

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

На правах рукописи



АЛЕКСАНДРОВ ИВАН ВИКТОРОВИЧ

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С АКТИВНЫМ СИЛОВЫМ
ФИЛЬТРОМ ПРИ ПОФАЗНОМ УПРАВЛЕНИИ ТОКАМИ

Специальность 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель

Нос Олег Викторович

доктор технических наук, доцент

Новосибирск – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ АКТИВНЫМИ СИЛОВЫМИ ФИЛЬТРАМИ	14
1.1 Активный силовой фильтр в системах электроснабжения	14
1.2 Формирование напряжения шины постоянного тока	21
1.3 Способы формирования тока активного силового фильтра.....	24
Выводы по главе 1.....	33
ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АКТИВНОГО СИЛОВОГО ФИЛЬТРА В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ	35
2.1 Метод осреднения переменных состояния в задачах анализа передаточных функций систем электроснабжения с импульсными преобразователями	36
2.2 Математическая модель активного силового фильтра при пофазном управлении токами преобразователя	40
2.3 Проверка полученных соотношений с помощью численных методов решения дифференциальных уравнений	51
Выводы по главе 2.....	54
ГЛАВА 3 СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ СИЛОВЫМ ФИЛЬТРОМ В ИСХОДНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ А-В-С	59
3.1 Исследование выходного импеданса на стороне постоянного тока преобразователя с замкнутой двухконтурной системой управления.....	61
3.2 Влияние обратных связей по току нагрузки на выходной импеданс активного силового фильтра на стороне постоянного тока	71
3.3 Влияние замкнутого контура регулирования тока на частотные характеристики активного силового фильтра	76
3.4 Методика структурно-параметрического синтеза системы управления активного силового фильтра на заданный максимум выходного импеданса.....	83

Выводы по главе 3	97
ГЛАВА 4 КОМПЕНСАЦИЯ НЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НЕЛИНЕЙНОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	99
4.1 Компоненты неактивной мощности в системах электроснабжения переменного тока с нулевым проводником.....	99
4.3 Расчет компенсационных воздействий в виде добавки к сигналам задания в трехканальный контур управления входными токами.....	108
4.4 Оценка напряжений трехфазного питающего источника без использования датчиков переменного напряжения.....	116
4.5 Имитационное моделирование процессов компенсации компонент неактивной мощности в исследуемой системе электроснабжения	118
Выводы по главе 4.....	130
ГЛАВА 5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТНОГО ОБРАЗЦА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ	133
5.1 Макетный образец системы электроснабжения с активным силовым фильтром	133
5.2 Верификация режима стабилизации напряжения звена постоянного тока	136
5.3 Верификация алгоритма компенсации неактивных компонент мощности нагрузки переменного тока	140
Выводы по главе 5.....	148
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	150
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	153
ПРИЛОЖЕНИЕ А ПАТЕНТЫ НА ПОЛЕЗНЫЕ МОДЕЛИ И СВИДЕТЕЛЬСТВО О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ	170
ПРИЛОЖЕНИЕ Б АКТЫ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ	173

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования

Одним из наиболее перспективных путей развития современной энергетики, в том числе и в Российской Федерации, является более широкое использование в составе распределительных сетей общего назначения объектов распределенной энергетики, связанных друг с другом посредством силовых преобразователей с автоматическим управлением, в число которых входят [1-2]:

- распределенные генераторы, включая возобновляемые источники;
- системы накопления энергии (СНЭ), призванные обеспечить желаемый профиль электропитания нагрузок в течение заданного временного интервала;
- фильтро-компенсирующие устройства (ФКУ) различных типов, такие как, например, пассивные RLC-цепи, активные силовые фильтры (АСФ) последовательной, параллельной или последовательно-параллельной конфигурации, STATCOM и т. д.

Мероприятия, направленные на внедрение указанных выше элементов систем распределенной генерации, позволят снизить количество потребляемого ископаемого топлива в процессе производства электрической энергии, обеспечить оптимальные режимы работы электроустановок на протяжении периода эксплуатации, снизить их аварийность и повысить качество вырабатываемой электрической энергии в системах с централизованным электроснабжением [1-3]. Включение фильтро-компенсирующих установок и накопителей электрической энергии в совокупности с автоматизированными системами управления ими позволяет системе электроснабжения соответствовать требованиям технологии Smart-Grid [2].

Не менее актуальной на данный момент является задача электрификации отдаленных электропотребителей, не имеющих доступа к централизованному электроснабжению. В настоящее время данная задача может решаться несколькими способами [1,4]:

- организация автономной системы электроснабжения (СЭС) на базе дизель-генераторных установок и других электрогенераторов на традиционных видах топлива;
- организация автономной СЭС на базе возобновляемых источников электроэнергии и других альтернативных видах энергоносителей;
- организация распределенной автономной системы электроснабжения «гибридного» типа, включающая в себя как генераторы на основе возобновляемых источников, так и «традиционные» генераторы, функционирующие на основе сжигаемого топлива.

Во всех указанных способах построения автономных СЭС остро стоит задача обеспечения качества электроснабжения, так как мощность нагрузок, подключаемых к таким СЭС, сопоставима с мощностью генерации в них [4]. Для решения данной задачи автономные СЭС комплектуются силовыми преобразователями, включаемыми параллельно нагрузке, с целью накопления/выдачи электрической энергии по заданному алгоритму, а также кондиционирование электрической энергии. В таком случае, автономная система электроснабжения, которая содержит в себе несколько генераторов, работающих на общую нагрузку, системы накопления и кондиционирования электрической энергии может рассматриваться как распределенная/децентрализованная система генерирования [5].

Эффективность работы СЭС распределенного типа зависит и от типа электрических нагрузок, подключаемых к ней [6-7]. Как указывается в [6-9], при работе таких СЭС с нелинейными несимметричными нагрузками их эффективность в значительной степени определяется не только режимами работы электрогенераторов и СНЭ, но и эффективностью процесса компенсации неактивных компонент полной мощности, потребляемых такого типа нагрузками.

Для компенсации неактивной мощности в настоящее время наиболее часто применяются ФКУ на основе пассивных RLC -цепей, тиристорных управляемых преобразователей, а также на основе транзисторных инверторов тока и напряжения, т. н. АСФ [8]. Актуальными с точки зрения их применения для решения задачи

улучшения качества электрической энергии в распределенных СЭС являются именно АСФ, построенные на основе двухуровневого инвертора напряжения, подключающиеся к трехфазной четырехпроводной сети посредством *LC*-фильтра. Такие ФКУ позволяют не только осуществить компенсацию неактивной мощности, но и обеспечить питание электрических нагрузок постоянного тока, подключив их к звену постоянного тока (ЗПТ) АСФ, при наилучших динамических характеристиках СЭС [8-9].

Из вышеуказанного следует, что повышение эффективности процесса компенсации неактивной мощности в распределенных/децентрализованных СЭС на основе активных силовых фильтров является актуальной задачей, решение которой позволит повысить распространение СЭС такого типа в условиях роста доли нелинейных несимметричных нагрузок в общей структуре электрических нагрузок, что в свою очередь позволит увеличить эффективность электроснабжения, как отдаленных электропотребителей, получающих электрическую энергию от возобновляемых и традиционных источников энергии, так и электропотребителей, подключенных к централизованным энергосистемам с элементами систем распределенного электроснабжения.

Степень разработанности

В связи с тем, что современные силовые транзисторные модули на основе SiC-МОП и Si-БТИЗ технологий позволяют подключать двухуровневый инвертор напряжения с *LC*-фильтром к питающей сети с напряжением 0,23/0,4 кВ напрямую без использования силового понижающего трансформатора, обеспечивают высокую частоту коммутации и низкий уровень потерь, наиболее актуальным в данной области является направление разработки и оптимизации алгоритмов управления АСФ, уменьшения числа аппаратных блоков, необходимых для реализации данных алгоритмов [10]. Большой вклад в развитие данной области внесли: Г. С. Зиновьев, Н. И. Щуров, Я. Э. Шклярский, Ю. К. Розанов, Г. М. Мустафа, Н. Л. Новиков, Г. Г. Жемеров, *H. Akagi, A. Nabae, H. Kim, F. Z. Peng, J.-S. Lai, J.-C. Montaño, P. Salmerón, R. S. Herrera, A. Ferrero, L. Cristaldi, V. Soares* и др.

Разработанные алгоритмы, построенные на основе теории мгновенной мощности или декомпозиции токов во вращающейся системе координат, которые более детально рассмотрены в первой главе, имеют ряд недостатков, ограничивающих их применение для задач управления АСФ в распределенных системах электроснабжения [10-12].

Повышение эффективности процесса компенсации и управления компонентами мощности в четырехпроводных СЭС, в том числе распределенных, можно добиться с помощью применения пофазной компенсации компонент неактивной мощности [13-14]. На данный момент наиболее проработанными в данном направлении являются работы С. К. Поднебенной, С. В. Кузьмина, В. П. Довгун, С. А. Темербаева, Н. П. Боярской, *L. S. Czarnecki, S. M. Fazeli*.

В работах *L. S. Czarnecki, S. M. Fazeli* сформулированы принципы пофазной компенсации неактивных компонент мощности с использованием активного силового фильтра [15-17] при управлении в исходном $a-b-c$ координатном базисе. Однако, алгоритм управления АСФ, построенный в соответствии с теорией физических компонент тока *L. S. Czarnecki*, является требовательным к микропроцессорной части системы управления АСФ, так как реализуется в частотной области и требует сложных математических вычислений для оценки составляющих тока нагрузки, подпадающих под компенсацию, что ограничивает производительность алгоритма управления и снижает качество компенсации [17]. В случае алгоритма, представленного *S. M. Fazeli*, основанного на использовании большого количества блоков режекторных фильтров, в том числе аналоговых, усложняет программно-аппаратную реализацию системы управления АСФ, а также затрудняет процесс подстройки ее параметров под изменяющиеся параметры напряжения питающего источника. К тому же, цель алгоритма компенсации не стоит в полном исключении реактивной мощности, потребляемой нагрузкой, что не позволяет гарантировать коэффициент мощности близкий к единичному значению в процессе функционирования АСФ на основе системы управления с таким алгоритмом [16].

В диссертационной работе также будут рассмотрены режимы работы АСФ в составе исследуемой СЭС, которые включают в себя возможность электропитания

нагрузок постоянного тока путем подключения их к ЗПТ АСФ. Для обеспечения устойчивости всей системы электроснабжения требуется обеспечения импедансного критерия устойчивости, который накладывает ограничения на динамические свойства СЭС [18]. Импедансный критерий будет более полно рассмотрен в главе 1 данной работы. В решение задачи моделирования динамических свойств и синтеза систем управления СЭС на базе электронных преобразователей внесли В. Ф. Дмитриков, *S. Hiti*, *F. Blaabjerg* и др. На основе методов и критериев синтеза, предложенных данными учеными, будут разработаны математическая модель и методика синтеза системы управления АСФ, обеспечивающего устойчивость СЭС при электропитании нагрузок постоянного тока.

Учитывая вышесказанное, были сформулированы цель и задачи диссертационной работы, указанные далее.

Цель диссертационного исследования заключается в повышении эффективности процесса компенсации неактивных компонент мощности в СЭС децентрализованного типа и реализующих их устройств за счет упрощения программно-аппаратной части системы управления активного силового фильтра с возможностью электропитания нагрузок постоянного тока.

Для достижения поставленной цели исследования были сформулированы и решены следующие **задачи**:

- произвести литературный обзор режимов работы систем электроснабжения с активными силовыми фильтрами и выявить основные функции, которые выполняет АСФ в системах электроснабжения распределенного типа;
- разработать математическую модель АСФ, как основного регулируемого компонента СЭС с учетом возможности по электропитанию нагрузок, подключаемых к звену постоянного тока АСФ.
- исследовать зависимость выходного импеданса в звене постоянного тока системы электроснабжения с активным силовым фильтром от параметров регуляторов системы управления подчиненного типа напряжением звена постоянного тока АСФ при управлении в исходной *a-b-c* системе координат;

– выполнить структурно-параметрический синтез системы управления АСФ на заданный максимум и форму ЛАЧХ выходного импеданса СЭС в звене постоянного тока, обеспечивающий ее устойчивую работу с нагрузками постоянного тока;

– разработать алгоритмы управления АСФ, обеспечивающие пофазную покомпонентную компенсацию составляющих неактивной мощности нелинейной нагрузки переменного тока СЭС с упрощенными требованиями к программно-аппаратной части АСФ.

– произвести практическую верификацию предложенных математических выражений и алгоритмов управления АСФ в составе исследуемой СЭС;

Объектом исследования является четырёхпроводная система электроснабжения распределенного/децентрализованного типа, позволяющая обеспечить электропитание нагрузок постоянного и переменного тока, с активным силовым фильтром при пофазном управлении токами активного силового фильтра.

Предметом исследования являются динамические характеристики СЭС, а также алгоритмы управления активным силовым фильтром.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. В математической модели активного силового фильтра в частотной области, как основного управляемого компонента исследуемой системы электроснабжения, позволяющей установить количественную связь параметров частотных характеристик активного силового фильтра, с параметрами его силовой схемы при управлении в исходной $a-b-c$ системе координат.

2. В результатах анализа частотных характеристик активного силового фильтра в составе четырехпроводной системы электроснабжения и полученных математических выражениях его передаточных функций, как объекта управления в разомкнутом состоянии в исходной $a-b-c$ системе координат с учетом влияния параметров силового LC -фильтра.

3. В установленных аналитических выражениях, связывающих параметры АЧХ выходного импеданса в звене постоянного тока системы электроснабжения и

параметры регуляторов двухконтурной системы управления активным силовым фильтром в исходном $a-b-c$ координатном базисе, а также в разработанной методике настройки параметров регуляторов на заданный максимум выходного импеданса системы электроснабжения на стороне постоянного тока.

4. В предложенном алгоритме пофазной компенсации неактивных составляющих полной мощности нагрузки переменного тока системы электроснабжения с упрощенной программно-аппаратной реализацией, а также его модификации, не требующей наличия датчиков переменного напряжения.

Практическая значимость результатов работы:

1. На основе математической модели активного силового фильтра получены упрощенные выражения для определения положения нулей и полюсов передаточных функций при управлении в исходной $a-b-c$ системе координат, которые могут быть реализованы в микропроцессорной системе управления или стать основой инженерной методики расчета параметров регуляторов.

2. Разработан полнофункциональный макет системы электроснабжения на основе активного силового фильтра с пофазным управлением токами, который был использован в процессе практической верификации результатов диссертационной работы и может быть использован для дальнейших исследований.

3. Разработаны программные реализации блоков оценки активной и реактивной мощности нагрузки в отдельной фазе трехфазной четырехпроводной системы электроснабжения, которые могут быть встроены в программное обеспечение микропроцессорных систем управления АСФ, а также программная реализация системы управления АСФ.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Математическая модель активного силового фильтра, как объекта управления в разомкнутом состоянии, которая позволяет установить положение на оси частот нулей и полюсов его передаточных функций в исходной $a-b-c$ системе координат с учетом влияния параметров входного LC -фильтра.

2. Методика структурно-параметрического синтеза двухконтурной системы управления подчиненного типа напряжением звена постоянного тока активного

силового фильтра, позволяющая обеспечить желаемый максимум АЧХ выходного импеданса системы электроснабжения в звене постоянного тока.

3. Алгоритм и структура системы управления активным силовым фильтром, позволяющие обеспечить пофазную покомпонентную компенсацию неактивных составляющих полной мощности нагрузки переменного тока системы электроснабжения с упрощенными программно-аппаратными требованиями к активному силовому фильтру.

4. Модификация разработанного алгоритма пофазной покомпонентной компенсации, не требующая установки датчиков переменного напряжения трехфазного источника питания системы электроснабжения.

Достоверность полученных результатов достигается выбором математического аппарата, советующего поставленным задачам, корректностью принимаемых допущений, а также соответствием результатов, получаемых в процессе математического и имитационного моделирования, результатам, полученным в процессе практической верификации.

Методы исследования: математические модели АСФ получены с помощью метода осреднения переменных в пространстве состояний, исследование частотных характеристик и алгоритма управления АСФ производилось при помощи полученной математической модели, имитационных моделей в *Matlab/Simulink* с использованием встроенных алгоритмов анализа частотных характеристик имитационных моделей, а также при помощи методов и инструментов экспериментального исследования.

Апробация результатов исследования производилась в рамках следующих мероприятий:

1. Всероссийские научные конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ – 2019, НТИ – 2020), г. Новосибирск.

2. Международные конференции молодых ученых и специалистов по Микро/Нанотехнологиям EDM (EDM – 2019, EDM – 2021, EDM – 2022), Эрлагол, Республика Алтай.

3. XVI всероссийская научно-практическая конференция «Научная сессия НТИ НИЯУ МИФИ – 2022», г. Новоуральск.

4. XXVI Московский международный салон изобретений и инновационных технологий «Архимед» (2022 г., 2023 г.), г. Москва.

5. Международная выставка инноваций и конкурс научных разработок Hi-Tech – 2022, Hi-Tech – 2023, г. Санкт-Петербург.

6. Научные семинары, приуроченные к международному дню IEEE (IEEE Day 2020, 2021), г. Новосибирск.

7. Научные семинары кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета и научный семинар Института проблем управления российской академии наук (ИПУ РАН), г. Москва.

Результаты работы опубликованы в 14 печатных работах, 3 из которых опубликованы в рецензируемых научных журналах из списка ВАК, 2 патента на полезную модель, 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ, 5 в журналах и трудах конференций, индексируемых в Scopus и WoS, 3 в трудах всероссийских конференций.

Результаты диссертационной работы получены и применены при выполнении НИР и НИОКР в рамках следующих грантов:

– грант Фонда содействия инновациям РФ целях выполнения НИОКР по теме: «Разработка и испытания опытного образца активного силового фильтра с независимым управлением выходными токами для систем электроснабжения переменного тока с несимметричными нагрузками». Договор № 4720ГС1/78328 от 14.09.2022.

– грант Президента РФ для молодых ученых, проект МК-1676.2020.8 «Разработка адаптивных алгоритмов управления распределенными энергосистемами с открытой архитектурой» (2019-2021 г.)

– грант в рамках реализации программы развития НГТУ, научный проект № С21-23 «Разработка и исследование энергоэффективных алгоритмов управления активным силовым фильтром в кватернионном базисе токов сети» от 15.04.2021.

Личный вклад автора состоит в непосредственном решении поставленных задач диссертационного исследования, а именно: в проведении математического и имитационного моделирования, разработке методики структурно-параметрического синтеза системы управления, алгоритмов управления АСФ, макетного образца СЭС с последующей практической верификацией результатов. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась автором совместно с научным руководителем Носом О.В.

Исследования, представленные в диссертационной работе, соответствуют следующим пунктам паспорта специальности 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы»:

– П.2: разработка научных основ проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов, систем и их компонентов;

– П.3: разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления;

– П.4: исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях, диагностика электротехнических комплексов.

Структура и объем диссертации включает введение, основную часть, состоящую из пяти глав, заключение, список литературы, состоящий из 111 наименований, 2 приложения. Общий объем диссертации составляет 174 страницы, 70 рисунков, 15 таблиц.

ГЛАВА 1 СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ АКТИВНЫМИ СИЛОВЫМИ ФИЛЬТРАМИ

В данной главе рассмотрены особенности функционирования систем электроснабжения с параллельными активными силовыми фильтрами, задачи, возлагаемые на силовые преобразователи, функционирующие в режиме АСФ, критерии качества электрической энергии и устойчивости таких СЭС. Также, рассмотрены существующие подходы к формированию мгновенных значений входных токов АСФ, обеспечивающие повышение качества электрической энергии, потребляемой от генераторов систем электроснабжения, и, как следствие, энергоэффективности таких СЭС.

1.1 Активный силовой фильтр в системах электроснабжения

Компенсатор неактивных компонент полной мощности

В настоящее время наиболее распространенным режимом работы активного силового фильтра в составе систем электроснабжения переменного тока является режим компенсации неактивных компонент мощности, вызванных наличием фазового сдвига тока, потребляемого от питающего источника, относительно напряжения на его выходных зажимах и высших гармоник (в.г.) тока нелинейной нагрузки, подключаемой к распределительной сети переменного тока [19]. Для обеспечения функционирования АСФ, состоящего из силового преобразователя, выполняемого по схемам инверторов напряжения, согласующего дросселя с опциональным фильтром нижних частот, накопительного конденсатора в ЗПТ и системы управления, в данном режиме работы, он подключается параллельно нагрузке системы электроснабжения и обеспечивает формирование компенсационных воздействий в виде добавки к току, потребляемой нелинейной нагрузкой [10,19].

Система управления (СУ) АСФ строится по принципу двухконтурной САУ с внутренним контуром регулирования входных токов/тока силового преобразователя, протекающих через согласующий дроссель/дроссели и внешним контуром,

обеспечивающим стабилизацию напряжения на накопительном конденсаторе ЗПТ [9,12], что иллюстрирует рисунок 1.1.

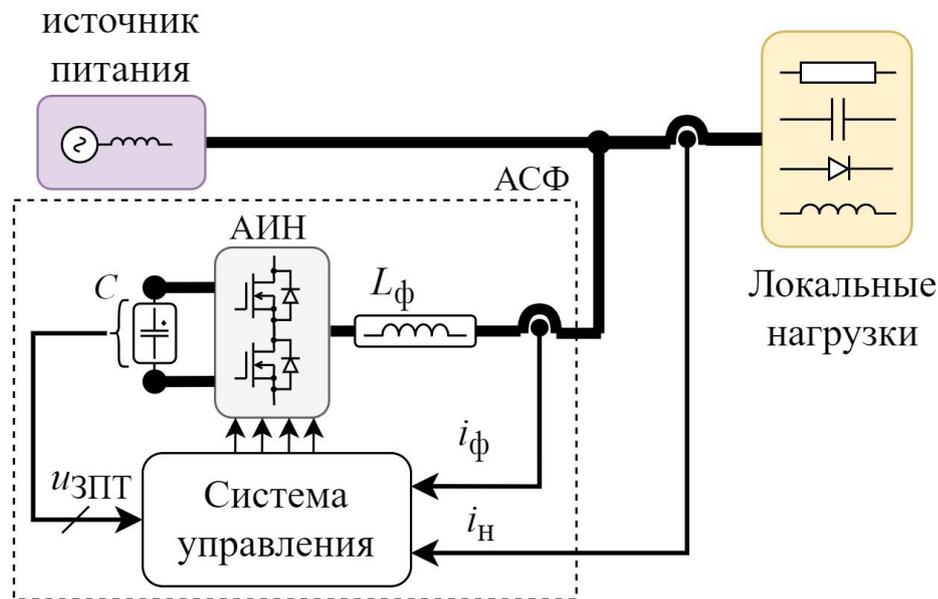


Рисунок 1.1 – Функциональная схема СЭС с АСФ

Наибольшее распространение такая схема получила при обеспечении электропитанием нагрузок промышленных объектов (мощный электропривод, преобразователи электрической энергии на основе тиристоров и пр.), подключаемых к общераспределительной сети переменного тока [9,19]. К такой системе электропитания на этапах проектирования и эксплуатации в части качества электрической энергии могут предъявляться требования, установленные в ГОСТ 30804.3.12-2013, ГОСТ 32144-2013, а также в приказе Министерства энергетики Российской Федерации от 23 июня 2015 г. № 380. В данных документах устанавливаются следующие основные показатели качества электрической энергии

$$\text{СКГС} = \text{THD} = K_{\text{Г.Т}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2}, \quad (1.1)$$

где СКГС – суммарный коэффициент гармонических составляющих (THD – total harmonic distortion);

I_n – среднеквадратичное значение гармонической составляющей порядка n относительно основной фундаментальной порядка 1;

I_1 – среднеквадратичное значение гармонической составляющей с частотой, равной частоте питающей сети.

Суммарный коэффициент гармонических составляющих тока ($K_{г.т}$) в отечественной и зарубежной литературе принят как основной показатель, позволяющий дать численную оценку качества тока, потребляемого от источника питания и может быть использован для оценки эффективности работы АСФ. Помимо $K_{г.т}$ для оценки качества тока, потребляемого от источника питания применяется показатель, отражающий отношение среднеквадратичного значения n -ой гармонической составляющей к среднеквадратичному значению первой гармонической составляющей (I_n/I_1). Предельно допустимые значения СКГС и I_n/I_1 представлены в тексте ГОСТ 30804.3.12-2013. Основным негативным последствием от наличия высших гармонических составляющих в спектре потребляемого от источника питания тока является искажение формы питающего напряжения, параметры которого устанавливаются ГОСТ 32144-2013.

На потребителей электрической энергии, подключаемых к общераспределительной сети переменного тока также накладываются ограничения на максимальный уровень коэффициента реактивной мощности, потребляемой в часы больших суточных нагрузок, установленные в приказе министерства энергетики Российской Федерации от 23 июня 2015 г. № 380

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P}, \quad (1.2)$$

где $\operatorname{tg} \varphi$ – коэффициент реактивной мощности;

Q – реактивная мощность, потребляемая нагрузкой;

P – активная мощность, потребляемая нагрузкой.

Показатель (1.2) может быть однозначно связан с более распространенным показателем электромагнитной совместимости источников электроэнергии и нагрузки

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 - (\operatorname{tg} \varphi)^2}}, \quad (1.3)$$

$\cos\varphi$ – коэффициент мощности нагрузки по основной гармонике.

С учетом наличия высших гармоник в токе, потребляемом от источника питания и высших гармоник в спектре питающего напряжения, коэффициент мощности может быть записан в следующем виде [20]:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{1 + K_{Г.Т}^2 + K_{Г.Н}^2 + K_{Г.Т} \cdot K_{Г.Н}}}, \quad (1.4)$$

где S – полная мощность, потребляемая нагрузкой от источника питания;

$K_{Г.Н}$ – коэффициент гармоник напряжения источника питания.

Решение задачи оценки устойчивости СЭС такого типа рассматривается в работах [18,21-22]. В них используется импедансный критерий для оценки устойчивости. При этом накладывается ограничение на отношение выходного импеданса источника питания и входного импеданса АСФ для ее обеспечения. Устойчивость такой СЭС определяется по большей части параметрами источника питания переменного тока, т. е. его схемой замещения, и устойчивостью отдельных контуров регулирования входного тока преобразователя и напряжения ЗПТ. В данной работе принято рассматривать источник питания переменного тока таким, что он обеспечивает данное отношение импедансов, соответствующим критерию устойчивости системы электроснабжения.

Контроллер системы накопления электрической энергии

СЭС с АСФ, показанная на рисунке 1.1, может быть расширена за счет добавления в нее СНЭ, например, на основе аккумуляторных батарей (АБ), как это показано на рисунке 1.2 [4,23]. Такая схема получила распространение в автономных системах электроснабжения, мощность нагрузок в которых сопоставима с мощностью источников питания.

К СЭС данного типа могут быть применены критерии качества электрической энергии (1.1) - (1.4), однако наличие дополнительного источника в ЗПТ инвертора напряжения (АИН), работающего в режиме АСФ, позволяет оказывать влияние на показатели качества электрической энергии в СЭС не только в

статических режимах работы нагрузок и электрогенераторов, но и во время переходных процессов при изменении потребляемой мощности, как это показано в работе [4].

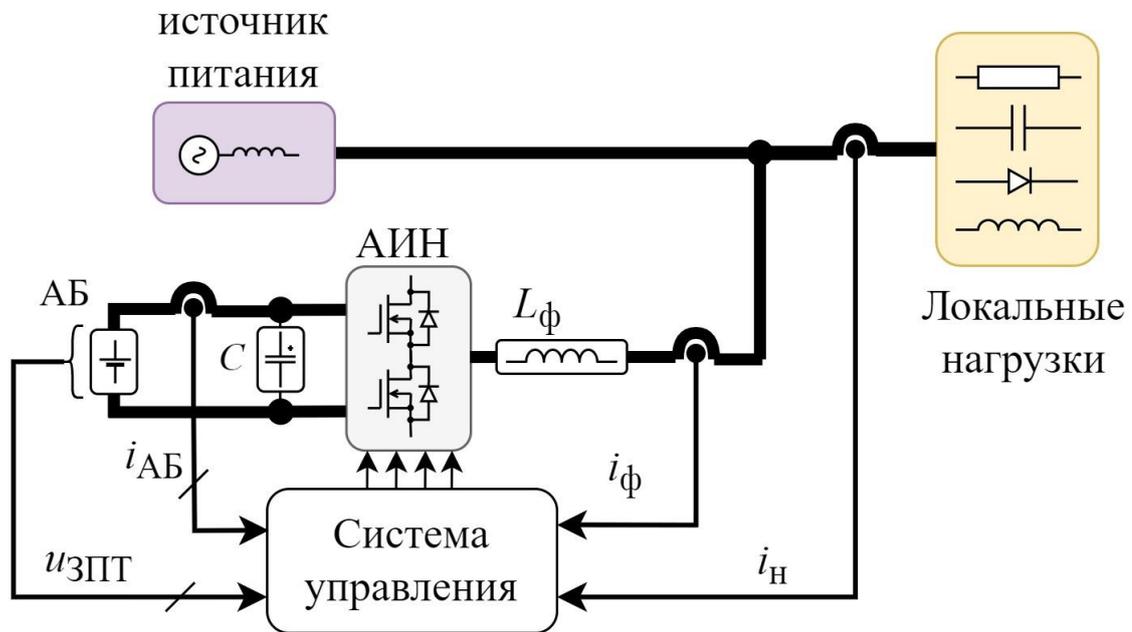


Рисунок 1.2 – Система электроснабжения на основе АСФ с НЭЭ

АСФ в СЭС такого типа обладает возможностью поддерживать заданные режимы работы источника питания переменного тока в части обеспечения оптимального расхода энергоресурсов за счет контроля скорости нарастания активной и реактивной мощностей, отбираемых от источника, путем введения в систему управления (СУ) блоков, обеспечивающих задание уровней выходных токов в соответствии с заданием на скорость нарастания мощности на выходе источника питания [4]. Положительными эффектами от ограничения скорости нарастания мощности является снижение максимального отклонения частоты и амплитуды напряжения источника питания в переходных процессах при изменении мощности нагрузки скачком [4, 24].

Устойчивость СЭС со СНЭ, подключаемой к ЗПТ АИН, как и в предыдущем случае, определяется параметрами источника питания и устойчивостью отдельных контуров регулирования входного тока и напряжения ЗПТ силового преобразователя [18].

Контроллер в микросетях (Hybrid microgrid controller)

Микросети – способ структурной организации (структура) систем электроснабжения на основе распределённых источников электрической энергии, в том числе ВИЭ, предназначенный для интеграции вырабатываемой ими энергии в электрические сети с централизованным электроснабжением, в накопители электрической энергии и/или для питания локальных нагрузок, не имеющих доступа к централизованному электроснабжению [25-28]. В настоящее время в мировой практике выделяются три типа микросетей: микросети переменного тока, микросети постоянного тока и гибридные микросети (от англ. hybrid microgrids) [26-28].

Микросети гибридного типа – наиболее гибкий способ построения таких структур, т. к. он позволяет обеспечить интеграцию источников и нагрузок переменного тока с источниками и потребителями постоянного тока с помощью двух и более шин электропитания [27-28]. Пример такой структуры показан на рисунке 1.3.

Система электроснабжения, как показано на рисунке 1.3, состоит из двух взаимосвязанных подсистем: постоянного тока, образованной на основе шины постоянного тока (ШПТ), к которой подключены нагрузки постоянного тока, СНЭ, разного рода ВИЭ, а также ЗПТ АСФ, и подсистемы переменного тока, образованной локальными нагрузками и сетью переменного тока. Параметры нагрузок, СНЭ и ВИЭ согласуются с параметрами шины постоянного тока по средствам подключения их к ШПТ через силовые электронные преобразователи напряжения [27-28]. Сеть переменного тока в данной работе представляется как совокупность децентрализованных одно- и трехфазных генераторов переменного напряжения, соединенных в общую трехфазную систему с нулевым проводом. Обмен энергией между двумя подсистемами обеспечивается с помощью силового преобразователя (4-ст. АИН), функционирующего в режимах АСФ и активного выпрямителя напряжения (АВН).

В задачи 4-ст. АИН при функционировании в составе такой СЭС входит [27-29]:

- стабилизация напряжения ШПТ, подключенной к его ЗПТ, при питании от сети переменного тока в случае, если энергоресурсов СНЭ и ВИЭ недостаточно для поддержания напряжения ШПТ на заданном уровне или параллельная работа с ними (режим АВН);
- интеграция энергоресурсов СНЭ и ВИЭ в подсистему переменного тока по средствам управления активной и реактивной мощностью в подсистеме переменного тока;
- обеспечение нормированного качества электрической энергии в подсистеме переменного тока (режим АСФ);
- электропитание нагрузок переменного тока в случае отсутствия доступа к напряжению электрической сети.

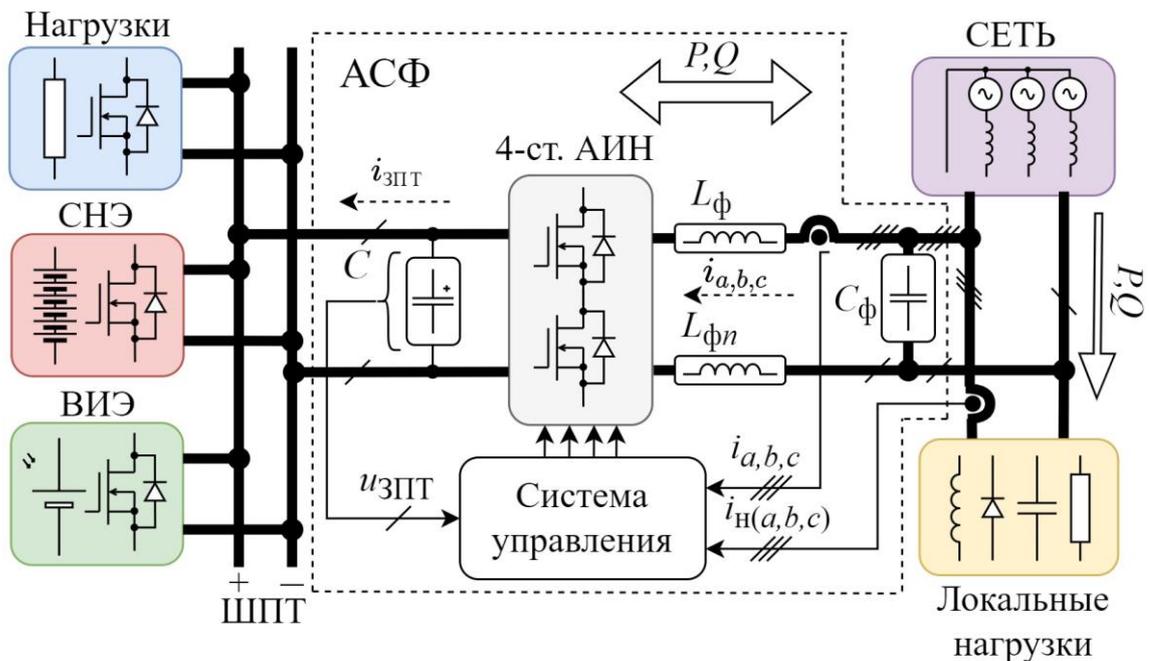


Рисунок 1.3 – Пример гибридной трехфазной, четырехпроводной проводной микросети с АСФ на основе автономного инвертора напряжения с дополнительной транзисторной стойкой

Режим обеспечения электропитания нагрузок переменного тока преобразователем в автономном режиме (в отсутствии питающего напряжения сети) рассмотрен в работах [30, 31]. В данной работе будет рассмотрена система электроснабжения, показанная на рисунке 1.3, в которой 4-ст. АИН функционирует в первых трех

режимах работы из списка, приведенного выше, т. е. в режимах АСФ и АВН. Далее, для простоты изложения силовой преобразователь принято называть АСФ, так как в его структуре реализуется наибольшее число режимов из указанных выше, включая АВН.

Для анализа качества электрической энергии и параметров электромагнитной совместимости в подсистеме переменного тока такого типа СЭС могут быть, как и в предыдущих случаях, применены показатели, указанные в (1.1) - (1.4), которые также установлены в ГОСТ Р 56124.2–2014 «Гибридные электростанции на основе возобновляемых источников энергии, предназначенные для сельской электрификации».

1.2 Формирование напряжения шины постоянного тока

Преобразователь напряжения, выполняющий роль АСФ, осуществляет стабилизацию напряжения на ШПТ исследуемой системы электроснабжения, подключенной к его ЗПТ, в нескольких режимах, как показано в [27-29]. Первый режим стабилизации напряжения ШПТ осуществляется при недостатке энергии ВИЭ и запасенной энергии в СНЭ. В таком случае АСФ работает параллельно с преобразователями источников электрической энергии, подключенными к общей ШПТ, и может обеспечивать компенсацию неактивных компонент мощности в подсистеме переменного тока. Второй режим реализуется в системе при полном отсутствии потока электрической энергии от СНЭ и ВИЭ, т. е. в СЭС присутствует единственный источник электрической энергии в виде трехфазной электрической сети переменного тока. В этом случае, АСФ осуществляет стабилизацию напряжения ШПТ, питание нагрузки постоянного тока, а также компенсацию неактивных компонент мощности, потребляя энергию от сети переменного тока. В данном режиме также может быть осуществлено накопление энергии в СНЭ.

Известен способ управления подсистемой постоянного тока построенный по архитектуре ведущий-ведомый (master-slave) [32]. Он нашел применение при управлении преобразователями с отслеживанием точки максимальной мощности.

В таком случае, стабилизация напряжения на ШПТ осуществляется ведущим преобразователем, например, АСФ, а ведомые преобразователи (СНЭ и ВИЭ) работают в качестве быстродействующих регулируемых источников тока. В такой архитектуре, как и в случае отсутствия энергии ВИЭ и СНЭ, на ведущий преобразователь (АСФ) ложится задача обеспечения заданных динамических характеристик системы при формировании напряжения ШПТ и питании нагрузки постоянного тока [32-33].

Стоит также отметить, что в случае, если электрической энергии от ВИЭ и СНЭ достаточно для питания нагрузок постоянного тока и стабилизации напряжения ШПТ, режим стабилизации напряжения постоянного тока для АСФ может быть отключен, в таком случае он будет обеспечивать передачу излишков энергии между подсистемами и компенсацию неактивных компонент мощности [32-33].

ГОСТ Р 56124.2–2014 устанавливает для оценки качества электрической энергии постоянного тока, поставляемой потребителю, один количественный параметр – отклонение напряжения ШПТ $\Delta U_{\text{ШПТ}}$ от номинального значения U_n . Однако, для обеспечения устойчивости системы электроснабжения при формировании напряжения ШПТ и питании нагрузок постоянного тока следует учитывать результирующий малосигнальный импеданс источников и результирующий малосигнальный импеданс нагрузок, соотношение которых определяет устойчивость гибридной СЭС в соответствии с импедансным критерием устойчивости, как проиллюстрировано на рисунке 1.4 [18, 34-35].

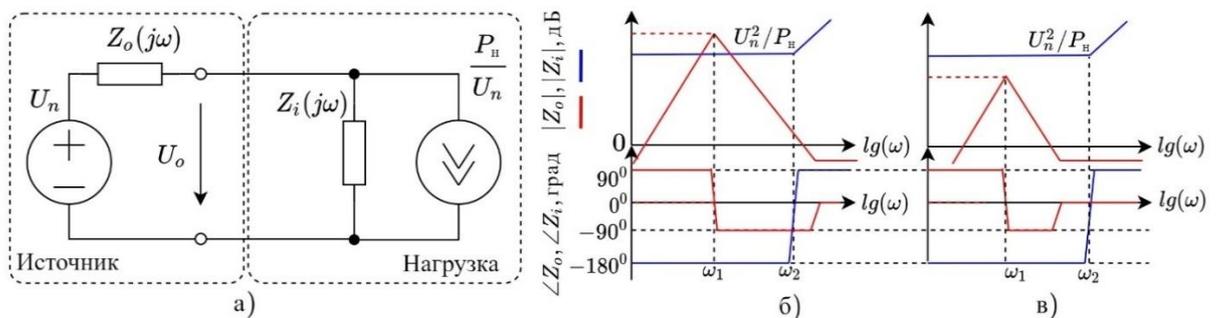


Рисунок 1.4 – Импедансный критерий устойчивости каскадных систем а) – схема замещения каскадной системы, б) – ЛАЧХ и ФЧХ импедансов в неустойчивой системе, в) – ЛАЧХ импедансов устойчивой системы

В соответствии с [34] система не является устойчивой, даже если каждый из преобразователей в отдельности является устойчивым, в том случае, если ЛАЧХ результирующего выходного малосигнального импеданса преобразователей источников напряжения $Z_o(j\omega)$, осуществляющих стабилизацию напряжения ШПТ, пересекает результирующую ЛАЧХ входного импеданса преобразователей нагрузки и преобразователей, работающих в режиме источника тока $Z_i(j\omega)$, а быстродействие преобразователей источников напряжения ниже преобразователей нагрузки и источников тока.

Здесь под выходным малосигнальным импедансом преобразователя, работающего в режиме источника напряжения, понимается передаточная функция, отражающая влияние тока нагрузки на напряжение на его выходных зажимах, которая определяется следующим образом [36]

$$Z_o(s) \triangleq - \frac{\tilde{y}_o(s)}{\tilde{j}_H(s)} \Big|_{Z_i(s) \rightarrow \infty},$$

где $\tilde{y}_o(s)$ – изображение по Лапласу малосигнального отклонения выходного напряжения преобразователя источника;

$\tilde{j}_H(s)$ – изображение по Лапласу малосигнального отклонения тока нагрузки;

s – оператор Лапласа.

Входной импеданс преобразователя, осуществляющего питание собственной нагрузки, присоединенного к ШПТ входными зажимами, определяется как передаточная функция, описывающая влияние тока, потребляемого преобразователем, на напряжение шины [36]

$$Z_i(s) \triangleq - \frac{\tilde{y}_o(s)}{\tilde{j}_H(s)} \Big|_{Z_o(s) \rightarrow \infty}.$$

Входной импеданс преобразователя, подключенного к ШПТ входными зажимами, осуществляющего стабилизацию напряжения на собственной нагрузке, подключенной к его выходным зажимам, в области частот ниже полосы пропускания контура регулирования его выходного напряжения описывается следующим соотношением [37]

$$Z_i(s) \approx \frac{U_n^2}{P_i},$$

где P_i – мощность, потребляемая нагрузкой данного преобразователя.

Если к ШПТ подключены N преобразователей постоянного тока, осуществляющих питание одной или нескольких нагрузок, их выходной импеданс может быть описан следующим соотношением [37]

$$Z_{i(N)}(s) \approx U_n^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^N P_k \right)^{-1}, \quad (1.5)$$

где P_k – мощность отдельной k -ой нагрузки постоянного тока, подключенной к ШПТ;

В таком случае, исходя из (1.5) и рисунка 1.4, решение задачи обеспечения устойчивости СЭС при стабилизации напряжения ШПТ с помощью АСФ может быть достигнуто путем ограничения его выходного импеданса на заданном уровне, определяемом напряжением ШПТ и мощностью присоединенных нагрузок постоянного тока, в процессе структурно-параметрического синтеза системы управления АСФ, исходя из соотношения [38]

$$Z_o(s) < U_n^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^N P_k \right)^{-1}.$$

1.3 Способы формирования тока активного силового фильтра

Для систем, показанных на рисунках 1.1. и 1.3, при формировании входного тока АСФ решаются две задачи: поддержание заданного уровня напряжения ЗПТ АСФ и компенсация неактивных компонент мощности в цепях переменного тока СЭС. Для случая системы, показанной на рисунке 1.2, может дополнительно осуществляться стабилизация тока ЗПТ для зарядки АБ [4, 33].

Формирование активной составляющей входного тока АСФ, обеспечивающей стабилизацию напряжения ЗПТ, реализуется на частоте основной гармоники питающего напряжения с минимальным фазовым сдвигом основной гармоники тока относительно основной гармоники напряжения источника питания для

достижения наилучших показателей качества потребляемой электрической энергии в подсистеме переменного тока в соответствии с показателями (1.1) - (1.4) [39]. В таком случае, преобразователь может рассматриваться как АВН. Наиболее распространенные способы построения системы управления АСФ со стабилизацией напряжения ЗПТ показаны на рисунке 1.5.

На рисунке 1.5 показаны две структуры СУ АСФ, реализованные в различных системах координат: преобразованной $dq0$ и исходной abc [40-42]. Данные структурные схемы позволяют решить задачу стабилизации напряжения ЗПТ при питании от трехфазного источника переменного напряжения, однако, для реализации полного функционала АСФ требуется показанные системы дополнить блоками, осуществляющими формирование компонент токов задания, необходимых для компенсации неактивных составляющих мощности в цепи переменного тока в соответствии с изложенным далее способами.

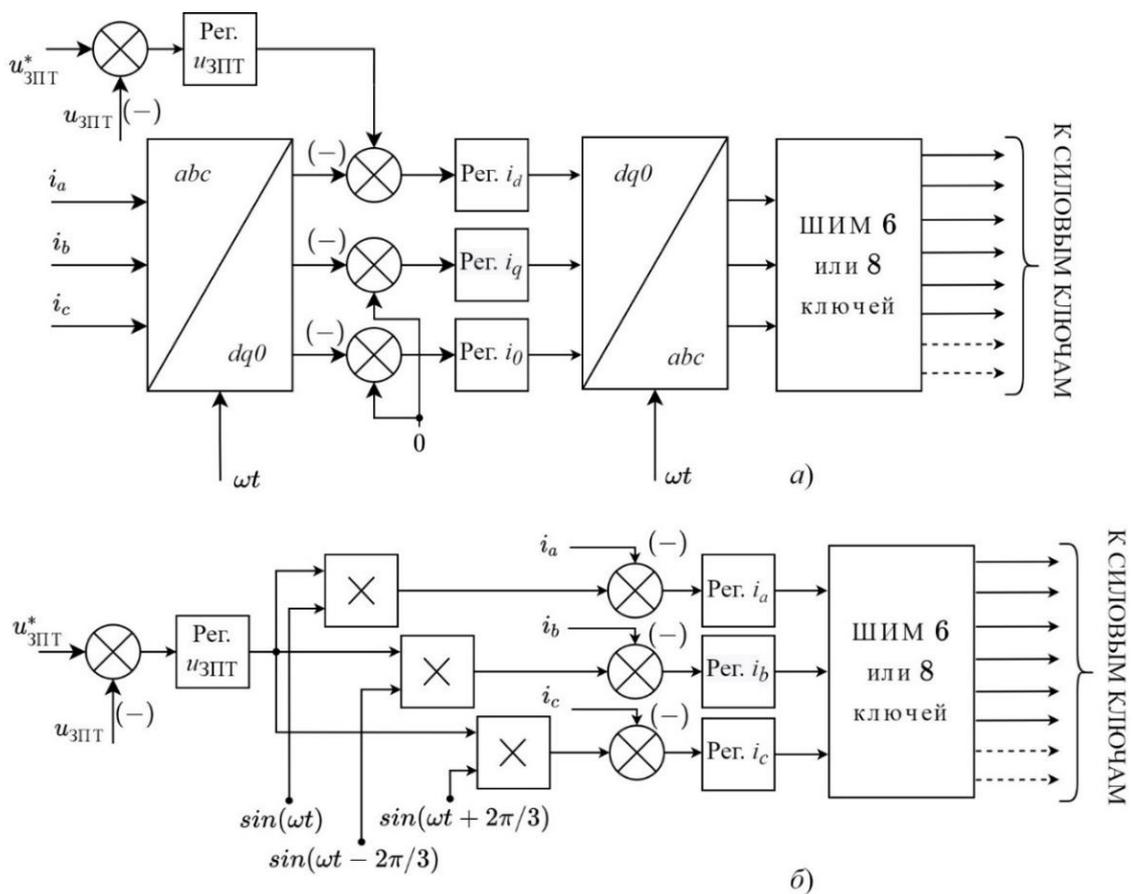


Рисунок 1.5 – Функциональные схемы СУ АСФ с управлением напряжением ЗПТ
 а) – в координатном базисе $dq0$, б) – в координатном базисе abc

Компенсация на основе теории мгновенной мощности

Существует несколько трактовок теории мгновенной мощности, предложенной *H. Akagi*, *Y. Kanazawa* и *A. Nabae*: классическая теория мгновенной мощности (p - q теория), модифицированная теория мгновенной мощности (модифицированная p - q теория), а также p - q - r теория [12,43].

В соответствии с классической формулировкой, мощность, потребляемая нагрузкой переменного тока, может быть разложена на несколько составляющих:

$$\begin{cases} p_{\alpha\beta} = u_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{\beta} \cdot i_{\beta}, \\ q_{\alpha\beta} = u_{\alpha} \cdot i_{\beta} - u_{\beta} \cdot i_{\alpha}, \\ p_0 = u_0 \cdot i_0, \end{cases} \quad (1.6)$$

где u_{α} , u_{β} , u_0 – компоненты трёхфазного вектора напряжений источника питания, полученные путем применения преобразования Е. Clarke [12, 43-44];

i_{α} , i_{β} , i_0 – компоненты трехфазного вектора токов, потребляемых нагрузкой, полученные после применения преобразования Е. Clarke;

$p_{\alpha\beta}$, p_0 – мгновенные активная мощность и мощность нулевой последовательности;

$q_{\alpha\beta}$ – мгновенная мнимая мощность;

Для компенсации неактивных составляющих мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока, рассчитанные в соответствии с (1.6) компоненты мощности раскладываются на несколько составляющих:

$$\begin{cases} p_{\alpha\beta} = \bar{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta}, \\ q_{\alpha\beta} = \bar{q}_{\alpha\beta} + \tilde{q}_{\alpha\beta}, \end{cases}$$

где $\bar{p}_{\alpha\beta}$ и $\bar{q}_{\alpha\beta}$ – постоянные составляющие соответствующих мгновенных мощностей;

$\tilde{p}_{\alpha\beta}$, $\tilde{q}_{\alpha\beta}$ – мультигармонические составляющие соответствующих мгновенных мощностей;

Такая декомпозиция может быть выполнена путем применения фильтра нижних частот (ФНЧ) [43,45-46].

В соответствии с данным разложением могут быть реализованы различные законы компенсации [43]. Например, для обеспечения симметричной по фазам синусоидальной формы токов, потребляемых от источника питания в СЭС, компенсации должны подвергаться компоненты: $q_{\alpha\beta}, \tilde{p}_{\alpha\beta}, p_0$. Таким образом, входной ток АСФ должен содержать составляющие, определяемые следующим соотношением

$$\begin{bmatrix} i_{k(0)} \\ i_{k(\alpha)} \\ i_{k(\beta)} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_0(u_\alpha^2 + u_\beta^2)} \begin{bmatrix} u_\alpha^2 + u_\beta^2 & 0 & 0 \\ 0 & u_0 \cdot u_\alpha & -u_0 \cdot u_\beta \\ 0 & u_0 \cdot u_\beta & u_0 \cdot u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ \tilde{p}_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \end{bmatrix}.$$

Для технической реализации суммирования полученных компонент тока компенсации с другими компонентами тока задания контура регулирования входных токов преобразователя, построенного в соответствии с одним из вариантов, показанным на рисунке 1.5, необходимо к полученному вектору компенсационных токов применить соответствующее преобразование координат. Для контура тока, построенного во вращающейся системе координат $dq0$, применяется преобразование Парка-Горева [44], а для системы, построенной в координатном базисе abc , применяется обратное преобразование *E. Clarke* [44].

В модифицированной трактовке теории мгновенной мощности выделяются четыре основные компоненты мгновенной мощности нелинейной несимметричной нагрузки переменного тока

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_\beta & u_\alpha \\ u_\beta & 0 & u_\alpha \\ -u_\alpha & u_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}.$$

В таком случае компенсации подвергаются компоненты q_0, q_α, q_β , а расчет токов компенсации производится по следующему векторно-матричному соотношению

$$\begin{bmatrix} i_{k(0)} \\ i_{k(\alpha)} \\ i_{k(\beta)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & u_\beta & -u_\alpha \\ -u_\beta & 0 & u_0 \\ u_\alpha & -u_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix}.$$

При использовании p - q - r теории мгновенной мощности осуществляется переход из координатного базиса $\alpha\beta 0$ в координатный базис p - q - r [12,43]

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \mathbf{T}_{pqr} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \\ u_r \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \mathbf{T}_{pqr} \cdot \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix},$$

где $u_{\alpha\beta 0} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2}$, $u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$,

$$\mathbf{T}_{pqr} = \begin{bmatrix} u_0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_{\alpha\beta 0} \cdot u_\beta \cdot u_{\alpha\beta}^{-1} & u_{\alpha\beta 0} \cdot u_\alpha \cdot u_{\alpha\beta}^{-1} \\ u_{\alpha\beta} & -u_0 \cdot u_\alpha \cdot u_{\alpha\beta}^{-1} & -u_0 \cdot u_\beta \cdot u_{\alpha\beta}^{-1} \end{bmatrix}.$$

В базисе pqr расчет мгновенных мощностей нелинейных несимметричных нагрузок осуществляется следующим образом

$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_p i_p \\ -u_p i_r \\ u_p i_q \end{bmatrix},$$

а компенсации с целью обеспечения синусоидальной симметричной системы токов, потребляемых от источника, подвергаются компоненты \tilde{p} , q_q и q_r [12, 43]. Компонента \tilde{p} может быть получена путем пропускания компоненты p через ФНЧ.

Способ управления АСФ, построенный на основе теории мгновенной мощности может быть реализован без использования координатных преобразований, напрямую в осях abc , что значительно упрощает его программную реализацию [43,47].

Несмотря на то, что применение способов управления на основе теорий мгновенной в системе управления АСФ позволяет добиться улучшения качества электрической энергии в соответствии с критериями (1.1) - (1.4), существует ряд недостатков, ограничивающих их область применения [10-12]:

- компенсации подвергаются компоненты мощности, не соответствующие напрямую компонентам неактивной мощности (реактивная мощность сдвига Q , мощность искажений D и мощность несимметрии T);

- параметры мощности нагрузки вычисляются на основе линейных комбинаций фазных переменных, что исключает пофазное управление;
- несимметрия напряжений источника питания значительно ухудшает качество компенсации;
- для p - q - r теории требуются координатные преобразования, усложняющие программно-аппаратную реализацию.

Компенсация активного и реактивного токов

В соответствии с данным законом формирования компенсационных воздействий с целью исключения неактивных компонент мощности, потребляемых нагрузкой, ток разделяется на три составляющие: активную ($i_{н(d)}$), реактивную ($i_{н(q)}$) и нулевую ($i_{н(0)}$), получаемые путем преобразования исходного базиса трехфазных переменных во вращающуюся систему координат $dq0$ по средствам следующего векторно-матричного преобразования Парка-Горева [44,48-49]

$$\begin{bmatrix} i_{н(d)} \\ i_{н(q)} \\ i_{н(0)} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{н(a)} \\ i_{н(b)} \\ i_{н(c)} \end{bmatrix},$$

где θ – электрический угол поворота продольной оси d вращающейся системы координат относительно оси a исходной системы координат;

$i_{н(a)}$, $i_{н(b)}$, $i_{н(c)}$ – компоненты трехфазного вектора тока нагрузки в исходной системе координат.

С целью компенсации неактивных потоков мощности компоненты $i_{н(d)}$ и $i_{н(q)}$ преобразованного вектора токов нагрузки раскладываются на несколько составляющих:

$$\begin{cases} i_{н(d)} = \bar{i}_{н(d)} + \tilde{i}_{н(d)} \\ i_{н(q)} = \bar{i}_{н(q)} + \tilde{i}_{н(q)} \end{cases}$$

где $\bar{i}_{н(d)}$, $\bar{i}_{н(q)}$, $\bar{i}_{н(0)}$ – постоянные составляющие соответствующих компонент вектора токов;

$\tilde{i}_{н(d)}, \tilde{i}_{н(q)}, \tilde{i}_{н(\theta)}$ – переменные во времени составляющие соответствующих компонент вектора токов.

