

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

На правах рукописи



Иванов Илья Алексеевич

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ГЕНЕРИРУЮЩИМИ
КОМПЛЕКСАМИ НА ОСНОВЕ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С
ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

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	14
1.1 Топология систем электроснабжения автономного потребления ...	14
1.1.1 Система с единой шиной переменного напряжения	14
1.1.2 Система с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты.....	16
1.1.3 Система с промежуточной шиной постоянного напряжения	17
1.2 Источники электрической энергии	20
1.2.1 Генерация электрической энергии	20
1.2.2 Накопители электрической энергии	22
1.3 Силовая преобразовательная техника.....	23
1.3.1 Повышающий однонаправленный стабилизатор напряжения.....	24
1.3.2 Понижающий однонаправленный стабилизатор напряжения	25
1.3.3 Двухнаправленный неизолированный преобразователь	26
1.3.4 Двухнаправленный изолированный преобразователь	27
Вывод по первой главе	28
Глава 2 Синтез алгоритмов управления полупроводниковой техникой	30
2.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения повышающего типа	30
2.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения понижающего типа	39
2.3 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения двухнаправленного типа	45
2.3.1 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения неизолированного типа	45

2.3.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения с гальванической развязкой.....	45
2.4 Модификации контуров систем управления.....	52
2.4.1 Интегральное насыщение.....	52
2.4.2 Дискретные регуляторы	53
2.4.3 Выбор частоты разделения контуров движения.....	57
Вывод по второй главе	62
Глава 3 Анализ устойчивости системы с учетом типа источника электрической энергии	64
3.1 Анализ структуры и определение критических узлов, влияющих на устойчивость системы	64
3.1.1 Анализ устойчивости «низкой» стороны преобразователя постоянного напряжения.....	68
3.1.2 Анализ устойчивости вторичной стороны преобразователя постоянного напряжения.....	71
3.2 Обобщение результатов анализу устойчивости системы.....	77
3.3 Способы повышения устойчивости системы.....	78
Вывод по третьей главе	85
Глава 4 Математического моделирование узлов системы электроснабжения автономного потребителя	87
4.1 Математическое моделирование полупроводниковых преобразователей	87
4.2 Математическая модель стабилизаторов напряжения при питании от идеального источника энергии	87
4.2.1 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения повышающего типа	87
4.2.2 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения понижающего типа.....	95

4.2.3 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного типа неизолированного типа	102
4.2.4 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного изолированного типа	103
4.3 Математическая модель стабилизаторов напряжения при питании от активно-индуктивного источника энергии с противо-ЭДС	107
4.3.1 Преобразователя постоянного напряжения повышающего типа с активно-индуктивным источником напряжения с противо-ЭДС	108
4.3.2 Преобразователя постоянного напряжения понижающего типа с активно-индуктивным источником напряжения	133
4.3.3 Преобразователя постоянного напряжения изолированный двунаправленный с активно-индуктивным источником напряжения.....	138
4.4 Экспериментальные исследования	142
Вывод по четвертой главе	147
Заключение	149
Список литературы	153
Приложение «А» Поверхности проекций решения неравенств условия устойчивости системы	174
Приложение «Б» Имитационная модель повышающего преобразователя	185
Приложение «В» Имитационная модель понижающего преобразователя	190
Приложение «Г» Имитационная модель двунаправленного изолированного преобразователя	196
Приложение «Д» Акты внедрения результатов диссертационной работы	203

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 является их синхронизация для осуществления управляемых перетоков мощности [1, 2].

Вышеописанный принцип организации электротехнического комплекса позволяет обеспечить высокую надёжность и качественное электроснабжение 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, 4, 5]. В настоящее время разработано большое количество различных технических решений в данной прикладной области, позволяющие 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, трудно реализуемо 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 в отечественной периодической печати, так и в зарубежных изданиях, среди которых можно отметить работы Харитонов С. А., Денисенко Е. А., Крюкова О. В., Серебрякова А. В., Куликова А. Л., Булатова Ю. Н., Крюкова А. В. и Илюшина П. В. 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 в двух предложенных уровнях декомпозиции системы проводят анализ влияния на устойчивость процессов только параметров преобразователя.

На основании вышесказанного была сформулирована цель и задача диссертационного исследования.

Целью диссертационной работы является анализ условий возникновения неустойчивых режимов работы электротехнического

комплекса системы электроснабжения автономного потребителя и разработка аналитических методик для их исключения.

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

1. Выполнить обзор известных 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. Разработать математические модели силовых преобразователей постоянного напряжения, осуществить синтез и исследование их систем автоматического управления и произвести унификацию разработанного алгоритма управления и его апробацию методом цифрового моделирования.

3. Методами теории автоматического управления выполнить анализ электротехнической системы автономного электроснабжения с целью определения областей ее неустойчивого функционирования. Подтвердить гипотезу о существовании областей неустойчивости, обусловленных распределенными параметрами автономного электротехнического комплекса.

4. Разработать алгоритмические способы повышения запасов устойчивости электротехнической системы электроснабжения автономного потребителя. Получить аналитическую зависимость влияния емкости силового фильтра системы управления на запасы устойчивости при ограниченном быстродействии.

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, формирующего систему электропитания на общей шине 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. Предложен способ определения границы устойчивости электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя. Предлагаемый способ предназначен для анализа автономных электротехнических комплексов при их питании от активно-индуктивного источника энергии с противо-ЭДС и 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. Разработаны и исследованы 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 на 200% по отношению к существующим методам ее расчета.

Теоретическая и практическая значимость диссертационной работы состоит в следующем:

1. Сформулированы критерии выделения областей неустойчивой работы электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя, учитывающие 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 быстродействие 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. Разработана 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. Предложена 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. Разработаны 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 специализируемых программных приложений для моделирования установившихся и переходных процессов. Синтез системы автоматического управления производился методом настройки на желаемый вид передаточной функции, дискретные регуляторы получены путем переоборудования непрерывного регулятора.

Методы исследования: анализ состояния и синтез алгоритмов управления выполнялся с использованием принципа разделения движений, линеаризации нелинейных функций с помощью ограниченного числа членов ряда Б. Тейлора, методов преобразования непрерывных моделей в дискретную область, алгебраического критерия устойчивости А. Гурвица, имитационных

моделей в программной среде SimInTech с привлечением встроенных средств визуализации и идентификации.

Апробация результатов исследования производилась в рамках следующих мероприятий:

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

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

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

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

5. Международной научно-практической конференции «ASPIRE TO SCIENCE 2020», г. Новосибирск.

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

7. Международной конференции «Пром-инжиниринг», (ICIEM – 2020), г. Сочи.

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

9. Международной мульти конференции «Far East Con» 2019, г. Владивосток.

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

11. XIX Международной конференции «Технические и физические проблемы инженерии» (ICTPE-2023, ICTPE-2024), г. Баку.

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

Результаты работы опубликованы в 38 печатных работах, 2-е 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”, 21 входят в труды Всероссийских и международных конференций, а 2-е 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 метода, 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 включает введение, основную часть из 4 глав, заключения, списка литературы из 133 наименований и 5 приложений. Общий объем диссертации составляет 204 страниц, в том числе 149 рисунков и 9 таблиц.

Глава 1 Система электроснабжения автономного потребителя

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 крупных федеральных законов и проектов. Это связано с возможностью построения интеллектуальных систем электроснабжения, которые обладают высокой степенью управляемости, что объясняется использованием принципов распределённой генерацией и локального управления энергосистемой [1, 2, 4, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17].

За счет применения распределённой генерации и локального управления энергосистемой, выстроенной по принципу *microgrid*, данные 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, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25]:

1. Система с единой шиной переменного напряжения.
2. Система с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты.
3. Система с промежуточной шиной постоянного напряжения (постоянного тока).

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

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, 25, 26, 27, 28].

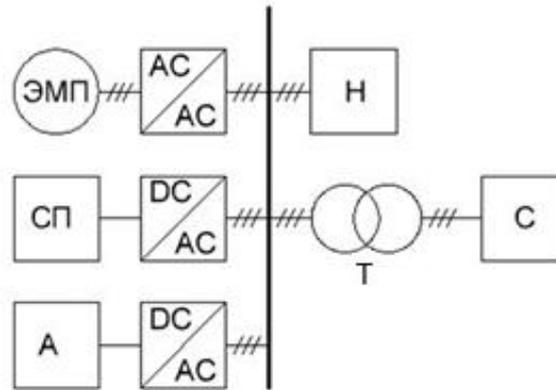


Рисунок 1.1 – Система электроснабжения с общей переменной шиной:

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

Так, согласно рисунку 1.1, система включает в себя несколько различных источников электрической энергии и потребителей, причем вся система работает на номинальное напряжение и частоту, с соответствующими требованиями. Особенности использования данной архитектуры электроснабжения заключается в реализации систем электроснабжения высокого напряжения. Преимущества использования данной схемы заключается в минимизации использования полупроводниковых преобразователей. Но данное преимущество и принцип построения являются ключевым недостатком, а именно, при реализации необходимо 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 вызвано тем, что данная система наиболее близка по структуре 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, 30, 31, 32].

Данная архитектура электроснабжения построена по аналогичному принципу с системой электроснабжения с общей шиной переменного напряжения, но главное отличие заключается в том, что существует разделение системы 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 напряжении от контура нагрузки. Это вынуждает применять промежуточный преобразователь, что понижает общую эффективность. Как было выше сказано, 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.

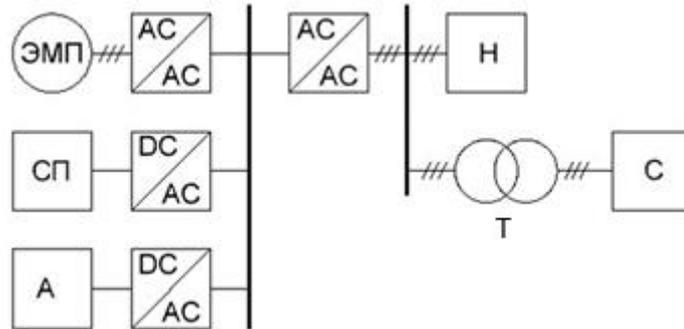


Рисунок 1.2 – Система электроснабжения с промежуточной шиной переменного напряжения высокой частоты:

ЭМП – электрохимический 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 из себя систему с промежуточной шиной постоянного напряжения[1, 2, 3, 4, 18, 19, 21, 22, 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.

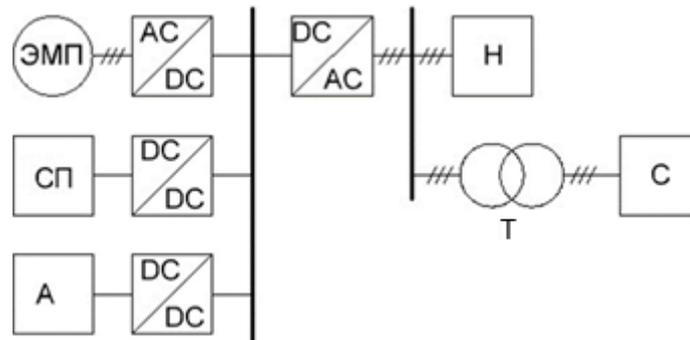


Рисунок 1.3 – Система электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения:

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, а именно, также 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 увлечению количества каналов управления и усложнением системы управления верхнего уровня.

Практическое применение данной 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, данная система позволяет обеспечивать простое управление перетоками мощности, между различными источниками энергии.

Проведя анализ 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, 20, 21, 23, 24, 25, 26].

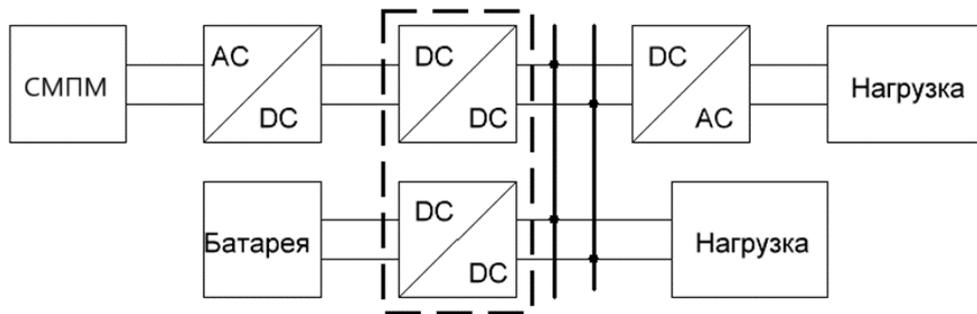


Рисунок 1.4 – Типовая функциональная схема системы электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения:

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 уровня напряжения на шине

постоянного напряжения. Помимо этого, в зависимости от типа напряжения источника питания для источников переменного напряжения добавляется выпрямитель с фильтром. Полупроводниковые преобразователи могут выполнять различные функции в системе с целью обеспечения постоянства напряжения на шине постоянного напряжения, такие как повышение и понижение напряжения и обеспечение как однонаправленного, так и двунаправленного протекание тока. Выбор режима работы преобразователя зависит от используемого источника энергии, основные типы которых будут рассмотрены ниже.

1.2 Источники электрической энергии

Как говорилось в предыдущем параграфе 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.

Рассмотрим более подробно типовые источники энергии.

1.2.1 Генерация электрической энергии

В качестве генерирующих устройств электрической энергии в системах электроснабжения автономного потребителя можно выделить два типа

источников энергии, это: 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, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48].

Таблица 1.1 – Сравнительный анализ электрических машин переменного тока

Тип генератора	Преимущества	Недостатки
Асинхронный генератор с короткозамкнутым ротором	<ul style="list-style-type: none"> - Простая конструкция. - Невысокая стоимость. 	<ul style="list-style-type: none"> - Наличие дополнительных устройств для генерации.
Асинхронный генератор с фазным ротором	<ul style="list-style-type: none"> - Возможность поддержание постоянного значение частоты генерируемого тока. - Изменяемый магнитный поток. 	<ul style="list-style-type: none"> - Подвижный контакт. - Высокая стоимость.
Синхронный генератор с электромагнитным возбуждением (ЭМВ)	<ul style="list-style-type: none"> - Изменяемый магнитный поток. 	<ul style="list-style-type: none"> - Подвижный контакт. - Высокая цена.
Синхронный генератор с магнитоэлектрическим возбуждением (МЭВ)	<ul style="list-style-type: none"> - Отсутствие подвижного контакта. - Высокая надежность. - Высокое значение КПД. 	<ul style="list-style-type: none"> - Высокая стоимость постоянных магнитов.

Опираясь на проведённый анализ, представленный в таблице 1.1, можно сделать вывод, что использование в распределённой генерации возможно каждого из вышеперечисленного типа машин, но наибольшее распространение в условиях применения архитектуры системы

электроснабжения с промежуточной шиной постоянного напряжения имеют синхронные генераторы с магнитоэлектрическим возбуждением, т.е. синхронная машина с постоянными магнитами (СМПМ) в генераторном режиме работы [47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57].

Также широкое распространение получили полупроводниковые источники электрической энергии, такие как солнечные панели [1, 2, 4, 7, 12, 15, 16, 24, 30, 32, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64].

Солнечные панели представляют из себя полупроводниковый фотоэлектрический преобразователь. Данное устройство имеет широкое разнообразие не только возможных конструкций, но материалов изготовления, что в совокупности влияет на их общую эффективность.

Не смотря 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, 20, 21, 23, 30, 31, 32, 58, 65, 66, 67, 68]:

- электрические аккумуляторы,
- суперконденсаторы.

Оба данных источника энергии имеют схожую электрическую природу поведения, но отличаются по своим динамическим и количественным свойствами.

Так электрический аккумулятор обладает различными параметрами в зависимости от химических материалов, из которых он изготовлен. Наибольшее распространение получили два типа аккумуляторов, это

свинцово-кислотные и литий ионные, что объясняется их свойствами с точки зрения объема накопления электрической энергии и цены.

Суперконденсаторы (ионисторы) представляют из себя промежуточный вариант развития конденсатора и электрического аккумулятора, поэтому он имеет 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 генерацией. Это вызывает необходимость в стабилизации уровня напряжения на выходе каждой генерирующей или накопительной системы. Для этих целей используются полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения для источников постоянного напряжения или для систем с источником переменного напряжения системы неуправляемый выпрямитель-DC/DC преобразователь или активный выпрямитель [1, 1, 3, 4, 6, 24, 69].

1.3 Силовая преобразовательная техника

Как было рассмотрено ранее в двух предыдущих параграфах, система электроснабжения автономного потребителя с промежуточной шиной постоянного напряжения наиболее часто используется в энергосистемах с распределённой генерацией, так как в данной систем 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, 71, 72, 73, 74, 75, 76].

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

1.3.1 Повышающий однонаправленный стабилизатор напряжения

Рассмотрим повышающий преобразователь, электрическая схема которого представлена на рисунке 1.5 [20, 61, 62, 63, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89].

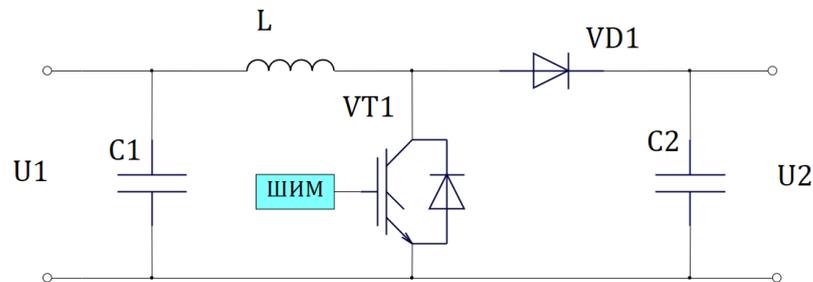


Рисунок 1.5 – Повышающий преобразователь

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, и третий участок времени, при котором в цепи отсутствует ток. Третий участок формирует в системе бестоковую паузу

Преимуществом данной схемы перед другими схемами повышающих преобразователей заключается в простоте схемы, за счет чего упрощается организация управления полупроводниками и снижаются потери в системе в целом.

1.3.2 Понижающий однонаправленный стабилизатор напряжения

Рассмотрим понижающий преобразователь, изображенный на рисунке 1.6 [28, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100].

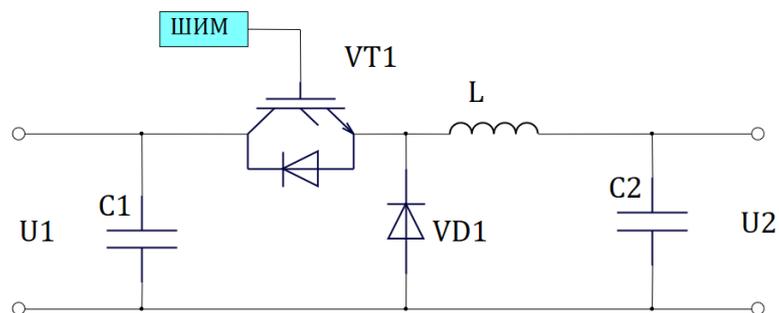


Рисунок 1.6 – Понижающий преобразователь

Этот преобразователь может реализовать режим 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 схеме, рассмотренной в предыдущем параграфе.

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 энергии, например, в накопитель электрической энергии при избытке энергии в электротехническом комплексе системы электроснабжения автономного потребителя, так и из накопителя при её недостатке. Данная схема преобразователь представлена на рисунке 1.7 [1, 4, 61, 62, 65, 67, 80, 86, 89, 101, 102].

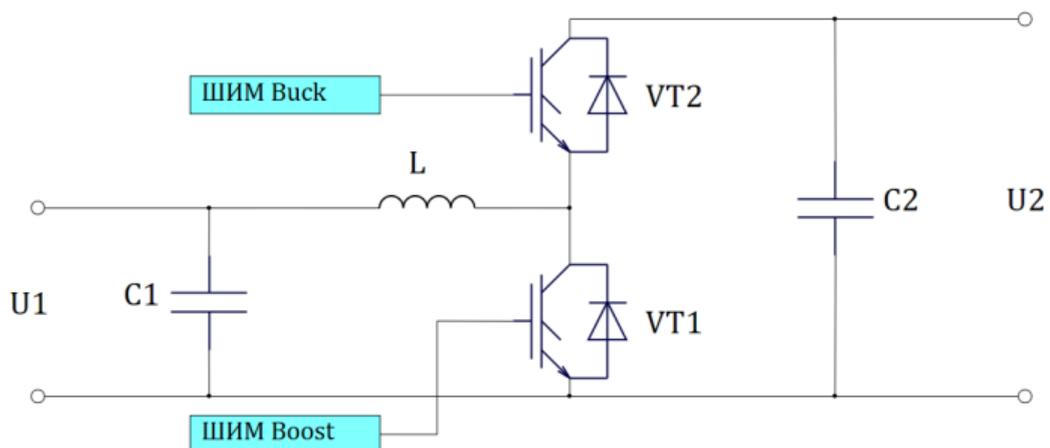


Рисунок 1.7 – Двухнаправленный неизолированный преобразователь

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].

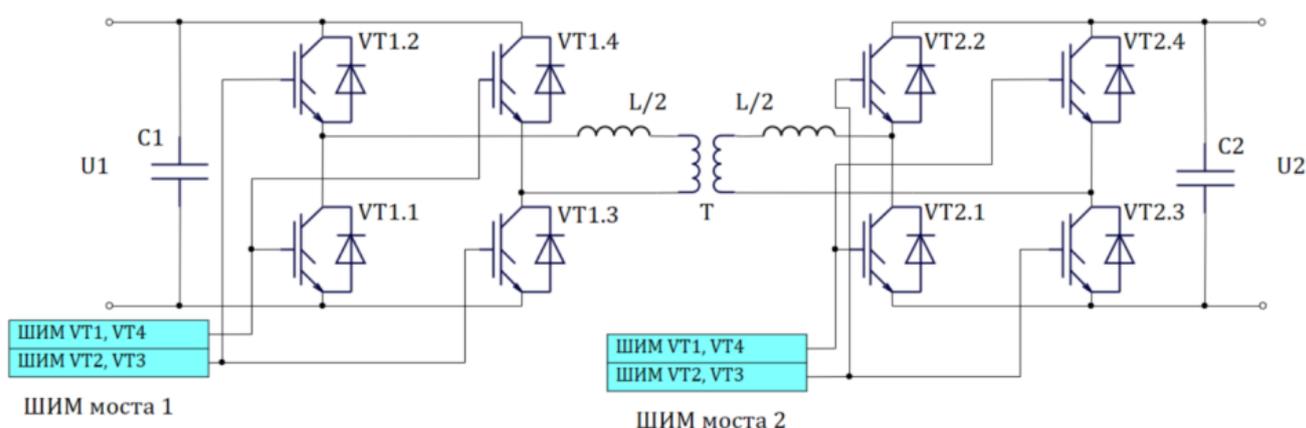


Рисунок 1.8 – DAB преобразователь

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, т.е. 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, которое 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.

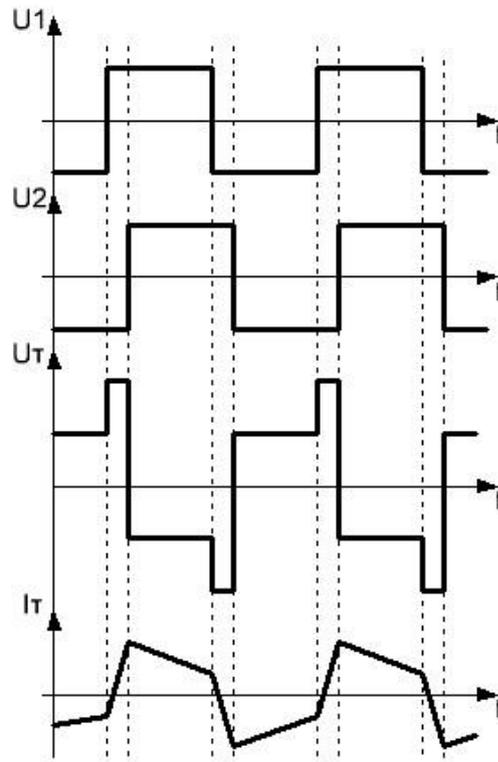


Рисунок 1.9 – Принцип работы DAB преобразователя

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 напряжения 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, а именно: 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; также за счет использования шины постоянного напряжения система 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, то в данной главе был рассмотрен ряд полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения, выполняющих функцию стабилизации уровня напряжения на их выходе для обеспечения управляемости электротехнического комплекса с целью стабилизации уровня напряжения и обеспечения перетоков мощности в системе.

Глава 2 Синтез алгоритмов управления полупроводниковой техникой

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 параграфе 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, имеющих активно-индуктивный характер поведения с противо-ЭДС, т.е. являющихся 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 предыдущие научные работы [2, 4, 28, 60, 63, 67, 71, 78, 80, 85, 86, 87, 89, 103, 107], выполним синтез двухконтурной системы управления, где внутренний контур отвечает за обеспечения 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].

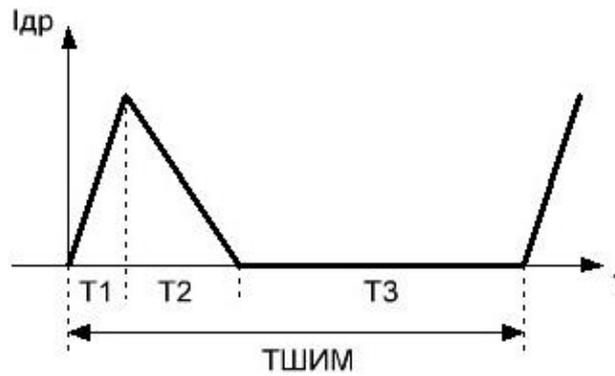


Рисунок 2.1 – Ток дросселя повышающего преобразователя

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

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

где L – значение индуктивности дросселя,

$f_{ШИМ}$ – частота ШИМ сигнала,

D – коэффициент заполнения.

Как видно из формулы (2.1) среднее значение тока имеет нелинейную зависимость от значения коэффициент 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:

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

где D_0 – значение коэффициент заполнения в рабочей точке,

I_{02} – рабочее значение тока,

P_{02} – рабочее значение мощности,

U_{02} – рабочее значение регулируемое напряжения.

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

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = K_{\text{лин}} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{1}{Lf_{\text{ШИМ}}} \cdot \frac{U_1^2}{U_2 - U_1} D_0. \quad (2.3)$$

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 регулятор представлял из себя только И-регулятор. На основании выше сказанного, построим структурную схему контура тока, рисунок 2.2.

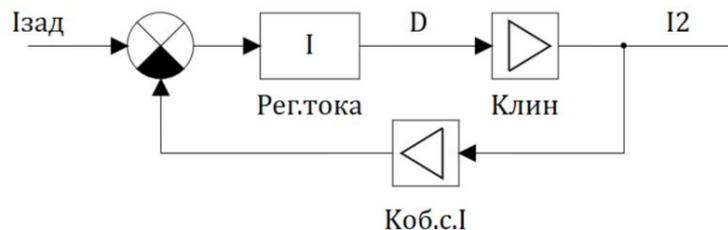


Рисунок 2.2 – Структурная схема контура тока в замкнутом состоянии: Iзад – ток здания, I – интегральный регулятор, Рег.тока – регулятор тока, Клин – коэффициент линеаризации, D – коэффициент заполнения, I2 – рабочий ток, Коб.с.I – коэффициент обратной связи по току

Помимо этого, так как данная система является дискретной системой регулирования, за счет использования в системе ШИМ, то 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:

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

где $K_{об.с.1}$ – коэффициент обратной связи по току,

K_{II} – 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

$$K_{II} = \frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.1} K_{лин}}. \quad (2.8)$$

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.

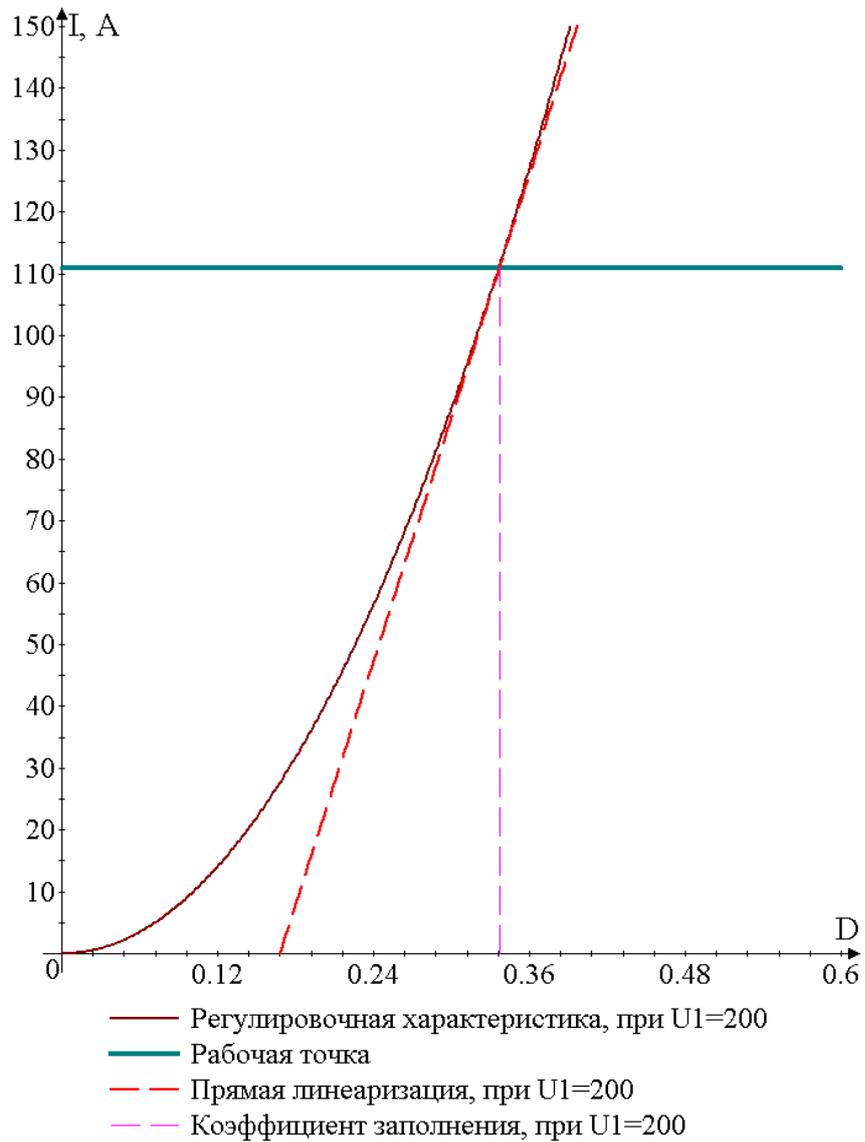


Рисунок 2.3 – Регулировочная характеристика повышающего преобразователь

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.

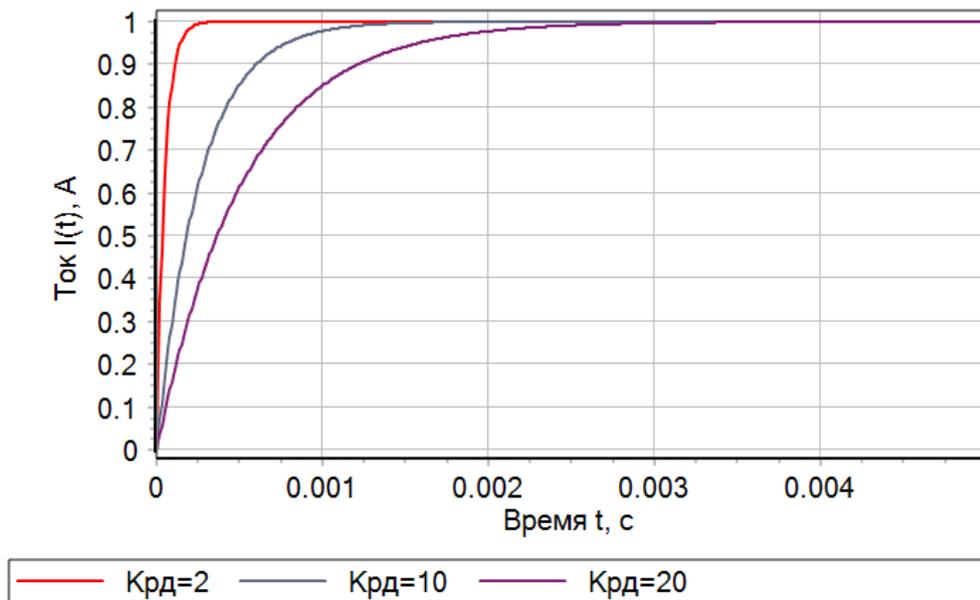


Рисунок 2.4 – Кривые переходных процессов контура тока с разными коэффициентами разделения движения

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

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.

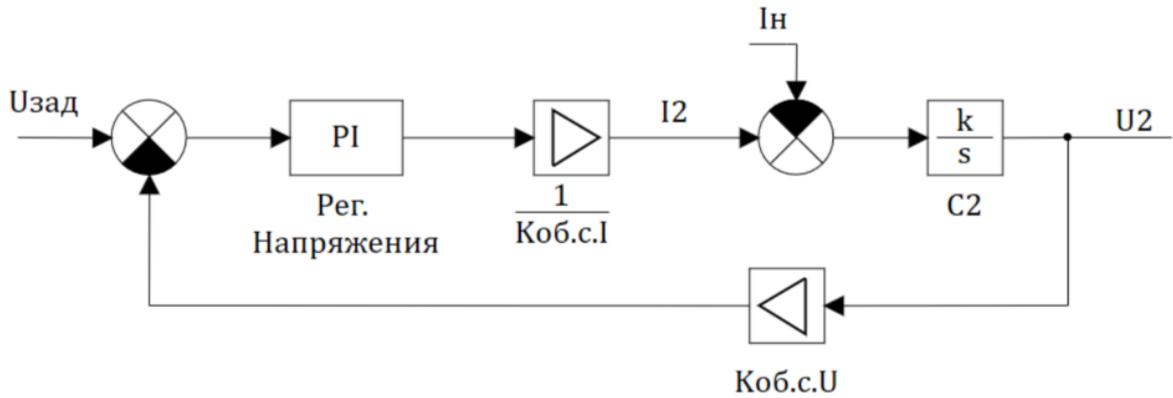


Рисунок 2.5 – Структурная схема контура напряжения:

$U_{зад}$ – напряжение здания, PI – пропорционально-интегральный регулятор, Рег.Напряжения – регулятор напряжения, I_n – ток нагрузки, $K_{об.с.U}$ – коэффициент обратной связи по напряжению, C_2 – выходной силовой фильтр, U_2 – выходное напряжение

Тогда передаточная функция контура напряжения:

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

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 откуда:

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

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

На основе зависимостей (2.13) и (2.14) произведём настройку регулятора напряжения. Так же, 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.

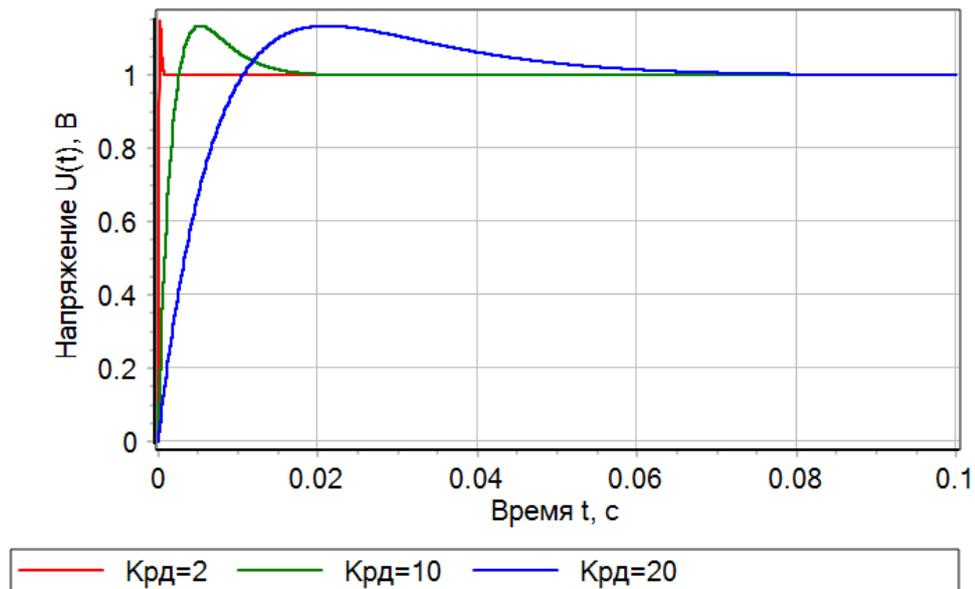


Рисунок 2.6 – Переходной процесс контура напряжения

Как видно из рисунка 2.6, общее поведение контура напряжения при настройке сходно с поведением контура тока, т.е. 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:

$$T_{\phi} = \frac{K_{PU}}{K_{IU}}, \quad (2.15)$$

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

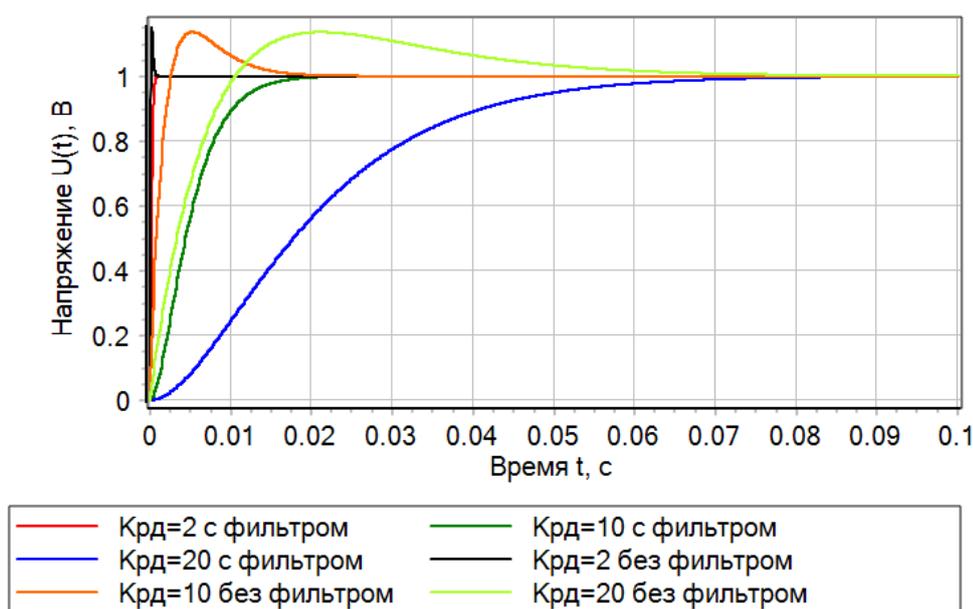


Рисунок 2.7 – Применение фильтра

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) был разработана система управления повышающим преобразователем постоянного напряжения, представленная на рисунке 2.8

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

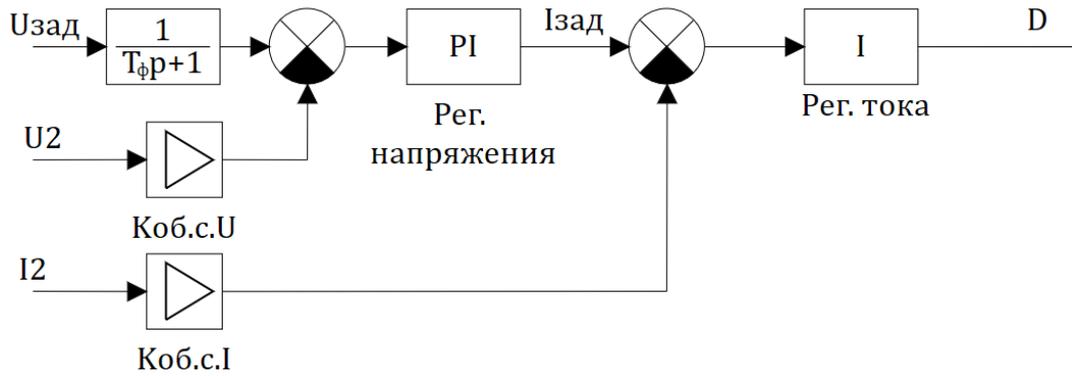


Рисунок 2.8 – Структурная схема системы управления

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, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 108, 109, 110, 111, 112], в дальнейшем будет описана аналитическая процедура структурно-параметрического синтеза двухконтурной системы управления понижающего силового DC-DC преобразователя, где внутренний контур отвечает за обеспечение качественного регулирования тока, а внешний за качественное регулирование напряжения.

Согласно рассмотренному в параграфе 1.3.1 режиму работы преобразователя, изображенному на рисунке 1.6, диаграмма мгновенного тока, протекающего через дроссель, показана на рисунке 2.9 [29, 67, 90, 98].

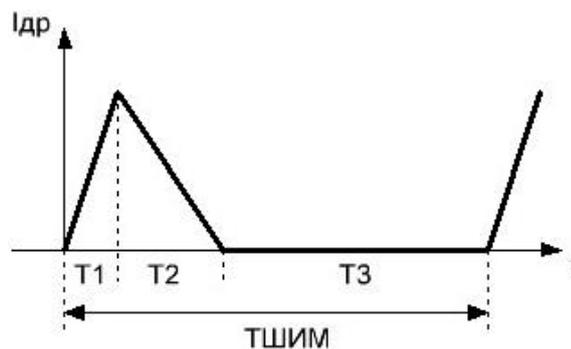


Рисунок 2.9 – Ток дросселя понижающего преобразователя

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

Проведя анализ поведения тока от соотношения длительности промежутков времени и величин напряжений получим регулировочную характеристику относительно среднего значения тока дросселя [67, 86, 94, 95, 96, 99]:

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

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

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

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

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = K_{\text{лин}} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{1}{Lf_{\text{ШИМ}}} \cdot (U_2 - U_1) \cdot D_0 . \quad (2.18)$$

Для расчета системы управления произведём настройку системы управления 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 выше сказанного, построим структурную схему контура регулирования тока дросселя, показанную на рисунке 2.10.

