

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Иванов Илья Алексеевич

СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ
ГЕНЕРИРУЮЩИМИ КОМПЛЕКСАМИ НА ОСНОВЕ СИНХРОННЫХ
ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ИЗ УСЛОВИЯ
УСТОЙЧИВОЙ РАБОТЫ

Специальность: 2.4.2. «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент
Котин Денис Алексеевич

Новосибирск – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
Глава 1 Система электроснабжения автономного потребителя как объект автоматического управления	13
1.1 Топология систем электроснабжения автономного потребления ...	13
1.1.1 Система с единой шиной переменного напряжения.....	13
1.1.2 Система с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты.....	15
1.1.3 Система с промежуточной шиной постоянного напряжения	16
1.2 Источники электрической энергии	19
1.2.1 Генерация электрической энергии	19
1.2.2 Накопители электрической энергии	21
1.3 Силовая преобразовательная техника.....	22
1.3.1 Повышающий однонаправленный стабилизатор напряжения.....	23
1.3.2 Понижающий однонаправленный стабилизатор напряжения	24
1.3.3 Двухнаправленный неизолированный преобразователь	25
1.3.4 Двухнаправленный изолированный преобразователь	25
Вывод по первой главе	27
Глава 2 Синтез алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями.....	29
2.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения повышающего типа	29
2.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения понижающего типа	38
2.3 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения двухнаправленного типа	44
2.3.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения неизолированного типа	44
2.3.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения с гальванической развязкой.....	45

2.4 Модификации контуров систем управления.....	51
2.4.1 Интегральное насыщение.....	51
2.4.2 Дискретные регуляторы	52
2.4.3 Выбор частоты разделения контуров движения.....	56
Вывод по второй главе	61
Глава 3 Анализ устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя с учетом типа источника электрической энергии	63
3.1 Анализ структуры и определение критических узлов, влияющих на устойчивость системы электроснабжения автономного потребителя	63
3.1.1 Анализ устойчивости первичной стороны преобразователя постоянного напряжения.....	67
3.1.2 Анализ устойчивости вторичной стороны преобразователя постоянного напряжения.....	70
3.2 Обобщение результатов анализа устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя.....	76
3.3 Способы повышения устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя.....	78
Вывод по третьей главе	85
Глава 4 Исследование разработанных алгоритмов управления автономными генерирующими комплексами	86
4.1 Математическое моделирование полупроводниковых преобразователей	86
4.2 Имитационная модель стабилизаторов напряжения при питании от идеального источника энергии	86
4.2.1 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения повышающего типа	86
4.2.2 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения понижающего типа.....	94
4.2.3 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного неизолированного типа	101

4.2.4 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного изолированного типа	102
4.3 Имитационная модель стабилизаторов напряжения при питании от активно-индуктивного источника энергии с противо-ЭДС	106
4.3.1 Преобразователь постоянного напряжения повышающего типа с активно-индуктивным источником напряжения с противо-ЭДС	106
4.3.2 Преобразователь постоянного напряжения понижающего типа с активно-индуктивным источником напряжения	132
4.3.3 Преобразователь постоянного напряжения изолированный двунаправленный с активно-индуктивным источником напряжения.....	137
4.4 Экспериментальные исследования процессов электроснабжения автономного потребителя.....	140
Вывод по четвертой главе	143
Заключение	145
Список литературы	147
Приложение «А» Поверхности проекций для решения неравенств условий обеспечения устойчивости электротехнической системы.....	168
Приложение «Б» Имитационная модель повышающего преобразователя	179
Приложение «В» Имитационная модель понижающего преобразователя	184
Приложение «Г» Имитационная модель двунаправленного изолированного преобразователя.....	190
Приложение «Д» Акты внедрения результатов диссертационной работы	197

Введение

Актуальность темы исследования

Одной из современных тенденций развития систем распределённой генерации, в рамках концепции *microgrid* (распределенная сеть), является использование различных источников энергии в едином электротехническом комплексе, при этом ключевой задачей становится их синхронизация для осуществления управляемых перетоков мощности [1, 2].

Вышеописанный принцип организации электротехнического комплекса позволяет обеспечить высокую надёжность и качество электроснабжения различного рода потребителей, однако при его функционировании, из-за влияния нестационарности и внешних возмущающих воздействий, могут возникать неустойчивые режимы работы, например, вследствие кратковременного отключения от распределительной сети или в результате неконтролируемого обмена мощностью между распределёнными источниками энергии и локальными нагрузками [3-5]. В настоящее время разработано большое количество различных технических решений в данной прикладной области, позволяющих демпфировать проявление нежелательных статических и динамических факторов, из которых наибольшее практическое применение имеет структура *DC microgrid* (распределенная сеть постоянного напряжения), или, иначе, *microgrid* с общей шиной постоянного тока с соответствующими алгоритмами управления.

Техническая реализация данной архитектуры включает в себя типовой набор устройств силовой электроники на полностью управляемых полупроводниковых ключах, а именно: DC/DC-, AC/DC- и DC/AC-преобразователи, которые выполняют функцию стабилизации напряжения на общей шине постоянного тока в совокупности с одновременным электропитанием различных потребителей. При этом принято считать, что наибольшее влияние на устойчивость протекающих процессов в электротехническом комплексе системы электроснабжения оказывают

скачкообразные возмущения со стороны нагрузки, что приводит к необходимости введения соответствующих ограничений на режимы ее работы и, как правило, труднореализуемо на практике по техническим или экономическим соображениям [1, 2, 4, 6].

На основании вышеизложенного можно заключить, что корректный анализ влияния параметров электротехнического комплекса на устойчивость распределённой системы генерации является актуальной научно-прикладной задачей, имеющей важное значение.

Степень разработанности

Исследованию режимов работы распределенных систем электроснабжения, удовлетворяющих базовым принципам построения microgrid, посвящено большое количество публикаций как отечественных, так и зарубежных авторов, среди которых можно отметить работы С. А. Харитонова, Е. А. Денисенко, О. В. Крюкова, А. В. Серебрякова, А. Л. Куликова, Ю. Н. Булатова, А. В. Крюкова, П. В. Илюшина и др., а также F. Blaabjerg, A. Forrai, X. Wang, R. A. Ramos, S. Mekhilef, C. Marnay, R. Bayerer, J. Lutz, H. Akagi, A. Nabae.

В рассмотренных работах большое внимание уделяется анализу устойчивости электротехнических систем с использованием силовых полупроводниковых преобразователей на двух различных уровнях: общесистемном и узлом, причем на каждом из них применяются соответствующие допущения, которые существенно влияют на итоговые оценки запасов устойчивости системы по модулю и фазе. В большинстве случаев на двух предложенных уровнях декомпозиции системы проводят анализ влияния на устойчивость процессов только для параметров преобразователя.

На основании вышесказанного была сформулирована цель диссертационного исследования.

Целью диссертационной работы является разработка методик настройки параметров алгоритмов управления электротехническими

комплексами систем электроснабжения автономных потребителей, обеспечивающих компенсацию неустойчивых режимов работы.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе необходимо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить анализ типовых структур и узлов систем автономного электроснабжения, функционирующих как в режиме подключения к распределительной сети, так и в автономном (изолированном) режиме работы. Обоснованно выбрать для исследования архитектуру и состав компонентов всей электротехнической системы.

2. Произвести унификацию способа структурно-параметрического синтеза систем автоматического управления преобразователями постоянного напряжения и выполнить их апробацию методом цифрового моделирования.

3. Выполнить анализ электротехнической системы автономного электроснабжения с целью определения областей ее неустойчивого функционирования. Сформулировать и обосновать причины существования выявленных областей неустойчивости.

4. Разработать способы повышения запасов устойчивости электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя схемотехническим и алгоритмическим методам, гарантирующие его устойчивое функционирование во всем рабочем диапазоне до номинальной мощности.

Объектом исследования являются компоненты электротехнического комплекса и его алгоритмы управления в составе системы электроснабжения автономного потребителя.

Предметом исследования являются схемотехнические и алгоритмические методы исключения неустойчивых режимов работы электротехнического комплекса системы электроснабжения в автономном исполнении.

Научная новизна основных результатов диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработана структурно-параметрическая методика синтеза унифицированного алгоритма управления силовым преобразователем постоянного напряжения для системы электропитания с общей шиной постоянного тока. Данная методика синтеза отличается от существующих тем, что она позволяет, не меняя структуры системы автоматического управления, получать требуемые качественные и количественные функциональные характеристики для различных топологий силовых преобразователей.

2. Разработана методика определения границы устойчивости электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя. Предлагаемый подход предназначен для анализа автономных электротехнических комплексов при их питании от активно-индуктивного источника энергии с противо-ЭДС, учитывающий параметры силового преобразователя постоянного напряжения и системы управления им. Данный способ предназначен для систем автономного электроснабжения с установленной активной мощностью до 60 кВт и напряжением на шине постоянного тока до 540 В.

3. Предложены схемотехнический и алгоритмический методы обеспечения гарантированной устойчивости процессов в электротехническом комплексе системы электроснабжения автономного потребителя. Разработанные методы отличаются от существующих тем, что устойчивость обеспечивается комбинированным изменением электрических параметров преобразователя и параметрами его системы управления. При этом заведомо не организуются функциональные зоны ограничения мощности электротехнического комплекса, что обеспечивает уменьшение энергетических и массогабаритных показателей элементов системы электроснабжения. Разработанные методы позволяют снизить ёмкость входного силового фильтра преобразователя постоянного напряжения не менее чем в 200% по отношению к существующим методам ее расчета.

Теоретическая и практическая значимость диссертационной работы состоит в следующем:

1. Методика выделения областей неустойчивой работы электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя, учитывающая совокупность параметров источника электрической энергии, силового полупроводникового преобразователя, системы управления и нагрузки. Данные критерии показывают, что электротехнический комплекс автономного электроснабжения потенциально может обладать областью неустойчивого функционирования в диапазоне мощностей до 90% включительно от номинальной величины.

2. Предложенный и обоснованный унифицированный алгоритм управления силовыми преобразователями постоянного напряжения позволяет упростить настройку регуляторов системы управления компонентами электротехнического комплекса. Данная методика синтеза исключает необходимость в проведении сложных предварительных расчетов и реализуется за счет пошаговой инструкции инженерной настройки.

3. Предложенная методика выбора параметров электротехнического комплекса, таких как, ёмкость силового фильтра и частота сопряжения контура регулирования напряжения, позволит снизить его массогабаритные показатели и обеспечить устойчивые режимы функционирования как на этапе проектирования, так и при практическом применении. Приведены значения емкости силовых фильтров преобразователей постоянного напряжения, при которых процессы будут гарантированно устойчивы, а также предложены расчетные значения для коэффициентов настройки регулятора контура напряжения, при которых возможно уменьшение емкости силового фильтра не менее чем в 2-а раза по отношению к существующим типовым инженерным подходам к проектированию.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Методика структурно-параметрического синтеза обобщенного унифицированного алгоритма управления силовыми преобразователями постоянного напряжения, позволяющая упростить синтез системы управления

преобразователями и охватывающая все известные топологии преобразователей данного типа.

2. Методика выделения области неустойчивого состояния электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя, позволяющая определить её наличие и границы в зависимости как от собственных значений параметров устройства, таких как ёмкость силового фильтра, коэффициент трансформации и индуктивность системы, так и от параметров системы автоматического управления.

3. Схемотехнический и алгоритмический способы компенсации неустойчивого режима работы электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя, апробированные путем математического моделирования, позволяющие гарантированно исключить области неустойчивости.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным выбором математического аппарата, соответствующего поставленным задачам, применением общепринятых допущений, использовании инициализируемых программных приложений для моделирования установившихся и переходных процессов.

Методы исследования: методы теории автоматического управления, линеаризации нелинейных функций с помощью ряда Б. Тейлора, метод имитационного моделирования в программной среде SimInTech с привлечением встроенных средств визуализации и идентификации.

Апробация результатов исследования производилась в рамках следующих мероприятий:

1. XVIII Международной научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока» (ЭППТ-2021), г. Екатеринбург.

2. XXIII Всероссийской конференции «Автоматизированный электрический привод» (АЭП-2022), г. Тула.

3. XV Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АРЕИЕ-2021), г. Новосибирск.

4. XIX и XX международных конференциях «Технические и физические проблемы инженерии» (ИСТРЕ-2023, ИСТРЕ-2024), г. Баку.

5. VI Международной научно-технической конференции «Пром-инжиниринг» (ИСИЕМ-2020), г. Сочи.

6. Международная научно-техническая конференция по промышленному инжинирингу и современным технологиям «Far East Con» (2019), г. Владивосток.

7. Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь» (2019–2024 гг.), г. Барнаул.

8. VIII Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Современная техника и технологии: проблемы, состояние и перспективы» (2018), г. Рубцовск.

9. XV Всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» (2023), г. Чебоксары.

10. XVII Международной научно-практической конференции молодых учёных «Актуальные проблемы современного общества. Язык, культура и технологии в изменяющемся мире» (2020), г. Новосибирск.

11. Всероссийской научно-практической конференции студентов, магистрантов и аспирантов с международным участием «Aspire to science» (2020), г. Новосибирск.

12. Научных семинарах кафедры Электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета.

Результаты работы опубликованы в 38 печатных работах, 2 из которых представлены в рецензируемых научных журналах из списка ВАК, 4 являются патентами на полезную модель, 4 – патентами на изобретение, 7 изданы в журналах и трудах конференций, индексируемых в базах

цитирования Scopus и Web of Science, 23 входят в труды всероссийских и международных конференций, а 2 включены в репозитории препринтов.

Результаты диссертационного исследования применялись при выполнении НИР и НИОКР в рамках следующих грантов и договоров:

– грант в рамках реализации программы развития НГТУ, научный проект № 22-22 «Исследование устойчивых режимов работы и их достижения в системе электрической генерации автономного потребителя» (2022 г.);

– договор № 41/2023-О об отчуждении исключительного права на Преобразователь от 21 апреля 2023 г.;

– программы развития ФГБОУ ВО «НГТУ» на 2021–2030 гг. в рамках федеральной программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030».

Личный вклад автора в печатных работах, опубликованных в соавторстве с научным руководителем, заключается в разработке методик синтеза унифицированного алгоритма управления силовым полупроводниковым стабилизатором постоянного напряжения, проведении анализа устойчивости автономной системы электропитания, трактовке полученных результатов, коррекции качества переходных процессов во временной области на основе схемотехнического и алгоритмического методов, формировании обобщённого условия устойчивости функционирования электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя, разработке математических моделей и их практической валидации, формулировании обобщенных выводов. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась совместно с научным руководителем доц. Котиным Д. А.

Структура и объем диссертации включают введение, основную часть из 4 глав, заключение, список литературы из 133 наименований, 5 приложений. Общий объем диссертации составляет 198 страницы, в том числе 149 рисунков и 9 таблиц.

Глава 1 Система электроснабжения автономного потребителя как объект автоматического управления

1.1 Топология систем электроснабжения автономного потребления

В России на данный момент имеется значительный интерес со стороны государства, потребителей и энергоснабжающих компаний к «Активным энергетическим комплексам», умным сетям (*Smart Grid*) и т. п. Данный факт прослеживается в создании такого трека развития, как «Энереджинет», и ряда федеральных законов и крупных проектов. Это связано с возможностью построения интеллектуальных систем электроснабжения, которые обладают высокой степенью управляемости, что объясняется использованием принципов распределённой генерации и локального управления энергосистемой [1, 2, 4, 6-17].

За счет применения распределённой генерации и локального управления энергосистемой, выстроенной по принципу распределенной сети, эти системы могут иметь разную архитектуру. Выбор базовой структуры зависит от конкретных задач, которые должны выполнять эти электроснабжающие комплексы. Существует несколько типовых архитектур систем электроснабжения [1, 2, 6, 18-25]: система с единой шиной переменного напряжения, система с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты, система с промежуточной шиной постоянного напряжения (постоянного тока).

Каждая из данных структур имеет свои преимущества и недостатки. Рассмотрим каждую из них.

1.1.1 Система с единой шиной переменного напряжения

Архитектура системы с единой шиной переменного напряжения, представленная на рисунке 1.1, выстраивается по принципу одной общей шины или линии электроснабжения напряжения переменного тока, которая

объединяет несколько различных источников энергии и потребителей в единую энергосистему [1, 2, 6, 15, 20, 25-28].

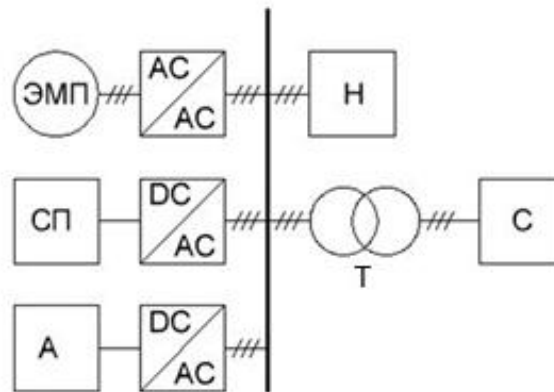


Рисунок 1.1 – Система электроснабжения с общей переменной шиной:
 ЭМП – электромеханический преобразователь, СП – солнечная панель,
 А – аккумуляторная батарея, АС/АС – преобразователь частоты,
 DC/АС – инвертор, Н – нагрузка, С – сеть, Т – трансформатор

Так, согласно рисунку 1.1, система электроснабжения включает в себя несколько различных источников электрической энергии и потребителей, причем работает на номинальное напряжение и частоту, с соответствующими требованиями. Особенность использования представленной архитектуры заключается в реализации систем электроснабжения высокого напряжения. Преимущество реализации такой схемы заключается в минимизации числа полупроводниковых преобразователей. Практическая реализация структуры рисунка 1.1 вызывает значительные сложности, поскольку требуется строгая синхронизация амплитуды и частоты различных источников напряжения. Из-за того, что в системе энергоснабжения имеется большое количество различных источников энергии, из-за применения принципа распределенной генерации, происходит усложнение системы управления за счет организации систем синхронизации напряжения.

Данная архитектура широко применяется в системах организации промышленной генерации с использованием возобновляемых источников

энергии. Это объясняется тем, что описанная структура наиболее близка к сетям общепромышленного типа и легко интегрируется в сети промышленного электроснабжения.

1.1.2 Система с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты

На рисунке 1.2 представлена архитектура системы с промежуточной шиной высокой частоты, ключевой особенностью которой является использование промежуточной шины высокочастотного напряжения переменной частоты, что может позволить обеспечить электроснабжение потребителей разных частот питающего напряжения и разной амплитуды напряжения [1, 3, 4, 7, 9, 15, 16, 18, 20, 26, 29-32].

Данная архитектура электроснабжения построена по аналогичному принципу с системой электроснабжения с общей шиной переменного напряжения, но главное отличие заключается в том, что существует ее разделение на два контура: контур нагрузки, отделённый от контура источников электрической энергии, и контур, объединяющий различные источники энергии, который функционирует на отличной по амплитуде и частоте напряжения от контура нагрузки. Это вынуждает применять промежуточный преобразователь, что понижает общую эффективность. Таким образом, данная архитектура позволяет разбить систему энергоснабжения потребителя как минимум на два контура, отличных по амплитуде и частоте напряжения. Главным недостатком данной архитектуры электроснабжения является необходимость обеспечения синхронизации по амплитуде и частоте различных источников энергии для функционирования промежуточной шины переменного напряжения, что приводит к общему усложнению системы управления и возможности возникновения аварийных режимов работы.

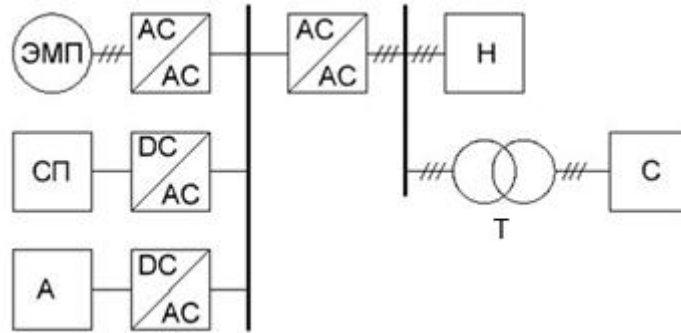


Рисунок 1.2 – Система электроснабжения с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты:

ЭМП – электромеханический преобразователь, СП – солнечная панель, А – аккумуляторная батарея, AC/DC – выпрямитель, DC/DC – преобразователь постоянного напряжения, DC/AC – инвертор, Н – нагрузка, С – сеть, Т – трансформатор

Практическое применение данной архитектура нашла в системах электроснабжения специальных объектов и автономных потребителей, в которых необходимо наличие системы напряжений двух различных частот.

1.1.3 Система с промежуточной шиной постоянного напряжения

Архитектура электроснабжения, изображенная на рисунке 1.3, представляет собой систему с промежуточной шиной постоянного напряжения [1-4, 18, 19, 21-23, 32, 33].

Согласно рисунку 1.3, данная архитектура имеет промежуточную шину постоянного напряжения, что вынуждает, также как и в системе электроснабжения с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты, применять дополнительный преобразователь для обеспечения потребителя необходимым переменным напряжением по частоте и амплитуде.

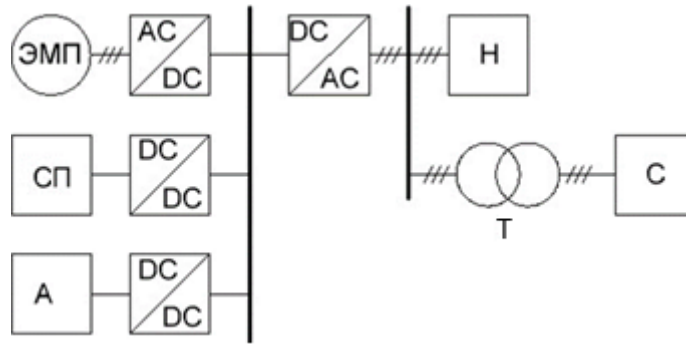


Рисунок 1.3 – Система электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения:

ЭМП – электромеханический преобразователь, СП – солнечная панель,
 А – аккумуляторная батарея, AC/DC – выпрямитель,
 DC/DC – преобразователь постоянного напряжения, DC/AC – инвертор,
 Н – нагрузка, С – сеть, Т – трансформатор

Структура данной архитектуры аналогична предыдущей системе электроснабжения: так же имеется контур нагрузки и контур источников энергии, которые связаны между собой преобразователем. За счет того, что данная схема имеет общую шину постоянного тока, отсутствует необходимость в наличии систем управления, отвечающих за синхронизацию частоты напряжения. Данное решение позволяет объединять в единую энергетическую систему большое количество различных источников энергии и перераспределять между ними нагрузку, за счет чего происходит выравнивание значения выпрямленного напряжения на шине постоянного напряжения. Главным недостатком данной архитектуры электроснабжения является большое количество преобразователей, что приводит к увеличению количества каналов регулирования и усложнению системы управления верхнего уровня.

Практическое применение данная архитектура нашла в системах электроснабжения автономных потребителей, имеющих высокую плотность распределённой генерации, так как данная схема электроснабжения позволяет снизить влияние инерционности возобновляемых источников. Помимо этого,

позволяет обеспечивать простое управление перетоками мощности между различными источниками энергии.

По результатам анализа разных архитектур электроснабжения было принято решение выбрать в качестве базовой систему с промежуточной шиной напряжения постоянного тока. Для дальнейшего анализа системы проведём её структурный анализ. В качестве источников электрической энергии рассмотрим источники энергии с постоянной противо-ЭДС и переменной противо-ЭДС. Простейшая система электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения, соответствующая данному описанию, представлена на рисунке 1.4 [2, 4, 19-21, 23-26].

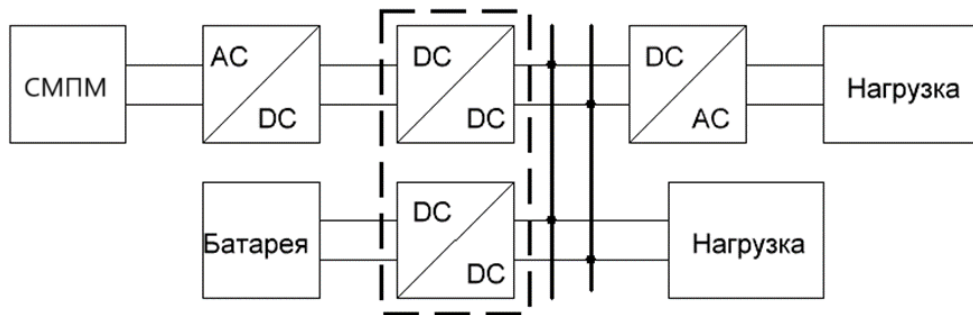


Рисунок 1.4 – Типовая функциональная схема системы электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения:

СМПМ – синхронная машина с постоянными магнитами,

Батарея – аккумуляторная батарея, AC/DC – выпрямитель,

DC/DC – преобразователь постоянного напряжения, DC/AC – инвертор

Согласно рисунку 1.4, функциональная схема состоит из полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения, выполняющих функцию стабилизации параметров электропитания на шине постоянного напряжения. Помимо этого, для источников переменного напряжения добавляется выпрямитель с фильтром. Полупроводниковые преобразователи могут выполнять различные функции в системе электроснабжения, такие как повышение и понижение напряжения и

обеспечение как однонаправленного, так и двунаправленного протекания тока. Выбор режима работы преобразователя зависит от используемых источников энергии, основные типы которых будут рассмотрены ниже.

1.2 Источники электрической энергии

Как говорилось в предыдущем разделе, система электроснабжения автономного потребителя с использованием промежуточной шины постоянного напряжения имеет широкое распространение в системах с высокой плотностью распределённой генерации, что объясняется простым, по сравнению с другими архитектурами, методом синхронизации источников энергии.

Для того чтобы рассмотреть часть системы, отвечающей за регулирование уровня постоянного напряжения, необходимо провести анализ возможных источников энергии в системе.

В данных системах возможно использование различных источников энергии, которые способны не только генерировать электрическую энергию, но и быть ее накопителями.

1.2.1 Генерация электрической энергии

В качестве генерирующих устройств электрической энергии в системах электроснабжения автономного потребителя можно выделить два типа источников энергии: электромеханические преобразователи и солнечные панели.

В автономных системах генерации электрической энергии широкое распространение получили машины переменного тока как синхронного, так и асинхронного типа, сравнительный анализ достоинств и недостатков которых представлен в таблице 1.1 [34-48].

Таблица 1.1 – Сравнительный анализ электрических машин переменного тока

Тип генератора	Преимущества	Недостатки
Асинхронный генератор с короткозамкнутым ротором	- Простая конструкция. - Невысокая стоимость	- Наличие дополнительных устройств для генерации
Асинхронный генератор с фазным ротором	- Возможность поддержания постоянного значения частоты генерируемого тока. - Изменяемый магнитный поток	- Подвижный контакт. - Высокая стоимость
Синхронный генератор с электромагнитным возбуждением (ЭМВ)	- Изменяемый магнитный поток	- Подвижный контакт. - Высокая цена
Синхронный генератор с магнитоэлектрическим возбуждением (МЭВ)	- Отсутствие подвижного контакта. - Высокая надежность. - Высокое значение КПД	- Высокая стоимость постоянных магнитов

Опираясь на проведённый анализ, представленный в таблице 1.1, можно сделать вывод, что в распределённой генерации возможно использование каждого из вышеперечисленных типов электрических машин. Наибольшее распространение в условиях применения архитектуры системы электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения имеют синхронные генераторы с магнитоэлектрическим возбуждением, то есть синхронная машина с постоянными магнитами (СМПМ) в генераторном режиме работы [47-57].

Также широкое распространение получили полупроводниковые источники электрической энергии, такие как солнечные панели [1, 2, 4, 7, 12, 15, 16, 24, 30, 32, 58-64].

Солнечные панели представляют собой полупроводниковый фотоэлектрический преобразователь. Данное устройство имеет широкое разнообразие не только возможных конструкций, но и материалов

изготовления, что в совокупности определяет их энергетическую эффективность. Несмотря на их низкий КПД и значительные габариты, данные устройства генерации электрической энергии находят широкое применение в системах электроснабжения автономного потребителя.

1.2.2 Накопители электрической энергии

В качестве накопителей электрической энергии чаще всего рассматривают ёмкостные источники электрической энергии. К данным источникам относятся [1, 2, 4, 7, 9, 13, 16, 19-21, 23, 30-32, 58, 65-68]:

- электрические аккумуляторы,
- суперконденсаторы.

Оба этих источника энергии имеют схожую электрическую природу функционирования, но отличаются по своим динамическим и количественным свойствам.

Так, электрический аккумулятор обладает различными параметрами в зависимости от химических материалов, из которых он изготовлен. Наибольшее распространение получили два типа аккумуляторов – свинцово-кислотные и литий-ионные, – что объясняется их свойствами с точки зрения объема накопления электрической энергии и ценой.

Суперконденсаторы (ионисторы) представляют собой промежуточный вариант развития конденсатора и электрического аккумулятора, поэтому они имеют ряд преимуществ. Так, по сравнению с аккумуляторной батареей, они обладают большей скоростью и величиной тока разряда, а также незначительным изменением электрических характеристик в процессе работы и низким током саморазряда.

Но по сравнению с суперконденсаторами аккумуляторные батареи, как химические источники электрической энергии, обладают следующими преимуществами: более высокой плотностью энергии и обеспечением стабильной подачи электрической энергии.

Как говорилось выше, электротехнические комплексы электроснабжения с шиной постоянного напряжения имеют широкое применение в системах с высокой плотностью распределённой генерации. Это вызывает необходимость стабилизации уровня напряжения на выходе каждой генерирующей или накопительной системы. Для этих целей используются полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения при условии их питания от источников постоянного напряжения. Для электротехнических комплексов с входным источником переменного напряжения применима топология: неуправляемый выпрямитель – DC/DC-преобразователь или входной активный выпрямитель [1, 3, 4, 6, 24, 69].

1.3 Силовая преобразовательная техника

Как было рассмотрено в двух предыдущих разделах, система электроснабжения автономного потребителя с промежуточной шиной постоянного напряжения наиболее часто используется в энергосистемах с распределённой генерацией, так как в данной системе применяется промежуточная шина постоянного напряжения. Поэтому главной задачей управления системой, помимо организации перетоков мощности, является стабилизация уровня напряжения на шине постоянного напряжения. Для выполнения поставленной задачи используются полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, которые в зависимости от схемотехнического решения способны работать в двух режимах работы: однонаправленного и двунаправленного перетекания мощности, а также обеспечивать повышение или понижение уровня напряжения выходного напряжения относительно уровня входного [1, 2, 4, 5, 14, 19, 26, 32, 33, 62, 70-76].

Для того чтобы рассмотреть основные режимы работы стабилизаторов напряжения опишем типовые схемотехнические решения.

1.3.1 Повышающий однонаправленный стабилизатор напряжения

Рассмотрим повышающий преобразователь, электрическая схема которого представлена на рисунке 1.5 [20, 61-63, 77-89].

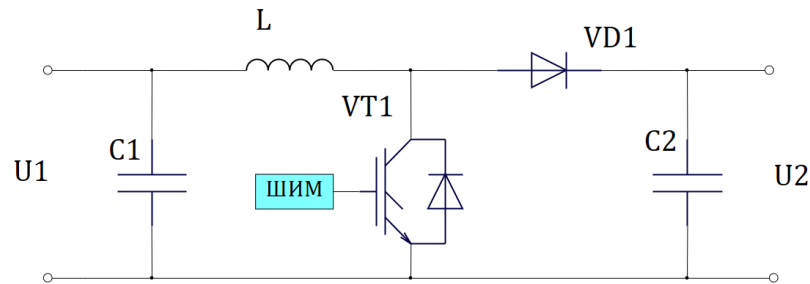


Рисунок 1.5 – Повышающий преобразователь

Согласно рисунку 1.5, работа схемы происходит следующим образом: ключ VT1 при подаче на него сигнала с источника ШИМ замыкает контур тока дросселя L, происходит накопление энергии в дросселе L. В этот промежуток времени нагрузка питается от заряженного конденсатора C2. При снятии управляющего воздействия с VT1 накопленная в дросселе L энергия начинает передаваться в емкость выходного фильтра C2. Процесс передачи энергии происходит до тех пор, пока напряжение на емкости выходного фильтра C2 не превысит напряжения на дросселе L. В момент превышения напряжения происходит изменение состояния запирающего диода VD1, он закрывается обратным напряжением. Тем самым образуется бестоковая пауза перед следующим циклом передачи энергии в конденсатор C2.

Вышеописанное состояние соответствует режиму работы с бестоковой паузой. При этом в одном периоде модуляции можно выделить три участка: первый участок – это передний фронт нарастания тока, второй – задний фронт спада тока, третий – временной интервал, в течении которого в цепи отсутствует ток. Третий участок формирует в системе бестоковую паузу.

Преимущество данной схемы перед другими топологиями повышающих преобразователей заключается в упрощении организации управления полупроводниками и снижении общих потерь.

1.3.2 Понижающий однонаправленный стабилизатор напряжения

Рассмотрим понижающий преобразователь, изображенный на рисунке 1.6 [28, 90-100].

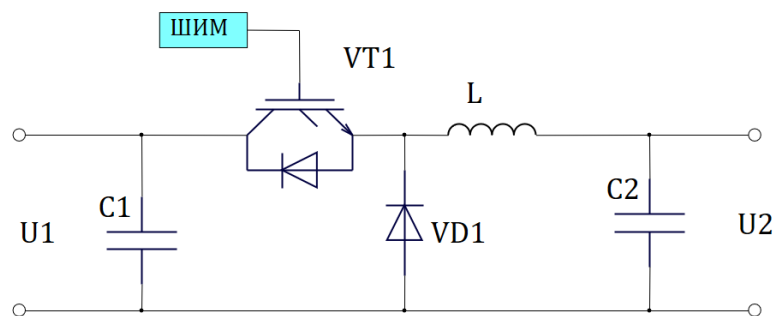


Рисунок 1.6 – Понижающий преобразователь

Этот преобразователь может работать в режимах как непрерывного, так и прерывистого тока. Режим бестоковой паузы реализуется следующим образом: ключ VT1 при подаче на него сигнала с источника ШИМ замыкает контур тока на дроссель L, происходит накопление энергии в дросселе L. В этот же промежуток времени происходит заряд конденсатора C2 через дроссель L. При снятии управляющего воздействия с VT1 накопленная порция энергии в дросселе L и конденсаторе C2 начинает передаваться на выход преобразователя. При исчерпании энергии в дросселе L образуется бестоковая пауза перед следующим циклом передачи энергии в емкость выходного фильтра C2.

Преимущества данной схемы аналогичны преимуществам схемы, рассмотренной на рисунке 1.5.

1.3.3 Двухнаправленный неизолированный преобразователь

Двухнаправленный неизолированный преобразователь является необходимым элементом в системах с накоплением электрической энергии. Это объясняется тем, что данный преобразователь способен стабилизировать напряжение на шине постоянного напряжения за счет осуществления двухнаправленного перетока активной мощности, как в накопитель электрической энергии при ее избытке в электротехническом комплексе системы электроснабжения автономного потребителя, так и из накопителя при ее недостатке. Схема преобразователя представлена на рисунке 1.7 [1, 4, 61, 62, 65, 67, 80, 86, 89, 101, 102].

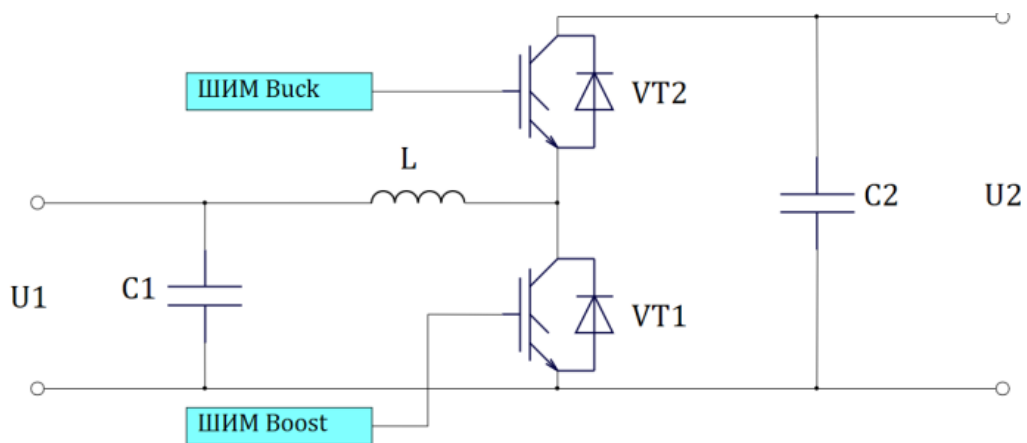


Рисунок 1.7 – Двухнаправленный неизолированный преобразователь

1.3.4 Двухнаправленный изолированный преобразователь

Более сложной топологией стабилизатора является схема с гальванической развязкой. Примером такой схемы является схема, выполненная по принципу *Dual-active bridge* (DAB), представленная на рисунке 1.8 [1, 28, 77, 85, 89, 101, 102, 103, 104, 105, 106].

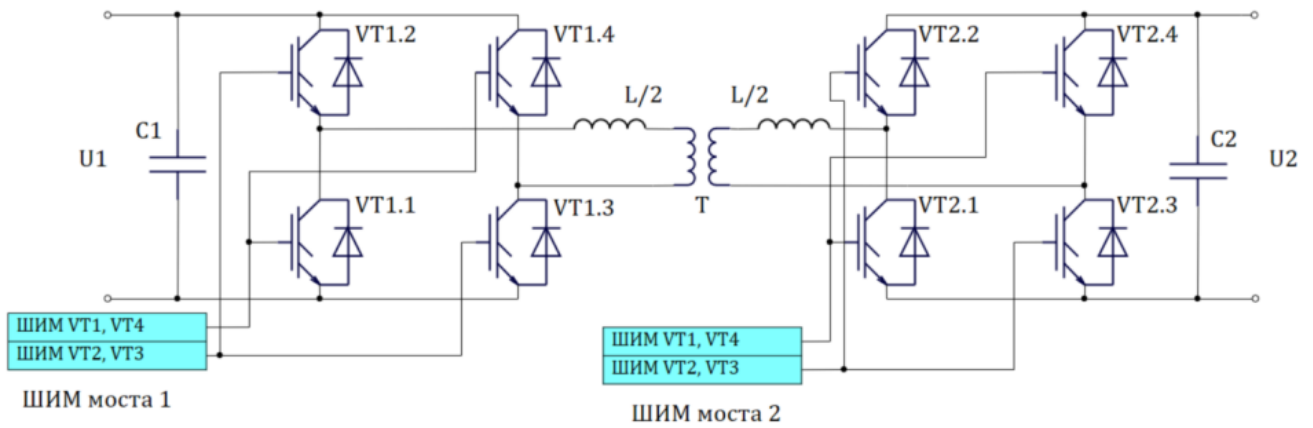


Рисунок 1.8 – DAB-преобразователь

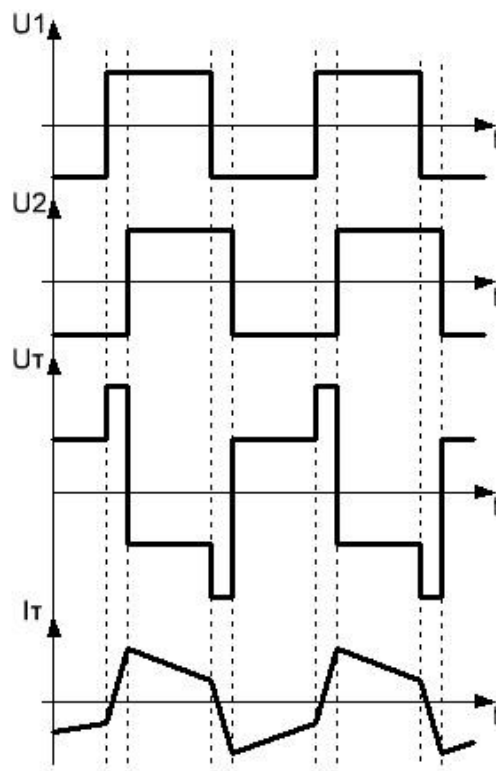


Рисунок 1.9 – Принцип работы DAB-преобразователя

DAB-преобразователь, показанный на рисунке 1.8, осуществляет стабилизацию уровня напряжения U_2 за счет изменения сдвига фаз между импульсными сигналами первого и второго H-мостов, то есть за счет время-импульсной модуляции с угловым смещением между выходом трансформатора и его входом. Принцип работы схемы иллюстрируется рисунком 1.9.

Так, согласно рисунку 1.9, сдвиг импульсов U_1 и U_2 вызывает скачок по напряжению за счет увеличения разницы потенциалов относительно друг друга, который формируется на индуктивных элементах трансформатора и вызывает скачок тока, протекающего в обмотках трансформатора. Дроссели и индуктивность обмотки обеспечивают плавную динамику изменения тока.

Таким образом, описанные выше полупроводниковые преобразователи способны выполнять различные функции в системе электроснабжения автономного потребителя с промежуточной шиной постоянного напряжения.

Вывод по первой главе

В данной главе рассмотрены наиболее распространённые способы получения электрической энергии в системе электроснабжения автономного потребителя. Рассмотренные источники электрической энергии способны создавать напряжения как переменной, так и постоянной мгновенной формы, в которых значение амплитуды и частоты или значение постоянной составляющей зависят в большинстве случаев от внешних воздействий на электротехнический комплекс, которые могут носить как стационарный, так и стохастический характер.

Также был проведён обзор типовых архитектур систем электроснабжения автономного потребителя. После проведения анализа представленных топологий было установлено, что схема электроснабжения с промежуточной шиной постоянного тока обладает рядом преимуществ по сравнению с другими структурами. Данная схема имеет более простой алгоритм синхронизации различных источников электрической энергии за счет использования шины постоянного напряжения, по причине чего необходима синхронизация только уровня напряжения различных источников энергии. Рассмотренная топология способна минимизировать влияние других источников энергии друг на друга. Данные преимущества позволяют использовать большее количество источников энергии и учитывать базовый

принцип распределённой генерации для электроснабжения автономного потребителя.

Так как в качестве архитектуры системы электроснабжения выбрана система с промежуточной шиной постоянного напряжения, следовательно в данной главе диссертационной работы был рассмотрен ряд полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения, выполняющих функцию стабилизации уровня напряжения на их выходе для обеспечения управляемости электротехнического комплекса, стабилизации уровня напряжения и обеспечения необходимых перетоков мощности.

Глава 2 Синтез алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями

Как было отмечено в предыдущей главе, ключевыми устройствами, позволяющими оказывать воздействие на состояние энергосистемы, являются полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения. В существующих решениях в области стабилизаторов напряжения имеется большое разнообразие возможных схем исполнения, но наиболее распространенные были рассмотрены в разделе 1.3. На основе выбранного комплекта преобразователей различного типа предлагается осуществить разработку алгоритма управления ими и рассмотреть возможность формулирования обобщённой методики синтеза регуляторов. Помимо этого, предлагается рассмотреть работу электротехнического комплекса с источниками напряжения, имеющими активно-индуктивный характер с противо-ЭДС, то есть являющимися электрическими машинами, а также с идеальными источниками напряжения, в качестве которых могут выступать как накопители энергии, так и фотоэлектрические элементы.

2.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения повышающего типа

Согласно рассмотренному режиму работы произведём разработку алгоритма стабилизации уровня напряжения.

Опираясь на известные научные работы [2, 4, 28, 60, 63, 67, 71, 78, 80, 85-87, 89, 103, 107], выполним синтез двухконтурной системы управления, где внутренний контур отвечает за обеспечение требуемой динамики тока, а внешний – за качество процессов регулируемого выходного напряжения.

Согласно рассмотренному в параграфе 1.3.1 режиму работы преобразователя, поведение тока, протекающего через дроссель, можно представить в виде рисунка 2.1 [63, 81, 87].

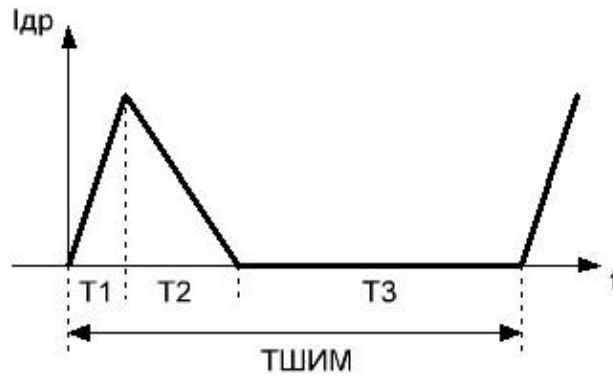


Рисунок 2.1 – Ток дросселя повышающего преобразователя

Согласно рисунку 2.1, среднее значение тока, протекающего в преобразователе, будет определяться двумя участками: током заряда индуктивности L в промежутке времени $T1$ и током разряда в промежутке времени $T2$.

Проведя анализ поведения тока от соотношения длительности промежутков времени и величин напряжений, далее получим расчетное соотношение для регулировочной характеристики, описывающей среднее значение тока, протекающего через дроссель, как [67, 85, 88]

$$I_2 = \frac{1}{2Lf_{\text{ШИМ}}} \cdot \frac{U_1^2}{U_2 - U_1} \cdot D^2, \quad (2.1)$$

где L – значение индуктивности дросселя,

$f_{\text{ШИМ}}$ – частота ШИМ-сигнала,

D – коэффициент заполнения.

Как видно из формулы (2.1), среднее значение тока имеет нелинейную зависимость от значения коэффициента заполнения модулируемого напряжения. Для того чтобы можно было учесть нелинейность при расчете параметров регулятора, используется классический метод линеаризации на основании малых приращений (разложение в ряд Б. Тейлора), который заключается в определении производной функции относительно рабочей точки, или значения тангенса угла касательной к рабочей точке:

$$K_{\text{лин}} = I_{02} + \left. \frac{dI_2}{dD} \right|_{D_0} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{1}{Lf_{\text{ШИМ}}} \cdot \frac{U_1^2}{U_2 - U_1} D_0, \quad (2.2)$$

где D_0 – значение коэффициента заполнения в рабочей точке,

I_{02} – рабочее значение тока,

P_{02} – рабочее значение мощности,

U_{02} – рабочее значение регулируемого напряжения.

В соответствии с (2.2) передаточная функция объекта будет представлять собой пропорциональное звено:

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = \frac{1}{Lf_{\text{ШИМ}}} \cdot \frac{U_1^2}{U_2 - U_1} D_0. \quad (2.3)$$

Для расчета системы управления произведём настройку регулятора контура тока на желаемый вид характеристического полинома в замкнутом состоянии. Так как объект управления представлен в виде коэффициента передачи, то для реализации астатической системы управления достаточно, чтобы корректирующее устройство представляло собой И-регулятор. На основании вышесказанного построим структурную схему контура тока, рисунок 2.2.

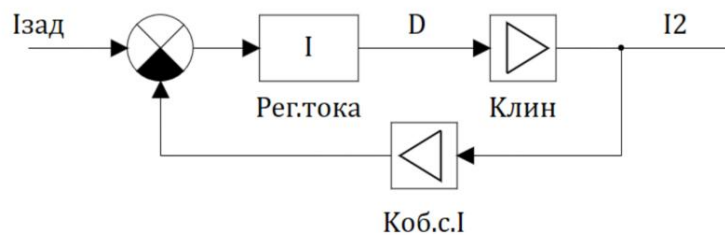


Рисунок 2.2 – Структурная схема контура тока в замкнутом состоянии:

$I_{\text{зад}}$ – ток здания, I – интегральный регулятор, Рег.тока – регулятор тока,

Клин – коэффициент линеаризации, D – коэффициент заполнения,

I_2 – рабочий ток, Коб.с.И – коэффициент обратной связи по току

Помимо этого, так как данная система функционирует в дискретной временной области в следствии использования ШИМ, необходимо выполнить

условие теоремы Котельникова – Шеннона, или теоремы отсчёта, которая определяет соотношение постоянных времени системы регулирования с частотой ШИМ-сигнала. Выполнение данной теоремы позволяет произвести расчет коэффициентов регуляторов, считая, что вся система линейна.

Тогда передаточная функция контура в замкнутом состоянии имеет вид:

$$W_I(p) = \frac{\frac{1}{K_{об.с.I}}}{\frac{1}{K_{лин} \cdot K_{I.I.} \cdot K_{об.с.I}} p + 1}, \quad (2.4)$$

где $K_{об.с.I}$ – коэффициент обратной связи по току,

$K_{I.I.}$ – коэффициент интегральной части регулятора.

Для выполнения теоремы отсчета определяется новая круговая частота системы управления:

$$\omega_{спШИМ} = 2\pi f_{ШИМ}, \quad (2.5)$$

$$\omega_{ж} = \frac{\omega_{спШИМ}}{K_{рд1}}, \quad (2.6)$$

где $\omega_{спШИМ}$ – угловая частота ШИМ,

$\omega_{ж}$ – частота сопряжения контура управления током,

$K_{рд1}$ – коэффициент разделения частот.

После определения новой частоты сопряжения определим желаемую передаточную функцию:

$$W_{Iж}(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{ж}} p + 1}. \quad (2.7)$$

Приравняв соответствующие друг другу коэффициенты из (2.4) и (2.7), определим коэффициент интегрального звена:

$$K_{I.I.} = \frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.I} K_{лин}}. \quad (2.8)$$

Для определения $K_{лин}$ можно произвести расчет её значения из функции (2.2) или построить регулировочную характеристику и определить тангенс угла наклона касательной, рисунок 2.3.

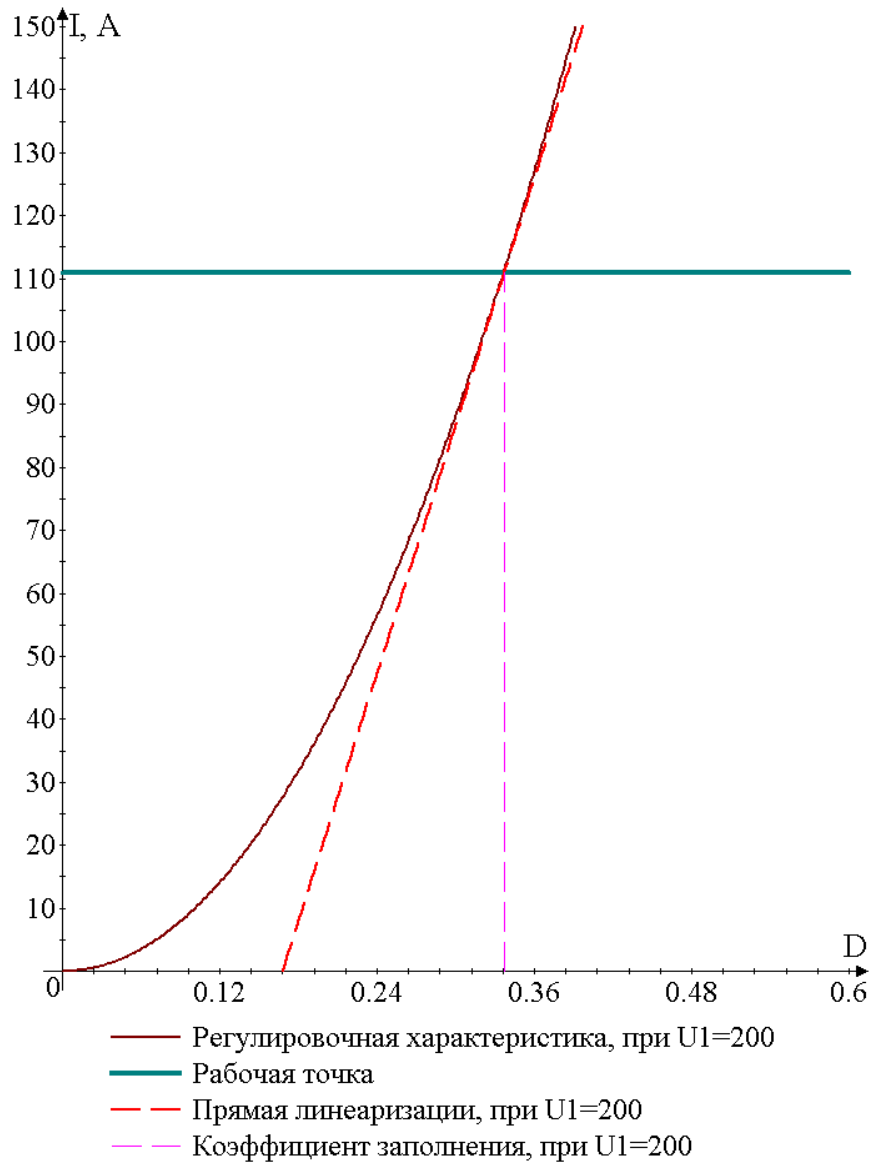


Рисунок 2.3 – Регулировочная характеристика повышающего преобразователя

С учетом (2.2) – (2.6) рассмотрим настройку контура с разными значениями коэффициента разделения настраиваемого контура системы управления и контура объекта управления $K_{рд1}$, результаты моделирования представлены на рисунке 2.4.

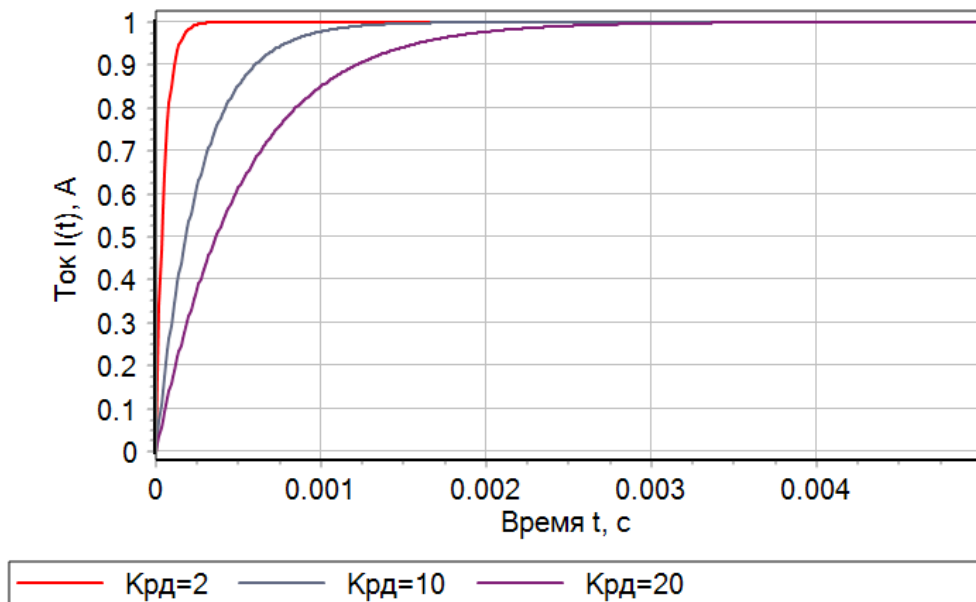


Рисунок 2.4 – Кривые переходных процессов контура тока с разными коэффициентами разделения движения

Из рисунка 2.4 видно, что с увеличением коэффициента разделения движения время переходного процесса также увеличивается, это соответствует действительности, поскольку происходит уменьшение значения частоты сопряжения контура регулирования, что приводит к снижению быстродействия процессов регулирования.

Проведём синтез внешнего контура управления стабилизатором напряжения, а именно синтез контура регулирования выходного напряжения.

Опираясь на все вышеописанные принципы и условия синтеза внутреннего контура регулирования тока, далее выполним анализ контура напряжения. В получившейся системе при использовании настройки на желаемую передаточную функцию в замкнутом состоянии можно воспользоваться ПИ-регулятором. С учётом этого получим структурную схему контура напряжения, изображённую на рисунке 2.5.

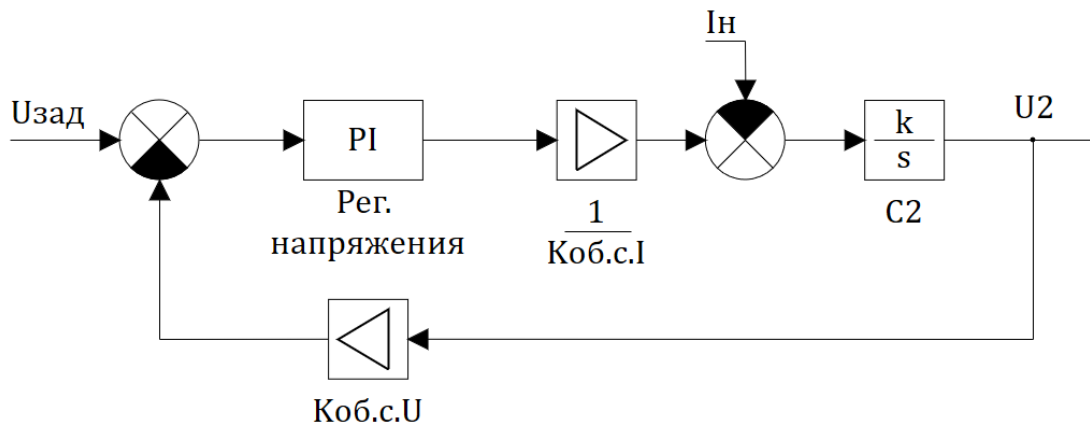


Рисунок 2.5 – Структурная схема контура напряжения:

Uзад – напряжение здания, PI – пропорционально-интегральный регулятор,
 Рег.напряжения – регулятор напряжения, Iн – ток нагрузки,
 Коб.с.U – коэффициент обратной связи по напряжению,
 C2 – выходной силовой фильтр, U2 – выходное напряжение

Тогда передаточная функция контура напряжения:

$$W_U(p) = \frac{\frac{K_{P.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}} p + \frac{K_{I.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}}}{p^2 + \frac{K_{P.U.} \cdot K_{об.с.U}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}} p + \frac{K_{I.U.} \cdot K_{об.с.U}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}}}, \quad (2.9)$$

где $K_{об.с.U}$ – коэффициент передачи канала безынерционной отрицательной обратной связи по напряжению.

Для определения значения коэффициентов регулятора приравняем знаменатель передаточной функции (2.9) к нормированному полиному:

$$N(p) = p^2 + A_1 \omega_n p + \omega_n^2, \quad (2.10)$$

где A_1 – коэффициент формы переходного процесса.

При использовании стандартной биномиальной настройки:

$$\omega_n = \frac{\omega_{ж}}{K_{рд2}}, \quad (2.11)$$

$$A_1 = 2, \quad (2.12)$$

где $K_{рд2}$ – коэффициент разделения частот сопряжения контура тока и контура напряжения.

На основании (2.9) – (2.12) производится расчет коэффициентов регулятора при помощи приравнивания коэффициентов, стоящих при s с одинаковыми степенями, при этом получим:

$$K_{I.U.} = \frac{K_{об.с.I} \cdot C_2 \cdot \omega_n^2}{K_{об.с.U}}, \quad (2.13)$$

$$K_{P.U.} = \frac{A_1 \cdot K_{об.с.I} \cdot C_2 \cdot \omega_n}{K_{об.с.U}}. \quad (2.14)$$

На основе зависимостей (2.13) и (2.14) произведём настройку регулятора напряжения. Также как и при настройке регулятора тока, аналитическая процедура синтеза базируется на желаемой частоте сопряжения контура. Варианты переходных процессов при разных значениях данного параметра представлены на рисунке 2.6.

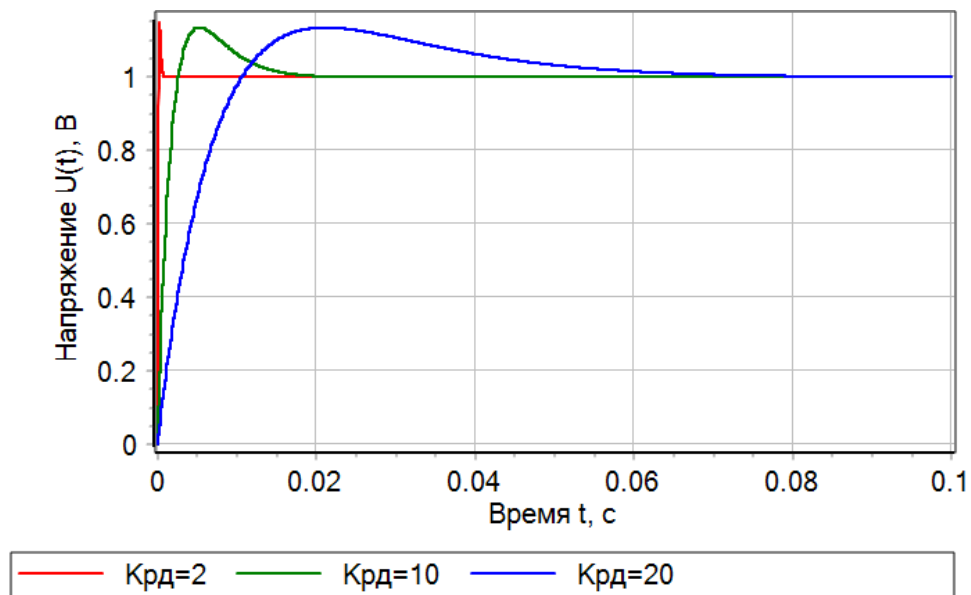


Рисунок 2.6 – Переходной процесс контура напряжения

Как видно из рисунка 2.6, общее поведение контура напряжения при настройке сходно с поведением контура тока, то есть при уменьшении частоты сопряжения увеличивается время переходного процесса, но в синтезируемой системе возникает перерегулирование при любом значении коэффициента разделения движения. Возникновение перерегулирования объясняется тем,

что применение ПИ-регулятора вызывает появление в передаточной функции контура напряжения в замкнутом состоянии «левого» нуля.

Для компенсации полинома числителя воспользуемся фильтром, где постоянная времени рассчитывается следующим образом:

$$T_{\phi} = \frac{K_{P.U.}}{K_{I.U.}}, \quad (2.15)$$

В результате применения фильтра переходной процесс напряжения примет вид, представленный на рисунке 2.7.

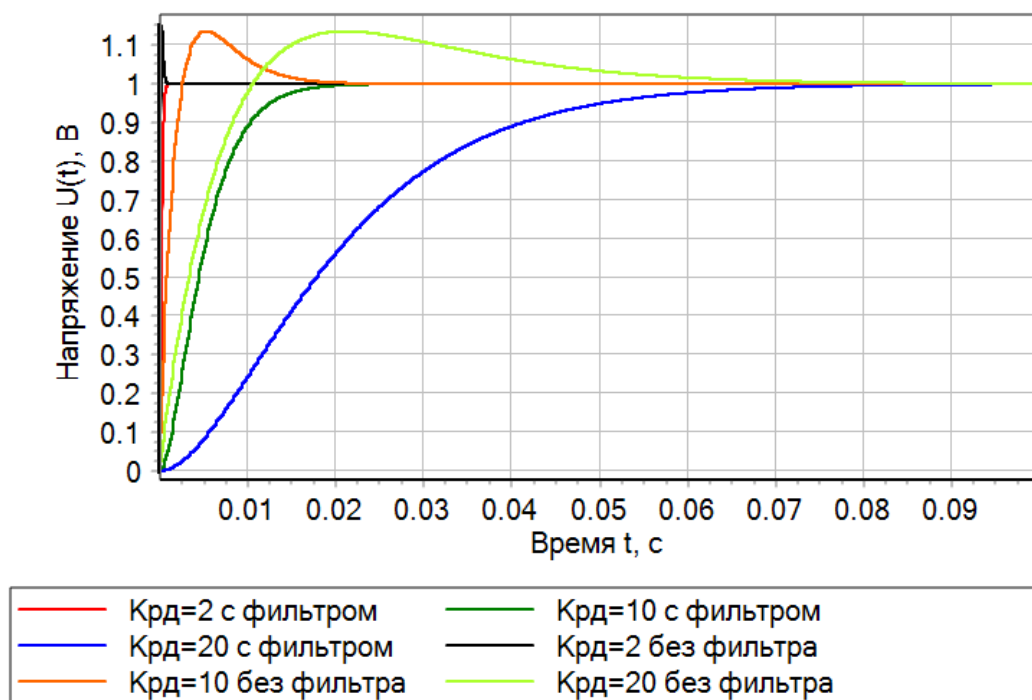


Рисунок 2.7 – Применение фильтра

Из рисунка 2.7 видно, что применение аperiodического фильтра исключило перерегулирование, но при этом увеличило время переходного процесса примерно на 0,003 секунды.

Согласно описанной методике и зависимостям (2.1) – (2.15) была разработана система управления повышающим преобразователем постоянного напряжения, представленная на рисунке 2.8.

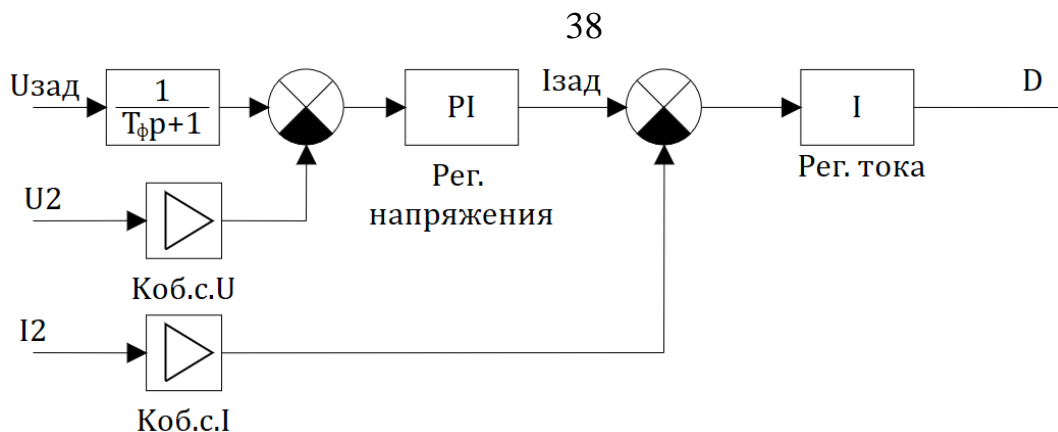


Рисунок 2.8 – Структурная схема системы управления

Используя структурную схему, показанную на рисунке 2.8, и алгоритм расчета параметров регуляторов, можно разработать систему управления DC/DC-преобразователем постоянного напряжения повышающего типа.

2.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения понижающего типа

Опираясь на научные работы в области синтеза систем управления полупроводниковыми преобразователями [65, 67, 80, 86, 89, 93-100, 108-112], опишем аналитическую процедуру структурно-параметрического синтеза двухконтурной системы управления понижающего силового DC/DC-преобразователя, где внутренний контур отвечает за обеспечение качества регулирования тока, а внешний – за качества регулирования напряжения.

Согласно рассмотренному в разделе 1.3.2 режиму работы преобразователя, изображенному на рисунке 1.6, диаграмма мгновенного тока, протекающего через дроссель, показана на рисунке 2.9 [29, 67, 90, 98].

Согласно рисунку 2.9, среднее значение тока, протекающего в преобразователе, будет определяться двумя временными интервалами, соответствующими накоплению электромагнитной энергии в индуктивности L в промежуток времени T_1 и ее передаче в нагрузку в промежутке времени T_2 .

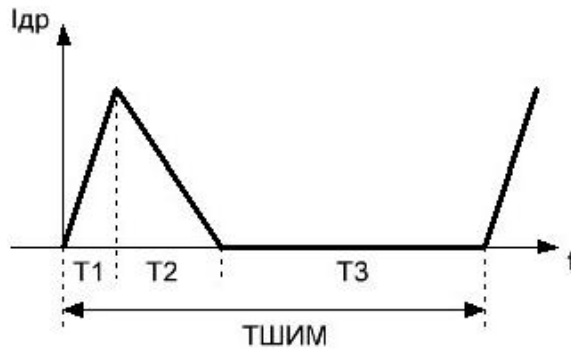


Рисунок 2.9 – Ток дросселя понижающего преобразователя

Проведя анализ поведения тока в зависимости от соотношения длительности промежутков времени и величин напряжений, получим регулировочную характеристику относительно среднего значения тока дросселя [67, 86, 94-96, 99]:

$$I_2 = \frac{1}{2Lf_{ШИМ}} \cdot (U_2 - U_1) \cdot D^2. \quad (2.16)$$

Как видно из формулы (2.16), величина I_2 имеет нелинейную зависимость от коэффициента заполнения ШИМ, в связи с чем используется классический метод линеаризации, который основывается на определении производной функции относительно рабочей точки, или значения тангенса угла касательной к данной точке:

$$K_{лин} = I_{02} + \left. \frac{dI_2}{dD} \right|_{D_0} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{1}{Lf_{ШИМ}} \cdot (U_2 - U_1) D_0. \quad (2.17)$$

С учётом (2.17) видно, что передаточная функция объекта будет представлять собой пропорциональное звено:

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = \frac{1}{Lf_{ШИМ}} \cdot (U_2 - U_1) D_0. \quad (2.18)$$

Для расчета системы управления произведём настройку контура регулирования тока на желаемый вид передаточной функции в замкнутом состоянии. Так как объект управления представлен в виде безынерционного звена, то для реализации астатического регулирования требуется И-регулятор.

