

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет»

на правах рукописи

Абуэлсауд Раиф Сиам Сайед Ахмед

**ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПРОГНОЗИРУЮЩИМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор,
Гарганеев Александр Георгиевич

Томск-2020

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. КОНФИГУРАЦИЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ И МЕТОДЫ ИХ УПРАВЛЕНИЯ	17
1.1. Micro Grid как концепция малой распределенной энергетики. Конфигурации полупроводниковых автономных СЭС	17
1.1.1. Микрогриды постоянного тока	18
1.1.2. Микрогриды переменного тока	20
1.1.3. Гибридные микрогриды	20
1.2. Структуры полупроводниковых преобразователей в СЭС	21
1.2.1. Двухступенчатые системы преобразования	22
1.2.2. Одноступенчатые системы преобразования	23
1.3. Топологии трехфазных АИН в СЭС	23
1.3.1. Простая топология трёхфазного АИН	23
1.3.2. Топология трёхфазного АИН со средней точкой конденсатора в цепи питания	25
1.3.3. Топология трёхфазного АИН с четвертой стойкой	26
1.3.4. Топология на основе трёх отдельных однофазных инверторов	27
1.4. Методы управления АИН	30
1.4.1. ПИД-регулятор	31
1.4.2. Пропорционально-резонансный регулятор (ПР-регулятор)	33
1.4.3. Управление «Н на бесконечности» ($N-\infty$)	34
1.4.4. Гистерезисное управление	36
1.4.5. Управление с использованием скользящего режима (УСР)	38
1.4.6. Нечёткое управление. Нейронные сети.	41
1.4.7. Управление с прогнозирующей моделью (УПМ)	44
1.5. Выводы по главе 1 и постановка задач исследования	46

ГЛАВА 2. СХЕМЫ И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЕХФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА С ЧЕТВЕРТОЙ СТОЙКОЙ	49
2.1. Математическая модель системы электроснабжения на основе трехфазного АИН с четвертой стойкой	50
2.2. Алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН	54
2.3. Алгоритм управления выходным напряжением АИН на основе ПИД- регулятора	55
2.3.1. Структура ПИД-регуляторов	57
2.3.4. Проектирование ПИД-регуляторов	61
2.3.5. Широтная импульсная модуляция в АИН с четвертой стойкой	65
2.4. Алгоритм управления выходным напряжением АИН на основе ПР- регулятора	68
2.4.1. ПР-управление	68
2.4.2. Структура ПР-регуляторов	68
2.4.5. Проектирование ПР-регуляторов	72
2.5. Выводы по главе 2	74
ГЛАВА 3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СЭС	76
3.1. Выбор алгоритма линейного управления	79
3.2. Статический режим	83
3.3. Динамический режим	87
3.4. Анализ чувствительности управления	88
3.5. Выводы по главе 3	96
ГЛАВА 4. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА УПМ ДЛЯ НОРМАЛЬНЫХ И АВАРИЙНЫХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ	98
4.1. Алгоритм работы СЭС в аварийных режимах работы	99
4.2. Принцип двухшагового времени прогнозирования для компенсации задержки 102	
4.3. Оптимизация алгоритма УПМ	104
4.4. Проведённые эксперименты	106

4.4.1. Статический режим	109
4.4.2. Динамический режим	114
4.4.3. Аварийные режимы.....	115
4.5. Выводы по главе 4.	118
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	120
ЛИТЕРАТУРА	122

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. На сегодняшний день можно констатировать, что мировая энергетическая система вошла в новый этап фундаментальной трансформации. В целом этот комплекс изменений называют «Энергетическим переходом» (четвертым), сформировавшимся под влиянием изменений в энергополитике и развития новых технологий, и предусматривающем широкое использование возобновляемых источников энергии при вытеснении ископаемых видов топлива [1].

Термин «энергетический переход» [2] используется «для описания изменения структуры первичного энергопотребления и постепенного перехода от существующей схемы энергообеспечения к новому состоянию энергетической системы» Текущий «энергопереход» – это очередной, уже четвертый сдвиг в серии аналогичных фундаментальных структурных преобразований мирового энергетического сектора. С количественной точки зрения «энергопереход» можно определить, как 10 % – ное сокращение доли рынка определенного энергоресурса за 10 лет. Наиболее известно уже ставшее классическим разделение энергетических переходов, предложенное В. Смилом [3]:

- первый энергетический переход происходил от биомассы к углю, в ходе него доля угля в общем объеме потребления первичной энергии с 1840 по 1900 гг. увеличилась с 5 % до 50 %. Уголь стал основным источником энергии индустриального мира;

- второй энергетический переход связан с распространением нефти – ее доля выросла с 3 % в 1915 г. до 45 % к 1975 г. Наиболее интенсивный период переключения с угля на нефть пришелся на годы после Второй мировой войны. Начался «век моторов» и доминирования нефти, который завершился в конце 1970-х гг. нефтяным кризисом;

-третий энергетический переход привел к широкому использованию природного газа (его доля выросла с 3 % в 1930 г. до 23 % в 2017 г.) за счет частичного вытеснения как угля, так и нефти.

Таким образом, в настоящее время мы являемся свидетелями начала четвертого энергетического перехода. В последнее десятилетие в мире получены важные достижения в коммерциализации широкого спектра нетрадиционных энергетических носителей ресурса и энергоэффективных технологий – ветровые электростанции, солнечные батареи, аккумуляторы электроэнергии и другие (безуглеродные источники питания, предполагающие «декарбонизацию» процесса преобразования энергии), что предполагает совершенствование управляемости на основе широкого внедрения цифровизации и устройств силовой электроники (см. рисунок В1).

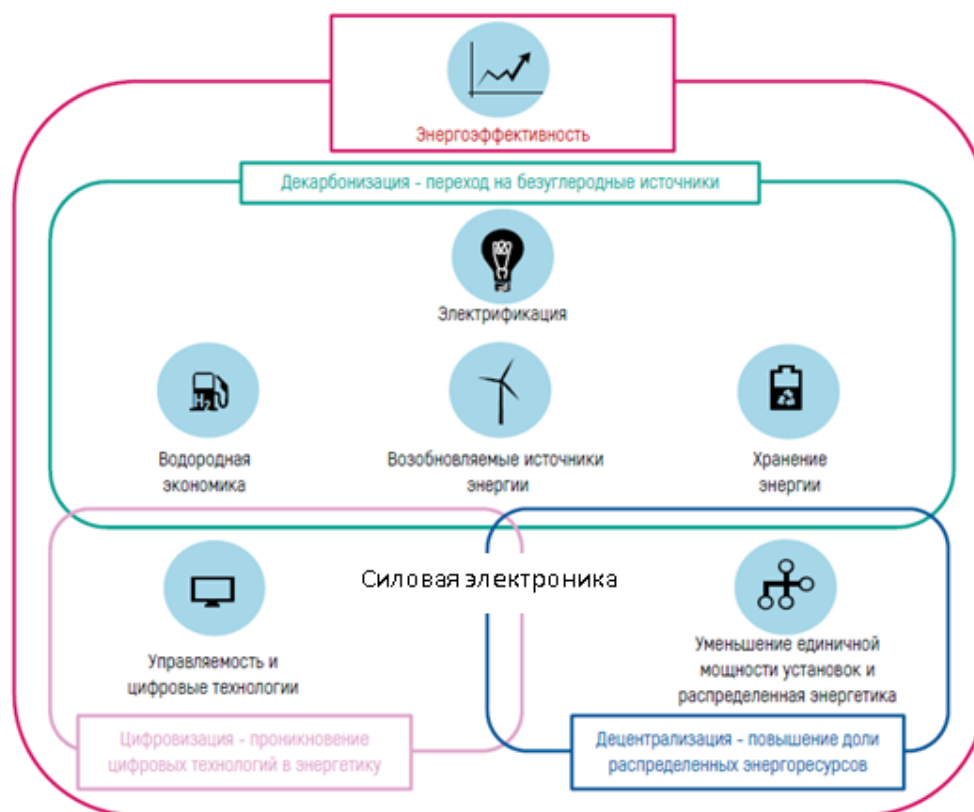


Рисунок В1 - Основные технологические элементы четвертого «энергоперехода»

Несмотря на интенсивное развитие средств силовой электроники, устройств фотовольтаики и современных химических источников, многочисленные территории многих стран, включая Россию, испытывают большой дефицит в электроэнергии. Например, в настоящее время новые города и сельские регионы в Египте являются типичными примерами энергоснабжения удалённых потребителей, которое может осуществляться только от автономных источников энергии. Использование более экономичных и экологически чистых альтернативных систем генерации энергии объясняется следующими причинами:

- (а) из-за постепенного сокращения количества ископаемого топлива и увеличение спроса на электроэнергию как развитых, так и развивающихся стран;
- (б) существующие централизованные электростанции сталкиваются с проблемой высокой стоимости расширения, особенно в развивающихся странах;
- (с) высокая стоимость топлива во многих отдалённых районах.

Египет располагает богатыми солнечными и ветровыми ресурсами и имеет амбициозные планы развития возобновляемой энергетики. Согласно новому докладу [4] «Egypt Could Meet More than 50% of its Electricity Demand with Renewable Energy» международного агентства по возобновляемым источникам энергии (IRENA) Египет может производить до 53 процентов своей электроэнергии на основе возобновляемых источников к 2030 году. В докладе «Перспективы возобновляемой энергетики в Египте», подготовленном в сотрудничестве с Министерством электричества и возобновляемой энергии этой страны и опубликованном 9 октября, подсчитано, что увеличение доли возобновляемых источников энергии может сократить годовые затраты на энергию на 900 млн. долларов США в год к 2030 году. В настоящее время в Египте на государственном уровне зафиксирована задача увеличить долю возобновляемых источников энергии (ВИЭ) в установленной мощности энергосистемы страны до 42% к 2035 году. IRENA в своем докладе рассматривает два сценария развития энергетики страны до 2030 года.

В базовом сценарии доля возобновляемых источников энергии в конечном потреблении энергии удваивается до 11%, а в производстве электричества увеличивается с нынешних 9% до 25%. Это впечатляющий рост, поскольку выработка электроэнергии в целом вырастет на примерно 125% до 385 ТВт*ч. Производство электричества ВИЭ возрастает с нынешних 15 ТВт*ч (почти всё это – ГЭС) до 96 ТВт*ч. Установленная мощность электроэнергетики должна увеличиться более чем на 250% до 117 ГВт в 2030 году. При этом надо отметить, что мощности угольной и газовой генерации вырастут еще больше – на 20 ГВт каждый тип, а доля ВИЭ в установленной мощности останется ниже 30%.

В более оптимистичном сценарии REmap структура меняется кардинальным образом, в первую очередь, за счёт ускоренного развития фотоэлектрической солнечной энергетики. Установленная мощность солнечных электростанций должна вырасти до 44 ГВт (в базовом сценарии – всего до 9 ГВт). С учетом стремительного снижения цен на солнечные модули и отличного природного потенциала страны данное развитие вполне реально. В настоящее время в Египте реализуются масштабные проекты по строительству солнечных электростанций, например комплекс солнечных электростанций Benban Solar Park, суммарной мощностью 1,6-2 ГВт [5]. В данном сценарии доля ВИЭ в производстве электроэнергии повышается до почти 53%, а в первичной энергии – до 22%. При этом установленная мощность электроэнергетики увеличивается еще больше (по сравнению с базовым сценарием) – до 137 ГВт.

Для реализации сценария REmap, IRENA рекомендует ряд действий, направленных на реализацию экономических и других преимуществ возобновляемых источников энергии. Среди перечисленных мер можно выделить: регулярное обновление энергетической стратегии Египта; совершенствование нормативной базы; уточнение организационных ролей и ответственности по развитию ветровой и солнечной энергетики; объединение разных проектов в области

возобновляемых источников энергии в пулы для снижения рисков и оптимизации финансирования; проведение комплексных кампаний по измерению солнечного и ветрового потенциала; и разработку планов развития местных производств компонентов для возобновляемой энергетики.

Чистые, модульные и возобновляемые источники энергии, объединенные в микросети (microgrid) на уровне сообществ, могут стать экономически эффективным способом обеспечить доступ к надежному и недорогому энергоснабжению тем, кто сейчас живет без электричества, причем такие системы электроснабжения (СЭС) могут работать как автономно, так и совместно с основными электрическими сетями.

Автономные СЭС, как правило, работают в условиях ограничения мощности входного источника, а также «непредсказуемости» нагрузок, что определяет их случайный характер, как по величине активной мощности, так и по характеру – нагрузки могут быть одно- или трёхфазными, сбалансированными (симметричными) или несбалансированными, линейными или нелинейными. Несимметрия и гармонические искажения напряжения могут вызывать серьёзные проблемы с оборудованием, такие как вибрация, перенапряжение, перегрев и т. д. [6, 7].

Системы автономного электроснабжения обычно состоят из источника питания, нагрузок, силовых электронных устройств и систем хранения энергии. Автономная СЭС ведёт себя как управляемый объект [8].

Основными силовыми электронными устройствами в СЭС являются инверторы, которые используются в качестве интерфейсов для подключения источника питания к нагрузкам переменного тока. Основной функцией инверторов является передача и управление мощностью. Кроме того, путем правильного управления инверторами могут быть решены проблемы дисбаланса напряжений, а также компенсации высших гармоник [9] [10].

Значительный вклад в развитие теоретических и экспериментальных исследований систем электроснабжения, в том числе автономных, на основе

полупроводниковых преобразовательных устройств внесли как российские, так и зарубежные ученые: С.А. Харитонов, Г.С. Зиновьев, Г.С. Мыщык, А.А. Ефимов, И.А. Баховцев, Шрейнер Р.Т., Г.В. Грабовецкий, Б.В. Лукутин, И.И. Лукин, Б.П. Соустин, В.Е. Тонкаль, В.А. Цишевский, Т.А. Lipo, Bimal K. Bose, Marvin J. Fisher, Kazmierkowski M., R. Zhang, M. E. Fraser, C. D. Manning, K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, и др.

При большой распространенности полупроводниковых СЭС в энергетике промышленных и автономных объектов применение новых схемотехнических и алгоритмических решений, позволяющих повысить качество их работы, является актуальной задачей.

Объектом исследования является система автономного электроснабжения на базе инвертора напряжения.

Предметом исследования являются режимы и алгоритмы управления полупроводниковой СЭС.

Целью диссертационной работы является обеспечение требуемого качества выходного напряжения автономной системы электроснабжения на основе алгоритмов прогнозирующего управления.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие задачи:

1. Изучить и проанализировать особенности применения и построения автономных полупроводниковых СЭС при работе на различные виды нагрузок и в составе автономных сетей, в частности, microgrid.

2. Провести исследования по особенностям применения метода прогнозирующего управления в структуре полупроводниковой СЭС и разработать алгоритмы управления СЭС при ее работе на активную, реактивную и нелинейную нагрузки как симметричного, так и несимметричного (несбалансированного) типа в соответствии с показателями качества управления.

3. Провести сравнительные исследования СЭС с прогнозирующим управлением с СЭС, функционирующих на основе алгоритмов пропорционально-интегрально- дифференциального (ПИД) и пропорционально-резонансного (ПР)-регулирований.

4. Разработать алгоритмы аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующим управлением по току нагрузки.

5. Для подтверждения теоретических исследований провести экспериментальную проверку алгоритмов прогнозирующего управления.

Методы исследований. В диссертационной работе использовались методы теоретических основ электротехники, математические методы с применением интегро-дифференциальных и матричных уравнений, имитационное моделирование с применением пакета Matlab Simulink, а также экспериментальные исследования. Для анализа устойчивости СЭС и синтеза регуляторов применялся метод корневого годографа.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Предложена математическая модель СЭС для управления напряжением нагрузки АИН с нулевым проводом (четвёртой стойкой) на основе алгоритма с прогнозирующим управлением.

2. Предложены математические модели СЭС на базе автономного инвертора напряжений (АИН) с нулевым проводом (четвертой стойкой) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПИД-регулятора, ПР-регулятора, скалярной ШИМ и при компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0.

3. Разработана имитационная модель СЭС при управлении автономным инвертором с нулевым проводом (четвёртой стойкой), способная реализовать три метода управления СЭС: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозирующим управлением.

4. Разработаны алгоритмы прогнозного управления выходным напряжением АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой), позволяющие получить высокое качество выходного напряжения СЭС с функцией эффективной защиты по току.

5. Произведена оценка чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах.

Практическая ценность работы:

1. Разработанная имитационная модель полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой) и прогнозирующим управлением позволяет исследовать и оптимизировать ее статические и динамические режимы в процессе проектирования.

2. Разработанный на основе прогнозирующего управления алгоритм защиты от короткого замыкания позволяет не только эффективно защищать автономный инвертор СЭС от аварийных режимов работы, но и формировать заданное значение выходного тока в аварийных режимах.

3. Полученные графические зависимости частоты коммутации ключей автономного инвертора СЭС с прогнозирующим управлением от коэффициента мощности и величины нагрузки позволяют проектировщику производить выбор частоты коммутации ключей инвертора с оценкой динамических потерь.

4. Результаты исследования чувствительности СЭС с прогнозным управлением к изменениям параметров выходного фильтра дают основу для его проектирования.

На защиту выносятся:

1. Имитационная модель СЭС при управлении автономным инвертором с нулевым проводом (четвёртой стойкой), способная реализовать три метода

управления: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозирующей моделью (УПМ).

2. Алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой), минимизирующий ошибку между выходным и опорным напряжениями.

3. Алгоритм аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующим управлением по току нагрузки.

4. Результаты анализа чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах.

Степень достоверности и апробация результатов исследования. Достоверность полученных результатов определяется корректным использованием научно-обоснованных методов исследований, сходимостью экспериментальных и расчетных данных. Результаты, полученные при проведении экспериментальных испытаний, подтверждают справедливость научных положений и применимость предложенных методов, технических решений и выводов.

Апробация работы и публикации. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. 4th International Conference on Frontiers of Educational Technologies - ICFET '18, 2018, Proceedings, г. Москва.

2. The first International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), 2019, Proceedings, г. Москва.

3. 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2019, – Proceedings, г. Новосибирск.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 12 публикациях, в том числе 5-х статьях в журналах, рекомендованных ВАК РФ, и 7 статьях, индексируемых в наукометрических базах SCOPUS и WoS.

Внедрение результатов исследований. Результаты диссертационной работы использованы в Институте силовой электроники Новосибирского государственного технического университета для проектирования автономных СЭС, а также в учебном процессе инженерной школы энергетики НИ ТПУ при подготовке бакалавров по направлению 13.03.02 и магистров по направлению 13.04.02 (Электроэнергетика и электротехника) по профилям «Электрооборудование летательных аппаратов» и «Электротехнические комплексы автономных объектов».

Личный вклад автора. Автор диссертационной работы принимал непосредственное участие в теоретических исследованиях, разработке, планировании и проведении экспериментальных исследований, анализе и обобщении полученных данных, написании текстов статей и докладов. В работах, написанных в соавторстве, автору принадлежат: математические, имитационные модели и алгоритм прогнозного управления автономным инвертором с дополнительной четвертой стойкой, включая аварийные режимы, анализ электромагнитных процессов и устойчивости в СЭС, оценка качества электроэнергии в СЭС.

Структура диссертационной работы.

Во введении обоснована актуальность исследования, определены объект и предмет исследования, сформирована цель работы, основные задачи, научная новизна и практическая ценность исследований, приведены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе проведен анализ Micro Grid как концепции малой распределенной энергетики. Рассмотрена конфигурация полупроводниковых автономных СЭС. Проведен обзорный анализ методов управления техническими системами, способных найти применение в автономных полупроводниковых СЭС.

Сформулированы задачи диссертационного исследования. Сделан вывод о перспективности создания полупроводниковых автономных СЭС в составе Micro Grid на основе прогнозирующего управления (в англ. терминологии - Model Predictive Control, MPC - «модель прогнозного управления», «управление с прогнозирующей моделью - УПМ).

Во второй главе проведена разработка топологических схем и математических моделей для СЭС на основе трехфазного АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом). Рассмотрены алгоритмы УПМ, ПИД- и ПР-регулирования. Результаты второй главы явились основой для создания соответствующих имитационных моделей в пакете Matlab Simulink.

В третьей главе в пакете Matlab Simulink разработана имитационная модель СЭС при управлении АИН с нулевым проводом на основе трёх методов управления: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозирующей моделью. Проведено сравнение функционирования СЭС с нулевым проводом при реализации ПР-регулятора и ПИД-регулятора в статическом и динамическом режимах. Показано, что УПМ-алгоритм обеспечивает более быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД-алгоритмом. Проведен анализ чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах. Показано, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, а также незначительно влияет на пульсацию напряжения в звене постоянного тока инвертора.

В четвертой главе разработан алгоритм аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующим управлением по току нагрузки. Для проверки теоретических исследований и выводов изготовлен макетный образец полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой), на котором проведены физические эксперименты.

В заключении сформулированы результаты диссертационного исследования.

ГЛАВА 1. КОНФИГУРАЦИЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ И МЕТОДЫ ИХ УПРАВЛЕНИЯ

1.1. Micro Grid как концепция малой распределенной энергетики.

Конфигурации полупроводниковых автономных СЭС

Концепция Micro Grid предполагает создание на определенных территориях потенциально автономной энергосетевой структуры, содержащей собственные источники электроэнергии и способной решить задачу электроснабжения потребителей как самостоятельно (автономно), так и при максимуме пиковых нагрузок, когда центральная сеть не в состоянии обеспечить потребитель качественной электроэнергией. Концепция Micro Grid также предполагает использование возобновляемых источников энергии, которые с каждым годом, в связи с ухудшающейся экологической ситуацией, становятся все более и более востребованными. Именно использование возобновляемых источников позволяет решить задачу энергоэффективности СЭС.

Micro Grid включает набор генерирующих источников электроэнергии. Генерирующие источники могут быть представлены комбинацией традиционных источников, работающих на дизельном топливе (дизель-генераторы) или газе (газопоршневые двигатели), малыми гидроэлектростанциями, а также ветроустановками и солнечными станциями.

Определенной границы по мощности для Micro Grid не существует. Так, например, компания АВВ установила для себя границу по мощности около 20 МВт. Существует и концепция NanoGrid, сети в которой характеризуются мощностями до 50 кВт. Определяющим в концепции Micro Grid (NanoGrid) является использование передовых технологий в области силовой электроники, микропроцессорной техники

и электротехнического материаловедения. В этом смысле в составе Micro Grid могут быть устройства передачи электроэнергии на постоянном или переменном токе, возможно применение частотно-регулируемые электроприводов, эффективных низкочастотных силовых трансформаторов, осветителей на LED-технологиях и т. д. Центральным энергопреобразующим устройством в Micro Grid является автономный инвертор напряжения - АИН (тока - АИТ) как звено, непосредственно отвечающее за качество выходной электроэнергии и блокировку аварийных режимов.

Классификация конфигураций СЭС Micro Grid может быть выполнена в соответствии с методом, используемым для передачи и распределения мощности [11]. Эта классификация состоит из Micro Grid постоянного тока, Micro Grid переменного тока и гибридных Micro Grid.

1.1.1. Микрогриды постоянного тока

Микрогриды постоянного тока широко применяются в телекоммуникационных системах, электромобилях и т.д. Кроме того, интенсивное использование электронных нагрузок в офисных зданиях и коммерческих объектах и быстрый рост источников питания постоянного тока, таких как фотоэлектрические и топливные элементы, делают микрогриды постоянного тока привлекательным сетевым решением. На рисунке 1.1 изображена типичная структура микрогрида постоянного тока на основе устройств силовой электроники – DC-DC-преобразователей, выпрямителей и автономных инверторов напряжения.

Контроллер, осуществляющий слежение (с формированием необходимых команд) за режимами потребления нагрузок и отдельных преобразователей, зарядом аккумуляторной батареи от синхронного ветрогенератора PMSG или от солнечной панели PV, блокировку аварийных режимов СЭС условно не показан.

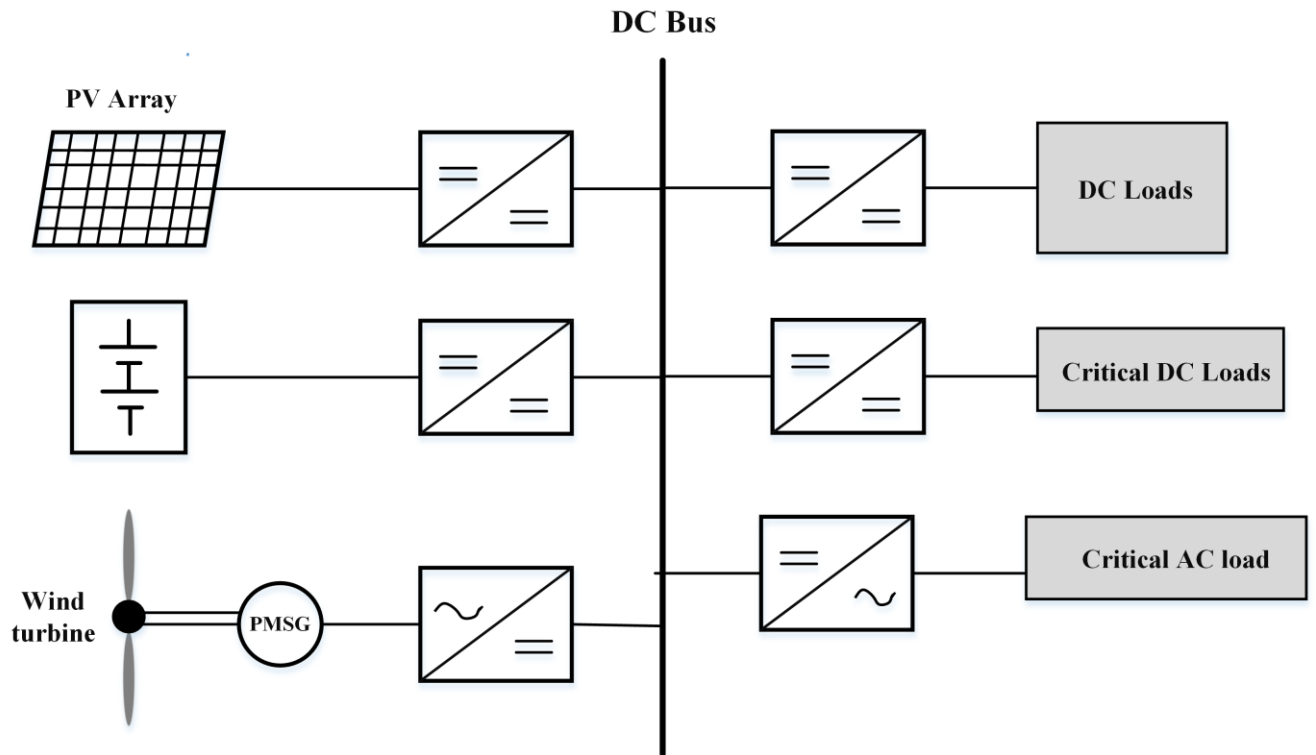


Рисунок 1.1. Структура микрогрида постоянного тока

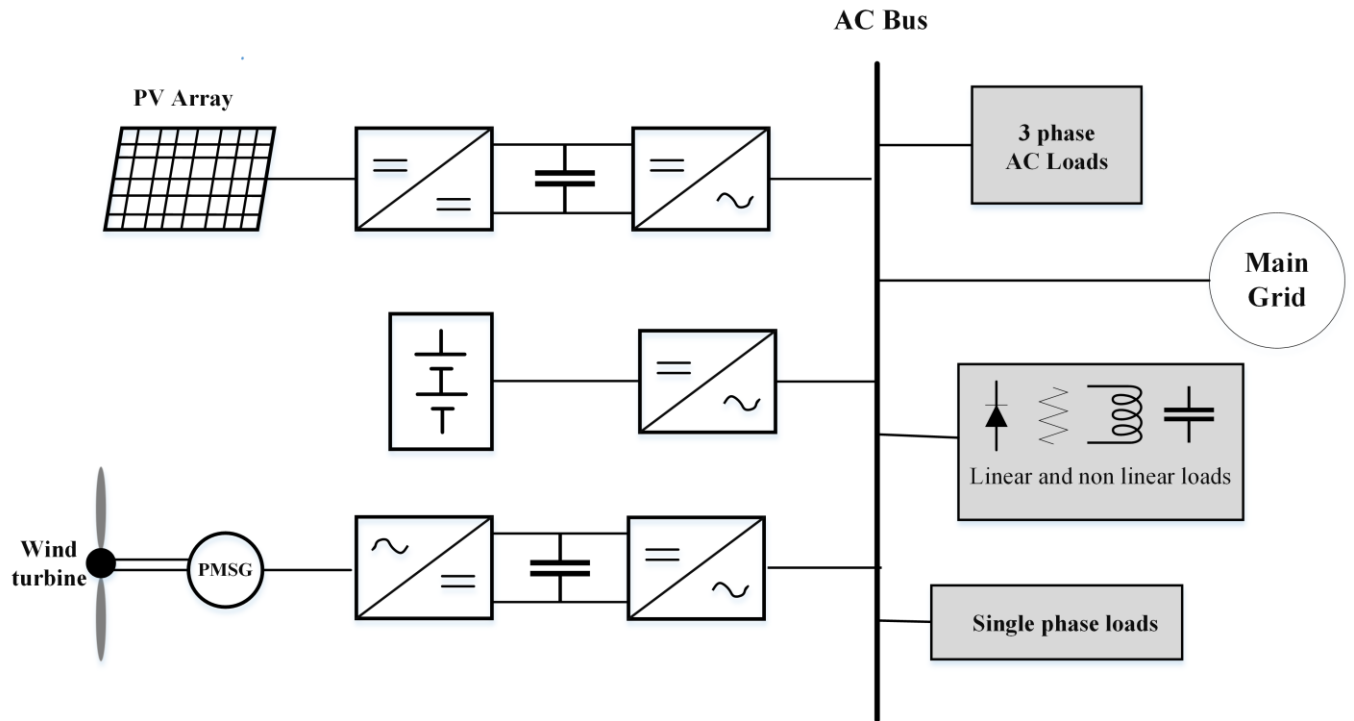


Рисунок 1.2. Структура микрогрида переменного тока

1.1.2. Микрогриды переменного тока

На рисунке 1.2 показана типичная конфигурация микрогридов переменного тока на основе устройств силовой электроники. В этой конфигурации источники питания напрямую подключаются к шине переменного тока и нагрузки через отдельные преобразователи [12] в один этап или два этапа, как будет обсуждаться в следующем разделе. Если какой-либо из преобразователей выходит из строя по причине недостаточности электроэнергии в канале, микрогрид может обеспечить требуемое количество энергии из оставшихся источников [13]. Однако эта система имеет недостаток в дорогостоящих инвестициях и требует сложного алгоритма управления для преобразователей для регулирования мощности, напряжения (тока), формируемых в общей шине переменного тока. Так, например, требуется система жесткой синхронизации автономных инверторов напряжения по фазе и величине мгновенных напряжений. Кроме того, работа инверторов в условиях непредсказуемости нагрузок, как по величине, так и по их характеру, в условиях их несимметрии значительно осложняет реализацию такой системы.

1.1.3. Гибридные микрогриды

В гибридных микрогридах [14, 15] общая шина постоянного тока собирает регулируемую мощность от различных источников питания, обеспечивает нагрузки постоянного тока и поддерживает постоянное напряжение постоянного тока на входном терминале автономного инвертора напряжения. Инвертор используется для подключения общей шины постоянного тока к нагрузкам переменного тока как показано на рисунке 1.3. Контроллер, осуществляющий слежение (с формированием необходимых команд) за режимами потребления нагрузок и отдельных преобразователей, зарядом аккумуляторной батареи от синхронного ветрогенератора

PMSG или от солнечной панели PV, блокировку аварийных режимов СЭС условно не показан. В отличие от предыдущей схемы, на автономный инвертор, рассчитанный в данном случае на полную мощность нагрузки, возлагается требование поддержания заданного качества выходного напряжения в условиях непредсказуемости нагрузок, как по величине, так и по их характеру, а также в условиях их возможной несимметрии.

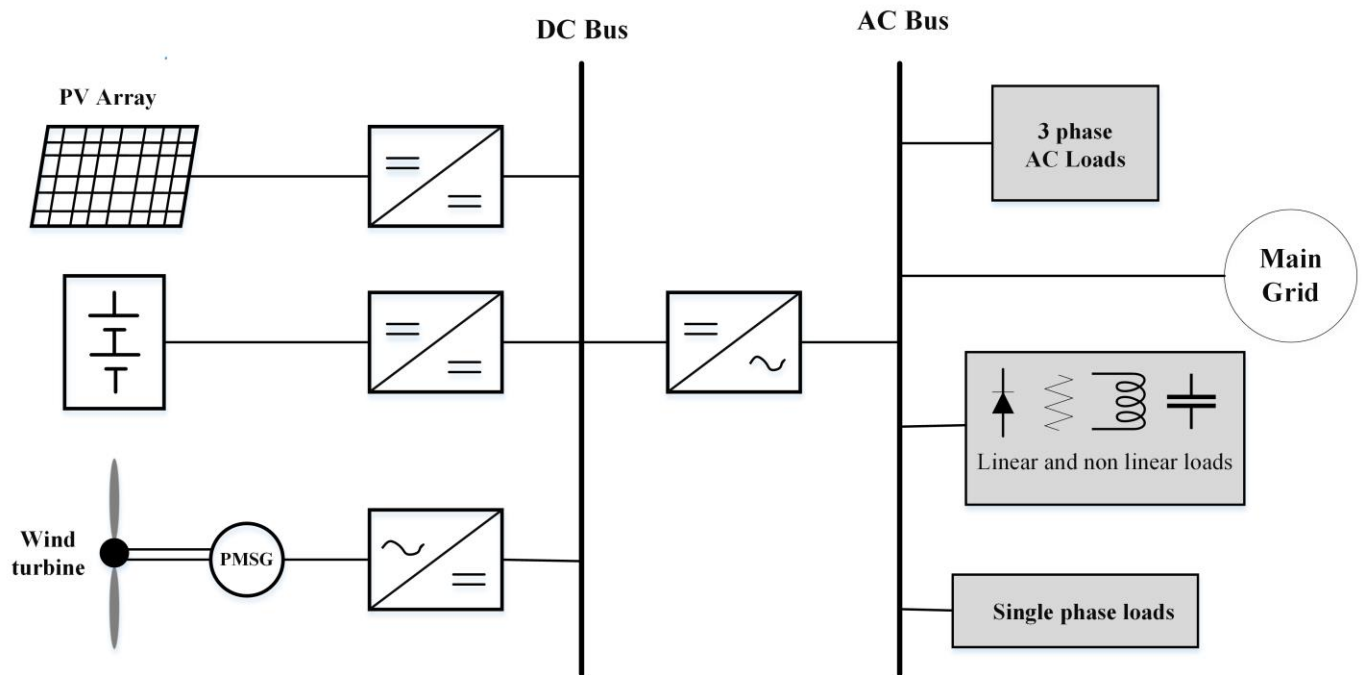


Рисунок 1.3. Структура гибридного микрогрида

1.2. Структуры полупроводниковых преобразователей в СЭС

Структуры связей источников питания в СЭС определяются типами первичных энергоресурсов, требованиями нагрузки и структурами микрогридов [16]. Топология полупроводниковых преобразователей может быть разделена на две категории в зависимости от количества ступеней преобразования энергии.

1.2.1. Двухступенчатые системы преобразования

Двухступенчатая система преобразования энергии является наиболее распространённой конфигурацией для блоков питания. На рисунке 1.4 показаны две типичные структуры двухступенчатой системы преобразования для фотоэлектрических систем и ветровых турбин, соответственно. В общем случае двухступенчатая система преобразования состоит из первой ступени преобразователя постоянного тока с выходным напряжением постоянного тока или выпрямителя для этих источников энергии с выходным напряжением переменного тока, вторая ступень - инвертор для нагрузки переменного тока или преобразователь постоянного тока для нагрузок постоянного тока. Эта конфигурация имеет две отдельные системы управления: управление первой ступенью ставит своей целью извлечение максимальной мощности из первичного источника питания; система управления второй ступенью обеспечивает качественное преобразование постоянного напряжения в переменное с требуемой амплитудой, частотой, коэффициентом гармонических искажений в условиях характера заданной нагрузки.

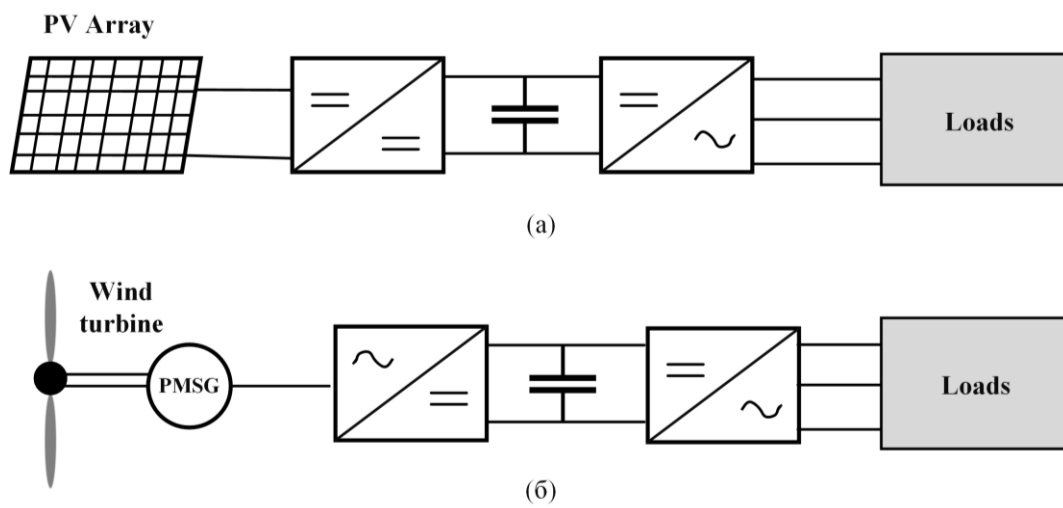


Рисунок 1.4. Две структуры двухступенчатых систем преобразования (а) для фотоэлектрической системы (б) для ветротурбинной системы

1.2.2. Одноступенчатые системы преобразования

На рисунке 1.5 показана базовая конфигурация одноступенчатой системы преобразования для тех блоков питания, которые создают напряжение постоянного тока. Эта конфигурация обеспечивает преимущества высокой эффективности, небольшого размера и веса, а также снижения стоимости. Тем не менее, для этого требуется сложная система управления для выполнения функции двухступенчатой конфигурации: как и в предыдущем примере, система управления должна обеспечить качественное преобразование постоянного напряжения в переменное с требуемой амплитудой, частотой, коэффициентом гармонических искажений в условиях характера заданной нагрузки, а также максимального отбора мощности от солнечной панели PV.

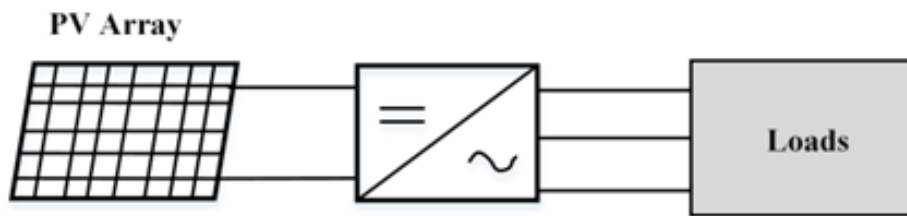


Рисунок 1.5. Структура одноступенчатой системы преобразования для фотоэлектрической системы

1.3. Топологии трехфазных АИН в СЭС

1.3.1. Простая топология трёхфазного АИН

На рисунке 1.6 изображена трёхпроводная топология трёхфазного АИН с выходным фильтром [17]. Работа ключей АИН предполагается в режиме широтно-импульсной модуляции выходного напряжения с последующей фильтрацией высших гармонических в выходном L-C-фильтре. Главной особенностью такой топологии является неспособность ее работы на несимметричную, а, тем более,

нелинейную нагрузку во-первых, ввиду отсутствия четвертого (нулевого) провода, а, во-вторых, большой сложностью организации системы управления для снижения неудобств от этого недостатка. В качестве альтернативы можно использовать эту топологию, но с трансформатором Δ -Y [18,19] или зигзагообразным трансформатором [20], который является тяжёлым и дорогостоящим и, следовательно, нежелателен во многих приложениях. Компонент тока нулевой последовательности будет фильтроваться в зигзагообразном трансформаторе или циркулировать в Δ -обмотке трансформатора Δ -Y (см. рисунок 1.7 и рисунок 1.8), а схема управления инвертором должна будет только компенсировать падение напряжения положительных и отрицательных последовательностей на выходном фильтре инвертора.