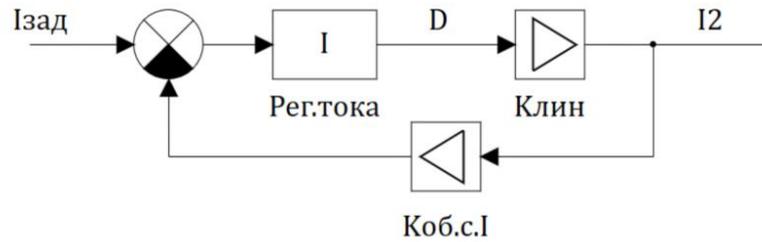


Рисунок 2.10 – Структурная схема регулятора тока

Помимо этого, так как данная система является дискретной в силу ШИМ, то необходимо выполнить условие 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, считая, что вся система линейная и непрерывная.

Передаточная функция контура в замкнутом состоянии имеет вид:

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

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 вычисляется как

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

Для определения $K_{лин}$, можно рассчитать её значения из функции (2.17), так и определить графически, построив регулировочную характеристику, определить тангенс угла наклона касательной, рисунок 2.11.

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

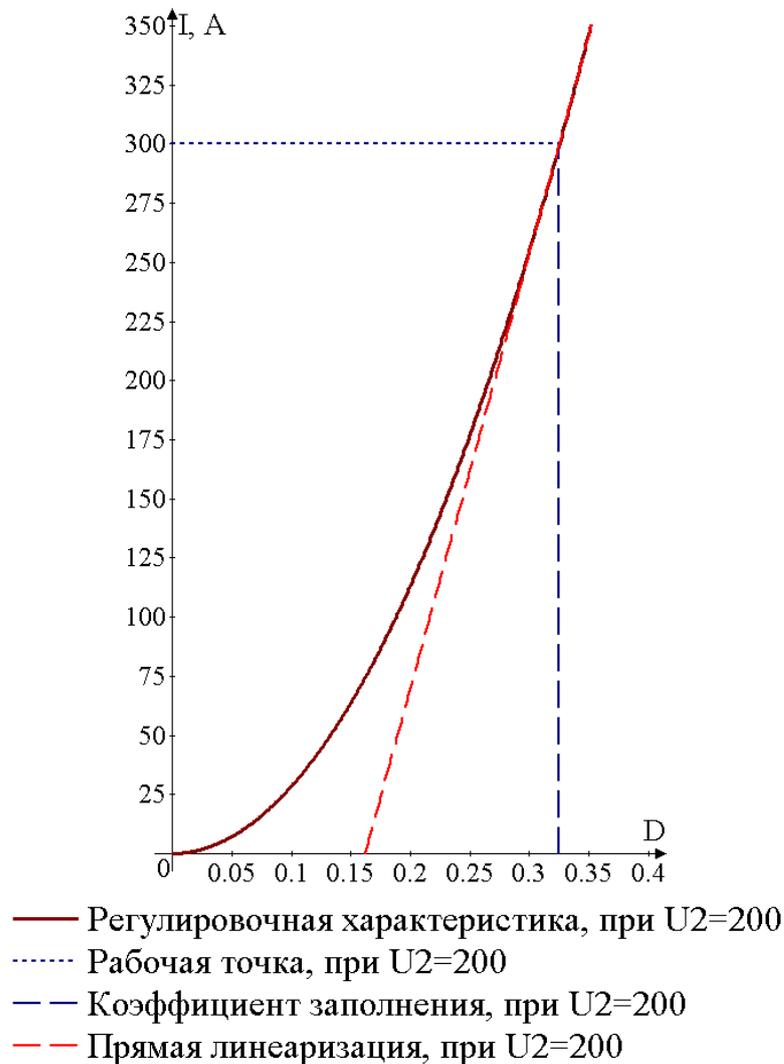


Рисунок 2.11 – Регулировочная характеристика Виск преобразователя

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.

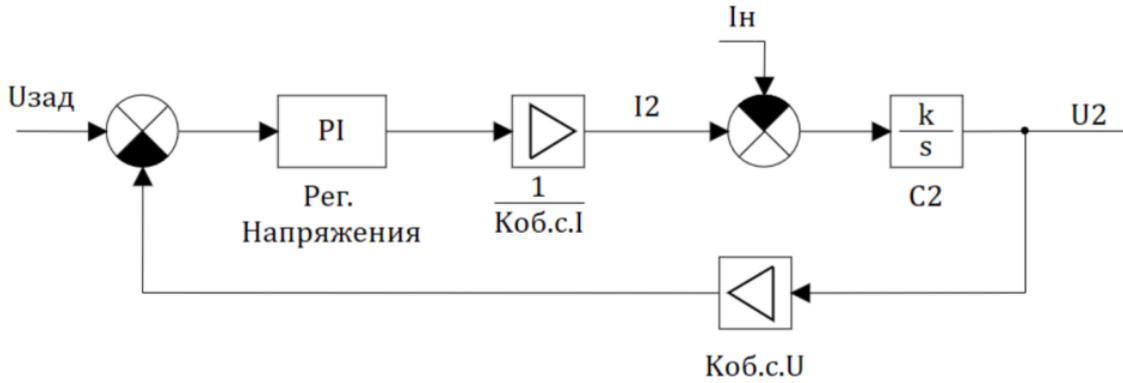


Рисунок 2.12 – Структурная схема контура напряжения

Тогда передаточная функция контура напряжения имеет вид:

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

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

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

$$K_{PU} = \frac{A_1 \cdot K_{об.с.І} \cdot C_2 \cdot \omega_n}{K_{об.с.У}} . \quad (2.27)$$

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

Общее поведение контура напряжения сходно с поведением контура тока, т.е. при увлечении частоты сопряжения уменьшается время переходного процесса, но в данной системе возникает перерегулирование вследствие «левого» нуля.

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

$$T_{\phi} = \frac{K_{PU}}{K_{IU}} . \quad (2.28)$$

В результате применения фильтра переходной процесс напряжения будут идентичными представленным на рисунке 2.7

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

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

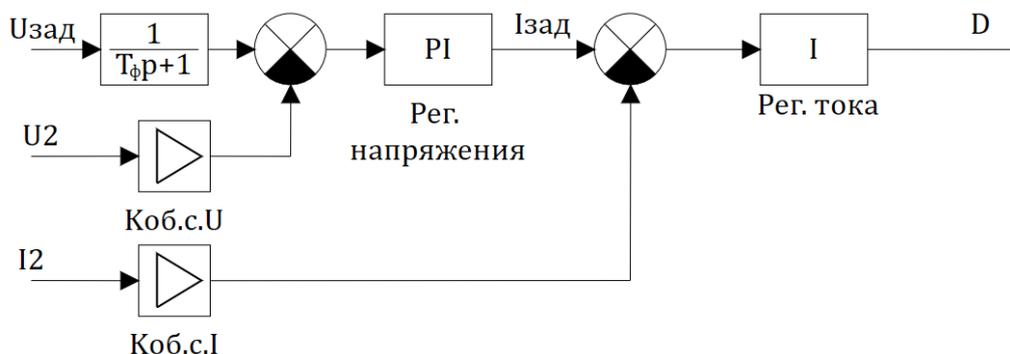


Рисунок 2.13 – Система управления преобразователем постоянного напряжения

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 параграфах 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 рисунке 2.14 [26, 60, 80, 86].

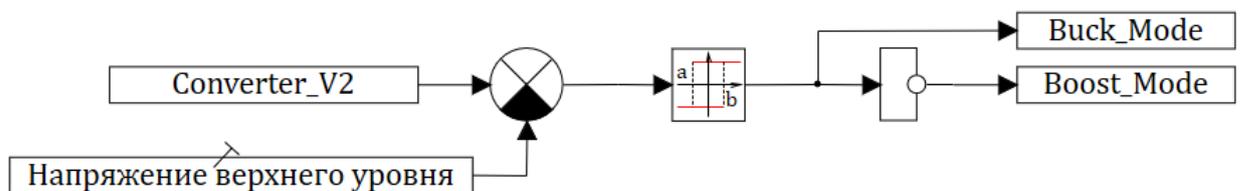


Рисунок 2.14 – Разрешающий алгоритм

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

2.3.2 Синтез алгоритма управления преобразователем постоянного напряжения с гальванической развязкой

Преобразователь повышающего типа, построенный по принципу DAB, иллюстрирует рисунок 1.8, а описание функционирования приведено в параграфе 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 соответствуют разнополярному значению напряжений на обмотках трансформатора, в течение которого происходит резкий скачок тока и изменяется направление его протекания, и другой промежуток времени, когда полярности напряжений одинаковые, соответствующий медленному спаданию значения тока.

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

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

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:

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

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

$$W_I(p) = \frac{I_2(p)}{D(p)} = K_{\text{лин}} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{U_1}{Lf_{\text{ШИМ}}k_{\text{тр}}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - D_0 \right). \quad (2.31)$$

Для расчета системы управления произведём настройку внутреннего контура регулирования на желаемый вид передаточной функции в замкнутом состоянии. Так как объект управления представлен в виде коэффициент 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.

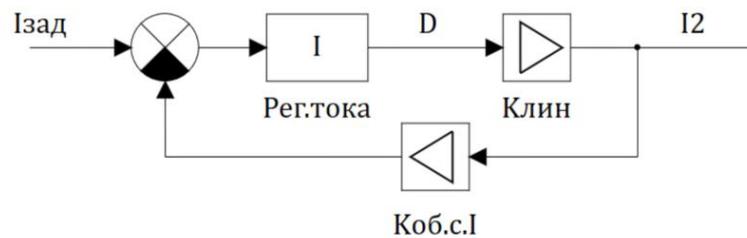


Рисунок 2.15 – Структурная схема контура тока

Помимо этого, так как данная система является дискретной системой регулирования, за счет использования в системе ШИМ, то для перехода в непрерывную область из-за применения в силовой части преобразователя закона ШИМ необходимо выполнить условие теоремы Котельникова-Шеннона при синтезе И-регулятора.

При этом передаточную функцию контура имеет вид:

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

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

Получаем:

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

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

$$K_{II} = \frac{\omega_{ж}}{K_{об.с.1} K_{лин}} . \quad (2.34)$$

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

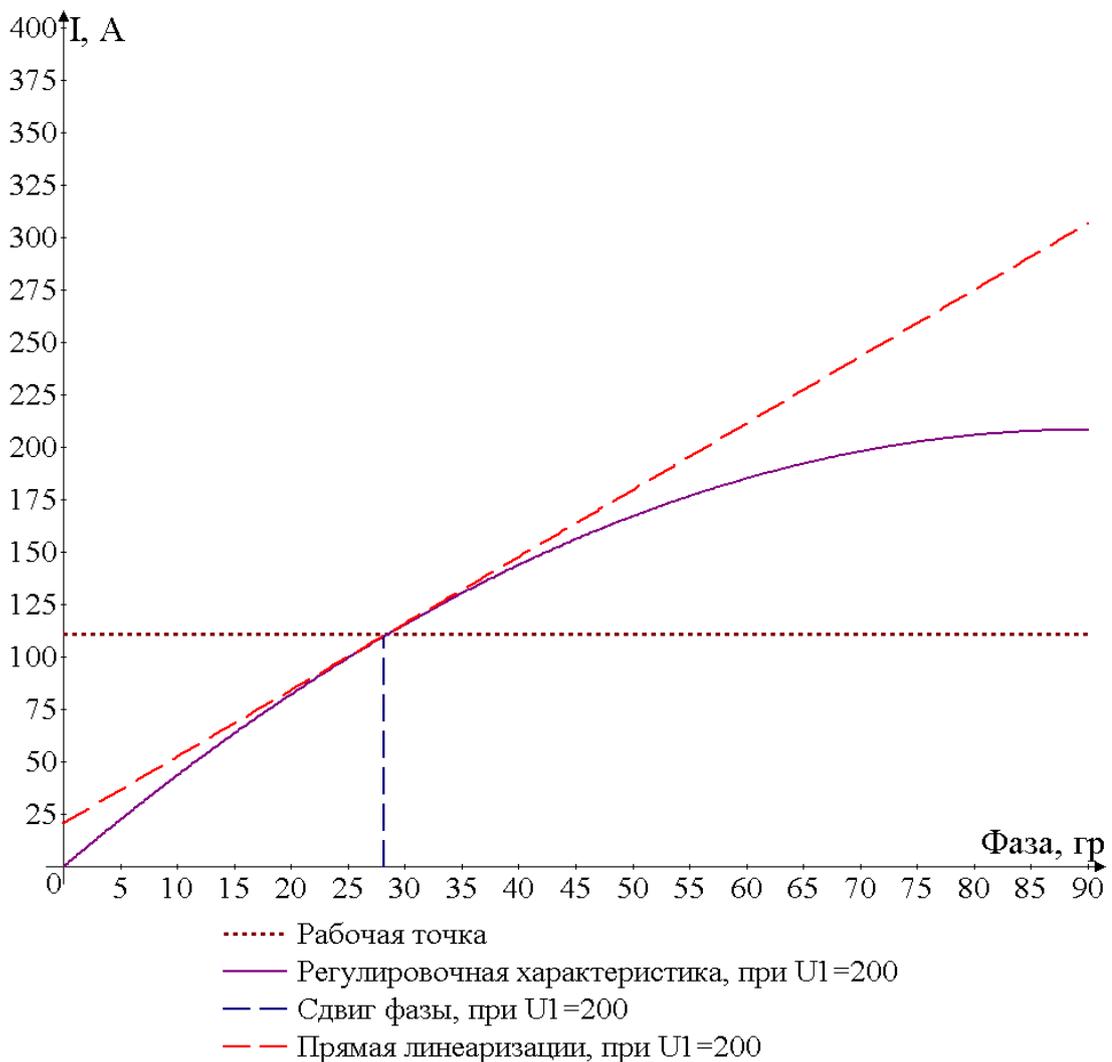


Рисунок 2.16 – Регулировочная характеристика DAB преобразователя

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.

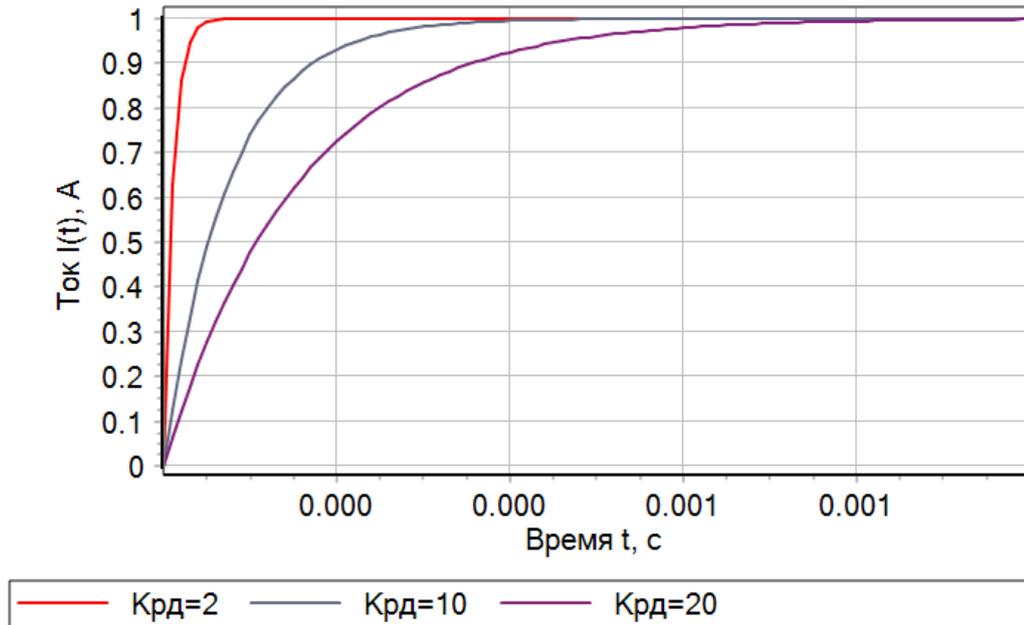


Рисунок 2.17 – Кривые переходных процессов контура тока с разными коэффициентами разделения движения

Проведём синтез внешнего контура управления стабилизатором напряжения на базе DAB топологии. Структурная схема контура напряжения, рисунок 2.18.

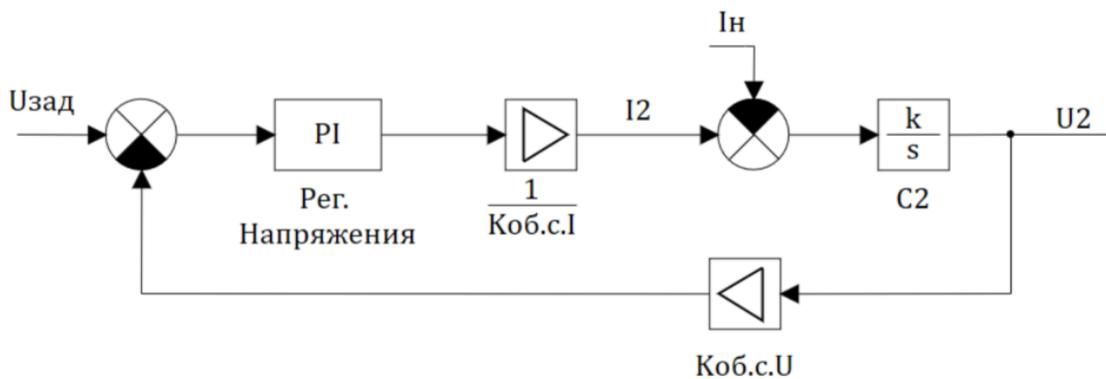


Рисунок 2.18 – Структурная схема контура напряжения

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

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

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:

$$\omega_n = \frac{\omega_{ж}}{K_{рд2}}, \quad (2.37)$$

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

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

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

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

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, т.е. при увлечении 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:

$$T_{\phi} = \frac{K_{PU}}{K_{IU}} \quad (2.41)$$

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

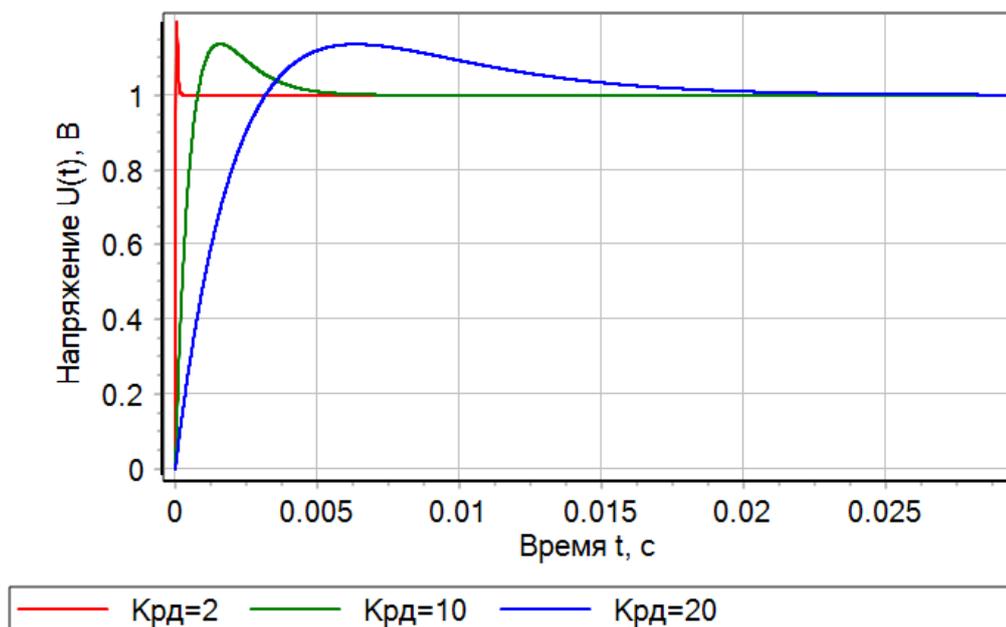


Рисунок 2.19 – Переходной процесс контура напряжения

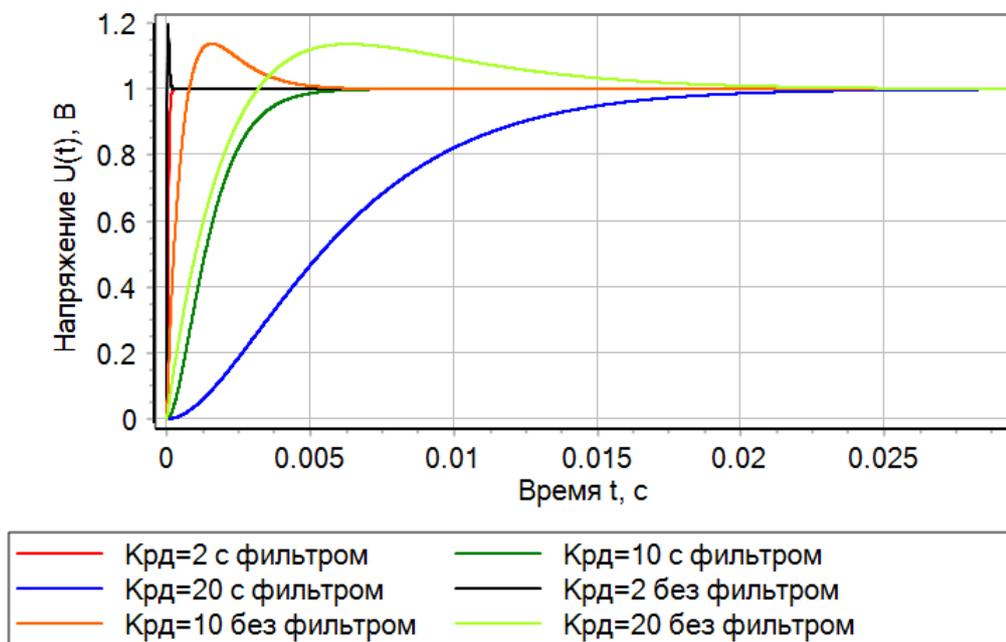


Рисунок 2.20 – Применение фильтра

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

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

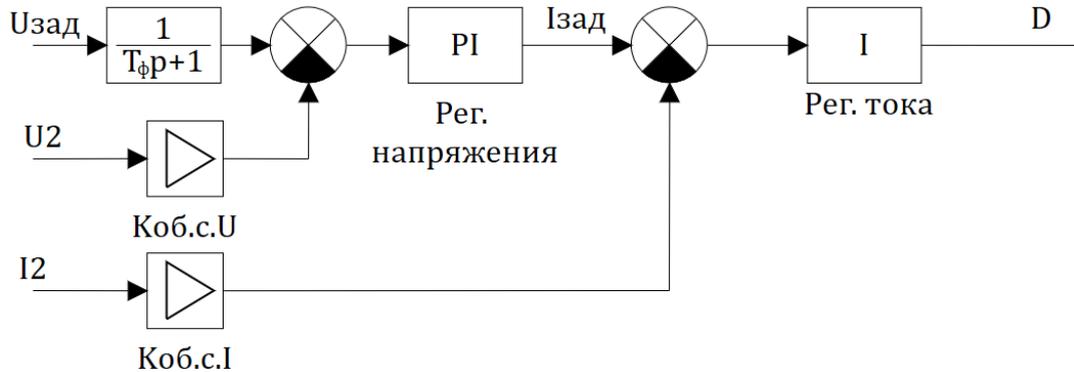


Рисунок 2.21 – Система управления преобразователем напряжения

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 выше представленных методов синтеза систем управления для полупроводниковых преобразователей, видно, что системы имеет 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 нейтрализации данного эффекта можно воспользоваться несколькими способами, первый из которых: заключается в исключение интегрирующей составляющей, т.е. в запрете интегрирования при нахождение 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 значения регулятора.

Также существуют другие способы борьбы с эффектом интегрального насыщения [113, 114, 115, 116, 117, 118], но они не рассматриваются в данной диссертации.

Было принято решение объединит 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 имеют 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 позволят 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, 121, 122, 123].

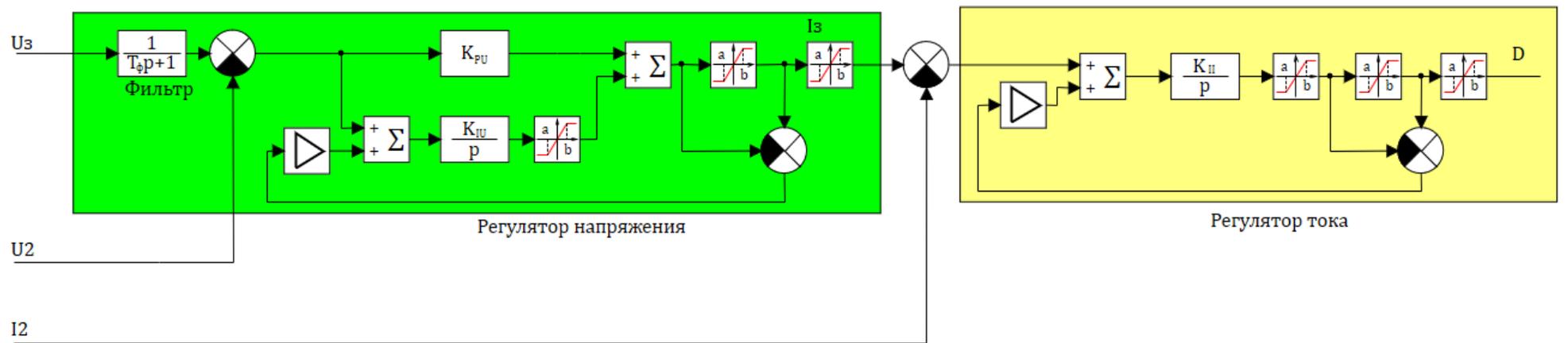
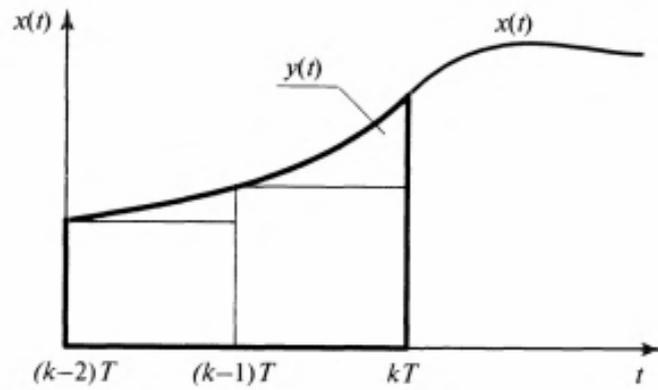
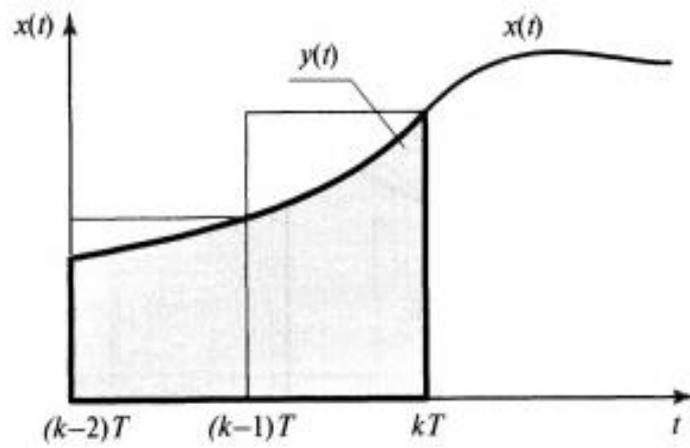


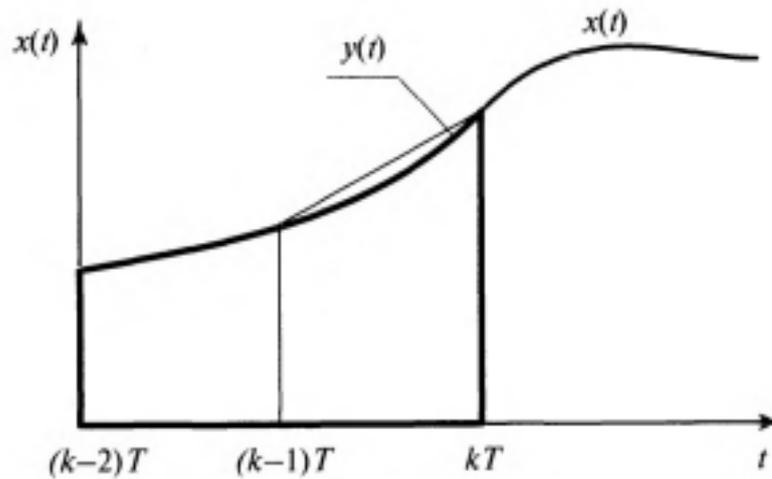
Рисунок 2.22 – Система управления стабилизаторами напряжения с компенсацией и исключением интегрального насыщения



а)



б)



в)

Рисунок 2.23 – Методы переоборудования

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

в) – Метод А. Тастена

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

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

На рисунке 2.23, б 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. Тастена 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	$\frac{\omega_{ж} T_s}{K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$
Обратный метод Л. Эйлера	$\frac{\omega_{ж} T_s}{K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{K_{об.с.U}}$
Метод А. Тастена	$\frac{\omega_{ж} T_s}{2K_{об.с.I} K_{лин}}$	$\frac{A_1 K_{об.с.I} C_2 \omega_n}{K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{2K_{об.с.U}}$	$\frac{T_s K_{об.с.I} C_2 \omega_n^2}{2K_{об.с.U}}$

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 что минимизировать ошибки вызванными наличием помех в канале обратной связи, было принято решение использовать усреднённое восьмикратное значение АЦП. Такое усреднение позволяет исключить как системную ошибку, так и псевдослучайную. 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 реализуется в дискретной области при любом исполнении регулятора системы, это связано с тем, то выходная координата регулятора реализуется в объекте управления в дискретном виде, а именно в виде задания на скважность ШИМ сигнала формируемого на каждом такте ШИМ, или сдвига фазы импульсного сигнала. Оба данных способа формирования управляющего воздействия связаны с квантованием сигнала по времени, поэтому при разработке регуляторов необходимо выполнение теоремы Котельника-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 $\omega_{\text{к}} > 2\omega_{\text{max}}$.

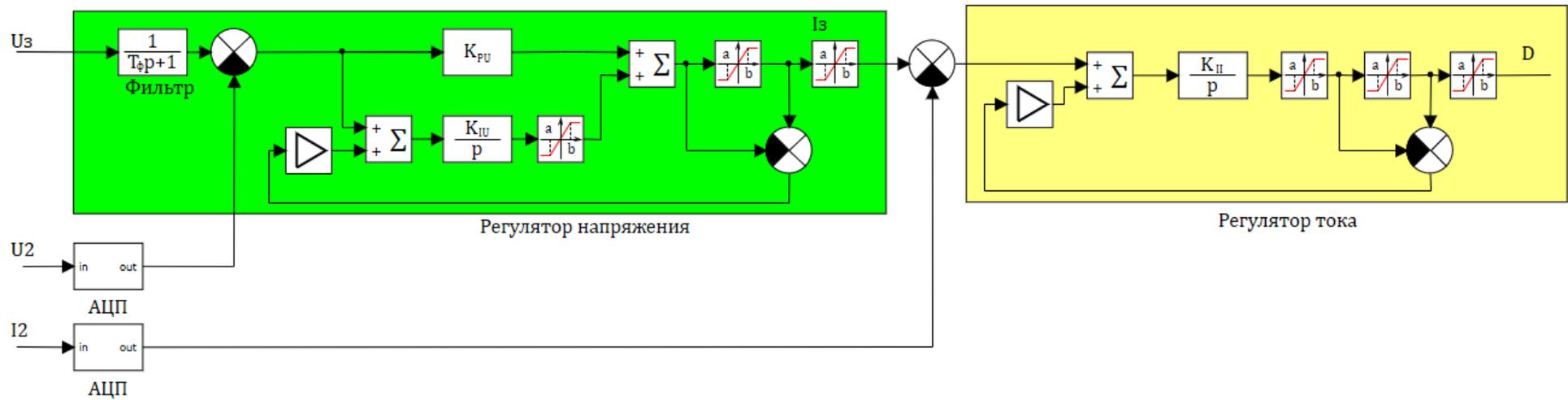


Рисунок 2.24 – Модифицированная система управления стабилизатором напряжения

Для нахождения границ возможных коэффициентов разделения движения необходимо воспользоваться спектральной характеристикой непрерывного сигнала, тогда частота коммутации определится по угловой частоте, при котором 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, позволяющее спроектировать систему с максимально допустимым быстродействием при выбранной частоте ШИМ.

На основании всего выше сказанного определим границы коэффициента разделения движения для контура тока.

Замкнутый контур тока представляет из себя апериодическое звено первого порядка:

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

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

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

Как видно из (2.50) нижняя граница коэффициента разделения движения настраиваемого контура тока не зависит от частоты ШИМ и однозначен 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 коэффициенты разделения движения, представленные в методике синтеза системы управления, были построены АЧХ контура тока рисунок, 2.25.

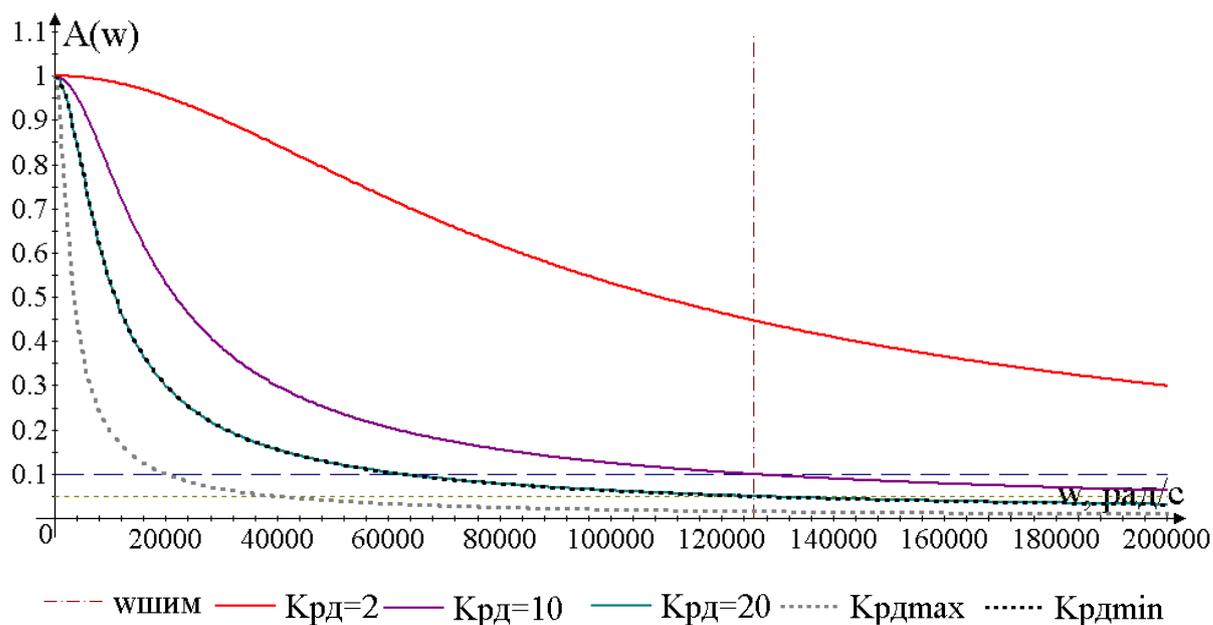


Рисунок 2.25 – АЧХ контура тока в замкнутом состоянии

Из рисунка 2.25 видно, что при различных коэффициентах разделения движения система при частоте ШИМ теряет различный объем информации, т.е. частоты, которые лежат правее частоты ШИМ. На данном участке будут наблюдаться эффекты алиасинг (aliasing), эффект неразличимости дискретных сигналов разных частот и другие искажения сигнала, которые не позволят достоверно воспроизвести непрерывный сигнал. 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 аналогичный алгоритм, как и в контуре тока

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

Решив уравнение (2.53), получил, что минимальный коэффициент разделения движения составляет 1,998, следовательно коэффициент разделения движения примет значение 2, а АЧХ контура напряжения примет 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 АЧХ, 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.

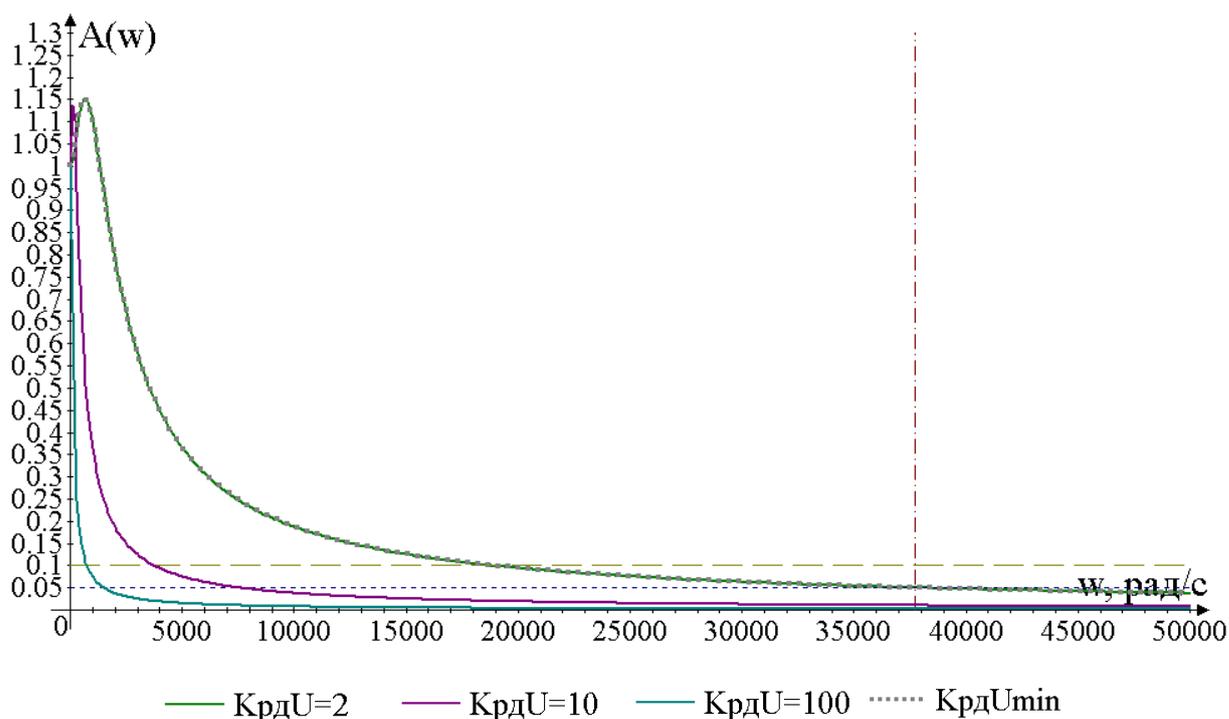


Рисунок 2.26 – АЧХ контура напряжения

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.

Так же 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 рассмотренные алгоритмы расчета параметров регулятора и структуры систем управления универсальны для всех рассмотренных выше типов силовых преобразователей постоянного напряжения, т.е. 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, систем стабилизации напряжения в объекты электроснабжения автономного потребителя.

Глава 3 Анализ устойчивости системы с учетом типа источника электрической энергии

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

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, такие как беспилотные летательные аппараты, беспилотные подводные аппараты, и т.п., объекты инфраструктуры связи, метеорологических наблюдений и многое другое. В данных маломощных приложениях на устойчивость всей энергосистемы влияет не только потребитель, но и все устройства, входящие в эту систему [1, 4, 5, 13, 16, 20, 22, 25, 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 сосредотачиваются в одном узле, а именно в шине постоянного тока, то можно сказать, что он является ключевым элементом с точки зрения обеспечения устойчивой работы системы. А именно,

система будет устойчивой, если узлы работающие на формирование напряжения на шине постоянного тока работают в устойчивом режиме. С этой точки зрения наиболее важным является электротехнический комплекс, состоящий из синхронной машины с постоянными магнитами, выпрямителя, и стабилизатора напряжения, представленного на рисунке 3.1 [1, 4, 27, 33, 48, 74, 91, 126, 127, 128].

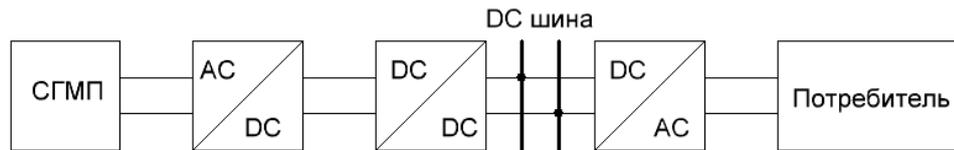


Рисунок 3.1 – Структурная схема генерирующего комплекса

На рисунке 3.2 изображена электрическая модель рассматриваемой системы.

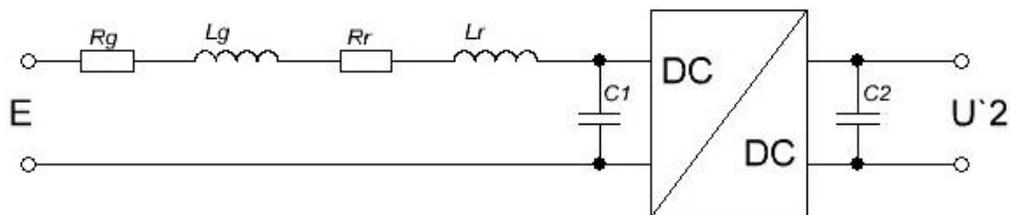


Рисунок 3.2 – Электрическая модель генерирующего комплекса

Для анализа устойчивости представленной системы рассмотрим ее в виде эквивалентной схемы замещения, пренебрегая дискретной составляющей стабилизатора напряжения. Схема замещения электротехнического комплекса, представленной на рисунке 3.3.