На основании вышесказанного построим структурную схему контура регулирования тока дросселя, показанную на рисунке 2.10.

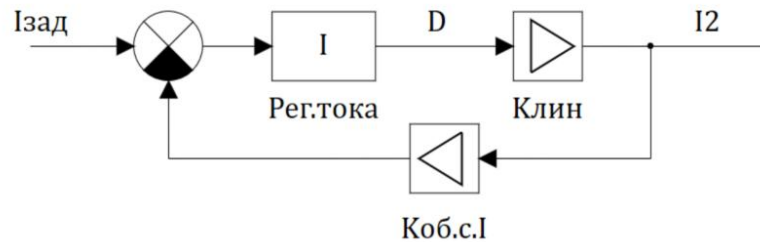


Рисунок 2.10 – Структурная схема регулятора тока

Помимо этого, так как система является дискретной в силу ШИМ, необходимо выполнение условия теоремы Котельникова – Шеннона, или теоремы отсчёта, которая определяет соотношение постоянных времени системы регулирования с частотой опорного сигнала. Выполнение данной теоремы позволяет произвести расчет коэффициентов регуляторов, рассматривая всю систему как линейную и непрерывную.

Передаточная функция контура в замкнутом состоянии имеет вид:

$$W_I(p) = \frac{1}{\frac{K_{об.с.I}}{1} \cdot \frac{1}{K_{лин} \cdot K_{I.I.} \cdot K_{об.с.I}} p + 1}. \quad (2.19)$$

Для выполнения теоремы отсчета определим частоту сопряжения, воспользовавшись формулами (2.5) и (2.6), а желаемый вид передаточной функции:

$$W_{Iж}(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{ж}} p + 1}. \quad (2.20)$$

Приравняв соответствующие друг другу коэффициенты из (2.19) и (2.20), коэффициент передачи интегрального звена вычисляем как:

$$K_{I.I.} = \frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.I} K_{лин}}. \quad (2.21)$$

Для определения $K_{\text{лин}}$ можно рассчитать его значение из функции (2.17) или получить графически, построив регулировочную характеристику, рассчитать тангенс угла наклона касательной, рисунок 2.11.

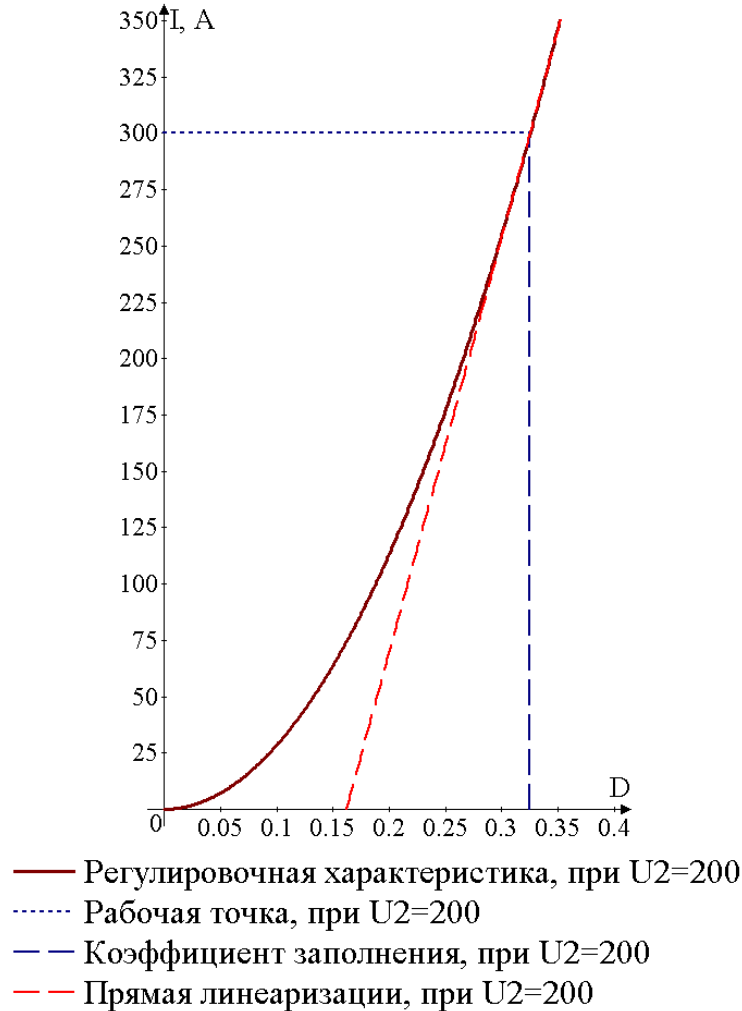


Рисунок 2.11 – Регулировочная характеристика Виск-преобразователя

С учетом (2.5), (2.6) и (2.17) – (2.21) рассмотрим настройку контура с разными значениями коэффициента разделения темпов движений контура системы управления и безынерционного объекта $K_{\text{рд1}}$, результаты моделирования будут идентичны результатам, представленным на рисунке 2.4.

Далее, выполним синтез внешнего контура управления стабилизатором напряжения, а именно, синтез контура регулирования выходного напряжения. В получившейся системе при использовании настройки на желаемую

передаточную функцию можно воспользоваться ПИ-регулятором. С учётом этого получим структурную схему контура напряжения, рисунок 2.12.

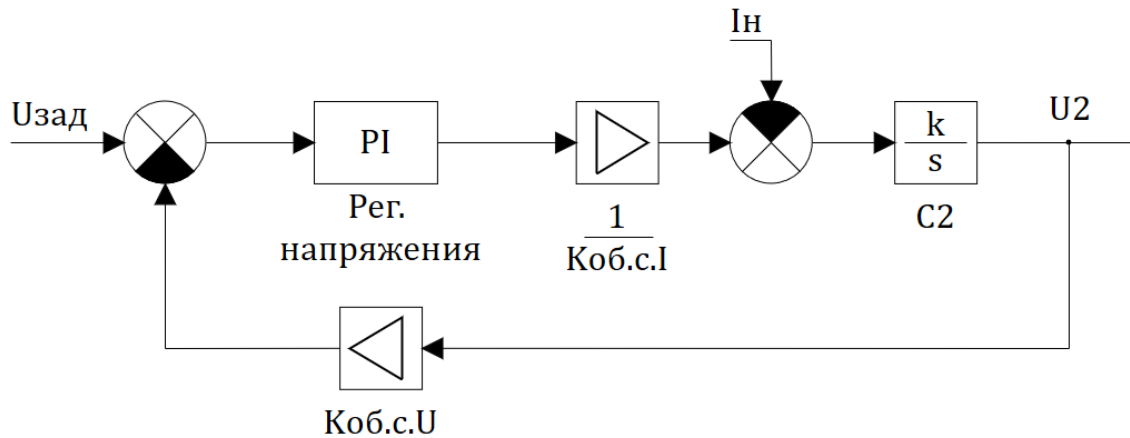


Рисунок 2.12 – Структурная схема контура напряжения

Тогда передаточная функция контура напряжения имеет вид:

$$W_U(p) = \frac{\frac{K_{P.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.І}} p + \frac{K_{I.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.І}}}{p^2 + \frac{K_{P.U.} \cdot K_{об.с.У}}{C_2 \cdot K_{об.с.І}} p + \frac{K_{I.U.} \cdot K_{об.с.У}}{C_2 \cdot K_{об.с.І}}} \quad (2.22)$$

Для определения значения коэффициентов передачи ПИ-регулятора приравняем знаменатель передаточной функции (2.22) к нормированному полиному:

$$N(p) = p^2 + A_1 \omega_n p + \omega_n^2 \quad (2.23)$$

При использовании стандартной биномиальной настройки:

$$\omega_n = \frac{\omega_{ж}}{K_{рд2}} \quad (2.24)$$

$$A_1 = 2 \quad (2.25)$$

На основании (2.22) – (2.25) производится расчет коэффициентов регулятора путем приравнивания коэффициентов, стоящих при p с одинаковыми степенями:

$$K_{I.U.} = \frac{K_{об.с.І} \cdot C_2 \cdot \omega_n^2}{K_{об.с.У}} \quad (2.26)$$

$$K_{P.U.} = \frac{A_1 \cdot K_{об.с.I} \cdot C_2 \cdot \omega_n}{K_{об.с.U}}. \quad (2.27)$$

На основе зависимостей (2.26) и (2.27) произведём настройку регулятора напряжения. Также как и при синтезе контура тока, выбор параметров регулятора происходит за счет выбора желаемой частоты сопряжения контура напряжения. Варианты переходных процессов при разных значениях частоты сопряжения идентичны представленным на рисунке 2.5.

Общее поведение контура напряжения сходно с поведением контура тока, то есть при увеличении частоты сопряжения уменьшается время переходного процесса, но при этом возникает перерегулирование вследствие «левого» нуля.

Для компенсации нуля в контуре напряжения воспользуемся фильтром, где постоянная времени рассчитывается следующим образом:

$$T_\phi = \frac{K_{P.U.}}{K_{I.U.}}. \quad (2.28)$$

В результате применения фильтра переходные процессы по напряжению будут идентичны представленным на рисунке 2.7.

Согласно описанной методике и зависимостям (2.16) – (2.28) была синтезирована двухкаскадная система управления преобразователем постоянного напряжения, представленная на рисунке 2.13.

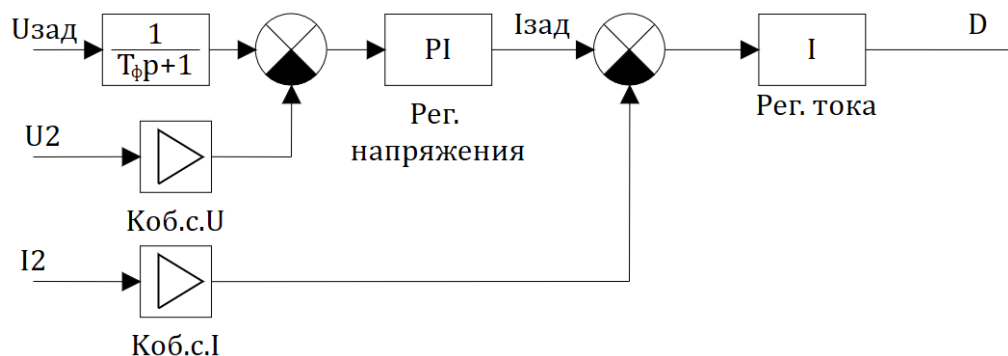


Рисунок 2.13 – Система управления преобразователем постоянного напряжения

Используя рисунок 2.13 и алгоритм расчета параметров регуляторов, можно разработать систему управления DC/DC-преобразователем постоянного напряжения понижающего типа.

2.3 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения двунаправленного типа

2.3.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения неизолированного типа

Неизолированный двунаправленный силовой преобразователь, представленный на рисунке 1.7 и функционирующий по принципам, описанным в разделах 1.3.1 – 1.3.3, является объединением DC/DC-преобразователей повышающего и понижающего типа, расчет которых может производиться отдельно. Для функционирования данной схемы необходимо иметь разрешающий алгоритм для выбора одного из двух режимов. Пример данного алгоритма представлен на рисунке 2.14 [26, 60, 80, 86].

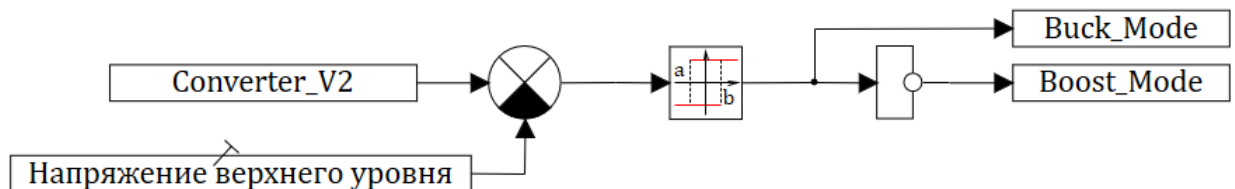


Рисунок 2.14 – Разрешающий алгоритм

Использование структур системы управления и алгоритмов расчета параметров регуляторов, представленных на рисунках 2.8 и 2.13, совместно с разрешающим алгоритмом позволит обеспечить двунаправленный режим протекания энергии.

2.3.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения с гальванической развязкой

Преобразователь повышающего типа, построенный по принципу DAB, показан на рисунке 1.8, а описание его функционирования приведено в разделе 1.3.4.

Опираясь на научные работы в области синтеза систем управления полупроводниковыми преобразователями [2, 26, 28, 29, 68, 85, 106], рассмотрим синтез двухконтурной системы управления, где внутренний контур отвечает за обеспечение качества процессов по току, а внешний – за динамику напряжения.

Согласно рисунку 1.9, ток имеет сложную мгновенную форму, которая разбивается на два участка, один из которых соответствует разнополярному значению напряжений на обмотках трансформатора, в течение этого периода происходит резкий скачок тока и изменяется направление его протекания, а другой – промежутку времени, когда полярности напряжений одинаковые, соответствует медленному спаду значения тока.

Проведя анализ поведения тока от изменения значения сдвига фаз импульсных сигналов, получим регулировочную характеристику, описывающую среднее значение тока дросселя [26, 28, 85]:

$$I_2 = \frac{U_1}{2\pi L f_{\text{ШИМ}} k_{\text{тр}}} \cdot \left(D - \frac{D^2}{\pi} \right), \quad (2.29)$$

где $k_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Как видно из формулы (2.29), среднее значение тока имеет нелинейную зависимость от значения сдвига импульсного сигнала второго моста относительно первого. Для того чтобы учесть нелинейность системы при расчете параметров регулятора, используем классический метод линеаризации на основании малых приращений, который заключается в определении производной функции в малой окрестности относительно рабочей точки, или значения тангенса угла касательной:

$$K_{\text{лин}} = I_{02} + \left. \frac{dI_2}{dD} \right|_{D_0} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{U_1}{Lf_{\text{ШИМ}}k_{\text{тр}}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - D_0 \right). \quad (2.30)$$

С учётом (2.30) передаточная функция объекта будет представлять собой чисто пропорциональное звено:

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = \frac{U_1}{Lf_{\text{ШИМ}}k_{\text{тр}}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - D_0 \right). \quad (2.31)$$

Для расчета системы управления произведём настройку внутреннего контура регулирования на желаемый вид передаточной функции в замкнутом состоянии. Так как объект управления представлен в виде коэффициента передачи, то для реализации астатической системы управления выбираем типовой И-регулятор. На основании вышесказанного построим структурную схему в замкнутом состоянии, показанную на рисунке 2.15.

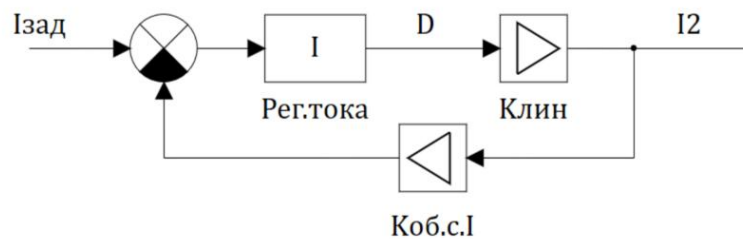


Рисунок 2.15 – Структурная схема контура тока

Так как система является дискретной в силу ШИМ, для перехода в непрерывную область необходимо выполнить условие теоремы Котельникова – Шеннона при синтезе И-регулятора.

При этом передаточная функция контура имеет вид:

$$W_I(p) = \frac{1}{\frac{K_{\text{об.с.И}}}{1} \cdot \frac{1}{K_{\text{лин}} \cdot K_{I.I.} \cdot K_{\text{об.с.И}}} p + 1}, \quad (2.32)$$

откуда для выполнения теоремы отсчета определим новую частоту сопряжения контура в замкнутом состоянии согласно формулам (2.5) и (2.6).

Получаем:

$$W_{I_{ж}}(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{ж}} p + 1}, \quad (2.33)$$

в результате чего, приравняв соответствующие друг другу коэффициенты из (2.32) и (2.33), коэффициент передачи И-регулятора находим как

$$K_{I.I.} = \frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.I} K_{лин}}. \quad (2.34)$$

Для определения $K_{лин}$ можно рассчитать его значение из функции (2.30) или построить регулировочную характеристику и определить тангенс угла наклона касательной, рисунок 2.16.

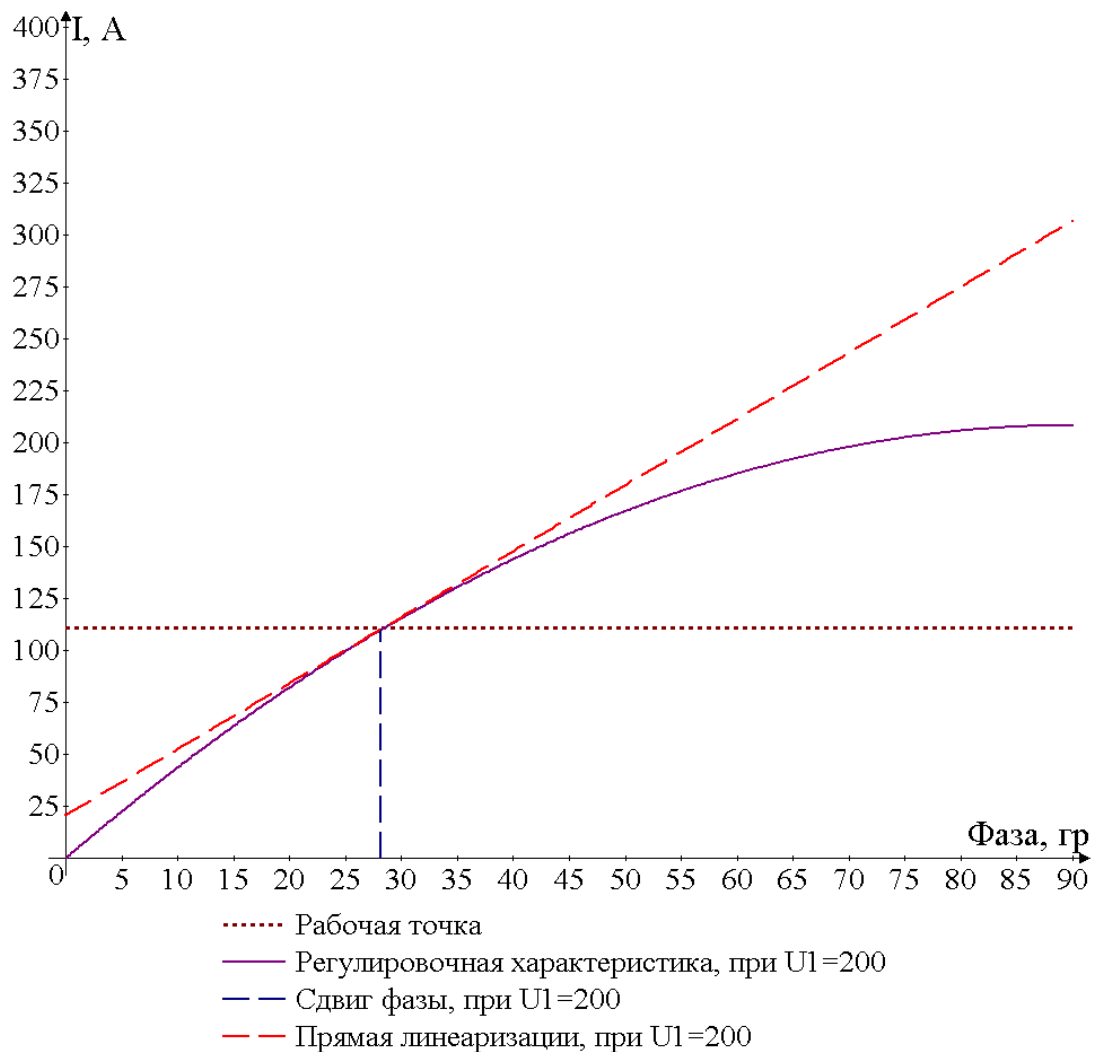


Рисунок 2.16 – Регулировочная характеристика ДАВ-преобразователя

На рисунке 2.17 показаны результаты моделирования выхода контура регулирования тока с различными значениями коэффициента разделения.

Из рисунка 2.17 видно, что с увеличением коэффициента разделения движения время регулирования переходного процесса увеличивается, так как происходит уменьшение значения частоты сопряжения.

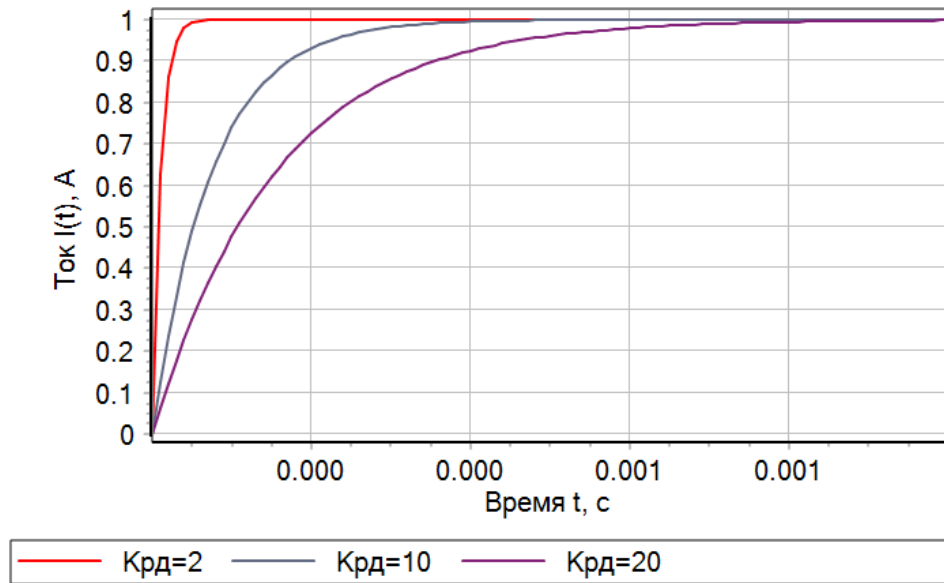


Рисунок 2.17 – Кривые переходных процессов контура тока с разными коэффициентами разделения движения

Проведём синтез внешнего контура управления стабилизатором напряжения на базе DAB-топологии. Структурная схема контура напряжения представлена на рисунке 2.18.

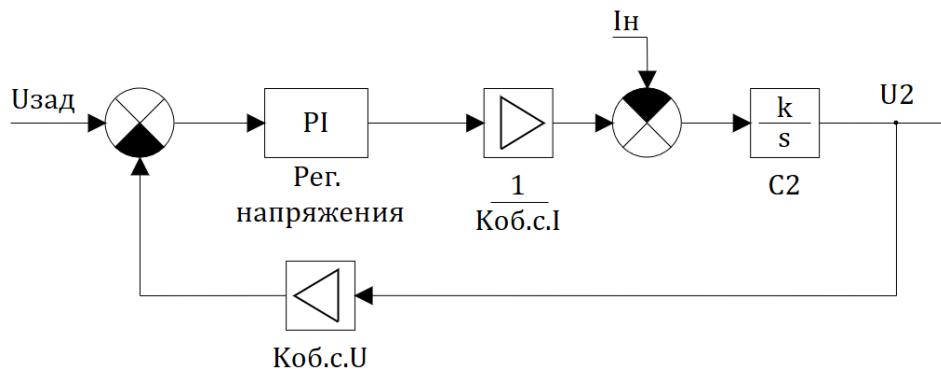


Рисунок 2.18 – Структурная схема контура напряжения

Задаваясь структурой ПИ-регулятора, передаточная функция контура напряжения в замкнутом состоянии имеет вид:

$$W_U(p) = \frac{\frac{K_{P.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}} p + \frac{K_{I.U.}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}}}{p^2 + \frac{K_{P.U.} \cdot K_{об.с.U}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}} p + \frac{K_{I.U.} \cdot K_{об.с.U}}{C_2 \cdot K_{об.с.I}}}, \quad (2.35)$$

на основании которой для определения коэффициентов регулятора приравняем заменитель передаточной функции (2.35) к нормированному полиному:

$$N(p) = p^2 + A_1 \omega_n p + \omega_n^2, \quad (2.36)$$

откуда при использовании стандартной биномиальной настройки:

$$\omega_n = \frac{\omega_{ж}}{K_{пл2}}, \quad (2.37)$$

$$A_1 = 2. \quad (2.38)$$

На основании (2.35) – (2.38) расчетные формулы коэффициентов передачи интегральной и пропорциональной составляющих ПИ-регулятора напряжения имеют вид:

$$K_{I.U.} = \frac{K_{об.с.I} \cdot C_2 \cdot \omega_n^2}{K_{об.с.U}}, \quad (2.39)$$

$$K_{P.U.} = \frac{A_1 \cdot K_{об.с.I} \cdot C_2 \cdot \omega_n}{K_{об.с.U}}. \quad (2.40)$$

Варианты переходных процессов при разных значениях частоты сопряжения представлены на рисунке 2.19, из которого видно, что общее поведение контура напряжения схоже с поведением контура тока, то есть при увеличении частоты сопряжения уменьшается время переходного процесса, и, кроме того, в данной системе возникает перерегулирование, для снижения которого воспользуемся фильтром, где постоянная времени рассчитывается следующим образом:

$$T_\phi = \frac{K_{P.U.}}{K_{I.U.}}. \quad (2.41)$$

В результате применения фильтра переходной процесс напряжения примет вид, представленный на рисунке 2.20.

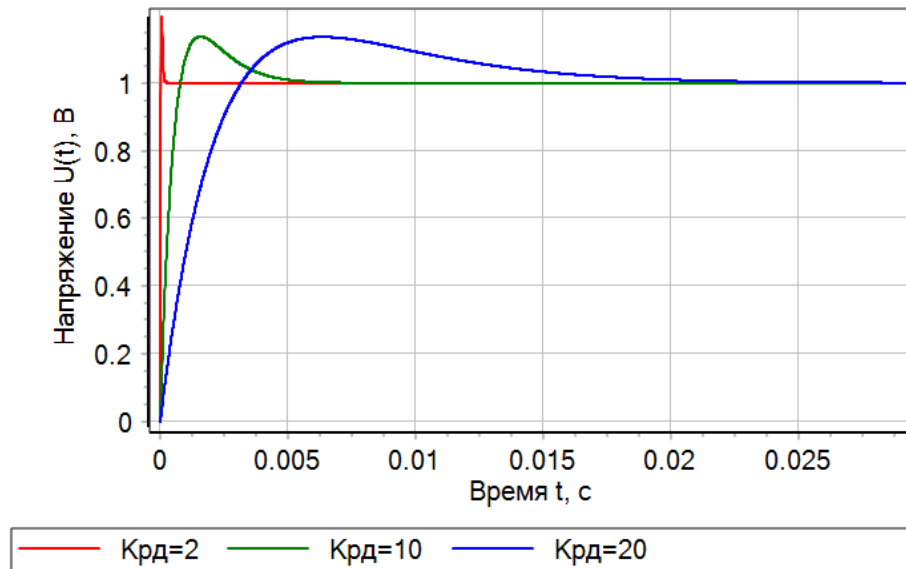


Рисунок 2.19 – Переходной процесс контура напряжения

Из рисунка 2.20 видно, что применение фильтра обеспечило монотонный переходной процесс, но при этом увеличило время регулирования.

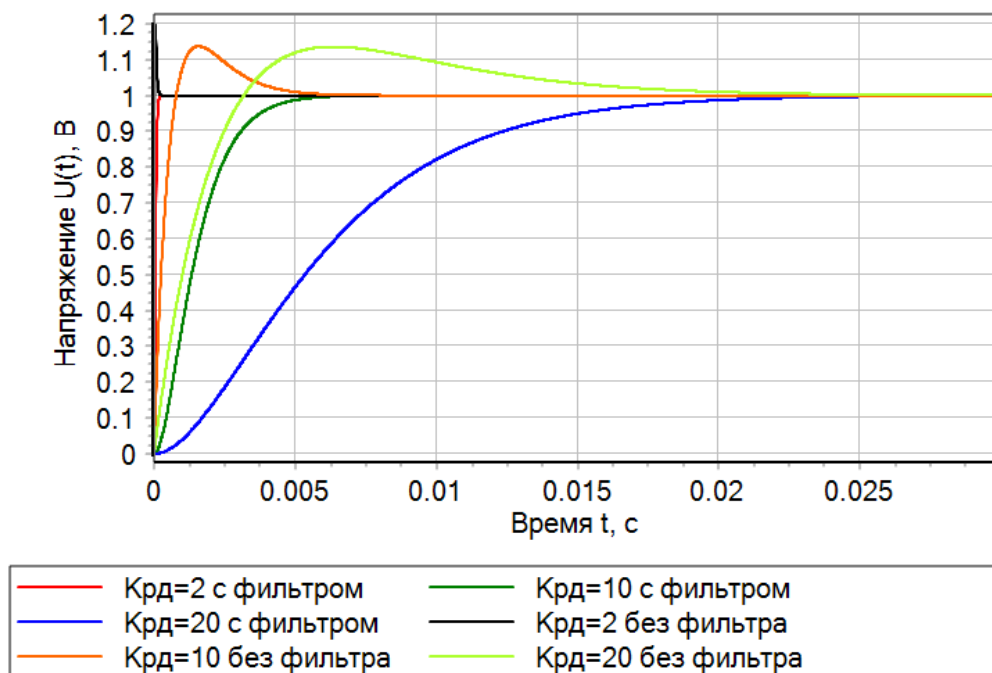


Рисунок 2.20 – Применение фильтра

Согласно описанной методике и зависимостям (2.29) – (2.41) был синтезирован ПИ-регулятор уровня напряжения, представленный на рисунке 2.21.

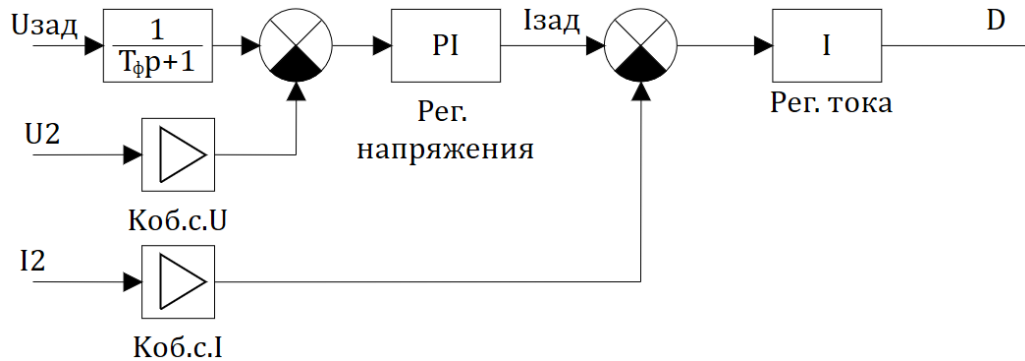


Рисунок 2.21 – Система управления преобразователем напряжения

Используя структурную схему, рисунок 2.21 и алгоритм расчета параметров регуляторов, можно разработать систему управления DC/DC-преобразователем постоянного напряжения с гальванической развязкой.

2.4 Модификации контуров систем управления

2.4.1 Интегральное насыщение

Проведя анализ представленных в предыдущих разделах методов синтеза законов управления для полупроводниковых преобразователей, видим, что системы имеют одинаковую структуру. Но на рисунках 2.8, 2.13 и 2.21 отсутствуют свойственные данным системам ограничивающие элементы, представленные в виде нелинейного звена насыщения, исключающие накопление ошибки на выходе интегральной составляющей, вызывающей значительное ухудшение качества процессов.

Для устранения указанного эффекта можно применить несколько способов. Первый – исключение интегрирующей составляющей, то есть запрет интегрирования при нахождении управляющего воздействия в области

насыщения регулятора. Это можно реализовать двумя методами, первый заключается в использовании интегратора с ограничением, второй – в логическом переключении регулятора на нулевой входной сигнал интегральной составляющей при нахождении сигнала в области насыщения.

Второй способ реализует алгоритм компенсации за счет подачи на вход интегральной составляющей регулятора суммы сигналов ошибки и разницы насыщенного и ненасыщенного значений регулятора.

Также существуют другие способы борьбы с эффектом интегрального насыщения [113-118], но они не рассматриваются в данной диссертации.

Было принято решение объединить два вышеописанных метода, обеспечивая таким образом наилучший эффект при нейтрализации интегрального насыщения.

Так как регуляторы системы управления стабилизаторов напряжения имеют одинаковую структуру, то данное изменение будет применено ко всем И- и ПИ-регуляторам. С учётом этого система управления примет вид, представленный на рисунке 2.22 [19, 88, 119].

2.4.2 Дискретные регуляторы

Так как системы управления полупроводниковыми преобразователями чаще всего строятся в цифровом виде на базе микроконтроллера, то необходимо рассмотреть возможность синтеза дискретного регулятора.

Дискретная система управления была рассчитана с учётом теоремы Котельникова – Шеннона, это позволяет синтезировать цифровую систему на частоте ШИМ-сигнала без дополнительных перерасчетов коэффициентов.

Для получения цифрового регулятора воспользуемся численными методами интегрирования Л. Эйлера и А. Тастина, чьи графические интерпретации представлены на рисунке 2.23 [28, 75, 84, 100, 111, 120-123].

На рисунке 2.23а представлен прямой метод Л. Эйлера, или метод левых прямоугольников, который основан на переходе от оператора Лапласа в z -область на основании равенства:

$$s = \frac{z-1}{T_s}. \quad (2.42)$$

На рисунке 2.23б представлен обратный метод Л. Эйлера, или метод правых прямоугольников, базирующийся на замене:

$$s = \frac{z-1}{zT_s}. \quad (2.43)$$

На рисунке 2.23в представлен метод А. Тастина, или метод трапеций, в рамках которого:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}. \quad (2.44)$$

Таким образом, цифровая реализация регуляторов заключается в замене оператора Лапласа на одну из передаточных функций (2.42) – (2.44) в z -изображениях. В таблице 2.1 представлены формы для расчёта параметров регуляторов.

Таблица 2.1 – Параметры регуляторов

Тип системы	Регулятор тока		Регулятор напряжения	
	И	П	И	И
Линейная непрерывная система	$\frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$
Прямой метод Л. Эйлера	$\frac{\omega_{ж} T_s}{K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$
Обратный метод Л. Эйлера	$\frac{\omega_{ж} T_s}{K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$
Метод А. Тастина	$\frac{\omega_{ж} T_s}{2K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$

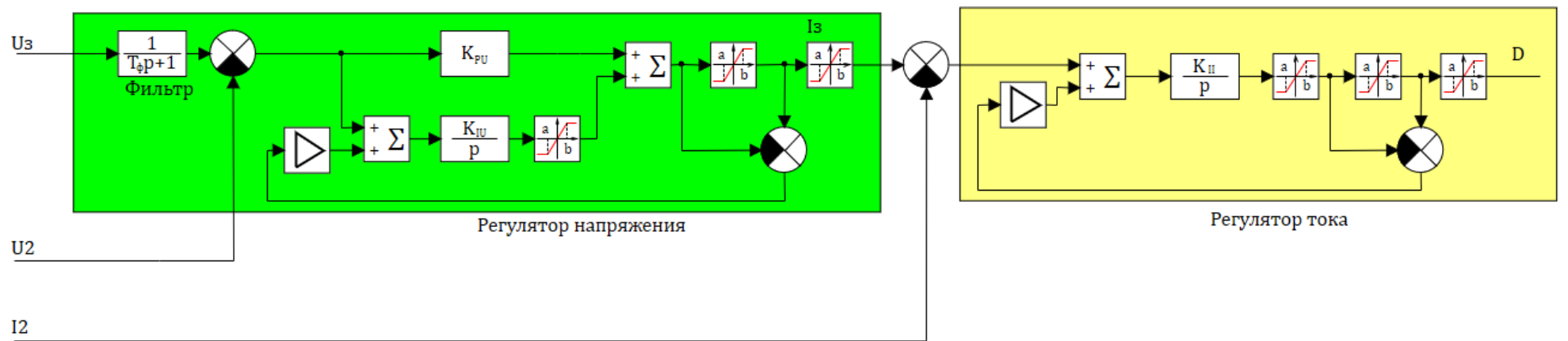
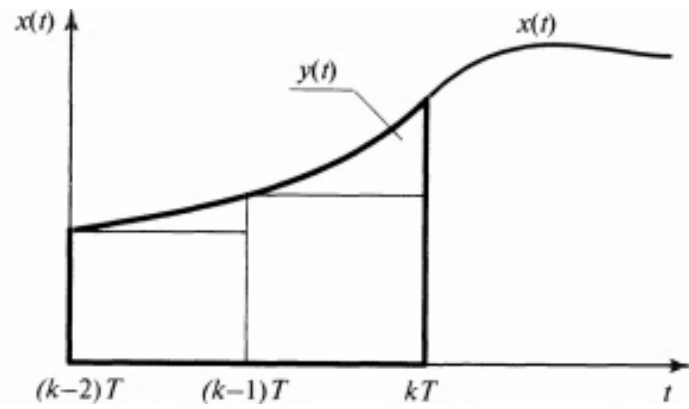
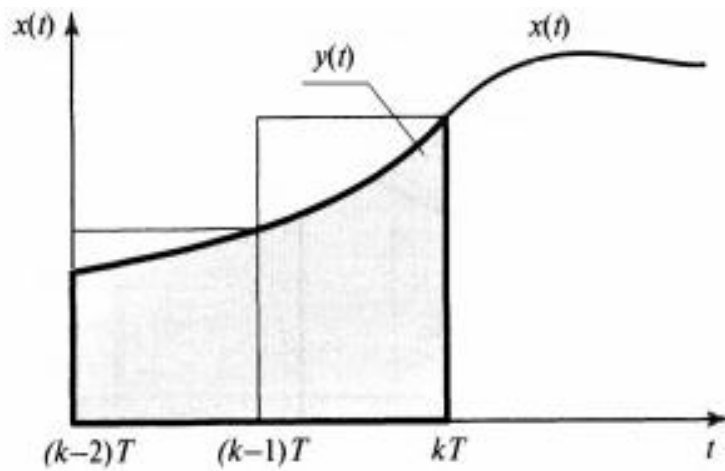


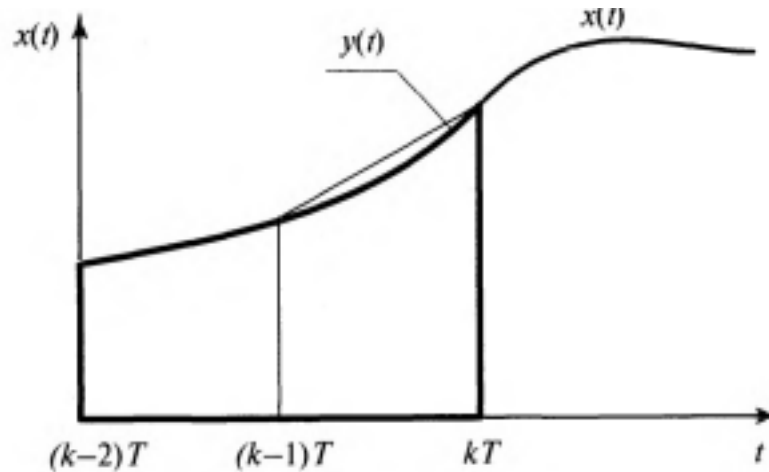
Рисунок 2.22 – Система управления стабилизаторами напряжения с компенсацией и исключением интегрального насыщения



а)



б)



в)

Рисунок 2.23 – Методы переоборудования

а) – Прямой метод Л. Эйлера, б) – Обратный метод Л. Эйлера,

в) – Метод А. Тастина

Так как дискретные регуляторы формируют управляющее воздействие по значению предыдущего шага, то важно правильно организовать процесс измерения сигнала, поступающего по обратной связи в цифровую систему управления. Для того чтобы минимизировать ошибки, вызванные наличием помех в канале обратной связи, было принято решение использовать усреднённое восьмикратное значение АЦП. Такое усреднение позволяет исключить как системную, так и псевдослучайную ошибки. Дискретная передаточная функция АЦП примет вид:

$$W_{\text{АЦП}}(p) = \frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + z^{-7}}{8}. \quad (2.45)$$

При этом период дискретизации АЦП:

$$T_{\text{АЦП}} = \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8}. \quad (2.46)$$

С учётом всего вышесказанного система управления примет вид, представленный на рисунке 2.24.

2.4.3 Выбор частоты разделения контуров движения

Работа рассматриваемой системы управления осуществляется в дискретной области при любом исполнении регулятора, это связано с тем, что его выходная координата реализуется в объекте управления в дискретном виде, а именно в виде задания на скважность ШИМ-сигнала, формируемого на каждом такте модуляции, или сдвига фазы управляющих импульсов. Оба способа формирования управляющего воздействия связаны с квантованием сигнала по времени, поэтому при разработке регуляторов необходимо выполнение теоремы Котельникова – Шеннона (теоремы отсчета).

Теорема Котельникова – Шеннона – непрерывный сигнал, спектр которого равен нулю вне интервала $(-\omega_{\text{max}}, \omega_{\text{max}})$, однозначно представляется своими значениями в равноотстоящих точках, если $\omega_{\text{к}} > 2\omega_{\text{max}}$.

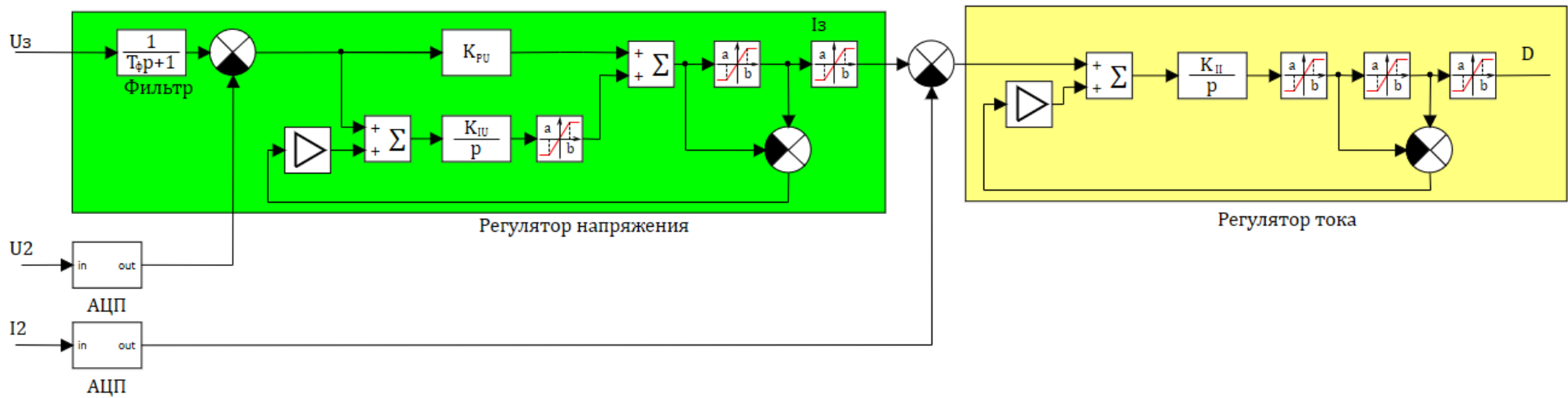


Рисунок 2.24 – Модифицированная система управления стабилизатором напряжения

Для нахождения границ возможных коэффициентов разделения движения необходимо воспользоваться спектральной характеристикой непрерывного сигнала, тогда частота коммутации определится по угловой частоте, при которой энергия спектра равняется нулю, по формуле:

$$2\omega_{\text{спект}} \leq \omega_k. \quad (2.47)$$

При невозможности получения спектральной характеристики можно воспользоваться АЧХ замкнутого контура непрерывной системы, для которой должно выполняться неравенство:

$$A(\omega_k) \leq (0,05 \dots 0,10)A(\omega_0). \quad (2.48)$$

Исходя из этих условий, можно найти нижнюю границу значения коэффициента разделения движения, позволяющую спроектировать систему с максимально допустимым быстродействием при выбранной частоте ШИМ.

На основании всего вышесказанного определим границы коэффициента разделения движения для контура тока. Замкнутый контур тока представляет собой апериодическое звено первого порядка:

$$W_I(s) = \frac{1}{K_{\text{об.с.}I}} \cdot \frac{1}{\frac{K_{\text{рл}I}}{\omega_{\text{ШИМ}}}s + 1}. \quad (2.49)$$

Для определения нижней границы коэффициента разделения движения решим уравнение, полученное из АЧХ:

$$A(\omega_{\text{ШИМ}}) = 0,05A(\omega_0) = \frac{\frac{1}{K_{\text{об.с.}I}}}{\sqrt{\left(\frac{K_{\text{рл}I}}{\omega_{\text{ШИМ}}}\right)^2 + 1}} = \frac{\frac{1}{K_{\text{об.с.}I}}}{\sqrt{K_{\text{рл}I\text{min}}^2 + 1}}. \quad (2.50)$$

Как видно из (2.50), нижняя граница коэффициента разделения движения настраиваемого контура тока не зависит от частоты ШИМ и однозначна для данной структуры регулятора, принимая значение 19,974. Опираясь на определение нижней границы коэффициента разделения

движения, примем его минимальное значение, округлённое в большую сторону до целочисленного значения.

Опираясь на выбранный коэффициент разделения движения и значения коэффициентов, представленных в методике синтеза системы управления, построим АЧХ контура тока, рисунок 2.25.

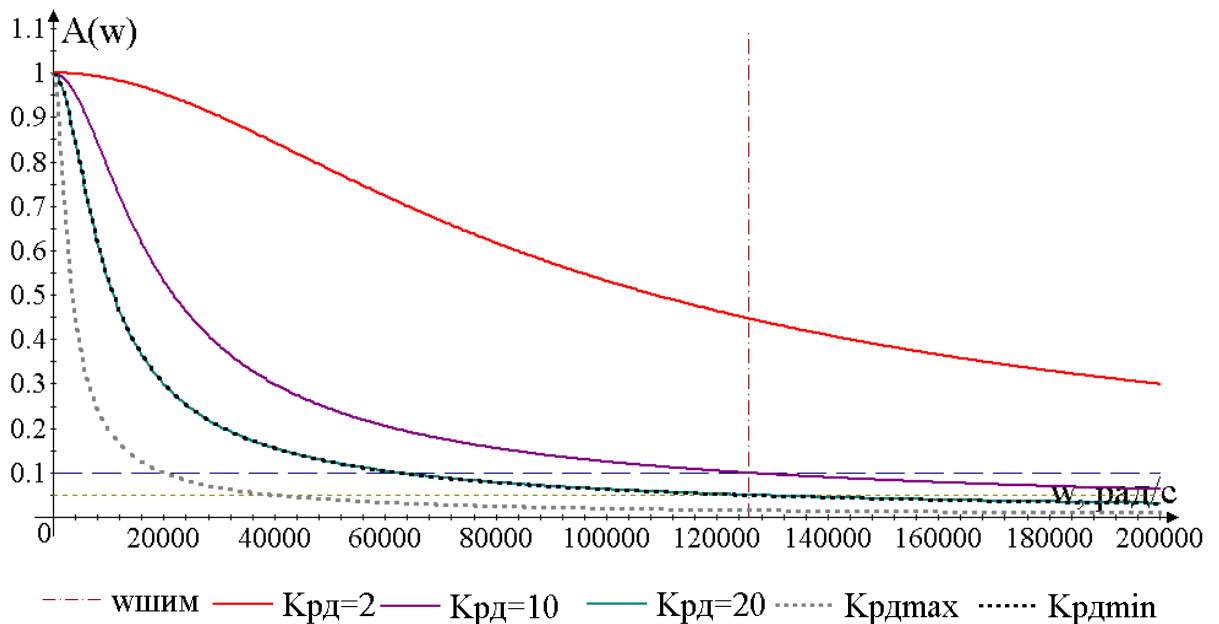


Рисунок 2.25 – АЧХ контура тока в замкнутом состоянии

Из рисунка 2.25 видно, что при различных коэффициентах разделения движения система на частоте ШИМ и правее ее теряет различный объем информации. В данной области будет наблюдаться эффект алиасинга (aliasing), эффект неразличимости дискретных сигналов разных частот и другие его искажения, которые не позволят достоверно воспроизвести информацию. Как видно из рисунка 2.25, чем выше коэффициенты разделения, тем меньше потеря амплитуды непрерывного сигнала, но при этом увеличивается время переходного процесса. Таким образом, при бесконечно большом коэффициенте разделения частот будет наименьшая потеря информации в канале системы управления, но при этом время переходного процесса будет стремиться к бесконечности.

Проведем анализ границ коэффициентов распределения для контура напряжения. Согласно выбранной структуре, контур напряжения принимает вид:

$$W_U(s) = \frac{1}{K_{об.с.U}} \cdot \frac{(A_1 \omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + A_1 \omega_n s + \omega_n^2}. \quad (2.51)$$

Согласно уравнению (2.55), функция АЧХ контура тока примет вид:

$$A(\omega) = \frac{1}{K_{об.с.U}} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{A_1 \omega}{\omega_n}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{A_1 \omega}{\omega_n}\right)^2}}. \quad (2.52)$$

Так как контур напряжения работает на той же частоте ШИМ, то нахождение минимального значения коэффициента разделения имеет такой же алгоритм, как и в контуре тока

$$0,05A(\omega_0) = A(\omega_{ШИМ}) = \frac{1}{K_{об.с.U}} \cdot \frac{\sqrt{(A_1 K_{рдI} K_{рдU \min})^2 + 1}}{\sqrt{\left(1 - (K_{рдI} K_{рдU \min})^2\right)^2 + (A_1 K_{рдI} K_{рдU \min})^2}}. \quad (2.53)$$

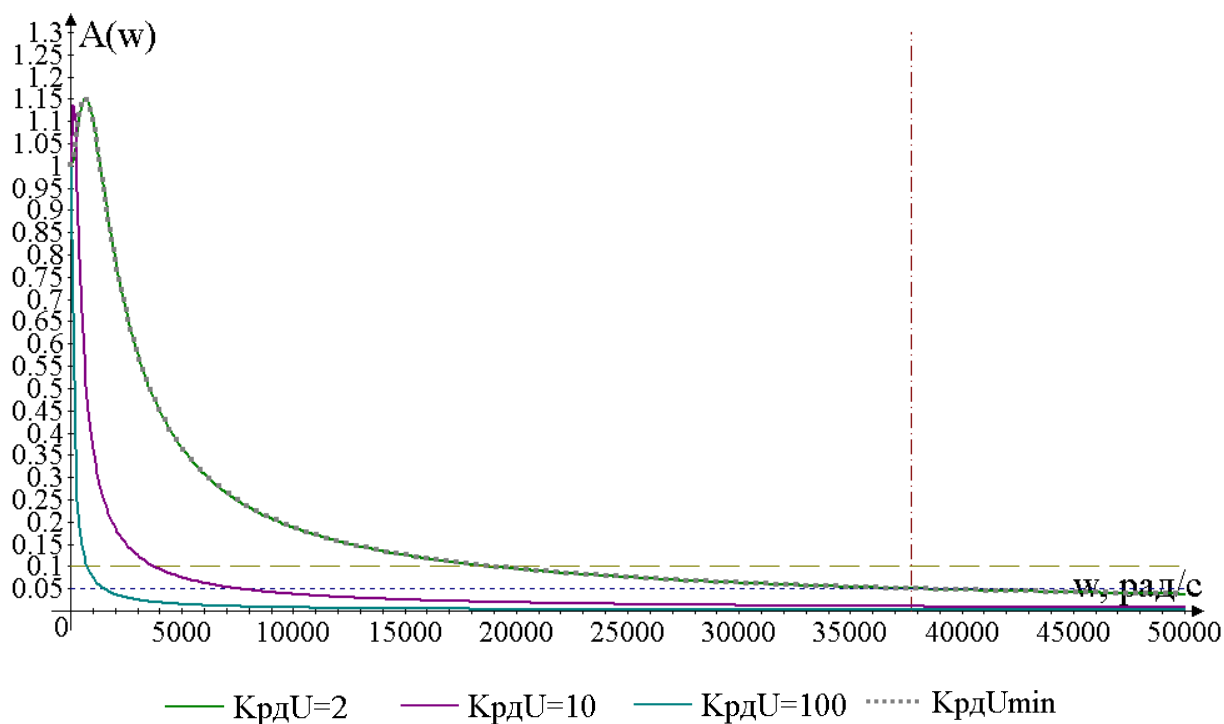


Рисунок 2.26 – АЧХ контура напряжения

Решив уравнение (2.53), получим, что минимальный коэффициент разделения движения составляет 1,998, принимаем его значение равным 2, а АЧХ контура напряжения принимает вид, изображенный на рисунке 2.26. Согласно рисунку 2.26 можно сделать вывод, что АЧХ при коэффициенте разделения 1 изначально находится в приемлемой зоне граничных значений, но, также как и в случае с контуром тока, было принято решение выбрать граничное значение амплитуд на уровне 0,05.

Таким образом, коэффициент разделения движения для контура регулирования тока выходного дросселя составляет 20, а для контура напряжения – 2.

Вывод по второй главе

В данной главе были представлены методика расчета параметров регуляторов для системы управления стабилизаторами напряжения и структура системы управления для повышающего, понижающего, неизолированного двунаправленного и изолированного двунаправленного преобразователя.

Также проанализированы и применены в системе управления способы компенсации насыщения интегральной составляющей, представлена модификация регуляторов с измерениями при помощи АЦП для построения цифровой системы управления.

Рассмотрев все вышеописанное, можно сделать вывод, что разработанные алгоритмы расчета параметров регуляторов и структуры системы управления универсальны для всех изученных выше типов силовых преобразователей постоянного напряжения, то есть использование одной методики и одной структуры способно обеспечить требуемые качественные показатели регулирования в системе управления.

Это позволяет унифицировать процесс проектирования системы управления, упрощая таким образом задачу стабилизации напряжения в составляющих комплекса электроснабжения автономного потребителя.

Глава 3 Анализ устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя с учетом типа источника электрической энергии

3.1 Анализ структуры и определение критических узлов, влияющих на устойчивость системы электроснабжения автономного потребителя

Как говорилось ранее, в современной энергетике широкое распространение получила концепция построения автономной системы электроснабжения по принципу *microgrid*, что связано с использованием принципа распределенной генерации. В качестве *microgrid* необходимо рассматривать не только энергосистемы, работающие параллельно с основной электросетью мощностью сотни кВт, но и маломощные объекты, работающие автономно. Примерами низкоэнергетических объектов, работающих вне магистральной сети и соответствующих принципам *microgrid*, могут быть электрический транспорт с выработкой и потреблением электрической энергии на борту (беспилотные летательные аппараты, беспилотные подводные аппараты и т.п.), объекты инфраструктуры связи, метеорологических наблюдений и многое другое. В данных маломощных применениях на устойчивость всей энергосистемы влияет не только потребитель, но и все устройства, входящие в эту систему [1, 4, 5, 13, 16, 20, 22, 25, 58, 69, 79, 124, 125].

В качестве примера рассмотрим типовую функциональную схему *microgrid* с промежуточной шиной постоянного тока, представленную на рисунке 1.4.

Согласно рисунку 1.4, *microgrid* состоит из нескольких генерирующих ячеек (генерирующих комплексов), формирующих шину постоянного напряжения, устройства накопления электрической энергии, устройства, формирующего переменное напряжение требуемой частоты для нужд потребителя. Так как все потоки мощности сосредоточиваются в одном узле, а именно в шине постоянного тока, можно сказать, что он является ключевым элементом с точки зрения обеспечения устойчивой работы. Следовательно,

система будет устойчивой, если все узлы, работающие на формирование напряжения на шине постоянного тока, также будут устойчивы. С этой точки зрения наиболее важным является электротехнический комплекс, состоящий из синхронной машины с постоянными магнитами, выпрямителя и стабилизатора напряжения, представленный на рисунке 3.1 [1, 4, 27, 33, 48, 74, 91, 126-128].

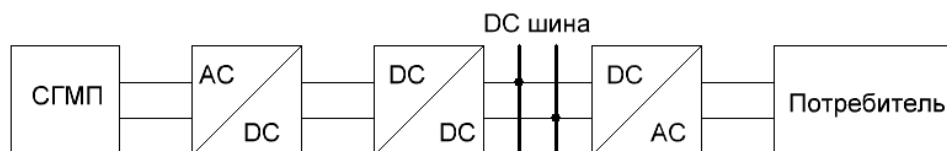


Рисунок 3.1 – Структурная схема генерирующего комплекса

На рисунке 3.2 изображена электрическая модель рассматриваемой системы.

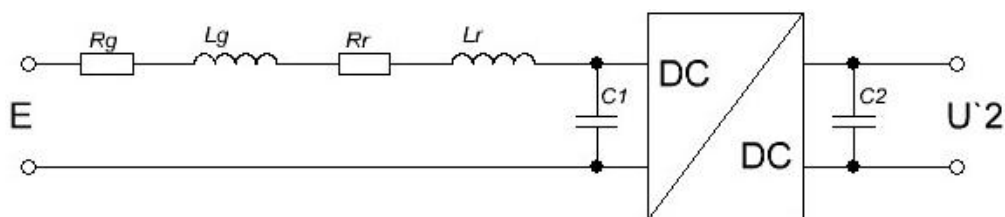


Рисунок 3.2 – Электрическая модель генерирующего комплекса

Для анализа устойчивости представленной системы рассмотрим ее в виде эквивалентной схемы замещения, пренебрегая дискретной составляющей стабилизатора напряжения, рисунок 3.3.

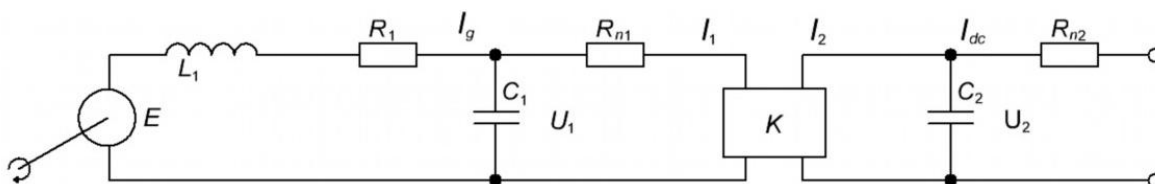


Рисунок 3.3 – Эквивалентная схема замещения

Из рисунка 3.3 видно, что система электроснабжения имеет два контура протекания тока, поэтому рассмотрим устойчивость первого контура, а затем второго.

Согласно предложенной эквивалентной схеме, составим математическое описание контуров тока первичной и вторичной сторон.

В начале получим общее математическое описание объекта управления:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = (R_g + R_r)I_g + (L_g + L_r)pI_g + U_1 = R_1I_g + L_1pI_g + U_1, \\ U_1 = \frac{1}{C_1p}(I_g - I_1) \rightarrow I_g = C_1pU_1 + I_1, \\ U_1 = \frac{U_1^2}{-P_n}I_1 = -R_{n1}I_1, \\ K = \frac{I_1}{I_2}, \\ U_2 = \frac{1}{C_2p}(I_2 - I_n) \rightarrow I_2 = C_2pU_2 + I_n, \\ U_2 = \frac{U_2^2}{P_n}I_n = -R_{n2}I_n. \end{array} \right. \quad (3.1)$$

где E – ЭДС источника энергии,

R_g, R_r, R_1 – активное сопротивление генератора, выпрямителя и суммарное значение сопротивления первичной стороны DC/DC-преобразователя,

L_g, L_r, L_1 – индуктивность обмоток статора генератора, выпрямителя и суммарная индуктивность первичной стороны DC/DC-преобразователя,

I_g – ток генератора,

I_n – ток нагрузки,

U_1, U_2 – напряжение на первичной и вторичной сторонах DC/DC-преобразователя,

I_1, I_2 – ток в первичной и вторичной цепях DC/DC-преобразователя,

C_1, C_2 – емкость входного и выходного фильтров DC/DC-преобразователя,

P_n – нагрузка постоянной мощности,

R_{n1} – эквивалентное значение активного сопротивления нагрузки, приведенное к первичной стороне преобразователя,

R_{n2} – реальное значение активного сопротивления нагрузки, подключенного к выходу DC/DC-преобразователя, эквивалентное потребляемой мощности P_n ;

K – коэффициент передачи между первичной и вторичной сторонами преобразователя для всех вышерассмотренных топологий.

Так, согласно системе уравнений (3.1), первый контур тока будет иметь следующее математическое описание:

$$\begin{cases} E = R_1 I_g + L_1 p I_g + U_1, \\ U_1 = \frac{1}{C_1 p} (I_g - I_1) \rightarrow I_g = C_1 p U_1 + I_1, \\ U_1 = \frac{U_1^2}{-P_n} I_1 = -R_{n1} I_1. \end{cases} \quad (3.2)$$

Согласно системе уравнений (3.2), передаточная функция примет вид:

$$W(p) = \frac{I_1(p)}{E(p)} = \frac{1}{T_2 p^2 + T_1 p + T_0}, \quad (3.3)$$

где:

$$T_2 = L_1 C_1 R_n, \quad (3.4)$$

$$T_1 = R_1 C_1 R_n - L_1, \quad (3.5)$$

$$T_0 = R_n - R_1. \quad (3.6)$$

В рамках математического описания контура второй стороны тока стабилизатора напряжения пренебрежём наличием в системе синхронного генератора и его механической инерции. Данное допущение справедливо в связи с тем, что реакция механической части системы на входное воздействие представляет собой более длительный процесс по сравнению с электрической подсистемой.

С учетом вышесказанного и (3.1) получим следующую систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = R_1 I_g + L_1 p I_g + U_1, \\ U_1 = \frac{1}{C_1 p} (I_g - I_1) \rightarrow I_g = C_1 p U_1 + I_1, \\ U_1 = \frac{U_1^2}{-P_n} I_1 = -R_{n1} I_1, \\ K = \frac{I_1}{I_2}, \\ U_2 = \frac{1}{C_2 p} (I_2 - I_n) \rightarrow I_2 = C_2 p U_2 + I_n, \\ U_2 = \frac{U_2^2}{P_n} I_n = -R_{n2} I_n. \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Из системы (4.8) получим передаточную функцию энергокомплекса:

$$W_g(p) = \frac{I_n(p)}{E(p)} = \frac{1}{T_3 p^3 + T_2 p^2 + T_1 p + T_0}, \quad (3.8)$$

где:

$$T_3 = -a L_1 C_1^2 K^3 R_n^2, \quad (3.9)$$

$$T_2 = a K^3 C_1 L_1 R_n - a K^3 C_1^2 R_1 R_n^2 - K L_1 C_1 R_n, \quad (3.10)$$

$$T_1 = K L_1 - K R_n C_1 R_1 + a K^3 R_1 C_1 R_n - a K^3 C_1 R_n^2, \quad (3.11)$$

$$T_0 = K (R_1 - R_n), \quad (3.12)$$

где a – коэффициент, описывающий соотношения входной и выходной емкостей DC/DC-преобразователя.

Используя весь вышеперечисленный математический аппарат, произведём анализ устойчивости системы на основании алгебраического критерия Рауса – Гурвица.

3.1.1 Анализ устойчивости первичной стороны преобразователя постоянного напряжения

Из характеристического полинома (3.3) получим, что для устойчивости системы необходимо выполнение следующих условий:

$$\begin{cases} R_n > R_1, \\ R_n > \frac{L_1}{R_1 C_1}. \end{cases} \quad (3.13)$$

Используя формулы (3.4), (3.6) и (3.13), определим границу устойчивости системы тока первичной стороны стабилизатора напряжения.

Так, согласно (3.4), на первичной стороне нагрузка должна быть больше нуля. Из уравнения (3.13) можно определить, что эквивалентное сопротивление мощности нагрузки должно быть не меньше величины активного сопротивления первичной стороны преобразователя. При соблюдении второго неравенства можно вычислить диапазон устойчивого функционирования системы, зависящий от мощности системы. Для определения границы значения активного сопротивления построим графические зависимости данного параметра от мощности нагрузки, которые представлены на рисунке 3.4.

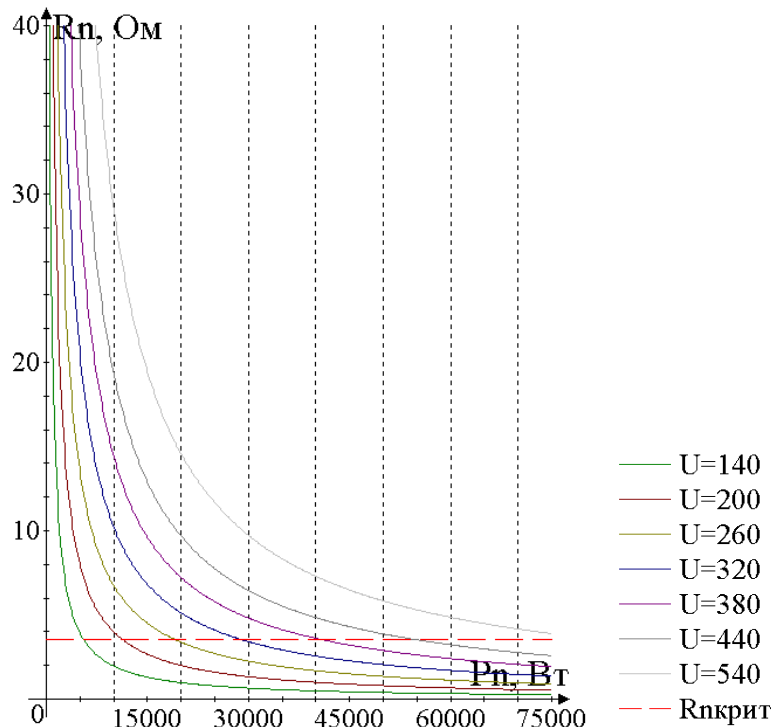


Рисунок 3.4 – Кривая границы устойчивости контура тока первичной стороны стабилизатора напряжения

Из рисунка 3.4 видно, что при различных значениях входного напряжения преобразователя возникает обширная зона неустойчивости системы электроснабжения. Построим кривую, описывающую взаимосвязь значения входного напряжения с критическим значением передаваемой мощности, представленную на рисунке 3.5 [126, 129].

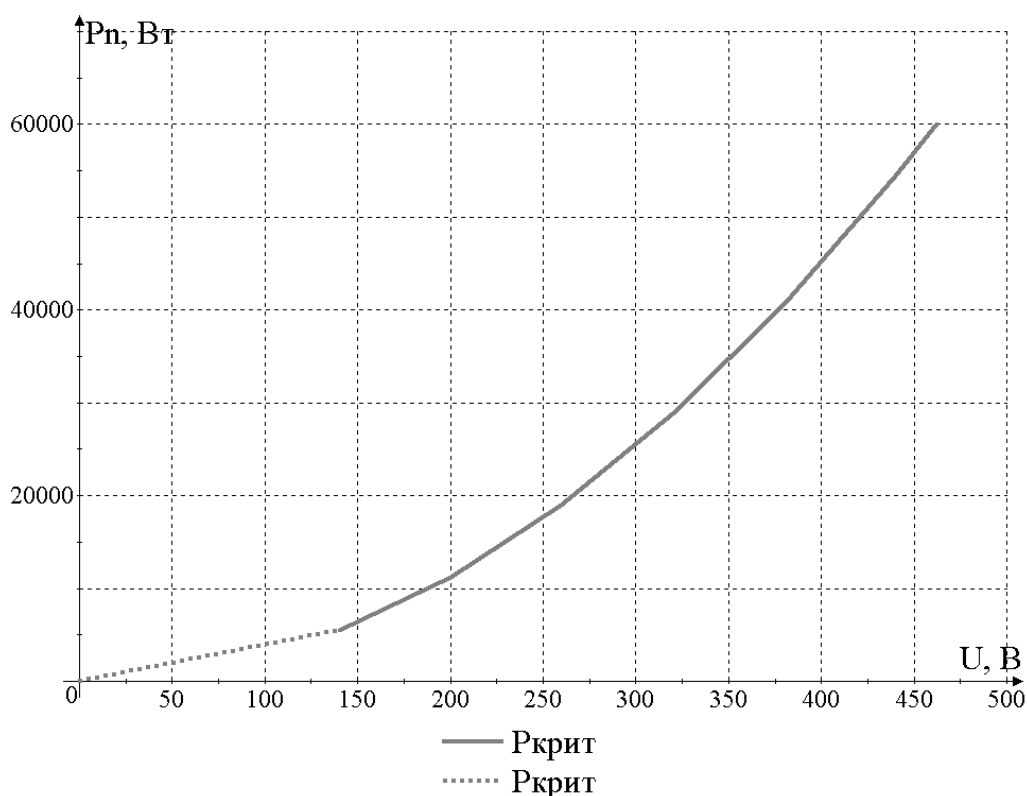


Рисунок 3.5 – Граница устойчивости передаваемой мощности

Так, согласно рисунку 3.5, рабочая точка неустойчивого режима располагается в верхней части графика, а нахождение параметров систем под кривой критической мощности соответствует устойчивой области работы системы. Таким образом, только при напряжении больше 464 В будет гарантировано устойчивый режим.