Данное разложение может быть реализовано с помощью ФНЧ, так же, как и в случае компенсации на основе теории мгновенной мощности [49]. Задание на ток компенсации в таком случае может быть сформировано в соответствии со следующим законом

$$\begin{bmatrix} i_{к(d)} \\ i_{к(q)} \\ i_{к(\theta)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{н(d)} \\ \tilde{i}_{н(q)} \\ i_{н(\theta)} \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

При построении контура регулирования входных токов АСФ во вращающейся системе координат $dq\theta$, компоненты (1.7) непосредственно суммируются с другими компонентами тока задания, например, от контура регулирования напряжения ЗПТ, при построении контура регулирования токов в исходной abc системе координат к вектору (1.7) применяется обратное преобразование Парка-Горева в соответствии со следующим выражением [44]

$$\begin{bmatrix} i_{к(a)} \\ i_{к(b)} \\ i_{к(c)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{к(d)} \\ i_{к(q)} \\ i_{к(\theta)} \end{bmatrix}.$$

Как и в случае алгоритма управления построенного в рамках теории мгновенной мощности, такой способ имеет ряд недостатков [10, 12, 50]:

- использование координатных преобразований, усложняющих программную реализацию способа управления АСФ;
- обязательное наличие блока ФАПЧ в системе управления для оценки электрического угла поворота θ оси d вращающейся системы координат относительно оси a исходной системы координат, что усложняет систему управления и снижает ее устойчивость;
- компоненты преобразованного вектора токов нелинейной нагрузки в общем случае имеют сложный полигармонический характер. Это означает, что

каждая из компонент преобразованного вектора токов содержит в себе информацию сразу о нескольких составляющих тока, формирующих неактивную мощность, потребляемую трехфазной нагрузкой, что усложняет декомпозицию этих компонент;

– отсутствует возможность пофазной компенсации компонент неактивной мощности, т. к. в процессе расчета компенсационных воздействий используются элементы преобразованного обобщенного вектора тока нагрузки, в котором каждая компонента является линейной комбинацией всех составляющих вектора тока нагрузки в исходной системе координат.

Пофазный подход к управлению активной и реактивной мощностью

Ранее рассмотренные способы компенсации неактивных составляющих мощности оперируют величинами, являющимися суперпозицией отдельных фазных переменных, описывающих электромагнитные процессы в нагрузке трехфазной СЭС. При таком подходе трехфазная нагрузка характеризуется уровнями потребляемой активной мощности (тока), реактивной мощности (тока), а также мощности (тока) нулевой последовательности для всех фаз в совокупности. Данный подход нашел наибольшее распространение при работе систем электроснабжения с симметричным источником напряжения, работающим на базе трехфазного генератора напряжения.

В работе [51] выделяются несколько случаев, когда более целесообразно обеспечить пофазное регулирование активной и реактивной мощностей трехфазных источников питания в распределенной/децентрализованной СЭС:

- в случае если решается задача оптимального расходования энергоресурсов в СЭС;
- в случае если сеть представляется как набор одно- и трехфазных генераторов, объединенных в общую сеть по средствам многофазной шины электропитания переменного тока с нулевым проводником;

– в случае если источники питания работают параллельно по принципу ведущий-ведомый, то ведущий источник питания может более гибко управлять потоками энергии от отдельных источников в СЭС.

В вышеуказанных случаях, симметрирование тока может привести к снижению эффективности расходования ресурсов или привести к аварийным режимам работы СЭС [13, 14]. В [14] утверждается, что пофазный подход к компенсации позволит обеспечить повышение эффективности процесса компенсации данных составляющих полной мощности. Для систем электроснабжения с пофазным регулированием компонент мощности источников питания, на данный момент, разработаны способы управления такими источниками [51], а также способы управления преобразователями напряжения, позволяющие обеспечить пофазное управление активной/реактивной мощностью, однако они используют управление в преобразованной системе координат, что усложняет программно-аппаратную часть системы управления [52].

Среди подходов к пофазной компенсации может быть выделен подход на основе адаптивного режекторного фильтра. Известны реализации данного алгоритма на основе цифровых (КИХ и БИХ) фильтров, а также аналоговых режекторных фильтров, осуществляющих декомпозицию сигнала на основную составляющую, с частотой, равной основной частоте питающего напряжения, и составляющие с частотой отличной от основной частоты [20, 53-54]. Однако, такие подходы обладают рядом недостатков, например, алгоритм управления АСФ, описанный в [53] позволяет компенсировать реактивную мощность сдвига только за счет установки пассивных ФКУ, что ведет к усложнению аппаратной части СЭС, ее удорожанию и увеличению масса-габаритных показателей, а в случае применения аналогового режекторного фильтра, как показано в [16, 54], требуется дополнительная оцифровка выходного сигнала режекторного фильтра, что накладывает ограничения на выбор микропроцессорного устройства управления АСФ, также исключает возможность автоматического изменения параметров режекторного фильтра с целью подстройки под изменяющуюся частоту питающего напряжения.

Как следует из вышеизложенного, актуальными остаются задачи разработки алгоритмов управления параллельным активным силовым фильтром, обеспечивающих пофазную компенсацию компонент неактивной мощности на основе подхода адаптивной режекторной фильтрации в исходной $a-b-c$ системе координат с упрощенными требованиями к программно-аппаратной части АСФ и разработки методики проектирования, которая позволяет синтезировать систему управления АСФ при пофазном управлении токами с учетом требований к максимальному уровню ЛАЧХ выходного импеданса на стороне постоянного тока СЭС с АСФ, обеспечивающему устойчивость ее работы с нагрузками постоянного тока.

Выводы по главе 1

В данной главе представлен обзор СЭС с использованием параллельного АСФ, выявлены основные задачи, решаемые с помощью его применения, а также критерии оценки качества электрической энергии и устойчивости, которые могут быть применены к таким СЭС.

В ходе обзора существующих структур СЭС выявлено, что наиболее сложным с точки зрения функциональных особенностей является функционирование в системах, в которых АСФ выступает в качестве связующего звена двух подсистем, например, гибридных микросетях, объединяя между собой подсистемы генерирования переменного тока и постоянного. В них данный преобразователь должен выполнять помимо повышения качества электрической энергии еще и стабилизацию напряжения ШПТ, что накладывает ограничения на его динамические характеристики, в частности на максимальную величину ЛАЧХ выходного малосигнального импеданса, которая должна соответствовать критерию устойчивости, описанному выше в данной главе.

Существующие способы формирования входного тока АСФ, позволяющие обеспечить компенсацию неактивных компонент мощности, сформулированные на основе теории мгновенной мощности и принципа разложения токов на активную и реактивную составляющую, не обеспечивают пофазную компенсацию, т. к. при

компенсации используются компоненты мощности (тока), являющиеся линейной комбинацией нескольких фазных переменных в исходной системе координат. В связи с этим, для пофазной компенсации компонент неактивной мощности требуется обеспечить их оценку в системе управления АСФ «для отдельной фазы», т. е. без использования переменных, являющихся линейной комбинацией фазных токов трехфазной нагрузки.

Дальнейшая реализация алгоритмов управления АСФ осуществляется на основе двухконтурной системы управления, построенной в исходной системе координат abc , показанной на рисунке 1.5 б, которая в процессе синтеза будет дополнена блоками, необходимыми для реализации алгоритма пофазной компенсации неактивных компонент мощности.

В данной главе представлены наиболее разработанные способы формирования входного тока АСФ, обеспечивающие компенсацию компонент неактивной мощности, более подробный обзор которых приведен в работах [10, 55-57].

ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АКТИВНОГО СИЛОВОГО ФИЛЬТРА В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

В данной главе представлены результаты моделирования параллельного АСФ с LC -фильтром и дросселем в цепи нулевого проводника, функционирующего в составе СЭС с трехфазным источником питания, соединенным в звезду с нейтральным проводом, подключенной к нему нелинейной нагрузкой переменного тока и нагрузкой постоянного тока, подключенной к ЗПТ АСФ. Схема исследуемой системы приведена на рисунке 2.1. Математическое моделирование выполнено с помощью метода осреднения переменных в пространстве состояний (ОППС), в результате применения которого получен набор малосигнальных (м.с.) передаточных функций (п.ф.), описывающих АСФ как линейный объект управления (ОУ) в окрестности заданной рабочей точки для дальнейшего структурно-параметрического синтеза алгоритма управления преобразователем напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при учете влияния изображенных на схеме реактивных элементов в составе СЭС.

В ходе моделирования, основываясь на подходах, показанных в [12, 38], трехфазный источник питания с нулевым проводником представляется как трехфазная система ЭДС (e_{ca}, e_{cb}, e_{cc}) с последовательным активно-индуктивным сопротивлением (r_c, L_c), а нагрузки переменного и постоянного тока заменяются на независимые источники тока (j_a, j_b, j_c, j_n).

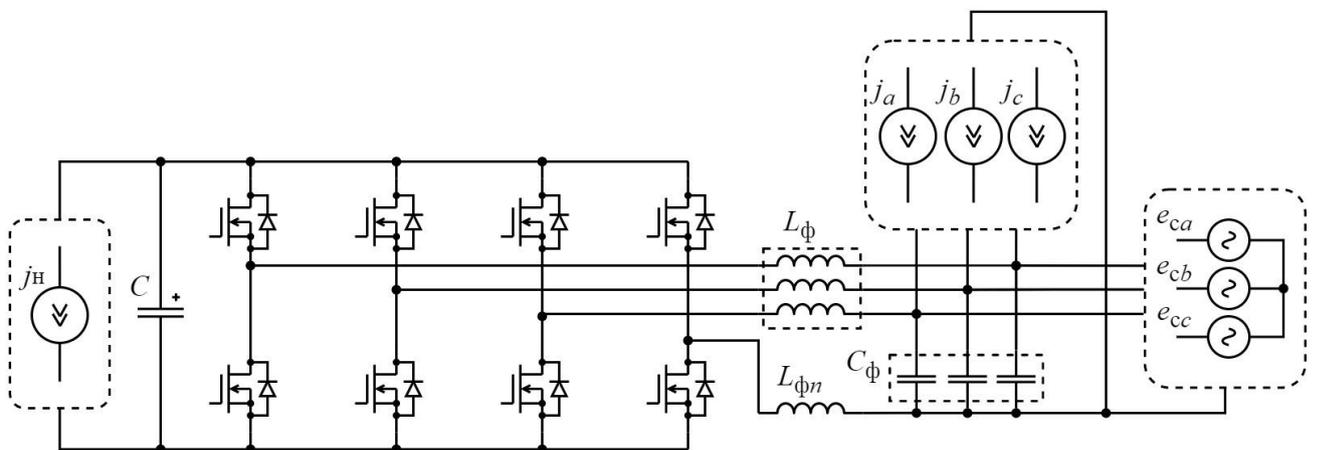


Рисунок 2.1 – Схема замещения исследуемой системы электроснабжения

2.1 Метод осреднения переменных состояния в задачах анализа передаточных функций систем электроснабжения с импульсными преобразователями

Метод осреднения переменных в пространстве состояний (ОППС) – метод малосигнального математического моделирования систем, обладающих набором дискретных во времени состояний (коммутационных состояний) и изменяющих эти состояния с заданной периодичностью, называемой периодом коммутации (T_k) [36,58-60]. Метод основывается на ряде допущений:

- изменение состояния системы происходит за времена коммутации T_k намного меньшее, чем период T_1 основной гармоники выходного сигнала ($T_k \ll T_1$), что соответствует импульсному характеру работы АСФ в составе системы электроснабжения, период коммутации силовых ключей которого намного меньше периода основной гармоники модулирующего сигнала ШИМ, соответствующего периоду основной гармоники питающего напряжения;
- изменение состояния системы происходит мгновенно, время на коммутацию не учитывается;
- характеристики реактивных элементов схемы принимаются линейными.

Процедура моделирования на основе данного метода состоит из нескольких этапов. На первом этапе различные состояния системы на отдельных коммутационных интервалах (тактах) описываются отдельными системами уравнений по законам Кирхгофа относительно выбранных переменных состояния в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_i(t) = \mathbf{A}_i(t) \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i(t) \cdot \mathbf{v}_i(t), \\ \mathbf{y}_i(t) = \mathbf{C}_i(t) \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_i(t) \cdot \mathbf{v}_i(t), \end{cases} \quad (2.1)$$

где $\mathbf{x}_i(t), \dot{\mathbf{x}}_i(t)$ – вектор-столбец переменных состояния и его первая производная

на i -ом такте работы АСФ;

$\mathbf{v}_i(t)$ – вектор-столбец входных воздействий;

$\mathbf{y}_i(t)$ – вектор-столбец выходных сигналов;

$\mathbf{A}_i(t)$ – собственная матрица системы на i -ом такте работы АСФ;

$\mathbf{B}_i(t)$ – матрица, отражающая вклад внешних воздействий на i -ом такте работы;
 $\mathbf{C}_i(t)$ – собственная матрица состояния по выходу на i -ом такте;
 $\mathbf{E}_i(t)$ – матрица, отражающая вклад внешних воздействий в выходные величины на i -ом такте работы АСФ;
 t – независимый параметр (время).

На данном этапе система описывается набором систем дифференциальных уравнений, каждая из которых соответствует ее отдельному коммутационному состоянию.

На втором этапе процедуры вводится система дифференциальных уравнений с разрывными коэффициентами, для описания объекта в виде единой системы дифференциальных уравнений, справедливой для всех выделенных тактов работы:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^n \psi_i(t) \cdot \dot{\mathbf{x}}_i(t), \\ \mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^n \psi_i(t) \cdot \mathbf{y}_i(t), \end{cases} \quad (2.2)$$

где n – число коммутационных состояний за период коммутации;

$\psi_i(t)$ – разрывная коммутационная функция i -ого такта работы;

$$\psi_i(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } n \cdot T_n + T_0 < t < n \cdot T_n + T_0 + T_i, \\ 0, & \text{если } n \cdot T_n + T_0 + T_i < t < (n+1) \cdot T_n, \end{cases}$$

где n – номер периода коммутации;

T_i – длительность i -ого такта коммутации;

T_0 – сумма длительностей предыдущих тактов коммутаций.

На третьем этапе процедуры осуществляется усреднение полученной модели (2.2) путем ее записи в виде

$$\begin{cases} \langle \dot{\mathbf{x}} \rangle(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \langle \mathbf{x} \rangle(t) + \mathbf{B}(t) \cdot \langle \mathbf{v} \rangle(t), \\ \langle \mathbf{y} \rangle(t) = \mathbf{C}(t) \cdot \langle \mathbf{x} \rangle(t) + \mathbf{E}(t) \cdot \langle \mathbf{v} \rangle(t), \end{cases} \quad (2.3)$$

где $\mathbf{A} = \sum_{i=1}^n T_i \cdot T_k^{-1} \cdot \mathbf{A}_i$, $\mathbf{B} = \sum_{i=1}^n T_i \cdot T_k^{-1} \cdot \mathbf{B}_i$, $\mathbf{C} = \sum_{i=1}^n T_i \cdot T_k^{-1} \cdot \mathbf{C}_i$, $\mathbf{E} = \sum_{i=1}^n T_i \cdot T_k^{-1} \cdot \mathbf{E}_i$.

В таком случае, уравнения записываются относительно усредненных за период коммутации переменных состояния, входных воздействий и их производных,

которые обозначены $\langle \mathbf{x} \rangle, \langle \dot{\mathbf{x}} \rangle, \langle \mathbf{y} \rangle, \langle \mathbf{v} \rangle$, т.е. получена математическая модель системы во временной области, как нелинейного объекта управления. Далее описание будет производиться относительно усредненных значений, для упрощения записи которых, знак $\langle \rangle$ опускается.

На заключительном этапе метода производится линеаризация модели объекта в окрестности выбранной рабочей точки, которая осуществляется путем введения м.с. отклонений в переменные состояния, управляющие воздействия и выходные сигналы [36]. В таком случае, мгновенные значения усредненных переменных представляются в виде суммы статической и динамической составляющих

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(t), \quad \mathbf{v}(t) = \mathbf{V} + \tilde{\mathbf{v}}(t), \\ \frac{\tilde{\mathbf{x}}(t)}{\mathbf{X}} &\ll 1, \quad \frac{\tilde{\mathbf{y}}(t)}{\mathbf{Y}} \ll 1, \quad \frac{\tilde{\mathbf{v}}(t)}{\mathbf{V}} \ll 1, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где \mathbf{X} – вектор средних значение переменных состояния;

$\tilde{\mathbf{x}}(t)$ – вектор м.с. отклонений переменных состояния;

\mathbf{Y} – вектор средних значений выходных переменных;

$\tilde{\mathbf{y}}(t)$ – вектор м.с. отклонений выходных переменных;

\mathbf{V} – вектор средних значений внешних воздействий;

$\tilde{\mathbf{v}}(t)$ – вектор м.с. отклонений входных воздействий;

Полученная линеаризованная модель объекта управления разделяется на статическую часть, описывающую поведение системы в установившихся режимах, получаемую при $\dot{\mathbf{x}} = 0$,

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(t) \cdot \mathbf{V}(t), \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}(t) \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{E}(t) \cdot \mathbf{V}(t), \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \mathbf{X}(t) = -\mathbf{A}^{-1}(t) \cdot \mathbf{B}(t) \cdot \mathbf{V}(t), \\ \mathbf{Y}(t) = (\mathbf{C}(t) \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{E}(t)) \cdot \mathbf{V}(t), \end{cases} \quad (2.5)$$

и динамическую, описывающую поведение системы при м.с. изменении входных переменных

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}(t) \cdot \tilde{\mathbf{v}}(t), \\ \tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}(t) \cdot \tilde{\mathbf{v}}(t). \end{cases} \quad (2.6)$$

Передаточные функции системы (для случаев стационарной или квазистационарной системы при нулевых начальных условиях) в частотной области могут

быть получены путем применения преобразования Лапласа к системе (2.6) при нулевых начальных условиях

$$\begin{cases} s \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}(s) \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}(s) \cdot \tilde{\mathbf{v}}(s), \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}(s) \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{E}(s) \cdot \tilde{\mathbf{v}}(s), \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \mathbf{W}_{x/v}(s, \tau) = (s \cdot \mathbf{I}_{n \times n} - \mathbf{A}(\tau))^{-1} \cdot \mathbf{B}(\tau), \\ \mathbf{W}_{y/v}(s, \tau) = \mathbf{C}(\tau) \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) \cdot \mathbf{B}(\tau) + \mathbf{E}(\tau). \end{cases} \quad (2.7)$$

где s – оператор Лапласа;

$\mathbf{I}_{n \times n}$ – единичная квадратная матрица размерностью $n \times n$, где n – число выбранных переменных состояния системы;

τ – параметр, отражающий зависимость п.ф. от времени для квазистационарных систем [61-62].

Решением системы уравнений (2.7) является набор передаточных функций объекта управления с разомкнутой системой управления, соответствующих выбранной рабочей точке, определяемой (2.5), при заданных параметрах СЭС. Применение метода к системам с большим числом коммутационных состояний, таким как СЭС с параллельным четырехпроводным АСФ, построенным по схеме АИН с дополнительной транзисторной стойкой, имеющим 16 коммутационных состояний [63-64], сопряжено со сложностью записи большого количества исходных систем уравнений типа (2.1) и вычисления (2.3). Для их анализа может быть применен модифицированный метод осреднения переменных состояния, основанный на эквивалентности операции (2.3) и операции прямого осреднения переменных с помощью оператора скользящее среднее [58, 65-66]

$$\langle z(t) \rangle = T_k^{-1} \int_{t-T_k}^t z(\tau) d\tau, \quad (2.8)$$

где $z(t)$ – координата состояния системы или входная/выходная переменная. Таким образом, применение модифицированного метода позволяет на начальном этапе записать усредненную нелинейную модель системы вида (2.3), подразумевая средние за период T_k значения входных/выходных переменных и переменных состояния. Дальнейшие этапы процедуры остаются без изменений.

Анализ динамических свойств системы электроснабжения с параллельным инвертором напряжения с дополнительной транзисторной стойкой в частотной

области будет выполнен с помощью модифицированного метода осреднения переменных состояния. Аналогичная математическая модель для трехфазного преобразователя с изолированной нейтралью приведена в [12].

2.2 Математическая модель активного силового фильтра при пофазном управлении токами преобразователя

2.2.1 Исходная модель в виде системы дифференциальных уравнений преобразователя без учета емкости входного LC-фильтра

Управление силовым двунаправленным преобразователем напряжения в составе системы электроснабжения осуществляется в соответствии с принципом ШИМ с предмодуляцией сигналом нулевой последовательности (СНП) [67], реализуемой по средством четырёхканального модулятора, осуществляющего выработку управляющих воздействий для каждой из транзисторных стоек преобразователя. Временная диаграмма работы отдельного канала модулятора представлена на рисунке 2.2. Она поясняет основные обозначения параметров сигналов, принимаемые в процессе математического анализа свойств преобразователя, такие как: $u_{оп(m)}$ – амплитуда опорного сигнала $u_{оп}(t)$; T_k – период опорного напряжения, который соответствует периоду коммутации в отдельной транзисторной стойке вентильного комплекта преобразователя; $T_{выб}$ – период выборки модулирующего сигнала $u_{mod(i)}(t)$, который соответствует временному промежутку между обновлением значений модулирующего сигнала; $d_{(i)}(t)$ – выходной сигнал модулятора. Период выборки – параметр присущий цифровой реализации широтно-импульсного модулятора, учитывающий дискретность процесса изменения модулирующего сигнала, присущего цифровому типу модуляторов [36, 68]. На рисунке 2.2 показан однополярный опорный сигнал, наиболее характерный для реализации микропроцессорным устройством управления с цифровым счетчиком [36]. В общем виде сигнал $u_{mod(i)}(t)$ может быть представлен в виде следующего соотношения

$$\langle u_{\text{мод}(i)}(t) \rangle = 0,5 \cdot u_{\text{оп}(m)} + D_{(i)} \cdot u_{\text{оп}(m)} \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t + \varphi_{1(i)}) + \sum_{k=2}^{0,5 \cdot f_1 \cdot T_k - 1} g_k(\omega_k, t, \varphi_{k(i)}), \quad (2.9)$$

где $i = a, b, c, n$ – указатель канала четырехканального модулятора, где a, b, c соответствует каналам управления стойками вентильного комплекта (ВК) преобразователя подключенным к фазным проводникам электросети, а n указывает на канал управления стойкой ВК, подключенной к нейтральному проводнику;

$D_{(i)}$ – коэффициент модуляции преобразователя в выбранной рабочей точке для i -ого канала ШИМ, равный отношению амплитуды основной гармоники модулирующего сигнала и амплитуды опорного напряжения ШИМ ($D_{(n)} = 0$);

f_1 – частота основной гармоники модулирующего сигнала, равная частоте питающего напряжения, Гц;

$\varphi_{1(i)}$ – фазовый сдвиг основной гармоники управляющего сигнала в нулевой момент времени для i -ого канала ШИМ, рад.

$g_k(\omega_k, t, \varphi_{k(i)})$ – функция, описывающая зависимость k -ой гармоники СНП от частоты этой гармоники ω_k , времени t и фазового сдвига этой гармоники $\varphi_{k(i)}$.

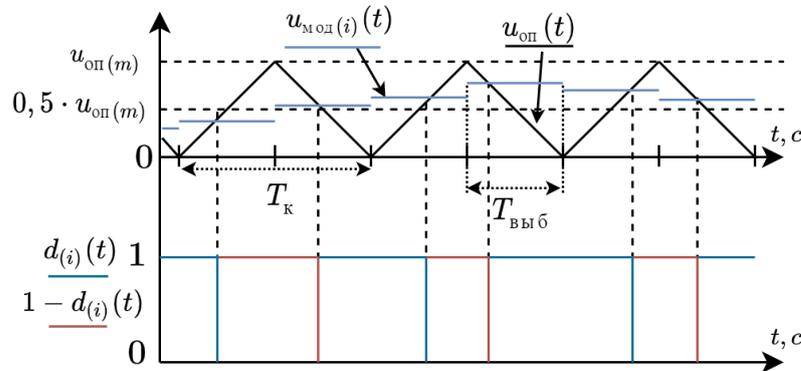


Рисунок 2.2 – Временные диаграммы работы канала модуля ШИМ

Выходной сигнал модулятора может быть описан следующим выражением:

$$d_{(i)}(t) = \theta_H(u_{\text{мод}(i)}(t) - u_{\text{оп}}(t)), \quad (2.10)$$

где $\theta_H(x)$ – обозначение единичной функции Хевисайда.

Результатом применения к (2.10) оператора скользящего среднего (2.8) за время $T_{\text{к}}$ является средняя за период коммутации величина модулирующего сигнала [36, 70], которая в случае (2.9) может быть представлена как:

$$\langle d_{(i)}(t) \rangle = 0,5 + D_{(i)} \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t + \varphi_{1(i)}) + \sum_{k=2}^{0,5 \cdot f_1 \cdot T_k^{-1}} h_k(\omega_k, t, \varphi_{k(i)}), \quad (2.11)$$

где $h_k(\omega_k, t, \varphi_{k(i)})$ – обобщённая функция, описывающая зависимость k -ой гармоники СНП от ее частоты ω_k , времени t и фазового сдвига $\varphi_{k(i)}$ в выходном сигнале канала модулятора.

Отношение средних значений выходного сигнала ШИМ и модулирующего сигнала (при $T_{\text{выб}} \rightarrow 0$) во временной области может быть представлено следующим соотношением:

$$\frac{\langle d_{(i)}(t) \rangle}{\langle u_{\text{мод}(i)}(t) \rangle} = \frac{1}{u_{\text{оп}(m)}}. \quad (2.12)$$

Таким образом, при $T_{\text{выб}} \rightarrow 0$ канал широтно-импульсного модулятора описывается безынерционным звеном с коэффициентом передачи обратно пропорциональным амплитуде опорного сигнала [36,70]. Учет влияния ненулевого времени выборки может быть выполнен в частотной области с помощью т. н. усредненной модели с задержкой [36, 68, 70]:

$$W_{\text{ШИМ}}(s) = \frac{\langle d_{(i)}(s) \rangle}{\langle u_{\text{мод}(i)}(s) \rangle} = \frac{e^{-s \cdot T_{\text{выб}}}}{u_{\text{оп}(m)}}. \quad (2.13)$$

Упрощенная схема силовой части преобразователя напряжения, подключенного к трехфазной четырехпроводной сети переменного тока через дроссели L_ϕ и дроссель нейтрального проводника $L_{\phi n}$ с паразитными сопротивлениями r_ϕ показана на рисунке 2.3. На схеме также указаны источники трехфазного напряжения $e_{c(a-c)}$ с собственным импедансом в виде дросселя L_c и сопротивления r_c , конденсатор ЗПТ с емкостью C и паразитным сопротивлением r , а также активная нагрузка в виде источника тока j_n , подключаемого параллельно конденсатору ЗПТ. Силовые транзисторы ВК S1-S8 изображены идеальными ключами, обладающими свойствами двунаправленного электронного ключа. Так же, в данной главе будет представлена математическая модель АСФ с учетом влияния емкости входного фильтра C_ϕ (пунктирная линия).

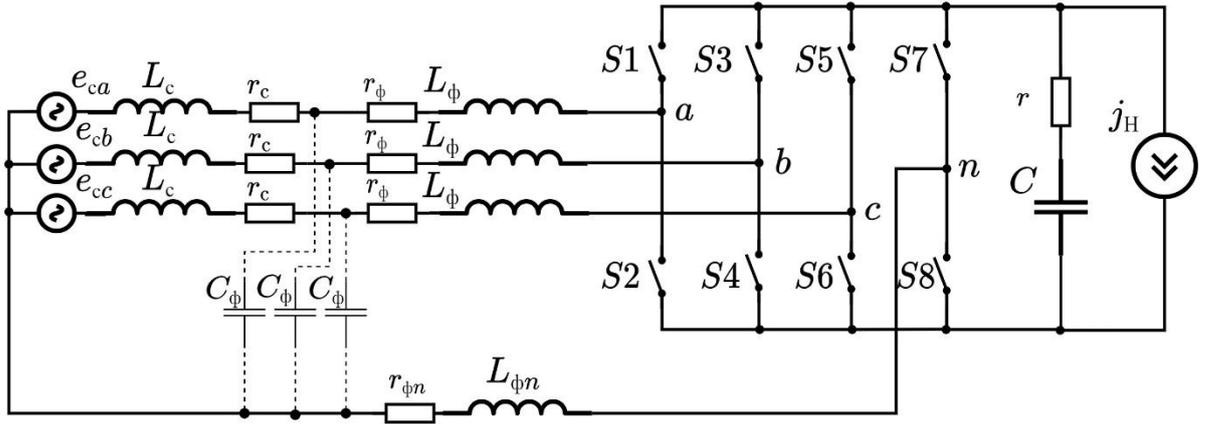


Рисунок 2.3 – Схема силового преобразователя

Исходя из рисунков 2.2 и 2.3, с учетом вышеуказанного принципа работы широтно-импульсного модулятора, применяемого для управления АСФ, схема может быть описана двумя эквивалентными схемами замещения в усредненных координатах (цепь переменного тока, цепь постоянного (выпрямленного) тока), показанными на рисунке 2.4 [71]. На рисунке 2.4 отмечены усредненные за период T_k переменные состояния и входные воздействия, знак усреднения $\langle \rangle$ опущен для краткости.

Представленные схемы замещения преобразователя представляют собой его нелинейную схему замещения. Принцип наложения для описания такой схемы не может быть применен. Исходя из рисунка 2.4, может быть записана система уравнений типа (2.3):

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_\phi = \mathbf{L}^{-1} \cdot \left(\mathbf{e} - \mathbf{r}_\phi \cdot \mathbf{i}_\phi - \mathbf{d} \cdot u_{\text{ЗПТ}} - r_{\phi n} \cdot i_{\phi n} - L_{\phi n} \cdot \frac{di_{\phi n}}{dt} \right), \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} (d_{(an)} \cdot i_{\phi a} + d_{(bn)} \cdot i_{\phi b} + d_{(cn)} \cdot i_{\phi c} - j_H), \\ i_{\phi a} + i_{\phi b} + i_{\phi c} = i_{\phi n}, \\ r \cdot C \frac{du_c}{dt} + u_c = u_{\text{ЗПТ}}, \end{cases} \quad (2.14)$$

где $\mathbf{e} = [e_{ca}, e_{cb}, e_{cc}]^T$ – вектор мгновенных значений (м.з.) ЭДС трехфазной сети;

$\mathbf{i}_1 = [i_a, i_b, i_c]^T$ – вектор м.з. токов сети;

$\mathbf{i}_\phi = [i_{\phi a}, i_{\phi b}, i_{\phi c}]^T$ – вектор м.з. токов дросселей LC-фильтра;

$\mathbf{d} = [d_{(an)}, d_{(bn)}, d_{(cn)}]^T$ – вектор м.з. линейных комбинаций управляющих сигналов;

u_c – напряжение конденсатора в звене постоянного тока;

$u_{зпт}$ – напряжение в звене постоянного тока АСФ;

$\mathbf{r}_\phi = \text{diag}(r_c + r_\phi)$ – диагональные матрицы сопротивлений размерностью 3×3 ;

$\mathbf{L} = \text{diag}(L_c + L_\phi)$ – диагональные матрицы индуктивностей дросселей размерностью 3×3 ;

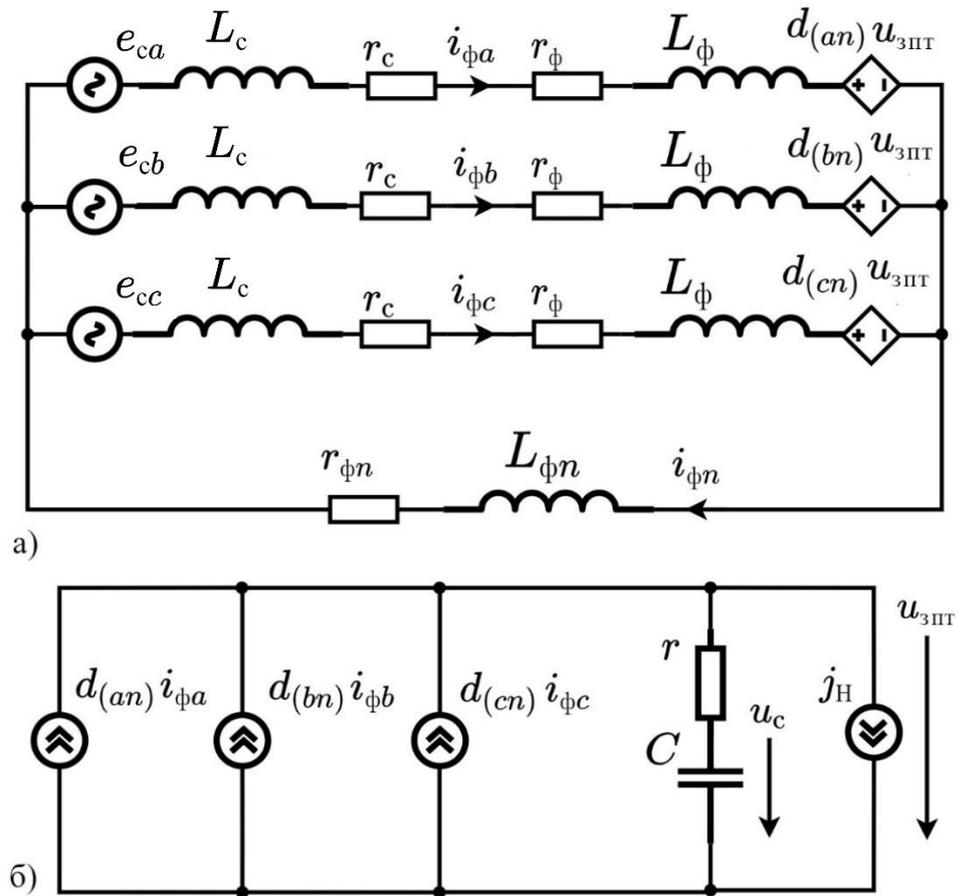


Рисунок 2.4 – Эквивалентные схемы замещения преобразователя (а – для цепи переменного тока, б – для цепи постоянного тока)

Система (2.14) может быть дополнена уравнением, связывающим производную тока в нейтральном проводе с другими переменными состояниями и входными воздействиями, которое в общем случае имеет вид:

$$\frac{di_{\phi n}}{dt} = \frac{e_{ca} + e_{cb} + e_{cc}}{3L_{\phi n} + L_\phi} - \frac{(r_c + r_\phi) \cdot i_{\phi n}}{3L_{\phi n} + L_\phi} - \frac{(d_{(an)} + d_{(bn)} + d_{(cn)}) \cdot u_{зпт}}{3L_{\phi n} + L_\phi} - \frac{3 \cdot r_n \cdot i_n}{3L_{\phi n} + L_\phi}.$$

Принимается следующий набор переменных состояния и входных воздействий:

$$\mathbf{x} = \left[i_{\phi(a)}, i_{\phi(b)}, i_{\phi(c)}, u_c \right]^T, \mathbf{v} = \left[e_{ca}, e_{cb}, e_{cc}, d_{(an)}, d_{(bn)}, d_{(cn)}, j_H \right].$$

В качестве выходных переменных выбраны переменные, по которым осуществляется непосредственное управление с помощью организации замкнутых контуров регулирования:

$$\mathbf{y} = \left[i_{\phi(a)}, i_{\phi(b)}, i_{\phi(c)}, u_{\text{ЗПТ}} \right].$$

2.2.2 Линеаризованная в окрестности рабочей точки модель преобразователя без учета емкости входного LC-фильтра

Линеаризация математической модели (2.14) выполняется в соответствии с (2.4) путем замены в (2.14) исходных векторов $\mathbf{x}, \mathbf{v}, \mathbf{y}$ на сумму двух векторов, как показано ниже:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} = \left[I_{\phi(a)}, I_{\phi(b)}, I_{\phi(c)}, U_c \right]^T + \left[\tilde{i}_{\phi(a)}, \tilde{i}_{\phi(b)}, \tilde{i}_{\phi(c)}, \tilde{u}_c \right]^T; \\ \mathbf{v} &= \mathbf{V} + \tilde{\mathbf{v}} = \left[E_{ca}, E_{cb}, E_{cc}, D_{an}, D_{bn}, D_{cn}, J_H \right] + \left[\tilde{e}_{ca}, \tilde{e}_{cb}, \tilde{e}_{cc}, \tilde{d}_{an}, \tilde{d}_{bn}, \tilde{d}_{cn}, \tilde{j}_H \right]; \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} = \left[I_{\phi(a)}, I_{\phi(b)}, I_{\phi(c)}, U_{\text{ЗПТ}} \right] + \left[\tilde{i}_{\phi(a)}, \tilde{i}_{\phi(b)}, \tilde{i}_{\phi(c)}, \tilde{u}_{\text{ЗПТ}} \right], \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $I_{\phi(i)} = I_{\phi(i)} \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_{\phi i}) |_{i=a,b,c}$;

$$E_{ci} = E_{i(m)} \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_{ei}) |_{i=a,b,c};$$

$$D_{in} = D_{in(m)} \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_{di}) |_{i=a,b,c};$$

$J_H, U_c, U_{\text{ЗПТ}}$ – постоянные во времени величины.

Таким образом, параметры линеаризованной модели преобразователя зависят в неявном виде от времени, так как в явном виде они зависят от мгновенных значений сигналов, изменяющихся во времени. Дальнейший анализ системы предлагается производить при различных значениях фаз гармонических сигналов переменных входных/выходных воздействий и переменных состояния при условии, что рабочие частоты много меньше, чем частоты их малосигнальных возмущений, а время переходных процессов в системе при импульсном изменении внешних

воздействий значительно меньше периода сети [61-62, 72]. Значения переменных состояния в выбранной рабочей точке (при заданных значениях входных величин в векторе \mathbf{V}) могут быть вычислены напрямую из уравнения (2.14) путем приравнивая значений всех производных в системе уравнений к нулю или решением системы (2.5).

Для упрощения дальнейшего анализа системы по м.с. модели типа (2.6) предлагается разделить вектор входных воздействий \mathbf{v} на 2 вектора

$$\begin{aligned} \mathbf{d} &= \mathbf{D} + \tilde{\mathbf{d}} = [D_{an}(\mathcal{G}_{an}), D_{bn}(\mathcal{G}_{bn}), D_{cn}(\mathcal{G}_{cn}), J_H] + [\tilde{d}_{an}, \tilde{d}_{bn}, \tilde{d}_{cn}, \tilde{j}_H], \\ \mathbf{v}_1 &= \mathbf{V}_1 + \tilde{\mathbf{v}}_1 = [E_{ca}(\mathcal{G}_a), E_{cb}(\mathcal{G}_b), E_{cc}(\mathcal{G}_c)] + [\tilde{e}_{ca}, \tilde{e}_{cb}, \tilde{e}_{cc}]. \end{aligned} \quad (2.16)$$

где $\mathcal{G}_i = 2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_i \big|_{i=a,b,c,an,bn,cn}$.

Далее обозначение зависимости от углов \mathcal{G}_i опускается для краткости.

Система уравнений (2.14) может быть записана в форме Коши с учетом (2.15) и (2.16) с использованием следующих матриц (при $r \ll r_\phi + r_c$)

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{a_1}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{\gamma_a}{L} \\ \frac{a_2}{L} & \frac{a_1}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{\gamma_b}{L} \\ \frac{a_2}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{a_1}{L} & \frac{\gamma_c}{L} \\ \frac{D_{an}}{C} & \frac{D_{bn}}{C} & \frac{D_{cn}}{C} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{U_{\text{ЗПТ}}\beta}{L} & -\frac{U_{\text{ЗПТ}}\alpha}{L} & -\frac{U_{\text{ЗПТ}} \cdot \alpha}{L} & 0 \\ -\frac{U_{\text{ЗПТ}}\alpha}{L} & \frac{U_{\text{ЗПТ}}\beta}{L} & -\frac{U_{\text{ЗПТ}} \cdot \alpha}{L} & 0 \\ -\frac{U_{\text{ЗПТ}}\alpha}{L} & -\frac{U_{\text{ЗПТ}}\alpha}{L} & \frac{U_{\text{ЗПТ}}\beta}{L} & 0 \\ \frac{I_{\phi(a)}}{C} & \frac{I_{\phi(b)}}{C} & \frac{I_{\phi(c)}}{C} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \beta L^{-1} & -\alpha L^{-1} & -\alpha L^{-1} \\ -\alpha L^{-1} & \beta L^{-1} & -\alpha L^{-1} \\ -\alpha L^{-1} & -\alpha L^{-1} & \beta L^{-1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ rD_{an} & rD_{bn} & rD_{cn} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ rI_{\phi(a)} & rI_{\phi(b)} & rI_{\phi(c)} & -r \end{bmatrix}.$$

где \mathbf{A} – собственная матрица системы;

$\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$ – матрицы коэффициентов при векторах входных воздействий \mathbf{d} и \mathbf{v} ;

\mathbf{C} – матрица, связывающая выходные переменные \mathbf{y} с переменными \mathbf{x} ;

\mathbf{E} – матрица, связывающая выходные переменные \mathbf{y} с воздействиями \mathbf{d} ;

$L = L_\phi + L_c$ – суммарная индуктивность дросселя и источника питания;

$$\alpha = L_{\Phi n}(3L_{\Phi n} + L_{\Phi})^{-1}, \beta = (1 - \alpha), a_1 = -\beta(r_{\Phi} + r_c) - \alpha r_{\Phi n}, a_2 = \alpha(r_{\Phi} + r_c - r_{\Phi n});$$

$$\gamma_a = \alpha(D_{bn} + D_{cn}) - D_{an}\beta, \gamma_b = \alpha(D_{an} + D_{cn}) - D_{bn}\beta, \gamma_c = \alpha(D_{an} + D_{bn}) - D_{cn}\beta.$$

Путем решения системы уравнений типа (2.7) при определенных выше матрицах, могут быть получены матричные передаточные функции, связывающие м.с. отклонения выходных переменных и м.с. отклонения внешних воздействий

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{\Phi(a)}(s) \\ \tilde{i}_{\Phi(b)}(s) \\ \tilde{i}_{\Phi(c)}(s) \\ \tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{i_a/d_{an}}(s, \mathcal{G}_{an}) & W_{i_a/d_{bn}}(s, \mathcal{G}_{bn}) & W_{i_a/d_{cn}}(s, \mathcal{G}_{cn}) & W_{i_a/j}(s) \\ W_{i_b/d_{an}}(s, \mathcal{G}_{an}) & W_{i_b/d_{bn}}(s, \mathcal{G}_{bn}) & W_{i_b/d_{cn}}(s, \mathcal{G}_{cn}) & W_{i_b/j}(s) \\ W_{i_c/d_{an}}(s, \mathcal{G}_{an}) & W_{i_c/d_{bn}}(s, \mathcal{G}_{bn}) & W_{i_c/d_{cn}}(s, \mathcal{G}_{cn}) & W_{i_c/j}(s) \\ W_{u_{\text{ЗПТ}}/d_{an}}(s, \mathcal{G}_{an}) & W_{u_{\text{ЗПТ}}/d_{bn}}(s, \mathcal{G}_{bn}) & W_{u_{\text{ЗПТ}}/d_{cn}}(s, \mathcal{G}_{cn}) & W_{u_{\text{ЗПТ}}/j}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{d}_{an}(s) \\ \tilde{d}_{bn}(s) \\ \tilde{d}_{cn}(s) \\ \tilde{j}_H(s) \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} W_{i_a/e_a}(s, \mathcal{G}_a) & W_{i_a/e_b}(s, \mathcal{G}_b) & W_{i_a/e_c}(s, \mathcal{G}_c) \\ W_{i_b/e_a}(s, \mathcal{G}_a) & W_{i_b/e_b}(s, \mathcal{G}_b) & W_{i_b/e_c}(s, \mathcal{G}_c) \\ W_{i_c/e_a}(s, \mathcal{G}_a) & W_{i_c/e_b}(s, \mathcal{G}_b) & W_{i_c/e_c}(s, \mathcal{G}_c) \\ W_{u_{\text{ЗПТ}}/e_a}(s, \mathcal{G}_a) & W_{u_{\text{ЗПТ}}/e_b}(s, \mathcal{G}_b) & W_{u_{\text{ЗПТ}}/e_c}(s, \mathcal{G}_c) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{e}_{ca}(s) \\ \tilde{e}_{cb}(s) \\ \tilde{e}_{cc}(s) \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

2.2.3 Анализ передаточных функции объекта управления

Математические выражения м.с. п.ф. объекта управления по управляющим воздействиям и току нагрузки представлены в таблицах 2.1-2.2, в первой из которых представлены выражения п.ф. выходных переменных системы по управляющему воздействию в фазе a , во второй выражения п.ф. по возмущающим воздействиям. Аналогичные п.ф. выходных переменных по управляющим и возмущающим воздействиям в фазах b и c могут быть получены путем замены соответствующих фазных переменных в выражениях, показанных в таблицах 2.1-2.2.

В результате анализа математических выражений установлено, что АСФ с системой управления в разомкнутом состоянии обладает резонансом на частоте ω_p , величина которой не изменяется при изменении параметра \mathcal{G}_i , отражающего зависимость п.ф. от времени. Частотные характеристики преобразователя в области частот выше частоты ω_0 также инвариантны к изменению данного параметра, а п.ф. $W_{i_a/d_{an}}(s)$ при $\omega \gg \omega_p$ может быть описана выражением [71]

$$W_{i_a/d_{an}}(s) \approx \beta \cdot U_{\text{ЗПТ}} \cdot \left(s \cdot [L_{\Phi} + L_c] \right)^{-1}.$$

Таблица 2.1 – Выражения м.с. п.ф. объекта управления по управляющему воздействию фазы a

Передаточная функция	Упрощенное выражение без учета коэффициентов демпфирования	Расшифровка
$W_{i_a/d_{an}}(s) = \frac{\tilde{i}_a(s)}{\tilde{d}_{an}(s)}$	$\frac{G_{i_a/d_{an}}(s^2 + \omega_{aa}^2)W_{ШИМ}(s)}{(Ls + a_1)(s^2 + \omega_p^2)}$	$G_{i_a/d_{an}} = U_{3ПТ}\beta, G_{u_a/d_{an}} = \frac{U_{3ПТ}}{LC}((D_{cn} + D_{bn})\alpha - D_{an}\beta)$ $\omega_{aa} = \sqrt{\frac{(D_{cn}^2 + D_{bn}^2)\beta^2 - 2D_{bn}D_{cn}\alpha\beta - (D_{cn} + D_{bn})^2\alpha^2}{\beta LC}}$
$W_{u_{3ПТ}/d_{an}}(s) = \frac{\tilde{u}_{3ПТ}(s)}{\tilde{d}_{an}(s)}$	$\frac{G_{u/d_{an}}(1 + s/\omega_{esr})(1 - s/\omega_{rhp})W_{ШИМ}(s)}{s^2 + \omega_p^2}$	$\omega_p = \sqrt{\frac{(D_{an}^2 + D_{bn}^2 + D_{cn}^2)\beta - ((D_{cn} + D_{bn})D_{cn} + D_{an}D_{bn})2\alpha}{LC}}$ $\omega_{esr} = (rC)^{-1}, \omega_{rhp} = U_{3ПТ} \frac{(D_{cn} + D_{bn})\alpha - D_{an}\beta}{I_{\phi(a)}L}$
$W_{i_b/d_{an}}(s) = \frac{\tilde{i}_b(s)}{\tilde{d}_{an}(s)}$	$\frac{G_{i_b/d_{an}}(s^2 + \omega_{ba}^2)W_{ШИМ}(s)}{(Ls + a_1) \cdot (s^2 + \omega_p^2)}$	$G_{i_b/d_{an}} = G_{i_c/d_{an}} = U_{3ПТ} \cdot \alpha$ $\omega_{ba} = \sqrt{\frac{(\beta + \alpha)(D_{an}D_{bn}\beta + (D_{cn}^2 - (D_{an} + D_{bn})D_{cn} - D_{an}D_{bn})\alpha)}{\alpha LC}}$
$W_{i_c/d_{an}}(s) = \frac{\tilde{i}_c(s)}{\tilde{d}_{an}(s)}$	$\frac{G_{i_c/d_{an}} \cdot (s^2 + \omega_{ca}^2) \cdot W_{ШИМ}(s)}{(Ls + a_1) \cdot (s^2 + \omega_p^2)}$	$\omega_{ca} = \sqrt{\frac{(\beta + \alpha)(D_{an}D_{cn}\beta + (D_{bn}^2 - (D_{an} + D_{bn})D_{cn} - D_{an}D_{bn})\alpha)}{\alpha(L_{\phi} + L_c)C}}$

Таблица 2.2 – Выражения м.с. п.ф. объекта управления по возмущающим воздействиям

Передаточная функция	Упрощенное выражение	Расшифровка
$W_{i_a/j}(s) = \frac{\tilde{i}_a(s)}{\tilde{j}(s)}$	$\frac{G_{i_a/j}}{s^2 + \omega_p^2}$	$G_{i_a/j} = \frac{D_{an}\beta - (D_{cn} + D_{bn})\alpha}{LC}$
$W_{u_{3ПТ}/j}(s) = \frac{\tilde{u}_{3ПТ}(s)}{\tilde{j}(s)}$	$\frac{(Ls + r_\phi)(1 + s/\omega_{esr})}{LC(s^2 + \omega_p^2)}$	
$W_{i_b/j}(s) = \frac{\tilde{i}_b(s)}{\tilde{j}(s)}$	$\frac{G_{i_b/j}}{s^2 + \omega_p^2}$	$G_{i_b/j} = \frac{D_{bn}\beta - (D_{cn} + D_{an})\alpha}{LC}$
$W_{i_c/j}(s) = \frac{\tilde{i}_c(s)}{\tilde{j}(s)}$	$\frac{G_{i_c/j}}{s^2 + \omega_p^2}$	$G_{i_c/j} = \frac{D_{cn}\beta - (D_{an} + D_{bn})\alpha}{LC}$
$W_{i_a/e}(s) = \frac{\tilde{i}_a(s)}{\tilde{e}_{ca}(s)}$	$\frac{G_{i_a/e_a}(s^2 + \omega_{aa}^2)}{(Ls + a_1)(s^2 + \omega_p^2)}$	$G_{i_a/e_a} = \beta$
$W_{i_b/e}(s) = \frac{\tilde{i}_b(s)}{\tilde{e}_{ca}(s)}$	$\frac{G_{i_b/e_a}(s^2 + \omega_{ba}^2)}{(Ls + a_1)(s^2 + \omega_p^2)}$	$G_{i_b/e_a} = G_{i_c/e_a} = \alpha$
$W_{i_c/e}(s) = \frac{\tilde{i}_c(s)}{\tilde{e}_{ca}(s)}$	$\frac{G_{i_c/e_a}(s^2 + \omega_{ca}^2)}{(Ls + a_1)(s^2 + \omega_p^2)}$	
$W_{u_{3ПТ}/e}(s) = \frac{\tilde{u}_{3ПТ}(s)}{\tilde{e}_{ca}(s)}$	$\frac{G_{u/e_a}}{s^2 + \omega_p^2}$	$G_{u/e_a} = \frac{D_{an}\beta - (D_{cn} + D_{bn})\alpha}{LC}$

2.2.4 Учет влияния конденсатора входного LC -фильтра на передаточные функции и частотные характеристики объекта управления

Установка конденсаторов C_ϕ во входном фильтре силового преобразователя осуществляется с целью снижения влияния на источник питающего напряжения высших гармоник тока с частотами кратными частоте ШИМ. При установке данных конденсаторов удается значительно снизить долю высших гармоник тока с частотами кратными частоте коммутации силовых ключей, в токе, потребляемом от питающего источника [73-74]. С учетом ограничений, накладываемых на выбор величины C_ϕ , резонансная частота LC -фильтра должна удовлетворять соотношению $\omega_{LC} \gg \omega_p$, где $\omega_{LC} = (L_\phi C_\phi)^{-1/2}$ [74]. В таком случае, учет влияния данных конденсаторов на п.ф. объекта управления необходимо производить в области частот $\omega > \omega_p$ по схеме замещения, показанной на рисунке 2.5.

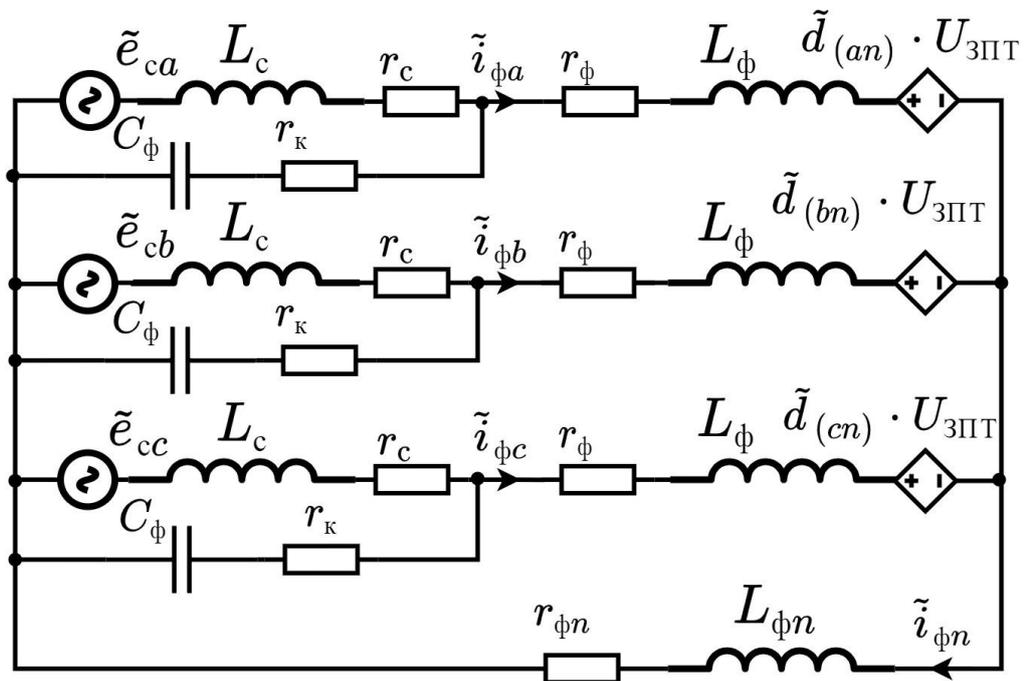


Рисунок 2.5 – Линейная эквивалентная схема системы с входным LC -фильтром для области частот $\omega > \omega_p$

На основании метода наложения и при $U_{3PT} \approx const$, в соответствии с рисунком 2.5, п.ф. от м.с. отклонения k -ого управляющего воздействия к току k -ой фазы, где $k = a, b, c$, описывается следующим выражением

$$W_{i(k)/d(k)}(s) = \frac{U_{\text{ЗПТ}}}{s \cdot L_{\phi} + z_{LC}(s) + z(s)},$$

где $z_{LC}(s) = (s \cdot L_c + r_c) \parallel (1/(s \cdot C_{\phi}) + r_k)$ – полное сопротивление LC -фильтра, образованного емкостью C_{ϕ} и индуктивностью L_c ;

\parallel – обозначение параллельного соединения элементов.

$z(s)$ – полное сопротивление параллельно включенных смежных фаз и нейтрального проводника, равное

$$z(s) = \left(\frac{2}{z_{LC}(s) + s \cdot L_{\phi} + r_{\phi}} + \frac{1}{s \cdot L_{\phi n} + r_{\phi n}} \right)^{-1},$$

Таким образом, учет влияния конденсатора на передаточные функции и частотные характеристики объекта управления может быть произведен путем замены в исходном выражении, представленном в таблице 2.1, параметра a_1 на коэффициент $a_1(s) = z_{LC}(s) + z(s)$, и $G_{i_a/d_{an}} = U_{\text{ЗПТ}}$.

Стоит отметить, что в некоторых случаях входной LC -фильтр для обеспечения устойчивости может быть модифицирован путем включения пассивных демпфирующих цепей [73,75], учет которых в м.с. п.ф. и, следовательно, в частотных характеристиках (ЧХ) объекта управления может быть осуществлен непосредственным переопределением $z_{LC}(s)$ следующим образом:

$$z_{LC}(s) = (r_c + s \cdot L_c) \parallel \left((s \cdot C_{\phi})^{-1} + r_k \right) \parallel z_{\text{демпф}}(s),$$

где $z_{\text{демпф}}(s)$ – полное сопротивление демпфирующей цепи.

2.3 Проверка полученных соотношений с помощью численных методов решения дифференциальных уравнений

Для оценки правильности представленных ранее выражений п.ф. объекта управления по управляющим воздействиям и току нагрузки произведено имитационное моделирование СЭС с АСФ при разомкнутом управлении и различных значениях углов $\vartheta_{an}, \vartheta_{bn}, \vartheta_{cn}$ с учетом влияния ШИМ. Имитационное моделирование системы произведено в среде *MatLab/Simulink* с применением библиотеки *Simscape*

при параметрах модели, представленных в таблице 2.3, способом введения в заданный управляющий или возмущающий сигнал добавки линейно-частотно модулированного синусоидального сигнала [76-78].