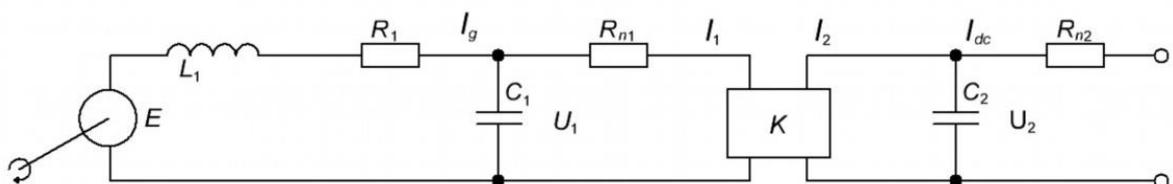


Рисунок 3.3 – Эквивалентная схема замещения

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

Согласно предложенной эквивалентной схеме, представленной на рисунке 3.3, составим математическое описание контуров тока первичной и вторичной стороны.

В начале получим общее математическое описание объекта, согласно рисунку 3.3:

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

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 стороне DC/DC преобразователя,

I_1, I_2 – ток в первичной и вторичной стороне 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 «нижней» и «верхней» стороной преобразователя для всех выше рассмотренных 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 выше сказанного и системы уравнений (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 емкости DC/DC преобразователя.

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

3.1.1 Анализ устойчивости «низкой» 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, которое представлено на рисунке 3.4.

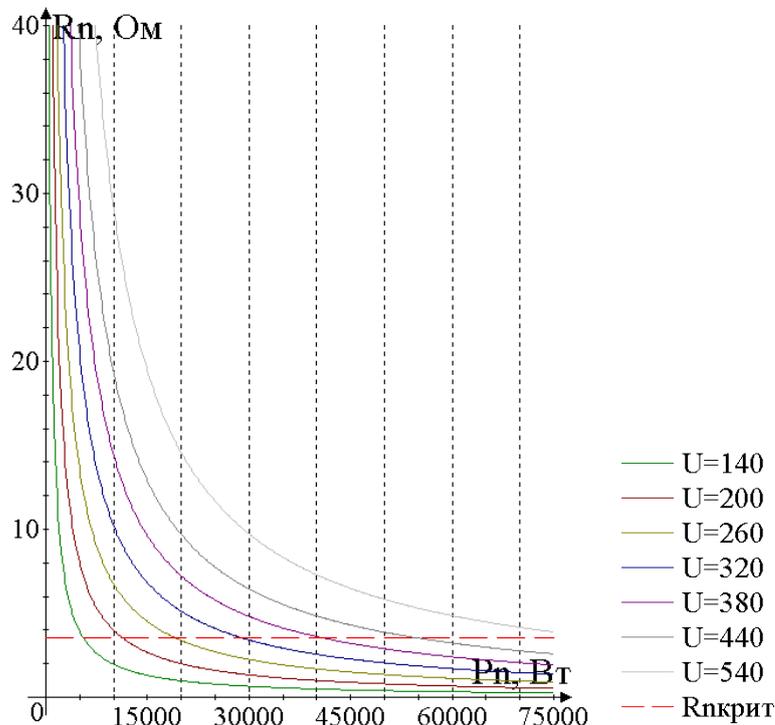


Рисунок 3.4 – Кривая границы устойчивости контура тока первичной стороны стабилизатора напряжения

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

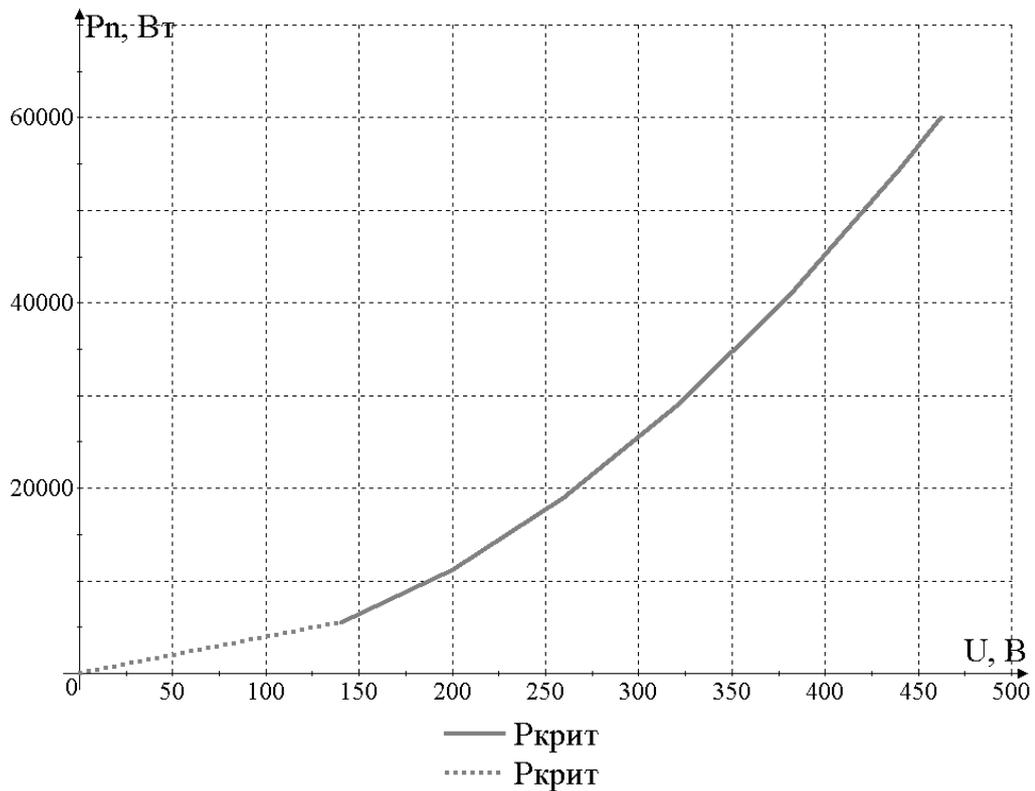


Рисунок 3.5 – Граница устойчивости передаваемой мощности

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 по умолчанию будет 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, что затрудняет анализ состояний системы. Для упрощения произведем анализ ее трехмерных проекций на каждую из осей. Так же 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:

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

$$a_0 = f(a, K, R_n) = 0 = \begin{cases} a_0 = f(K(a), R_n(a)) = 0 \\ a_0 = f(a(K), R_n(K)) = 0 = \\ a_0 = f(a(R_n), K(R_n)) = 0 \end{cases}$$

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

т. е. 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 (4.17) и (4.18), можно сформировать простых критерия, при выполнении которых система будет устойчивой при любой комбинации параметров исследуемых постоянных времени T_3 , и T_1 , т.е. чтобы T_3 , и T_1 были больше 0:

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

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 системы (3.14), получим 6 наборов кривых, описывающих пресечение поверхностей функции

определителя матрицы Рауса-Гурвица с плоскостью xOy , где оси x, y – изменяемые параметры системы, а ось z – значение определителя Рауса-Гурвица. Для построения зададимся дискретным шагом 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 потребляемой мощности R_{n1} в интервале потребляемой мощности от 1 кВт 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 кВт до 75 кВт, а в третьем варианте анализа R_{n1} будет соответствовать нагрузке от 1 кВт 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 Приложение А на рисунках А.1 – А.32.

Так, на рисунках 3.6 – 3.11, приведены комбинации кривые функций параметров системы, при котором происходит пересечение функции определителя матрицы Рауса-Гурвица с нулем [126, 128, 131, 132].

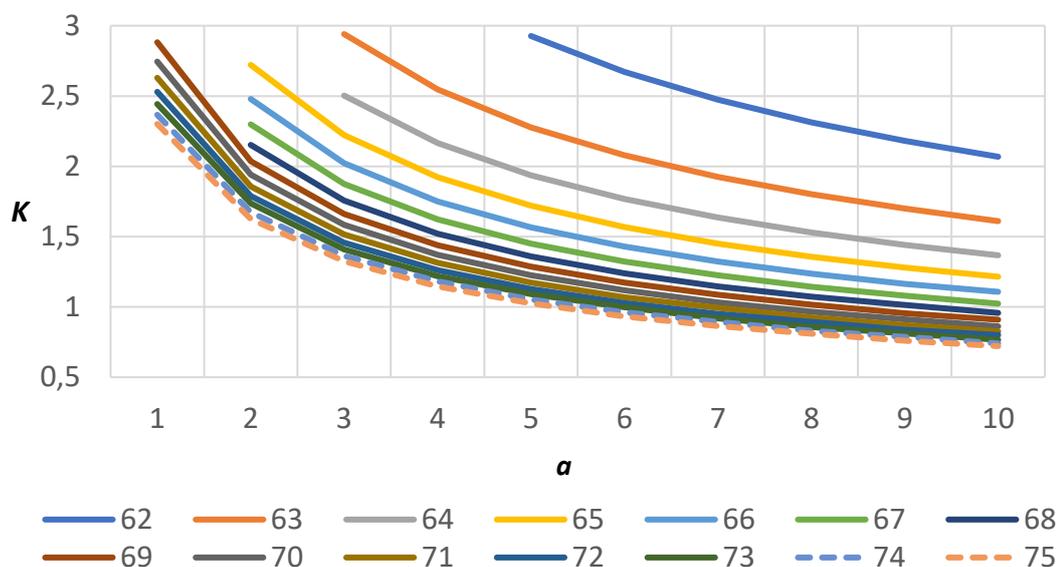


Рисунок 3.6 – Границы устойчивости системы функция $a_0 = f_{a=var}(K)$,

при $P = \text{const}$

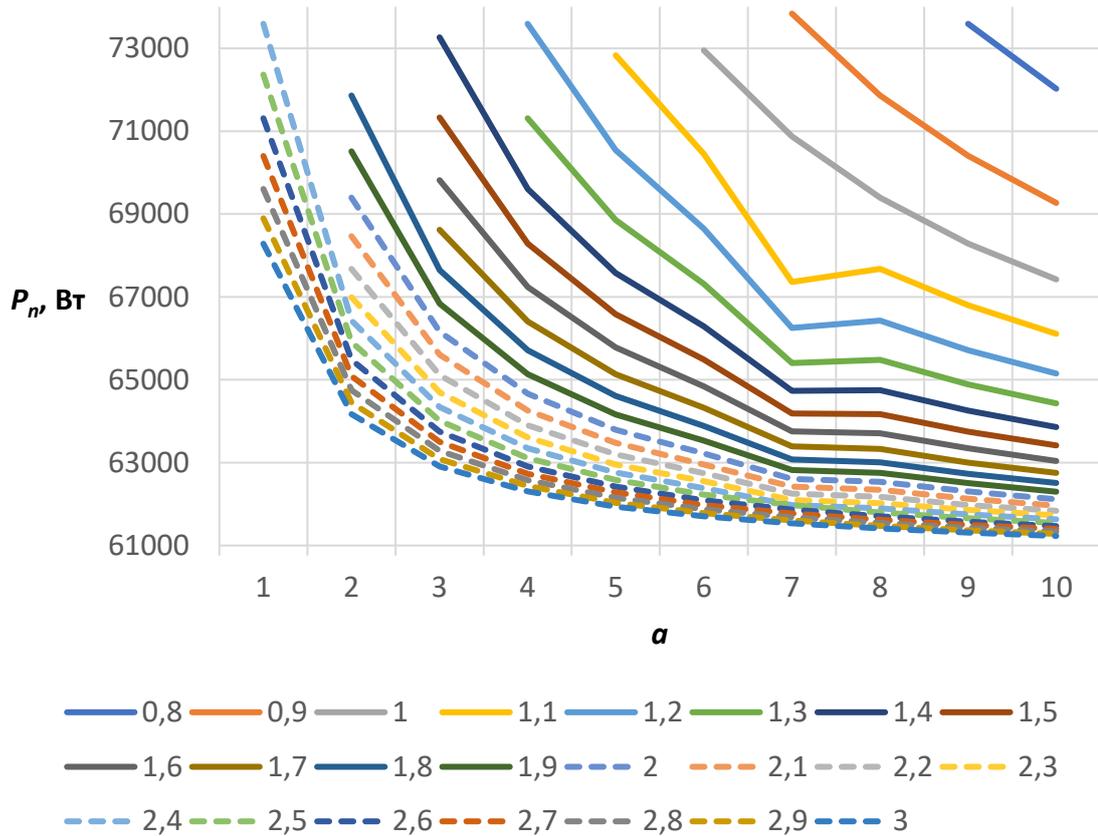


Рисунок 3.7 – Границы устойчивости системы функции $a_0=f_{a=\text{var}}(P)$, при $K = \text{const}$

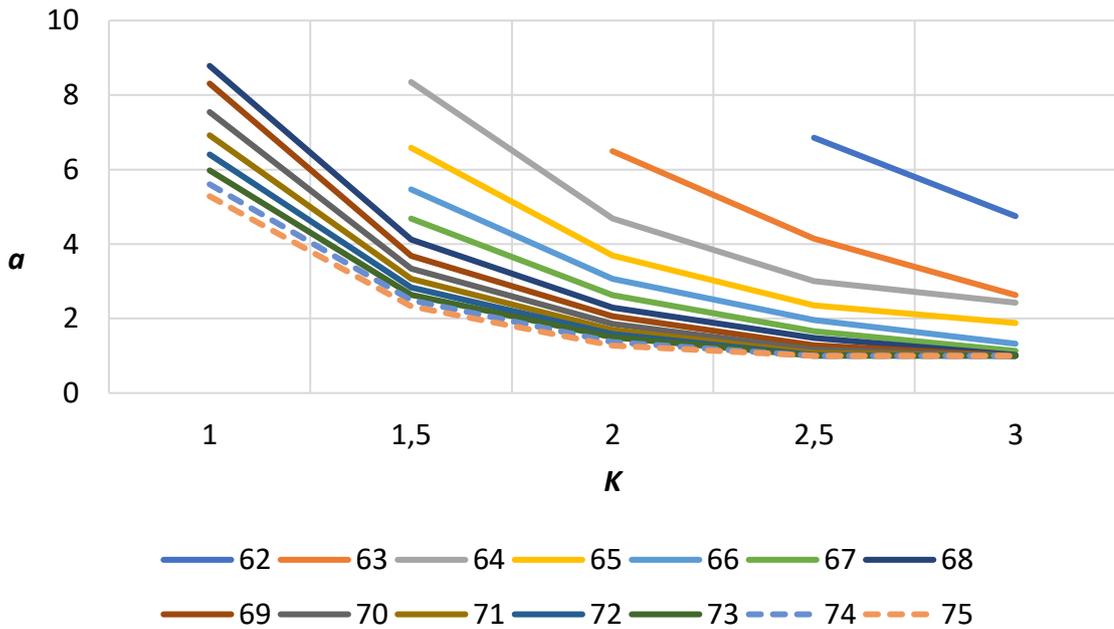


Рисунок 3.8 – Границы устойчивости системы функция $a_0=f_{K=\text{var}}(A)$,

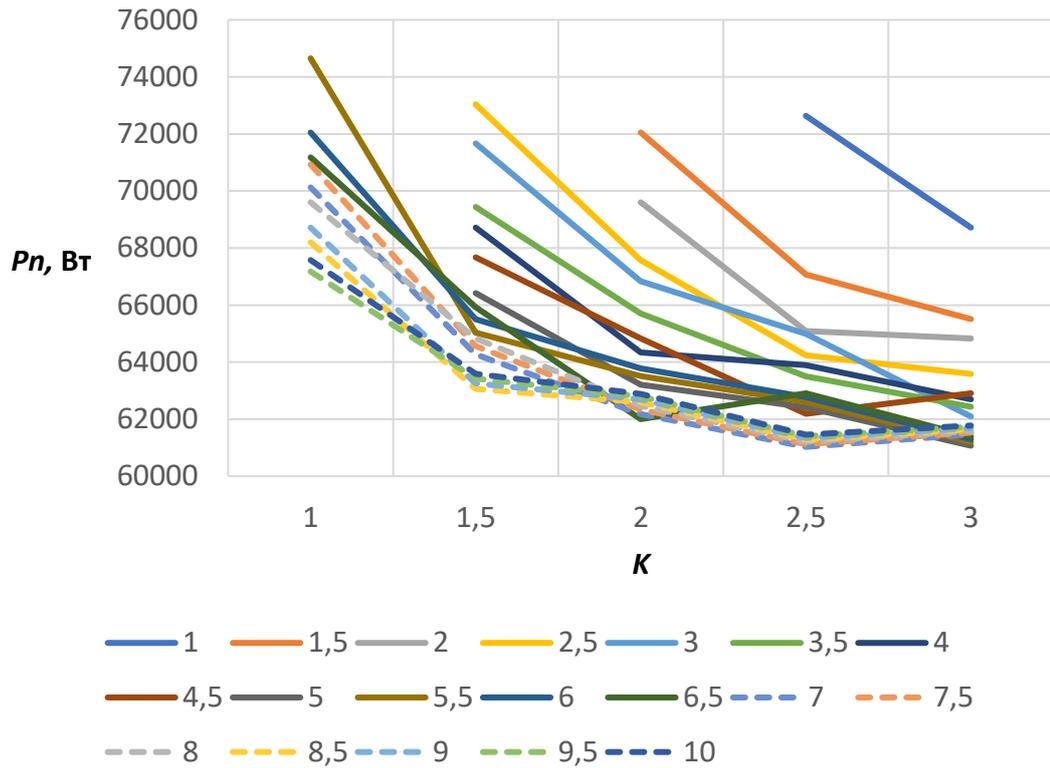
при $P = \text{const}$ 

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

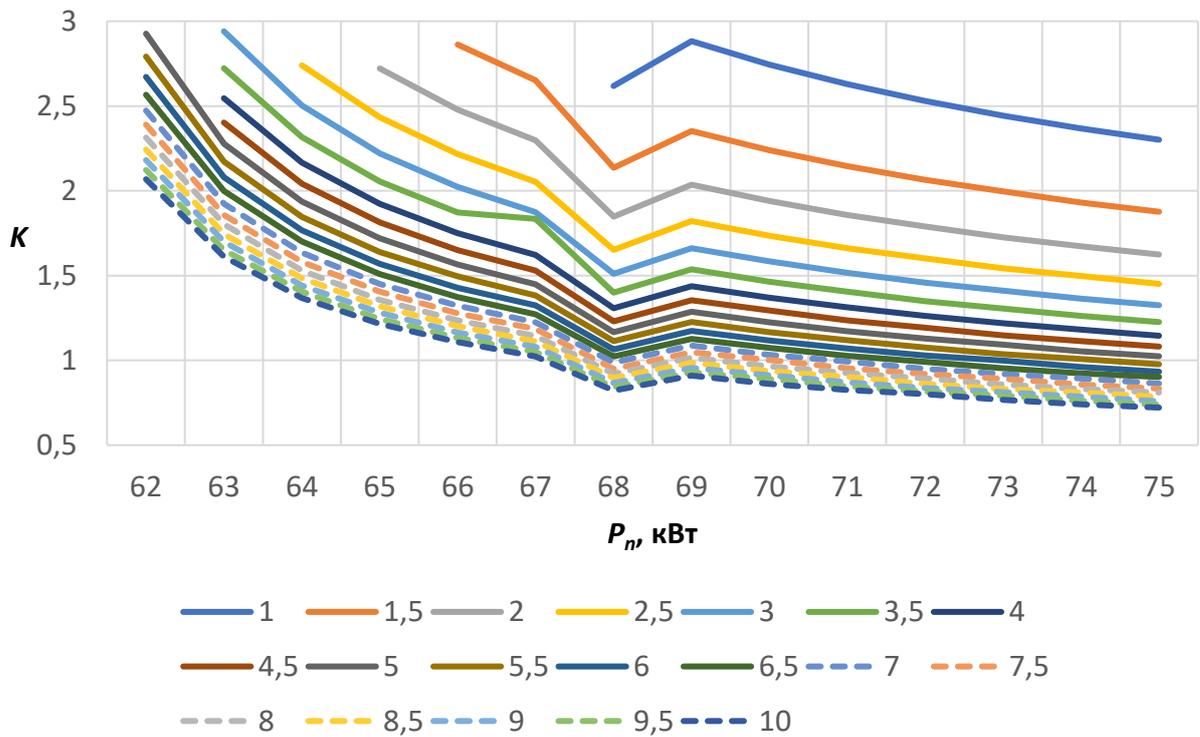


Рисунок 3.10 – Границы устойчивости системы функция $a_0=f_{P=var}(K)$, при $a = \text{const}$

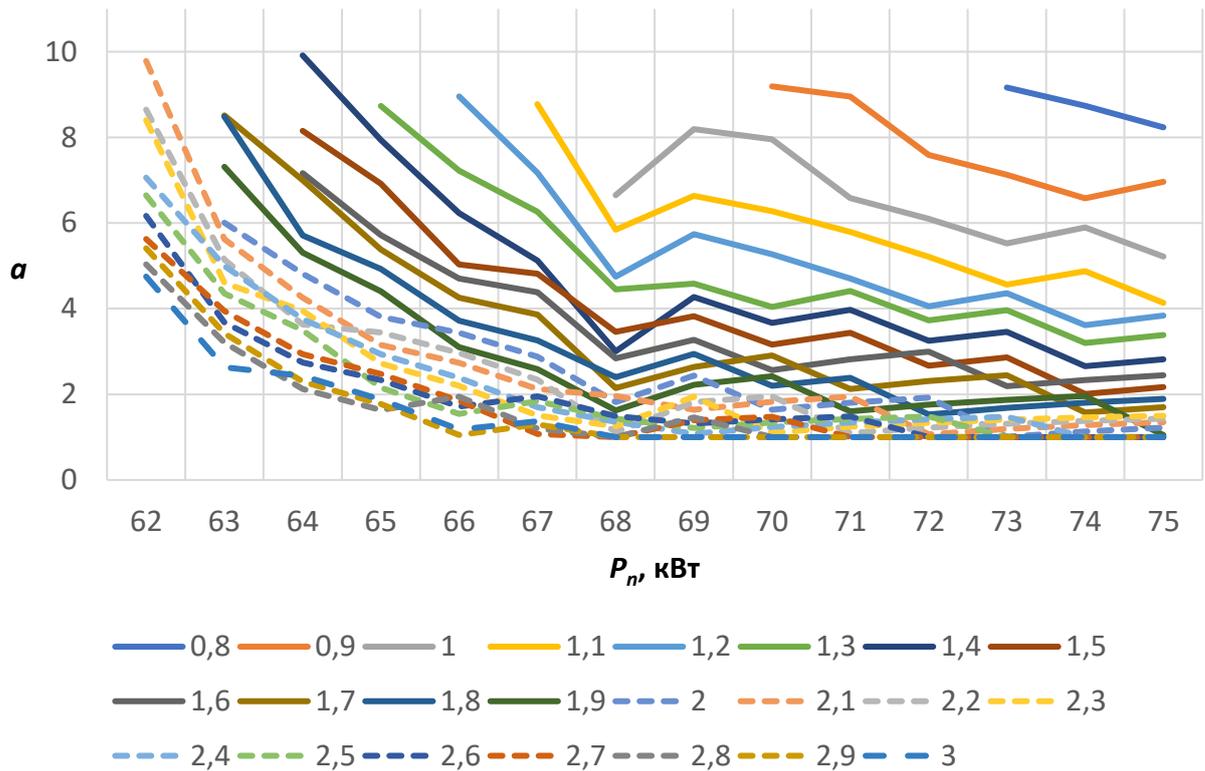
при $a = \text{const}$ 

Рисунок 3.11— Границы устойчивости системы 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 ёмкостей. Такое же поведение границы устойчивости можно проследить и при $a = \text{const}$ применительно к кривым $a_0 = f_{a=\text{var}}(P)$ и $a_0=f_{P=\text{var}}(a)$, изображенными на рисунке 3.5 и рисунке 3.11 соответственно.

3.2 Обобщение результатов анализу устойчивости системы

Проанализировав решения систем 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 тривиальный вывод. Постоянные времени, входящие в (3.14) и (3.15), определяют конфигурацию зоны устойчивости системы за пределами рабочей области системы. 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 первичную и вторичную стороны стабилизатора напряжения, 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 удобным 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 рисунке 3.7 и рисунке 3.8 соответственно.

Использование в качестве опорного параметра a объясняется тем, что данный коэффициент является константой и задается на стадии разработки

системы. Так, из рисунка 3.6 видно, что с увеличением коэффициента пропорциональности ёмкости в системе возникают искажения в монотонности убывания функций границ устойчивости системы. При $a = 4.5$ в системе имеет место экстремум при значении $K = 2.5$, при $a = 6.5$ в системе возникает 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 имеет идентичный закон изменения во всей области определения за исключением точки при мощности 68 кВт, в которой возникает локальный минимум функции, а в точке при режиме нагрузки с 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 рисунка 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 стороной стабилизатора напряжения для обеспечения устойчивого режима функционирования системы.

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

3.3 Способы повышения устойчивости системы

Как видно из предыдущего параграфа в системе наблюдается две области неустойчивости в различных контурах системы, 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, связывающие значения ёмкости входного и выходного фильтров. Проанализировав результаты расчетов, было определено, что по одной из совпадающих переменных системы граница неустойчивости не совпадает, но и находится на большом удалении по абсолютной величине параметра друг от друга. Поэтому для того, чтобы сформулировать рекомендации по повышению устойчивости проведём по контурный анализ и определим условия обеспечения устойчивости системы 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 выше представленные зависимости, можно сделать вывод, что одним из способов расширения зоны устойчивой работы системы 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 емкостного типа.

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.

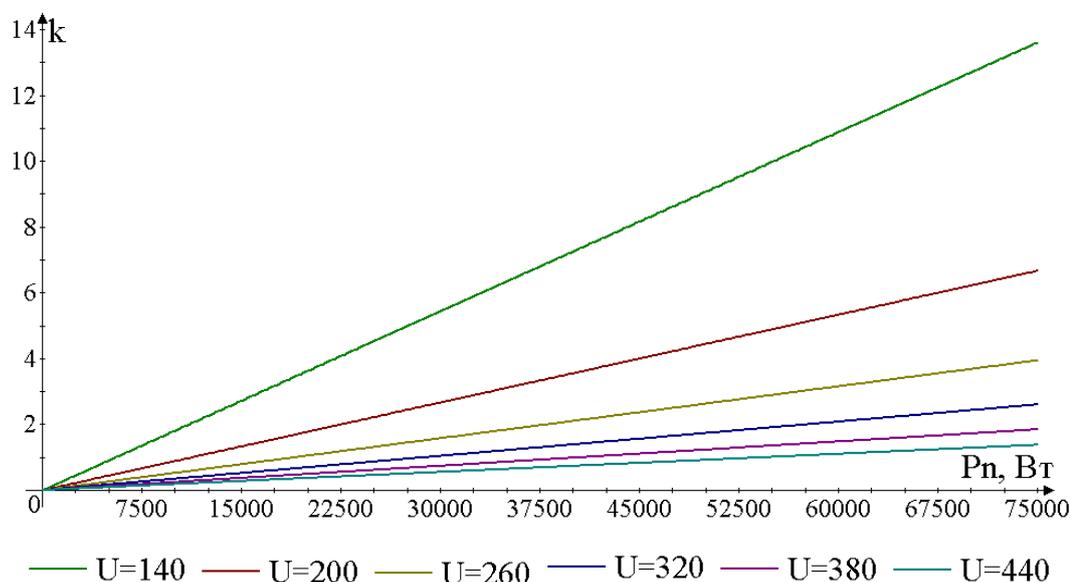


Рисунок 3.12 – Относительное добавочное значение ёмкости

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

Таким образом повышение запасов устойчивости за счет увеличения входной ёмкости силового фильтра можно реализовать в соответствии с модифицированной зависимости (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 ёмкость 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 ёмкость может отображать требуемый

дополнительный объем активной мощности, требуемый для поддержания функционирования системы. 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 это 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 оправданы, поэтому предлагается рассмотреть ещё один подход.

Как указывалось ранее, для устойчивого функционирования системы необходима добавка к реактивному сопротивлению первого контура преобразователя, а именно, увеличению 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:

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

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

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

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), то 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, то 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 потерь 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 преобразования Лапласа регулятора напряжения.

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

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

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:

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

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

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

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

$$f_1(\Delta U_2(t)) \geq f_2(\Delta U_2(t)) , \quad (3.43)$$

где:

$$f_1(\Delta U_2(t)) = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} U_1^2 - U_{\text{зад}} I_n , \quad (3.44)$$

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

В наиболее общем случае решение данного неравенства представляет собой параболическую зависимость $f_2(\Delta U_2(t))$, проходящую ниже прямой линии, описываемой $f_1(\Delta U_2(t))$. Причем, согласно формуле (3.44), $f_1(\Delta U_2(t))$ зависит от параметров системы в установившемся процессе, 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.

Рисунок 3.13а удовлетворяет решению, при котором экстремум параболы находится на оси ординат, и ошибка регулирования выходного напряжения занимает симметричные области. Два других возможных варианта представлены на рисунке 3.13б и 3.13г, при которых экстремум смещен относительно оси ординат.

Из проведенного анализа можно заключить, что экстремум функции $f_2(\Delta U_2(t))$ будет перемещаться, тем самым изменяя область решения неравенства. Это приводит к тому, что в системе может войти в зону неустойчивости, т.е. при данной ошибке увеличивается скорость отбора энергии из конденсатора, и он начинает разряжаться, переставая выполнять функцию фильтра.

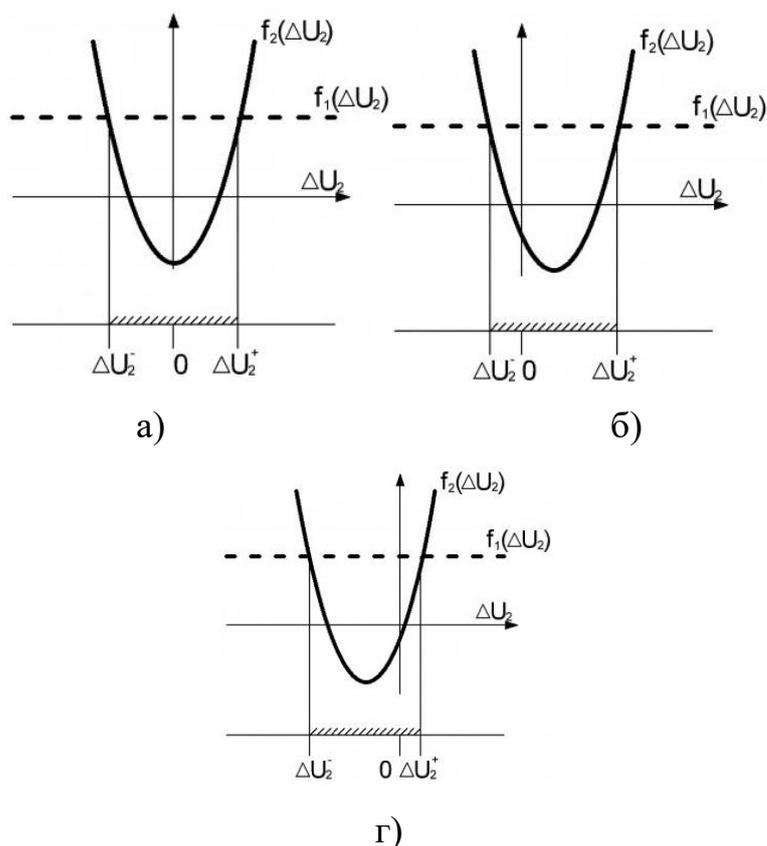


Рисунок 3.13 – Решение условия устойчивости

Таким образом можно сказать, что существует два способа гарантированного обеспечения устойчивости, первый из которых основан на преднамеренном изменении схемотехнических параметров системы, и его можно назвать схемотехническим методом, а второй заключается в достижении желаемой динамики путем перенастройки быстродействия регулятора или ограничения ошибки регулирования, т. е. алгоритмическим методом.

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 стороны 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 фильтре энергию в большем объеме, чем имеется.

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

При анализе данных процессов была предложена обобщённая гипотеза обеспечения устойчивого режима работы стабилизатора напряжения при работе с активно-индуктивным источником энергии с противо-ЭДС

Глава 4 Математическое моделирование узлов системы электроснабжения автономного потребителя

4.1 Математическое моделирование полупроводниковых преобразователей

На основании выше рассмотренных описаниях схемотехнических решений стабилизаторов напряжения и алгоритмов управления ими предлагается провести анализ работоспособности системы электроснабжения на имитационных модулях (математических) в программной среде SimInTech.

4.2 Математическая модель стабилизаторов напряжения при питании от идеального источника энергии

4.2.1 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения повышающего типа

Согласно параграфам 1.3.1 и 2.1, в которых были описаны структурная схема и методика синтеза регулятора, был разработан ряд динамических моделей, реализующих данные системы с параметрами, приведенными в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – 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, предложенной в главе 2, представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры системы управления при частоте ШИМ 6 кГц

Тип системы	Регулятор тока		Регулятор напряжения	
	И	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. Тастена	$4,31 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-9}$		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 данного стабилизатора напряжения при значениях входного напряжения на первичной стороне равным 140В, 200В, 260В, 320В, 380В, 440В поддерживать на вторичной стороне 540 В при работе на нагрузку с номинальной мощностью 60 кВт, а результаты моделирования приведены на рисунках 4.1–4.6.

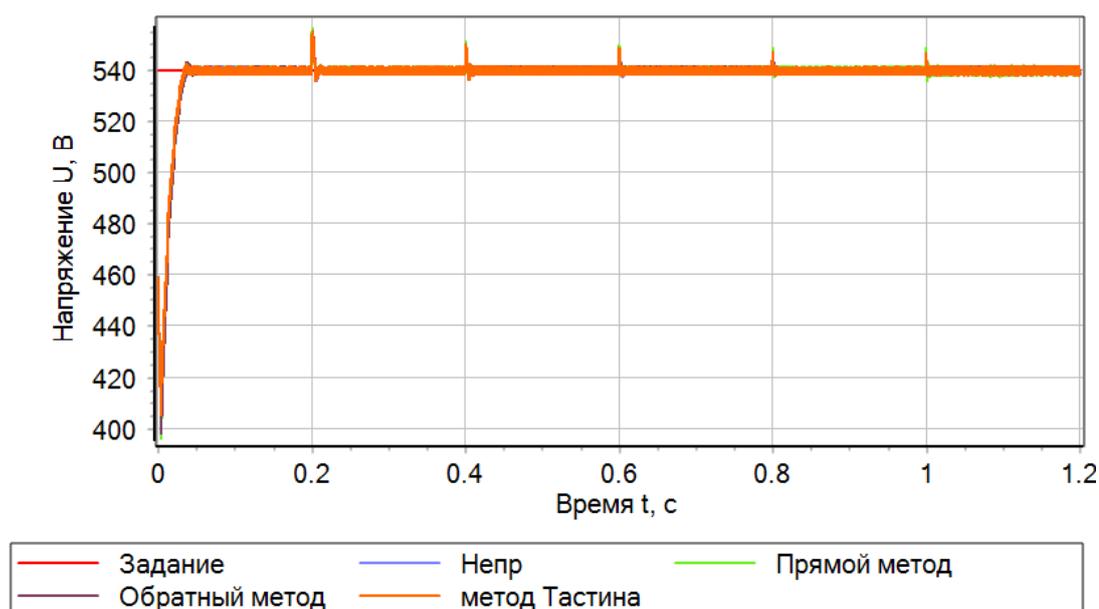


Рисунок 4.1 – Напряжения выхода

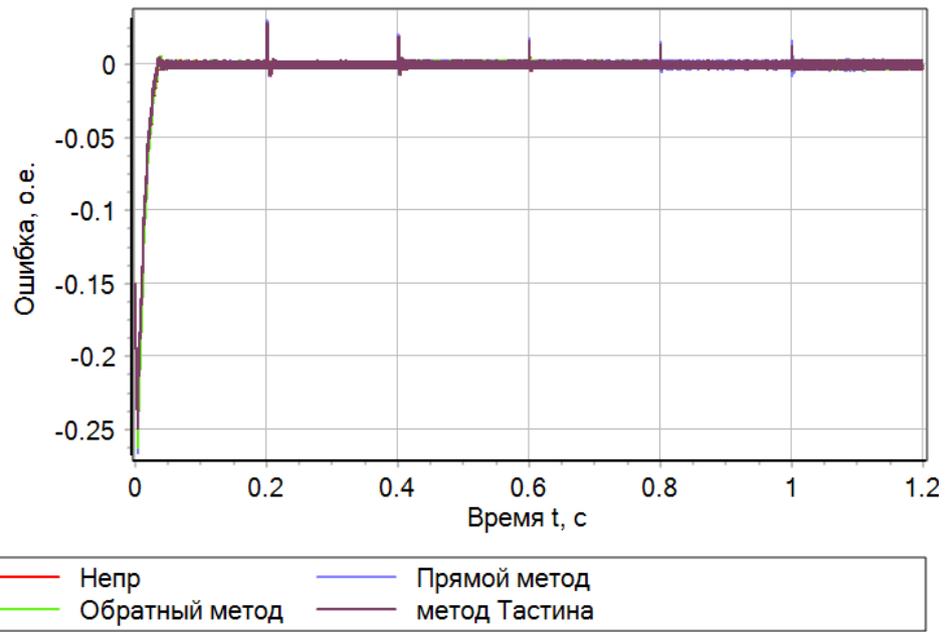


Рисунок 4.2 – Ошибка регулирования выходного напряжения

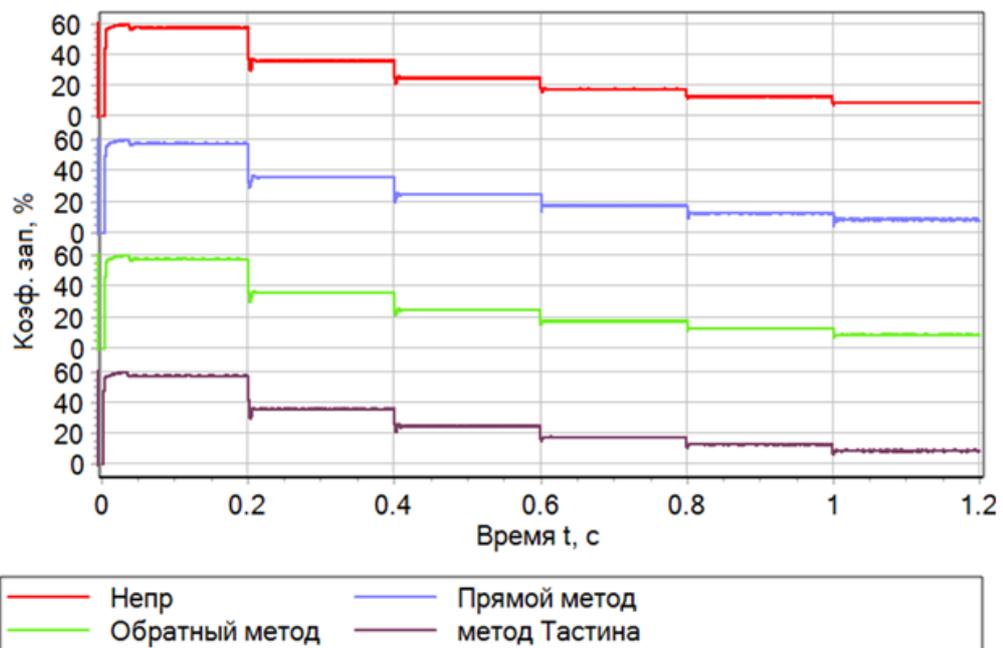


Рисунок 4.3 – Коэффициент заполнения

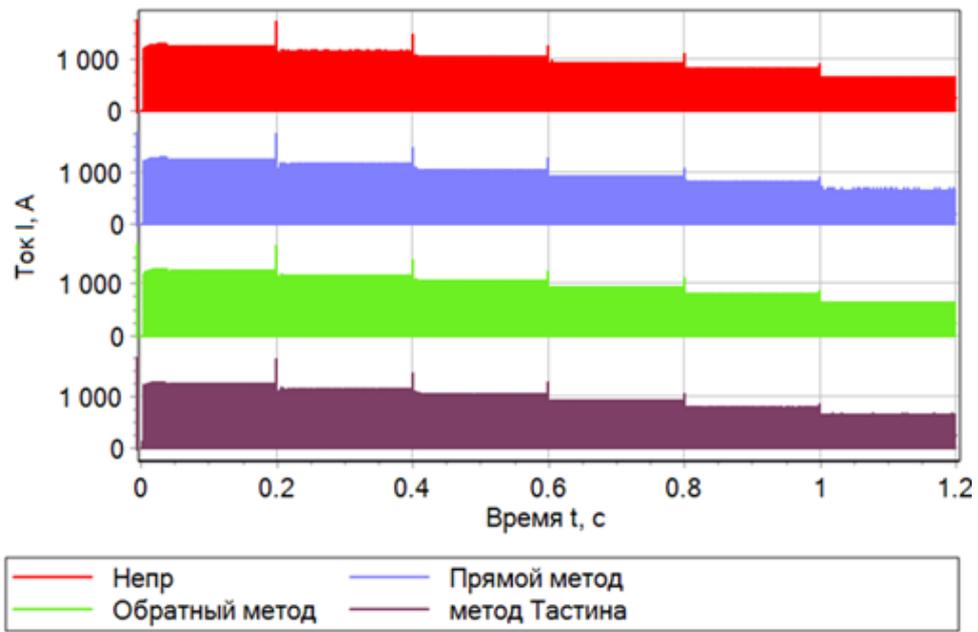


Рисунок 4.4 – Ток дросселя

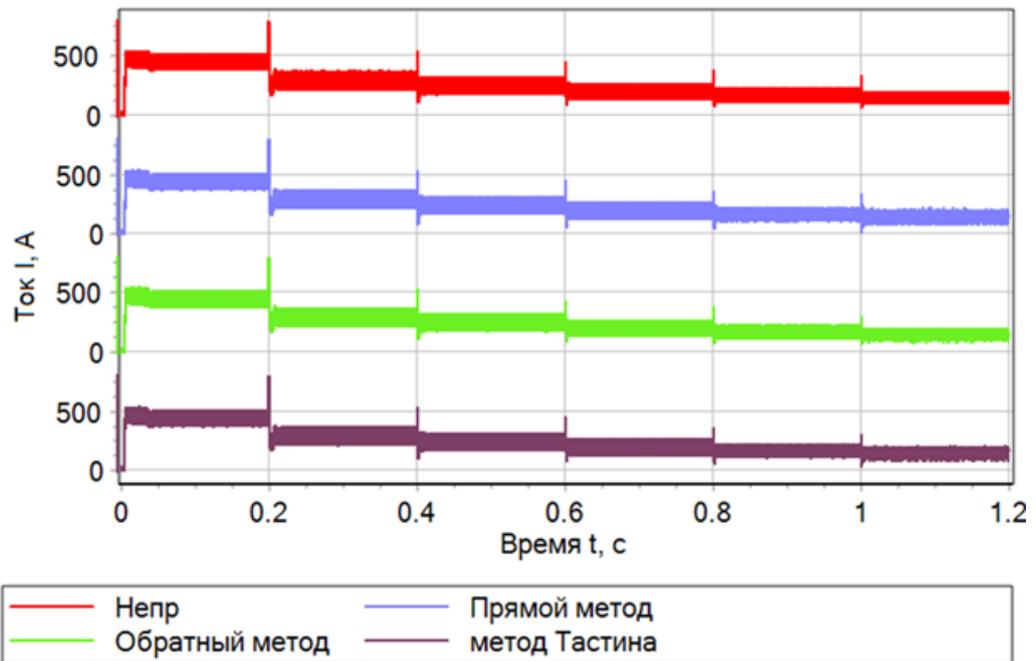


Рисунок 4.5 – Ток дросселя после АЦП

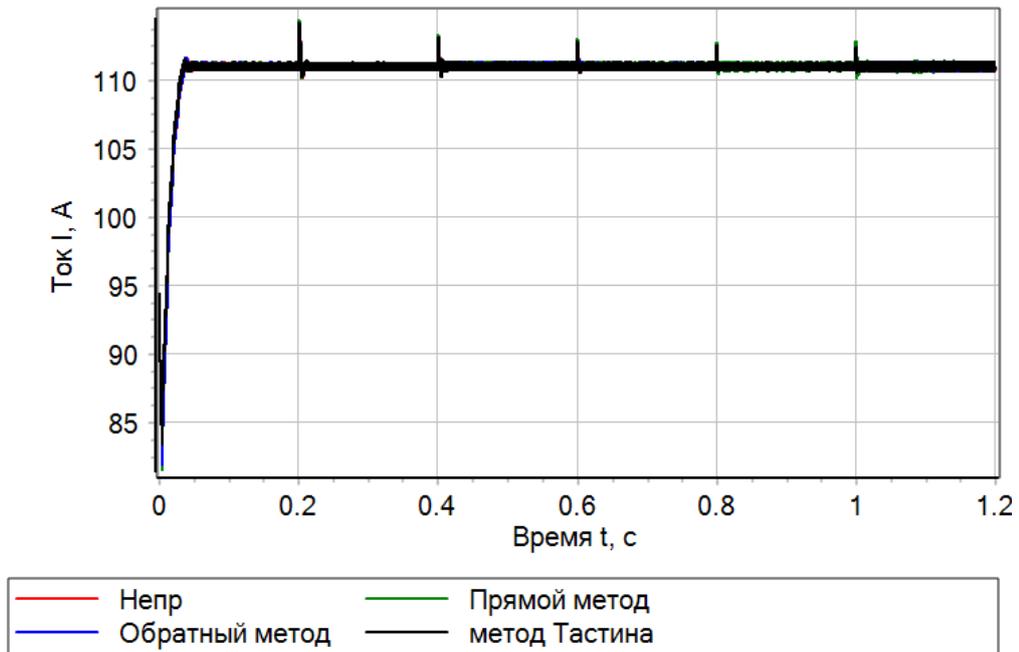


Рисунок 4.6 – Ток нагрузки

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 и предварительно заряженным выходным конденсатором C_2 до уровня 85% от номинального значения выходного напряжения U_2

Далее предлагается рассмотреть систему при вышеописанных условиях и исследовать режим коммутации в цепях нагрузки в диапазоне мощностей от 30 кВт до 60 кВт на каждом участке предыдущих уровней напряжения, который иллюстрируется графическими зависимостями, представленными на рисунках 4.7 – 4.12.