3.1.2 Анализ устойчивости вторичной стороны преобразователя постоянного напряжения

Для анализа устойчивости системы контура тока вторичной стороны преобразователя напряжения воспользуемся уравнениями (3.10), (3.12) и получим систему неравенств [130]:

$$\begin{cases} T_3(a, K, R_n) > 0, \\ T_1(a, K, R_n) > 0, \\ a_0 = T_2(a, K, R_n)T_1(a, K, R_n) - T_0(a, K, R_n)T_3(a, K, R_n). \end{cases} \quad (3.14)$$

Из (3.14) видно, что постоянные времени описываются функциями трех переменных, это затрудняет анализ состояний системы (3.7). Для упрощения произведем анализ ее трехмерных проекций на каждую из осей. Также для упрощения анализа трехмерных фигур, которые являются проекциями четырехмерного пространства, разобьем их на набор поверхностей. Таким образом, можно сказать, что для оценки характера поведения в четырехмерном пространстве необходимо спроецировать его на три трехмерных пространства, а затем получившиеся фигуры разбить на n -ое число поверхностей, чтобы по пересечению их с нулевой плоскостью найти границу устойчивости:

$$a_0 = f(a, K, R_n) = \begin{cases} a_0 = f(K(a), R_n(a)), \\ a_0 = f(a(K), R_n(K)), \\ a_0 = f(a(R_n), K(R_n)), \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
 a_0 = f(a, K, R_n) = 0 &= \begin{cases} a_0 = f(K(a), R_n(a)) = 0 \\ a_0 = f(a(K), R_n(K)) = 0 \\ a_0 = f(a(R_n), K(R_n)) = 0 \end{cases} \\
 &= \begin{cases} a_0 = f_{a=\text{var}}(K) = 0, \\ a_0 = f_{a=\text{var}}(R_n) = a_0 = f_{a=\text{var}}(P) = 0, \\ a_0 = f_{K=\text{var}}(a) = 0, \\ a_0 = f_{K=\text{var}}(R_n) = a_0 = f_{K=\text{var}}(P) = 0, \\ a_0 = f_{R_n=\text{var}}(a) = 0, \\ a_0 = f_{R_n=\text{var}}(K) = 0, \end{cases} \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

то есть получим аналитическую зависимость кривой, описывающей пересечение поверхности при разных значениях постоянного коэффициента с нулевой плоскостью.

Для определения функций этих поверхностей произведём интерполяцию в районе границы пересечения поверхностей систем.

Так решение первого неравенства системы (3.14) примет вид:

$$T_3(a, K, R_n) = \begin{cases} a > 0, \\ K > 0, \\ R_n > 0. \end{cases} \quad (3.17)$$

Решение второго неравенства будет иметь вид:

$$T_1(a, K, R_n) = \begin{cases} a > \frac{L_1 - C_1 R_1 R_n}{K^2 C_1 R_n^2 - K^2 C_1 R_1 R_n^2}, \\ K > \sqrt{\frac{L_1 - C_1 R_1 R_n}{a C_1 (R_n - R_1 R_n)}}, \\ R_n > \frac{R_1}{2} \left(1 - \frac{1}{a K^2}\right) + \sqrt{\left(\frac{R_1}{2} \left(1 - \frac{1}{a K^2}\right)\right)^2 + \frac{L_1}{a K^2 C_1}}. \end{cases} \quad (3.18)$$

Проведя анализ решений (3.17) и (3.18), можно сформировать простые критерии, при выполнении которых система будет устойчивой при любой комбинации параметров входящих в выражения для постоянных времени T_3 и T_1 , то есть чтобы выполнялось условие:

$$T_i > 0 \rightarrow T_i = \begin{cases} a > \max(a_{T_3}, a_{T_1}), \\ K > \max(K_{T_3}, K_{T_1}), \\ R_n > \max(R_{nT_3}, R_{nT_1}), \end{cases} \quad (3.19)$$

в результате чего получаем:

$$T_i = \begin{cases} a > a_{T_1} = 0,119, \\ K > K_{T_1} = 173, \\ R_n > R_{nT_1} \approx 1\Omega \leftrightarrow P_n < 237\text{кВт}. \end{cases} \quad (3.20)$$

В качестве решения последнего неравенства в (3.14) получим 6 наборов кривых, описывающих пресечение поверхностей функции определителя матрицы Рауса – Гурвица с плоскостью xOy , где оси x, y – изменяемые параметры постоянных времени вторичной стороны преобразователя, а ось z – значение определителя Рауса – Гурвица. Для построения зададим дискретный шаг изменения постоянных и переменных параметров функции. Так, в первом случае изменение коэффициента выходной емкости от a будет варьироваться в диапазоне от 1 до 10 с шагом 1, а переменные параметры – коэффициент трансформации K от 0,5 до 3 и эквивалентное активное сопротивление R_{n1} в интервале потребляемой мощности от 1 до 75 кВт. Во втором случае K меняется от 0,5 до 3 с шагом 0,5, a – от 1 до 10 и эквивалентное активное сопротивление R_{n1} – в диапазоне потребляемой мощности от 1 до 75 кВт, а в третьем варианте R_{n1} будет соответствовать нагрузке от 1 до 75 кВт с шагом 5 кВт, a – от 1 до 10, а коэффициент трансформации K – от 0,5 до 3.

Графическая интерпретация решения уравнения (3.15) для описанных выше условий эксплуатации автономной системы электроснабжения представлена в Приложении А на рисунках А.1 – А.32.

Так, на рисунках 3.6 – 3.11 приведены комбинации кривых функций параметров объекта управления, при которых происходит пересечение функции определителя матрицы Рауса – Гурвица с нулем [126, 128, 131, 132].

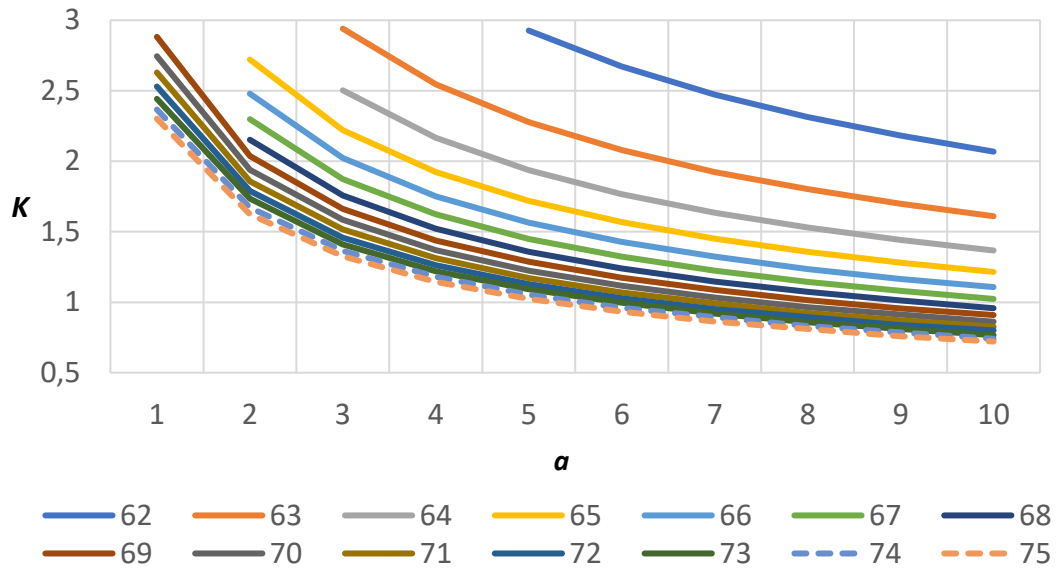


Рисунок 3.6 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{a=var}(K)$,
при $P = \text{const}$

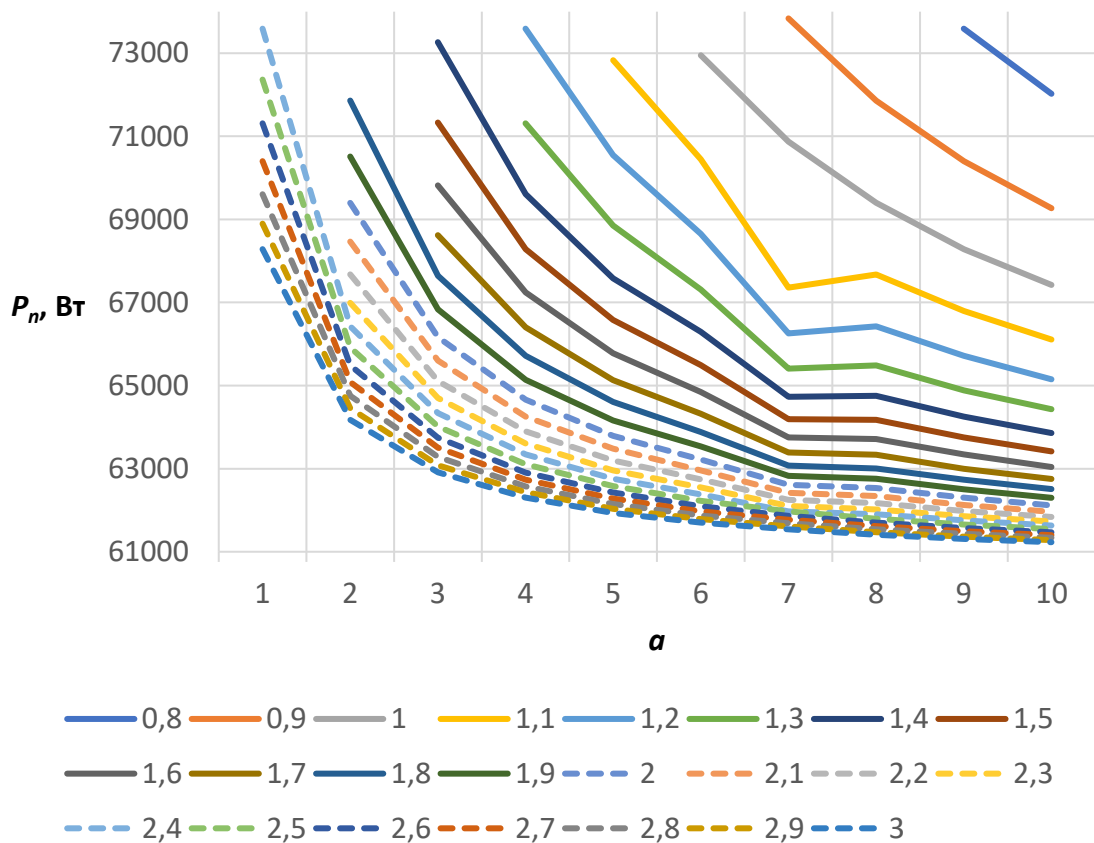


Рисунок 3.7 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{a=var}(P)$,
при $K = \text{const}$

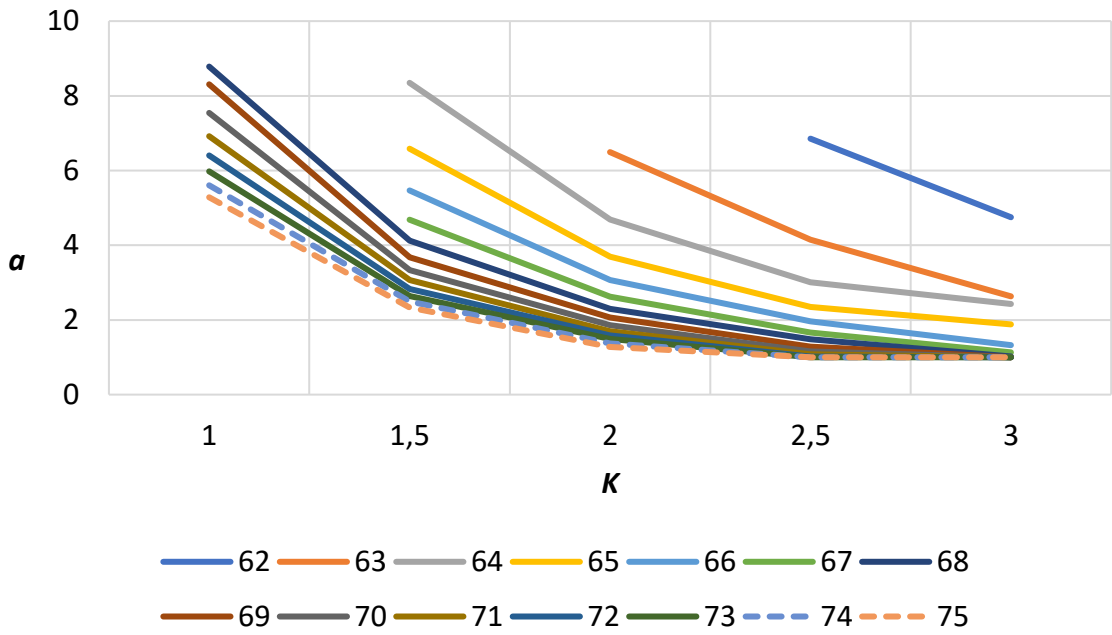


Рисунок 3.8 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{K=var}(A)$, при $P = const$

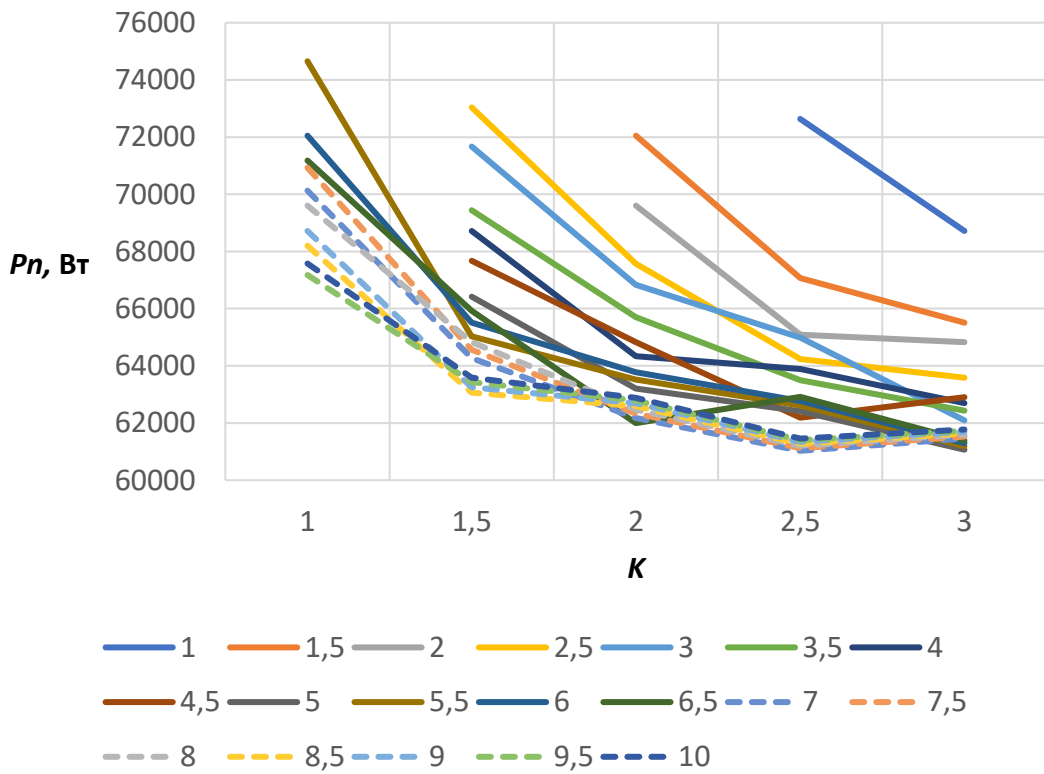


Рисунок 3.9 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{K=var}(P)$, при $a = const$

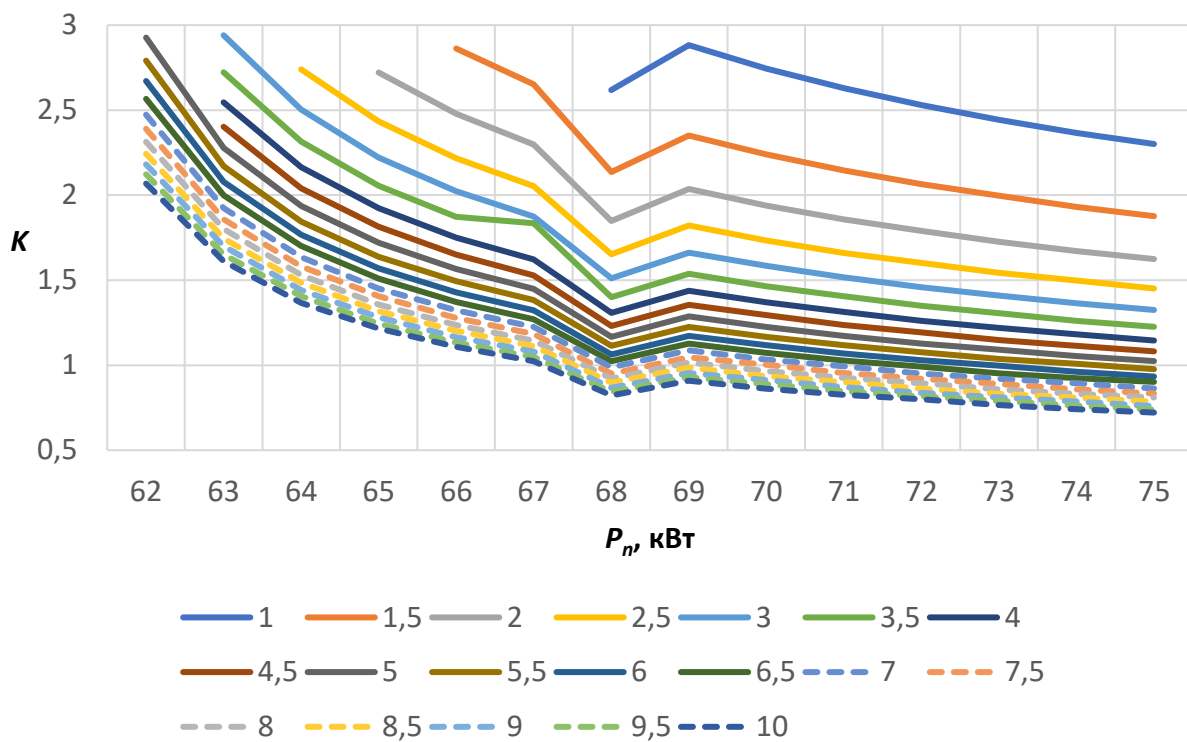


Рисунок 3.10 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{P=\text{var}}(K)$,
при $a = \text{const}$

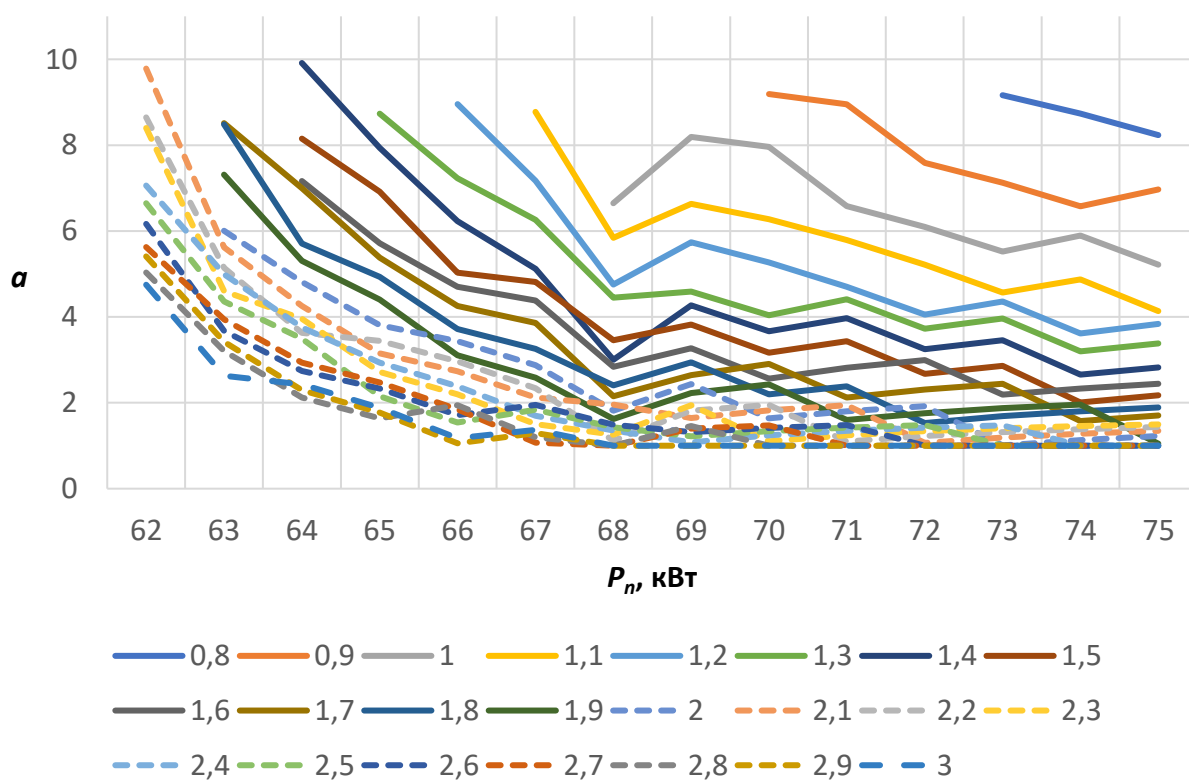


Рисунок 3.11 – Границы устойчивости функции $a_0 = f_{P=\text{var}}(a)$,
при $K = \text{const}$

Проведем анализ рисунков 3.6 – 3.11 для выявления общих закономерностей формирования конфигурации границы области устойчивости системы. Так, при $P = \text{const}$, из графических зависимостей $a_0 = f_{a=\text{var}}(K)$ и $a_0 = f_{K=\text{var}}(a)$, видно, что при увеличении потребляемой мощности происходит расширение границы неустойчивости как по коэффициенту усиления, так и по параметру отношения емкостей. Такое же поведение границы устойчивости можно проследить и при $a = \text{const}$ применительно к кривым $a_0 = f_{a=\text{var}}(P)$ и $a_0 = f_{P=\text{var}}(a)$ изображенным на рисунках 3.5 и 3.11 соответственно.

3.2 Обобщение результатов анализа устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя

Проанализировав решения неравенств (3.13) и (3.14), можно заключить, что устойчивость системы электроснабжения автономного потребителя будет зависеть в обоих случаях от диагональных миноров матрицы Рауса – Гурвица. Постоянные времени, входящие в (3.14) и (3.15), определяют конфигурацию зоны устойчивости системы за пределами ее рабочей области. На основании этого можно будет судить об устойчивости системы по кривым, полученным в результате решения (3.14) и (3.15).

Для начала проанализируем контур тока с первичной стороны стабилизатора напряжения. Так, из рисунка 3.5 видно, что система становится неустойчивой при низком уровне потребляемой мощности, причем ее граничное значение можно описать как

$$P_n = \frac{R_1 C_1}{L_1} U_1^2. \quad (3.21)$$

На основании аналогичного анализа вторичной стороны стабилизатора напряжения можно заключить, что на область зоны неустойчивости влияют три показателя, связывающие его первичную и вторичную стороны, а именно: коэффициент пропорциональности выходной емкости a , коэффициент

трансформации K и эквивалентное активное сопротивление потребляемой мощности R_{n1} . Так как в результате анализа было получено 6 наборов кривых, описывающих перемещение границы устойчивости, то необходимо определить наиболее удобное семейство кривых для синтеза системы управления.

Наиболее удобными для синтеза системы управления будут кривые $a_0 = f_{K=\text{var}}(P)$ и $a_0 = f_{P=\text{var}}(K)$ при $a = \text{const}$, изображенные на рисунках 3.7 и 3.8 соответственно.

Использование в качестве опорного параметра a объясняется тем, что данный коэффициент является константой и задаётся на стадии разработки системы. Так, из рисунка 3.6 видно, что с увеличением коэффициента пропорциональности емкости в системе возникают искажения в монотонности убывания функций границ устойчивости. При $a = 4.5$ в системе имеет место экстремум при значении $K = 2.5$, при $a = 6.5$ – возникают два перегиба функции при $K = 2$ и $K = 2.5$, а в диапазоне a от 7 до 10 наблюдается экстремум в точке $K = 2.5$. Из рисунка 3.8 видно, что семейство графических зависимостей подчиняется идентичному закону изменения во всей области определения, за исключением точки при мощности 68 кВт, в которой возникает локальный минимум функции, а в точке при нагрузке 69 кВт происходит изменение знака производной всех функций. Причем стоит отметить, что с увеличением параметра a происходит уменьшение величины максимального отклонения коэффициента усиления в точке 68 кВт относительно общего характера убывания функции. Как видно из представленного выше анализа, наиболее простым с точки зрения математического описания верхней границы коэффициента мощности является семейство кривых, представленное на рисунке 3.8, на основе которого можно разработать нелинейный регулятор функции вида $K = f(P)$ при известных фиксированных a . Данный алгоритм позволит ограничивать коэффициент передачи энергии K между первичной и вторичной сторонами стабилизатора напряжения для обеспечения устойчивого режима функционирования системы.

Как видно из проведённого анализа системы электроснабжения автономного потребителя, оба контура тока стабилизатора напряжения имеют зоны неустойчивости в рабочем диапазоне параметров.

3.3 Способы повышения устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя

Как видно из предыдущего раздела, в системе наблюдаются две области неустойчивости в различных ее контурах, которые разнесены между собой, причем граница первичного контура зависит только от потребляемой мощности, а граница второго – от трех переменных: потребляемой мощности, коэффициента усиления и конструкторского параметра, связывающего значения емкости входного и выходного фильтров. Проанализировав результаты расчетов, определили, что по одной из совпадающих переменных системы граница неустойчивости не только не совпадает, но и находится на большом удалении по абсолютной величине параметра. Поэтому для того, чтобы сформулировать рекомендации по повышению устойчивости, проведём контурный анализ и определим условия ее обеспечения на всем диапазоне варьируемых переменных и параметров.

В начале рассмотрим контур первичной стороны, описываемый формулами (3.2) – (3.7), условия устойчивости которого заданы в виде (3.13) и (3.21), а граничные условия показаны на рисунках 3.4 и 3.5.

Опираясь на представленные выше зависимости, можно сделать вывод, что одним из способов расширения зоны устойчивой работы является воздействие на реактивную составляющую электрической цепи «Двигатель – Выпрямитель – Силовой фильтр» первичного контура. Так как в системе присутствуют конденсаторы силового фильтра, то предлагается рассмотреть увеличение емкости, что может выступать как дополнительный источник энергии.

С учетом этого зависимости (3.4) – (3.5) примут вид:

$$T_2 = L_1 R_n C_1 \rightarrow T_2 = L_1 R_n k_3 C_1, \quad (3.22)$$

$$T_1 = R_1 R_n C_1 - L_1 \rightarrow T_1 = R_1 R_n k_3 C_1 - L_1, \quad (3.23)$$

а граничные условия (3.21) преобразуются к виду:

$$P_n = \frac{R_1}{L_1} U_1^2 C_1 \rightarrow \frac{R_1}{L_1} U_1^2 k_3 C_1, \quad (3.24)$$

где k_3 – коэффициент запаса.

Далее определим значение добавки к ёмкости, чтобы система энергоснабжения была на границе устойчивости во всем рабочем диапазоне мощностей, который изначально считается неустойчивым. Для этого воспользуемся (3.24) и построим функциональную зависимость, изображенную на рисунке 3.12.

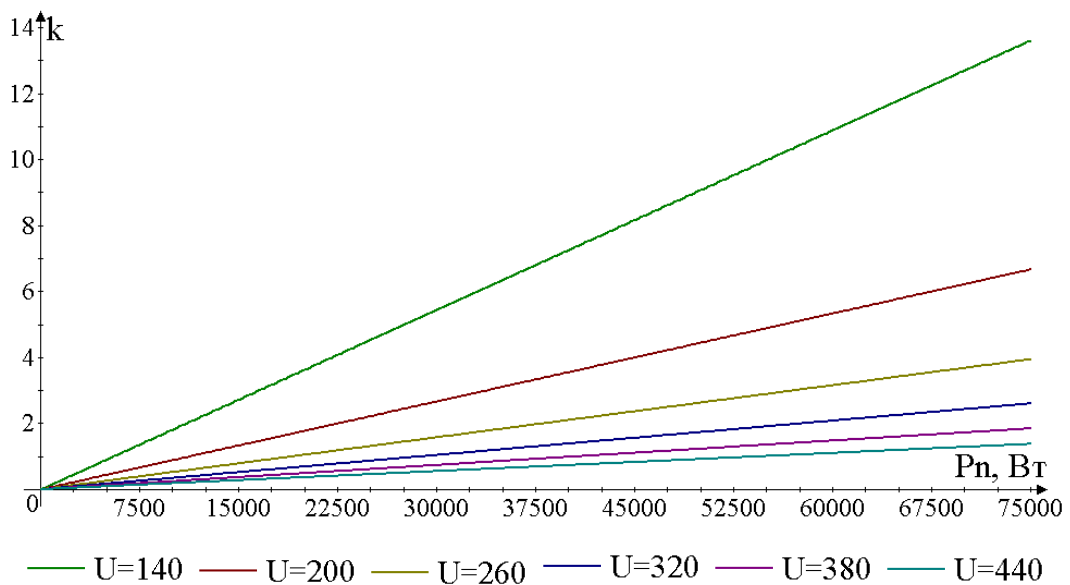


Рисунок 3.12 – Относительное добавочное значение ёмкости

Из рисунка 3.12 видно, что для исключения расходящихся процессов во всем интервале допустимых значений потребляемой мощности требуется существенное увеличение значения ёмкости входного фильтра, примерно в 2–11 раз в зависимости от величины входного напряжения преобразователя.

Таким образом, повышение запасов устойчивости за счет увеличения входной емкости силового фильтра можно реализовать в соответствии с модифицированной зависимостью (3.24):

$$C_* = K_C k_3 C_1 = K_C k_3 \frac{L_1 P_n}{R_1 U_1^2}, \quad (3.25)$$

где K_C – коэффициент запаса устойчивости системы.

В ряде случаев невозможно повысить емкость входного фильтра, что может быть связано как с техническими причинами, так и экономическими факторами. Для решения данной проблемы предлагается использовать компромиссный подход, заключающийся в принудительном снижении мощности нагрузки первичной стороны в соответствии с (3.24) или (3.25), так как расчетная добавочная емкость может отображать дополнительный объем активной мощности, требуемый для поддержания функционирования системы энергоснабжения. Однако при этом система всегда будет передавать один и тот же объем энергии в единицу времени, который соответствует критическому значению, в результате чего рабочая точка располагается в зоне неустойчивости.

Исходя из этого, можно сделать вывод, что достижение устойчивого режима работы возможно за счет изменения конструктивных параметров или жёсткого ограничения на передаваемую мощность от уровня входного напряжения. Данные методы не всегда экономически оправданны, поэтому предлагается рассмотреть ещё один подход.

Как указывалось ранее, для устойчивого функционирования системы необходима добавка к реактивному сопротивлению первого контура преобразователя, а именно увеличение емкости фильтра, которое приводит к росту накапливаемой энергии и, как следствие, отдалению постоянных времени заряда-разряда конденсаторной батареи от граничных значений. Для последующего анализа составим передаточные функции токов разряда-заряда:

$$\frac{I_{\text{зар}}(p)}{E(p)} = \frac{C_1 p}{L_1 C_1 p^2 + C_1 R_1 p + 1}, \quad (3.26)$$

$$\frac{I_{\text{раз}}(p)}{U_1(p)} = \frac{C_1 p}{C_1 R_n p + 1}. \quad (3.27)$$

Чтобы в силовой фильтр энергия поступала быстрее, чем она расходуется, необходимо, чтобы коэффициент разделения движения между контурами тока заряда и разряда был больше 1:

$$T_{\text{зар}} = \frac{1}{\omega_{\text{зар}}} = \sqrt{L_1 C_1}, \quad (3.28)$$

$$T_{\text{раз}} = \frac{1}{\omega_{\text{раз}}} = C_1 R_n = \frac{C_1 U_1^2}{P_n}, \quad (3.29)$$

$$\frac{\omega_{\text{зар}}}{\omega_{\text{раз}}} = \frac{T_{\text{раз}}}{T_{\text{зар}}} = K_{\text{рд1}} \geq 1. \quad (3.30)$$

Из (3.30) получаем условие, при котором энергия будет поступать в емкость фильтра быстрее, чем расходуется нагрузкой, а невыполнение данного требования будет приводить к тому, что напряжение на конденсаторе начинает уменьшаться прямо пропорционально недостающему заряду:

$$U_1 = \frac{1}{C_1} (q_{\text{зар}} - q_{\text{раз}}) = \frac{1}{C_1} q_c, \quad (3.31)$$

а так как

$$I = \frac{dq}{dt}, \quad (3.32)$$

то мы получаем:

$$U_1 = \frac{1}{C_1} \left(\int I_{\text{зар}}(t) - I_{\text{раз}}(t) dt \right) = \frac{1}{C_1} \int I_c(t) dt. \quad (3.33)$$

Таким образом, если не будет выполняться условие (3.30), напряжение на конденсаторе упадет до такого уровня, что возникнет неустойчивый режим, или режим автоколебаний на выходе стабилизатора напряжения с недопустимым значением амплитуды. При этом в силу того, что (3.30) справедливо только в квазиустановившемся режиме, при скачкообразном набросе/сбросе нагрузки необходимо принимать во внимание динамическую

составляющую мгновенной мощности, с учетом которой (3.29) примет следующий вид:

$$T_{\text{раз}} = \frac{1}{\omega_{\text{раз}}} = C_1 R_n = \frac{C_1 U_1^2}{P_n + \Delta P(t)}, \quad (3.34)$$

причем

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta P(t) = 0. \quad (3.35)$$

Предельное равенство (3.35) справедливо как для первичной стороны преобразователя, так и для вторичной, в результате чего при пренебрежении потерями в трансформаторе становится справедливым:

$$\Delta P(t) = \Delta U_1(t) \Delta I_1(t) = \Delta U_2(t) \Delta I_2(t), \quad (3.36)$$

где $\Delta U_1(t)$, $\Delta I_1(t)$ – отклонение напряжения и тока от квазиустановившегося режима первичной стороны преобразователя,

$\Delta U_2(t)$, $\Delta I_2(t)$ – отклонение напряжения и тока от квазиустановившегося режима вторичной стороны преобразователя или ошибка регулирования.

Используя (3.30), (3.34) и (3.36), можно определить необходимое значение емкости для достижения желаемых динамических показателей системы, откуда

$$T_{\text{раз}} = \frac{1}{\omega_{\text{раз}}} = C_1 R_n = \frac{C_1 U_1^2}{U_{2\text{уст}} I_n + \Delta U_i(t) \Delta I_i(t)}. \quad (3.37)$$

Исходя из (3.37), можно сделать вывод, что во время наброса нагрузки и стабилизации напряжения заряд на входном фильтре будет тратиться быстрее, чем в квазиустановившемся режиме.

Таким образом, учет влияния постоянной времени разряда конденсатора можно выполнить, используя зависимости:

$$\Delta U_2(t) = U_{\text{зад}} - U_2(t), \quad (3.38)$$

$$\Delta I_2(t) = I_{\text{зад}} - I_2(t) = \Delta U_2(t) L^{-1} \{W_{PH}(s)\} - I_2(t), \quad (3.39)$$

где $U_{\text{зад}}$, $I_{\text{зад}}$ – напряжение и ток задания,

$L^{-1}[W_{PH}(s)]$ – обратное преобразование Лапласа для регулятора напряжения.

Так как в большинстве случаев используется ПИ-регулятор, получим его первообразную:

$$L^{-1}\{W_{PH}(s)\} = K_{II}\delta(t) + K_{IH}H(t), \quad (3.40)$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака,

$H(t)$ – функция Хэвисайда, функция единичного скачка,

откуда на основании (3.36), (3.38) – (3.40) динамическая мощность, с учетом единичных обратных связей, будет определяться как

$$\Delta P(t) = \Delta U_2(t) \left([K_{II}\delta(t) + K_{IH}H(t)] \Delta U_2(t) - I_2(t) \right). \quad (3.41)$$

Для соблюдения требования, при котором зарядка и разрядка конденсатора будут происходить с одинаковым темпом или заряд будет осуществляться быстрее разрядки, общее условие устойчивости системы стабилизации напряжения при учете (3.28), (3.33) и (3.40) окончательно примет следующий вид:

$$\frac{T_{\text{раз}}}{T_{\text{зар}}} = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot \frac{U_1^2}{U_{\text{зад}} I_n + \Delta U_2(t) \left([K_{II}\delta(t) + K_{IH}H(t)] \Delta U_2(t) - I_2(t) \right)} \geq 1. \quad (3.42)$$

Неравенство (3.41) можно также преобразовать к зависимости от двух функций ошибки регулирования напряжения:

$$K_{\text{стат}} \geq f_2(t, \Delta U_2(t)), \quad (3.43)$$

где

$$K_{\text{стат}} = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} U_1^2 - U_{\text{зад}} I_n, \quad (3.44)$$

$$f_2(t, \Delta U_2(t)) = [K_{II}\delta(t) + K_{IH}H(t)] \Delta U_2^2(t) - I_2(t) \Delta U_2(t). \quad (3.45)$$

В наиболее общем случае решение данного неравенства представляет собой параболическую зависимость $f_2(t, \Delta U_2(t))$, проходящую ниже прямой линии, описываемой $K_{\text{стат}}$. Причем, согласно формуле (3.44), $K_{\text{стат}}$ зависит от параметров системы в установившемся режиме, а (3.45) в динамике, по причине чего парабола будет изменяться в процессе работы, а именно ее экстремум и угол наклона ветвей, что иллюстрирует рисунок 3.13.

преднамеренном изменении схемотехнических параметров системы электроснабжения, и его можно назвать схемотехническим методом, а второй заключается в достижении желаемой динамики путем перенастройки быстродействия регулятора или ограничения ошибки регулирования – алгоритмический метод.

Вывод по третьей главе

В результате проделанной работы был произведён анализ устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя. Было получено математическое описание всей системы и предложен метод оценки влияния на устойчивость двух гальванически развязанных контуров тока первичной и вторичной сторон полупроводникового стабилизатора напряжения.

При анализе первичной стороны преобразователя было установлено, что расходящиеся или автоколебательные процессы вызваны недостатком активной мощности, запасенной в реактивных элементах фильтра, в силу того что нагрузка отбирает запасенную в нем энергию в большем объеме, чем он способен обеспечить.

На основе данного явления были предложены два метода устранения выявленного эффекта, первый из которых относится к классу схемотехнических и базируется на увеличении емкости входного фильтра. Второй метод является алгоритмическим, и его суть заключается в достижении требуемого быстродействия системы в режимах отработки внешних параметрических возмущений, что приводит к замедлению отбора энергии из фильтра и, как следствие, устойчивому энергоснабжению.

При анализе процессов в электротехническом комплексе была предложена обобщённая гипотеза обеспечения устойчивости стабилизатора напряжения при работе с активно-индуктивным источником энергии с противо-ЭДС.

Глава 4 Исследование разработанных алгоритмов управления автономными генерирующими комплексами

4.1 Математическое моделирование полупроводниковых преобразователей

На основании представленных в предыдущих главах диссертационной работы описаний схмотехнических решений стабилизаторов напряжения и алгоритмов управления ими, предлагается провести анализ работоспособности системы электроснабжения на имитационных моделях в программной среде SimInTech.

4.2 Имитационная модель стабилизаторов напряжения при питании от идеального источника энергии

4.2.1 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения повышающего типа

Согласно разделам 1.3.1 и 2.1, в которых были описаны структурная схема и методика синтеза регуляторов, был разработан ряд динамических моделей, реализующих электротехнические системы данного типа с параметрами, приведенными в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры объекта исследования

L_1 , мкГн	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ	$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	P_n , кВт
10	6000	6000	6	60

Параметры системы управления, рассчитанные по методике, предложенной в главе 2, представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры системы управления при частоте ШИМ 6 кГц

Способ представления исследуемой системы автоматического регулирования	Регулятор тока	Регулятор напряжения	
	И	П	И
Непрерывная система	$52,792 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-6}$	11,309734	5329,5864
Прямой метод Л. Эйлера	$8,79 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-9}$	11,309734	0,8882644
Обратный метод Л. Эйлера	$8,79 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-9}$	11,309734	0,8882644
Метод А. Тастина	$4,31 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-9}$	11,309734	0,4441322

На основе приведенных данных произведём исследование системы электроснабжения с помощью имитационных моделей, представленных в Приложении Б на рисунках Б.1 – Б.11.

Задача исследуемого стабилизатора напряжения при вариации значений входного напряжения на первичной стороне – 140 В – 440 В, поддерживать на вторичной стороне 540 В при работе на нагрузку с номинальной мощностью 60 кВт. Результаты моделирования приведены на рисунках 4.1 – 4.6.

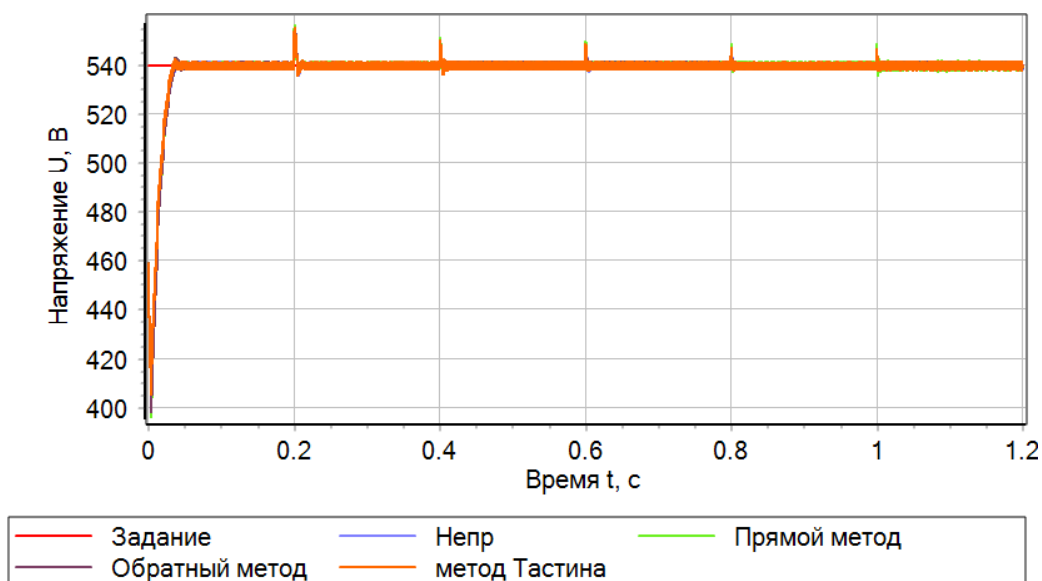


Рисунок 4.1 – Напряжение выхода

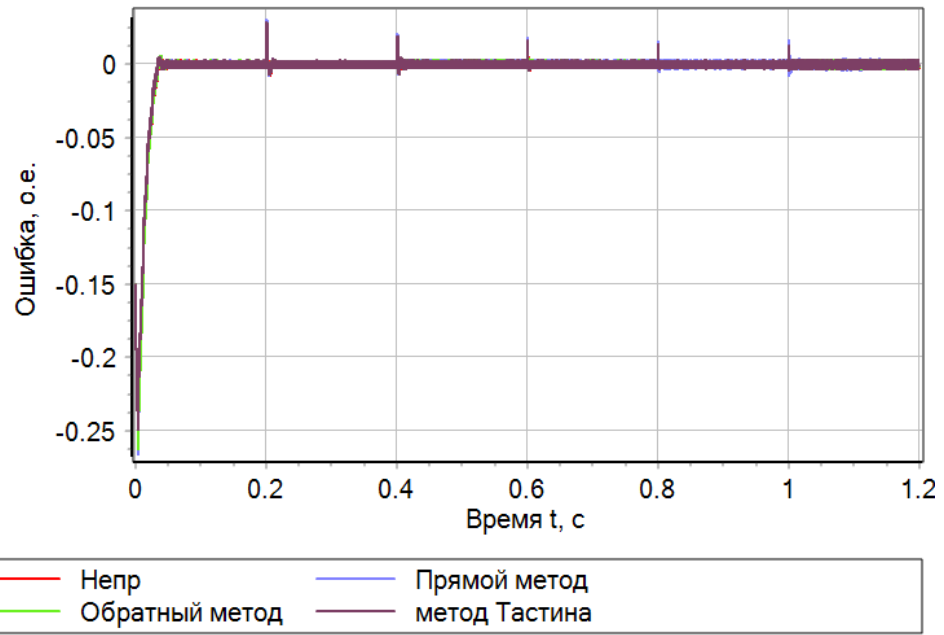


Рисунок 4.2 – Ошибка регулирования выходного напряжения

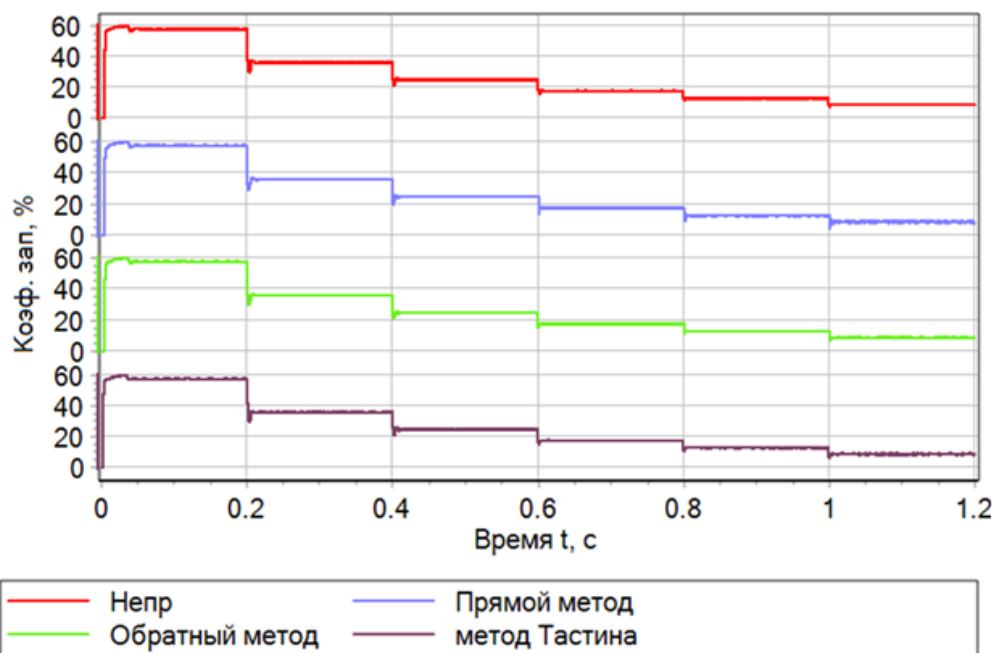


Рисунок 4.3 – Коэффициент заполнения

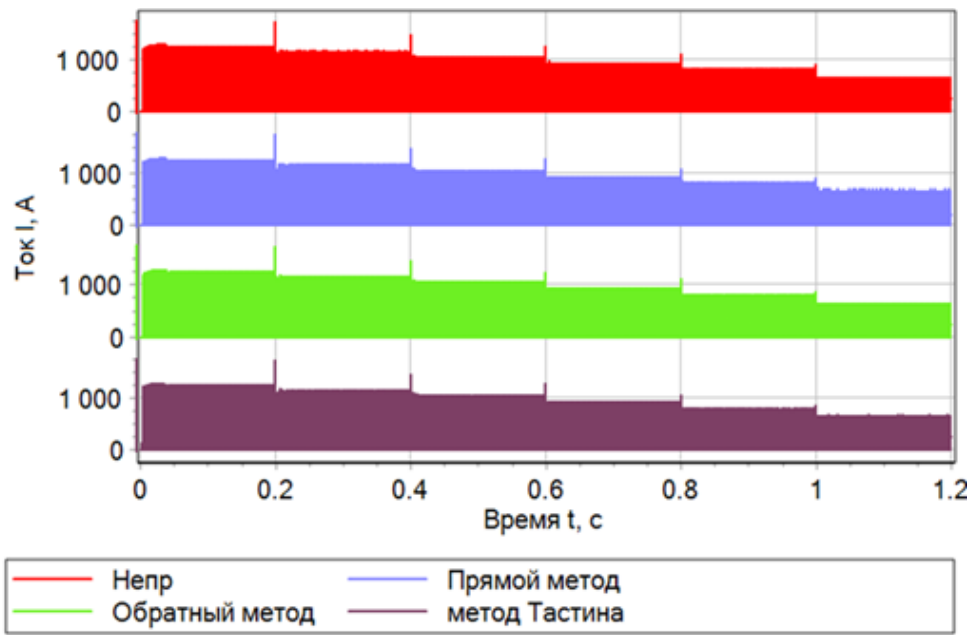


Рисунок 4.4 – Ток дросселя

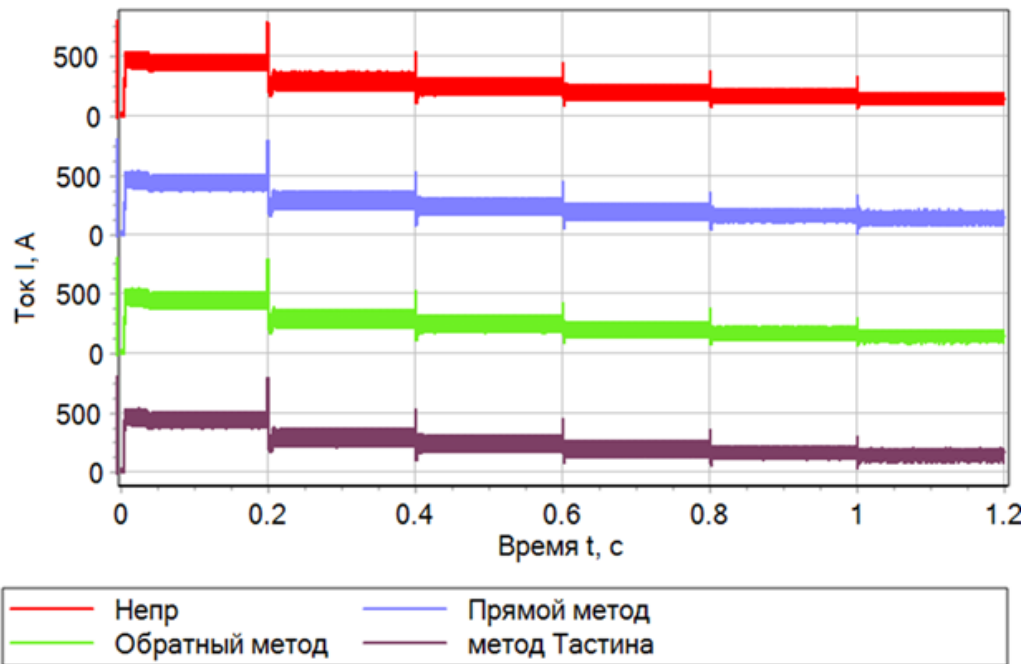


Рисунок 4.5 – Ток дросселя после обработки АЦП

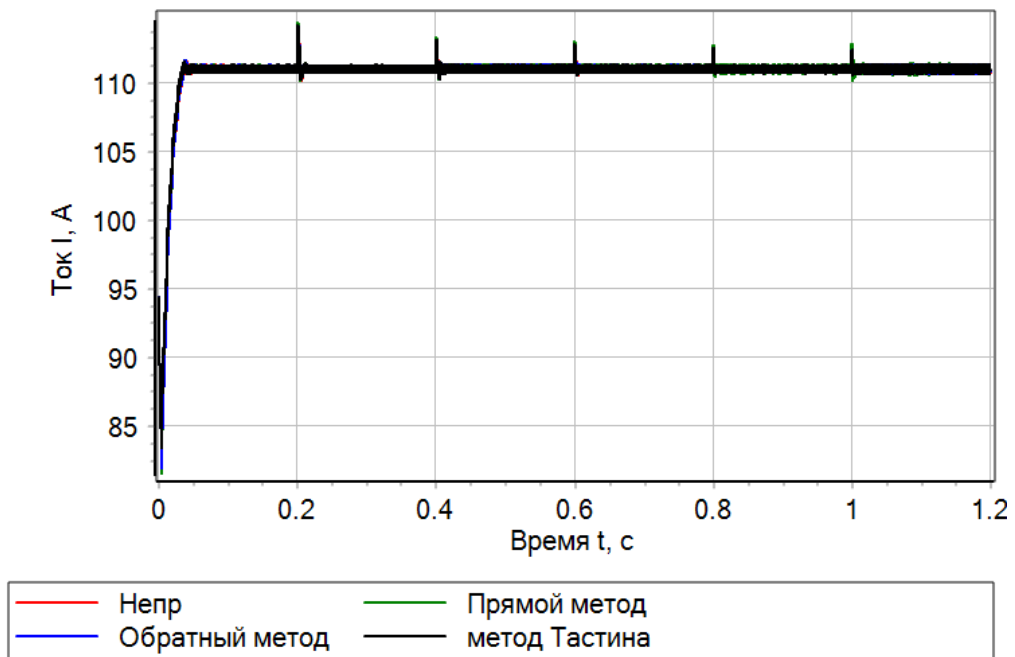


Рисунок 4.6 – Ток нагрузки

На рисунках 4.1 – 4.6 в моменты времени 0,2, 0,4, 0,6, 0,8 и 1 секунды происходит увеличение входного напряжения с шагом 60 В от начального значения 140 В. Работа системы рассматривается применительно к электроснабжению нагрузки мощностью 60 кВт с предварительно заряженным выходным конденсатором C_2 , до уровня 85 % от номинального значения выходного напряжения U_2 .

Далее предлагается рассмотреть работу электротехнического комплекса при вышеописанных изменениях входного напряжения и исследовать режим коммутации в цепях нагрузки в диапазоне мощностей от 30 до 60 кВт на каждом уровне напряжения, которая иллюстрируется графическими зависимостями, представленными на рисунках 4.7 – 4.12.



Рисунок 4.7 – Напряжение выхода

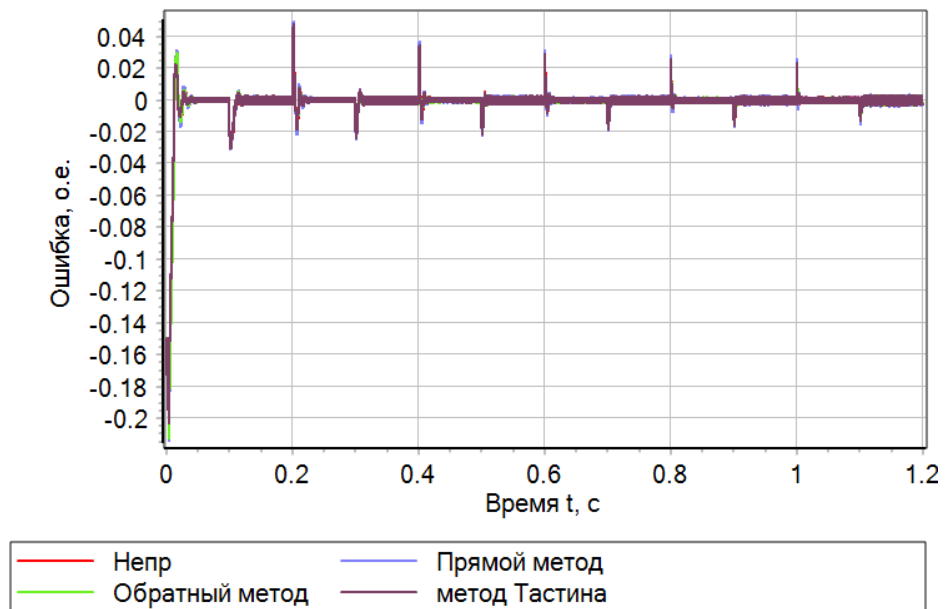


Рисунок 4.8 – Ошибка регулирования выходного напряжения

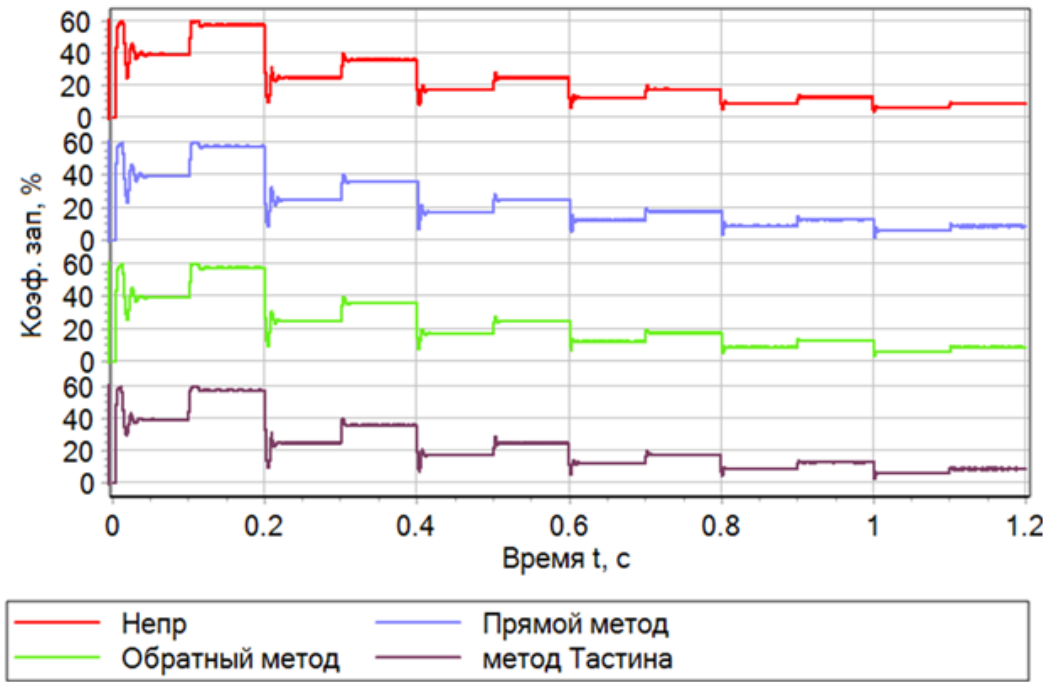


Рисунок 4.9 – Коэффициент заполнения

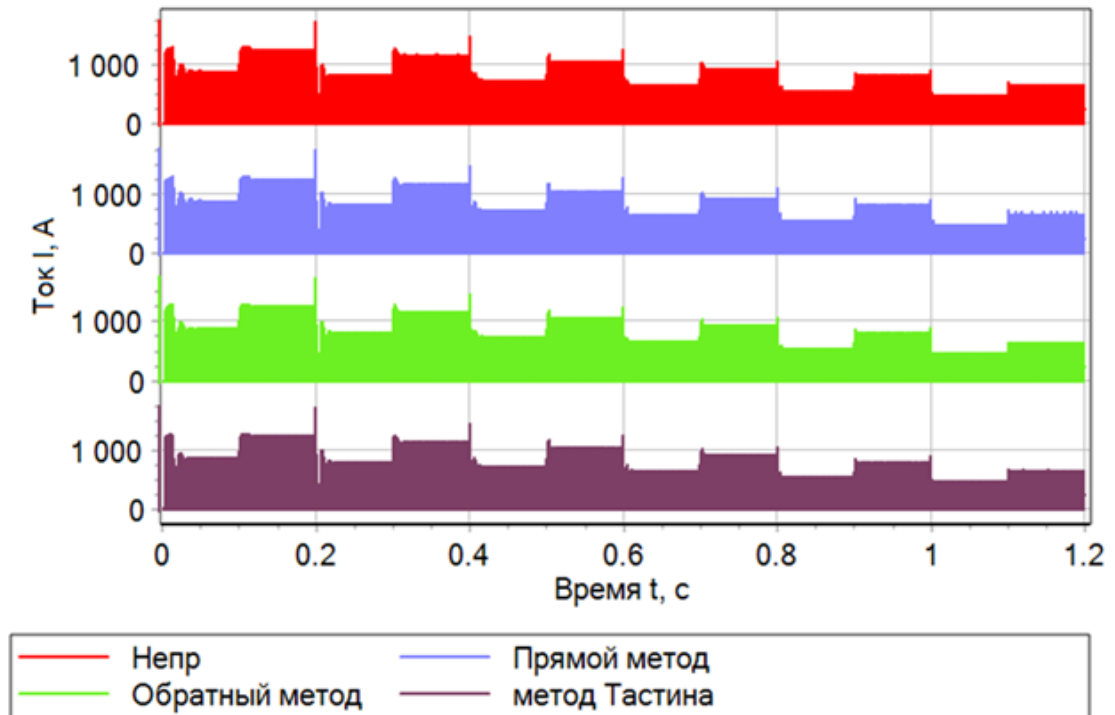


Рисунок 4.10 – Ток дросселя

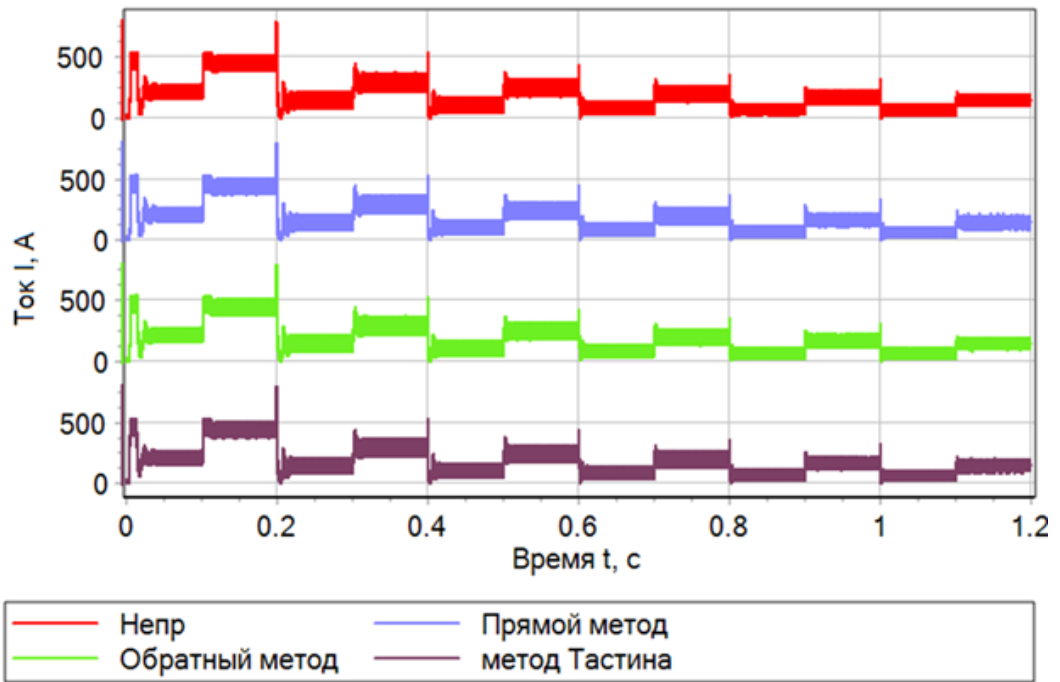


Рисунок 4.11 – Ток дросселя после обработки АЦП

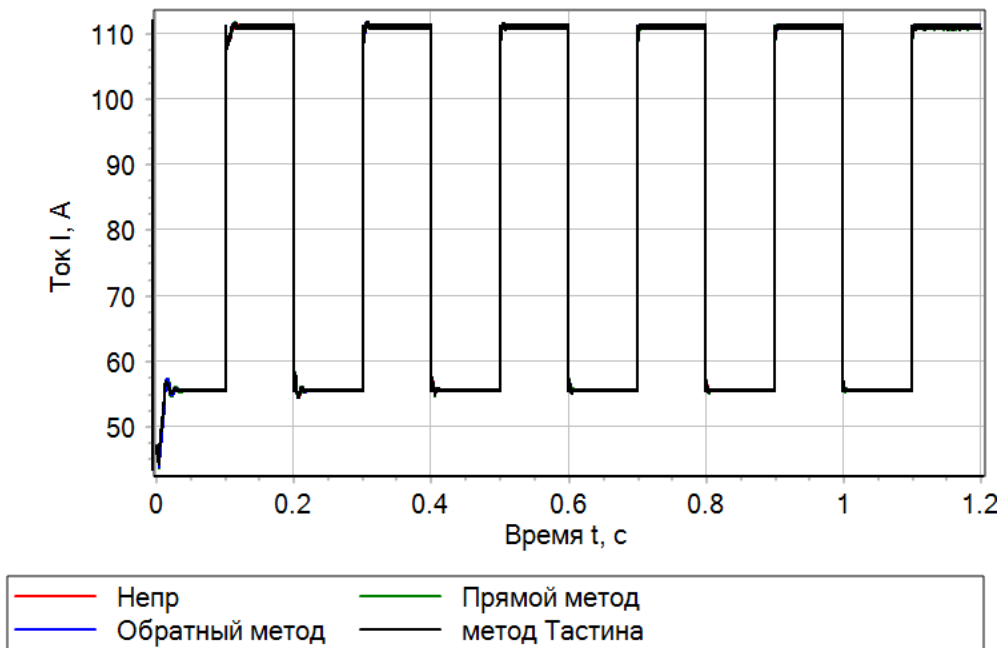


Рисунок 4.12 – Ток нагрузки

Из рисунков 4.7 – 4.12 видно, что синтезированная структура обрабатывает внешнее задание с желаемым качеством переходных процессов.

Таким образом, можно сделать вывод, что наиболее предпочтительным вариантом в обоих случаях имитационного эксперимента является

дискретный регулятор, построенный на основании метода А. Тастина, а наиболее худшим – реализованный в рамках прямого метода Л. Эйлера. При этом линейный непрерывный регулятор и дискретный регулятор, модифицированный по обратному методу Эйлера, показывают приблизительно одинаковый результат.

4.2.2 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения понижающего типа

Для изучения работы предложенных алгоритмов управления в системе с понижающим стабилизатором напряжения была произведена разработка имитационной модели в программной среде SimInTech, с параметрами силового преобразователя, представленными в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Параметры объекта

L_1 , мкГн	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ	$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	P_n , кВт
10	6000	6000	6	60

Параметры системы управления, рассчитанные по методике, разработанной в главе 2, для данного типа стабилизатора напряжения, представлены в таблице 4.4 [133].

На основе приведенных данных произведём исследование электротехнического комплекса на разработанном пакете имитационных моделей, представленных в Приложении В на рисунках В.1 – В.12.

Задача понижающего стабилизатора заключается в уменьшении напряжения первичной стороны $U_1 = 540$ В до желаемого уровня U_2 на вторичной стороне с временем регулирования переходного процесса не более 0,05 секунды (соответствует выбранной частоте ШИМ и коэффициентам разделения движения, выбранных при настройке системы автоматического регулирования).

Таблица 4.4 – Параметры системы управления для частоты ШИМ 6 кГц

Способ представления исследуемой системы автоматического регулирования	Регулятор тока		Регулятор напряжения	
	И	П	И	И
Непрерывная система	$1,02 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-3}$	11,3097	5329,59	
Прямой метод Л. Эйлера	$0,171 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-6}$	11,3097	0,888264	
Обратный метод Л. Эйлера	$0,171 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-6}$	11,3097	0,888264	
Метод А. Тастина	$0,0655 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-6}$	11,3097	0,444132	

Рассмотрим работу электротехнического комплекса при полной мощности нагрузки при дискретном увеличении выхода U_2 с шагом в 60 В через каждые 1,0 секунды начиная со 140 В. Результаты моделирования представлены на рисунках 4.13 – 4.18.