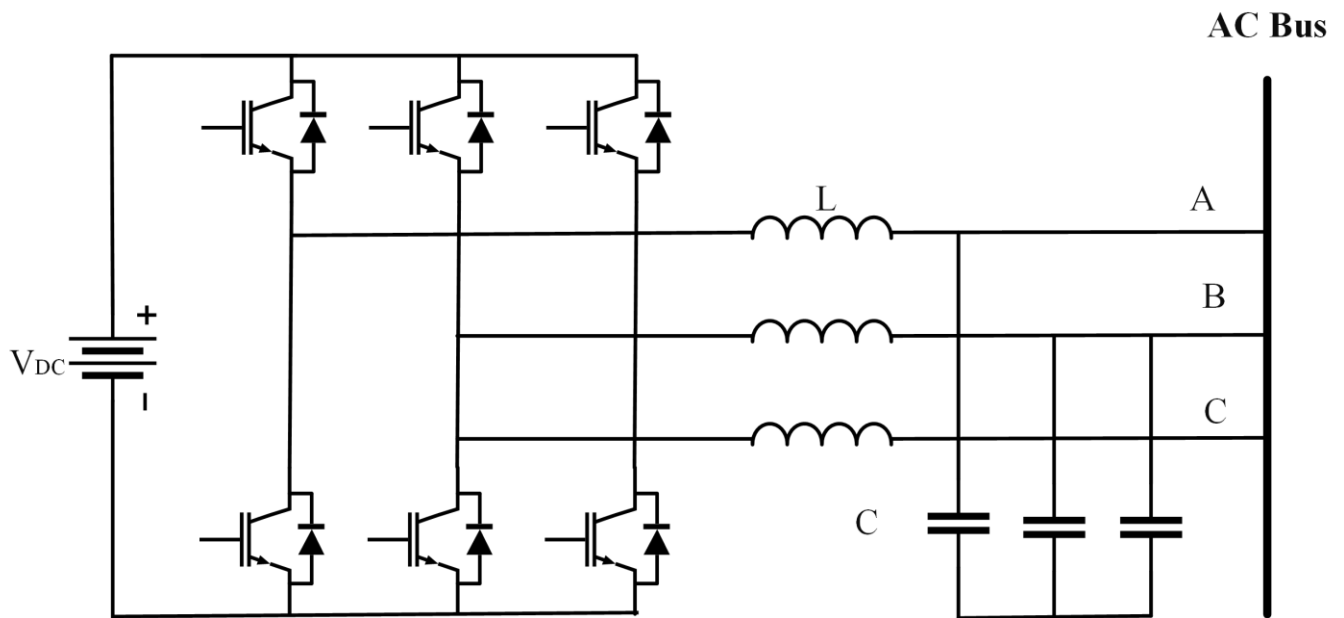


Рисунок 1.6. Топология трёхфазного АИН с входным фильтром

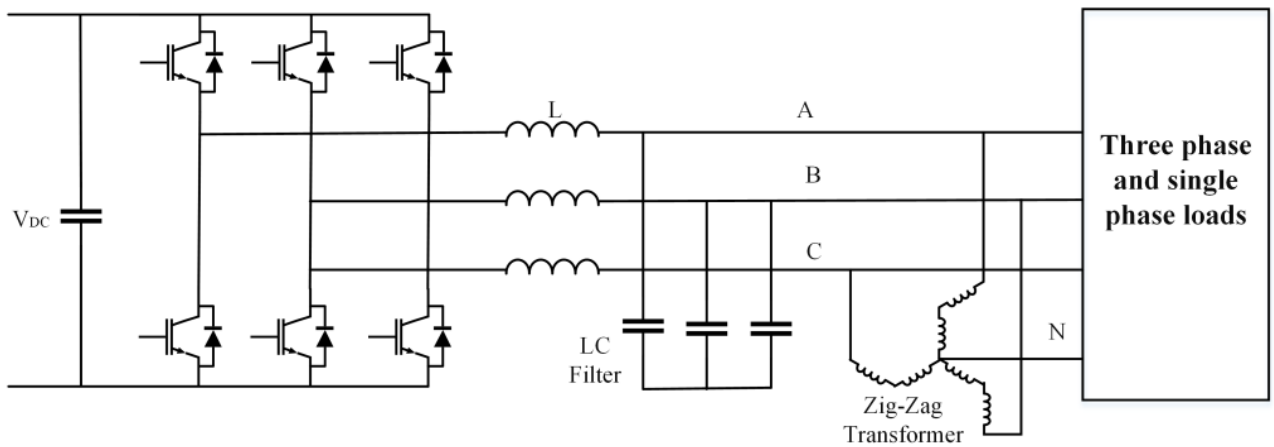


Рисунок 1.7. Топология трёхфазного АИН с «зигзагообразным» трансформатором

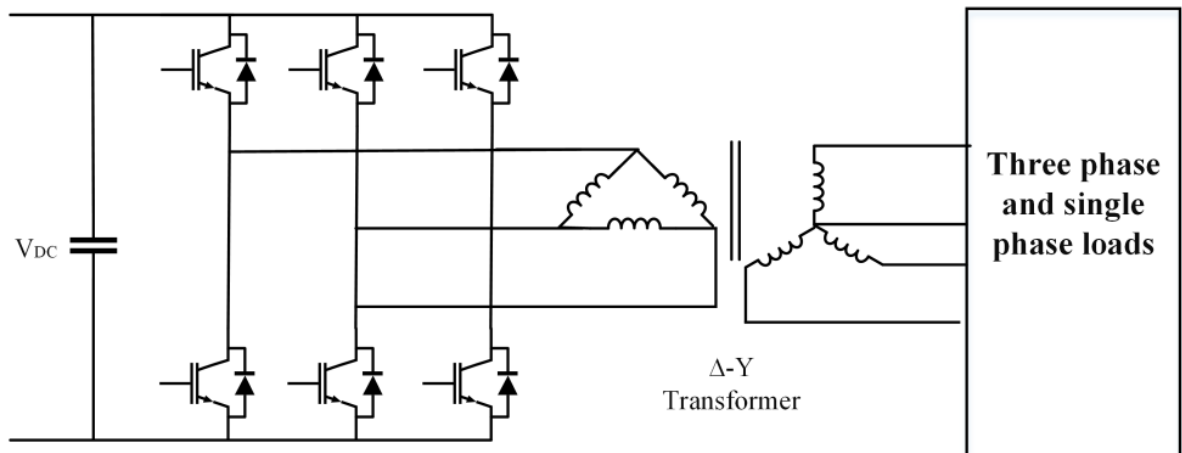


Рисунок 1.8. Топология трехфазного АИН с трансформатором Δ -Y

1.3.2. Топология трёхфазного АИН со средней точкой конденсатора в цепи питания

Топология со средней точкой конденсатора в цепи питания, показанная на рисунке 1.9, является простейшей топологией АИН с нулевым проводом и с наименьшим количеством ключей. В этой топологии нулевой провод подключается к средней точке разделённых конденсаторов постоянного тока. Принципиально, эта топология может быть смоделирована как три независимых однофазных

полумостовых инвертора. Максимально достижимое пиковое значение фазного напряжения на выходе АИН в этом случае составляет половину напряжения питания шины постоянного тока ($V_{dc} / 2$). Таким образом, для того, чтобы получить 220 В на фазу требуется большое напряжение шины постоянного тока (обычно 700В). Данная схема нуждается в дорогих и больших конденсаторах для достижения равного распределения напряжения между расщепленными конденсаторами [21]. Другим недостатком этой конфигурации является то, что при сильных несбалансированных и нелинейных условиях в нагрузке большой ток нейтрального провода протекает по вызывает возмущение в схеме управления и флуктуацию напряжения в звене постоянного тока.

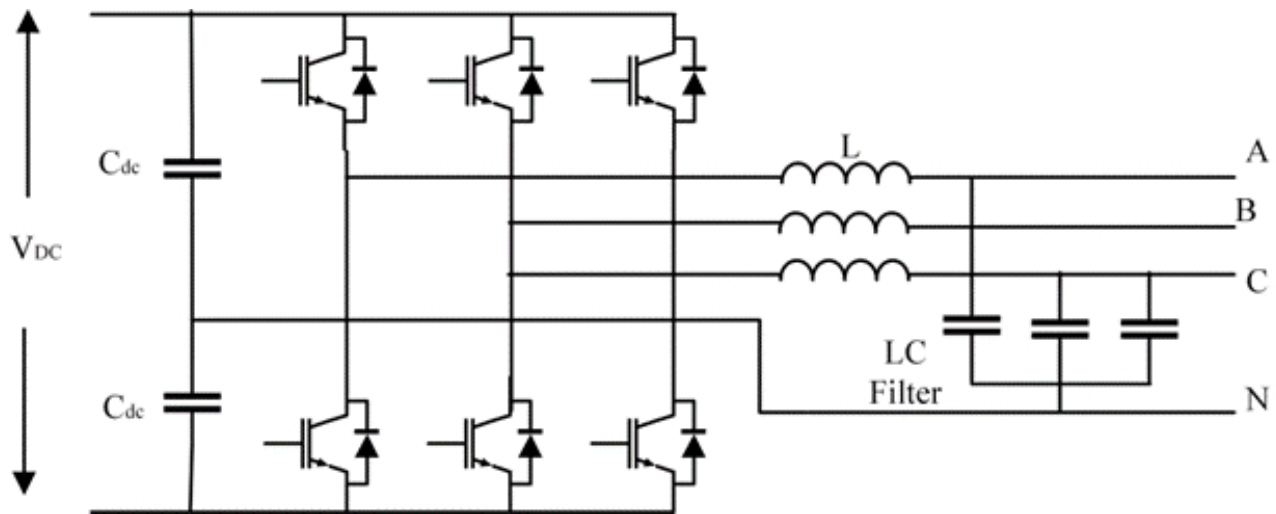


Рисунок 1.9. Топология со средней точкой конденсатора

1.3.3. Топология трёхфазного АИН с четвертой стойкой

Среди разработчиков СЭС растёт интерес к использованию трёхфазных инверторов с нулевым проводом из-за их способности эффективно обрабатывать несбалансированные нагрузки в четырёхпроводных автономных системах [22- 24]. В этой топологии нейтральный провод подключён к искусственно созданной средней точке в четвертой стойке (рисунок 1.10). Конденсаторы шины постоянного тока

используются только для устранения пульсации на шине постоянного тока (средняя точка шины постоянного тока не используется, поэтому в этом преобразователе отсутствует проблема дисбаланса напряжения конденсатора). Таким образом, используемые конденсаторы шины постоянного тока относительно малы. Максимально достижимое пиковое значение выходного фазового напряжения выше, чем значение АИН со средней точкой конденсатора ($V_{dc}/\sqrt{3} = 0.577$ по сравнению с $0,5 V_{dc}$). Поэтому требование уровня напряжения шины постоянного тока становится ниже, а потери на переключение уменьшаются, что приводит к повышению эффективности. Наличие двух дополнительных транзисторных ключей приводит к усложнению алгоритма управления, что в принципе достижимо с учетом современного уровня развития микропроцессорной техники.

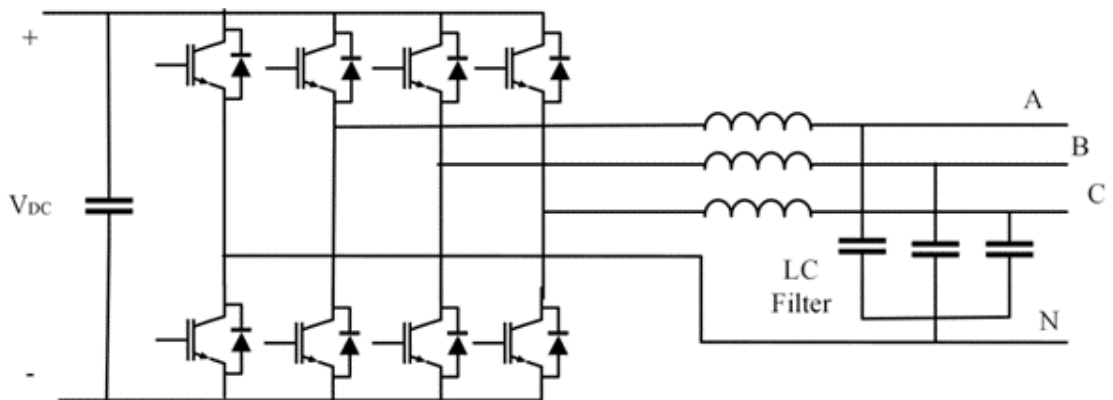


Рисунок 1.10. Топология трёхфазного АИН с четвёртой стойкой

1.3.4. Топология на основе трёх отдельных однофазных инверторов

Этот тип преобразователя состоит из трёх однофазных инверторов, которые подключены к нагрузкам через разделительный трансформатор, как показано на рисунке 1.11. По сравнению с другими топологиями эта топология имеет такие преимущества, как низкое требование напряжения постоянного тока для заданного выходного напряжения, что вдвое меньше, чем у инвертора со средней точкой конденсатора.

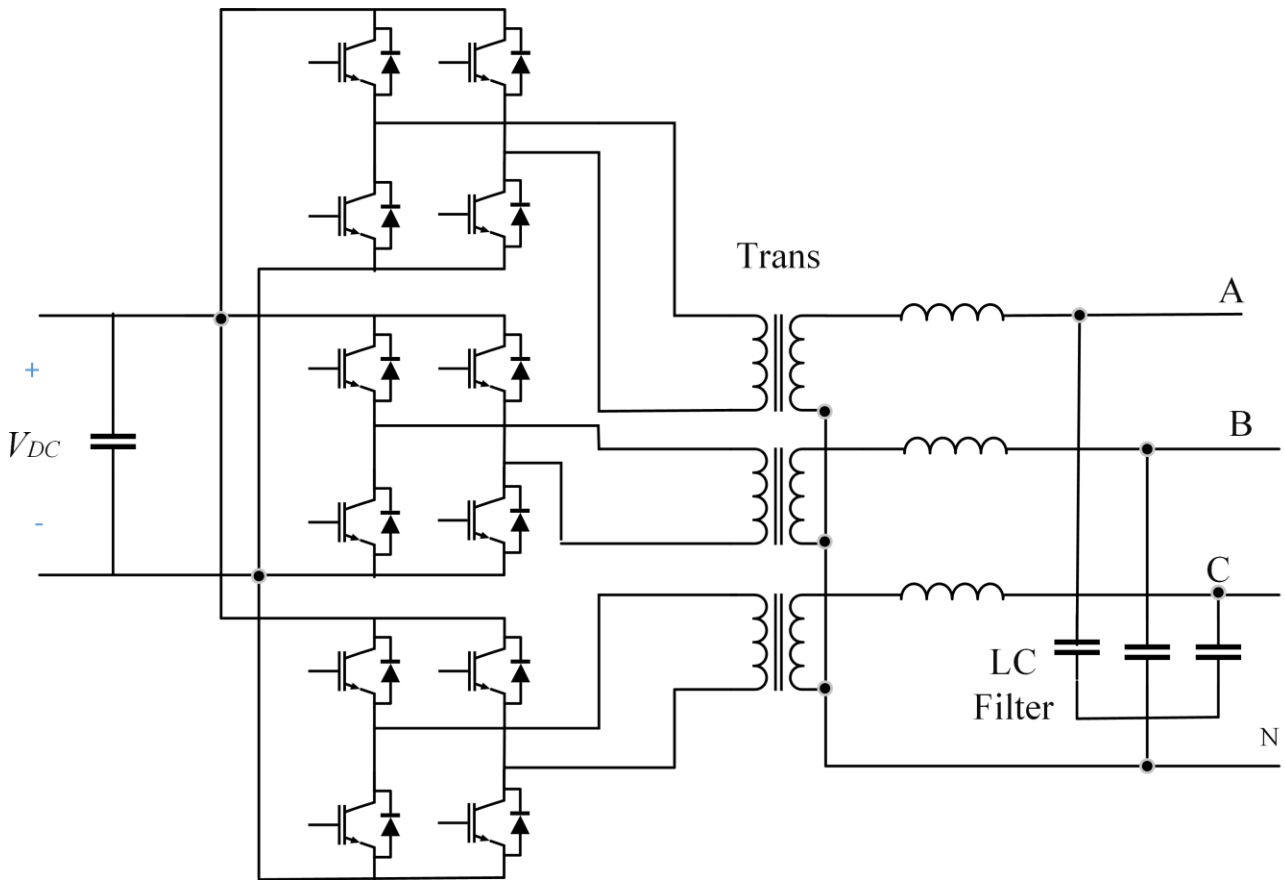


Рисунок 1.11. Топология СЭМ на основе трёх отдельных однофазных инверторов

Хотя в этой топологии требуется большее количество транзисторов, выходное напряжение имеет лучший гармонический профиль, а требование к выходным пассивным фильтрам уменьшается [25, 26]. Здесь может быть достигнута более высокая надёжность, так как каждая фаза независима и во время сбоя в любой одной фазе две другие фазы могут ещё обеспечивать трёхфазные нагрузки. Таким образом, схема допускает пофазное регулирование выходных напряжений. Основным недостатком этой топологии является необходимость использовать разделительные трансформаторы, работающие на основной частоте, которые необходимы для изоляции, безопасности и согласования напряжения. В этом смысле недостаток «согласования» может превратиться в достоинство, если, например, СЭС используется в назначении источника бесперебойного электроснабжения, когда звено постоянного тока представлено аккумуляторной батареей. В этом случае

целесообразен вариант выполнения сглаживающего фильтра с размещением дросселя в первичной низковольтной цепи, а конденсатора фильтра в выходной высоковольтной цепи, энергия дросселя определяется его током, а энергия конденсатора напряжением (рисунок 1.12).

В качестве трансформаторных вариантов СЭС с нулевым проводом может быть реализована также на основе схемы Скотта (рисунок 1.13), в том числе и по автотрансформаторной схеме (рисунок 1.14). Для реализации в схеме управления должна быть предусмотрена фазосдвигающее устройство ФСУ. Аналитическое сравнение четырёхпроводных топологий СЭС на базе АИН представлено в таблице 1. Каждая топология имеет свои преимущества и недостатки, и ни одна топология не может использоваться для всех приложений.

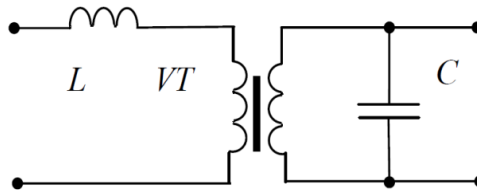


Рисунок 1.12. Вариант выполнения сглаживающего фильтра

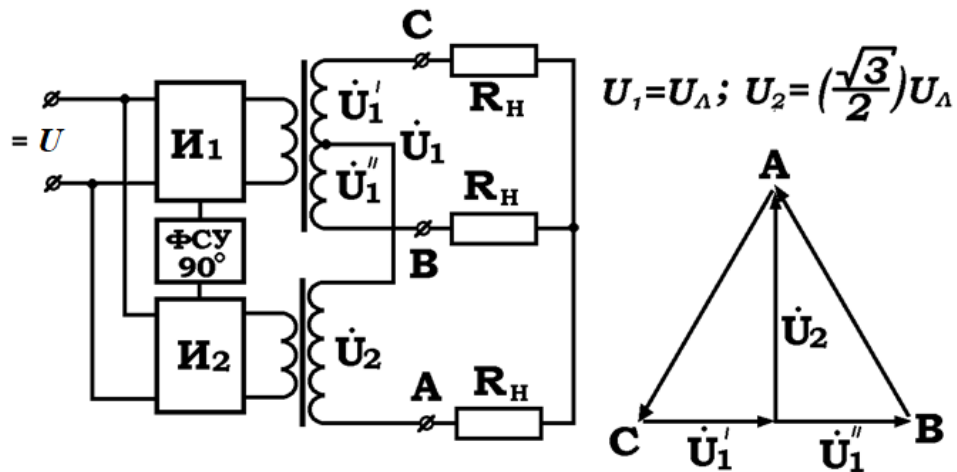


Рисунок 1.13. Топология СЭС на основе схемы Скотта

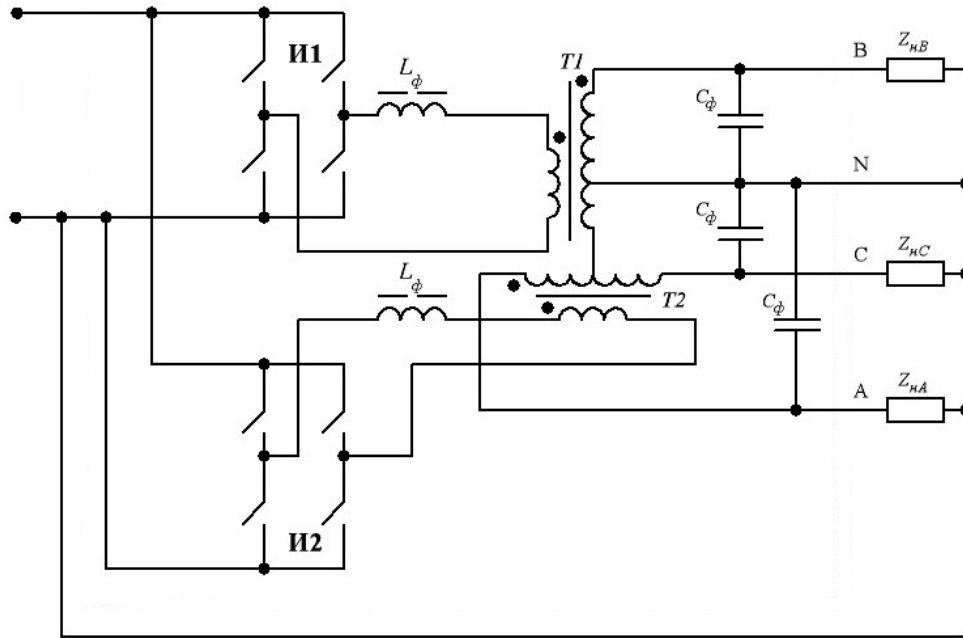


Рисунок 1.14. Топология СЭС на основе автотрансформаторной схемы

Таблица 1 Сравнение топологий трехфазных АИН с нулевым проводом

	АИН со средней точкой конденсатора	АИН с четвёртой стойкой	АИН на основе трёх отдельных однофазных инверторов
Соглас. трансформатор	Нет	Нет	Да
Кол-во ключей	6	8	12
Входной конденсатор	большой	Средний	Маленький
Выходное напряжение в процентах от входного напряжения постоянного тока	<50%	<60%	< 100%
Сложность техн. решения	Низкая	Высокая	Средняя
Объем / Вес	Средняя	Низкая	Высокая

1.4. Методы управления АИН

Требование к заданному качеству выходного напряжения СЭС диктует необходимость не только наличия выходного фильтра, но и соответствующих

алгоритмов управления, позволяющих сохранять качество и в динамических режимах при резких изменениях нагрузки. Как следствие, СЭС должна быть охвачена системой обратных связей, а система управления иметь высокую производительность в части обработки входной информации и формирования сигналов управления ключами АИН. Методы управления делятся на шесть категорий в соответствии с их приложениями. Наиболее популярные методы будут представлены в этом разделе [27].

1.4.1. ПИД-регулятор

Классический закон пропорционально-интегрально-дифференциального регулирования (ПИД-регулятор) был наиболее часто используемым методом на протяжении многих десятилетий для различных приложений. Преимущество этого подхода заключается в его простоте [28, 29]. ПИД-регулятор используется для управления различными системами в условиях обработки сигналов на «постоянном токе», поэтому управление системы в координатах $DQ0$ предусматривает сначала переход от системы координат ABC (в случае трех фаз АИН) к системе $DQ0$, а после придания контролируемой величине заданных динамических свойств в сравнении с опорным сигналом, обратный переход к трехфазной системе для непосредственного воздействия на ключи АИН [30]. Одна из особенностей ПИД-регулирования состоит в том, что на процессы прямого и обратного преобразования сигнала управления затрачиваются временные и вычислительные ресурсы. Кроме того, при обязательных мерах по обеспечению запаса устойчивости всей системы, формирование дифференциальной составляющей алгоритма приводит, как правило, к усилению помех. Повышенное усиление высокочастотных составляющих сигнала ошибки приводит к тому, что отношение полезной составляющей управляющего сигнала к шумовой уменьшается, что в результате дестабилизирует объект

управления. Также следует отметить, что при скачкообразном изменении сигнала ошибки на выходе СЭС могут появляться импульсы выходного напряжения.

Важным вопросом в применении ПИД-регулятора является процесс настройки его коэффициентов, который может быть решен либо на основе опыта проектировщика, либо на основе применения автоматических методов, например, Циглера-Никольса или Ротача. В настоящее время в мире насчитывается несколько сотен методов синтеза ПИД-регулятора, которые в частности рассмотрены в работах [31].

В технических системах используются различные формы ПИД-регуляторов, количество которых насчитывается больше десяти [31]. Наиболее известной и распространенной формой можно считать «классическую», имеющую передаточную функция вида:

$$W(p) = k_n \left(1 + \frac{1}{T_u p} + T_d p\right) = k_n + \frac{k_u}{p} + k_d p \quad (1.1)$$

где p – оператор Лапласа, k_n - пропорциональный коэффициент усиления регулятора, T_u - постоянная времени интегрирования, T_d - постоянная времени дифференцирования; k_u - интегральный коэффициент усиления; k_d - дифференциальный коэффициент усиления.

Используется также последовательная форма с передаточной функцией вида:

$$W(p) = k_n (\alpha + T_d p) \left(1 + \frac{1}{\alpha T_u p}\right) \quad (1.2)$$

$$\text{при } T_u \geq T_d \text{ и } \alpha = \frac{1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_d}{T_u}}}{2} > 0$$

Кроме того следует отметить факт применения форм с фильтрами:

- с фильтром дифференциальной составляющей:

$$W(p) = k_n \left(1 + \frac{1}{T_u p} + \frac{T_o p}{1 + \frac{T_o p}{n}} \right), \quad \text{при } n = 2 \div 20. \quad (1.3)$$

- с фильтром на входе:

$$W(p) = k_n \left(1 + \frac{1}{T_u p} + T_o p \right) \frac{1}{(T_\phi p + 1)^m} \quad (1.4)$$

где m – порядок фильтра.

Также отметим модифицированную форму, принцип действия которой основан на так называемом упреждающем управлении, способном придать регулятору более дифференцирующие или более интегрирующие свойства. В таком ПИД-регуляторе каждое входное воздействие имеет свою весовую функцию:

$$u(t) = k_n [\alpha y^*(t) - y(t)] + k_u \int_0^t [y^*(\tau) - y(\tau)] + k_o \frac{d}{dt} [\beta y^*(t) - y(t)] \quad (1.5)$$

где $y^*(t)$ – задающее воздействие; α, β - варьируемые параметры. $\alpha \in [0,1]$; $\beta \in [0,1]$.

1.4.2. Пропорционально-резонансный регулятор (ПР-регулятор)

Системы управления с пропорционально-резонансным регулятором обладает частотно-избирательным каналом обратной связи, настроенным точно на частоту выходного сигнала. В этом смысле подобные регуляторы находят применение прежде всего в полупроводниковых СЭС с микропроцессорным управлением, где ПР-регулятор можно реализовать в цифровом виде с высокой добротностью канала и где требуется стабильная частоты выходного напряжения СЭС [32, 33]. ПР-регулятор теоретически имеет высокий коэффициент усиления в окрестности естественной резонансной частоты ω , образуя глубокую обратную связь. Таким образом, передаточную функция ПР-регулятора можно представить в следующем виде:

$$W(p) = k_n + \frac{k_p p}{p^2 + \omega^2}, \quad (1.6)$$

где k_n , k_p и ω - соответственно коэффициенты пропорциональный, резонансный и резонансная частота.

Преимущество ПР-регуляторов состоит в возможности настройки индивидуального резонанса в области частот для точного отслеживания и селективной компенсации нежелательных гармоник. Как показано в ряде работ [34], реализация ПР-регуляторов не уступает по качеству ПИ-регулятору, но при этом требует меньших вычислительных затрат. В трехфазных системах, ПР-регулятор обладает уникальной особенностью компенсации как прямой, так и обратной последовательности. Также ПР-регулятор можно использовать в координатах АВС непосредственно [35, 36].

1.4.3. Управление «Н на бесконечности» (H_∞)

Метод H_∞ в теории управления применяется для синтеза оптимальных регуляторов, поэтому является оптимизационным и описывает предполагаемое поведение замкнутой системы, включая её устойчивость. Метод H_∞ характеризуется строгой математической базой и применим как к «классическому», так и робастному управлению. Обозначение метода связано с именем английского математика Г.Х. Харди, поэтому и применяется понятие «норма Харди» или «норма в пространстве Харди», являющейся нормой динамической системы, имеющей смысл максимального усиления, и говорящей о выполнении минимаксных условий в частотной области. В случае *MIMO*-систем (*Multiple Input - Multiple Output - несколько входов- несколько выходов*) она равна максимальному сингулярному числу передаточной функции системы, в случае *SISO*-систем (*Single. Input - Single Output- один вход - один выход*) она равна максимальному значению амплитуды её частотной характеристики.

На рисунке 1.15 представлена структурная схема системы автоматического управления, приведенная к стандартному виду, в которой объект управления ОУ с передаточной функцией $W_{oy}(s)$ охвачен каналом обратной связи с контроллером (регулятором) К с передаточной функцией $W_K(s)$.

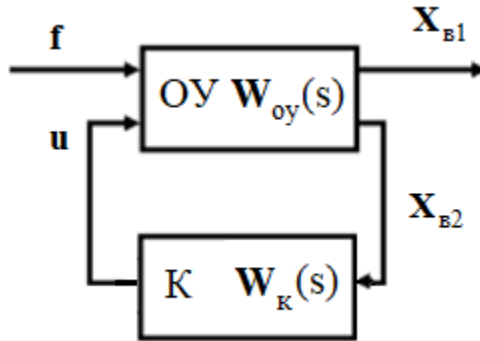


Рисунок 1.15. Система автоматического управления для реализации метода «Н-∞»: **f** – вектор внешних возмущений; **u** – выходной вектор контроллера (регулятора); **X_{B1}** – вектор ошибки; **X_{B2}** – вектор измеряемого выхода

Реализация метода «Н-∞» предполагает минимизацию вектора ошибки **X_{B1}**. Матрица передаточной функции обобщенного объекта управления включает в себя весовые функции, обеспечивающие желаемое качество системы. Стандартная задача построения Н-∞-оптимального управления заключается в поиске управления **U**, минимизирующего Н-норму передаточной функции $W_{X_{B1}-f}(s)$:

$$\|W_{X_{B1}-f}(s)\|_{\infty} \rightarrow \min \quad (1.7)$$

или с учетом реальных параметров системы задачу минимизацию заменяют на приближение к некоторому минимальному значению γ .

$$\|W_{X_{B1}-f}(s)\|_{\infty} \leq \gamma \quad (1.8)$$

Соотношение «вход-выход» можно представить следующим соотношением:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{B1} \\ \mathbf{x}_{B2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{11} & \mathbf{W}_{12} \\ \mathbf{W}_{21} & \mathbf{W}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Во временной области пространства состояний система реализуется в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{f} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} \\ \mathbf{x}_{B1} &= \mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{D}_{11}\mathbf{f} + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u} \\ \mathbf{x}_{B2} &= \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_{21}\mathbf{f} + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u} \end{aligned} \quad (1.10)$$

при

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_{11} & \mathbf{W}_{12} \\ \mathbf{W}_{21} & \mathbf{W}_{22} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{A} & | & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & | & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & | & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Тогда

$$\mathbf{W}_{ij} = \mathbf{C}_i(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_j + \mathbf{D}_{ij} \quad (1.12)$$

где $i, j = 1, 2$, а $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

По мнению ряда авторов реализация метода «Н-∞» требует сложных вычислений и нуждается в хорошей модели управляемой системы. Кроме того, на качество работы системы накладываются ограничения, связанные с нелинейностью характеристик конкретных звеньев системы [37, 38].

1.4.4. Гистерезисное управление

Гистерезисное управление (ГУ) является способом управления АИН, при котором ток нагрузки следует за опорным током. Этот метод имеет контур нелинейного управления, имеющим в составе компараторы с гистерезисом. Он

работает с переменной частотой переключения, что считается основным недостатком, адаптивная полоса контроллера должна быть сконструирована таким образом, чтобы ограничить широкий диапазон изменения частоты коммутации. Вариация частоты коммутации может вызвать широкий спектр частот и большие токи пульсации, которые вызывают трудности при проектировании фильтров. Среди преимуществ использования гистерезисного управления - простота, надёжность, независимость параметров нагрузки и хороший переходный отклик. Классический вариант построения ГУ подразумевает слежение за выходным током АИН при активно-индуктивной нагрузке, позволяя формировать его синусоидальную форму.

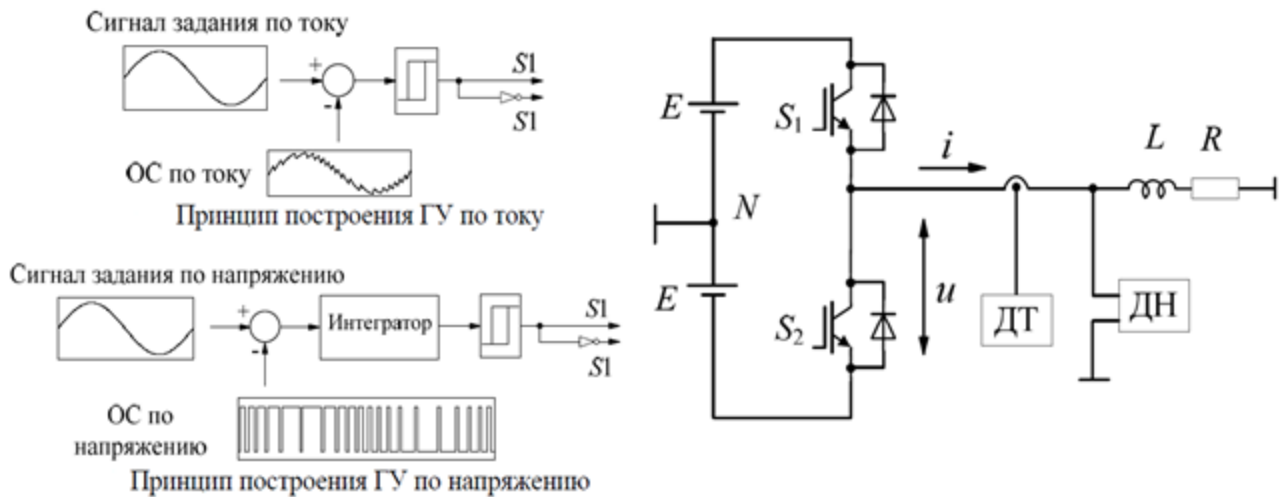


Рисунок 1.16. К принципам гистерезисного управления по току и напряжению

Существует много подходов построения алгоритмов ГУ со слежением за током. Как правило, в публикациях приводятся описание, реализация, спектры тока и зависимости числа коммутаций ключей от времени [39–45]. Все это может говорить о достаточной изученности гистерезисного управления по току. В работе [46] показано, что для решения таких проблем, как скачки напряжения, возникающие при коммутации нагрузки, или провалы и перенапряжения в электрической сети, предпочтительней использовать гистерезисное управление со слежением за

напряжением. При этом существующие принципы ГУ со слежением за током можно применить к построению систем ГУ со слежением за напряжением. В гистерезисном способе управления по току из синусоидального сигнала задания по току вычитается гармонический синусоидальный сигнал обратной связи (ОС) по току. В результате получается сигнал рассогласования по току, близкий по форме к пилообразному сигналу (рисунок 1.16).

В ГУ по току процесс интегрирования сигнала рассогласования осуществляется за счет высокой частоты коммутации нагрузки и интегрирующих свойств нагрузки. В гистерезисном способе управления по напряжению из синусоидального сигнала задания по напряжению вычитается модулированный сигнал обратной связи по напряжению. Получившийся сигнал рассогласования по напряжению поступает на вход блока интегрирования.

1.4.5. Управление с использованием скользящего режима (УСР)

Метод управления с использованием скользящего режима тесно связан с предыдущим изложением гистерезисного управления. Ключевой термин «гистерезисное управление» определяет скорее лишь способ реализации системы управления, нежели чем саму его теоретическую сущность. Справедливости ради отметим, что гистерезисное управление является, фактически, релейным, а, точнее, использующим релейный принцип при наличии аппаратного или временного гистерезиса в элементах системы. Причем, часто, наличие гистерезиса является неотъемлемой частью многих реальных элементов системы. Если же такого нет, или гистерезис недостаточен, то его можно ввести искусственно, например, либо для устранения помех, либо для получения временного интервала, на котором можно оценить изменение интересующей величины (напряжения, тока). По классификации, приведенной в ряде литературных источников [47 – 50], такие системы определяются как «системы с разрывным управлением» или как «системы с

переменной структурой – СПС» («реконфигурируемые системы»). В таких нелинейных системах структура может перестраиваться либо по причине работы релейного элемента, либо по причине амплитудного ограничения в системе, например, насыщения, в результате чего возникает эффект глубокой обратной связи. На рисунке 1.17 представлена структурная схема нелинейной системы с релейным элементом без зоны нечувствительности.

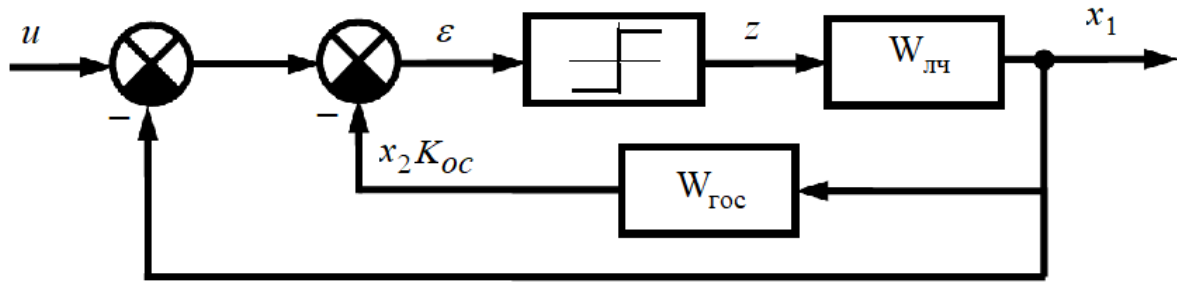


Рисунок 1.17. Нелинейная система с релейным элементом

Для релейного элемента справедливо соотношение (1.13):

$$z = F(\varepsilon) = \begin{cases} B & \text{при } \varepsilon > 0 \\ -B & \text{при } \varepsilon < 0 \end{cases} \quad (1.13)$$

Пусть линейная часть с коэффициентом усиления K описывается выражением

$$p^2 x_1 = Kz \quad (1.14)$$

а контур обратной связи выражением:

$$W_{\text{гос}}(p) = K_{\text{ос}} p \quad (1.15)$$

Обозначив $x_1 = y$; $x_2 = \dot{y}$, получим:

$$p^2 y = -KF(y + pyK_{\text{ос}}) \quad (1.16)$$

и дифференциальное уравнение фазовых траекторий системы:

$$\frac{\dot{x}_2}{\dot{x}_1} = -\frac{K}{x_2} F(x_1 + x_2 K_{oc}) \quad (1.17)$$

При этом траектория переключения на фазовой плоскости представляется линией S с уравнением (рисунок 1.18а):

$$x_1 + x_2 K_{oc} = 0. \quad (1.18)$$

На линии переключения S – линии скользящего режима, фазовые траектории «сшиваются», следуя навстречу друг другу из областей I и II, в которых соответственно $F = B$ и $F = -B$. Очевидно, что теоретически система окажется на линии скольжения при очень высокой частоте переключения.