Таблица 2.3 – Параметры имитационной модели преобразователя

Параметр	Значение
Амплитуда основной гармоники сетевого напряжения, В	325,00
Выпрямленное напряжение, В	740,00
Амплитудное значение упр. сигналов, отн. ед.	0,41
Среднее значение тока нагрузки, А	20,00
Частота коммутации силовых ключей, кГц	40,00
Индуктивность сети, мкГн	100,00
Индуктивность катушки LC-фильтра, мкГн	470,00
Емкость фильтра конденсатора LC-фильтра, мкФ	10,00
Паразитные сопротивления дросселей и конденсаторов фильтра, Ом	0,10
Емкость звена постоянного тока, мкФ	70,00
Паразитное сопротивление конденсатора ЗПТ, Ом	0,01
Среднее значение тока нагрузки, А	20,00
Амплитуда м.с. отклонений управляющего сигнала, отн. ед.	0,04
Шаг расчета, нс	500,00
Метод численного интегрирования	ODE8

Результатами моделирования являются графики частотных характеристик объекта управления по управляющему воздействию в фазе a и возмущающему воздействию тока нагрузки преобразователя в звене выпрямленного напряжения, показывающие отношение амплитуды колебаний выходной величины к амплитуде колебаний входной величины на заданной частоте и разницу фаз этих колебаний при различных значениях угла ϑ_{an} . Результаты имитационного моделирования наложены на частотные характеристики, полученные по выражениям передаточных функций, полученных путем решения (2.7), и по выражениям, показанным в

таблицах 2.1 и 2.3. Частотные характеристики преобразователя исследованы при симметричной трехфазной системе сетевых напряжений, для которой справедливо следующее соотношение:

$$\vartheta_{bn} = \vartheta_{an} - \frac{2\pi}{3}, \vartheta_{cn} = \vartheta_{an} + \frac{2\pi}{3}.$$

В результате сравнения частотных характеристик, полученных с помощью математической и имитационной модели выявлено, что наибольшее отклонение ЧХ полученных по математической модели по сравнению с ЧХ полученными при имитационном моделировании наблюдается в случае измерения частотных характеристик в диапазоне частот, в которых объект управления имеет низкий коэффициент передачи, ниже -50 дБ, что обусловлено влиянием ограничений выбранного способа измерения и среды моделирования [77, 79]. Отклонение результатов имитационного моделирования от результатов математического моделирования при определении частот, на которых располагаются нули и полюса передаточных функций объекта управления (таблицы 2.1-2.2), составила не более семи процентов, что связано с преднамеренным упрощением выражений в процессе их анализа. Рассогласование результатов моделирования по полной математической модели типа (2.7) от результатов, полученных по имитационной модели можно считать незначительным.

В результате анализа частотных характеристик объекта управления и сравнения их с полученными частотными характеристиками в процессе имитационного моделирования было подтверждено, что зависимость коэффициентов исходной системы дифференциальных уравнений объекта управления и коэффициентов матриц \mathbf{A} и \mathbf{C} от фазы гармонического колебания, описывающего управляющие воздействия (т. е. фазы гармонических колебаний $\vartheta_{an}, \vartheta_{bn}, \vartheta_{cn}$, описывающих трехфазную систему управляющих сигналов $D_{(an)}(\vartheta_{an}), D_{(bn)}(\vartheta_{bn}), D_{(cn)}(\vartheta_{cn})$) приводит к зависимости частотных характеристик объекта управления от этого угла в диапазоне частот, ограниченном справа частотой собственного резонанса преобразователя ω_p . Частота собственного резонанса, а также коэффициенты передачи системы на

частотах выше частоты резонанса остаются неизменными при изменении электрического угла поворота. Стоит отметить, что п.ф. объекта управления от возмущающего воздействия тока нагрузки к выходному напряжению (выходной импеданс преобразователя) также остается постоянной при изменении электрического угла поворота трехфазной системы управляющих воздействий во всем диапазоне частот.

Таким образом, для диапазона частот выше частоты собственного резонанса преобразователя п.ф. $W_{i_a/d_{an}}(s), W_{i_b/d_{bn}}(s), W_{i_c/d_{cn}}(s)$ могут быть описаны упрощенным выражением с целью упрощения методики синтеза

$$W_{i_a/d_{an}}(s) = W_{i_b/d_{bn}}(s) = W_{i_c/d_{cn}}(s) = \frac{\beta \cdot U_{\text{ЭПТ}} \cdot W_{\text{ШИМ}}(s)}{(s \cdot L_{\phi} + a_1(s))}.$$

В свою очередь п.ф. выходного импеданса на частотах выше частоты собственного резонанса преобразователя описывается выражением

$$Z_o(s) = W_{u_{\text{ЭПТ}}/j}(s) = \frac{1 + s / \omega_{\text{esr}}}{s \cdot C}.$$

Выводы по главе 2

В данной главе представлены результаты малосигнального математического моделирования АСФ с дополнительной транзисторной стойкой, функционирующего с системой управления в разомкнутом состоянии, подключаемого к исследуемой СЭС параллельно нагрузке через LC -фильтр и дроссель в нулевом проводнике, учитывающая вклад реактивных элементов схемы в выражения передаточных функций и частотные характеристики преобразователя по управляющим и возмущающим воздействиям в исходном координатном базисе a - b - c .

В ходе моделирования установлены и исследованы математические выражения для численного определения положения на оси частот нулей и полюсов передаточных функций объекта управления по управляющим и возмущающим воздействиям в системе, продолжены их приближенные формулы, упрощающие процедуры синтеза регуляторов.

Анализ частотных характеристик объекта управления в исходной a - b - c системе координат выявлял следующее:

- коэффициенты исходной системы дифференциальных уравнений зависят от электрического угла трехфазной системы управляющих сигналов, что оказывает влияние на вид полученных ЧХ ОУ;

- наибольший вклад зависимость частотных характеристик объекта управления от электрического угла трехфазной системы управляющих воздействий вносит в низкочастотной области, до частоты собственного резонанса преобразователя ω_p , выражающийся в зависимости нуля п.ф. объекта управления в контуре тока и его коэффициента передачи при $\omega \rightarrow 0$ от параметров $\mathcal{G}_{an}, \mathcal{G}_{bn}, \mathcal{G}_{cn}$;

- резонансная частота и частотно-зависимый коэффициент передачи объекта управления на частотах выше частоты ω_p при симметричной трехфазной системе управляющих воздействий остаются постоянными при изменении электрического угла трехфазной системы управляющих воздействий;

- передаточная функция и частотные характеристики выходного напряжения АСФ по возмущающему воздействию в виде тока нагрузки в ЗПТ не зависят от параметров $\mathcal{G}_{an}, \mathcal{G}_{bn}, \mathcal{G}_{cn}$ трехфазной системы управляющих воздействий;

- частотные характеристики объекта управления и соответствующие им передаточные функции могут быть описаны приближенными выражениями, справедливыми для диапазона частот выше ω_p с целью упрощения процедуры синтеза регуляторов САУ преобразователем в составе системы электроснабжения без значимой потери точности;

- результаты анализа ЧХ объекта управления, полученных по математической модели и способом имитационного моделирования, указывают на то, что полученные выражения передаточных функций объекта могут быть использованы для синтеза двухконтурной системы автоматического управления преобразователем и алгоритма компенсации неактивных компонент мощности. Графики некоторых ЧХ объекта управления с системой управления в разомкнутом состоянии показаны на рисунках 2.6-2.8.

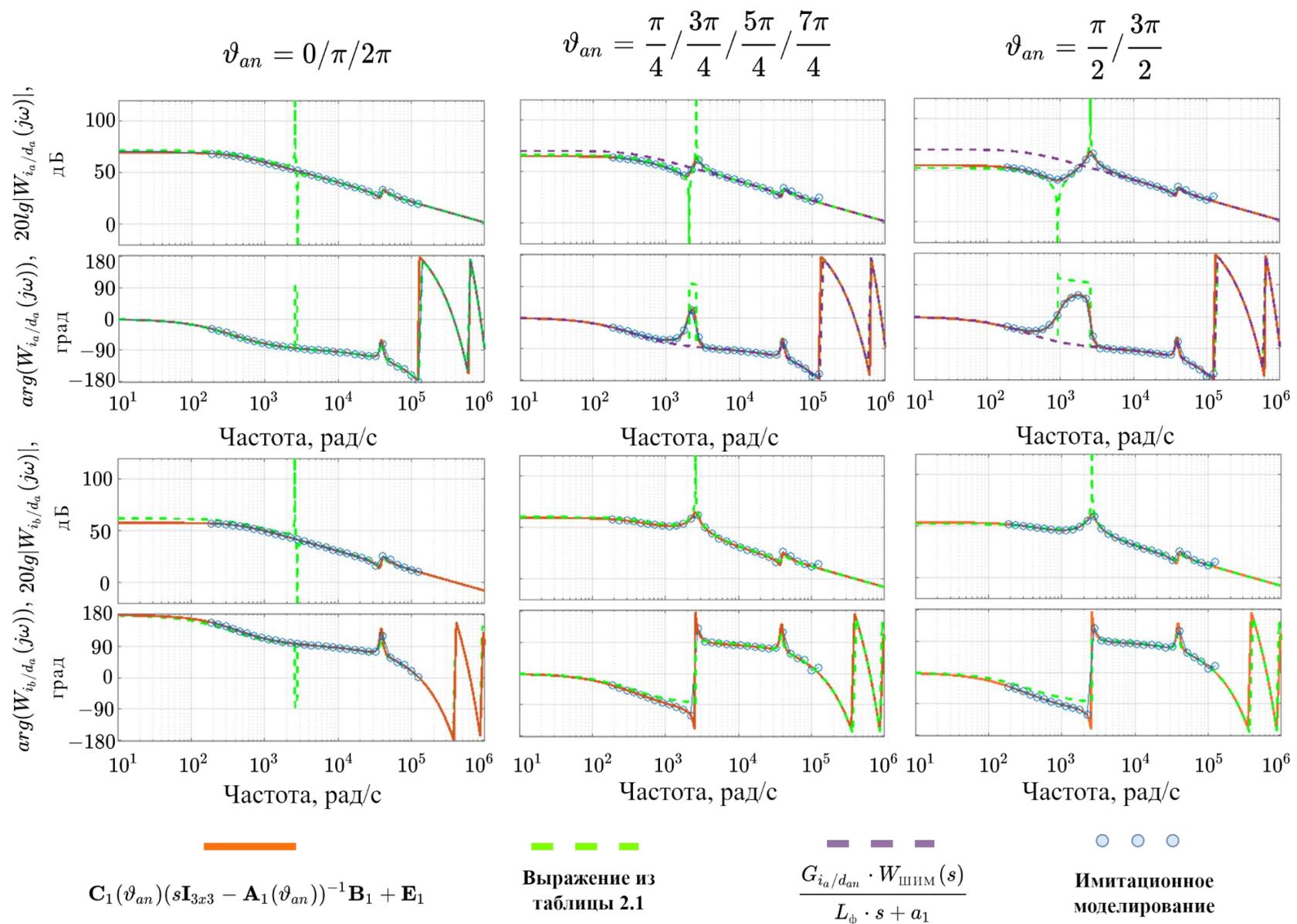


Рисунок 2.6 – Частотные характеристики объекта управления, полученные на основе передаточных функций по управляющему воздействию в фазе a к току фазы a (верхний ряд) и b (нижний ряд)

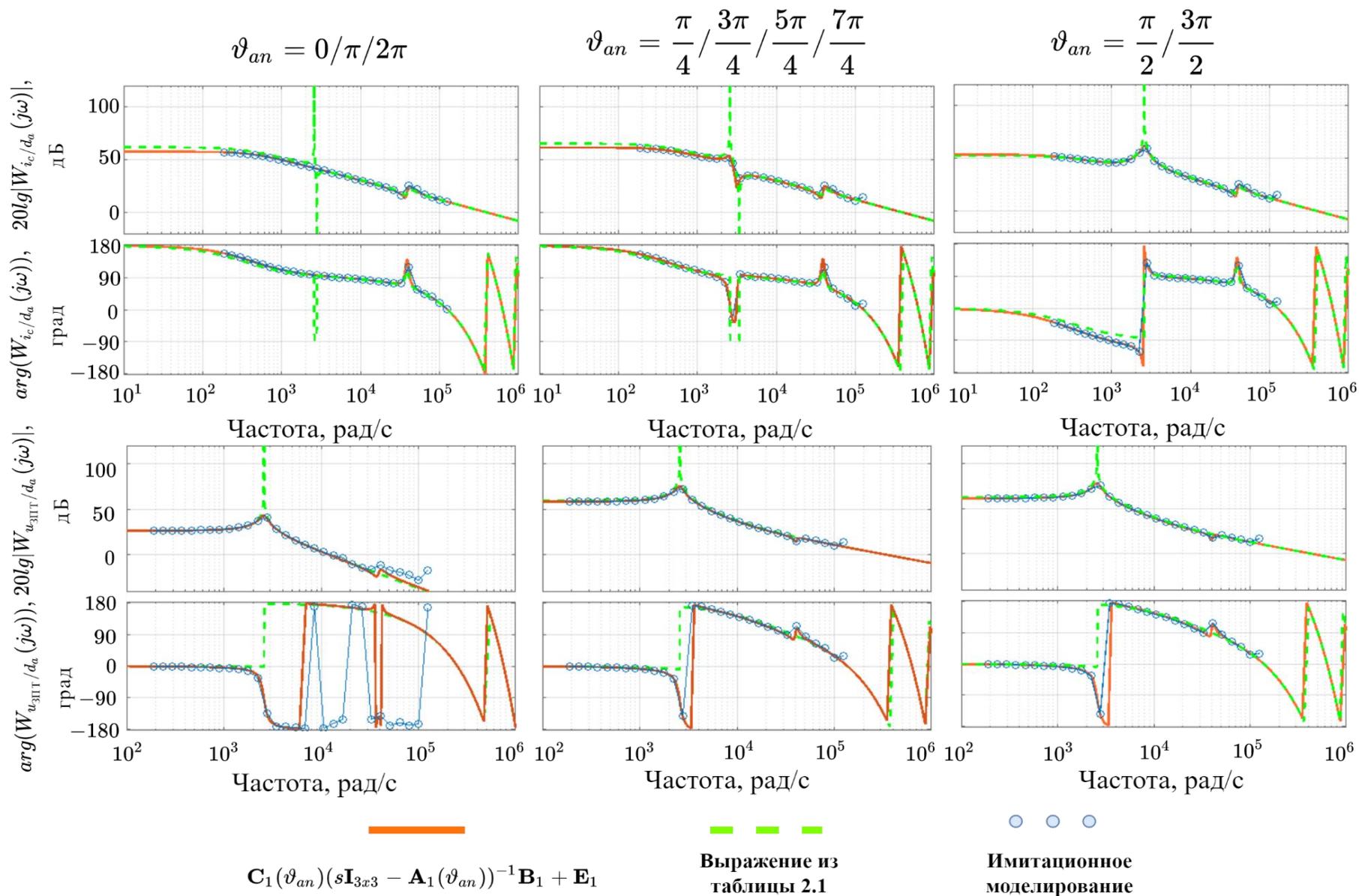


Рисунок 2.7 – Частотные характеристики объекта управления, полученные на основе передаточных функций по управляющему воздействию в фазе a к току фазы c (верхний ряд) и напряжению ЗПТ (нижний ряд)

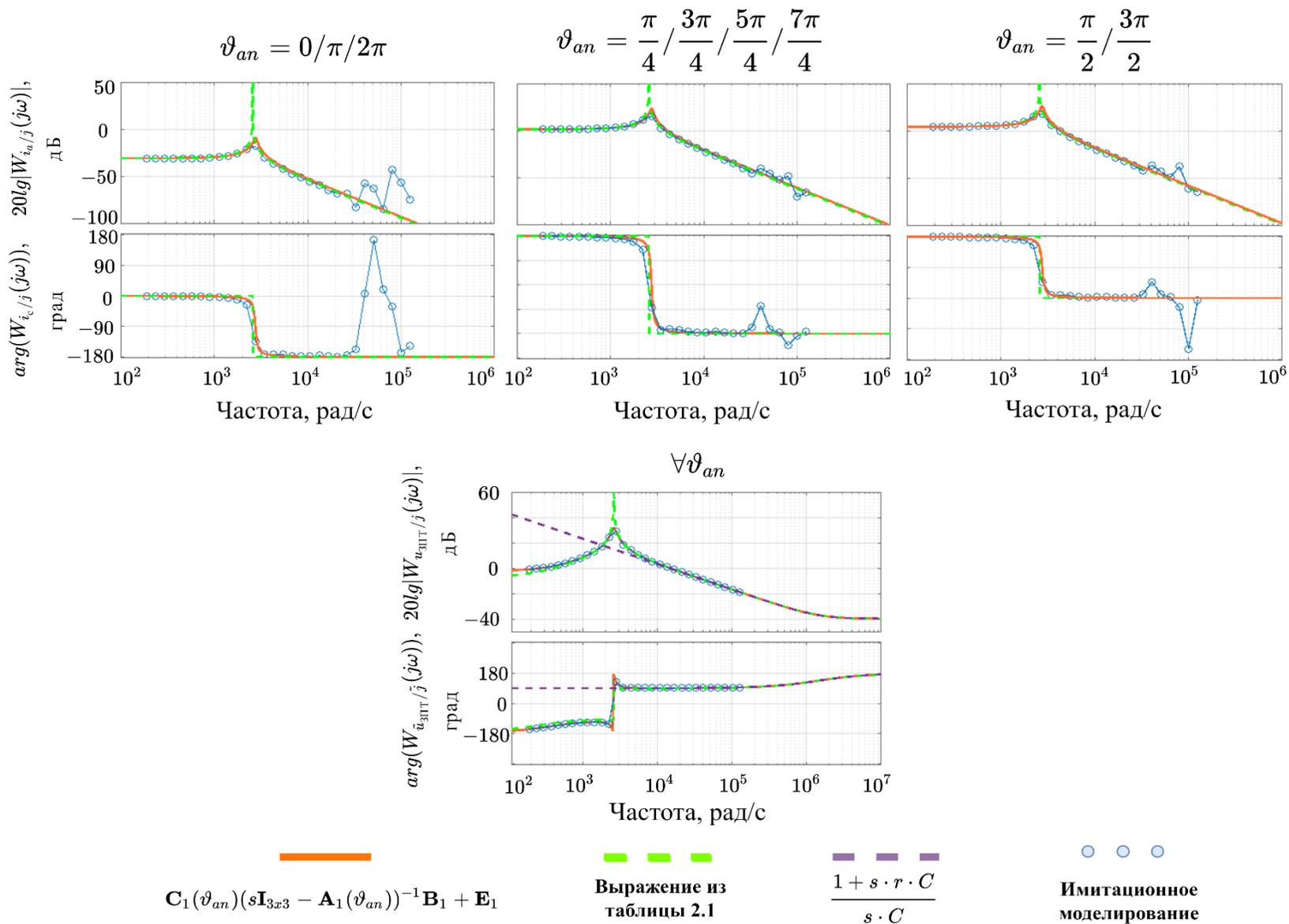


Рисунок 2.8 – Частотные характеристики объекта управления, полученные на основе передаточных функций по возмущающему воздействию тока нагрузки к току фазы a (верхний ряд) и напряжения ЗПТ (нижний ряд)

ГЛАВА 3 СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ СИЛОВЫМ ФИЛЬТРОМ В ИСХОДНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ А-В-С

В данной главе представлены результаты исследования влияния на динамические характеристики СЭС системы управления АСФ в замкнутом состоянии, реализованной в исходном координатном базисе *a-b-c*. Особое внимание уделено выходному импедансу (ВИ) преобразователя, определяющей ВИ СЭС на стороне постоянного тока и ее устойчивость при подключении нелинейных нагрузок к ШПТ, формируемой на основе ЗПТ АСФ, как показано в главе 1. Система управления реализована по структуре двухконтурной в соответствии с принципом подчиненного регулирования. Внутренний трехканальный контур осуществляет управление входными токами преобразователя ($i_{\phi(a)}, i_{\phi(b)}, i_{\phi(c)}$) посредством выработки сигналов модуляции (d_{an}, d_{bn}, d_{cn}), исходя из сигнала задания на среднее значение тока дросселя L_{ϕ} на периоде коммутации силовых ключей преобразователя, который формируется, как произведение сигнала задания от внешнего контура регулирования напряжения ЗПТ в виде требуемой амплитуды тока дросселя L_{ϕ} и направляющих синусоидальных сигналов. Структурная схема САУ представлена на рисунке 3.1, на котором преобразователь заменен схемой замещения на основе м.с. п.ф., полученных в результате математического анализа, проведенного в главе 2.

В работе рассмотрено два алгоритма формирования выходного импеданса: с нулевым сопротивлением постоянному току и со смягчением внешней характеристики. Алгоритм стабилизации напряжения звена постоянного со смягчением внешней характеристики тока может быть использован в случае, если несколько силовых преобразователей (ВИЭ, СНЭ, АСФ) осуществляют стабилизацию напряжения на ШПТ СЭС, работая параллельно. Приняты следующие допущения:

- коэффициенты передачи обратных связей имеют единичные значения;
- трехфазная система питающих напряжений симметричная и не содержит высших гармоник.

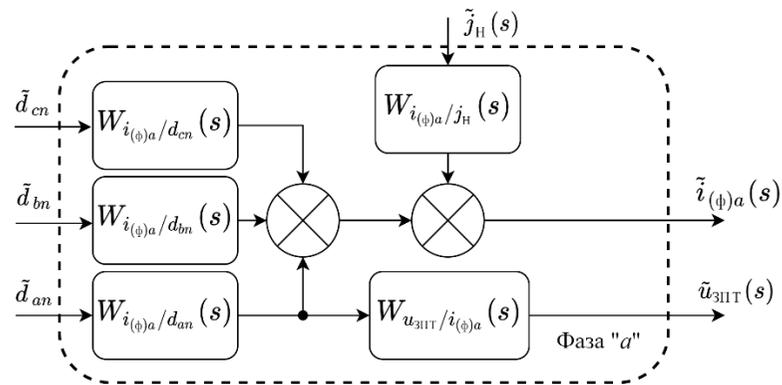
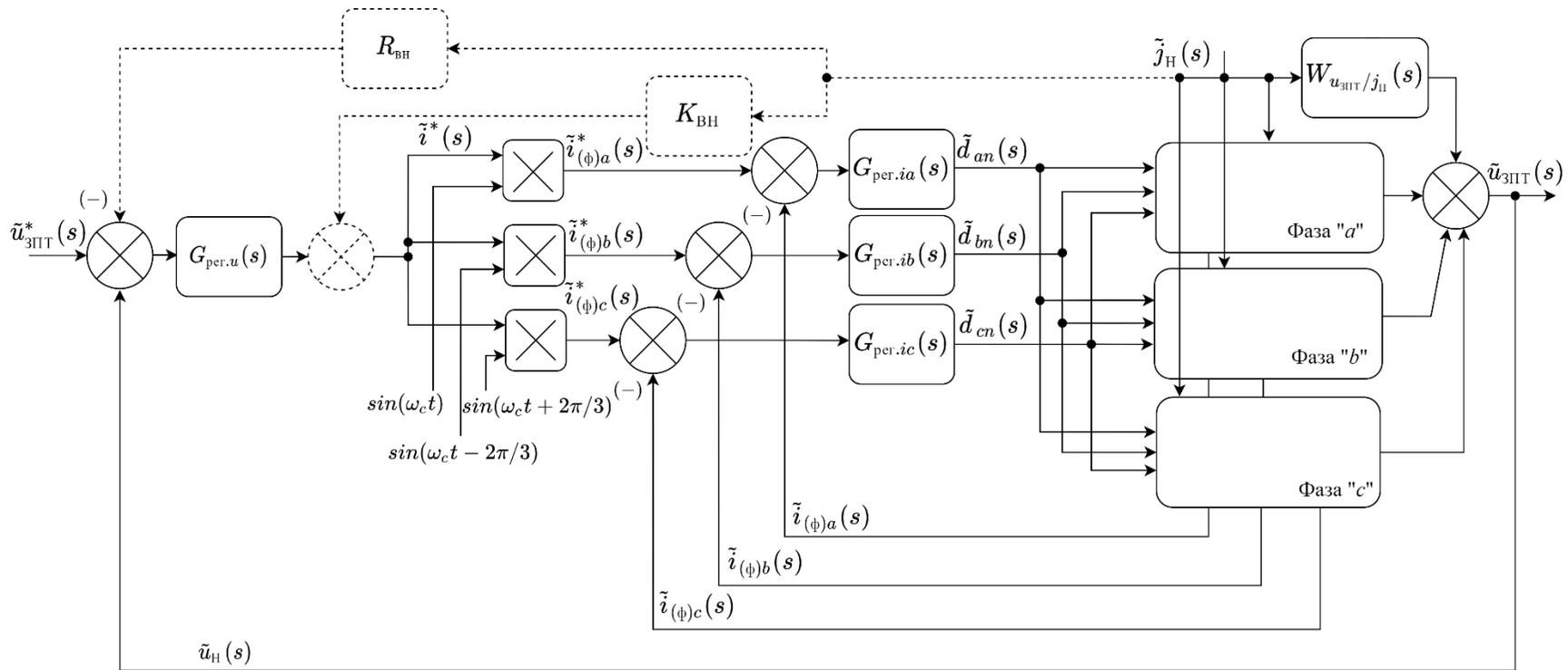


Рисунок 3.1 – Структурная схема исследуемой системы на основе линеаризованной модели

3.1 Исследование выходного импеданса на стороне постоянного тока преобразователя с замкнутой двухконтурной системой управления

Выходной импеданс преобразователя, формирующего напряжение ШПТ СЭС, функционирующим с САУ в замкнутом состоянии, так же как и для случая преобразователя с разомкнутой САУ, является его динамической характеристикой, отражающей реакцию напряжения ЗПТ на изменение тока нагрузки системы электроснабжения на стороне постоянного тока и определяется как п.ф., равная отношению изображения по Лапласу м.с. возмущения напряжения ЗПТ к изображению по Лапласу м.с. возмущения тока нагрузки ЗПТ, взятое с обратным знаком, и, в случае описания объекта векторно-матричной моделью типа (2.7), данная п.ф. может быть записана в следующем виде [36]

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{замк}}(s) \triangleq -\frac{\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s)}{\tilde{j}_{\text{Н}}(s)}, \quad (3.1)$$

где $\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s)$ – изображение по Лапласу м.с. отклонения выходного напряжения преобразователя, формируемого в ЗПТ;

$\tilde{j}_{\text{Н}}$ – изображение по Лапласу тока нагрузки, подключаемой к ЗПТ.

Определение п.ф. (3.1) для случая четырехпроводного преобразователя, схема которого представлена в предыдущей главе на рисунке 2.1, предлагается при допущении, что угол поворота вектора тока φ_i , потребляемого от источника питания фазой преобразователя, равен нулю относительно вектора питающего напряжения на частоте сети, что соответствует $\cos(\varphi_i) = 1$. Вышеуказанное достигается путем выбора аргументов гармонических функций, описывающих направляющие сигналы ($\sin(\varphi_a), \sin(\varphi_b), \sin(\varphi_c)$), показанные на рисунке 3.1, равным аналогичным параметрам трехфазной системы питающих напряжений [80].

Первый этап анализа выходного импеданса на стороне постоянного тока СЭС с АСФ, функционирующим с замкнутой САУ, построенной в a - b - c координатном базисе, предлагается провести исходя из предположения, что внутренний трехканальный контур регулирования замкнут и осуществляет регулирование входных токов с пренебрежимо малым временем реакции на задающее воздействие.

Следовательно, справедливо утверждение, что средние значения входных токов преобразователя $(i_{\phi(a)}, i_{\phi(b)}, i_{\phi(c)})$ соответствуют сигналам задания $(i_{\phi(a)}^*, i_{\phi(b)}^*, i_{\phi(c)}^*)$ в любой момент времени. В таком случае, систему, показанную на рисунке 3.1, предлагается представить в виде, показанном на рисунке 3.2. Структурная схема, изображенная на данном рисунке, состоит из п.ф. объекта управления, полученных в результате малосигнального моделирования (2.17), а также п.ф. регуляторов трехканального контура регулирования входных токов $G_{\text{per.ia}}(s)$, $G_{\text{per.ib}}(s)$, $G_{\text{per.ic}}(s)$.

С целью обеспечения пренебрежимо малого времени реакции замкнутого трехканального контура регулирования входного тока на управляющее воздействие в модели, изображенной на рисунке 3.2, параметры регуляторов устанавливаются, соответствующими следующему условию

$$\left| W_{i_k/d_k}(j\omega) \cdot G_{\text{per.}i_k}(j\omega) \right| > 1, \forall \omega \leq 0,5\omega_k, \quad (3.2)$$

где $k = a, b, c$ – индекс канала преобразования тока, соответствующий выбранной фазе системы электроснабжения;

$\omega_k = 2\pi \cdot T_k^{-1}$ – угловая частота коммутации преобразователя.

Ограничение (3.2) в данном случае не противоречит принципам управления импульсными силовыми преобразователями [81], т.к. накладывается только на линейную схему замещения для исключения из анализа динамических процессов формирования входных токов. На этапе синтеза двухконтурной САУ данное условие не накладывается.

Для оценки величины ВИ АСФ с замкнутой двухконтурной САУ требуется установить следующие п.ф: от м.с. возмущения тока задания $\tilde{i}_{(\phi)k}^*$ отдельного канала преобразования тока к м.с. возмущению выходного напряжения $\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}$, определяемую выражением $W_{u_{\text{ЗПТ}}/i_k^*}(s) = \tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s) / \tilde{i}_{(\phi)k}^*(s)$, а также п.ф. выходного импеданса преобразователя с замкнутым контуром регулирования входных токов и разомкнутым контуром регулирования напряжения ЗПТ, определяемую выражением (3.1). На основе указанных выше п.ф. может быть составлена одноканальная линейная схема замещения САУ с замкнутым контуром регулирования выходного напряжения [38], которая будет показана далее.

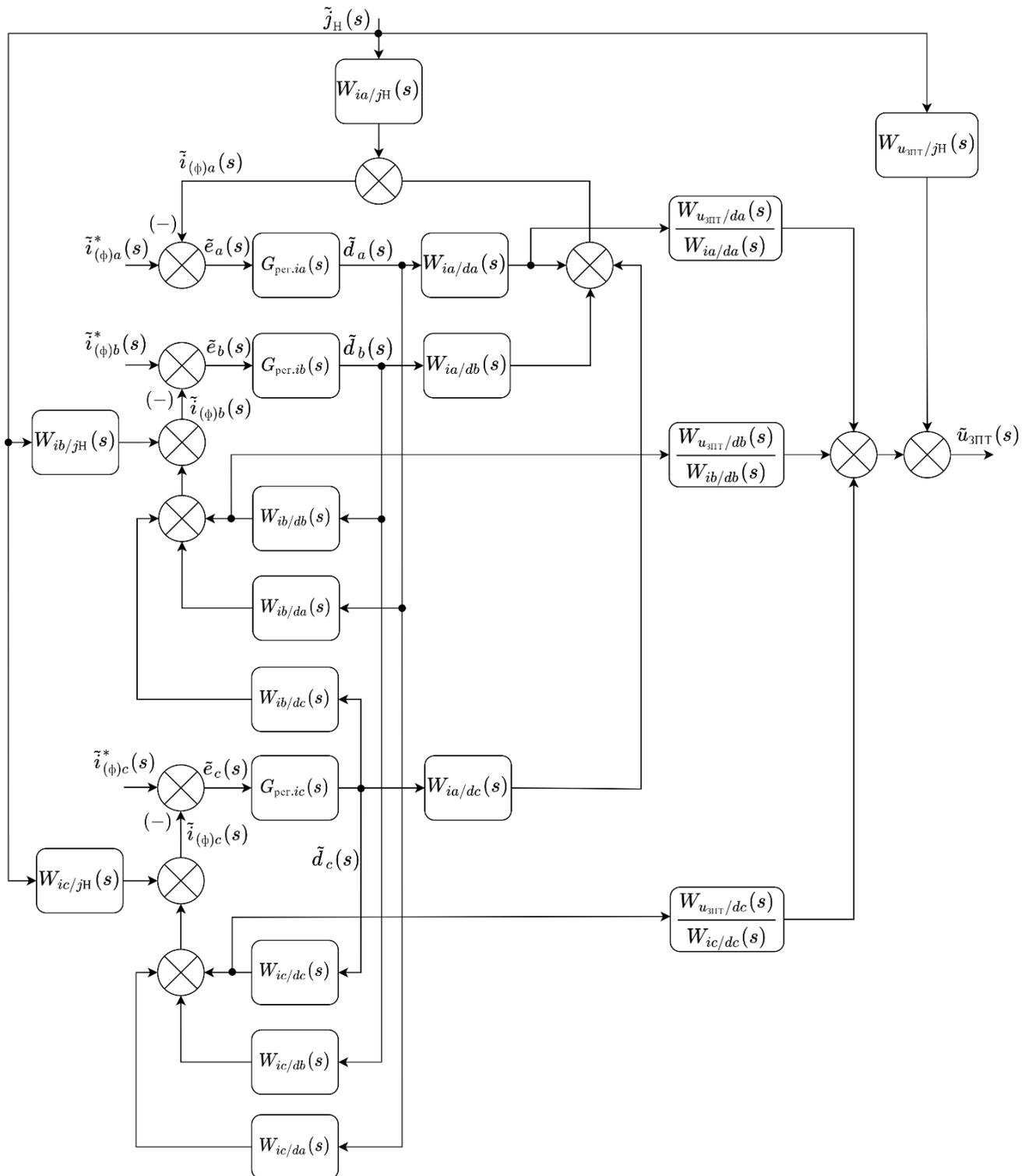


Рисунок 3.2 – Линейная схема замещения преобразователя с трехканальным контуром регулирования входных токов в замкнутом состоянии

Поиск выражения п.ф. объекта управления в символьном виде непосредственно, путем упрощения схемы, показанной на рисунке 3.2, затруднителен ввиду многомерности и наличия большого числа перекрестных связей. К тому же, получаемые таким способом аналитические выражения имеют незначительную практическую значимость для синтеза САУ в виду высокого порядка полиномов п.ф., что требует больших вычислительных мощностей, дополнительного упрощения символьных выражений, получаемых в ходе анализа, и/или их аппроксимации. Данная схема (рисунок 3.2) была реализована в среде *Matlab/Simulink* с использованием блоков под названием «*LTI Block*», параметрами которых являлись п.ф. (2.17), и проанализирована с помощью инструмента *Model Linearizer/Linear Analysis* численными методами расчета в частотной области. В результате произведенного анализа получены семейства ЧХ системы, и по положению характерных точек восстановлены выражения, аппроксимирующие полученные частотные характеристики, которые могут быть использованы в процессе структурно-параметрического синтеза системы управления [38].

Измерение частотных характеристик объекта управления к м.с. возмущению выходного напряжения $\tilde{y}_{\text{ЭПТ}}(s)$ от управляющего сигнала в виде тока задания $\tilde{i}_{\Phi(a)}^*(s)$, было произведено при установке м.с. токов задания $\tilde{i}_{\Phi(b)}^*(s)$, $\tilde{i}_{\Phi(c)}^*(s)$ и м.с. тока нагрузки $\tilde{j}_{\text{H}}(s)$ равными нулю и при нулевом среднем значении м.с. отклонения тока $\tilde{i}_{\Phi(a)}^*(s)$. Измерение частотной характеристики объекта от м.с. отклонения тока нагрузки $\tilde{j}_{\text{H}}(s)$ производилось при нулевых значениях м.с. отклонений задающих сигналов тока $\tilde{i}_{\Phi(a)}^*(s)$, $\tilde{i}_{\Phi(b)}^*(s)$, $\tilde{i}_{\Phi(c)}^*(s)$ и при нулевом среднем значении м.с. отклонения тока $\tilde{j}_{\text{H}}(s)$. В обоих случаях м.с. отклонения вводились непосредственно в сигналы $\tilde{i}_{\Phi(a)}^*(s)$ и $\tilde{j}_{\text{H}}(s)$ соответственно, в качестве функции, описывающей сигнал м.с. отклонения использовалась синусоидальная функция с изменяющейся во времени частотой по линейному закону от нулевой частоты до частоты $\omega_{\text{к}}/2$. При исследовании частота коммутации $f_{\text{к}}$ принималась равной 50 кГц, исходя из возможностей современной электронной-компонентной базы [82]. Полученные символьные

выражения передаточных функций показаны в таблице 3.1, а соответствующие графики ЛАЧХ представлены на рисунках 3.3-3.5.

Так же, получено выражение, аппроксимирующее частотную характеристику объекта управления от м.с. возмущения тока задания $\tilde{i}^*(s)$, формируемого на выходе регулятора напряжения (рисунок 3.1), к м.с. возмущению выходного напряжения $\tilde{u}_{ЗПТ}(s)$ при замкнутом трехканальном контуре регулирования входных токов и симметричной гармонической системе трехфазных питающих напряжений $W_{u_{ЗПТ}/i^*}(s) = \tilde{u}_{ЗПТ}(s)/\tilde{i}^*(s)$. Для этого м.с. возмущения вводились в сигнал $\tilde{i}^*(s)$ и распределялись в отдельные каналы контура регулирования тока с помощью умножения на соответствующий направляющий гармонический сигнал с единичной амплитудой, фаза которого соответствует фазе гармонической функции напряжения источника питания (рисунок 3.1). Выражение также представлено в таблице 3.1, а соответствующий график ЛАЧХ на рисунке 3.6.

Таблица 3.1 – Выражения передаточных функций объекта управления с замкнутым контуром регулирования входного тока

Передаточная функция	Символьное выражение (аппроксимация)	Расшифровка
$Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{к.т}}(s) = -\frac{\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s)}{\tilde{i}_{\text{H}}(s)}$	$Z_0 \frac{1 + z_{\text{esr}}s}{1 + p_1s}$	$z_{\text{esr}} = rC; Z_0 = U_{\text{ЗПТ}}J_{\text{H}}^{-1};$ $p_1 = CU_{\text{ЗПТ}}J_{\text{H}}^{-1}$
$W_{u_{\text{ЗПТ}}/i_{(\phi)k}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s)}{\tilde{i}_{(\phi)k}(s)}$	$G_{0k}(\varrho_k) \frac{(1 - z_{\text{rhp}}s)(1 + z_{\text{esr}}s)}{1 + p_1s}$	$z_{\text{rhp}} \approx (2/3)J_{\text{H}}(L_{\phi} + L_c)U_{\text{ЗПТ}}E_m^{-2};$ $G_{0k}(\varrho_k) = Z_0D_k(\varrho_k);$
$W_{u_{\text{ЗПТ}}/i^*}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{ЗПТ}}(s)}{\tilde{i}^*(s)}$	$G_1 \frac{(1 - z_{\text{rhp}}s)(1 + z_{\text{esr}}s)}{1 + p_1s}$	$G_1 \approx \frac{3E_m}{2J_{\text{H}}} + \frac{2r_1U_{\text{ЗПТ}}}{E_m};$

В таблице 3.1 используются следующие обозначения: E_m – амплитудное значение сетевого напряжения, J_{H} – среднее значение тока нагрузки ЗПТ в точке линеаризации, $U_{\text{ЗПТ}}$ – среднее значение напряжения ЗПТ, $r_1 = r_{\phi} + r_c$ – суммарное активное сопротивление силового дросселя АСФ и источника питания переменного напряжения.

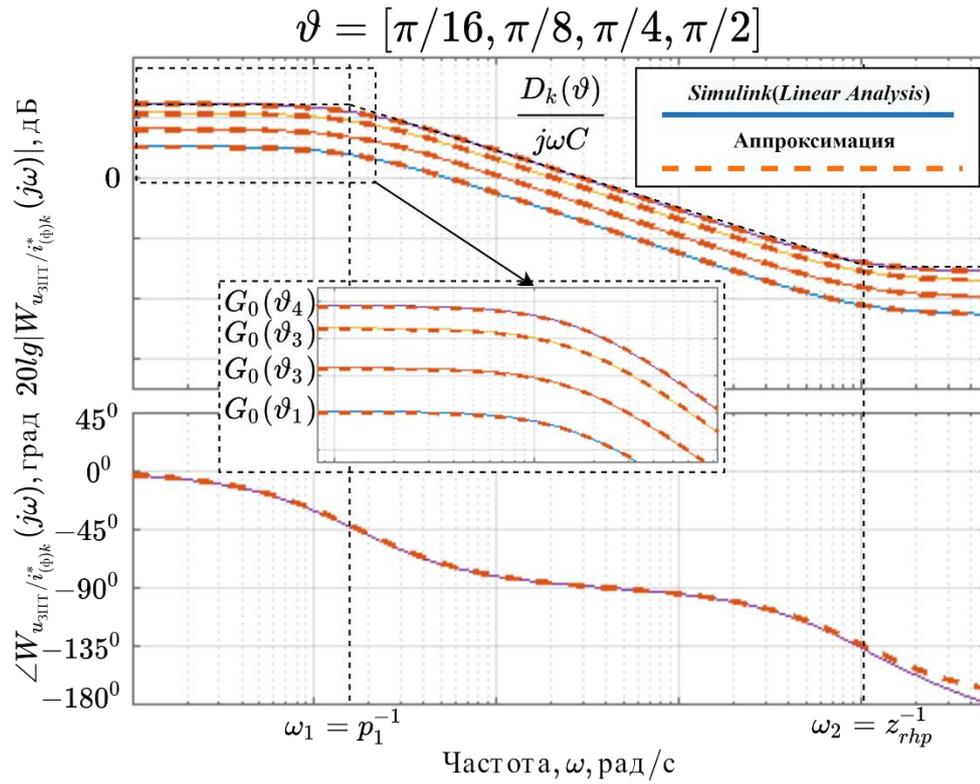


Рисунок 3.3 – ЧХ отдельного канала преобразования тока $W_{u_{3ПТ}/i_k^*}(j\omega)$ для фиксированных углов ϑ

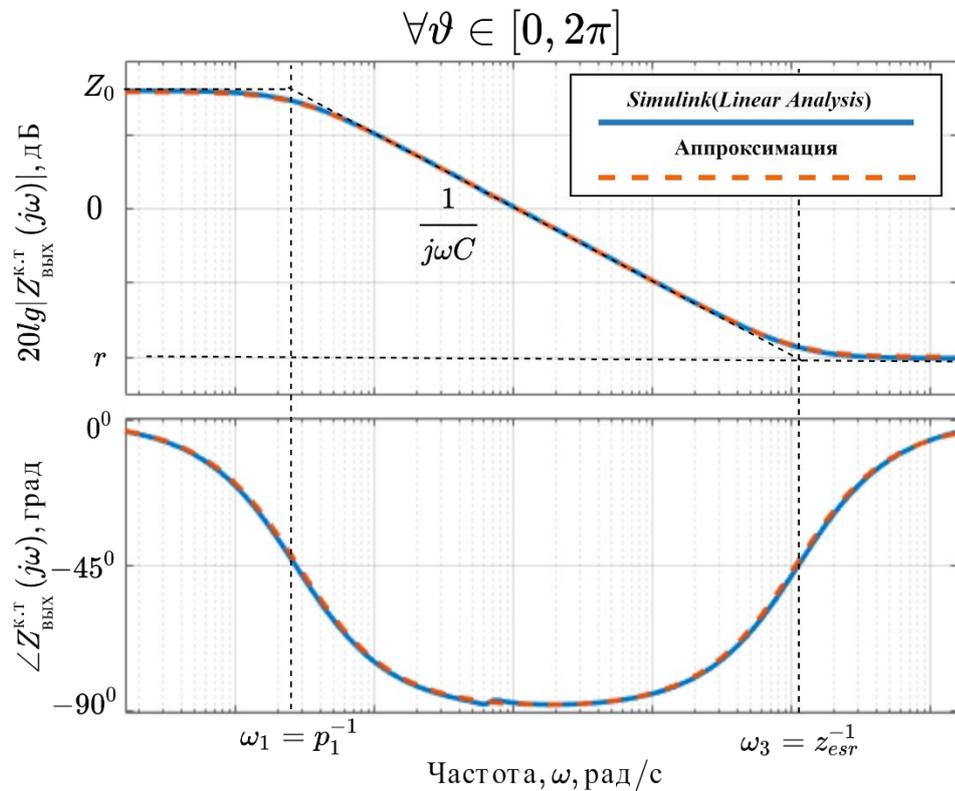


Рисунок 3.4 – ЧХ выходного импеданса преобразователя с замкнутым трехканальным контуром регулирования входных токов $Z_{ВЫХ}^{к.т}(j\omega)$

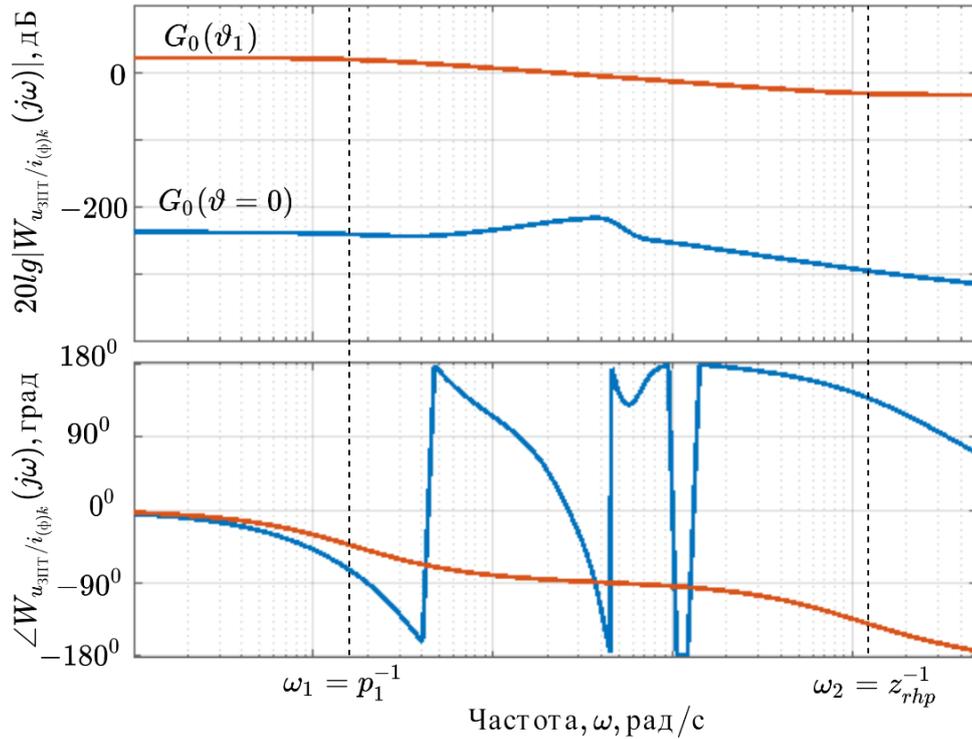


Рисунок 3.5 – Сравнение ЧХ отдельного канала преобразования тока при $\vartheta = 0$ и $\vartheta \neq 0$

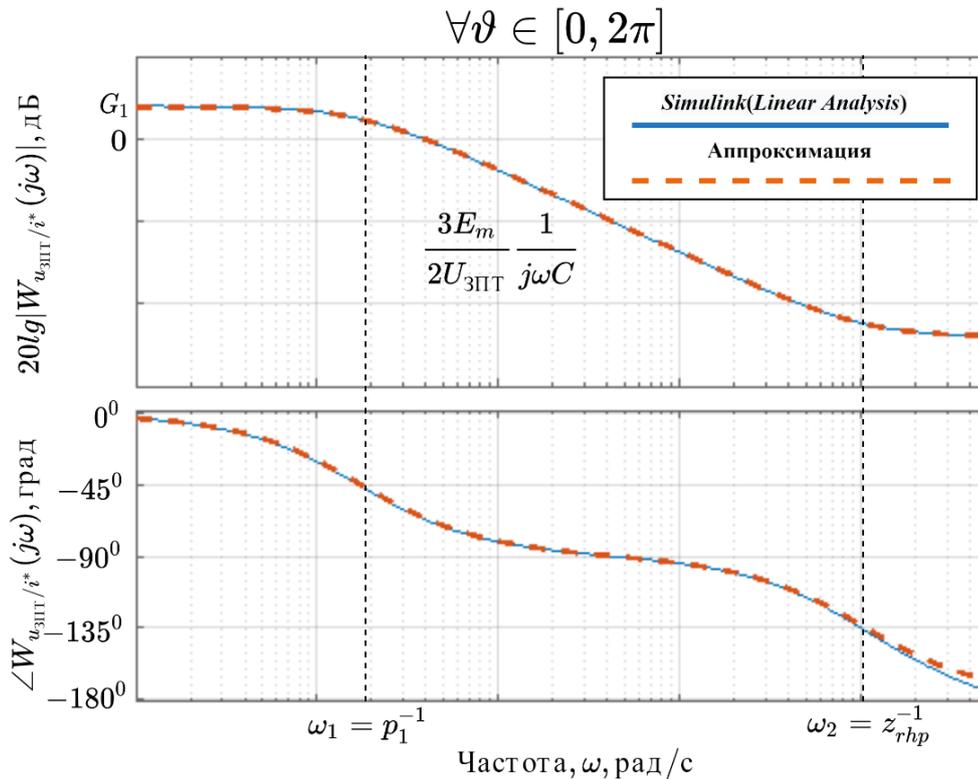


Рисунок 3.6 – ЧХ объекта управления с замкнутым трехканальным контуром регулирования входных токов $W_{u_{3ПТ}/i^*}(j\omega)$ для любых углов ϑ при симметричной системе питающих напряжений

На основе представленных в таблице 3.1 передаточных функций могут быть составлены следующие линейные схемы замещения объекта управления с замкнутым трехканальным контуром регулирования входных токов, показанные на рисунке 3.7 [38].

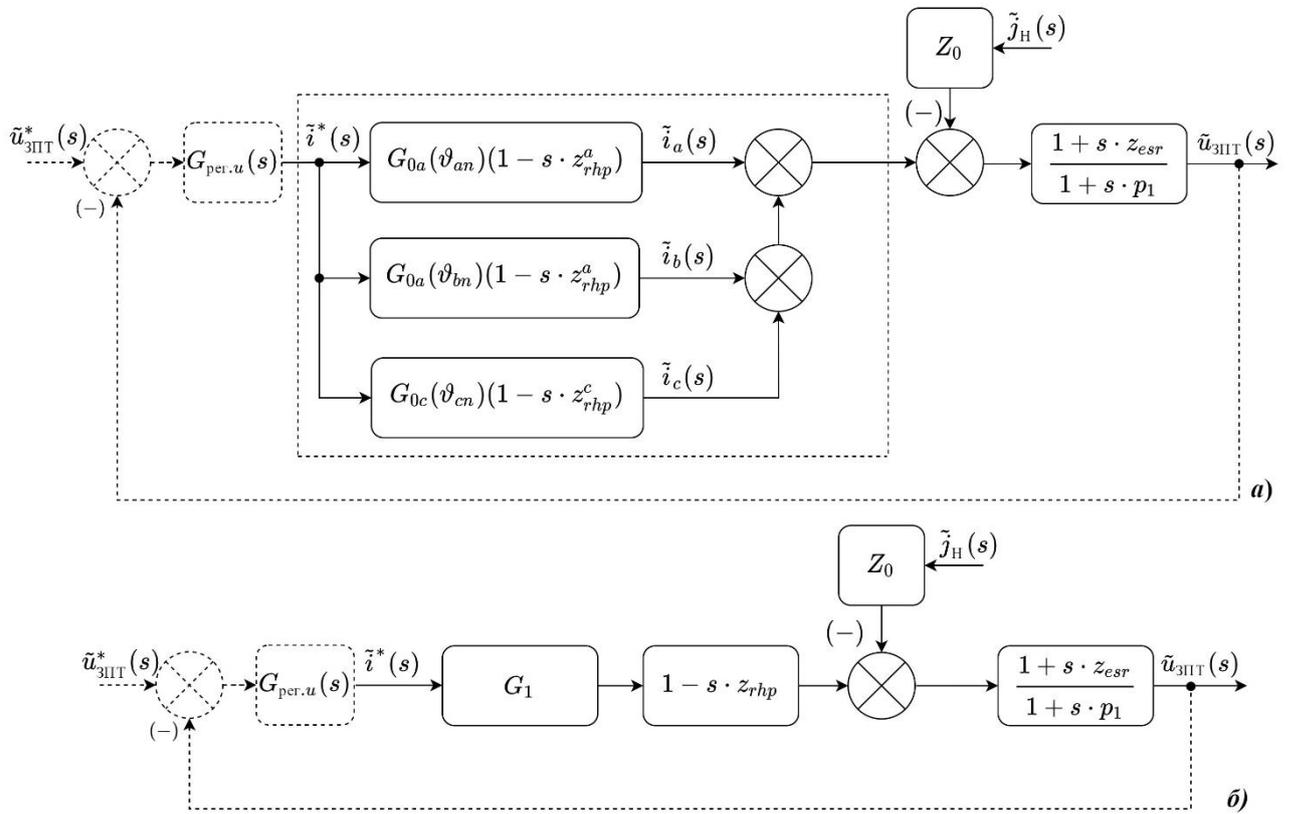


Рисунок 3.7 – Линейные схемы замещения объекта управления при идеальном контуре регулирования тока (а – схема замещения с выделением отдельных каналов, б – упрощенная схема замещения)

Реакция выходного напряжения преобразователя $\tilde{u}_{3ПТ}(s)$ с замкнутым контуром его регулирования на воздействие тока нагрузки $\tilde{j}_H(s)$, исходя из схемы, изображенной на рисунке 3.7, описывается выражением [38]

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЗАМК}}(s) = -\frac{\tilde{u}_{3ПТ}(s)}{\tilde{j}_H(s)} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{К.Т}}(s)}{1 + G_{\text{рег.}u}(s) \cdot G_1 \cdot (1 - s \cdot z_{rhp}) \cdot Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{К.Т}}(s) \cdot Z_0^{-1}}, \quad (3.3)$$

где $G_{\text{рег.}u}(s)$ – передаточная функция регулятора в контуре регулирования напряжения ЗПТ.

В случае применения **П-регулятора** напряжения ($G_{\text{рег.}u}(s) = k_{p,u}$), АЧХ выходного импеданса (3.3), при $s = j\omega$, имеет максимальное значение при $\omega \rightarrow 0$ [29, 38]

$$\max(|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЗАМК}}(j\omega)|) = Z_0 / (G_1 \cdot k_{p.u} + 1). \quad (3.4)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ВИ при использовании чисто пропорционального регулятора напряжения, показанная на рисунке 3.8(а), может быть разделена на две области: низкочастотную, где модуль ВИ изменяется незначительно относительно максимального значения, и высокочастотную область, в которой преобладает сопротивление конденсаторной батареи ЗПТ, и ЛАЧХ ВИ имеет наклон -20 дБ/дек. Частота сопряжения, разделяющая участки ЛАЧХ может быть рассчитана, исходя из следующего соотношения [38]

$$\omega_{\text{имп.1}} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u} + 1}{p_1}. \quad (3.5)$$

В случае применения **ПИ-регулятора** напряжения ($G_{\text{рег.и}}(s) = k_{p.u} \cdot (1 + \omega_{p.u}/s)$) ЛАЧХ выходного импеданса на низких частотах стремится к нулю, что обеспечивает астатизм при регулировании напряжения ЗПТ в присутствии ненулевого тока нагрузки [29, 38], а ее максимум может быть оценен по формуле

$$\max(|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЗАМК}}(j\omega)|) \approx \frac{Z_0}{(G_1 \cdot k_{p.u} + 1) - G_1 \cdot k_{p.u} \cdot z_{rhp} \cdot \omega_{p.u}}. \quad (3.6)$$

Как видно из соотношения (3.6) максимальное значение ЛАЧХ выходного импеданса преобразователя при использовании ПИ-регулятора зависит от соотношения z_{rhp} и $\omega_{p.u}$. При условии, что $\omega_{p.u} \cdot z_{rhp} \ll 1$, уровень максимального значения ЛАЧХ соответствует (3.4), в противном случае максимальное значение выходного импеданса повышается относительно (3.4) в соответствии с (3.6).

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ВИ преобразователя на стороне постоянного тока при использовании ПИ-регулятора может быть разделена на три частотных диапазона: низкочастотный, в котором она имеет наклон +20 дБ/дек, область средних частот, где ЛАЧХ достигает максимального значения, область высоких частот, где ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек и соответствует емкостному сопротивлению конденсатора ЗПТ. Частоты сопряжения могут быть рассчитаны по следующим соотношениям

$$\omega_{\text{имп.0}}(\omega_{p.u}) = \frac{G_1 \cdot k_{p.u} \cdot \omega_{p.u}}{G_1 \cdot k_{p.u} + 1 - G_1 \cdot k_{p.u} \cdot \omega_{p.u} \cdot z_{rhp}}, \quad (3.7)$$

$$\omega_{\text{имп.1}} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u} + 1}{Z_0 \cdot C},$$

а соответствующие ЛАЧХ ВИ при использовании ПИ-регулятора представлены на рисунке 3.8(б). На графике 3.8(б) $\omega'_{\text{имп.0}} = \omega_{\text{имп.0}}(\omega_{p.u.1})$, $\omega''_{\text{имп.0}} = \omega_{\text{имп.0}}(\omega_{p.u.2})$, $\omega'''_{\text{имп.0}} = \omega_{\text{имп.0}}(\omega_{p.u.3})$, и $\omega_{p.u.1} < \omega_{p.u.2} < \omega_{p.u.3}$.