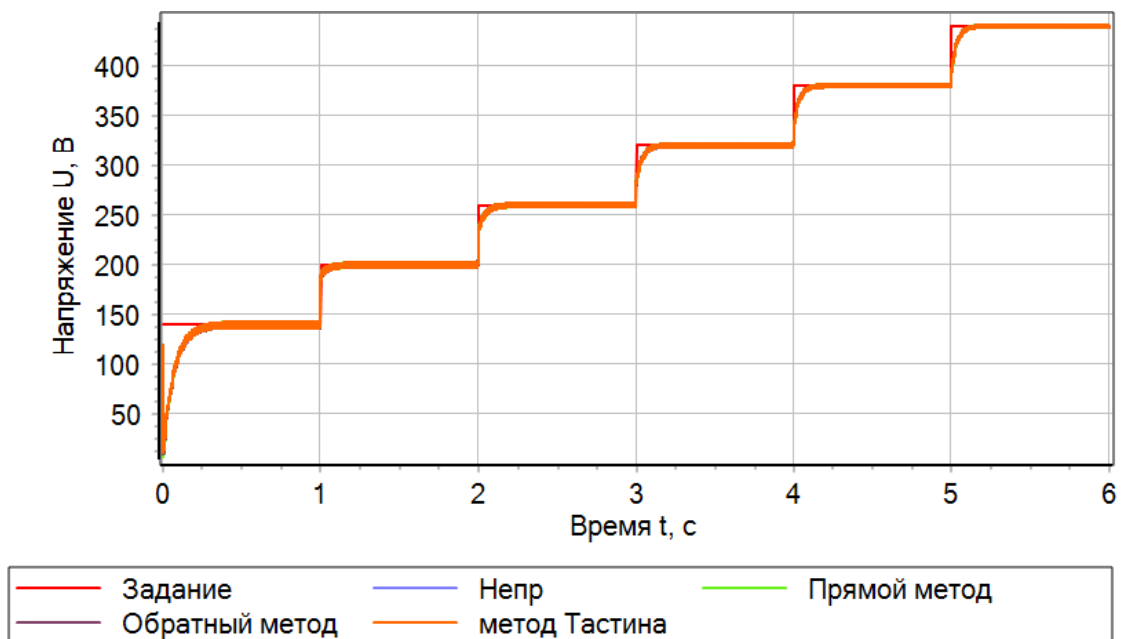


Рисунок 4.13 – Напряжение выхода

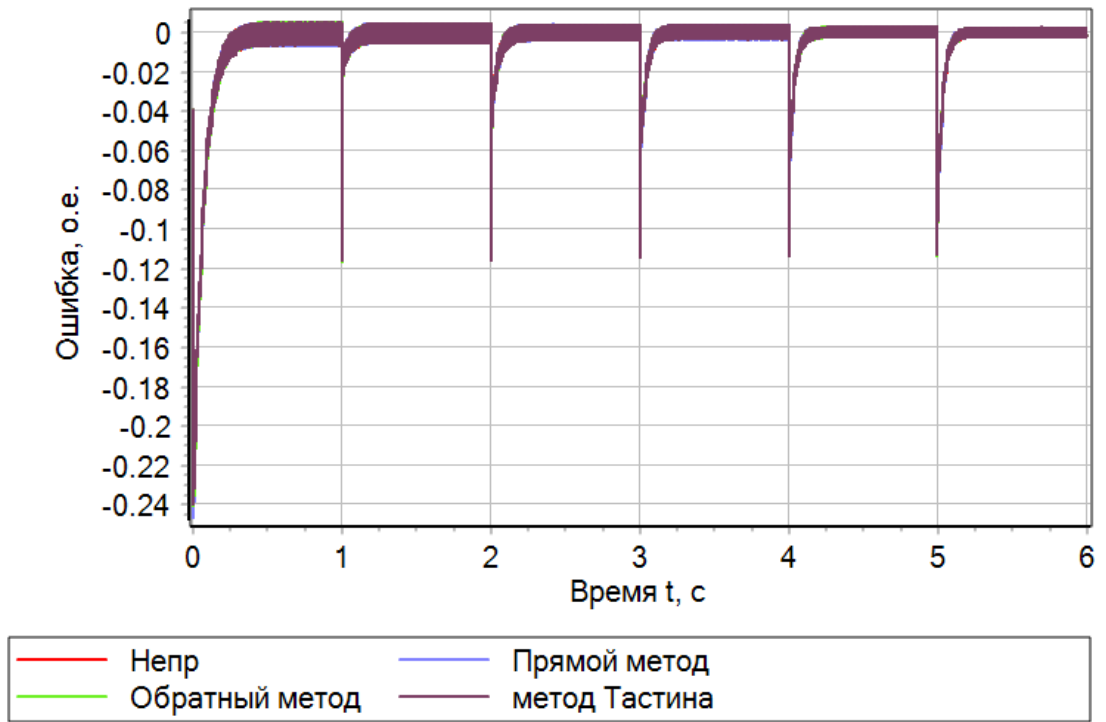


Рисунок 4.14 – Ошибка регулирования выходного напряжения

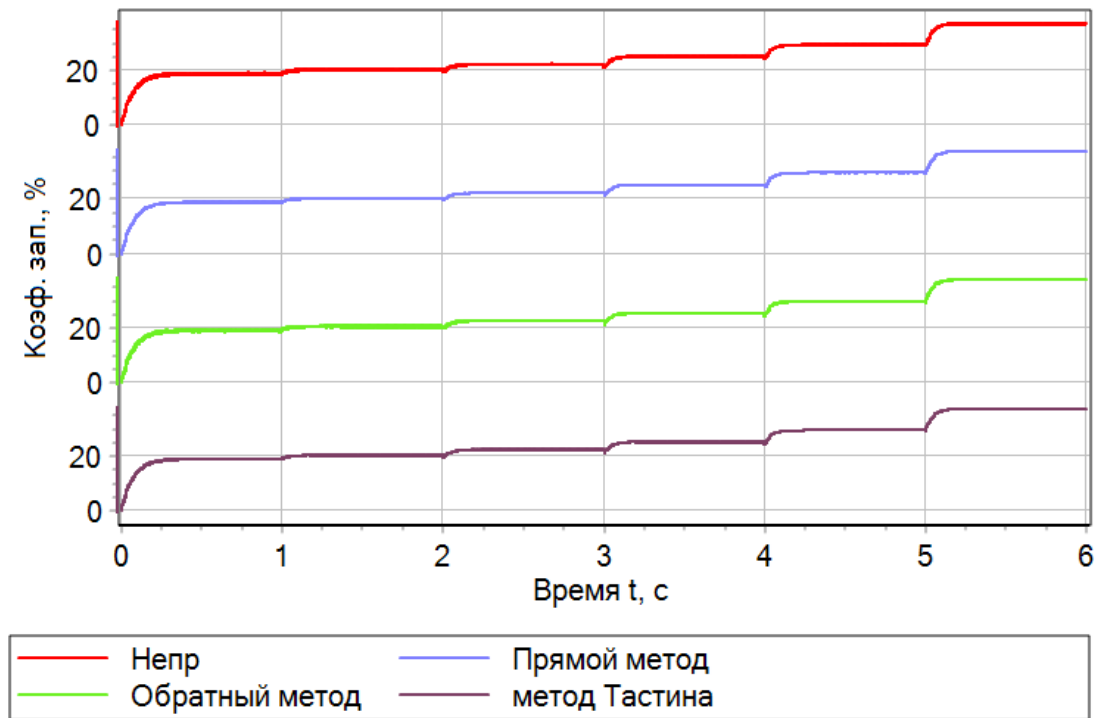


Рисунок 4.15 – Задание на коэффициент заполнения

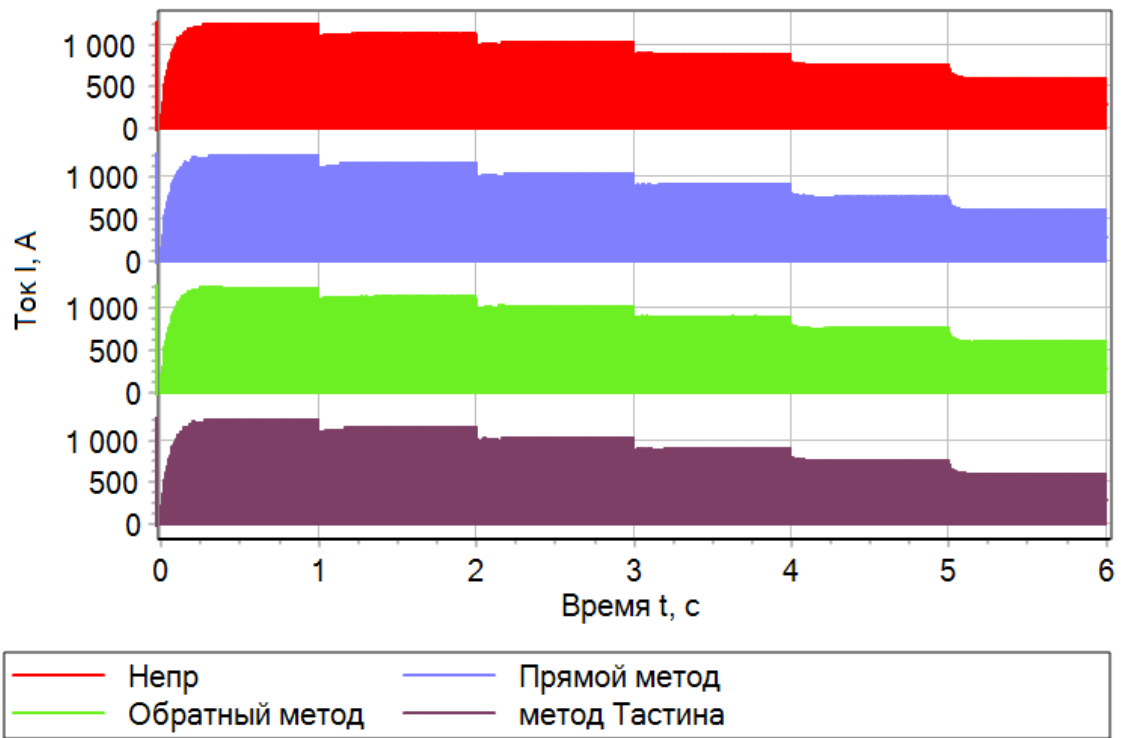


Рисунок 4.16 – Ток дросселя

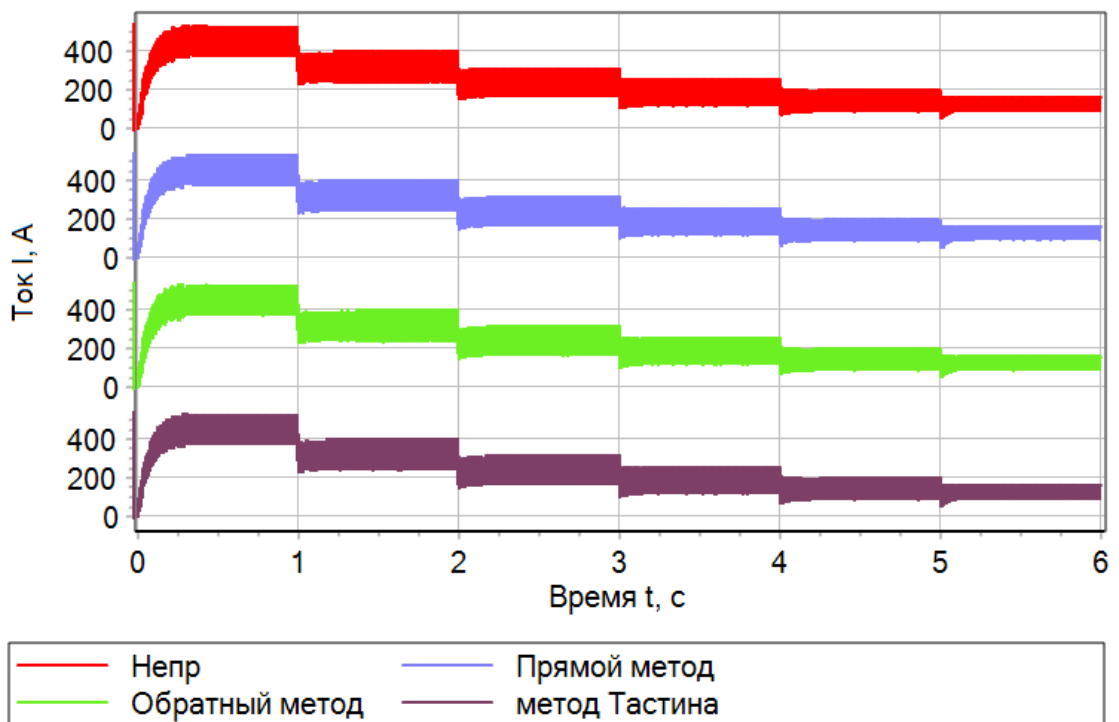


Рисунок 4.17 – Ток дросселя после обработки АЦП

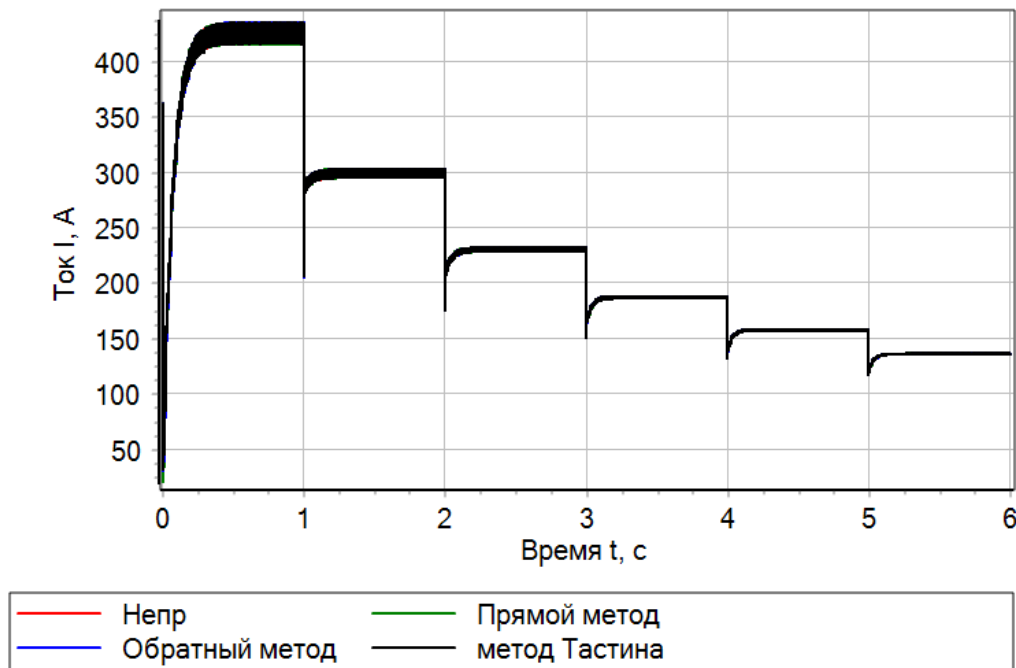


Рисунок 4.18 – Ток нагрузки

Как видно из рисунков 4.13 – 4.18, непрерывный алгоритм и его дискретные аналоги устойчивы во всем диапазоне задающих воздействий.

Рассмотрим функционирование системы управления при работе на половину от номинальной мощности с коммутацией активной мощности на номинальное значение при ступенчатом нарастании напряжения задания U_2 . Результаты моделирования представлены на рисунках 4.19 – 4.24.

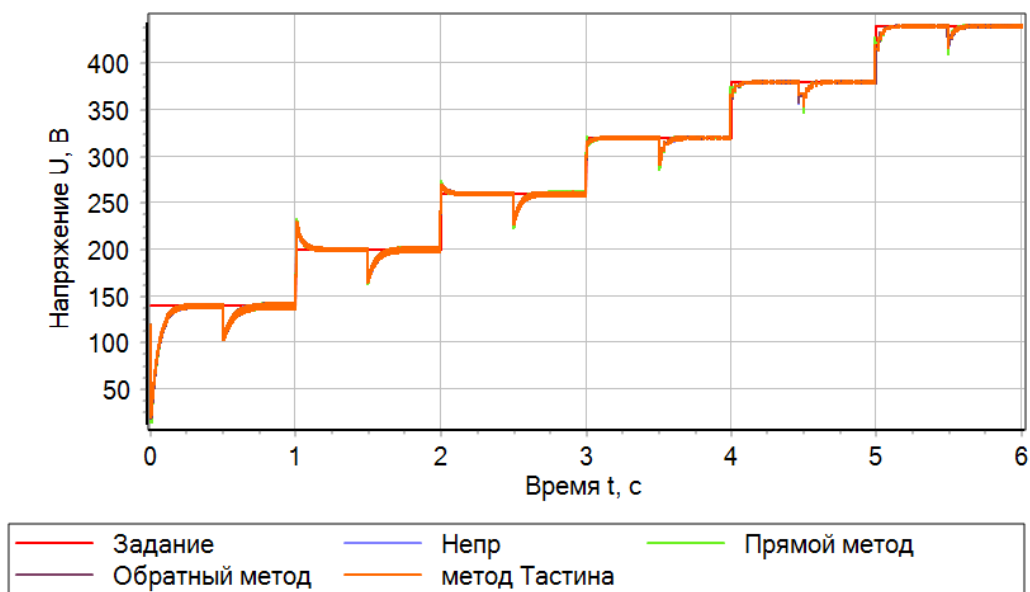


Рисунок 4.19 – Напряжение выхода

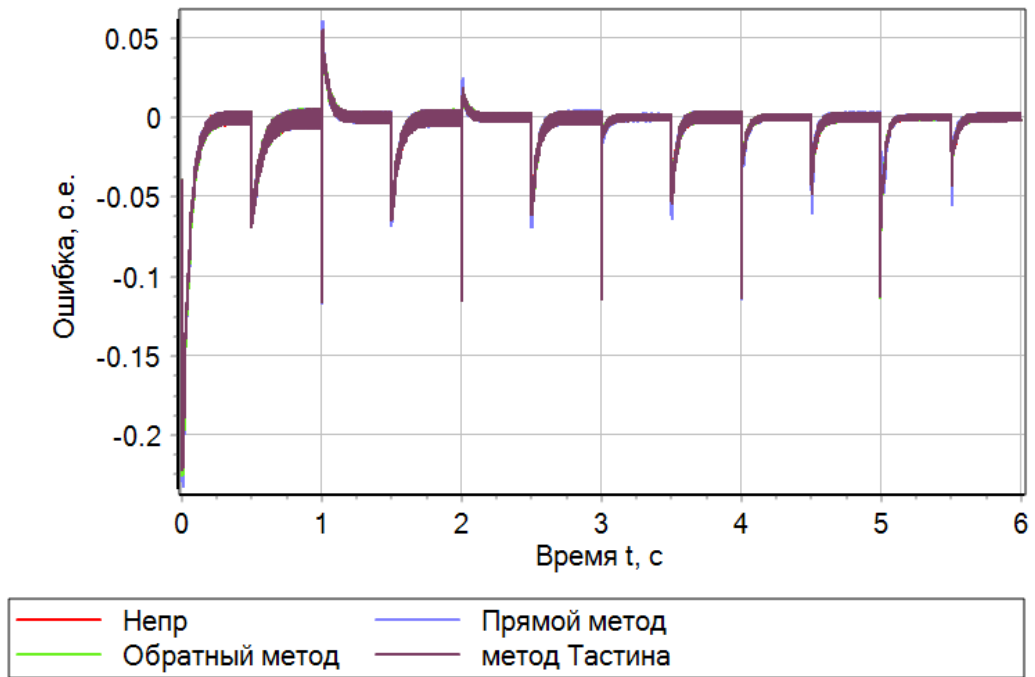


Рисунок 4.20 – Ошибка регулирования выходного напряжения

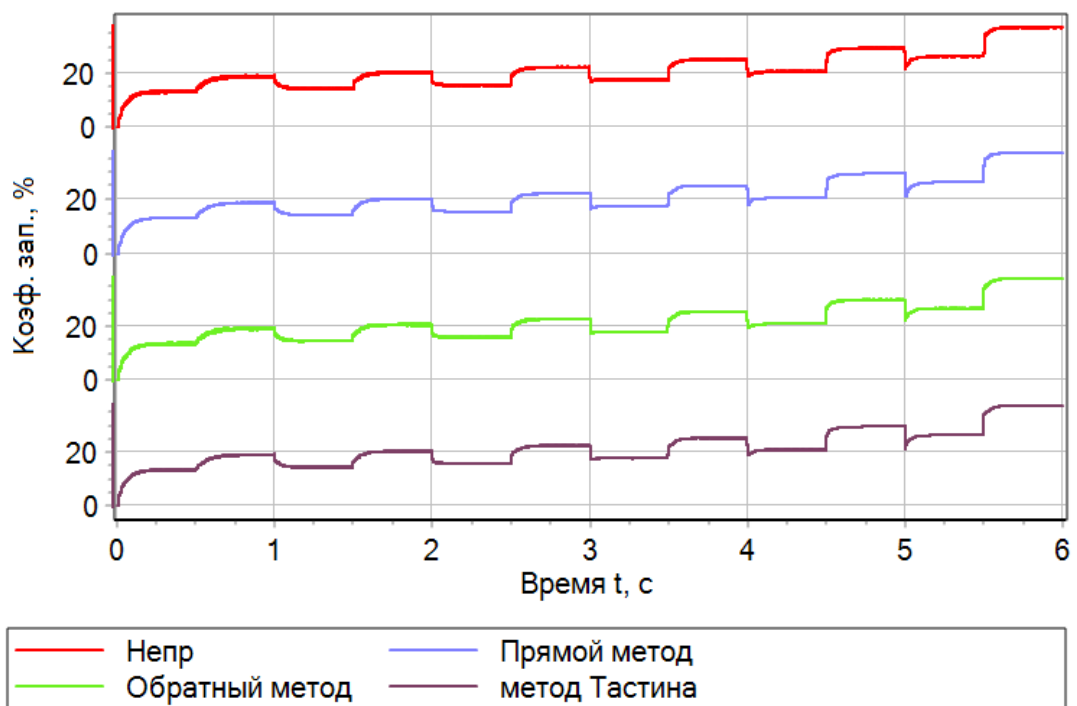


Рисунок 4.21 – Задание на коэффициент заполнения

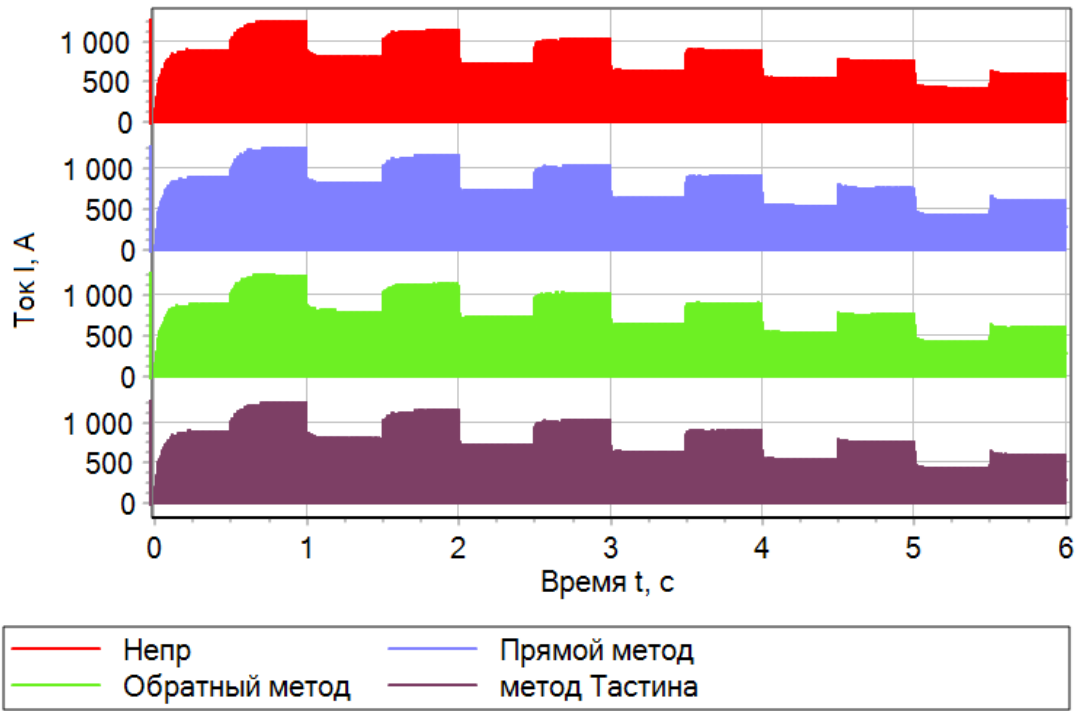


Рисунок 4.22 – Ток дросселя

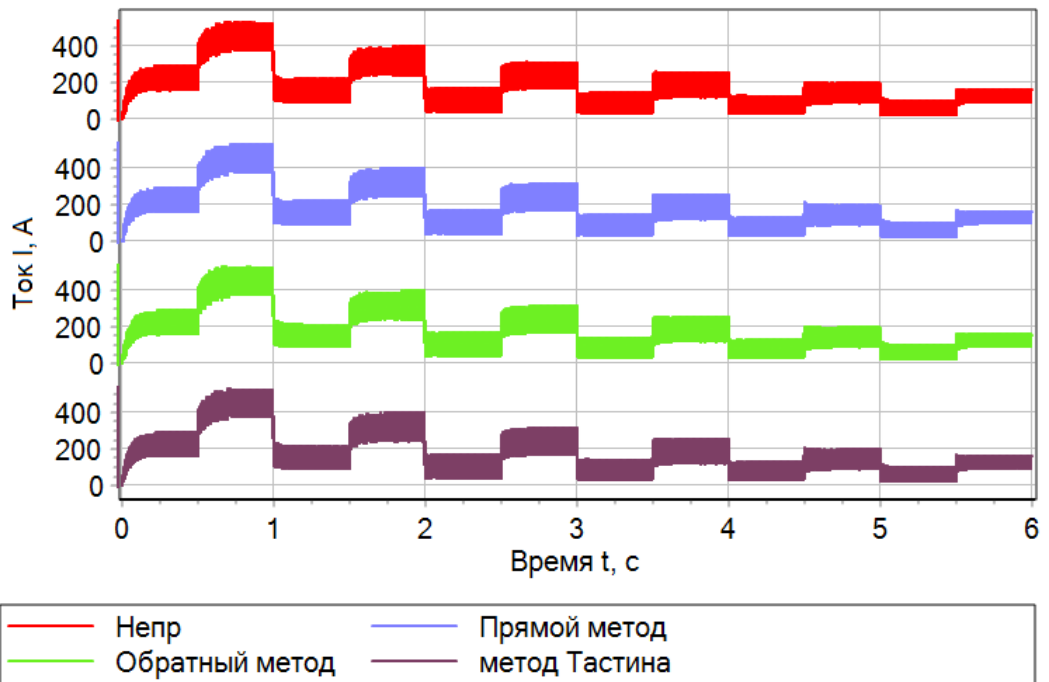


Рисунок 4.23 – Ток дросселя после обработки АЦП

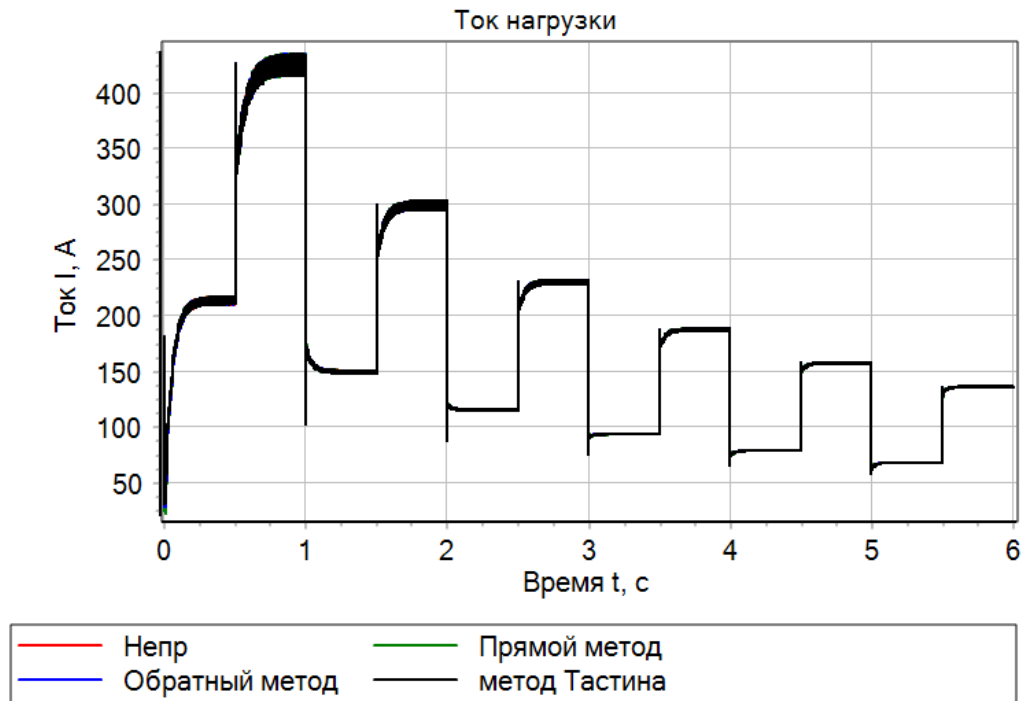


Рисунок 4.24 – Ток нагрузки

Согласно рисункам 4.19 – 4.24, все алгоритмы обеспечивают 5 %-ную ошибку регулирования при нагрузке, в половину от номинальной величины. При переключении на номинальную мощность все дискретные регуляторы устойчивы и также обеспечивают нахождение рабочей точки в 5 %-ной зоне от установившегося значения.

Таким образом, можно сделать вывод, что нежелательным для практического применения с данным типом преобразователя является дискретный регулятор, спроектированный с использованием прямого метода Эйлера. Остальные, рассмотренные методы построения регуляторов имеют перспективы для дальнейшего применения на практике.

4.2.3 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного неизолированного типа

Согласно описаниям структуры силового стабилизатора и алгоритма его работы, представленным в разделах 1.3.3 и 2.3.1, данный полупроводниковый преобразователь представляет собой объединение boost- и buck-топологий с

соответствующими законами коммутации, при этом к существующей архитектуре должна быть добавлен алгоритм идентификации направления перетока мощности в системе электроснабжения.

Результаты моделирования режимов электропитания данной конфигурации электротехнического комплекса будут идентичны результатам исследования силовых преобразователей из предыдущих разделов.

4.2.4 Имитационная модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного изолированного типа

Для изучения работы предложенных алгоритмов управления в системе электроснабжения с двунаправленным изолированным стабилизатором напряжения была произведена разработка имитационной модели в программной среде SimInTech с параметрами, представленными в таблице 4.5, и коэффициентами усиления регуляторов, приведенными в таблице 4.6.

Таблица 4.5 – Параметры объекта

L_1 , мкГн	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ	$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	P_n , кВт	$K_{\text{транс}}$
3	6000	6000	20	60	2

Таблица 4.6 – Параметры системы управления для частоты ШИМ 20 кГц

Способ представления исследуемой системы автоматического регулирования	Регулятор тока		Регулятор напряжения	
	И	П	И	
Непрерывная система	$0,131 \cdot K_{\text{лин}}$	37,699112	59217,626	
Прямой метод Л. Эйлера	$6,521 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-3}$	37,699112	2,9608813	
Обратный метод Л. Эйлера	$6,521 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-3}$	37,699112	2,9608813	
Метод А. Тастина	$3,261 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-3}$	37,699112	1,4804407	

На основе приведенных данных произведём исследование электротехнического комплекса на разработанном пакете имитационных моделей, представленных в Приложении Г на рисунках Г.1 – Г.11.

Рассмотрим работу электротехнического комплекса при стабилизации выхода на номинальном значении при переключении входа в диапазоне от 140 до 440 В в 6 ступеней с шагом в 60 В с выдержкой времени 0,1 секунды и изменением нагрузки с 30 до 60 кВт каждые 0,05 секунды. Соответствующие результаты моделирования представлены на рисунках 4.25 – 4.30.

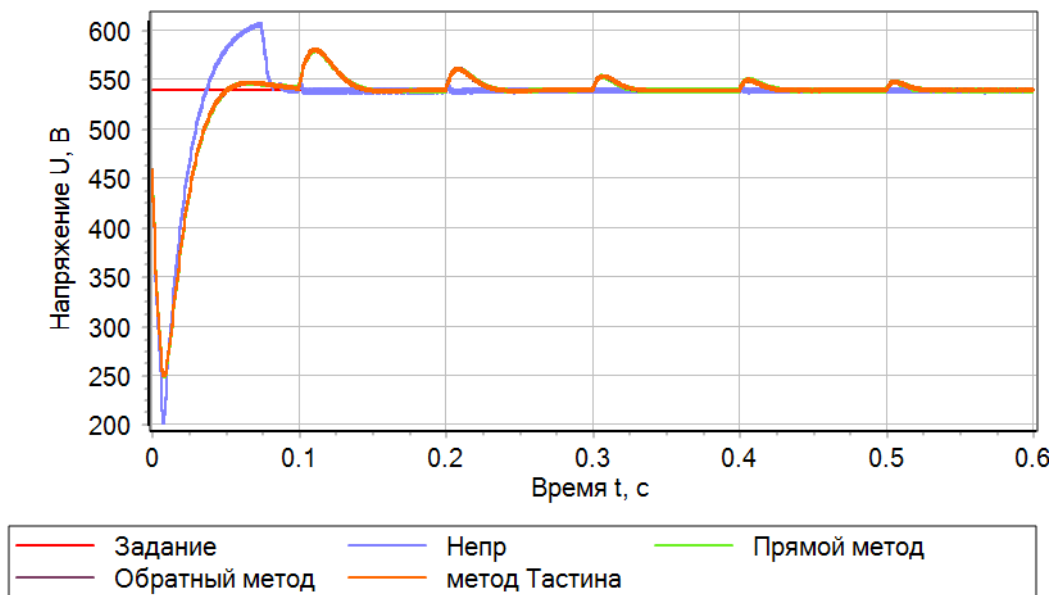


Рисунок 4.25 – Напряжение выхода

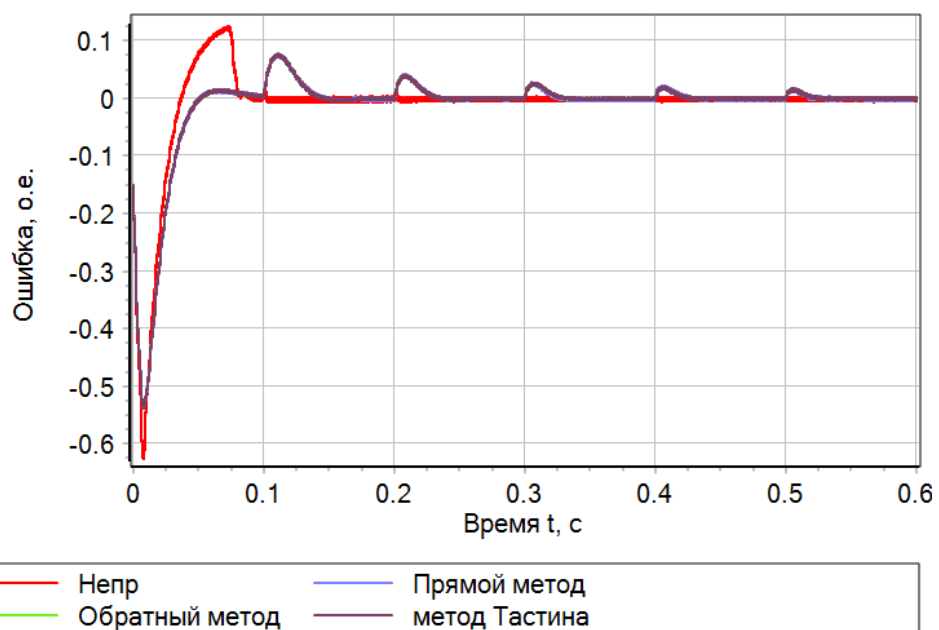


Рисунок 4.26 – Ошибка регулирования выходного напряжения

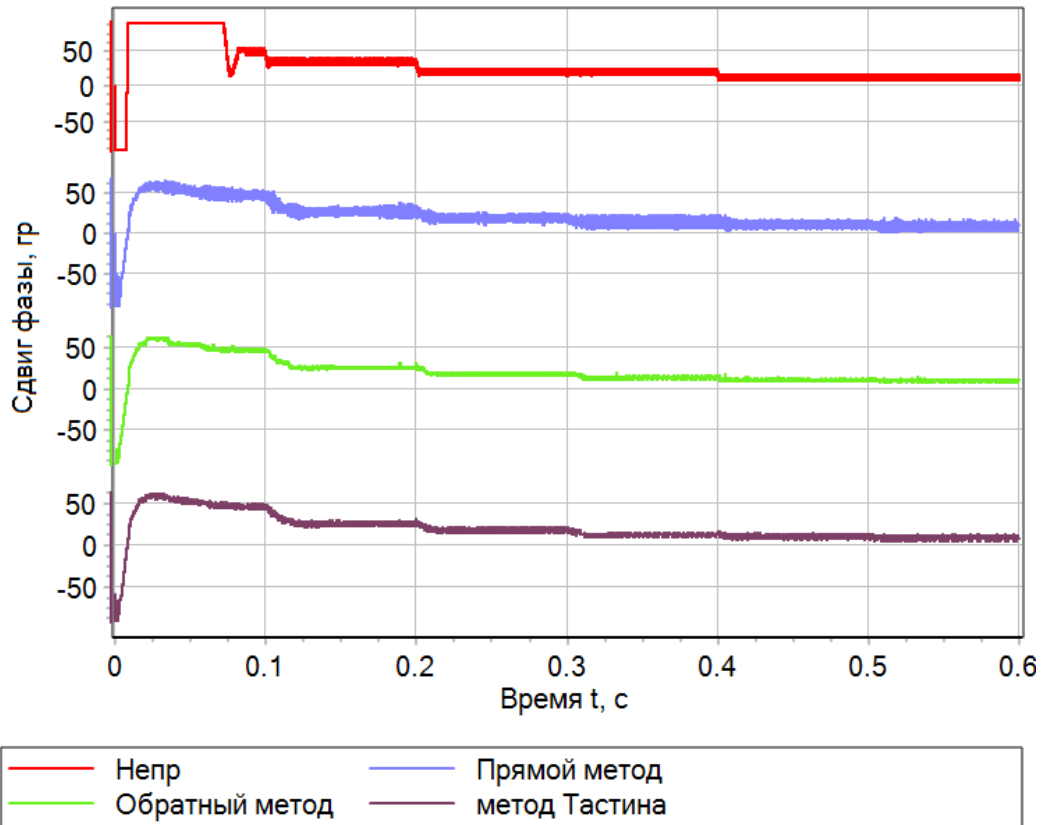


Рисунок 4.27 – Задание на сдвиг фазы транзисторных мостов

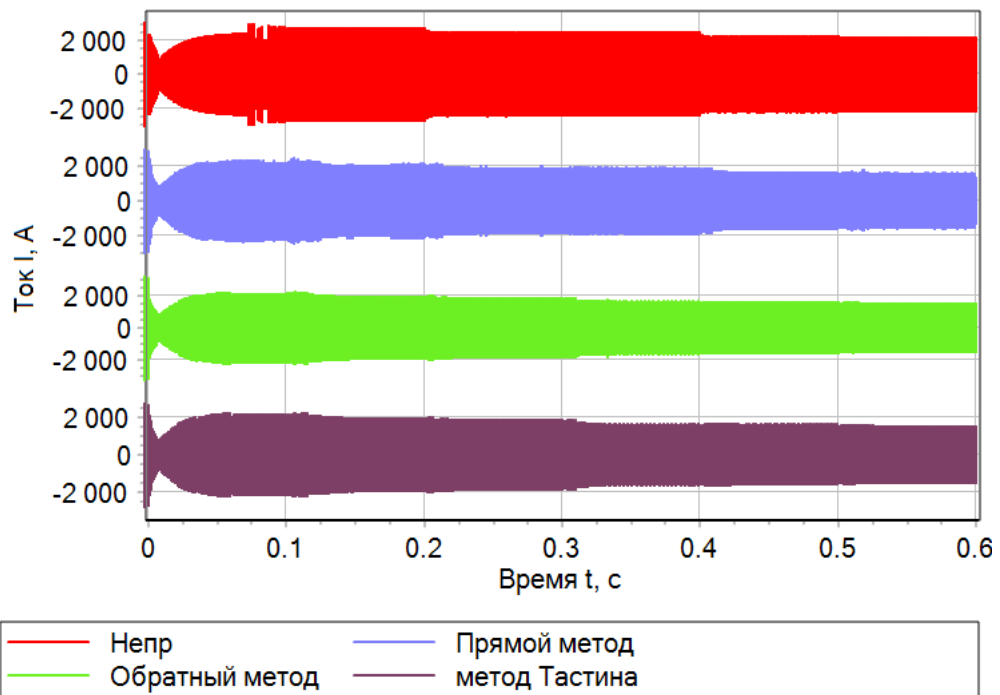


Рисунок 4.28 – Ток дросселя

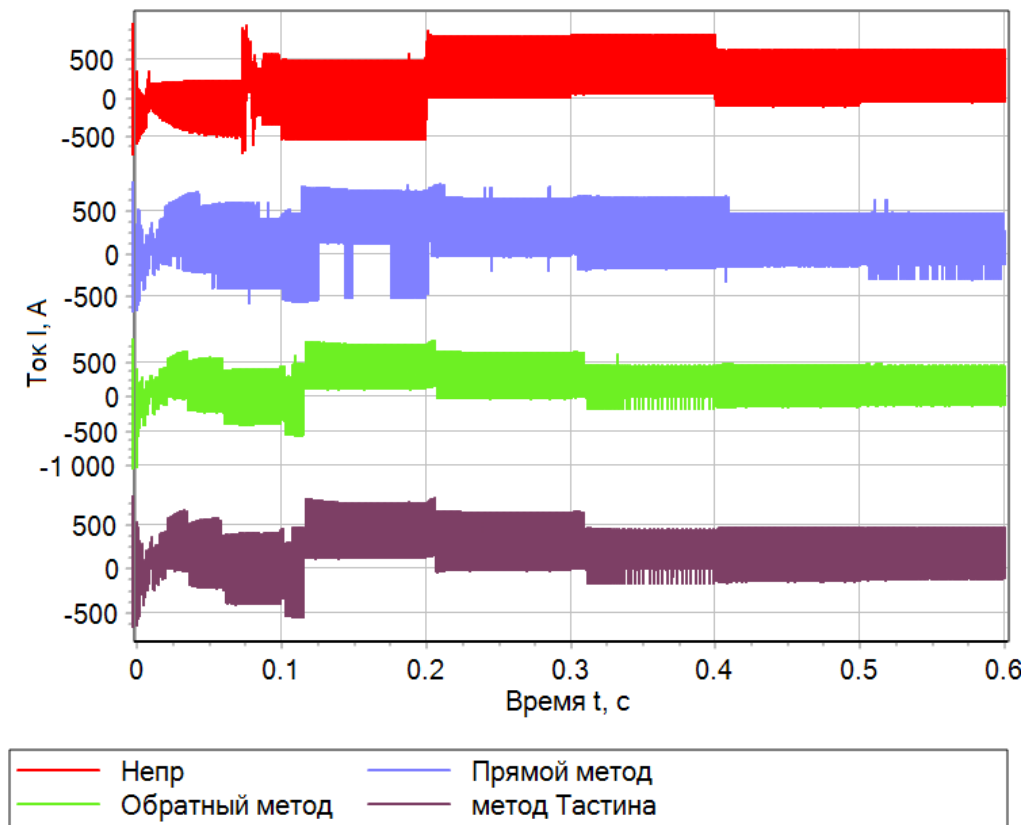


Рисунок 4.29 – Ток дросселя после обработки АЦП

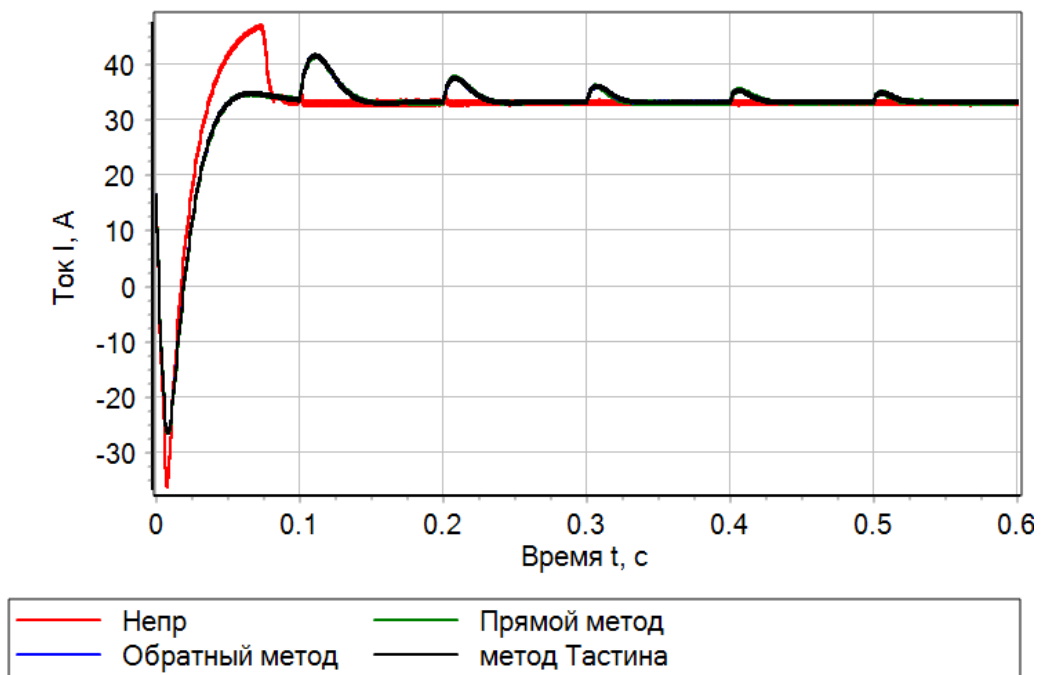


Рисунок 4.30 – Ток нагрузки

Согласно рисункам 4.25 – 4.30, все регуляторы обрабатывают скачкообразные задания с желаемым качеством как в переходных, так и в

установившихся процессах, несмотря на наличие областей насыщения по выходу. При этом необходимо отметить, что применение прямого метода Л. Эйлера имеет область минимальной ошибки в диапазоне от 200 до 260 В, при которых выходная координата не достигает границ ограничения по ресурсу управления.

Наиболее предпочтительным вариантом последовательного корректирующего устройства для данного типа стабилизаторов напряжения является линейный непрерывный регулятор, цифровой регулятор, построенный с помощью обратного метода Л. Эйлера и метода А. Тастина, а наиболее худшим является регулятор, полученный на основании прямого метода Л. Эйлера.

4.3 Имитационная модель стабилизаторов напряжения при питании от активно-индуктивного источника энергии с против-ЭДС

Для изучения влияния активно-индуктивного источника электрической энергии с против-ЭДС воспользуемся математическими моделями электротехнического комплекса, валидация которых выполнена в предыдущих разделах.

Так как в первую очередь предполагается учесть электромагнитные свойства объекта генерации, перейдем от синхронной машины с постоянными магнитами, работающей на выпрямитель к машине постоянного тока, чьи параметры были бы эквивалентны.

4.3.1 Преобразователь постоянного напряжения повышающего типа с активно-индуктивным источником напряжения с против-ЭДС

Параметры объекта управления и регуляторов двухконтурной САУ представлены в таблицах 4.1 и 4.2, соответственно.

В данном разделе на рисунках 4.31 – 4.42 приведены результаты моделирования и анализа переходных процессов в системе электроснабжения при частоте вращения генератора, обеспечивающей ЭДС машины, равную требуемому уровню напряжения на входе стабилизатора. Имитируются режимы работы при ненулевых начальных условиях пуска под нагрузкой в половину от номинальной мощности с последующим переходом на полную мощность в 60 кВт.

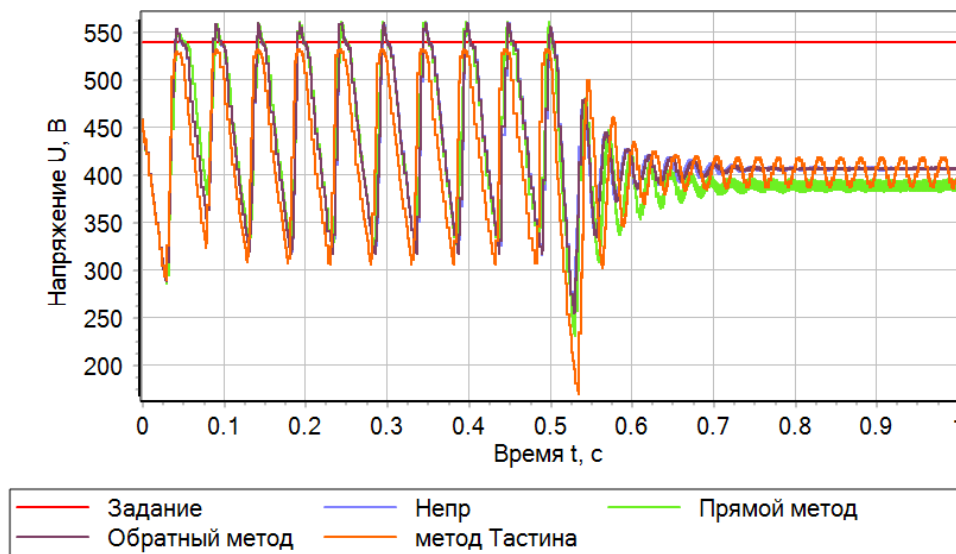


Рисунок 4.31 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

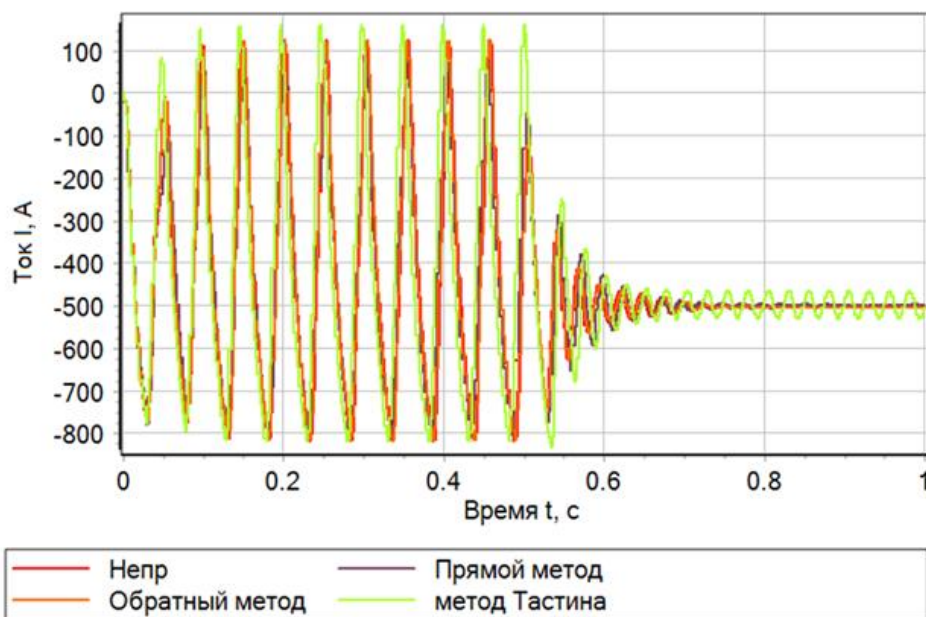


Рисунок 4.32 – Ток генератора при напряжении входа 140 В

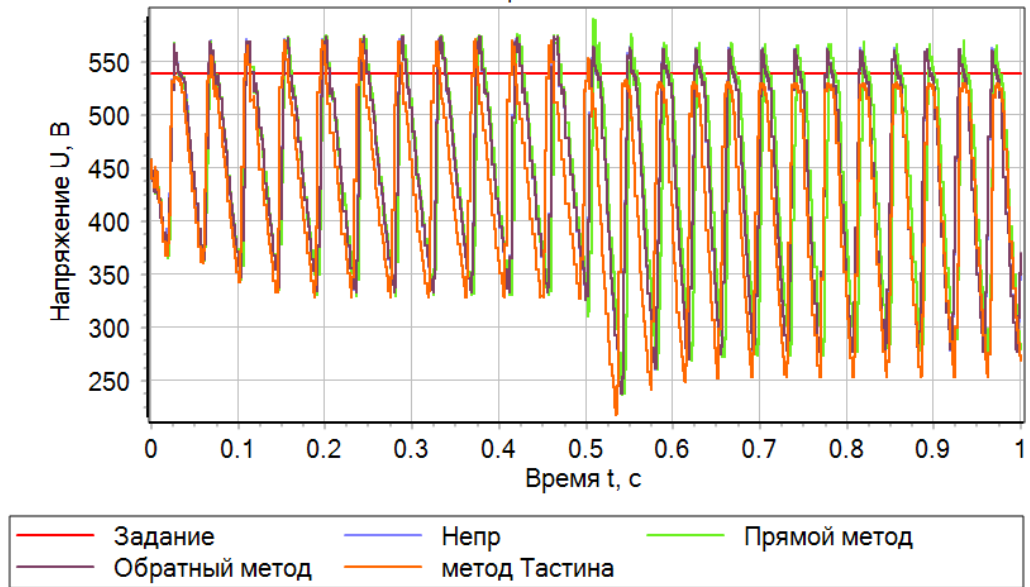


Рисунок 4.33 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

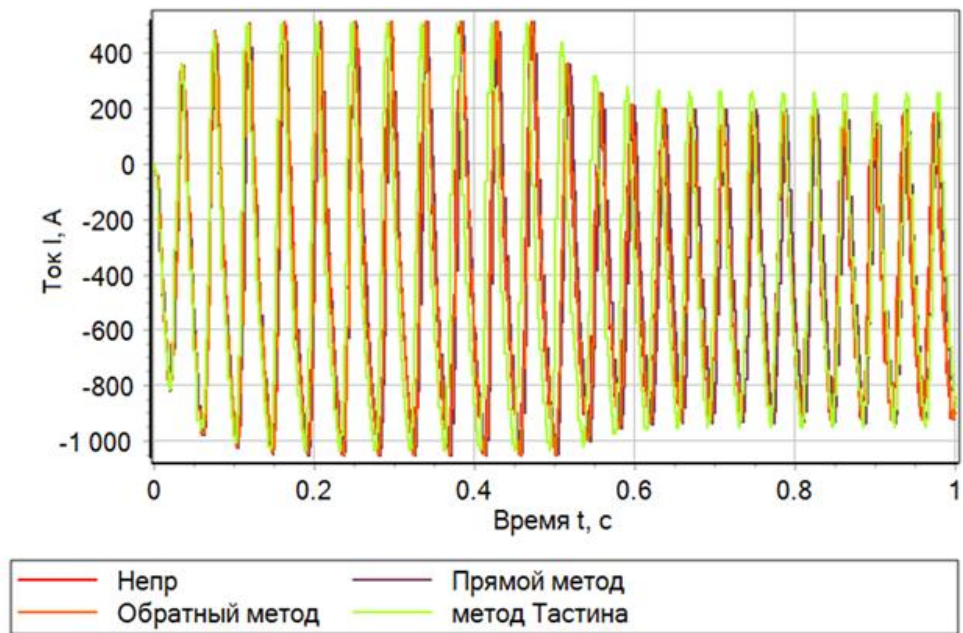


Рисунок 4.34 – Ток генератора при напряжении входа 200 В

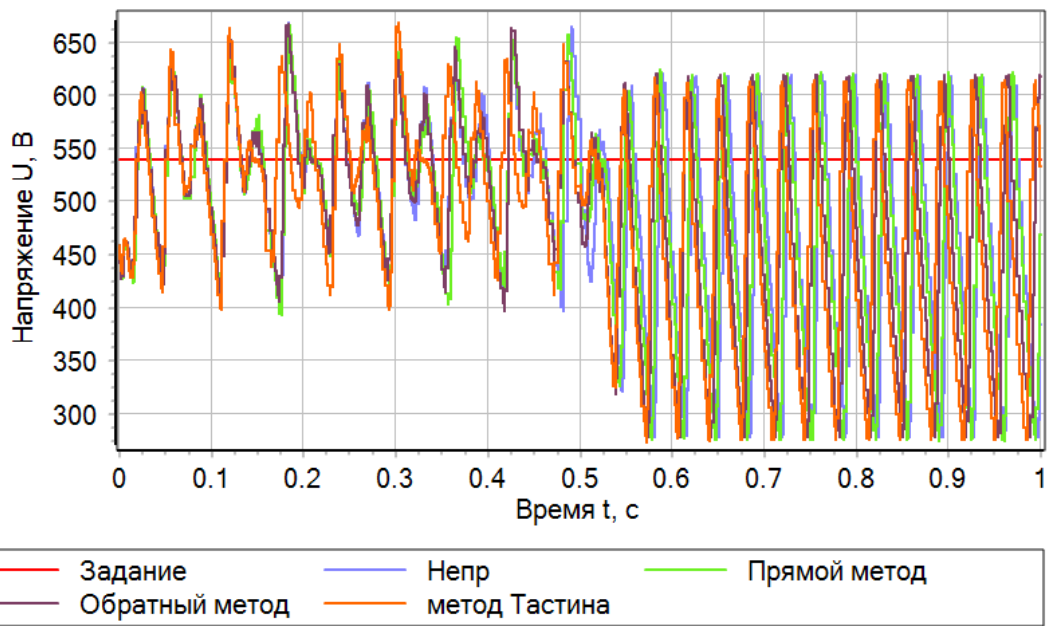


Рисунок 4.35 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении
входа 260 В

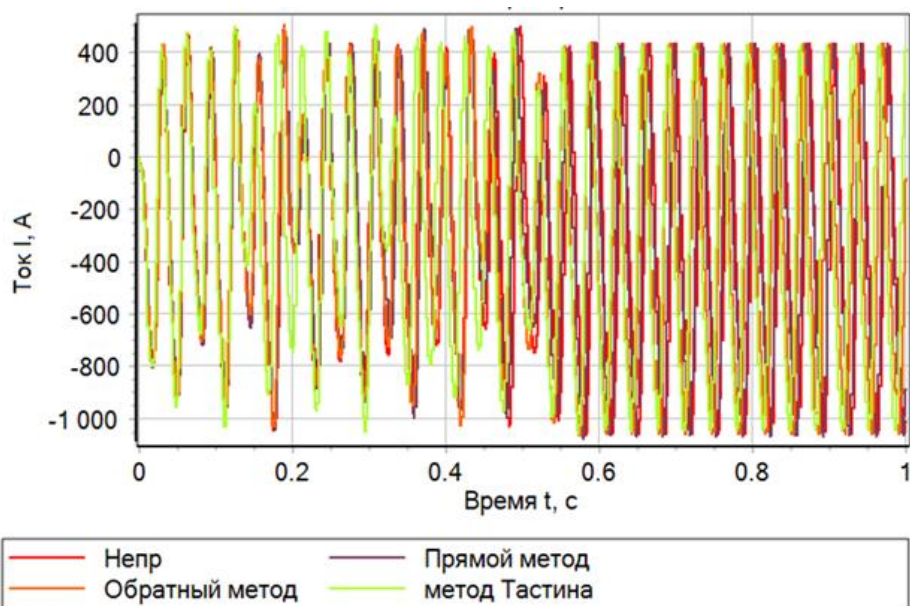


Рисунок 4.36 – Ток генератора при напряжении входа 260 В

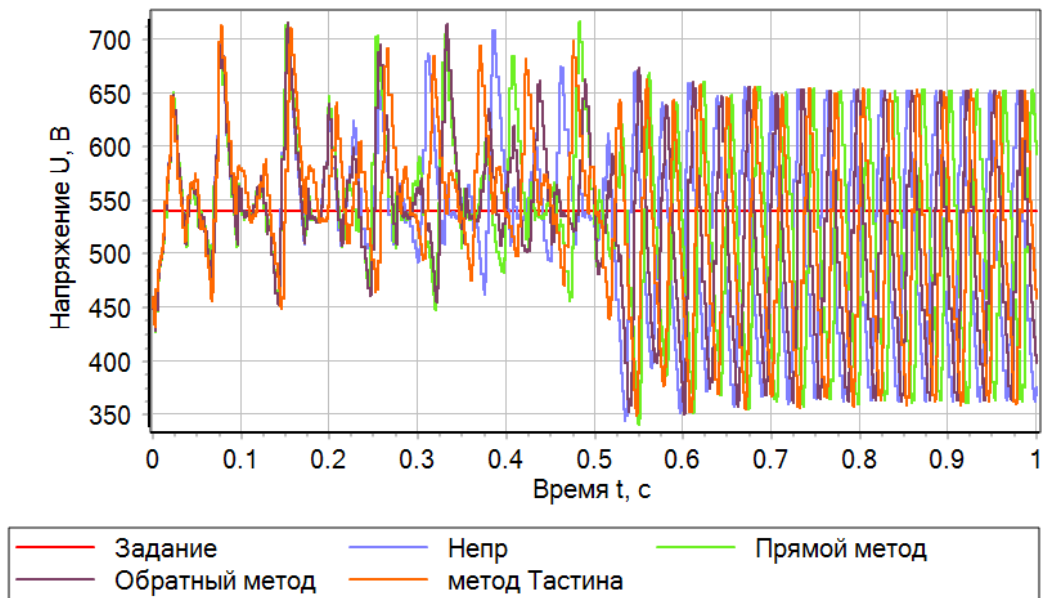


Рисунок 4.37 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 320 В

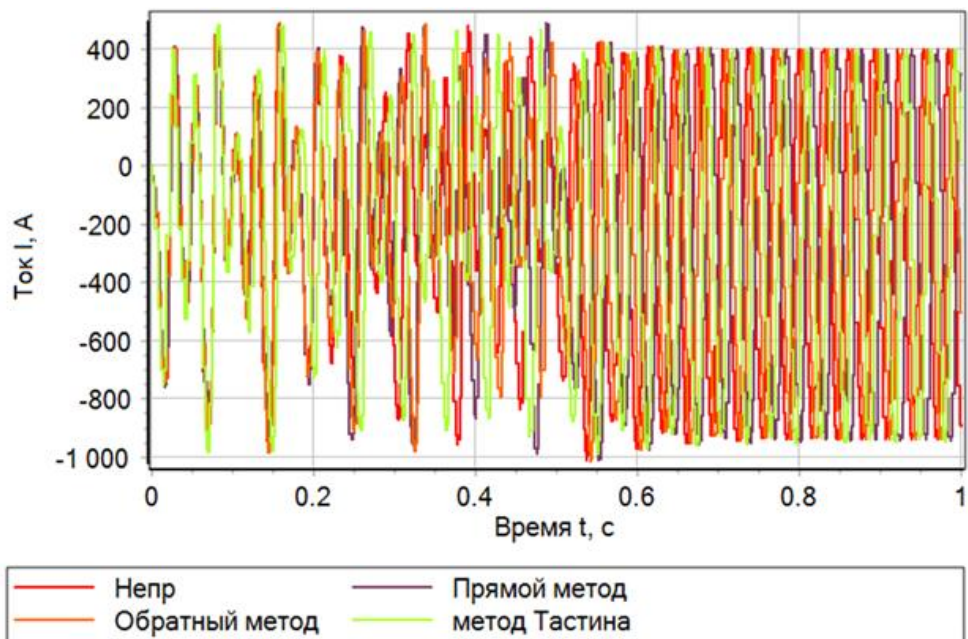


Рисунок 4.38 – Ток генератора при напряжении входа 320 В

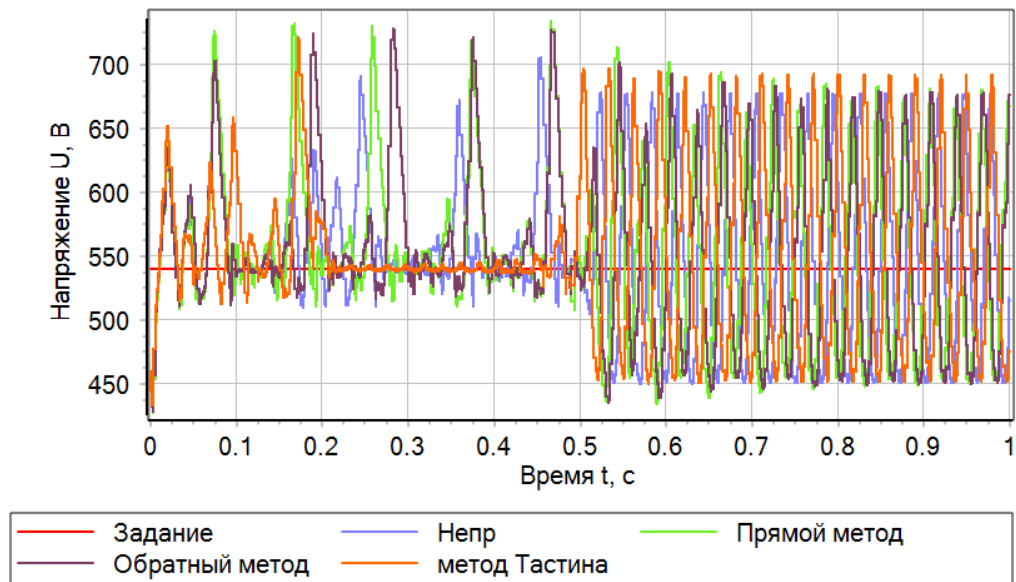


Рисунок 4.39 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 380 В

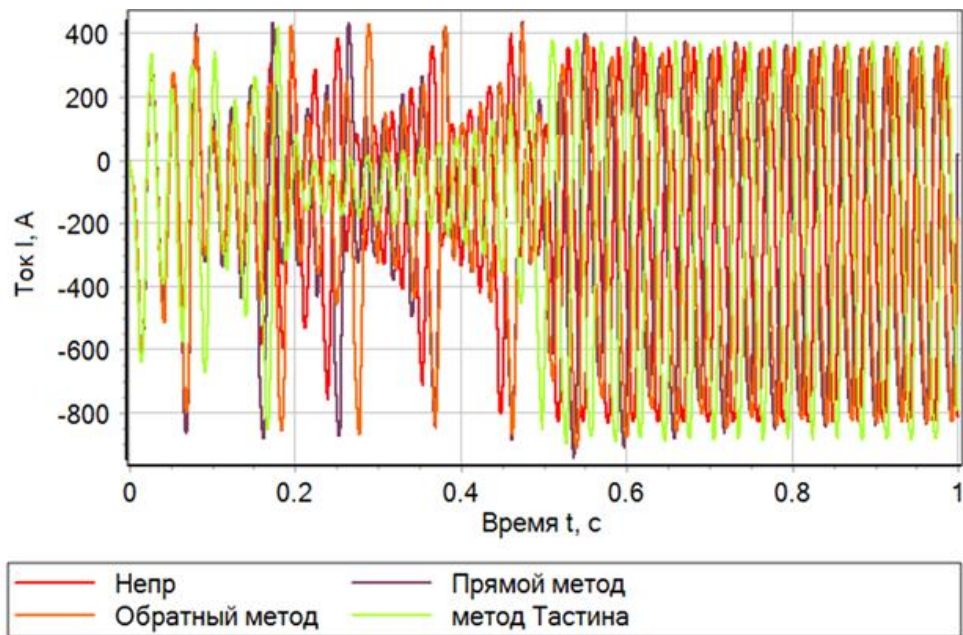


Рисунок 4.40 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

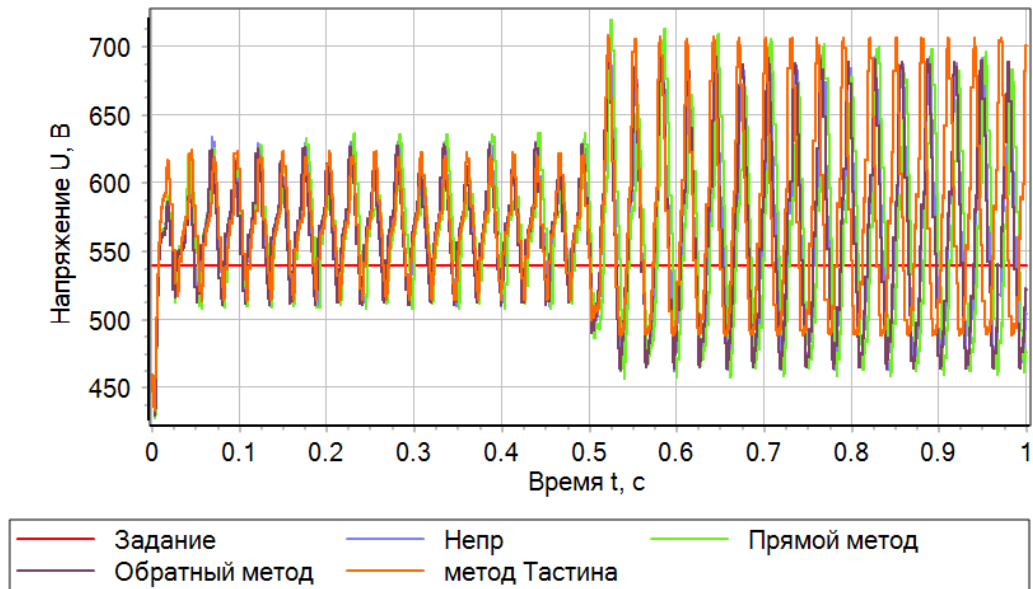


Рисунок 4.41 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В

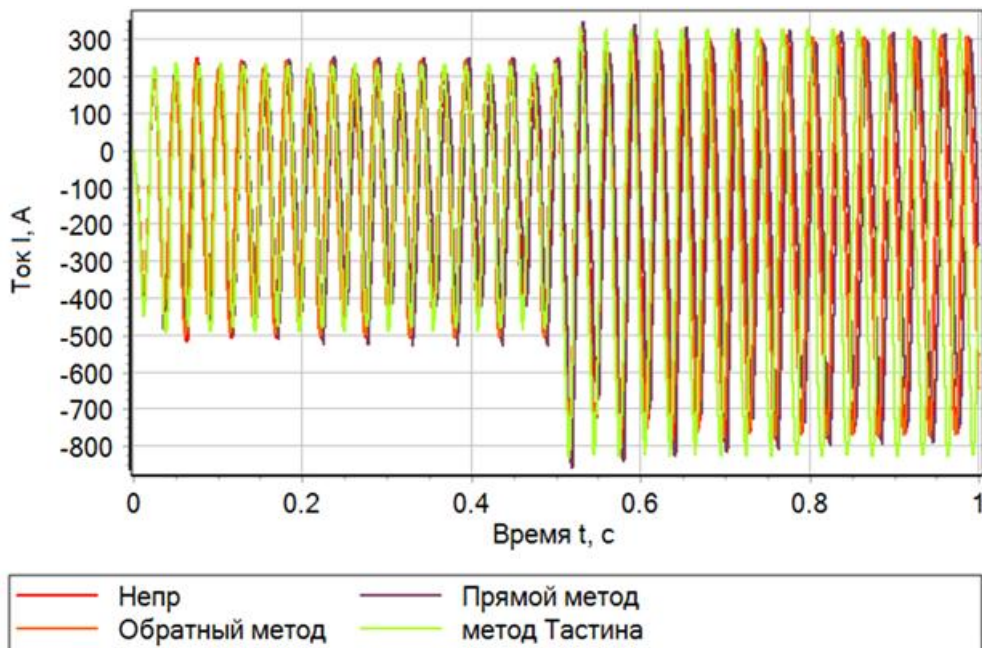


Рисунок 4.42 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Как видно из рисунков 4.31 – 4.42, система неустойчива и при вступлении в работу DC/DC-стабилизатора напряжения присутствует режим автоколебаний с недопустимым амплитудным значением. Данный эффект наблюдается при использовании емкости входного фильтра, определённой из принципа 100 мкФ на 1 кВт, то есть величиной 6000 мкФ. При этом также

необходимо отметить, что выходная мощность при входном напряжении 140 В ниже номинального значения 60 кВт.