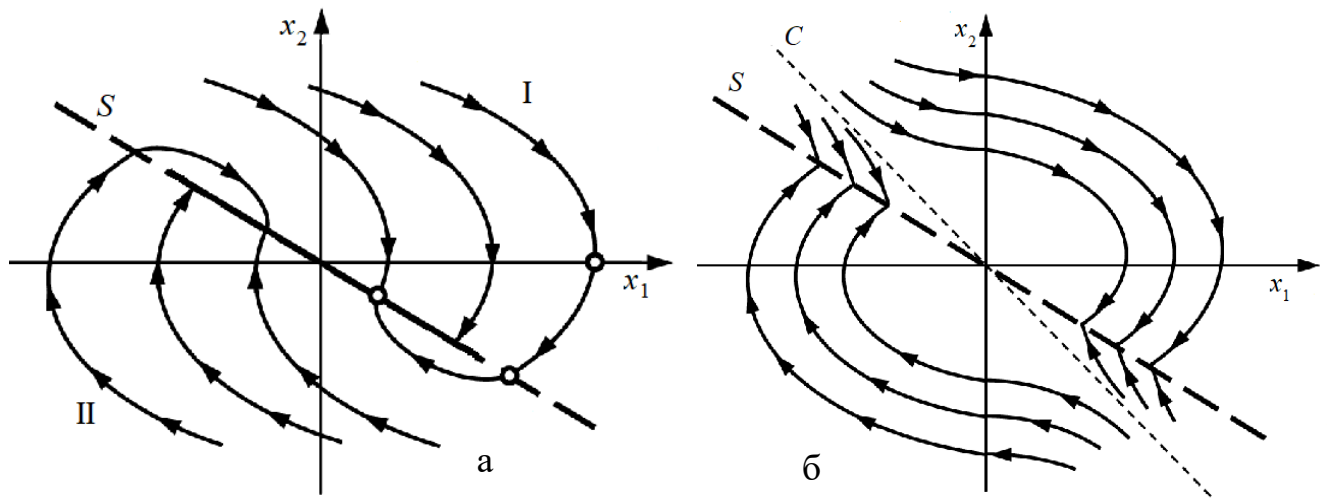


Рисунок 1.18. Фазовые траектории и линия скольжения нелинейных систем с идеальным двухпозиционным релейным элементом (а) и логическим переключателем, реализующим СПС (б)

При замене релейного элемента на логическое переключающее устройство, фактически изменяющего структуру системы, получим СПС с переключениями каналов при коэффициентах усиления в общем случае K_1 и K_2 . В этом случае изображающая точка на фазовой траектории идет по сепаратрисе C , т.е. траектории

динамической системы с двумерным фазовым пространством, стремящейся к седловому состоянию равновесия при $t \rightarrow \infty$ (рисунок 1.18 б).

Таким образом, скользящие режимы образуются в динамических разрывных системах, где управление (обратная связь) терпит разрывы на гладком многообразии. В этом смысле, как это справедливо отмечено в [49], «...стандартную разрывную систему и систему с глубокой обратной связью можно рассматривать как два полюса реализации одной и той же идеи – идеи скольжения по гладкому многообразию. В одном случае это скольжение осуществляется бесконечно гладко, а в другом – с разрывом уже первой производной функции, задающей поверхность скольжения».

Для СЭС полупроводниковыми преобразователями вышеизложенное весьма актуально, поскольку АИН является элементом, меняющим с частотой коммутационных интервалов структуру системы, к тому же, обладая некоторым временным запаздыванием полупроводниковых ключей АИН. Способ управления с использованием скольжения отличается чрезвычайно высокой надёжностью, может обеспечить хорошую производительность при изменении параметров отдельных элементов системы и возмущениях со стороны нагрузки. С другой стороны, нелегко найти правильную поверхность скольжения и спроектировать систему с УСР для обеспечения хорошей производительности в динамическом режиме. При ограниченной частоте работы полупроводниковых ключей АИН производительность и эффективность метода УСР может быть снижена.

1.4.6. Нечёткое управление. Нейронные сети

Нечёткое управление - это метод определения и внедрения знаний человека для управления системой [51]. Входные и выходные переменные системы управления определяются в соответствии с собранной информацией. Нечёткая логика управления использует свои математические инструменты для реализации систем управления с лингвистическими правилами, основанными на опыте

эксперта. Для использования информации, полученной от эксперта, применяются так называемые «лингвистические переменные», а также аппарат теории нечетких множеств [52]. Согласно данной теории принадлежность сигнала в конкретном процессе управления определяется *функцией принадлежности*. Функция принадлежности характеризует *степень принадлежности* сигнала определенному множеству. Сигналы системы «и» («четкие») преобразовываются в *нечеткие* (процесс фаззификации, англ. «fuzzy» - нечеткий) и разбиваются на множества (подмножества) - NL , NM , NS , Z , PS , PM , PL , в пределах каждого из которых строится функция $\mu(u)$ принадлежности переменной «и» для каждого множества (рисунок 1.19). Функции принадлежности имеют, как правило, треугольную форму, хотя в общем случае они форма может быть иной, исходя из смысла решаемой задачи [53]. Количество множеств может быть произвольным. Таким образом, аргумент функции принадлежности ранжируется от нуля до единицы. Формирование сигнала управления осуществляется по правилам дефаззификации, например, с использованием метода центра тяжести (Centre of Gravity – COG) [54] :

$$y = \frac{\int_{u_{min}}^{u_{max}} \tilde{y} \mu(u) du}{\int_{u_{min}}^{u_{max}} \mu(u) du} \quad (1.19)$$

Для реализации систем управления, в частности в СЭС, метод нечеткого управления может быть использован в ПИД-регуляторах. Нечеткая логика в ПИД-регуляторах используется либо для построения самого регулятора, либо для подстройки коэффициентов ПИД-регулятора (либо одновременно).

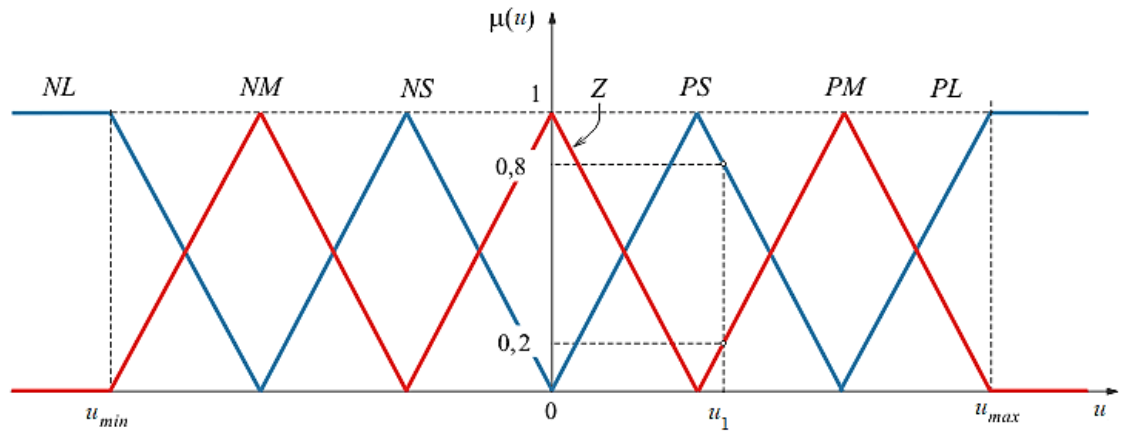


Рисунок 1.19. Разбиение области изменения переменной u на множества NL , NM , NS и т.д. с функциями принадлежности $\mu(u)$ треугольной формы

Одна из наиболее распространенных структур нечеткого регулятора (нечеткого ПИ-регулятора) показана на рисунке 1.20. На вход регулятора поступает ошибка u и вычисляется ее производная по времени. Далее обе величины сначала подвергаются операции фаззификации (преобразования в нечеткие переменные), а затем полученные нечеткие переменные используются в блоке нечеткого логического вывода для получения управляющего воздействия на объект, которое после выполнения операции дефаззификации поступает на выход регулятора в виде управляющего воздействия.

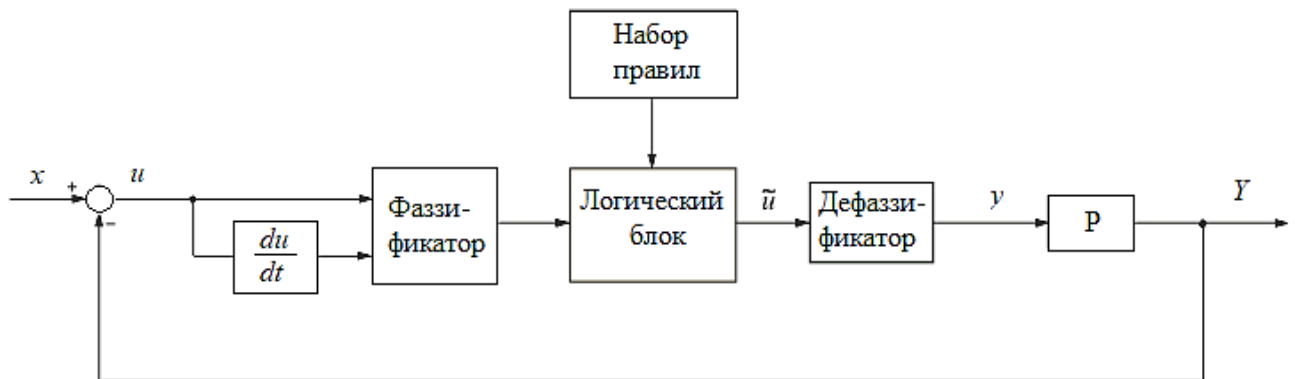


Рисунок 1.20. Функциональная схема нечёткого регулятора

Нейронные сети - тоже могут быть использованы в ПИД-регуляторах СЭС. Нейронная сеть обладает способностью «обучаться», что, как и в случае нечеткой логики, позволяет использовать опыт эксперта для ее обучения [55]. Регулятор с нейронной сетью во многом аналогичен регулятору с табличным управлением, однако «обучается» на основе методов, разработанных для нейронных сетей и интерполяции данных. В отличие от нечеткого управления, с предварительной формулировкой правил настройки в лингвистических переменных, при использовании нейронной сети от эксперта не требуется формулировка правил - достаточно, чтобы он несколько раз сам настроил регулятор в процессе «обучения» нейронной сети [56, 57]. Основной преградой на пути широкого использования методов нейронных сетей в ПИД-регуляторах следует считать длительность процесса его «обучения», а также невозможность предсказания погрешности регулирования для входных воздействий, которые не входили в набор обучающих сигналов.

1.4.7. Управление с прогнозирующей моделью (УПМ)

Способ управления с прогнозирующей моделью (УПМ) использует модель системы для прогнозирования будущего поведения контролируемых параметров [58]. В случае СЭС – это выходное напряжение (ток) АИН. УПМ использует эту информацию для получения оптимального действия управления в зависимости от предопределенной целевой функции. Прогнозирующий регулятор состоит из блоков модели процесса и модуля оптимизации (рисунок 1.21). По предварительной оценке применимости данного метода при проектировании полупроводниковых СЭС, он имеет много преимуществ, таких, как быстрый динамический отклик, обработка нелинейности и способность включать ограничения в алгоритм управления. Особенностью реализации УПМ в СЭС на основе АИН с изменениями режимов со стороны нагрузки является переменная

частота коммутации ключей. При этом частота коммутации ограничена временем выборки. По сравнению с классическим ПИД-контроллером, интеллектуальный контроллер, реализующий способ УПМ, требует большого количества вычислений [59 - 62]. Следует отметить, что в России данный метод пока применяется мало, и, в основном, в системах автоматического регулирования технологическими процессами [63-68]. Однако, существует ряд работ, тесно граничащих с СЭС – это работы в области управления электромеханическими системами [69-73]. Согласно данным работам, сущность УПМ-подхода представляется следующим алгоритмом:

1) создается и используется математическая модель объекта управления с начальными условиями вектора состояния $Y(i_0)$, фактически, это текущее состояние объекта. Выполняется интегрирование уравнений этой модели, что дает прогноз движения объекта управления на некотором окончательном отрезке времени (горизонте прогноза);

2) программное управление оптимизируется с целью максимального приближения регулируемых переменных прогнозирующей модели к соответствующему значению задающего сигнала X на горизонте прогноза;

3) на шаге вычислений, составляющем малую часть горизонта прогноза, реализуется найденное оптимальное управление и осуществляется измерение (или восстановление по измеренным переменным) фактического состояния объекта на конец шага;

4) горизонт прогноза сдвигается на шаг вперед, и повторяются пункты 1 - 3 вышеизложенной последовательности действий;

5) если описание модели заранее не известно, то проводится предварительная идентификация уравнений модели.

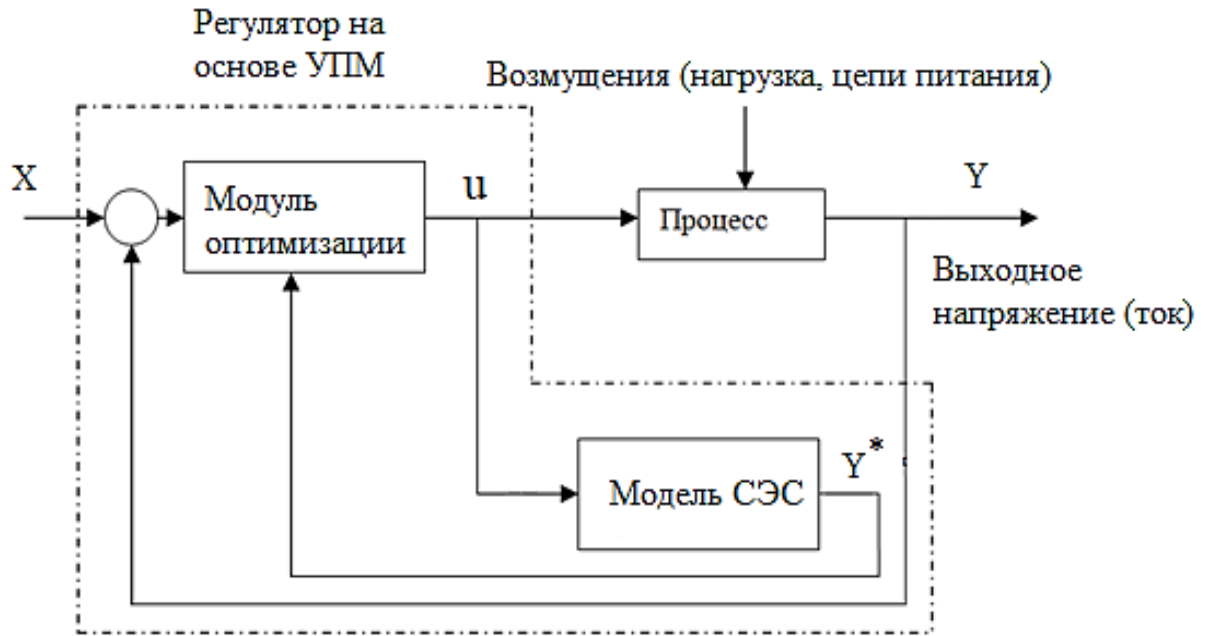


Рисунок 1.21. Структура регулятора на основе прогнозирующей модели

1.5. Выводы по главе 1 и постановка задач исследования

На основании проведенного в главе анализа следует отметить, что развитие четвертого энергетического «перехода» в мировой электроэнергетике происходит с одной стороны, благодаря развитию элементной базы полупроводниковых приборов, средств вычислительной техники и новых электротехнических материалов, а с другой стороны, благодаря необходимости увеличения энергетических мощностей. При этом, широкий спектр нетрадиционных энергетических источников и энергоэффективных технологий – ветровые электростанции, солнечные батареи, аккумуляторы электроэнергии и т.п. совершенствование средств и методов управления на основе широкого использования цифровой микропроцессорной техники и устройств силовой электроники. Существующий исторический период характеризуется тем, что у разработчиков появляется реальная возможность реализовать и развить многочисленные методы управления техническими системами, основы которых были созданы математиками и специалистами по теории

управления в период 70-90-х годов прошлого столетия. Основные методы управления, потенциально применимые и уже применяющиеся в полупроводниковых автономных СЭС с микропроцессорным управлением, были рассмотрены в разделах данной главы. Автору представляется перспективным и интересным применение для построения автономных полупроводниковых СЭС метода прогнозного управления, причем технически реализация данного метода может дать положительный эффект лишь при адекватном техническом решении управляющего силового звена, а именно, автономного инвертора напряжения. Таким техническим решением может быть автономный инвертор напряжения с четвертой «стойкой» (рис. 1.10).

Конкретизируя сформулированную во Введении цель диссертационной работы, отметим задачи, решаемые для реализации поставленной цели.

1. Изучить и проанализировать особенности применения полупроводниковых СЭС при работе на различные виды нагрузок и в составе автономных сетей, в частности, microgrid.

2. Проанализировать структуры построения автономных полупроводниковых СЭС и методов формирования и регулирования выходных электрических переменных в соответствии с заданными показателями качества.

3. Провести исследования по особенностям применения метода прогнозного управления в структуре полупроводниковой СЭС и разработать алгоритмы управления СЭС.

4. Провести исследования автономной полупроводниковой СЭС с прогнозирующей моделью при работе на активную, реактивную и нелинейную нагрузки как симметричного, так и несимметричного (несбалансированного) типа в соответствии с показателями качества управления.

5. Провести сравнительные исследования СЭС с прогнозирующей моделью с СЭС на основе алгоритмов ПИД и ПР-регулирований.

6. Исследовать аварийные режимы работы полупроводниковой СЭС с прогнозирующей моделью.
7. Разработать алгоритмы аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующей моделью по току нагрузки.
8. Для подтверждения теоретических исследований провести экспериментальные исследования СЭС с прогнозирующей моделью.

ГЛАВА 2. СХЕМЫ И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЕХФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА С ЧЕТВЕРТОЙ СТОЙКОЙ

Основные методы управления, потенциально применимые и уже применяющиеся в полупроводниковых автономных СЭС с микропроцессорным управлением, были рассмотрены в предыдущей главе. Автору представляется перспективным и интересным применение для построения автономных полупроводниковых СЭС управления с прогнозирующей моделью из-за его способности справляться с дискретной природой электронных устройств, а также с её простой концепцией и реализацией [74]. УПМ может управлять инвертором без стадии модуляции и имеет быструю переходную реакцию. УПМ не нуждается в настройке параметров. Более того, производительность этого метода управления можно гибко регулировать, изменяя его цель и ограничения в алгоритме управления [75], [76]. В приложениях управления инверторами СЭС метод УПМ может применяться в качестве управления током с прогнозирующей моделью для управления выходным током инвертора [77], [78] или в качестве прогнозного управления напряжением с прогнозирующей моделью для управления напряжением нагрузок, которые подключены к инверторам [79]. Поскольку исследуемая система является автономной системой электропитания, управление напряжением и частотой является основной целью операции управления. Поэтому в этой работе УПМ используется для управления напряжением нагрузки АИН с четвёртой стойкой в автономной СЭС. АИН с четвёртой стойкой выбран из-за высокой способности выдерживать несбалансированные нагрузки в автономной СЭС. Однако, этот метод управления имеет некоторые особенности, такие как переменная частота коммутации, которая влияет на спектр гармоник нагрузки и конструкцию фильтра,

зависимость его производительности от модели системы, а также большое количество вычислений и расчётов, необходимых для реализации алгоритма, который требует высокоскоростных микропроцессоров. Для ответа на вопрос, являются ли сформулированные выше особенности УПМ недостатками, необходимо провести сравнительные исследования с линейным контроллером на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ), управляющим силовыми преобразователями с постоянной частотой переключения с помощью модуляторов. Для последующего сравнения в данной диссертационной работе в качестве классического метода управления были выбраны ПИД-регулятор, как широко используемый в приложениях силовой электроники, а также разновидность мало исследованного ПР-регулятора.

2.1. Математическая модель системы электроснабжения на основе трехфазного АИН с четвертой стойкой

Топология трёхфазного АИН с четвертой стойкой в СЭС изображена на рисунке 2.1. LC -фильтр используется для фильтрации высших гармоник. Индуктор нейтрали L_n используется для снижения пульсаций тока нейтрали [80]. Первичные источники питания и их преобразователи в СЭС (аккумуляторные или солнечные батареи, выходные звенья преобразователей и т.п.) могут быть представлены источником питания постоянного тока V_{dc} с внутренним сопротивлением R_s .

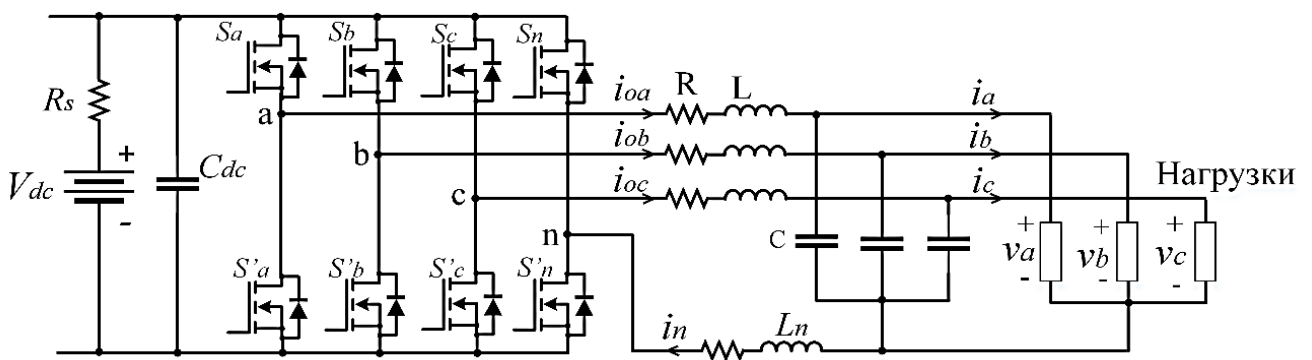


Рисунок 2.1. Схема СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом)

Существует четыре последовательности управляющих сигналов для четырёх транзисторных стоек АИН S_a , S_b , S_c и S_n . Эти сигналы образуют в общей сложности $2^4 = 16$ возможных состояний переключения АИН. Действительные состояния переключения с соответствующими фазными напряжениями представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1. Состояния переключения ключей АИН

	S_a	S_b	S_c	S_n	e_{an}	e_{bn}	e_{cn}
1	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	V_{dc}	0	0
3	0	1	0	0	0	V_{dc}	0
4	1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0
5	0	0	1	0	0	0	V_{dc}
6	1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
7	0	1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}
8	1	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
9	0	0	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
10	1	0	0	1	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
11	0	1	0	1	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
12	1	1	0	1	0	0	$-V_{dc}$
13	0	0	1	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
14	1	0	1	1	0	$-V_{dc}$	0
15	0	1	1	1	$-V_{dc}$	0	0
16	1	1	1	1	0	0	0

Выходные напряжения АИН могут быть выражены следующим образом:

$$e_{an} = (S_a - S_n) V_{dc}, \quad (2.1)$$

$$e_{bn} = (S_b - S_n) V_{dc}, \quad (2.2)$$

$$e_{cn} = (S_c - S_n) V_{dc} \quad (2.3)$$

Для упрощения анализа векторы напряжения и тока могут быть выражены как:

$$\mathbf{e} = [e_{an} \quad e_{bn} \quad e_{cn}]^T, \quad (2.4)$$

$$\mathbf{v} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{i} = [i_{oa} \quad i_{ob} \quad i_{oc}]^T, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{i}_L = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (2.7)$$

где $\mathbf{e}$ и $\mathbf{v}$ - векторы напряжения инвертора и нагрузки соответственно, также $\mathbf{i}$ и $\mathbf{i}_L$ - векторы тока инвертора и нагрузки соответственно. Дифференциальные уравнения для выходного фильтра в терминах векторов напряжения и тока описываются следующим образом:

$$\mathbf{e} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{v} + L_n \frac{di_n}{dt} + R_n i_n, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_L + C \frac{d\mathbf{v}}{dt}, \quad (2.9)$$

$$i_n = i_{oa} + i_{ob} + i_{oc}. \quad (2.10)$$

При решении уравнений (2.8) и (2.9) эта модель может быть выражена в форме пространства состояний как:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}/C \\ -\mathbf{L}_{eq}^{-1} & -\mathbf{L}_{eq}^{-1}\mathbf{R}_{eq} \end{bmatrix}_{6 \times 6}, \quad B = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{I}/C \\ \mathbf{L}_{eq}^{-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix}_{6 \times 6}, \quad (2.12)$$

$$\mathbf{L}_{eq} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \times L, \quad \mathbf{R}_{eq} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \times R \quad (2.13)$$

где $\mathbf{0}$ и $\mathbf{I}$ - нулевые и единичные матрицы третьего порядка, соответственно.

Для упрощения анализа предположим, что индуктивность фильтра L равна индуктивности нейтрали L_n . Модель непрерывного пространства состояний в (2.11) может быть преобразована в дискретную форму:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}(k+1) \\ \mathbf{i}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(k) \\ \mathbf{i}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{J} \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ \mathbf{i}_L(k) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

где

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_1 & q_2 \\ q_3 & q_4 \end{bmatrix}_{6 \times 6} = \exp\{\mathbf{A}T_s\}, \quad (2.15)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} j_1 & j_2 \\ j_3 & j_4 \end{bmatrix}_{6 \times 6} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{Q} - \mathbf{I}_{6 \times 6})\mathbf{B} \quad (2.16)$$

где T_s - время выборки, а k - дискретный момент выборки. Из модели дискретной системы в (2.14) прогнозируемый вектор напряжения нагрузки может быть получен для каждого состояния переключения следующим образом:

$$\mathbf{v}(k+1) = q_1 \mathbf{v}(k) + q_2 \mathbf{i}(k) + j_1 \mathbf{e} + j_2 \mathbf{i}_L(k) \quad (2.17)$$

Для каждого состояния переключения e имеет новое значение в соответствии с таблицей 2.1, следовательно, прогнозируемое напряжение нагрузки имеет разные значения для 16 состояний переключения.

2.2. Алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН

Блок-схема СЭС на основе АИН с четырьмя стойками, управляемого способом УПМ, показана на рисунке 2.2. Алгоритм УПМ может быть описан в следующих шагах:

- 1) алгоритм УПМ использует дискретную модель системы для прогнозирования вектора напряжения нагрузки для одношагового времени прогнозирования $(k + 1)$ по измеренному напряжению и току в момент времени k ;
- 2) напряжение нагрузки прогнозируется для каждого состояния переключения;
- 3) целевая функция g вычисляется для каждого состояния переключения так, чтобы выбрать наилучшее состояние переключения, которое минимизирует ошибку между опорным напряжением и прогнозируемым напряжением;
- 4) выбранное состояние переключения применяется к транзисторным ключам АИН.

Представленный выше алгоритм выполняется для каждого времени выборки, как показано на рисунке 2.2.

Целевая функция g может быть определена следующим образом:

$$g = (v_a^* - v_a(k+1))^2 + (v_b^* - v_b(k+1))^2 + (v_c^* - v_c(k+1))^2 \quad (2.18)$$

где v_a^* , v_b^* , v_c^* являются опорной фазой напряжения. $v_a(k+1)$, $v_b(k+1)$, $v_c(k+1)$ - это прогнозируемые напряжения нагрузки, которые выводятся из модели дискретной системы. Целевая функция - это ошибка между опорным и прогнозируемым

значением напряжения нагрузки. УПМ будет работать в координатах ABC, чтобы независимо управлять напряжением каждой фазы нагрузки.

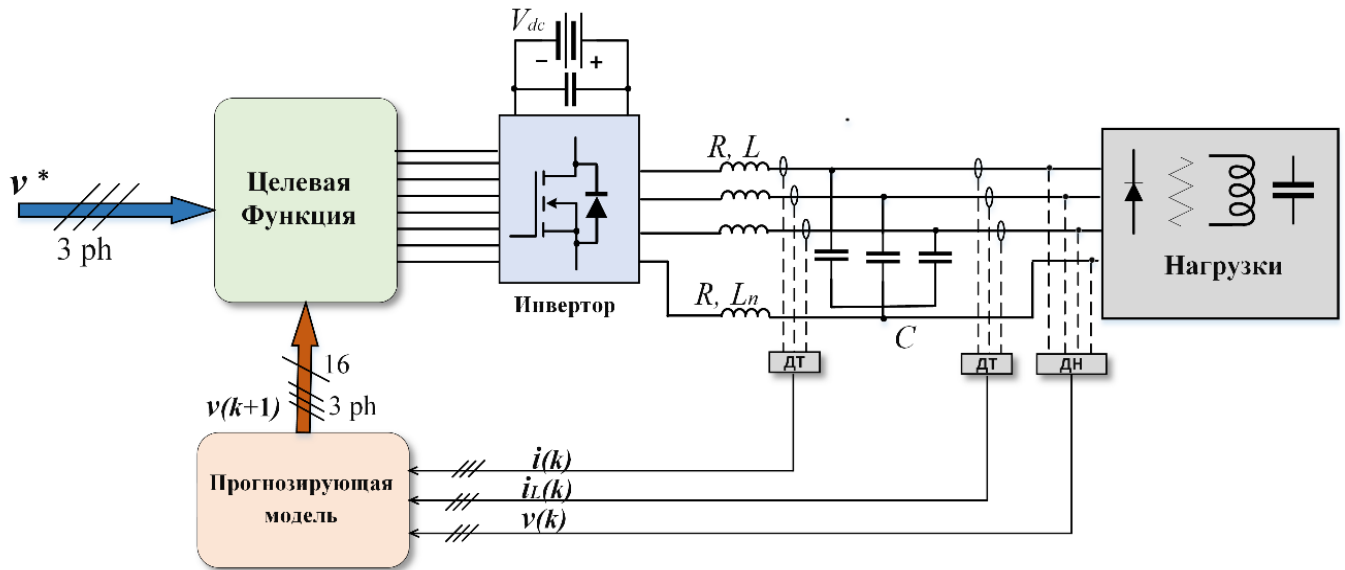


Рисунок 2.2. Топологическая схема СЭС при управлении АИН на основе прогнозирующей модели

На рисунке 2.3 представлен алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с четырьмя стойками. В соответствии с алгоритмом системой выбирается состояние ключей АИН, минимизирующее ошибку между выходным и опорным напряжениями v^* а затем применяет это же состояние переключения в следующий момент выборки. Для достижения этого результата целевая функция оценивается для каждого из возможных состояний АИН согласно табл. 2.1.

2.3. Алгоритм управления выходным напряжением АИН на основе ПИД-регулятора

ПИД-регулятор представляет собой классическое линейное управление, которое широко используется в приложениях для силовой электроники. В этой работе схема управления ПИД-регулятора разработана для управления АИН с четырьмя стойками.

Этот метод управления работает в координатах DQ0 для регулирования управляемых переменных в режиме постоянного тока.

Алгоритм управления реализуется на основе схемы, состоящей из внешнего контура напряжения нагрузки и внутреннего контура тока дросселя выходного фильтра. Контур напряжения используется для регулирования выходных напряжений, а внутренний контур тока используется для обеспечения качества работы ШИМ. Для компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0 и для повышения надёжности системы, используются контуры прямой невзаимной связи для напряжения и тока.

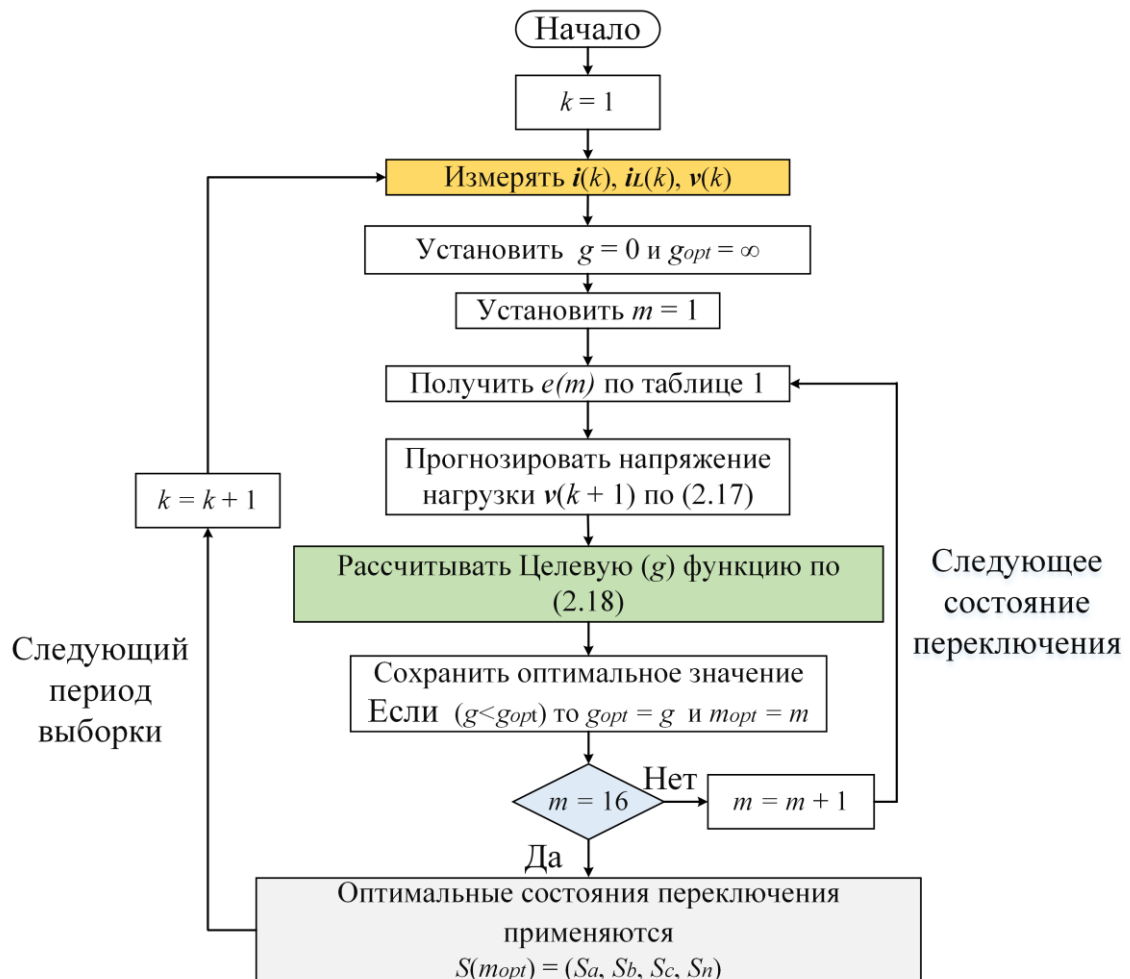


Рисунок 2.3. Блок-схема алгоритма прогнозирующего управления АИН

2.3.1. Структура ПИД-регуляторов

На рисунке 2.4 показано однофазное представление трехфазной СЭС с LC -фильтром. Входное напряжение инвертора моделируется как идеальный источник напряжения (e), импеданс нагрузки представлен Z_L [81]. Блок-схема СЭС для каждой фазы изображена на рисунке 2.5.

ПИД-регулятор используется для управления системой и функционирует в координатах DQ0. Матрица преобразования от координат ABC к координатам DQ0 может быть выражена как:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

где ω - угловая частота тока, а переменные системы DQ0 как:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

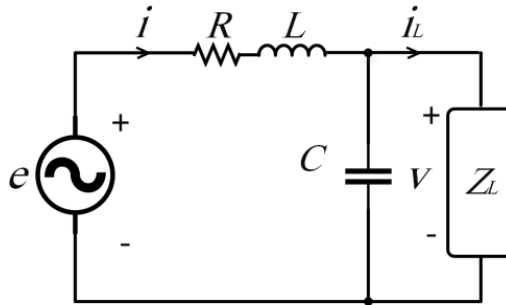


Рисунок 2.4. Однофазное представление СЭС.

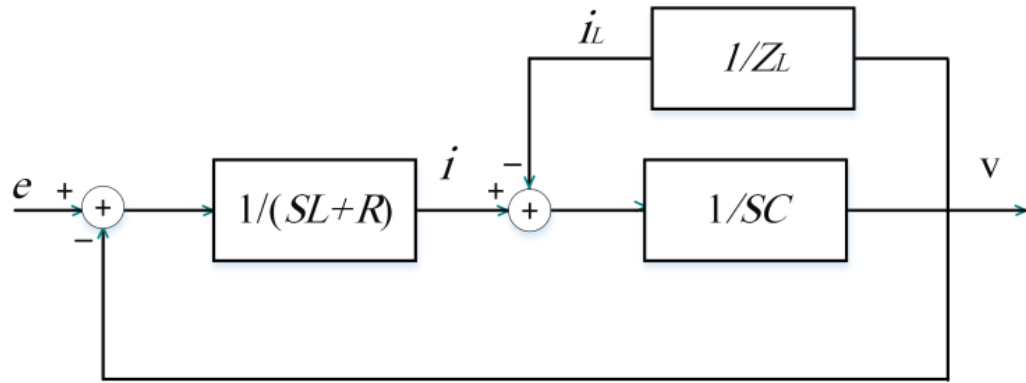


Рис 2.5. Блок-схема СЭС

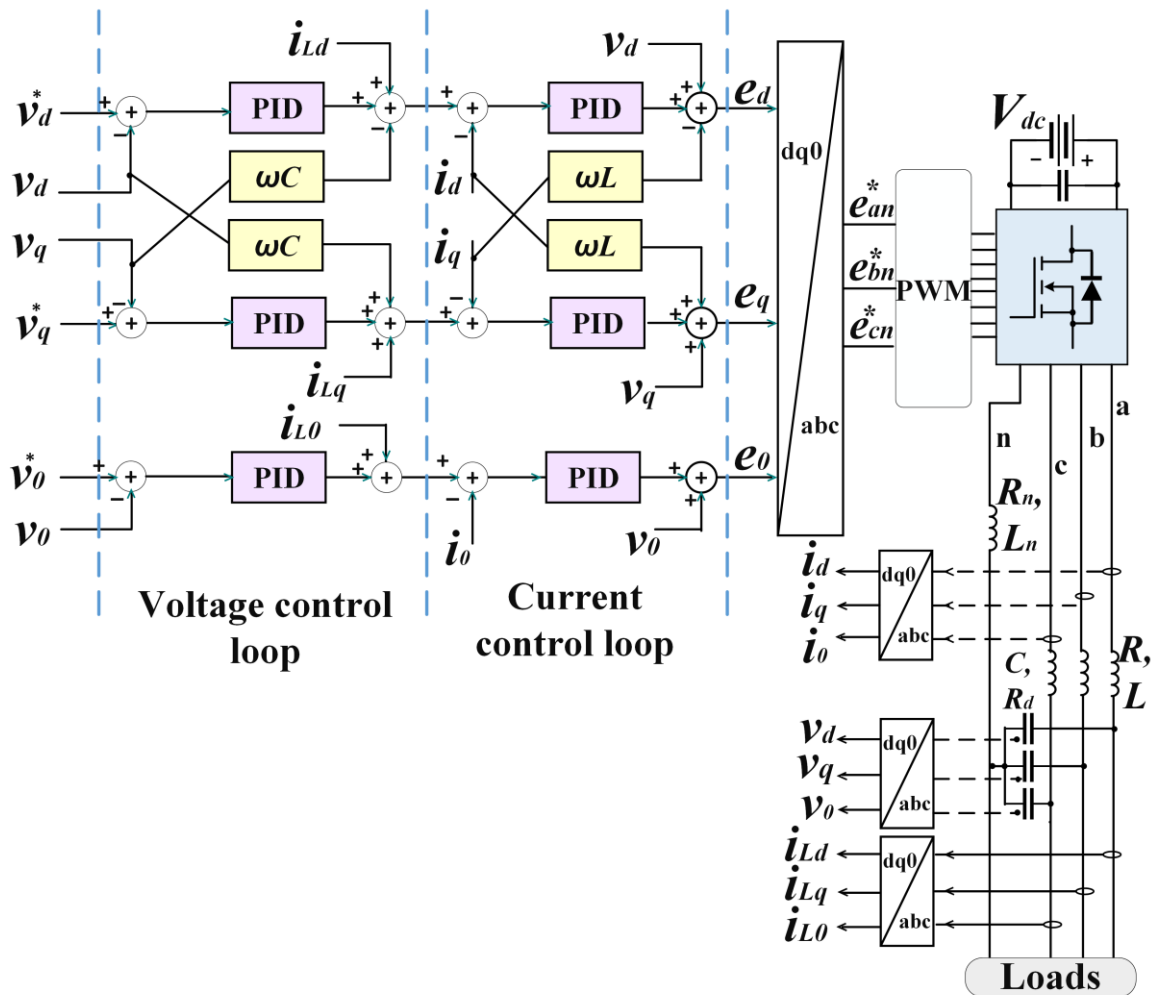


Рисунок 2.6. Топологическая схема СЭС при управлении АИН на основе ПИД-регуляторов

С учетом выражений (2.4) - (2.9) модель системы в координатах DQ0 может быть выражена как:

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + v_d, \quad (2.22)$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_q, \quad (2.23)$$

$$e_0 = Ri_0 + L \frac{di_0}{dt} + v_0, \quad (2.24)$$

$$i_d = i_{Ld} + C \frac{dv_d}{dt} - \omega C v_q, \quad (2.25)$$

$$i_q = i_{Lq} + C \frac{dv_q}{dt} + \omega C v_d, \quad (2.26)$$

$$i_0 = i_{L0} + C \frac{dv_0}{dt} \quad (2.27)$$

где (v_d, v_q, v_0) , (i_{Ld}, i_{Lq}, i_{L0}) - напряжения и токи нагрузки, соответственно.