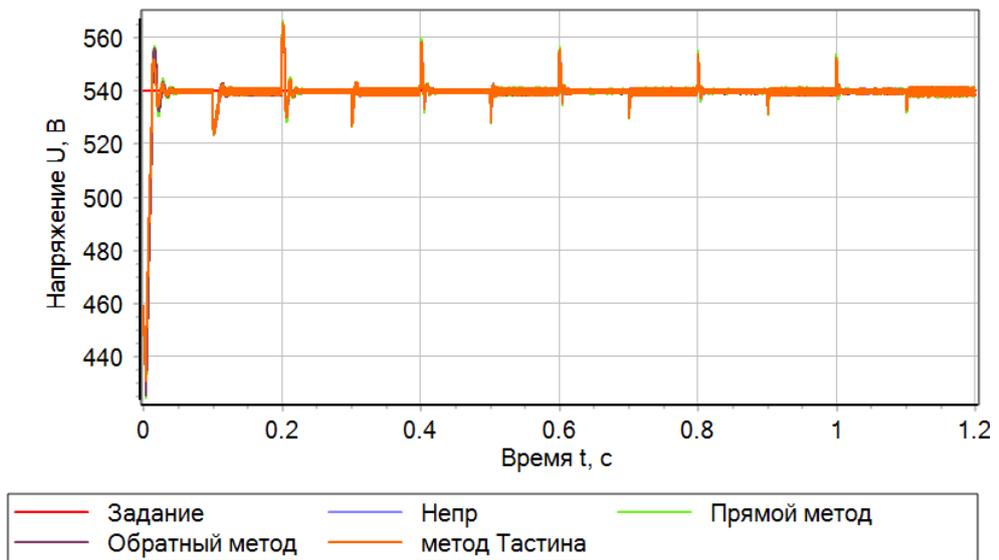


Рисунок 4.7 – Напряжение выхода

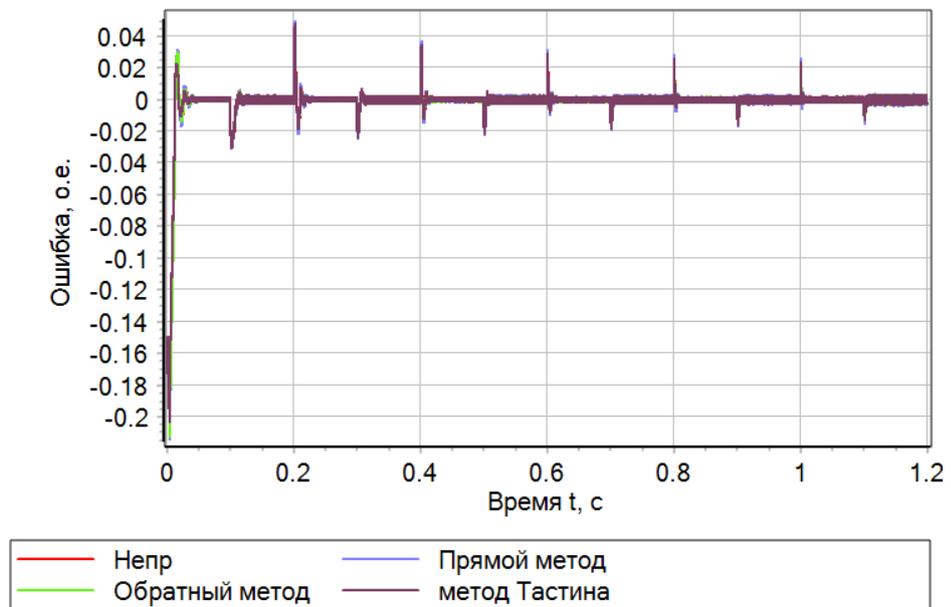


Рисунок 4.8 – Ошибка регулирования выходного напряжения

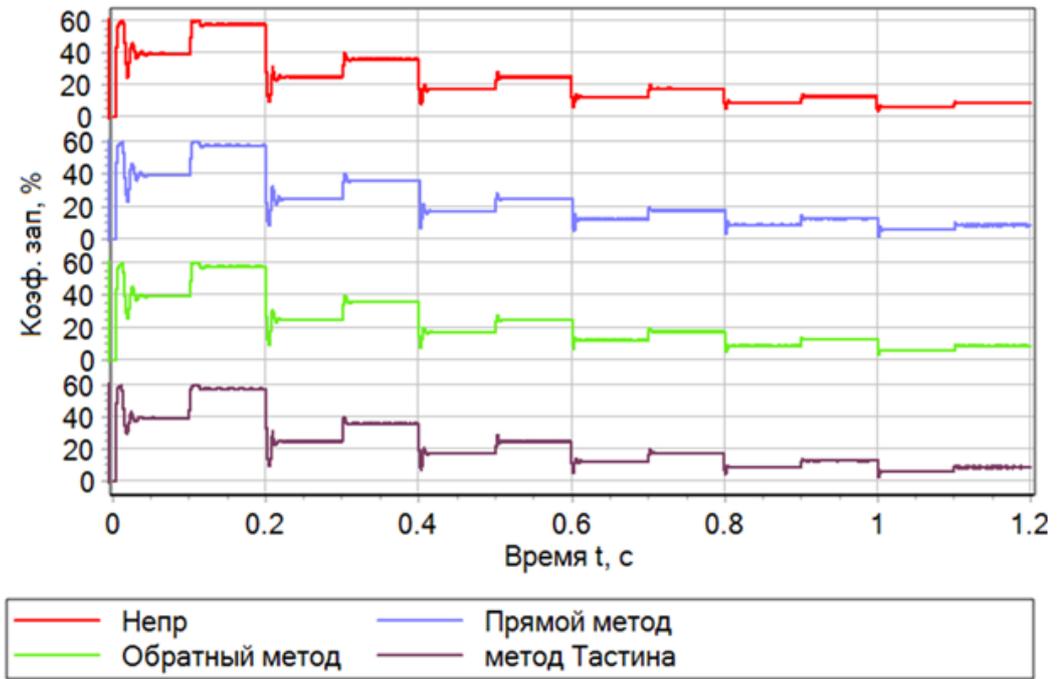


Рисунок 4.9 – Коэффициент заполнения

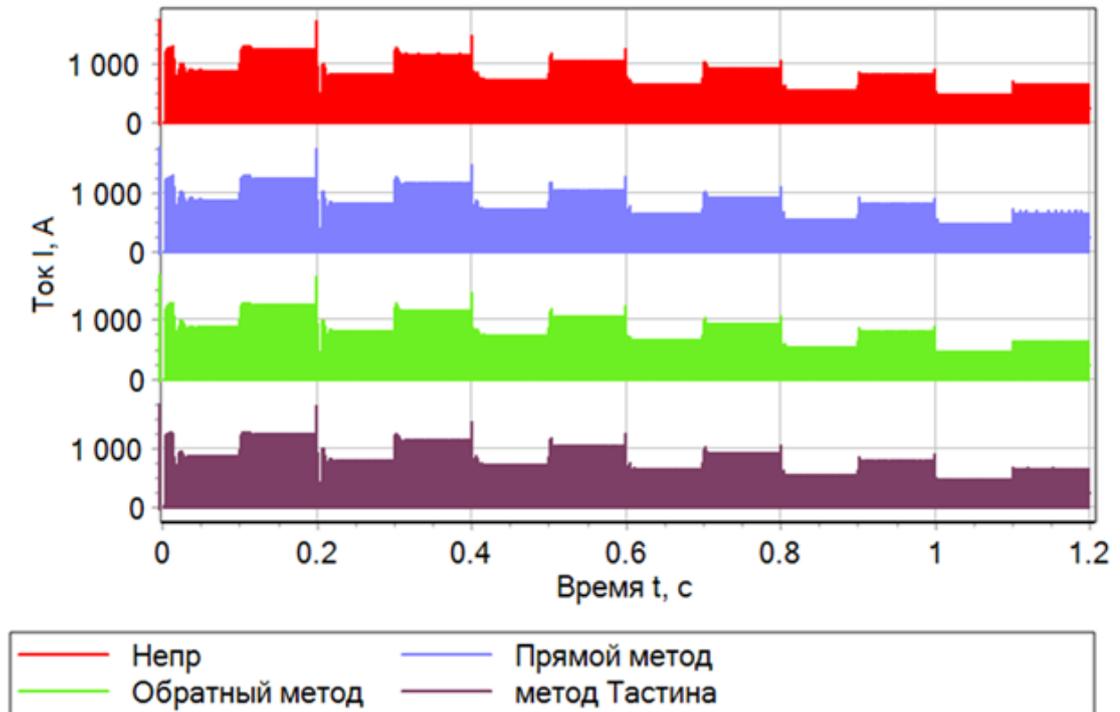


Рисунок 4.10 – Ток дросселя

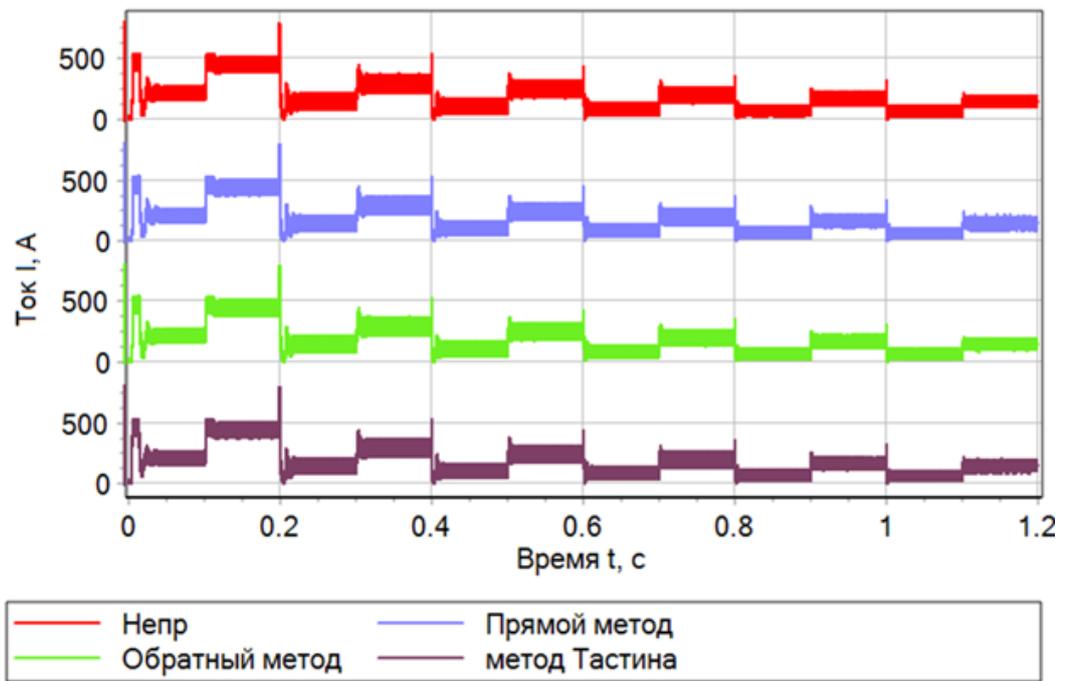


Рисунок 4.11 – Ток дросселя после АЦП

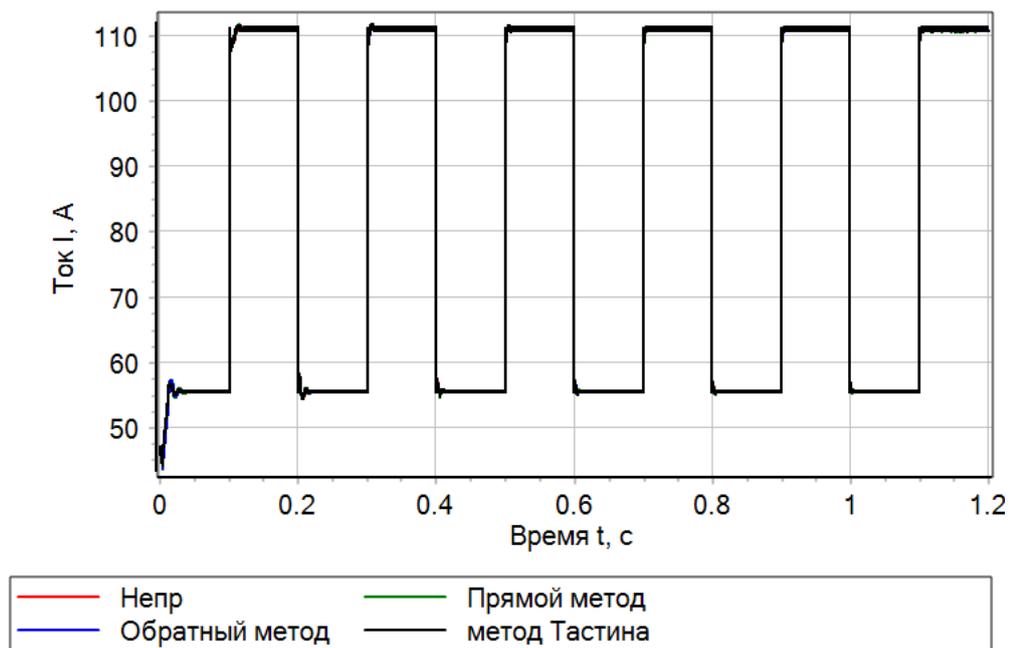


Рисунок 4.12 – Ток нагрузки

Из рисунков 4.7 – 4.12 видно, что синтезированная структура обрабатывает внешнее задание с желаемым качеством переходных процессов, причем, различные типы регуляторов обладают тем же преимуществами и

недостатками, что и в случае моделирования режимов работы с постоянством мощности нагрузки.

Таким образом можно сказать, что наиболее предпочтительным вариантом в обоих случаях является дискретный регулятор, построенный на основании метода А. Тастена, 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 результата.

4.2.2 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения понижающего типа

Для изучения работы предложенных алгоритмов управления в системе с понижающим стабилизатором напряжения была произведена разработка имитационной (математической) модели в программной среде SimInTech, с параметрами силового преобразователя и системами, 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 для данного типа стабилизатор напряжения в глава 2, представлены в таблице 4.4.

На основе приведенных данных произведём исследование системы на разработанном пакете имитационных моделей, представленных в Приложении В на рисунках В.1 – В.12 [133].

Задача понижающего стабилизатора напряжения заключается в уменьшении напряжения первичной стороны $U_1 = 540$ В до желаемого уровня

U_2 на вторичной стороне с временем регулирования переходного процесса 0,005 секунды.

Таблица 4.4 – Параметры системы управления для частоты ШИМ 6 кГц

Тип системы	Регулятор тока		Регулятор напряжения	
	И	П	И	П
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. Тастена	$0,0655 \cdot K_{\text{лин}} \cdot 10^{-6}$	11,3097	0,444132	

Рассмотрим работу системы при полной мощности нагрузки при дискретном увеличении выхода U_2 с шагом в 60В через каждые 0,2 секунды начиная с 140В. Результаты моделирования представлены на рисунках 4.13 – 4.18.

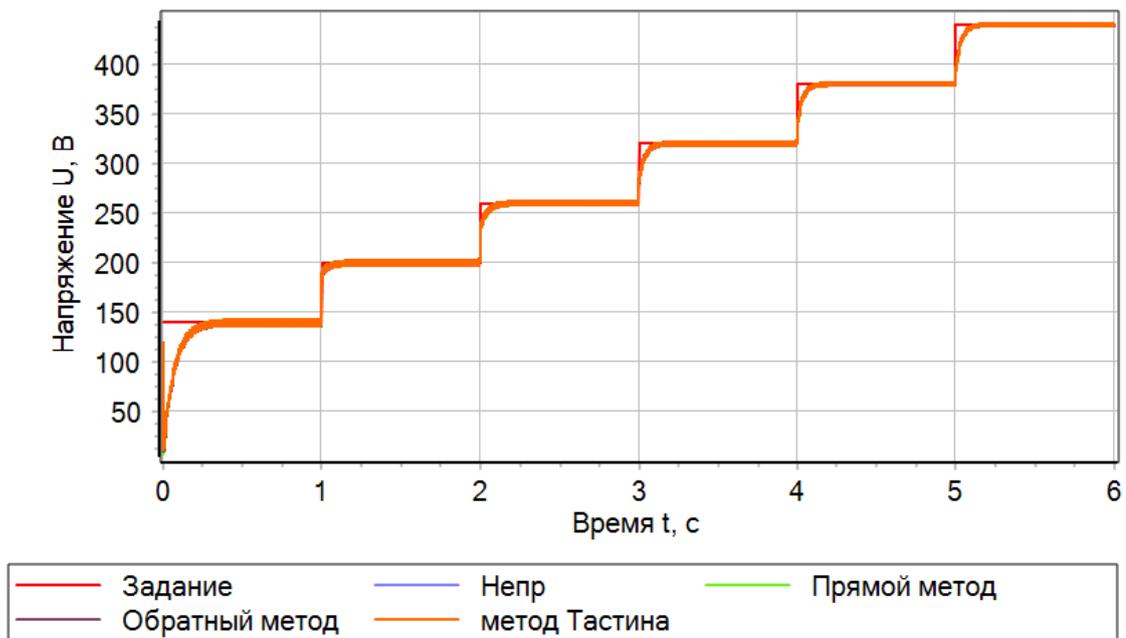


Рисунок 4.13 – Напряжение выхода

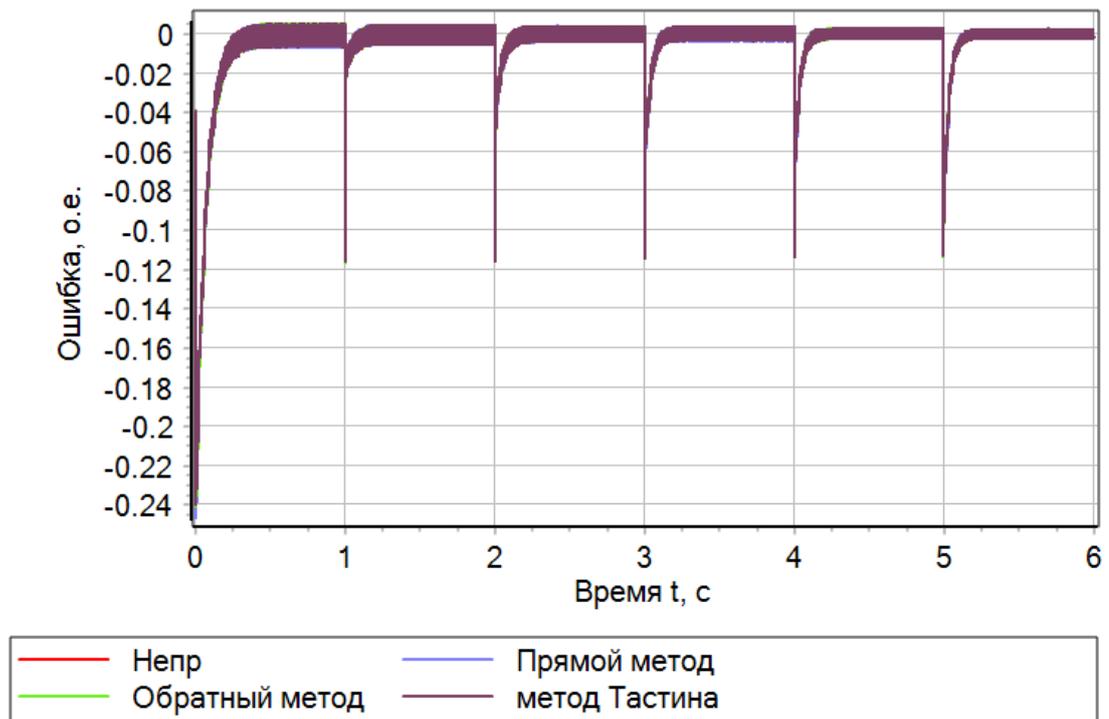


Рисунок 4.14 – Ошибка регулирования выходного напряжения

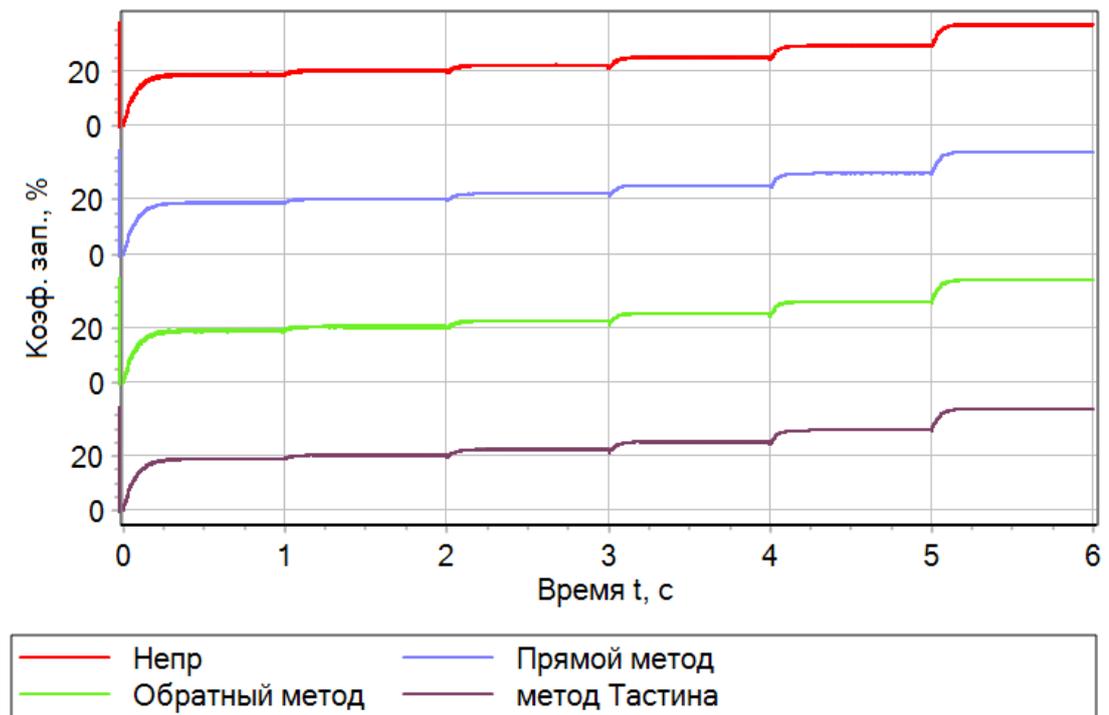


Рисунок 4.15 – Задание на коэффициент заполнения

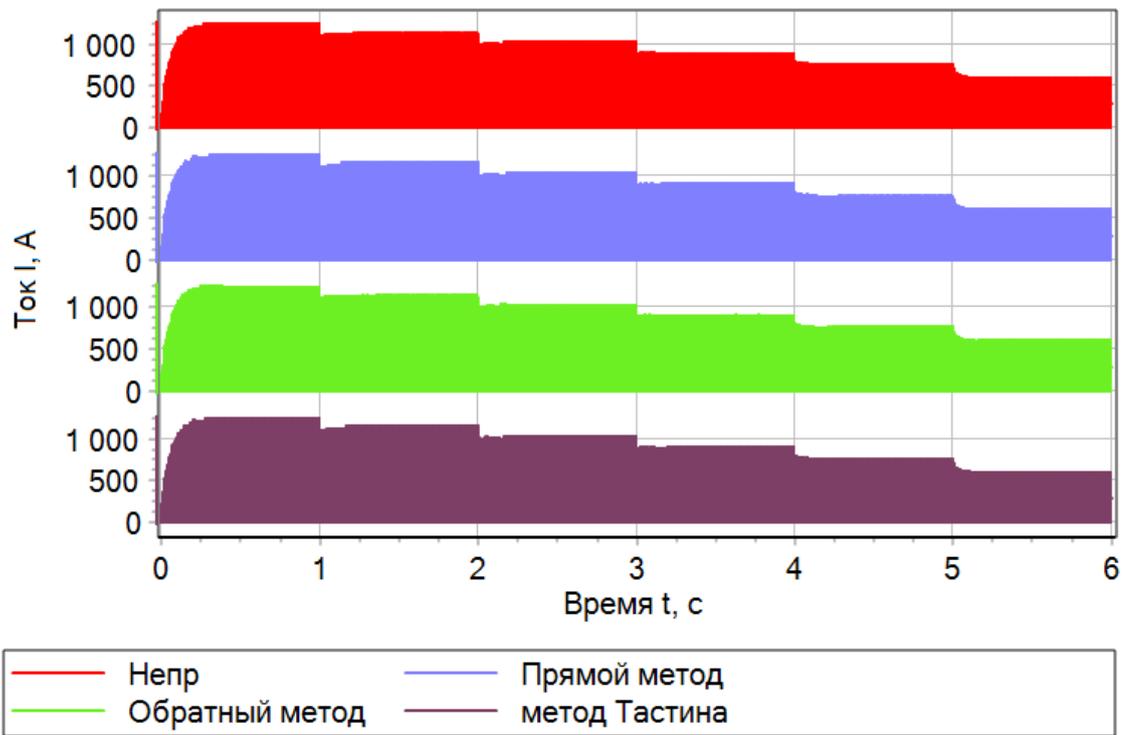


Рисунок 4.16 – Ток дросселя

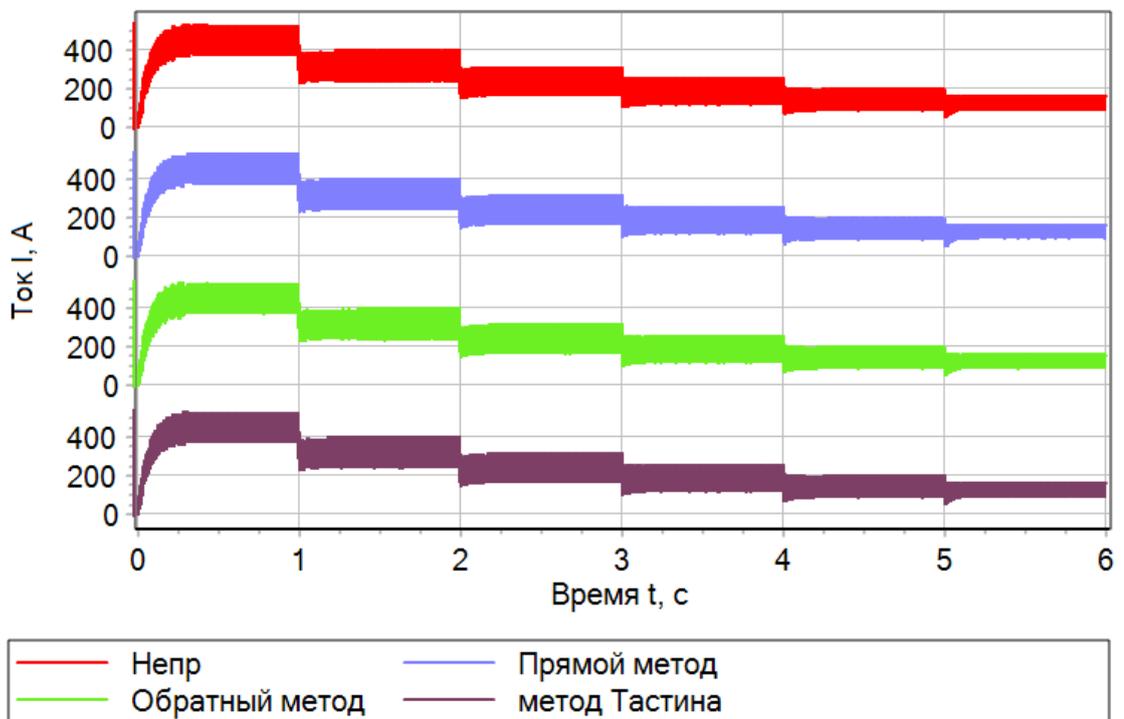


Рисунок 4.17 – Ток дросселя после АЦП

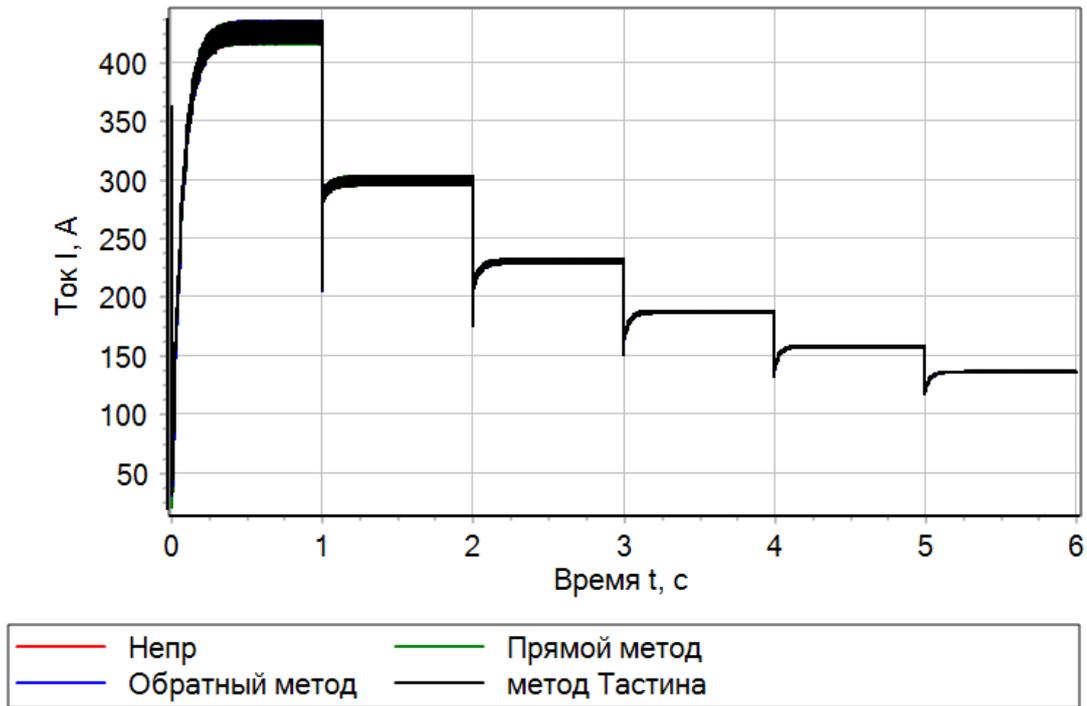


Рисунок 4.18 – Ток нагрузки

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

Рассмотрим работу систему при работе на полную мощность с переключением напряжения задания на U_2 . Результаты моделирования представлены на рисунках 4.19 – 4.24.