Воспользовавшись методикой расчета конденсаторной батареи, разработанной в разделе 3.3, в таблице 4.7 укажем рекомендуемые значения коэффициента увеличения емкости входного фильтра при разных уровнях напряжения для номинальной мощности нагрузки 60 кВт.

На рисунке 4.43 приведем соотношение расчетной границы коэффициентов увеличения емкости входного фильтра с его фактическим значением, полученным методом имитационного моделирования.

Таблица 4.7 – Коэффициент увеличения емкости

$U_1, \text{В}$	140	200	260	320	380	440
K_c	13 (для $P_H = 30 \text{ кВт}$)	11	5	3	2	2

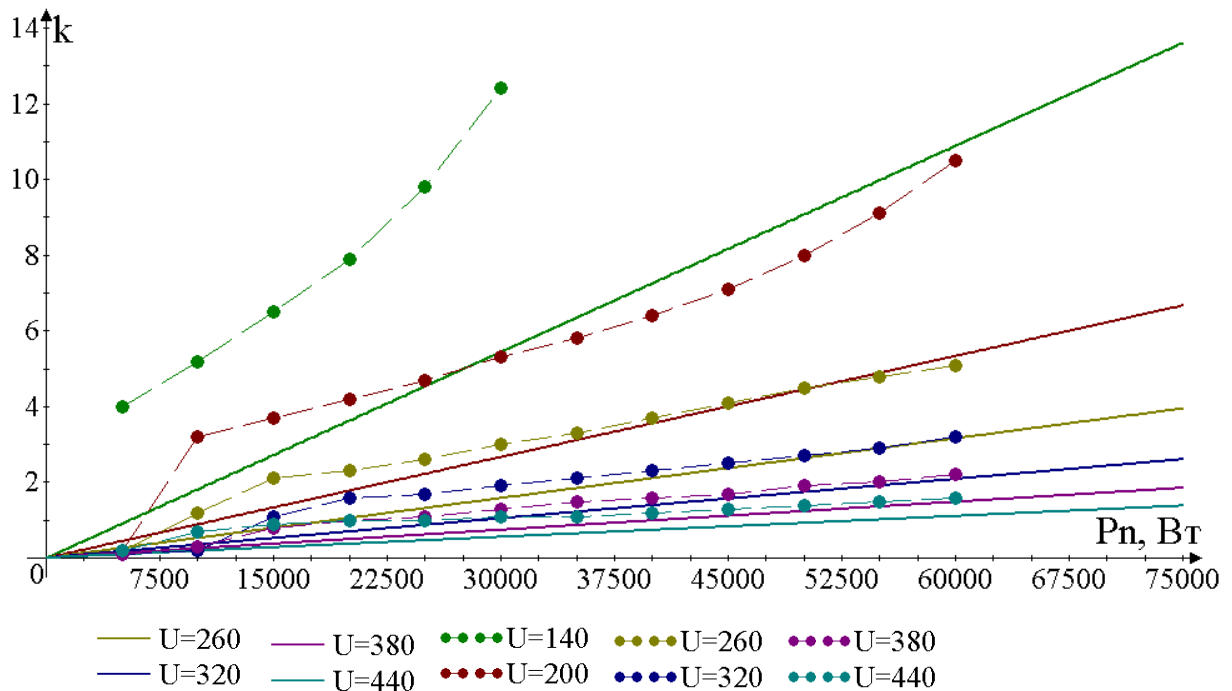


Рисунок 4.43 – Значение коэффициента увеличения входной емкости для компенсации неустойчивых режимов работы

На рисунке 4.43 сплошной линией изображена прямая расчетной границы устойчивости, а пунктирной с точками – фактическая, получившаяся

по результатам итерационного моделирования, на рисунках 4.44 – 4.55 показаны переходные процессы выходного напряжения стабилизатора и тока генератора.

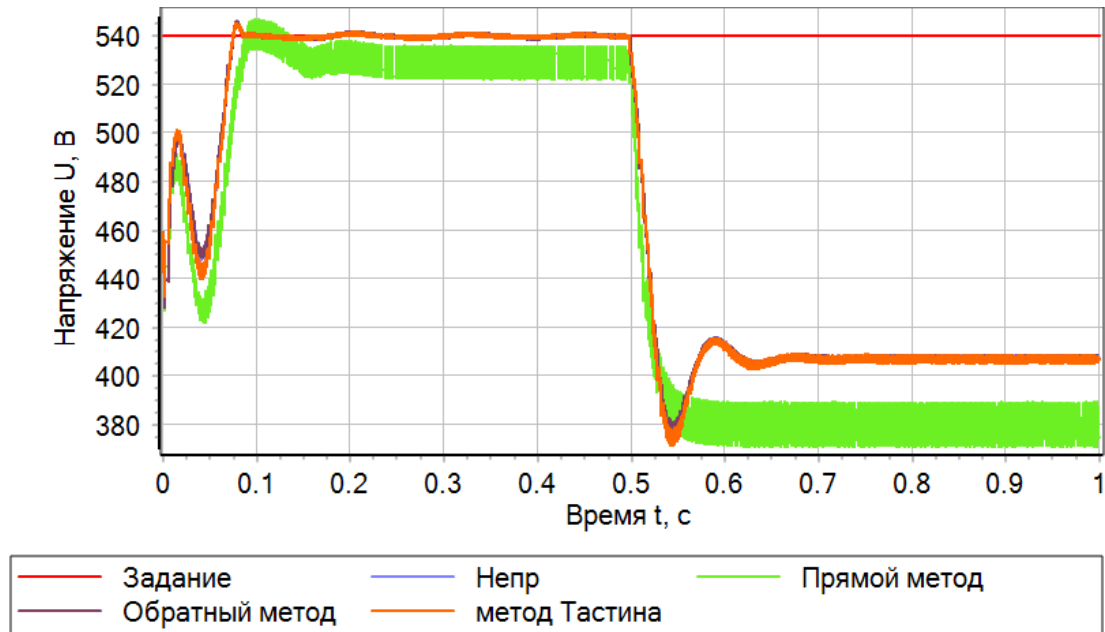


Рисунок 4.44 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

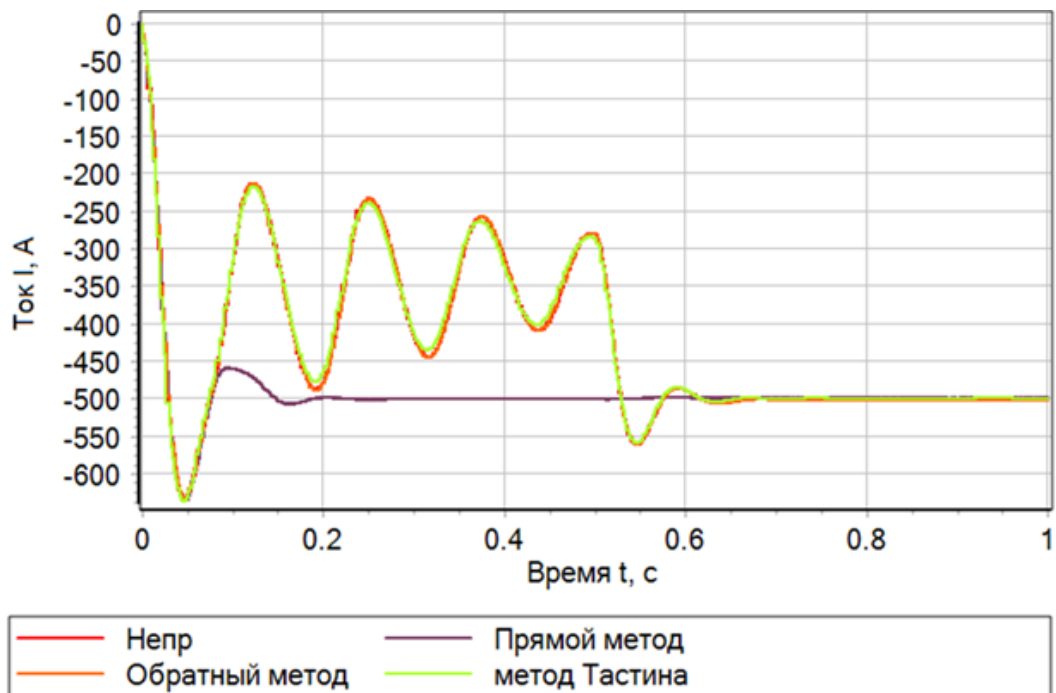


Рисунок 4.45 – Ток генератора при напряжении входа 140 В

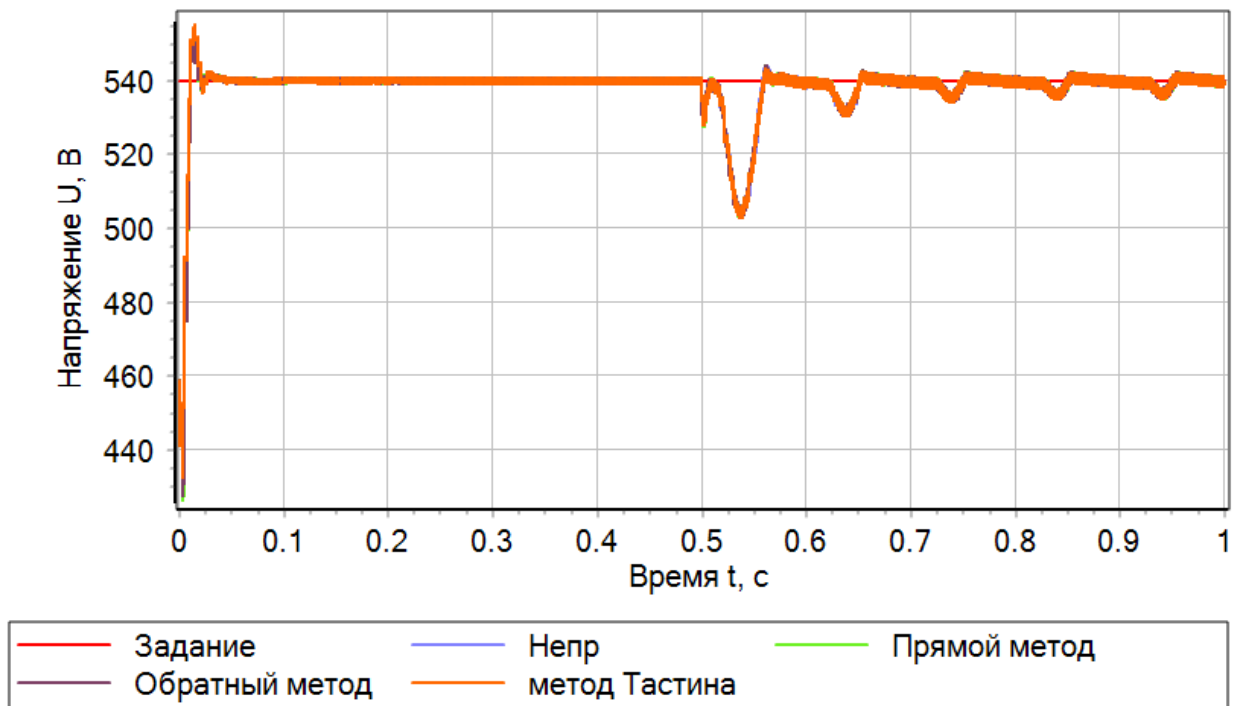


Рисунок 4.46 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

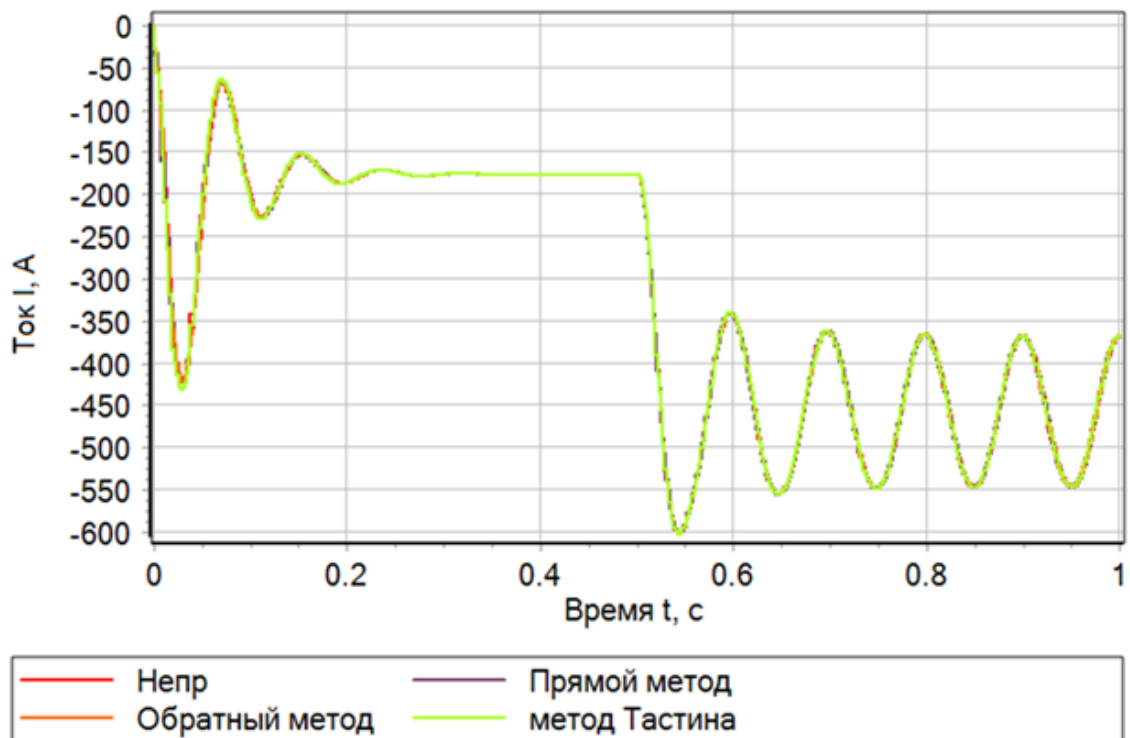


Рисунок 4.47 – Ток генератора при напряжении входа 200 В

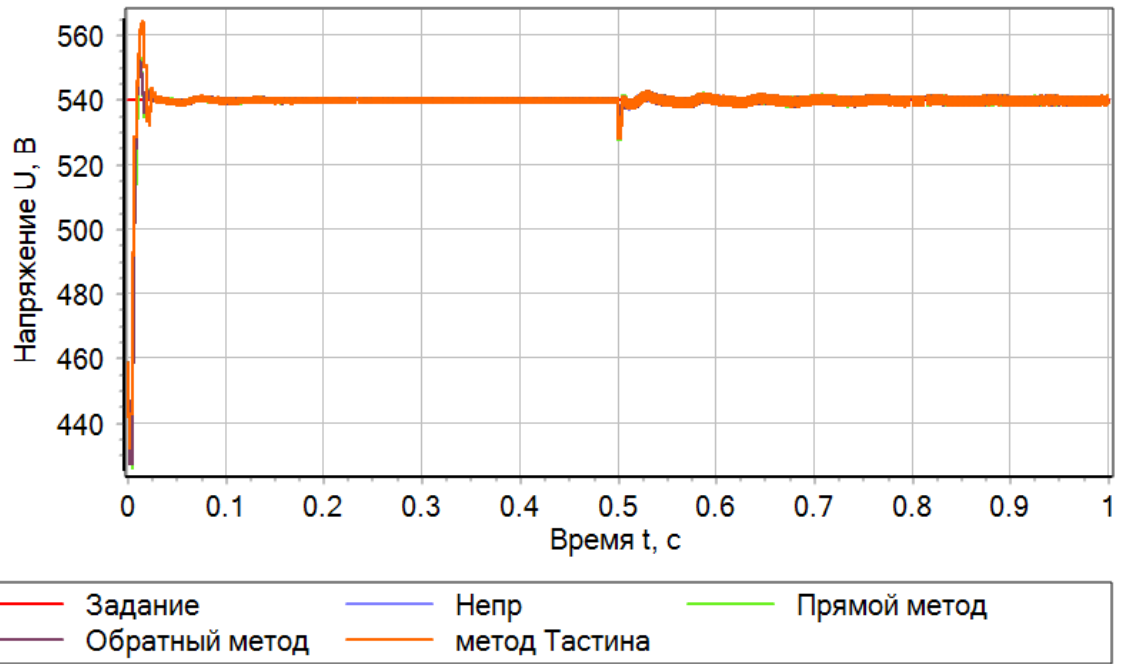


Рисунок 4.48 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 260 В

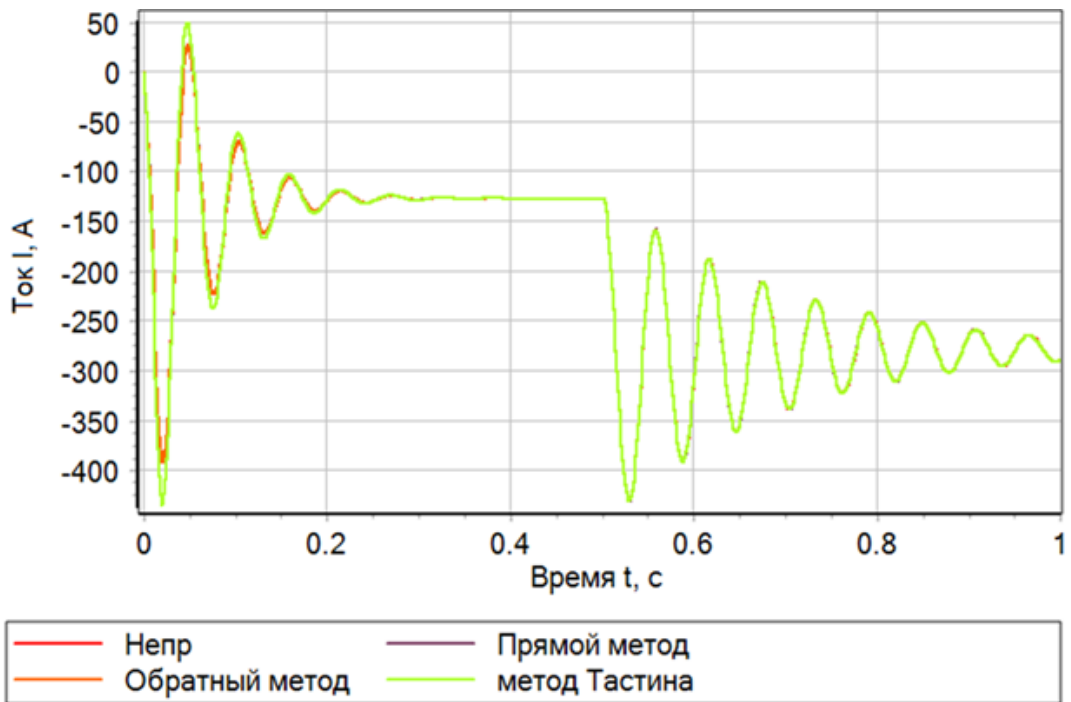


Рисунок 4.49 – Ток генератора при напряжении входа 260 В

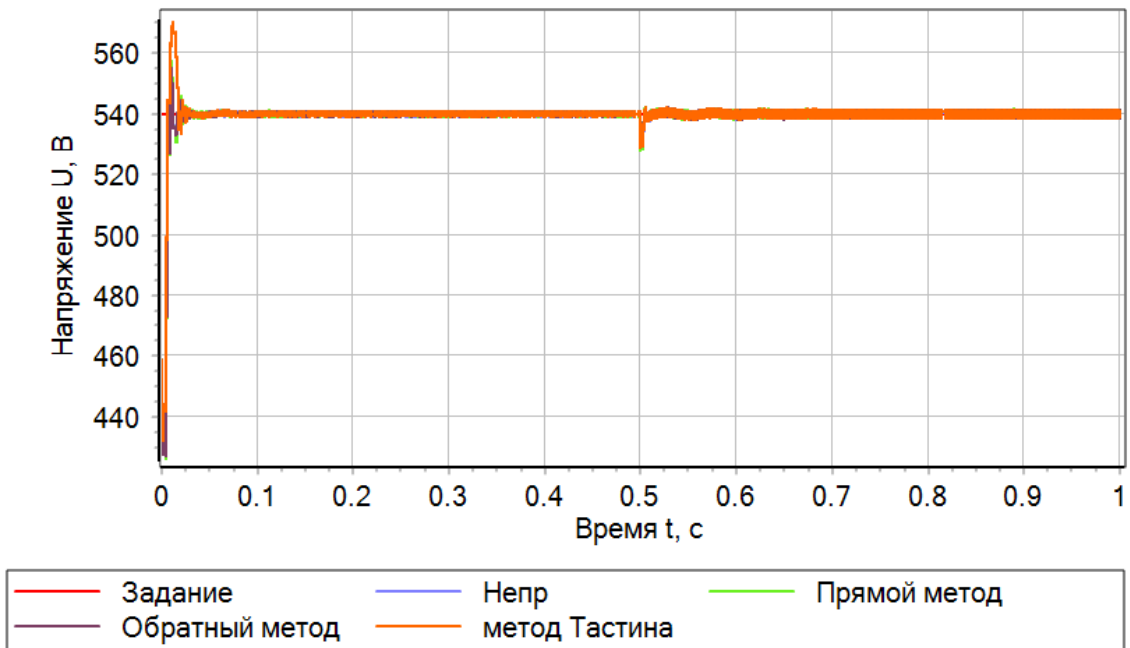


Рисунок 4.50 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 320 В

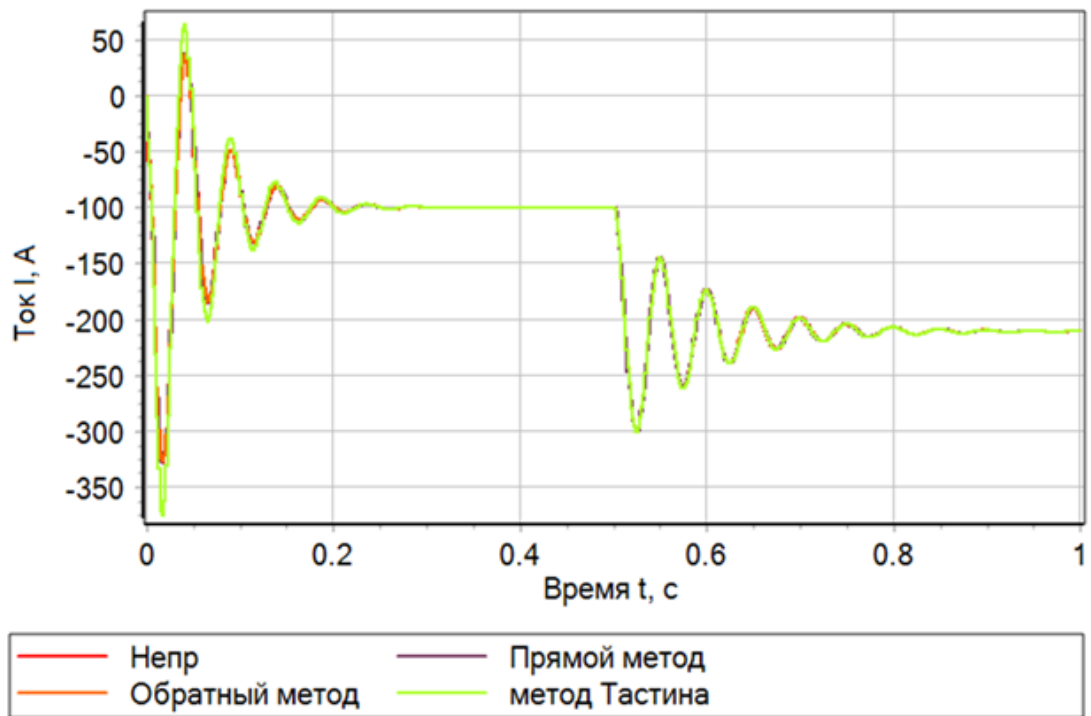


Рисунок 4.51 – Ток генератора при напряжении входа 320 В

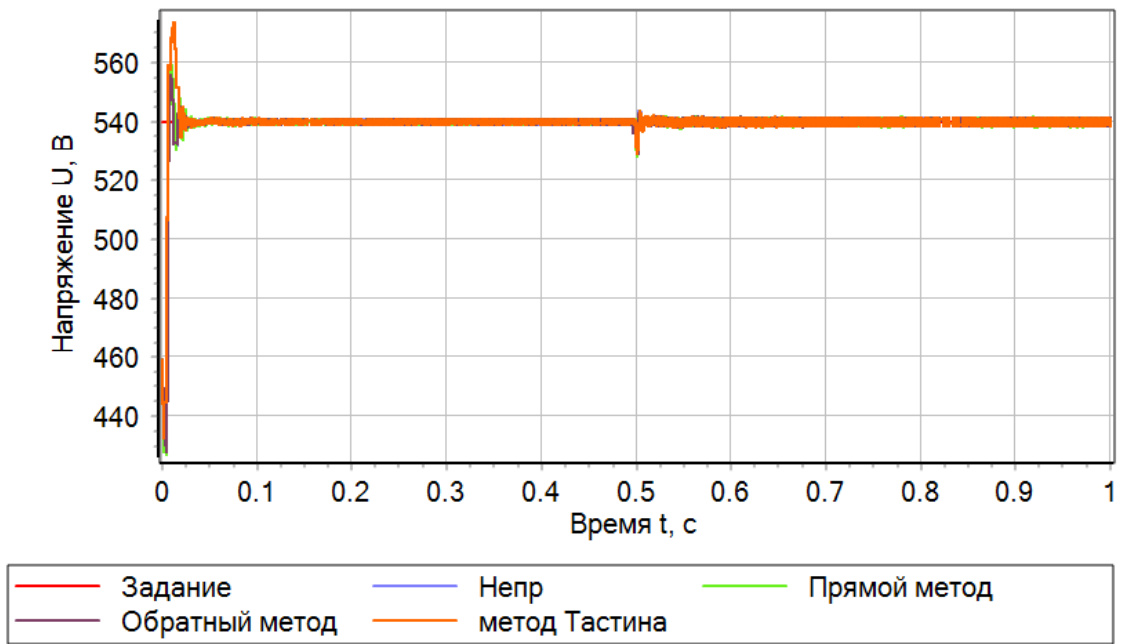


Рисунок 4.52 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении
входа 380 В

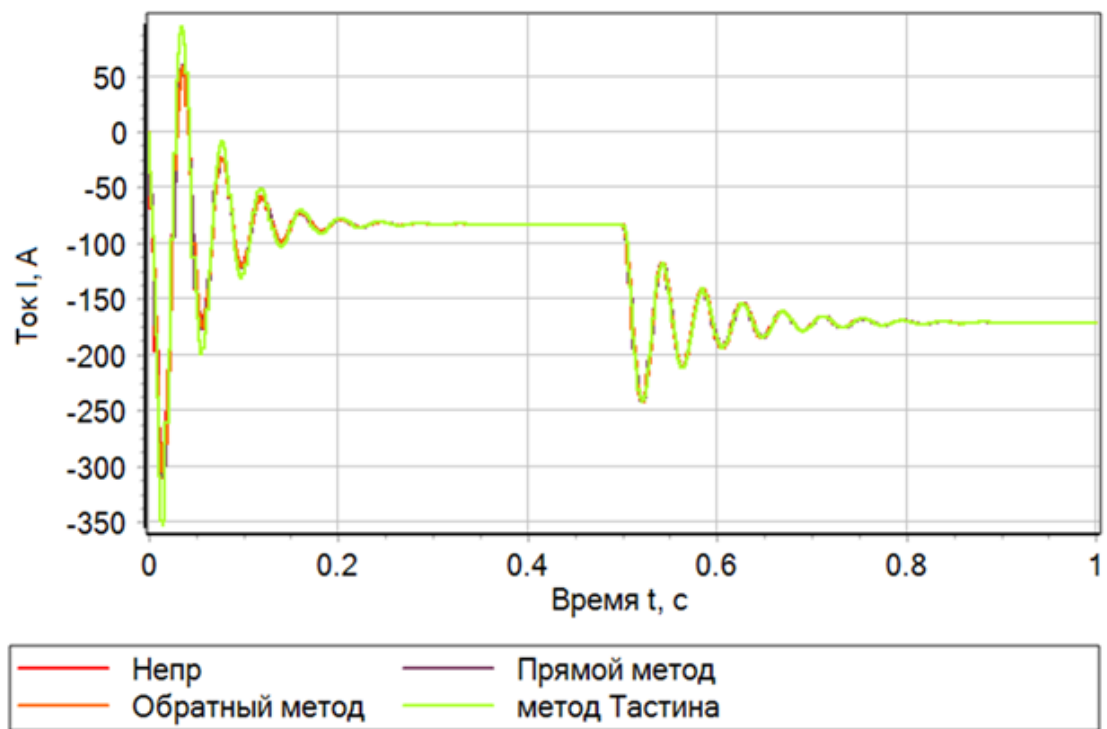


Рисунок 4.53 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

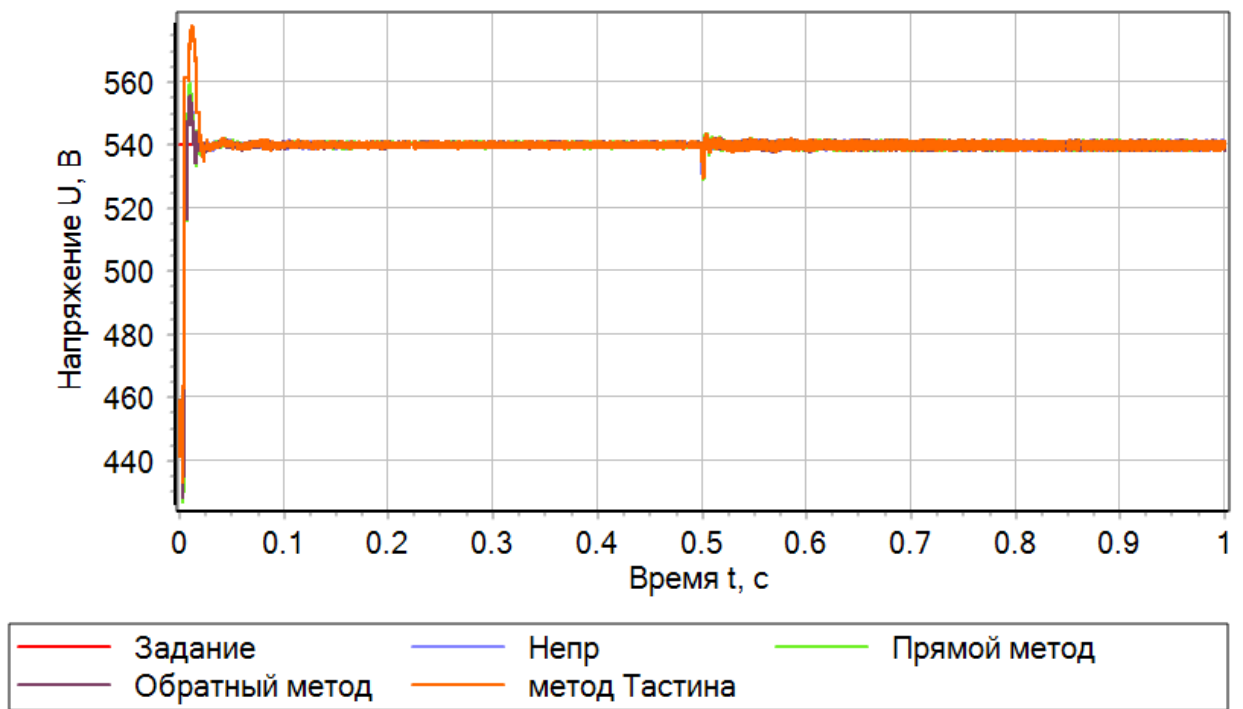


Рисунок 4.54 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В

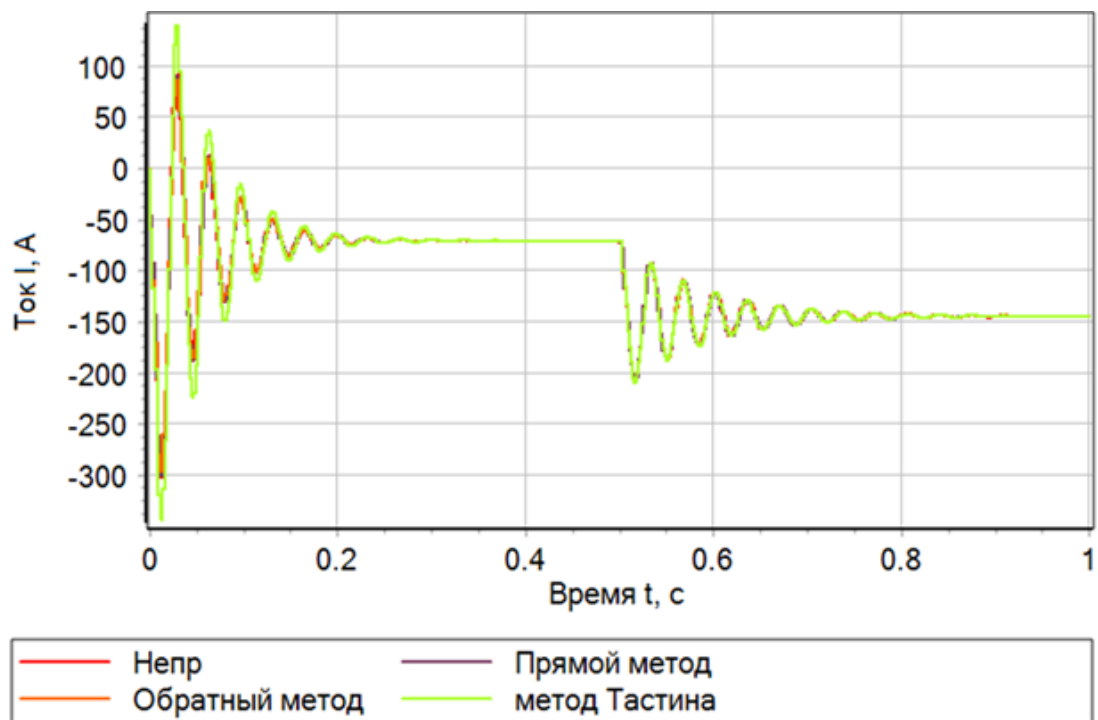


Рисунок 4.55 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Согласно рисункам 4.44 – 4.55, в электротехнических системах наблюдается устойчивый процесс генерации и стабилизатор напряжения

обладает быстродействием, что и в случае идеального источника, но при этом с большим значением емкости входного фильтра. Так же как и ранее, при входном напряжении в 140 В система электропитания не может обеспечить передачу энергии в нагрузку мощностью в 60 кВт.

Стоит отметить, что существует режим допустимых устойчивых автоколебаний, при которых амплитуда не выходит из 5 %-ной зоны, он достигается при использовании коэффициентов увеличения емкости, представленных на рисунке 4.56.

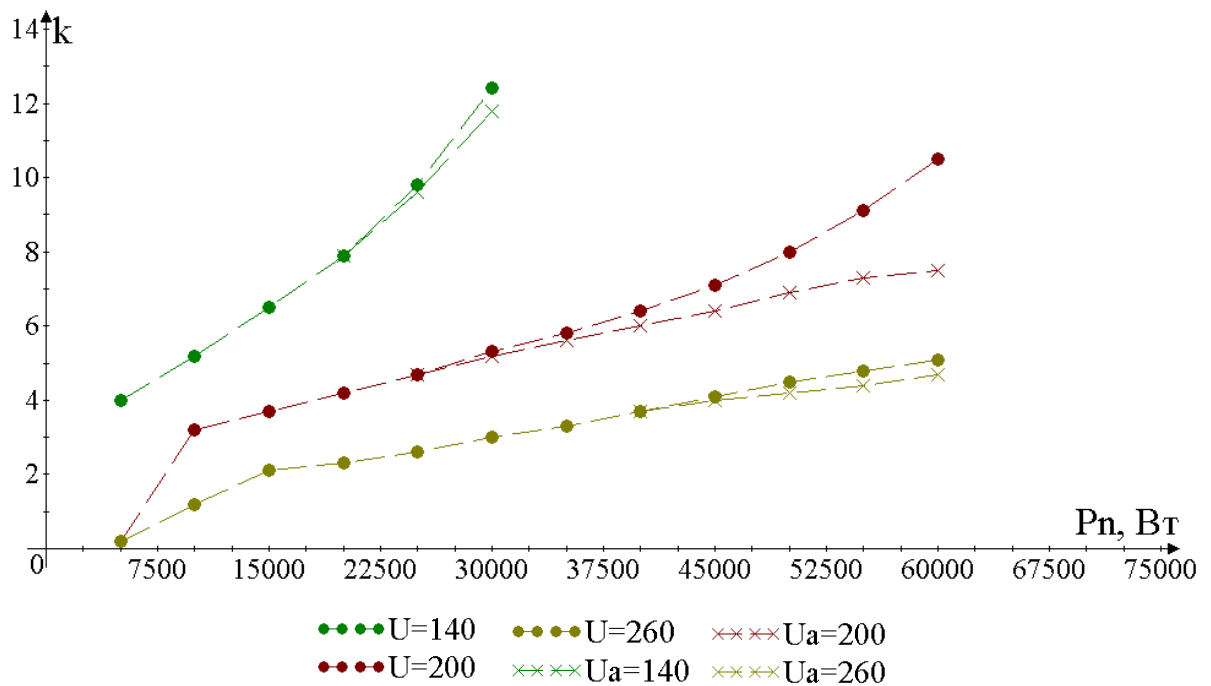


Рисунок 4.56 – Значения ёмкости для допустимых автоколебаний

Как видно из рисунка 4.56, область допустимых автоколебаний начинается после пунктирной линии с крестами и заканчивается на пунктирной линии с точками, а все, что ниже, относится к области неустойчивости. Также на основании рисунка 4.56 можно заключить, что нерабочие зоны существуют только для напряжения 140, 200, 260 В, а для других значений напряжений они отсутствуют или пренебрежимо малы.

На рисунках 4.57 – 4.62 представлены графики изменения во времени выходного напряжения полупроводникового стабилизатора и тока генератора

при значениях коэффициентов увеличения входной емкости, определяемых кривыми рисунка 4.56.

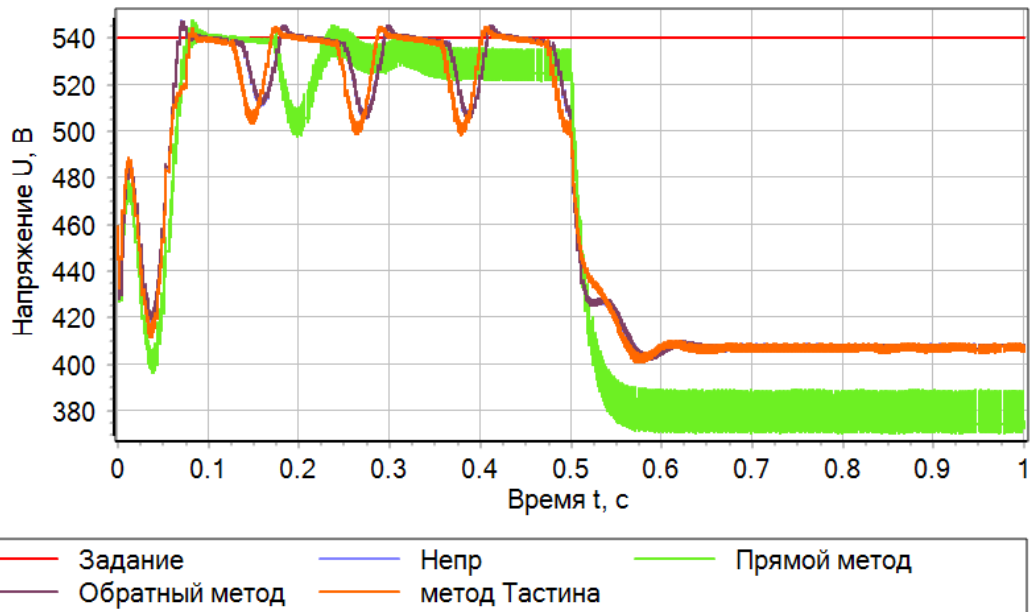


Рисунок 4.57 – Режим автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

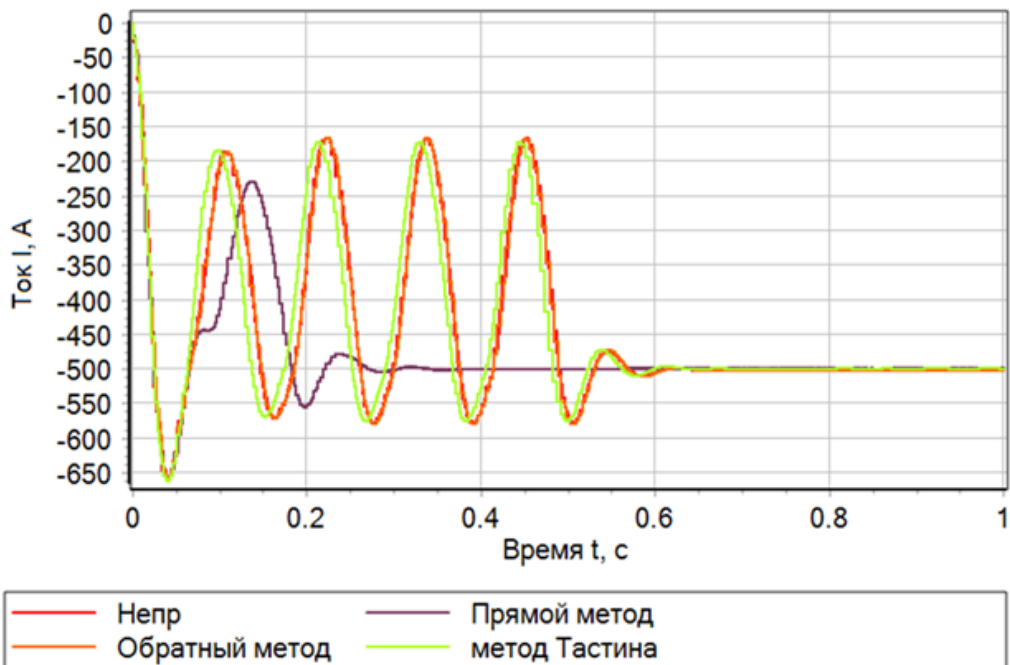


Рисунок 4.58 – Ток в режиме автоколебаний генератора при напряжении входа 140 В



Рисунок 4.59 – Режим автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

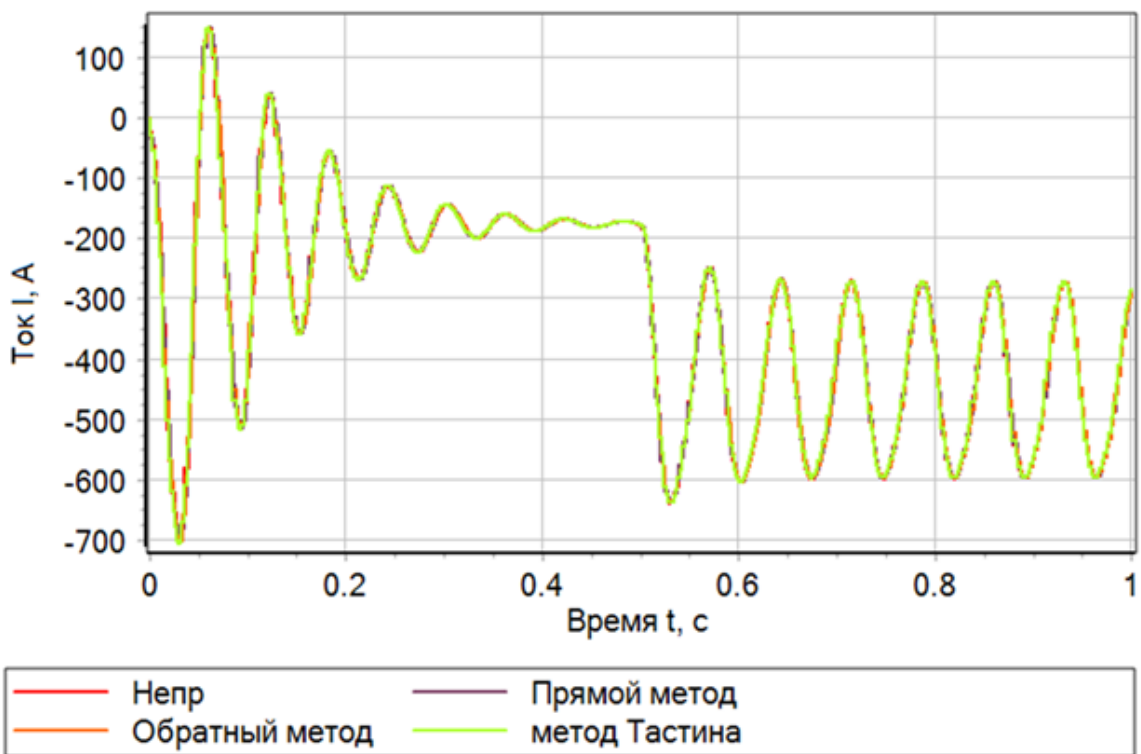


Рисунок 4.60 – Ток в режиме автоколебаний генератора при напряжении входа 200 В

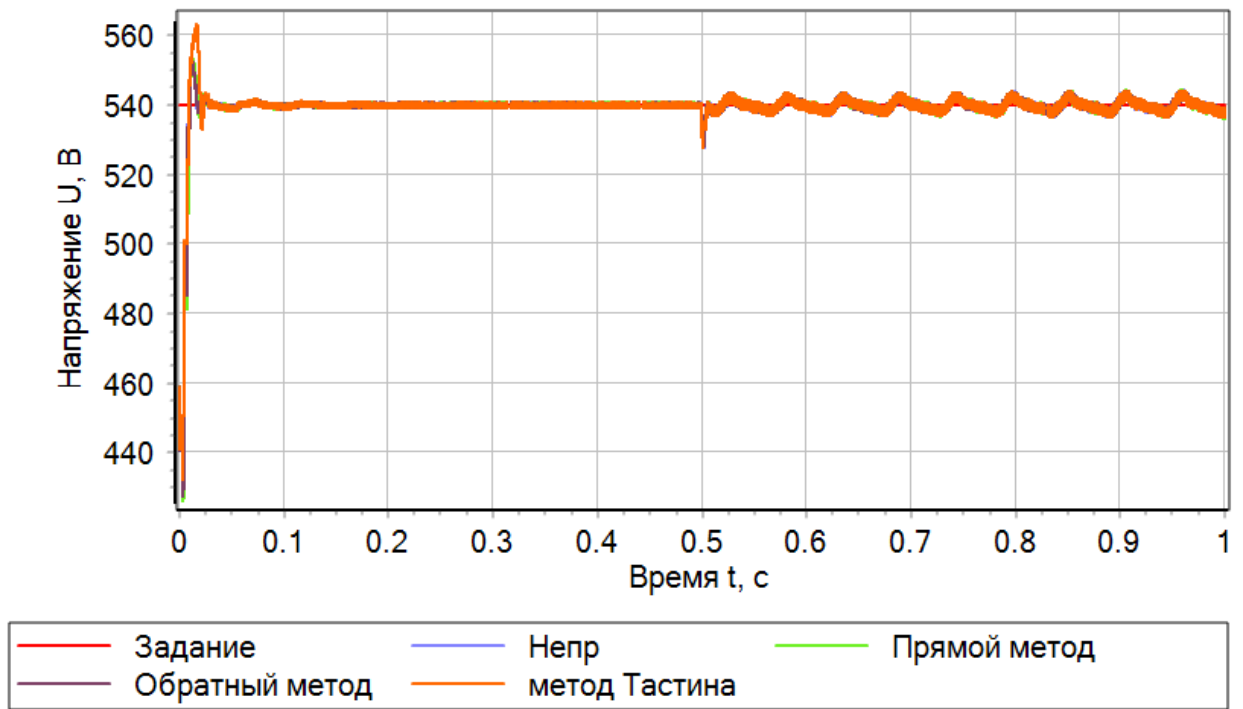


Рисунок 4.61 – Режим автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 260 В

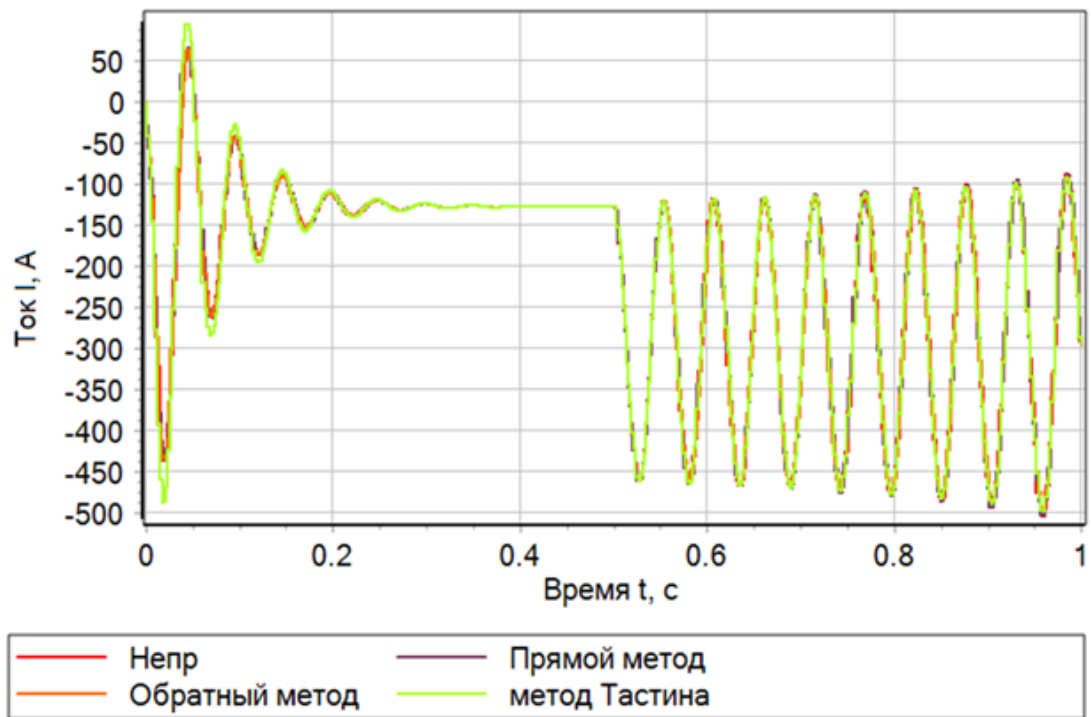


Рисунок 4.62 – Ток в режиме автоколебаний генератора при напряжении входа 260 В

Так, согласно рисункам 4.57, 4.59 и 4.61, напряжения на выходе стабилизатора колеблются в 5 %-ной зоне от установившегося значения, что является допустимым, но при этом форма и амплитуда токов генератора, представленных на рисунках 4.58, 4.60 и 4.62, свидетельствуют о наличии аварийного режима.

Так как увеличение входной емкости приводит к росту массогабаритных показателей всего электротехнического комплекса и не всегда допустимо, то можно в рамках алгоритмического подхода скомпенсировать ее нехватку на основании закона, представленного в разделе 3.3.

Согласно разработанному алгоритму, был рассчитан ряд частот сопряжения для внешнего контура регулирования напряжения в замкнутом состоянии, изображенных на рисунке 4.63, не превышение которых гарантирует устойчивость электротехнической системы.

Результаты исследования эффекта от применения рассчитанных частот сопряжения при настройке контура регулирования напряжения представлены на рисунках 4.64 – 4.75.