2.3.2. Контур регулирования тока

Из (2.22), (2.23), (2.24) падение напряжения на индуктивности LC-фильтра могут быть выражены как:

$$v_{fd} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt}, \quad (2.28)$$

$$v_{fq} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt}, \quad (2.29)$$

$$v_{f0} = Ri_0 + L \frac{di_0}{dt} \quad (2.30)$$

При взаимодействии ПИД-регуляторов с сигналами падения напряжения

$$v_{fd} = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_d^* - i_d), \quad (2.31)$$

$$v_{fq} = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_q^* - i_q), \quad (2.32)$$

$$v_{f0} = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_0^* - i_0), \quad (2.33)$$

где i_d^* , i_q^* и i_0^* - опорные значения для выходных токов инвертора. С учетом выражений (2.22) – (2.24), а также (2.31) – (2.33) имеем:

$$e_d = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_d^* - i_d) - \omega L i_q + v_d, \quad (2.34)$$

$$e_q = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_q^* - i_q) + \omega L i_d + v_q, \quad (2.35)$$

$$e_0 = (k_{pi} + k_{ii}/s + k_{di}s)(i_0^* - i_0) + v_0 \quad (2.36)$$

2.3.3. Контур регулирования напряжения

Аналогично с предыдущим контуром, при взаимодействии ПИД-регуляторов с сигналами токов конденсаторов LC-фильтра имеем:

$$C \frac{dv_d}{dt} = (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_d^* - v_d), \quad (2.37)$$

$$C \frac{dv_q}{dt} = (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_q^* - v_q), \quad (2.38)$$

$$C \frac{dv_0}{dt} = (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_0^* - v_0), \quad (2.39)$$

где v_d^* , v_q^* и v_0^* - опорные значения для напряжения нагрузки. Контур регулирования напряжения можно получить, используя для (2.37)-(2.39) выражения (2.25), (2.26), (2.27) соответственно:

$$i_d^* = i_{Ld} + (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_d^* - v_d) - \omega C v_q, \quad (2.40)$$

$$i_q^* = i_{Lq} + (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_q^* - v_q) + \omega C v_d, \quad (2.41)$$

$$i_0^* = i_{L0} + (k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s)(v_0^* - v_0) \quad (2.42)$$

С помощью (2.34), (2.35), (2.36), (2.40), (2.41), (2.42) синтезируем блок-схему системы управления СЭС с предлагаемым способом управления (рисунок 2.6).

2.3.4. Проектирование ПИД-регуляторов

В предлагаемой стратегии управления основной задачей является управление инвертором для обеспечения сбалансированных (симметричных) напряжений трехфазной нагрузки с низкими гармоническими искажениями. ПИД-регулятор регулирует мгновенные напряжения нагрузки СЭС в системе координат DQ0, тогда как в контуре управления тока используется простой пропорциональный регулятор.

2.3.4.1. Проектирование контура регулирования тока

Модель внутреннего контура управления тока представлена на рисунке 2.7.

выражениями (2.43) и (2.44), пропорциональный коэффициент усиления регулятора выбирается $k \cong 20$.

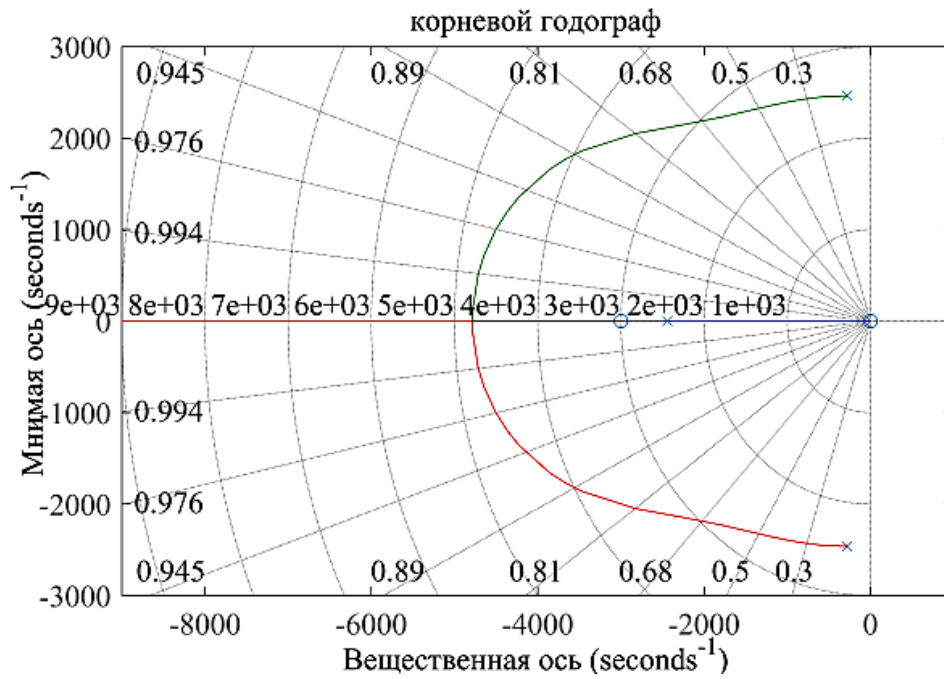


Рисунок 2.8. Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы $G_1(s)$

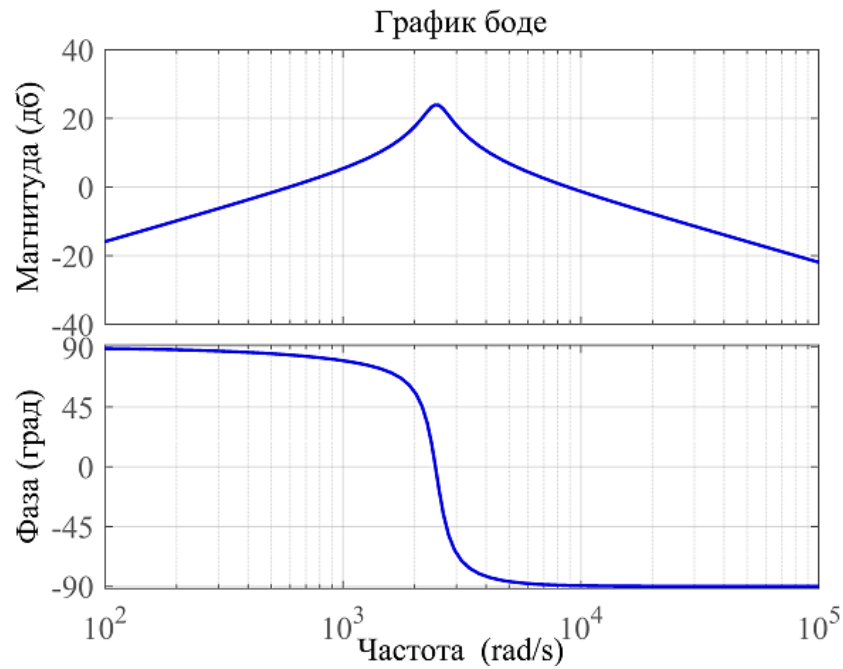


Рисунок 2.9. График Бode передаточной функции разомкнутой системы $G_1(s)$.

2.3.4.2. Проектирование контура регулирования напряжения

Следующим шагом после определения коэффициента усиления внутреннего контура управления тока является создание внешнего контура управления напряжения.

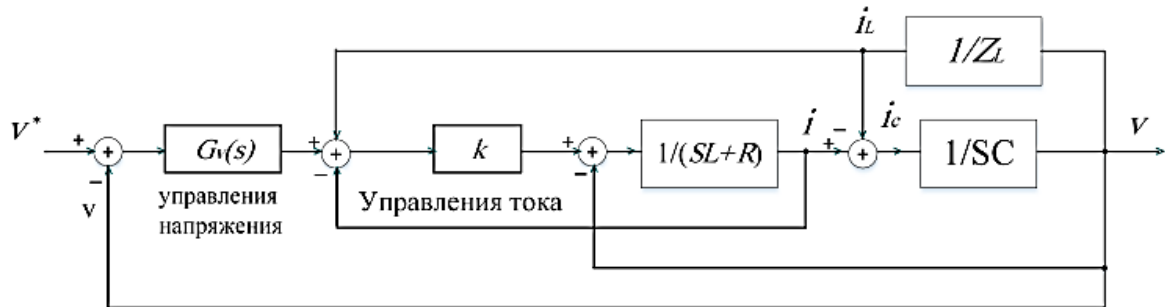


Рисунок 2.10. Блок-схема СЭС с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения.

Блок-схема СЭС показана на рисунке 2.10, где v^* является опорным напряжением для системы управления. G_v является передаточной функцией, которая может быть выражена как:

$$G_v(s) = k_{pv} + k_{iv}/s + k_{dv}s, \quad (2.45)$$

Передаточная функция с разомкнутым контуром выходного напряжения СЭС с предложенной системой управления может быть записана как:

$$G(s) = G_v(s)G_1(s), \quad (2.46)$$

Коэффициенты усиления ПИД-регулятора могут быть настроены с помощью корневого годографа и графика Боде посредством панели инструментов системы *Matlab*. В данном исследовании требования проектирования определены следующим образом:

- время установления единичного ступенчатого воздействия (t_{ycm}) не больше,

чем 0,001с;

- перерегулирование единичного ступенчатого воздействия (σ) не больше, чем 5%;

- частота полосы системы (ω_{bv}) выбрана как одна десятая частоты коммутации ($0,1 * f_s$).

Следовательно, коэффициенты усиления ПИД-регулятора выбираются как $k_{pv} = 0,3$, $k_{iv} = 100$ и $k_{dv} = 0,1$.

График Боде и корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$ с разомкнутым контуром для выбранных коэффициентов усиления ПИД-регулятора показаны на рисунках 2.11 и 2.12.

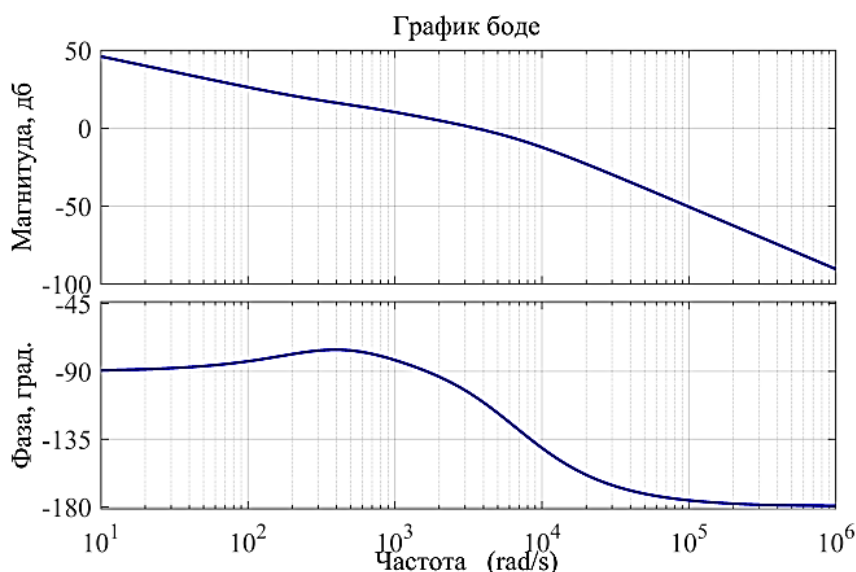


Рисунок 2.11. График Боде передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$

2.3.5. Широтная импульсная модуляция в АИН с четвертой стойкой

Как правило, в ШИМ для трёхфазного АИН три компаратора используются для сравнения трех синусоидальных опорных сигналов (e_{an}^* , e_{bn}^* и e_{cn}^*) и треугольным сигналом, чтобы обеспечивать последовательности импульсов для переключателей (транзисторов) АИН. С другой стороны, для АИН с нулевым проводом требуется

четвёртый опорный сигнал для дополнительной (четвертой) стойки, чтобы регулировать напряжение нулевой последовательности (e_z).

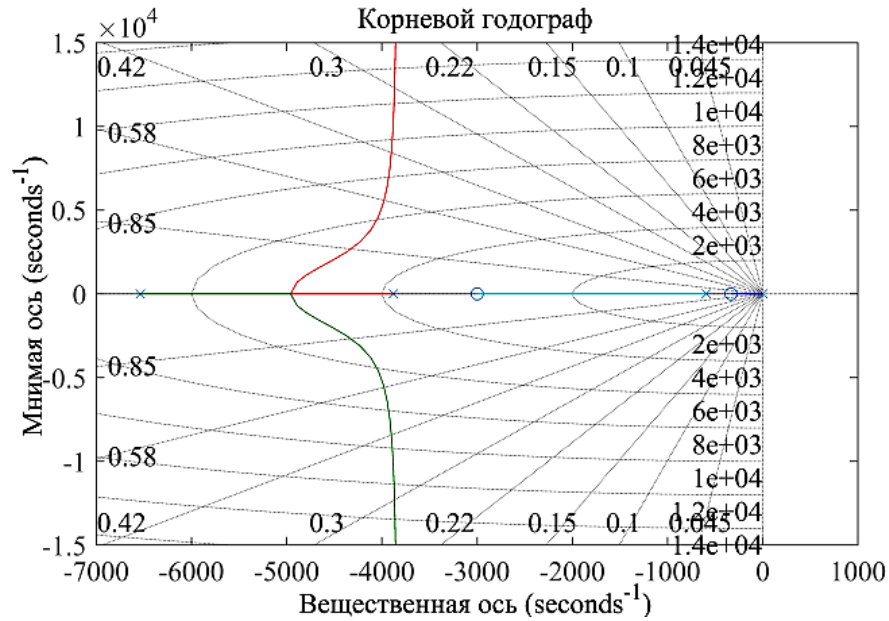


Рисунок 2.12. Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$

В скалярном методе ШИМ напряжение нулевой последовательности рассчитывается согласно [83, 84] следующим образом:

$$e_z = \begin{cases} v_{\max}/2, & v_{\min} > 0 \\ v_{\min}/2, & v_{\max} < 0 \\ -(v_{\max} + v_{\min})/2, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.47)$$

Где $v_{\max}$ и $v_{\min}$ являются максимальным и минимальным значениями напряжения, выбранными среди трёх опорных напряжений для каждого времени выборки. Затем вычисляется напряжение нулевой последовательности, применяется в качестве опорного напряжения для четвёртой стойки инвертора и добавляется к опорному

напряжению других стоек. Таким образом, новые опорные напряжения задаются как:

$$e_{an}^{*'} = e_{an}^* + e_z, \quad (2.48)$$

$$e_{bn}^{*'} = e_{bn}^* + e_z, \quad (2.49)$$

$$e_{cn}^{*'} = e_{cn}^* + e_z \quad (2.50)$$

где e_{an}^* , e_{bn}^* , и e_{cn}^* - выходные сигналы схемы управления ПИД-регулятором, как показано на рисунке 2.6. Скалярная ШИМ может просто реализоваться с вычислением напряжения нулевой последовательности, как показано на блок-схеме рис. 2.13.

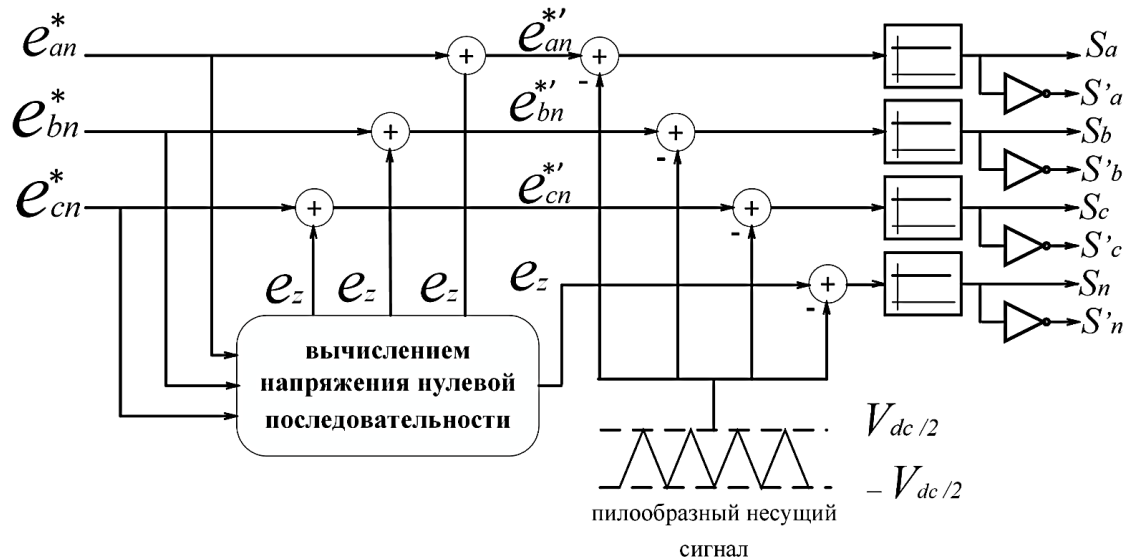


Рисунок 2.13. Топологическая схема формирования сигнала скалярной ШИМ

2.4. Алгоритм управления выходным напряжением АИН на основе ПР-регулятора

2.4.1. ПР-управление

В данном разделе представлена улучшенная схема управления на основе пропорционально-резонансных регуляторов (ПР-регуляторов) для трёхфазного АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой). ПР-регуляторы, как и ПИД-регуляторы, являются линейными регуляторами [85], но они могут работают в координатах $\alpha\beta 0$ и ABC. ПИД-регуляторы работают с величинами постоянного тока, обеспечивая нулевую ошибку установившегося состояния. При этом реализуется преобразование Парка в систему DQ0 [86]. Это может быть недостатком при реализации ввиду дополнительного привлечения вычислительных ресурсов. Кроме этого, как было отмечено ранее, при ПИД-управлении нужна компенсация взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0. ПР-регуляторы не требуют «вращательных» преобразований и могут работать в стационарной системе координат $\alpha\beta 0$ при отсутствии связи между управляющими сигналами в координатах $\alpha\beta 0$.

2.4.2. Структура ПР-регуляторов

Предлагаемая система управления АИН на ПР-регуляторов состоит из внешнего контура управления напряжением нагрузки и внутреннего контура управления выходным током АИН. В предлагаемой стратегии управления основной задачей является управление инвертором для обеспечения сбалансированных (симметричных) напряжений трехфазной нагрузки с низкими гармоническими искажениями. Скалярный ПР-регулятор регулирует мгновенные напряжения нагрузки СЭС в системе координат ABC, тогда как в контуре управления тока используется простой пропорциональный регулятор.

Передаточная функция ПР-контроллера определяется [87]:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2}, \quad (2.51)$$

где k_p – пропорциональный коэффициент усиления, k_i – интегральный коэффициент усиления резонансного регулятора, ω_n – угловая частота выходного сигнала и ω_c – частота полосы пропускания. ПР-регулятор обеспечивает высокий коэффициент усиления на основной частоте напряжения нагрузки ($\omega_n = 2\pi \cdot 50$ рад / сек) и низкий коэффициент усиления для других частот. Частота ω_c характеризует снижение чувствительности контроллера любого отклонения частоты опорного сигнала при неидеальных условиях. График Бode передаточной функции ПР-регулятора представлен на рисунке 2.14, где $k_p = 1$, $k_i = 100$, $\omega_n = 314$ рад /сек и $\omega_c = 1$ рад /сек.

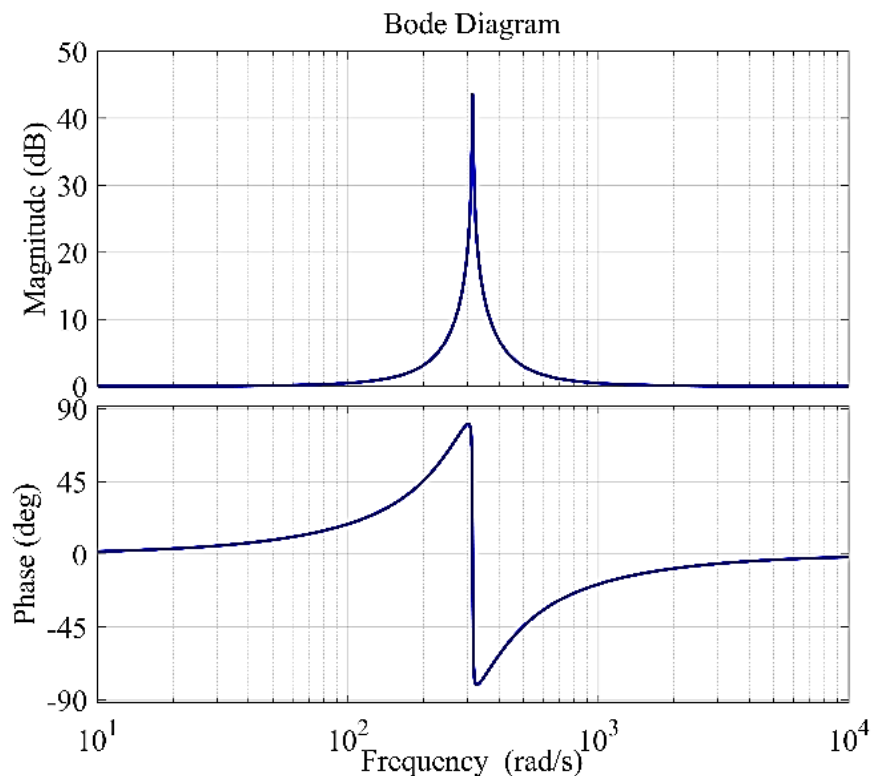


Рисунок 2.14. График Бode ПР-регулятора

2.4.3. Контур регулирования тока

Из (2.8) и (2.10) падение напряжения на индуктивности LC-фильтра могут быть выражены как:

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

При взаимодействии П-регуляторов с сигналами падения напряжения

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} i_{oa}^* - i_{oa} \\ i_{ob}^* - i_{ob} \\ i_{oc}^* - i_{oc} \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

где i_{oa}^* , i_{ob}^* и i_{oc}^* - опорные значения для выходных токов инвертора, k - коэффициент усиления пропорционального регулятора. С учетом выражений (2.53) и (2.8), имеем:

$$\begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = (k) \begin{bmatrix} i_{oa}^* - i_{oa} \\ i_{ob}^* - i_{ob} \\ i_{oc}^* - i_{oc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

2.4.4. Контур регулирования напряжения

Аналогично с предыдущим контуром, при взаимодействии ПР-регуляторов с сигналами токов конденсаторов LC-фильтра имеем:

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = G_{PR}(s) \begin{bmatrix} v_a^* - v_a \\ v_b^* - v_b \\ v_c^* - v_c \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

где v_a^* , v_b^* и v_c^* - опорные значения для напряжения нагрузки. Контур регулирования напряжения можно получить, используя (2.55) для выражения (2.9):

$$\begin{bmatrix} i_{oa}^* \\ i_{ob}^* \\ i_{oc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + G_{PR}(s) \begin{bmatrix} v_a^* - v_a \\ v_b^* - v_b \\ v_c^* - v_c \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

С помощью (2.54) и (2.56) синтезируем блок-схему системы управления СЭС с предлагаемым способом управления (рис. 2.15).

Представленная система управления работает в координатах АВС, что даёт возможность независимо регулировать каждое фазное напряжение нагрузки. Кроме того, не требуются дополнительные невзаимные контуры, что упрощает проектирование контроллера.

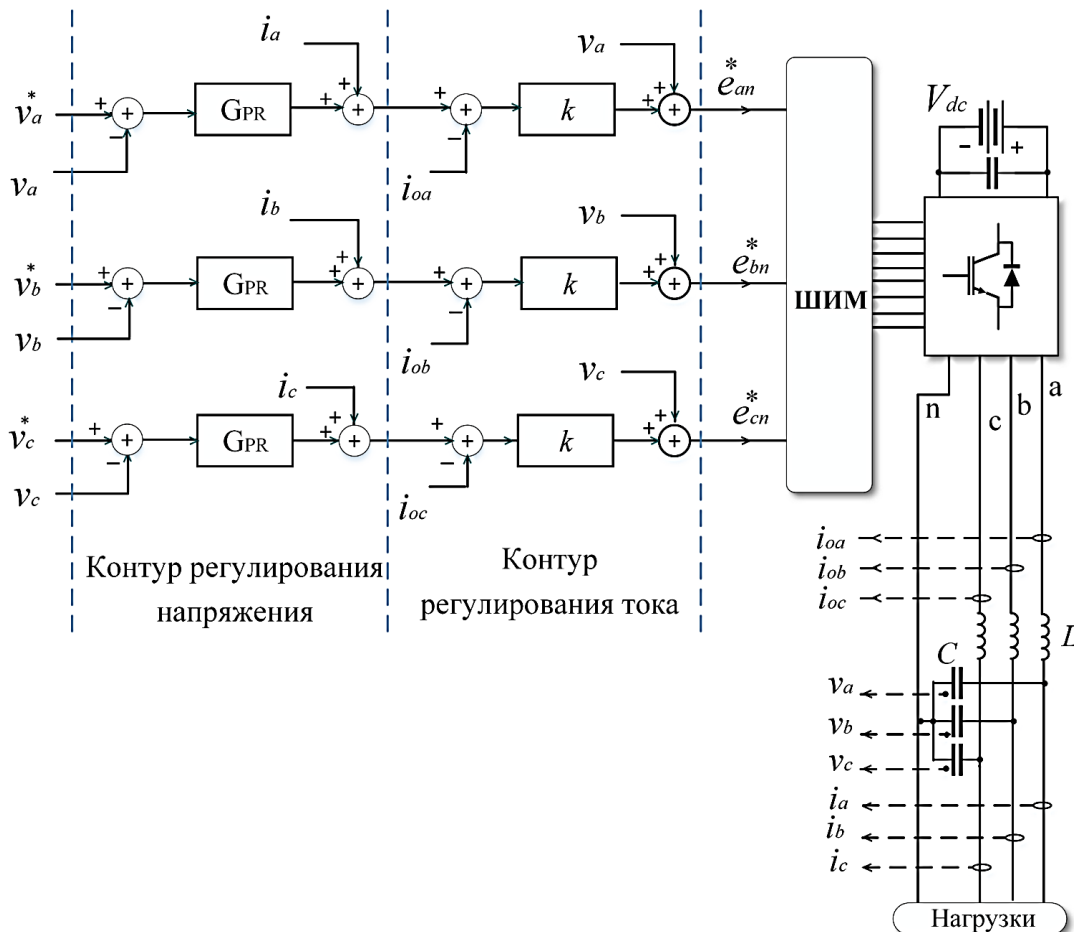


Рисунок 2.15. Топологическая схема СЭС при управлении АИН на основе ПР-регуляторов

2.4.5. Проектирование ПР-регуляторов

2.4.5.1. Проектирование контура регулирования тока

Проектирование контура регулирования тока представленной схемы происходит аналогично схеме ПИД-регулирования, где в контуре регулирования тока обеих схем используется простой пропорциональный регулятор (см. рис. 2.7).

2.4.5.2. Проектирование контура регулирования напряжения

Следующим шагом после определения коэффициента усиления внутреннего контура управления тока является создание внешнего контура управления напряжением. Блок-схема СЭС показана на рисунке 2.16, где v^* является опорным напряжением для системы управления.

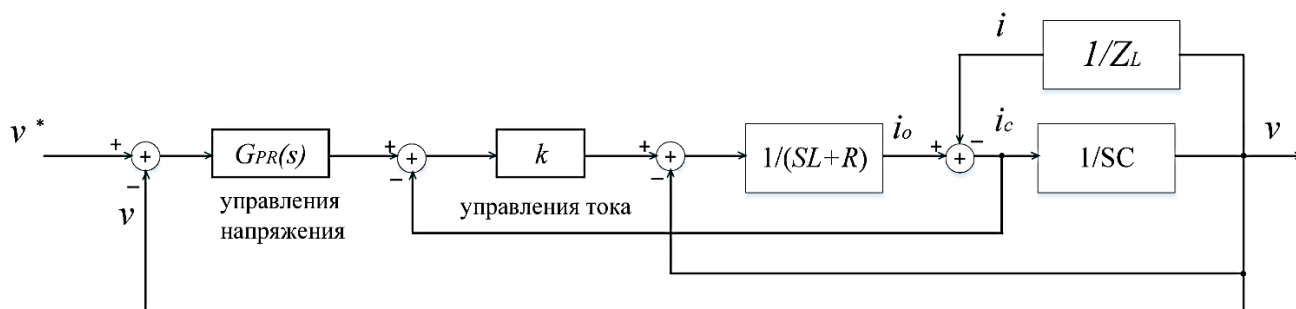


Рисунок 2.16. Блок-схема СЭС с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения

Передаточная функция с разомкнутым контуром выходного напряжения СЭС с предложенной системой управления может быть записана как:

$$G(s) = G_{PR}(s)G_1(s) \quad (2.57)$$

Коэффициенты усиления ПР-регулятора могут быть настроены с помощью корневого годографа и графика Боде посредством панели инструментов системы

Matlab. В данной диссертационной работе требования проектирования определены следующим образом:

- время установления при единичном ступенчатом воздействии (t_{ycm}) не больше, чем 0,01с;
- перерегулирование единичного ступенчатого воздействия (% σ) не больше, чем 5%;
- частота полосы системы (ω_{bv}) равна одной десятой частоты коммутации ($0,1 * f_s$).

Коэффициенты усиления ПР-регулятора выбираются как $k_{pv} = 0,3$ и $k_{iv} = 150$.

График Боде и корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$ с разомкнутым контуром для выбранных коэффициентов усиления ПР-регулятора показаны на рисунках 2.17 и 2.18.

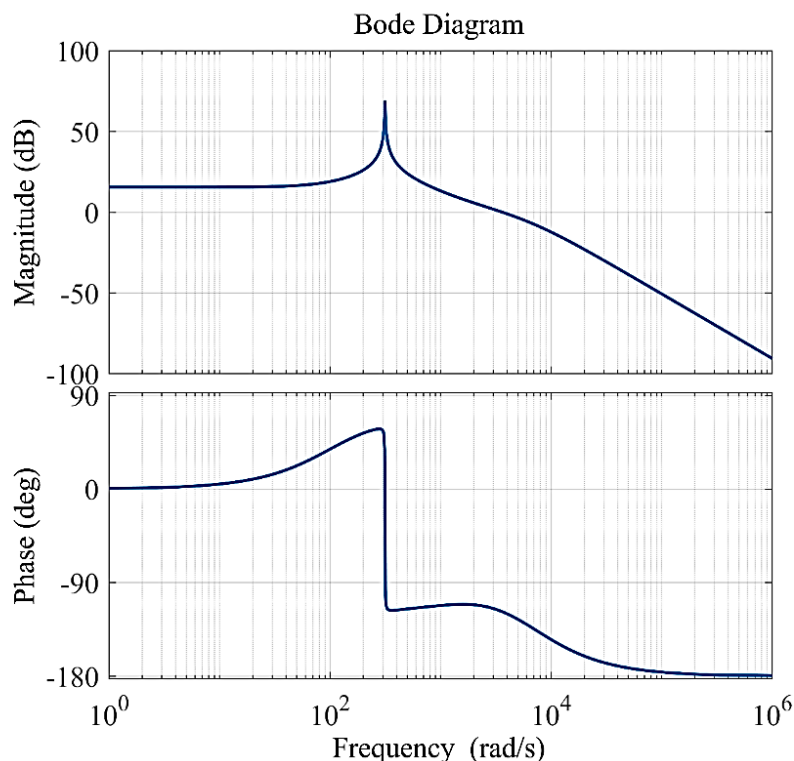


Рисунок 2.17. График Боде передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$

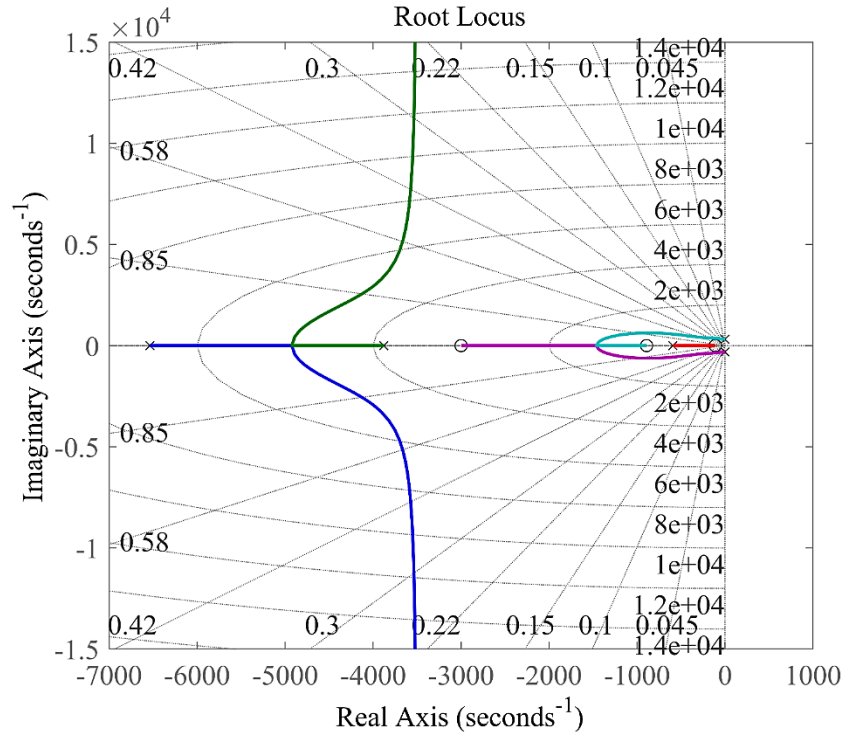


Рисунок 2.18. Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы $G(s)$

2.5. Выводы по главе 2

Для последующих исследований возможностей применения алгоритма прогнозирующего управления выходным напряжением автономной СЭС:

- 1) разработана математическая модель для топологии СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром;
- 2) разработан алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом), минимизирующий ошибку между выходным и опорным напряжениями;
- 3) разработана математическая модель СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПИД-регулятора, скалярной ШИМ и при компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0;

- 4) разработана математическая модель СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПР-регулятора.

Несмотря на упомянутые выше преимущества УПМ, этот метод управления является нелинейным и работает с переменной частотой переключения. Чтобы оценить производительность и эффективность УПМ, необходимо провести сравнительные исследования с линейным контроллером, работающим на основе широтно-импульсной модуляции с постоянной частотой переключения. Результаты второй главы являются основой для создания соответствующих имитационных моделей в пакете *Matlab Simulink*.

ГЛАВА 3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СЭС

На основе проанализированных разработанных второй во второй главе топологических схем и математических моделей, в пакете *Matlab Simulink* были разработаны соответствующие имитационные модели (см. рисунки 3.1-3.4) Параметры СЭС и нагрузок, использованные при моделировании, приведены в таблицах 3.1, 3.2. Моделирование работы СЭС с нулевым проводом осуществлялось с целью сравнения качества формирования выходного напряжения для разработанных во второй главе алгоритмов в статическом и динамическом режимах, а также для исследования чувствительности управления к изменению нагрузки и параметров выходного LC-фильтра. При этом использовались сбалансированные (симметричные) и несбалансированные (несимметричные) активные и активно-индуктивные нагрузки, а также нелинейные нагрузки (симметричные и несимметричные).