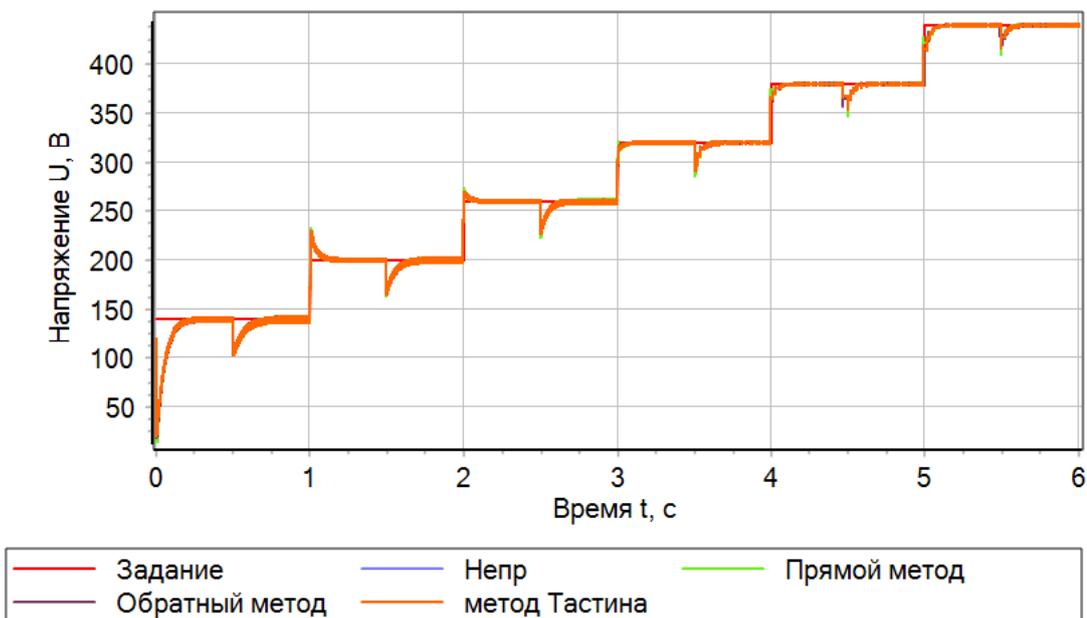


Рисунок 4.19 – Напряжение выхода

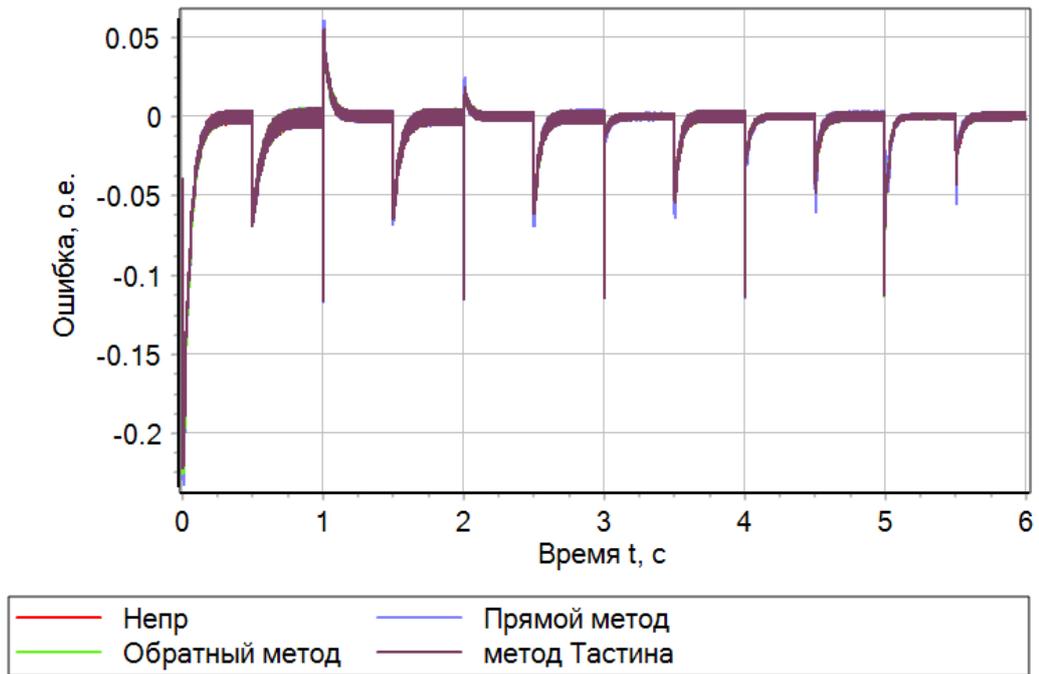


Рисунок 4.20 – Ошибка регулирования выходного напряжения

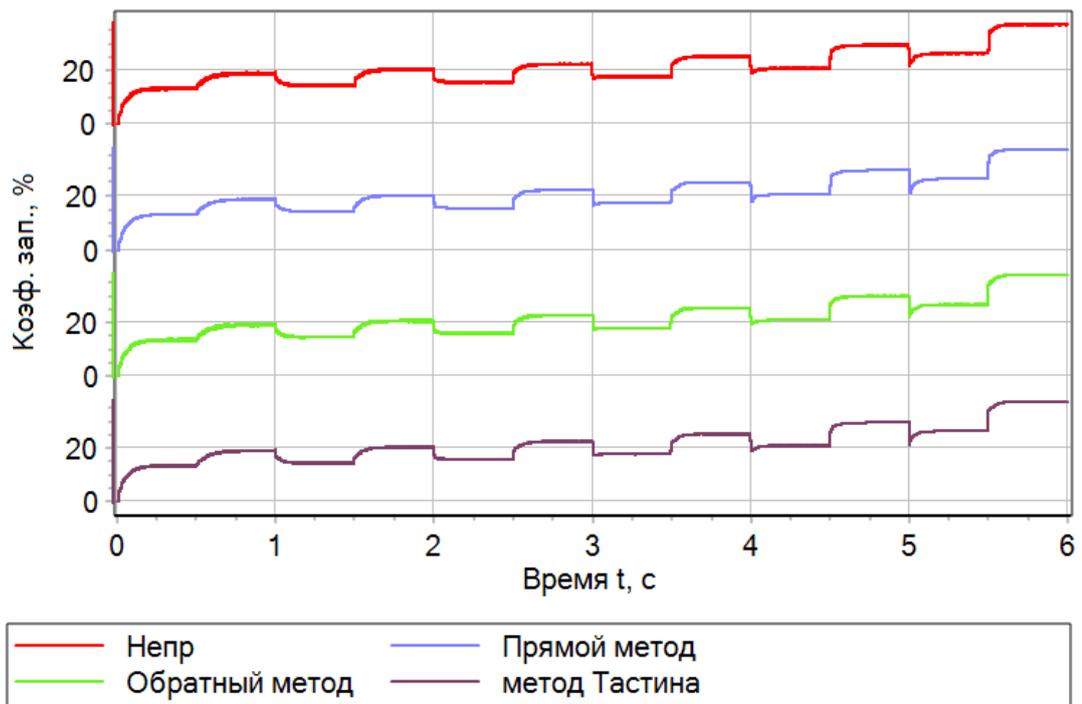


Рисунок 4.21 – Задание на коэффициент заполнения

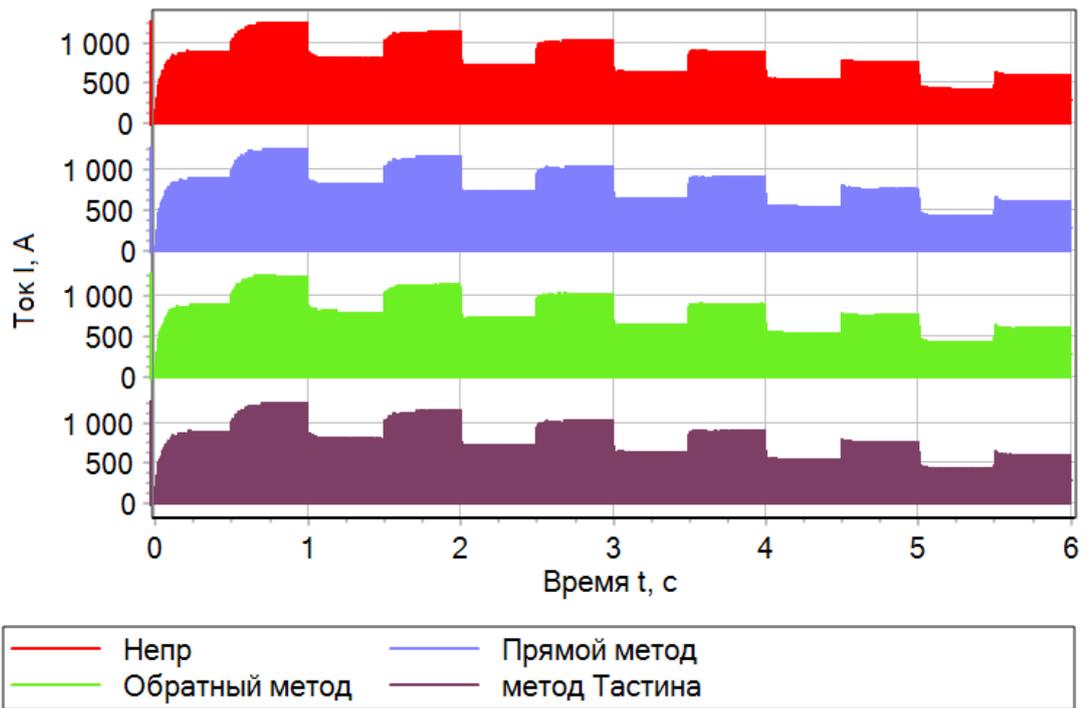


Рисунок 4.22 – Ток дросселя

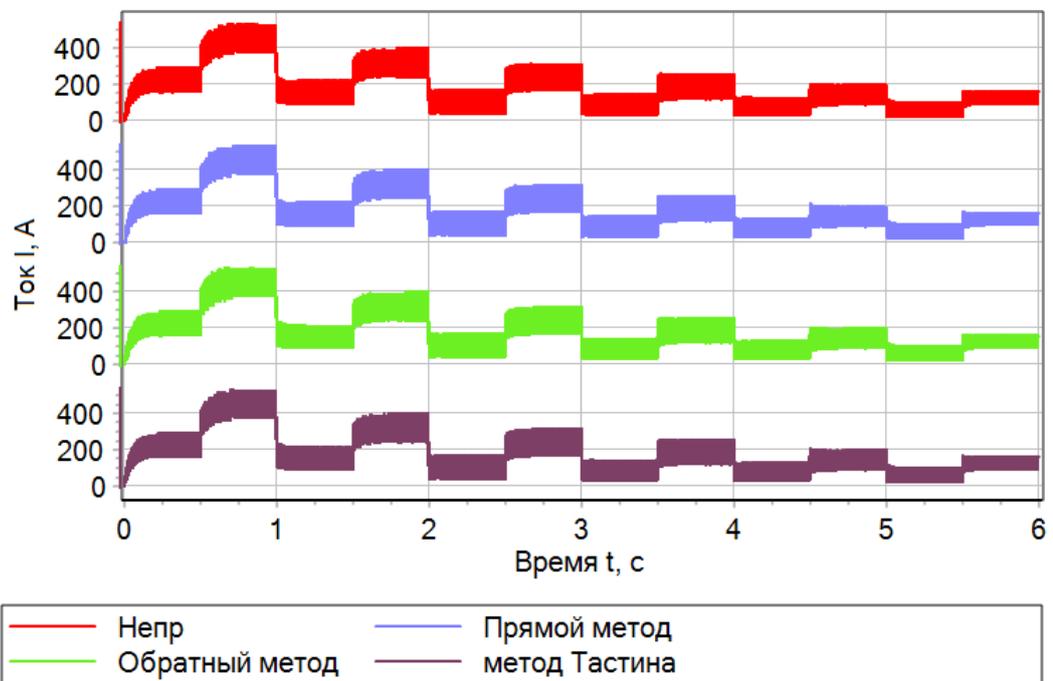


Рисунок 4.23 – Ток дросселя после АЦП

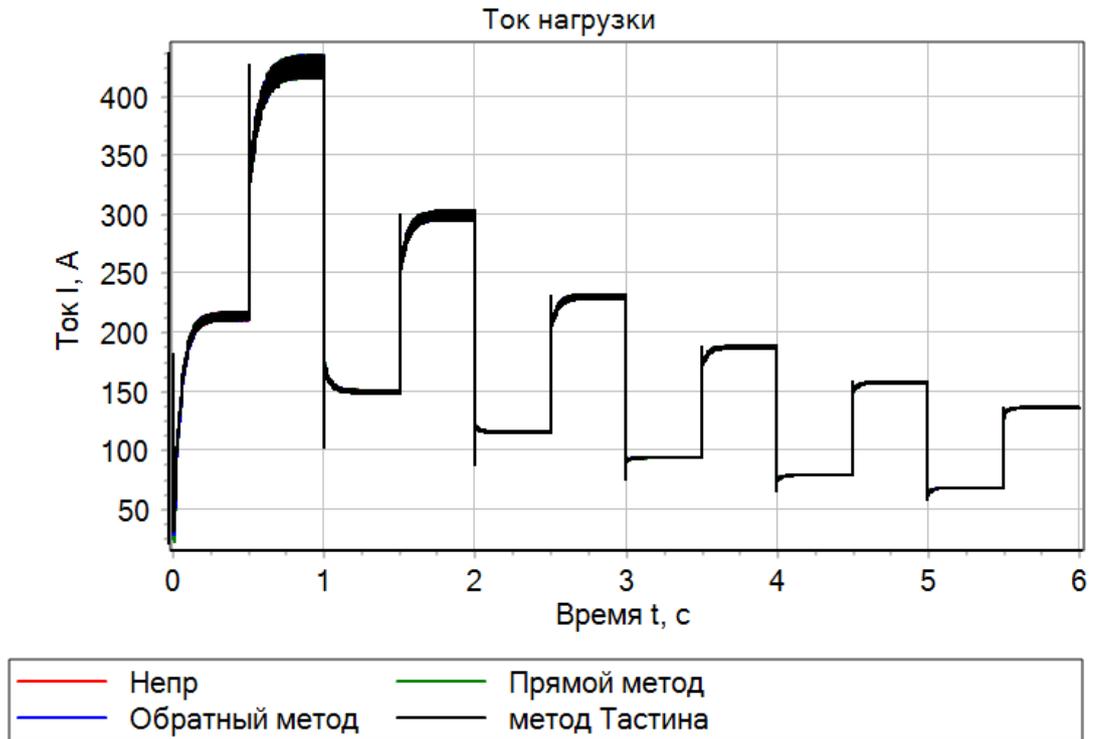


Рисунок 4.24 – Ток нагрузки

Согласно рисункам 4.19 – 4.24 все алгоритмы обеспечивают 5% ошибку регулирования при нагрузке равной половине от номинальной величины. При переключении на номинальную мощность все дискретные регуляторы устойчивы и также обеспечивают нахождение рабочей точки в 5% области от установившегося значения.

Таким образом можно сказать, что нежелательным для практического применения с данным типом преобразователя является дискретный регулятор, спроектированный с использованием прямого метода Эйлера, так как при низких значениях уставки наблюдаются неустойчивые режимы работы системы электроснабжения.

4.2.3 Математическая модель преобразователя постоянного напряжения двунаправленного типа неизолированного типа

Согласно описаниям структуры силового стабилизатора и алгоритма его работы, представленных в параграфах 1.3.3 и 2.3.1, данный

полупроводниковый преобразователь представляет из себя объединение boost и buck топологий с соответствующими законами коммутации, только к существующей архитектуре добавляется идентификация режима работы системы электроснабжения.

Результаты моделирования режимов электропитания данной конфигурации электротехнического комплекса будут идентичны силовым преобразователям из предыдущих параграфов.

4.2.4 Математическая 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 (математической) модели в программной среде SimInTech, с параметрами представленными в таблице 4.5, и коэффициентами передачи 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

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

Так как принцип действия двунаправленного DC-DC преобразователя основан на одновременной стабилизации напряжений на входе и выходе проведем моделирование различных режимов, при которых мы будем рассматривать работу системы с ненулевыми начальными условиями по выходному напряжению. Для моделирования были выбраны следующие

начальные состояния выходного напряжения от 0% напряжения задания, до 90% от напряжения задания.

Таблица 4.6 – Параметры системы управления для частоты ШИМ 20 кГц

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

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

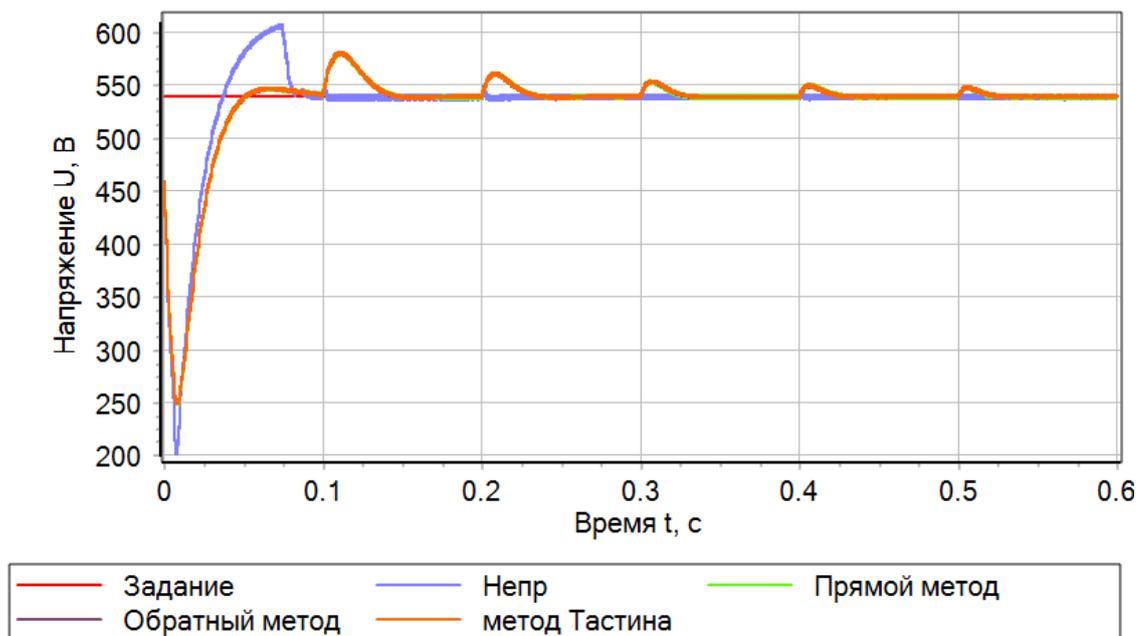


Рисунок 4.25 – Напряжение выхода

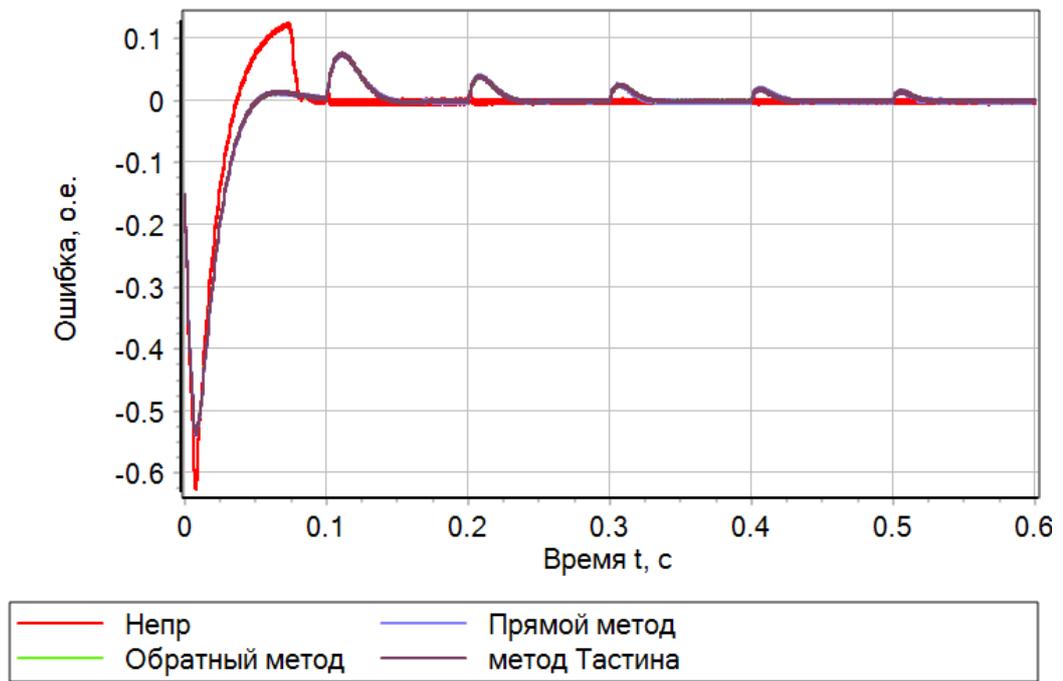


Рисунок 4.26 – Ошибка регулирования выходного напряжения

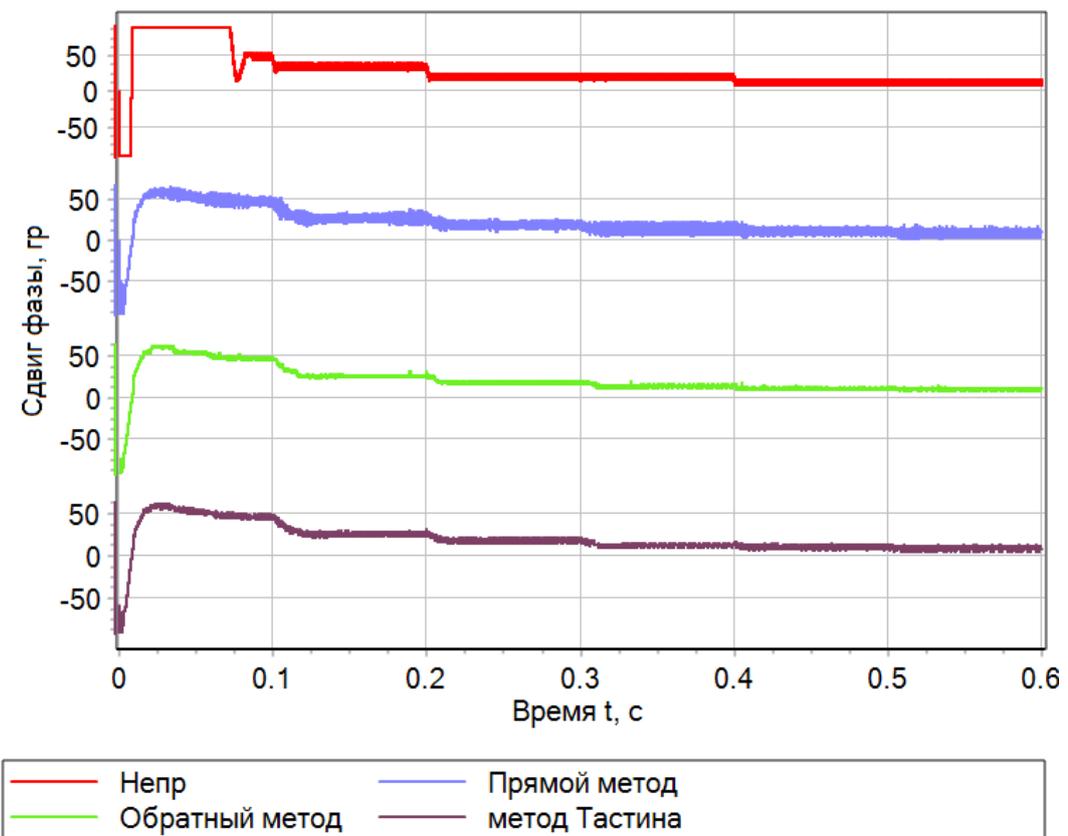


Рисунок 4.27 – Задание на сдвиг фазы

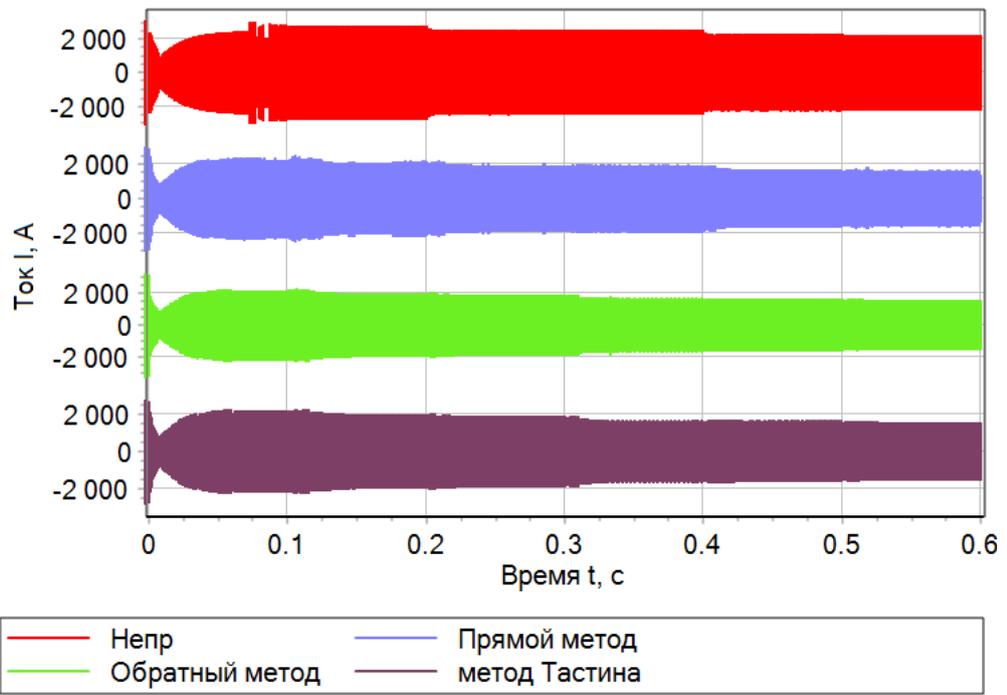


Рисунок 4.28 – Ток дросселя

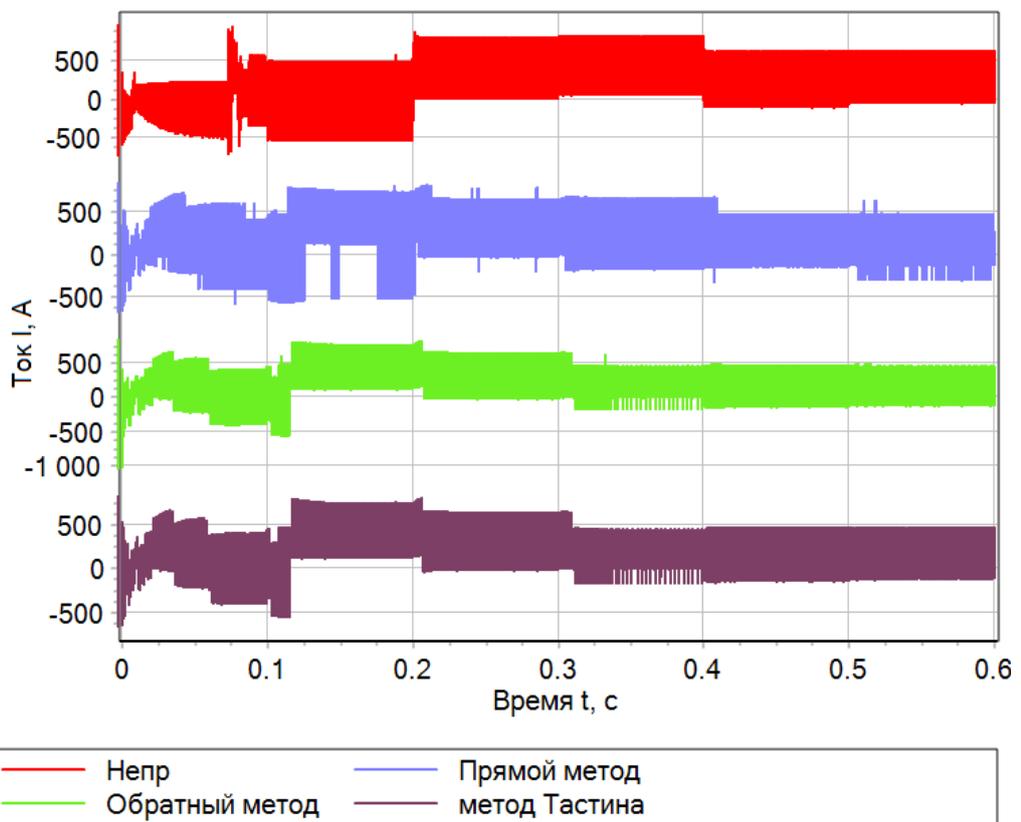


Рисунок 4.29 – Ток дросселя после АЦП

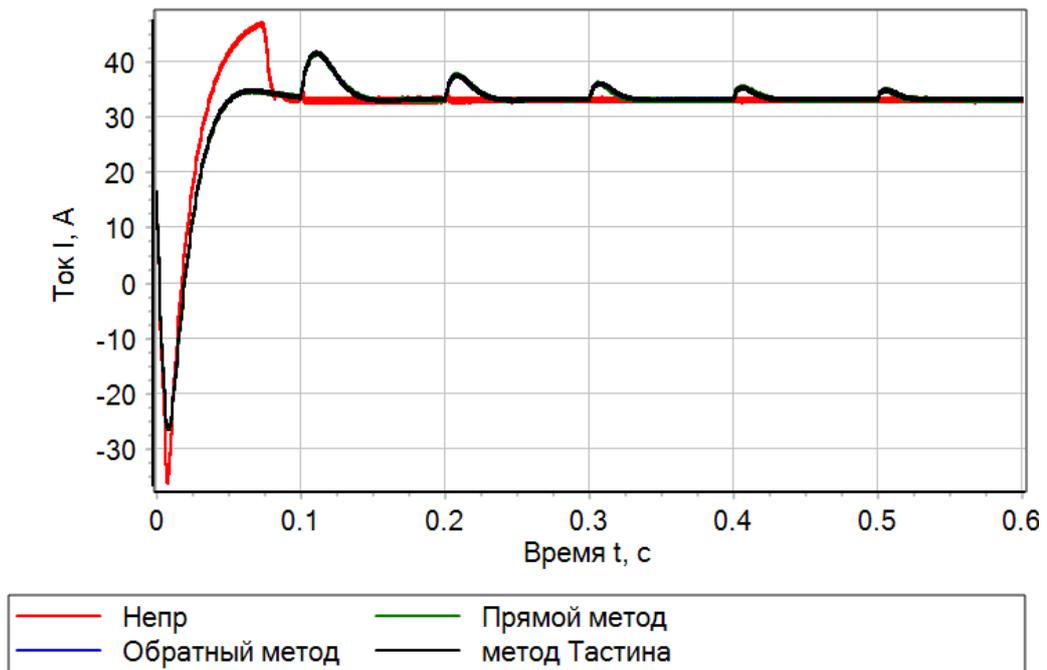


Рисунок 4.30 – Ток нагрузки

Согласно рисунками 4.25 – 4.30 все регуляторы отрабатывают 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 200В до 260В, при которых выходная координата не выходит за верхнюю границу ограничения по ресурсу управления.

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

4.3 Математическая модель стабилизаторов напряжения при питании от активно-индуктивного источника энергии с противо-ЭДС

Для изучения влияния активно-индуктивного источника электрической энергии с противо-ЭДС воспользуемся математическими моделями системы, валидация которых выполнена в предыдущих параграфах.

Так как в первую очередь предполагается учесть электромагнитные свойства объекта генерации, то предлагается перейти от синхронной машины с постоянными магнитами с выпрямителем к машине постоянного тока, чьи параметры были бы эквивалентны.

4.3.1 Преобразователя постоянного напряжения повышающего типа с активно-индуктивным источником напряжения с противо-ЭДС

В соответствии с параметрами объекта и регуляторов двухконтурной САУ, представленными в таблицах 4.1, 4.2, в данном разделе приведены результаты моделирования и анализа переходных процессов в системе электроснабжения при частоте вращения генератора обеспечивающей ЭДС машины, равной требуемому уровню напряжения, при ненулевых начальных условиях пуска под нагрузкой половины номинальной мощности с последующим переходом на полную мощность 60 кВт, которые показаны на рисунках 4.31 – 4.96.

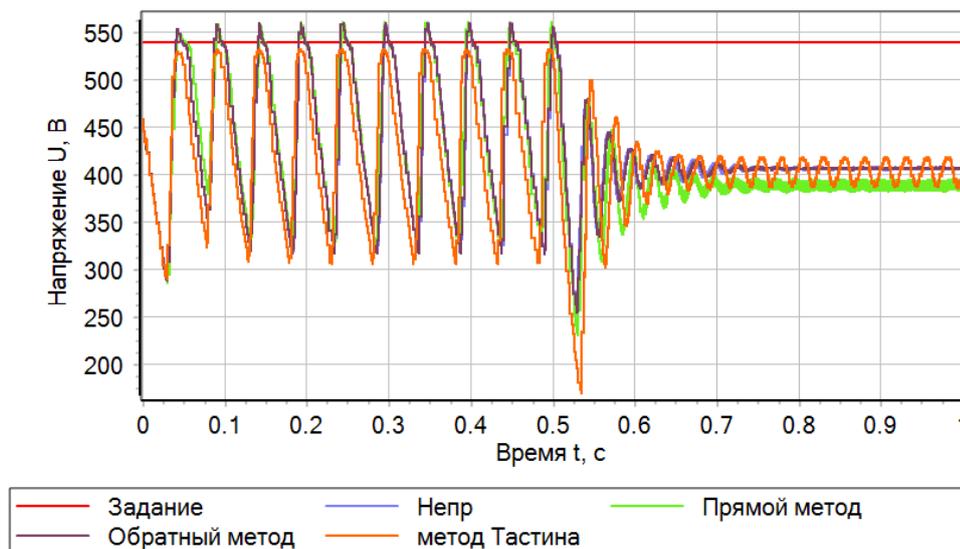


Рисунок 4.31 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

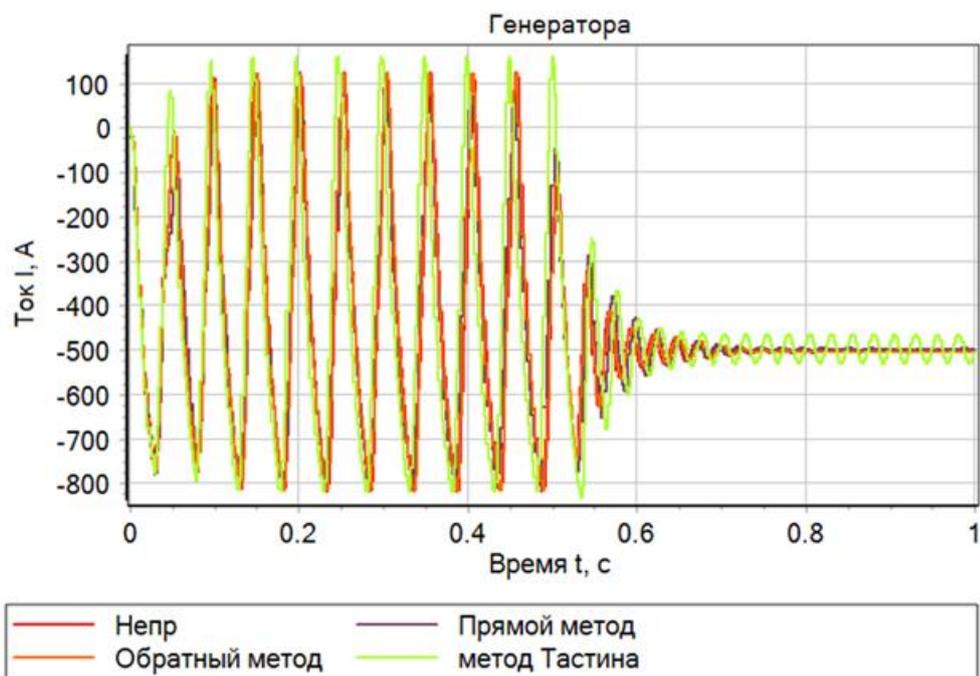
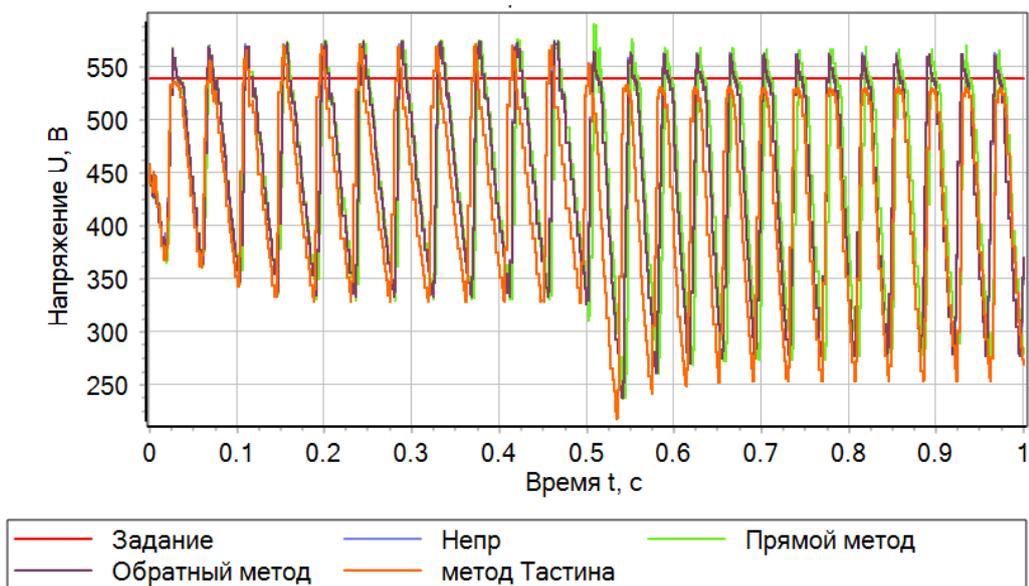


Рисунок 4.32 – Ток генератора при напряжении входа 140 В

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

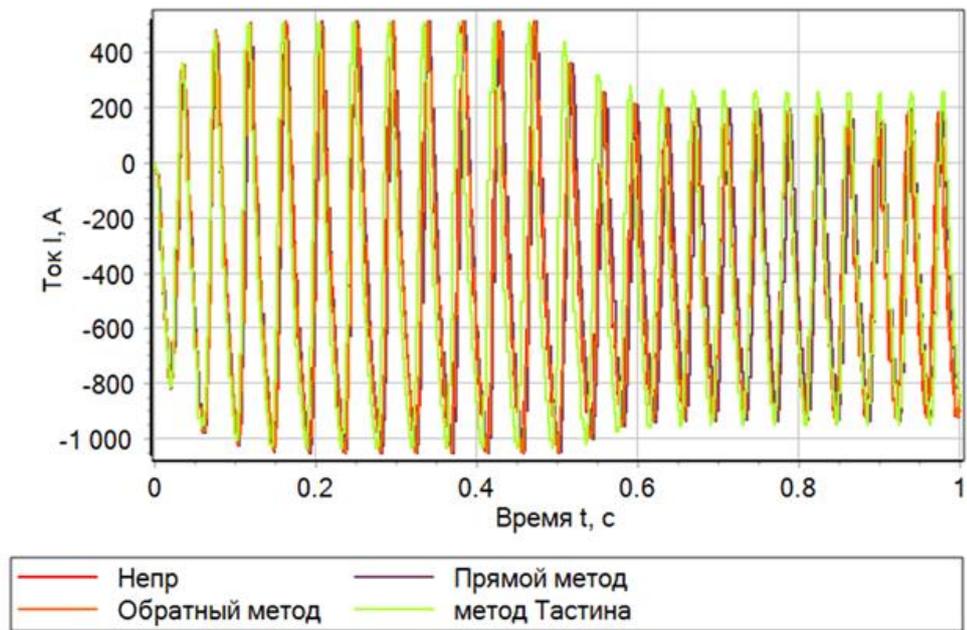
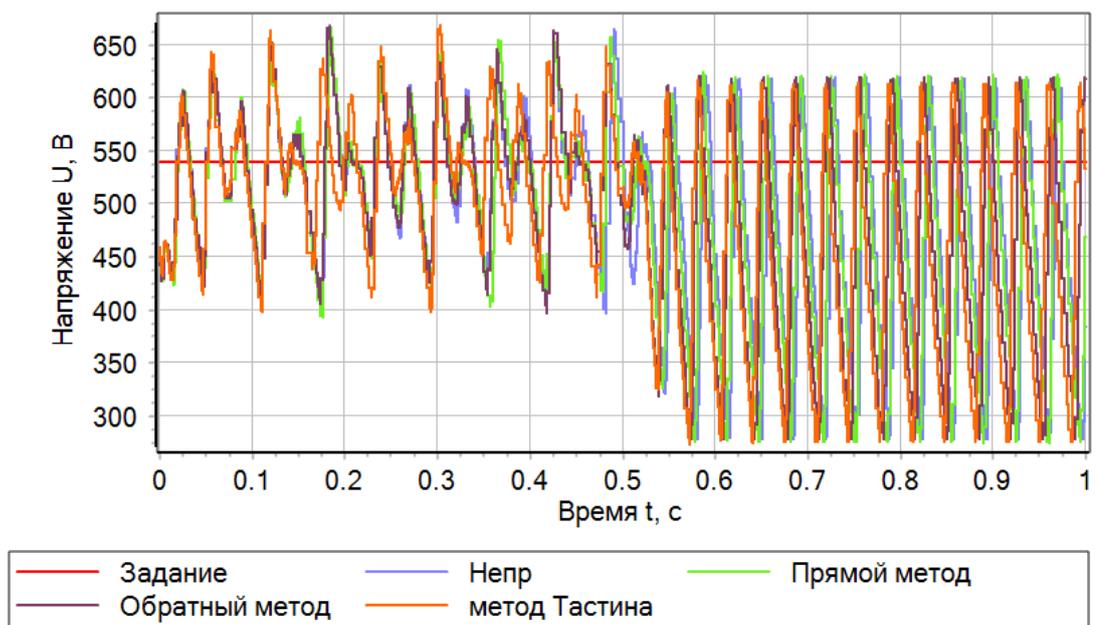


Рисунок 4.34 – Ток генератора при напряжении входа 200 В

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

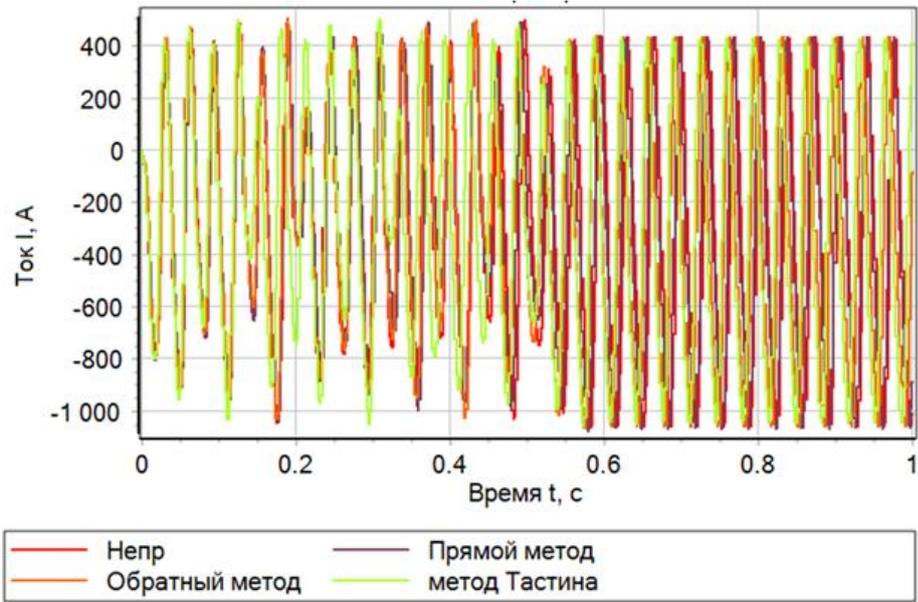


Рисунок 4.36 – Ток генератора при напряжении входа 260 В

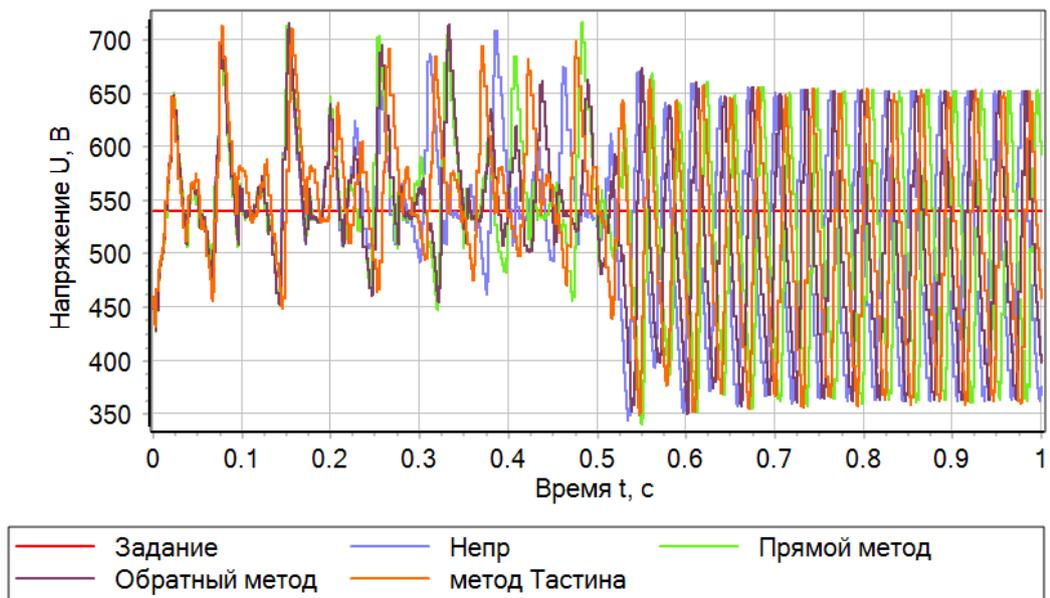


Рисунок 4.37 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении
входа 320 В

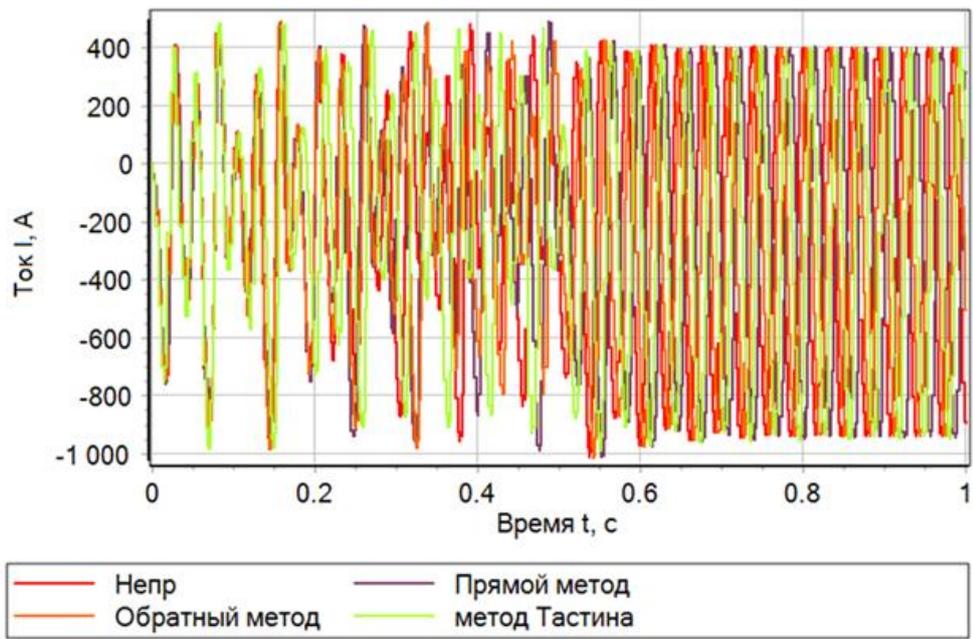
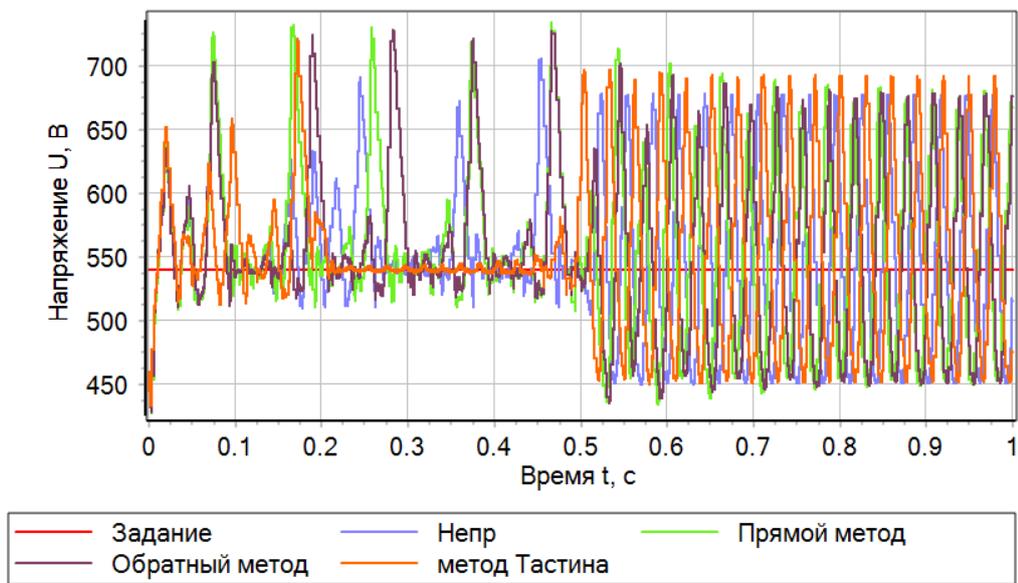