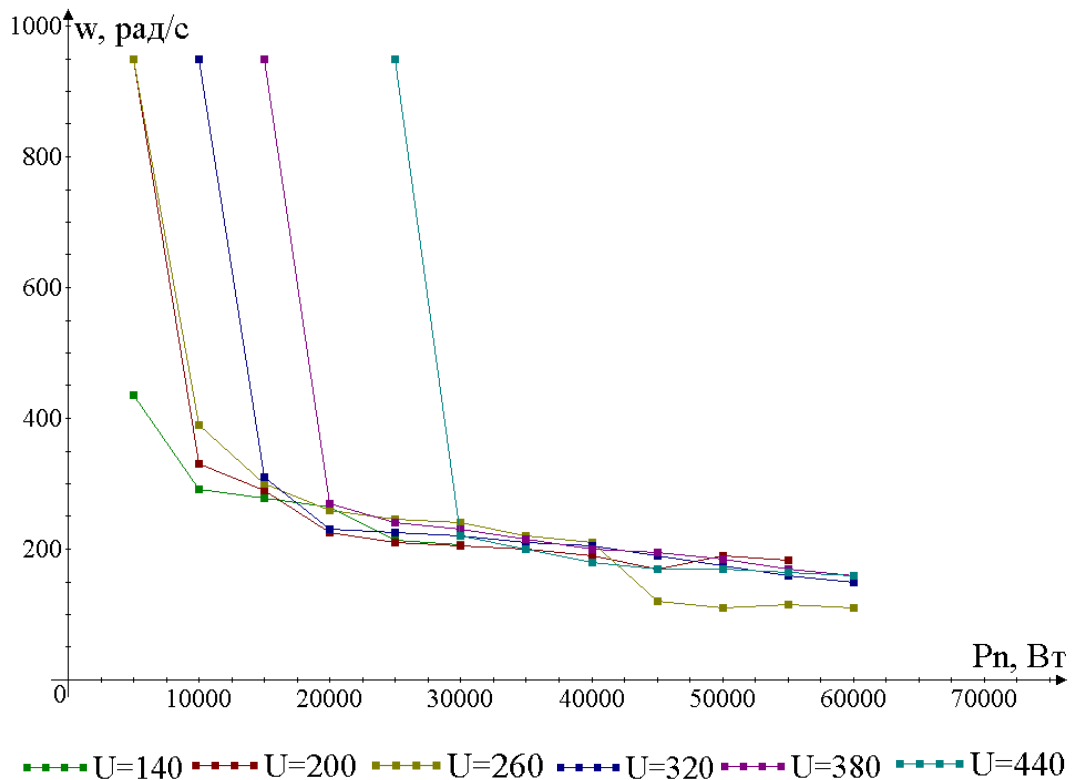


Рисунок 4.63 – Допустимые частоты сопряжения контура регулирования

напряжения

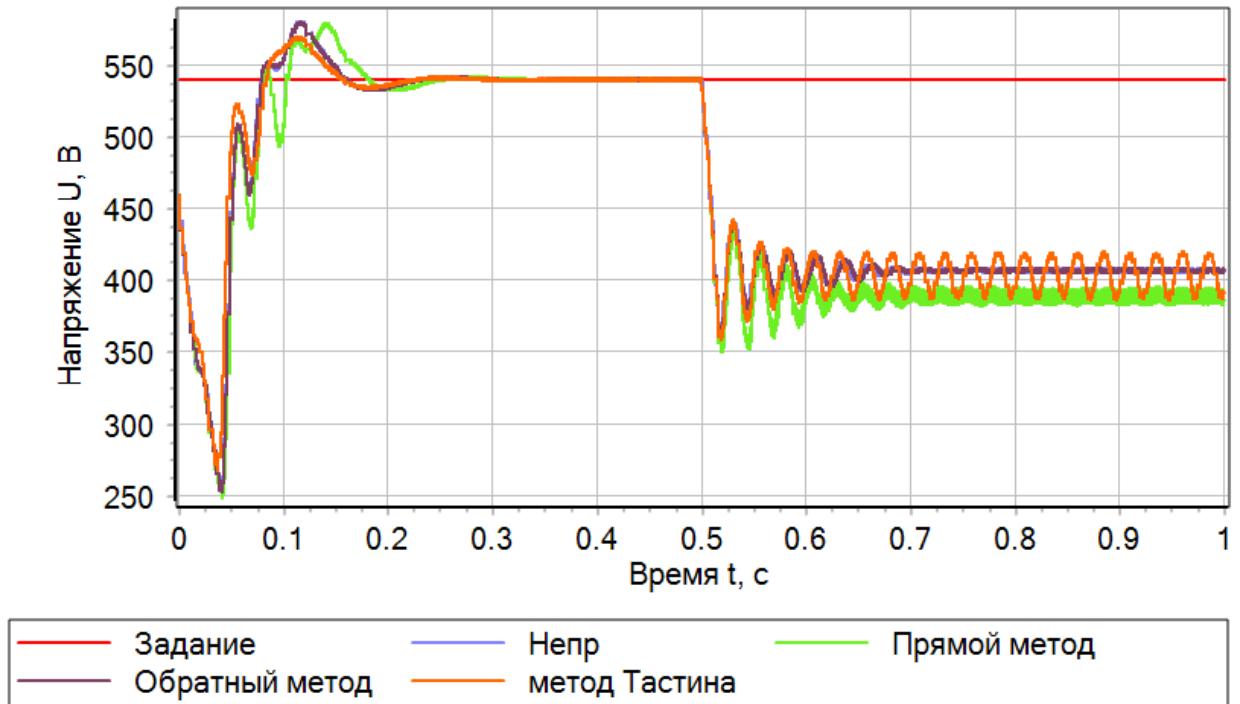


Рисунок 4.64 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

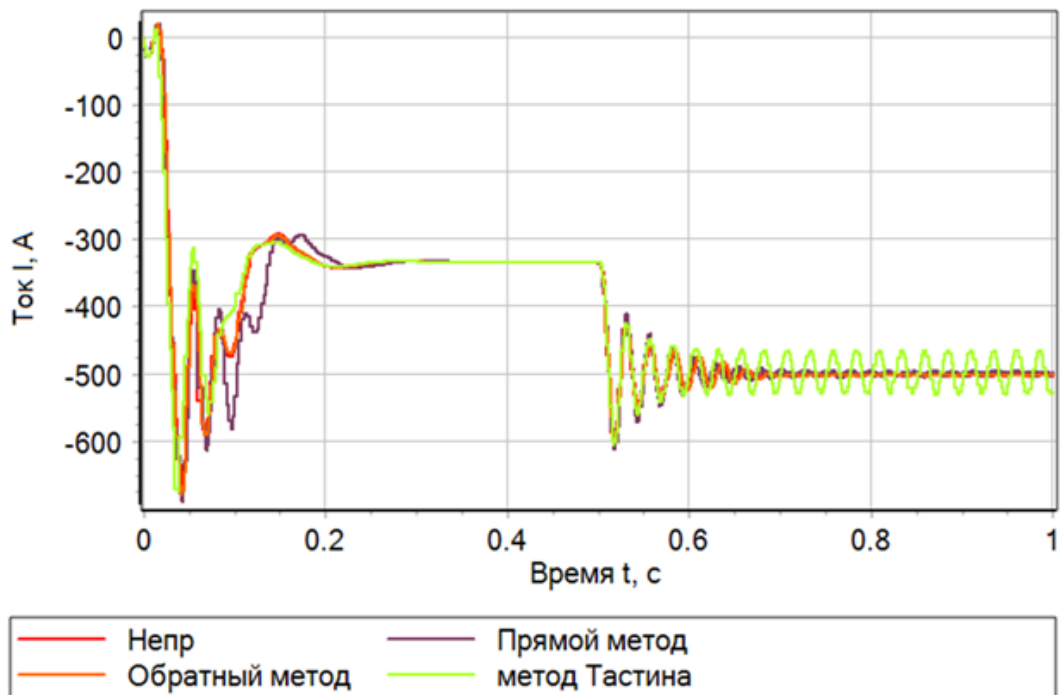


Рисунок 4.65 – Ток генератора при напряжении входа 140 В

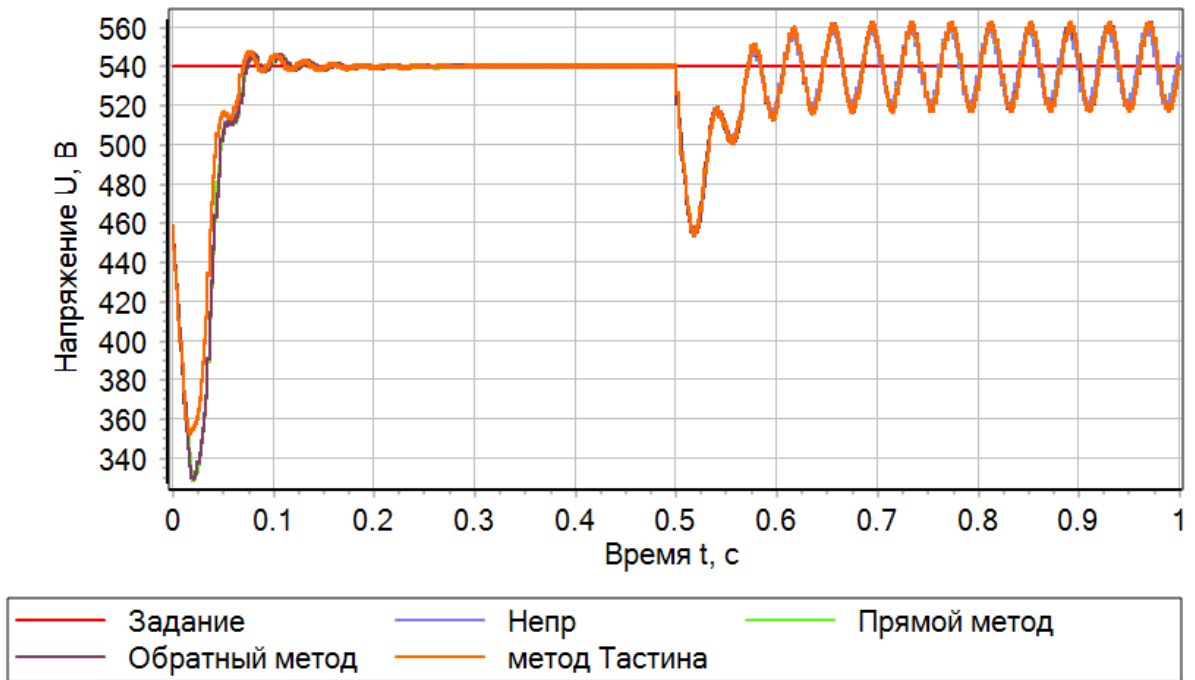


Рисунок 4.66 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

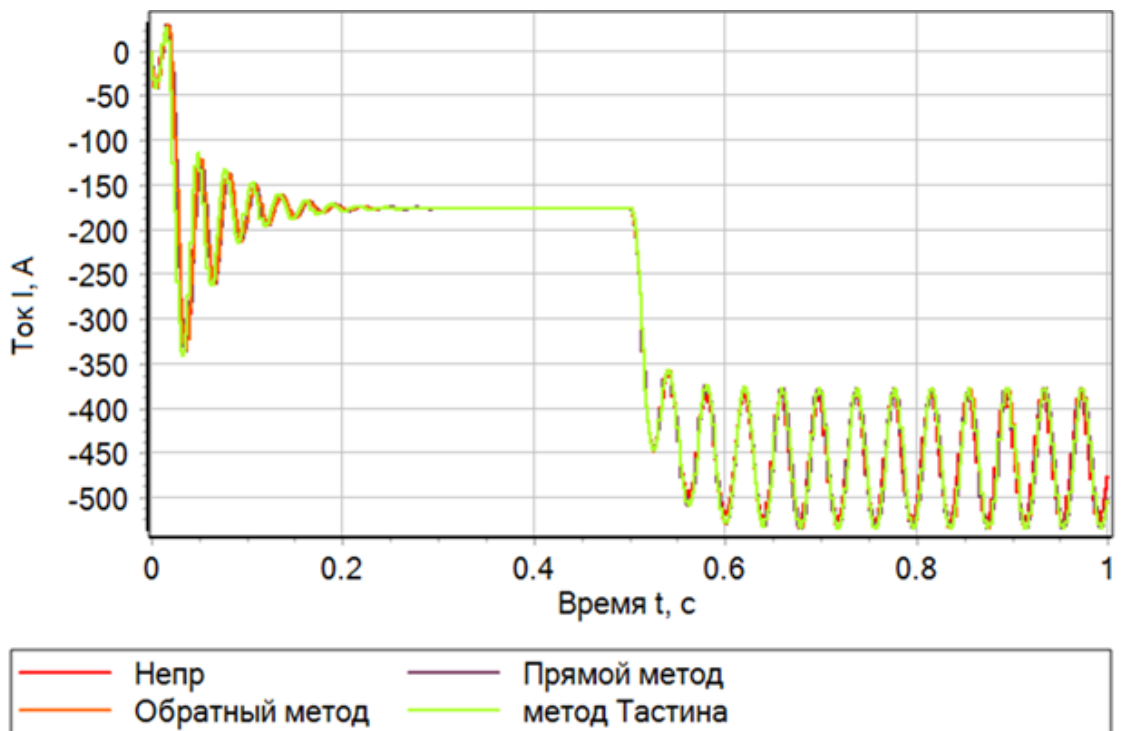


Рисунок 4.67 – Ток генератора при напряжении входа 200 В



Рисунок 4.68 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 260 В

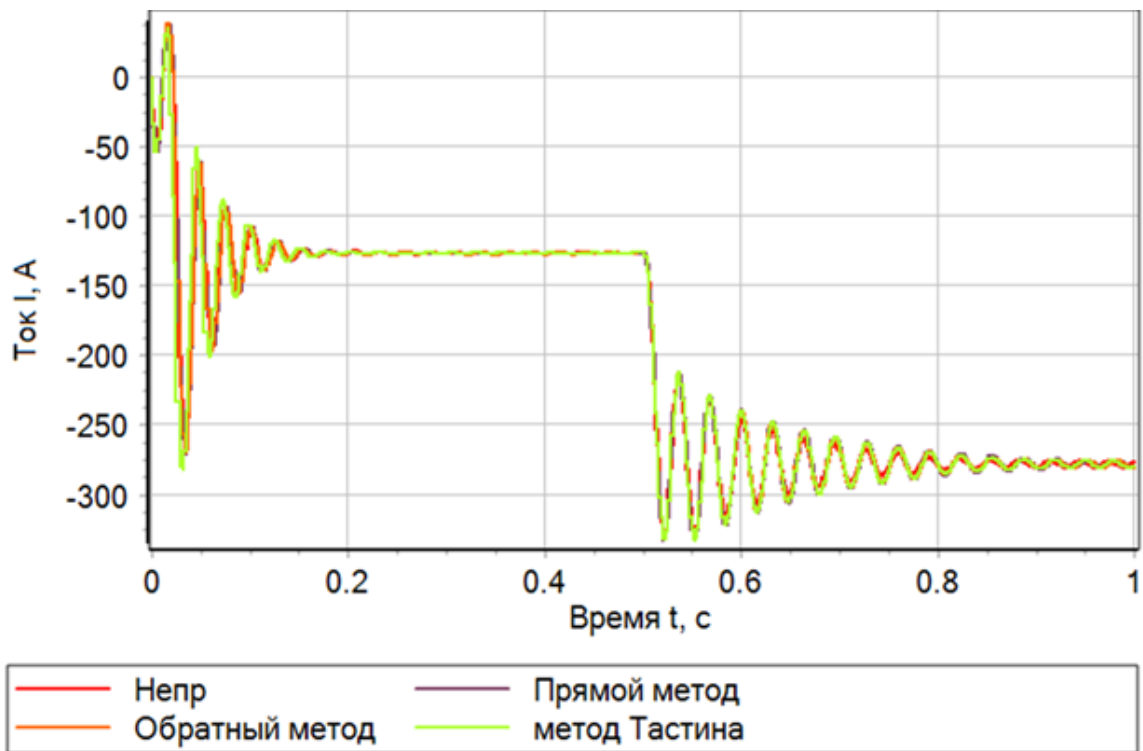


Рисунок 4.69 – Ток генератора при напряжении входа 260 В



Рисунок 4.70 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 320 В

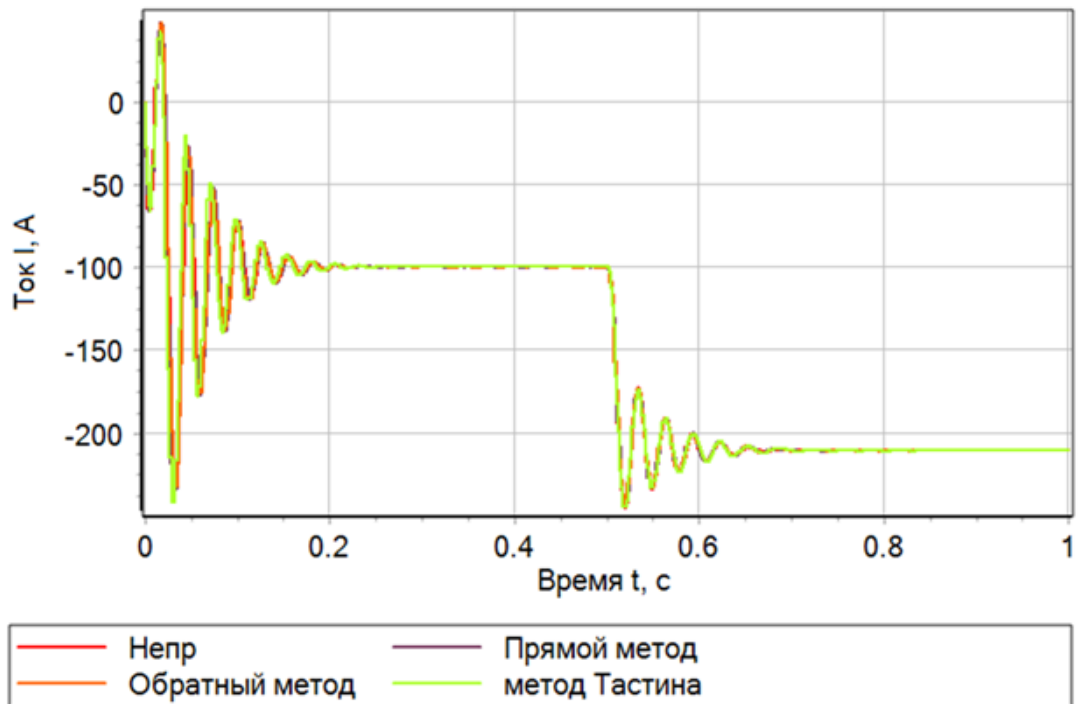


Рисунок 4.71 – Ток генератора при напряжении входа 320 В



Рисунок 4.72 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 380 В

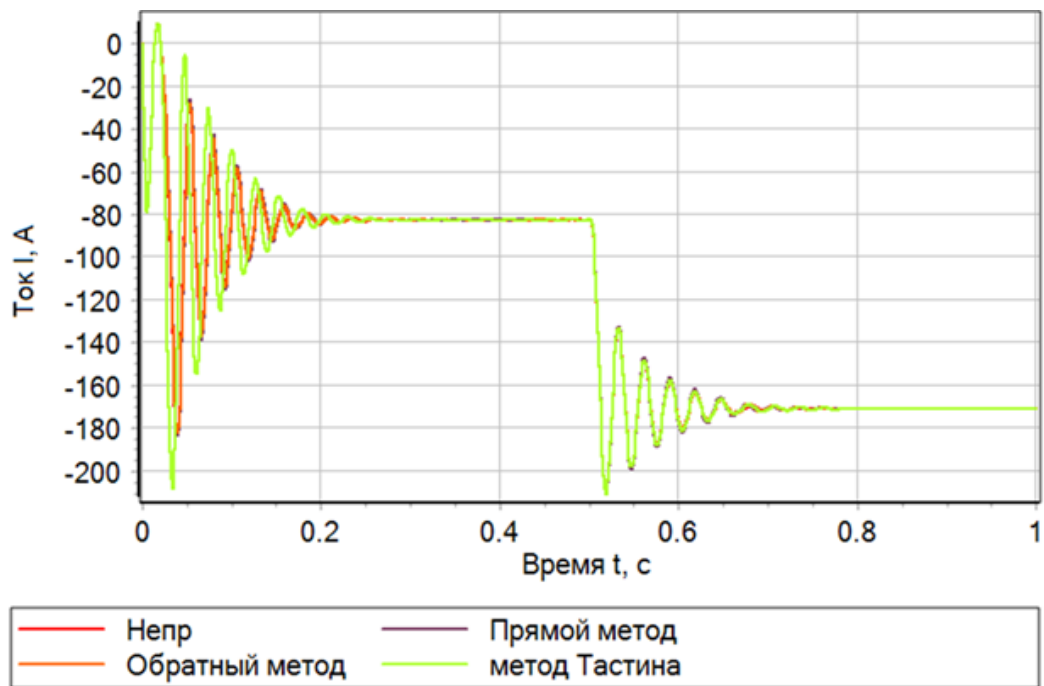


Рисунок 4.73 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

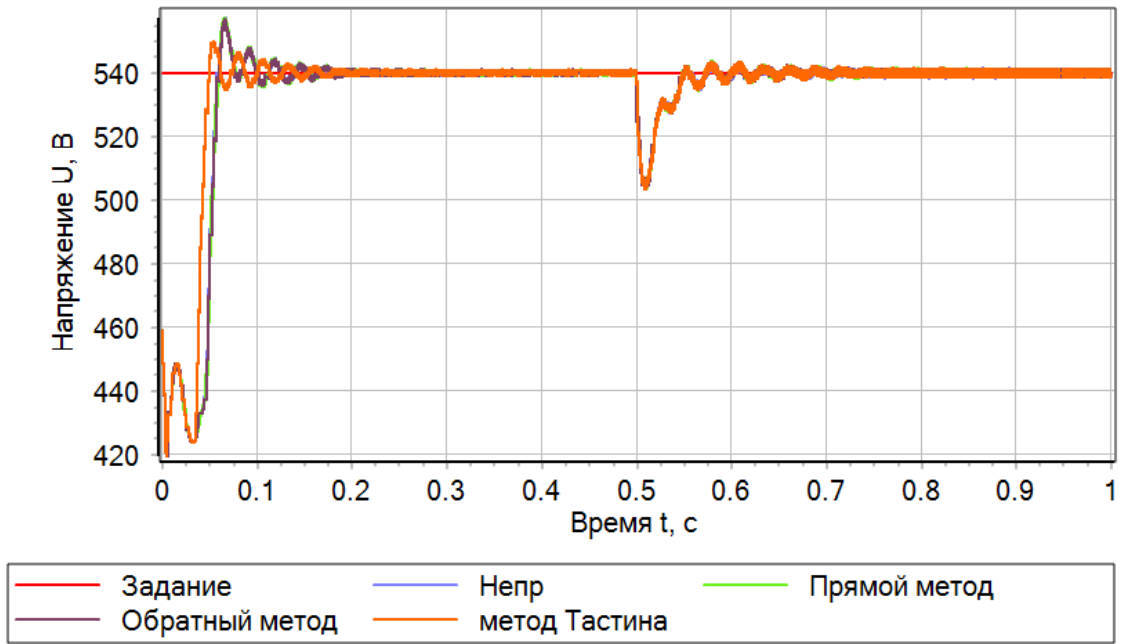


Рисунок 4.74 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В

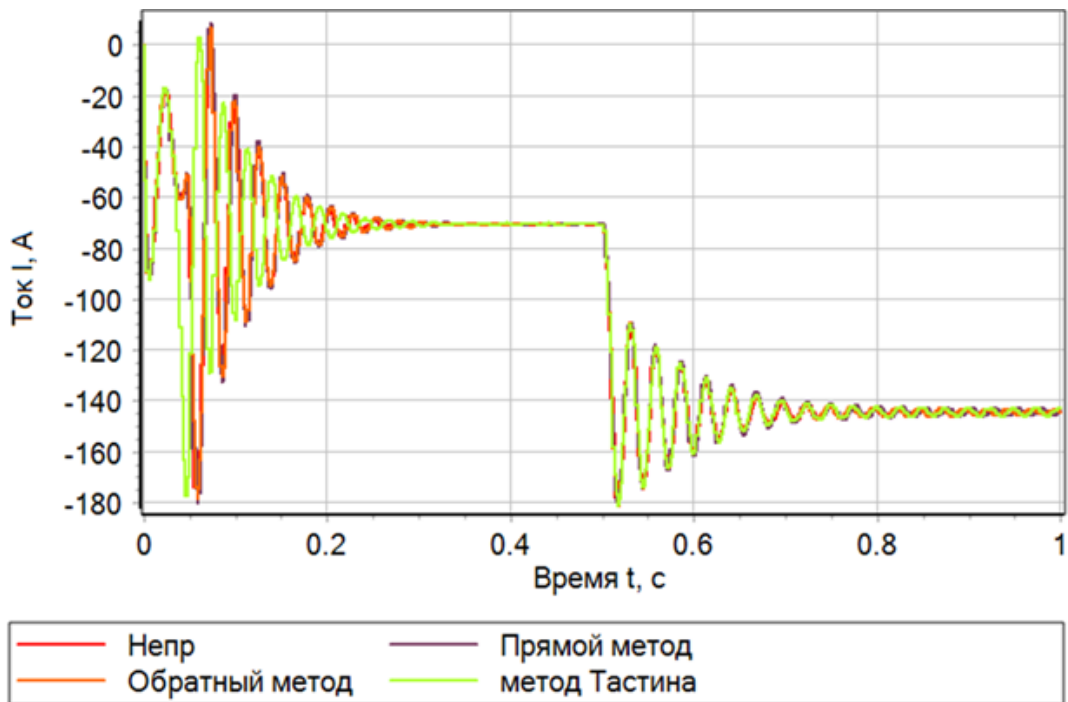


Рисунок 4.75 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Как видно из рисунков 4.64 – 4.75, благодаря алгоритмическому методу удалось обеспечить устойчивое функционирование электротехнического комплекса при емкости входного фильтра 6000 мкФ с незначительной потерей

быстродействия, не более 10 % от аналогичного показателя системы автоматического регулирования с идеальным источником напряжения.

Так же как и в случае с добавочной емкостью, существует область допустимых автоколебаний, изображенная на рисунке 4.76, при которых ошибка регулирования находится в 5 %-ной зоне, но при этом в генераторе протекают недопустимые аварийные токи. Из рисунка 4.76 видно, что зона автоколебаний присутствует во всем диапазоне значений входного напряжения.

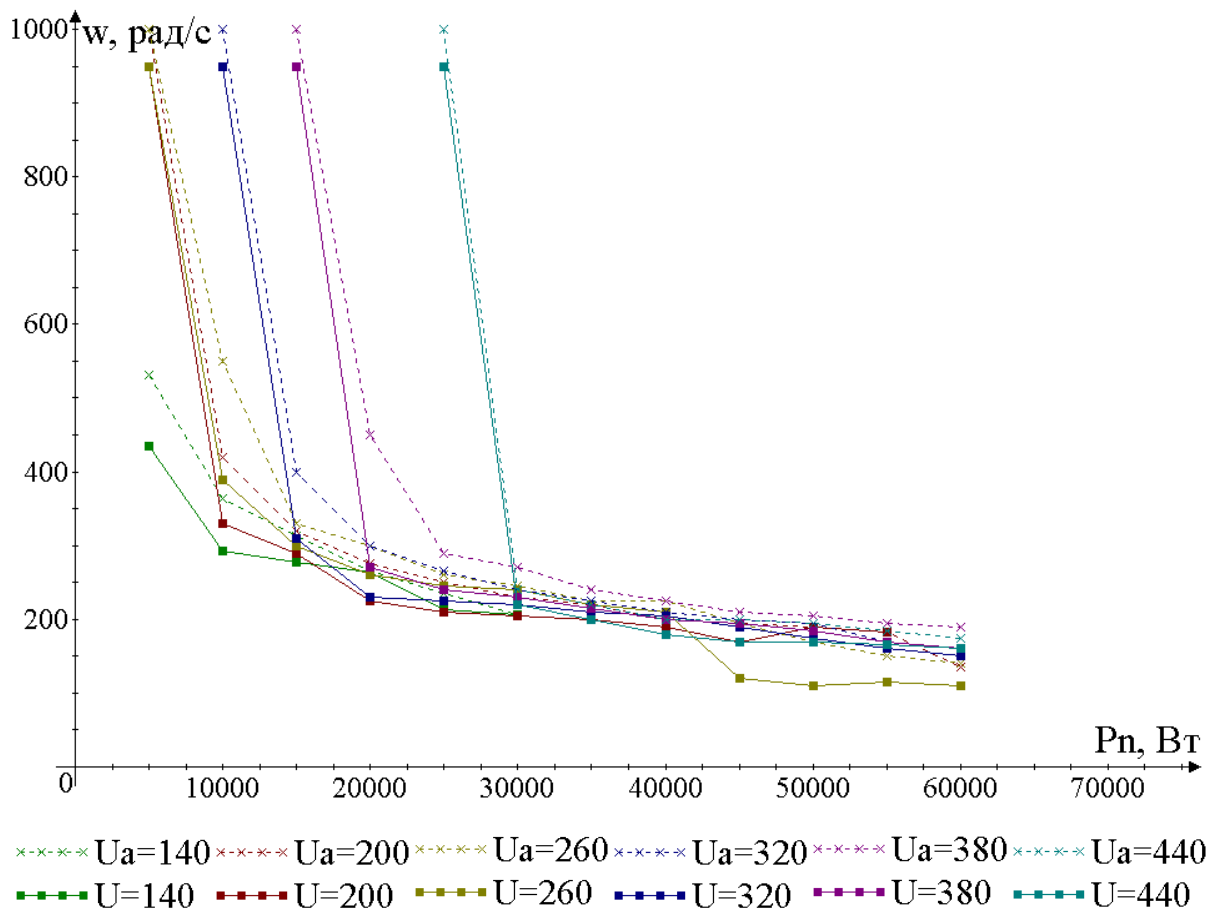


Рисунок 4.76 – Зона устойчивых автоколебаний при разных частотах сопряжения контура напряжения системы управления

Представленные выше результаты моделирования позволяют сделать вывод, что повышающий силовой стабилизатор напряжения при подключении к активно-индуктивному источнику энергии с противо-ЭДС является

неустойчивым, что подтверждает гипотезу, сформулированную в третьей главе диссертационной работы. Опираясь на разработанные алгоритмический и схемотехнический методы повышения устойчивости, удалось обеспечить стабильную работу системы электроснабжения как за счет воздействия на величину емкости входного фильтра, так и путем изменения частоты сопряжения внешнего контура регулирования напряжения.

4.3.2 Преобразователь постоянного напряжения понижающего типа с активно-индуктивным источником напряжения

В данном разделе выполним исследование электротехнического комплекса с понижающим силовым DC/DC-преобразователем и активно-индуктивным источником энергии с противо-ЭДС при ранее представленных в таблицах 4.3, 4.4 параметрах объекта и регуляторов. Моделирование производилось при допущении о постоянстве частоты вращения электрической машины, которая эквивалентна ЭДС величиной 540 В, при ступенчатом приращении напряжения задания каждую 1 секунду с шагом 60 В начиная со 140 В и заканчивая 440 В. На каждом этапе происходит коммутация цепей нагрузки с половины номинальной мощности на полную с интервалом 0,5 секунды, что иллюстрируют рисунки 4.78 и 4.79.

Как видно из результатов моделирования, процессы регулирования напряжения на выходе стабилизатора и токи генератора устойчивы, что соответствует ранее полученным теоретическим кривым, изображенным на рисунке 3.4.

Согласно выводам главы 3, критическое значение напряжения активно-индуктивного источника питания с противо-ЭДС равно 462 В, дальнейшее моделирование выполним для начальных условий по входному напряжению – 440 В, которое иллюстрируется рисунками 4.80 и 4.81.

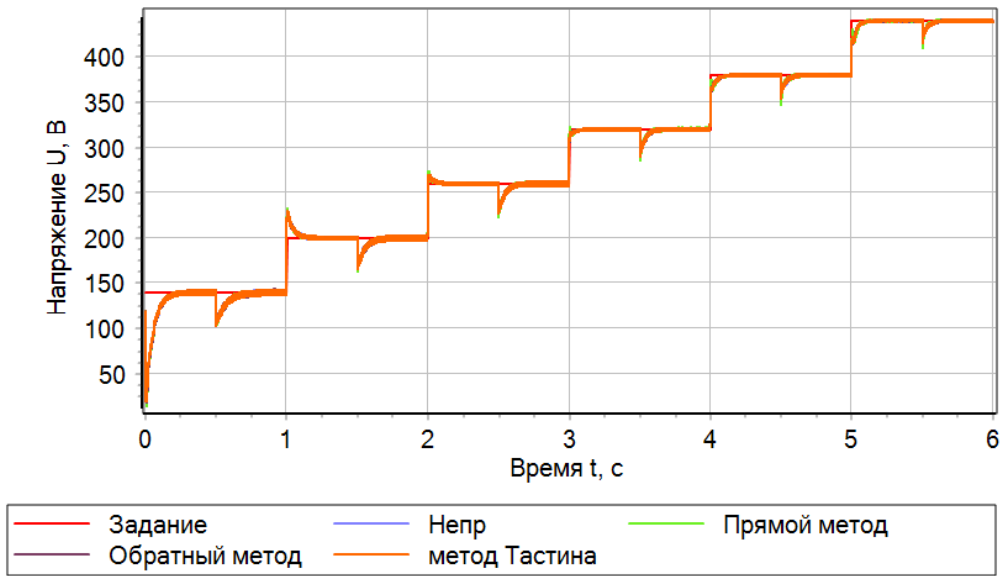


Рисунок 4.78 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 540 В

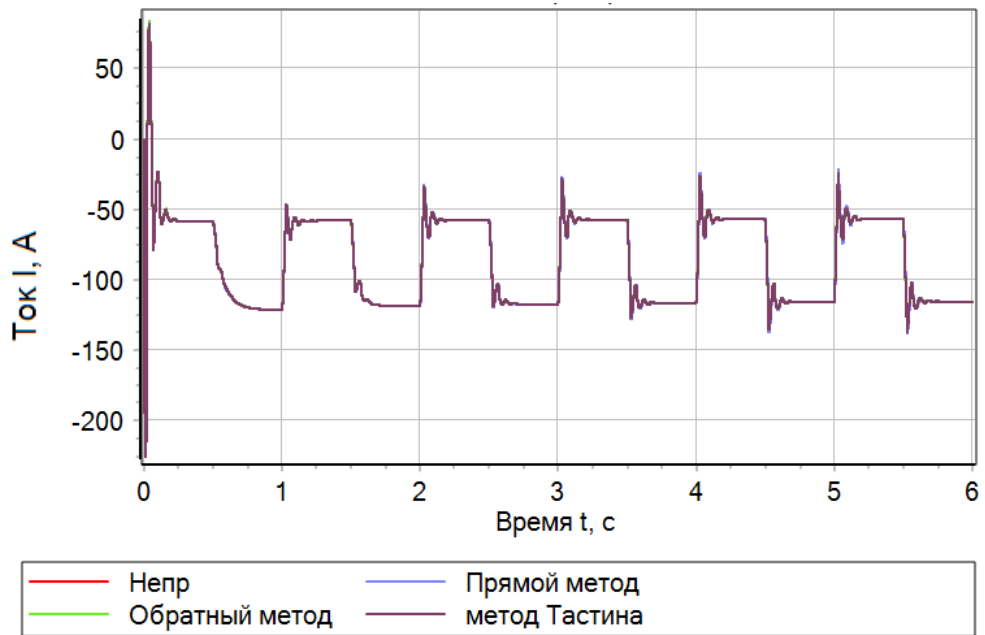


Рисунок 4.79 – Ток генератора при напряжении входа 540 В

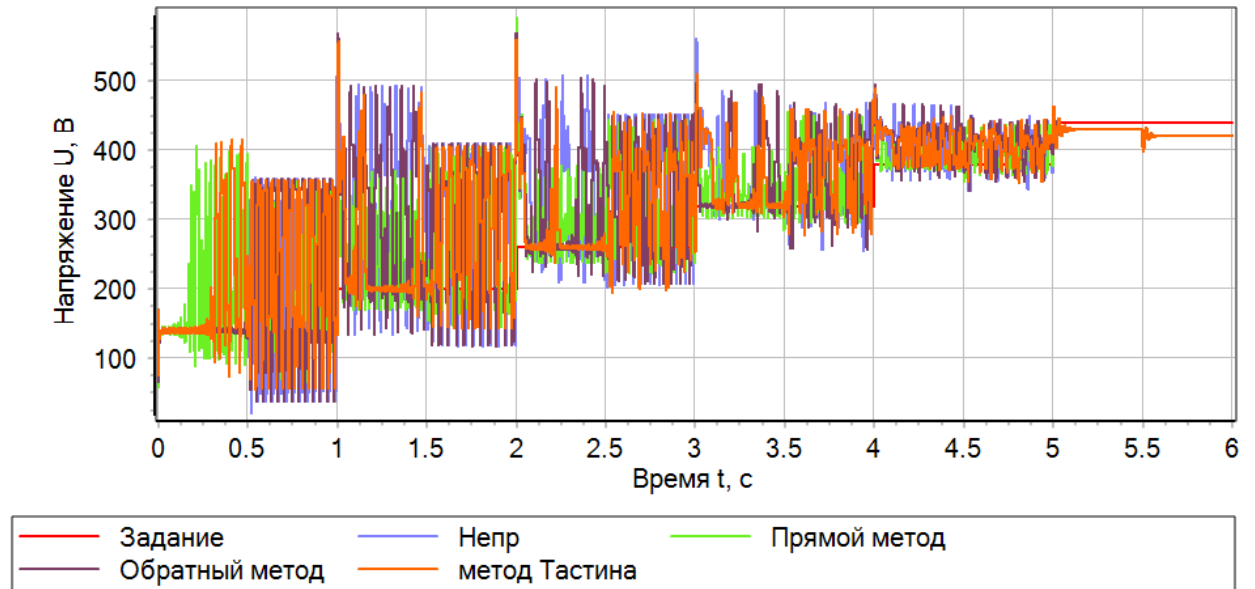


Рисунок 4.80 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В

Как видно из рисунков 4.80 и 4.81, при мощности нагрузки 60 кВт наблюдается аварийный режим работы, а при ее снижении до 30 кВт рабочая точка электротехнической системы перемещается в область устойчивости, причем выходы регуляторов находятся в насыщении и управление потоком генерируемой электрической энергии ограничивается.

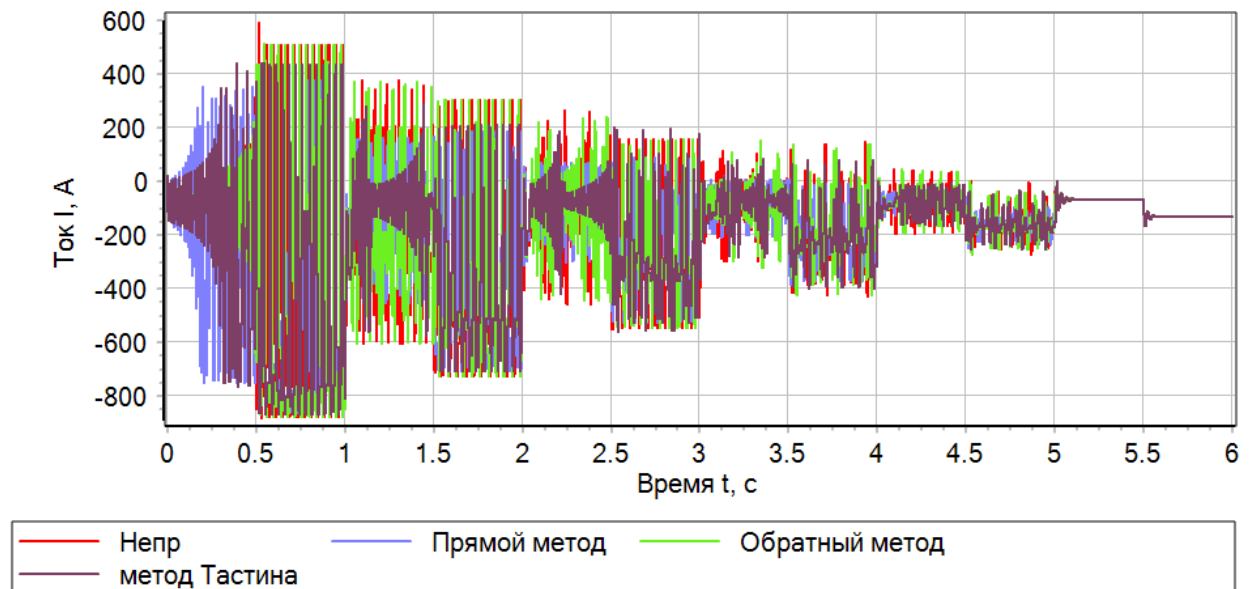


Рисунок 4.81 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

На основании методов расширения области устойчивости, подробно рассмотренных в предыдущем разделе, осуществим на первом этапе увеличение емкости входного силового фильтра в 2 раза, а затем выполним настройку регулятора выходного напряжения на полосу пропускания 150 рад/сек. Результаты исследований представлены на рисунках 4.82 – 4.85.

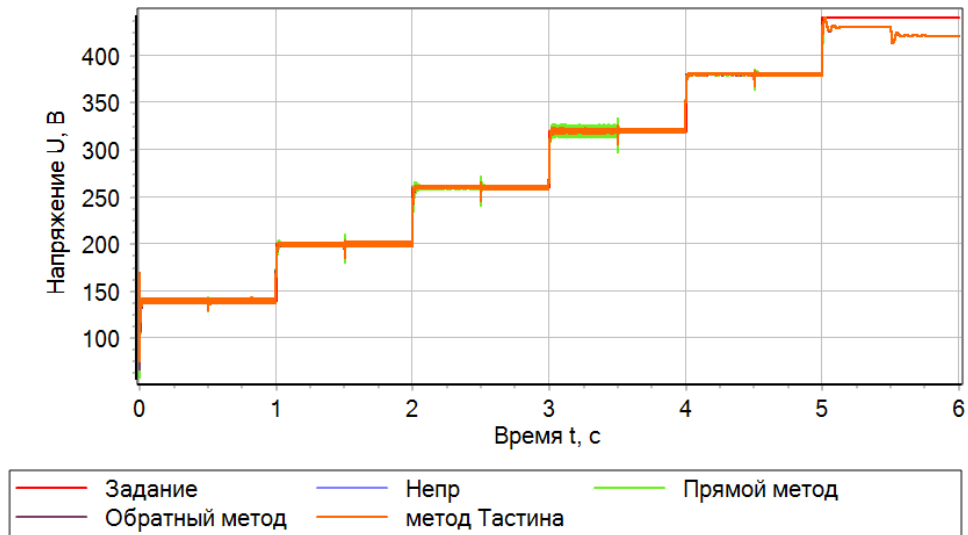


Рисунок 4.82 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В с коррекцией емкости

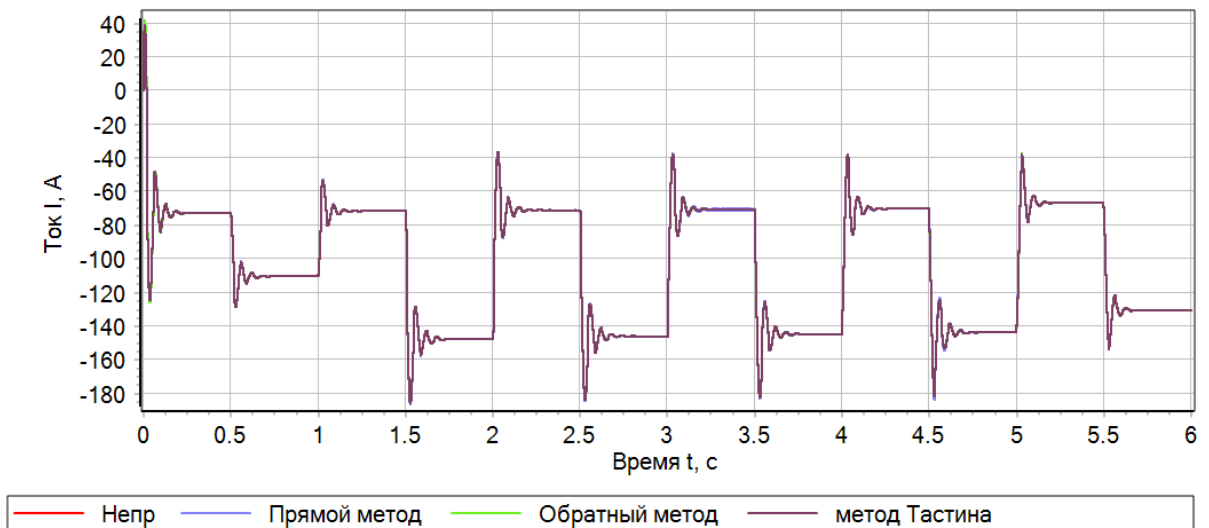


Рисунок 4.83 – Ток генератора при напряжении входа 440 В с коррекцией емкости

Как видно из рисунков 4.82 и 4.83, для всех типов дискретных регуляторов достигается зона неустойчивой работы электротехнического комплекса начиная с 380 В, что вызвано ограничением ресурса управления.

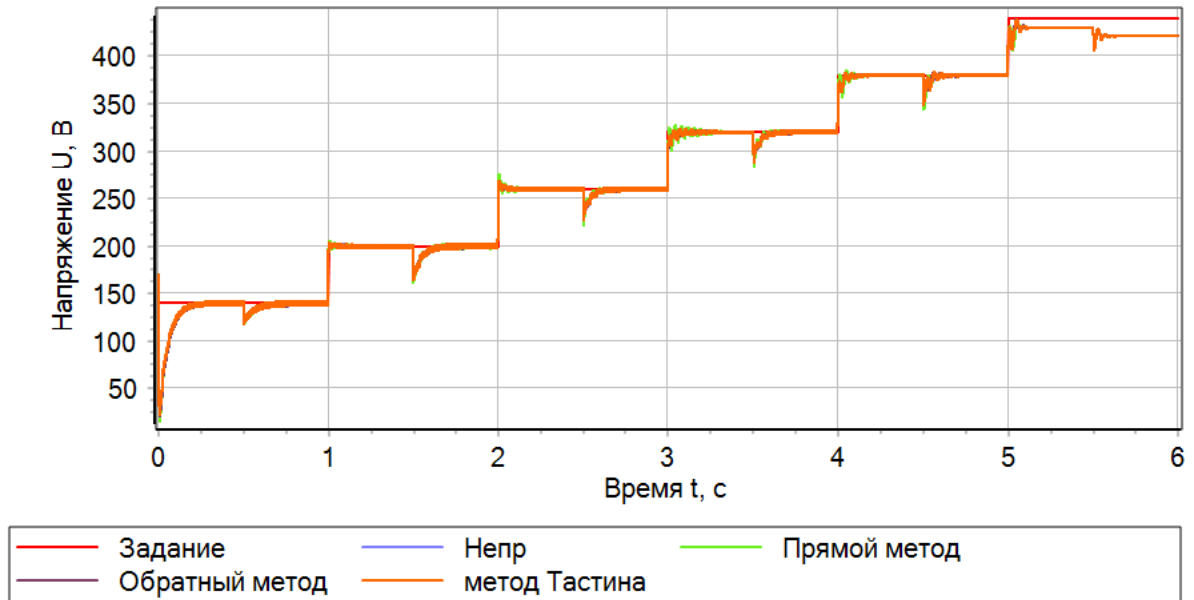


Рисунок 4.84 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В с коррекцией частоты сопряжения

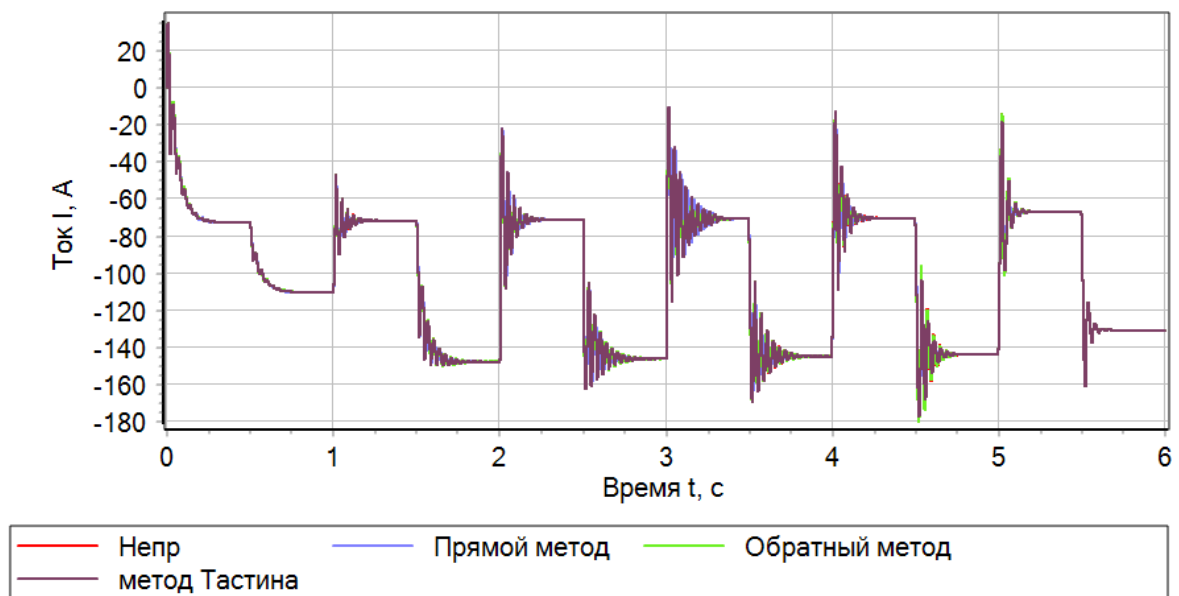


Рисунок 4.85 – Ток генератора при напряжении входа 440 В и с коррекцией частоты сопряжения

Аналогичные результаты моделирования с подстройкой частоты сопряжения внешнего контура регулирования в замкнутом состоянии показаны на рисунках 4.84 и 4.85, из которых видно, что при использовании алгоритмического подхода за счет увеличения быстродействия процессов по выходу системы регулирования удастся обеспечить устойчивость режима генерации электрической энергии.

4.3.3 Преобразователь постоянного напряжения изолированный двунаправленный с активно-индуктивным источником напряжения

Как было показано в разделе 4.2.4, стабильность и качество регулирования выхода электротехнического комплекса на базе двунаправленного изолированного стабилизатора напрямую связаны с величиной напряжения на входе силового преобразователя. На начальном этапе полагаем, что напряжение на входе соответствует 140 В и мощность нагрузки равна половине номинальной. Далее, через половину цикла коммутации, происходит скачкообразный переход на полную нагрузку, после чего в момент окончания цикла выходное напряжение увеличивается на 60 В с последующим сбросом нагрузки до половины номинальной мощности, затем цикл повторяется.

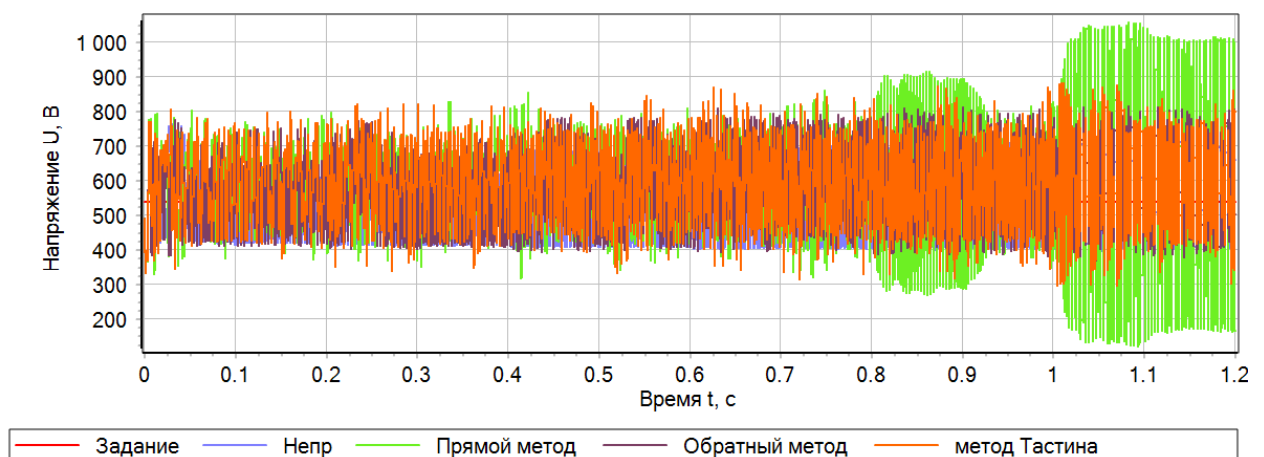


Рисунок 4.86 – Напряжение на выходе преобразователя

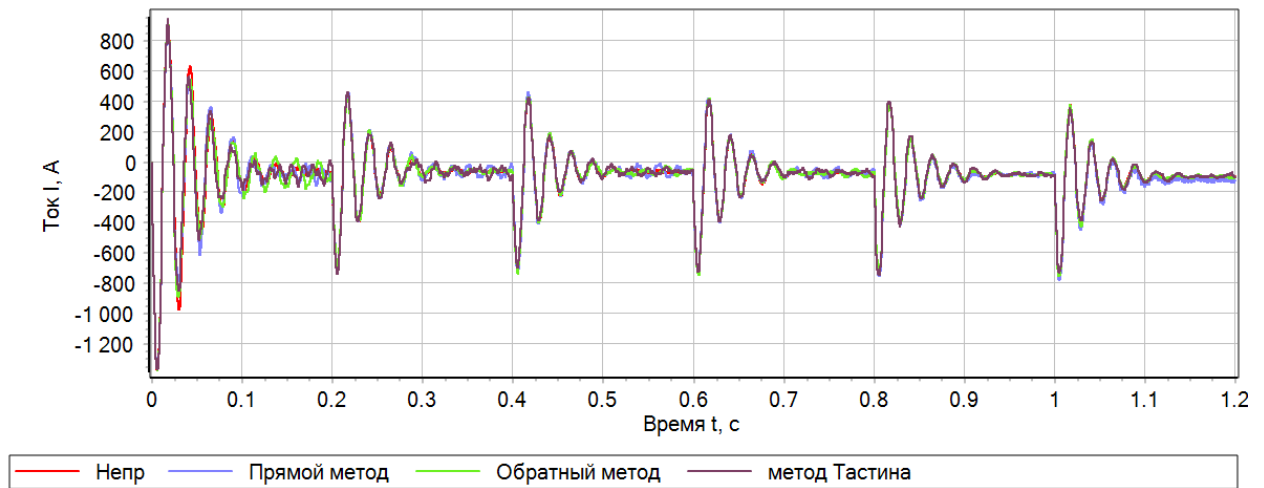


Рисунок 4.87 – Ток генератора при начальном напряжении

Из рисунка 4.86 видно, что все алгоритмы управления не обеспечивают желаемую ошибку регулирования в пределах 5 % от установившегося значения. В свою очередь, на основании рисунка 4.87 можно заключить, что амплитуда пульсаций тока генератора в несколько раз превышает предельное мгновенное значение. Для коррекции данных режимов работы электротехнического комплекса воспользуемся методикой, предложенной в главе 3, которая позволяет за счет коррекции емкости, рисунки 4.90 и 4.91, или частоты сопряжения контура регулирования напряжения обеспечить качественный процесс электропитания нагрузки, рисунки 4.92 и 4.93.



Рисунок 4.90 – Напряжение на выходе преобразователя с коррекцией емкости входного фильтра

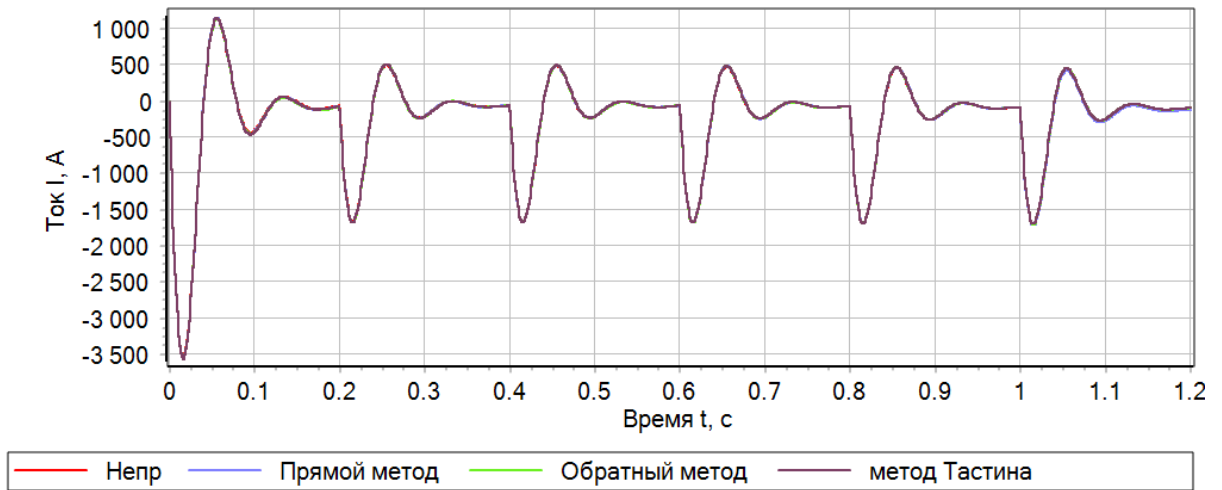


Рисунок 4.91 – Ток генератора с коррекцией емкости входного фильтра

Как видно из рисунков 4.90 и 4.91, за счет коррекции емкости входного силового фильтра удастся обеспечить качественное регулирование выхода стабилизатора напряжения.



Рисунок 4.92 – Напряжение на выходе преобразователя с коррекцией частоты сопряжения



Рисунок 4.93 – Ток генератора с коррекцией частоты сопряжения

В свою очередь, на рисунках 4.92 – 4.93 представлены результаты моделирования переходных процессов при выборе соответствующих частот сопряжения контура регулирования напряжения в замкнутом состоянии, позволяющих достичь качественного электроснабжения потребителя.

4.4 Экспериментальные исследования процессов электроснабжения автономного потребителя

Для подтверждения работоспособности и корректности синтезированных алгоритмов управления DC/DC силовыми преобразователями и способов повышения устойчивости системы электроснабжения потребителя было принято решение провести полунатурный эксперимент по методике *Hardware-in-the-loop* (HIL). В качестве испытуемого блока, вынесенного за рамки модели, выступает микроконтроллер, программа для которого была получена в процессе кодогенерации в среде *SimInTech*. В качестве исследуемого объекта в реальном времени выступает электротехнический комплекс электроснабжения автономного потребителя.

Стенд для HIL для экспериментальных исследований, внешний вид которого показан на рисунке 4.94, представляет собой промышленный компьютер *Moxa DA-820C-KLXM-H* на базе процессора *Intel Xeon E3-1505MV6* и ОЗУ 32Gb DDR4, промышленный ноутбук *Durabook S14I G2 Standard* с процессором *Intel Core i7-1182G7* и ОЗУ 32Gb DDR4, отладочную плату на базе *MCU STM32F072RBT6 NUCLEO-F072RB*, осциллограф *RIGOL MSO 5074*, коммуникационную плату *Advantech ADAM 3937 DB-37*, платы ввода/вывода сигналов на шину *PCI-Express* и *PCI: ICP-DAS PEX-DA8 CR (16 DI, 16 DO, 8AO)* и *Advantech PCI-1713 (32 AI)*.

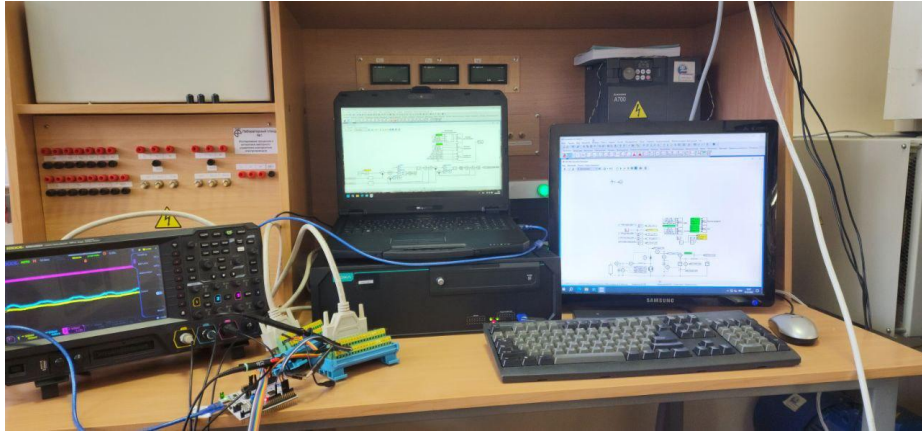


Рисунок 4.94 – Стенд для HIL моделирования

Результаты эксперимента для повышающего преобразователя представлены на рисунке 4.95. Результаты эксперимента подтверждают результаты цифрового моделирования.

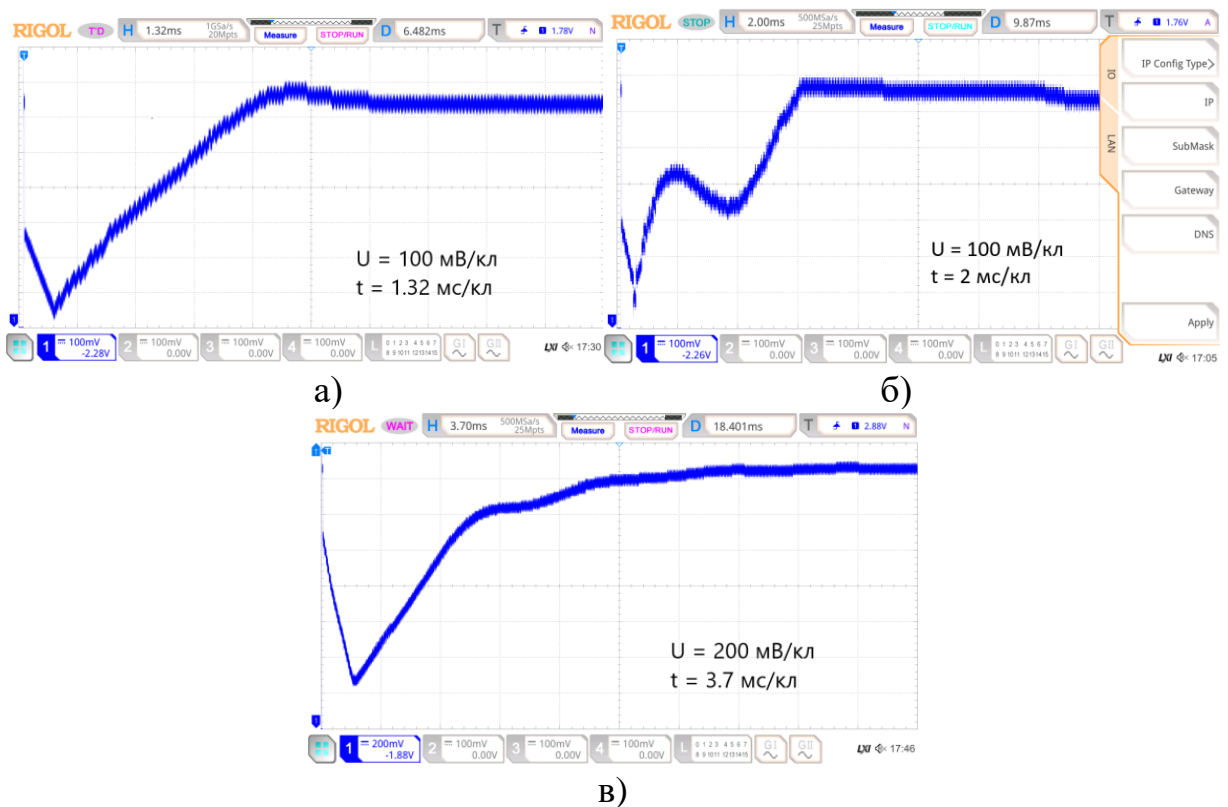
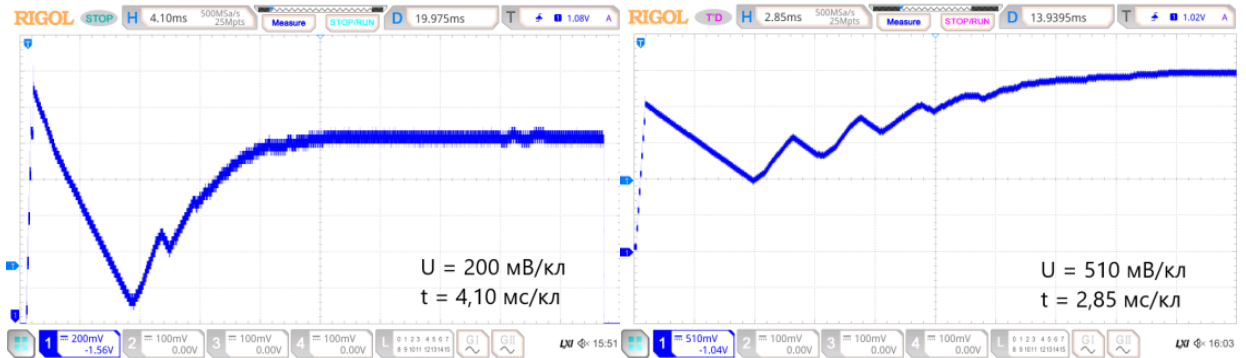


Рисунок 4.95 – Повышающий преобразователь

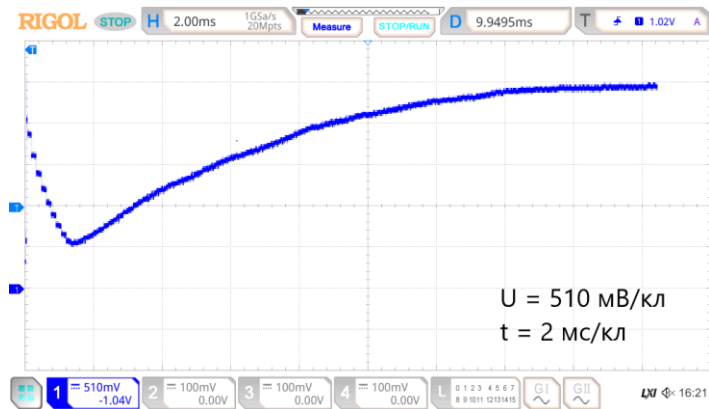
- а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200 \text{ В}$,
- б) компенсация схмотехническим способом при $U_1 = 200 \text{ В}$,
- в) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 200 \text{ В}$,

По такому же принципу были проведены экспериментальные исследования режимов работы системы электроснабжения с понижающим и двунаправленным изолированным силовым преобразователем, которые иллюстрируются рисунками 4.96 и 4.97.



а)

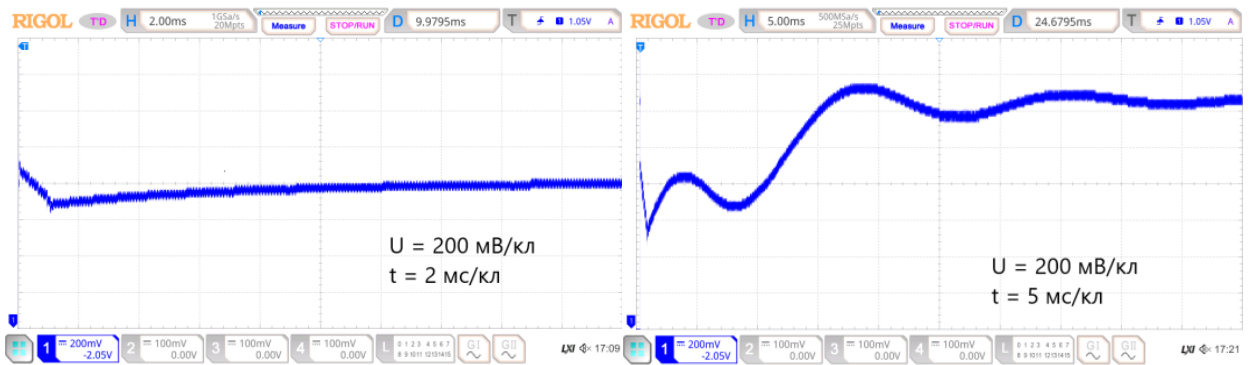
б)



в)

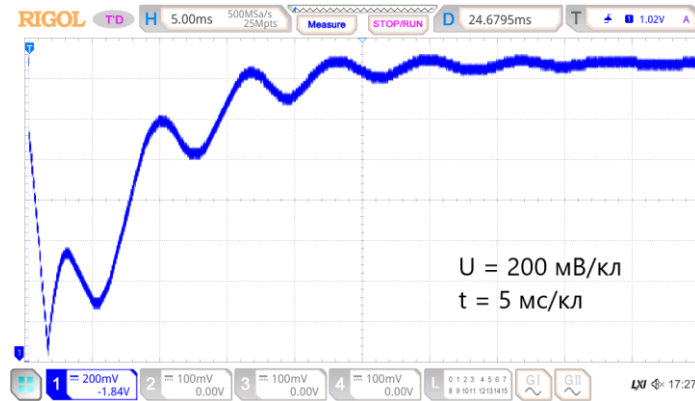
Рисунок 4.96 – Понижающий преобразователь

- а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200$ В,
- б) – компенсация схемотехническим способом при $U_1 = 200$ В,
- в) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 200$ В



а)

б)



в)

Рисунок 4.97 – Двухнаправленный изолированный преобразователь

- а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200$ В,
- б) – компенсация схемотехническим способом при $U_1 = 200$ В,
- в) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 200$ В

Результаты экспериментов, представленных на рисунках 4.96 и 4.97, совпадают с результатами моделирования.

Вывод по четвертой главе

В данной главе представлены результаты математического моделирования переходных и установившихся процессов в полупроводниковых DC/DC-стабилизаторах постоянного напряжения, выполненных по схемам повышающего преобразователя, понижающего преобразователя и изолированного двухнаправленного преобразователя на базе

двух активных Н-мостов с алгоритмами управления, разработанных во второй главе диссертационной работы.

Математическое моделирование производилось для двух случаев, в первом из которых рассматривался идеальный источник напряжения, а во втором использовалась трехфазная электрическая машина, работающая в режиме генератора, представленная математической моделью в виде активно-индуктивной цепи с противо-ЭДС.

Применение на начальном этапе анализа идеализированного источника обусловлено необходимостью подтверждения работоспособности разработанных во второй главе диссертации алгоритмов управления при разных режимах работы, включая наброс нагрузки с половинной и номинальной мощностью, а также ступенчатого изменения величины входного напряжения в процессе работы системы электропитания.

Результаты моделирования и экспериментальных исследований показали, что разработанные алгоритмы обеспечивают качественное регулирование выходных переменных, тем самым были подтверждены все ранее сделанные теоретические выкладки.

Учет реальных параметров силового источника на втором этапе анализа в тех же режимах работы, что и в первом случае, использовался для определения условий возникновения расходящихся процессов в двухконтурной САУ электроснабжения.

Как следует из представленных исследований, наблюдаются неустойчивые состояния процесса электропитания нагрузки, для исключения которых необходимо либо выполнять предварительную коррекцию величины емкости входного фильтра, либо изменять быстродействие внешнего контура регулирования напряжения за счет выбора желаемой полосы пропускания. При этом, как показали полученные результаты, практическое применение обоих подходов исключает неустойчивость и обеспечивает заданное качество процессов генерации электрической энергии.

Заключение

1. Выполнен анализ типовых структур и узлов систем автономного электроснабжения. В результате проведенного анализа, наилучшей с точки зрения объединения в единую энергосистему является конфигурация с общей шиной постоянного тока, включающая в себя силовые DC/DC преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых ключах.

2. Произведена унификация способа структурно-параметрического синтеза систем автоматического управления преобразователями постоянного напряжения. Разработанный подход к унификации позволяет упростить методику проектирования регуляторов преобразователями постоянного напряжения различной топологии. Теоретическая и практическая значимость разработанных структур и подходов к синтезу доказана как средствами цифрового моделирования, так и средствами полунатурального эксперимента.

3. Выполнен анализ устойчивости электротехнического комплекса электроснабжения автономного потребителя с использованием силового DC/DC преобразователя постоянного напряжения и активно-индуктивного источника напряжения с противо-ЭДС, в результате которого были определены две области неустойчивой работы. Первая из которых зависит от параметров «выходной части преобразователя и возникает в случае перегрузки. Вторая – относится к «нижней», входной, стороне силового DC/DC преобразователя и включает в себя рабочие точки для диапазона генерируемых мощностей до 90% процентов от номинального значения включительно. При этом в диссертации было установлено, что основной причиной возникновения неустойчивости является неблагоприятное сочетание индуктивно-емкостных параметров силовой части, в связи с чем были разработаны схемотехнический и алгоритмический методы, позволяющие обеспечить гарантированное качество процессов электропитания автономных объектов без возникновения автоколебательных режимов и неустойчивости.

4. Верифицированы способы обеспечения гарантированной устойчивости электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя. Предложенные способы позволяют за счет схемотехнического изменения в преобразователе постоянного напряжения, или за счет параметрического изменения в его алгоритме управления обеспечить устойчивые режим работы электротехнического комплекса. Верификация способов обеспечения устойчивости производилась как средствами цифрового моделирования, так и средствами полунатурального эксперимента. Разработанные способы обеспечения устойчивости позволяют осуществлять все режимы функционирования системы электроснабжения автономного потребителя не ниже, чем 100% от его номинальной мощности.

Список литературы

1. Trends in Microgrid Control / D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi [и др.] // IEEE Transactions on Smart Grid. – 2014. – Т. 5. – № 4. – С. 1905-1919.
2. El-Shahat, A. DC-Microgrid System Design, Control, and Analysis / A. El-Shahat, S. Sumaiya // Electronics. – 2019. – Vol. 8. – № 2. – P. 124.
3. Off-Grid Rural Electrification in India Using Renewable Energy Resources and Different Battery Technologies with a Dynamic Differential Annealed Optimization / P. P. Kumar, V. Suresh, M. Jasinski, Z. Leonowicz // Energies. – 2021. – Vol. 14. – № 18. – P. 5866.
4. Microgrid: Configurations, Control and Applications / M. Rezkallah, A. Chandra, B. Singh, S. Singh // IEEE Transactions on Smart Grid. – 2019. – Т. 10. – № 2. – С. 1290-1302.
5. A Non-Isolated Hybrid-Modular DC-DC Converter for DC Grids: Small-Signal Modeling and Control / A. Elserougi, I. Abdelsalam, A. Massoud, S. Ahmed // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – A Non-Isolated Hybrid-Modular DC-DC Converter for DC Grids. – P. 132459-132471.
6. Alfergani, A. Networked control of AC microgrid / A. Alfergani, A. Khalil, Z. Rajab // Sustainable Cities and Society. – 2018. – Т. 37. – С. 371-387.
7. Абдумомун, У. С. Электроснабжение потребителей малой мощности альтернативными источниками энергии / У. С. Абдумомун, М. Э. Мейманова // Известия Ошского технологического университета. – 2020. – № 1. – С. 32-37.
8. Белый, В. Б. Моделирование процессов потребления электроэнергии сельскими потребителями в автономных системах электроснабжения / В. Б. Белый // Вестник Алтайского государственного аграрного университета. – 2019. – № 9(179). – С. 163-166.
9. Головки, С. В. Вопросы проектирования автономных систем электроснабжения с альтернативными источниками электроэнергии /

С. В. Головки, С. В. Кононенко // Вестник Астраханского государственного технического университета. – 2021. – № 2(72). – С. 30-34.

10. Исманбаев, А. И. Перспективы возобновляемых источников электрической энергии для систем автономного электроснабжения сельскохозяйственных потребителей в Кыргызской республике / А. И. Исманбаев, А. А. Алманбетов, Ч. К. Дюшеева // Материаловедение. – 2022. – № 2(37). – С. 21-26.

11. Лукашов, П. П. Перспективы развития первичных источников электроэнергии ракетных комплексов / П. П. Лукашов, А. С. Капустин, Е. С. Сюрсин // Вестник НИЦ ВА РВСН. – 2020. – № 1. – С. 41-46.

12. Лукутин, Б. В. Перспективы децентрализованных систем электроснабжения постоянного тока с распределённой солнечной генерацией / Б. В. Лукутин, Д. И. Муравьев // Известия томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2020. – Т. 331. – № 6. – С. 184-196.

13. Автономное энергоснабжение объектов крайнего севера / Н. А. Павлов, Д. С. Рогачев, А. В. Сеницкий, Е. В. Соломин // Международный научный журнал Альтернативная энергетика и экология. – 2015. – № 10-11. – С. 75-83.

14. Повышение эффективности системы электроснабжения линейных потребителей нефте-газопроводов / П. А. Черкасский, С. В. Климентьев, М. А. Асташов, Д. О. Умрихин // Булатовские чтения. – 2021. – Т. 2. – С. 234-237.

15. Автономные системы электроснабжения с возобновляемыми источниками энергии и умной сетью / Л. М. Четошникова, Н. И. Смоленцев, С. А. Четошников, Г. В. Гусаров // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2018. – Т. 20. – № 5-6. – С. 3-10.

16. Шитик, Т. В. Использование источников электрической энергии для питания потребителей / Т. В. Шитик // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего востока. – 2022. – № 4. – С. 80-83.

17. Юдинцев, А. Г. Методика разработки имитатора нагрузок для наземных испытаний систем электропитания автономных объектов / А. Г. Юдинцев, А. А. Ткаченко, Д. Ю. Ляпунов // Электротехнические системы и комплексы. – 2020. – № 1(46). – С. 60-66.

18. Афанасьева, Н. А. Функциональное моделирование малой ветроэнергетической установки в условиях несоосного фэродинамического обтекания / Н. А. Афанасьева, В. В. Дудник // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2022. – № 42. – С. 27-41.

19. Иванов, И. А. Разработка комплекса электроснабжения автономного потребителя / И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы XVIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2021. – С. 338-341. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46693336> (дата обращения: 29.01.2024).

20. Иванов, И. А. Гибридный нетрадиционный источник электроэнергии для удаленных фермерских хозяйств и сёл / И. А. Иванов, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1186-1188. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43943838> (дата обращения: 29.01.2024).

21. Коноплев, П. В. Система автономного электроснабжения удаленных потребителей / П. В. Коноплев, А. А. Яновский // Сельский механизатор. – 2022. – № 12. – С. 20-21.

22. Матвеев, Ю. В. Управление автономной системой электроснабжения с приоритетным подключением потребителей /

Ю. В. Матвеев // Journal of advanced research in technical science. – 2019. – № 17-2. – С. 143-146.

23. Муровский, С. П. Система автономного электроснабжения удаленных потребителей на базе возобновляемых источников энергии / С. П. Муровский, А. Н. Курзо // Успехи современной науки. – 2017. – Т. 6. – № 3. – С. 54-57.

24. Kriett, P. O. Optimal control of a residential microgrid : 8th World Energy System Conference, WESC 2010 / P. O. Kriett, M. Salani // Energy. – 2012. – Т. 42. – № 1. – С. 321-330.

25. Стальная, М. И. Источник постоянного напряжения повышенной мощности с малым коэффициентом пульсации / М. И. Стальная, Т. М. Халина, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2019. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41018770> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

26. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview / S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, A. B. Rad // IEEE Access. – 2019. – Т. 7. – С. 117997-118019.

27. Region-Based Stability Analysis for Active Dampers in AC Microgrids / Y. Guo, L. Chen, X. Lu [и др.] // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2019. – Т. 55. – № 6. – С. 7671-7682.

28. Колосов, В. И. Выбор структуры изолированного DC-DC преобразователя с наименьшей мощностью потерь в активных элементах / В. И. Колосов // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 2(50). – С. 17-22.

29. Алгоритм определения параметров регулятора, удовлетворяющих требованиям переходного процесса в понижающем преобразователе постоянного напряжения / А. Г. Юдинцев, В. М. Дмитриев, Т. В. Ганджа,

Ю. А. Шурыгин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2023. – Т. 19. – № 2. – С. 16-29.

30. Исследование автономных систем электроснабжения на возобновляемых источниках энергии для сельскохозяйственного потребителя / С. А. Качан, И. М. Довлатов, Д. Ю. Павкин, Л. Ю. Юферев // Инновации в сельском хозяйстве. – 2017. – № 3(24). – С. 154-159.

31. Residential Microgrid Load Management and Optimal Control in grid Connected and Islanded Mode / M. Laour, F. Akel, D. Bendib, M. Chikh // 2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC). – 2018. – С. 1-4.

32. Morstyn, T. Distributed Cooperative Control of Microgrid Storage / T. Morstyn, B. Hredzak, V. G. Agelidis // IEEE Transactions on Power Systems. – 2015. – Т. 30. – № 5. – С. 2780-2789.

33. Active power management in a low-voltage islanded microgrid / M. A. Hossain, H. R. Pota, M. J. Hossain, A. M. O. Haruni // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. – 2018. – Т. 98. – С. 36-47.