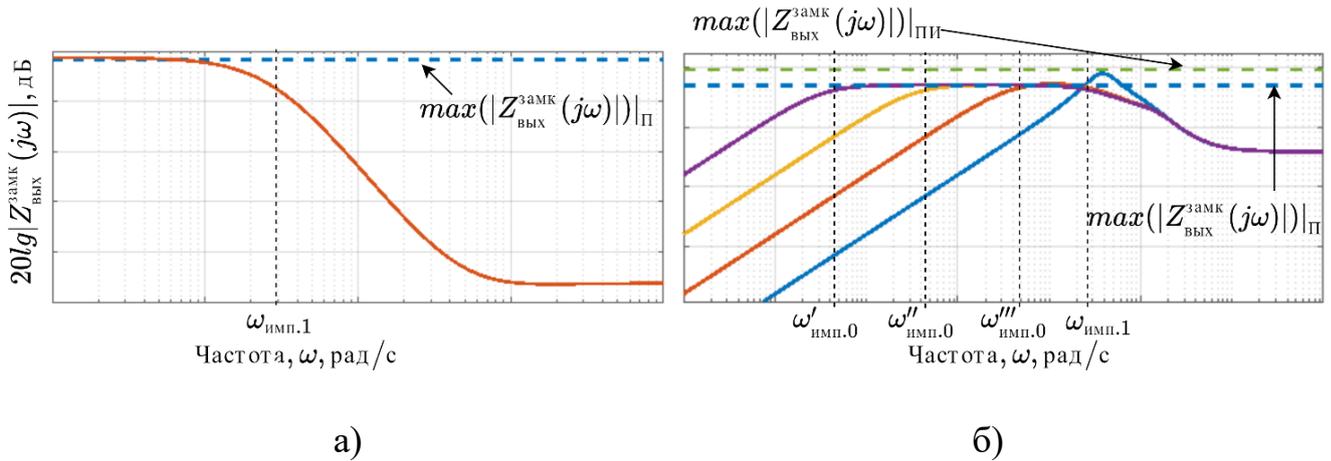


Рисунок 3.8 – ЛАЧХ выходного импеданса СЭС на стороне постоянного тока с замкнутой двухконтурной САУ: а) – при использовании П-регулятора напряжения, б) – при использовании ПИИ-регулятора напряжения)

Необходимо отметить, что при выборе коэффициента $k_{p.u}$ по уравнению (3.4) система может оказаться неустойчивой в связи с тем, что для обеспечения заданного максимального уровня АЧХ выходного импеданса требуется установить слишком большое значение пропорционального коэффициента передачи регулятора, при котором система не отвечает критерию устойчивости Г. Найквиста. По этой причине, для оценки устойчивости системы необходимо осуществить проверку в соответствии с выражением

$$\begin{cases} \omega_{c.u} = \sqrt{\frac{1 - (G_1 \cdot k_{p.u})^2}{(G_1 \cdot k_{p.u} \cdot z_{rhp})^2 - p_1^2}}, \\ \varphi_{m.u} \approx \pi - \arctg(\omega_{c.u} \cdot z_{rhp}) - \arctg(\omega_{c.u} \cdot p_1) - \arctg(\omega_{p.u} / \omega_{c.u}), \end{cases} \quad (3.8)$$

где $\varphi_{m.u} \geq \pi/6$ – запас устойчивости по фазе разомкнутого контура регулирования напряжения.

Если величина $\varphi_{m.u}$ меньше, чем $\pi/6$, то предложено считать, что преобразователь с выбранными параметрами не обеспечивает требований к выходному импедансу системы электроснабжения, требуется увеличение емкости C или уменьшение индуктивности L_ϕ [38] для удовлетворения данным требованиям.

Таким образом, исследованы частотные характеристики выходного импеданса АСФ, осуществляющего электропитание нагрузок постоянного тока, описываемые п.ф. (3.3) при $s = j\omega$. Полученные соотношения для определения максимального значения ЛАЧХ ВИ для случаев применения П- и ПИ-регулятора ((3.4) и (3.6) соответственно) позволяют выбрать параметры регулятора в контуре регулирования напряжения ЗПТ напрямую, по заданию на максимальное значение выходного импеданса, которое, в свою очередь, может быть установлено из критерия устойчивости каскадных систем [38]. На основе полученных соотношений разработан методика структурно-параметрического синтеза системы управления трехфазным АСФ в составе СЭС с возможностью электропитания нагрузок постоянного тока, которая будет приведена далее в тексте данной работы.

3.2 Влияние обратных связей по току нагрузки на выходной импеданс активного силового фильтра на стороне постоянного тока

В некоторых случаях в системе электроснабжения требуется обеспечить ненулевое значение выходного импеданса на стороне постоянного тока с высокой степенью точности для сглаживания внешней характеристики, например при работе нескольких преобразователей в одной системе электроснабжения параллельно или при работе системы электроснабжения параллельно с другой системой электроснабжения (рисунок 3.9) [83-84].

В таких случаях обеспечение ненулевого импеданса по постоянному току, равного значению $R_{вн}$, может быть достигнуто двумя способами: использованием адаптивного П-регулятора (рисунок 3.8а) или применением в контуре регулирования выходного напряжения компенсационной связи по току нагрузки ЗПТ [29, 84].

В последнем случае структурная схема, показанная на рисунке 3.7(б), может быть изображена в виде, показанном на рисунке 3.10 [85-86].

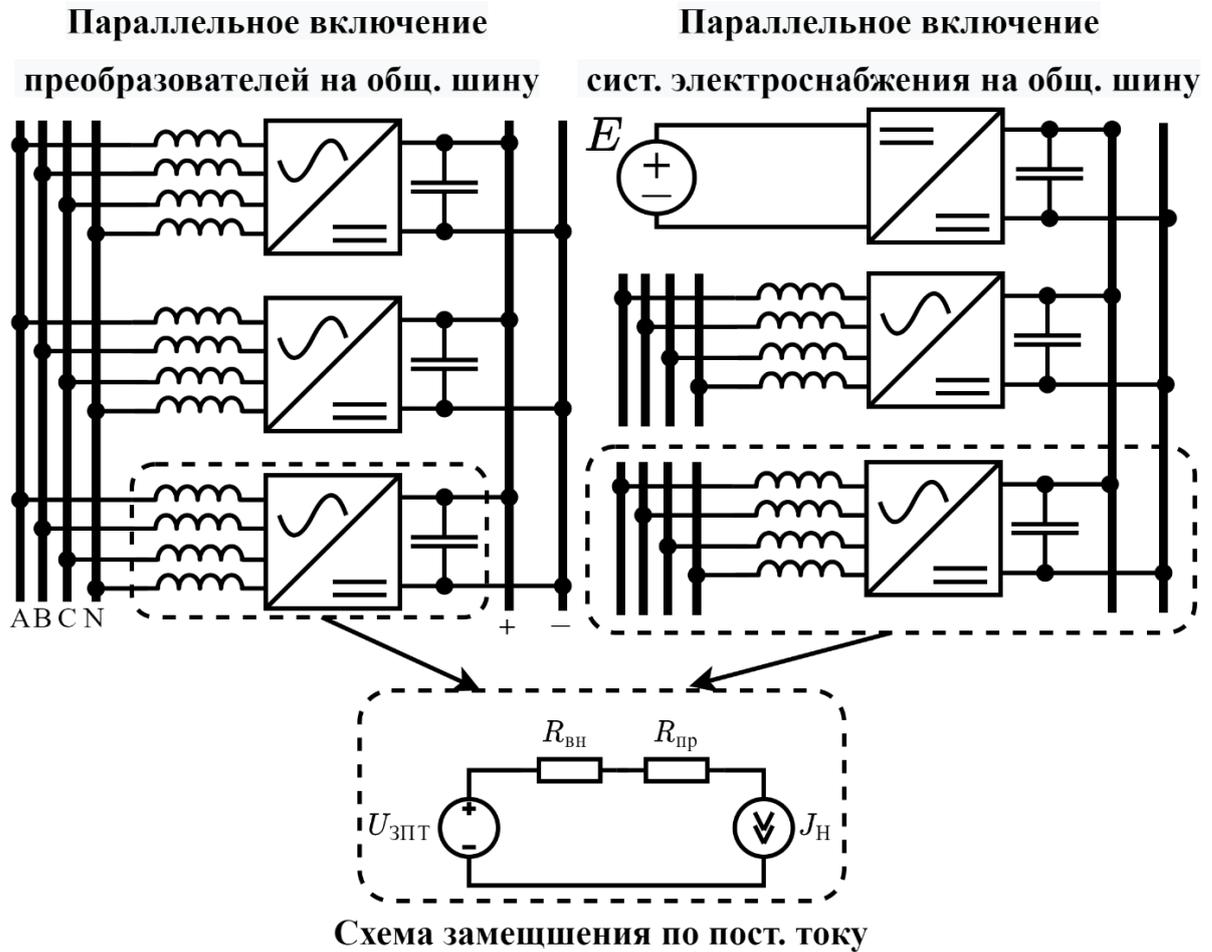


Рисунок 3.9 – Примеры параллельной работы преобразователей и систем электроснабжения

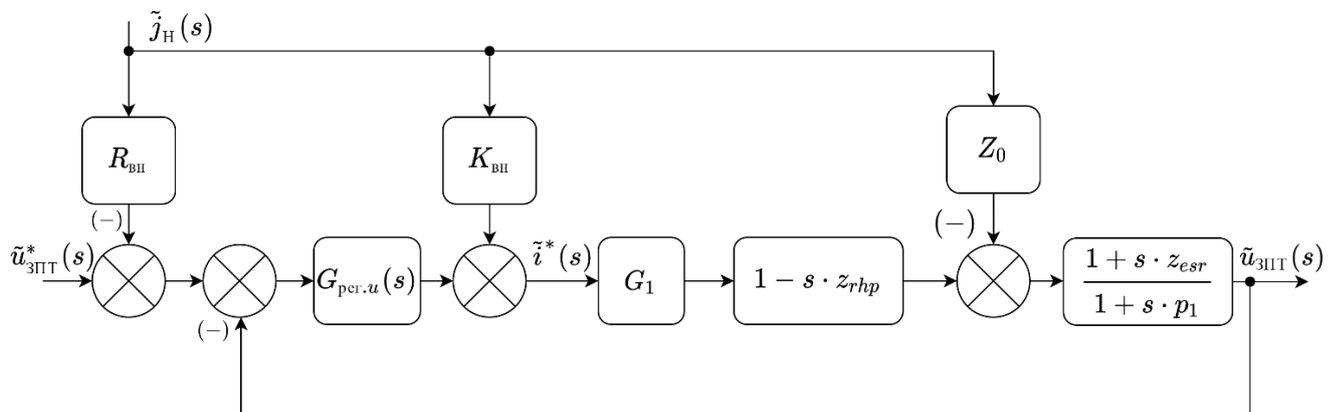


Рисунок 3.10 – Структурная схема системы при смягчении внешней характеристики

В структуру САУ, изображенную на рисунке 3.10, вводятся две дополнительные связи по току нагрузки через коэффициенты $R_{\text{ВН}}$ и $K_{\text{ВН}}$, первая из которых обеспечивает установку заданного значения ВИ, равного величине данного коэффициента, а вторая, через коэффициент $K_{\text{ВН}}$, обеспечивает снижение собственного импеданса преобразователя, который при $K_{\text{ВН}} = 0$ описывается выражением $Z_{\text{ВН}}^{\text{к.т.}}(j\omega)$. Стоит также отметить, что полная компенсация реакции преобразователя с замкнутым трехканальным контуром регулирования тока невозможна по двум причинам [86]: наличие «правого» нуля в м.с. модели объекта управления и ограниченного быстродействия внутреннего трехканального контура регулирования токов.

Таким образом, из приближенного равенства

$$K_{\text{ВН}} \cdot G_1 \cdot (1 - s \cdot z_{rhp}) - Z_0 \approx 0,$$

следует, что $K_{\text{ВН}} = Z_0 \cdot G_1^{-1} \cdot (1 - s \cdot z_{rhp})^{-1}$. Однако, установка члена $(1 - s \cdot z_{rhp})^{-1}$ приведет к неустойчивости системы. Поэтому предлагается устанавливать коэффициент

$$K_{\text{ВН}} = \frac{Z_0}{G_1}. \quad (3.9)$$

В таком случае, при идеальном трехканальном контуре регулирования входных токов выходной импеданс системы при разомкнутом контуре регулирования напряжения ЗПТ описывается следующим соотношением:

$$Z_{\text{КОМП}}^{\text{к.т.}}(s) \approx \frac{Z_0 \cdot z_{rhp} \cdot s}{1 + s \cdot p_1} \Big|_{\omega < \omega_{c,i}}, \quad (3.10)$$

где $\omega_{c,i}$ – частота среза трехканального контура регулирования входных токов в разомкнутом состоянии. Как видно из (3.10), ВИ системы с компенсационной связью по току нагрузки при контуре регулирования напряжения ЗПТ в разомкнутом состоянии стремится к нулевому значению на нулевой частоте, с ростом частоты увеличивается и выходит на постоянное значение, равное отношению

$$\bar{Z}_{\text{КОМП}}^{\text{к.т.}} \approx \frac{z_{rhp}}{C}. \quad (3.11)$$

Передаточная функция ВИ преобразователя с замкнутой обратной связью по напряжению ЗПТ описывается формулой [86]

$$Z_{\text{КОМП}}^{\text{К.Н}}(s) = \frac{Z_{\text{КОМП}}^{\text{К.Т}}(s)}{1 + T_u(s)}, \quad (3.12)$$

где $T_u(s) \approx G_{\text{рег.}u}(s) \cdot G_1(s) \cdot (1 - s \cdot z_{rhp}) \cdot (1 + s \cdot p_1)^{-1}$ – п.ф. контура регулирования напряжения ЗПТ в разомкнутом состоянии;

$G_{\text{рег.}u}(s)$ – п.ф. регулятора напряжения ЗПТ.

В случае, если трехканальный контур тока имеет единичный коэффициент передачи и формально является безынерционным, то импеданс преобразователя, исходя из (3.12), уменьшается прямо пропорционально коэффициенту передачи контура регулирования ЗПТ в разомкнутом состоянии. При использовании в качестве последовательного корректирующего устройства в контуре регулирования напряжения ЗПТ **ПИ-регулятора** можно говорить о том, что выходной импеданс в полосе пропускания контура регулирования напряжения ЗПТ незначителен [86]. С учетом (3.9) – (3.12) ВИ системы, изображенной на рисунке 3.10, будет описываться выражением

$$Z_R(s) = -\frac{-Z_0 \cdot (1 - s \cdot p_1)^{-1} + K_{\text{ВН}} \cdot T_u(s) \cdot G_{\text{рег.}u}^{-1}(s) - R_{\text{ВН}} \cdot T_u(s)}{1 + T_u(s)} \approx R_{\text{ВН}} \frac{T_u(s)}{1 + T_u(s)}. \quad (3.13)$$

Однако, использование **ПИ-регулятора** в контуре регулирования напряжения ЗПТ приводит к увеличению импеданса относительно уровня $R_{\text{ВН}}$ на частотах, близких к частоте среза данного контура [87]. В таком случае, при применении данного способа управления (рисунок 3.10) необходимо установить коэффициент запаса при выборе уровня $R_{\text{ВН}}$ по соотношению

$$R_{\text{ВН}} \leq R_{\text{тр}} / \max\left(\frac{T_u(s)}{1 + T_u(s)}\right) \quad (3.14)$$

где $R_{\text{тр}}$ – требуемый уровень выходного импеданса системы при выборе по условию устойчивости [88].

Стоит отметить, что существуют способы управления преобразователями, обеспечивающие ненулевое значение его выходного импеданса с отсутствием пика частотной характеристики ВИ: способ управления с **расщеплением коэффициента $R_{\text{ВН}}$** (рисунок 3.11а), управление с **адаптивным П-регулятором** в контуре регулирования напряжения ЗПТ (рисунок 3.11б) и [29,85,87].

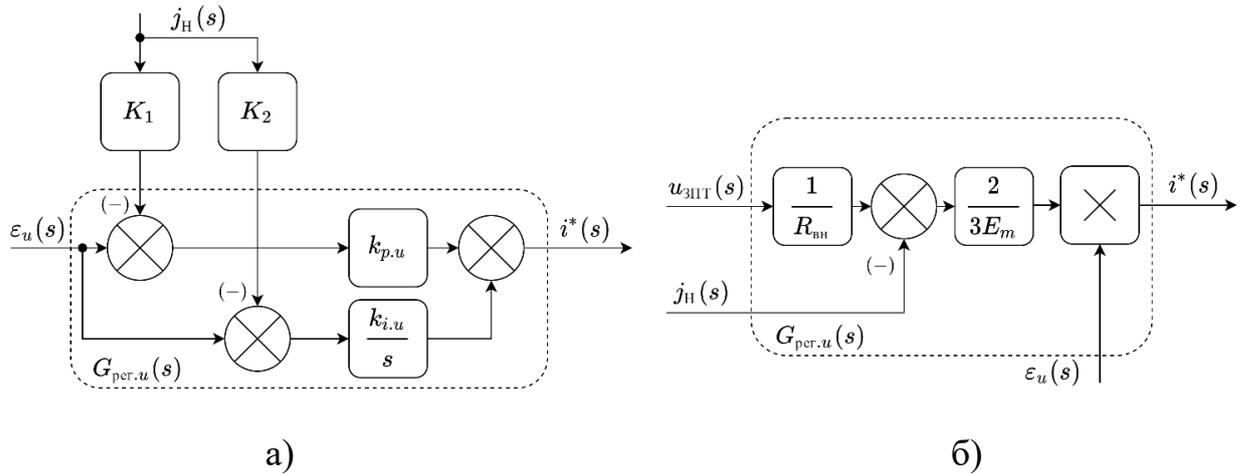


Рисунок 3.11 – Структурные схемы регулятора напряжения в случае управления с ненулевым импедансом по постоянному току (а) – с расщеплением коэффициента $R_{вн}$, б) – с адаптивным П-регулятором)

Для способа управления с **расщеплением коэффициента $R_{вн}$** существует специальная настройка, позволяющая выбрать коэффициенты K_1 и K_2 , исходя из задания на уровень сопротивления по постоянному току и частоту сопряжения ЛАЧХ ВИ преобразователя [85]

$$\begin{aligned}
 K_0 &= 0,5 \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4Q_0^2}\right), Q_0 < 0,5; \\
 K_1 &= R_{вн} \cdot (1 - K_0); K_2 = R_{вн}; \\
 k_{p.u} &= \omega_{имп} \cdot C \cdot (1 - K_0)^{-1}; \omega_{p.u} = \omega_{имп} \cdot K_0,
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

где $\omega_{имп}$, Q_0 и K_0 – частота сопряжения и настраиваемые параметры ЛАЧХ ВИ;

Управление с **адаптивным П-регулятором** для обеспечения заданного ненулевого уровня ВИ на постоянном токе следует напрямую из (3.4), устанавливающего зависимость максимума ЛАЧХ ВИ на нулевой частоте от величины пропорционального коэффициента передачи регулятора контура регулирования ЗПТ и параметров рабочей точки преобразователя в составе СЭС [29]. Приравнивая (3.4) к желаемому значению $R_{вн}$ и выражая $k_{p.u}$, можно получить соотношение для определения необходимого коэффициента передачи П-регулятора в контуре регулирования напряжения ЗПТ с целью обеспечения желаемого уровня $R_{вн}$

$$k_{p.u} = \frac{Z_0 - R_{вн}}{G_1 \cdot R_{вн}} = \frac{2E_m}{R_{вн}} \cdot \left(\frac{J_H \cdot R_{вн} - U_{зпт}}{4 \cdot J_H \cdot U_{зпт} \cdot r_1 - 3 \cdot E_m^2} \right). \tag{3.16}$$

В случае, если присутствует изменение положения рабочей точки преобразователя, что определяется значениями $U_{ЗПТ}$, J_H , целесообразно обеспечить измерение данных величин и обеспечить подстройку коэффициента передачи регулятора в соответствии с (3.16), как показано на рисунке 3.11 б.

При управлении с помощью адаптивного П-регулятора частота сопряжения частотной характеристики выходного импеданса системы следует соотношению (3.5) и определяется положением рабочей точки системы и заданным уровнем $R_{вн}$, что не позволяет задавать ее напрямую, как в случае управления с обратными связями по току нагрузки.

Таким образом, в данном разделе главы получены соотношения, описывающие динамические характеристики выходного импеданса преобразователя в частотной области в зависимости от параметров его силовой схемы, рабочей точки, а также от параметров регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ при наличии обратных связей по току нагрузки и при допущении об идеальности трехканального контура регулирования входных токов преобразователя напряжения. Данные соотношения могут дополнить методику структурно-параметрического синтеза системы управления трехфазным АСФ, работающим в режиме электропитания нагрузок постоянного тока в составе исследуемой СЭС. Однако, для завершения методики необходимо учесть влияние неидеального контура регулирования входных токов преобразователя на вид получаемых ЧХ выходного импеданса системы и дополнить методику выражениями, позволяющими выбрать параметры и структуру регуляторов трехканального контура регулирования токов.

3.3 Влияние замкнутого контура регулирования тока на частотные характеристики активного силового фильтра

При анализе п.ф. и частотных характеристик выходного импеданса силового преобразователя на стороне постоянного тока было принято допущение, что контур регулирования тока идеально воспроизводит заданный сигнал во всем рабочем частотном диапазоне. Однако, при построении реальной системы управления требуется учитывать ограниченный частотный диапазон, в котором трехканальный

контур регулирования токов может быть описан единичным коэффициентом передачи.

Исходя из рисунка 3.2, структурную схему контура регулирования тока предлагается представить в виде, показанном на рисунке 3.12, на котором использованы следующие обозначения: $W_{i_k/d_k}(s)$ – собственная п.ф. k -ого канала по управляющему воздействию к собственному току, где k – указатель на номер канала, соответствующего выбранной фазе системы электроснабжения, $k+1$ и $k+2$ – индексы, обозначающие смежные каналы, соответствующие двум другим фазам СЭС, $W_{i_k/d_{k+1}}(s)$ и $W_{i_k/d_{k+2}}(s)$ – п.ф. перекрестных связей, $W_{i_k/j_H}(s)$ – м.с. передаточная функция от тока нагрузки к собственному току канала, $G_{\text{пер.}i}(s)$ – п.ф. регулятора, $e^{-sT_3}/u_{\text{оп}(m)}$ – п.ф. широтно-импульсного модулятора [36], где T_3 – время задержки в контуре регулирования тока, $u_{\text{оп}(m)}$ – амплитуда опорного сигнала ШИМ.

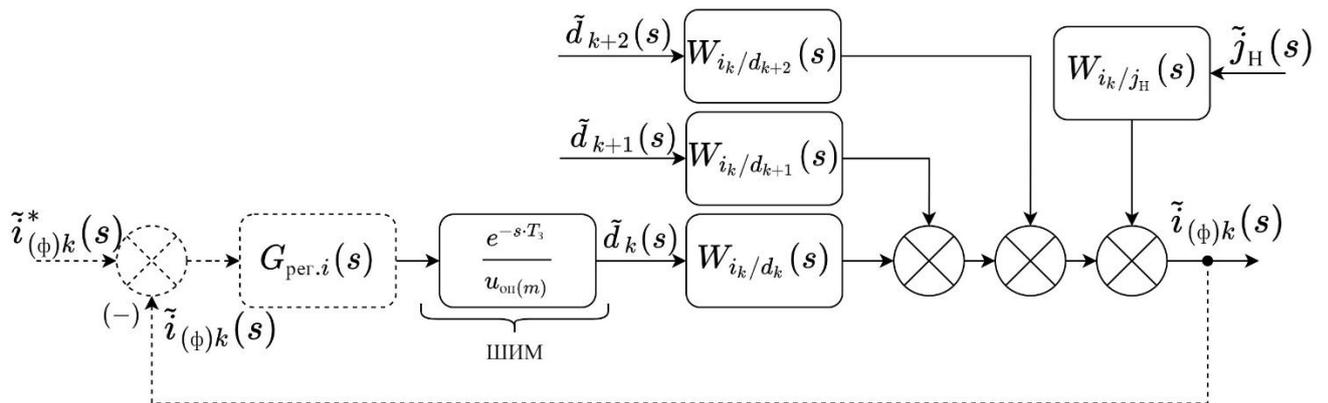


Рисунок 3.12 – Схема замещения одного канала контура регулирования входных токов преобразователя при допущении о единичной обратной связи

С целью снижения влияния трехканального контура регулирования входных токов преобразователя на реакцию системы на внешнее возмущающее воздействие нагрузки постоянного тока необходимо обеспечить его коэффициент передачи близкий к единичному значению в частотном диапазоне $\omega \gg \omega_{\text{имп.1}}$. При этом для возможности установки желаемого максимума ВЧ необходимо подавить резонансный пик его частотной характеристики, т.е. обеспечить полосу пропускания контура регулирования токов большую, чем частота собственного резонанса

разомкнутого преобразователя, определенная в предыдущей главе. В противном случае данный резонансный пик будет проявляться в ЧХ системы с замкнутой САУ [29, 38, 81, 90]. С учетом вышеизложенного, нижняя граница частоты среза контура регулирования входных токов преобразователя в разомкнутом состоянии

$$\omega_{c,i} \geq k_{p,ч} \cdot \max(\omega_{\text{имп.1}}, p_0) \quad (3.17)$$

где $k_{p,ч}$ – коэффициент разделения частот. Для практических применений значение данного коэффициента принимают равным $k_{p,ч} \approx 3 \dots 5$ [81, 90].

Ограничение сверху на частоту среза контура регулирования тока может быть наложено исходя из требования разделения частоты среза контура регулирования и частоты резонанса входного LC -фильтра, образованного элементами L_ϕ и C_ϕ [29], в результате чего, условие (3.17) может быть модифицировано для преобразователей с входным LC -фильтром следующим образом

$$k_{p,ч} \cdot \max(\omega_{\text{имп.1}}, p_0) \leq \omega_{c,i} < (L_c \cdot C_\phi)^{-0,5} \quad (3.18)$$

Выбор частоты среза ЛАЧХ контура регулирования токов с задержкой, вносимой модулятором, может быть осуществлен по следующему соотношению [38]

$$\omega_{c,i} = \frac{1}{T_3} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}^2(0,5\pi - \varphi_{ж,i} - \varphi_{p,i}) + 1} - 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж,i} - \varphi_{p,i})}, \quad (3.19)$$

где $\varphi_{ж,i}$ – желаемый запас устойчивости по фазе разомкнутого контура регулирования входных токов преобразователя;

$\varphi_{p,i}$ – фазовый сдвиг, вносимый регулятором на частоте $\omega_{c,i}$.

В случае, если время выборки совпадает с частотой коммутации силовых ключей f_k , то

$$T_3 \approx 0,5f_k^{-1} + t_{уп} + t_{АЦП},$$

где $t_{уп}$ – время выполнения управляющей программы контура регулирования тока;

$t_{АЦП}$ – время, необходимое на аналого-цифровое преобразование.

После расчета желаемой частоты среза по выражению (3.19) необходимо произвести проверку условия (3.18), и, если оно не выполняется по нижней границе, увеличить емкость ЗПТ C , в случае несоблюдения верхней границы уменьшить емкость C_ϕ . Для преобразователей без входного LC -фильтра проверяется условие

(3.17). В таком случае пропорциональный коэффициент передачи регуляторов токов при $\varphi_{p.i} = 0$ может быть выбран по выражению [71, 91]

$$k_{p.i} = \frac{u_{оп(m)} \cdot \omega_{c.i} \cdot (L_\phi + L_c)}{\beta \cdot U_{зпт}}. \quad (3.20)$$

Анализ м.с. схемы замещения преобразователя (рисунок 3.2) при использовании П-регулятора ($G_{рег.i}(s) = k_{p.i}$), определяемого (3.20), показал, что ЛАЧХ канала контура регулирования токов в замкнутом состоянии в области частот ниже нуля п.ф. объекта управления ($\omega < \omega_{aa}$) имеет наклон, отличный от 0 дБ/дек в связи с наличием перекрёстных связей и ограниченного коэффициента передачи объекта на низких частотах, что иллюстрирует рисунок 3.13.

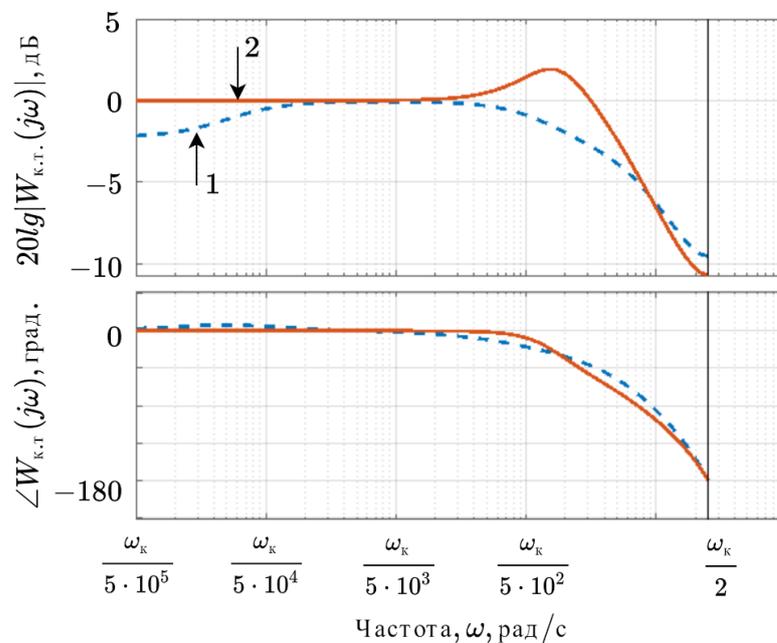


Рисунок 3.13 – ЧХ отдельного замкнутого канала трехканального контура регулирования токов (1 – П-регулятор, 2 – ПИ-регулятор)

Для достижения единичного коэффициента передачи каждого из трех каналов контура регулирования входных токов предлагается устанавливать ПИ-регулятор в контуре регулирования тока ($G_{рег.i}(s) = k_{p.i} \cdot (1 + \omega_{p.i}/s)$), что обеспечит повышение коэффициента передачи прямого канала в области низких частот (рисунок 3.13). В таком случае, при расчете величины $\omega_{c.i}$, необходимо принять ненулевым фазовый сдвиг, вносимый регулятором на данной частоте $\varphi_{p.i} \approx \pi/9 \dots \pi/6$, а параметры п.ф. регулятора $G_{рег.i}(s)$ вычислять по следующим соотношениям [38]

$$\begin{cases} \omega_{p.i} = \omega_{c.i} \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{p.i}), \\ k_{p.i} = \frac{u_{\text{оп}(m)} \cdot \omega_{c.i} \cdot (L_\phi + L_c)}{\beta \cdot U_{\text{ЗПТ}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p.i}}{\omega_{c.i}}\right)^2}}. \end{cases} \quad (3.21)$$

Включение ПИ-регулятора в контур регулирования тока влечет увеличение коэффициента передачи канала в замкнутом состоянии в области частот, близких к частоте $\omega_{c.i}$, как показано на рисунке 3.13, что необходимо учитывать при анализе ЧХ выходного импеданса преобразователя [38].

Дальнейший анализ полной структурной схемы, изображенной на рисунке 3.2, показал, что для учета влияния ЧХ замкнутого трехканального контура регулирования тока структурные схемы, показанные на рисунке 3.7, могут быть дополнены следующим динамическим звеном, установленным в прямом канале, при параметрах регулятора, рассчитанных по выражениям (3.20) и (3.21)

$$W_{\text{к.т}}(s) = \frac{W_{i_k/d_k}(s) \cdot G_{\text{пер.}i}(s)}{1 + W_{i_k/d_k}(s) \cdot G_{\text{пер.}i}(s)} \quad (3.22)$$

где $W_{i_k/d_k}(s) \approx \beta \cdot U_{\text{ЗПТ}} \cdot (s \cdot (L_\phi + L_c))^{-1}$.

Таким образом, схема, показанная на рисунке 3.2, может быть преобразована к виду, показанному на рисунке 3.14 [38], а частотные характеристики прямого канала контура регулирования напряжения при допущении об идеальности контура регулирования токов и с учетом (3.22) изображены на рисунке 3.15.

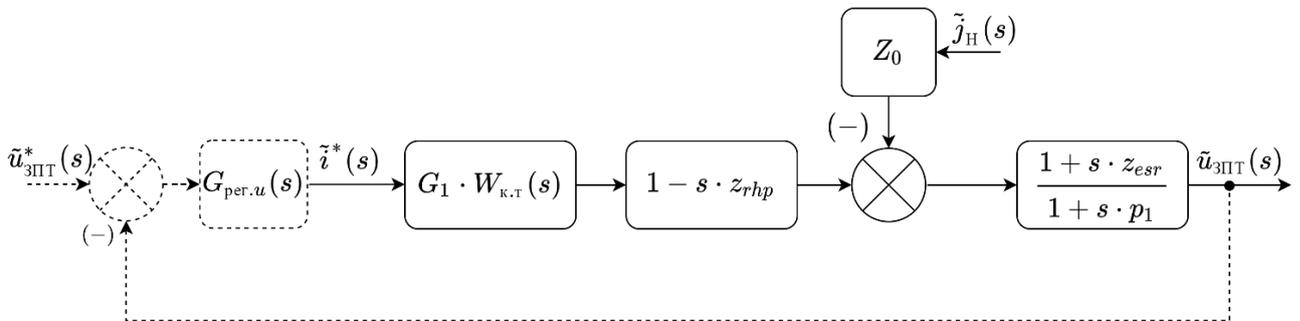


Рисунок 3.14 – Схема замещения контура регулирования напряжения с учетом динамических свойств трехканального контура регулирования тока

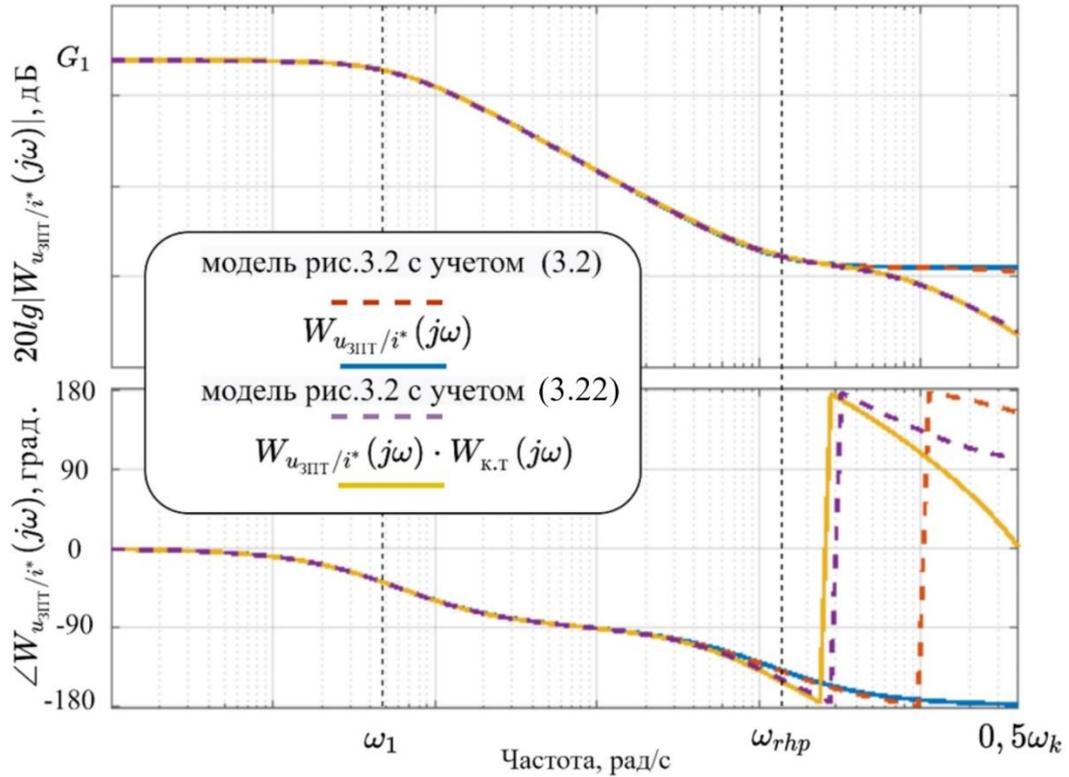


Рисунок 3.15 – ЧХ прямого канала контура регулирования напряжения

Для схемы, показанной на рисунке 3.14, выражение (3.3) принимает вид

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЗАМК}}(s) = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{К.Т}}(s)}{1 + G_{\text{рег.}u}(s) \cdot G_1 \cdot W_{\text{к.т}}(s) \cdot (1 - s \cdot z_{rhp}) \cdot Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{К.Т}}(s) \cdot Z_0^{-1}}.$$

В случае, если частота среза контура регулирования токов в разомкнутом состоянии удовлетворяет условию (3.17) или (3.18), можно пренебречь влиянием ЧХ контура регулирования токов в замкнутом состоянии на ЧХ выходного импеданса системы с двухконтурной системой управления без компенсирующих связей по току нагрузки, что справедливо и в случае управления с адаптивным П-регулятором, так как этот способ также не требует введения компенсационных связей по току нагрузки [38].

Для способов управления с использованием компенсационных связей по току нагрузки (рисунки 3.10 – 3.11а) необходимо учесть влияние контура регулирования токов на компенсацию тока нагрузки. Для таких способов управления схема, изображенная на рисунке 3.10, может быть представлена в виде, показанном на рисунке 3.16.

При K_{BH} , соответствующим (3.9), выражение (3.10) принимает вид

$$Z_{КОМП}^{к.т}(s) = \frac{Z_0 \cdot (W_{к.т}(s) \cdot (1 - s \cdot z_{rhp}) - 1)}{1 + s \cdot p_1}. \quad (3.23)$$

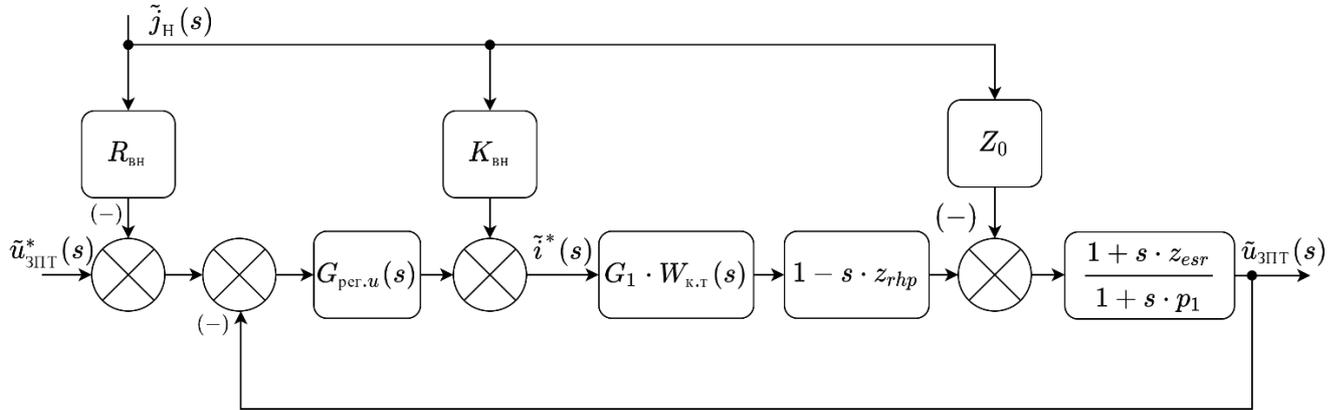


Рисунок 3.16 – Структурная схема алгоритма управления с компенсирующей связью по току нагрузки с учетом влияния контура регулирования входных токов

В таком случае, ЛАЧХ выходного импеданса системы с разомкнутым контуром регулирования напряжения имеет ярко выраженный пик в области частот близких к частоте среза контура регулирования токов [85-87], величина которого определяется параметрами регуляторов данного контура регулирования. Учет влияния этого явления может быть осуществлен внесением коэффициента запаса при выборе величины R_{BH} таким образом, чтобы выполнялось соотношение

$$R_{BH} \geq \max(Z_{КОМП}^{к.т}) \approx (5...10) \cdot \frac{z_{rhp}}{C}. \quad (3.24)$$

Точное значение коэффициента запаса может быть установлено путем численной оценки максимального значения (3.23) при заданных параметрах системы. Для практических применений достаточно обеспечить коэффициент запаса равным 5...10. Если (3.24) выполнено, то влиянием контура регулирования входных токов преобразователя на формирование выходного импеданса системы в низкочастотной области можно пренебречь. Графики выходного импеданса системы с компенсационными обратными связями по току нагрузки с учетом неидеального контура регулирования тока показаны на рисунке 3.17.

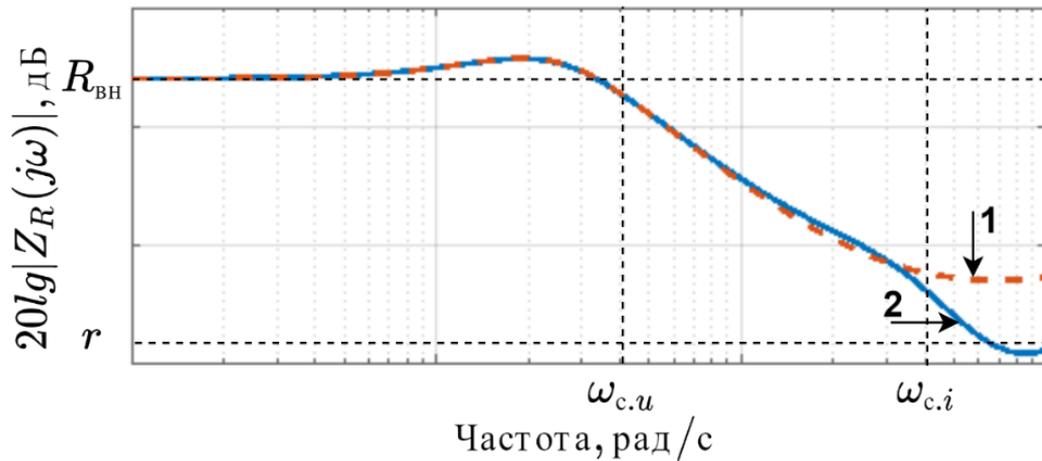


Рисунок 3.17 – ЛАЧХ выходного импеданса преобразователя при управлении с компенсирующими связями (1 – при $W_{к.т}(s) = 1$, 2 – при $W_{к.т}(s) = (3.22)$)

Таким образом, при соблюдении условия (3.17) и ПИ-регуляторе с параметрами, определяемыми в соответствии с (3.21), удастся снизить влияние ЧХ контура регулирования входных токов преобразователя в замкнутом состоянии на ЧХ выходного импеданса в области средних ($\omega_{с.и} < \omega < \omega_{с.и}$) и низких частот ($\omega < \omega_{с.и}$). В таком случае при синтезе САУ возможно осуществлять выбор параметров контура регулирования напряжения и анализ выходного импеданса системы, исходя из допущения, что контур регулирования входного тока является идеальным, как показано в п.п. 3.1-3.2 данной главы. Полученные соотношения для выбора параметров контура регулирования токов были использованы при разработке методики структурно-параметрического синтеза системы управления, представленной далее.

3.4 Методика структурно-параметрического синтеза системы управления активного силового фильтра на заданный максимум выходного импеданса

В данном разделе описана методика структурно-параметрического синтеза системы управления преобразователем (АСФ), осуществляющим стабилизацию напряжения на ШПТ исследуемой СЭС, подключенной к его ЗПТ. В методике рассмотрено два случая: случай стабилизации напряжения при нулевом внутреннем сопротивлении системы по постоянному току $R_{вн} = 0$, случай, когда требуется обеспечить ненулевое сопротивление системы по постоянному току $R_{вн} \neq 0$. Также, для случая $R_{вн} \neq 0$ рассмотрено два способа формирования выходного импеданса

преобразователя: с адаптивным П-регулятором и с компенсационной связью по току нагрузки. Исходные данные для определения структуры и параметров регуляторов включают:

1. Индуктивность источника питания переменного тока L_c , мкГн;
2. Индуктивность дросселя LC -фильтра, L_ϕ , мкГн;
3. Величины активных сопротивлений источника питания переменного тока и дросселя LC -фильтра, r_ϕ , r_c , Ом
4. Емкость конденсатора LC -фильтра, C_ϕ , мкФ;
5. Емкость конденсаторной батареи ЗПТ, C , мкФ;
6. Частоту коммутации силовых ключей преобразователя, ω_k , рад/с;
7. Напряжение ЗПТ номинальное, $U_{ЗПТ(н)}$, В;
8. Амплитудное значение фазного напряжения сети переменного тока E_m , В;
9. Макс. значение АЧХ выходного импеданса преобразователя, Z_{max} , Ом;
10. Максимальную мощность нагрузки постоянного тока, P_H , кВт;
11. Амплитуду опорного сигнала, используемого в ШИМ, $u_{оп(m)}$;

Случай I. Нулевое значение $R_{вн}$ ($R_{вн} = 0$)

1. Рассчитывается среднее значение выходного тока преобразователя при максимальной мощности нагрузки по соотношению

$$J_H = P_H / U_{ЗПТ(н)}.$$

2. Определяются параметры п.ф. объекта управления с замкнутым контуром регулирования тока в соответствии с таблицей 3.1

$$Z_0 = U_{ЗПТ(н)} / J_H; G_1 = (3/2) \cdot E_m / J_H - 2 \cdot r_1 \cdot U_{ЗПТ} / E_m;$$

$$p_1 = C \cdot Z_0; z_{rhp} \approx (2/3) \cdot J_H \cdot (L_\phi + L_c) \cdot U_{ЗПТ(н)} / E_m^2;$$

$$\omega_p \approx E_m \cdot (0,67 \cdot [L_\phi + L_c] \cdot C)^{-0.5} \cdot U_{ЗПТ}^{-1};$$

3. Устанавливается $k_{p.u}$ в соответствии с выражением (3.4)

$$k_{p.u} = (Z_0 / Z_{max} - 1) / G_1.$$

4. Рассчитывается частота сопряжения ЛАЧХ импеданса $\omega_{имп.1}$ по выражению (3.5)

$$\omega_{\text{имп.1}} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u} + 1}{p_1}$$

5. Рассчитывается частота среза контура регулирования напряжения по соотношению (3.8)

$$\omega_{c.u} = \sqrt{\frac{1 - G_1^2 \cdot k_{p.u}^2}{G_1^2 \cdot k_{p.u}^2 \cdot z_{rhp}^2 - p_1^2}}$$

6. Выбирается частота сопряжения ПИ-регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ

$$\omega_{p.u} = \omega_{c.u} / a_c,$$

где $a_c = 2 \dots 3$ – коэффициент разделения частот [12].

7. Вычисляется полученный запас устойчивости по фазе контура регулирования напряжения в соответствии со вторым выражением в системе (3.8)

$$\varphi_{m.u} \approx \pi - \arctg(\omega_{c.u} \cdot z_{rhp}) - \arctg(\omega_{c.u} \cdot p_1) - \arctg(a_c^{-1}),$$

если $\varphi_{m.u} < \pi/6$, то требуется уменьшение значения z_{rhp} путем снижения индуктивности L_ϕ с последующим пересчетом п.п. 2-7 данной методики.

8. Рассчитывается частота среза контура регулирования тока по выражению (3.19), с учетом того, что фазовый сдвиг, вносимый регулятором, принимается находящимся в пределах $\pi/9 \leq \varphi_{p.i} \leq \pi/6$ [38]

$$\omega_{c.i} = \frac{1}{T_3} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \text{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_{p.i})^2 + 1} - 1}{\text{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_{p.i})},$$

9. Проверяется соотношение частоты среза контура регулирования тока с частотами $\omega_{\text{имп.1}}$, ω_0 и частотой резонанса LC-фильтра по соотношению (3.18)

$$k_{p.ч} \cdot \max(\omega_{\text{имп.1}}, \omega_0) \leq \omega_{c.i} < (L_c \cdot C_\phi)^{-0.5}.$$

Коэффициент разделения частот $k_{p.ч}$ принимается не меньшим, чем три. Если система не удовлетворяет вышеуказанному критерию по нижней границе, то требуется увеличение емкости преобразователя C с последующим пересчетом п.п. 2-9 данной методики, если по верхней границе, то требуется снижение емкости C_ϕ .

10. Устанавливаются параметры регуляторов контура регулирования токов в соответствии с выражениями

$$\begin{cases} \omega_{p,i} = \omega_{c,i} \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{p,i}), \\ k_{p,i} = \frac{u_{\text{оп}(m)} \cdot \omega_{c,i} \cdot (L_\phi + L_c)}{\beta \cdot U_{\text{ЗПТ(н)}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p,i}}{\omega_{c,i}}\right)^2}}. \end{cases}$$

11. Дополнительно может быть произведено имитационное моделирование системы, как по малосигнальной модели (рисунок 3.2), так и по полной имитационной модели системы в прикладных пакетах моделирования устройств силовой электроники (*Matlab/Simulink, PowerSIM*).

Случай II (способ 1). $R_{\text{вн}} \neq 0$ на основе адаптивного П-регулятора

1. Устанавливается коэффициент $R_{\text{вн}}$, соответствующий соотношению $R_{\text{вн}} \leq Z_{\text{max}}$.
2. Рассчитывается среднее значение выходного тока преобразователя при максимальной мощности нагрузки по соотношению

$$J_{\text{H}} = \frac{U_{\text{ЗПТ(н)}} - \sqrt{U_{\text{ЗПТ(н)}}^2 - 4 \cdot P_{\text{H}} \cdot R_{\text{вн}}}}{2 \cdot R_{\text{вн}}}.$$

3. Рассчитываются параметры п.ф. объекта управления с замкнутым контуром регулирования тока в соответствии с таблицей 3.1

$$Z_0 = (U_{\text{ЗПТ(н)}} - J_{\text{H}} \cdot R_{\text{вн}}) / J_{\text{H}}; G_1 = (3/2) \cdot E_m / J_{\text{H}} - 2 \cdot r_1 \cdot U_{\text{ЗПТ}} / E_m;$$

$$p_1 = C \cdot Z_0; z_{rhp} \approx (2/3) \cdot J_{\text{H}} \cdot (L_\phi + L_c) \cdot U_{\text{ЗПТ(н)}} / E_m^2;$$

$$\omega_p \approx E_m \cdot (0,67 \cdot [L_\phi + L_c] \cdot C)^{-0.5} \cdot U_{\text{ЗПТ}}^{-1};$$

4. Устанавливается структура П-регулятора контура регулирования напряжения, соответствующая (3.16)

$$k_{p,u}(U_{\text{ЗПТ}}, J_{\text{H}}) = \frac{2E_m}{R_{\text{вн}}} \cdot \left(\frac{J_{\text{H}} \cdot R_{\text{вн}} - U_{\text{ЗПТ}}}{4 \cdot J_{\text{H}} \cdot U_{\text{ЗПТ}} \cdot r_1 - 3 \cdot E_m^2} \right).$$

5. Вычисляется частота среза контура регулирования напряжения

$$\omega_{c.u} = \sqrt{\frac{1 - G_1^2 \cdot k_{p.u}^2 (U_{3ПТ(н)}, 0)}{G_1^2 \cdot k_{p.u}^2 (U_{3ПТ(н)}, 0) \cdot z_{rhp}^2 - p_1^2}}.$$

6. Рассчитывается запас устойчивости по фазе контура регулирования напряжения (аналогично п.п. 7 для случая I)

$$\varphi_{m.u} \approx \pi - \arctg(\omega_{c.u} \cdot z_{rhp}) - \arctg(\omega_{c.u} \cdot p_1).$$

7. Рассчитывается $\omega_{имп.1}$ при $k_{p.u}(U_{3ПТ(н)})$

$$\omega_{имп.1} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u}(U_{3ПТ(н)}, 0) + 1}{p_1}.$$

8. Рассчитывается минимальное среднее значение напряжения ЗПТ $U_{3ПТ(min)}$

$$U_{3ПТ(min)} = U_{3ПТ(н)} - J_H \cdot R_{BH} \quad (3.25)$$

9. Рассчитывается резонансная частота преобразователя $\omega_0(U_{3ПТ(min)})$

$$\omega_p(U_{3ПТ(min)}) = \frac{E_m}{U_{3ПТ(min)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2/3) \cdot (L_c + L_\phi) \cdot C}}.$$

10. Рассчитывается частота среза контура регулирования напряжения

$$\omega_{c.i} = \frac{1}{T_3} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_{p.i})^2 + 1} - 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_{p.i})}.$$

11. Проверяется условие аналогично п.п. 9 случая I

$$k_{p.ч} \cdot \max(\omega_{имп.1}, \omega_0(U_{3ПТ(min)})) \leq \omega_{c.i} < (L_c \cdot C_\phi)^{-0.5}.$$

12. Устанавливаются параметры ПИ-регуляторов трехканального контура регулирования напряжения

$$\begin{cases} \omega_{p.i} = \omega_{c.i} \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{p.i}), \\ k_{p.i} = \frac{u_{оп(m)} \cdot \omega_{c.i} \cdot (L_\phi + L_c)}{\beta \cdot U_{3ПТ(н)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p.i}}{\omega_{c.i}}\right)^2}}. \end{cases}$$

Случай II (способ 2). $R_{вн} \neq 0$ с компенсационной связью по току нагрузки ЗПТ

1. Устанавливается коэффициент $R_{вн}$, соответствующий соотношению $R_{вн} \leq Z_{max}$, аналогично п.п. 1 для случая II (способ 1).
2. Рассчитывается среднее значение выходного тока преобразователя при максимальной мощности нагрузки по соотношению, аналогично п.п. 2 для случая II (способ 1).
3. Рассчитываются параметры п.ф. объекта управления с замкнутым контуром регулирования тока в соответствии с таблицей 3.1, аналогично п.п. 3 для случая II (способ 1).
4. В структуру алгоритма управления вводится связь по току нагрузки j_H с коэффициентом определяемым (3.9)

$$K_{вн}(U_{ЗПТ}) = \frac{-2 \cdot E_m \cdot U_{ЗПТ}}{4 \cdot J_H \cdot U_{ЗПТ} \cdot r_1 - 3 \cdot E_m^2}.$$

5. Проверяется условие

$$R_{вн} \geq (5 \dots 10) \cdot \frac{z_{rhp}}{C}.$$

Если условие не выполняется, то требуется увеличение емкости ЗПТ C или уменьшение z_{rhp} путем снижения индуктивности дросселя L_Φ .

6. Выбирается частота среза разомкнутого контура регулирования напряжения ЗПТ так, чтобы правый ноль, частота которого обратна значению z_{rhp} , оказывал минимальное влияние на динамические характеристики данного контура

$$\omega_{с.и} < (k_{р.ч} \cdot z_{rhp})^{-1}.$$

здесь $k_{р.ч} \geq 3$ – коэффициент разделения частот.

7. Выбираются параметры ПИ-регулятора напряжения ЗПТ

$$\omega_{р.и} = \omega_{с.и} / (2\xi)^2, \quad k_{р.и} = \frac{2 \cdot \omega_{с.и} \cdot U_{ЗПТ} \cdot C}{3 \cdot E_m},$$

где $\xi > 3$ – коэффициент демпфирования контура регулирования напряжения ЗПТ в замкнутом состоянии [12].

8. Рассчитывается $U_{ЗПТ(\min)}$ в соответствии с п.п. 8 для случая II (способ 1).

9. Рассчитывается $\omega_0(U_{\text{ЗПТ}(\min)})$ в соответствии с п.п. 9 для случая II (способ I).
10. Выбирается частота среза трехканального контура регулирования входных токов преобразователя в соответствии с п.п.10 для случая II (способ I).
11. Проверяется условие в соответствии с п.п. 11 для случая II (способ I).
12. Устанавливаются параметры регуляторов трехканального контура регулирования напряжения в соответствии с п.п. 12 для случая II (способ I).
13. В систему вводится связь по току нагрузки через коэффициент $R_{\text{вн}}$ в соответствии с рисунком 3.16.