Рисунок 4.38 – Ток генератора при напряжении входа 320 В

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

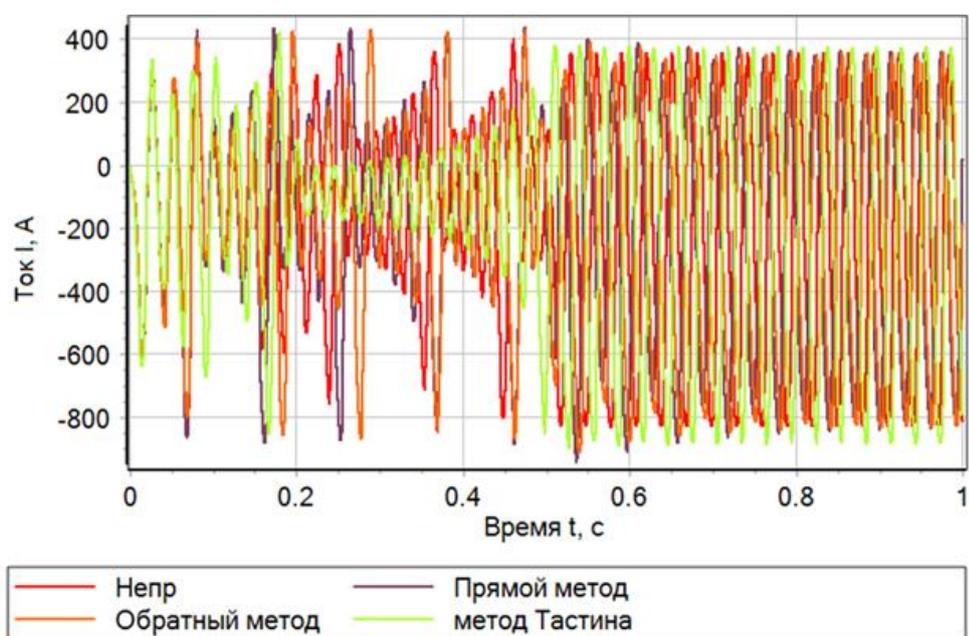
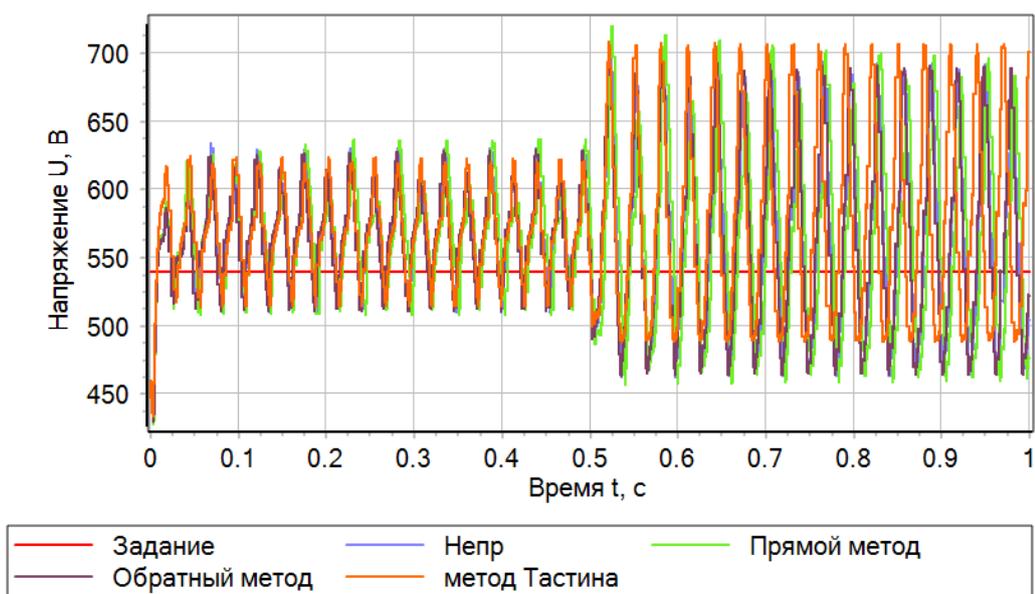


Рисунок 4.40 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

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

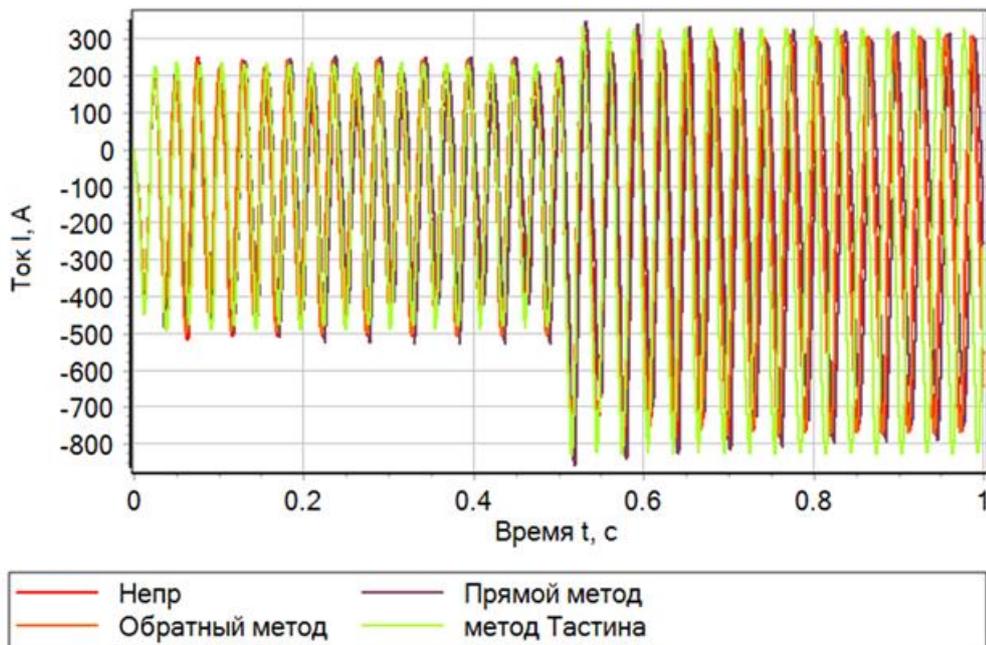


Рисунок 4.42 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Как видно из рисунков 4.31 – 4.42 система неустойчива и при вступлении в работу DC-DC стабилизатора напряжения наблюдается режим автоколебаний с амплитудным значением, не допустимым по требуемым характеристикам системы электроснабжения. Данный эффект наблюдается при использовании ёмкости входного фильтра, определённой из принципа 100 мкФ на 1 кВт, т.е. 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, приведенной в параграфе 3.3, в таблице 4.7 приведены значения коэффициента увлечения ёмкости входного фильтра при разных уровнях напряжения для номинальной мощности нагрузки 60 кВт, а рисунке 4.43 приведено соотношение расчетной границы с фактической.

Таблица 4.7 – Коэффициент увлечения ёмкости

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

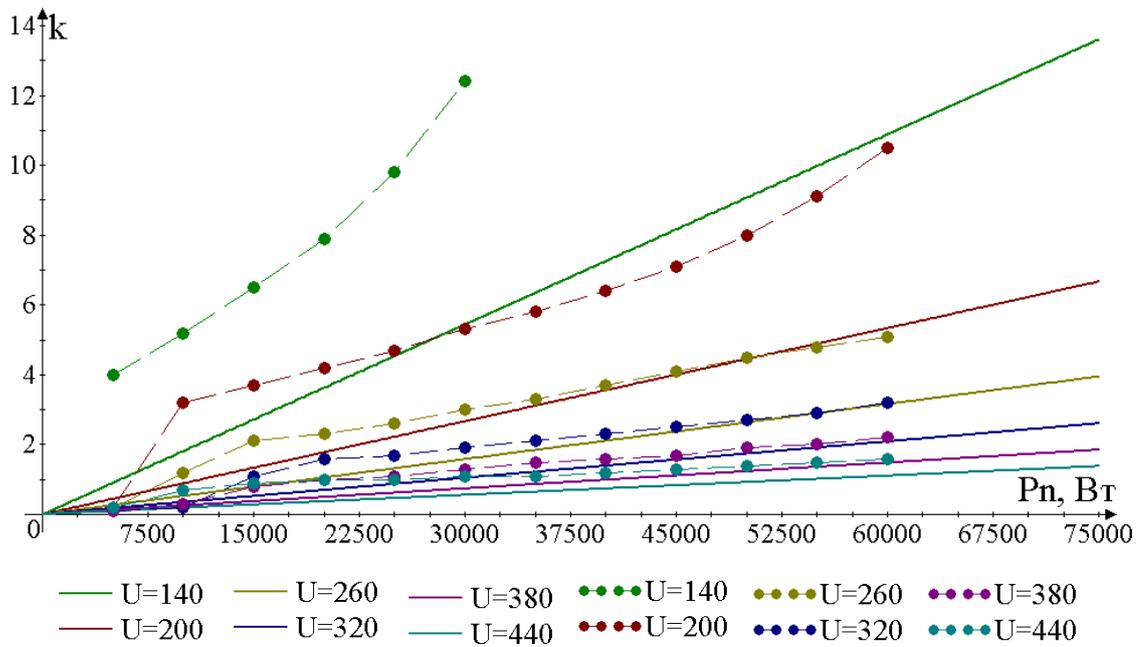


Рисунок 4.43 – Значение коэффициента компенсирующей ёмкости

На рисунке 4.43 сплошной линией изображена прямая расчетной границы устойчивости, а пунктирной с точками фактическая, получившаяся по результатам итерационного моделирования, а рисунках 4.44 – 4.109 показаны переходные процессы выходного напряжения стабилизатора напряжения и тока генератора.

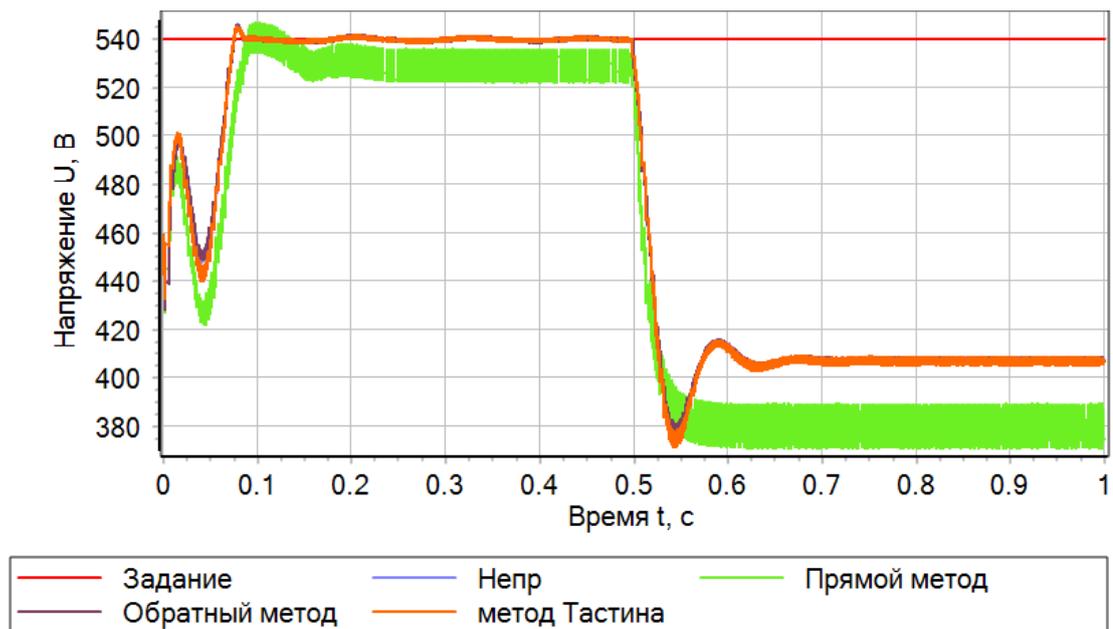


Рисунок 4.44 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

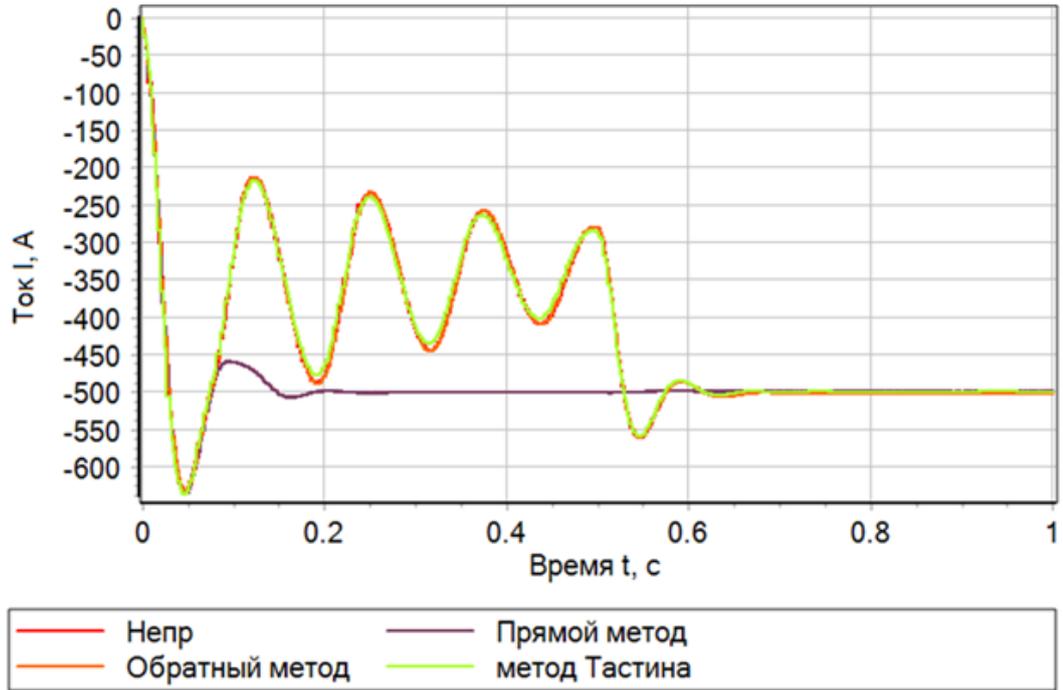
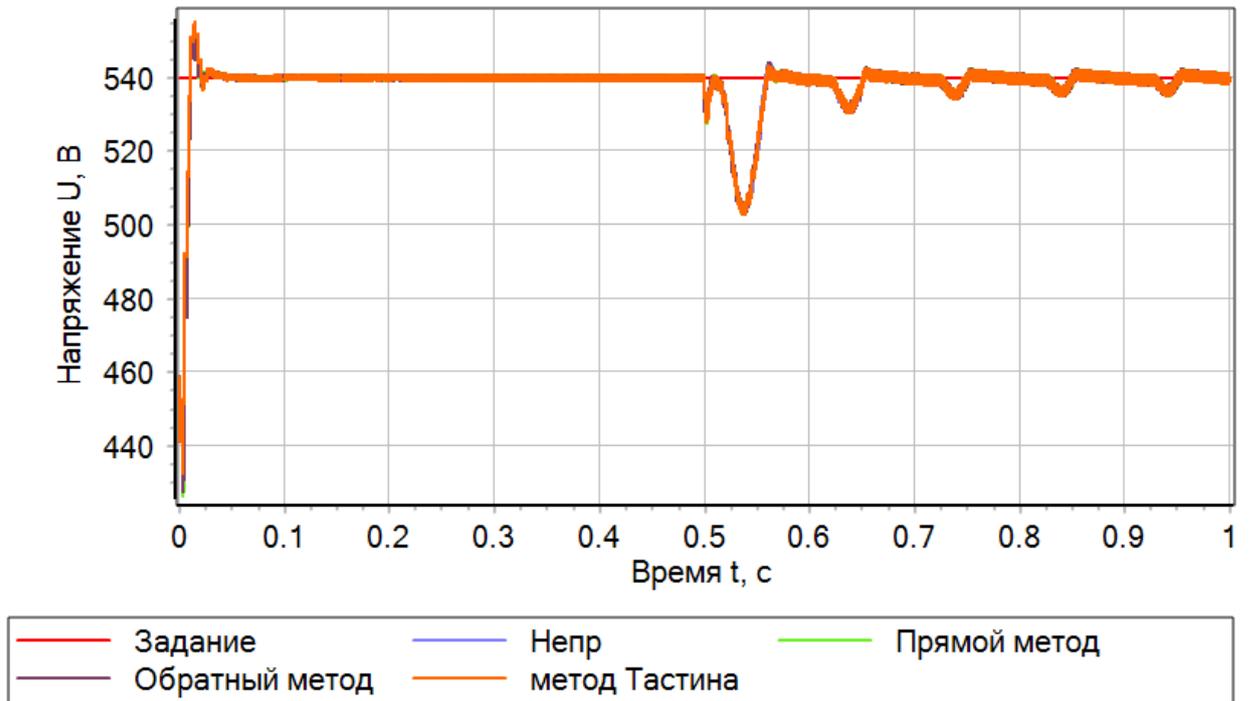


Рисунок 4.45– Ток генератора при напряжении входа 140 В

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

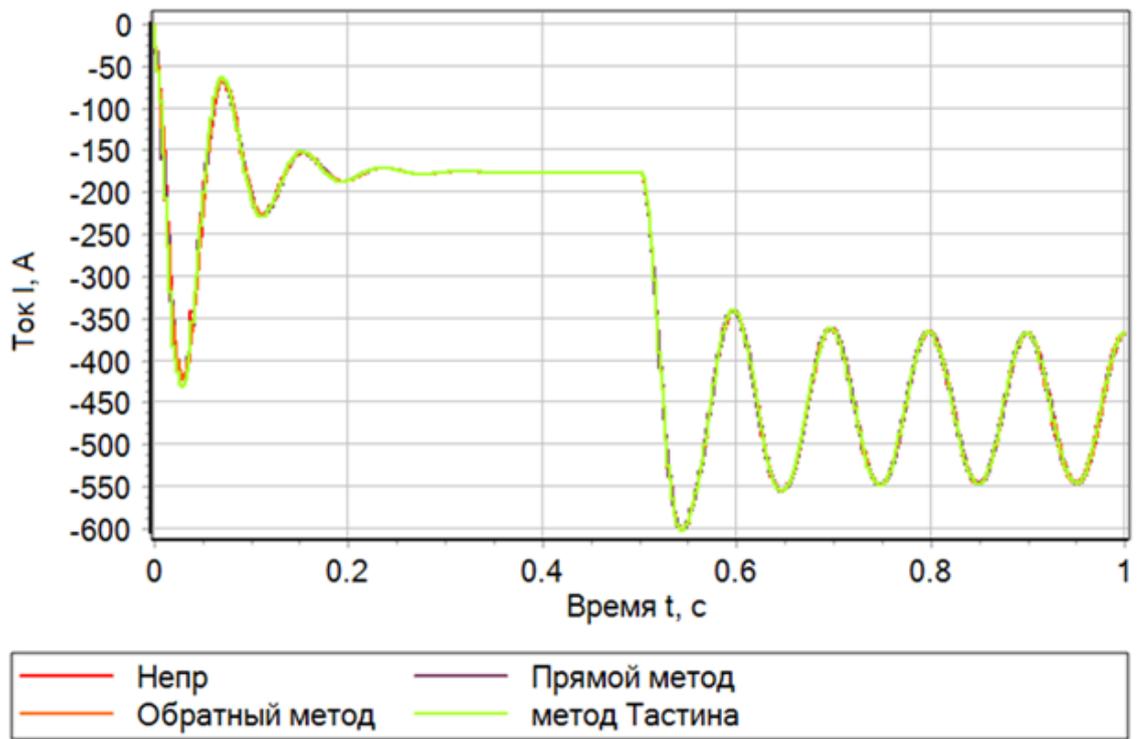
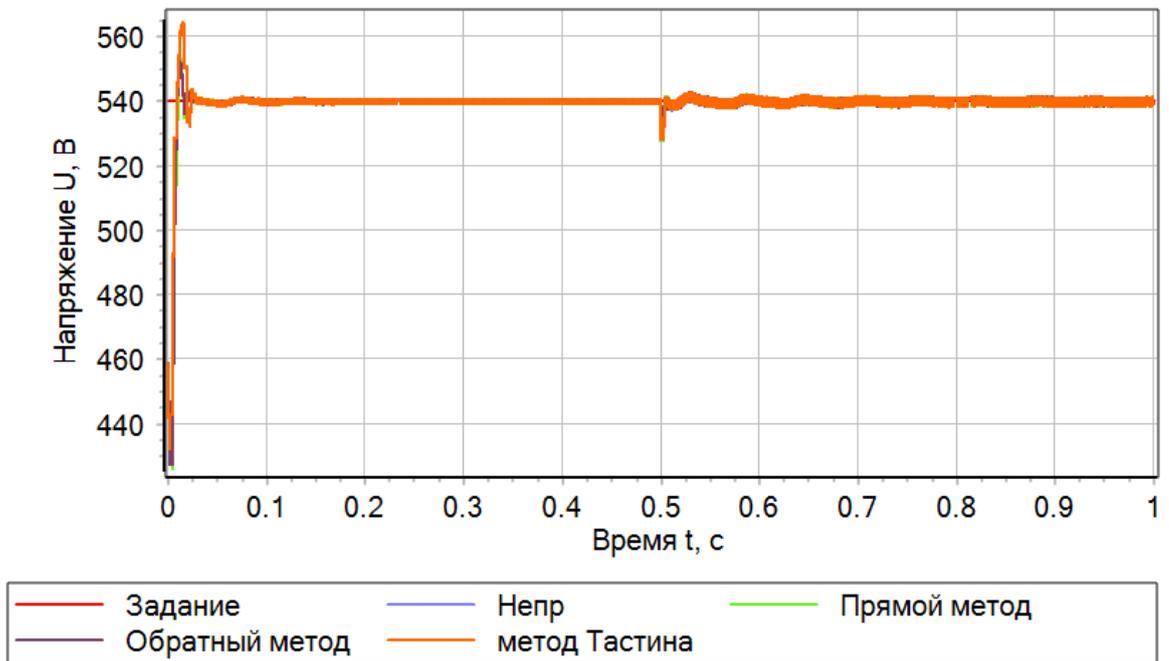


Рисунок 4.47 – Ток генератора при напряжении входа 200 В

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

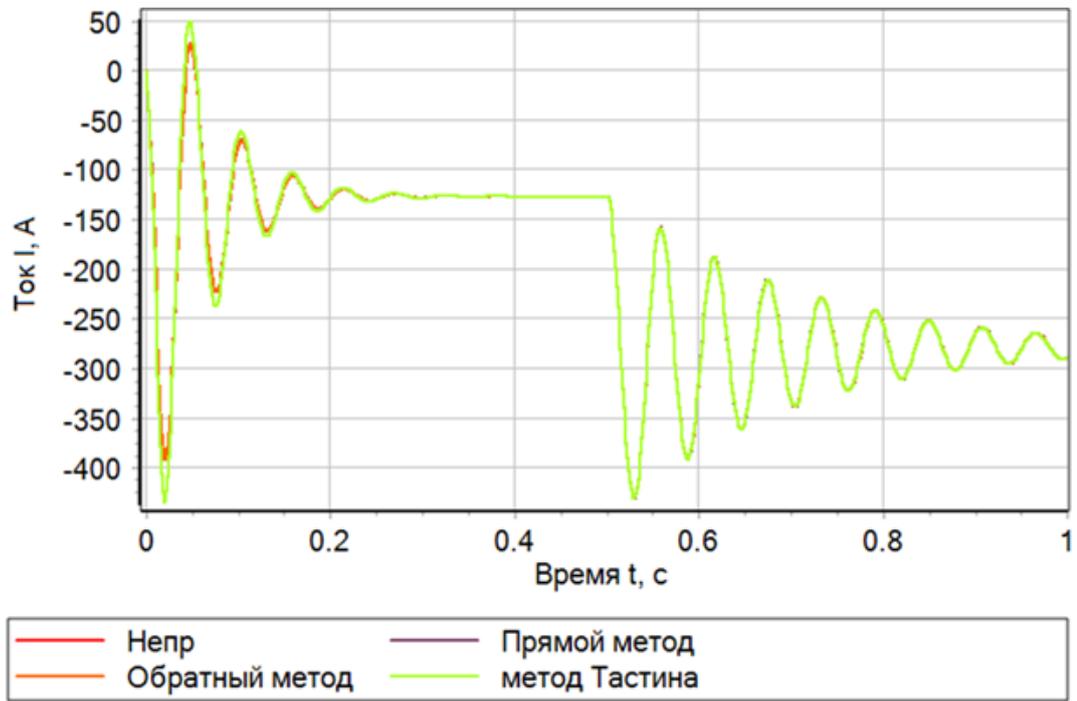
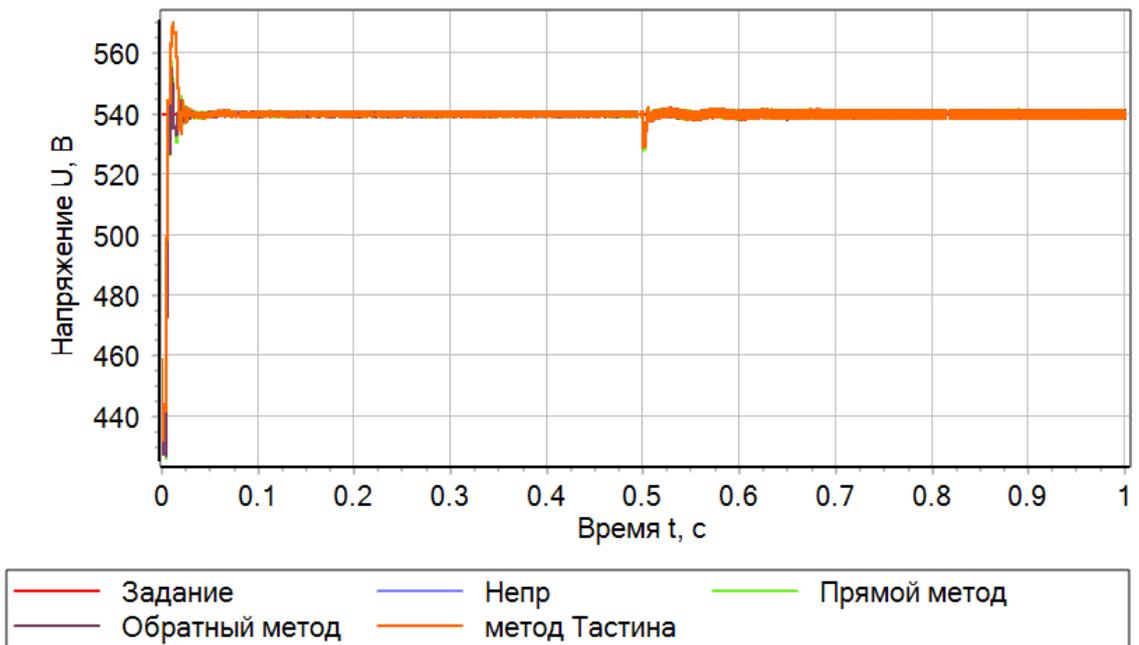


Рисунок 4.49 – Ток генератора при напряжении входа 260 В

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

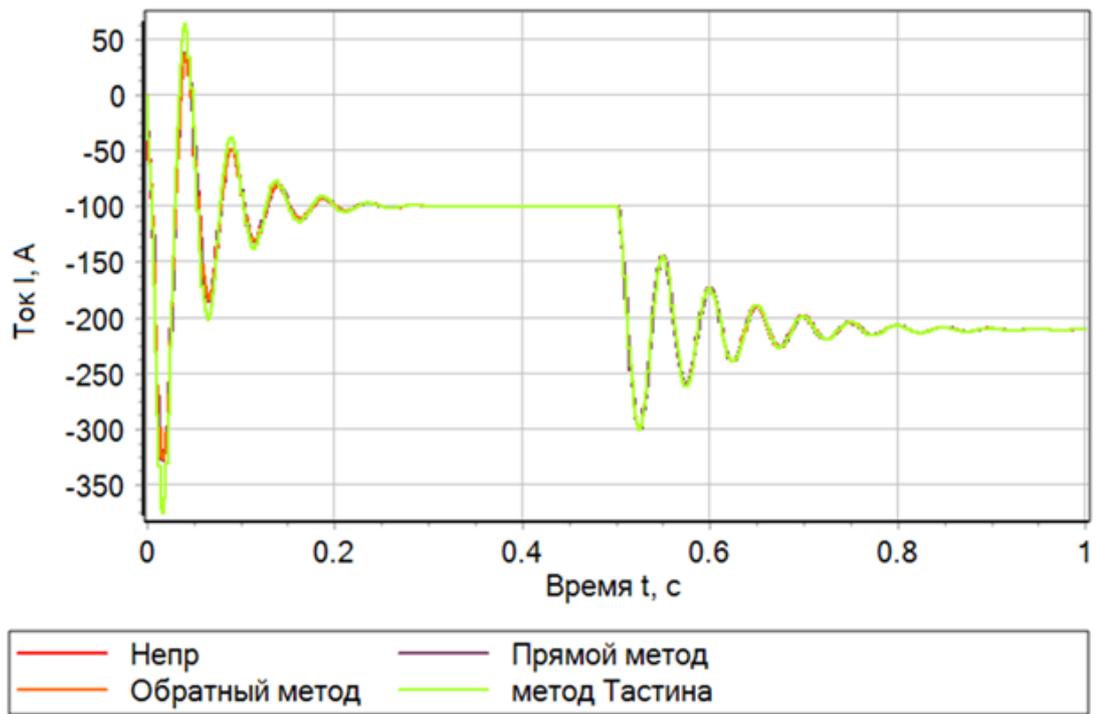
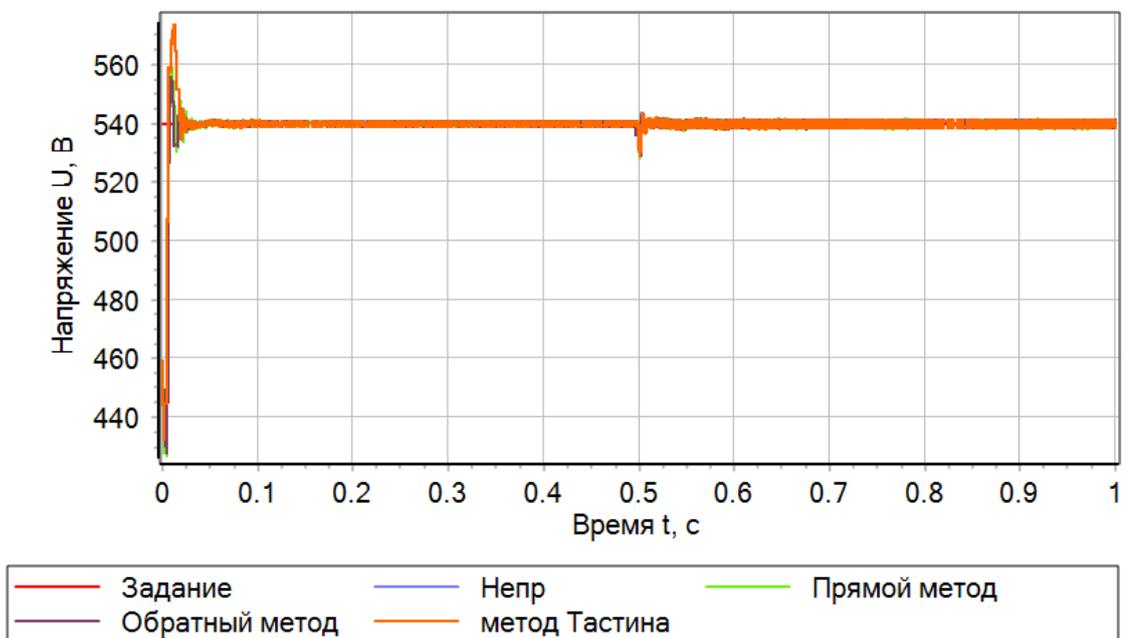


Рисунок 4.51 – Ток генератора при напряжении входа 320 В

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

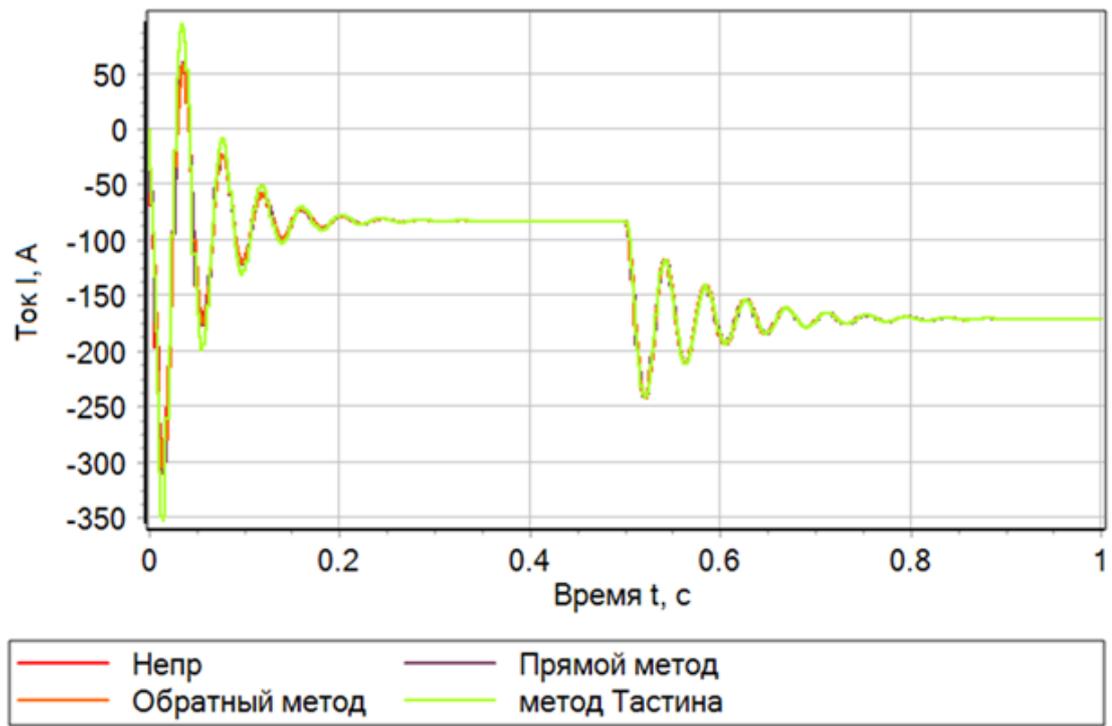
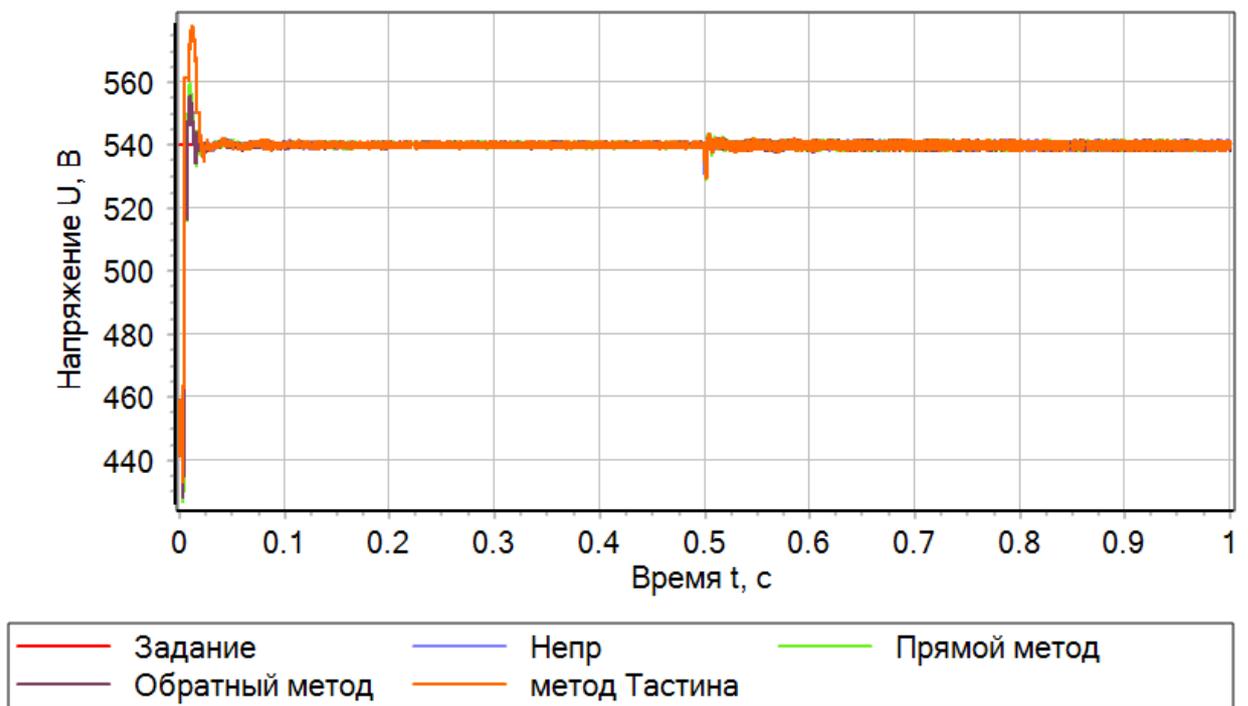


Рисунок 4.53 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

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

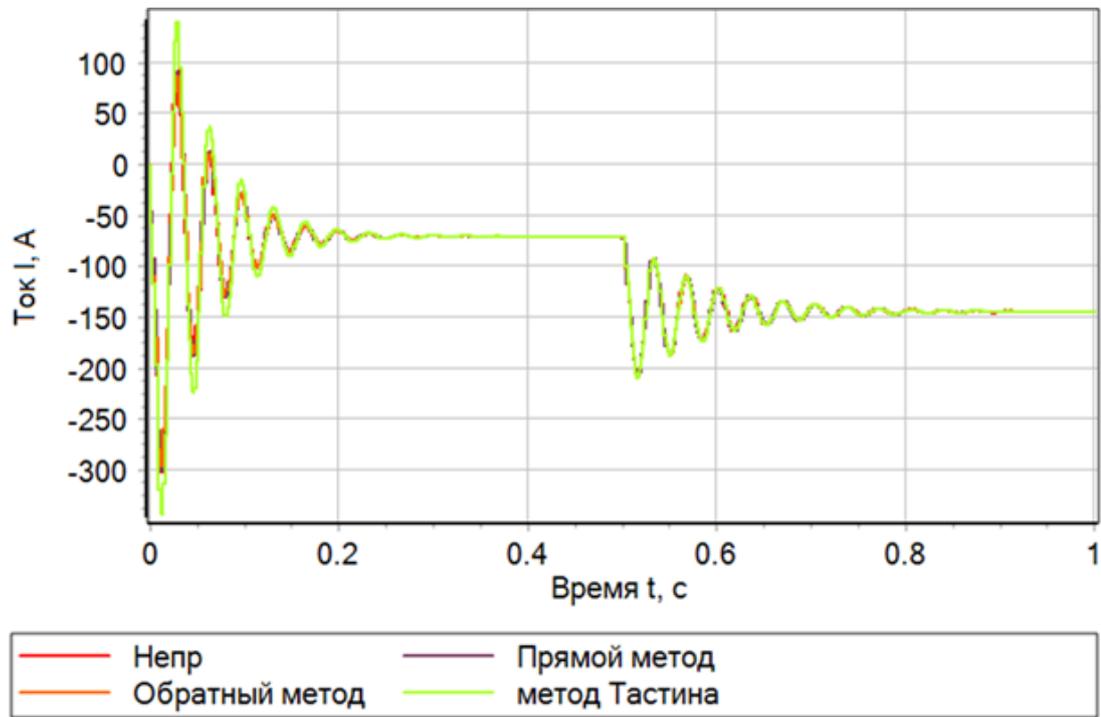


Рисунок 4.55 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Согласно рисункам 4.44 – 4.55 в системах наблюдается устойчивый процесс генерации и стабилизатор напряжения обладает аналогичным 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 при мощности 60 кВт.

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

Как видно из рисунка 4.56 данная область начинается после пунктирной линией с крестами и заканчивается на пунктирной линии с точками, а все что ниже нее относится к области неустойчивости. Так же на основании рисунка 4.56 можно заключить, что нерабочие зоны существуют только для напряжения 140 В, 200 В, 260 В, а для других значений их выделить не удалось в силу их отсутствия или малой величины, менее 0,01 коэффициента увеличения. Графики изменения во времени выходного напряжения

полупроводникового стабилизатора и тока генератора представлены на рисунках 4.57 – 4.62.