34. Иванов, И. А. Генератор однофазного переменного напряжения повышенной мощности / И. А. Иванов, М. И. Стальная, Т. М. Халина. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1184-1186. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43943867> (дата обращения: 29.01.2024).

35. Стальная, М. И. Генераторы нового типа для автономных потребителей / М. И. Стальная, И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы XVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2020. – Т. 8. – С. 160-161. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=44563402> (дата обращения: 29.01.2024).

36. Иванов, И. А. Источник постоянного напряжения с малым коэффициентом пульсации / И. А. Иванов, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1188-1190. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43943835> (дата обращения: 29.01.2024).

37. Иванов, И. А. Источник постоянного напряжения с повышенной выходной мощностью / И. А. Иванов, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1190-1192. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43943832> (дата обращения: 29.01.2024).

38. Иванов, И. А. Нестандартный генератор однофазного переменного напряжения / И. А. Иванов, Т. М. Халина, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1193-1195. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43943830> (дата обращения: 29.01.2024).

39. Стальная, М. И. Однофазный генератор синусоидального напряжения повышенной мощности для отдаленных районов / М. И. Стальная, С. Е. Сухинин, И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы VIII Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Современная техника и технологии: проблемы, состояние и перспективы». – Рубцовск : Рубцовский индустриальный институт, 2018. – Т. 2. – С. 461-464. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41744462> (дата обращения: 29.01.2024).

40. Иванов, И. А. Разработка генераторов для автономных потребителей / И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы XXI городской научно-практической конференции молодых ученых « Молодежь - Барнаулу». – Барнаул : Алтайский государственный университет, 2020. – С. 328-3298. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43132365> (дата обращения: 29.01.2024).

41. Иванов, И. А. Регулируемый источник постоянного напряжения / И. А. Иванов, Т. М. Халина, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1195-1197. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43944056> (дата обращения: 29.01.2024).

42. Иванов, И. А. Трехфазный генератор переменного напряжения / И. А. Иванов, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1200-1203. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43944134> (дата обращения: 29.01.2024).

43. Kotin, D. Mathematical modeling of multi-winding synchronous generators with permanent magnets for autonomous consumers / D. Kotin, I. Ivanov, L. Tolstobrova. – Текст : электронный // 18th International scientific technical conference alternating current electric drives, ACED 2021 - Proceedings. – Ekaterinburg : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=47096143> (дата обращения: 29.01.2024).

44. Kotin, D. Modified permanent magnet synchronous generators for using in energy supply system for autonomous consumer / D. Kotin, I. Ivanov, S. Shtukkert. – Текст : электронный // Energies. – 2021. – Т. 14. – № 21. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=47523161> (дата обращения: 29.01.2024).

45. Kotin, D. New type single-phase generator for autonomous consumer / D. Kotin, I. Ivanov. – Текст : электронный // Proceedings - 2020 International conference on industrial engineering, applications and manufacturing, ICIEAM 2020. – Sochi : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. – С. 9112062. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43302797> (дата обращения: 29.01.2024).

46. Ivanov, I. A. Modified Synchronous Three-Phase Generator for Power Supply of Autonomous Consumers / I. A. Ivanov. – Текст : электронный // Сборник материалов XVII Международной научно-практической конференции молодых учёных «Актуальные проблемы современного общества. Язык, культура и технологии в изменяющемся мире». – Новосибирск : Новосибирский государственный технический университет, 2020. – С. 368-372. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=44572836> (дата обращения: 29.01.2024).

47. Ivanov, I. A. Development of Synchronous Generators with Permanent Magnets for the Needs of Power Supply of an Autonomous Consumer / I. A. Ivanov. – Текст : электронный // Материалы Международной научно-практической конференции «Aspire to science». – Новосибирск : Новосибирский государственный технический университет, 2021. – С. 46-50. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46638857> (дата обращения: 29.01.2024).

48. Иванов, И. А. Использование однофазного синхронного многообмоточного генератора с постоянными магнитами для электроснабжения автономного потребителя / И. А. Иванов, Д. А. Котин // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2022. – Т. 24. – № 1. – С. 29-38.

49. Однофазный синхронно-шаговый генератор переменного напряжения / М. И. Стальная, Т. М. Халина, С. Ю. Еремочкин, [и др.]. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL:

<https://www.elibrary.ru/item.asp?id=38149623> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

50. Стальная, М. И. Однофазный генератор переменного напряжения, выполненный на вентильном двигателе / М. И. Стальная, Т. М. Халина, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=38149624> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

51. Стальная, М. И. Регулируемый источник постоянного напряжения / М. И. Стальная, И. А. Иванов, Д. А. Самчук. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=38153497> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

52. Стальная, М. И. Регулируемый источник постоянного тока / М. И. Стальная, Т. М. Халина, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=38152431> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

53. Стальная, М. И. Синус-косинусный двухфазный генератор / М. И. Стальная, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=37360088> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

54. Иванов, И. А. Синус-косинусный генератор двухфазного напряжения / И. А. Иванов, М. И. Стальная. – Текст : электронный // Материалы XVI Всероссийской научно-технической конференции студентов,

аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2019. – Т. 2. – С. 1197-1200. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43944048> (дата обращения: 29.01.2024).

55. Halina, T. Sine-cosine Generator / T. Halina, I. Ivanov, M. Stalnaya. – Текст : электронный // International multi-conference on industrial engineering and modern technologies, FAREASTCON 2019. – Vladivostok : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. – С. 8934028. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=43237935> (дата обращения: 29.01.2024).

56. Стальная, М. И. Источник постоянного тока, выполненный на синхронном шаговом двигателе, с повышенным напряжением / М. И. Стальная, С. Ю. Еремочкин, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41023514> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

57. Стальная, М. И. Источник постоянного тока, выполненный на синхронном шаговом двигателе, с повышенной выходной мощностью / М. И. Стальная, С. Ю. Еремочкин, И. А. Иванов. – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова» (АлтГТУ), 2018. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41023510> (дата обращения: 29.01.2024). – Текст : электронный.

58. Седнев, В. А. Рекомендации по составу средств для электроснабжения и жизнеобеспечения пострадавшего населения и спасательных формирований при полевом размещении / В. А. Седнев // Технологии техносферной безопасности. – 2021. – № 3(39). – С. 208-225.

59. Optimal capacity allocation method of integrated energy system considering renewable energy uncertainty / Y. Xue, C. Zhang, F. Jiang [и др.] // *Frontiers in Energy Research*. – 2022. – Т. 10.

60. Matsuo, H. New solar cell power supply system using a boost type bidirectional DC-DC converter / H. Matsuo, P. Kurokawa // 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference. – 1982. – С. 14-19.

61. Fuzzy logic MPPT and battery charging control for photovoltaic system under real weather conditions / M. Zerouali, A. El Ougli, B. Tidhaf, H. Zrouri // 2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS). – 2020. – С. 1-5.

62. Feasibility Assessment of Hybrid Solar Photovoltaic-Biogas Generator Based Charging Station: A Case of Easy Bike and Auto Rickshaw Scenario in a Developing Nation / A. K. Podder, S. A. Supti, S. Islam [et al.] // *Sustainability*. – 2022. – Vol. 14. – Feasibility Assessment of Hybrid Solar Photovoltaic-Biogas Generator Based Charging Station. – № 1. – P. 166.

63. BOOST converter modelling as a subsystem of a photovoltaic panel control system / M. S. Simoiu, V. Calofir, S. S. Plescu [и др.] // 2020 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR). – 2020. – С. 1-6.

64. Подход к построению адаптивного алгоритма экстремального регулирования мощности в системе солнечной энергетики / С. Г. Михальченко, В. А. Рускин, С. М. Семенов [и др.] // *Известия томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. – 2018. – Т. 329. – № 3. – С. 102-112.

65. Коваль, А. С. К вопросу расчета суперконденсатора накопителя энергии на базе двухуровневого повышающе-понижающего преобразователя DC/DC для привода лифта / А. С. Коваль, А. Г. Кондратенко // *Вестник Белорусско-Российского университета*. – 2020. – № 4(69). – С. 89-96.

66. Определение оптимального распределения потребителей электроэнергии между проектируемыми микрогрид / Е. Е. Миргородская,

Н. П. Митяшин, Ю. Б. Томашевский [и др.] // Вопросы электротехнологии. – 2022. – № 2 (35). – С. 31-38.

67. Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck–Boost Converter / J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Т. 28. – № 12. – С. 5940-5948.

68. Modeling and Experimental Evaluation of Energy Storage Emulator for Microgrids Application / P. S. N. Filho, J. P. C. Silveira, P. J. dos S. Neto [и др.] // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2021. – Т. 9. – № 6. – С. 6662-6670.

69. State-Space Modeling and Reachability Analysis for a DC Microgrid / N. Ghanbari, P. M. Shabestari, A. Mehrizi-Sani, S. Bhattacharya // 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2019. – С. 2882-2886.

70. Крюков, О. В. Обеспечение линейных потребителей нефтегазопроводов стабилизированными энергоисточниками / О. В. Крюков, С. Е. Степанов, А. Б. Васенин // Автоматизация и ИТ в энергетике. – 2020. – № 11(136). – С. 32-41.

71. Бычков, О. В. Стабилизированные энергоисточники для линейных потребителей нефтегазопроводов / О. В. Бычков, Е. Е. Степанов, С. Е. Васенин // Оперативное управление в электроэнергетике: подготовка персонала и поддержание его квалификации. – 2021. – № 5. – С. 25-36.

72. Admissible Region of Large-Scale Uncertain Wind Generation Considering Small-Signal Stability of Power Systems / Y. Pan, S. Mei, F. Liu [и др.] // IEEE Transactions on Sustainable Energy. – 2016. – Т. 7. – № 4. – С. 1611-1623.

73. An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy / X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Т. 29. – № 4. – С. 1800-1812.

74. Artificial intelligence applications for microgrids integration and management of hybrid renewable energy sources / M. Talaat, M. H. Elkholy, A. Alblawi, T. Said // *Artificial Intelligence Review*. – 2023. – Т. 56. – № 9. – С. 10557-10611.

75. Jang, M. Design and Implementation of Digital Control in a Fuel Cell System / M. Jang, M. Ciobotaru, V. G. Agelidis // *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. – 2013. – Т. 9. – № 2. – С. 1158-1166.

76. Stability Region of Droop-Controlled Distributed Generation in Autonomous Microgrids / Y. Pan, L. Chen, X. Lu [и др.] // *IEEE Transactions on Smart Grid*. – 2019. – Т. 10. – № 2. – С. 2288-2300.

77. Towards the Robust Small-Signal Stability Region of Power Systems Under Perturbations Such as Uncertain and Volatile Wind Generation / Y. Pan, F. Liu, L. Chen [и др.] // *IEEE Transactions on Power Systems*. – 2018. – Т. 33. – № 2. – С. 1790-1799.

78. Kim, S.-K. Proportional-Derivative Voltage Control With Active Damping for DC/DC Boost Converters via Current Sensorless Approach / S.-K. Kim, C. K. Ahn // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2021. – Т. 68. – № 2. – С. 737-741.

79. Plug-and-Play Voltage/Current Stabilization DC Microgrid Clusters with Grid-Forming/Feeding Converters / R. Han, M. Tucci, A. Martinelli [и др.] // *2018 Annual American Control Conference (ACC)*. – 2018. – С. 5362-5367.

80. Passivity-Based Control for Battery Charging/Discharging Applications by Using a Buck-Boost DC-DC Converter / O. D. Montoya Giraldo, A. Garcés Ruiz, I. Ortega Velázquez, G. R. Espinosa Pérez // *2018 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*. – 2018. – С. 89-94.

81. Gadekar, S. D. Optimizing Electric Vehicle Charging with Moth Flame Control Algorithm of Boost-KY Converter / S. D. Gadekar, M. Murali // *Problems of the regional energetics*. – 2023. – № 4 (60). – С. 126-140.

82. Optimal Algorithms for Energy Storage Systems in Microgrid Applications: An Analytical Evaluation Towards Future Directions / M. S. Reza, N. Rahman, S. B. Wali [и др.] // IEEE Access. – 2022. – Т. 10. – С. 10105-10123.

83. Nonlinear disturbance observer based sliding mode control for PWM-based DC-DC boost converter systems / J. Wang, S. Li, J. Fan, Q. Li // The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC). – 2015. – С. 2479-2484.

84. Digital control system applied to a PFC boost converter operating in mixed conduction mode / L. Roggia, F. Beltrame, J. E. Baggio, J. R. Pinheiro // 2009 Brazilian Power Electronics Conference. – 2009. – С. 698-704.

85. DC mains backup power system for frequency-controlled electric drive / V. V. Vdovin, D. P. Visloguzov, V. A. Klan [и др.] // 2014 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2014. – С. 387-391.

86. Hamasaki, S. Control of power leveling unit with super capacitor using bidirectional buck/boost DC/DC converter / S. Hamasaki, R. Mukai, M. Tsuji // 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). – 2012. – С. 1-6.

87. Nam, D. P. Adaptive Tracking Control for a Boost DC – DC Converter: A Switched Systems Approach / D. P. Nam, B. M. Thang, N. T. Thanh // 2018 4th International Conference on Green Technology and Sustainable Development (GTSD). – 2018. – С. 702-705.

88. Иванов, И. А. Исследование алгоритма работы повышающего преобразователя напряжения в системе автономного электроснабжения / И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы XX Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2023. – Т. 1. – С. 281-284. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54636036> (дата обращения: 29.01.2024).

89. Математическая модель частотно-регулируемого электропривода с DC-DC-преобразователем и емкостными накопителями энергии /

И. Я. Браславский, Ю. В. Плотников, З. Ш. Ишматов, Ф. А. Полуниин // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2016. – № 2. – С. 39-46.

90. Горбунов, Р. Л. Влияние параметров входного фильтра на коэффициент мощности понижающего преобразователя переменного напряжения / Р. Л. Горбунов, Г. И. Плосконный // Электротехника. – 2016. – № 1. – С. 19-24.

91. Исследование влияния разброса параметров элементов различных типов сглаживающих фильтров на устойчивость работы параллельно включенных модулей импульсных преобразователей напряжения / В. Ф. Дмириков, Д. В. Шушпанов, С. М. Ким [и др.] // Практическая силовая электроника. – 2016. – № 1(61). – С. 17-28.

92. Коршунов, А. Исследование стабилизации напряжения переменного тока с помощью понижающего импульсного преобразователя / А. Коршунов // Силовая электроника. – 2015. – Т. 4. – № 55. – С. 42-47.

93. A voltage-mode DC-DC buck converter with digital PID controller / C.-Y. Wang, Y.-C. Ou, C.-F. Wu, M.-T. Shiue // 2015 12th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD). – 2015. – С. 2322-2326.

94. Ghamari, S. M. Adaptive backstepping controller design for DC/DC buck converter optimised by grey wolf algorithm / S. M. Ghamari, F. Khavari, H. Mollaei. – Text : electronic // IET Energy Systems Integration. – Vol. n/a. – № n/a. – URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/esi2.12098> (date accessed: 29.01.2024).

95. DC/DC Buck Converter Using Fuzzy Logic Controller / N. D. Bhat, D. B. Kanse, S. D. Patil, S. D. Pawar // 2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES). – 2020. – С. 182-187.

96. Omer, P. Design of robust PID controller for Buck converter using Bat algorithm / P. Omer, J. Kumar, B. S. Surjan // 2016 IEEE 1st International

Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). – 2016. – С. 1-5.

97. Al-Araji, A. S. Development of an On-Line Self-Tuning FPGA-PID-PWM Control Algorithm Design for DC-DC Buck Converter in Mobile Applications / A. S. Al-Araji // Journal of Engineering. – 2017. – Vol. 23. – № 8. – P. 84-106.

98. Dagher, K. E. Modified Elman Neural-PID Controller Design for DC-DC Buck Converter System Based on Dolphin Echolocation Optimization / K. E. Dagher // Al-Khwarizmi Engineering Journal. – 2018. – Vol. 14. – № 3. – P. 129-140.

99. Output Voltage Regulation For dc–dc Buck Converters: a Passivity–Based PI Design / W. J. Gil-González, O. D. Montoya, A. Garces [и др.] // 2019 IEEE 10th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS). – 2019. – С. 189-192.

100. Proximate Time-Optimal Digital Control for Synchronous Buck DC–DC Converters / V. Yousefzadeh, A. Babazadeh, B. Ramachandran [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Т. 23. – № 4. – С. 2018-2026.

101. Коваль, А. С. Модель в среде Матлаб накопителя энергии на базе суперконденсатора и двухуровневого повышающе-понижающего преобразователя DC/DC / А. С. Коваль, А. Г. Кондратенко // Вестник Белорусско-Российского университета. – 2020. – № 2(67). – С. 106-112.

102. Auxiliary Switch Control of a Bidirectional Soft-Switching DC/DC Converter / J.-H. Lee, D.-H. Yu, J.-G. Kim [и др.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Т. 28. – № 12. – С. 5446-5457.

103. Чердинцев, А. А. Прогнозирующая система управления повышающего DC-DC-преобразователя с оптимизацией рабочей частоты / А. А. Чердинцев // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2023. – Т. 27. – № 3. – С. 344-355.

104. Braslavsky, I. The mathematical modeling of alternating current electric drive with DC-DC converter and ultracapacitors / I. Braslavsky,

I. Plotnikov, S. Valtchev // 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC). – 2016. – С. 511-515.

105. Титова, Т. С. Применение двунаправленных изолированных преобразователей в тяговом приводе / Т. С. Титова, М. В. Евстафьева, М. Ю. Изварин // Бюллетень результатов научных исследований. – 2020. – № 4. – С. 67-77.

106. Inoue, S. A Bidirectional DC–DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation / S. Inoue, H. Akagi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Т. 22. – № 6. – С. 2299-2306.

107. Иванов, И. А. Разработка алгоритма управления повышающим преобразователем с возможностью динамической коррекции параметров системы управления / И. А. Иванов, Д. А. Котин // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2024. – Т. 26. – № 5. – С. 79-91.

108. Chadha, A. Small-Signal Modeling of Open-Loop PWM Tapped-Inductor Buck DC–DC Converter in CCM / A. Chadha, M. K. Kazimierczuk // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2021. – Т. 68. – № 7. – С. 5765-5775.

109. Межаков, О. Г. Синергетический регулятор понижающего неизолированного импульсного источника питания / О. Г. Межаков // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 8(181). – С. 37-48.

110. Nonlinear adaptive controller design for velocity control of a DC motor driven by a DC-DC buck converter using backstepping approach / T. K. Roy, M. F. Pervej, F. K. Tumpa, L. S. Paul // 2016 2nd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE). – 2016. – С. 1-4.

111. On the Pole-Placement Technique for the Design of a DC-DC Buck Converter Discrete PID Control / V.-D. Andries, L. Goras, E. David [и др.] // 2020 23rd International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits & Systems (DDECS). – 2020. – С. 1-4.

112. Котин, Д. А. Синтез системы управления понижающего преобразователя, учитывающей нелинейность объекта управления /

Д. А. Котин, И. А. Иванов // Международный научный журнал Альтернативная энергетика и экология. – 2024. – № 3 (420). – С. 28-41.

113. Мирославский, Д. Е. ПИД-регуляторы в системах автоматического управления. Методика расчета параметров / Д. Е. Мирославский // Точная наука. – 2019. – № 64. – С. 2-13.

114. Усольцев, В. К. Устранение эффекта «интегрального насыщения» путем изменения структуры ПИ-регулятора / В. К. Усольцев // Научный альманах. – 2023. – № 1-2(99). – С. 144-148.

115. Sakai, K. An Improved Anti-windup Control Using a PI Controller / K. Sakai, Y. Ishida. – Текст : электронный // 2015 3rd International Conference on Artificial Intelligence, Modelling and Simulation (AIMS). – 2015. – С. 197-201. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7604574> (дата обращения: 29.02.2024).

116. Mishra, R. A Proportional Resonator-based control scheme to suppress AC components in circulating current of Modulator Multilevel Converter / R. Mishra, A. Shukla. – Текст : электронный // IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2013. – С. 6170-6175. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6700150> (дата обращения: 29.02.2024).

117. Wu, X. Dynamic anti-windup design for anticipatory activation: Enlargement of the domain of attraction / X. Wu, Z. Lin. – Текст : электронный // Proceedings of the 31st Chinese Control Conference. – 2012. – Dynamic anti-windup design for anticipatory activation. – С. 876-881. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6390048> (дата обращения: 29.02.2024).

118. Yan-xia, S. Induction motor vector control system based on anti-windup controller / S. Yan-xia, C. Zhong-wei. – Текст : электронный // 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. – 2011. – С. 2729-2732. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5976059> (дата обращения: 29.02.2024).

119. Иванов, И. А. Разработка методики синтеза регулятора напряжения для повышающего преобразователя / И. А. Иванов, Д. А. Котин. – Текст : электронный // Материалы XV Всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем». – Чебоксары : Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова, 2023. – С.172-173. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54829843> (дата обращения: 29.01.2024).

120. Peretz, M. M. Time-Domain Design of Digital Compensators for PWM DC-DC Converters / M. M. Peretz, S. Ben-Yaakov // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Т. 27. – № 1. – С. 284-293.

121. Maksimovic, D. Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters / D. Maksimovic, R. Zane // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Т. 22. – № 6. – С. 2552-2556.

122. Осипов, А. В. Определение характеристик фазовой подстройки частоты в последовательном резонансном преобразователе при широтно-импульсном регулировании / А. В. Осипов // Доклады томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2019. – Т. 22. – № 3. – С. 111-116.

123. Метод снижения потерь энергии в импульсном преобразователе напряжения / О. В. Непомнящий, Ю. В. Краснобаев, И. Е. Сазонов, А. П. Яблонский // Доклады томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2022. – Т. 25. – № 2. – С. 82-90.

124. Li, Y. Seamless switching power sharing control method in a hybrid DC-AC microgrid by the isolated two-stage converter based on SST / Y. Li, Y. Peng, X. Wang // IET Power Electronics. – 2021. – Vol. 14. – № 7. – P. 1384-1396.

125. A Dragonfly Optimization Algorithm for Extracting Maximum Power of Grid-Interfaced PV Systems / E. Lodhi, F.-Y. Wang, G. Xiong [et al.] // Sustainability. – 2021. – Vol. 13. – № 19. – P. 10778.

126. Иванов, И. А. Исследование и анализ устойчивой работы системы электроснабжения автономного потребителя / И. А. Иванов. – Текст :

электронный // Материалы XIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2023. – Т. 1. – С. 312-314. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=49730684> (дата обращения: 29.01.2024).

127. Kotin, D. A. Investigation of the Stability and Frequency Properties of a Generating Complex when Operating on an Autonomous Load / D. A. Kotin, I. A. Ivanov. – Текст : электронный // Proceedings of the 2021 15th International scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering, APEIE 2021. – Novosibirsk : Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. – С. 190-195. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=48132725> (дата обращения: 29.01.2024).

128. Kotin, D. The Stable Operation Analysis of the DC Converter System into a Microgrid System, Taking into Account the Parameters of the Energy Source and the Own Parameters of the DC Converter / D. Kotin, I. Ivanov. – Preprints, 2022. – URL: <https://www.preprints.org/manuscript/202212.0173/v1> (date accessed: 29.01.2024). – Text : electronic.

129. Котин, Д. А. Анализ устойчивости системы электроснабжения автономного потребителя / Д. А. Котин, И. А. Иванов. – Текст : электронный // XXIII Всероссийская конференция по автоматизированному электроприводу (АЭП 2022). – Тула : Тульский государственный университет, 2022. – С. 23-27. – URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=50274468> (дата обращения: 30.01.2024).

130. Иванов, И. А. Анализ возникновения неустойчивых режимов работы на общей шине постоянного напряжения системы Microgrid / И. А. Иванов. – Текст : электронный // Материалы XXI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и молодежь». – Барнаул : Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, 2024. – С. 295-297. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=73961578> (дата обращения: 14.07.2025).

131. Kotin, D. Research and Analysis of Stable Operation Mode of Generating Unit for Autonomous Consumer in Microgrid System / D. Kotin, I. Ivanov. – Rochester, NY, 2022. – URL: <https://papers.ssrn.com/abstract=4149515> (date accessed: 30.01.2024). – Text : electronic.

132. Ivanov, I. Determination of unstable area operation of DC/DC converter in power supply system of an autonomous consumer / I. Ivanov, D. Kotin // International Journal on “Technical and Physical Problems of Engineering”. – 2024. – Vol. 16. – № 1. – P. 73-79.

133. Котин, Д. А. The Influence of External Factors on the Quality of Output Voltage Regulation in a Dual Active Bridge Converter / Д. А. Котин, И. А. Иванов. – Text : electronic // 25 International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM–2024) : proc. – Altai, 2024. – P. 1200-1204. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=82568798> (date accessed: 14.07.2025).

Приложение «А» Поверхности проекций для решения неравенств условий обеспечения устойчивости электротехнической системы

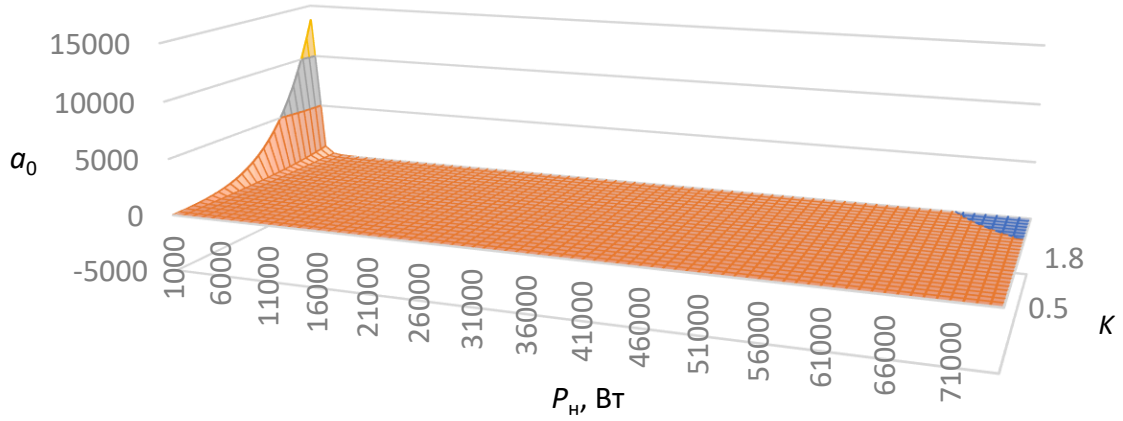


Рисунок А.1 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 1$

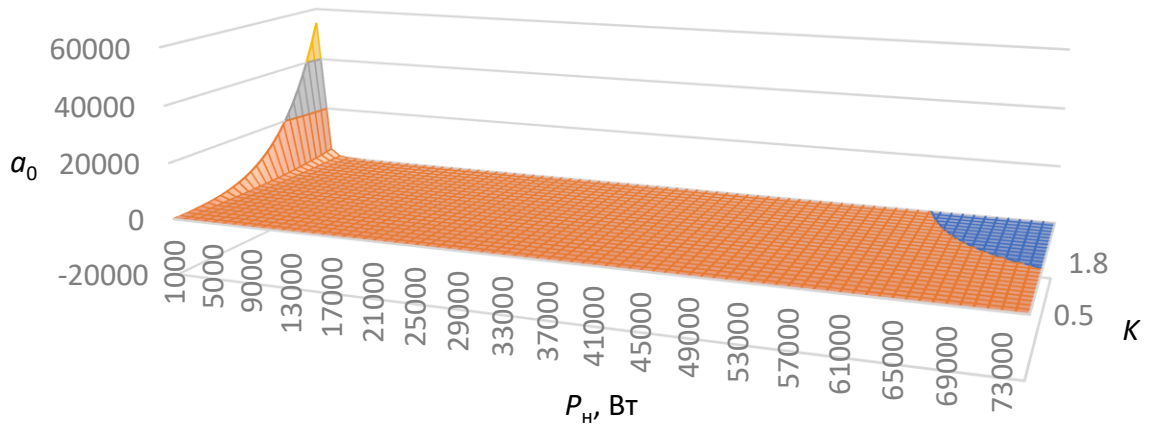


Рисунок А.2 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 2$

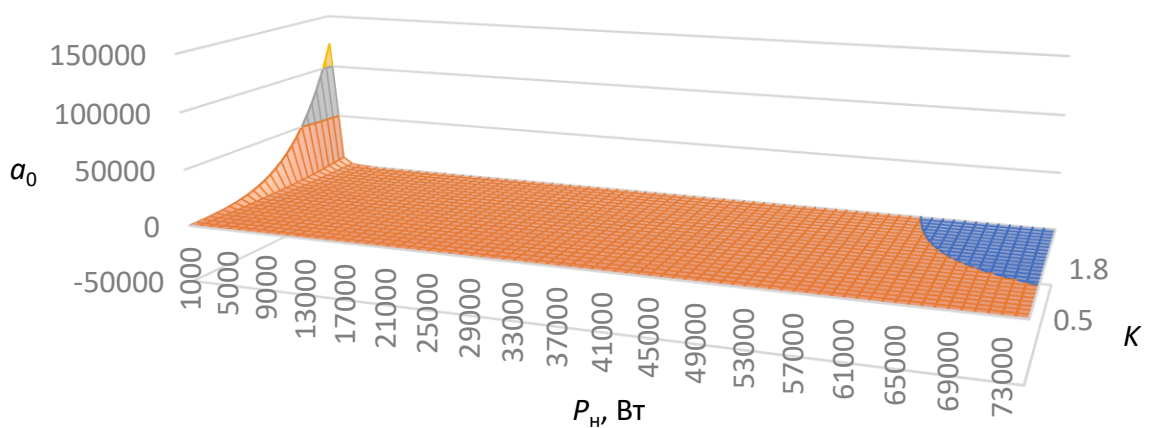


Рисунок А.3 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 3$

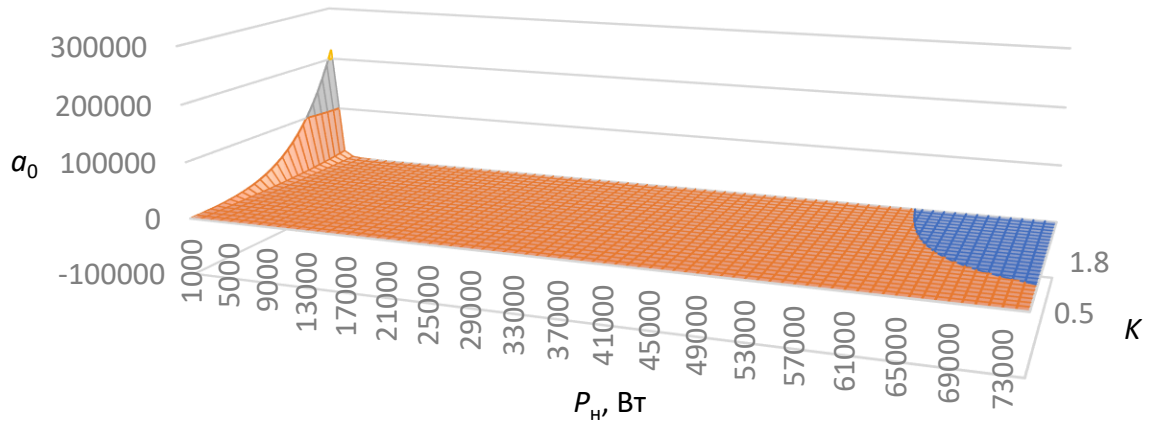


Рисунок А.4 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 4$

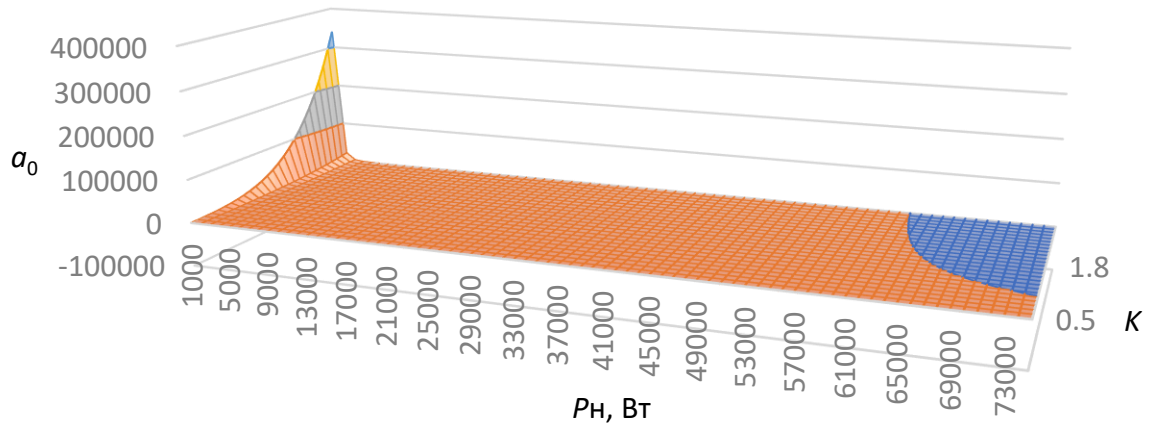


Рисунок А.5 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 5$

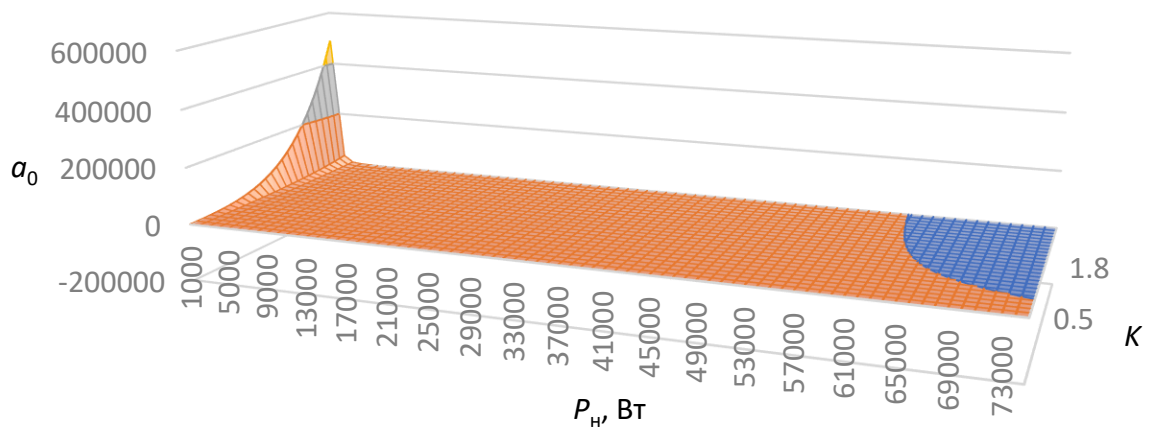


Рисунок А.6 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 6$

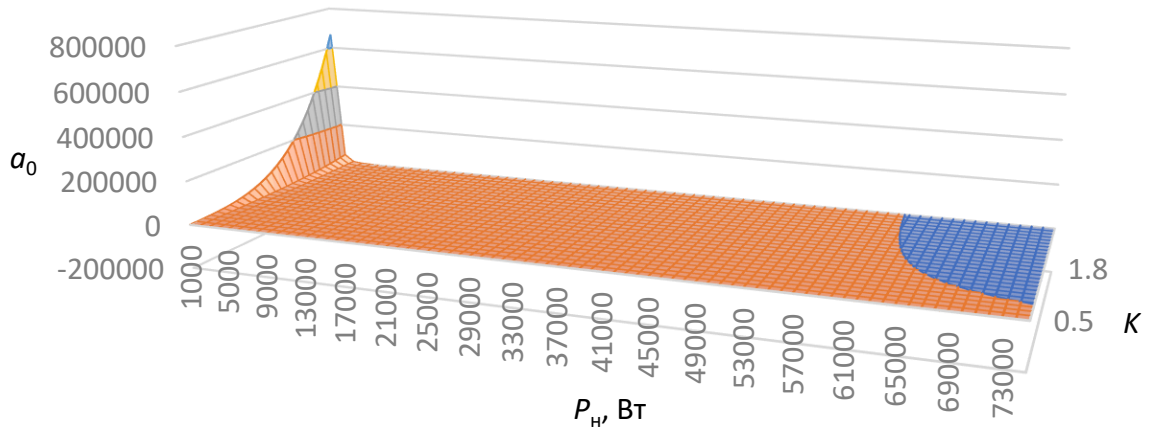


Рисунок А.7 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 7$

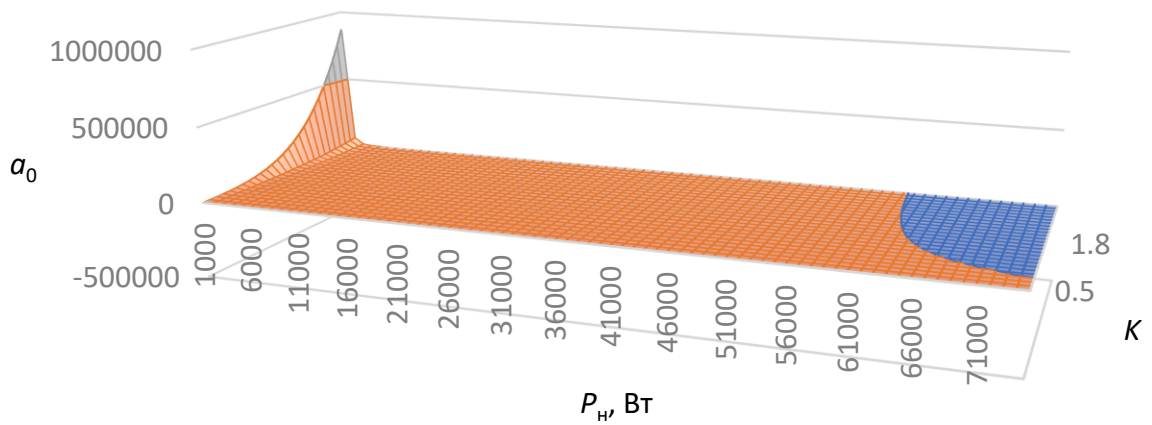


Рисунок А.8 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 8$

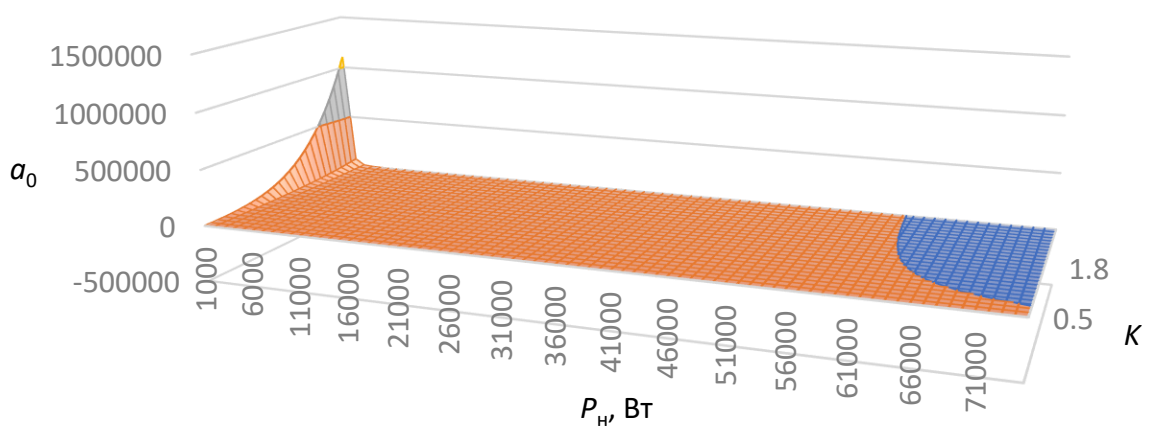


Рисунок А.9 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 9$

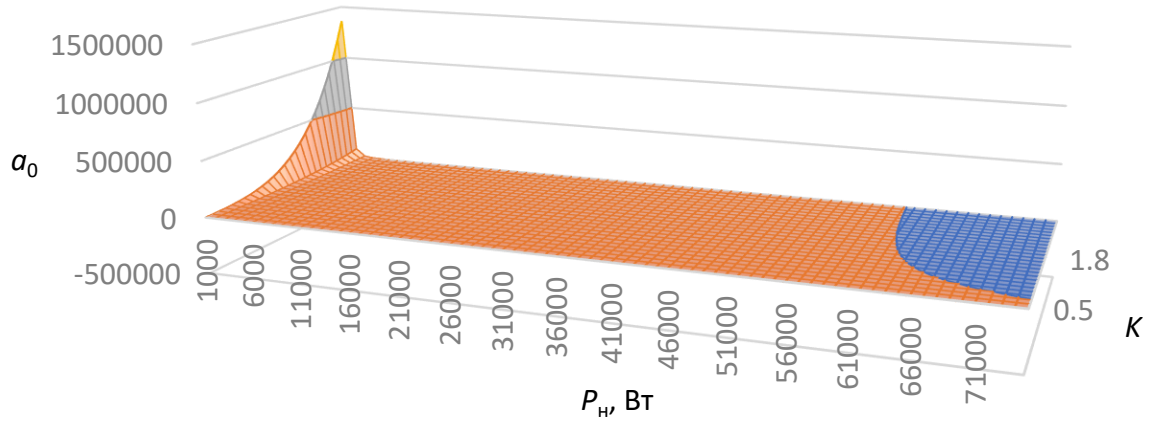


Рисунок А.10 – Поверхность $a_0 = f(K, P_H)$, при $a = 10$

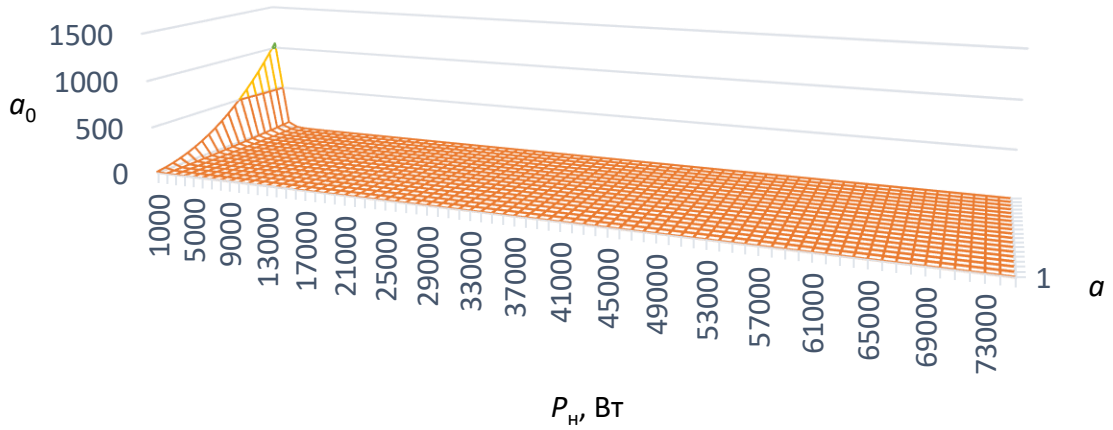


Рисунок А.11 – Плоскость $a_0 = f(a, P_H)$, при $K = 0.5$

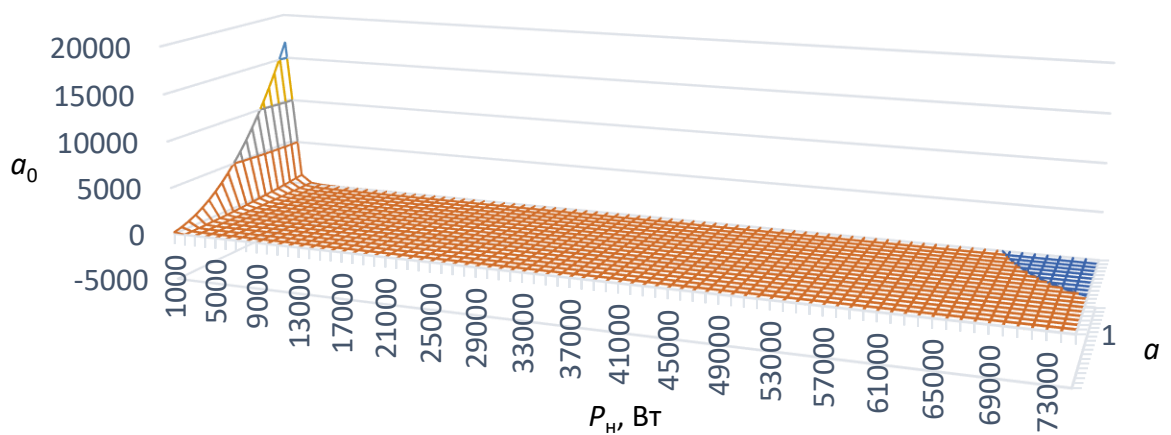


Рисунок А.12 – Плоскость $a_0 = f(a, P_H)$, при $K = 1$

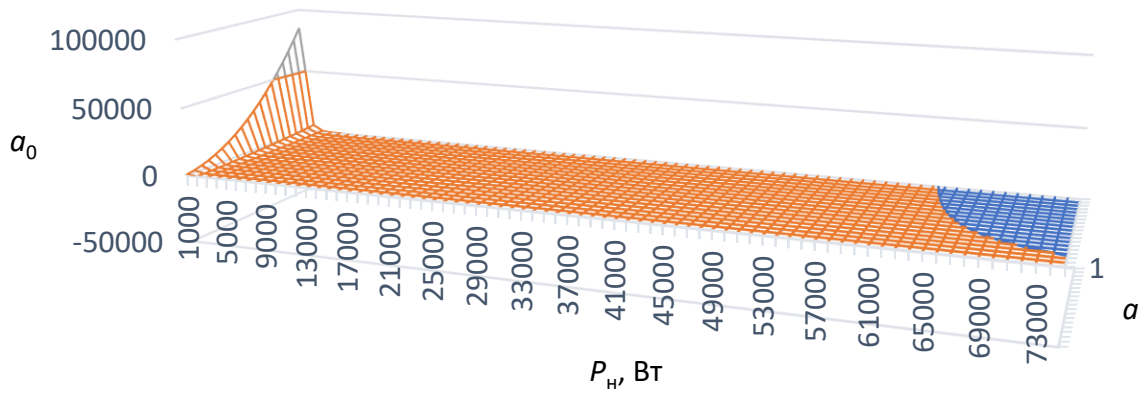


Рисунок А.13 – Плоскость $a_0 = f(a, P_n)$, при $K = 1.5$

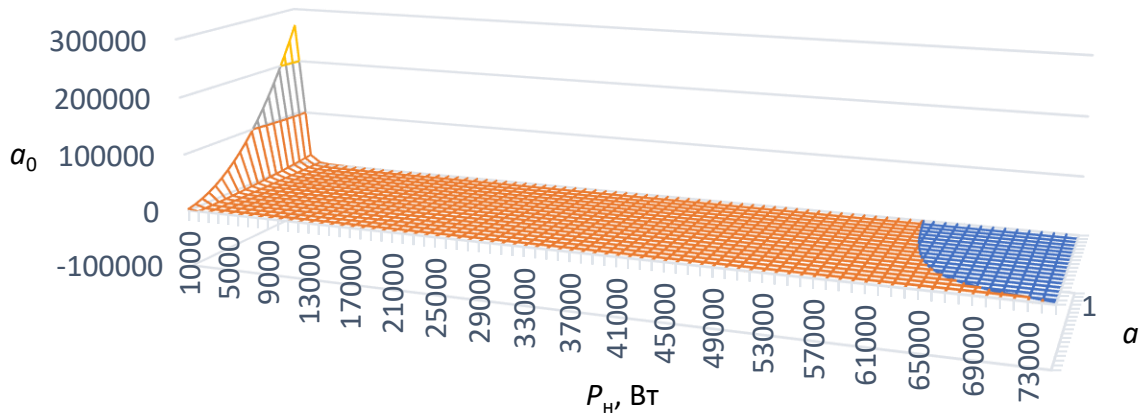


Рисунок А.14 – Плоскость $a_0 = f(a, P_n)$, при $K = 2$

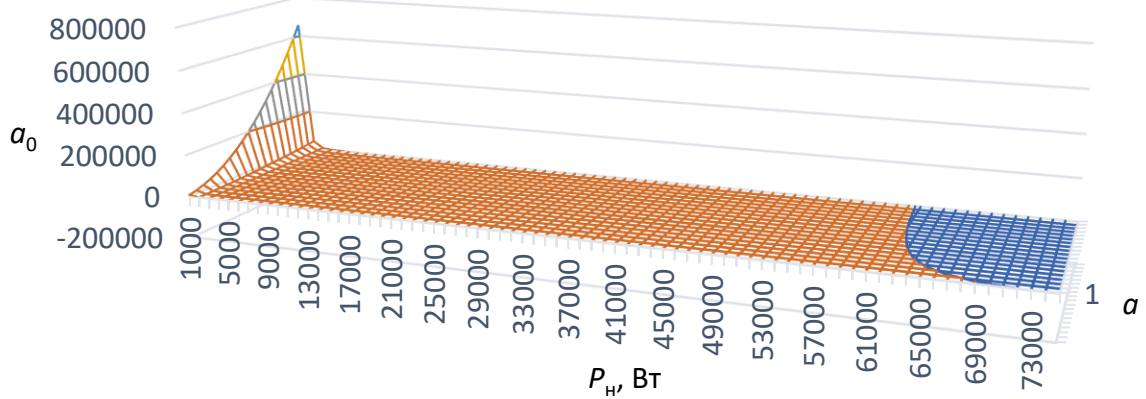


Рисунок А.15 – Плоскость $a_0 = f(a, P_n)$, при $K = 2.5$

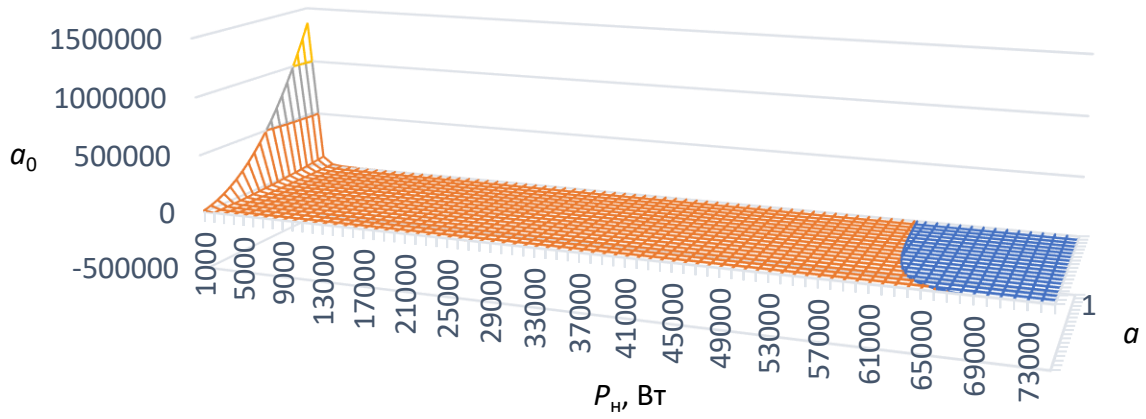


Рисунок А.16 – Плоскость $a_0 = f(a, P_n)$, при $K = 3$

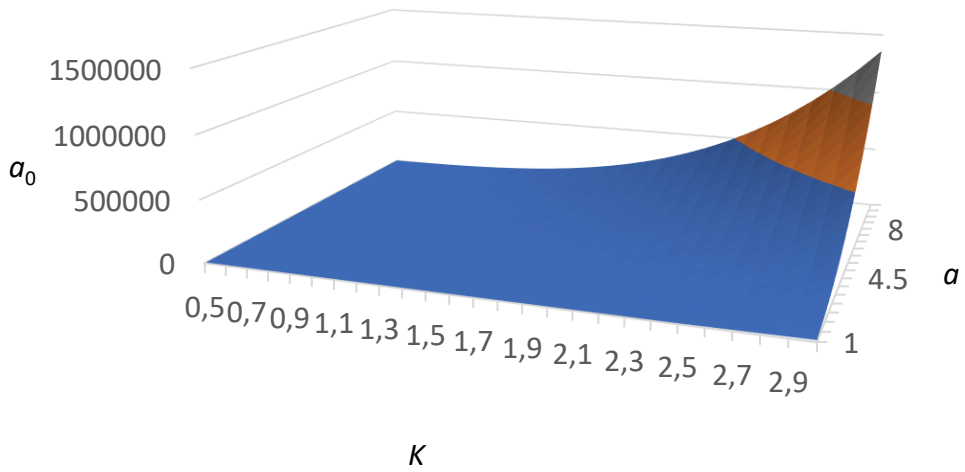


Рисунок А.17 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 1$ кВт

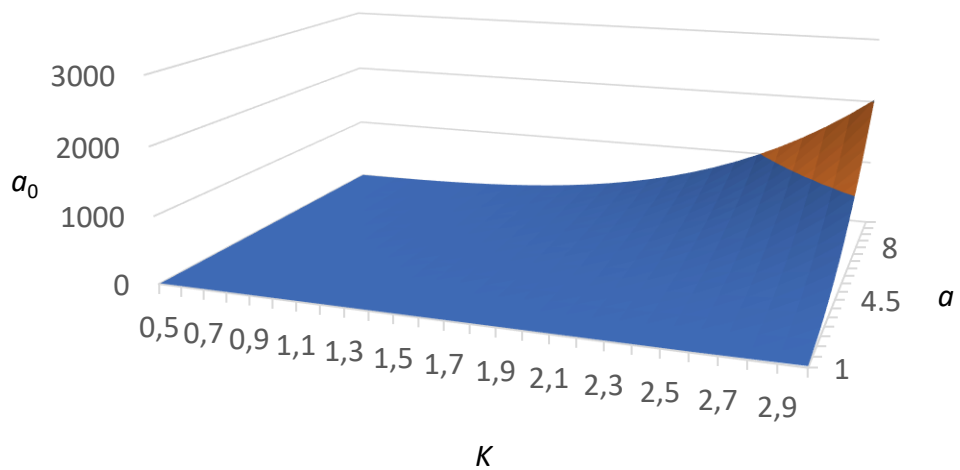


Рисунок А.18 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 5$ кВт

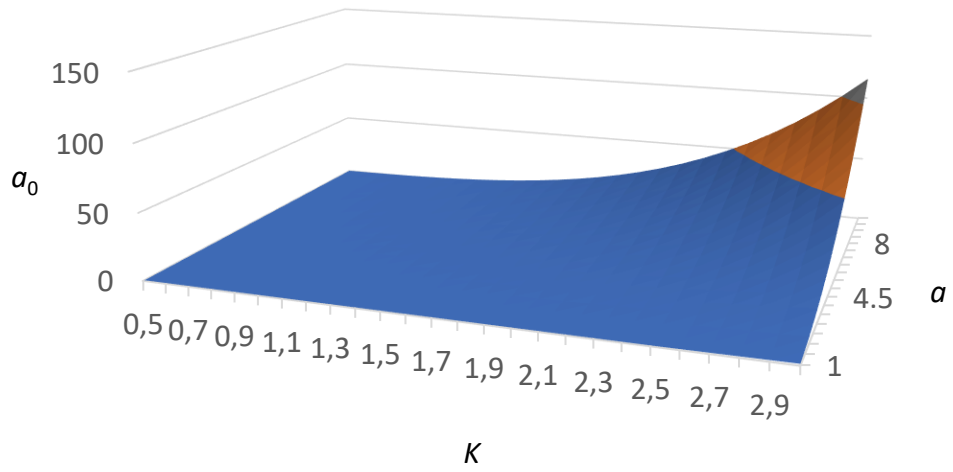


Рисунок А.19 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 10$ кВт

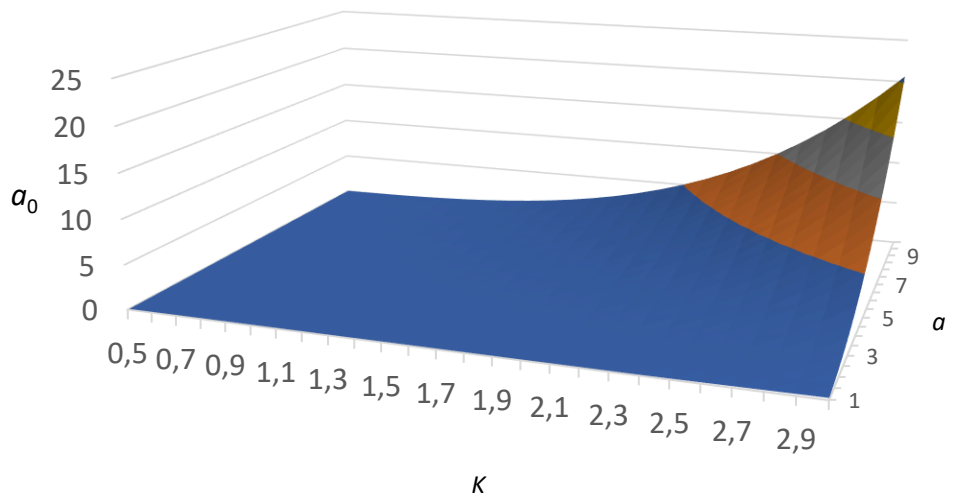


Рисунок А.20 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 15$ кВт

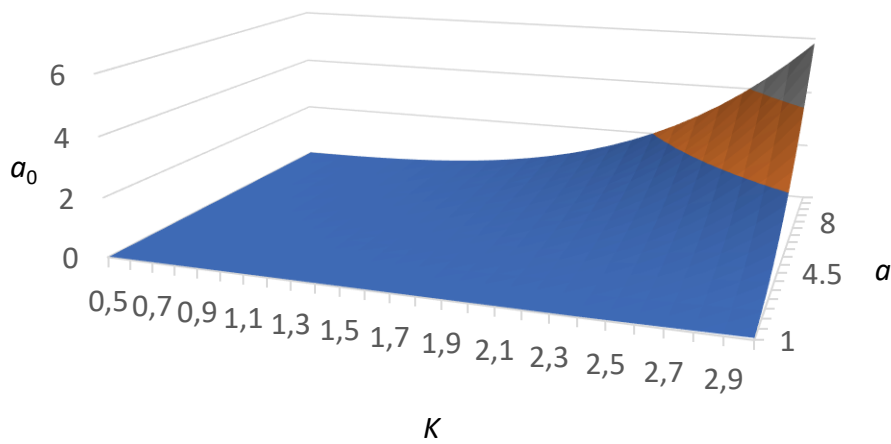
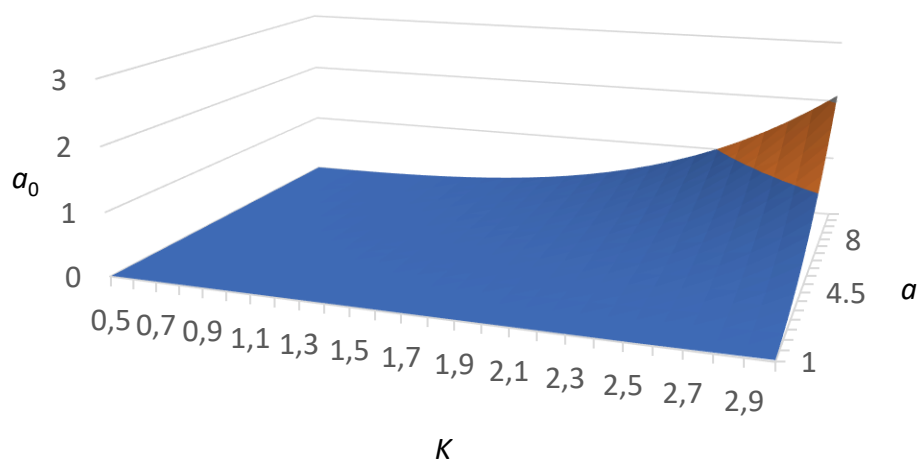
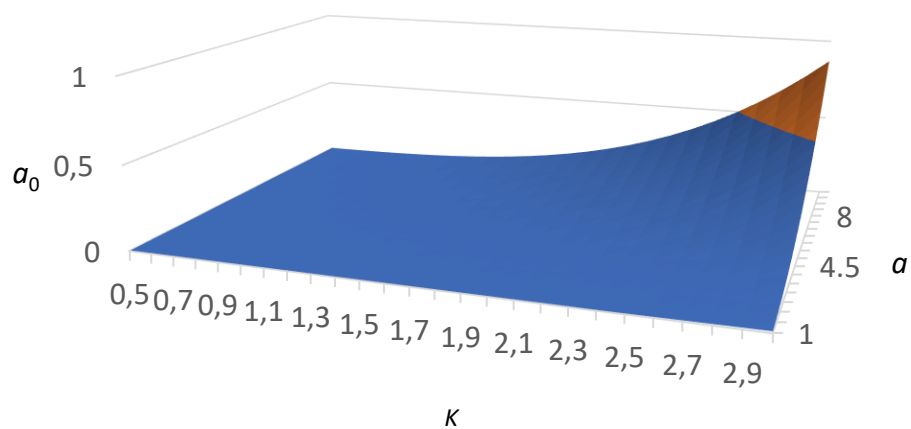
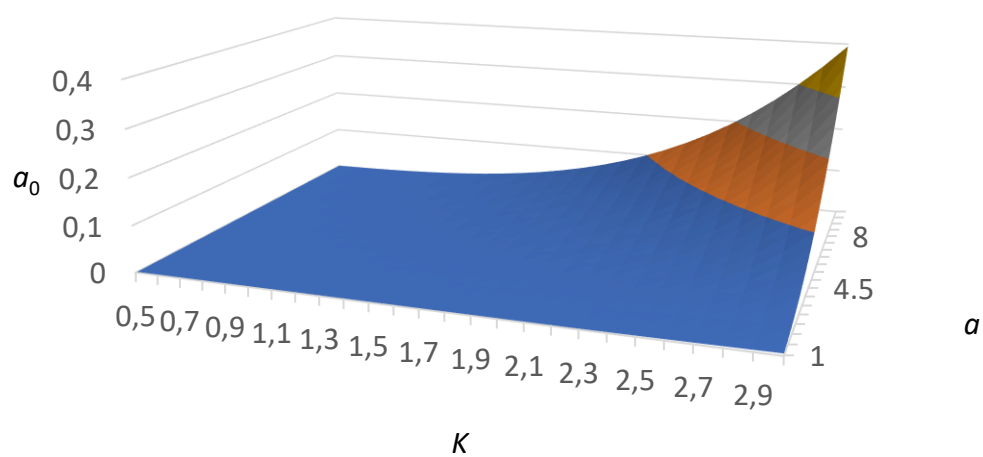
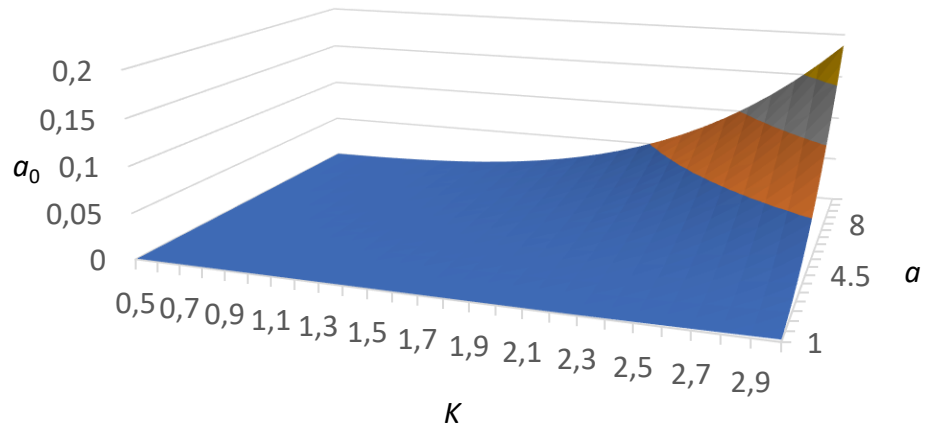
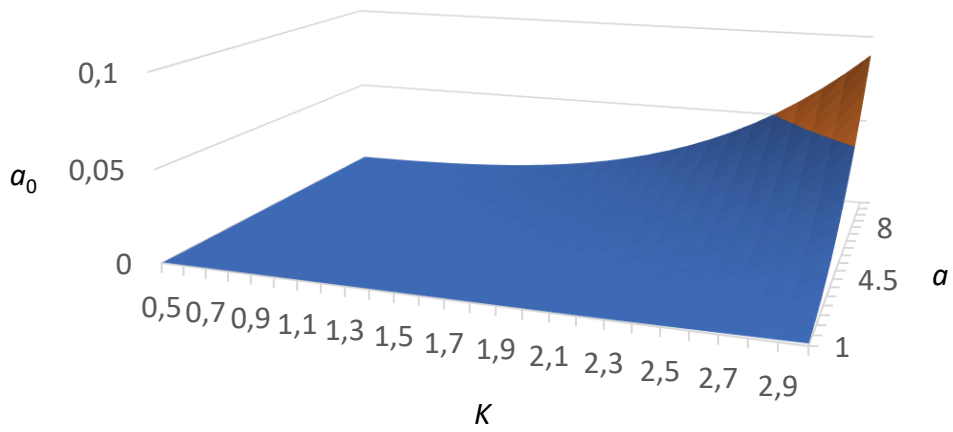
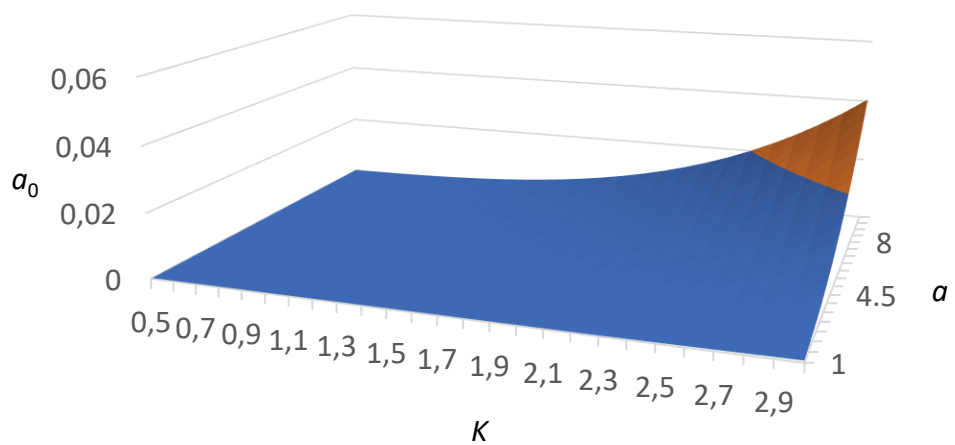


Рисунок А.21 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 20$ кВт

Рисунок А.22 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 25$ кВтРисунок А.23 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 30$ кВтРисунок А.24 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 35$ кВт

Рисунок А.25 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 40$ кВтРисунок А.26 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 45$ кВтРисунок А.27 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 50$ кВт