Пример I. Нулевое значение $R_{\text{вн}}$

1. Исходные данные для синтеза САУ представлены в таблице 3.2

Таблица 3.2 – Исходные данные для расчета параметров СУ

Параметр	Значение
Индуктивность сети, L_c , мкГн	50
Индуктивность дросселя LC-фильтра, L_ϕ , мкГн.	400
Индуктивность дросселя нулевого проводника $L_{\phi n}$, мкГн.	400
Емкость конденсатора LC-фильтра, C_ϕ , мкФ	2
Емкость конденсаторной батареи ЗПТ, C , мкФ	1500
Номинальное напряжение ЗПТ $U_{\text{ЗПТ}(\text{н})}$, В	760
Амплитуда фазного напряжения сети переменного тока E_m , В;	325
Пассивные сопротивления r и r_c , Ом	0,2
Максимальное значение выходного импеданса преобразователя, Z_{max} , Ом	1
Максимальная мощность нагрузки постоянного тока, P_H , кВт	40
Угловая частота коммутации силовых ключей, ω_k , рад/с	$2\pi \cdot 15 \cdot 10^3$
Амплитуда опорного сигнала, используемого в ШИМ, $u_{\text{оп}(m)}$	2500

1. Среднее значение тока нагрузки преобразователя:

$$J_H = P_H / U_{\text{ЗПТ}(\text{н})} \Rightarrow J_H = 40 \cdot 10^3 / 760 = 52,6 \text{ А.}$$

2. Параметры п.ф. объекта управления при контуре регулирования тока в замкнутом состоянии показаны в таблице 3.3:

Таблица 3.3 – Параметры п.ф. ОУ при замкнутом контуре регулирования токов

Параметр	Значение
Внутреннее сопротивление по постоянному току, Z_0 , Ом	14,44
Коэффициент передачи по постоянному току, G_1 , Ом	7,39
Величина коэффициента, определяющего частоту полюса п.ф. p_1 , с	$2,20 \cdot 10^{-2}$
Величина параметра, определяющего частоту правого нуля, z_{rhp} , с	$1,14 \cdot 10^{-4}$
Резонансная частота преобразователя с разомкнутой системой управления, ω_p , рад/с	637,32

3. Величина пропорционального коэффициента передачи регулятора контура регулирования напряжения

$$k_{p.u} = \frac{Z_0 / Z_{max} - 1}{G_1} = \frac{14,44 / 1 - 1}{7,39} = 1,818 \text{ А/В.}$$

4. Частота сопряжения ЛАЧХ импеданса при рассчитанном $k_{p.u}$ в п.п. 3

$$\omega_{имп.1} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u} + 1}{p_1} = \frac{7,39 \cdot 1,818 + 1}{2,2 \cdot 10^{-2}} = 667 \text{ рад/с.}$$

5. Частота среза контура регулирования напряжения в разомкнутом состоянии при рассчитанном $k_{p.u}$ в п.п. 3

$$\begin{aligned} \omega_{c.u} &= \sqrt{\frac{1 - G_1^2 \cdot k_{p.u}^2}{G_1^2 \cdot k_{p.u}^2 \cdot z_{rhp}^2 - p_1^2}} = \sqrt{\frac{1 - 7,39^2 \cdot 1,82^2}{7,39^2 \cdot 1,82^2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-8} - 4,7 \cdot 10^{-4}}} = \\ &= 620 \text{ рад/с.} \end{aligned}$$

6. Частота сопряжения ПИ-регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ

$$\omega_{p.u} = \omega_{c.u} / a_c = 620 / 2 = 310 \text{ рад/с.}$$

7. Запас устойчивости по фазе контура регулирования напряжения

$$\begin{aligned} \varphi_{m.u} &\approx \pi - \arctg(\omega_{c.u} \cdot z_{rhp}) - \arctg(\omega_{c.u} \cdot p_1) - \arctg(a_c^{-1}) \approx \\ &\approx \pi - \arctg(620 \cdot 1,13 \cdot 10^{-4}) - \arctg(620 \cdot 2,2 \cdot 10^{-2}) - \arctg(0,5) \approx 0,35\pi. \end{aligned}$$

Полученное значение $\varphi_{m.u} \geq \pi/6$, а значит удовлетворяет условию в п.п. 7.

8. Частота среза разомкнутого контура регулирования тока при $\varphi_{p.i} = \pi/6$

$$\begin{aligned}\omega_{c.i} &= \frac{1}{T_3} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_i)^2 + 1} - 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.i} - \varphi_i)} = \\ &= \frac{1}{3,3 \cdot 10^{-5}} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}(\pi/2 - \pi/4 - \pi/6)^2 + 1} - 1}{\operatorname{tg}(\pi/2 - \pi/4 - \pi/6)} = 7,8 \cdot 10^3 \text{ рад/с.}\end{aligned}$$

9. Проверка условия

$$\begin{aligned}k_{p.ч} \cdot \max(\omega_{\text{имп.1}}; \omega_0) &\leq \omega_{c.i} \leq (L_c \cdot C_\phi)^{-0,5} \Rightarrow \\ &\Rightarrow (3 \dots 5) \cdot \max(667; 637) \leq 7,8 \cdot 10^3 \leq 3,5 \cdot 10^4,\end{aligned}$$

т.е. данное неравенство выполняется.

10. Параметры регуляторов трехканального контура регулирования напряжения

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{p.i} = \omega_{c.i} \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{p.i}), \\ k_{p.i} = \frac{u_{\text{оп}(m)} \cdot \omega_{c.i} \cdot (L_\phi + L_c)}{\beta \cdot U_{\text{ЗПТ}(H)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p.i}}{\omega_{c.i}}\right)^2}}, \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_{p.i} = 8,3 \cdot 10^3 \cdot \operatorname{tg}(\pi/6) = 4,5 \cdot 10^3 \text{ рад/с,} \\ k_{p.i} = \frac{2500 \cdot 8,3 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-6}}{0,75 \cdot 760 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{4,8}{8,3}\right)^2}} = 13,3 \text{ В/А.} \end{array} \right.$$

11. В результате имитационного моделирования системы электроснабжения с преобразователем в пакете *Matlab/Simulink* при помощи встроенного инструмента *Frequency Response Estimator* была получена ЛАЧХ выходного импеданса системы на стороне постоянного тока. В качестве нагрузки был установлен регулируемый источник тока со средним значением, равным рассчитанному значению J_H , в который принудительно вносились гармонические колебания $\tilde{j}_H(\omega, t) = j_H \cdot \sin(\omega t)$, где $j_H = 2$ А – амплитудное значение колебаний тока нагрузки, ω – частота колебаний, которая изменялась по линейному закону от $2\pi \cdot 10$ рад/с до $2\pi \cdot 8000$ рад/с, фиксировались колебания $\tilde{y}_{\text{ЗПТ}}(\omega, t)$, имеющие ту же частоту, что и сигнал $\tilde{j}_H(\omega, t)$. Параметры преобразователя и системы управления соответствовали численным значениям, приведенным выше в примере. Схема показана на рисунке 3.18, график ЛАЧХ импеданса приведен на рисунке 3.19.

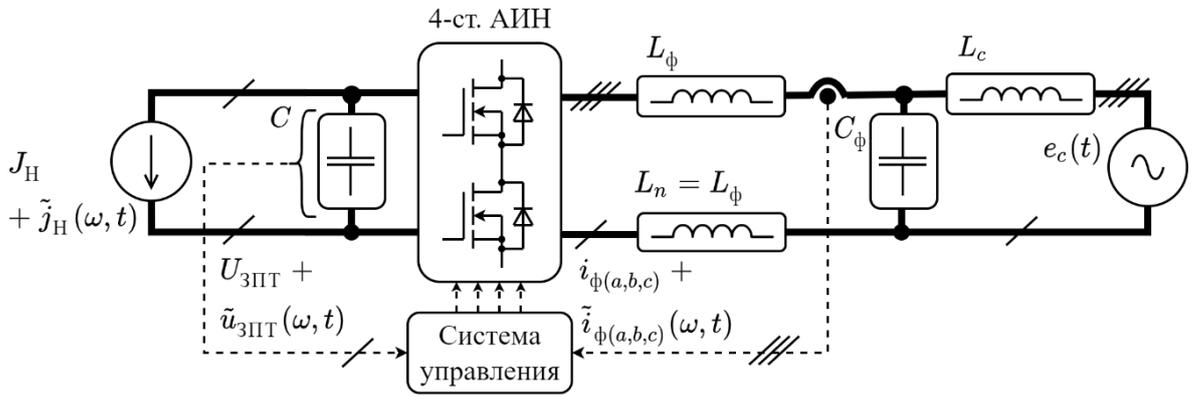


Рисунок 3.18 – Схема измерения ЛАЧХ выходного импеданса АСФ при питании нагрузок постоянного тока

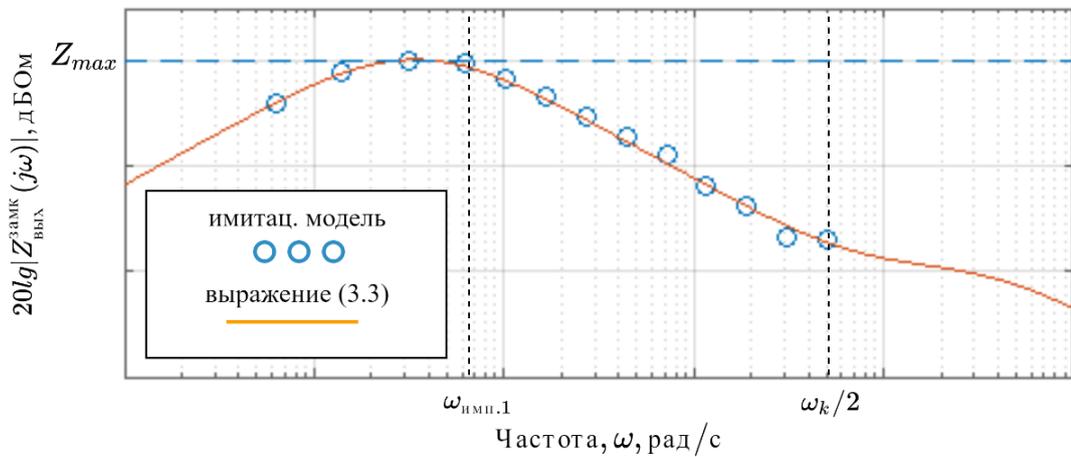


Рисунок 3.19 – ЛАЧХ выходного импеданса полученные по (3.3) и на имитационной модели рисунок 3.18 при рассчитанных параметрах системы

Пример II. Ненулевое значение $R_{вн}$ без введения компенсационных связей по току нагрузки

Исходные данные соответствуют приведенным в таблице 3.2 за исключением следующих параметров: $Z_{max} = 0,75$ Ом и $P_H = 15$ кВт и $\omega_k = 2\pi \cdot 40 \cdot 10^3$ рад/с.

1. Коэффициент $R_{вн} \leq Z_{max} \Rightarrow R_{вн} = 0,75$ Ом.
2. Ток нагрузки преобразователя:

$$J_H = \frac{U_{3ПТ(н)} - \sqrt{U_{3ПТ(н)}^2 - 4 \cdot P_H \cdot Z_{max}}}{2 \cdot Z_{max}} = \frac{760 - \sqrt{760^2 - 4 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0,75}}{2 \cdot 0,75} = 20,14 \text{ А.}$$

3. Параметры п.ф. объекта управления с контуром регулирования тока в замкнутом состоянии показаны в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Параметры п.ф. объекта управления в примере II

Параметр	Значение
Внутреннее сопротивление по постоянному току, Z_0 , Ом	37,74
Коэффициент передачи по постоянному току, G_1 , Ом	22,34
Величина коэффициента, определяющего частоту полюса п.ф. p_1 , с	$5,71 \cdot 10^{-2}$
Величина коэффициента z_{rhp} , с	$4,34 \cdot 10^{-5}$

4. Коэффициент передачи П-регулятора контура регулирования напряжения при максимальном значении $U_{ЗПТ} = 760$ В

$$k_{p.u}(U_{ЗПТ(н)}, J_H) = \frac{2 \cdot E_m \cdot (J_H \cdot R_{вн} - U_{ЗПТ})}{R_{вн} \cdot (4 \cdot J_H \cdot U_{ЗПТ} \cdot r_1 - 3 \cdot E_m^2)} \Rightarrow k_{p.u}(760) = 2,21 \text{ А/В.}$$

5. Частота среза контура регулирования напряжения ЗПТ в разомкнутом состоянии при $k_{p.u}(760) = 2,21$ А/В

$$\omega_{c.u} = \sqrt{\frac{1 - G_1^2 \cdot k_{p.u}^2}{G_1^2 \cdot k_{p.u}^2 \cdot z_{rhp}^2 - p_1^2}} = \sqrt{\frac{1 - 22,34^2 \cdot 2,21^2}{22,34^2 \cdot 2,21^2 \cdot 1,89 \cdot 10^{-9} - 3,21 \cdot 10^{-3}}} \approx 872 \text{ рад/с.}$$

6. Величина запаса устойчивости по фазе при $k_{p.u}(760)$

$$\begin{aligned} \varphi_{m.u} &\approx \pi - \arctg(\omega_{c.u} \cdot z_{rhp}) - \arctg(\omega_{c.u} \cdot p_1) \Rightarrow \\ &\Rightarrow \varphi_{m.u} \approx \pi - \arctg(872 \cdot 1,89 \cdot 10^{-4}) - \arctg(872 \cdot 3,21 \cdot 10^{-3}) \approx 0,56\pi, \end{aligned}$$

что удовлетворяет условию, указанному в п.п.6 методики для случая II.

7. $\omega_{имп.1}$ при $k_{p.u}(760)$

$$\omega_{имп.1} = \frac{G_1 \cdot k_{p.u}(U_{ЗПТ(н)}, 0) + 1}{p_1} = \frac{22,34 \cdot 2,21 + 1}{5,71 \cdot 10^{-2}} = 889 \text{ рад/с.}$$

8. Минимальное среднее значение напряжения ЗПТ $U_{ЗПТ(min)}$

$$U_{ЗПТ(min)} = U_{ЗПТ} - J_H \cdot R_{вн} \Rightarrow U_{ЗПТ(min)} = 760 - 20,14 \cdot 0,75 = 744,9 \text{ В.}$$

9. Резонансная частота преобразователя $\omega_0(U_{ЗПТ(min)})$

$$\begin{aligned} \omega_p(U_{ЗПТ(min)}) &= \frac{E_m}{U_{ЗПТ(min)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2/3) \cdot (L_c + L_\phi) \cdot C}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \omega_p(727,45) = \frac{325}{744,9} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2/3) \cdot 4,5 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}} = 650 \text{ рад/с.} \end{aligned}$$

10. Частота среза трехканального контура регулирования тока при $\varphi_{ж.и} = \pi/4$, $\varphi_{р.и} = \pi/6$

$$\begin{aligned}\omega_{с.и} &= \frac{1}{T_3} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.и} - \varphi_i)^2 + 1} - 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{ж.и} - \varphi_i)} = \\ &= \frac{1}{1,25 \cdot 10^{-5}} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \operatorname{tg}(0,5\pi - 0,25\pi - 0,16\pi)^2 + 1} - 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - 0,25\pi - 0,16\pi)} = 2,07 \cdot 10^4 \text{ рад/с.}\end{aligned}$$

11. Условие разделения частот $5 \cdot 972 \leq \omega_{с.и} < 3,5 \cdot 10^4$ выполняется.

12. Устанавливаются параметры регулятора контура регулирования тока

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{р.и} = \omega_{с.и} \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{р.и}), \\ k_{р.и} = \frac{u_{оп(м)} \cdot \omega_{с.и} \cdot (L_\Phi + L_c)}{\beta \cdot U_{зпт} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{р.и}}{\omega_{с.и}}\right)^2}}, \end{array} \right. = \left\{ \begin{array}{l} \omega_{р.и} = 2,07 \cdot 10^4 \cdot \operatorname{tg}(\pi/6) = 1,2 \cdot 10^4 \text{ рад/с,} \\ k_{р.и} = \frac{2500 \cdot 2,07 \cdot 10^4 \cdot 450 \cdot 10^{-6}}{0,75 \cdot 760 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{1,2}{2,7}\right)^2}} = 35,5 \text{ В/А.} \end{array} \right.$$

13. Процедура проверки соответствует описанной в п.п. 11 для примера I, однако частота колебаний тока изменялась в границах от $2\pi \cdot 10$ до $2\pi \cdot 20 \cdot 10^3$ рад/с. Полученные ЛАЧХ выходного импеданса показаны на рисунке 3.20. Как видно из показанных графиков, выходной импеданс системы имеет вид ЛАЧХ близкий к виду ЛАЧХ системы первого порядка. При стремлении частоты к нулю уровень сопротивления стремится к значению $R_{вн}$ заданному при синтезе системы, при увеличении частоты $|Z_{вых}^{замк}(j\omega)| \leq R_{вн}$. ЛАЧХ имеет перегиб, располагающийся на частоте сопряжения $\omega_{имп.1}$.

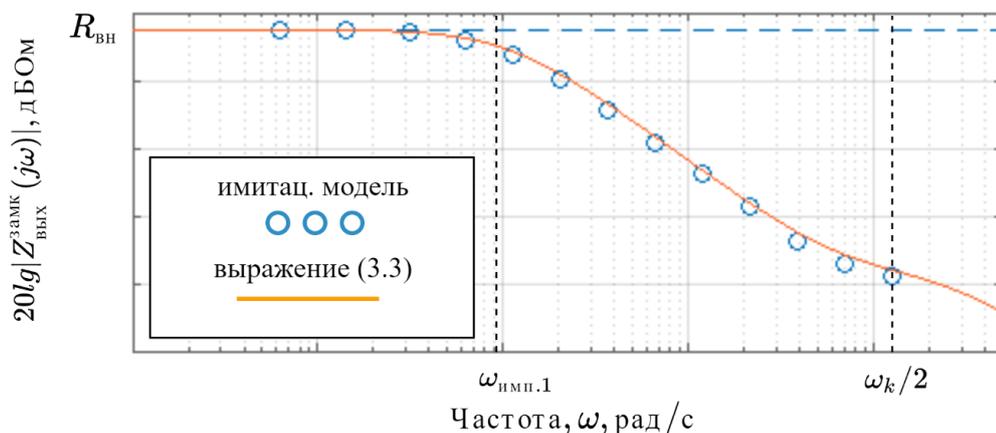


Рисунок 3.20 – Результирующие ЛАЧХ выходного импеданса системы

Пример III. Ненулевое значение $R_{вн}$ с возможностью введения компенсационных связей по току нагрузки

Исходные данные полностью соответствуют исходным данным, приведенным в примере II.

1. Расчет среднего значения тока нагрузки соответствует п.п. 1 из примера II.
2. Устанавливается коэффициент $R_{вн} \leq Z_{max}$.
3. Параметры п.ф. объекта управления соответствуют таблице 3.4.
4. В систему устанавливается компенсационная связь по току нагрузки с коэффициентом $K_{вн}$ в соответствии с рисунком 3.16

$$K_{вн}(U_{зпт}) = Z_0 / G_1 = 2,22 \cdot 10^{-3} \cdot U_{зпт}.$$

5. Проверяется условие

$$R_{вн} \geq (5...10) \cdot \frac{z_{rhp}}{C} \Rightarrow 0,75 \geq (5...10) \cdot 0,029 \text{ Ом.}$$

Условие выполняется.

6. Выбирается частота среза контура регулирования напряжения

$$\omega_{с.н} < (3...5 \cdot z_{rhp})^{-1} \approx (4 \cdot 4,34 \cdot 10^{-5})^{-1} = 5751 \text{ рад/с.}$$

7. Выбираются параметры ПИ-регулятора контура регулирования напряжения при $\zeta = 3$

$$\omega_{р.н} = \omega_{с.н} / (2\zeta)^2 = 5751 / 36 \approx 160 \text{ рад/с,}$$

$$k_{р.н} = \frac{2 \cdot \omega_{с.н} \cdot U_{зпт} \cdot C}{3 \cdot E_m} = \frac{2 \cdot 5751 \cdot 760 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 325} = 13,45.$$

8. Расчет $U_{зпт(\min)}$ соответствует п.п. 8 для примера II.
9. Расчет $\omega_0(U_{зпт(\min)})$ соответствует п.п. 9 для примера II.
10. Частота среза трехканального контура регулирования тока соответствует п.п.10 в примере II.
11. Проверка условия соответствует п.п. 11 в примере II.

12. Параметры регулятора контура регулирования тока соответствуют п.п. 12 в примере II.
13. Схема измерения ЧХ ВИ, показана на рисунке 3.21. Результаты проверки ЛАЧХ выходного импеданса преобразователя с введением компенсационной связи по току нагрузки ЗПТ показаны на рисунке 3.22. Можно заметить, что вид ЛАЧХ близок к виду ЛАЧХ системы первого порядка, как и для случая с управлением без компенсационных связей (пример II), имеется точка перегиба $\omega_{\text{имп.1}}$, располагающаяся на частоте среза разомкнутого контура регулирования напряжения. На частотах, расположенных левее частоты $\omega_{\text{имп.1}}$, выходное сопротивление стремится к уровню, определяемому $R_{\text{вн}}$.

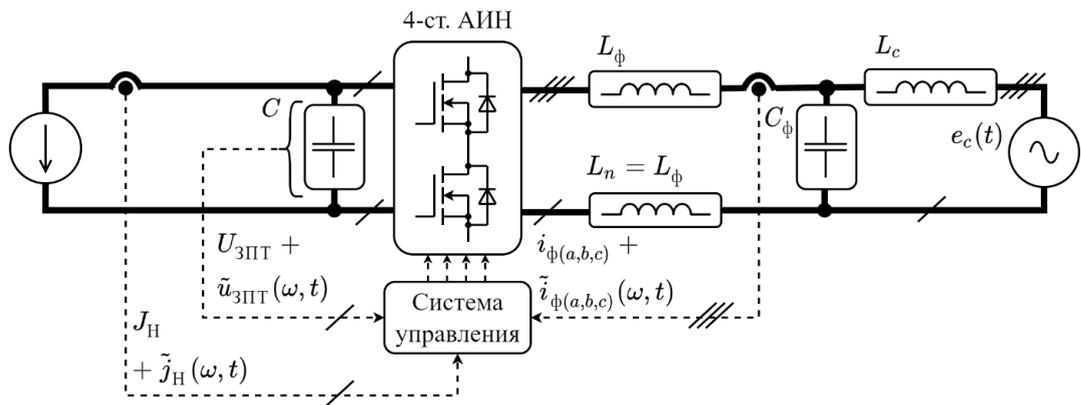


Рисунок 3.21 – Схема измерения ЛАЧХ ВИ при компенсации тока нагрузки

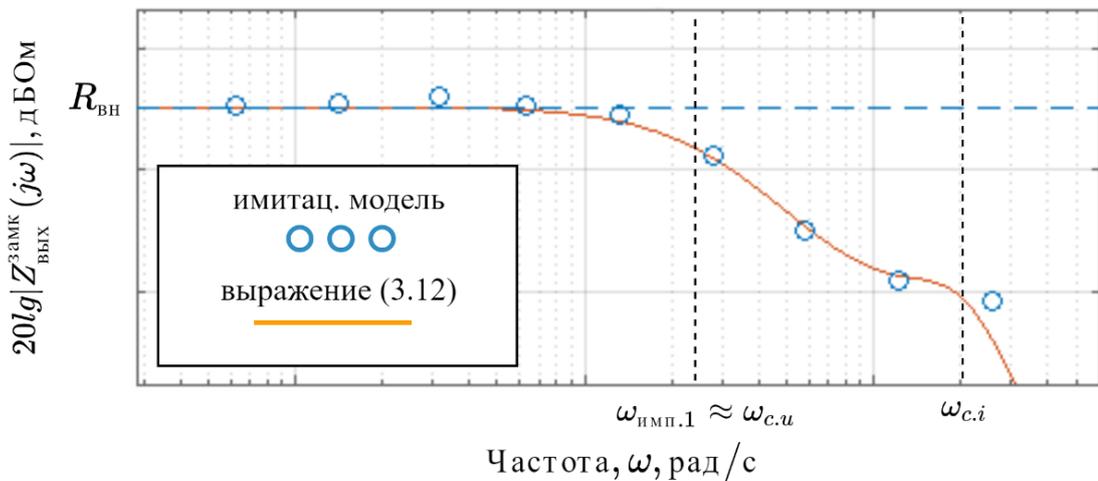


Рисунок 3.22 – ЧХ $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ЗАМК}}(j\omega)|$ при управлении с компенсационной связью по току нагрузки

Выводы по главе 3

На основе полученных в главе 2 п.ф. преобразователя с системой управления в разомкнутом состоянии в составе СЭС построена трехканальная схема замещения объекта управления и исследованы его частотные характеристики с трехканальным контуром регулирования входных токов преобразователя в замкнутом состоянии. В результате проведенного анализа установлены одноканальные схемы замещения объекта управления в контуре регулирования напряжения ЗПТ и исследованы динамические характеристики системы с контуром регулирования напряжения ЗПТ в замкнутом состоянии, в частности получена частотная характеристика выходного импеданса с двухконтурной системой управления в замкнутом состоянии, определяющая устойчивость системы электроснабжения при работе с нелинейными нагрузками постоянного тока. Определена зависимость максимума и точек перегиба ЛАЧХ выходного импеданса от параметров регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ и параметров силовой части преобразователя.

При исследовании динамических свойств объекта управления с трехканальным контуром регулирования токов в замкнутом состоянии в частотной области установлено, что несмотря на то, что каждый отдельный канал трехканального объекта управления является нестационарной системой, так как параметры ЧХ зависят от значения фазы гармонического колебания, описывающего напряжение источника питания, объект управления в контуре регулирования напряжения в целом, как параллельное соединение каналов, при симметричном питающем напряжении является стационарным, так как параметры его ЧХ не зависят от фаз гармонических колебаний, описывающего питающее напряжение и управляющие сигналы.

В динамические свойства контура регулирования напряжения в значительной степени вносит вклад правый ноль п.ф. объекта управления, что выражается в повышении максимума ЛАЧХ выходного импеданса при увеличении интегральной составляющей регулятора в контуре регулирования напряжения и в невозможности полной компенсации реакции преобразователя на возмущение в виде тока нагрузки в пределах полосы пропускания контура регулирования тока. Вышеперечисленное

необходимо учитывать при синтезе регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ.

Параметры регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ возможно выбрать напрямую, исходя из задания на максимальный уровень ЛАЧХ выходного импеданса системы с замкнутым контуром регулирования напряжения, однако для этого при синтезе трехканального контура регулирования токов необходимо учитывать соотношение (3.17).

В результате проведенного анализа преобразователя с замкнутой двухконтурной системой управления напряжением ЗПТ была разработана методика расчета параметров регуляторов при настройке системы на заданный максимум частотной характеристики выходного импеданса на стороне постоянного тока, обеспечивающий ее устойчивость при работе с нелинейными нагрузками постоянного тока для двух способов: случай нулевого внутреннего сопротивления $R_{вн} = 0$ и случай с ненулевым $R_{вн}$.

На основе синтезированной САУ в следующей главе данной работы будет реализован режим компенсации неактивных компонент мощности на стороне переменного тока для улучшения показателей электромагнитной совместимости нелинейной нагрузки переменного тока с питающим трехфазным источником напряжения с помощью АСФ в составе исследуемой СЭС.

ГЛАВА 4 КОМПЕНСАЦИЯ НЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НЕЛИНЕЙНОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В данном разделе работы представлено решение задачи улучшения ключевых показателей электромагнитной совместимости (снижение коэффициента гармоник тока, повышение коэффициента мощности) нелинейной нагрузки переменного тока с питающим трехфазным источником в исследуемой системе электропитания посредством формирования компенсационных воздействий во входном токе преобразователя, выполняющего роль АСФ. Формирование компенсационных воздействий достигается путем введения в состав исходной двухконтурной системы управления преобразователем (глава 3, рисунок 3.1) блоков, реализующих пофазную покомпонентную оценку активной и неактивных составляющих мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока, а также блоков расчета требуемых мгновенных значений компенсационных воздействий в виде добавки к сигналам задания трехканального контура регулирования токов дросселей преобразователя.

4.1 Компоненты неактивной мощности в системах электроснабжения переменного тока с нулевым проводником

В настоящее время трехфазные электрические сети с нейтральным проводником нашли применение для питания одно- и трехфазных нагрузок переменного тока в бытовом и общественном секторах, на производствах при подключении однофазных нагрузок, а также для обеспечения питания электроприемников в электрических сетях летательных аппаратов и прочего оборудования [92-93]. К наиболее распространенным однофазным нагрузкам, подключаемым к четырехпроводным распределительным сетям, относятся: системы уличного освещения, светодиодные экраны большой мощности, регулируемый электропривод, системы кондиционирования и пр. [93].

В [93-94] указывается, что в практике эксплуатации трехфазных четырехпроводных распределительных электрических сетей 0,4/0,23 кВ наиболее часто наблюдается несимметрия потребляемых токов, вызванная случайным характером

процессов коммутации однофазных нагрузок и изменения режимов их работы. Кроме наличия выраженной несимметрии токов, потребляемых от трехфазного источника напряжения, наблюдается искажение его формы относительно гармонической, что в свою очередь обусловлено принципом преобразования рода тока в некоторых однофазных нагрузках, а также возникновение фазового сдвига основной гармоники, потребляемого нагрузкой тока, в фазе системы электроснабжения относительно основной гармоники питающего фазного напряжения, что вызвано наличием реактивных элементов в цепях нагрузок.

В таком случае, для однофазной цепи выделяют две основные компоненты неактивной мощности: **реактивная мощность сдвига** и **мощность искажения**. Для трехфазных цепей вводится дополнительная составляющая – **мощность несимметрии** [95-97]. Полная мощность в цепи определяется как геометрическая сумма составляющих неактивной мощности и активной мощности, что соответствует определению, предложенному в [97-98]

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2 + H^2}, \quad (4.1)$$

где P – активная составляющая полной мощности в трехфазной цепи;

Q – составляющая неактивной мощности, обусловленная наличием фазового сдвига между потребляемым током и питающим напряжением (реактивная мощность);

D – составляющая неактивной мощности, обусловленная наличием высших гармоник тока нагрузки (мощность искажений);

H – составляющая неактивной мощности, обусловленная несимметрией токов, потребляемых нагрузкой трехфазной системы электроснабжения (мощность несимметрии).

В большинстве случаев наличие неактивных компонент в структуре полной мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока, приводит к снижению показателей качества электрической энергии в системе электроснабжения, что в свою очередь приводит к ухудшению ее энергоэффективности, а также затрудняет введение в ее структуру дополнительных источников электроэнергии на основе ВИЭ и др. [99].

Снижение негативного влияния вышеуказанных компонент неактивной мощности может быть достигнуто путем их исключения с помощью применения фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) трех типов: **пассивных, активных и гибридных** [100]. В данной работе, как указывалось ранее, решение задачи повышения показателей качества электрической энергии будет достигнуто с помощью активного фильтро-компенсирующего устройства (АФКУ), реализованного на основе трехфазного АСФ с пофазным управлением токами, подключаемого параллельно нагрузке переменного тока.

В общем случае, алгоритм функционирования параллельного АСФ заключается в циклическом повторении трех последовательных действий: **оценки компонент неактивной мощности** (или эквивалентных величин), **расчета требуемого компенсационного воздействия и его формирования во токе** преобразователя с помощью системы автоматического регулирования [12]. При работе в системах электроснабжения, предоставляющих доступ к нулевому проводнику, общее значение выбранной компоненты неактивной мощности для всей трехфазной системы может быть получено путем алгебраического суммирования значений данной слагаемых от отдельных фаз СЭС [95], что позволяет производить их компенсацию независимо для каждой фазы (пофазно).

4.2 Пофазная оценка компонент мощности в трехфазной системе электроснабжения с нулевым проводником

В настоящее время разработаны различные способы оценки составляющих неактивной мощности [10, 12, 95-96], например, способы реализованные в частотной области, основанные на определении *C. Vudenau*, которые могут быть применены при анализе процессов по известным (заранее записанным в памяти устройства) значениям токов нелинейной нагрузки и питающего напряжения [96]. Они позволяют осуществить достаточно точный расчет мощности искажений и реактивной мощности (р.м.) по следующим соотношениям

$$\begin{cases} S = \sqrt{\sum_n U_n^2 \cdot \sum_n I_n^2}, \\ P = \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \cos(\varphi_n), \\ Q = \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \sin(\varphi_n), \\ D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}, \end{cases}$$

где U_n – действующее значение n -ой гармонической составляющей питающего напряжения переменного тока;

I_n – действующее значение n -ой гармонической составляющей тока потребляемого нагрузкой;

φ_n – значение фазового сдвига между питающим напряжением и током нагрузки на n -ой гармонике;

Несмотря на то, что такой подход строго соответствует определению компонент неактивной мощности (4.1), применительно к задаче компенсации данной составляющей полной мощности он не является эффективным, так как требуется производить гармонический анализ кривых токов и напряжений в сети за период сетевого напряжения, что влечет запаздывание на время, равное сумме времен одного периода сетевого напряжения и времени необходимого для определения составляющих неактивной мощности при выработке компенсирующего воздействия, что при наличии случайным образом изменяющейся нагрузки в значительной степени ухудшает динамические свойства АСФ [101].

В [95] А.О. Сулаймановым описан способ оценки составляющих неактивной мощности на основе подхода О.А. Маевского, который изначально сформулирован во временной области и является цифровым, т. к. в определениях автор оперирует дискретными величинами токов и напряжений, полученными в результате их измерения в фиксированные моменты времени. В соответствии с предложенным способом производится расчет реактивной мощности сдвига по следующему соотношению

$$Q_C = \frac{1}{4\pi} \sum_{j=0}^{N-1} \left\| \left[u(t_j) - u(t_{j+1}) \right] \cdot \left[i(t_j) + i(t_{j+1}) \right] \right\|,$$

где $u(t_j)$ и $u(t_{j+1})$ – значения выборок питающего напряжения на двух последовательных интервалах измерения в моменты времени t_j и t_{j+1} ;

$i(t_j)$ и $i(t_{j+1})$ – значения выборок тока нагрузки на двух последовательных интервалах измерения в моменты времени t_j и t_{j+1} ;

$N = 1 \dots 4$ – номер четверти периода питающего напряжения.

Расчет мощности искажений автором данного способа предлагается производить, исходя из расчета уровня всей неактивной мощности, потребляемой нелинейной нагрузкой, в соответствии со следующей процедурой:

1. Расчет мгновенной мощности

$$p(t_j) = u(t_j) \cdot i(t_j);$$

2. Расчет активной мощности

$$P = \sum_{j=0}^{N-1} p(t_j);$$

3. Расчет обратной мощности

$$\|p_{обр}(t_j)\| = \|p(t_j)\| - P;$$

4. Интегрирование обратной мощности за одну четверть периода питающего напряжения

$$Q_n = \frac{2 \cdot \pi^{(l+1) \cdot N/4}}{N} \sum_{j=l \cdot N/4}^{(l+1) \cdot N/4} \|p_{обр}(t_j)\|,$$

где $l = 0 \dots 3$ – номер полупериода синусоиды питающего напряжения, начинающийся с нулевого;

5. Определяется значение неактивной мощности по любой из двух формул

$$Q_H = 0,5 \cdot (Q_0 + Q_2);$$

$$Q_H = 0,5 \cdot (Q_1 + Q_3).$$

6. Мощность искажений в таком случае автор определяет как разность неактивной мощности и мощности сдвига

$$Q_{И} = Q_H - Q_C.$$

Данный способ оценки компонент неактивной мощности, хотя и позволяет рассчитывать значения составляющих неактивной мощности, потребляемой

нелинейной несимметричной нагрузкой, требует расчета промежуточных величин, таких как мгновенная мощность и обратная мощность, что усложняет его программную реализацию в системе управления активного силового фильтра.

С целью снижения вычислительной нагрузки при оценке компонент неактивной мощности предлагается алгоритм управления АСФ разделить на две составляющие: **пофазную оценку и компенсацию компонент неактивной мощности на основной гармонике питающего напряжения и компенсацию высших гармоник тока от действия нелинейной нагрузки** [102]. С целью фильтрации высших гармонических составляющих тока от действия нелинейной нагрузки и отделения их от основной гармонической составляющей в систему вводится цифровой режекторный БИХ-фильтр (р.ф.), на вход которого подается сигнал с датчика тока нелинейной нагрузки, а частота заграждения данного фильтра выбирается равной частоте основной гармоники питающего переменного напряжения. Такой цифровой режекторный БИХ-фильтр описывается следующей передаточной функцией в z -изображениях [103]

$$W_{\text{р.ф.}}(z) = \frac{1 - 2 \cdot \cos(\omega_c / \omega_b) \cdot z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2 \cdot r \cdot \cos(\omega_c / \omega_b) \cdot z^{-1} + r^2 \cdot z^{-2}}, \quad (4.2)$$

где z^{-n} – задержка сигнала на n тактов выборки сигнала;

ω_c – угловая частота основной гармоники питающего напряжения, выраженная в рад/с;

ω_b – частота следования выборок сигнала, выраженная в рад/с;

r – постоянная фильтра, отвечающая за ширину полосы заграждения.

Время переходного процесса на выходе р.ф. связано с параметром r обратно пропорционально [71] и может быть описано следующим приближенным соотношением, исходя из связи коэффициента r и ширины полосы заграждения фильтра [103]

$$t_{\text{р.ф.}} \approx \frac{4\pi}{(1-r) \cdot \omega_b}. \quad (4.3)$$

Методика синтеза системы управления может быть дополнена шагом выбора параметра r , основываясь на его связи с параметром $t_{\text{р.ф.}}$.

$$r \approx 1 - \frac{4\pi}{\omega_B \cdot t}.$$

Оценка реактивной мощности сдвига для отдельной фазы системы электро-снабжения может быть осуществлена по определению с использованием фазового сдвига питающего напряжения [104]

$$Q_{(k)}(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \int_{t-\pi/\omega_c}^t u_{c(k)}^{+90}(\tau) \cdot i_H(\tau) d\tau \quad (4.4)$$

где $u_{c(k)}^{+90}(\tau)$ – мгновенное значение питающего напряжения k -ой фазы СЭС в точке общего подключения, сдвинутого на 90 градусов;

$i_H(\tau)$ – мгновенное значение тока нагрузки в фазе системы электроснабжения;

τ – параметр, обозначающий зависимость переменных от времени.

$k = a, b, c$ – индекс фазы трехфазной цепи.

На основании (4.4) может быть записана формула для оценки реактивной мощности сдвига на основной гармонике питающего напряжения при условии, что вклад высших гармоник в спектральный состав питающего напряжения пренебрежимо мал

$$\bar{Q}_{(k)}(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \int_{t-\pi/\omega_c}^t u_{c(k)}^{+90}(\tau) \cdot [i_{H(k)}(\tau) - i_{ВГ(k)}^*(\tau)] d\tau, \quad (4.5)$$

где $i_{ВГ}^*(\tau)$ – выходной сигнал цифрового р.ф. тока нагрузки.

Фазовый сдвиг кривой питающего напряжения на 90 электрических градусов возможно осуществить различными способами, например: с помощью цифровой задержки на четверть периода основной гармоники, преобразования Гильберта или, если трехфазная система питающих напряжений в достаточной степени симметрична, с помощью выбора соответствующих линейных напряжений [102]

$$\begin{aligned} u_{c(a)}^{+90}(t) &= (1/\sqrt{3}) \cdot (u_{c(b)}(t) - u_{c(c)}(t)), \\ u_{c(b)}^{+90}(t) &= (1/\sqrt{3}) \cdot (u_{c(c)}(t) - u_{c(a)}(t)), \\ u_{c(c)}^{+90}(t) &= (1/\sqrt{3}) \cdot (u_{c(a)}(t) - u_{c(b)}(t)), \end{aligned} \quad (4.6)$$

где $u_{c(a)}(t)$, $u_{c(b)}(t)$, $u_{c(c)}(t)$ – исходные фазные напряжения трехфазного питающего источника в точке общего подключения;

Для практической реализации цифрового алгоритма управления в системе управления преобразователем, работающем в режиме активного силового фильтра в исследуемой системе электроснабжения, блок вычисления уровня реактивной мощности сдвига в фазе СЭС представляется в виде блок схемы, показанной на рисунке 4.1 на примере фазы a [102], на котором в качестве n выступает номер отсчета в выборке сигнала.

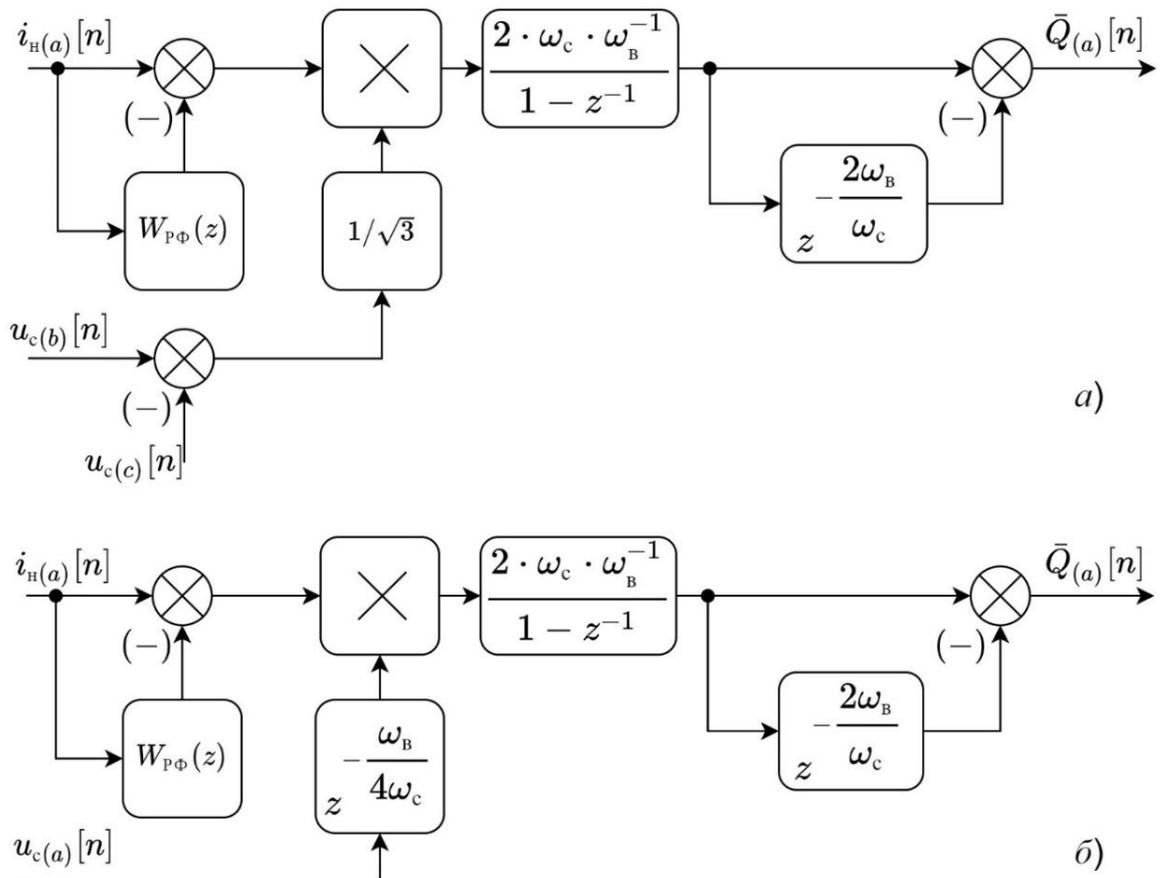


Рисунок 4.1 – Блок расчета среднего за полупериод сетевого напряжения значения реактивной мощности (а) – для СЭС с симметричным трехфазным напряжением переменного тока, б) – для СЭС с несимметричным напряжением)

С целью компенсации мощности несимметрии в трехфазной цепи переменного тока с нелинейной нагрузкой предлагается осуществить определение активной мощности в отдельных фазах трехфазной цепи исследуемой системы электроснабжения по следующему соотношению, аналогичному (4.5)

$$\bar{P}_{(k)}(t) = \frac{\omega_c}{\pi} \int_{t-\pi/\omega_c}^t u_{c(k)}(\tau) \cdot [i_{н(k)}(\tau) - i_{ВГ(k)}^*(\tau)] d\tau.$$

В таком случае, компенсация мощности несимметрии для сети с симметричным питающим напряжением может быть выполнена путем приведения потребляемых по фазам трехфазной цепи мощностям к единому для всех фаз среднему значению, определяемому выражением

$$\bar{P}_{cp}(t) = \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} \bar{P}_{(k)}(t),$$

что не потребует вычисления выражения (4.1) для всей трехфазной цепи [16, 105]. Для систем с симметричной нагрузкой приведение мощности, потребляемой нагрузкой в фазе системы электроснабжения, к общему среднему значению приведет к исключению тока, протекающего по нулевому проводнику системы электроснабжения до точки подключения силового преобразователя, т. к. система гармонических токов, потребляемых от трехфазного генератора, станет симметричной.

Подход, основанный на усреднении мощности, не позволяет обеспечить симметрирование токов, потребляемых от трехфазного источника питания, если требуется исключение тока нулевого проводника в системе электроснабжения с несимметричным трехфазным питающим напряжением. В таком режиме работы, для решения данной задачи может быть применен подход, основанный на прямом симметрировании действующих значений токов, потребляемых от трехфазного источника питания, путем его вычисления для каждой фазы в соответствии с формулой скользящего действующего значения [106]

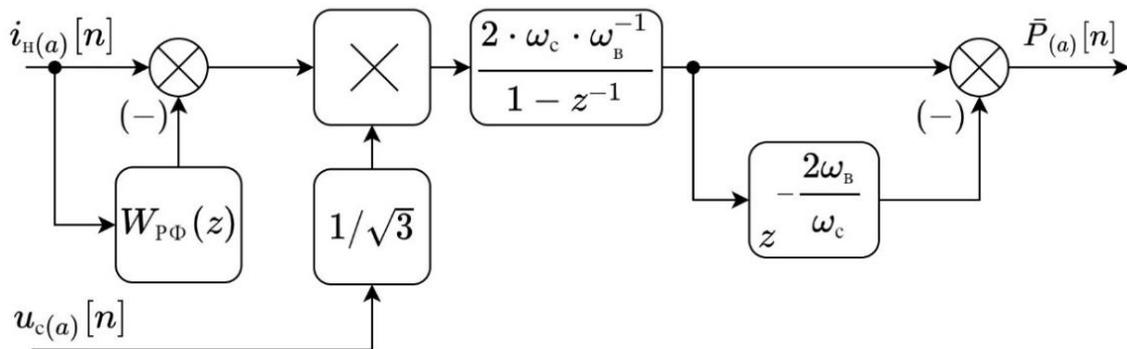
$$I_{(k)}(t) = \sqrt{\frac{\omega_c}{2\pi} \int_{t-2\pi/\omega_c}^t [i_{н(k)}(\tau) - i_{ВГ(k)}^*(\tau)]^2 d\tau},$$

где $I_{(k)}(t)$ – действующее значение основной гармоники тока в фазе СЭС.

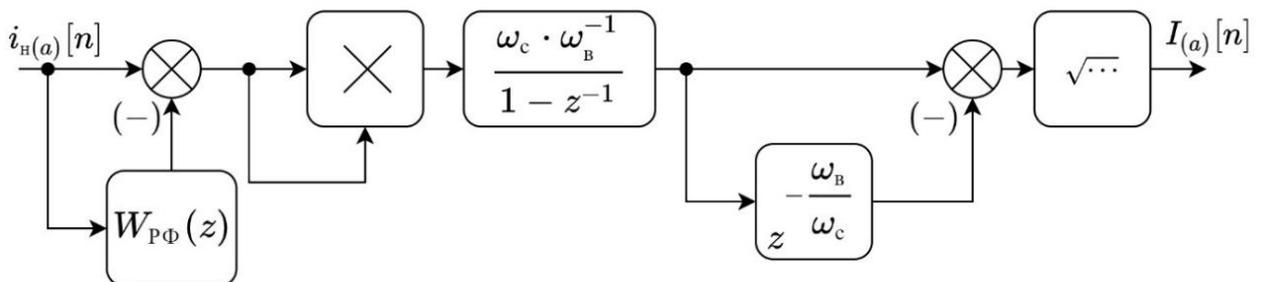
Далее вычисляется среднее по всем фазам системы электроснабжения действующее значение тока

$$\bar{I}_{cp}(t) = \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} I_{(k)}(t).$$

Функциональные схемы блоков оценки уровней среднего значения активной мощности и действующего значения тока в фазе СЭС показаны на рисунке 4.2. Необходимо отметить, что при работе преобразователя в условиях изменяющейся частоты питающего переменного напряжения необходимо обеспечить подстройку коэффициентов в блоках расчета уровня активной и реактивной мощностей, блоках расчета действующего значения тока, а также подстройку частоты заграждения цифрового режекторного фильтра, что возможно обеспечить при использовании быстродействующих ФАПЧ [91,107].



a)



б)

Рисунок 4.2 – Блоки расчета уровня активной мощности и действующего значения тока в фазе трехфазной цепи системы электроснабжения

4.3 Расчет компенсационных воздействий в виде добавки к сигналам задания в трехканальный контур управления входными токами

Блоки формирования компенсационных воздействий в системе управления преобразователем выполняют две функции: расчет уровней компенсационных

воздействий в виде амплитуд токов задания в трехканальный контур регулирования входных токов преобразователя, а так же синхронизацию токов задания с питающей трехфазной сетью переменного тока путем оценки двух типов направляющих трехфазных гармонических сигналов с единичной амплитудой: трехфазного направляющего сигнала с нулевым фазовым сдвигом относительно питающего трехфазного напряжения и трехфазного сигнала со сдвигом, равным 90 градусам, относительно питающего трехфазного напряжения. Трехфазный сигнал с нулевым фазовым сдвигом используется в системе для управления напряжением ЗПТ и уровнями активной мощности, потребляемыми от питающего источника переменного напряжения в фазах системы электроснабжения, трехфазный синхронизирующий сигнал со сдвигом в 90 градусов используется для компенсации реактивной мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока [102].

В СЭС с симметричным трехфазным напряжением переход от реактивной мощности $\bar{Q}_{(k)}$ к амплитуде тока задания, требуемого для компенсации, может быть осуществлен по соотношению [102]

$$I_{p(k)}(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot \bar{Q}_{(k)}(t)}{\sqrt{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}}, \quad (4.7)$$

где $I_{p(k)}(t)$ – амплитуда тока задания, необходимая для компенсации уровня реактивной мощности в цепи переменного тока;

Если трехфазная система питающих напряжений несимметрична, для расчета амплитуды фазного питающего напряжения может быть использована геометрическая сумма мгновенных значений исходного и сдвинутого на 90 градусов сигналов данного фазного напряжения [102]

$$I_{p(k)}(t) = \frac{2 \cdot \bar{Q}_{(k)}(t)}{\sqrt{(u_{c(k)}(t))^2 + (u_{c(k)}^{+90}(t))^2}}. \quad (4.8)$$

Однако, по сравнению с (4.7) данный подход требует, чтобы частота питающей сети была стабильна, как например в сетях, соответствующих ГОСТ 32144 – 2013, так как от частоты питающей сети зависит величина времени, на которую необходимо осуществить задержку исходного сигнала фазного питающего

напряжения. В сетях с нестабильной или изменяющейся во времени частотой питающего напряжения, например сети соответствующие ГОСТ Р 56124.2 – 2014 или сети летательного аппарата, соответствующие ГОСТ Р 54073 – 2017, для корректной оценки амплитуды компенсационного воздействия с помощью (4.8) требуется подстройка периода интегрирования и коэффициентов выражения, например с помощью подсистемы ФАПЧ [91].

Сигнал задания для компенсации отклонения потребляемой по фазе СЭС активной мощности от среднего ее уровня по всем фазам может быть вычислен в системе управления как разность уровня активной мощности в данной фазе и среднего уровня по всем фазам, а переход к амплитуде тока задания для компенсации несимметрии осуществляется аналогично (4.7) в случае симметричного питающего напряжения

$$I_{a(k)}(t) = \sqrt{6} \cdot \frac{\bar{P}_{cp}(t) - \bar{P}_{(k)}(t)}{\sqrt{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}}. \quad (4.9)$$

Если питающее трехфазное напряжение несимметрично, применение алгоритма симметрирования активных мощностей не приведет к исключению тока нулевого проводника, как было указано ранее. В таком случае, для его исключения предлагается применять алгоритм симметрирования фазных токов, в соответствии с которым осуществляется симметрирование действующих значений тока, потребляемого нагрузкой. При этом, сигнал задания на ток симметрирования выбирается по следующему соотношению

$$I_{a(k)}(t) = I_{(k)}(t) - \bar{I}_{cp}(t).$$

После определения амплитуд компенсационных воздействий, необходимо определить направляющие сигналы, при умножении на которые будут сформированы окончательные сигналы задания в контур регулирования входных токов АСФ. Выработка синхронизирующих сигналов осуществляется путем нормирования фазного напряжения (приведение к единичной амплитуде) и в случае симметричного питающего напряжения выполняется по следующим соотношениям [102]

$$v_{(k)}(t) = \frac{\sqrt{1,5} \cdot u_{c(k)}(t)}{\sqrt{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}}, \quad (4.10)$$

$$v_{(k)}^{+90}(t) = \frac{\sqrt{1,5} \cdot u_{c(k)}^{+90}(t)}{\sqrt{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}}. \quad (4.11)$$

где $v_{(k)}(t)$ – направляющий сигнал для управления потоками активной мощности и напряжением ЗПТ;

$v_{(k)}^{+90}(t)$ – направляющий сигнал для управления потоками реактивной мощности.

В случае несимметричного питающего напряжения выражения (4.10) и (4.11) могут быть переписаны аналогично (4.8)

$$v_{(k)}(t) = \frac{u_{c(k)}(t)}{\sqrt{(u_{c(k)}(t))^2 + (u_{c(k)}^{+90}(t))^2}}, \quad (4.12)$$

$$v_{(k)}^{+90}(t) = \frac{u_{c(k)}^{+90}(t)}{\sqrt{(u_{c(k)}(t))^2 + (u_{c(k)}^{+90}(t))^2}}. \quad (4.13)$$

Таким образом, для случая симметричного питающего трехфазного напряжения мгновенное значение задания на ток компенсации реактивной мощности, потребляемой нагрузкой на основной гармонике питающего напряжения, может быть получено по соотношению

$$i_{p(k)}^*(t) = I_{p(k)}(t) \cdot v_{(k)}^{+90}(t), \quad (4.14)$$

а в случае управления потоками активной мощности для управления напряжением ЗПТ и симметрирования фазных токов сигнал задания рассчитывается по следующему соотношению

$$i_{a(k)}^*(t) = I_{a(k)}(t) \cdot v_{(k)}(t). \quad (4.15)$$

После подстановки (4.7) и (4.11) в (4.14) может быть получено окончательное выражение для расчета тока задания для компенсации реактивной мощности в фазе СЭС с симметричным питающим напряжением

$$i_{p(k)}^*(t) = \frac{3 \cdot \bar{Q}_{(k)}(t) \cdot u_{c(k)}^{+90}(t)}{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}. \quad (4.16)$$

Выражение для расчета тока задания, необходимого для компенсации несимметрии потребляемой активной мощности, может быть получено аналогично (4.16) путем подстановки (4.9) и (4.10) в (4.15)

$$i_{a(k)}^*(t) = \frac{3 \cdot (\bar{P}_{cp}(t) - \bar{P}_{(k)}(t)) \cdot u_{c(k)}(t)}{u_{c(a)}^2(t) + u_{c(b)}^2(t) + u_{c(c)}^2(t)}. \quad (4.17)$$

В случае несимметричного питающего напряжения формирование мгновенных значений токов заданий для компенсации реактивной мощности в фазе осуществляется на основе выражения, полученного путем подстановки (4.8) и (4.13) в (4.15)

$$i_{p(k)}^*(t) = \frac{2 \cdot \bar{Q}_{(k)}(t) \cdot u_{c(k)}^{+90}(t)}{(u_{c(k)}(t))^2 + (u_{c(k)}^{+90}(t))^2}. \quad (4.18)$$

Симметрирование действующих значений основных гармоник токов, потребляемой нелинейной несимметричной нагрузкой, осуществляется путем формирования добавки к току задания

$$i_{a(k)}^*(t) = \frac{I_{a(k)}(t) \cdot u_{c(k)}(t)}{\sqrt{(u_{c(k)}(t))^2 + (u_{c(k)}^{+90}(t))^2}}. \quad (4.19)$$

Таким образом, результирующий сигнал задания в отдельный канал трехканального контура регулирования входных токов АСФ является суммой указанных выше компонент (4.16) - (4.19) и компоненты, осуществляющей компенсацию высших гармоник тока нагрузки, полученной с выхода режекторного фильтра $W_{p\Phi}(z)$ (4.2), а также компоненты, осуществляющей регулирование напряжения ЗПТ

$$i_{\Sigma(k)}^*(t) = i_{a(k)}^*(t) + i_{p(k)}^*(t) + i_{BГ(k)}^*(t) + i_{ЗПТ}^*(t) \cdot v_{(k)}(t).$$

Как было указано ранее, для смещения сигнала фазного питающего напряжения на 90 градусов в системах с несимметричным питающим напряжением может быть использовано звено задержки $z^{-0,25\omega_B/\omega_C}$ (рисунок 4.1), для реализации

которого требуется информация о частоте питающего напряжения. Также эта информация необходима для установки коэффициентов в блоках вычисления уровней активной/реактивной мощностей (рисунок 4.1-4.2), адаптации частоты режекторного фильтра и в блоке вычисления действующего значения тока на основной гармонике питающего напряжения. Для этого в систему вводится блок ФАПЧ, который формирует на своем выходе сигнал, пропорциональный частоте питающей сети [91, 107-108]. В случае симметричного питающего напряжения может быть использована одна трехфазная подсистема ФАПЧ, показанная на рисунке 4.3, а в случае несимметричного питающего напряжения может быть использованы три однофазные подсистемы ФАПЧ, устанавливающиеся на каждый отдельный канал формирования входных токов [108]. Параметры блоков ФАПЧ могут быть выбраны, исходя из методик, описанных в [107-108].