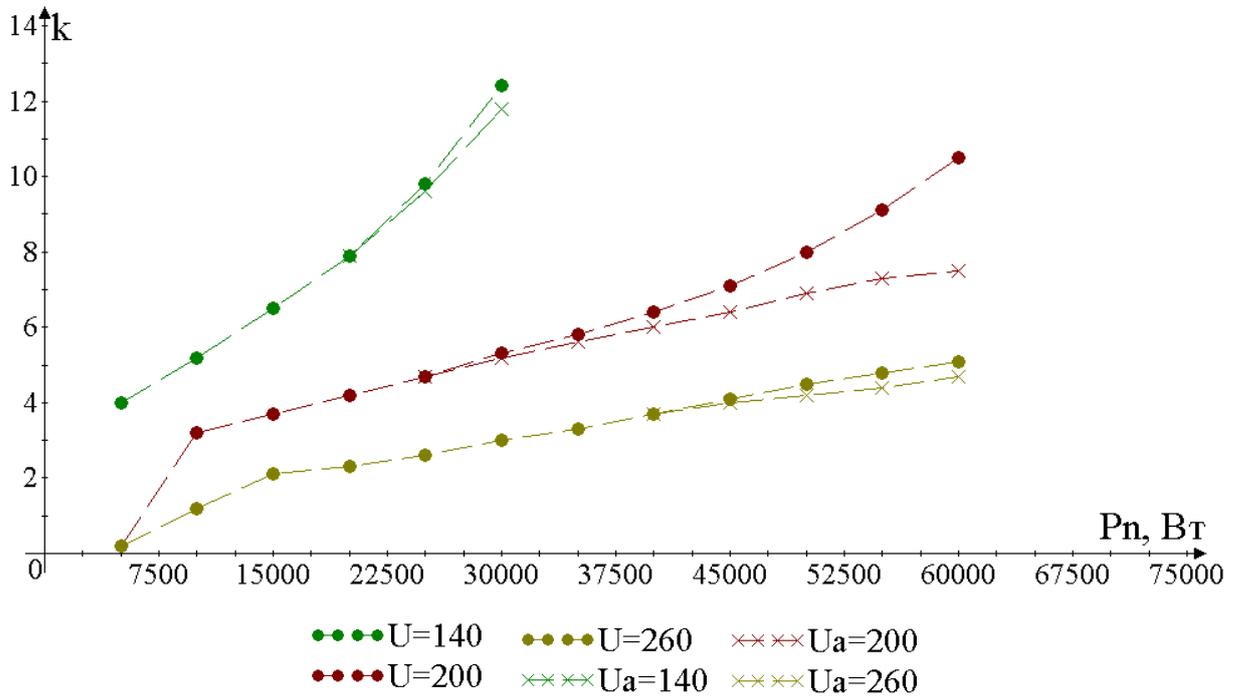


Рисунок 4.56 – Значения ёмкости для допустимых автоколебаний

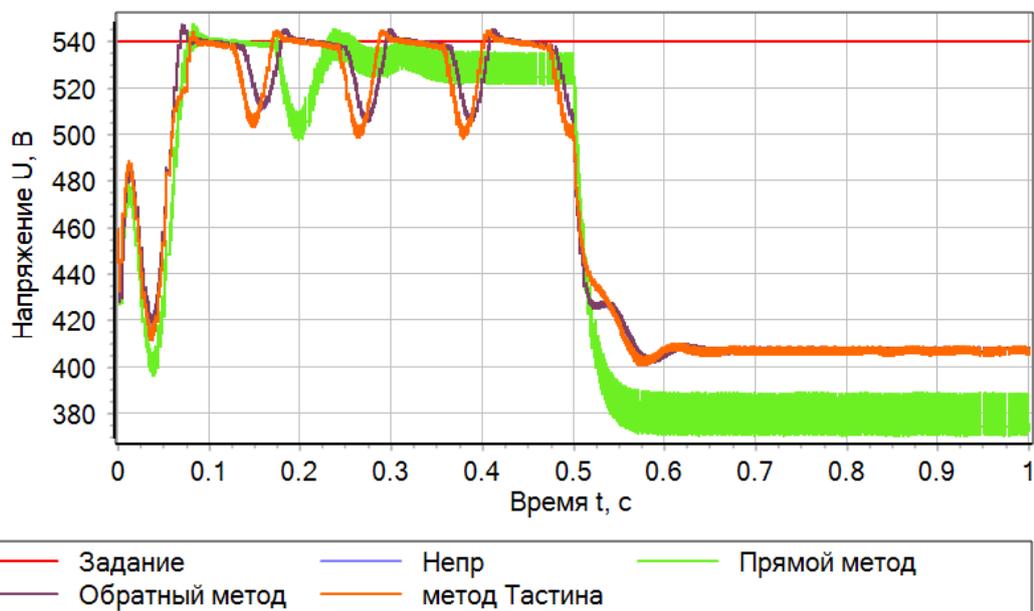


Рисунок 4.57 – Напряжение автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

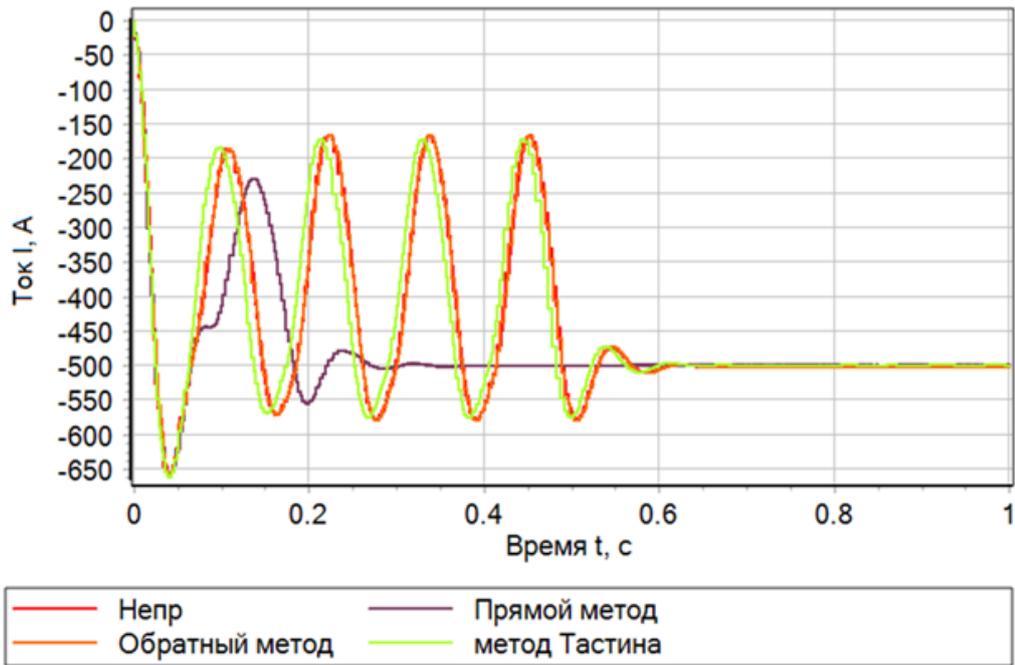


Рисунок 4.58– Ток автоколебаний генератора при напряжении входа 140 В

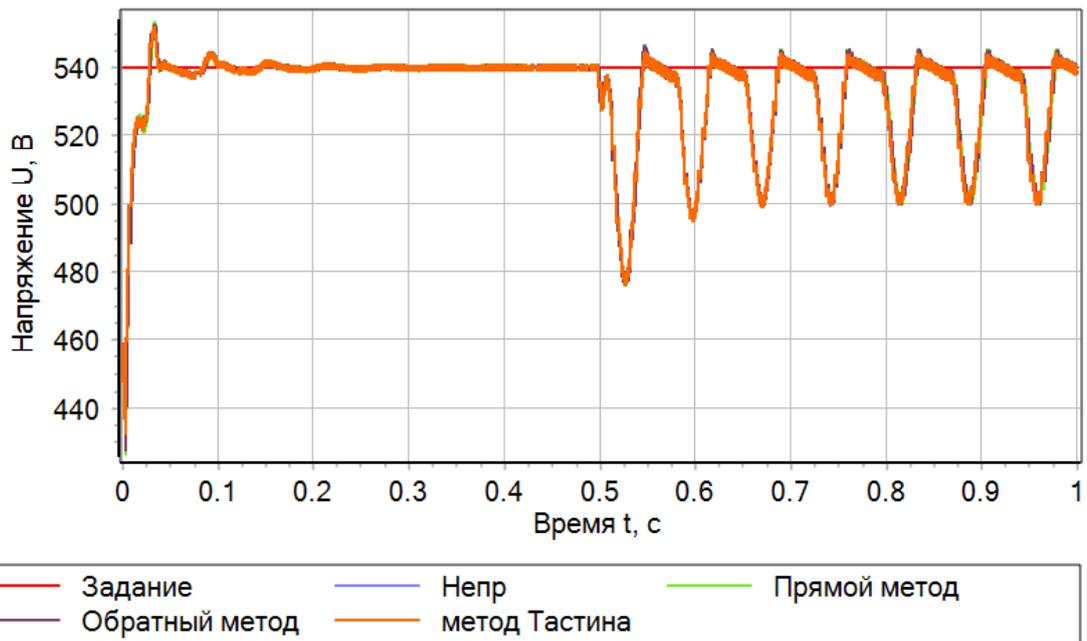


Рисунок 4.59 – Напряжение автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

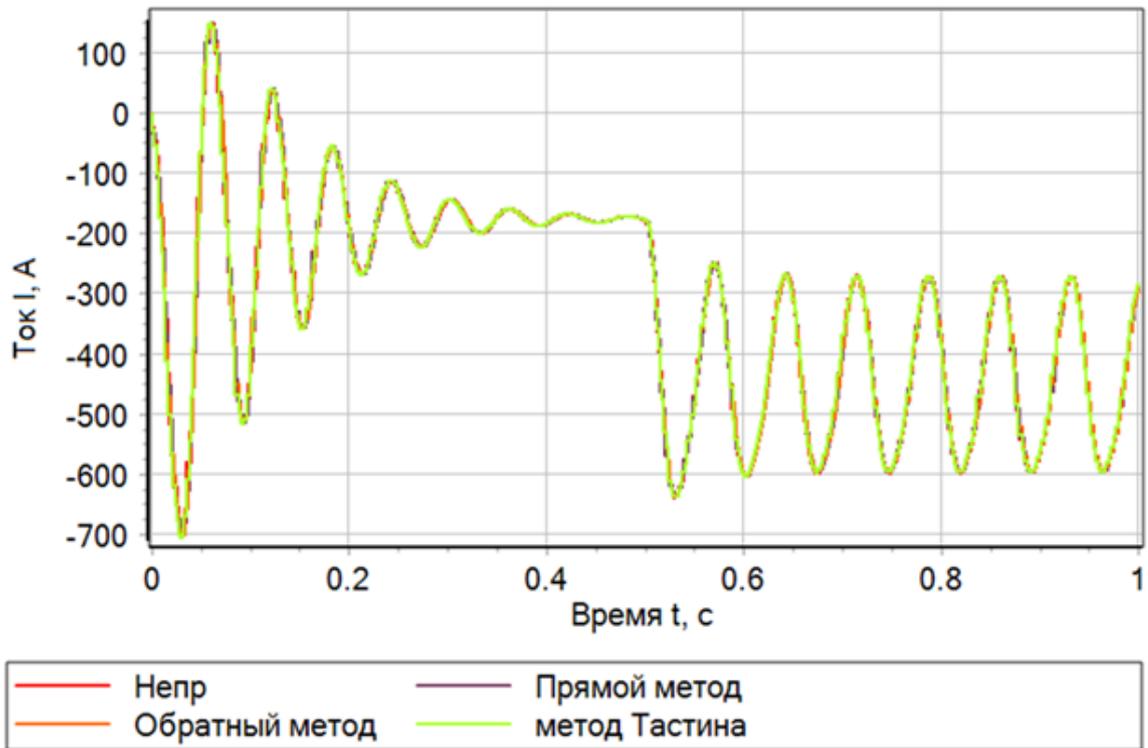


Рисунок 4.60 – Ток автоколебаний генератора при напряжении входа 200 В

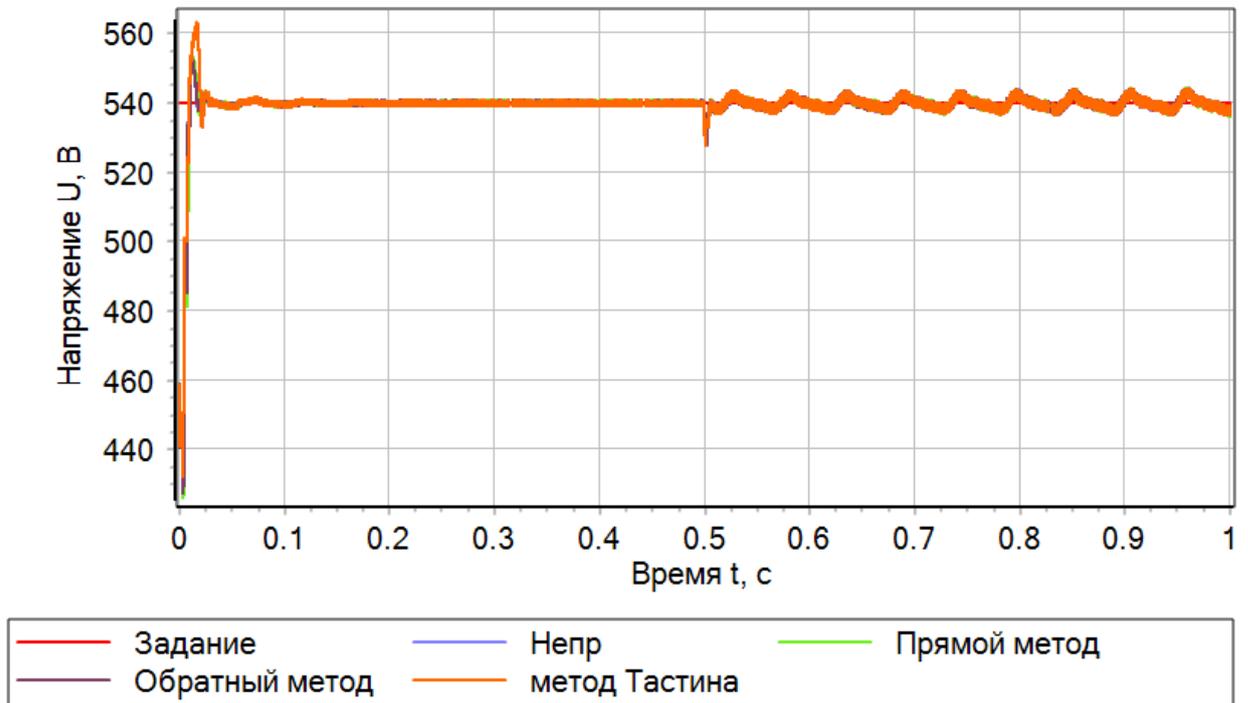


Рисунок 4.61 – Напряжение автоколебаний на выходе преобразователя при напряжении входа 260 В

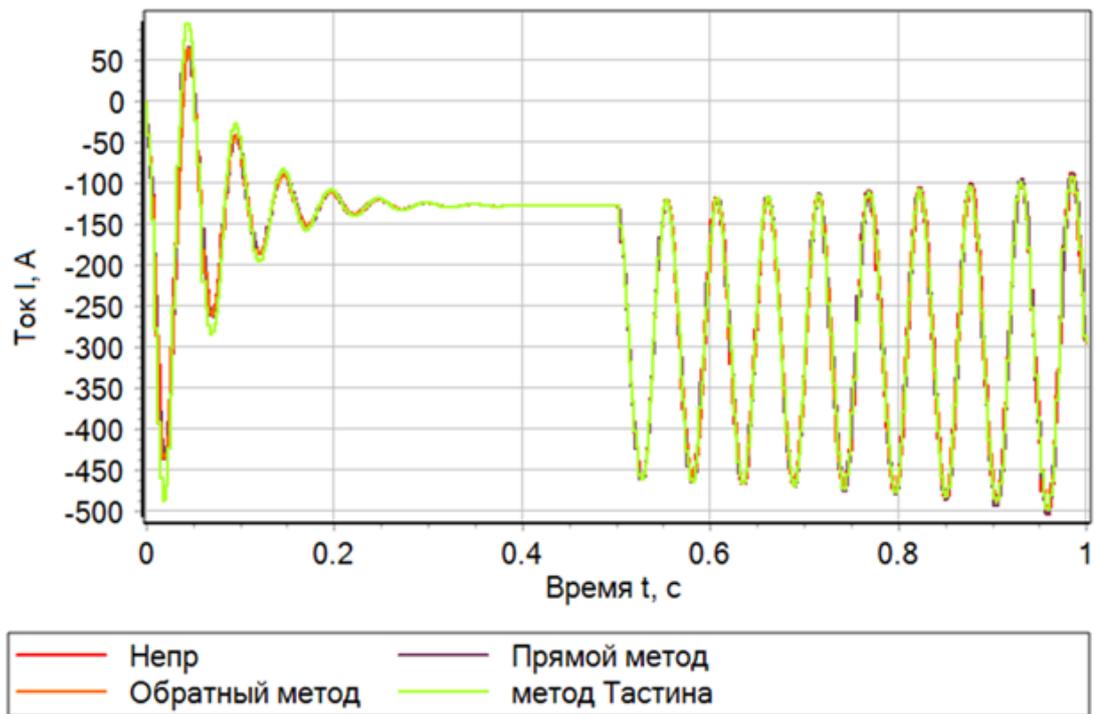


Рисунок 4.62 – Ток автоколебаний генератора при напряжении входа 260 В

Так согласно рисункам 4.57, 4.59 и 4.61, напряжения на выходе стабилизатора колеблется в 5% зоне от установившегося значения, что является допустимым, но при этом токи генератора, представленные на рисунках 4.58, 4.60 и 4.62, соответствуют аварийному режиму.

Так как увлечение ёмкости 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 параграфе 3.3.

Согласно данному алгоритму, был рассчитан ряд частот сопряжения для внешнего контура регулирования напряжения в замкнутом состоянии, изображенных на рисунке 4.63, при не превышении которых система является гарантировано устойчивой.

Результаты применения данных частот при настройке контура регулирования напряжения представлены на рисунках 4.64 – 4.75

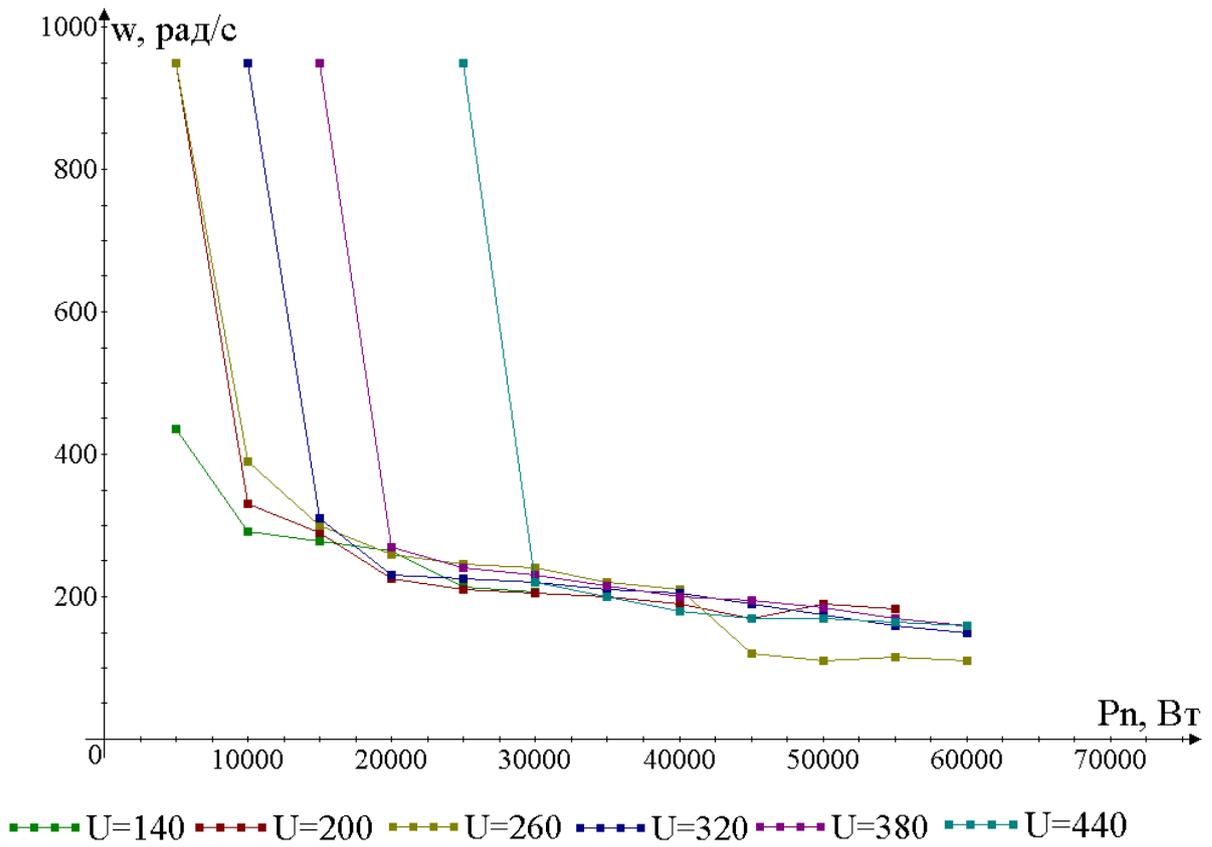


Рисунок 4.63 – Допустимые частоты сопряжения контура регулирования напряжения

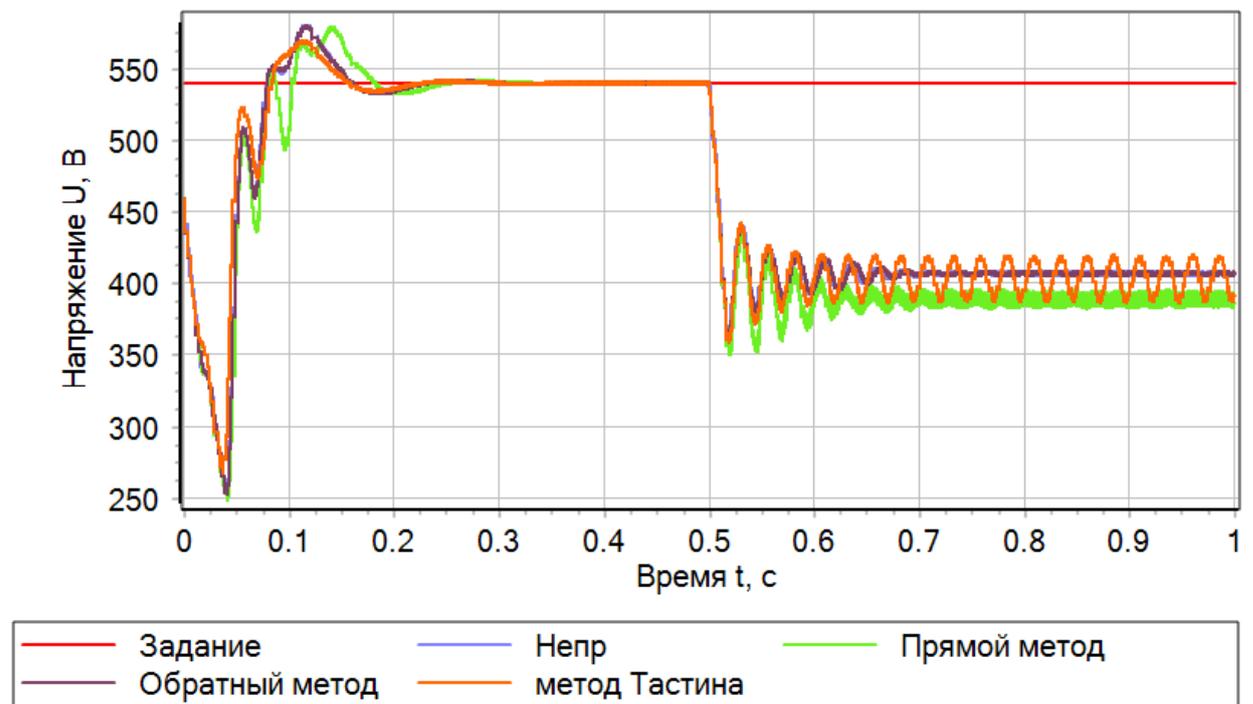


Рисунок 4.64 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 140 В

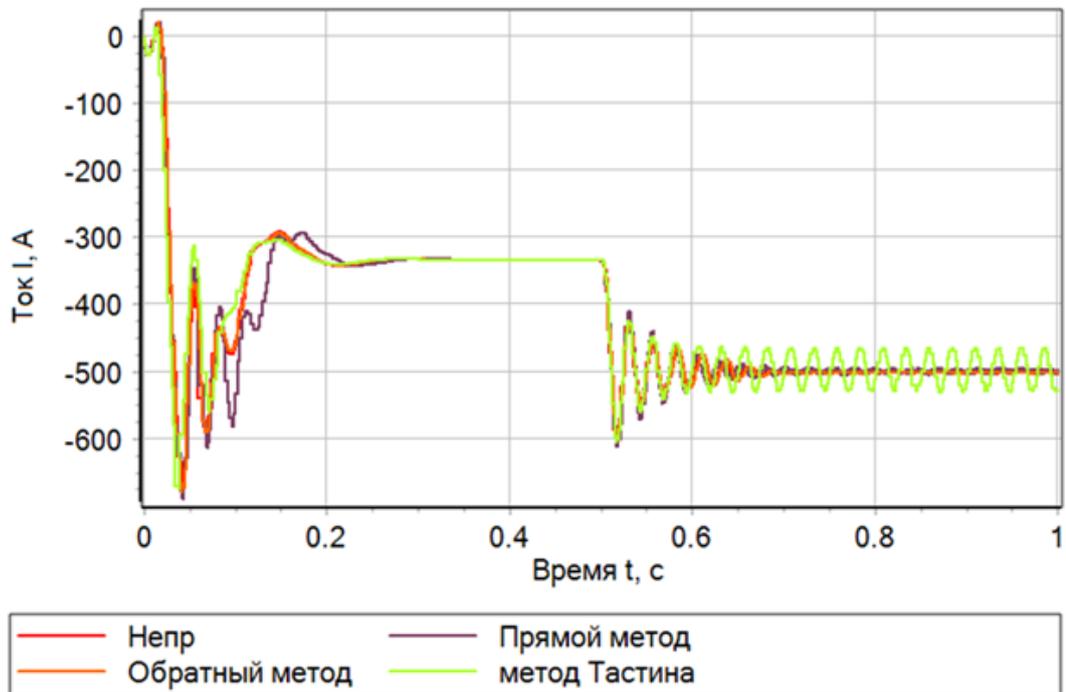


Рисунок 4.65 – Ток генератора при напряжении входа 140 В

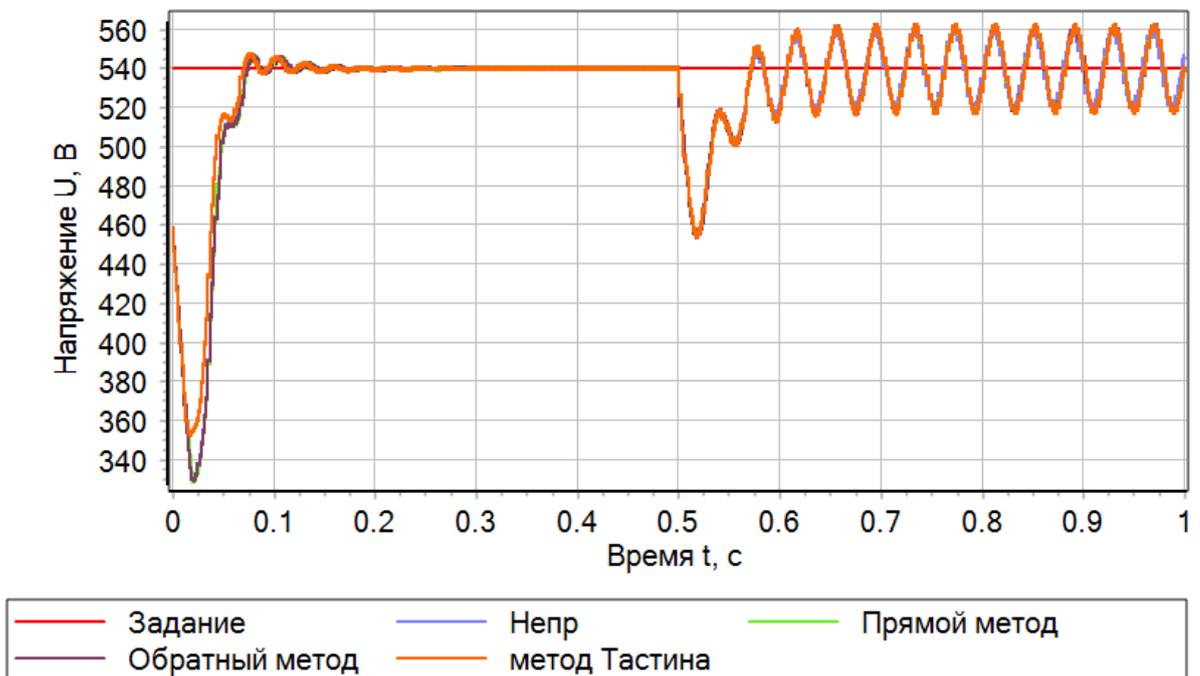


Рисунок 4.66 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 200 В

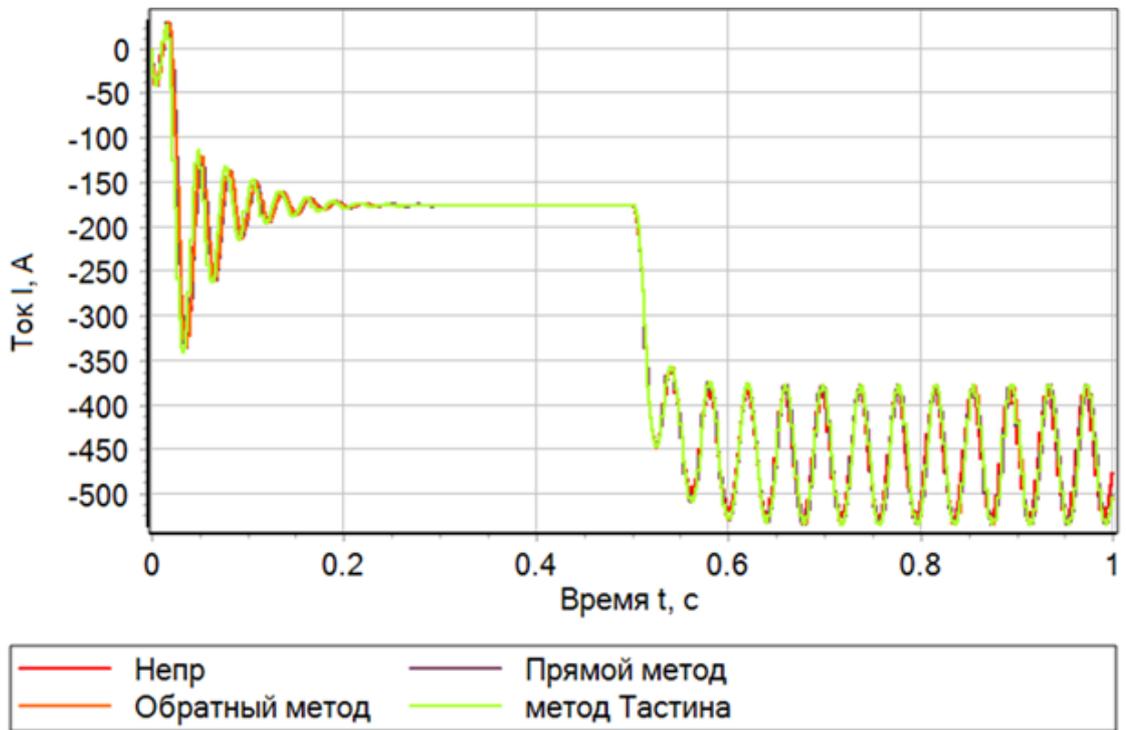
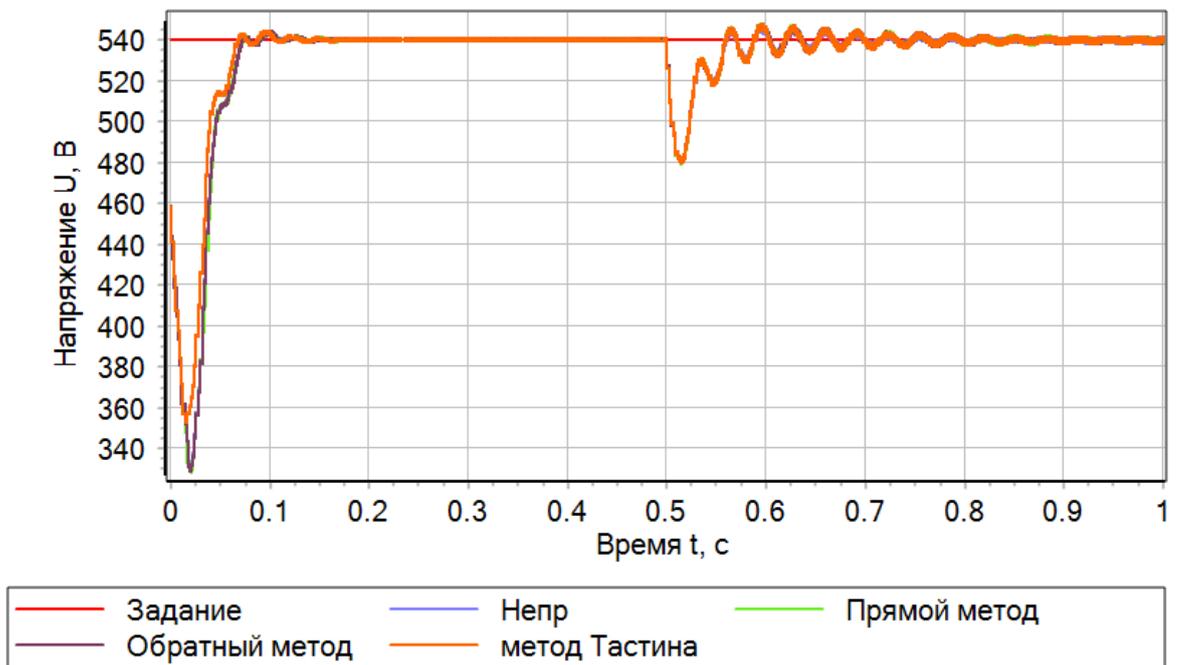


Рисунок 4.67 – Ток генератора при напряжении входа 200 В

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

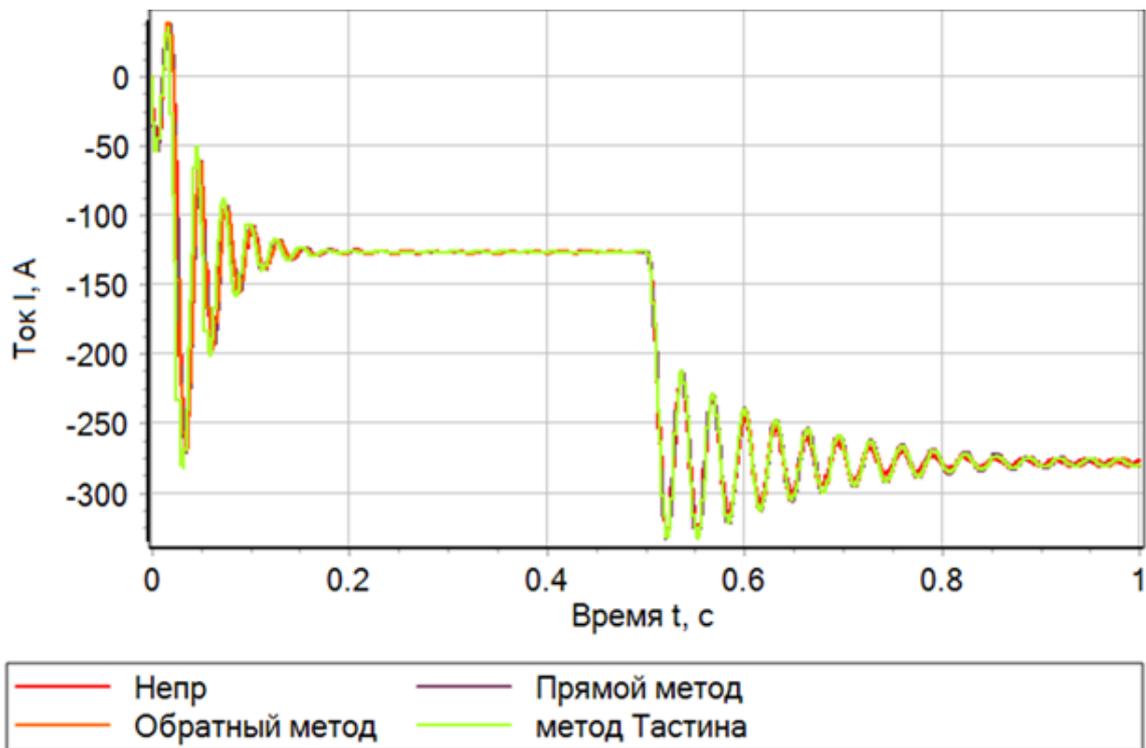


Рисунок 4.69 – Ток генератора при напряжении входа 260 В

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

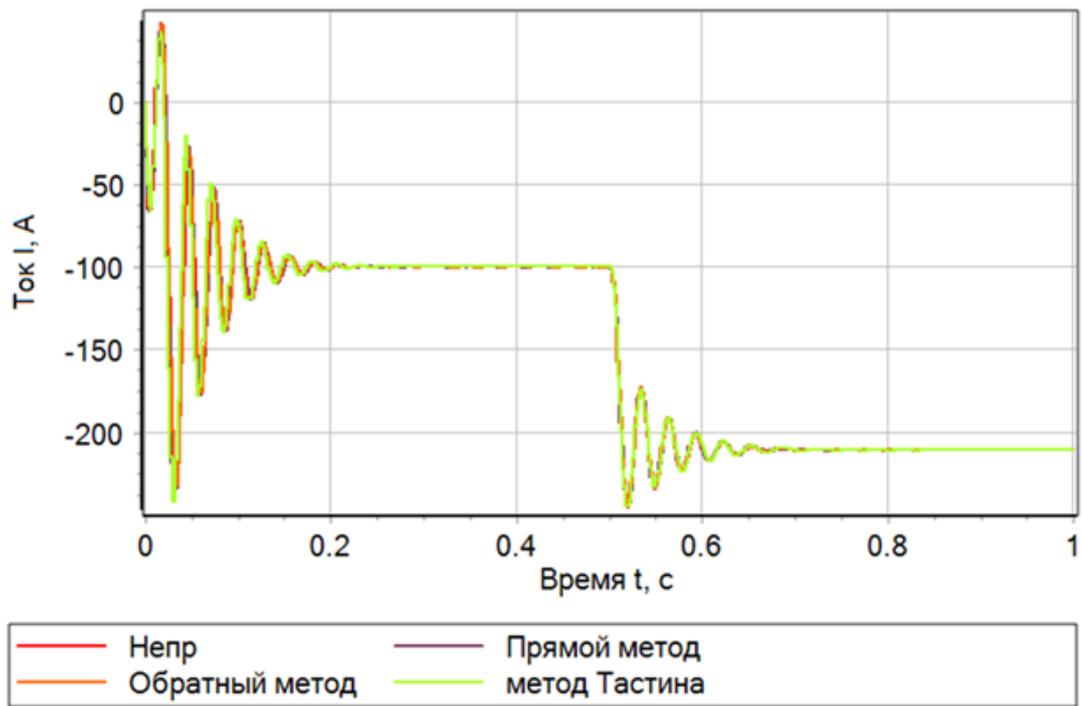


Рисунок 4.71 – Ток генератора при напряжении входа 320 В

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

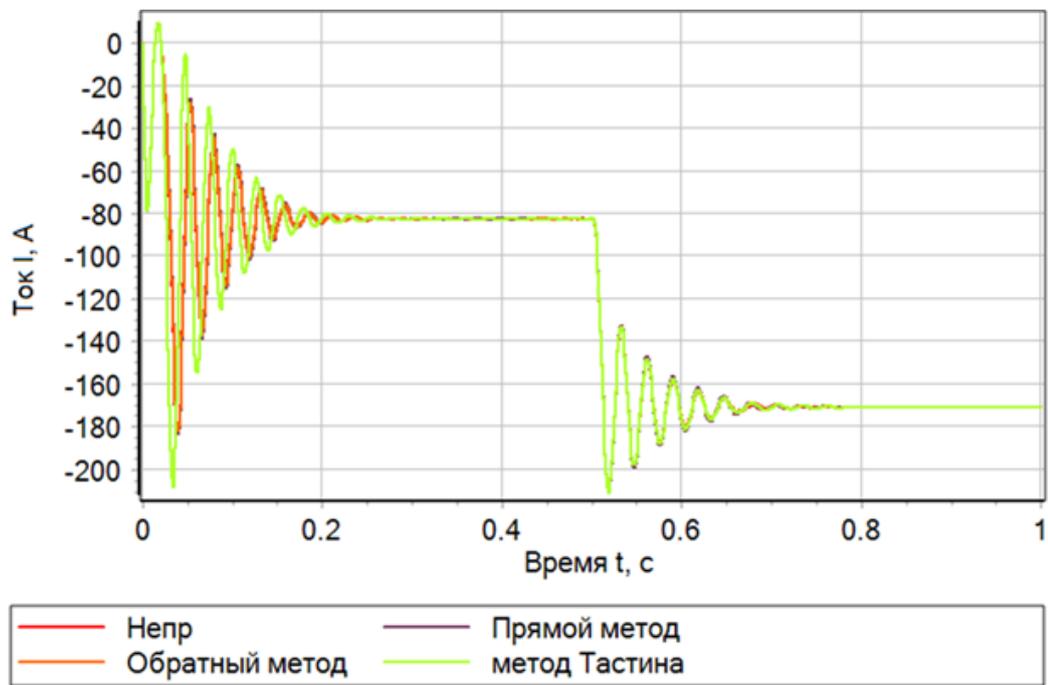
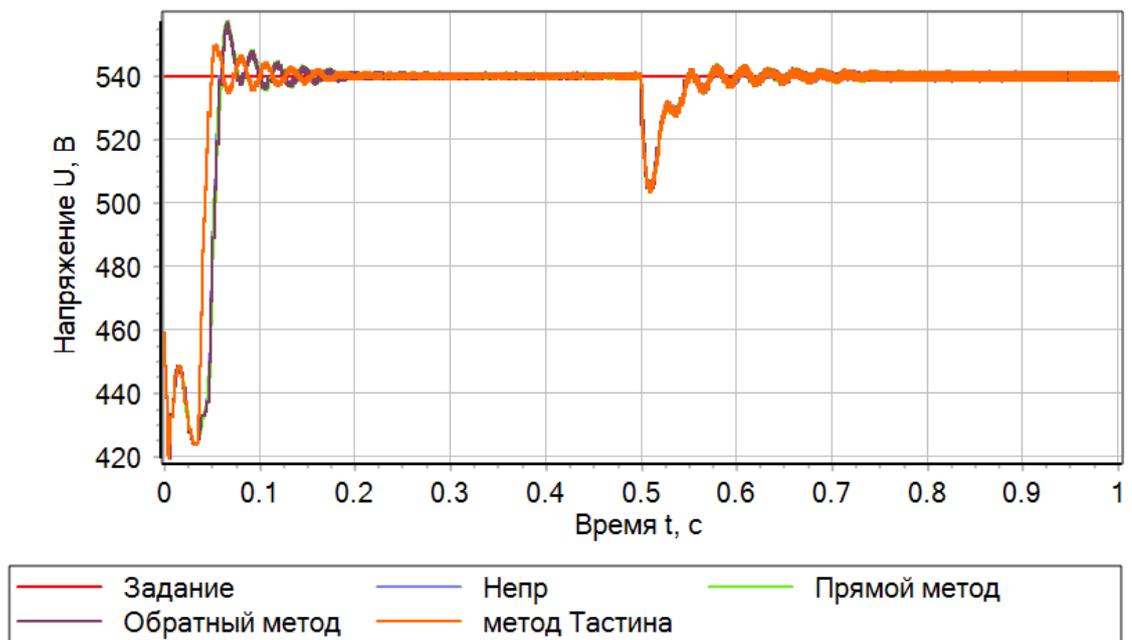


Рисунок 4.73 – Ток генератора при напряжении входа 380 В

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

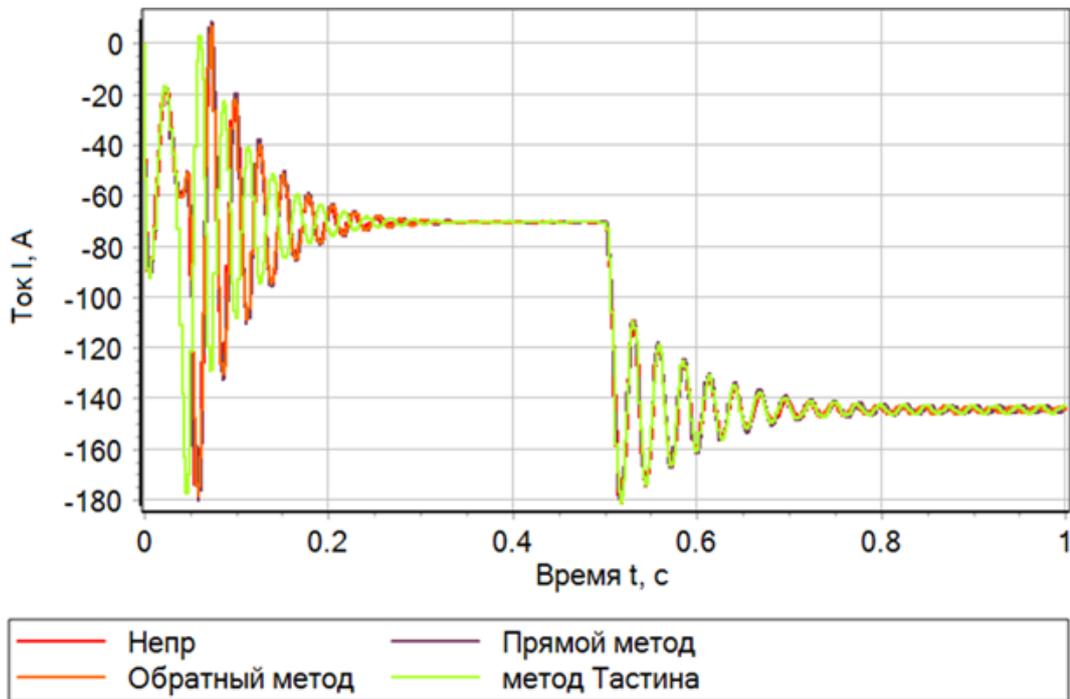


Рисунок 4.75 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

Как видно из рисунков 4.64 – 4.75, благодаря алгоритмическому методу удалось обеспечить устойчивое функционирование электротехнического комплекса при ёмкости входного фильтра 6000 мкФ с незначительной потерей быстродействия, не более 10% от аналогичного показателя системы с идеальным источником напряжения.