Таблица 3.1 Параметры моделирования СЭС

Параметр	Значение
Напряжение звена постоянного тока АИН	$V_{dc} = 640 \text{ В}$
Время выборки	$T_s = 20 \text{ мкс}$
Частота коммутации ШИМ	$f_s = 4000 \text{ Гц}$
Емкость конденсатора постоянного тока	$C_{dc} = 1000 \text{ мкФ}$
Параметры LC-фильтра	$L = 2,5 \text{ мГн}, C = 80 \text{ мкФ}$

Таблица 3.2 Параметры нагрузки СЭС

Опыт	Параметры нагрузки
1) Сбалансированные резистивные нагрузки	$R_a = R_b = R_c = 15 \Omega$
2) Сбалансированные индуктивные нагрузки	$R_a = R_b = R_c = 10 \Omega$ $L_a = L_b = L_c = 20 \text{ мН}$
3) Несбалансированные резистивные нагрузки	$R_a = 5\Omega, R_b = 10\Omega, R_c = \infty$
4) Несбалансированные индуктивные нагрузки	$R_a = 5\Omega, R_b = 10\Omega, R_c = \infty$ $L_a = 10\text{мН}, L_b = 30\text{мН}$
5) Несбалансированные нелинейные нагрузки	$L_a' = 50 \text{ мГн}, R_a' = 20 \text{ Ом},$ $R_b1' = 1 \text{ Ом}, R_b2' = 60 \text{ Ом},$ $C_b' = 3000 \text{ мкФ}, L_c' = 20 \text{ мГн},$ $R_c' = 70 \text{ Ом}, C_c' = 5000 \text{ мкФ}$

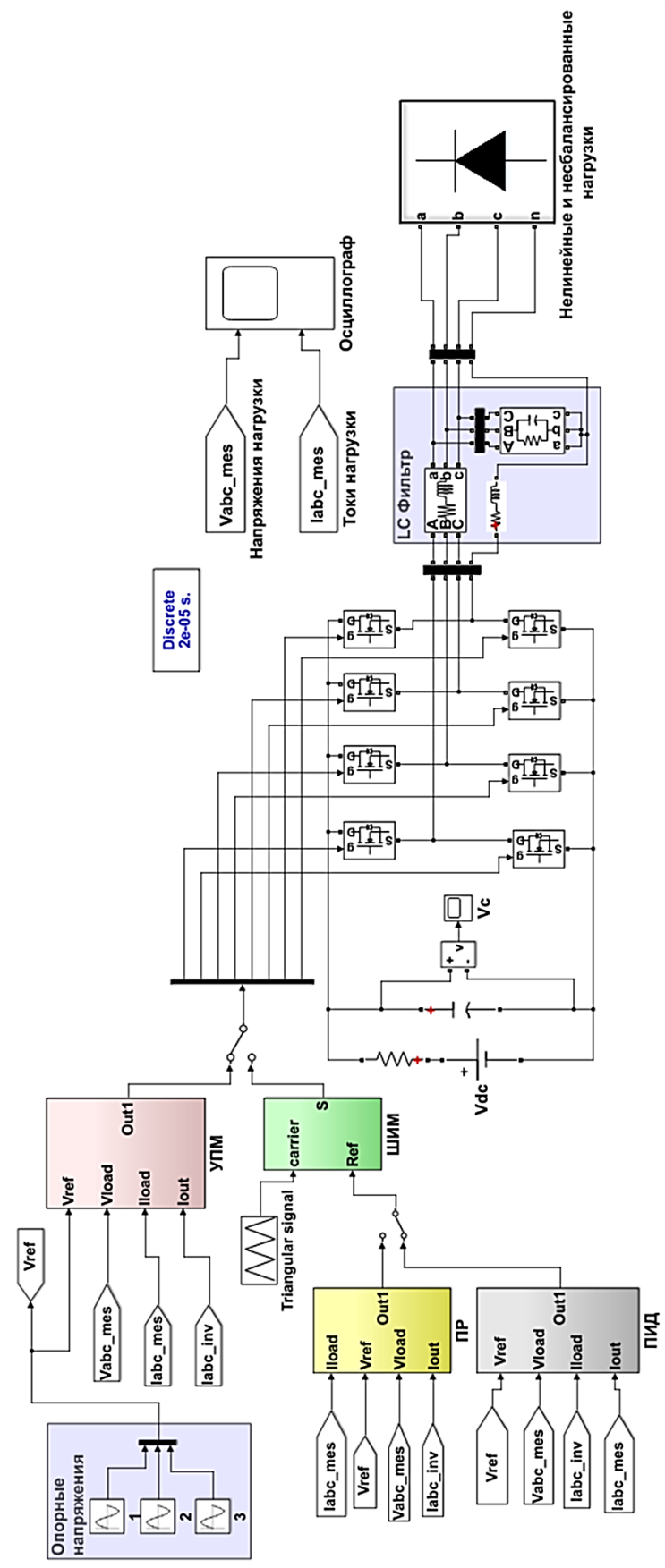
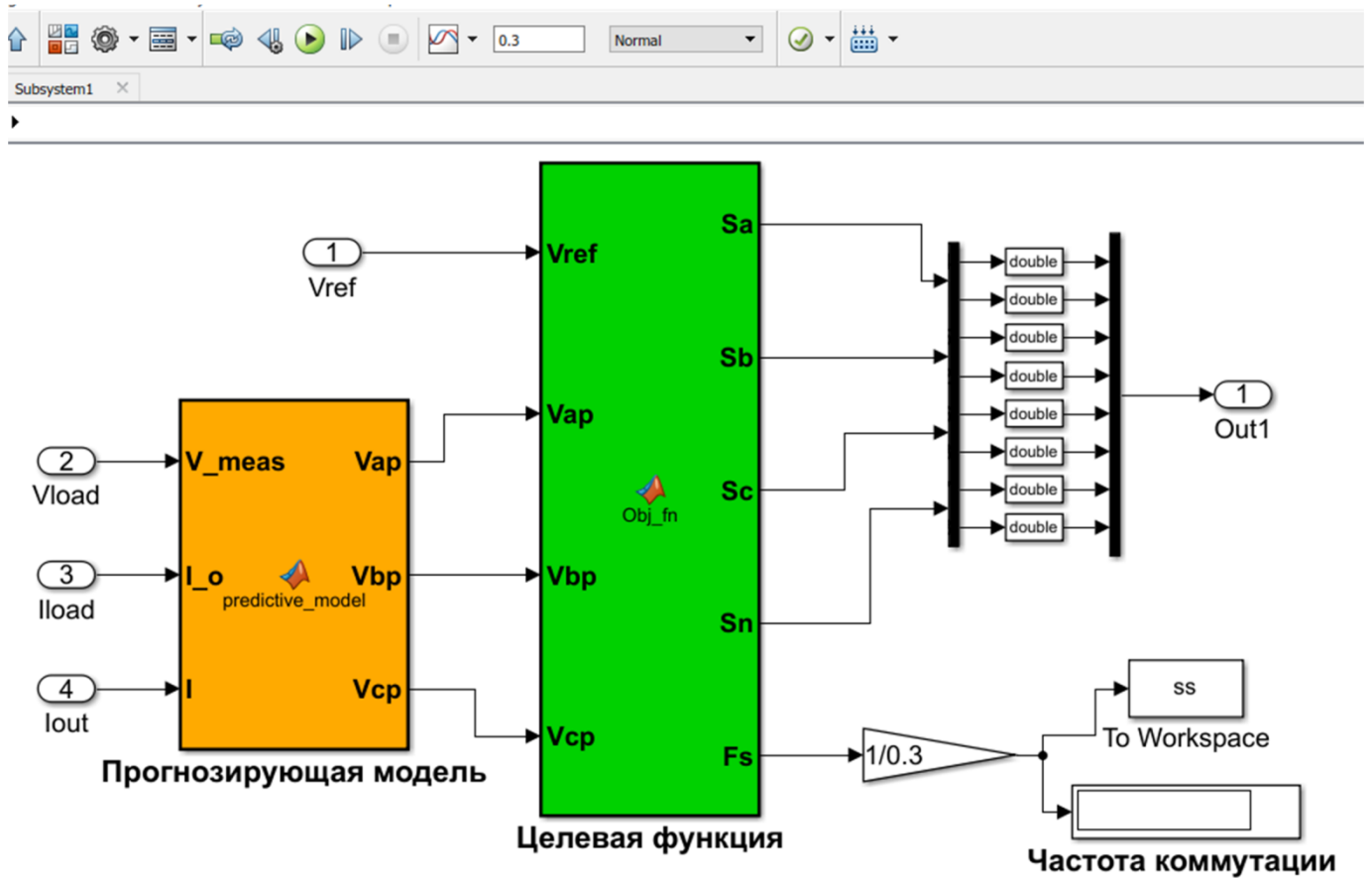
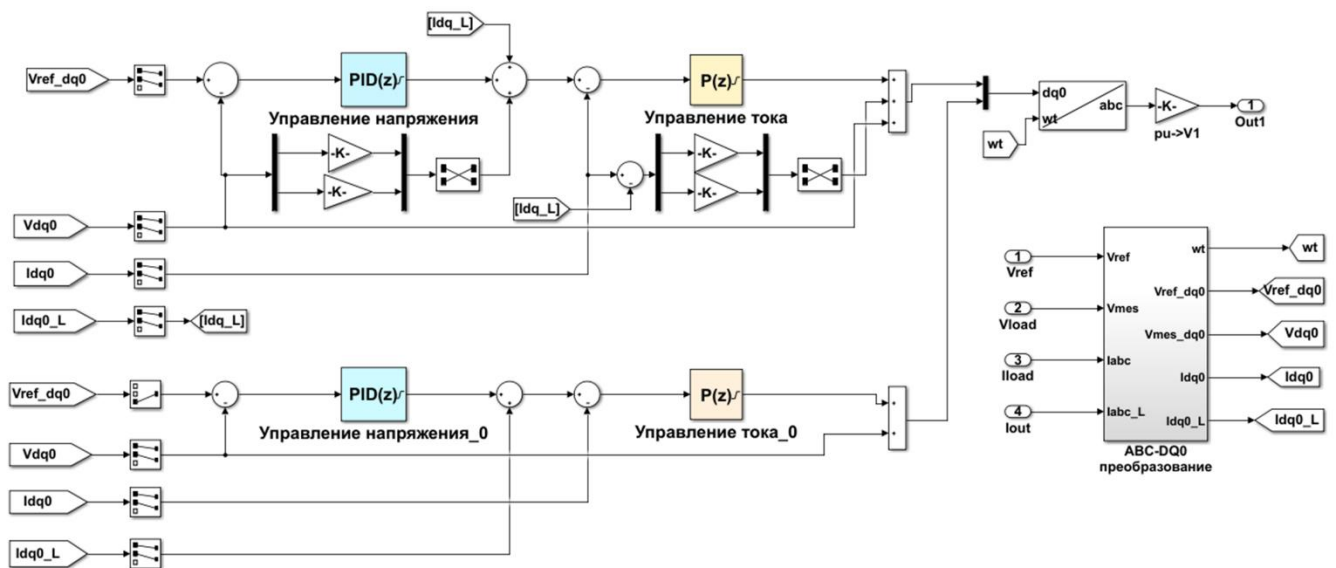


Рисунок 3.1.1. Виртуальная схема СЭС при управлении АИН на основе трёх методов управления (УПМ, ПР-регулятор и ПИД-регулятор)

Рисунок 3.2. Схема УПМ в пакете *Matlab Simulink*Рисунок 3.3. Схема ПИД-регулирования в пакете *Matlab Simulink*

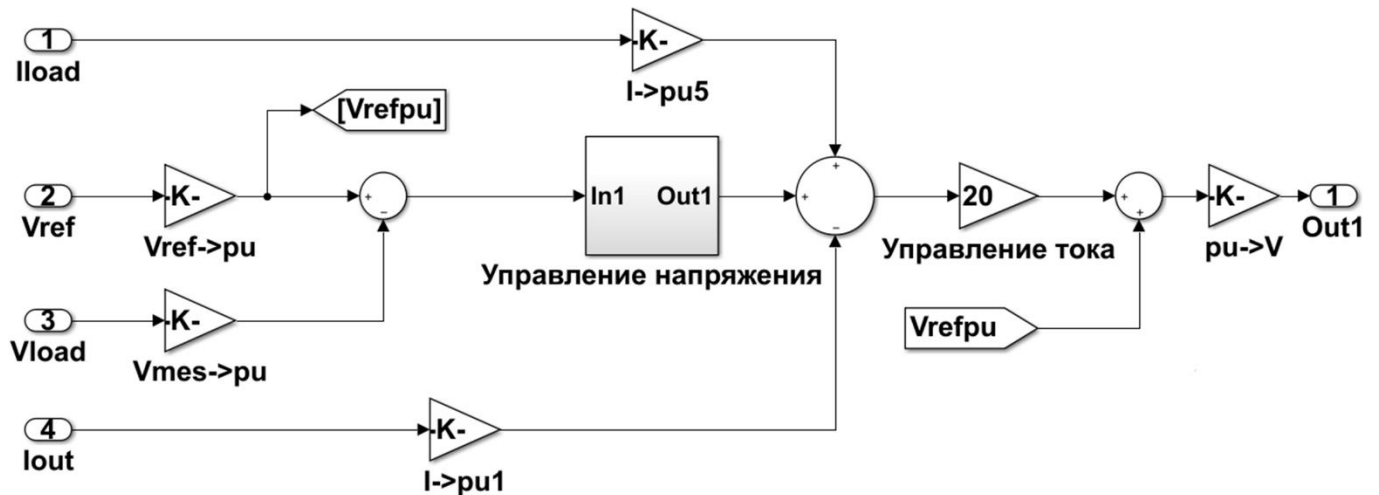


Рисунок 3.4. Схема PR-регулирования в пакете *Matlab Simulink*

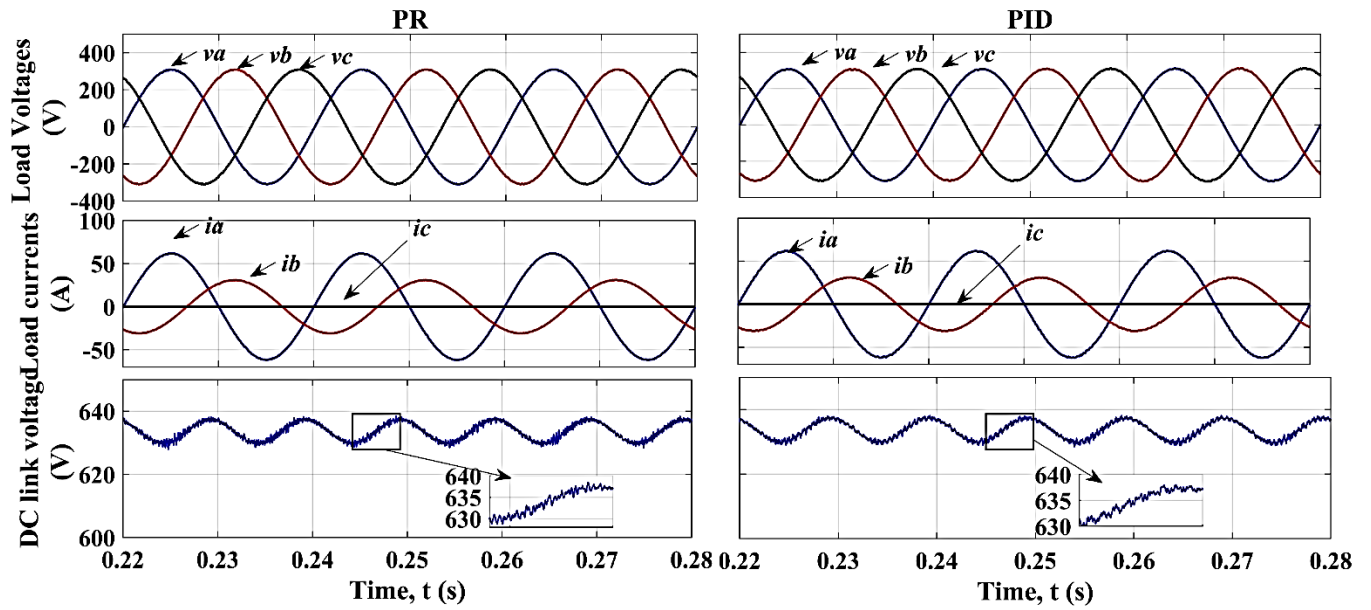
3.1. Выбор алгоритма линейного управления

Во второй главе были представлены и разработаны два метода линейного управления - ПИД-регулирование и PR-регулирование, которые основаны на ШИМ при регулировании напряжения инвертора. В этом разделе будет выбран один из этих представленных методов управления для проведения сравнительного анализа с УПМ.

Для выявления эффективности и устойчивости этих двух методов управления было проведено три тематических исследования:

- 1) несбалансированные резистивные нагрузки;
- 2) несбалансированные индуктивные нагрузки;
- 3) несбалансированные нелинейные нагрузки, топология которых представлена на рисунке 3.9.

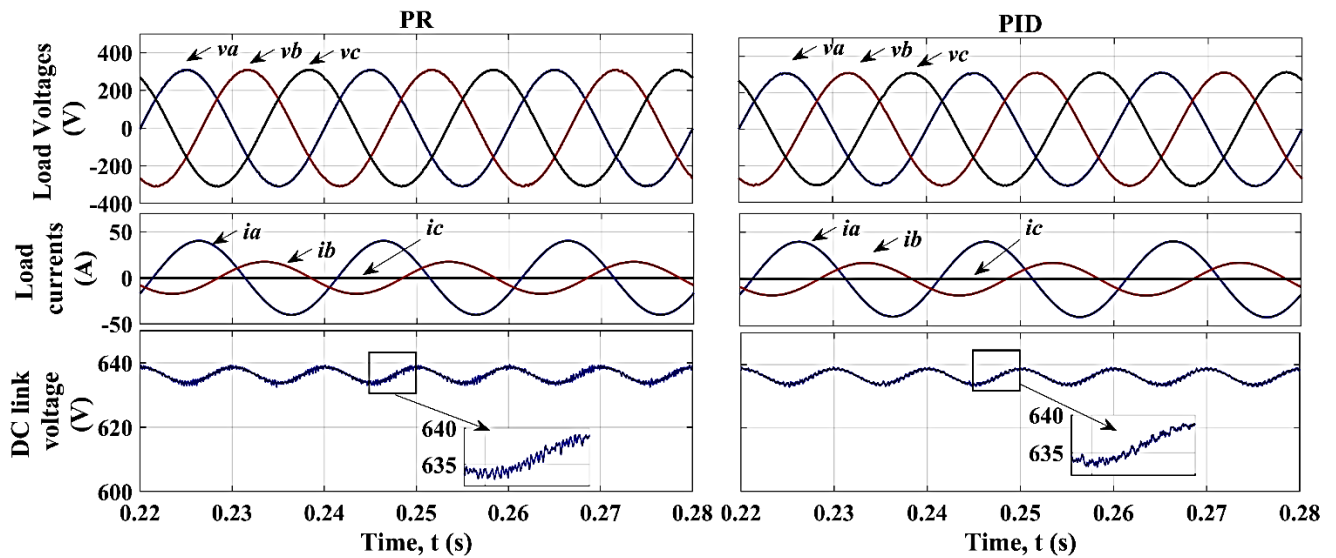
Сигналы напряжений нагрузки, токов нагрузки и напряжений звена постоянного тока для АИН для трёх условий нагрузки показаны на рисунках 3.5-3.7. Результаты показывают, что PR- и ПИД-регуляторы способны регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для несбалансированной резистивной и индуктивной нагрузки.



(a)

(б)

Рисунок 3.5. Результаты моделирования СЭС (несбалансированные резистивные нагрузки) при (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах



(a)

(б)

Рисунок 3.6. Результаты моделирования СЭС (несбалансированные индуктивные нагрузки) при (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

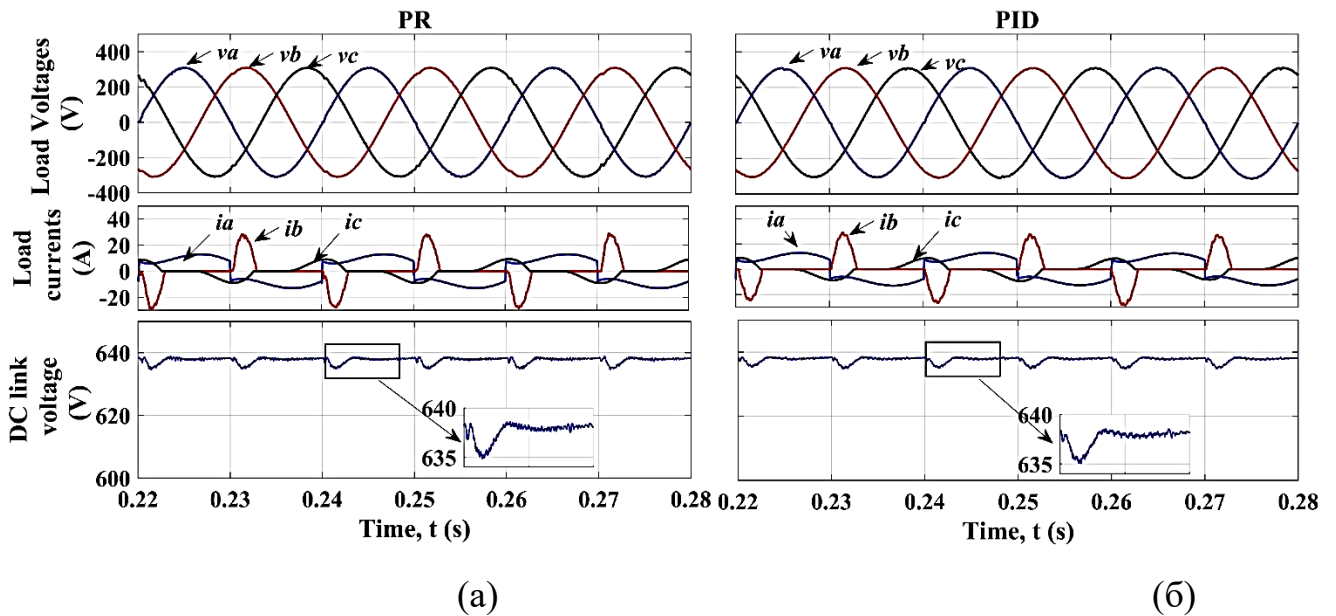


Рисунок 3.7. Результаты моделирования СЭС (несбалансированные нелинейные нагрузки) при (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

Проведенные исследования показывают, что по сравнению с ПИД-регулятором ПР-регулятор обеспечивает немного более высокие гармоники в нагрузках, потому что ПР-регулятор, который используется в этой работе, основан только на одном резонансном фильтре для основной частоты. Чтобы улучшить характеристики этого метода управления, необходимо добавить больше резонансных фильтров для других гармонических частот. Это делает конструкцию этой системы управления очень сложной. Также, ПР-регулятор обеспечивает более высокую пульсацию напряжения ($\%V_c$) в звене постоянного тока АИН по сравнению с ПИД-регулятором, но эта разница очень мала, как показано в таблице 3.3.

При динамическом режиме применялось ступенчатое изменение от холостого хода до сбалансированной резистивной нагрузки ($R_a = R_b = R_c = 10 \Omega$) в 0,2 секунды, напряжения нагрузки и токи для ПР- и ПИД-алгоритмах показаны на рисунке 3.8, где дополнительно представлен увеличенный вид измеренного напряжения с его опорной временной формой при этом изменении. Результаты

показывают, что ПР-управление обеспечивает чуть более быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД-управлением.

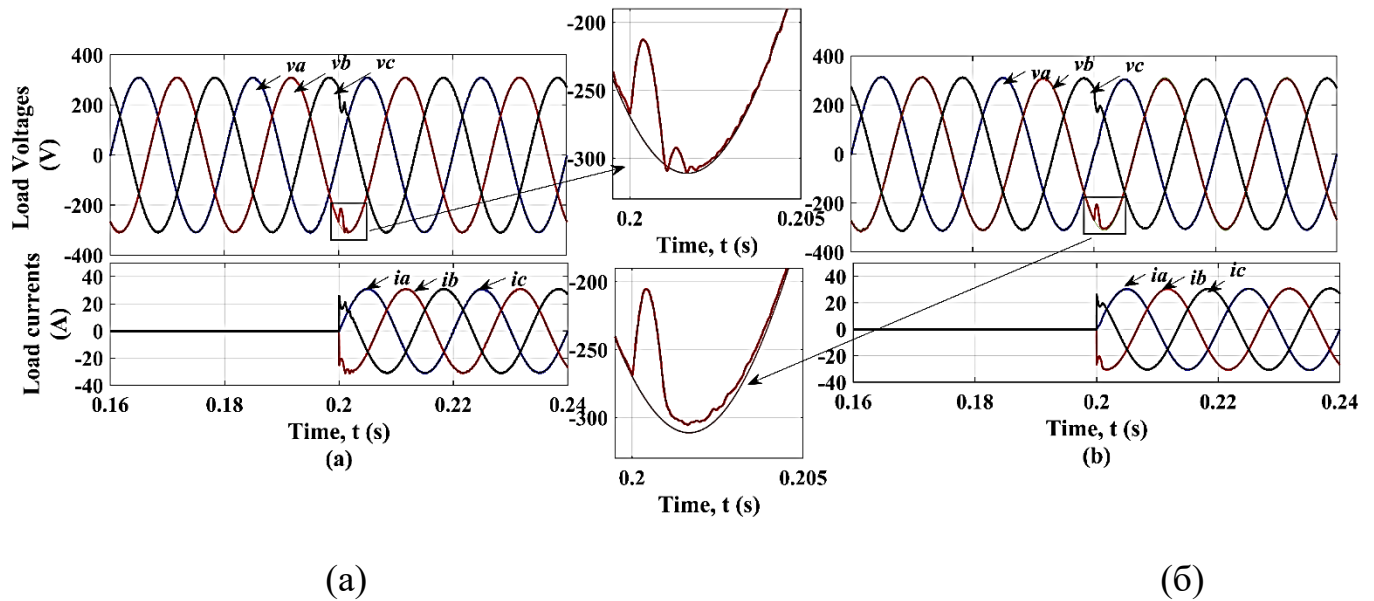


Рисунок 3.8. Напряжения и токи нагрузки СЭС при динамическом режиме для (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

Таблица 3.3 Сравнение качества двух методов линейного управления

Опыт	ПР				ПИД			
	%	%КНИ			%	% КНИ		
		Фа	Фб	Фс		Фа	Фб	Фс
1) Несбалансированные резистивные нагрузки	1.65	1.36	1.36	1.46	1.5411	1.45	1.47	1.44
2) Несбалансированные индуктивные нагрузки	1.084	1.55	1.56	1.53	1.0109	1.49	1.48	1.45
3) Несбалансированные нелинейные нагрузки	0.818	1.72	1.66	1.65	0.7095	1.62	1.5	1.54

Из представленных результатов автором выбран ПИД-регулятор в качестве линейного регулятора для дальнейшего использования в сравнительном исследовании с УПМ, поскольку ПИД-регулятор проще, чем ПР-регулятор, и проще

в настройках своих параметров. Более того, автором обнаружено, что ПИД-регулятор имеет сопоставимые производительности с регулятором ПР-регулятором. В следующем разделе будет проведено полное сравнительное исследование предложенного алгоритма УПМ и представленного ПИД-регулирования.

3.2. Статический режим

Для выявления различий между УПМ и ПИД в статическом режиме было проведено пять тематических исследований. Трёхфазные симметричные и несимметричные нагрузки могут быть резистивными или индуктивными, и подключаются к инвертору. Кроме того, однофазные нелинейные нагрузки используются для отображения характеристик систем управления в нелинейных условиях. Топология этих нагрузок представлена на рисунке 3.9. Параметры нагрузок, используемые в моделировании, приведены в таблице 3.2.

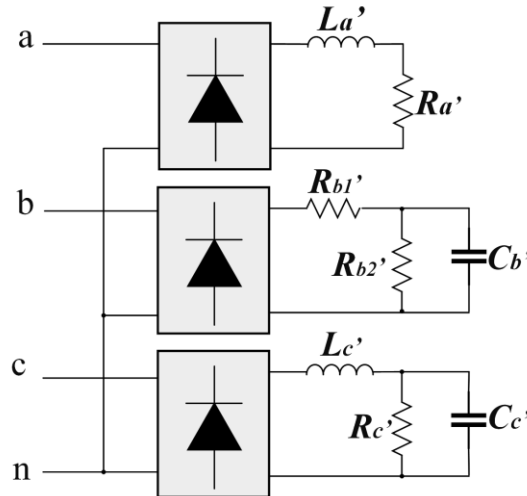


Рисунок 3.9. Топология однофазных нагрузок СЭС, используемых в моделировании

Сигналы напряжений нагрузки, токов нагрузки и напряжений звена постоянного тока для АИН в пяти условиях нагрузки показаны на рисунках 3.10-3.14. Для оценки разницы между показателями УПМ и ПИД, частота коммутации, КНИ, индекс дисбаланса напряжения (ИДН) [88] и пульсация напряжения (% V_c) в

звене постоянного тока для обоих УПМ и ПИД во всех случаях нагрузок представлены в таблице 3.4.

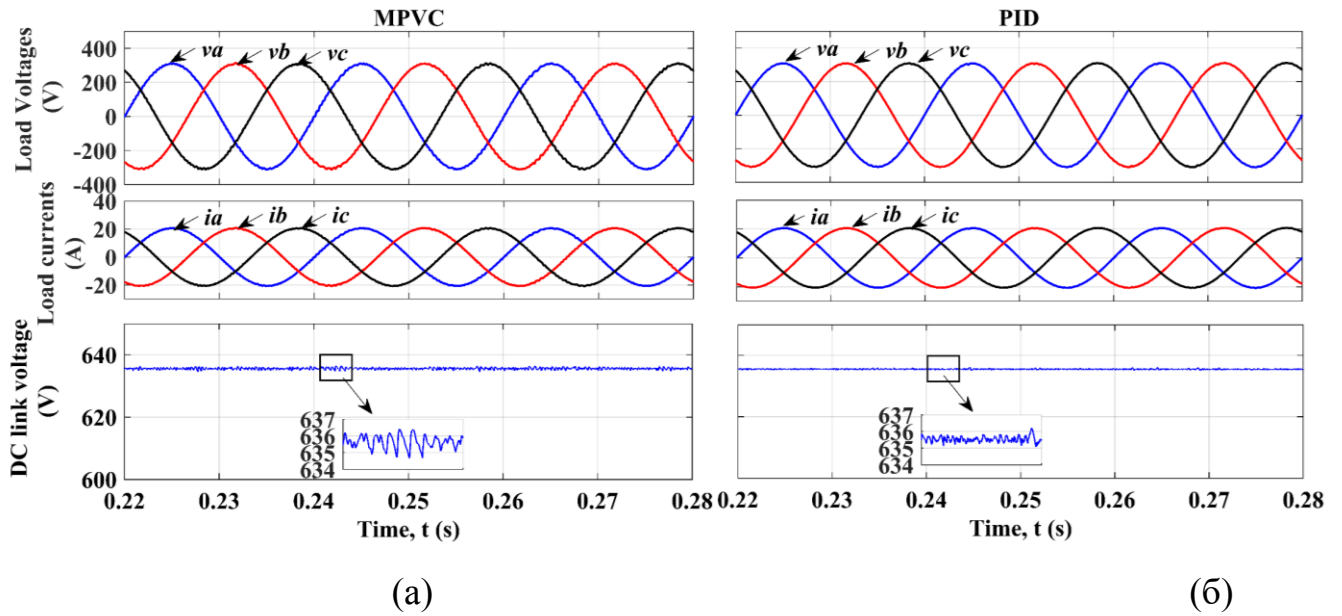


Рисунок 3.10. Результаты моделирования СЭС (опыт 1: балансированные резистивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

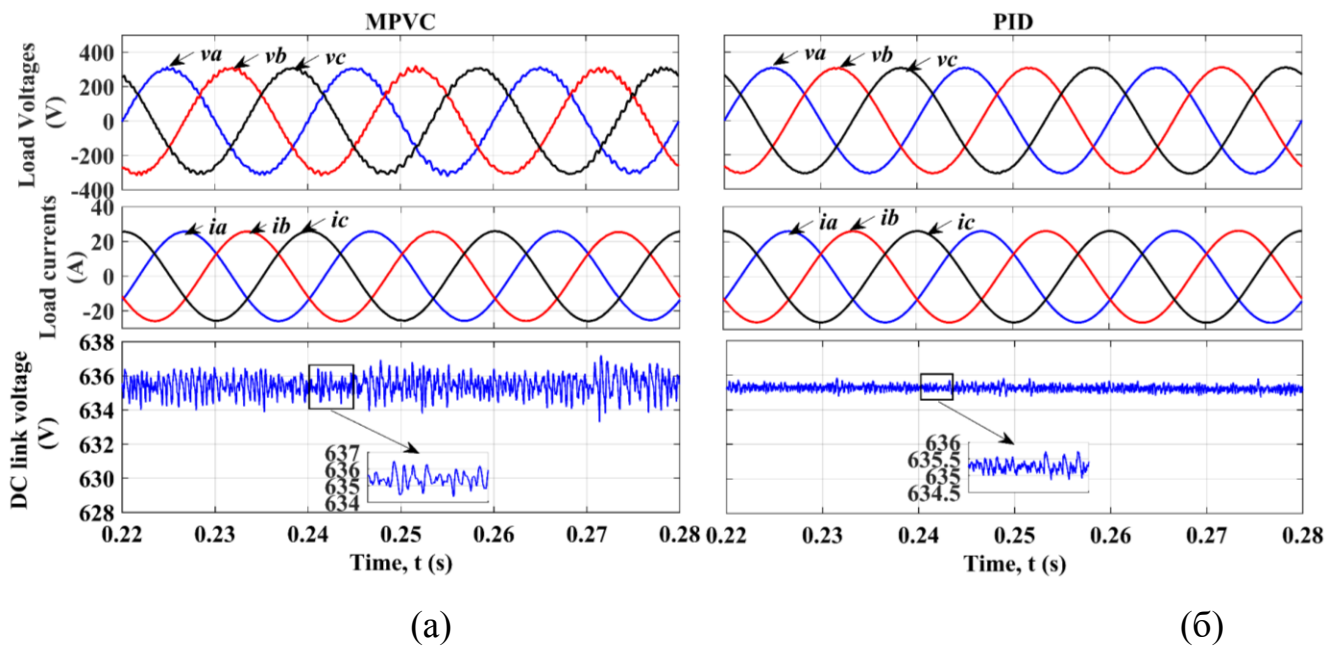


Рисунок 3.11. Результаты моделирования СЭС (опыт 2: балансированные индуктивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

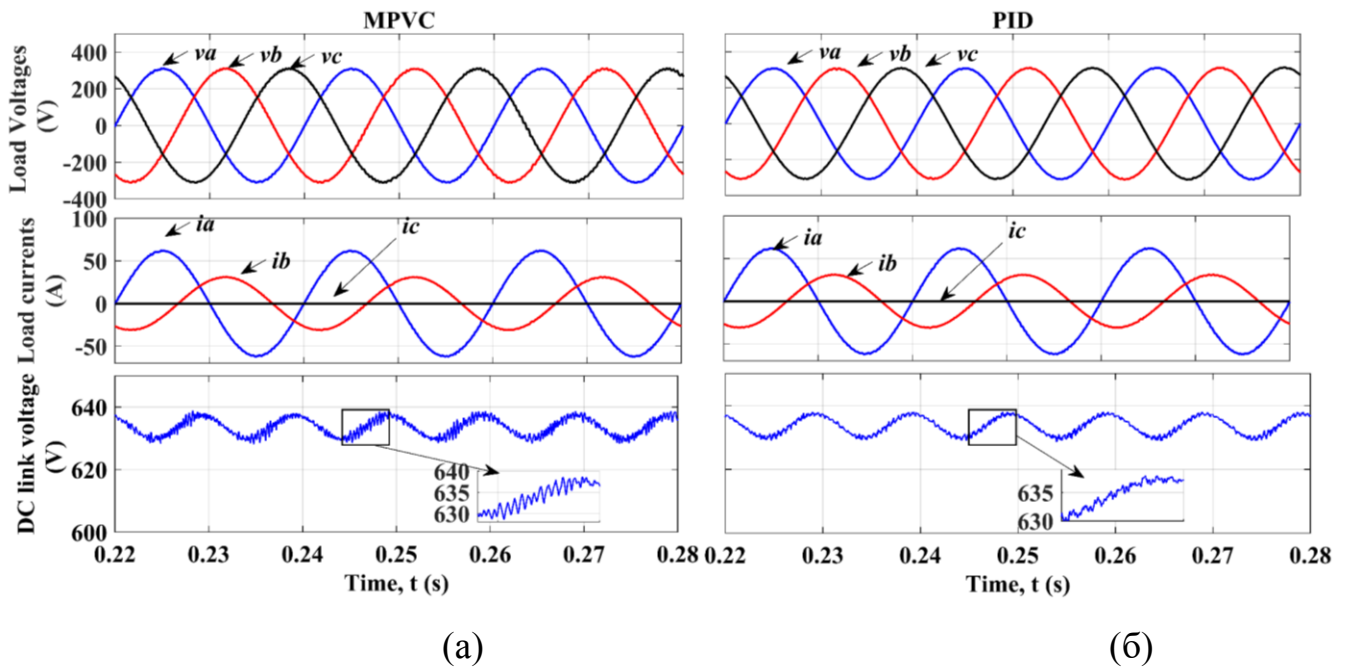


Рисунок 3.12. Результаты моделирования СЭС (опыт 3: несбалансированные резистивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

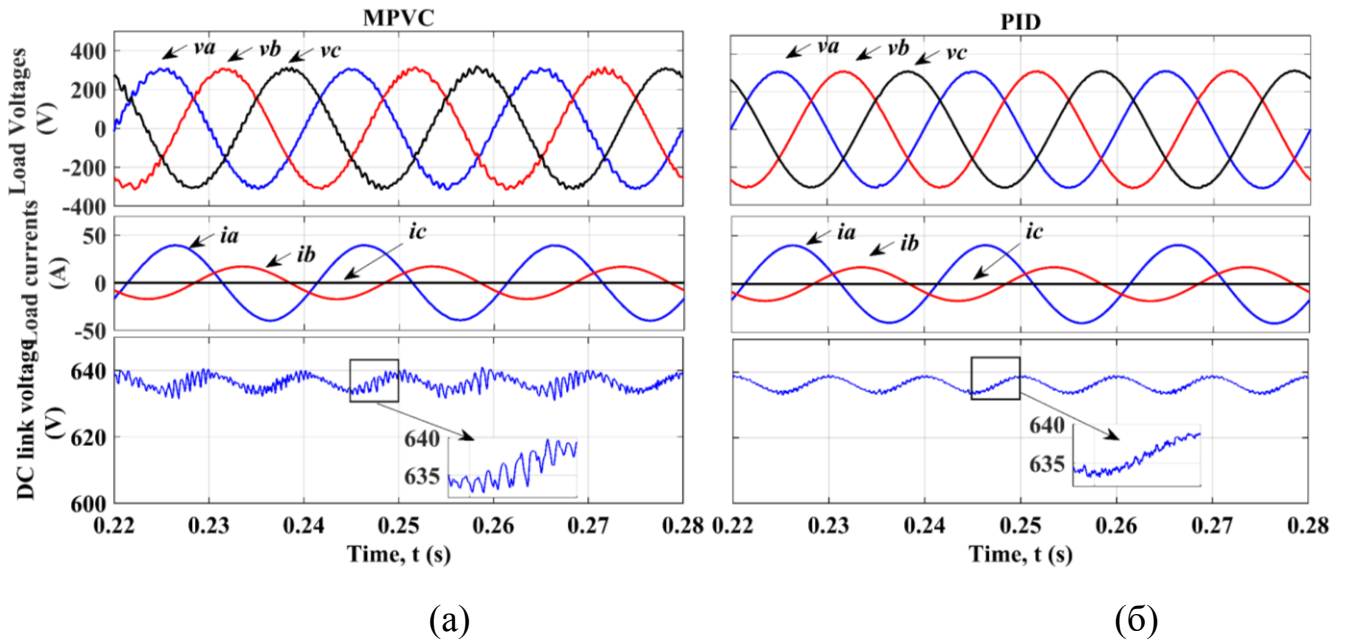


Рисунок 3.13. Результаты моделирования СЭС (опыт 4: несбалансированные индуктивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

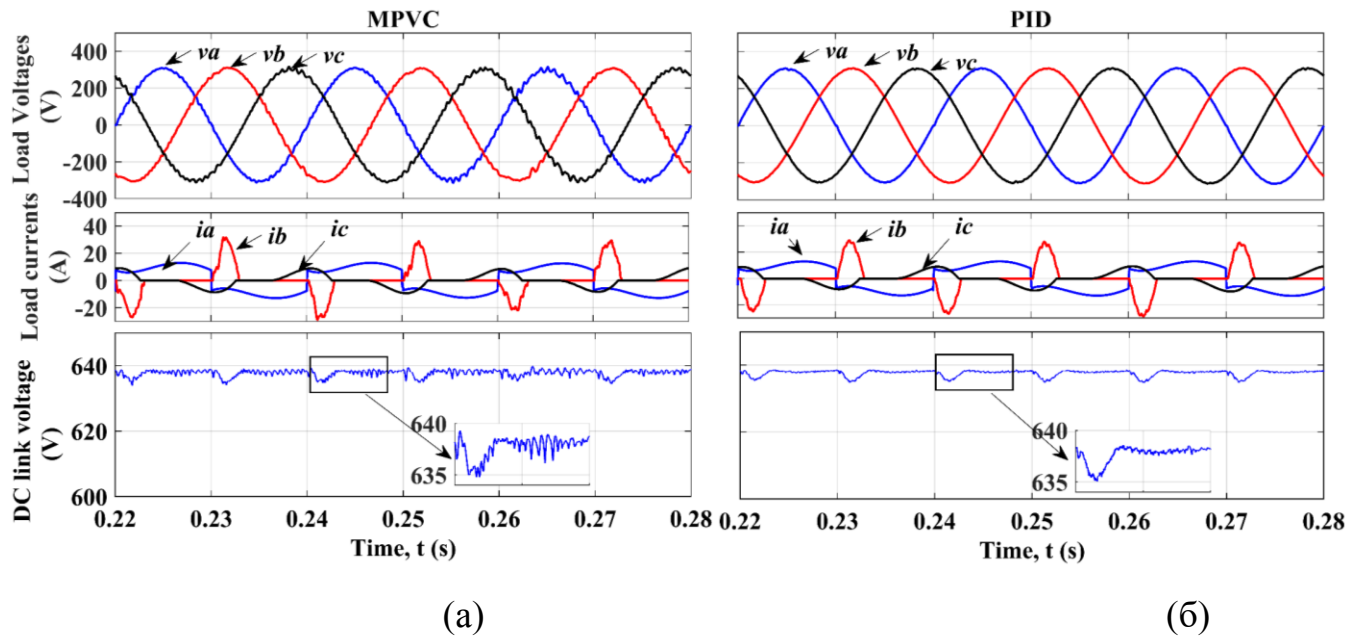


Рисунок 3.14. Результаты моделирования СЭС (опыт 5: несбалансированные нелинейные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

Таблица 3.4 Сравнительный анализ управления по УПМ и ПИД-алгоритмам

Опыт	УПМ						ПИД					
	f_s (Hz)	% ΔV_{dc}	%КНИ			% ИДН	f_s (Hz)	% ΔV_{dc}	%THD			% ИДН
			Фа	Фб	Фс				Фа	Фб	Фс	
1	3754	0.3248	1.01	1.01	1.01	0.2248	4000	0.2004	1.29	1.3	1.26	0.1815
2	2071	0.6160	3.2	3.2	3.2	0.9592	4000	0.1971	1.4	1.4	1.4	0.1524
3	3968	1.7164	0.76	0.96	0.96	0.2007	4000	1.5411	1.45	1.47	1.44	0.1218
4	2177	1.6084	3.74	3.36	3.74	1.8977	4000	1.0109	1.49	1.48	1.45	0.3219
5	2436	0.8668	2.13	2.06	2.35	0.9426	4000	0.7095	1.62	1.5	1.54	0.0575

Результаты проведенных исследований показывают, что УПМ, как и ПИД, способно регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для сбалансированной и несбалансированной резистивной нагрузки. По сравнению с ПИД-регулированием УПМ обеспечивает более низкое гармоническое искажение в условиях активной нагрузки; общее гармоническое искажение (% КНИ) ниже 1%.