Функциональные схемы системы управления АСФ с учетом блоков, необходимых для компенсации неактивных потоков мощности, показаны на рисунках 4.4 и 4.5.

На данных рисунках присутствует блок оценки фазных напряжений, позволяющий обеспечить работоспособность АСФ без использования прямого измерения напряжения трехфазного источника питания СЭС. Принцип работы и структурная схема данного блока будут описаны в п.п. 4.4 текущей главы данной диссертационной работы.

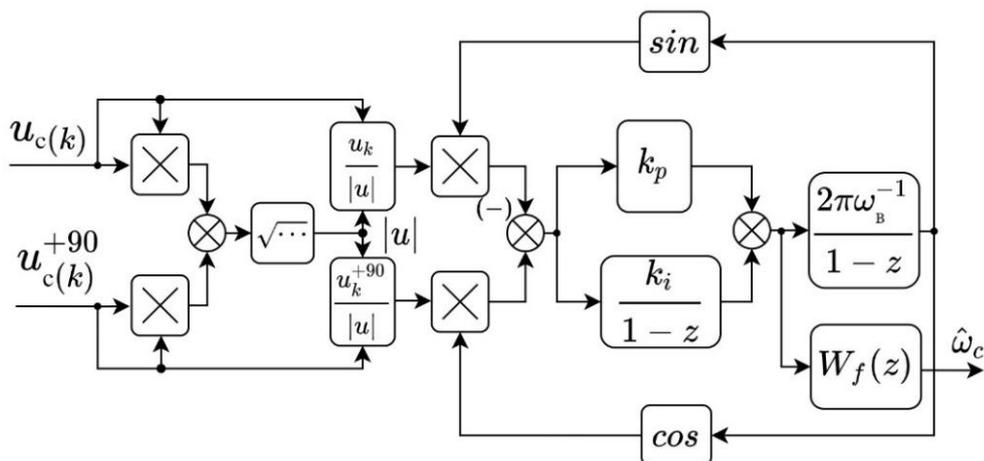


Рисунок 4.3 – Трехфазная подсистема ФАПЧ для работы с симметричным питающим трехфазным напряжением

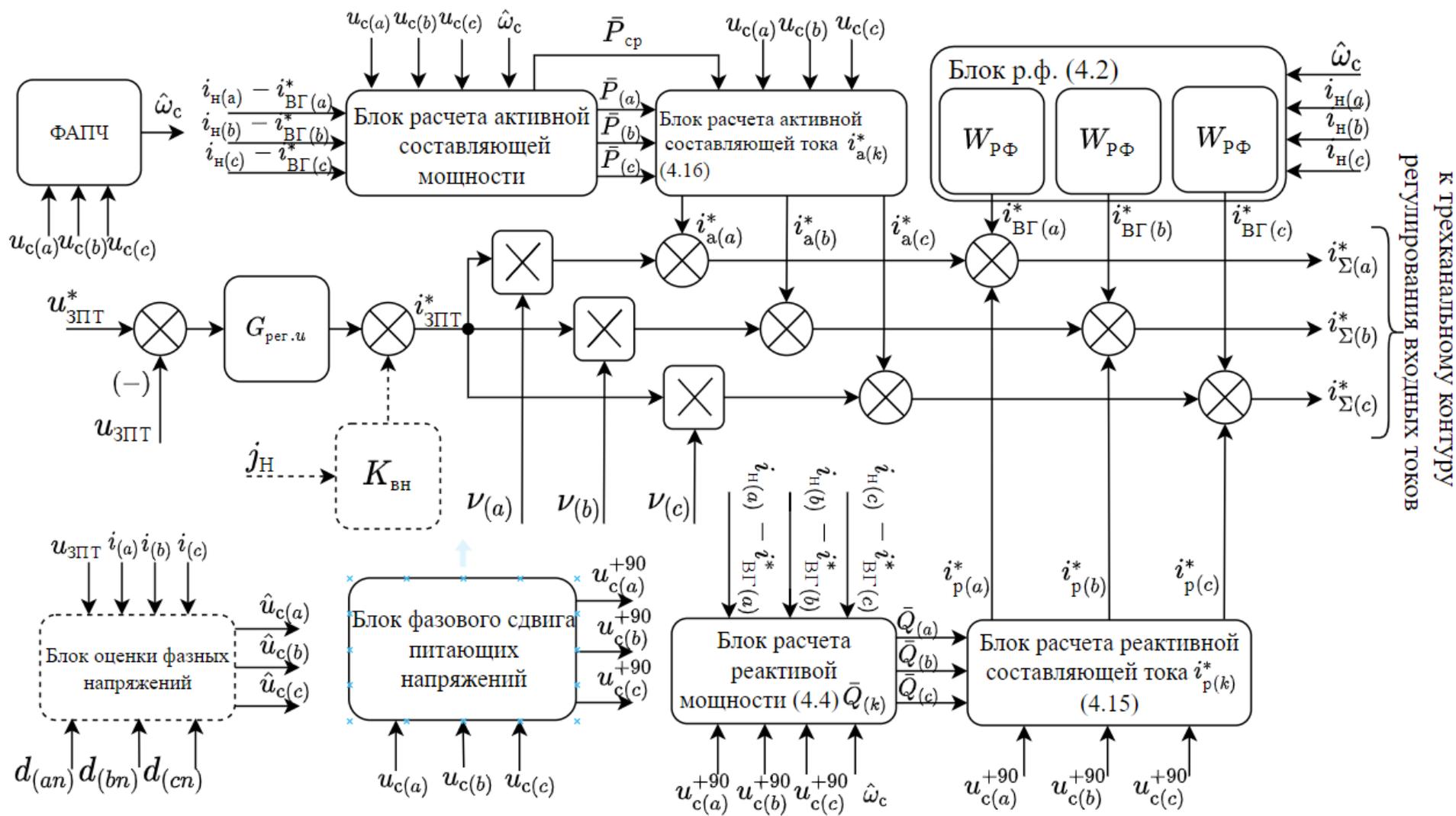


Рисунок 4.4 – Функциональная схема системы управления преобразователем напряжения в составе СЭС с симметричным питающим трехфазным напряжением

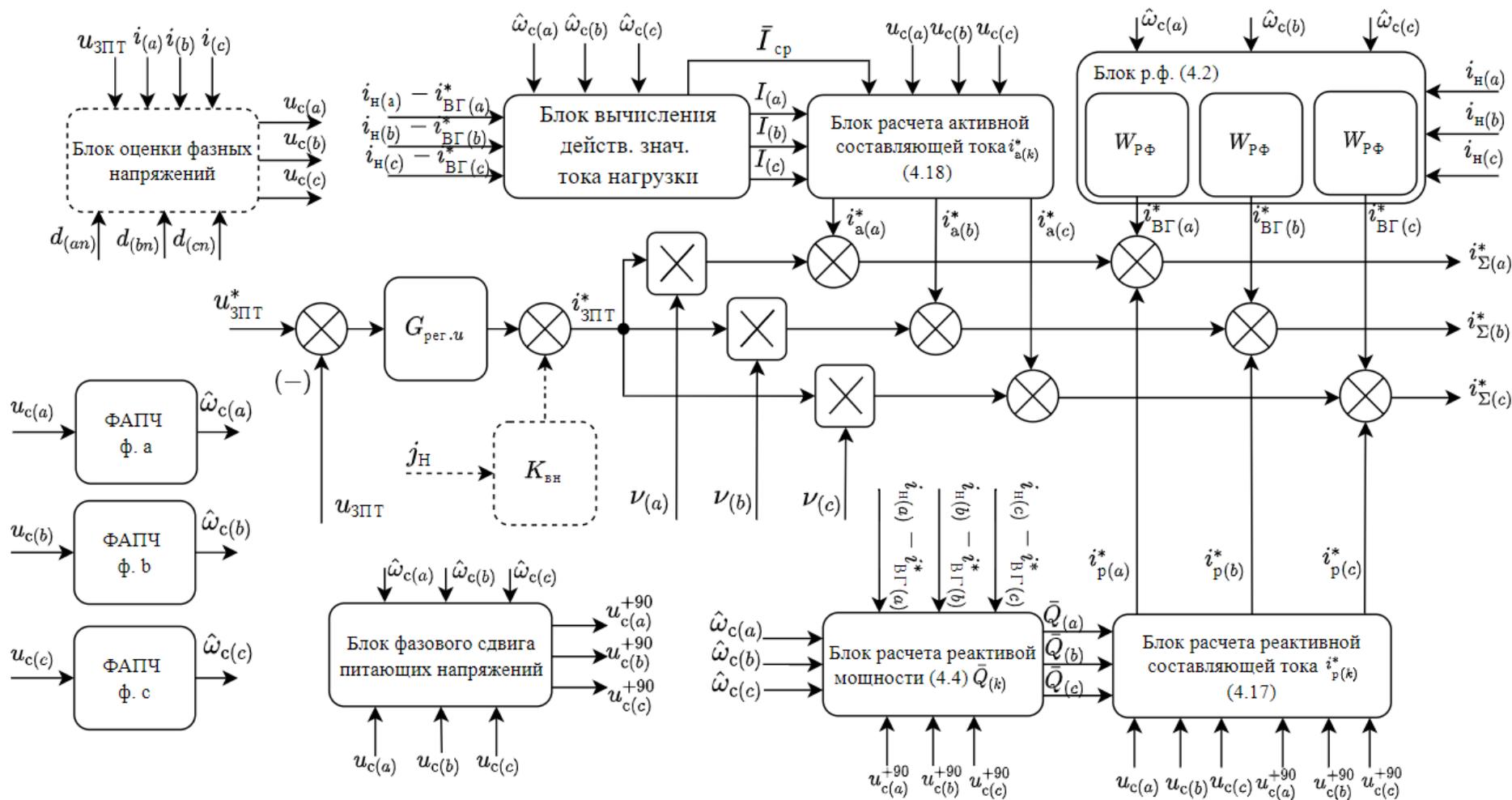


Рисунок 4.5 – Функциональная схема системы управления преобразователем напряжения в составе СЭС с несимметричным питающим трехфазным напряжением

4.4 Оценка напряжений трехфазного питающего источника без использования датчиков переменного напряжения

Описанный выше способ управления АСФ может быть реализован без применения датчиков переменного напряжения. Для этого в систему предлагается ввести дополнительный блок оценки фазных напряжений в точке подключения $u_{c(k)}$, в задачи которого входит расчет сигнала, мгновенное значение которого приближено к мгновенному значению фазного напряжения питающей сети $\hat{u}_{c(k)}$, используя только прямые измерения величин токов дросселей АСФ, напряжения ЗПТ и сигнал модуляции, вырабатываемый в трехканальном контуре регулирования токов, а также численные значения параметров силовой схемы преобразователя [109-110].

Работа блока оценки трехфазной системы питающих напряжений основывается на математической модели АСФ, записанной в виде системы дифференциальных уравнений в главе 2 данной работы. В случае, если емкость LC -фильтра мала, может быть записана следующая система уравнений

$$\begin{cases} u_{c(k)}(t) = L_{\phi} \frac{di_{\phi k}(t)}{dt} + r_{\phi} \cdot i_{\phi k}(t) + d_{(kn)}(t) \cdot u_{\text{ЗПТ}}(t) + L_{\phi n} \frac{di_{\phi n}(t)}{dt}, \\ i_{\phi n}(t) = \sum_{k=a,b,c} i_{\phi k}(t). \end{cases} \quad (4.20)$$

Выражение (4.20) может быть представлено в цифровом виде с использованием дискретных сигналов, полученных на n -ом и $n-1$ -ом такте выборки (дискретных значений) сигналов цифровой системой управления

$$\begin{cases} \hat{u}_{c(k)}[n] = \frac{L_{\phi}}{T_{\text{в}}} \cdot (i_{\phi k}[n] - i_{\phi k}[n-1]) + (r_c + r_{\phi}) \cdot i_{\phi k}[n] + \\ + d_{(kn)}[n-1] \cdot u_{\text{ЗПТ}}[n] + \frac{L_{\phi n}}{T_{\text{в}}} (i_{\phi n}[n] - i_{\phi n}[n-1]), \\ i_{\phi n}[n] = \sum_{k=a,b,c} i_{\phi k}[n], \end{cases} \quad (4.21)$$

где $\hat{u}_{c(k)}$ – оценка фазного питающего напряжения на n -ом интервале дискретизации системы;

$T_B = 2\pi/\omega_B$ – период выборки сигналов, численно равный времени между двумя последовательными выборками;

$i_{(\phi k)}[n]$, $i_{(\phi k)}[n-1]$ – дискретные значения входного тока АСФ на n и $n-1$ тактах работы системы управления;

$d_{(kn)}[n-1]$ – дискретное значение сигнала с выхода регулятора тока в отдельном канале трехканального контура регулирования входных токов на предыдущем такте работы системы управления;

$u_{зпт}[n]$ – выборка сигнала напряжения звена постоянного тока.

Система разностных уравнений (4.21) может быть реализована в составе алгоритма управления преобразователем напряжения в виде отдельного блока оценки фазных напряжений. Функциональная схема блока изображена на рисунке 4.6. В него встроен цифровой фильтр нижних частот (ФНЧ) с целью снижения амплитуд высших гармонических составляющих в выходном сигнале блока. Частота среза ФНЧ выбирается не большей частоты среза трехканального контура регулирования входных токов преобразователя [71].

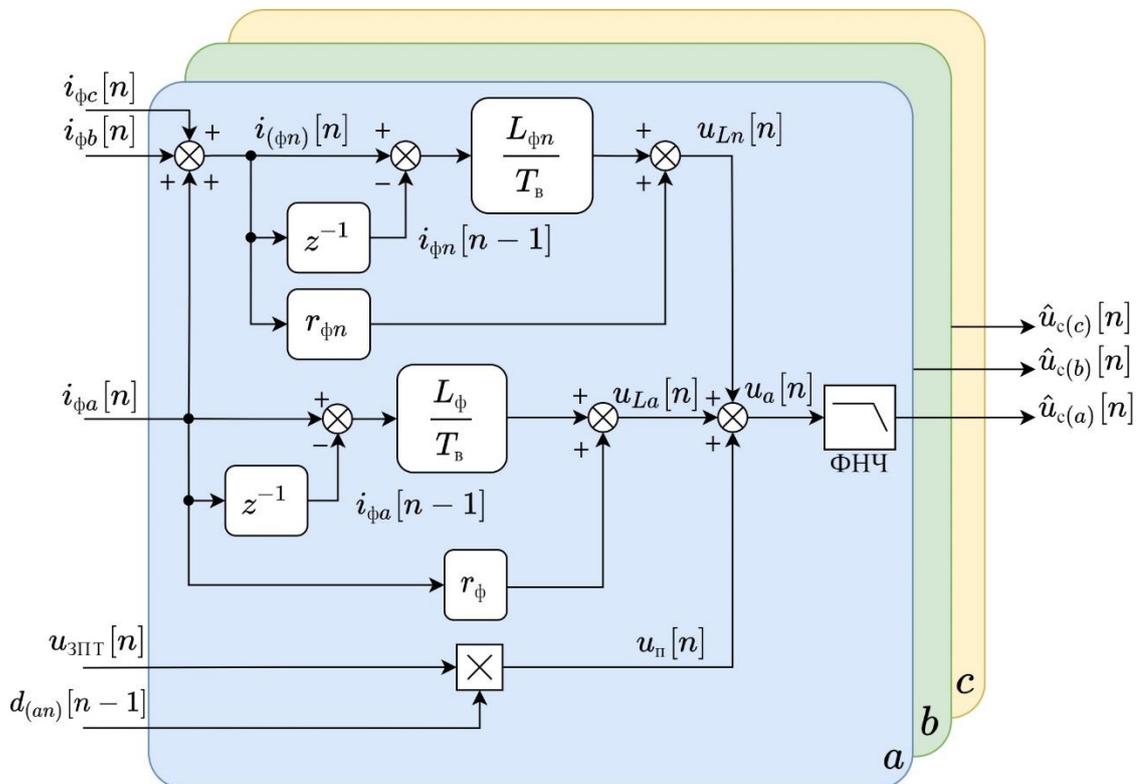


Рисунок 4.6 – Функциональная схема блока оценки фазных напряжений

4.5 Имитационное моделирование процессов компенсации компонент неактивной мощности в исследуемой системе электроснабжения

Имитационное моделирование системы электроснабжения с АСФ произведено с целью проверки работоспособности предложенного способа управления. Моделирование включает два случая: случай статичного переменного напряжения с параметрами, соответствующими ГОСТ 32144 – 2013, и случай работы в системе электроснабжения с несимметричным питающим напряжением и изменяющейся частотой, параметры электроэнергии в которой соответствуют ГОСТ Р 56124.2–2014. В первом случае система управления преобразователем соответствует показанной на рисунке 4.4 с ФАПЧ, изображенной на рисунке 4.3, во втором случае система управления соответствует показанной на рисунке 4.5 с однофазной ФАПЧ, показанной в [108]. Схема системы реализованная в имитационной модели показана на рисунке 4.7, параметры системы и АСФ показаны в таблицах 4.1-4.2.

Настройка параметров регуляторов осуществлена в соответствии с методами, описанными в предыдущей главе.

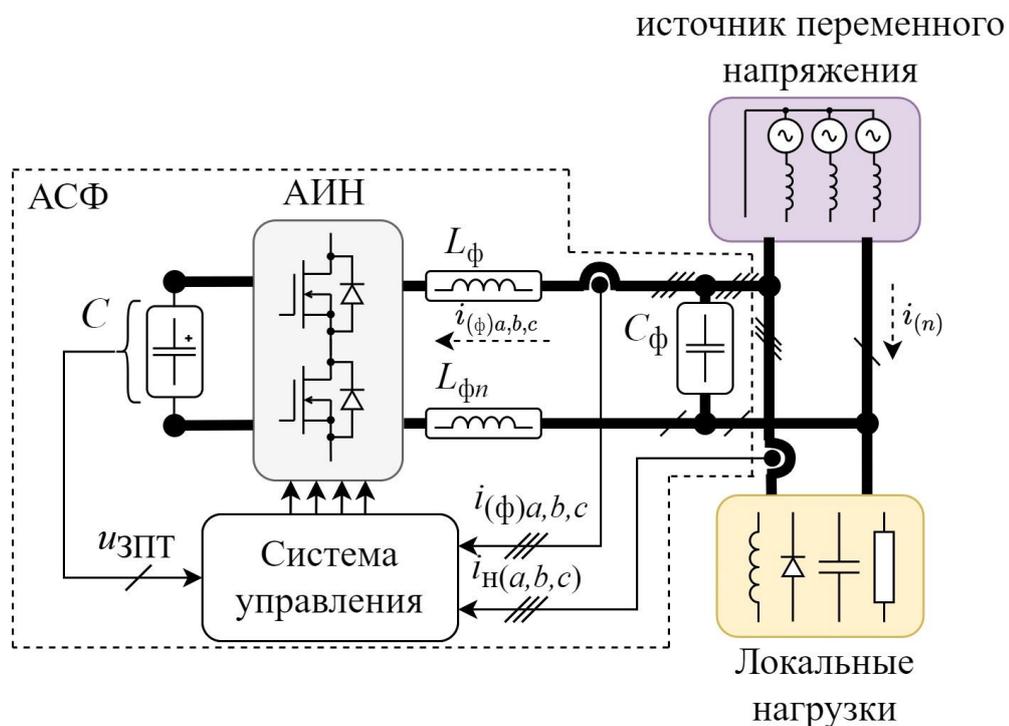


Рисунок 4.7 – Схема системы электроснабжения, использованная в процессе имитационного моделирования

Таблица 4.1 – Параметры имитационной модели

Параметр	Значение
Частота среза контура регулирования входного тока, кГц	5
Частота среза разомкнутого контура рег. напряжения ЗПТ, Гц	500
Коэффициент режекторного фильтра, r , отн. ед.	0,9998
Индуктивность дросселя силового фильтра L_{ϕ} , мкГн	400
Емкость конденсатора ЗПТ C , мФ	15
Индуктивность источника переменного напряжения L_c , мкГн	50
Емкость конденсатора силового фильтра, C_{ϕ} , мкФ	1
Напряжение сети, кВ	0,4
Напряжение звена постоянного тока, В	750
Частота напряжения переменного тока, Гц	50±0,2
Коэффициент гармоник напряжения источника, %	8
Коэффициент гармоник тока нагрузки, %	72
Мощность локальных нагрузок, кВА	10
$\cos\varphi_1$, отн.ед.	0,95

На рисунке 4.8 изображены временные диаграммы напряжения и тока звена постоянного тока, а также фазного напряжения и тока источника в процессе запуска преобразователя путем дозаряда емкости ЗПТ с начального напряжения, равного 540 В, до номинального напряжения в 750 В током с постоянной амплитудой, равной 50 А.

На рисунке 4.9 показаны временные диаграммы выходной величины блока оценки фазного напряжения питающего источника, использованные для вычисления синхронизирующего сигнала $v_{(k)}(t)$, совмещенный с ним сигнал измеренного фазного напряжения, а также диаграмма разности данных сигналов.

По окончании переходного процесса в напряжении звена постоянного тока (момент времени $t_1 = 0,3$ с. с момента старта) было осуществлено подключение

нелинейной нагрузки переменного тока в виде однофазного диодного моста с RLC -цепью в звене выпрямленного напряжения (рисунок 4.10). Нагрузка подключалась между фазой a и нейтральным проводником.

На рисунке 4.11-4.12 показаны переходный и установившийся процессы в системе электроснабжения в режиме компенсации высших гармоник тока источника при подключении нелинейной однофазной нагрузки переменного тока мощностью 10 кВт к фазе a в момент времени $t_1 = 0,3$ с.

На рисунке 4.13-4.14 показаны временные диаграммы процессов в системе в режиме компенсации высших гармоник тока и реактивной мощности сдвига нелинейной нагрузки при включении алгоритма компенсации р.м. в момент времени $t_2 = 0,5$ с.

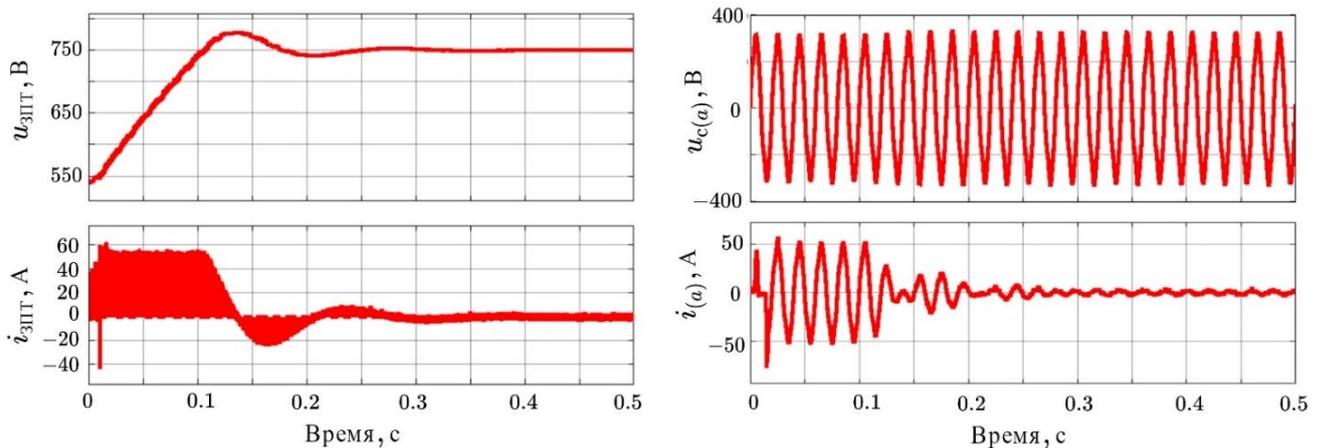


Рисунок 4.8 – Запуск преобразователя путем дозаряда емкости с начального значения 540 В до номинального значения 750 В

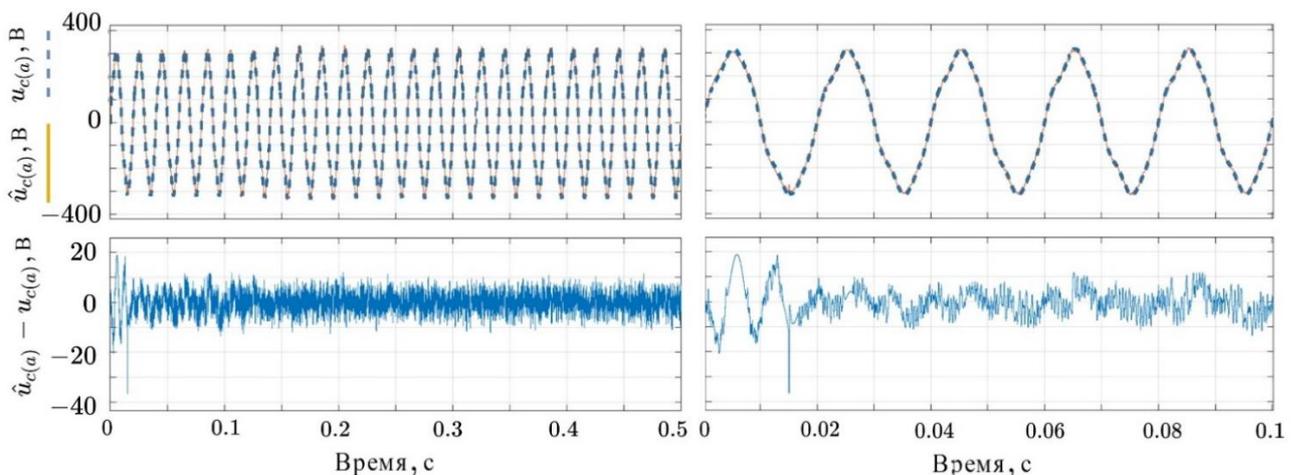


Рисунок 4.9 – Временные диаграммы фазного питающего напряжения, его оценки и ошибки вычисления

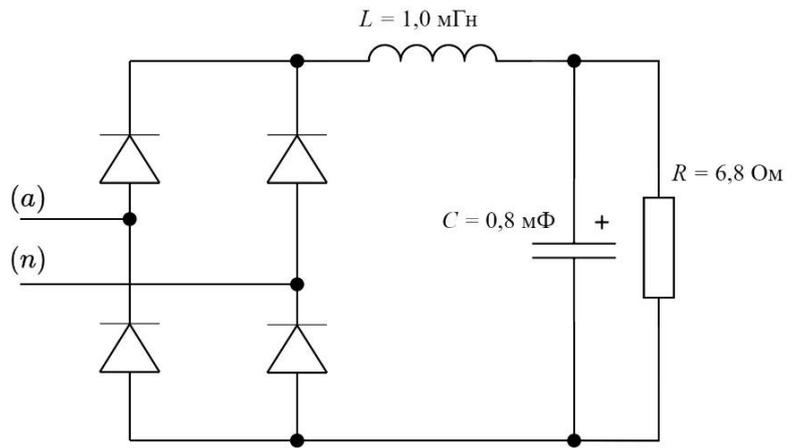


Рисунок 4.10 – Схема нелинейной однофазной нагрузки

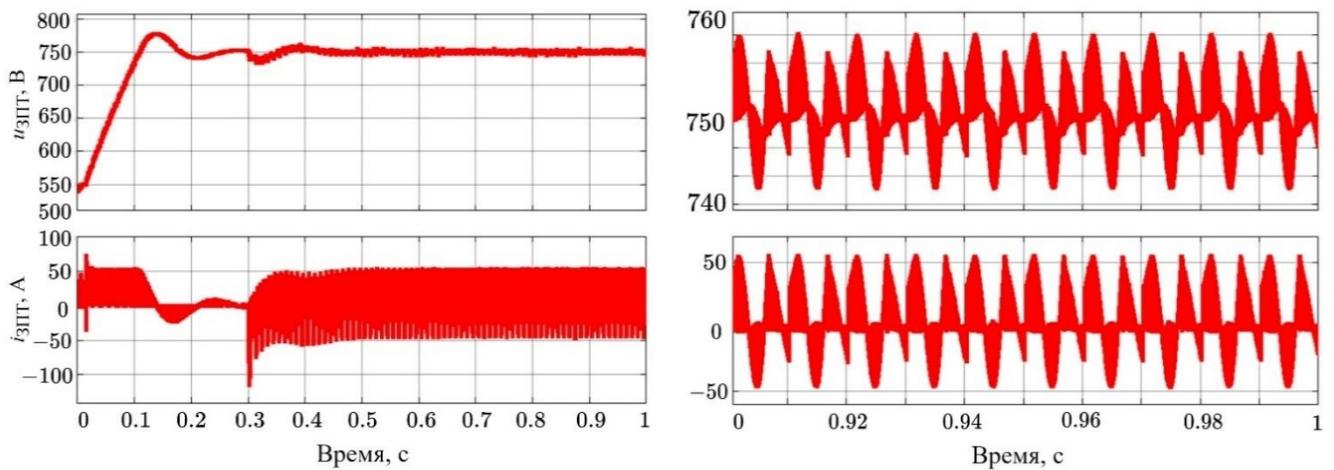


Рисунок 4.11 – Переходный и установившийся процессы в ЗПТ при подключении однофазной нагрузки переменного тока

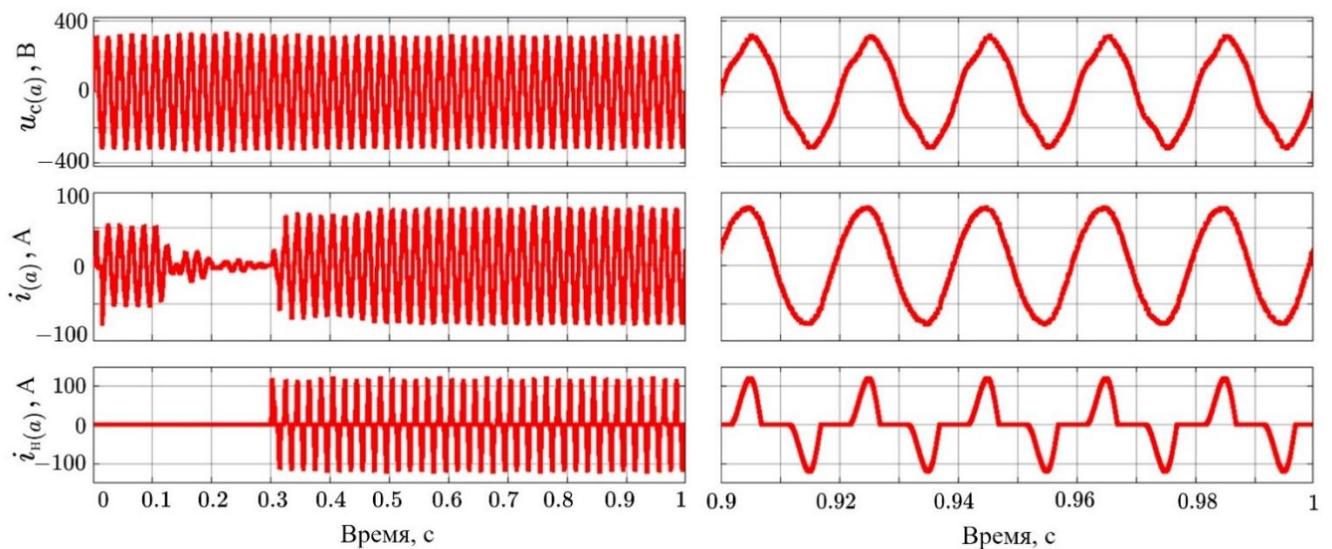


Рисунок 4.12 – Временные диаграммы переходного и установившегося процессов на стороне переменного тока системы

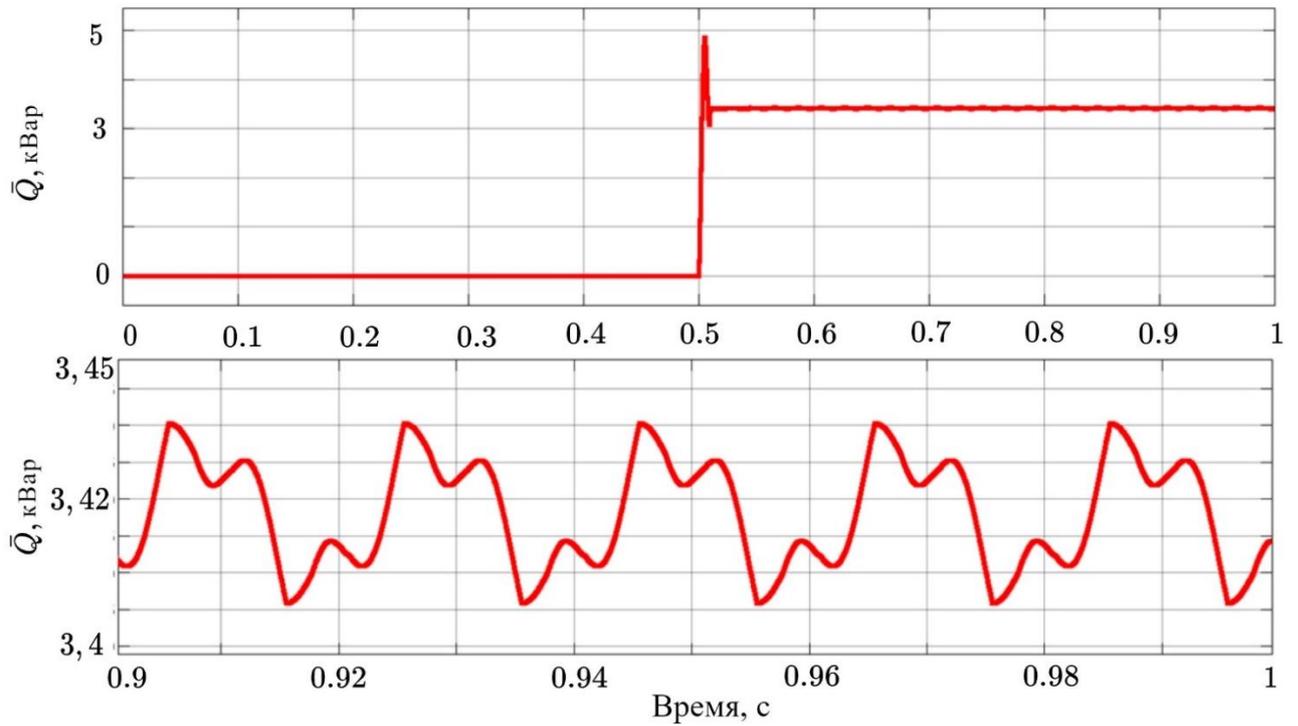


Рисунок 4.13 – Переходный и установившийся процесс в блоке расчета реактивной мощности при включении алгоритма компенсации реактивной мощности сдвига нелинейной нагрузки СЭС

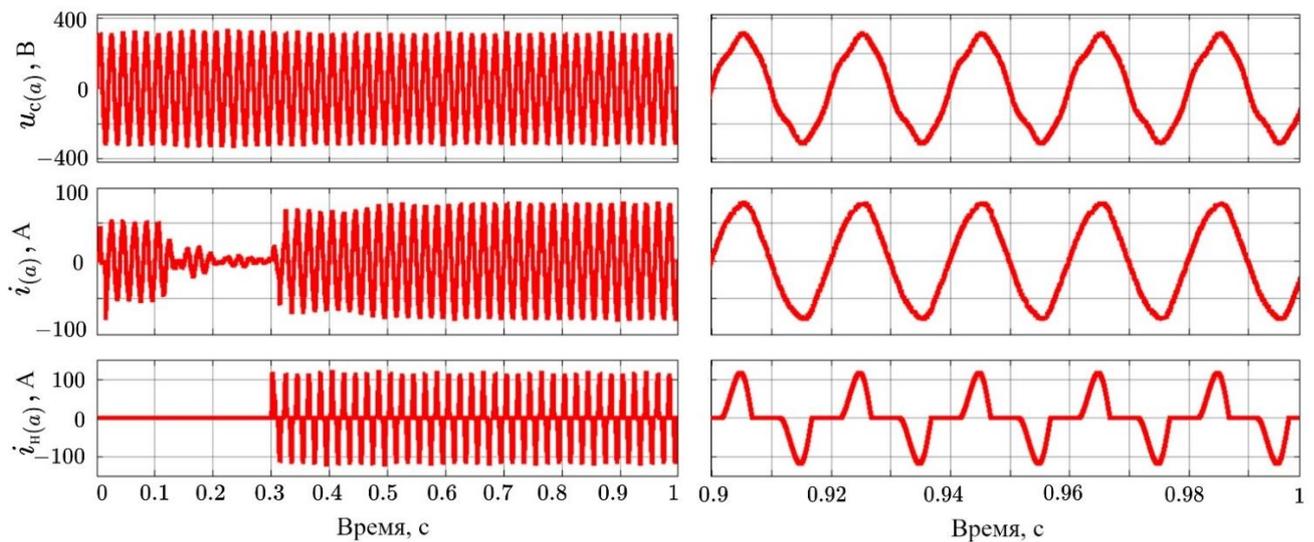


Рисунок 4.14 – Переходный и установившийся процессы в СЭС на стороне переменного тока при компенсации реактивной мощности сдвига и высших гармоник тока нелинейной нагрузки

На рисунках 4.15-4.16 показаны временные диаграммы процессов при симметрировании мощности, потребляемой от трехфазного источника питающего напряжения при вступлении в работу алгоритма компенсации несимметрии в момент времени $t_3 = 0,7$ с, с последующим увеличением мощности нелинейной нагрузки в момент времени $t_4 = 0,8$ с.

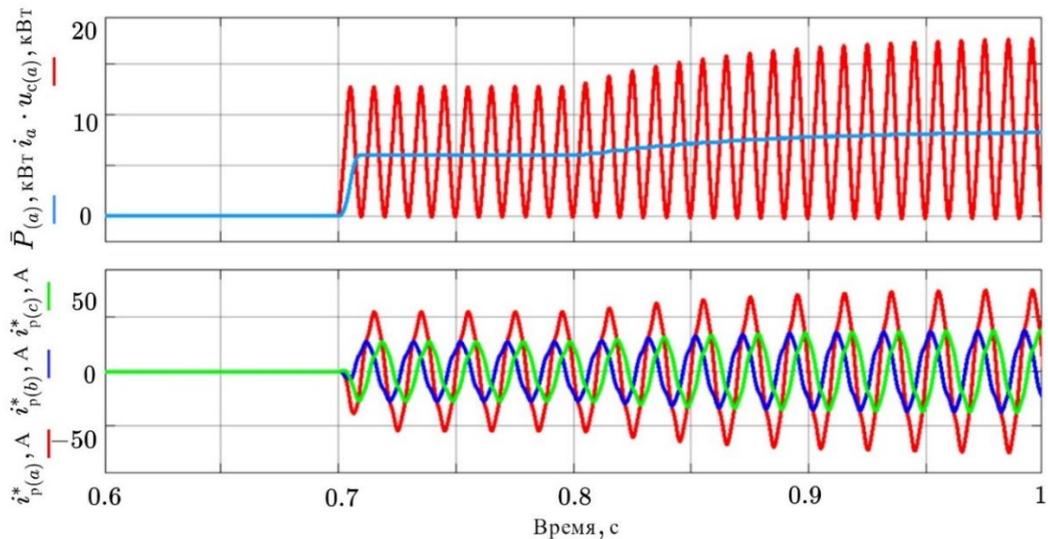


Рисунок 4.15 – Временная диаграмма результата вычисления токов задания для симметрирования потребляемой по фазам СЭС мощности

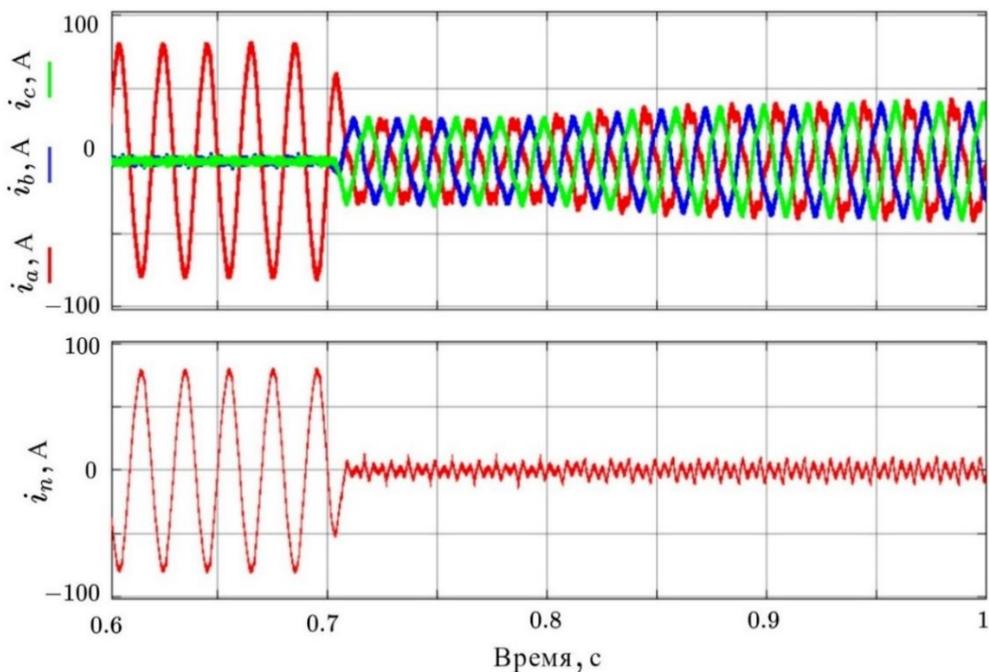


Рисунок 4.16 – Временные диаграммы токов фаз и нулевого провода источника питающего напряжения

Временные диаграммы оценки фазного питающего напряжения соответствуют показанным на рисунке 4.9. Сигнал оценки частоты сети блоком ФАПЧ, использованный для подстройки коэффициентов в блоках системы управления, показан на рисунке 4.18.

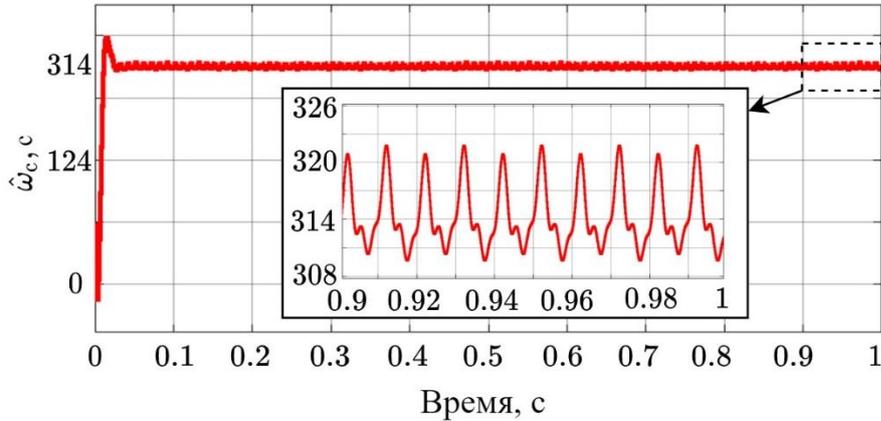


Рисунок 4.17 – Временная диаграмма сигнала оценки частоты сетевого напряжения блоком ФАПЧ

В результате имитационного моделирования системы электроснабжения с питающим напряжением переменного тока, соответствующим ГОСТ 32144 – 2013 установлено, что способ управления преобразователем, реализующий пофазную компенсацию компонент неактивной мощности, позволяет улучшить показатели электромагнитной совместимости (ЭМС) нелинейной нагрузки с питающим трехфазным источником напряжения, что выражается в снижении результирующего угла сдвига тока основной гармоники относительно питающего напряжения основной гармоники, в снижении коэффициента гармоник тока (к.г.т.), потребляемого от источника питающего напряжения, и тока нулевого проводника. Показатели ЭМС, полученные в процессе имитационного моделирования показаны в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Показатели ЭМС нагрузки и питающего источника напряжения

Показатель	Исходное значение	Результирующее значение	
		До симм.	После симм.
к.г.т., %	72	5	14
$\cos\varphi_1$, отн. ед.	0,95	0,99	0,99
Активная мощность в фазе, кВт	10	10	3,4

С помощью имитационной модели исследованы зависимости времени переходного процесса на выходе блока режекторного фильтра и качества компенсации высших гармоник тока нелинейной нагрузки, изображенной на рисунке 4.10, от величины коэффициента r . При этом, качество компенсации оценивалось при помощи встроенных в программный пакет *Simulink* блоков *THD* с периодом выборки значений, равным шагу расчета модели (500 нс). Фиксировалось отношение коэффициента гармоник фазного тока ($K_{г.т}$), потребляемого от питающего источника к коэффициенту гармоник тока нагрузки ($K_{г.т.н}$). Качество компенсации в.г. тока нагрузки оценено при различных значениях емкости $C = [1500, 5000, 15000]$ мкФ. Время переходного процесса (параметр *transient time*) на выходе блока р.ф. ($t_{р.ф.}$) оценивалось с помощью встроенного инструмента *Model Linearizer* при различных значениях частоты выборки входного сигнала блоком р.ф. $\omega_{в} \approx [62000, 251000, 314000]$ рад/с. Графические зависимости, полученные в процессе имитационного моделирования показаны на рисунке 4.18.

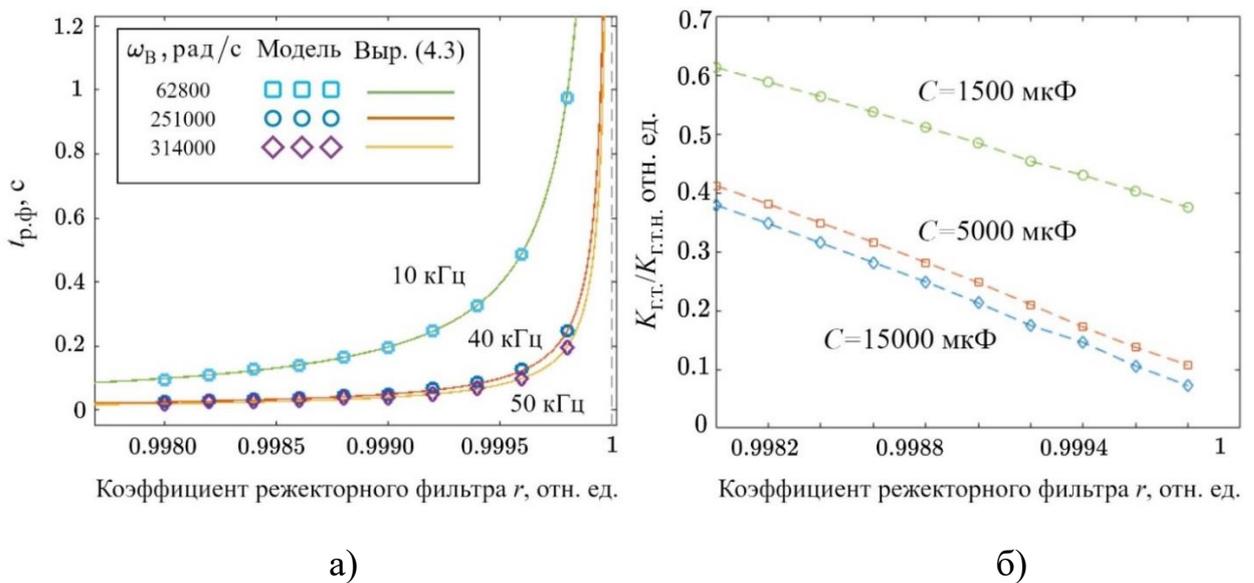


Рисунок 4.18 – Графические зависимости времени переходного процесса на выходе блока р.ф. и качества компенсации в.г. тока нагрузки

Случай II. Питающее напряжение соответствует ГОСТ Р 56124.2–2014

В отличие от предыдущего случая, ГОСТ Р 56124.2–2014 допускает при питании электроприемников переменным током отклонение амплитуды напряжения источника питания на уровне до 20% от номинального значения, равного 0,4 кВ, а

также отклонение частоты питающей сети в пределах 3 Гц от номинального значения, равного 50 Гц. Для проверки работоспособности способа управления АСФ и оценки показателей ЭМС нагрузки с питающим источником произведено имитационное моделирование СЭС. Параметры модели соответствуют показанным в таблице 4.1, за исключением параметров, показанных в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Параметры системы при моделировании в случае несимметричного питающего напряжения

Параметр	Значение
Напряжение сети, кВ	0,4±20%
Напряжение звена постоянного тока, В	800
Угловая частота питающего напряжения, Гц	50±3

Моделирование произведено для нескольких случаев: при изменении частоты питающего напряжения от минимального до максимального значения за временной промежуток $\Delta t = 0,5$ с по линейному закону, при изменении частоты питающего по гармоническому закону $\omega_c(t) = 314 + 18,8 \cdot \sin(10\pi \cdot t)$ и при изменении частоты скачком в диапазоне от 295 до 323 рад/с, также при изменении уровня питающего напряжения в пределах установленных в ГОСТ отклонений скачком. Нагрузка подключается скачком в момент времени $t_1 = 0,1$ с, режекторный фильтр в системе управления задействуется в момент времени $t_2 = 0,2$ с, алгоритм компенсации реактивной мощности сдвига нелинейной нагрузки задействуется в момент времени $t_3 = 0,5$ с, компенсация мощности несимметрии задействуется в момент времени $t_4 = 0,7$ с. Результаты моделирования показаны на рисунках 4.19-4.22.

На данных рисунках изображены осциллограммы (слева на право, сверху вниз): выходного сигнала блока ФАПЧ, относительной ошибки оценки частоты, трехфазной системы токов источника питания, напряжения звена постоянного тока СЭС. На рисунке 4.22 в том же порядке изображены: трехфазная система питающих напряжений, совмещенная диаграмма сигналов оценки частоты и амплитуды питающего фазного напряжения блоком ФАПЧ, а также трехфазная система токов источника питания и напряжение ЗПТ.