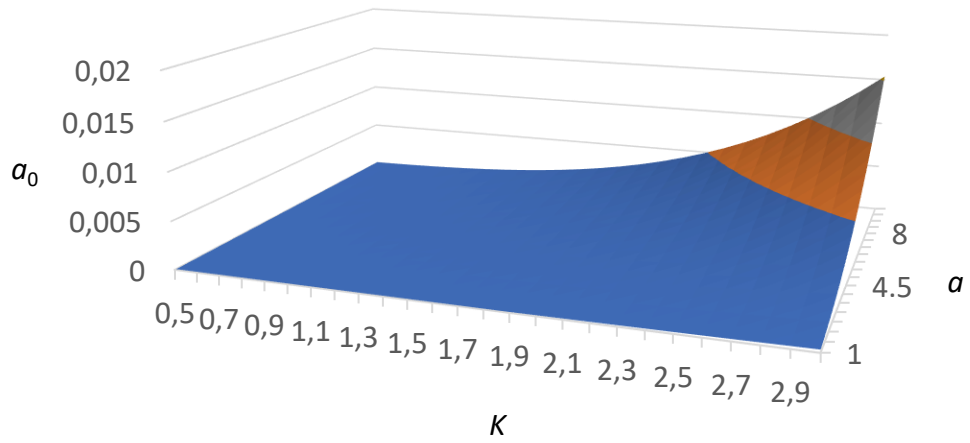


Рисунок А.28 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 55$ кВт

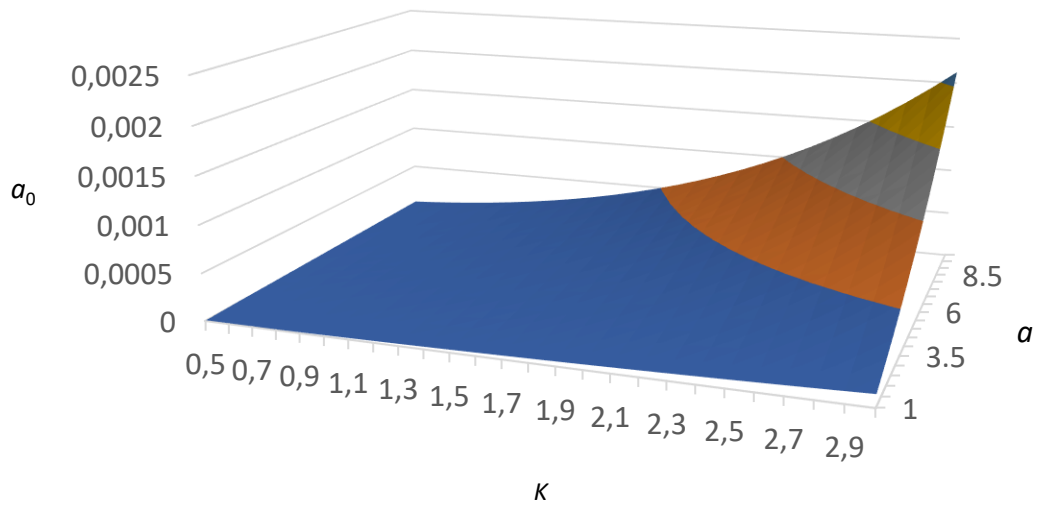


Рисунок А.29 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 60$ кВт

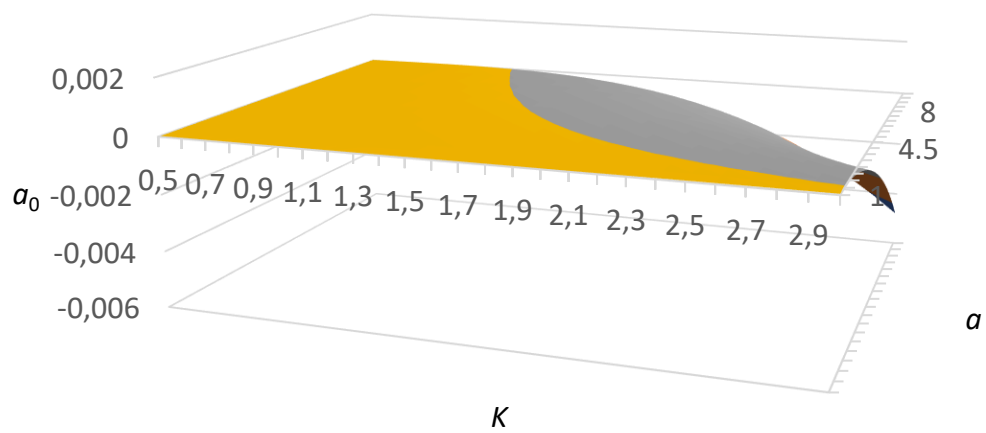


Рисунок А.30 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_n = 65$ кВт

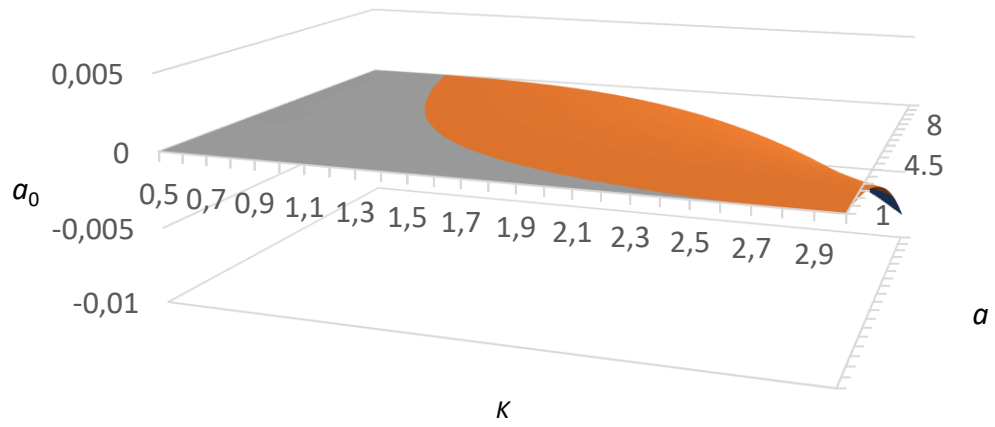


Рисунок А.31 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_{\text{н}} = 70$ кВт

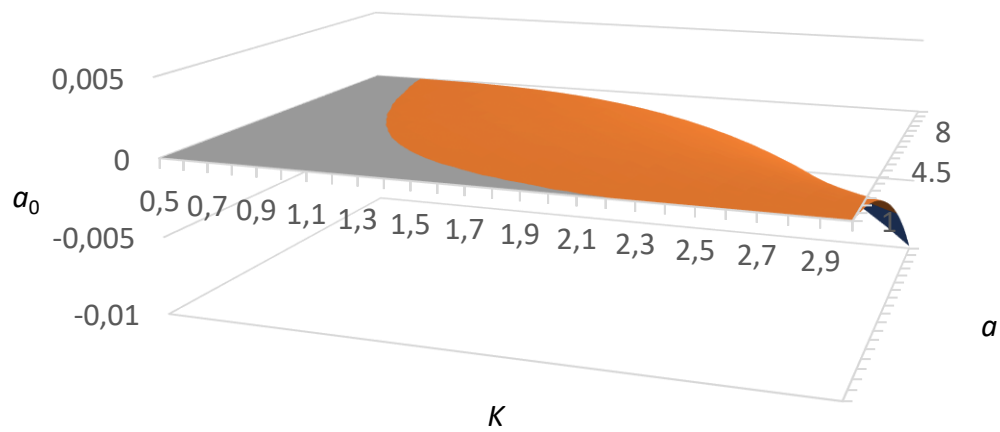


Рисунок А.32 – Плоскость $a_0 = f(a, K)$, при $P_{\text{н}} = 75$ кВт

Приложение «Б» Имитационная модель повышающего преобразователя

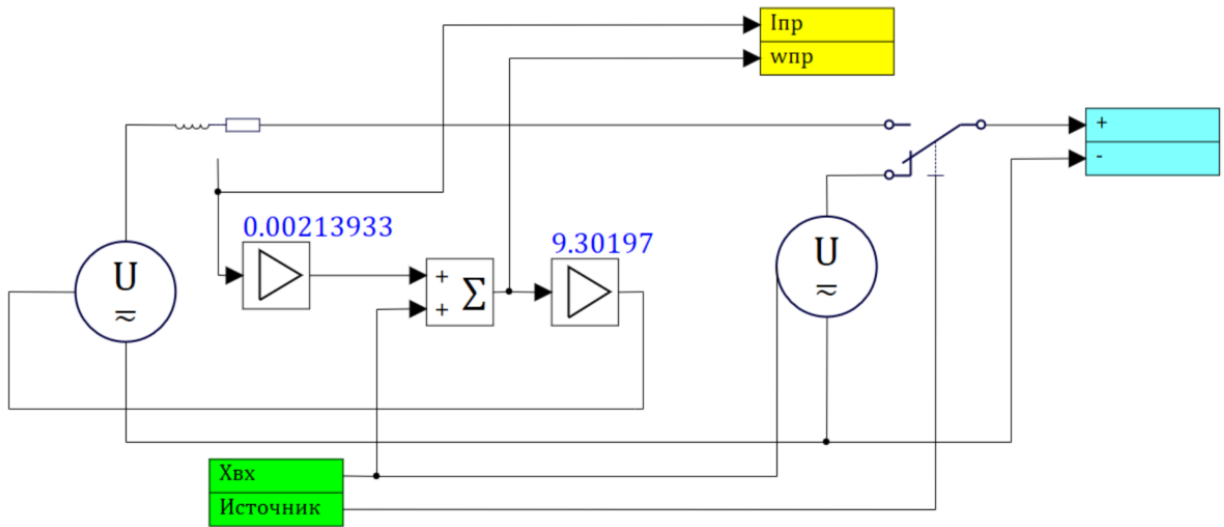


Рисунок Б.1 – Имитационная модель источника энергии

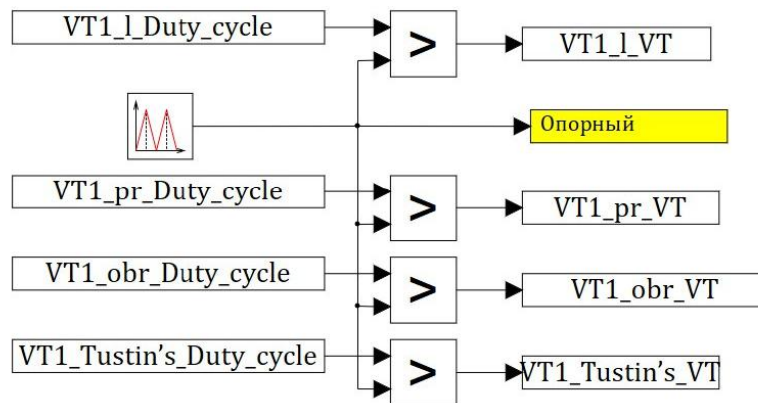


Рисунок Б.2 – Формирователь ШИМ-сигнала

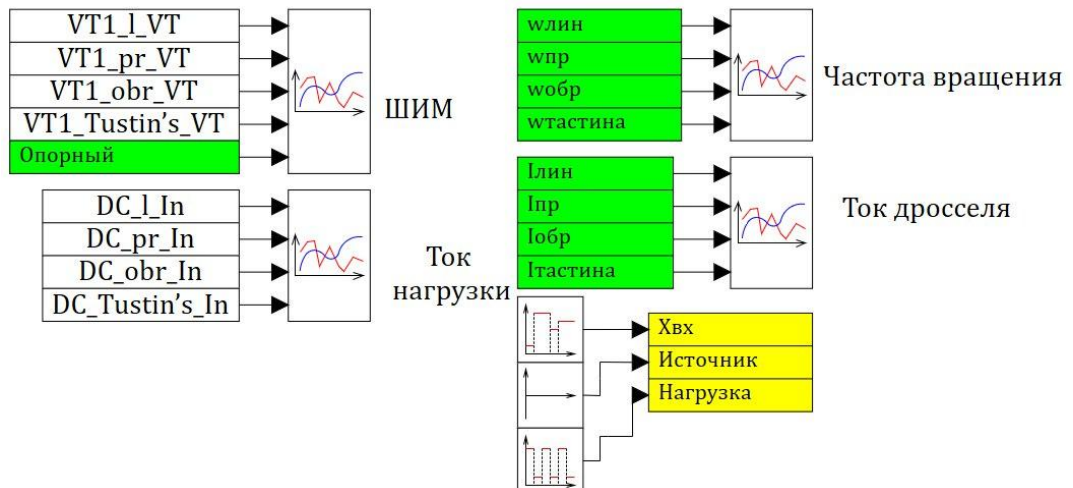


Рисунок Б.3 – Система сбора, отображения и введения информации

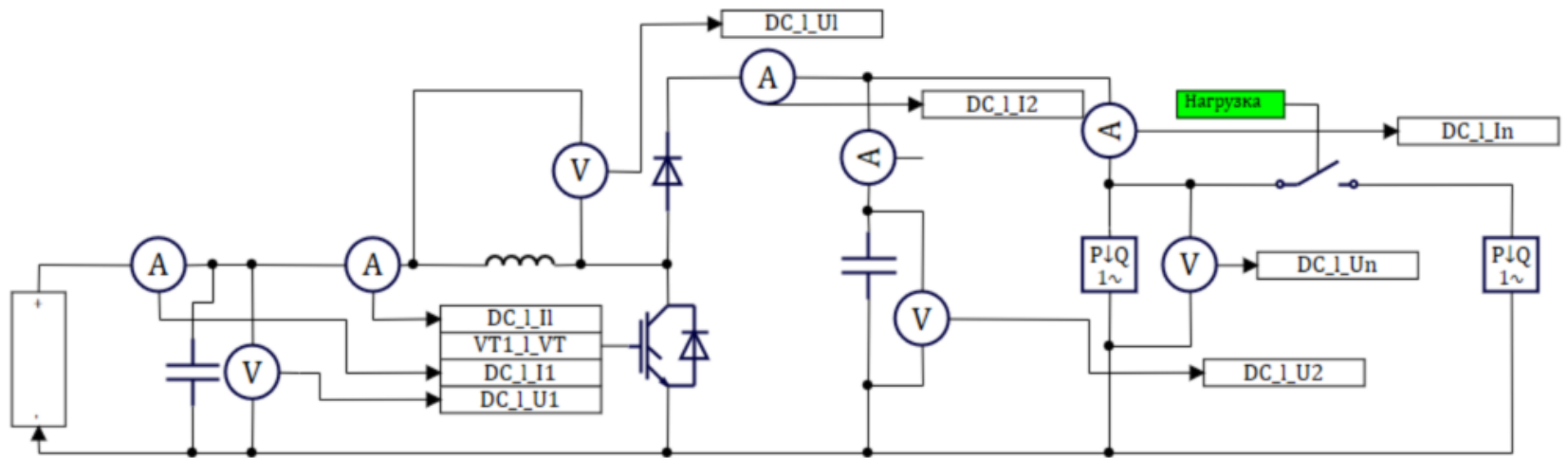


Рисунок Б.4 – Имитационная модель повышающего преобразователя

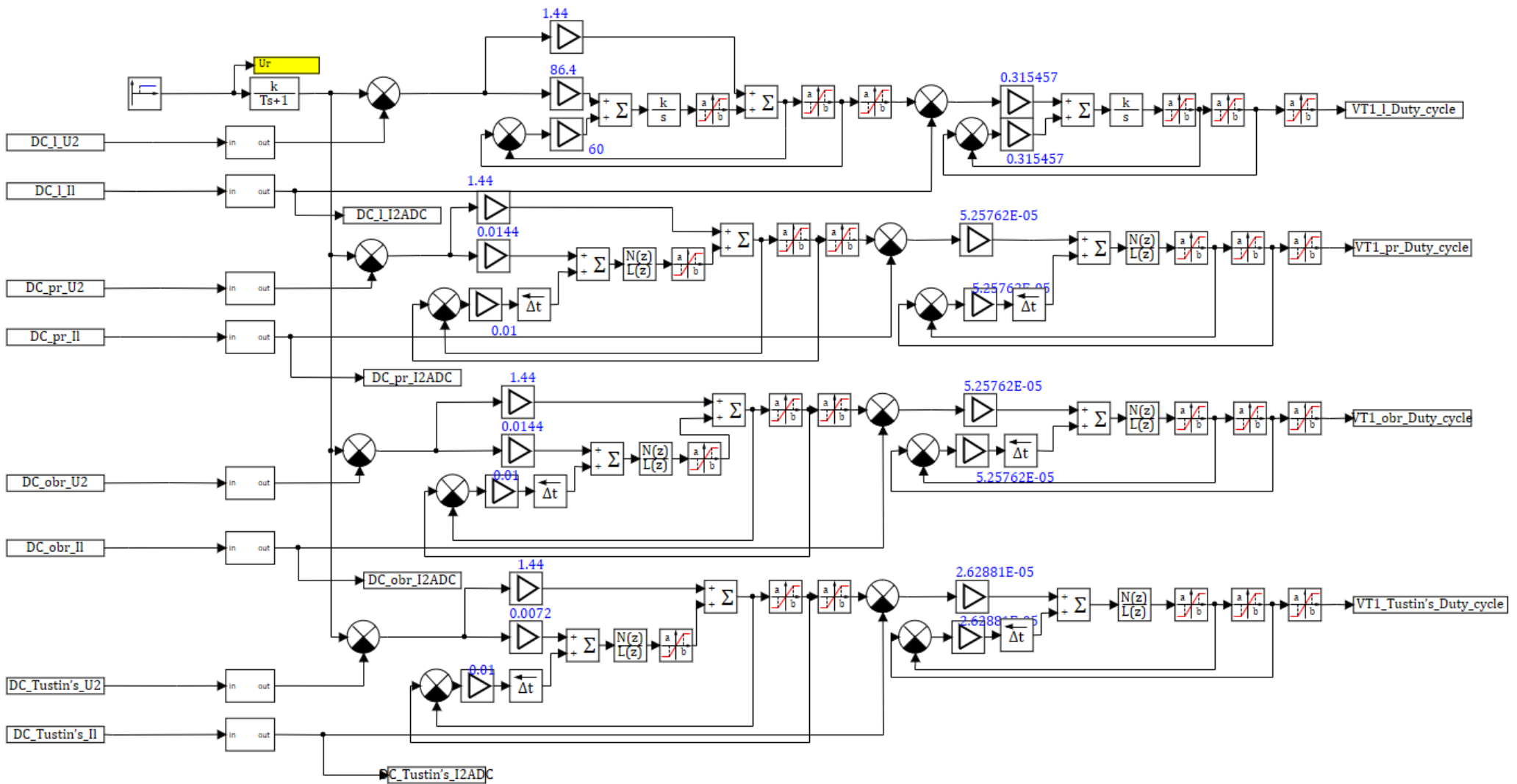


Рисунок Б.5 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

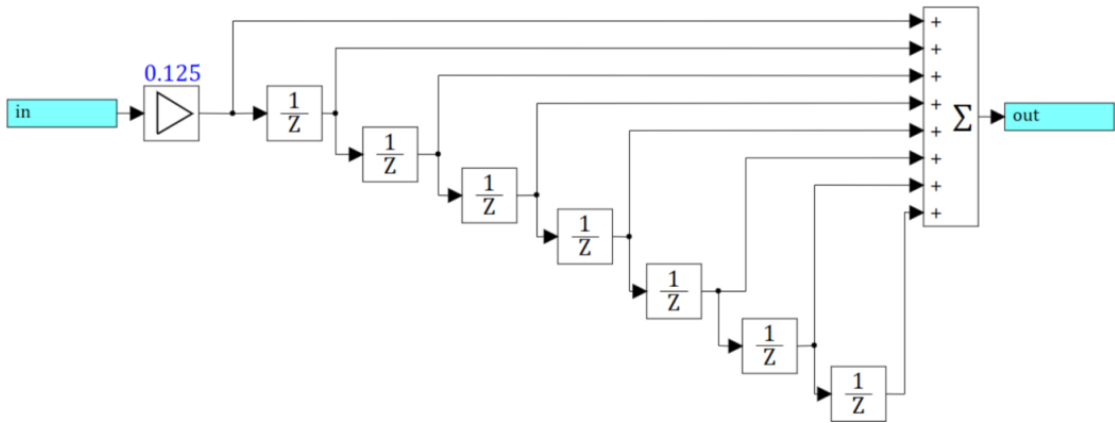


Рисунок Б.6 – Имитационная модель АЦП

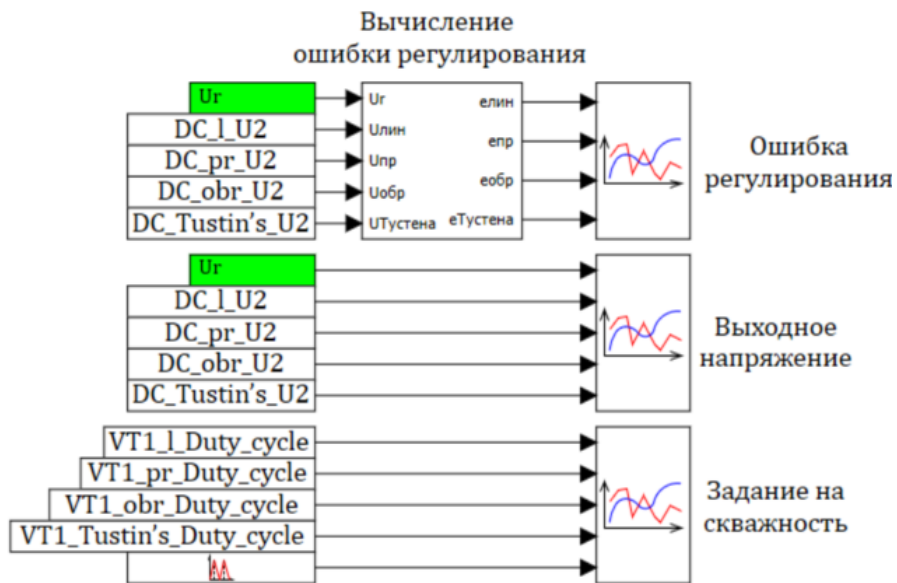


Рисунок Б.7 – Система сбора и вывода информации

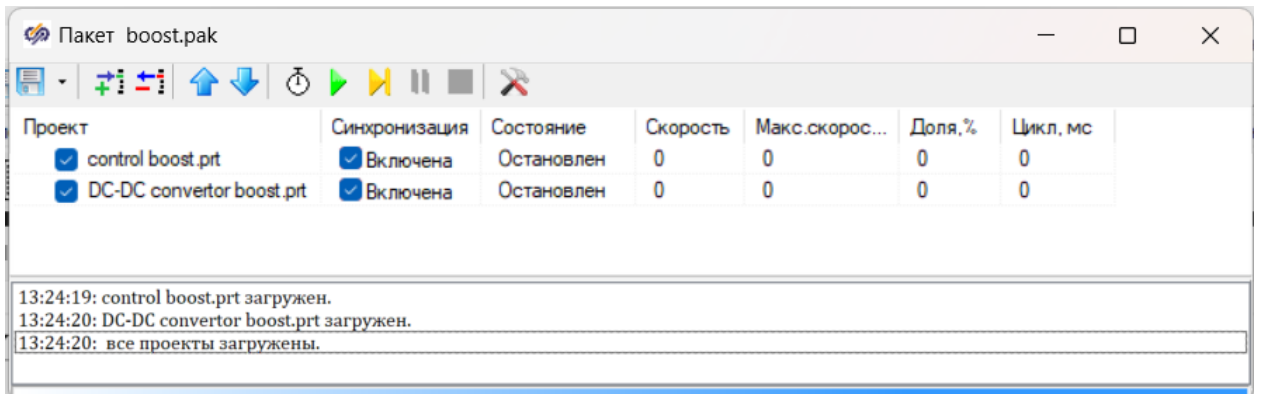


Рисунок Б.8 – Пакет имитационных моделей

```

//Параметры системы
U1=140, //Напряжение "нижней" стороны преобразователя
U2=540, //Напряжение "выской" стороны преобразователя
L1=10E-6, //Индуктсность дросселя
f1=6000, //Частота ШИМ
C1=6000E-6, //Ёмкость входного силового фильтра
C2=6000E-6, //Ёмкость выходного силового фильтра
Im=500 //Ограничние по току задания
Td=1/f1, //Период ШИМ
Pn=60000 //Номинальная мощность

//Расчет регуляторов
//Расчет параметров объекта
I02=Pn/U2 //Рабочая точка коэфциента линеаризации
Kd=I02+(1/(L1*f1))*((U1^2)/U2), //Расчет коэфциента линеаризации
//Конутр тока
w=2*pi*f1 //Расчет циклической частоты ШИМ
krd1=20 //Коэфциент разделения движения конутра тока
wj=w/krd1 //Частота сопряжения конутра тока
ki2=1 //Коэфциент обратной связи конутра тока
kii=wj/(ki2*Kd) //"И"-коэфциент регулятора конутра тока
//Контур напряжения
krd2=2 //Коэфциент разделения движения конутра наряжения
wn=wj/krd2 //Частота сопряжения конутра наряжения
a1=sqrt(4) //Коэфциент формы
ku2=1 //Коэфциент обратной связи конутра наряжения
ke=ki2*C2 //Описание объекта управления
kiu=(wn^2)*ke/ku2 //"И"-коэфциент регулятора конутра наряжения
kpu=a1^2*wn*ke/ku2 //"П"-коэфциент регулятора конутра наряжения

```

Рисунок Б.9 – Листинг скрипта расчета регуляторов

№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Duty_cycle	Скважность ключа	Веществен...		0.36663994	Переменная
2	VT	Сигнал на ключ	Двоичное		Да	Переменная

Рисунок Б.10 – База данных управляющих сигналов

№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	I	Ток дросселя	Веществен...		592.74614	Переменная
2	U2	Напряжение выхода	Веществен...		539.17789	Переменная
3	U1	Напряжение входа	Веществен...		195.36635	Переменная
4	Uf	Напряжение дросселя	Веществен...		188.73889	Переменная
5	Ip	Ток нагрузки	Веществен...		110.93625	Переменная
6	Up	Напряжение нагрузки	Веществен...		539.17789	Переменная
7	I2	Ток выхода	Веществен...		-0.00053255043	Переменная
8	I1	Ток входа	Веществен...		324.44392	Переменная

Рисунок Б.11 – База данных измеряемых значений

Приложение «В» Имитационная модель понижающего преобразователя

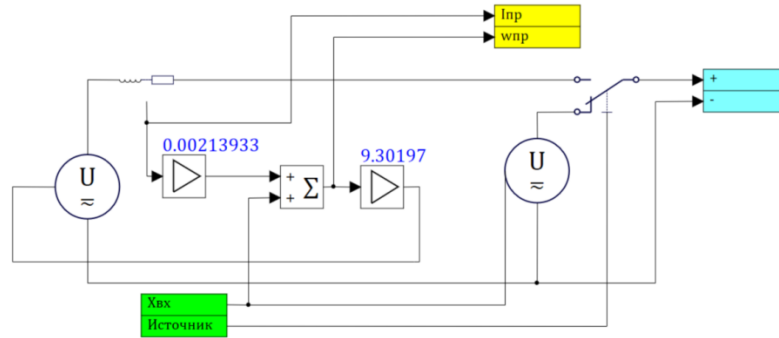


Рисунок В.1 – Имитационная модель источника энергии

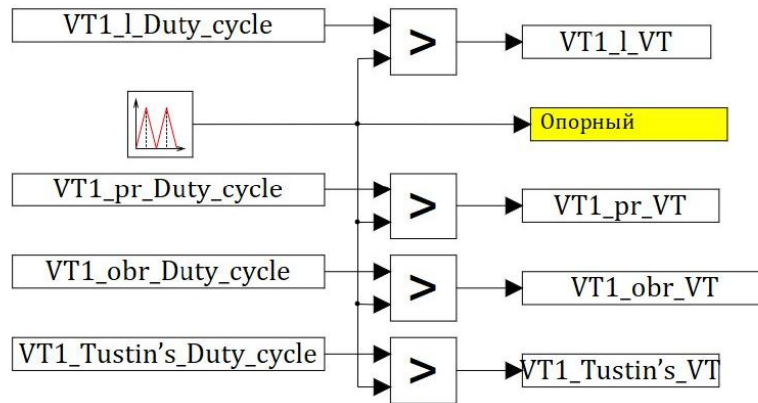


Рисунок В.2 – Формирователь ШИМ-сигнала

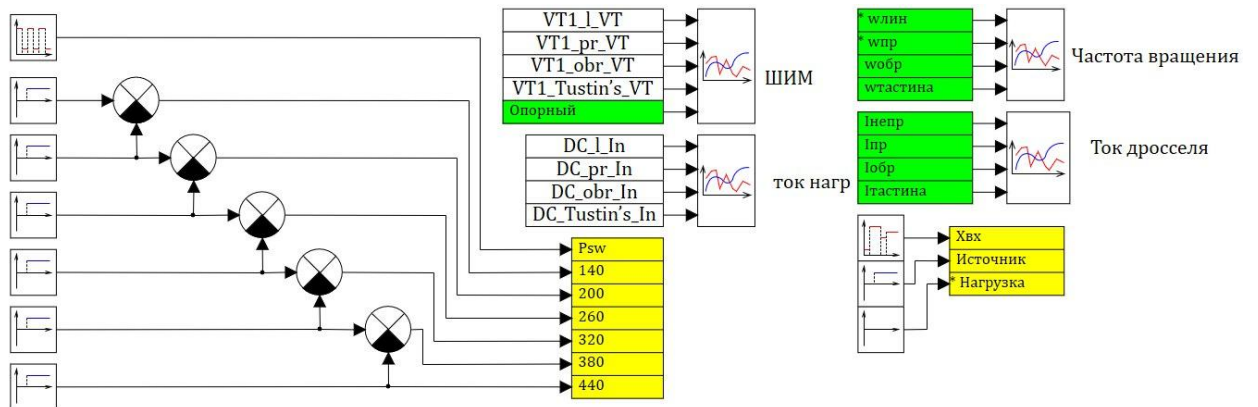


Рисунок В.3 – Система сбора, отображения и введения информации

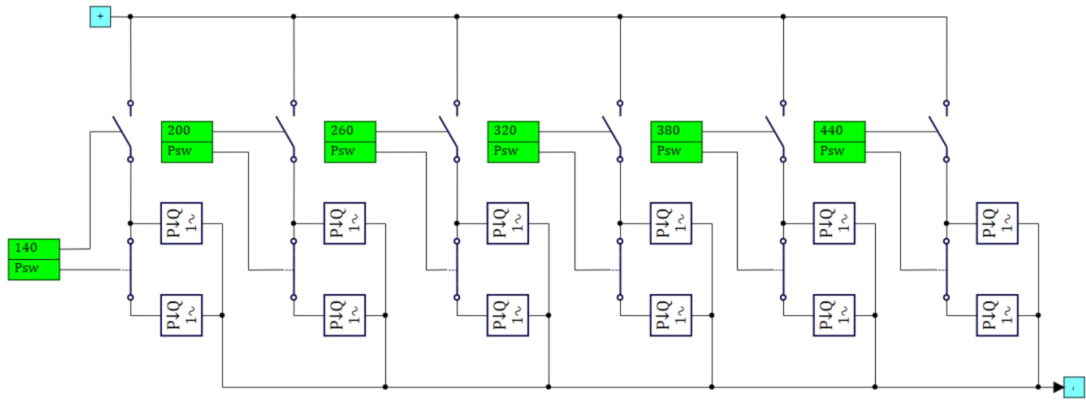


Рисунок В.4 – Модель формирования нагрузки постоянной мощности

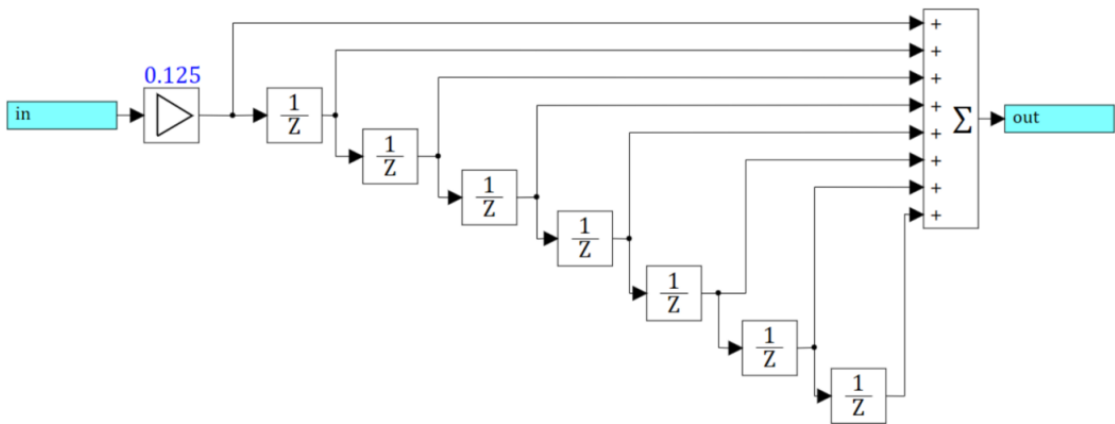


Рисунок В.5 – Имитационная модель АЦП

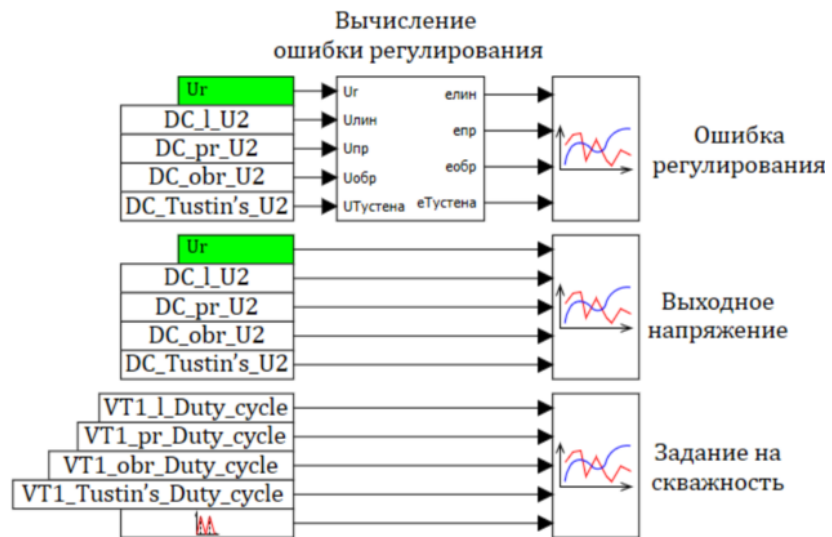


Рисунок В.6 – Система сбора и вывода информации

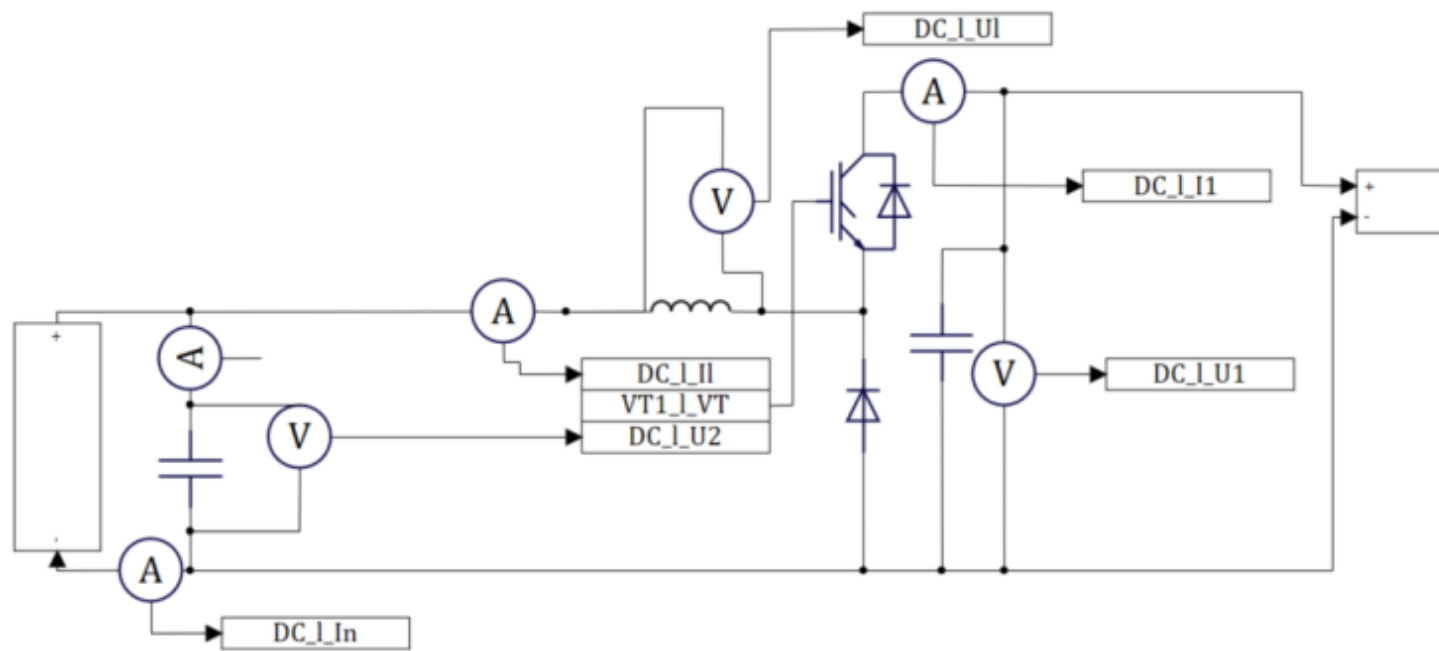


Рисунок В.7 – Имитационная модель понижающего преобразователя

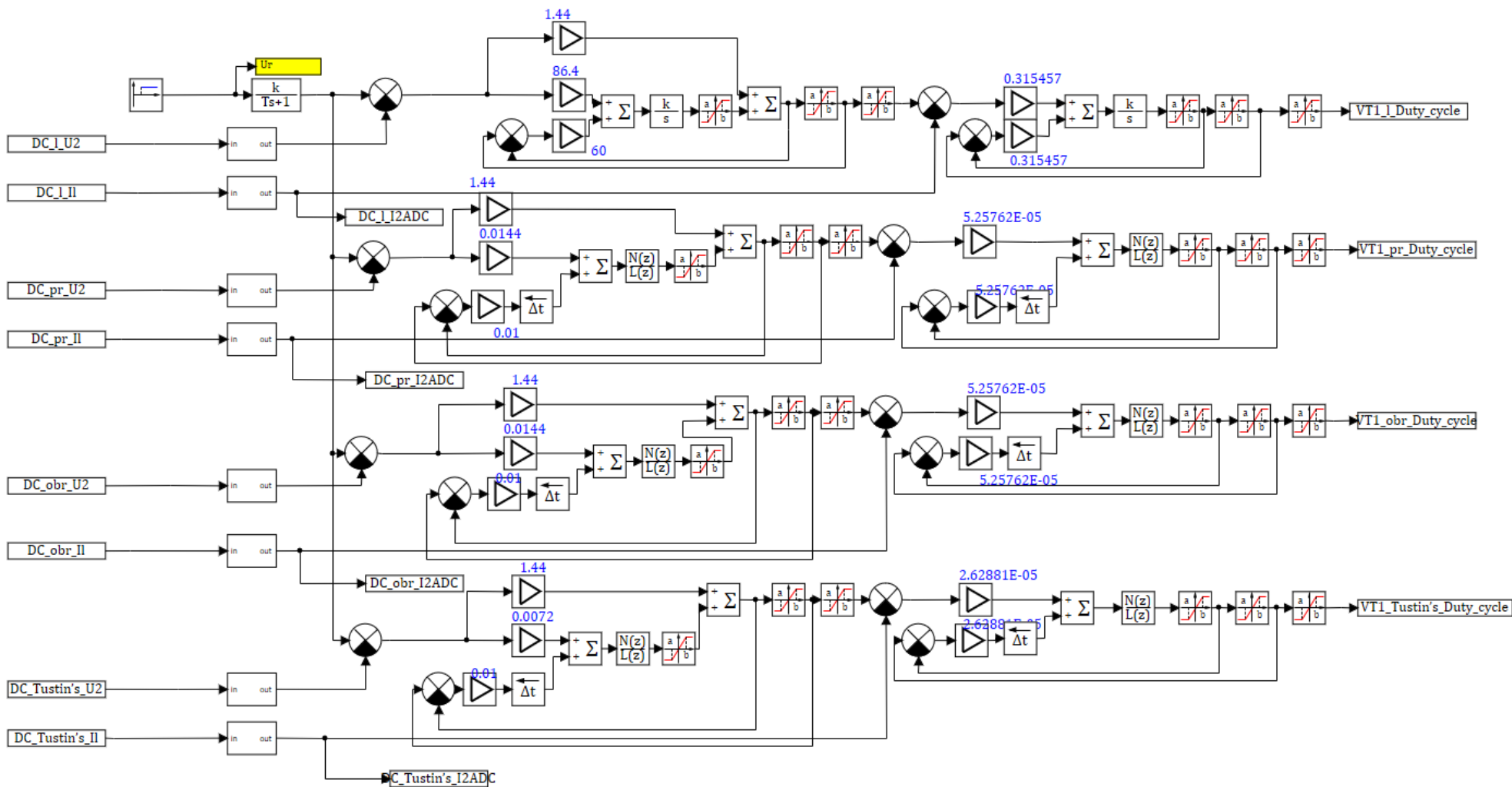


Рисунок В.8 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

```

1 //Параметры системы
- U1=140; //Напряжение "нижней" стороны преобразователя
- U2=540; //Напряжение "высшей" стороны преобразователя
- L1=10E-6; //Индуктивность дросселя
- f1=6000; //Частота ШИМ
- C1=6000E-6; //Ёмкость входного силового фильтра
- C2=6000E-6; //Ёмкость выходного силового фильтра
- Im=500; //Ограничение по току задания
- Td=1/f1; //Период ШИМ
10 Pn=60000; //Номинальная мощность
- //Расчет регулятора
- //Расчет параметров объекта
- I02=Pn/U2 //Рабочая точка линеаризации
- Kd=I02+(1/(L1*f1))*(U2*(U1-U2)/U1) //Расчет коэффициента линеаризации
- //Контура тока
- w=2*pi*f1 //Расчет циклической частоты ШИМ
- krd1=20 //Коэффициент разделения движения контура тока
- wj=w/krd1 //Частота сопряжения контура тока
- ki2=1 //Коэффициент обратной связи контура тока
20 kii=wj/(ki2*Kd) //"И"-коэффициент регулятора контура тока
- //Контур напряжения
- krd2=2 //Коэффициент разделения движения контура напряжения
- wn=wj/krd2 //Частота сопряжения контура напряжения
- a1=sqrt(4) //Коэффициент формы
- ku2=1 //Коэффициент обратной связи контура напряжения
- ke=ki2*C2 //Описание объекта управления
- kiu=(wn^2)*ke/ku2 //"И"-коэффициент регулятора контура напряжения
- kpu=a1^2*wn*ke/ku2 //"П"-коэффициент регулятора контура напряжения
//Параметры поведения моделирования
30 Trpk=2 //Период переключения значений задания выходного напряжения

```

Рисунок В.9 – Листинг скрипта расчета регуляторов

№	Категории	№	Группы сигналов	№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Control	1	DC_I	1	I	Ток дросселя	Веществен...		592.74614	Переменная
2	Measurement	2	DC_pr	2	U2	Напряжение выхода	Веществен...		539.17789	Переменная
		3	DC_obr	3	U1	Напряжение входа	Веществен...		195.36635	Переменная
		4	DC_Tustin's	4	Uf	Напряжение дросселя	Веществен...		188.73889	Переменная
				5	In	Ток нагрузки	Веществен...		110.93625	Переменная
				6	Un	Напряжение нагрузки	Веществен...		539.17789	Переменная
				7	I2	Ток выхода	Веществен...		-0.00053255043	Переменная
				8	I1	Ток входа	Веществен...		324.44392	Переменная

Рисунок В.10 – База данных управляющих сигналов

№	Категории	№	Группы сигналов	№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Control	1	DC_I	1	I	Ток дросселя	Веществен...		592.74614	Переменная
2	Measurement	2	DC_pr	2	U2	Напряжение выхода	Веществен...		539.17789	Переменная
		3	DC_obr	3	U1	Напряжение входа	Веществен...		195.36635	Переменная
		4	DC_Tustin's	4	Uf	Напряжение дросселя	Веществен...		188.73889	Переменная
				5	In	Ток нагрузки	Веществен...		110.93625	Переменная
				6	Un	Напряжение нагрузки	Веществен...		539.17789	Переменная
				7	I2	Ток выхода	Веществен...		-0.00053255043	Переменная
				8	I1	Ток входа	Веществен...		324.44392	Переменная

Рисунок В.11 – База данных измеряемых значений

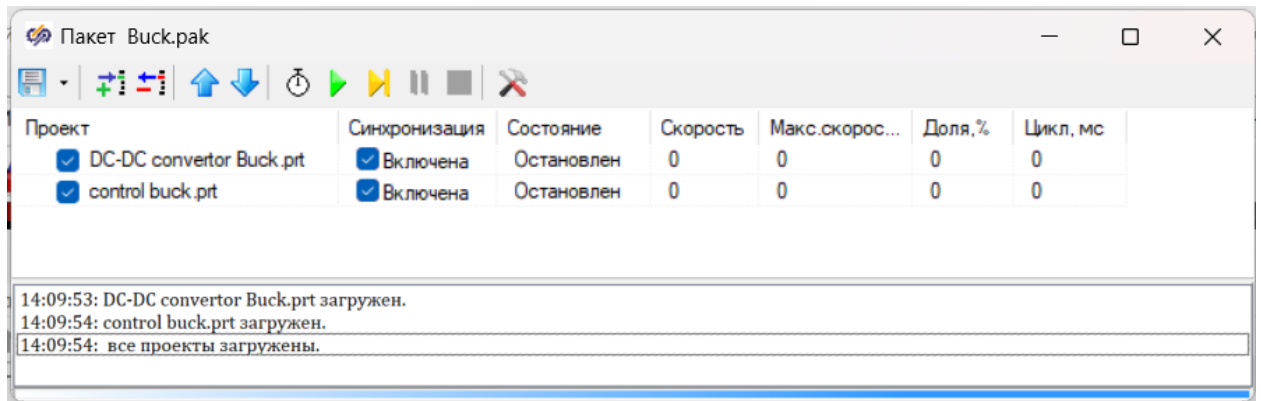


Рисунок В.12 – Пакет имитационных моделей

**Приложение «Г» Имитационная модель двунаправленного
изолированного преобразователя**

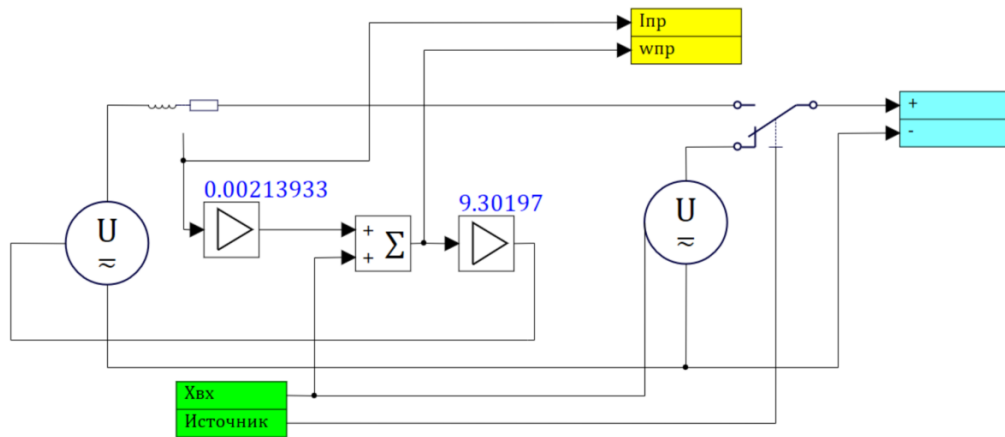


Рисунок Г.1 – Имитационная модель источника энергии

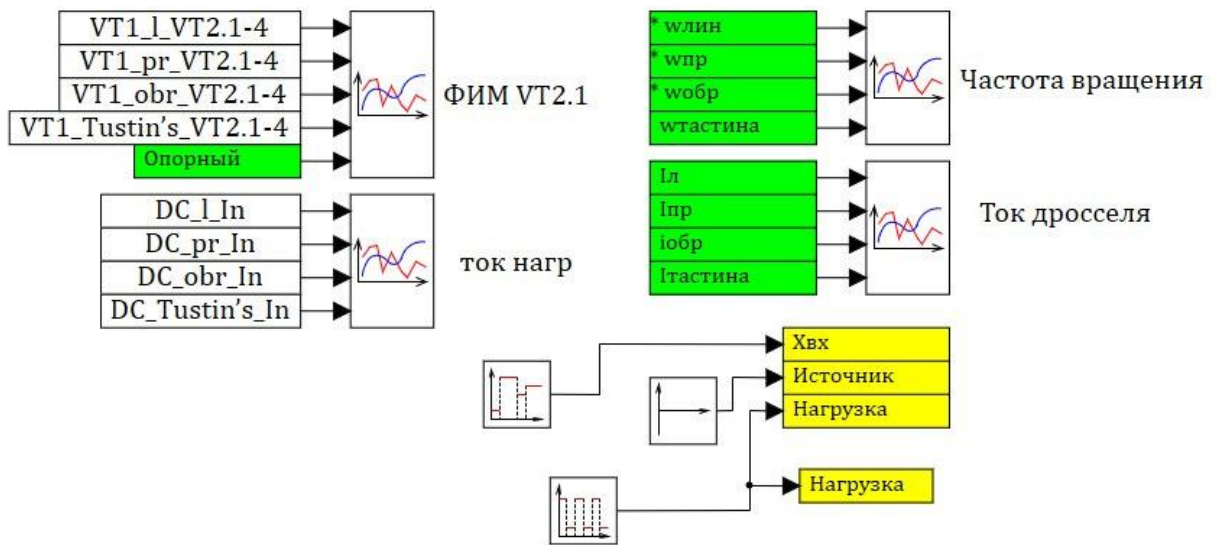


Рисунок Г.2 – Система сбора, отображения и введения информации

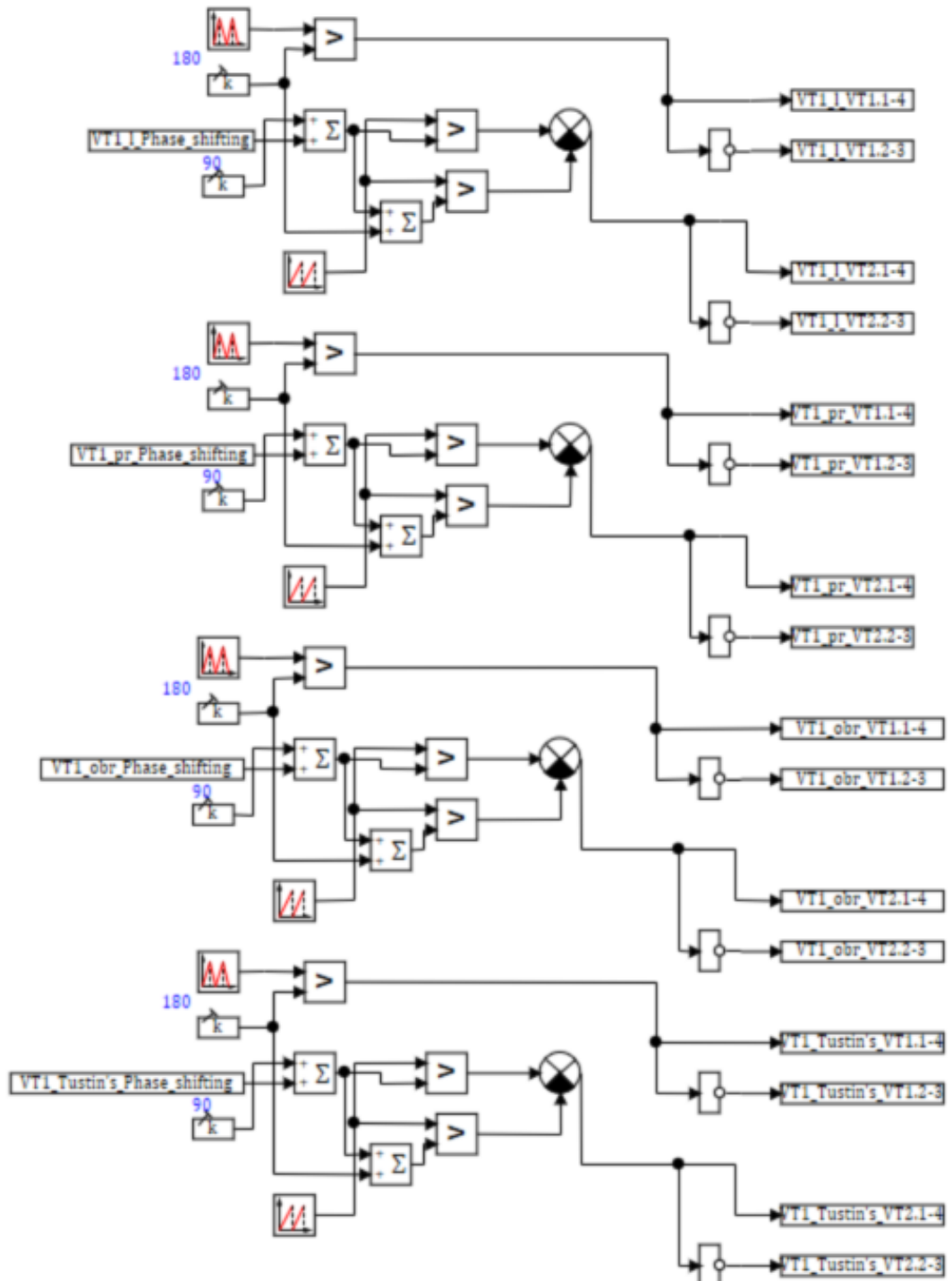


Рисунок Г.3 – Формирователь ФИМ-сигнала

```

1 //Параметры системы
- U1=140; //Напряжение "нижней" стороны преобразователя
- U2=540; //Напряжение "высокой" стороны преобразователя
- L1=3E-6; //Индуктсность дросселя
- f1=20000; //Частота ШИМ
- C1=6000E-6; //Ёмкость входного силового фильтра
- C2=6000E-6; //Ёмкость выходного силового фильтра
- Ktr=2; //Коэффициент преобразования трансформатора
- Imax=250; //Ограничение по току задания
10 Phm=1; //Ограничение на скажность сдвига фазы
- Td=1/f1; //Период ШИМ
- Pn=60000 //Номинальная мощность
- //Расчет регулятора
- //Расчет параметров объекта
- I02=Pn/U2 //Определение рабочей точки
- Kd=I02+2*abs((U1/(2*ktr*I1*2*f1))*(1-2*U2/(Ktr*U1+U2))); //Расчет коэффициента линейризации
- //Контур тока
- w=2*pi*f1 //Расчет циклической частоты ШИМ
- krd1=20 //Коэффициент разделения движения контура тока
20 wj=w/krd1 //Частота сопряжения контура тока
- ki2=1 //Коэффициент обратной связи контура тока
- kii=wj/(ki2*Kd) //"-коэффициент регулятора контура тока
- //Контур напряжения
- krd2=2 //Коэффициент разделения движения контура напряжения
- wn=wj/krd2 //Частота сопряжения контура напряжения
- a1=sqrt(4) //Коэффициент формы
- ku2=1 //Коэффициент обратной связи контура напряжения
- ke=ki2*C2 //Описание объекта управления
- kiu=(wn^2)*ke/ku2 //"-коэффициент регулятора контура напряжения
30 kpu=a1^2*wn*ke/ku2 //"П"-коэффициент регулятора контура напряжения
- //Параметры поведения моделирования
- Tprk=2 //Период переключения значений задания выходного напяжения

```

Рисунок Г.4 – Листинг скрипта расчета регуляторов

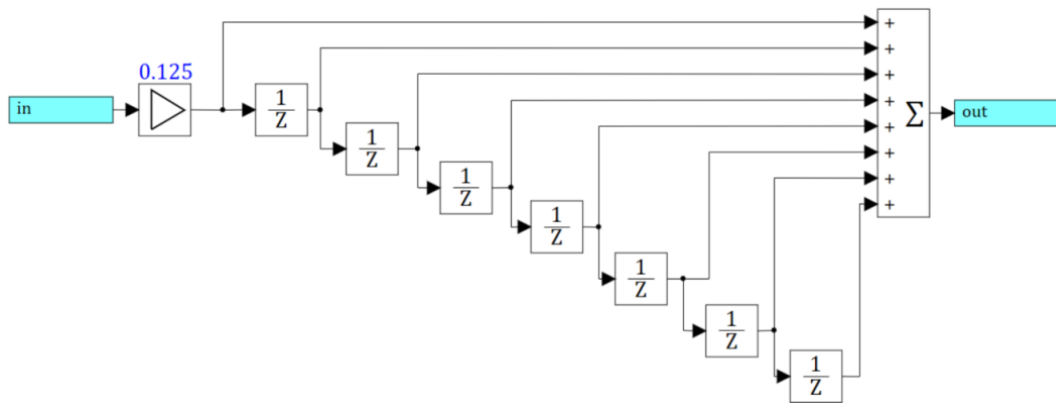


Рисунок Г.5 – Имитационная модель АЦП

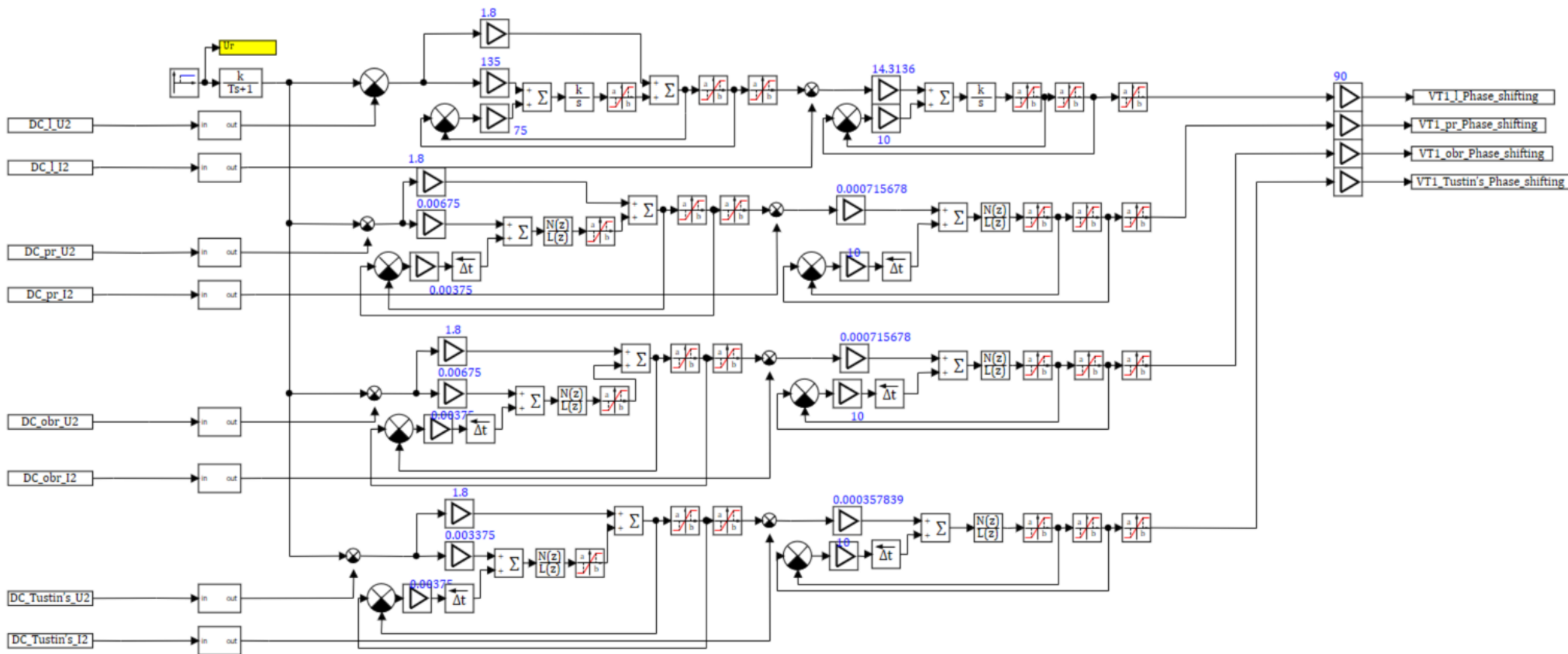


Рисунок Г.6 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

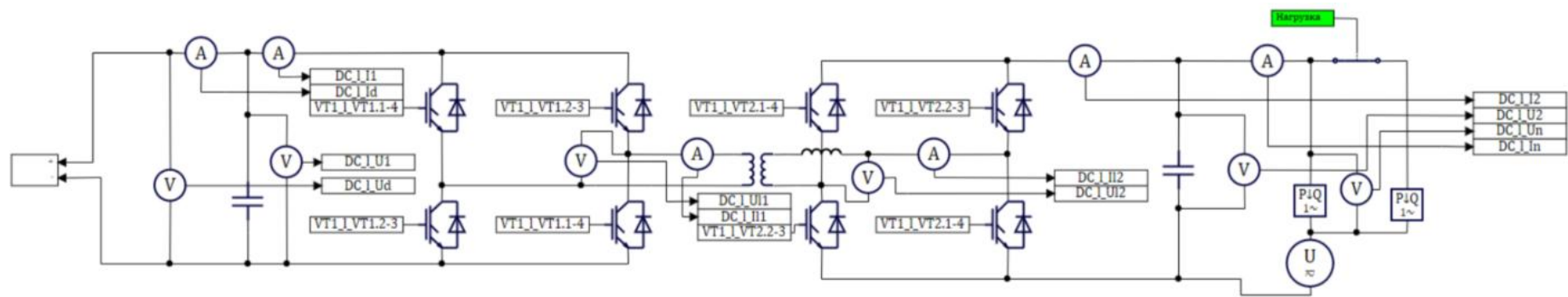


Рисунок Г.7 – Имитационная модель двунаправленного изолированного преобразователя

Вычисление ошибки регулирования

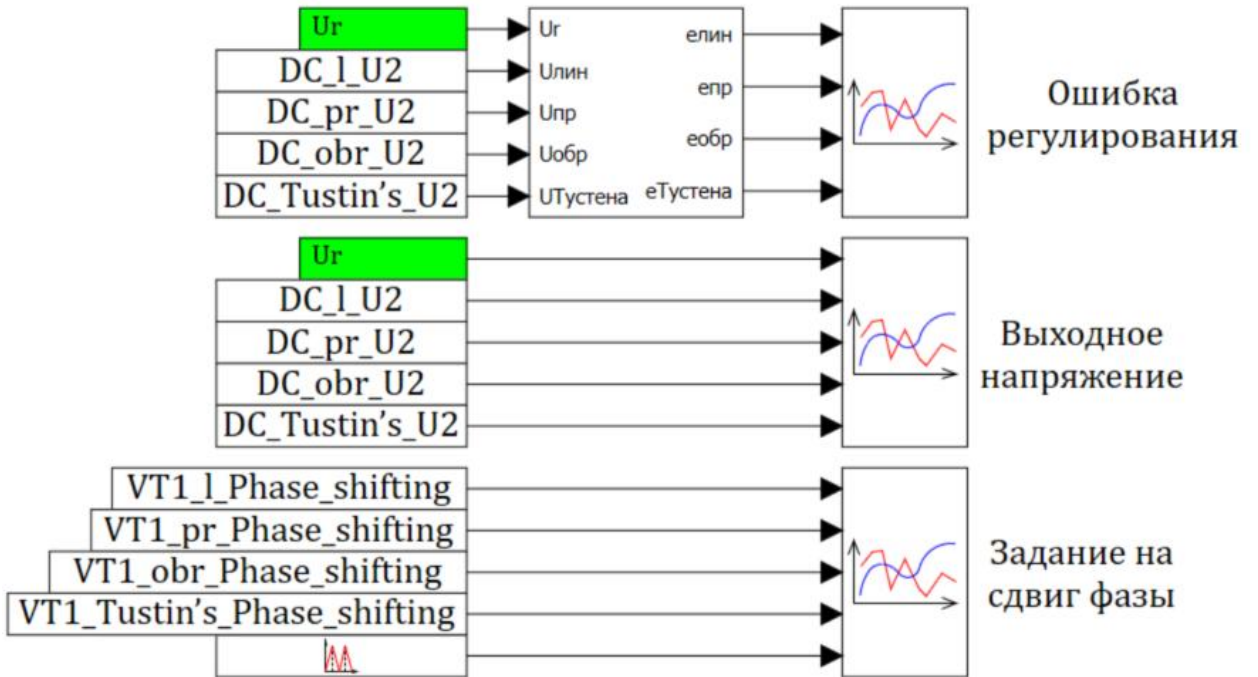


Рисунок Г.8 – Система сбора и вывода информации

№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Phase_shift...	Сдвиг фазы второго моста	Веществен...		-2.6282918	Переменная
2	VT1.1-4	Сигнал на ключи первого моста	Двоичное		<input type="checkbox"/> Нет	Переменная
3	VT1.2-3	Сигнал на ключи первого моста	Двоичное		<input checked="" type="checkbox"/> Да	Переменная
4	VT2.1-4	Сигнал на ключи второго моста	Двоичное		<input type="checkbox"/> Нет	Переменная
5	VT2.2-3	Сигнал на ключи второго моста	Двоичное		<input checked="" type="checkbox"/> Да	Переменная

Рисунок Г.9 – База данных управляющих сигналов

№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	I11	Ток нижней стороны трансформатора	Веществен...		-59.926675	Переменная
2	U2	Напряжение выхода	Веществен...		539.15106	Переменная
3	U1	Напряжение входа	Веществен...		3605.5924	Переменная
4	U11	Напряжение на нижней стороне тр...	Веществен...		3608.1908	Переменная
5	In	Ток нагрузки	Веществен...		10.935869	Переменная
6	Un	Напряжение нагрузки	Веществен...		53.151057	Переменная
7	I2	Ток выхода	Веществен...		-119.85442	Переменная
8	I1	Ток входа	Веществен...		-59.919461	Переменная
9	I12	Ток верхней стороны трансформато...	Веществен...		-119.85335	Переменная
10	U12	Напряжение на верхней стороне тр...	Веществен...		535.35398	Переменная
11	Ud	Напряжение выпрямителя	Веществен...		3605.5924	Переменная
12	Id	Ток выпрямителя	Веществен...		70.353519	Переменная
13	I1	Ток дросселя	Веществен...		592.74614	Переменная
14	U1	Напряжение дросселя	Веществен...		188.73889	Переменная

Рисунок Г.10 – База данных измеряемых значений

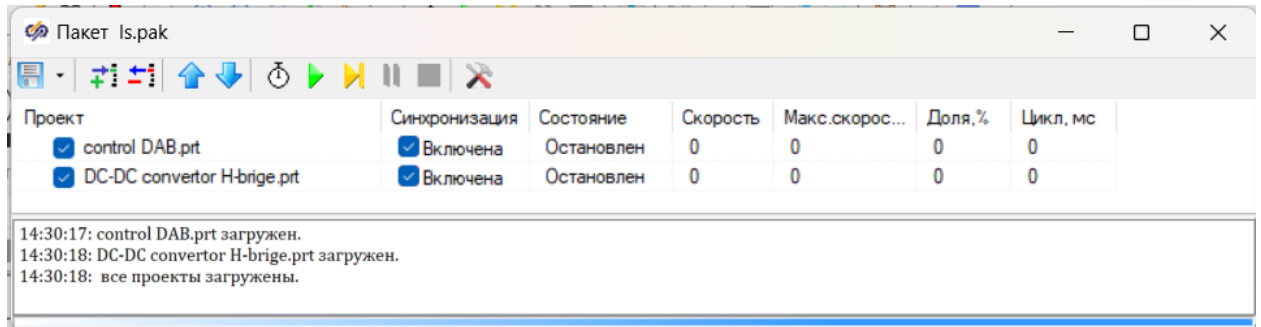


Рисунок Г.11 – Пакет имитационных моделей

Приложение «Д» Акты внедрения результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе
ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный
технический университет»
С. С. Чернов



«17 марта» 2025 г.

АКТ

об использовании в учебном процессе результатов кандидатской диссертационной работы Иванова И. А. «Алгоритмы управления автономными генерирующими комплексами на основе синхронных генераторов с постоянными магнитами»

Настоящий акт подтверждает, что основные результаты диссертационной работы Иванова И. А. используются в учебном процессе ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет» (НГТУ) кафедры Электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ):

- 1) при проведении лекционных и практических занятий по дисциплинам: «Электронные и микропроцессорные устройства» и «Промышленная электроника», обучающихся по направлению 13.03.02 - «Электроэнергетика и электротехника», бакалаврская программа: Электротехника, электромеханика и электротехнологии;
- 2) в научно-исследовательской работе бакалавров и магистрантов.

Заведующий кафедрой ЭАПУ НГТУ
к.т.н., доцент

Д.А. Котин

Дата: 21.04.2023г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Иванова И.А. «Алгоритмы управления автономными генерирующими комплексами на основе
синхронных генераторов с постоянными магнитами»

Настоящий акт подтверждает, что для расширения функциональных возможностей программного продукта «Среда динамического моделирования SimInTech» следующие результаты диссертационной работы Иванова И. А. были приняты к использованию в обществе с ограниченной ответственностью «3В Сервис» (ООО «ЗВС»):

- 1) модель преобразователя с регулятором динамики стабилизации напряжения – boost converter;
- 2) модель преобразователя с регулятором динамики стабилизации напряжения – buck converter;
- 3) модель преобразователя с регулятором динамики стабилизации напряжения – buck-boost converter;
- 4) модель преобразователя с регулятором динамики стабилизации напряжения – dual active bridge converter.

Генеральный директор



В.Н. Петухов