Процент КНИ при УПМ выше в случае индуктивных и нелинейных нагрузок, но не более 4%. Это может быть связано с задержкой изменения индуктивного тока, что снижает точность прогнозирования напряжения нагрузки.

УПМ обеспечивает более высокую пульсацию напряжения ($\% \Delta V_{dc}$) в звене постоянного тока АИН по сравнению с ПИД, но при более высокой мощности УПМ обеспечивает более низкую $\% \Delta V_{dc}$. Эта разница очевидна из зависимостей, представленных на рисунке 3.17. В соответствии со стандартами IEEE дисбаланс напряжения необходимо поддерживать на низком уровне, менее 2% для чувствительных нагрузок [89]. Значение ИДН поддерживается ниже 2% во всех тестируемых условиях для обеих стратегий управления. Более того, ИДН ниже при УПМ, чем при ШИМ, во всех условиях нагрузки, за исключением случая нелинейной нагрузки.

Особенность УПМ состоит в том, что этот алгоритм работает с переменной частотой коммутации (f_s). Частота коммутации ограничена временем выборки, как показано в результатах. Частота переключения не превышает 5500 Гц во всех тематических исследованиях. На рисунке 3.18 показана зависимость частоты коммутации УПМ в функции изменения мощности нагрузки и коэффициента мощности. Частота коммутации резко возрастает с увеличением коэффициента мощности и ограничена значением 5500 Гц.

3.3. Динамический режим

Для исследования поведения СЭС в динамическом режиме работы проводилось ступенчатое изменение сбалансированной резистивной нагрузки от холостого хода до значения ($R_a = R_b = R_c = 10 \Omega$) в 0,2 секунды. Напряжения нагрузки и токи для УПМ и ПИД-алгоритмов представлены на рисунке 3.15, где дополнительно показан увеличенный вид измеренного напряжения с его опорной временной формой при этом изменении. Результаты показывают, что УПМ-алгоритм обеспечивает более

быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД-алгоритмом. Быстрая динамическая реакция УПМ возможна благодаря устранению стадии модуляции.

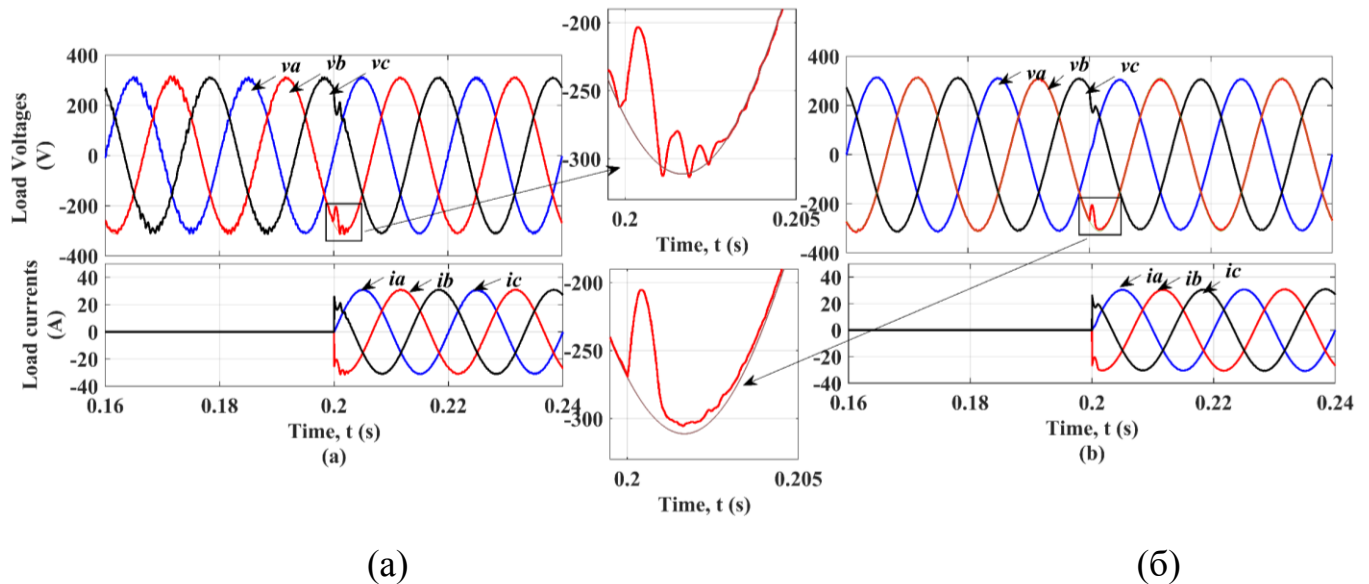


Рисунок 3.15. Напряжения и токи нагрузки СЭС при динамическом режиме для (а) УПМ- и (б) ПИД-алгоритмов

3.4. Анализ чувствительности управления

Для анализа чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и изменения параметров LC-фильтра на характеристики управления при УПМ- и ПИД-алгоритмах были проведены два теста. Критериями оценки этих тестов являются средний процент КНИ, $\% \Delta V_{dc}$ и f_s . В одном тесте на устойчивость к изменению нагрузки активная мощность нагрузки изменяется от нуля до 80 кВт при различных коэффициентах мощности.

Для второго испытания индуктивность фильтра варьируется от 1,5 до 3,5 мГн с шагом изменения 0,2 мГн, а ёмкость фильтра от 50 до 100 мкФ с шагом изменения 5 мкФ. Можно отметить, что параметры нагрузки в предлагаемой прогнозирующей модели не учитываются, тогда как стандартное полное сопротивление нагрузки учитывается в конструкции ПИД-регулятора, которая составляет ($R_L = 10$ Ом, $L_L = 1$

мГн). Кроме того, прогнозирующая модель и ПИД-регулятор «распознают» стандартные значение параметров LC-фильтра, которые составляют 2,5 мГн и 80 мкФ.

На рисунке 3.16 показано изменение КНИ от изменения мощности нагрузки и коэффициента мощности для УПМ и ПИД. Отклонение КНИ от холостого хода до высокой нагрузки в алгоритме УПМ ниже, чем в алгоритме ПИД при различных коэффициентах мощности. Можно заметить, что УПМ обладает большей устойчивостью к изменениям нагрузки, чем ПИД.

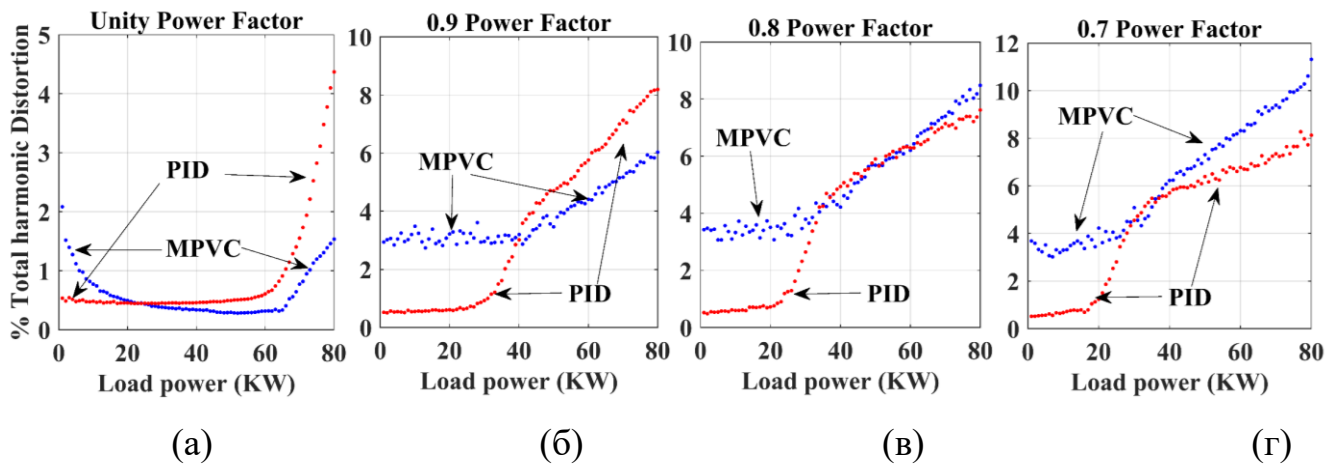


Рисунок 3.16. Изменение % КНИ с изменением мощности нагрузки при коэффициенте мощности равно (а) 1, (б) 0.9, (в) 0.8, (г) 0.7

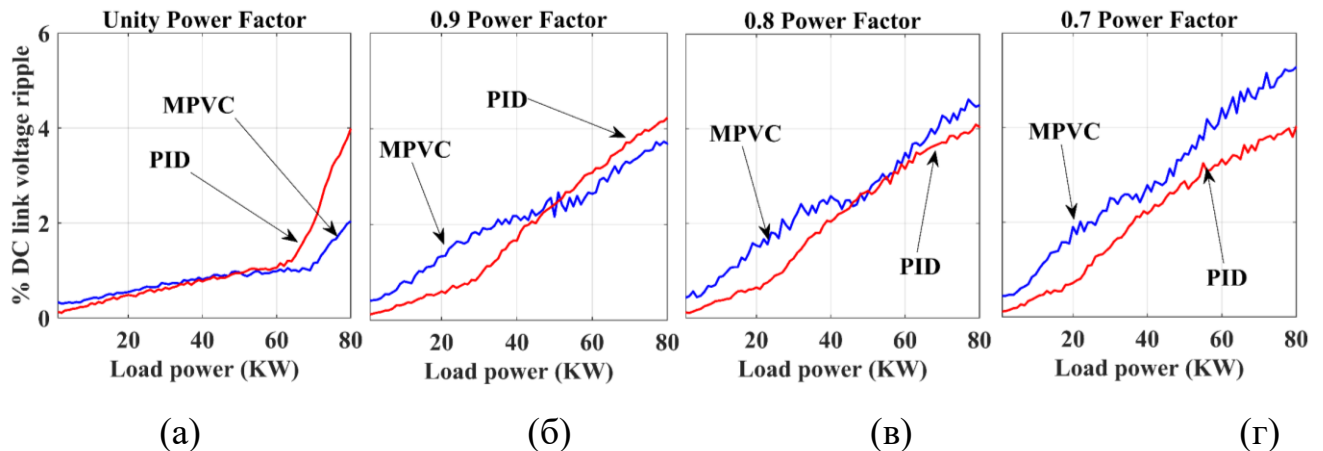


Рисунок 3.17. Изменение $\% \Delta V_{dc}$ с изменением мощности нагрузки при коэффициенте мощности равно (а) 1, (б) 0.9, (в) 0.8, (г) 0.7

Изменение ΔV_{dc} для управления УПМ и ПИД при изменении нагрузки показано на рисунке 3.17. Изменение нагрузки незначительно влияет на величину ΔV_{dc} для двух методов управления.

Высокое значение f_s приводит к большим потерям переключения инвертора и перегреву ключей. Кроме того, высокая вариация f_s усложняет конструкцию и выбор LC-фильтра. Однако УПМ работает с переменной f_s , которая ограничена временем выборки и не превышает значения 5500 Гц для резистивных и индуктивных нагрузок. На рисунке 3.18 показано изменение f_s с изменением мощности нагрузки и коэффициента мощности. В случае состояния резистивной нагрузки, при увеличении нагрузки, f_s резко возрастает, но ограничивается значением 5500 Гц. Значение f_s ограничено частотой дискретизации, поскольку алгоритм управления повторяется в каждый период дискретизации.

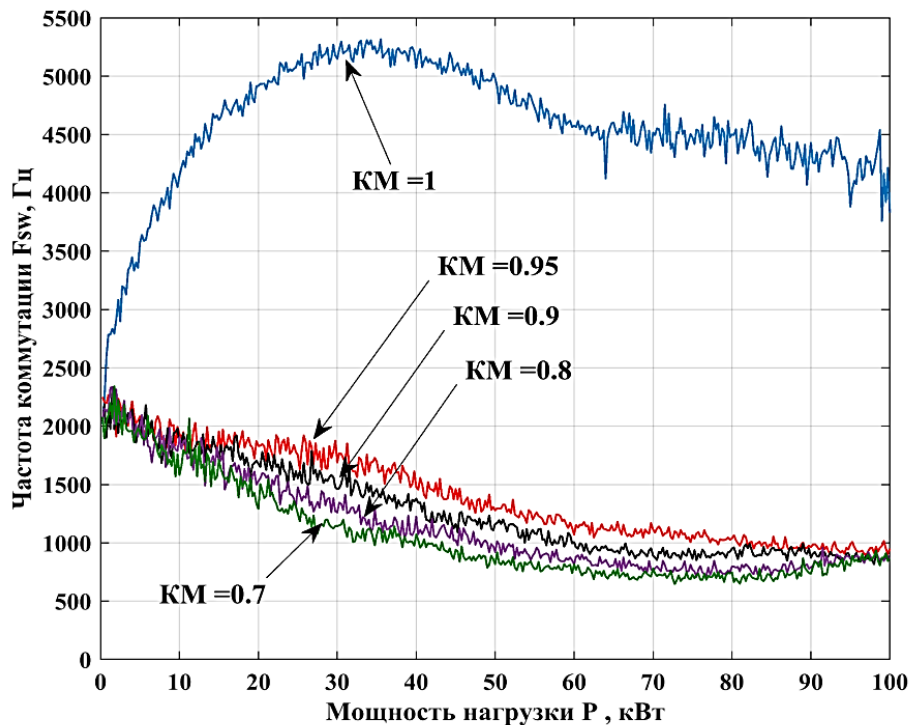


Рисунок 3.18. Частота коммутации УПМ с изменением мощности нагрузки и коэффициента мощности

Поскольку управление с прогнозирующей моделью в основном зависит от параметров LC-фильтра, в тесте на устойчивость к изменению LC-фильтра рассматриваются два рабочих условия:

- ИП: изменение параметров фильтра, пока модель системы не изменилась. В этом случае представлено несоответствие между фактическими параметрами и параметрами модели;
- ИПП: изменение параметров фильтра и, соответственно, одновременное изменение модели системы.

На рисунке 3.19 и рис. 3.20 показана зависимость КНИ для УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП и ИПП соответственно. В случае ИП, КНИ по поверхности ниже, чем 5%, и среднее значение вариации КНИ составляет 2,0288%, что очень близко к среднему значению КНИ в режиме ИПП, которое составляет 1,1156%. Тот же самый тест применяется к ПИД-алгоритму, как показано на рисунке 3.21. Поверхность по КНИ для ПИД-алгоритма расположена между двумя поверхностями КНИ УПМ-алгоритма со средним значением 1,4954%.

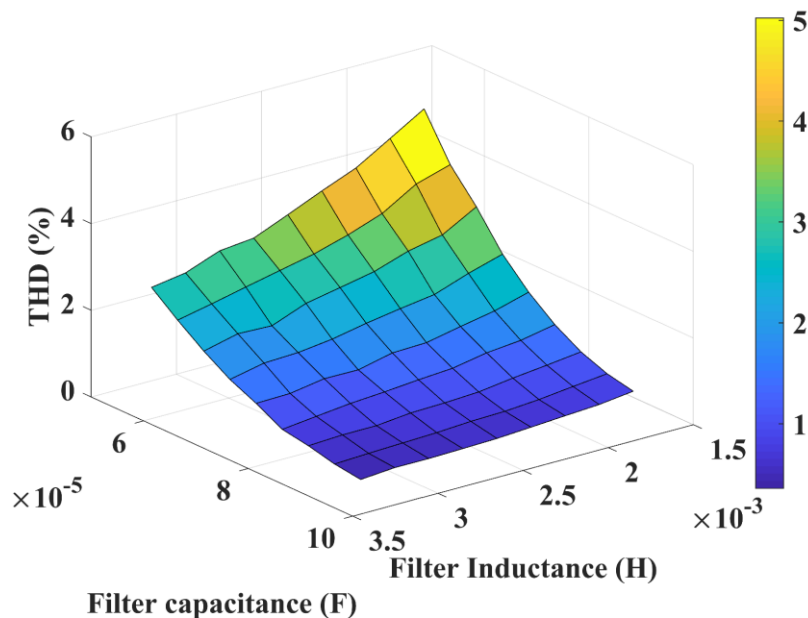


Рисунок 3.19 Изменение КНИ при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП

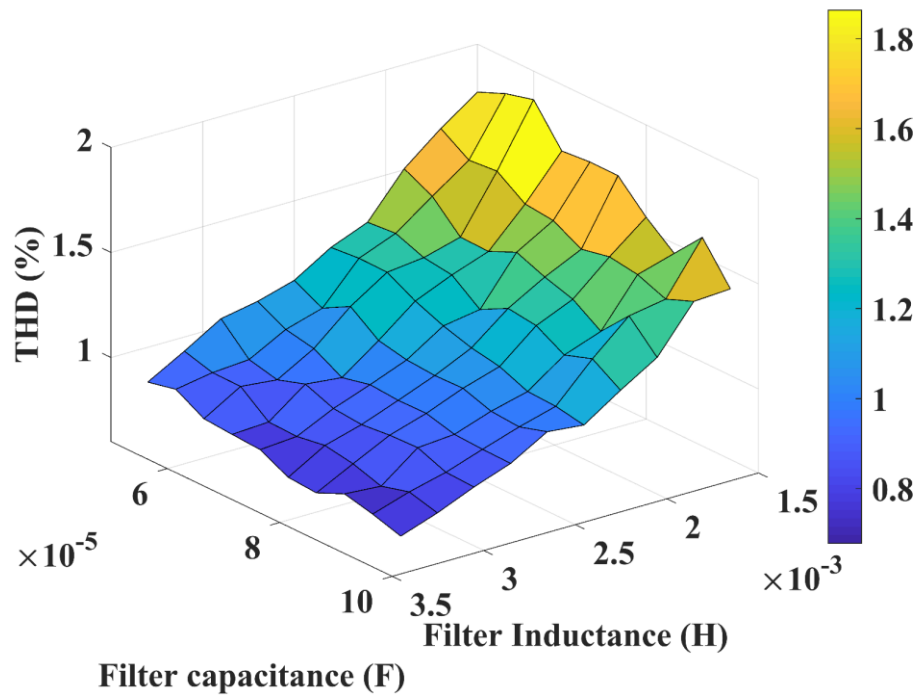


Рисунок 3.20 Изменение КНИ при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

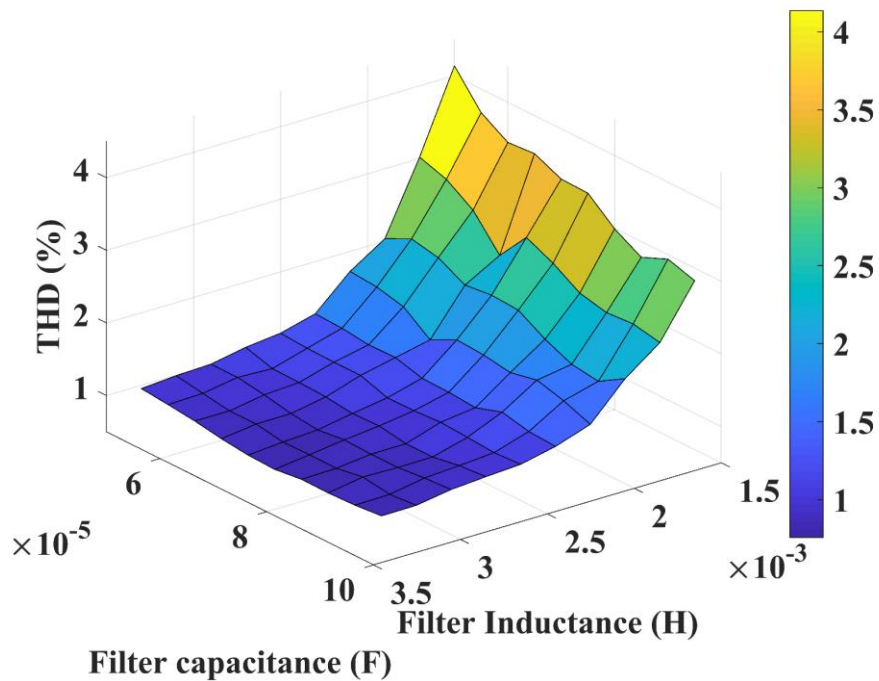


Рисунок 3.21 Изменение КНИ с ПИД-алгоритмом при вариациях параметров LC-фильтра в режимах

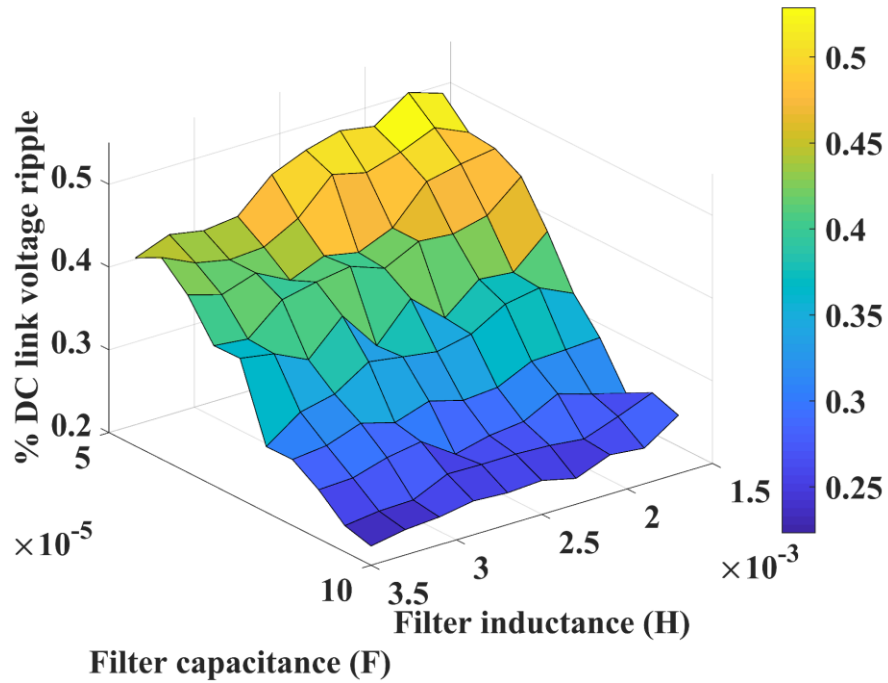


Рисунок 3.22 Изменение ΔV_{dc} УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП

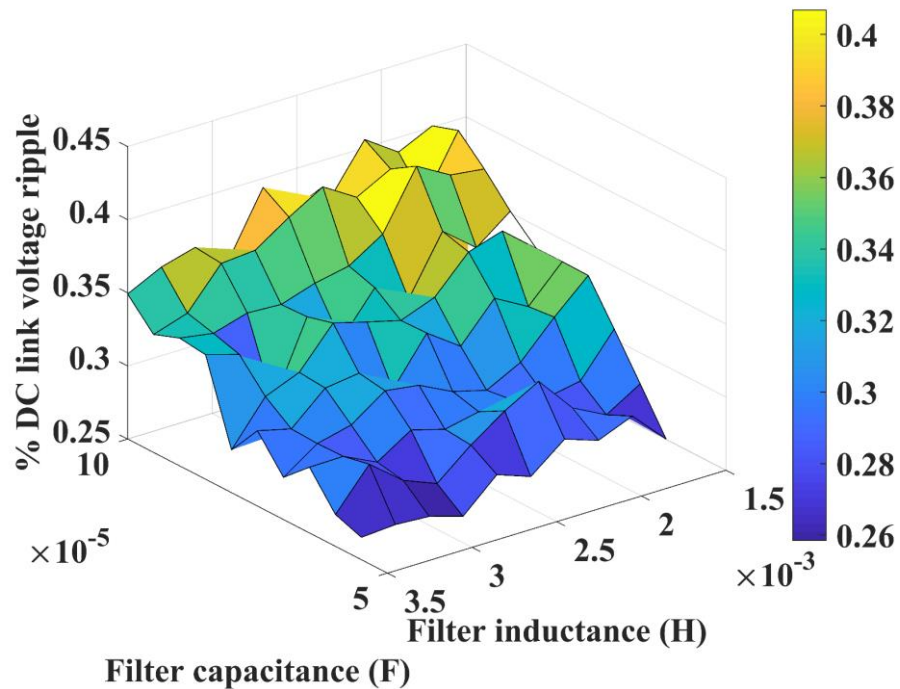


Рисунок 3.23 Изменение ΔV_{dc} УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

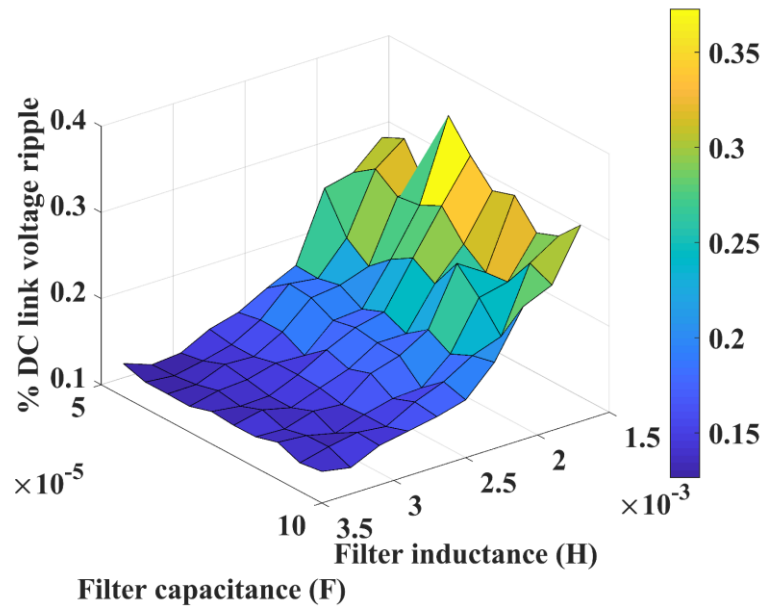


Рисунок 3.24 Изменение ΔV_{dc} с ПИД-алгоритмом при вариациях параметров LC-фильтра в режимах

Изменение ΔV_{dc} для УПМ в зависимости от изменения параметров фильтра в режимах ИП и ИПП показано на рисунках 3.22 и 3.23 соответственно, а для ПИД-регулирования - на рисунке 3.24. Из этих анализов видно, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, подобных параметрам с ПИД-регулятором.

Хорошо известно, что значение f_s при УПМ-алгоритме ограничено частотой дискретизации из-за того, что алгоритм управления повторяется в каждом периоде дискретизации. Для выяснения зависимости изменения f_s в соответствии с параметрами LC-фильтра был проведен вычислительный эксперимент. Изменение f_s при УПМ и изменении параметров LC-фильтра для режимов ИП и ИПП изображено на рисунках 3.25 и 3.26 соответственно. Отклонение f_s от более низких к более высоким параметрам LC-фильтра составляет от 1500 до 5500 Гц в случае ИП и от 3500 до 4500 Гц в случае ИПП. Поэтому изменение f_s в режиме ИПП ниже, чем в

режиме ИП на 75%. Можно наблюдать, что изменение индуктивности фильтра оказывает меньшее влияние на f_s , чем изменение ёмкости фильтра.

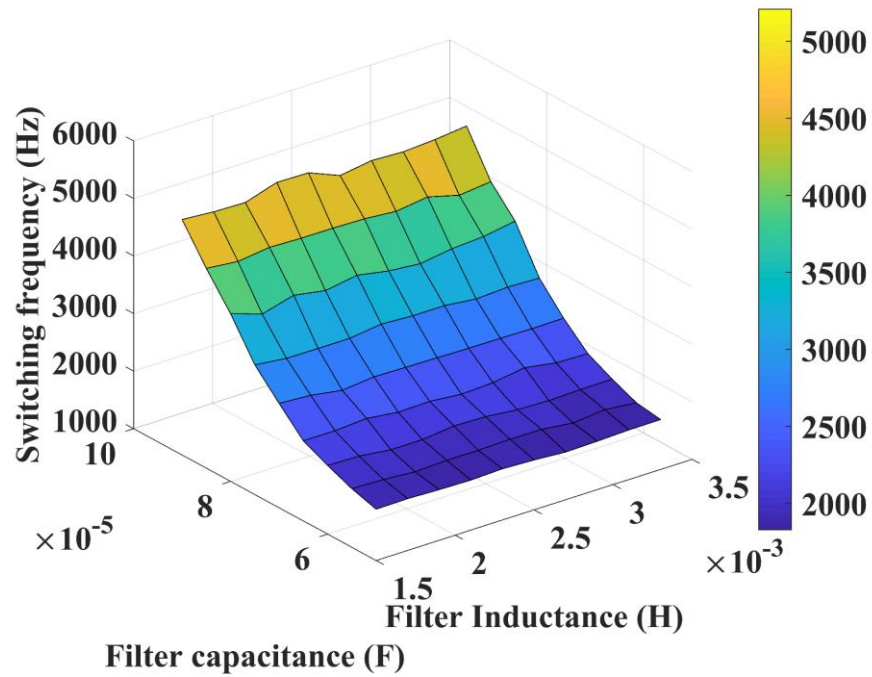


Рисунок 3.25. Изменение f_s при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП

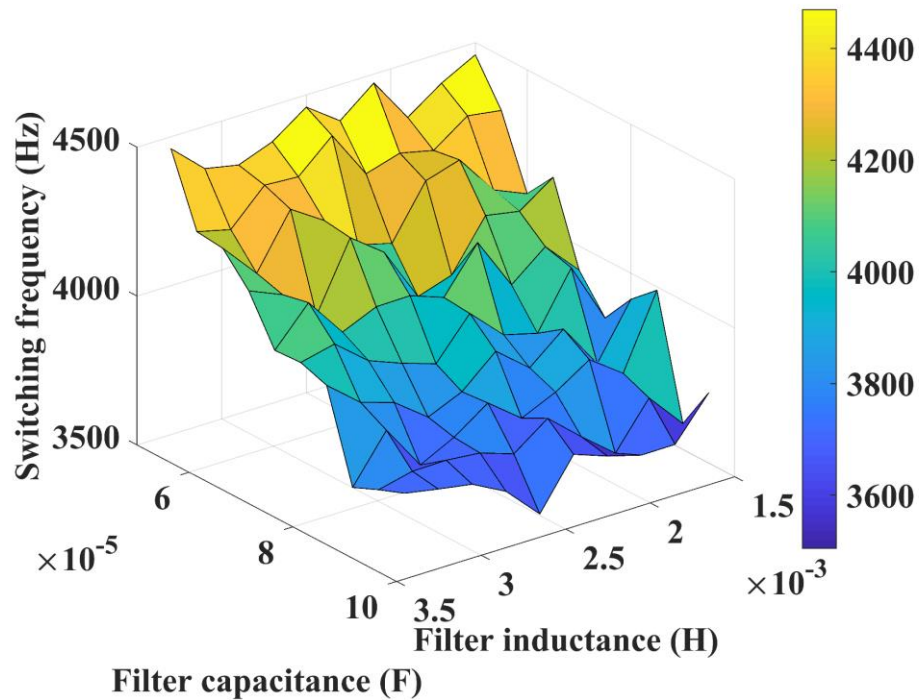


Рисунок 3.26. Изменение f_s при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

3.5. Выводы по главе 3

Проведенные в главе 3 исследования позволяют более глубоко и наглядно представить электромагнитные процессы и режимы работы СЭС с нулевым проводом при реализации алгоритмов управления на основе ПИД- и ПР-регуляторов и прогнозной модели (УПМ). На основе проведенных исследований:

- 1) в пакете *Matlab Simulink* разработана имитационная модель СЭС при управлении АИН с нулевым проводом на основе трёх методов управления: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозной моделью (УПМ);
- 2) проведено сравнение функционирования СЭС с нулевым проводом при реализации ПР-регулятора и ПИД-регулятора в статическом и динамическом режимах. Сделан вывод о предпочтении в пользу ПИД-регулятора;
- 3) проведено сравнение функционирования СЭС с нулевым проводом при реализации ПИД-регулятора и УПМ в статическом и динамическом режимах при различных характерах нагрузок, в том числе нелинейной. Показано, что УПМ-алгоритм обеспечивает более быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД-алгоритмом. Быстрая динамическая реакция УПМ возможна благодаря устранению стадии модуляции. Результаты проведенных исследований показывают, что УПМ, как и ПИД-алгоритм, способно регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для сбалансированной и несбалансированной резистивной (в том числе и нелинейной) нагрузки. По сравнению с ПИД-регулированием УПМ обеспечивает более низкое гармоническое искажение в условиях активной нагрузки, ниже 1%. Показатель КНИ при УПМ выше в случае индуктивных и нелинейных нагрузок, но составляет величину, не более 4%;

4) проведен анализ чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах. Показано, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, а также незначительно влияет на пульсацию напряжения в звене постоянного тока инвертора. При этом частоты коммутации ключей инвертора находятся в диапазоне 1500 до 5500 Гц.

ГЛАВА 4. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА УПМ ДЛЯ НОРМАЛЬНЫХ И АВАРИЙНЫХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Реализация алгоритма УПМ, разработанная в данной диссертационной работе, эффективна лишь в том случае, если она согласована с отработкой аварийных режимов СЭС, в первую очередь – режима перегрузки по выходному току вплоть до короткого замыкания (КЗ) нагрузки. Задача распространения алгоритма УПМ на аварийные режимы работы СЭС осложняется тем, что в реальных условиях перегрузка или КЗ могут возникать в различных топологиях схемы СЭС: однофазное, двухфазное или трехфазное КЗ. Задача предлагаемого алгоритма - автоматически перестраиваться в зависимости от режима работы СЭС, сохраняя, насколько это возможно, качество выходного напряжения по фазам инвертора, ограничивая эффективно токи короткого замыкания, не влияя на напряжение нагрузки исправных фаз.

На практике для решения поставленной выше задачи предлагаемый алгоритм должен включать в себя многоцелевую оптимизацию с ограничениями и дополнительные свойства алгоритма, которые увеличивают время вычисления алгоритма и приводят к задержке между моментом измерения и применением нового решения по управлению. Для компенсации этой задержки в предложенном алгоритме применяется двухшаговое время прогнозирования, предложенное в [90]. Для сокращения времени вычислений в предложенном алгоритме применяется интеллектуальная оптимизация путем удаления повторяющихся вычислений, что не влияет на его производительность, и путем отделения алгоритма аварийного режима от основного алгоритма. Алгоритм аварийного режима активируется только в случае

возникновения короткого замыкания, что приводит к сокращению времени вычислений, необходимого для алгоритма УПМ. Таким образом, алгоритм управления реализован с двумя разными временами выборки в зависимости от рабочего режима инвертора - нормального или аварийного.

4.1. Алгоритм работы СЭС в аварийных режимах работы

Целевая функция предлагаемого алгоритма может быть определена как:

$$\begin{aligned}
 g = & \overline{Y}_{i_a} \left[v_a^* - v_a(k+1) \right]^2 + \overline{Y}_{i_b} \left[v_b^* - v_b(k+1) \right]^2 + \overline{Y}_{i_c} \left[v_c^* - v_c(k+1) \right]^2 \\
 & + Y_{i_a} \left[i_{oa}^* - i_{oa}(k+1) \right]^2 + Y_{i_b} \left[i_{ob}^* - i_{ob}(k+1) \right]^2 + Y_{i_c} \left[i_{oc}^* - i_{oc}(k+1) \right]^2 \\
 & + F_{v_{lim}} + F_{i_{lim}}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

где i_{oa}^* , i_{ob}^* и i_{oc}^* - опорные токи инвертора, их амплитуда - максимальное значение тока, которое может протекать в полупроводниковых переключателях инвертора. $i_{oa}(k+1)$, $i_{ob}(k+1)$ и $i_{oc}(k+1)$ - прогнозируемые выходные токи инвертора. Предлагаемый алгоритм управления преследует две цели: управление напряжением нагрузки с помощью отслеживания сигнала эталонного напряжения в нормальных условиях, и управление током с помощью отслеживания эталонного сигнала тока в аварийных режимах. Весовые коэффициенты в целевой функции используются для выбора между двумя целями в соответствии с обнаружением короткого замыкания (КЗ) и могут быть определены в соответствии с рис. 4.1.

На рисунке 4.1 показана часть (фрагмент) обнаружения КЗ в предлагаемом алгоритме УПМ, где $j = a, b$ и c . i_{lim} - порог срабатывания ограничителя тока, который используется для индикации аварийных режимов в системе управления. Значение порога срабатывания ограничителя тока может быть установлено вплоть до значений, например, в три раза превышающих номинальное значение тока преобразователя. В алгоритме v_{l_lim} - порог выхода из аварийного режима по

заданному уровню напряжения нагрузки, и это можно назвать нижним предельным значением напряжения, которое равно 0,75 амплитуды опорного напряжения.

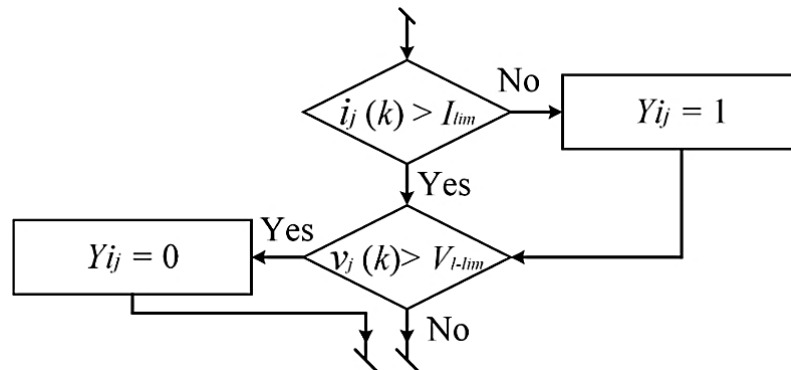


Рисунок 4.1. Часть (фрагмент) обнаружения КЗ в предлагаемом алгоритме УПМ

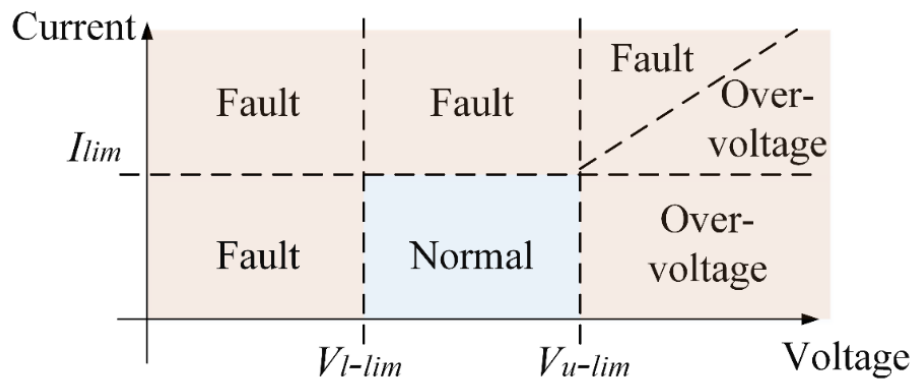


Рисунок 4.2. Условия эксплуатации инвертора для нормальных и аварийных режимов в предлагаемом алгоритме УПМ

Весовые коэффициенты Y_{ia} , Y_{ib} и Y_{ic} рассматриваются как индукции КЗ (флаги КЗ) для каждой фазы соответственно. Например, как показано на рисунке 4.1, если КЗ происходит в фазе А, ток будет больше, чем порог срабатывания ограничителя тока (I_{lim}), и значение Y_{ia} изменится с 0 на 1. Если КЗ устранена, напряжение нагрузки увеличится и будет больше предельного значения напряжения (V_{l_lim}), поэтому значение Y_{ia} будет возвращено к нулю.