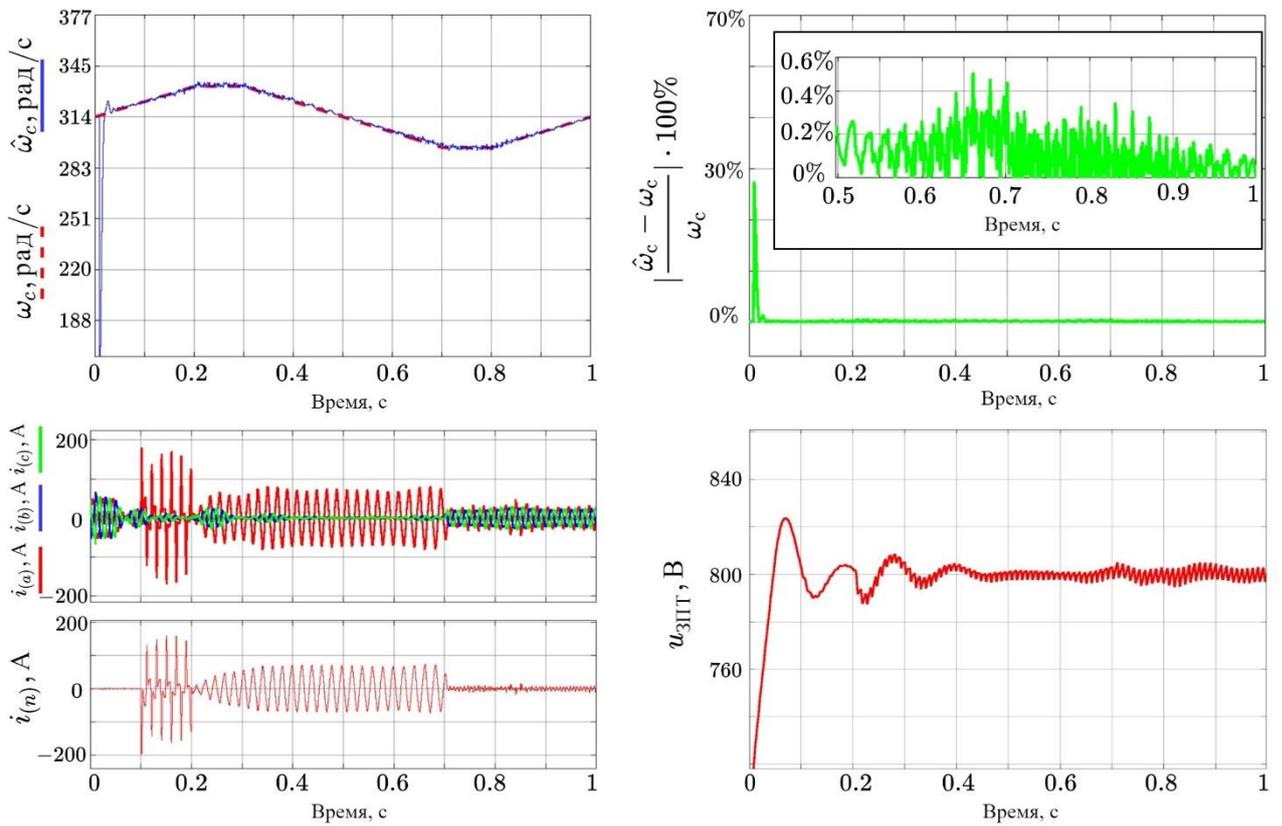


Рисунок 4.19 – Временные диаграммы процессов в системе при линейном изменении частоты питающего напряжения

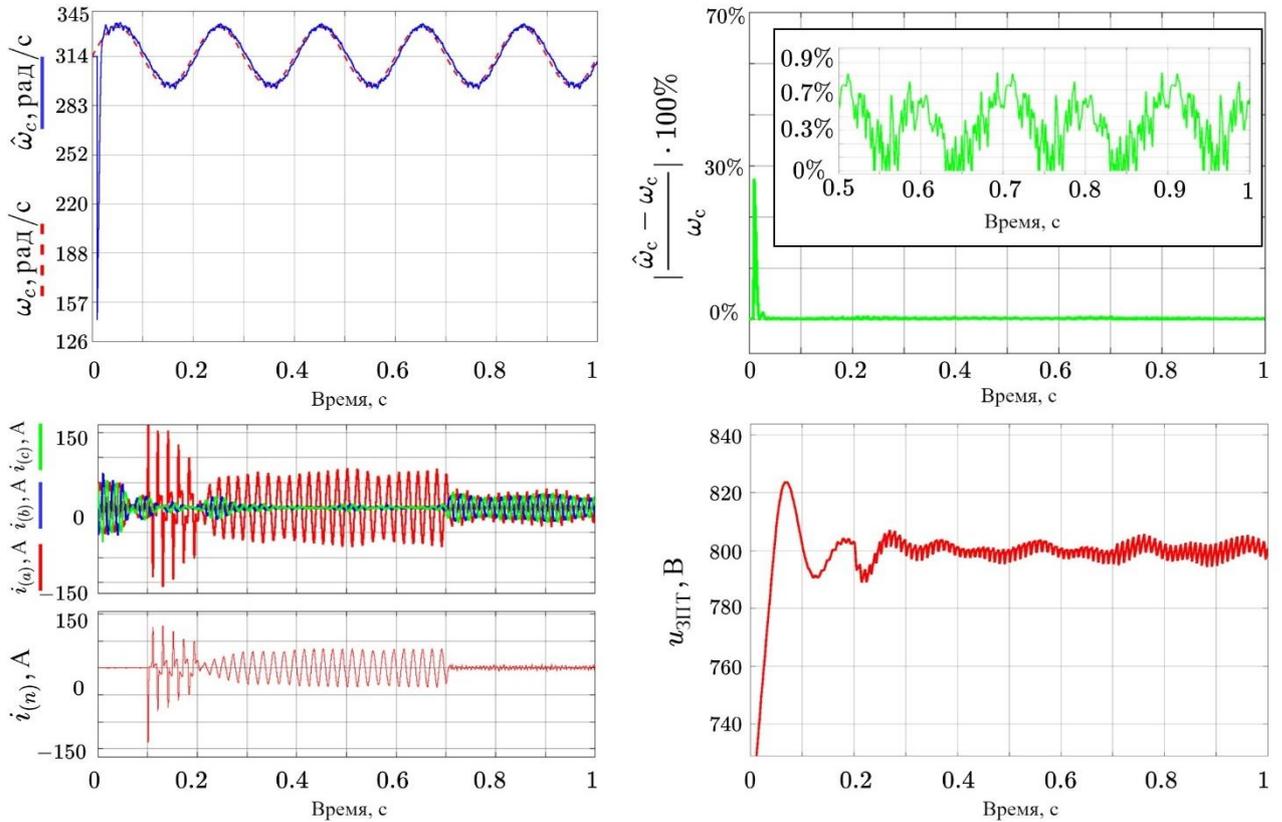


Рисунок 4.20 – Временные диаграммы процессов в системе при гармоническом изменении частоты питающего напряжения

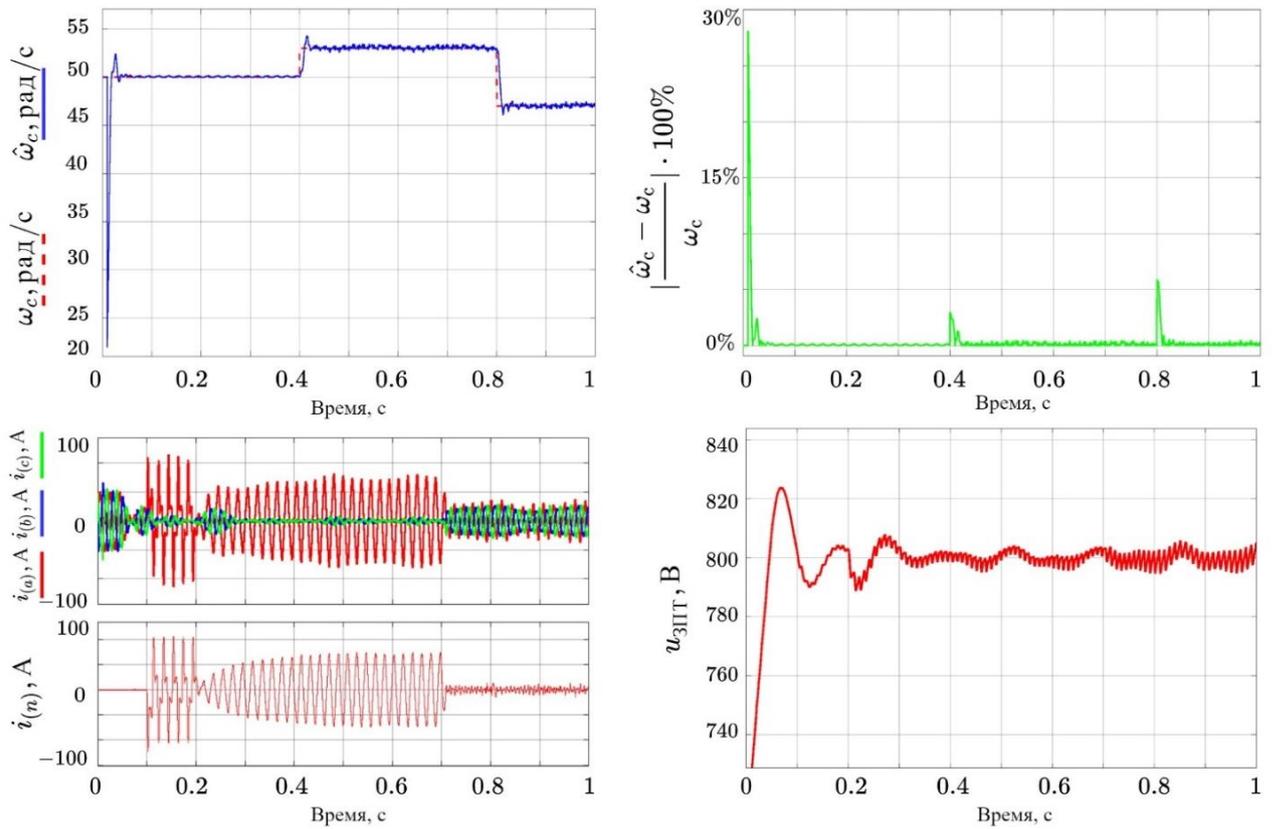


Рисунок 4.21 – Временные диаграммы процессов в системе при ступенчатом изменении частоты питающего напряжения

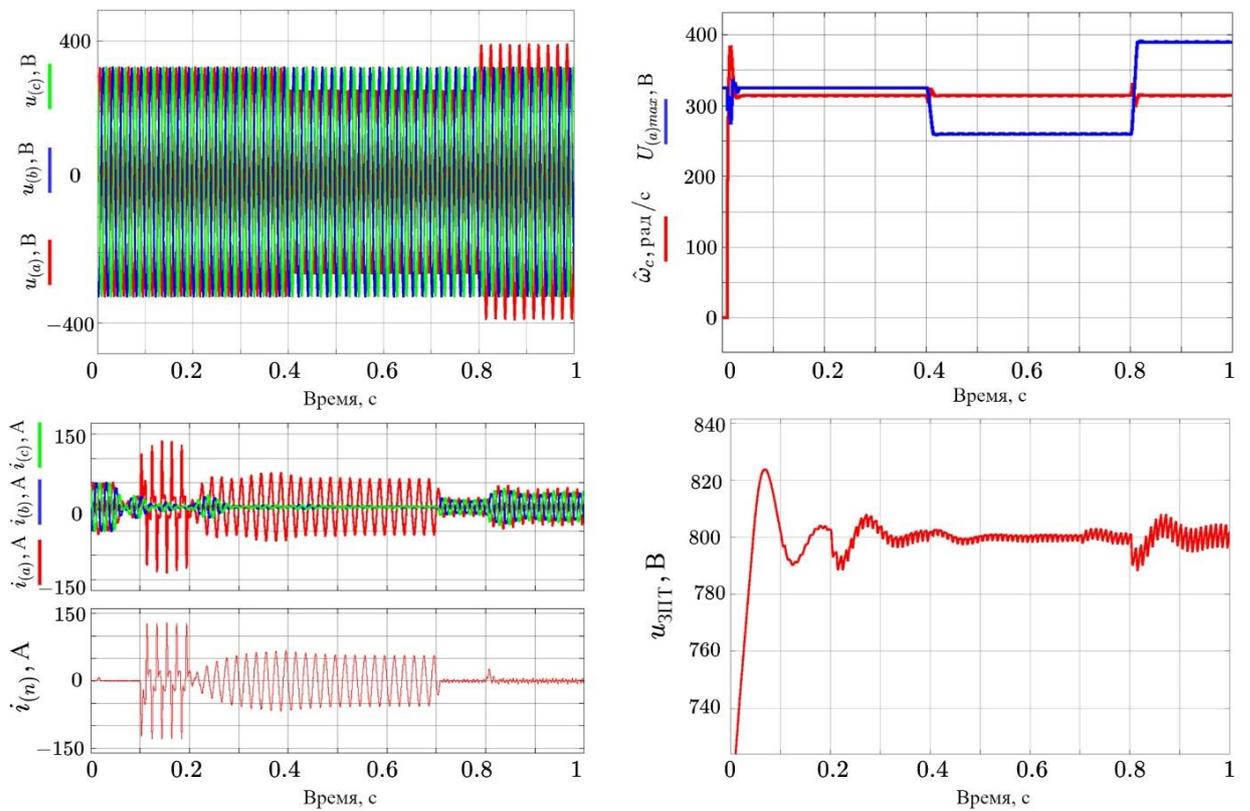


Рисунок 4.22 – Временные диаграммы процессов в системе при ступенчатом изменении амплитуды питающего напряжения в фазе *a*

В результате имитационного моделирования системы электроснабжения с активным силовым фильтром с независимым управлением входными токами при изменяющихся во времени частоте и амплитуде питающего напряжения было установлено, что:

- система сохраняет устойчивость при линейном, гармоническом и ступенчатом изменениях частоты питающего напряжения, а также при ступенчатом изменении амплитуды питающего напряжения переменного тока;

- использование сигнала, пропорционального частоте питающего напряжения, формируемого блоком ФАПЧ системы управления, позволяет обеспечить подстройку коэффициентов режекторного фильтра и блоков оценки уровней активной и реактивной мощности;

- время реакции системы на изменение частоты определяется быстродействием ФАПЧ и встроенного в него фильтра (рисунки 4.3-4.4);

- подстройка коэффициентов в блоках системы управления в соответствии с частотой питающего напряжения позволяет сузить полосу заграждения режекторного фильтра, так как отпадает необходимость настраивать ширину полосы заграждения на весь диапазон частот питающего напряжения;

- алгоритм управления АСФ на основе активного силового фильтра с независимым управлением входными фильтрами позволяет обеспечить компенсацию компонент неактивной мощности в СЭС с питающим напряжением, соответствующим ГОСТ Р 56124.2–2014. Показатели ЭМС нагрузки и питающего напряжения для данного случая показаны в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Параметры ЭМС нагрузки и источника питающего переменного напряжения, соответствующего ГОСТ Р 56124.2–2014

Показатель	Исходное значение	Результирующее значение	
		До симм.	После симм.
к.г.т. (не более),%	72	5	18
$\cos\varphi_1$ (не менее), отн. ед.	0,95	0,99	0,99
Активная мощность в фазе, кВт	11	11	3,8

Выводы по главе 4

В данной главе представлен разработанный алгоритм управления активным силовым фильтром, позволяющий выполнять функции активного фильтро-компенсирующего устройства в составе исследуемой СЭС с пофазной компенсацией компонент неактивной мощности в цепи переменного тока на основе независимого управления фазными токами АСФ. Предложены две структуры системы управления, реализующие разработанный способ: для системы электроснабжения с симметричным трехфазным питающим напряжением и для СЭС с несимметричным питающим напряжением.

Пофазная компенсация компонент неактивной мощности достигается путем введения блоков режекторных фильтров, блоков пофазной оценки средних за полупериод питающего напряжения значений активной и реактивной составляющих полной мощности, потребляемой нелинейной нагрузкой переменного тока, а также блоков вычисления составляющих токов задания трехканального контура регулирования входных токов преобразователя, требуемых для компенсации компонент неактивной мощности в исходную, полученную в предыдущей главе, систему управления преобразователем. Система управления также может быть оснащена блоком ФАПЧ для оценки частоты питающего напряжения в условиях ее значительного отклонения с целью подстройки коэффициентов в блоках системы управления.

В результате имитационного моделирования системы электроснабжения было установлено, что:

– разработанный способ управления преобразователем позволяет улучшить показатели электромагнитной совместимости нелинейных несимметричных нагрузок с питающим источником переменного напряжения для случаев, когда питающее напряжение соответствует ГОСТ 32144 – 2013 (симметричное напряжение с незначительным изменением частоты) и ГОСТ 56124.2–2014 (несимметричное питающее напряжение со значительным изменением частоты);

- компенсация составляющих неактивной мощности может быть осуществлена пофазно и независимо друг от друга, по каждой составляющей в отдельности;
- динамические характеристики системы при изменении мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока, определяются временем реакции режекторного фильтра, так как данный компонент системы управления обладает наибольшим временем реакции на изменение входного сигнала в виде тока нелинейной нагрузки СЭС, которое определяется его коэффициентом r . Время реакции блоков вычисления уровней активной и реактивной составляющих полной мощности нагрузки не превышает половины периода питающего напряжения, а блока вычисления действующего значения тока не превышает одного периода питающей сети;
- подстройка коэффициентов в блоках системы управления в соответствии с выходным сигналом блока ФАПЧ позволяет сузить ширину полосы заграждения режекторного фильтра, улучшив тем самым качество компенсации высших гармоник тока нелинейной нагрузки, а также обеспечить корректное вычисление уровней активной и реактивной мощностей нагрузки, если диапазон изменения частоты питающей сети шире полосы заграждения режекторного фильтра;
- установка блока ФАПЧ в системе управления АСФ, функционирующим при питающем напряжении, соответствующим ГОСТ 32144 – 2013, необязательна, так как подстройка параметров системы управления не требуется в связи с малым диапазоном изменения питающей частоты.

Результаты сравнительного анализа разработанного алгоритма управления с известными аналогами, реализующими пофазную компенсацию неактивных компонент мощности, показаны в таблицах 4.5-4.6. Сравнение произведено для случая симметричного питающего напряжения. В ходе сравнительного анализа было выявлено, что предложенный алгоритм управления АСФ с пофазной компенсацией неактивных компонент мощности обладает упрощенными требованиями к программно-аппаратной части АСФ, не требует наличия дополнительных аппаратных блоков в структуре компенсатора, как в его силовой части, так и в системе управления. Для реализации алгоритма не требуется переход в частотную область или преобразования координат, существенно увеличивающих вычислительную нагрузку на

микропроцессорную систему управления. Упрощение программно-аппаратных требований произведено без сокращения функциональных возможностей АСФ и качества компенсации, что позволяет говорить о повышении эффективности процесса компенсации неактивной мощности и устройства его реализующего.

Таблица 4.5 – Сравнительный анализ алгоритмов пофазной компенсации

Алгоритм	Функционал		
	$\cos(\varphi) \approx 1$	Дополнительные аппаратные блоки	Переход в частотную область
Александров, 2022	Обеспечивается	Не требуются	Не требуется
<i>Fazeli</i> , 2015	Не обеспечивается	Требуются	Не требуется
<i>CPC Theory</i>	Обеспечивается	Не требуются	Требуется
Довгун, Темирбаев, 2013	Обеспечивается при использовании пассивных силовых цепей	Требуются	Не требуется

Таблица 4.6 – Сравнение количества математических и логических операций

Функционал	Количество математических и логических операций, шт.	
	Александров, 2022	<i>Fazeli</i> , 2015
Устранение в.г. тока	30	48
Управление реактивными токами	26	33
Устранение несимметрии токов	26	80
Сумма:	82	161

ГЛАВА 5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТНОГО ОБРАЗЦА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

В данном разделе работы представлены результаты практической верификации представленных ранее расчётных соотношений для параметрического синтеза системы управления активным силовым фильтром и алгоритмов управления им, позволяющих улучшить показатели электромагнитной совместимости (качества электрической энергии) нагрузок переменного тока с питающим трехфазным источником переменного напряжения. Основные задачи, решаемые во время экспериментального исследования, включают проверку работоспособности и устойчивости АСФ при параметрах регуляторов контура регулирования входных токов и контура регулирования напряжения, рассчитанных по методике, изложенной в главе 3, экспериментальную проверку корректности формул (3.4) – (3.7) для выбора коэффициентов регулятора контура регулирования напряжения при настройке на заданный максимум выходного импеданса СЭС в звене постоянного тока, а также оценку качества компенсации неактивных компонент мощности, потребляемых нелинейными нагрузками различного типа при управлении АСФ на основе алгоритма, предложенного в главе 4.

5.1 Макетный образец системы электроснабжения с активным силовым фильтром

С целью практической верификации теоретических результатов диссертационного исследования был разработан макетный стенд системы электроснабжения, включающий следующие элементы:

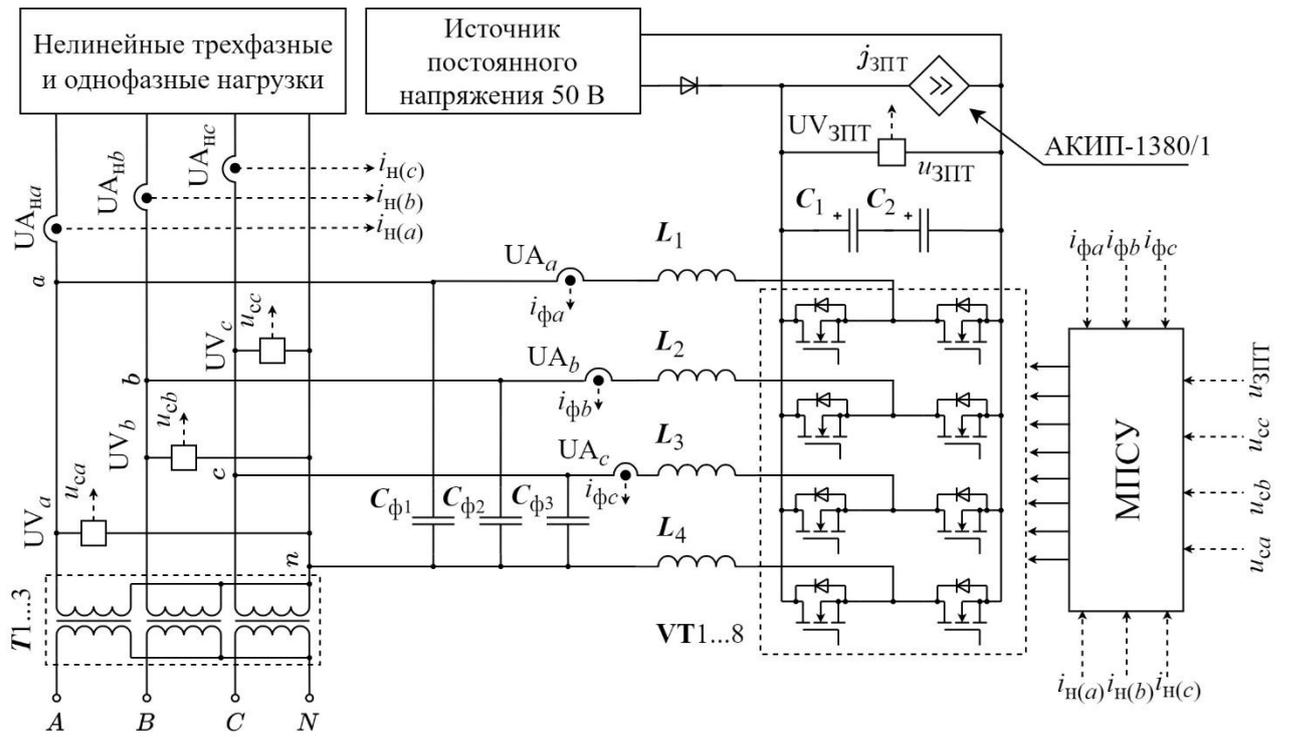
- три однофазных понижающих трансформатора напряжения ОСО-0,4 кВА 220/12 В ($T_1 \dots T_3$);
- силовой преобразователь по схеме двухуровневого инвертора с дополнительной транзисторной сйкой ($VT_1 \dots 8$), включающий конденсаторную батарею в ЗПТ на основе конденсаторов (C_1, C_2);
- силовой LC -фильтр ($L_1, L_2, L_3, L_4, C_{\phi 1}, C_{\phi 2}, C_{\phi 3}$);

- источники питания постоянного тока GWInstek 3303;
- микропроцессорную систему управления (МПСУ) силовым преобразователем на основе микроконтроллера STM32H743VIT6 с управляющей программой на языке C;
- электронную нагрузку различных типов, в том числе постоянного тока АКПП-1380/1;
- персональный компьютер для программирования и отладки управляющей программы МПСУ, а также отслеживания состояния программы в ходе ее выполнения;
- осциллограф Tektronix MSO3012;
- датчики напряжения LEM LV25-P SP5;
- датчики тока LEM LA55-P;
- токовый пробник GWInstek GCP-100.

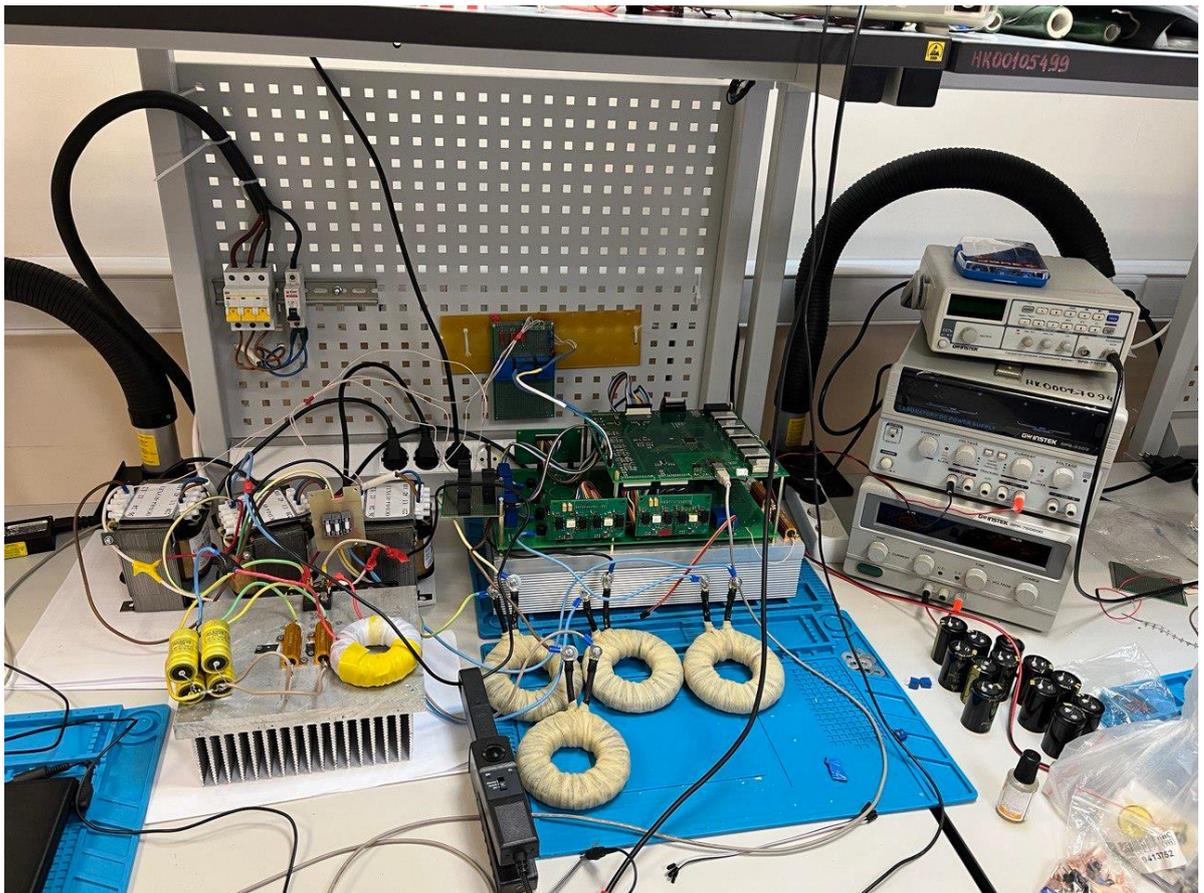
Параметры экспериментального стенда показаны в таблице 5.1, функциональная схема и фотография изображены на рисунке 5.1.

Таблица 5.1 – Параметры макета системы электроснабжения

Параметр	Значение
Мощность одного трансформатора $P_{Т1...3}$, кВА	0,4
Напряжение питающей сети, U_1 , кВ	0,4
Напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 , В	12
Напряжение в звене постоянного тока, $U_{ЗПТ}$, В	50...60
Индуктивность дросселя LC-фильтра, $L_{\phi1}, L_{\phi2}, L_{\phi3}, L_{\phi4}$, мкГн	410
Емкость конденсатора LC-фильтра, $C_{\phi1}, C_{\phi2}, C_{\phi3}$, мкФ	7
Емкость конденсатора ЗПТ, C_1, C_2 , мкФ	2300
Частота коммутации силовых ключей, f_k , кГц	50
Угловая частота среза разомкнутого контура регулирования входных токов, $\omega_{к.т}$, рад/с	$2\pi \cdot 5 \cdot 10^3$
Частота дискретизации управляющей программы МПСУ, кГц	50



а)



б)

Рисунок 5.1 – Экспериментальный макет СЭС: а) – функциональная схема, б) – фотография макета

5.2 Верификация режима стабилизации напряжения звена постоянного тока

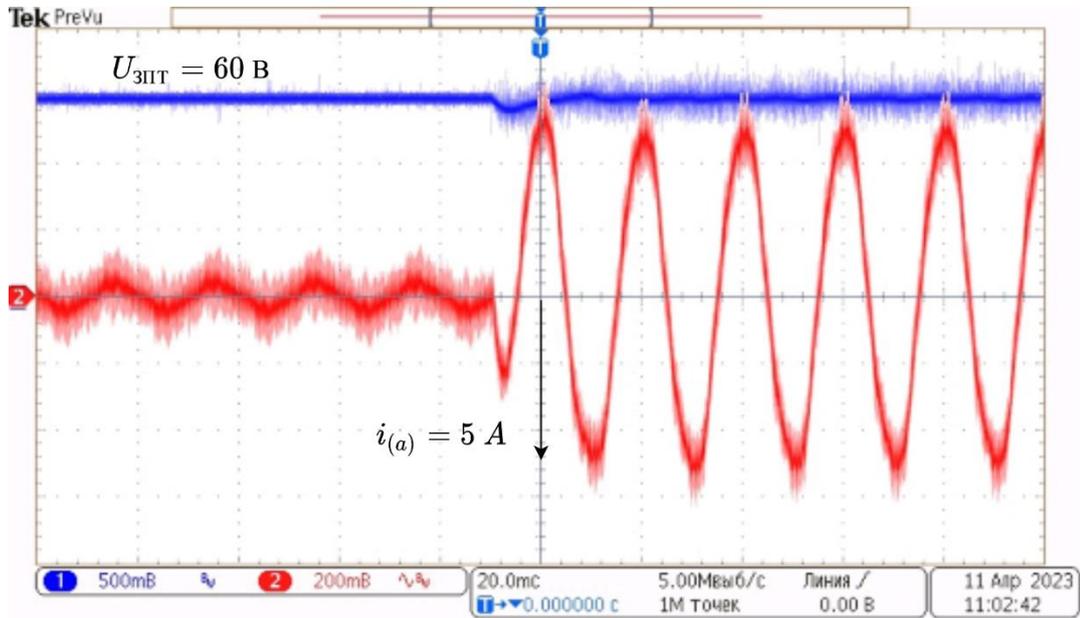
Практическая верификация режима стабилизации напряжения ЗПТ осуществлялась для двух случаев: проверка устойчивости и качества формирования напряжения ЗПТ во временной области и исследование выходного импеданса преобразователя в частотной области. Параметры ПИ-регулятора контура регулирования напряжения ЗПТ были рассчитаны по соотношениям (3.4) – (3.7), а в качестве нагрузки постоянного тока выступал регулируемый источник тока АКПП-1380/1 с величиной тока $J_H = 2,25$ А. Стабилизация напряжения осуществлялась на уровне $U_{ЗПТ} = 60$ В при предзаряде конденсаторной батареи C_1, C_2 от лабораторного источника напряжения на уровне $U_{ЗПТ1} = 50$ В.

Во временной области, с целью демонстрации устойчивости системы, был произведен сброс/наброс нагрузки в виде постоянного тока, указанной выше величины. Измерение частотных характеристик выходного импеданса на стороне постоянного тока преобразователя, с целью подтверждения расчетных соотношений, представленных в главах 2-3, производилось с помощью измерителя частотных характеристик АР300 [111]. Параметры передаточных функций ОУ и рабочей точки, рассчитанные в соответствии с таблицей 3.1, показаны в таблице 5.2, а результаты экспериментов приведены на рисунках 5.2-5.4

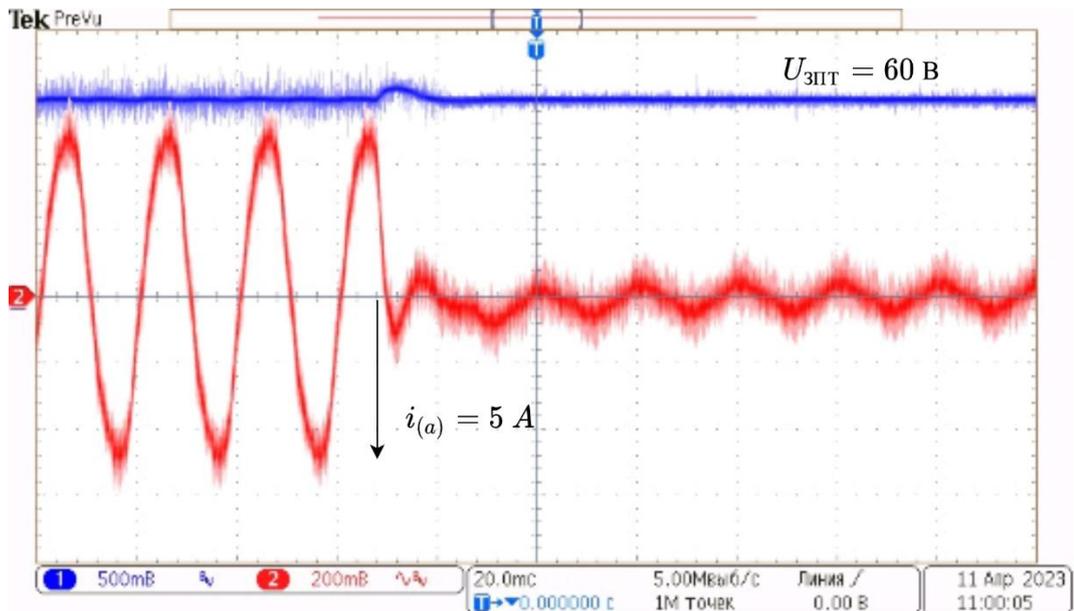
Таблица 5.2 – Параметры п.ф. объекта управления и рабочей точки

Параметр	Значение
Желаемое напряжение ЗПТ, $U_{ЗПТ}$, В	60
Ток нагрузки ЗПТ, J_H , А	2,25
Выходное сопротивление по постоянному току при разомкнутом контуре напряжения Z_0 , Ом	26,67
Коэффициент передачи ОУ по постоянному току, G_1 , Ом	10,3
Угловая частота полюса п.ф. ОУ, $\omega_1 = p_1^{-1}$, рад/с	32,26
Угловая частота правого нуля п.ф. ОУ, $\omega_{rhp} = z_{rhp}^{-1}$, рад/с	$1,1 \cdot 10^{-4}$

В ходе эксперимента №1 был выполнен сброс/наброс нагрузки в звене постоянного тока при следующих коэффициентах ПИ-регулятора контура регулирования напряжения: $k_{p.u} = 1$, $\omega_{p.u} = 200$ рад/с. Результаты зафиксированы с помощью осциллографа Tektronix MSO3012 и токового щупа GWInstek GCP-100, и показаны на рисунке 5.2.



а)



б)

Рисунок 5.2 – Осциллограммы тока и напряжения при: а) – наброс мощности нагрузки, б) – сброс мощности нагрузки

Как видно из рисунка 5.2, система сохраняет устойчивость при скачкообразном изменении мощности нагрузки постоянного тока. Уровень напряжения, при использовании ПИ-регулятора, соответствует желаемому до и после момента включения/отключения нагрузки постоянного тока. Присутствует переходный процесс в напряжении звена постоянного тока в момент подключения нагрузки, его длительность не превышает одного периода сетевого напряжения, равного 20 мс. Максимальное отклонение напряжения ЗПТ во время переходного процесса зафиксировано на уровне 8,3% от среднего значения, равного 60 В.

Эксперимент №2 был произведен с целью оценки ЛАЧХ выходного импеданса СЭС на стороне постоянного тока и положения ее характерных точек на оси частот при заданных параметрах системы управления. Измерения производились с помощью частотного анализатора AP300, как указывалось ранее. Получена частотная характеристика выходного импеданса преобразователя при использовании ПИ-регулятора с параметрами $k_{p.u} = 1$, $\omega_{p.u} = 200$ рад/с, она показанна на рисунке 5.3.

Ожидаемая величина выходного импеданса СЭС на стороне постоянного тока при формировании напряжения ЗПТ с помощью АСФ в соответствии с выражением (3.4) составила

$$\max(|Z_o(j\omega)|)_p = \frac{Z_0}{G_1 \cdot k_{p.u} + 1} = \frac{26,67}{10,3 \cdot 1 + 1} = 2,36 \text{ Ом},$$

а частоты сопряжения

$$f_{0(p)} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 200}{2\pi \cdot (10 \cdot 1 + 1 - 10 \cdot 1 \cdot 200 \cdot 11 \cdot 10^{-4})} \approx 29 \text{ Гц},$$

$$f_{1(p)} = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{10 \cdot 1 + 1}{2\pi \cdot 26,67 \cdot 1150 \cdot 10^{-6}} \approx 57 \text{ Гц}.$$

Как видно из рисунка 5.3, максимальный уровень АЧХ выходного импеданса, полученный при измерении на экспериментальном макете, соответствует величине $\max(|Z_o(j2\pi f)|) = 2,43$ Ом. Относительная погрешность установки выходного импеданса преобразователя

$$\varepsilon_1 = \frac{|\max(|Z_o(j2\pi f)|)_z - \max(|Z_o(j2\pi f)|)_p|}{\max(|Z_o(j2\pi f)|)_p} = \frac{|2,36 - 2,43|}{2,36} \cdot 100\% \approx 3\%,$$

где $\max(|Z_o(j2\pi f)|)_Э$ – максимальная величина АЧХ выходного импеданса, полученная в ходе экспериментальной оценки (рисунок 5.4 а);

$\max(|Z_o(j2\pi f)|)_Р$ – максимальная величина АЧХ выходного импеданса, полученная по выражению (3.4) при $k_{p.u} = 1$, $\omega_{p.u} = 200$ рад/с;

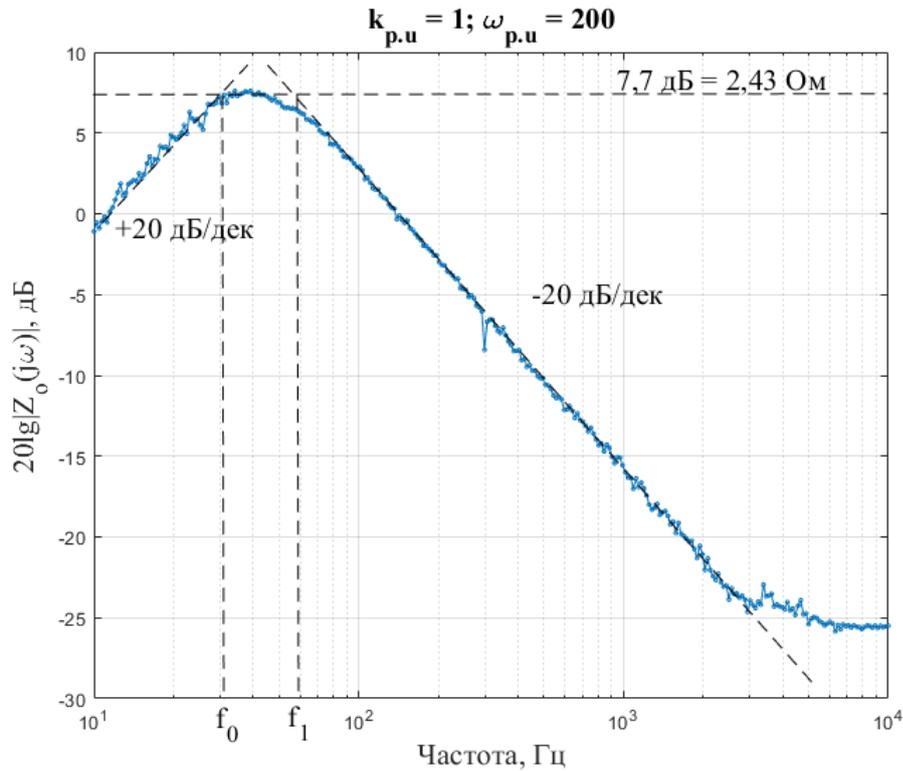


Рисунок 5.3 – ЛАЧХ выходного импеданса макета СЭС по постоянному току при стабилизации напряжения ЗПТ с помощью АСФ

Полученные экспериментальные значения частот сопряжения по ЛАЧХ выходного импеданса СЭС графическим методом, как показано на рисунке 5.3, подтвердили приемлемую точность расчетных соотношений (3.5) - (3.7) для оценки положения характерных точек ЛАЧХ выходного импеданса на оси частот.

Таким образом, результаты экспериментальной оценки, как во временной области, так и в частотной, подтверждают математические выражения, представленные в главах 2 и 3 данной работы, что позволяет использовать их при решении задач синтеза систем управления АСФ, функционирующим в режиме стабилизации напряжения ЗПТ. Погрешность при установке максимального значения выходного импеданса СЭС при стабилизации напряжения с помощью АСФ не превысила трех процентов.

5.3 Верификация алгоритма компенсации неактивных компонент мощности нагрузки переменного тока

С целью практической верификации алгоритма компенсации компонент неактивной мощности в цепях переменного тока СЭС осуществлялось подключение нелинейных нагрузок различных типов в соответствии с рисунком 5.1 а) с последующей компенсацией. Алгоритм компенсации, реализующий АСФ, соответствует представленному в главе 4, при коэффициенте режекторного фильтра $r = 0,9998$.

Нагрузки, использованные в процессе экспериментальной верификации алгоритма компенсации, показаны на рисунке 5.4: нелинейные нагрузки, потребляющие опережающий питающее напряжение ток, емкостного характера и высшие гармоники (в.г.) тока (а – б), а также линейные нагрузки, потребляющие отстающий от питающего напряжения ток с в.г., по причине насыщения магнитопровода дросселя (г – д), а также диодный мостовой выпрямитель, формирующий высшие гармоники в потребляемом токе в). На рисунках 5.6 -5.7 показан процесс компенсации неактивной мощности нагрузок а) и б).

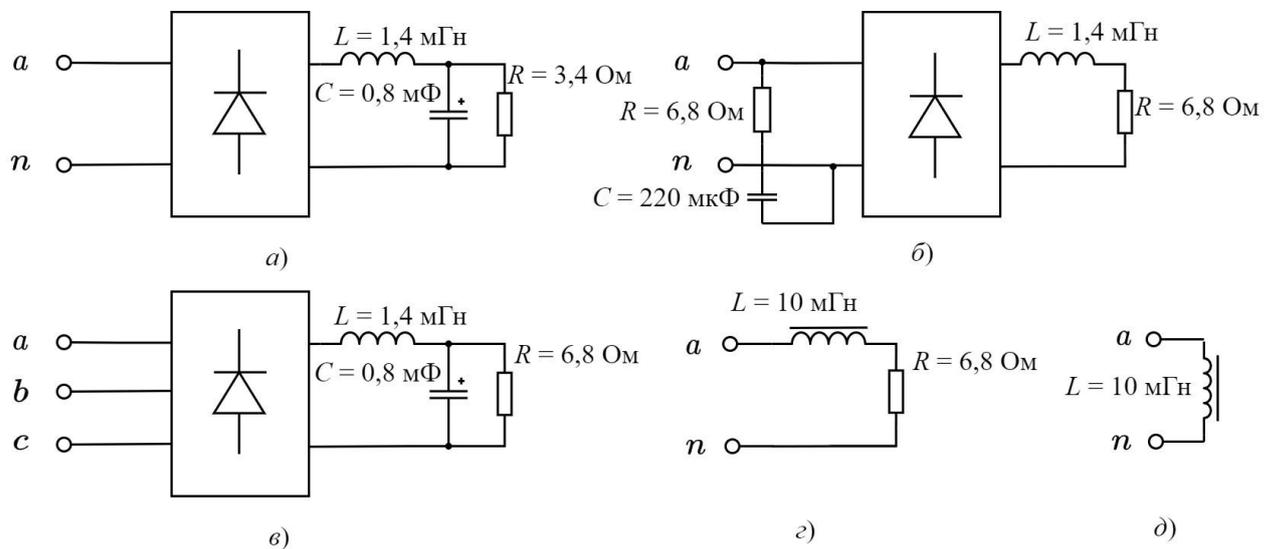


Рисунок 5.4 – Нагрузки, использованные в ходе экспериментальной верификации

Как видно из приведённых на рисунках 5.5 – 5.6 осциллограмм, предложенный алгоритм управления позволяет обеспечить повышение качества электрической энергии за счет компенсации отдельных компонент неактивной мощности при наличии опережающего фазового сдвига и высших гармоник тока. В случае,

показанном на рисунке 5.5, достигается снижение к.г. тока, потребляемого от источника трехфазного напряжения с исходного значения, равного 49% до значения менее чем 10%, а величина фазового сдвига уменьшилась до нулевого значения, что, исходя из определения коэффициента мощности, приведенного в главе 1, что свидетельствует о повышении коэффициента мощности. В случае, показанном на рисунке 5.6, также удалось достичь значительного уменьшения доли высших гармоник в спектре потребляемого тока и уменьшения доли реактивной мощности сдвига, что свидетельствует о повышении значения коэффициента мощности. Результаты компенсации для других нагрузок показаны на рисунках 5.7 – 5.9.

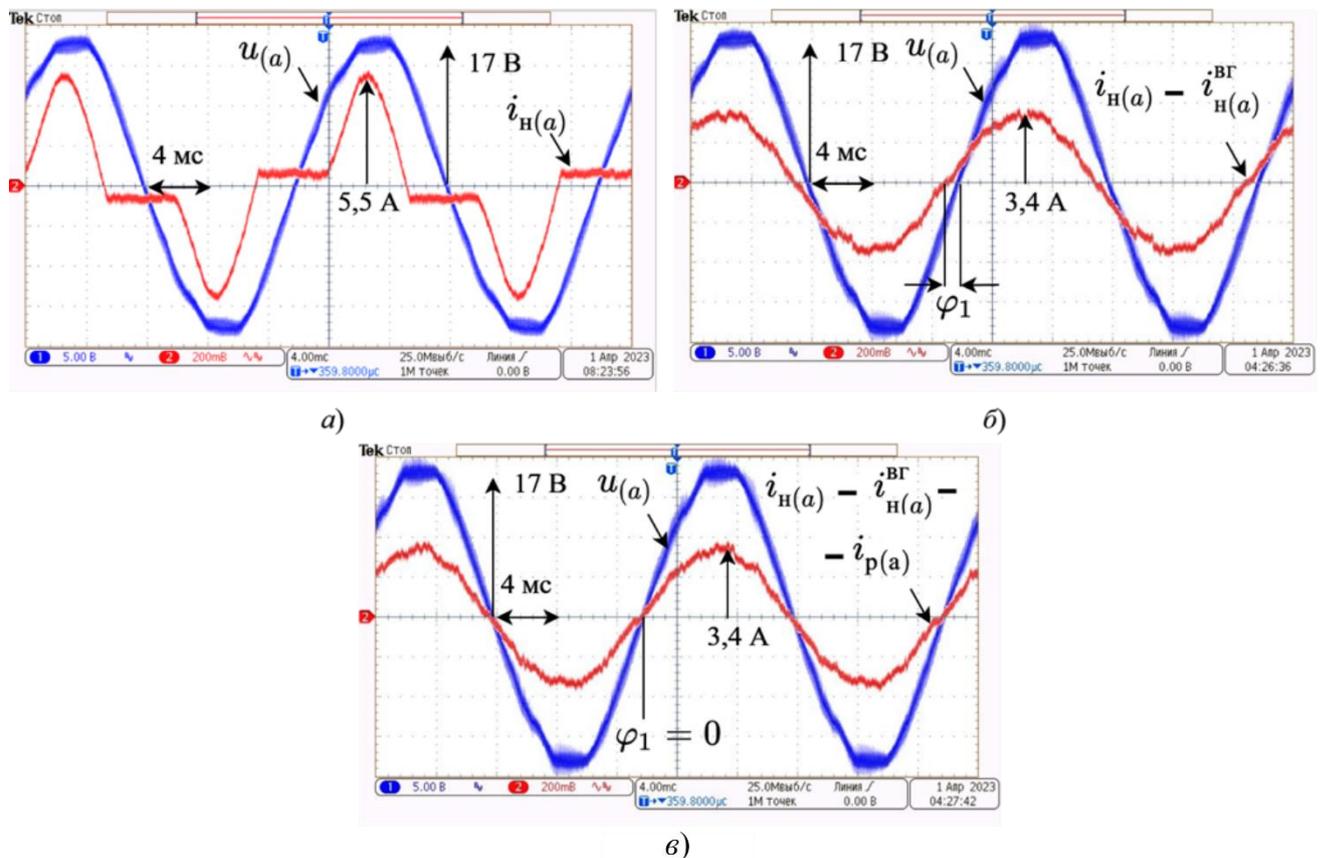


Рисунок 5.5 – Компенсация неактивных компонент мощности нагрузки изображенной рисунок 5.5 а: а) – исходный ток и напряжение, б) – после компенсации в.г. тока нагрузки, г) – после компенсации реактивной мощности сдвига

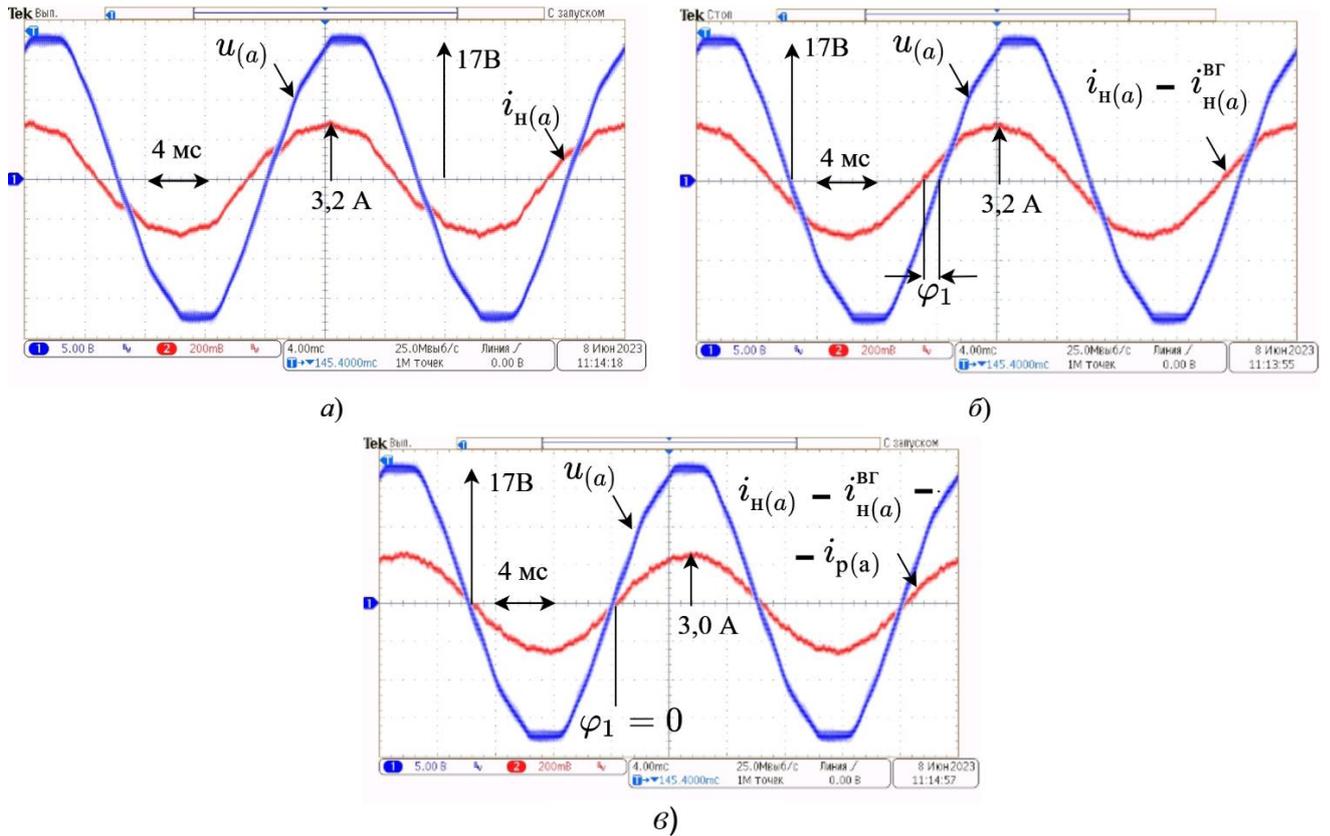


Рисунок 5.6 – Компенсация неактивных компонент мощности нагрузки изображенной рисунок 5.5 б: а) – исходный ток и напряжение, б) – после компенсации в.г. тока нагрузки, в) – после компенсации реактивной мощности сдвига

На рисунке 5.7 показан результат компенсации тока высших гармоник трехфазного моста с RLC -цепью в нагрузке (рисунок 5.5 в)).

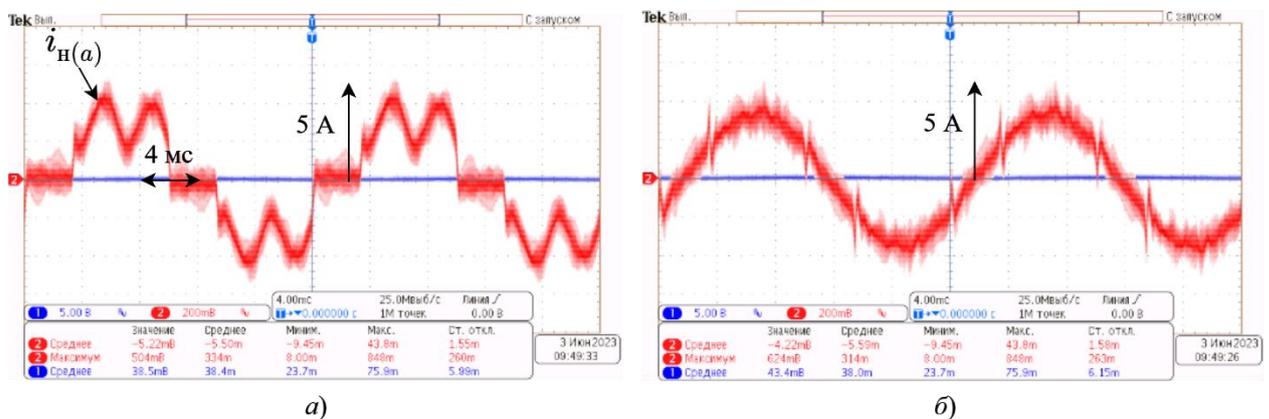


Рисунок 5.7 – Компенсация высших гармоник тока трехфазного диодного моста с RLC -цепью в нагрузке: а) исходный ток, б) после компенсации

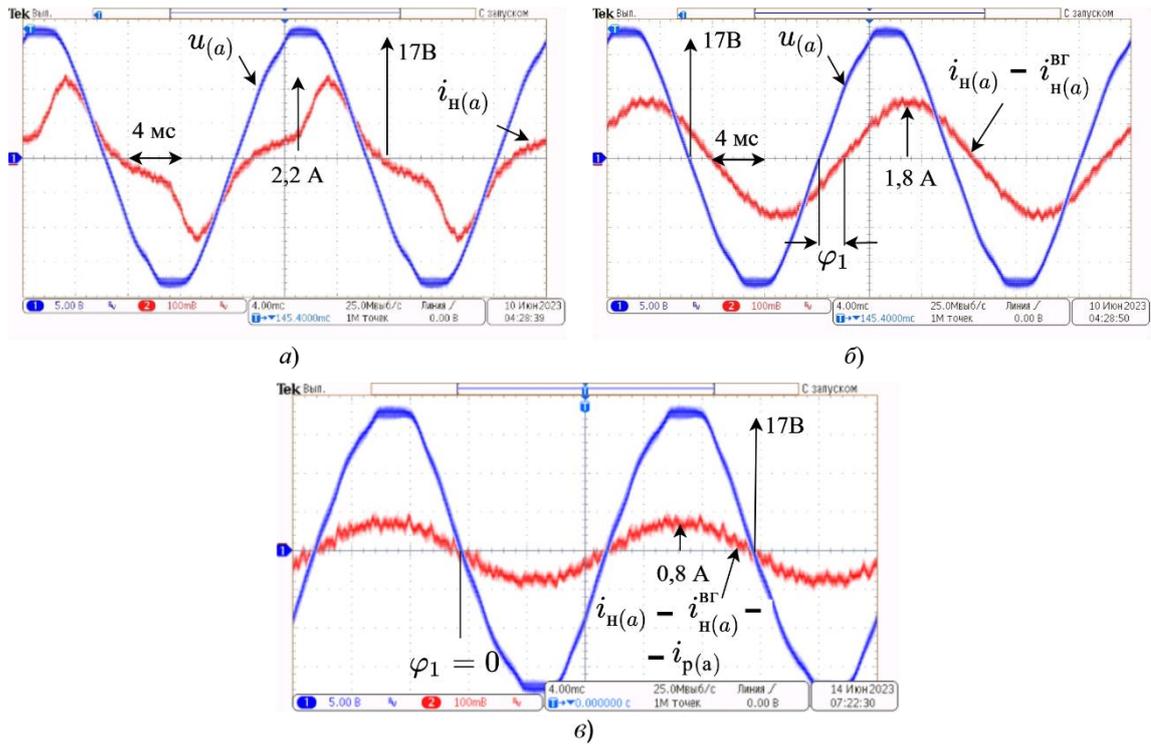


Рисунок 5.8 – Компенсация неактивных компонент мощности нагрузки (рисунок 5.5 з): а) – исходные ток и напряжение, б) – после компенсации в.г. тока нагрузки, в) – после компенсации реактивной мощности сдвига

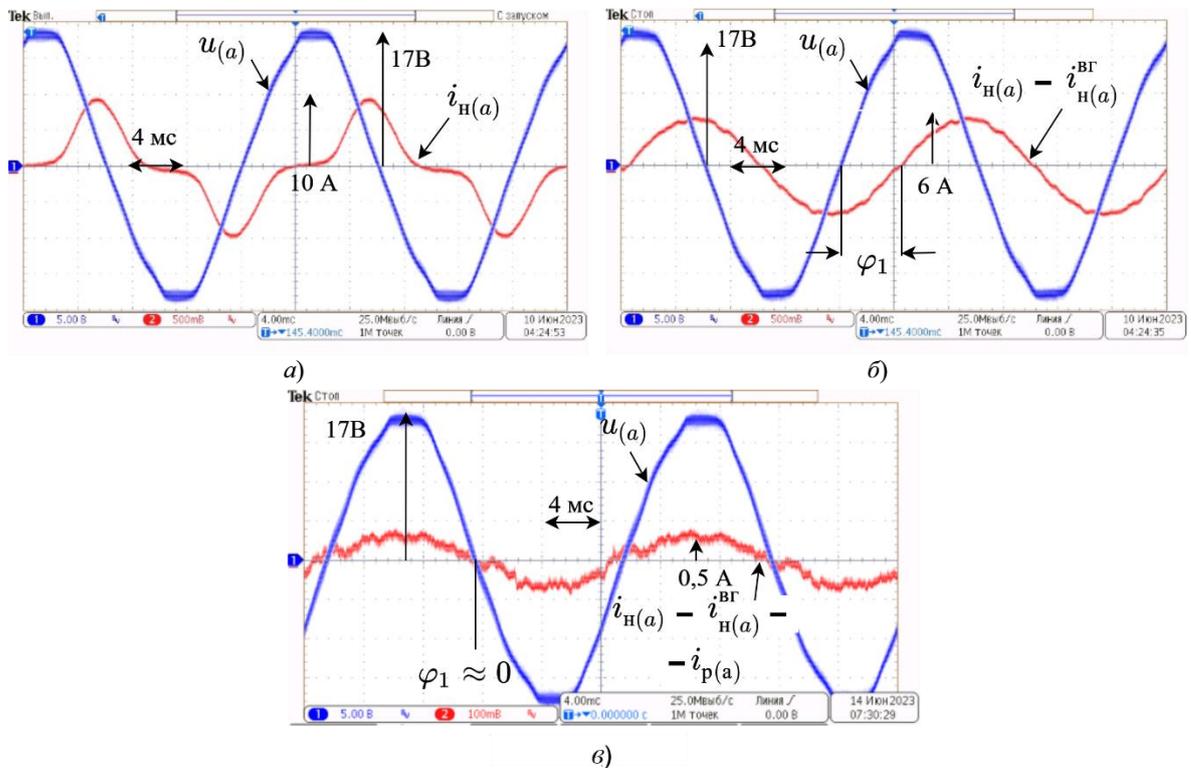


Рисунок 5.9 – Компенсация неактивных компонент мощности нагрузки (рисунок 5.5 д): а) – исходные ток и напряжение, б) – после компенсации в.г. тока нагрузки, в) – после компенсации реактивной мощности сдвига

Как показано на рисунках 5.5-5.9, АСФ с предлагаемым алгоритмом компенсации позволяет достичь улучшения показателей качества и электромагнитной совместимости различного рода нелинейных нагрузок и источника питания переменного напряжения в соответствии с определениями данных показателей, представленными в главе 1, как в случае трехфазной симметричной нагрузки, так и в случае нагрузки, потребляющей запаздывающий относительно питающего напряжения ток. В ходе проведения экспериментов удалось достичь снижения значения коэффициента гармоник тока, потребляемого от трехфазного источника питания одновременно с исключением реактивной мощности. В случае трехфазного диодного моста и RL -нагрузки, схема которой показана на рисунке 5.4 з), удалось достичь фазового сдвига, потребляемого нагрузкой тока относительно питающего напряжения, близкого к нулевому значению, однако при компенсации реактивной мощности нагрузки, показанной на рисунке 5.4 д), уровень потребляемой активной мощности низок настолько, что он сопоставим с уровнем пульсаций высших гармоник, оставшихся в потребляемом от источника тока в результате компенсации.

Стоит отметить, что трехфазный диодный мост является симметричной нагрузкой, к тому же фазовый сдвиг потребляемого данной нагрузкой тока по основной гармонике относительно основной гармоники питающего напряжения равен нулю изначально, что не требует компенсации реактивной мощности сдвига и мощности несимметрии, так как данные компоненты равны нулю. Вышеуказанное позволяет достичь высокого качества потребляемой электрической энергии без задействования программных блоков оценки данных компонент и выработки компоненты сигнала задания токов компенсации реактивной мощности и мощности несимметрии, что в свою очередь позволит сократить время выполнения управляющей программы в МПСУ на 40%.