Очевидно, что напряжение нагрузки в течение КЗ очень низкое, в то время как оно возрастает при устранении повреждения, потому что импедансы нагрузки, внезапно возрастают. В то время как инвертор управляется током и подаёт ограниченный ток, он испытывает перенапряжение. Для ограничения перенапряжения к целевой функции необходимо добавить штрафной член F_{vlim} :

$$F_{vlim} = \begin{cases} \infty, & \text{if } v_a(k+1) > V_{u-lim} \text{ or } v_b(k+1) > V_{u-lim} \text{ or } v_c(k+1) > V_{u-lim} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.2)$$

где V_{u-lim} - верхнее предельное значение напряжения нагрузки (то есть максимально допустимое значение напряжений нагрузки). Следовательно, состояния переключения, которые создают напряжение нагрузки с амплитудами выше, чем V_{u-lim} , добавят большой штрафной член к функции g и будут исключены. С другой стороны, если состояние переключения создаёт напряжение с амплитудой ниже, чем V_{u-lim} , термин F_{v-lim} не будет действовать.

В момент возникновения КЗ предложенный алгоритм может потребовать несколько интервалов для начала регулирования тока КЗ, и ток КЗ не будет полностью контролироваться. Следовательно, штрафной член F_{ilim} используется в качестве резервной защиты для мгновенного ограничения тока КЗ, в то время как предложенный алгоритм начинает управлять током КЗ:

$$F_{ilim} = \begin{cases} \infty, & \text{if } i_{oa}(k+1) > I_{lim} \text{ or } i_{ob}(k+1) > I_{lim} \text{ or } i_{oc}(k+1) > I_{lim} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.3)$$

Следует отметить, что V_{u-lim} может рассматриваться как индикация перенапряжения, в то время как V_{l-lim} является показателем устранения повреждения. Условия, в которых может работать инвертор в зависимости от значений токов и напряжений, показаны на рисунке 4.2.

4.2. Принцип двухшагового времени прогнозирования для компенсации задержки

В практической реализации датчики и аналого-цифровые преобразователи (АЦП) обеспечивают время задержки для измерения необходимых сигналов для алгоритма управления. После процедуры измерения алгоритм управления требует большого количества вычислений для применения нового состояния переключения. Следовательно, между началом измерения сигнала и моментом нового приложения состояния переключения будет существенная задержка, как показано на рисунке 4.3, что приведёт к нежелательным гармоническим искажениям в контролируемых сигналах. Дополнительные временные задержки будут обеспечиваться предлагаемым алгоритмом из-за дополнительных вычислений, необходимых для обнаружения КЗ и ограничения тока.

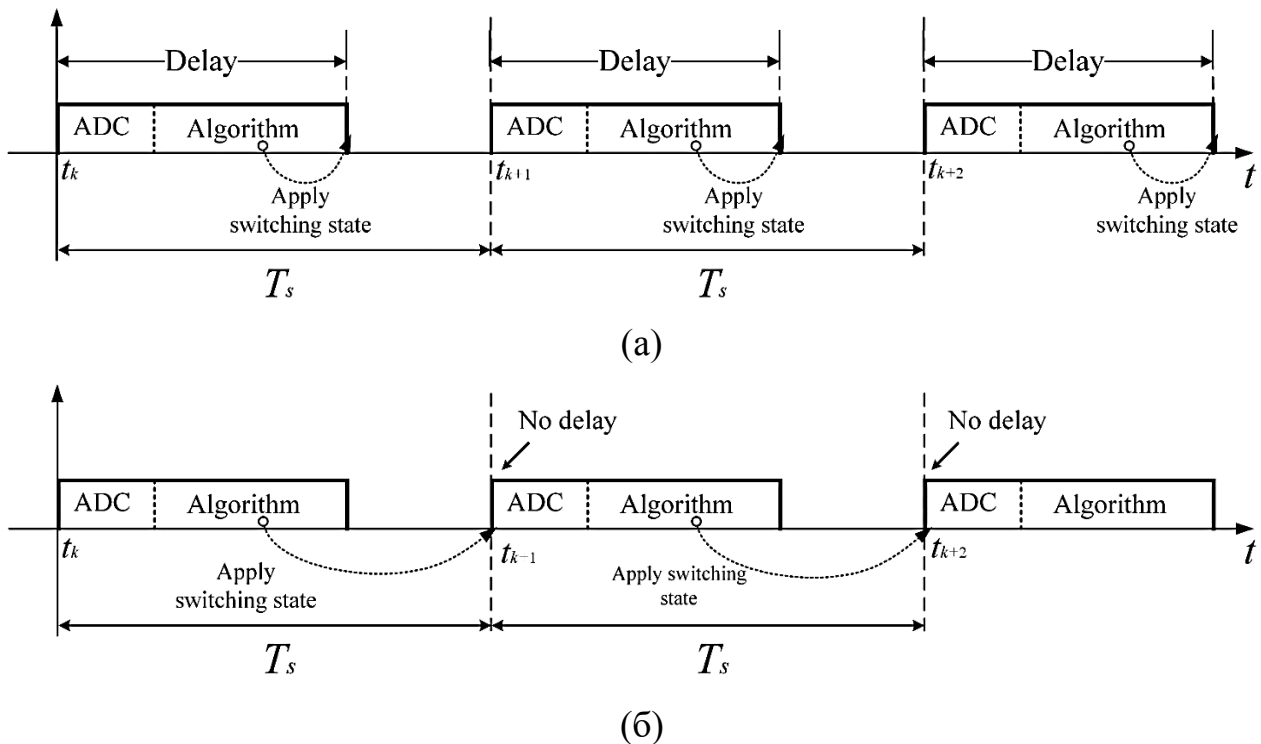


Рисунок 4.3. Временная шкала реализации УПМ для каждого периода выборки в случае (а) горизонта одношагового прогнозирования (б) горизонта двухступенчатого прогнозирования

Чтобы компенсировать эту задержку, для предложенного алгоритма в данной диссертационной работе применён принцип двухшагового времени прогнозирования. Этот принцип уже представлен для управления током с прогнозирующей моделью в [90]. Компенсация основана на прогнозировании напряжения нагрузки для двухэтапного прогнозирования $(k + 2)$, и выбранное состояние переключения будет применяться не в текущем интервале, а в начале следующего периода выборки. Таким образом, алгоритм управления изменяется следующим образом:

- 1- запустить процедуру измерения и АЦП;
- 2- во время выполнения процедуры АЦП применяется состояние переключения, рассчитанное в предыдущем периоде выборки;
- 3- рассчитать ток нагрузки для следующего периода выборки, используя метод экстраполяции Лагранжа:

$$i_L(k+1) = 4i_L(k) - 6i_L(k-1) + 4i_L(k-2) - i_L(k-3) \quad (4.4)$$

где $i_L(k)$ - измеренный ток нагрузки, $i_L(k-1)$, $i_L(k-2)$ и $i_L(k-3)$ - измеренные токи нагрузки в трех предыдущих интервалах;

- 4- прогнозировать напряжение нагрузки и выходной ток инвертора для двухэтапного горизонта прогнозирования следующим образом:

$$\begin{bmatrix} v(k+2) \\ i(k+2) \end{bmatrix} = Q \begin{bmatrix} v(k+1) \\ i(k+1) \end{bmatrix} + J \begin{bmatrix} e \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

где $v(k+1)$ и $i(k+1)$ - прогнозируемое напряжение нагрузки и ток инвертора, которые рассчитываются в предыдущем интервале;

- 5- выбрать лучшее состояние переключения в соответствии с целевой функцией.

После прогнозирования напряжений нагрузки и выходных токов инвертора для двухступенчатого горизонта, целевая функция и штрафные члены в (4.1) могут быть обновлены, используя $(k + 2)$ вместо $(k + 1)$:

$$\begin{aligned}
 g = & \overline{Y_{i_a}} \left[v_a^* - v_a(k+2) \right]^2 + \overline{Y_{i_b}} \left[v_b^* - v_b(k+2) \right]^2 + \overline{Y_{i_c}} \left[v_c^* - v_c(k+2) \right]^2 + \\
 & + Y_{i_a} \left[i_{oa}^* - i_{oa}(k+2) \right]^2 + Y_{i_b} \left[i_{ob}^* - i_{ob}(k+2) \right]^2 + Y_{i_c} \left[i_{oc}^* - i_{oc}(k+2) \right]^2 + \\
 & + F_{v_{lim}} + F_{i_{lim}}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

4.3. Оптимизация алгоритма УПМ

При уменьшении времени выборки T_s алгоритм УПМ показывает лучшую производительность. Чтобы уменьшить T_s , высокоскоростные микроконтроллеры должны выполнять большое количество вычислений за меньшее время, что приводит к высокой стоимости. В данной диссертационной работе предложенный УПМ оптимизирован следующим образом, что он делится на два алгоритма: алгоритм нормального режима и алгоритм аварийного режима.

Целью алгоритма УПМ при нормальном режиме является управление выходным напряжением инвертора, поэтому целевая функция в (2.18) используется с модификацией горизонта двухступенчатого прогнозирования:

$$g = (v_a^* - v_a(k+2))^2 + (v_b^* - v_b(k+2))^2 + (v_c^* - v_c(k+2))^2 + F_{v_{lim}} \tag{4.7}$$

Некоторые вычисления в прогнозировании напряжения не нужно выполнять при каждом состоянии переключения. Чтобы оптимизировать время, прогнозирование напряжения может быть переписано как:

$$v(k+2) = \begin{bmatrix} v_a(k+2) \\ v_b(k+2) \\ v_c(k+2) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_v + j_1 \mathbf{e} \tag{4.8}$$

где:

$$\mathbf{Q}_v = \begin{bmatrix} Q_{va} \\ Q_{vb} \\ Q_{vc} \end{bmatrix} = q_1 \mathbf{v}(k+1) + q_2 \mathbf{i}(k+1) + j_2 \mathbf{i}_L(k+1) \quad (4.9)$$

и $\mathbf{Q}_v$ рассчитывается только один раз за каждый интервал.

В алгоритме режима КЗ целевая функция представляет собой сочетание между регулированием напряжения и током в зависимости от места и типа КЗ. Например, если происходит однофазное КЗ на фазе А, алгоритм управления будет действовать как регулятор тока для фазы А и регулятор напряжения для других фаз и так далее. Прогнозирование тока инвертора в этом алгоритме осуществляется с использованием (4.5) с модификациями:

$$\mathbf{i}(k+2) = \begin{bmatrix} i_a(k+2) \\ i_b(k+2) \\ i_c(k+2) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_i + j_3 \mathbf{e} \quad (4.10)$$

где:

$$\mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} Q_{ia} \\ Q_{ib} \\ Q_{ic} \end{bmatrix} = q_3 \mathbf{v}(k+1) + q_4 \mathbf{i}(k+1) + j_4 \mathbf{i}_L(k+1) \quad (4.11)$$

Нет необходимости прогнозировать все напряжения нагрузки и все токи инвертора для каждого периода выборки. В соответствии с типом и местонахождением КЗ, $\mathbf{Q}_i$ и $\mathbf{Q}_v$ оцениваются один раз в каждом периоде выборки, в соответствии с рис. 4.4, иллюстрирующем блок-схему предложенного оптимизированного алгоритма УПМ.

Этот алгоритм выполняется для каждой фазы $j = a, b$ и c . Для дальнейшей оптимизации целевая функция в алгоритме аварийного режима разделена на три целевых члена (ga, gb, gc), по одному целевому члену для каждой фазы. Каждый

целевой член рассчитывается в зависимости от наличия КЗ в соответствующей фазе, как и показано на рисунке 4.4.

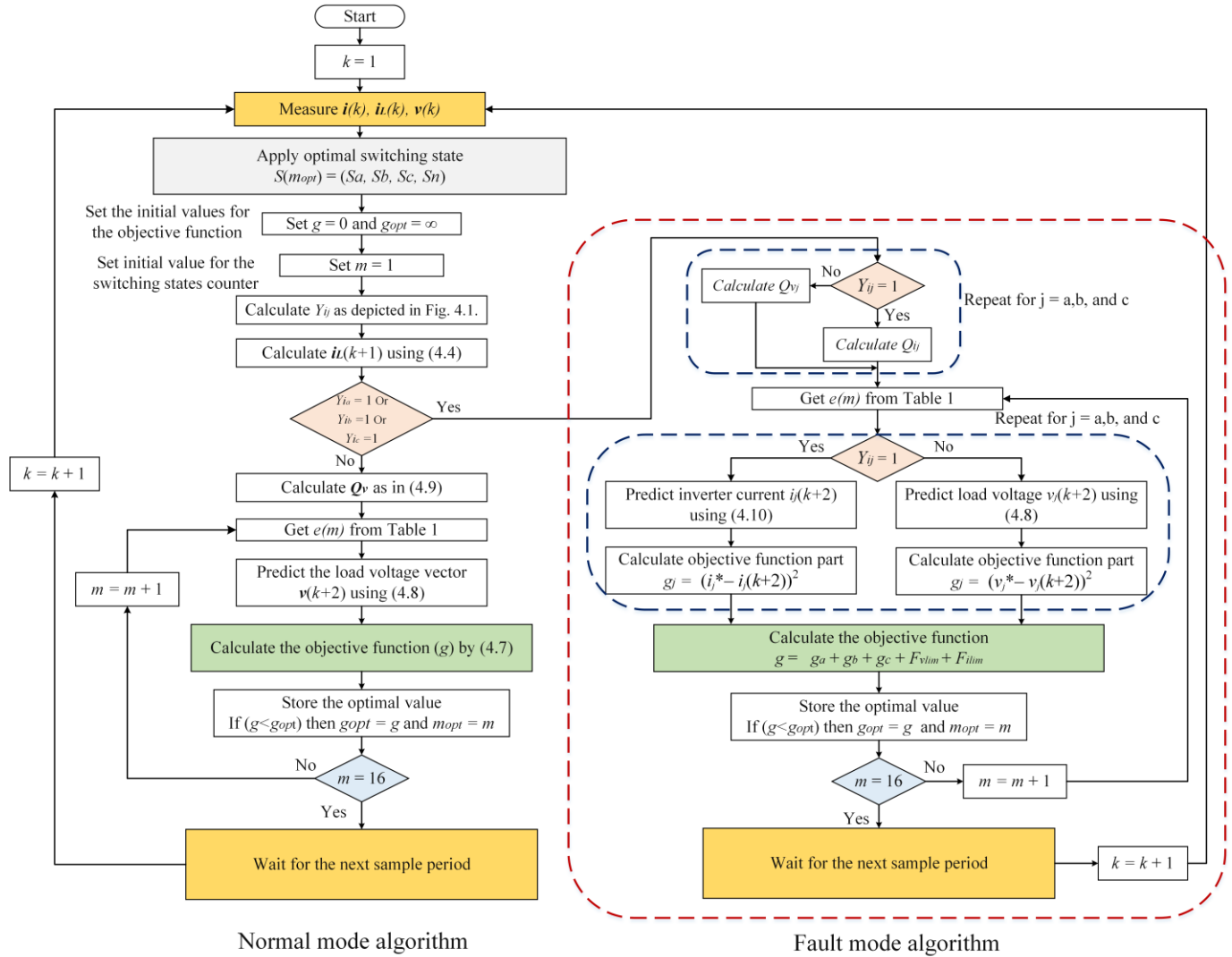


Рисунок 4.4. Блок-схема оптимизированного предложенного алгоритма УПМ

4.4. Проведённые эксперименты

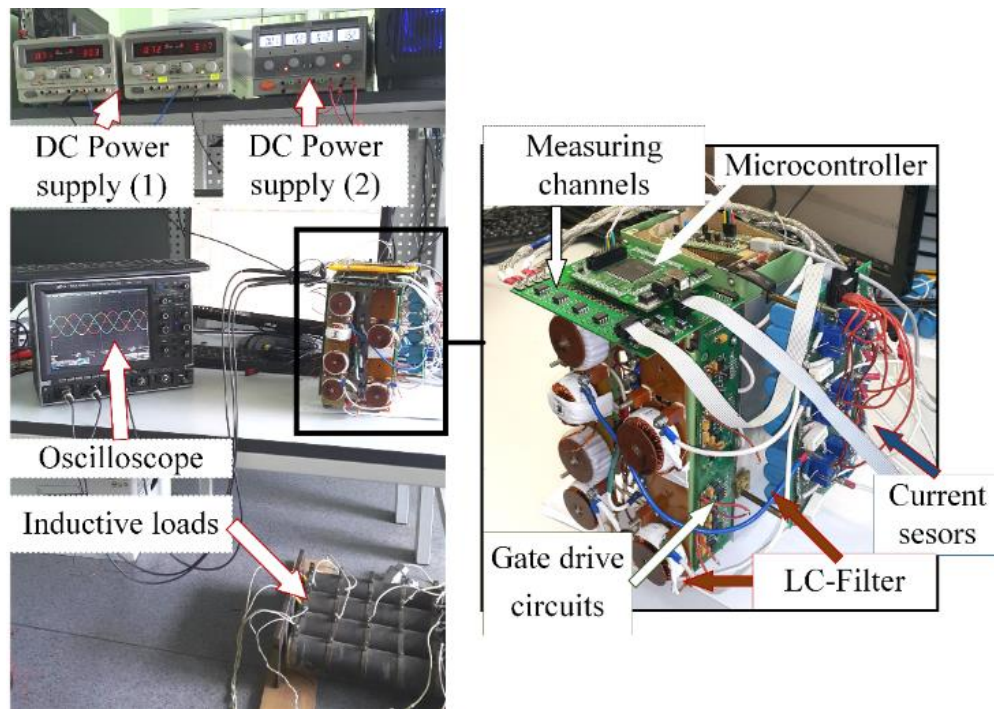
В данном подразделе представлены результаты экспериментальной проверки предложенных алгоритмов УПМ [91]. Схема тестирования в практических экспериментах применялась такая же, как и в схеме моделирования. Микропроцессорная система управления инвертором построена на базе

микроконтроллера STM32F769BIT6 (216 MHz). Сигналы задания рассчитаны и записаны в память микроконтроллера. В качестве датчиков тока в каналах обратной связи используется датчик LEM GAS 25-NP. Измерения проводятся по девяти аналоговым каналам, содержащим фильтры нижних частот на основе операционных усилителей. По соображениям безопасности напряжение звена постоянного тока было выбрано на уровне 60 В и формировалось двумя источниками постоянного напряжения по 30 В, включенными последовательно. Сигналы обратной связи по напряжению измерялись напрямую без использования датчика напряжения. Аналогово-цифровой преобразователь встроен в микросхему микроконтроллера. Сигналы управления, вырабатываемые микроконтроллером, подавались на драйверы силовых транзисторов (MOSFET IXFN110N60P3). Для измерения электрических величин использовался осциллограф LeCroy Wave Runner. Для питания схемы микропроцессорного модуля и датчиков тока использовался отдельный блок питания. Параметры системы приведены в таблице 4.1. Фотографии системы и электрическая схема показаны на рисунке 4.5.

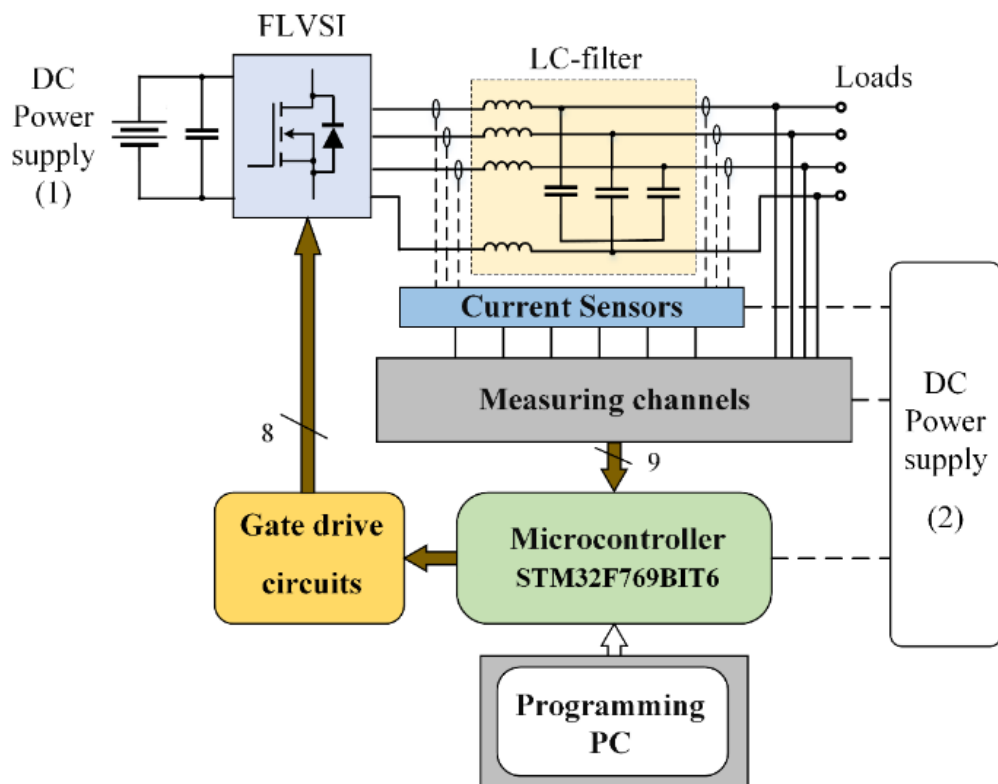
Благодаря оптимизации времени, выполненной для предложенного алгоритма УПМ, достигнутое время вычисления предложенного алгоритма равно 13,4 мкс для алгоритма нормального режима и 18,5 мкс для алгоритма аварийного режима. Для имеющегося в лаборатории микропроцессора период выборки для алгоритма нормального режима выбран равным 25 мкс, а для алгоритма аварийной режима - 32 мкс.

ТАБЛИЦА 4.1. ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ

Параметр	Значение
DC input power supply	$V_{dc} = 60 \text{ V}$, $P_{dc} = 720 \text{ Watt}$
Sampling time	$T_s = 25 \text{ } \mu\text{s} / 32 \text{ } \mu\text{s}$
DC-link capacitance	$C_{dc} = 800 \text{ } \mu\text{F}$
LC filter	$R = 0.1 \text{ } \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 90 \text{ } \mu\text{F}$



(a)



(b)

Рисунок 4.5. Экспериментальная установка (а) и ее функциональная схема (б)

Для оценки производительности алгоритма было проведено тестирование в трёх режимах: установившийся статический режим работы, переходные процессы и режим короткого замыкания. Каждый из режимов работы был проверен при различных параметрах нагрузки.

4.4.1. Статический режим

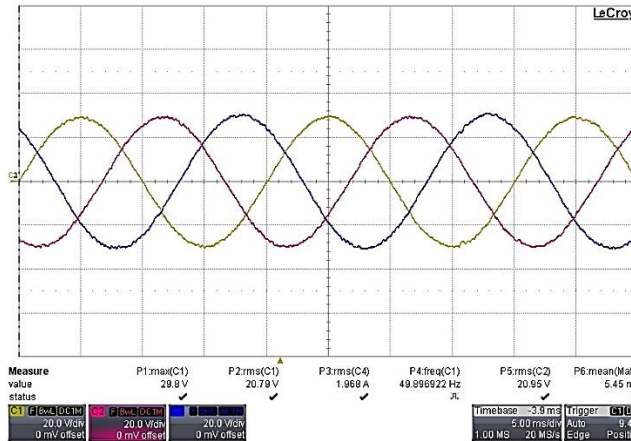
Работа алгоритма управления в статическом режиме была проверена при различных видах нагрузок, представленных в таблице 4.2:

ТАБЛИЦА 4.2. ПАРАМЕТРЫ НАГРУЗОК

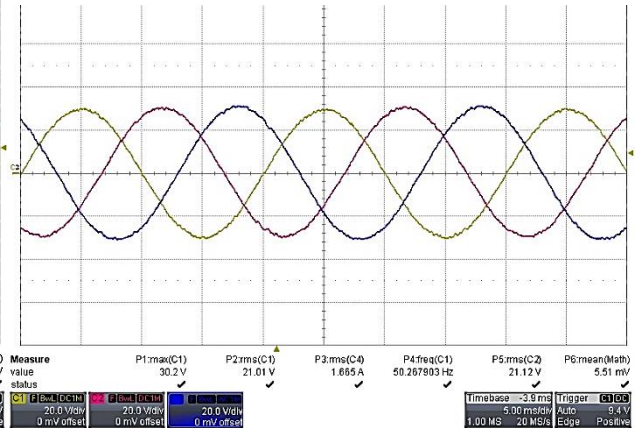
Опыт	Параметры нагрузки
1) Сбалансированные резистивные нагрузки	$R_a = R_b = R_c = 10 \, \Omega$
2) Сбалансированные индуктивные нагрузки	$R_a = R_b = R_c = 12 \, \Omega$ $L_a = L_b = L_c = 4 \, \text{mH}$
3) Несбалансированные резистивные нагрузки	$R_a = 5 \, \Omega, R_b = 10 \, \Omega, R_c = 15 \, \Omega$
4) Несбалансированные индуктивные нагрузки	$R_a = 6 \, \Omega, R_b = 9 \, \Omega, R_c = 12 \, \Omega$ $L_a = 2 \, \text{mH}, L_b = 3 \, \text{mH}, L_c = 4 \, \text{mH}$
5) Несбалансированные нелинейные нагрузки	Опыт (а): $L_f = 1.3 \, \text{mH}, C_f = 1400 \, \mu\text{F}, R_a = 10 \, \Omega$, Опыт (б): $L_f = 13.5 \, \text{mH}, C_f = 2800 \, \mu\text{F}, R_a = 10 \, \Omega$

Осциллограммы напряжений нагрузки, токов нагрузки и тока нулевого провода при сбалансированных нагрузках показаны на рисунках 4.6а - 4.8а. Соответствующие осциллограммы напряжений и токов для индуктивной нагрузки представлены на рисунках 4.6б - 4.8б. Полученные результаты экспериментов показывают, что алгоритм способен регулировать напряжение вне зависимости от типа нагрузки (резистивная или индуктивная). В случае индуктивной нагрузки не удалось в лабораторных условиях добиться идеального баланса токов, поэтому ток

нулевого провода не равняется нулю в данном случае. В качестве резистивной нагрузки использовалась электронная нагрузка, что позволило свести несимметрию к минимуму.

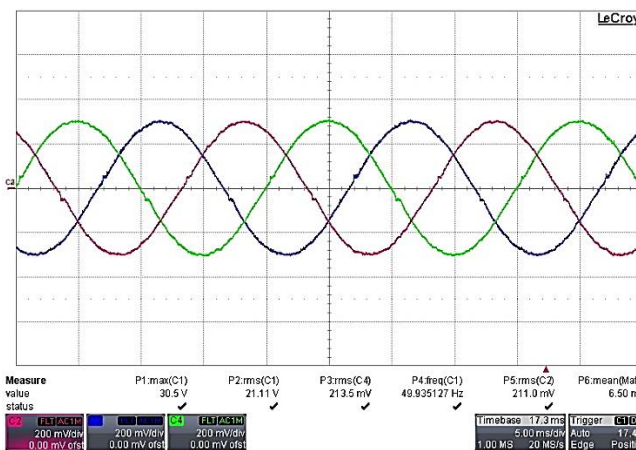


(a)

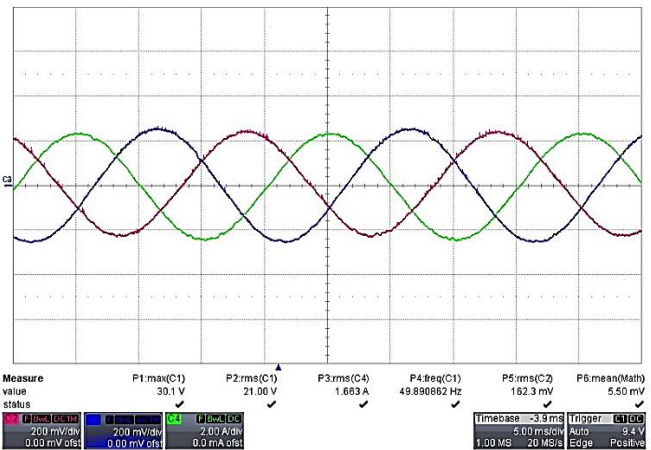


(б)

Рисунок 4.6. Напряжения нагрузки СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках



(a)



(б)

Рисунок 4.7. Токи нагрузки СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках

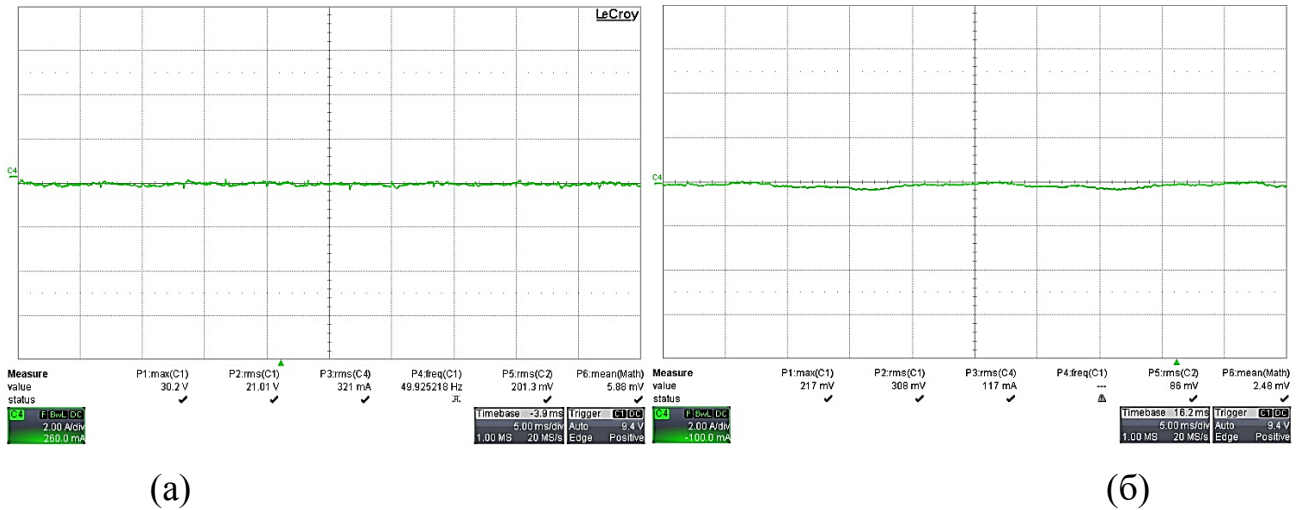


Рисунок 4.8. Ток нулевого провода СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках

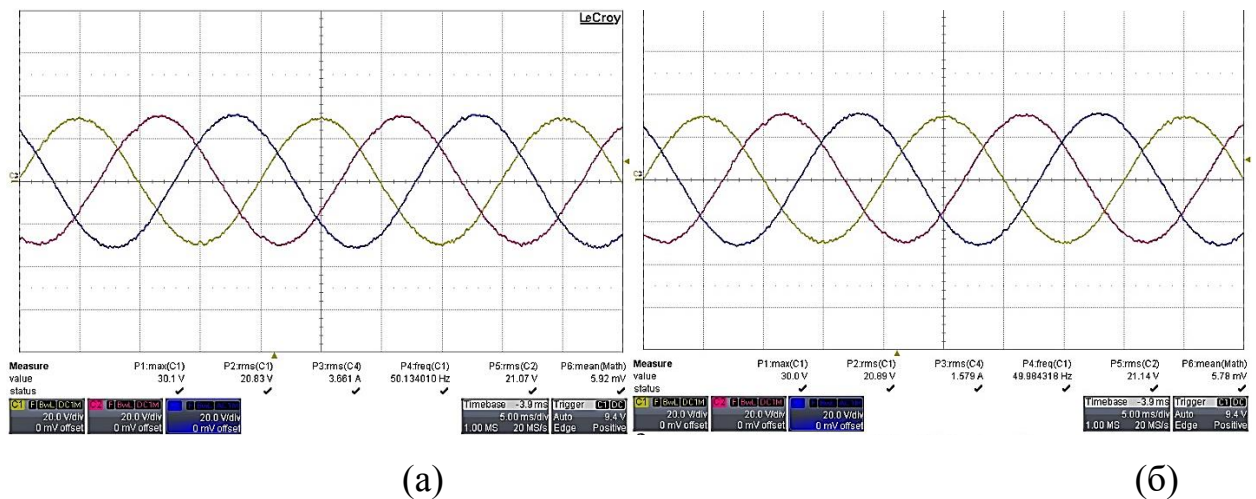


Рисунок 4.9. Напряжения нагрузки СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

В случае несбалансированной нагрузки алгоритм способен управлять инвертором напряжения так, чтобы обеспечить сбалансированные напряжения нагрузки (рис. 4.9). Напряжения нагрузки достаточно точно следуют за эталонными напряжениями, являются синусоидальными с низким значением гармонических искажений. Как показано на рисунке 4.10, токи нагрузки различны и определяются

полным сопротивлением нагрузки каждой отдельной фазы, что вызывает протекание тока в нулевом проводе (рис. 4.11).

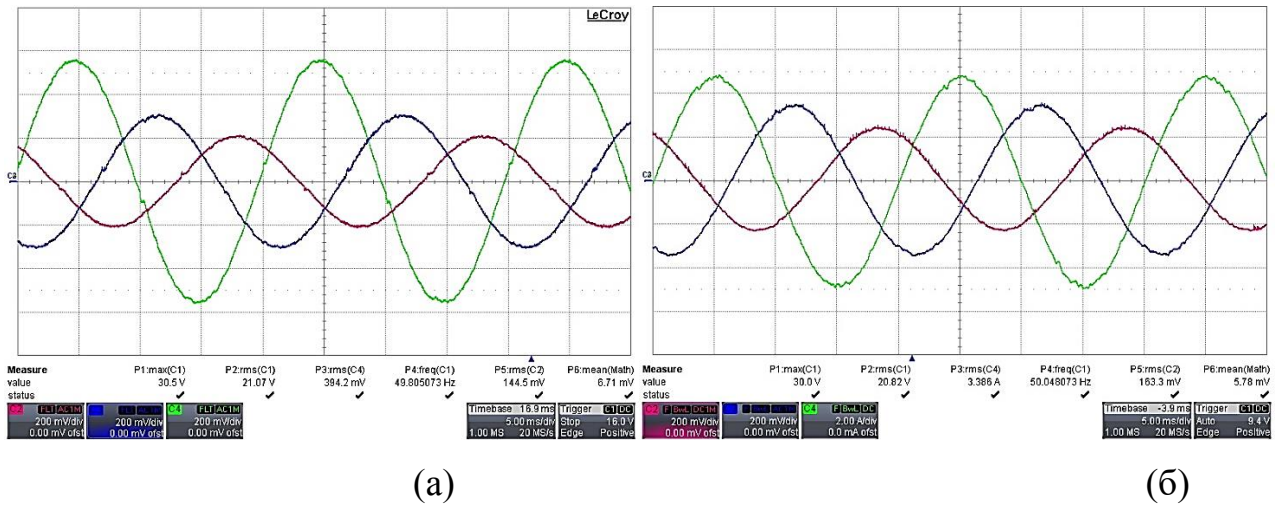


Рисунок 4.10. Токи нагрузки СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

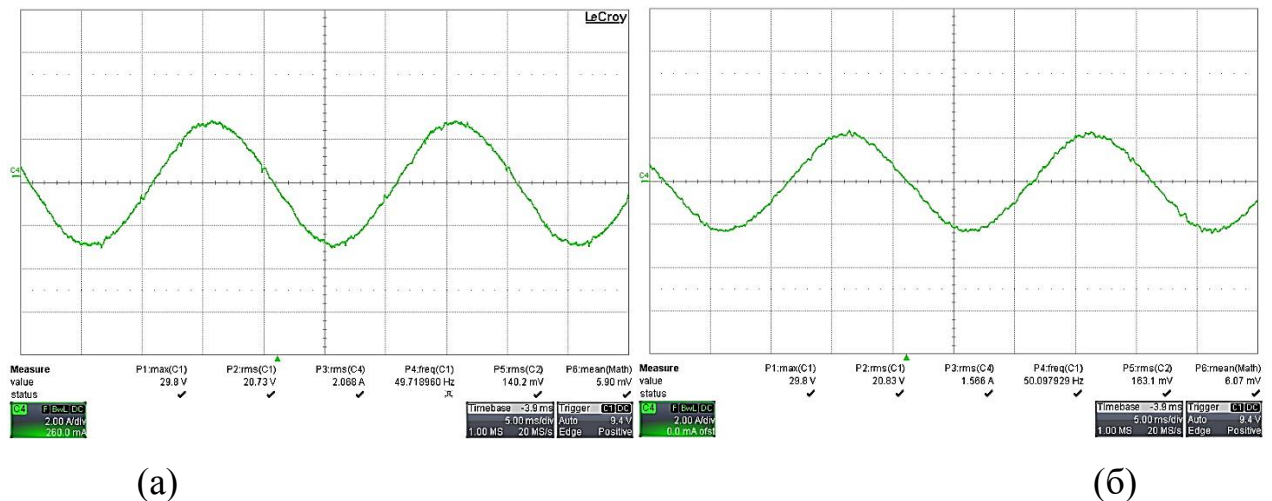


Рисунок 4.11. Ток нейтрали СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

Для подтверждения работоспособности алгоритма при нелинейных нагрузках был проведён эксперимент с работой преобразователя на трёхфазный диодный мост с резистивной нагрузкой и LC -фильтром. Схема нагрузки показана на рисунке 4.12.

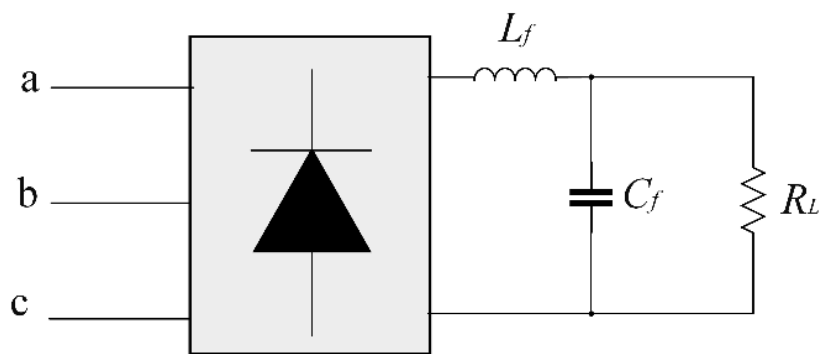


Рисунок 4.12. Топология нелинейной нагрузки СЭС, используемой в эксперименте

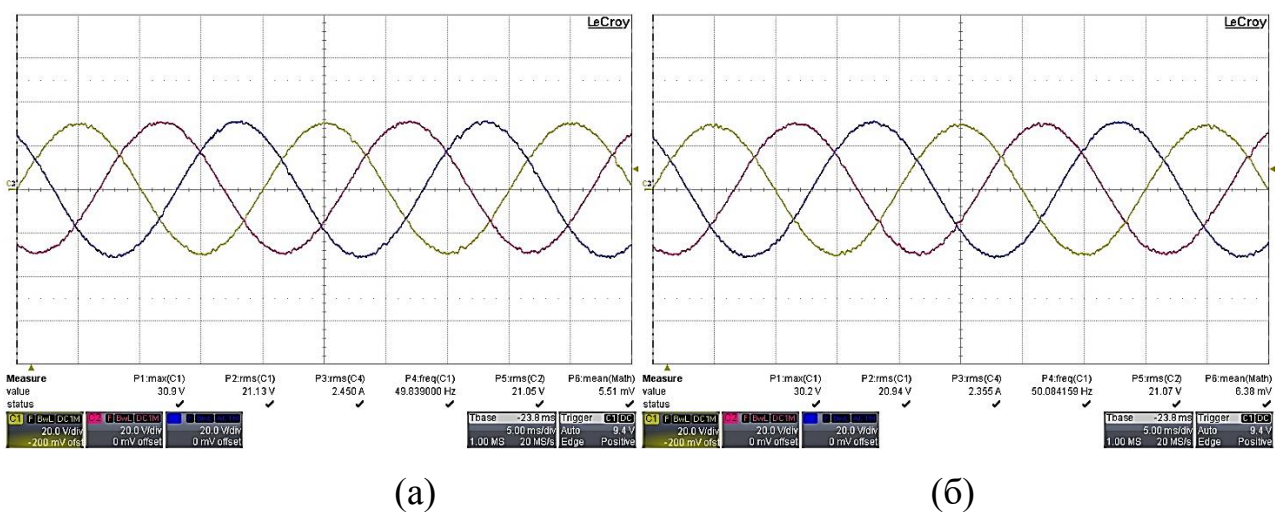


Рисунок 4.13. Напряжения нагрузки СЭС при нелинейных нагрузках: опыт (а) и опыт (б)

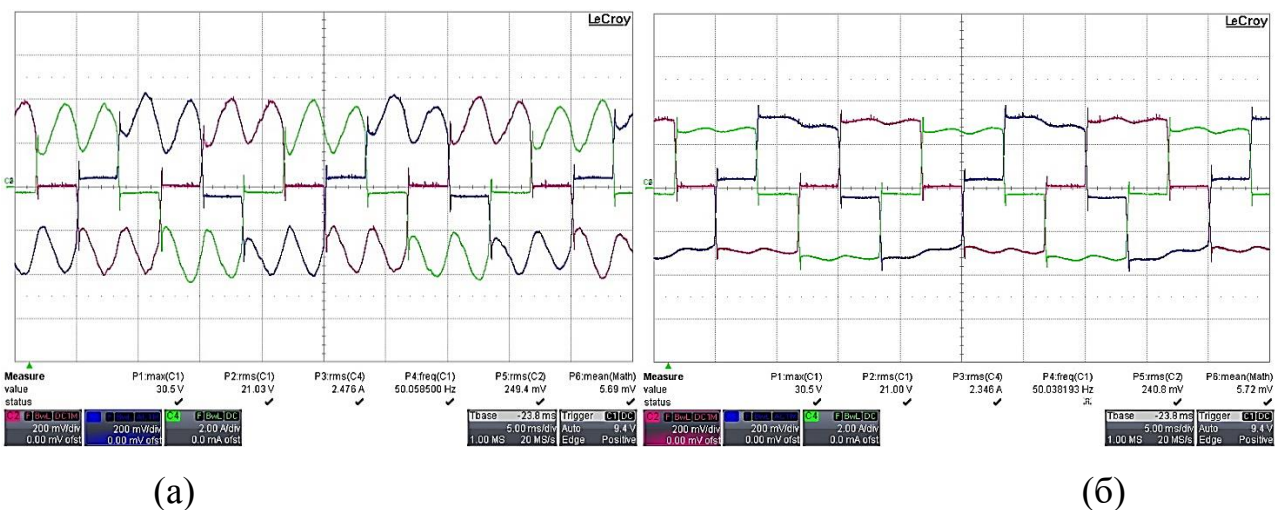


Рисунок 4.14. Токи нагрузки СЭС при нелинейных нагрузках: опыт (а) и опыт (б)

В течение эксперимента был использован LC -фильтр с различными параметрами (таблица 4.2). Осциллограммы фазных напряжений и токов фаз показаны на рисунке 4.13 и рис. 4.14 соответственно. Несмотря на то, что потребляемые нагрузкой токи имеют несинусоидальную форму, фазные напряжения продолжают точно отслеживать эталонные напряжения и остаются синусоидальными с низким значением гармонических искажений.

4.4.2. Динамический режим

Для практической проверки работы СЭС в динамическом режиме применялось ступенчатое изменение сопротивления нагрузки от холостого хода до следующих значений: $R_a = R_b = R_c = 10$ Ом через 0,2 секунды после старта преобразователя. Напряжения и токи нагрузки показаны на рисунках 4.15 и 4.16 соответственно.

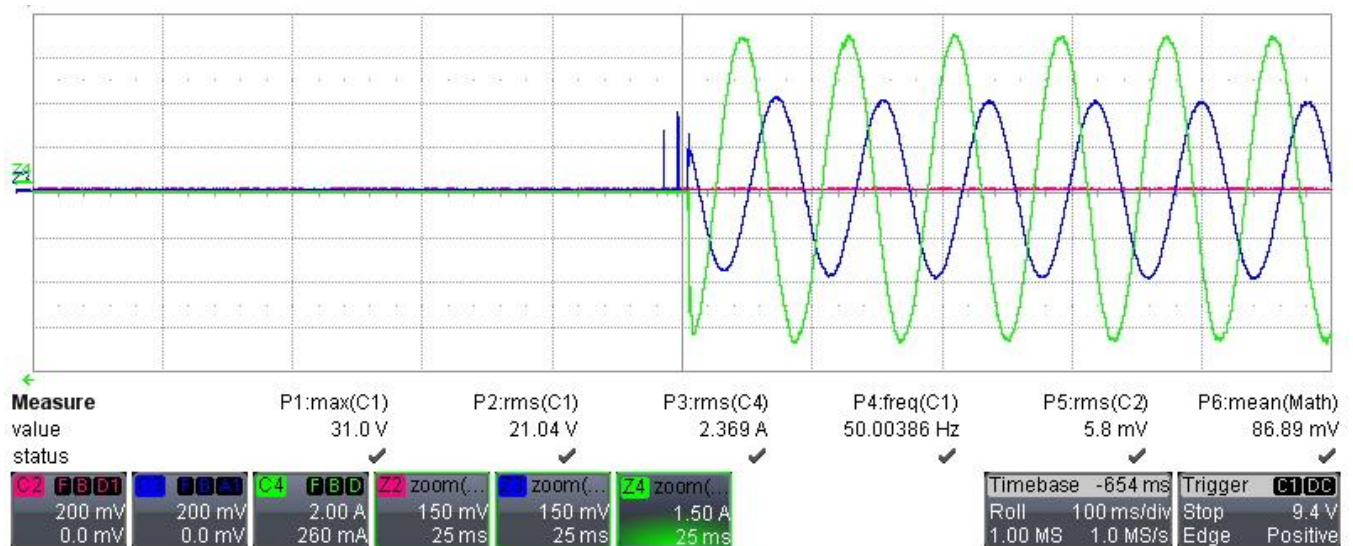


Рисунок 4.15. Токи нагрузки СЭС в динамическом режиме

Результаты эксперимента показывают, что амплитуды фазных напряжений остаются неизменными после подключения нагрузки. Более того, переходный процесс заканчивается приблизительно за 2 мс, что является приемлемым результатом. Искажения фазных напряжений также находятся на приемлемом

уровне. Как можно заметить, в течение переходного процесса наблюдается дребезг в кривых тока нагрузки. Однако данное явление не оказывает влияния на фазные напряжения, которые точно следуют за эталонными сигналами задания.

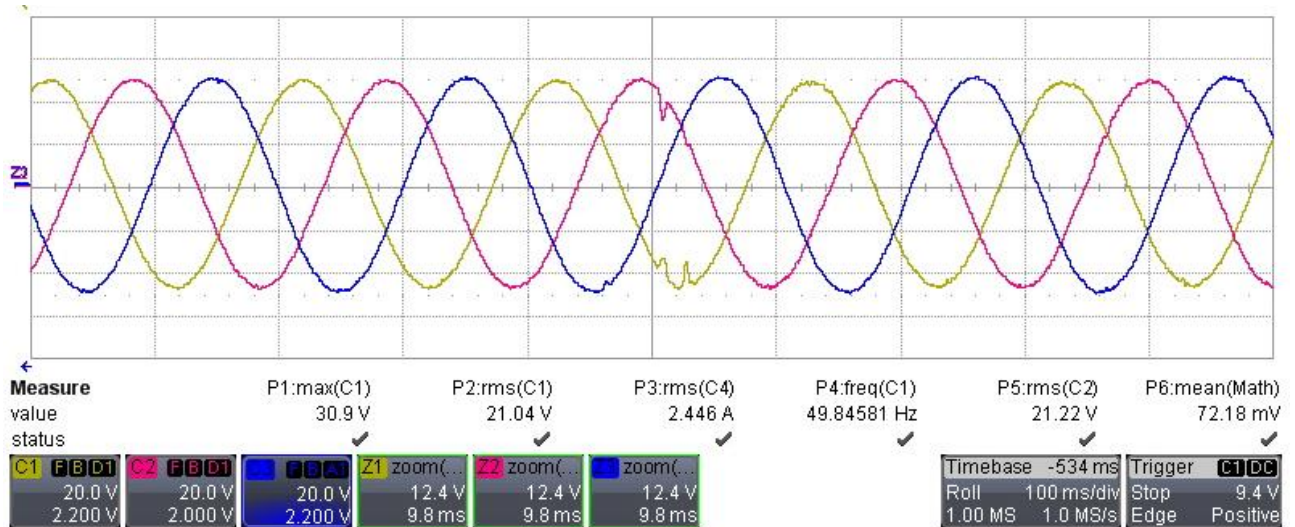


Рисунок 4.16. Напряжения нагрузки СЭС в динамическом режиме

4.4.3. Аварийные режимы

В общем случае существует три типа аварийных режимов, которые могут произойти в любой системе электроснабжения:

- 1- однофазное короткое замыкание;
- 2- линейное короткое замыкание;
- 3- трёхфазное симметричное короткое замыкание.

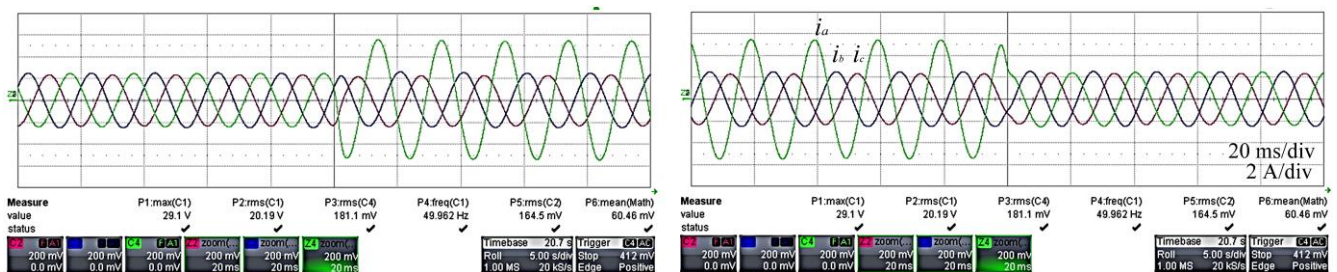


Рисунок 4.17. Ток нагрузки до однофазного КЗ, в течение однофазного КЗ и после.

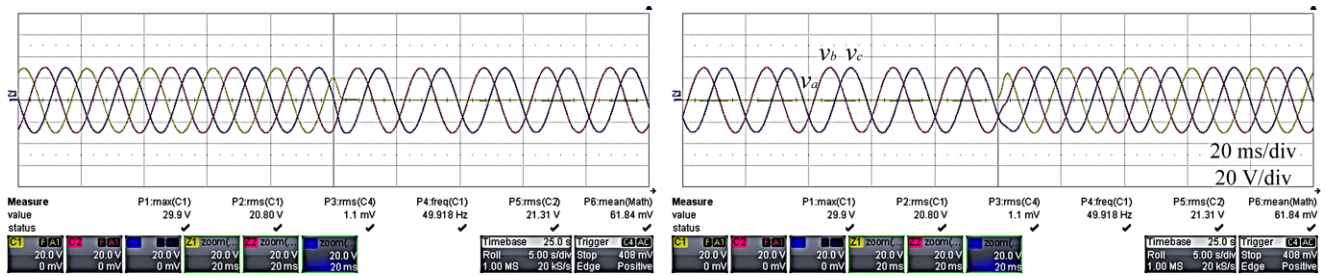


Рисунок 4.18. Напряжение нагрузки до однофазного КЗ, в течение однофазного КЗ и после

Работа алгоритма управления была проверена экспериментально на всех типах аварийных ситуаций, чтобы показать эффективность работы алгоритма и возможность ограничения тока. Короткое замыкание со стороны нагрузки было проведено с помощью автоматического контактора, подключённого параллельно с нагрузкой, на время от 1 до 3 секунд.

Токи нагрузки в течение однофазного замыкания в фазе А показаны на рисунке 4.17. Как видно из рисунка осциллограммы, ток в фазе А ограничен на уровне 7 ампер и имеет синусоидальную форму в соответствии с эталонным сигналом задания тока, в то время как другие фазы работают независимо в режиме регулирования напряжения. Как видно на рисунке 4.18 осциллограммы, короткое замыкание в фазе А никак не влияет на их работу. После выхода из состояния КЗ, напряжение в фазе приходит в нормальное состояние без перенапряжений во время переходного процесса.

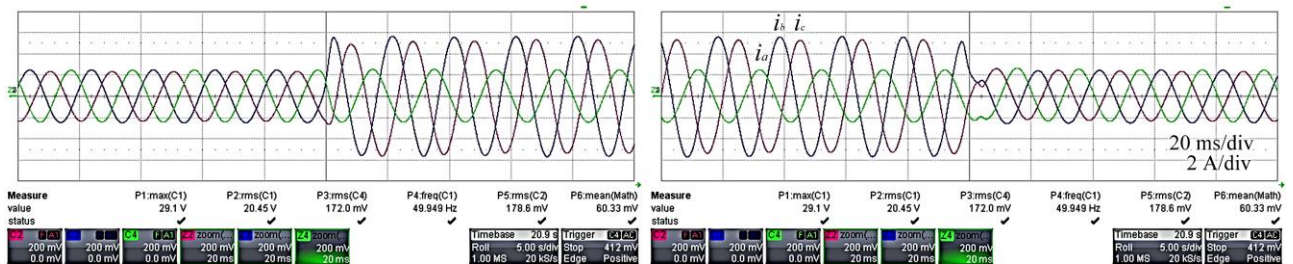


Рисунок 4.19. Ток нагрузки до двухфазного КЗ, в течение двухфазного КЗ и после

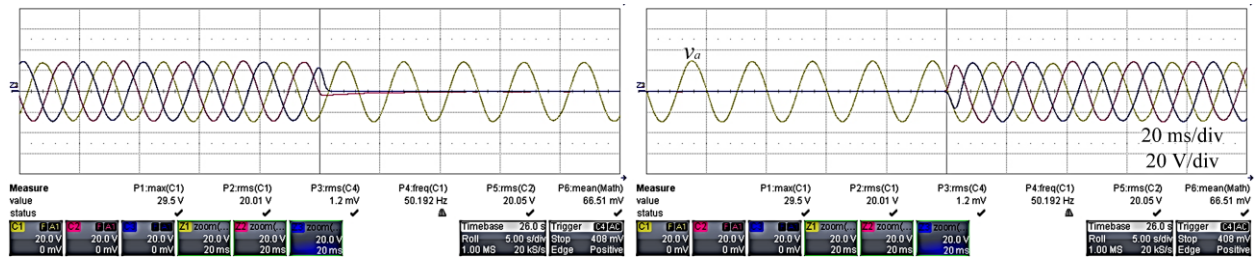


Рисунок 4.20. Напряжение нагрузки до двухфазного КЗ, в течение двухфазного КЗ и после

Разработанный алгоритм управления показывает такую же производительность и в случае двухфазного короткого замыкания как показано на рисунках 19 и 20. Токи в фазах с КЗ ограничены и имеют синусоидальную форму в соответствии с эталонным сигналом задания тока. Работа исправной фазы не нарушается. Режимы однофазного и двухфазного КЗ считаются случаями несбалансированного короткого замыкания, в которых алгоритм позволяет эффективно определить фазы, в которых произошла аварийная ситуации и изменить цель управления на ограничение тока нагрузки, сохранив при этом работоспособность СЭС в целом и рабочих фаз в частности.

Одной из самых опасных аварийных ситуаций в трёхфазных СЭС является трёхфазное симметричное замыкание. Разработанный алгоритм управления позволяет эффективно защитить систему электроснабжения от броска тока, изменив цель управления с регулирования напряжения на регулирование тока. На рисунке 4.21 показано, как инвертор, на основе которого построена СЭС, формирует в нагрузке заданный ток во всех фазах в течение короткого замыкания. В момент времени, когда СЭС выходит из состояния короткого замыкания, и во время, когда осуществляется регулировка по току, возможно возникновение перенапряжений. Поэтому алгоритм так же, как и в предыдущих экспериментах отслеживает возможность появления перенапряжений и избегает состояний переключения инвертора, которые приводят к появлению напряжения выше, чем пороговое

значение. Такая защита от перенапряжений может привести к некоторым колебаниям напряжения при выходе инвертора из состояния короткого замыкания, как показано на рисунке 4.22, которые, впрочем, не являются критичными.

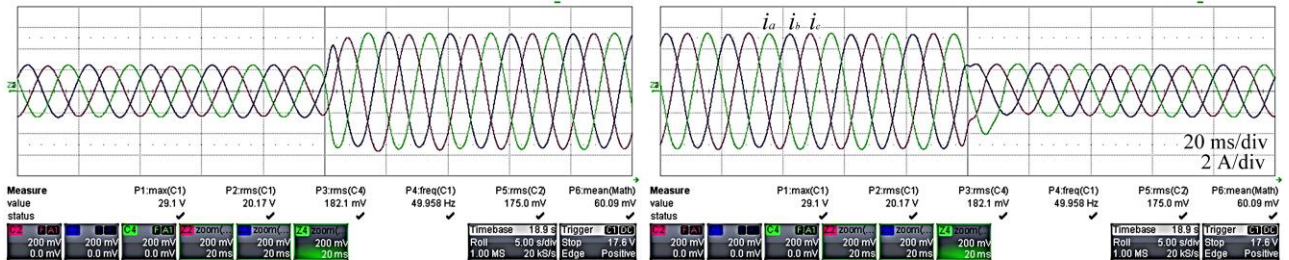


Рисунок 4.21. Ток нагрузки до трехфазного КЗ, в течение трехфазного КЗ и после

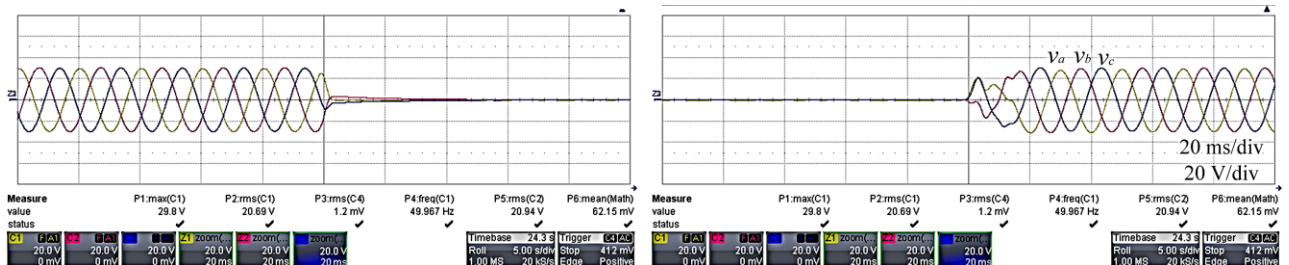


Рисунок 4.22. Напряжение нагрузки до трёхфазного КЗ, в течение трёхфазного КЗ и после

4.5. Выводы по главе 4.

Исследования, проведенные в главе 4 показывают, что алгоритм прогнозного управления (УПМ) реализуем и эффективен при применении в трехфазных системах электроснабжения, реализованных на основе полупроводникового преобразователя (инвертора). Для проверки теоретических положений, сформулированных в данной диссертационной работе:

- 1) был доработан алгоритм УПМ для применения в аварийных режимах работы СЭС;
- 2) для компенсации временной задержки реализован принцип двухшагового времени прогнозирования;

3) изготовлен макетный образец полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой), на котором проведены физические эксперименты;

4) в результате проведенных экспериментов показано, что параметры выходного напряжения СЭС по показателям КНИ и динамическому отклику соответствуют результатам, полученным при имитационном моделировании.

Результаты экспериментов подтверждают правильность теоретических исследований и выводов диссертационной работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе выполнены исследования режимов работы полупроводниковой трехфазной СЭС на базе полупроводникового преобразователя (инвертора), реализующей алгоритм прогнозирующего управления. Проведенные исследования показали реализуемость, эффективность и перспективность применения вышеуказанного алгоритма для достижения требуемого качества выходного напряжения. В результате проделанных в диссертационной работе исследований:

1. Изучены и проанализированы особенности применения и построения автономных полупроводниковых СЭС при работе на различные виды нагрузок и в составе автономных сетей, в частности, microgrid.
2. Разработаны математические модели СЭС на основе АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПИД-регулятора, ПР-регулятора, скалярной ШИМ и при компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат $DQ0$.
3. Разработан алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой), минимизирующий ошибку между выходным и опорным напряжениями.
4. В пакете *Matlab Simulink* разработана имитационная модель СЭС при управлении автономным инвертором с нулевым проводом (четвёртой стойкой) на основе трёх методов управления: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозирующей моделью.
5. Проведены исследования по особенностям применения метода прогнозирующего управления в структуре полупроводниковой СЭС и разработаны алгоритмы управления СЭС при ее работе на активную, реактивную и нелинейную

нагрузки как симметричного, так и несимметричного (несбалансированного) типа в соответствии с показателями качества управления.

6. Проведены сравнительные исследования СЭС с прогнозирующим управлением с СЭС, функционирующих на основе алгоритмов пропорционально-интегрально- дифференциального (ПИД) и пропорционально-резонансного (ПР)-регуляторов.

7. Проведен анализ чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах. Показано, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, а также незначительно влияет на пульсацию напряжения в звене постоянного тока инвертора.

8. Разработаны алгоритмы аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующим управлением по току нагрузки.

9. Для проверки теоретических исследований и выводов изготовлен макетный образец полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой), на котором проведены физические эксперименты. Результаты экспериментов подтвердили правильность теоретических исследований и выводов диссертационной работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Прогноз развития энергетики мира и России 2019 / под ред. А.А. Макарова, Т.А. Митровой, В.А. Кулагина; ИНЭИ РАН – Московская школа управления СКОЛКОВО – Москва, 2019. – 210 с. - ISBN 978-5-91438-028-81.
2. Vaclav Smil, *Energy Transitions: History, Requirements, Prospects* (Santa Barbara, Calif.: Praeger, 2010), vii. For alternative definitions, see Benjamin K. Sovacool, «How Long Will It Take. Conceptualizing the Temporal Dynamics of Energy Transitions», *Energy Research & Social Science*, vol. 13, 2016, 202-203.
3. Smil, Vaclav. *Energy and Civilization: a History*. MIT Press, 2018.
4. <https://irena.org/newsroom/pressreleases/2018/Oct/Egypt-Could-Meet-More-than-50-percent-of-its-Electricity-Demand-with-Renewable-Energy>.
5. <https://renen.ru/egypt-builds-largest-solar-park-2-gw/>
6. Zamora R, Srivastava AK. Controls for microgrids with storage: Review, challenges, and research needs. *Renew Sustain Energy Rev* 2010.
7. Palizban O, Kauhaniemi K. Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. *Renew Sustain Energy Rev* 2015.
8. Vandoorn TL, De Kooning JDM, Meersman B, Vandevelde L. Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces. *Renew Sustain Energy Rev* 2013.
9. Rocabert J, Luna A, Blaabjerg F, Rodríguez P. Control of power converters in AC microgrids. *IEEE Trans Power Electron* 2012.
10. Liu X, Deng Y, Liu Q, He X, Tao Y. Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters. *IET Power Electron* 2014.
11. X. Wang, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and Z. Chen, “A review of power electronics based microgrids,” *J. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 181–192, 2012.
12. P. G. Arul, V. K. Ramachandramurthy, and R. K. Rajkumar, “Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 42, pp. 597–608, 2015.
13. A. Mohd, E. Ortjohann, D. Morton, and O. Omari, “Review of control techniques for inverters parallel operation,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 12, pp. 1477–1487, 2010.
14. S. B. and B. Chowdhury, “Hybrid AC / DC Power Distribution Solution for Future Space Applications,” *Proc. IEEE PESGM*, vol. 65401, pp. 1–8, 2007.
15. Z. Jiang and X. Yu, “Hybrid DC- and AC-linked microgrids: Towards integration of distributed energy resources,” 2008 IEEE Energy 2030 Conf. ENERGY 2008, 2008.

16. Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and S. Member, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, 2009.
17. Абуэлсауд Р.С. Устранения мёртвого времени для трёхфазных автономных инверторов напряжения / Р. С. Абуэлсауд, А. Г. Гарганеев // *Электротехника* – 2019. – № 1.
18. Peng Li, Bai Dan, Kang Yong, and Chen Jian, "Research on three-phase inverter with unbalanced load," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, 2004, vol. 1, no. C, pp. 128–133.
19. D. Soto, C. Edrington, S. Balathandayuthapani, and S. Ryster, "Voltage balancing of islanded microgrids using a time-domain technique," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 84, no. 1, pp. 214–223, 2012.
20. P. K. Goel, B. Singh, S. S. Murthy, and N. Kishore, "Isolated wind-hydro hybrid system using cage generators and battery storage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1141–1153, 2011.
21. M. K. Mishra, A. Joshi, and A. Ghosh, "Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 18, no. 2, pp. 538–544, 2003.
22. M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, and M. W. Mustafa, "Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 54, pp. 1592–1610, 2016.
23. P. Lohia, M. K. Mishra, K. Karthikeyan, and K. Vasudevan, "A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and non-linear load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1935–1944, 2008.
24. F. V. Converters, R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for for Four-Leg Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, 2002.
25. A. Hintz, U. R. Prasanna, and K. Rajashekara, "Comparative Study of the Three-Phase Grid-Connected Inverter Sharing Unbalanced Three-Phase and/or Single-Phase systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 5156–5164, 2016.
26. V. Khadkikar and A. Chandra, "An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three H-bridge topology under unbalanced load conditions," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4643–4649, 2008.
27. Raef Aboelsaud, A. Ibrahim, and A. G. Garganeev, "Review of three-phase inverters control for unbalanced load compensation," *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 10, no. 1, pp. 242–255, 2019.
28. Raef Aboelsaud, A. Ibrahim, and A. G. Garganeev "Voltage Control of Autonomous Power Supply Systems Based on PID Controller Under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions" in *Proceedings of the International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, 2019.

29. Aboelsaud R. -, Ahmed Ibrahim A. , Garganeev A. G. Comparative Study Of Control Methods for Power Quality Improvement of Autonomous 4-Leg Inverters // 1st IEEE 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE 2019): Prodeedings, Moscow, March 14-15, 2019. - Piscataway: IEEE, 2019 - p. 1-6.
30. Р. С. Абуэлсауд, А. Г. Гарганеев, Управление выходным напряжением автономной системы электроснабжения на основе ПИД-регуляторов в условиях несбалансированных и нелинейных нагрузок, *Электроника*, № 3, 2018.
31. Aidan O'Dwyer Handbook of PI and PID controller tuning rules, 3rd Edition. - London: Imperial College Press, 2009.
32. H wang JG, Lehn P W, Winkelnkemper M. A, generalized class of stationary frame-current controllers for grid-connected AC–DC converters. *IEEE Trans Power Delivery* 2010.
33. Guoqiao S, Xuancai Z, Jun Z, Dehong X., A new feedback method for PR current control of LCL-filter- based grid-connected inverter, *IEEE Trans Indust. Electron* 2010.
34. Жораев Т.Ю. Повышение качества электрической энергии бортовой системы генерирования на базе автономного инвертора напряжения/ Диссертация ...кандидата технических наук: 05.09.03 / Т.Ю. Жораев 2009.- 21 с.
35. A. G. Garganeev, R. Aboelsaud, and A. Ibrahim, “Voltage Control of Autonomous Three-Phase Four-Leg VSI Based on Scalar PR Controllers,” in 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2019, pp. 558–564.
36. Р. С. Абуэлсауд, А. Г. Гарганеев, Управление напряжением трехфазного Автономного инвертора напряжения с нулевым Проводом на основе пропорционально-Резонансных регуляторов, *Практическая силовая электроника*, № 1, 2019.
37. Hornik T, Zhong Q Ch. A current-control strategy for voltage-source inverters in microgrids based on H_∞ and repetitive control. *IEEE Trans Power Electron*, 2011.
38. Yang S, Lei Q, Peng FZ, Qian Z. A robust control scheme for grid-connected voltage source inverters. *IEEE Trans Ind. Electron*. 2010.
39. Kazmierkowski M.P. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey / M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 691–703.
40. Davoodnezhad R. A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three Phase Three-Level Inverters / R. Davoodnezhad, D.G. Holmes, B.P. McGrath // *IEEE Trans. on Power Electron.* – 2013. – Vol. 29, No. 11. – P. 6100–6109.
41. Shukla A. Hysteresis Modultion of Multilevel Inverters / A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi // *IEEE Trans. on Power Electron.* – 2011. – Vol. 26, No. 5. – P. 1396–1409.

42. Gupta R. Multiband Hysteresis Modulation and Switching Characterization for Sliding-Mode-Controlled Cascaded Multilevel Inverter / R. Gupta, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2344–2353.
43. Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – P. 3330–3339.
44. Analysis of Current Controllers for Voltage Source Inverter / M.A. Rahman, T.S. Radwan, A.M. Osheiba, A.E. Lashine // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1997. – Vol. 44, No. 4. – P. 477–485.
45. Mohseni M. A New Vector-Based Hysteresis Current Control Scheme for Three-Phase PWM Voltage-Source Inverters / M. Mohseni, S.M. Islam // IEEE Trans. on Power El. – 2010. – Vol. 25, No. 9. – P. 2299–2309.
46. Баховцев И. Н. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ/ диссертация ... доктора технических наук: 05.09.12 / Баховцев И. Н., 2017.- 452 с.
47. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.:Наука. 1972. – 768 с.
48. Емельянов С.В. Системы автоматического управления с переменной структурой. – М.:Наука, 1967.-336 с.
49. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи. Управление при неопределенности.-М.:Наука, 1997. – 352 с.
50. Шидловский С.В. Автоматическое управление. Перестраиваемые структуры. -Томск: Томский государственный университет, 2006. – 288 с.
51. A. M. Fahmy, A. K. Abdelslam, A. A. Lotfy, M. Hamad, and A. Kotb, “A Four Leg Shunt Active Power Filter Predictive Fuzzy Logic Controller for Low-Voltage Unbalanced-Load Distribution Networks,” J. Power Electron., vol. 18, no. 2, pp. 573–587, 2018.
52. Zadeh L.A. Fuzzy sets. - Information and Control. 1965, №8, p.338-353.
53. Рутковская Д, Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия-Телеком, 1006, 383 с
54. Деменков Н.П. Нечеткое управление в технических системах: Учебное пособие.- М.:Изд-во МГТУ им. Н.Э Баумана. -2005. – 200 с. Илл.
55. J. M. S. Ribeiro, M. F. Santos, M. J. Carmo, and M. F. Silva, “Comparison of PID controller tuning methods: Analytical/classical techniques versus optimization algorithms,” 2017 18th Int. Carpathian Control Conf. ICCCC 2017, pp. 533–538, 2017.
56. X. Fu, S. Li, A. Hadi, and R. Chaloo, “Novel Neural Control of Single-Phase Grid-Tied Multilevel Inverters for Better Harmonics Reduction,” Electronics, vol. 7, no. 7, p. 111, 2018.

57. M. V. Martinovich, I. A. Belova, V. A. Skolota, and I. V. Zaev, "Neural Network Load Current Observer for DC Converter," 2018 14th Int. Sci. Conf. Actual Probl. Electron. Instrum. Eng. APEIE 2018 - Proc., vol. 1, pp. 65–70, 2018.
58. А.Г. Гарганеев, Р.С. Абуэлсауд, Система электроснабжения на основе управления автономным инвертором с прогнозирующей моделью, Доклады ТУСУР, № 1, 2018.
59. S. Vazquez et al., "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics," IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 8, no. 1, pp. 16–31, Mar. 2014.
60. S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017.
61. V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, "Predictive control of four-leg power converters," Proc. - 2015 IEEE Int. Symp. Predict. Control Electr. Drives Power Electron. Peced. 2015, pp. 121–125, 2015.
62. V. Yaramasu, S. Member, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, and J. Rodriguez, "Model Predictive Approach for a Simple and Effective Load Voltage Control of Four-Leg Inverter With an Output LC Filter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 10, pp. 5259–5270, 2014.
63. Pashayeva B. Mathematical model of the fluid catalytic cracking for work in testing control systems for the cracking plant/ PCI, Baku, Azerbaijan - Vol.1 – 2010. pp. 328-331.
64. Camacho E.F., Bordons C. Model predictive control. London: Springer-Verlag, 2004. 405 p.
65. Параев Ю.И. Решение задач об оптимальном производстве, хранении и сбыте товара //Изв. РАН. Теория и системы управления. 2000. № 2. С. 103 – 107.
66. Перепелкин Е.А. Прогнозирующее управление экономической системой производства, хранения и поставок товаров потребителям // Экономика и математические методы.
67. Киселева М.Ю., Смагин В.И. Управление производством, хранением и поставками товаров на основе прогнозирующей модели выхода системы // Вестник ТГУ. Управление, вычислительная техника и информатика. 2009. № 2(7). С. 24 – 30.
68. Diab, A.A.Z. Vector controlled induction motor drive based on model predictive control [Текст] / A.A.Z Diab, V.V. Pankratov // Proceedings of XI International conf. on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering APEIE-2012 (Novosibirsk, 2 – 4 October 2012 г.), vol. 1. – Novosibirsk: NSTU, 2012. – pp. 167 – 173.
69. Diab, A.Z. Speed Control of Sensorless Induction Motor Drive Based on Model Predictive Control/ A.Z. Diab, D.A. Kotin, V.V. Pankratov // Proceedings of 14th International Conference on Young Specialist on Mi-cro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2013). – Erlagol, Altai, July 1 – 5, 2013, pp. 269 – 274.

70. Вдовин, В.В. Глобально устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода/ В.В. Панкратов, В.В. Вдовин, С.С. Доманов, Г.Г. Ситников // Электротехника. – 2011. – №6. – С.42 – 47.
71. Вдовин, В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320, №4. Энергетика. – Томск: Изд-во ТПУ. – С. 147 – 153.
72. Шайхутдинов Д.В., Дубров В.И., Леухин Р.И., Наракидзе Н.Д., Щучкин Д.А., Январев С.Г. К выбору типа регулятора для решения задачи управления электромагнитным приводом// Фундаментальные исследования. – 2015. – № 10-1. – С. 107-116.
73. Диаб А.К.З, Котин Д.А., Панкратов В.В. Непосредственное векторное управление асинхронными электроприводами с использованием прогнозирующих моделей// Инженерный вестник Дона, 2014, №1. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n1y2014/2247> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.
74. Aboelsaud R., Ibrahim A., Diab A.A.Z., Al-Sumaiti A.S., Garganeev A., Aleksandrov I. Assessment of Model Predictive Voltage Control for Autonomous Four-Leg Inverte// IEEE Access. – 2020.
75. Aboelsaud R. -, Ibrahim A. -, Garganeev A. G. Comparative study of FCS-MPC and PWM control techniques for autonomous four-leg VSI // International Journal of Power Electronics – 2021.
76. Garganeev A. G. , Aboelsaud R., Ibrahim A.. A Novel Predictive Control Algorithm For Autonomous Power Supply Systems // ACM International Conference Proceeding Series : 4th International Conference on Frontiers of Educational Technologies (ICFET2018) , Moscow, June 25-27, 2018. - New York: ACM , 2018 - p. 170-175.
77. H. M. Basri and S. Mekhilef, “Digital predictive current control of multi-level four-leg voltage-source inverter under balanced and unbalanced load conditions,” IET Electr. Power Appl., vol. 11, no. 8, pp. 1499–1508, 2017.
78. H. Mohamed Basri and S. Mekhilef, “Experimental evaluation of model predictive current control for a modified three-level four-leg indirect matrix converter,” IET Electr. Power Appl., vol. 12, no. 1, pp. 114–123, 2017.
79. T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. C. Flesch, “Model Predictive Voltage Control Based on Finite Control Set with Computation Time Delay Compensation for PV Systems,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 34, no. 1, pp. 330–338, 2019.
80. Z. Liu, J. Liu, and J. Li, “Modeling, analysis, and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 5, pp. 2010–2021, 2013.
81. Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Mohd Wazir Mustafa, Ali Asghar Ghadimi, and Alireza Rezvani, An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid-

Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions // *Advances in Power Electronics*, Vol. 2016.

82. Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Mohd Wazir Mustafa, Ali Asghar Ghadimi, and Alireza Rezvani, An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid-Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions // *Advances in Power Electronics*, Vol 2016.

83. Darlan A. Fernandes, Fabiano F. Costa, Montiê A. Vitorino, Kurios I. P. M. Queiroz and Fabiano Salvadori. Carrier-Based PWM Scheme for Three-Phase Four-Leg Inverters // *IEEE Industrial Electronics Conference*, 2013, pp. 3353-3358.

84. C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms // *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):351–359, May 2001.

85. Hamed Nazifi, Ahmad Radan, Current Control Assisted and Non-Ideal Proportional Resonant Voltage Controller for Four-Leg Three-Phase Inverters with Time-Variant Loads. 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, 2013.

86. Xiaobo Dou, Kang Yang, Xiangjun Quan, Qinran Hu, Zaijun Wu. An Optimal PR Control Strategy with Load Current Observer for a Three-Phase Voltage Source Inverter. *Energies*, 2015.

87. R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P.C. Loh, Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 5, 2006.

88. IEEE, IEEE Std 1159 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality., vol. 2009, no. June. 2009.

89. “IEEE recommended practice for monitoring electric power quality,” *IEEE Standards 1159*, 2009.

90. P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.

91. Абуэлсауд Р. С. Результаты экспериментов автономной системы электроснабжения на основе управления с прогнозирующей моделью / Р. С. Абуэлсауд, И. В. Александров, Г. С. Леус // *Электропитание*– 2019. – № 3.

Приложение А. Акты о внедрении результатов диссертационной работы

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования

«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по образовательной
деятельности ТПУ

М.А. Соловьев

« » 2020 г.



АКТ

использования результатов диссертационной работы

Абуэлсауда Раифа Сиам Сайеда Ахмеда

«Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением»
в учебном процессе ТПУ

Настоящим актом удостоверяется, что материалы диссертационной работы «Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением» Абуэлсауда Раифа Сиам Сайеда Ахмеда, специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы», используются в учебном процессе Инженерной школы энергетики НИ ТПУ при подготовке бакалавров по направлению 13.03.02 и магистров по направлению 13.04.02 (Электроэнергетика и электротехника) по профилям «Электрооборудование летательных аппаратов» и «Авиационно-космическая электроэнергетика» при изучении дисциплин «Системы электроснабжения летательных аппаратов» и «Электромеханические устройства и системы автономных объектов».

Директор ИШЭ, к.т.н. доцент

А.С. Матвеев

И.о. руководителя отделения
электроэнергетики и электротехники,
к.т.н., доцент

А.С. Ивашутенко

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ

д.т.н.,

С.В. Брованов



10 2020 г.

АКТ

использования результатов диссертационной работы
Абуэлсауда Раифа Сиам Сайеда Ахмеда

«Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением»

Настоящим актом удостоверяется, что материалы диссертационной работы «Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением» Абуэлсауда Раифа Сиам Сайеда Ахмеда послужили основой для проектирования систем электроснабжения автономных объектов с использованием алгоритма прогнозного управления автономным инвертором. В частности, использованы следующие результаты:

- 1) алгоритм работы автономной системы электроснабжения, реализующий прогнозное управление её выходным напряжением с высокими показателями качества;
- 2) имитационная модель полупроводниковой СЭС с четвёртой стойкой и прогнозным управлением, позволяющая исследовать и оптимизировать её статические и динамические режимы в процессе проектирования;
- 3) разработанный на основе прогнозного управления алгоритм защиты СЭС от короткого замыкания.

Результаты диссертационной работы Абуэлсауда Раифа Сиам Сайеда Ахмеда «Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением» позволяют проектировать автономные системы электроснабжения, альтернативные традиционным техническим решениям, основанным на использовании ПИД-регуляторов, что упрощает процесс настройки, а также повышает надежность работы системы в аварийных режимах работы.

Директор Института Силовой Электроники НГТУ

д.т.н., проф.

С.А. Харитонов

« 6 » 10 2020 г.