На рисунке 5.10 показана осциллограмма тока нулевого проводника до и после включения программных блоков симметрирования токов, потребляемых от трехфазного питающего источника. Видно, что после включения алгоритма симметрирования по завершению переходного процесса ток нулевого проводника на основной гармонике установился на нулевом значении. Отклонение тока нулевого

проводника от нулевого значения обусловлено наличием ненулевой ошибки регулирования входных токов преобразователя, задержками в цифровой системе управления, а также неидеальной компенсацией высших гармоник нелинейной нагрузки. В процессе компенсации несимметрии использовалась однофазная нагрузка, показанная на рисунке 5.4 а).

Также, верификации были подвергнуты динамические характеристики системы электроснабжения в подсистеме переменного тока при включении различных частей алгоритма компенсации, таких как: алгоритм подавления высших гармоник тока нагрузки, алгоритм компенсации реактивной мощности сдвига и симметрирования токов, потребляемых от источника питающего напряжения. Переходный процесс в токе нулевого проводника при включении алгоритма исключения мощности несимметрии показан на рисунке 5.10. Осциллограммы фазных токов источника питания при включении алгоритма компенсации высших гармоник при работе на однофазную нагрузку и стабилизации напряжения ЗПТ с помощью АСФ показаны на рисунке 5.11 а), при стабилизации напряжения на уровне 50 В от лабораторного источника постоянного напряжения показаны на рисунке 5.11 б). На рисунке 5.12 показан переходный процесс в фазном токе источника питания при включении алгоритма компенсации реактивной мощности сдвига.

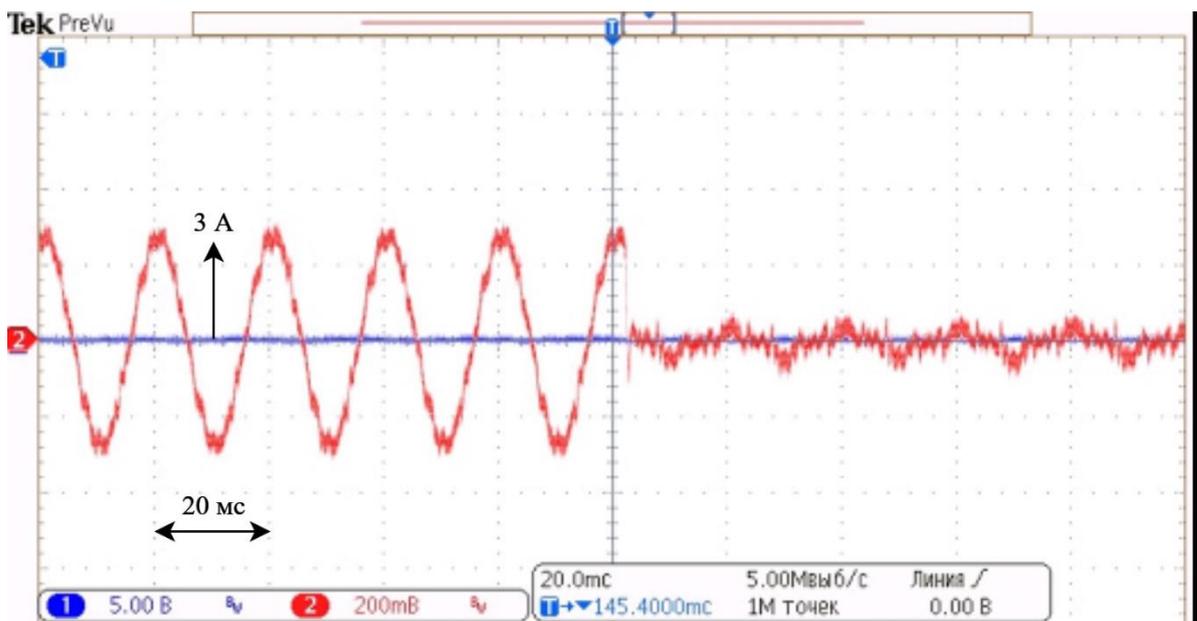


Рисунок 5.10 – Осциллограмма тока нулевого проводника источника питания до и после включения алгоритма симметрирования

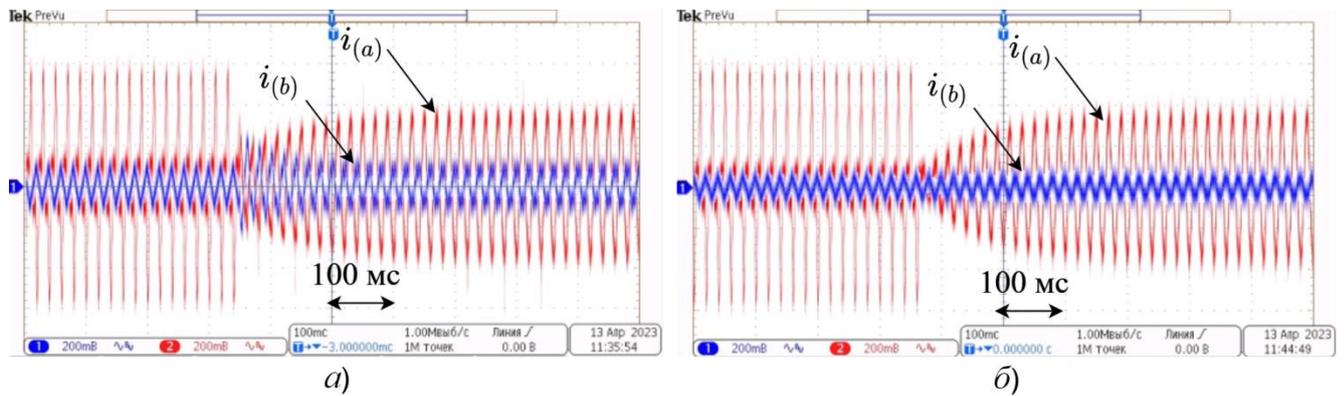


Рисунок 5.11 – Переходный процесс в токе источника при пуске алгоритма компенсации высших гармоник тока (*а* – при стабилизации напряжения ЗПТ с помощью АСФ, *б* – при стабилизации ЗПТ с помощью внешнего источника)

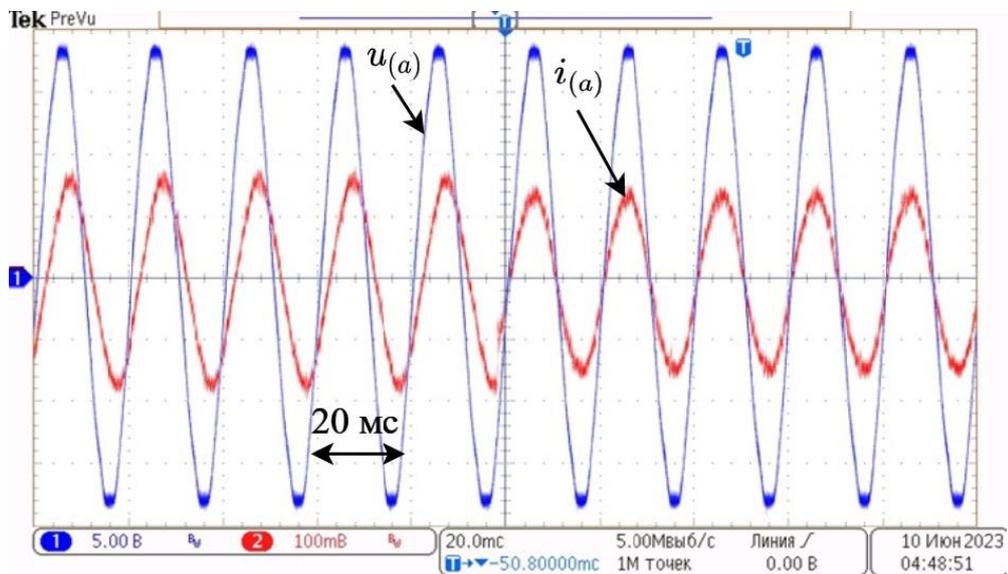
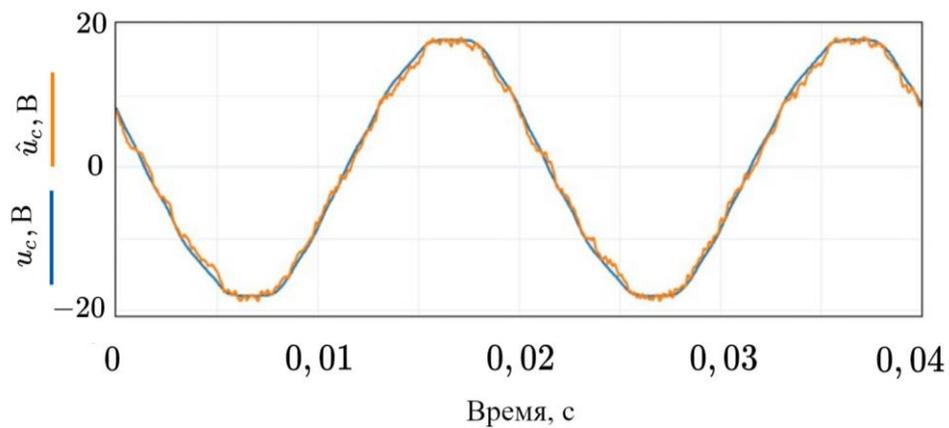


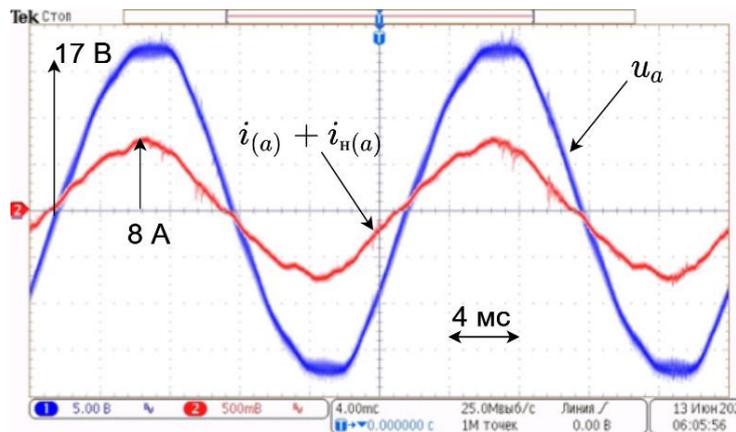
Рисунок 5.12 – Переходный процесс в токе источника питания при включении алгоритма компенсации реактивной мощности

Как показано на рисунках 5.12-5.13, наиболее длительный переходный процесс возникает в токе источника при включении алгоритма компенсации тока высших гармоник, потребляемого нагрузкой в подсистеме переменного тока. Время данного переходного процесса определяется временем реакции режекторного фильтра, и, при $r = 0,9998$, время переходного процесса составило $t_{p.ф.} \approx 200$ мс. Данный переходный процесс является наиболее длительным в системе, что подтверждает вывод о том, что постоянная времени r режекторного фильтра определяет динамические свойства системы при включении и изменении мощности нагрузки в подсистеме переменного тока, полученный в четвертой главе.

Экспериментальной проверке был подвергнут алгоритм синхронизации АСФ без использования датчиков напряжения источников питания, представленный в главе 4. В ходе эксперимента были зафиксированы осциллограммы тока и напряжения на вторичной обмотке трансформатора фазы a . На рисунке 5.13 a) показаны: цифровой сигнал оценки сетевого напряжения блоком оценки (желтый), сигнал с датчика соответствующего напряжения (синий), при работе преобразователя в режиме компенсации высших гармоник тока нелинейной нагрузки, показанной на рисунке 5.4 a , при одновременном питании нагрузки постоянного тока в виде источника J_H постоянным напряжением с уровнем $U_{ЗПТ} = 60$ В. На рисунке 5.13 $б$) показаны ток вторичной обмотки питающего трансформатора (красный) и напряжение вторичной обмотки (синий).



а)



б)

Рисунок 5.13 – a) – осциллограммы фазного напряжения и его оценки, $б$) – тока фазы и напряжения при управлении без использования датчика

Как показано на рисунках 5.13, программный блок оценки питающего напряжения позволяет производить оценку питающего напряжения и управлять преобразователем в режимах активного силового фильтра и активного выпрямителя, что подтверждает выводы полученные в результате имитационного моделирования в главе 4.

Выводы по главе 5

В результате экспериментального исследования была решена задача верификации представленных в предыдущих главах данной работы математических выражений, позволяющих выбрать параметры регуляторов двухконтурной системы управления подчиненного типа с целью обеспечения заданной величины максимума АЧХ выходного импеданса, произведена экспериментальная верификация предложенного алгоритма пофазной покомпонентной компенсации составляющих неактивной мощности, потребляемой нагрузкой переменного тока СЭС, а также алгоритма синхронизации АСФ с питающим источником переменного напряжения не требующего использования датчиков переменного напряжения.

В ходе процесса экспериментальной верификации были получены следующие научно-практические результаты и сделаны следующие выводы:

– разработан полнофункциональный макет системы электроснабжения на основе АСФ с микропроцессорной системой управления, позволяющий производить исследование процессов передачи, распределения и производства электрической энергии в сетях с распределенными генераторами;

– разработаны программные модули блоков системы управления, позволяющие производить оценку реактивной мощности сдвига и активной мощности, потребляемой нелинейной нагрузкой, а также блока оценки питающего напряжения без использования датчиков переменного напряжения;

– подтверждена корректность методики выбора параметров регуляторов контуров регулирования напряжения и тока двухконтурной системы управления АСФ. Точность установки выходного импеданса не менее 96 %;

– алгоритм компенсации неактивных компонент мощности позволяет добиться повышения показателей качества электрической энергии в соответствии с их определениями, показанными в главе 1, устранив высшие гармоники тока и реактивную мощность сдвига, потребляемые от источника питания, а также, если требуется, устранить несимметрию потребляемых токов по фазам СЭС. Алгоритм способен устранить как опережающий фазовый сдвиг тока относительно питающего напряжения, так и отстающий;

– при использовании алгоритма оценки питающего напряжения без использования датчиков питающего переменного напряжения преобразователь сохраняет устойчивость, позволяет обеспечить стабилизацию напряжения ЗПТ, а также компенсацию компонент неактивной мощности;

– результаты экспериментальной верификации алгоритма управления подтверждают результаты имитационного моделирования, представленные в главах 3 и 4.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационного исследования были решены следующие актуальные научно-технические задачи: произведен анализ динамических свойств СЭС на основе АСФ с пофазным управлением входными токами, произведен структурно-параметрических синтез системы управления напряжением ЗПТ АСФ на желаемый максимум АЧХ выходного импеданса СЭС, обеспечивающей устойчивость всей системы электроснабжения в соответствии с импедансным критерием устойчивости распределенных и каскадных систем электроснабжения, синтезированная система дополнена блоками, обеспечивающими пофазную компенсацию неактивных компонент мощности, потребляемой нелинейной нагрузкой, на основе разработанного алгоритма с упрощенными программно-аппаратными требованиями к АСФ.

В ходе диссертационного исследования получены следующие научно-технические результаты:

– разработана математическая модель активного силового фильтра, являющимся основным регулируемым элементом СЭС, реализованного по схеме двухуровневого инвертора напряжения с дополнительной транзисторной стойкой, подключающегося к трехфазному источнику питания СЭС параллельно нагрузке через LC -фильтр и дроссель нулевого проводника. Математическая модель построена в соответствии с методом осреднения переменных в пространстве состояний в исходной $a-b-c$ системе координат и представляет собой матричную передаточную функцию объекта с системой управления в разомкнутом состоянии;

– на основе представленной модели в пространстве состояний был произведен анализ частотных характеристик и получены выражения для определения положения нулей и полюсов передаточных функций на оси частот как для АСФ с системой управления в разомкнутом состоянии, так и для АСФ с двухконтурной системой управления токами преобразователя и напряжением звена постоянного тока в замкнутом состоянии, функционирующей в исходной $a-b-c$ системе координат;

– исследовано влияние численных значений параметров и структуры регуляторов двухконтурной системы управления подчиненного типа АСФ на частотную характеристику выходного импеданса СЭС в звене постоянного тока. Сформулирована методика выбора структуры и численных значений параметров регуляторов на основе импедансного критерия устойчивости СЭС;

– предложены алгоритмы и структуры системы управления АСФ с пофазной компенсацией компонент неактивной мощности нагрузки переменного тока СЭС, позволяющие в рамках пофазного управления входными токами АСФ обеспечить повышение показателей качества электрической энергии как в отдельных фазах трехфазной СЭС, так и во всех фазах в целом.

– по сравнению с выделенными во введении и в первой главе аналогами, предложенный алгоритм управления АСФ, реализующий пофазную покомпонентную компенсацию неактивных составляющих мощности, обладает сниженными программно-аппаратными требованиями к АСФ и его системе управления, так как реализуется без использования быстрого преобразования Фурье, для функционирования требуется наличие только трех режекторных фильтров в отличие от 9-ти в алгоритме *S.M. Fazeli*, а также не требует координатных преобразований при сохранении высокого качества компенсации НКМ, что позволяет говорить о повышении эффективности процесса компенсации и АСФ, его реализующего;

– система управления дополнена программным блоком оценки напряжения трехфазного источника питания, позволяющим исключить установку датчиков переменного напряжения источника питания при функционировании АСФ в режимах компенсации неактивных компонент мощности и стабилизации напряжения ЗПТ;

– разработан полнофункциональный макет СЭС на основе АСФ с пофазным регулированием входных токов, программные реализации блоков оценки компонент мощности, потребляемой нагрузкой в цепи переменного тока СЭС, а также программная реализация блока оценки фазных напряжений источника питания, которые были использованы в процессе практической верификации результатов данной работы и могут быть использованы для дальнейшего исследования процессов

производства, распределения и потребления электрической энергии в СЭС с активным силовым фильтром.

Результаты данного диссертационного исследования могут быть применены при разработке новых СЭС на основе распределенных и децентрализованных источников питания, при проектировании активных силовых фильтров, которые будут встроены в такого типа системы электроснабжения, а также при разработке АСФ для систем электроснабжения централизованного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Распределенная генерация Российской Федерации. Особенности, структура, режимы работы / Н. А. Трофимов, Р. В. Перминов, В. С. Потапов, В. Р. Жандаров. – Текст : непосредственный // Научный журнал. – 2019. – № 7 (41). – С. 51–54.
2. Волкова И. О. Роль распределенной генерации в реализации концепции Smart Grid / И. О. Волкова, Б. Б. Кобец. – Текст : непосредственный // ЭКО. – 2011. – № 4 (442). – С. 87–93.
3. Клименко А. В. Совместная генерация произведенных энергоносителей (обзор) = Combined generation of produced energy carriers: review / А. В. Клименко, В. С. Агабабов, П. Н. Борисова. – DOI 10.18721/JEST.25201. – Текст : непосредственный // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. – 2019. – Т. 25, № 2. – С. 6–29.
4. Кучак С. В. Система электроснабжения на базе электро-генераторной установки и литий-ионного накопителя с улучшенными динамическими характеристиками : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дис. канд. техн. наук / С. В. Кучак ; Новосиб. гос. техн. ин-т. – Новосибирск, 2020. – 138 л. – Текст : непосредственный.
5. ГОСТ Р 56124.2–2014 (IEC/TS 62257-2:2004). Возобновляемая энергетика. Гибридные электростанции на основе возобновляемых источников энергии, предназначенные для сельской электрификации. Рекомендации. Ч. 2: Из требований по классификации систем электроснабжения = Renewable power engineering. Small renewable energy and hybrid systems for rural electrification. Recommendations. Pt. 2: From requirements to a range of electrification systems : дата введения 2016-07-01. – Москва : Стандартинформ, 2016. – 54 с. – Текст : непосредственный.
6. Khan I. Nonlinear Load Harmonic Mitigation Strategies in Microgrids: State of the Art / I. Khan, A. S. Vijay, S. Doolla. – DOI 10.1109/JSYST.2021.3130612. – Text : direct // IEEE Systems Journal. – Vol. 16, iss. 3. – P. 4243–4255. Sept. 2022.

7. Chreang S. A study of nonlinear DC and AC loads connected to PV microgrid / S. Chreang, P. Kumhom. – DOI 10.1109/ICBIR.2018.8391212. – Text : direct // 5 International Conference on Business and Industrial Research (ICBIR–2018), Thailand, Bangkok, 2018. – Thailand, 2018. – P. 309–313.
8. Monteiro L. F. C. New Trends in Active Power Filter for Modern Power Grids / L. F. C. Monteiro. – DOI 10.5772/intechopen.72195. – Text : electronic // Power System Harmonics - Analysis, Effects and Mitigation Solutions for Power Quality Improvement. – URL: <https://www.intechopen.com/chapters/58557> (access date: 25.08.2023).
9. El-Habrouk M. Active power filters: A review / M. El-Habrouk, M. K. Darwish, P. Mehta. – DOI 10.1049/ip-epa:20000522. – Text : direct // IEE Proceedings - Electric Power Applications. – 2000. – Vol. 147, iss. 5. – P. 403–413.
10. Godoy Simões M. Survey on time-domain power theories and their applications for renewable energy integration in smart-grids / M. Godoy Simões, F. Harirchi, M. Babakmehr. – DOI 10.1049/iet-stg.2018.0244. – Text : direct // IET Smart Grid. – 2019. – Vol. 2, iss. 4. – P. 491–503.
11. Czarnecki L. S. Constraints of instantaneous reactive power P–Q theory / L. S. Czarnecki. – DOI 10.1049/iet-pel.2013.0579. – Text : direct // IET Power Electronics. – 2014. – Vol. 7, iss. 9. – P. 2201–2208.
12. Нос О. В. Методы анализа и синтеза трехфазных систем с активными силовыми фильтрами в гиперкомплексном пространстве: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дисс. ... д-ра техн. наук / О. В. Нос ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2015. – 385 л. – Текст : непосредственный.
13. Повышение эффективности компенсации реактивной мощности на основе устройств пофазной компенсации = Increase of reactive power compensation efficiency on the basis of individual phase compensation devices / С. В. Кузьмин, А. А. Завалов, Р. С. Кузьмин, В. А. Меньшиков. – DOI 10.17516/1999-494X-0187. – Текст : непосредственный // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. – 2020. – Т. 13, № 1. – С. 14–24.

14. Поднебенная С. К. К вопросу повышения эффективности компенсации реактивной мощности = To the issue of increasing efficiency of VAR compensation / С. К. Поднебенная. – Текст : непосредственный // Вестник Приазовского государственного технического университета. Серия: Технические науки. – 2015. – № 30/2. – С. 144–151.

15. Czarnecki L. S. Currents' Physical Components (CPC) Concept: a Fundamental of Power Theory / L. S. Czarnecki. – Text : direct // Przegląd Elektrotechniczny. – 2008. – Vol. 2008, iss 6. – P. 28–37.

16. Extending multi-function capabilities of individual-phase decoupled P–Q control of VSCs to include active filtering under symmetrical and asymmetrical operating conditions / S. M. Fazeli, W. P. Hew, N. A. Rahim [et al.]. – DOI 10.1109/ECCE.2015.7310558. – Text : direct // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE–2015), Canada, Montreal, 20–24 Sept. 2015. – P. 6415–6422.

17. Patrascu A. CPC theory implementation for active filtering and its limits / A. Patrascu, M. Popescu, V. Suru. – DOI 10.1109/ICATE.2012.6403441. – Text : electronic // International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE 2012), Romania, Craiova, 25–27 Oct. 2012. – 2012. – 6 p. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6403441> (access date: 25.08.2023).

18. Sun J. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters / J. Sun. – DOI 10.1109/TPEL.2011.2136439. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, iss. 11. – P. 3075–3078.

19. A comprehensive review of improving power quality using active power filters / D. Li, T. Wang, W. Pan, X. Ding, J. Gong. – DOI 10.1016/j.epsr.2021.107389. – Text : electronic // Electric Power Systems Research. – 2021. – Vol. 199. – Art. 107389. – URL: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107389> (access date: 25.08.2023).

20. Синтез фильтро-компенсирующих устройств для систем электроснабжения : коллектив. моногр. / под ред. В. П. Довгуна. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2014. – 192 с. – Текст : непосредственный.

21. Generalized-impedance and Stability Criterion for Grid-connected Converters / H. Xin, Z. Li, W. Dong, L. Zhang, W. Huang, Y. Xing, K. Wang. – DOI

10.13334/j.0258-8013.pcsee.162538. – Text : direct // Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 37, iss. 5. – P. 1277–1292.

22. A Strictly Sufficient Stability Criterion for Grid-Connected Converters Based on Impedance Models and Gershgorin's Theorem / Y. Ren, X. Wang, L. Chen, Y. Min [et al.]. – DOI 10.1109/TPWRD.2019.2948489. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2020. – Vol. 35, iss. 3. – P. 1606–1609.

23. Dybko M. A. Active power filter with battery energy storage based on NPC inverters / M. A. Dybko, S. V. Brovanov. – DOI 10.1109/EDM.2015.7184574. – Text : direct // 16 International Conference of Young Specialists on micro/nanotechnologies and Electron Devices (EDM) : [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – [S. 1.] : IEEE, 2015. – P. 415–421.

24. Virtual Inertia Control Methods in Islanded Microgrids / V. Skiparev, R. Machlev, N. R. Chowdhury, Y. Levron, E. Petlenkov, J. Belikov. – DOI 10.3390/en14061562. – Text : electronic // Energie. – 2021. – Vol. 14. – Art. 1562. – URL: <https://doi.org/10.3390/en14061562> (access date: 25.08.2023).

25. Харченко В. В. Микросеть на основе ВИЭ как инструмент концепции распределенной энергетики. – Текст : непосредственный / В. В. Харченко, В. Адомавичюс, В. А. Гусаров // Альтернативная энергетика и экология. – 2013. – № 2 (119). – С. 80–85.

26. Yadav M. Microgrid Control, Storage, and Communication Strategies to Enhance Resiliency for Survival of Critical Load / M. Yadav, N. Pal, D. K. Saini. – DOI 10.1109/ACCESS.2020.3023087. – Text : direct // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 169047–169069.

27. A Comprehensive Review on Integration Challenges, Optimization Techniques and Control Strategies of Hybrid AC/DC Microgrid / A. Omar, M. Ali, G. Abbas, M. Uzair, A. Qahmash, A. Algarni, M. R. Hussain. – DOI 10.3390/app11146242. – Text : electronic // Applied Sciences. – 2021. – Vol. 11, iss. 14. – Art. – 6242. – URL: <https://doi.org/10.3390/app11146242> (access date: 25.08.2023).

28. Unamuno E. Hybrid AC/DC Microgrids – Part I: Review and classification of topologies / E. Unamuno, J. Andoni. – DOI 10.1016/j.rser.2015.07.194. – Text : direct // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2015. – Vol. 52. – P. 1251–1259.

29. Three-phase grid interface converter control system design to limit a dc-side output impedance / I. V. Alexandrov, R. L. Gorbunov, O. V. Nos, D. A. Shtein. – DOI 10.1109/EDM52169.2021.9507600. – Text : direct // 22 International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM) : proc., Altai Region, 30 June – 4 July 2021. – Novosibirsk : IEEE, 2021. – P. 369–374.

30. Коровин А. В. Анализ и синтез автономной трехфазной системы электропитания с управлением кватернионом напряжений : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... канд. техн. наук / А. В. Коровин ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2022. – 121 л. – Текст : непосредственный.

31. Абуэлсауд Раиф С. С. А. Исследование режимов автономной системы электроснабжения с прогнозирующим управлением : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : автореф. дис. ... канд. техн. наук / С. С. А. Абуэлсауд Раиф ; науч. рук. А. Г. Гарганеев ; Томский политехн. ун-т. – Томск, 2020. – 20 с. – Текст : непосредственный.

32. Lee Seung-Woon. Master–Slave Based Hierarchical Control for a Small Power DC-Distributed Microgrid System with a Storage Device / Lee, Seung-Woon, Bo-Hyung Cho. – DOI 10.3390/en9110880. – Text : electronic // Energies. – 2016. – Vol. 9, iss. 11. – Art. 880. – URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/9/11/880>. (access date: 30.08.2023).

33. Rao Korada D. M. DC Bus Voltage Control in Hybrid AC/DC Microgrid System / D. M. Rao Korada, M. K. Mishra. – DOI 10.1109/EEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160793. – Text : direct // International Conference on Environment and Electrical Engineering and Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Spain, Madrid, 09–12 June 2020. – [S. l.] : IEEE, 2020. – P. 1–6,

34. Zhang X. Impedance Control and Stability of DC/DC converter Systems : thesis ... Ph. D. / X. Zhang ; The University of Sheffield. – Sheffield, 2016. – 210 p. – Text : direct.

35. Zhong Q.-C. Impedance-Sum Stability Criterion for Power Electronic Systems With Two Converters/Sources / Q.-C. Zhong, X. Zhang. – DOI 10.1109/ACCESS.2019.2894338. – Text : direct // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 21254–21265.

36. Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters / L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli, R. Zane. – Wiley-IEEE Press, 2015. – 368 p. – Text : direct.

37. Pidaparthi S. K. Input Impedances of PWM DC-DC Converters: Unified Analysis and Application Example / S. K. Pidaparthi, B. Choi. – DOI 10.6113/JPE.2016.16.6.2045. – Text : direct // Journal of Power Electronics. – 2016. – Vol. 16, iss. 6. – P. 2045–2056.

38. Синтез системы управления сетевым преобразователем с ограниченным уровнем выходного импеданса в a-b-c системе координат / И. В. Александров, О. В. Нос, И. А. Баховцев, Н. А. Севостьянов. – DOI 10.46960/2658-6754_2022_4_04. – Текст : непосредственный // Интеллектуальная электротехника. – 2022. – № 4 (20). – С. 4–21.

39. Портной Ю. Т. Об ограничении генерации в сеть реактивного тока активным выпрямителем напряжения = On limiting the generation of reactive current to the network by an active voltage rectifier / Ю. Т. Портной, А. С. Абдурагимов, Е. М. Выдумкин. – Текст : непосредственный // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2020. – Т. 177, № 4. – С. 15–20.

40. Управление активным выпрямителем напряжения в системе генерирования на основе синхронного генератора с комбинированным возбуждением при переменной частоте вращения вала генератора = Control of an active voltage rectifier in generation system based on a synchronous generator with combined excitation at a variable frequency of rotation of the generator shaft / С. А. Харитонов, А. С. Харитонов, Р. Ю. Сараханова, В. С. Мешалкин. – DOI 10.53891/00135860_2023_01_22. – Текст : непосредственный // Электротехника : науч.-техн. журн. – 2023. – № 1. – С. 22–26.

41. Ле В. Т. Прямое управление током активного выпрямителя с повышением эффективности метода непосредственного управления моментом асинхронных двигателей / В. Т. Ле, Ч. К. Буй. – DOI 10.17122/1999-5458-2020-16-1-54-61. – Текст : непосредственный // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2020. – Т. 16, № 1. – С. 54–61.

42. Analysis of Stationary- and Synchronous-Reference Frames for Three-Phase Three-Wire Grid-Connected Converter AC Current Regulators / D. L. Israel, D. I. Brandao, L. M. Junior, M. G. Simões, L. M. F. Morais. – DOI 10.3390/en14248348. – Text : electronic // Energies. – 2021. – Vol. 14, iss. 24. – Art. 8348. – URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/24/8348> (access date: 25.08.2023).

43. Петров А. А. Методы и средства повышения качества электроэнергии в системе метрополитена : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : дис. ... канд. техн. наук / А. А. Петров ; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 2019. – 162 л. – Текст : непосредственный.

44. A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park / C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin [et al.]. – DOI 10.1109/TEC.2019.2941175. – Text : direct // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2019. – Vol. 34, iss. 4. – P. 2070–2083.

45. Maurya A. K. Simplified Control Algorithm Based on IRP Theory for Three Phase Shunt Active Power Filter / A. K. Maurya, Y. K. Chauhan. – DOI 10.1007/978-3-642-37949-9_37. – Text : direct // Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering. – 2013. – Vol. 115. – P. 431–440.

46. Ucar M. Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition / M. Ucar, E. Ozdemir. – DOI 10.1016/j.epsr.2006.12.008. – Text : direct // Electric Power Systems Research. – 2008. – Vol. 78, iss. 1. – P. 58–73.

47. Afonso J. L. P–Q Theory power components calculations / J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, J. S. Martins. – DOI 10.1109/ISIE.2003.1267279. – Text : direct // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Brazil, Rio de Janeiro, 09–11 June 2003. – [S. l.] : IEEE, 2003 – P. 385–390.

48. Manati A. M. Performance of DQ and PQ Current Control Techniques in Shunt Active Power Filter for Harmonic Reduction in Three-Phase System with Non-Linear Loads / A. M. Manati, Al-Khayyat, Z. Hasan. – Text : direct // Journal of Green Engineering. – 2020. – Vol. 10. – P. 2389–2407.

49. Cho J.-H. Stationary reference frame-based simple active power filter with voltage regulation / J.-H. Cho, E.-H. Song. – DOI 10.1109/ISIE.2001.932029. – Text : direct // International Symposium on Industrial Electronics Proceedings, South Korea, Pusan, 12–16 June 2001. – [S. l.] : IEEE, 2001. – Vol. 3. – P. 2044–2048.

50. Wu H. Transient Stability Impact of the Phase-Locked Loop on Grid-Connected Voltage Source Converters / H. Wu, X. Wang. – DOI 10.23919/IPEC.2018.8507447. – Text : direct // International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), Japan, Niigata, 20–24 May 2018. – 2018. – P. 2673–2680.

51. Caldognetto T. A Per-Phase Power Controller for Smooth Transitions to Isolated Operation / T. Caldognetto, H. Abedini, P. Mattavelli. – DOI 10.1109/OJPEL.2021.3134714. – Text : direct // Open Journal of Power Electronics. – 2021. – Vol. 2. – P. 636–646.

52. Zieliński D. Phase-Independent Reactive Power Compensation Based on Four-Wire Power Converter in the Presence of Angular Asymmetry between Voltage Vectors / D. Zieliński, B. Stefańczak, K. Jędrzys. – DOI 10.3390/en15020497. – Text : electronic // Energies. – 2022. – Vol. 15, iss. 2. – Art. 497. – URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/2/497> (access date: 25.08.2023).

53. Темербаев С. А. Гибридные фильтрокомпенсирующие устройства для управления качеством электроэнергии в распределительных сетях : специальность 05.14.02 «Электрические станции и электроэнергетические системы» : автореф. дис. ... канд. техн. наук / С. А. Темербаев ; Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2013. – 19 с. – Текст : непосредственный.

54. Individual-phase decoupled P–Q control of three-phase voltage source converter / S. M. Fazeli, H. P. Wooi, N. B. Abd Rahim, B. T. Ooi. – DOI 10.1049/iet-

gtd.2012.0417. – Text : direct // IET Generation, Transmission and Distribution. – 2013. – Vol. 7, iss. 11. – P. 1219–1228.

55. Control algorithms of shunt active power filter for harmonics mitigation: A review / Hoon Yap, M. A. M. Radzi, M. K. Hassan, N. F. Mailah. – DOI 10.3390/en10122038. – Text : electronic // Energies. – 2017. – Vol. 10, iss.12. – Art. 2038. – URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/12/2038> (access date: 25.08.2023).

56. Шалыгин К. А. Активные силовые фильтры в задачах повышения качества электрической энергии = Active power filters for improvement of power conditioning / К. А. Шалыгин, О. В. Нос. – Текст : непосредственный // Системы анализа и обработки данных. – 2013. – № 4 (53). – С. 191–201.

57. Dash D. K. A review on the use of active power filter for grid-connected renewable energy conversion systems / D. K. Dash, P. K. Sadhu. – DOI 10.3390/pr11051467. – Text : direct // Processes. – 2023. – Vol. 11, iss. 5. – Art. 1467.

58. Linearized modeling methods of AC–DC converters for an accurate frequency response / Kwon J. B., Wang X., Blaabjerg F. [et al.]. – DOI 10.1109/JESTPE.2017.2688454. – Text : direct // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2017. – Vol. 5, iss. 4. – P. 1526–1541.

59. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники : учебник / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с. – Текст : непосредственный.

60. Love G. N. Small signal modelling of power electronic converters, for the study of time-domain waveforms, harmonic domain spectra, and control interactions : thesis ... Ph. D. / G. N. Love ; University of Canterbury. – Christchurch, 2007. – 161 p. – Text : direct.

61. Теория автоматического управления : учебник. В 2 ч. / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др. ; под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Высшая школа, 1986. – Ч. 1. Теория линейных систем автоматического управления. – 367 с. – Текст : непосредственный.

62. Zadeh L. A. Frequency analysis of variable networks / L. A. Zadeh. – DOI 10.1109/JRPROC.1950.231083. – Text : direct // Proceedings of the IRE. – 1950. – Vol. 38, iss. 3. – P. 291–299.

63. Assessment of model predictive voltage control for autonomous four-leg inverter / R. Aboelsaud, A. Ibrahim, A. G. Garganeev, – DOI 10.1109/ACCESS.2020.2996753. – Text : direct // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 101163–101180.

64. Абуэлсауд Р. С. Результаты экспериментов автономной системы электропитания на основе управления с прогнозирующей моделью = Experimental results of autonomous power supply system based on model predictive control / Р. С. Абуэлсауд, И. В. Александров, Г. С. Леус. – Текст : непосредственный // Электропитание. – 2019. – № 3. – С. 3–14.

65. Yurkevich V. Singular perturbation approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems / V. Yurkevich. – DOI 10.13140/RG.2.1.1200.0400. – Text : direct // Proceedings of the 1 Virtual Control Conference (VCC–2010), Denmark, Aalborg, 22 Sept. 2010. – Aalborg University, 2010. – P. 109–115.

66. Hiti S. Modeling and control of three-phase PWM converters : Dissertation ... Ph. D. / S Hiti ; Virginia Polytec. inst. – Blacksburg, 1995. – 231 p. – Text : direct.

67. Alexandrov I. V. Combined PWM algorithm for voltage source inverter with microprocessor control system / I. V. Alexandrov, I. A. Bahovtsev. – DOI 10.1109/EDM.2019.8823449. – Text : direct // 20 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM–2019) : conf. proc., Altai Republic, Erlagol, 29 June – 3 July, 2019. – [S. l.] : IEEE, 2019. – P. 580–585.

68. Hagen M. Applying digital technology to PWM control-loop designs / M. Hagen, V. Yousefzadeh. – Text : direct // TI Live! Power Supply design Seminar. – [USA] : Texas Instrument, 2008. – 28 p.

69. Comparison of LTI and LTP models for stability analysis of grid converters / J. B. Kwon, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak. – DOI 10.1109/COMPEL.2016.7556769. – Text : electronic // 17 Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) : proc, Norway, Trondheim, 27–30 June 2016. – [S. l.] : IEEE, 2016. – (8 p.) – URL : <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/conhome/7547486/proceeding> (access date: 25.08.2023).

70. Erickson R. W. Fundamentals of power electronics : textbook / R. W. Erickson, D. Maksimović. – Springer, 2020. – 1084 p. – Text : electronic. – URL : <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/978-3-030-43881-4.pdf> (access date: 25.08.2023).

71. Анализ и синтез алгоритма управления активным силовым фильтром с независимым регулированием токов фаз для четырехпроводных систем = Analysis and synthesis of active power filter control algorithm with independent phase current control in four-wire systems / И. В. Александров, О. В. Нос, С. А. Харитонов, М. А. Дыбко. – Текст : непосредственный // Электропитание. – 2021. – № 3. – С. 38–56.

72. Dzedziech K. Time-frequency analysis of time-variant systems / K. Dzedziech, W. J. Staszewski, T. Uhl. – Text : direct // Diagnostyka. – 2013. – Vol. 14. – P. 37–42.

73. Горбунов Р. Л. Методика расчета входного фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения = An input filter design technique for an AC switching converter / Р. Л. Горбунов, Д. В. Макаров. – DOI 10.17212/1814-1196-2015-3-94-112. – Текст : непосредственный // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2015. – № 3 (60). – С. 94–112.

74. Александров И. В. Оптимальное проектирование LC-фильтра для системы электроснабжения на основе автономного инвертора напряжения с дополнительной транзисторной стойкой / И. В. Александров, И. А. Баховцев. – Текст : непосредственный // Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. : в 9 ч., Новосибирск, 2–6 дек. 2019 г. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2019. – Ч. 6. – С. 3–7.

75. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters / R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2012.2222931. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, iss. 6. – P. 2642–2646.

76. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2021665973 Российская Федерация. Программный модуль измерения частотных характеристик : № 2021665333 : заявл. 06.10.2021 : зарегистрир. 06.10.2021 / Р. Л.

Горбунов, Н. А. Севостьянов, А. Б. Дамдинов, И. В. Александров ; правообладатель Новосиб. гос. тех. ун-т. – Бюл. № 10. – 1 с. – Текст : непосредственный.

77. Developing Frequency Response Analyzer in MATLAB Simulink Environment / M. B. Naumović, R. Keyser, F. I. Robayo, C.-M. Ionescu. – Text : electronic // 17 Telecommunications forum (TELFOR–2009) : proc., Serbia, Belgrade, 24–26 Nov., 2009. – [S. 1.], 2009. – P. 701–704. – URL: http://2009.telfor.rs/files/radovi/05_42.pdf (access date: 25.08.2023).

78. Лазарева, Н. М. Экспериментальное определение передаточных функций объектов управления = Experimental determination of transfer functions of control objects / Н. М. Лазарева. – DOI 10.47026/1810-1909-2022-1-73-87. – Текст : непосредственный // Вестник Чувашского университета. – 2022. – № 1. – С. 73–87.

79. Keyser R. A one-step procedure for frequency response estimation based on a Switch-Mode Transfer Function Analyzer / R. Keyser, C. M. Ionescu, C. Festila. – DOI 10.1109/CDC.2011.6160393. – Text : direct // 50 IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference : proc., USA, Orlando, 12–15 Dec. 2011, – [S. 1.] : IEEE, 2011. – P. 1189–1194. – URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/6160393> (access date: 25.08.2023).

80. Патент на полезную модель № 156992 U1 Российская Федерация, МПК H02M 7/219. Многофазный активный выпрямитель : № 2015112474/07 : заявл. 06.04.2015 : опубл. 20.11.2015 / Д. С. Муликов, Г. Я. Михальченко ; заявитель ООО «Компания промышленная электроника». – Бюл. № 32. – 10 с. – Текст : непосредственный.

81. Design rules of the DC-DC voltage converter with the two-loop feedback system / R. L. Gorbunov, I. V. Alexandrov, S. V. Zavodina [et al.]. – DOI 10.1109/EDM.2018.8435065. – Text : electronic // 19 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM–2018) : proc., Russia, Erlagol, 29 June – 03 July 2018. – [S. 1.] : IEEE, 2018. – P. 493–498. – URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8435065> (access date: 25.08.2023).

82. The Loss Analysis and Efficiency Optimization of Power Inverter Based on SiC mosfets Under the High-Switching Frequency / W. Wang, Q. Song, S. Zhang, Y. Li,

M. Ahmad, Y Gong. – DOI 10.1109/TIA.2020.3045116. – Text : direct // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2021. – Vol 57, iss. 2. – P. 1521–1534.

83. Moussa S. Comparison of basic droop control with linear and nonlinear internal control of boost converters feeding resistive load / S. Moussa, M. Jebali Ben Ghorbal, I. Slama-Belkhodja. – DOI 10.1007/s42452-020-2015-x. – Text : direct // SN Applied Sciences. – 2020. – Vol. 2, iss. 2. – P. 1–10.

84. Augustine S. Adaptive Droop Control Strategy for Load Sharing and Circulating Current Minimization in Low-Voltage Standalone DC Microgrid / S. Augustine, M. K. Mishra, N. Lakshminarasamma. – DOI 10.1109/TSTE.2014.2360628. – Text : direct // IEEE Transactions on Sustainable Energy. – 2015. – Vol. 6, iss. 1. – P. 132–141.

85. Севостьянов Н. А. Синтез системы управления параллельными преобразователями постоянного напряжения с монотонными переходными процессами / Н. А. Севостьянов, Р. Л. Горбунов, И. В. Александров. – Текст : непосредственный // Электронные средства и системы управления : док. 17 междунар. науч.-практ. конф., Томск, 17–19 нояб. 2021 г : в 2 ч. – 2021. – Ч. 1. – С. 210–212.

86. Александров И. В. Снижение выходного импеданса активного выпрямителя напряжения при работе на импульсную нагрузку / И. В. Александров, О. В. Нос, И. А. Баховцев. – Текст : непосредственный // Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр., Новосибирск, 30 нояб. – 04 дек. 2020 г. : в 9 ч. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2020. – Ч. 6. – С. 3–7.

87. Sevostyanov N. A. An improved droop-control strategy to provide flat output impedance of power converters in DC microgrids / N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov. – DOI 10.1109/ICDCM50975.2021.9504659. – Text : electronic // IEEE international conference on DC microgrids (ICDCM–2021), USA, Arlington, 18–21 July 2021. – [S. 1.] : IEEE, 2021. – 8 p. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9504659> (access date: 25.08.23).

88. Comparative Stability Analysis of Droop Control Approaches in Voltage-Source-Converter-Based DC Microgrids / F. Gao, S. Bozhko, A. Costabeber [et al.]. – DOI 10.1109/TPEL.2016.2567780. – Text : direct // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 32, iss. 3. – P. 2395–2415.

89. Дмитриков В. Ф. Основные научные проблемы построения отечественных агрегатированных (сложных) приборов и распределенных систем вторичного электропитания и причины отставания их характеристик от современных зарубежных аналогов = The main scientific problems of building domestic aggregated (complex) devices and distributed power supply systems and the reasons for their characteristics lagging behind modern foreign analogs / В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов. – Текст : непосредственный // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2018. – Т. 21, № 3. – С. 7–11.

90. Aleksandrov I. V. Step-by-step design of two-loop control system for boost DC-DC converter / I. V. Aleksandrov, N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov. – DOI 10.1109/EDM.2018.8435046. – Text : direct // 19 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM-2018) : proc., Erlagol, Altai, 29 June – 3 July 2018. – IEEE Computer Society, 2018. – P. 574–579.

91. Per-phase output current control of 4-leg active power filter based on adaptive notch filter / I. V. Alexandrov, O. V. Nos, T. Ellinger, R. Y. Sarakhanova. – DOI 10.1109/EDM55285.2022.9855148. – Text : direct // 23 International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM–2022) to the 100th anniversary of the legendary NETI rector Georgy Lyshchinsky : proc., Erlagol, 30 June – 4 July 2022. – Novosibirsk : IEEE, 2022. – P. 388–393.

92. Гарганеев А. Г. Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрифицированным оборудованием / А. Г. Гарганеев, С. А. Харитонов. – Текст : непосредственный // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 2 (20). – С. 185–192.

93. Арутюнян А. Г. Анализ режимов работы трехфазных четырехпроводных электрических сетей статистическим методом расчета нагрузок / А. Г. Арутюнян. – Текст : непосредственный // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2011. – № 6. – С. 45–55.

94. Harmonic analysis of microgrid operation in islanded mode with nonlinear loads / G. M. Padayattil, T. Thobias, M. Thomas, J. Sebastian, G. Pathirikkat. – DOI 10.1109/ICCCI.2016.7480031. – Text : electronic // International Conference on

Computer Communication and Informatics (ICCCI–2016), India, Coimbatore, 07–09 Jan. 2016. – 5 p. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7480031> (access date: 25.09.2023).

95. Сулайманов А. О. Неактивная мощность и ее составляющие в электро-энергетических системах : специальность 05.14.02 «Электростанции и электро-энергетические системы» : автореф. дисс. ... канд. техн. наук / А. О. Сулайманов ; Томский политехн. ун-т. – Томск, 2009. – 20 с. – Текст : непосредственный.

96. Щуров Н. И. Анализ и расчет неактивной мощности в сети питания электропотребителей рудничного транспорта = Analysis and calculation of inactive power in the power network of electric consumers of mining transport / Н. И. Щуров, С. В. Мятаж, Б. В. Малозёмов. – DOI 10.25018/0236_1493_2022_122_0_270. – Текст : непосредственный // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). – 2022. – № 12/2. – С. 270–283.

97. Омельченко Е. Я. Мощность в многофазных цепях / Е. Я. Омельченко, С. С. Енин, В. О. Танич. – Текст : непосредственный // Труды международной 16 научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока» (ЭППТ–2015), Екатеринбург, 05–09 окт. 2015 г. – Екатеринбург : Изд-во УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, 2015. – С. 79–82.

98. Balci M. E. Comparison of power definitions for reactive power compensation in nonsinusoidal conditions / M. E. Balci, M. H. Hocaoglu. – DOI 10.1109/ICHQP.2004.1409408. – Text : direct // 11 International Conference on Harmonics and Quality of Power, USA, Lake Placid, 12–15 Sept. 2004. – [S. l.] : IEEE, 2004. – P. 519–524.

99. Impact of appliances harmonic content in microgrid environments / Y. R. Rodrigues, W. Eberle, M. S. Metcalfe, A. C. Zambroni Souza. – DOI 10.1109/ISGT-LA.2015.7381242. – Text : direct // PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM–2015), Uruguay, Montevideo, 05–07 Oct. 2015. – [S. l.] : IEEE, 2015. – P. 701–705.

100. Crepaldi J. Analysis of the Topologies of Power Filters Applied in Distributed Generation Units – Review / J. Crepaldi, M. M. Amoroso, O. H. Ando. – DOI

10.1109/TLA.2018.8447354. – Text : direct // IEEE Latin America Transaction. – 2018. – Vol. 16, iss. 7. – P. 1892–1897.

101. Review of Fundamental Active Current Extraction Techniques for SAPF / J. Baros, V. Sotola, P. Bilik, R. Martinek, R. Jaros, L. Danys, P. Simonik. – DOI 10.3390/s22207985. – Text : electronic // Sensors. – 2022. – Vol. 22, iss 20. – Art. 7985. – URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/22/20/7985> (access date: 25.08.23).

102. Патент на полезную модель № 211992 U1 Российская Федерация, МПК H02J 3/00. Трехфазный активный фильтр для сетей с несимметричной нагрузкой : № 2022105363 : заявл. 01.03.2022 : опубл. 30.06.2022 / И. В. Александров, О. В. Нос ; заявитель Новосиб. гос. техн. ун-т. – 2022. – 12 с. – Текст : непосредственный.

103. Kocoń S. Time-Varying IIR Notch Filter with Reduced Transient Response Based on the Bézier Curve Pole Radius Variability / S. Kocoń, J. Piskorowski. – DOI 10.3390/app9071309. – Text : electronic // Applied Sciences. – 2019. – Vol. 9, iss. 7. – Art. 1309. – URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/9/7/1309> (access date: 25.08.23).

104. Shklyarskiy Ya. E. Registration of reactive power for case of distortions in electric grid / Ya. E. Shklyarskiy, A. Ya .Shklyarskiy. – DOI 10.1088/1755-1315/87/3/032041. – Text : electronic // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2017. – Vol. 87. – Art. 032041. – URL: <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/87/3/032041/meta> (access date: 25.08.23).

105. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022685338 Российская Федерация. Программный модуль вычисления активной и реактивной составляющих мощности нелинейной нагрузки : № 2022684439 : заявл. 12.12.2022 : зарегистрир. 22.12.2022 / И. В. Александров ; заявитель ООО «Интеллектуальные силовые преобразователи». – 2022. – 1 с. – Текст : непосредственный.

106. A Memory-Efficient True-RMS Estimator in a Limited-Resources Hardware / J.-M. Flores-Arias, M. Ortiz-Lopez, F. J. Quiles Latorre, F. J. Bellido-Outeiriño, A. Moreno-Muñoz. – DOI 10.3390/en12091699. – Text : electronic // Energies. – 2019. – Vol. 12, iss. 9. – Art. 1699. – URL: <https://doi.org/10.3390/en12091699> (access date: 28.08.23).

107. Nos O. V. Control design of fast response PLL for FACTS applications / O. V. Nos, E. E. Abramushkina, S. A. Kharitonov. – DOI: 10.1109/URAL-CON.2019.8877643. – Text : direct // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon) : proc., Chelyabinsk, 1–3 Oct. 2019. – [S. l.] : IEEE, 2019. – P. 301–305.
108. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications / R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, A. F. Souza. – DOI 10.1109/TIE.2008.924205. – Text : direct // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2008. – Vol. 55, iss. 8. – P. 2923–2932.
109. Патент на полезную модель № 207731 U1 Российская Федерация, МПК H02J 3/01, H02M 1/12. Трехфазный силовой фильтр высших гармоник тока : № 2021119910 : заявл. 07.07.2021 : опубл. 12.11.2021 / И. В. Александров, О. В. Нос ; заявитель Новосиб. гос. техн. ун-т. – 2021. – Бюл. № 32. – 8 с. – Текст : непосредственный.
110. Александров И. В. Алгоритм бездатчиковой синхронизации двунаправленного преобразователя с четырехпроводной сетью переменного тока / И. В. Александров. – Текст : непосредственный // Труды 16 Всероссийской научно-практической конференции «Научная сессия НТИ НИЯУ МИФИ – 2022», Новоуральск, 25 февр. 2022 г. – Новоуральск : Изд-во НТИ НИЯУ МИФИ, 2022. – С. 97–102.
111. Ridley R. Injecting signals into the power supply / R. Ridley. – Text : electronic // Ridley Engineering : site. – 2017. – URL: <https://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/ap300-measurement-techniques.html> (access date: 03.07.2023).

**ПРИЛОЖЕНИЕ А ПАТЕНТЫ НА ПОЛЕЗНЫЕ МОДЕЛИ И
СВИДЕТЕЛЬСТВО О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 207731

Трехфазный силовой фильтр высших гармоник тока

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

Авторы: **Александров Иван Викторович (RU), Нос Олег
Викторович (RU)**

Заявка № **2021119910**

Приоритет полезной модели **07 июля 2021 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации **12 ноября 2021 г.**

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает **07 июля 2031 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: Ф80248783581 АСТРАНАЛДТВБВЗКА110
Исполнитель: Ивлев Григорий Петрович
Действителен с 18.01.2021 по 15.01.2025

Г.П. Ивлев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 211992**Трехфазный активный фильтр для сетей с несимметричной нагрузкой**

Патентообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ "НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ" (RU)**

Авторы: **Александров Иван Викторович (RU), Нос Олег Викторович (RU)**

Заявка № 2022105363

Приоритет полезной модели 01 марта 2022 г.

Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 30 июня 2022 г.

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает 01 марта 2032 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 68b90077e14c3910b94e6b2414505c7
Владимир Зубов Юлий Сергеевич
Действителен с 20.05.2022 по 20.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022685338

Программный модуль вычисления активной и реактивной составляющих мощности нелинейной нагрузки

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью "Интеллектуальные силовые преобразователи" (RU)*

Автор(ы): *Александров Иван Викторович (RU)*



Заявка № 2022684439

Дата поступления 12 декабря 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 22 декабря 2022 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Документ подписан электронной подписью
Сертификат 65d8f0077c14c3910294edbd24145e5c7
Владелец: *Зубов Ю.С.* / *Сергеевич*
Действителен с 20.01.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Б АКТЫ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ

А.И. Отто

сентября 2023 г.

АКТ

об использовании в учебном процессе результатов диссертационного
исследования И.В. Александрова

Настоящий акт подтверждает, что научно-методические результаты диссертационной работы И.В. Александрова «Система электроснабжения с активным силовым фильтром при пофазном управлении токами», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, используются в учебном процессе на факультете радиотехники и электроники при реализации основной образовательной программы по направлению подготовки 11.04.04 – Электроника и нанoeлектроника, магистерская программа Промышленная электроника и микропроцессорная техника:

1. при проведении лекционных занятий по дисциплине «Специальные главы энергетической электроники»
2. в научно-технической работе студентов факультета радиотехники и электроники;

Декан факультета радиотехники и
электроники НГТУ,
канд. тех. наук, доцент.

С.А. Стрельцов

Заведующий кафедры электроники и
электротехники НГТУ,
д-р тех. наук, проф.

С.А. Харитонов

Утверждаю
Главный инженер
АО «ПО «Север»

В. В. Машинский

“09”

2023 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационного исследования

И. В. Александрова на тему:

“Система электроснабжения с активным силовым фильтром при пофазном
управлении токами”

Настоящий акт подтверждает, что нижеследующие результаты диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук Александрова И. В. использовались в работах АО “ПО “Север” при проектировании опытного образца силового преобразовательного устройства:

1. Математическая модель активного силового фильтра при независимом пофазном управлении входными токами.
2. Инженерная методика структурно-параметрического синтеза системы управления силового преобразователя с настройкой на заданную величину выходного импеданса.

Применение указанных выше пунктов диссертационной работы позволило обеспечить устойчивую работу опытного образца и желаемое качество электропитания нелинейных нагрузок постоянного тока.

Главный конструктор

АО ПО «Север»

С. Н. Завертан