Также как и в случае с добавочной ёмкостью существует область допустимых автоколебаний, изображенная на рисунке 4.76, при которых ошибка регулирования находится в 5% 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.

Из представленных выше результатов моделирования можно сделать вывод, что повышающий силовой стабилизатор напряжения при подключении к активно-индуктивному источнику энергии с противо-ЭДС является неустойчивым, что подтверждает выводы, сделанные ранее в третьей главе. Также, опираясь на алгоритмический и схемотехнический методы повышения устойчивости удалось обеспечить стабильную работу системы

электроснабжения как за счет воздействия на величину ёмкости входного фильтра, так и путем изменения частоты сопряжения внешнего контура регулирования напряжения.

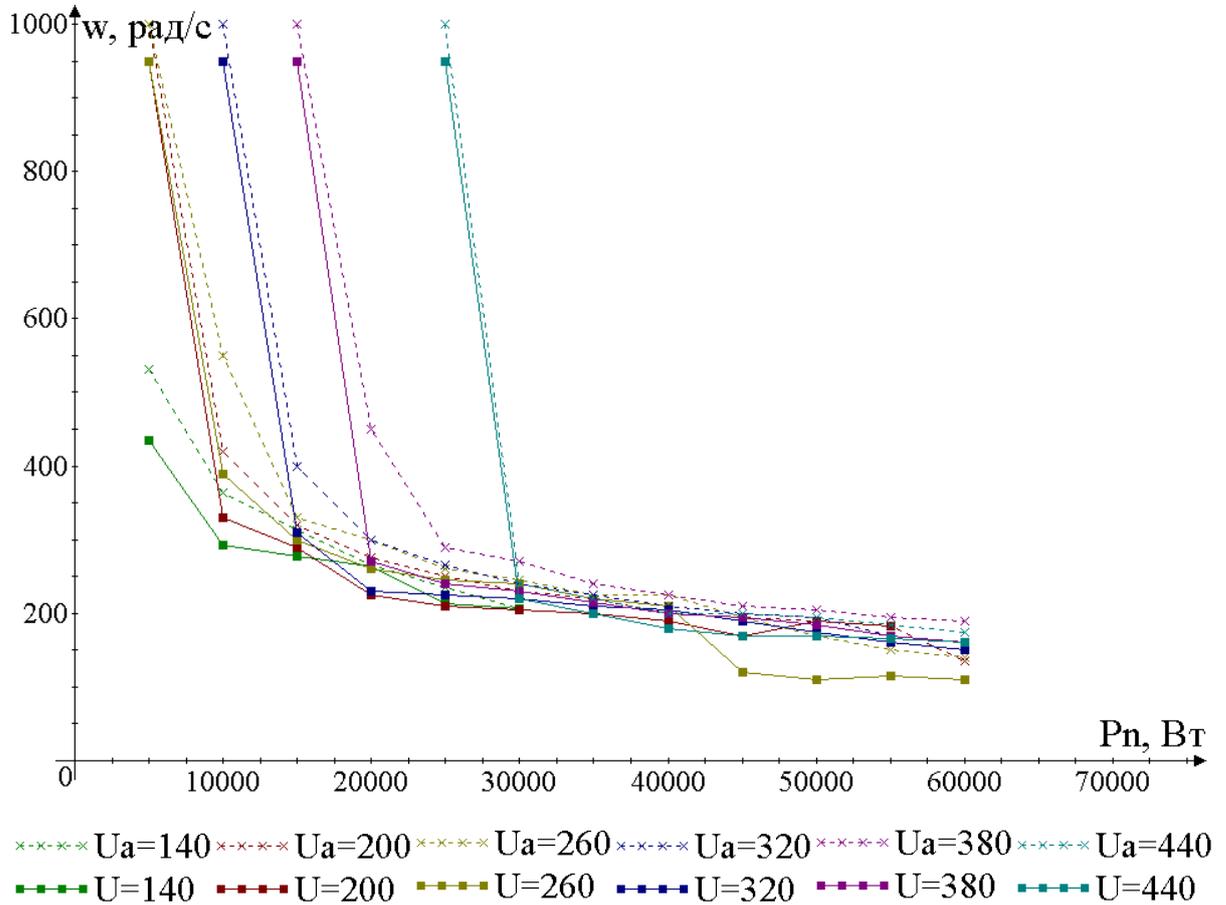


Рисунок 4.76– Зона устойчивых автоколебаний при разных частотах сопряжения контура напряжения системы управления

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

В данном разделе выполним моделирование 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 регулятора. Моделирование производилось при допущении о постоянстве частоты вращения

электрической машины, которая эквивалентна ЭДС величиной 540 В, при ступенчатом приращении напряжения задания каждые 1 секунды 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.

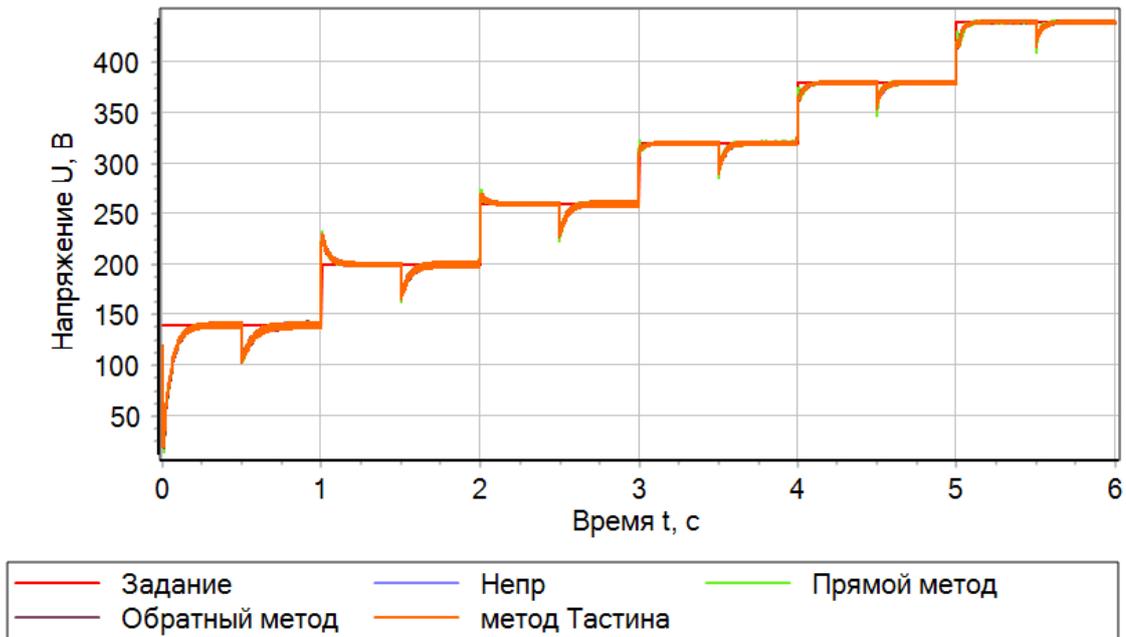


Рисунок 4.78 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 540 В

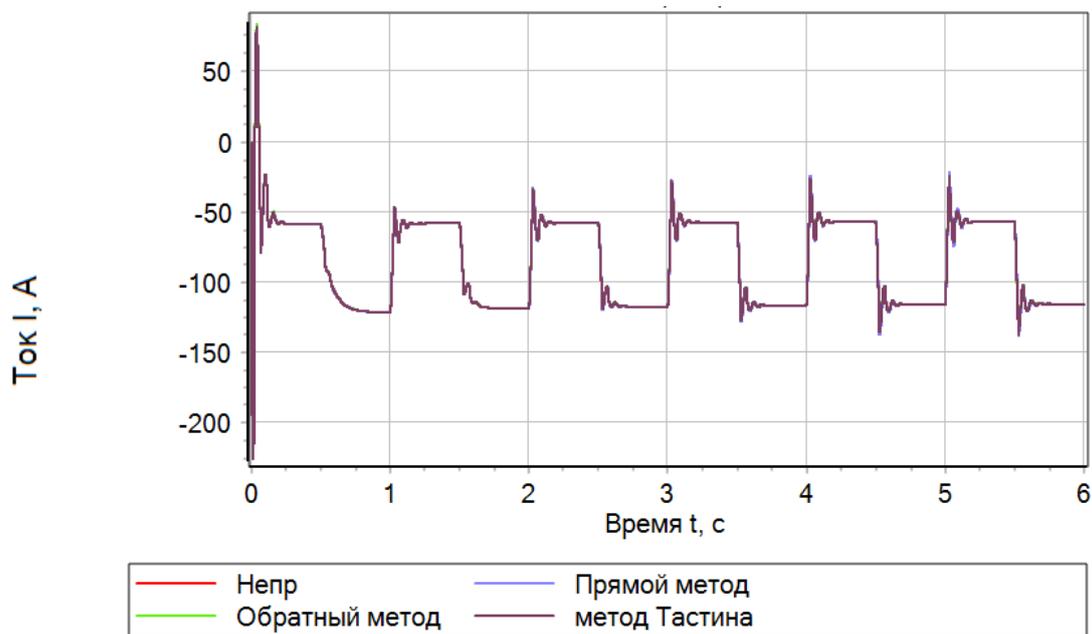


Рисунок 4.79 – Ток генератора при напряжении входа 540 В

Как видно из результатов моделирования, напряжения на выходе стабилизатора и ток генератора устойчивые, 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 440 В, которое иллюстрируется рисунками 4.80 и 4.81.

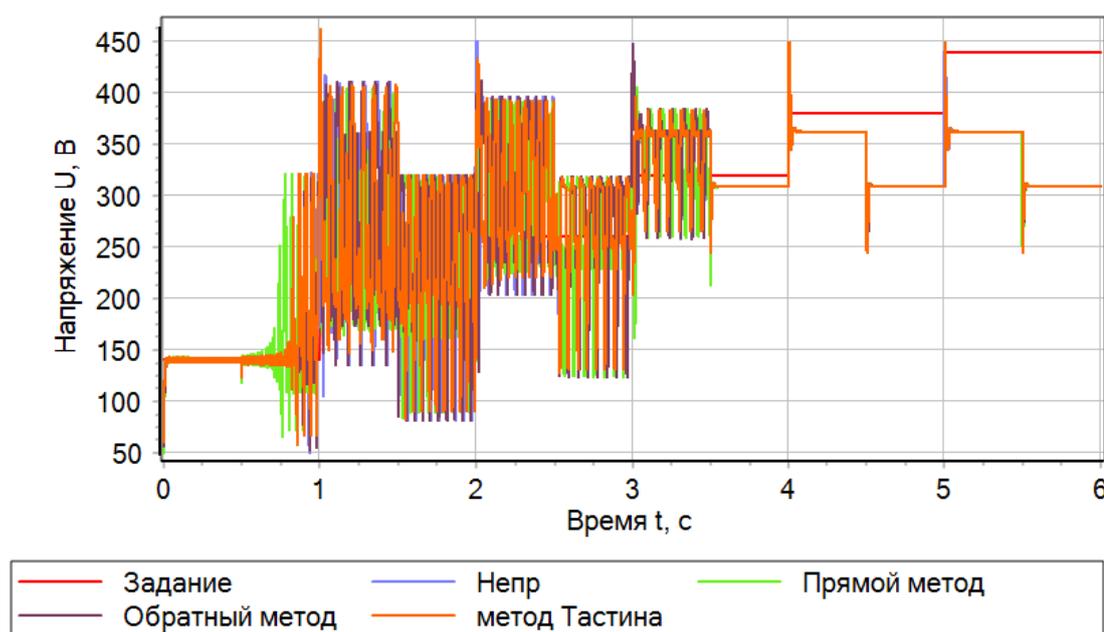


Рисунок 4.80 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В

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

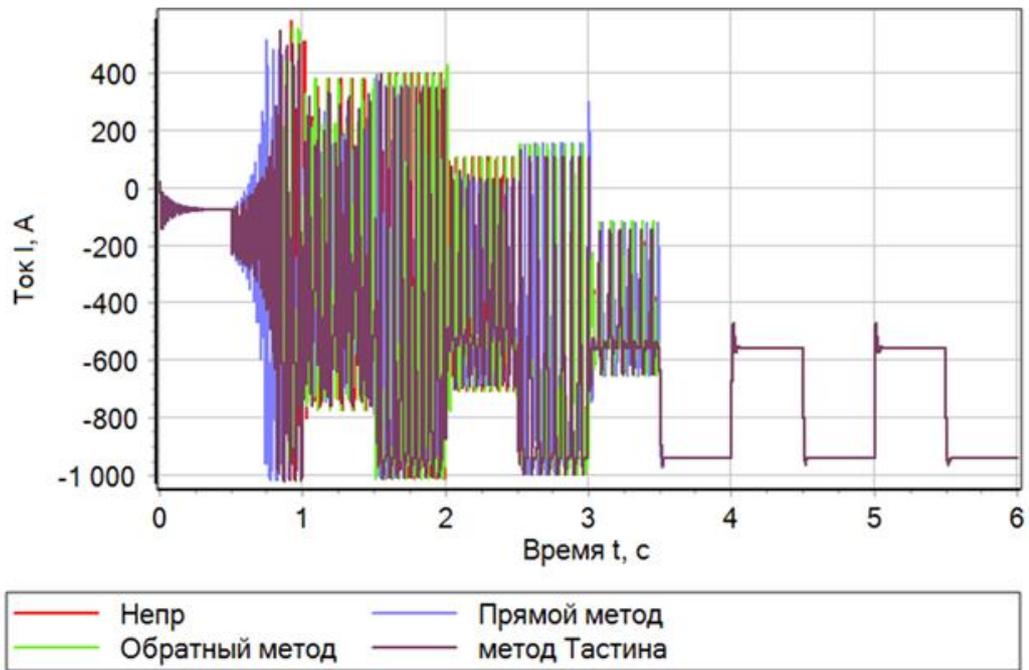


Рисунок 4.81 – Ток генератора при напряжении входа 440 В

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

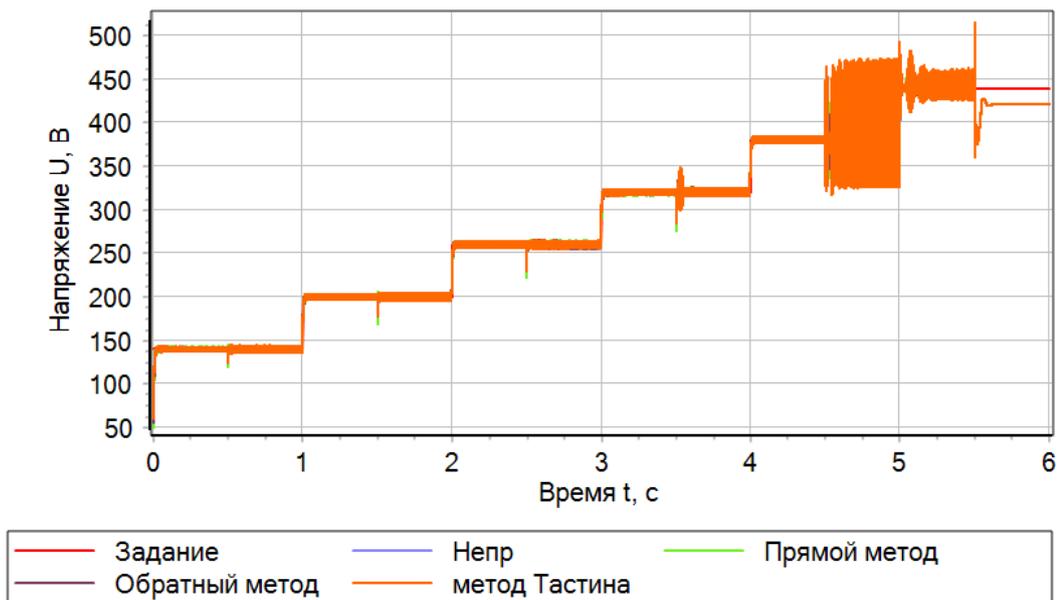


Рисунок 4.82 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении входа 440 В и с коррекцией ёмкости

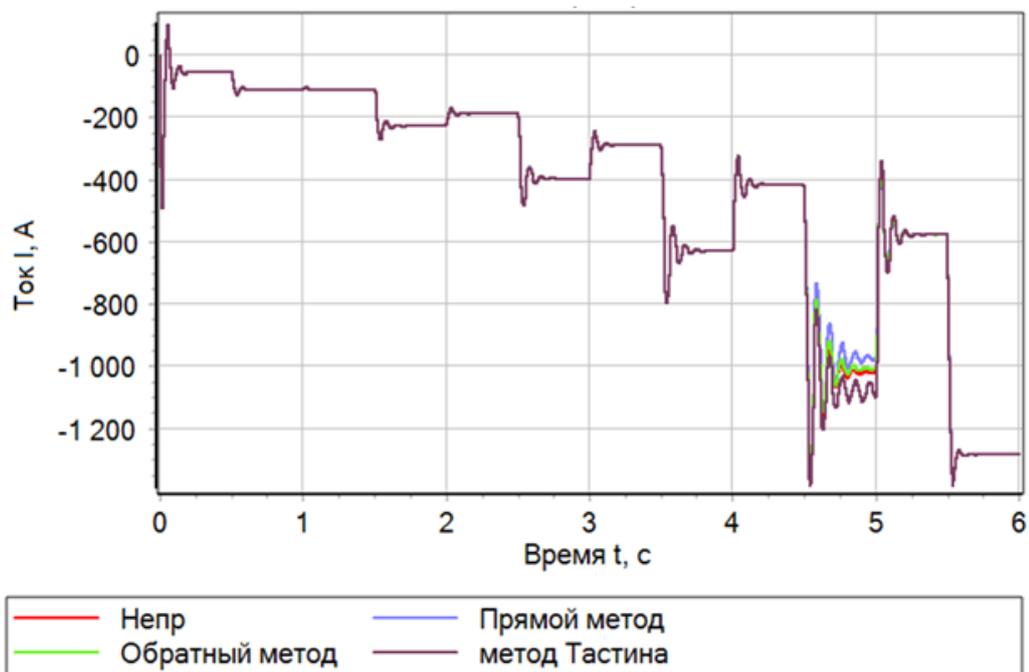


Рисунок 4.83 – Ток генератора при напряжении входа 440 В и с коррекцией ёмкости

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

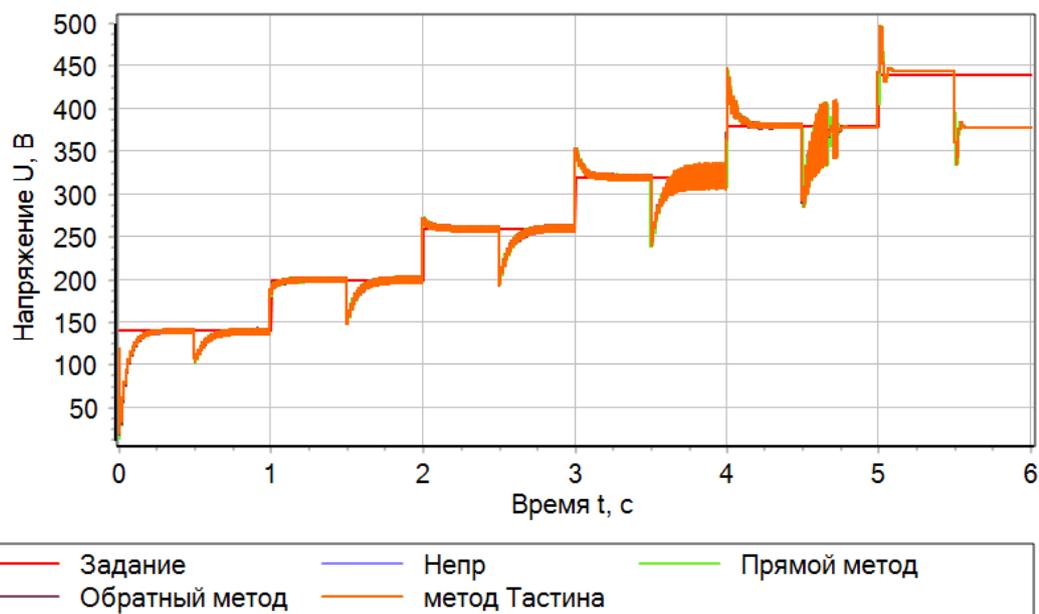


Рисунок 4.84 – Напряжение на выходе преобразователя при напряжении

входа 440 В и с частоты сопряжения

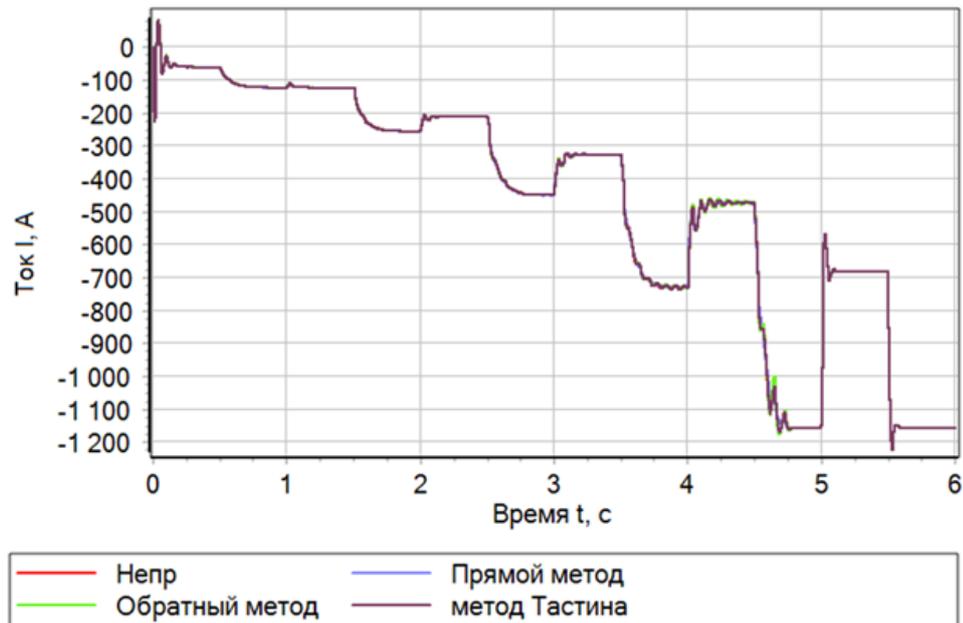


Рисунок 4.85 – Ток генератора при напряжении входа 440 В и с частоты сопряжения

Аналогичные результаты моделирования с подстройкой частоты сопряжения внешнего контура регулирования напряжения 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 удастся обеспечить устойчивость режима генерации электрической энергии.

4.3.3 Преобразователя 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 непосредственно связано с величиной напряжения на входе силового преобразователя. На начальном этапе полагаем, что исходное напряжение на входе 140 В и мощность нагрузки

равна половине номинальной. Далее, через полцикла, происходит скачкообразный переход на полную нагрузку, после чего в момент окончания цикла происходит увеличение выходного напряжения на 60 В с последующим сбросом нагрузки до половины номинальной мощности с последующим повторением цикла.

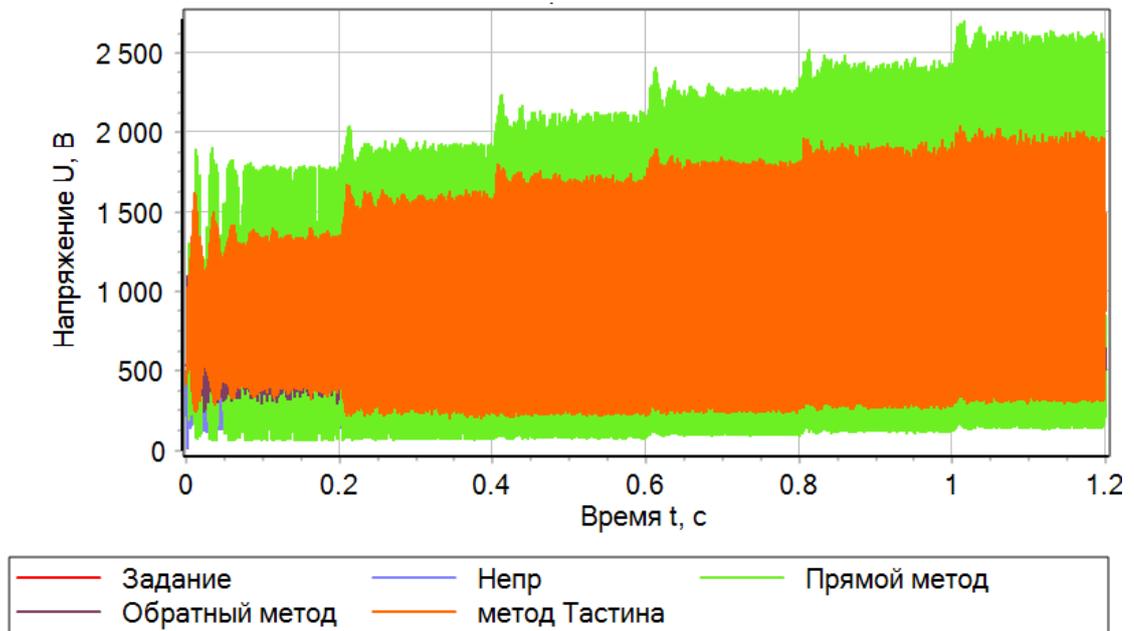


Рисунок 4.186 – Напряжение на выходе преобразователя

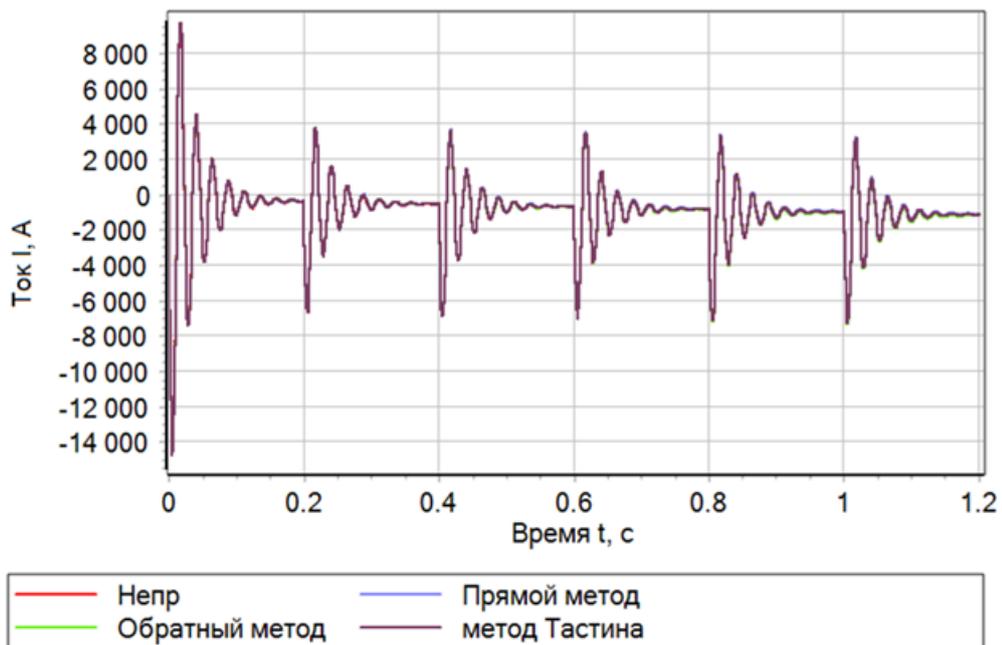


Рисунок 4.87 – Ток генератора при начальном напряжении на выходе

Из рисунка 4.86 видно, что все алгоритмы управления не обеспечивают желаемую ошибку регулирования в окрестности 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, не допустимое по условиям эксплуатации.

Для коррекции данных режимов работы электротехнического комплекса воспользуемся методикой, предложенной в главе 3, которая позволяет за счет коррекции ёмкости или частоты сопряжения контура регулирования напряжения обеспечить качественное процессом электропитания нагрузки.

Первый вариант соответствует увеличению входной емкости фильтра силового преобразователя и показан на рисунках 4.90 и 4.91.

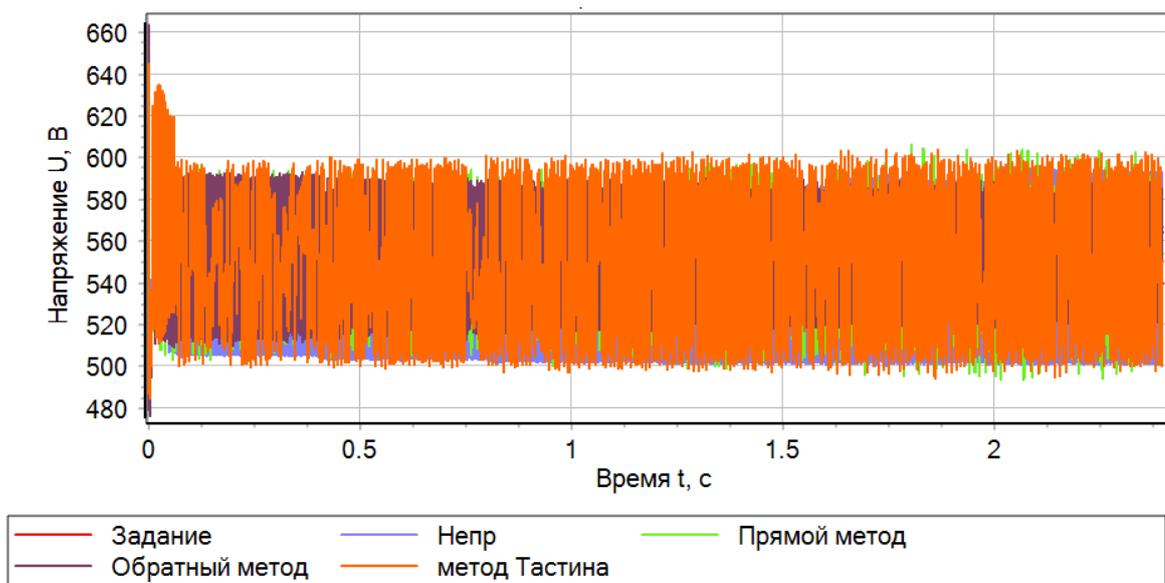


Рисунок 4.90 – Напряжение на выходе преобразователя при коррекции ёмкости входного фильтра

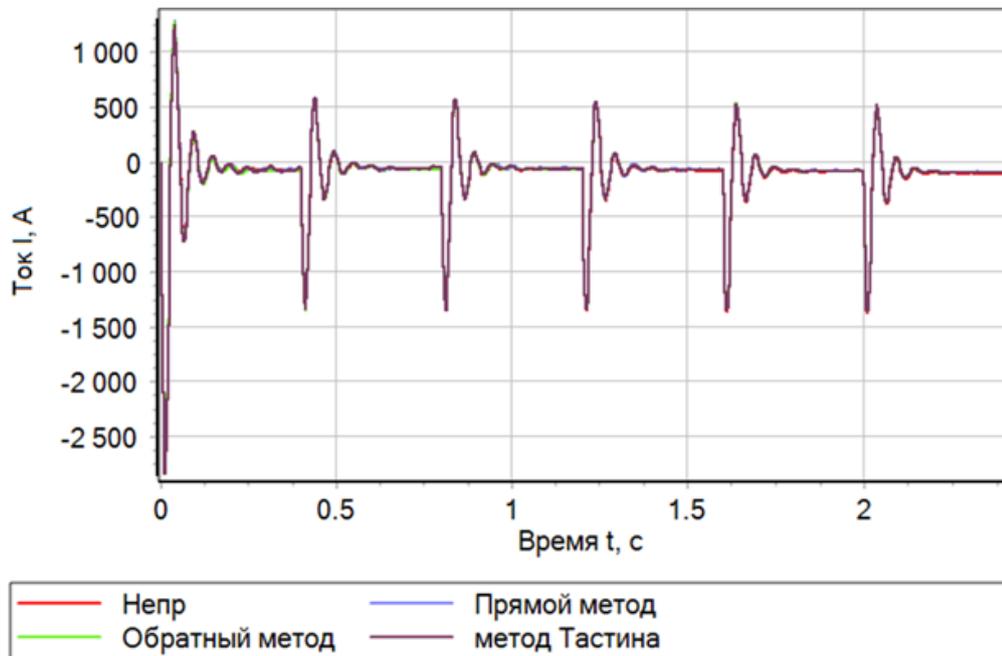


Рисунок 4.91 – Ток генератора при коррекции ёмкости входного фильтра

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

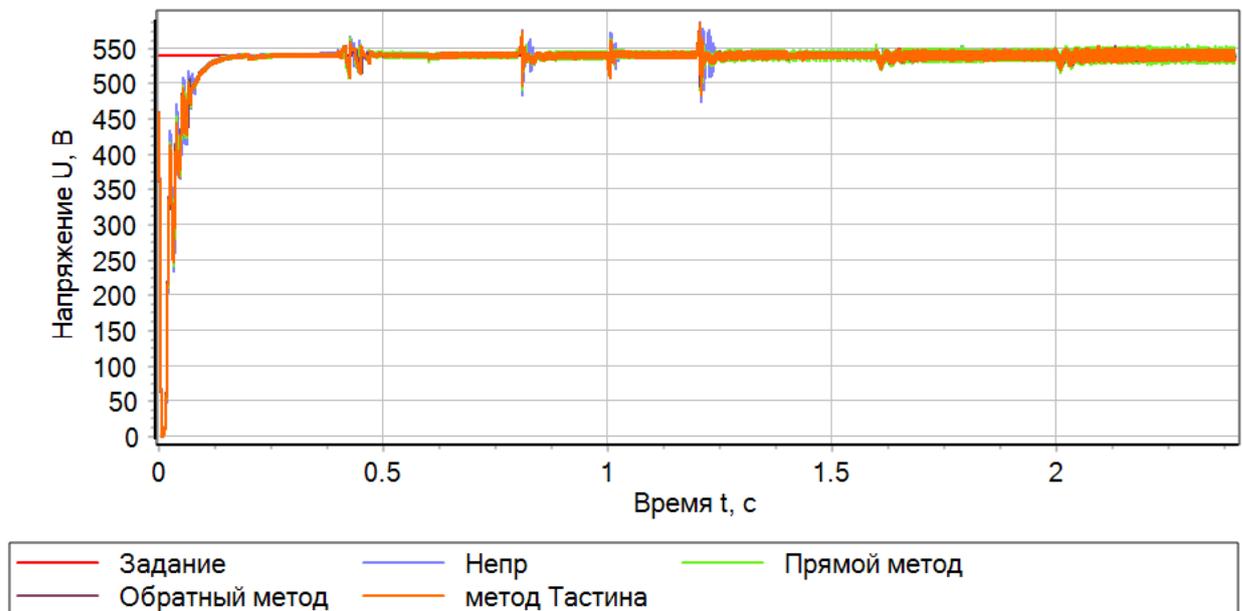


Рисунок 4.92 – Напряжение на выходе преобразователя при коррекции ёмкости входного фильтра

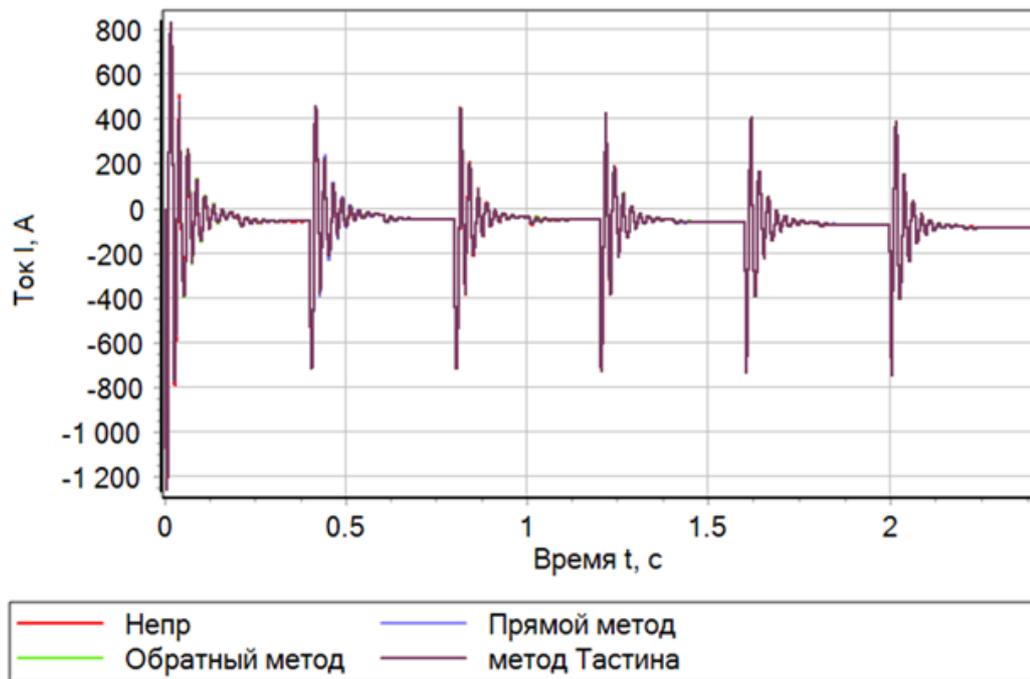


Рисунок 4.93 – Ток генератора при коррекции ёмкости входного фильтра

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

Для подтверждения работоспособности и корректности синтезированных алгоритмов управления DC-DC силовыми преобразователями и способов повышения устойчивости системы электроснабжения потребителя было принято решения 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 программной среде *SimInTech*. В качестве моделируемого объекта в реальном времени выступает электротехнический комплекс электроснабжения автономного потребителя.

Стенд для НІЛ для экспериментальных исследований, внешний вид которого показан на рисунке 4.98, представляет из себя 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)*.

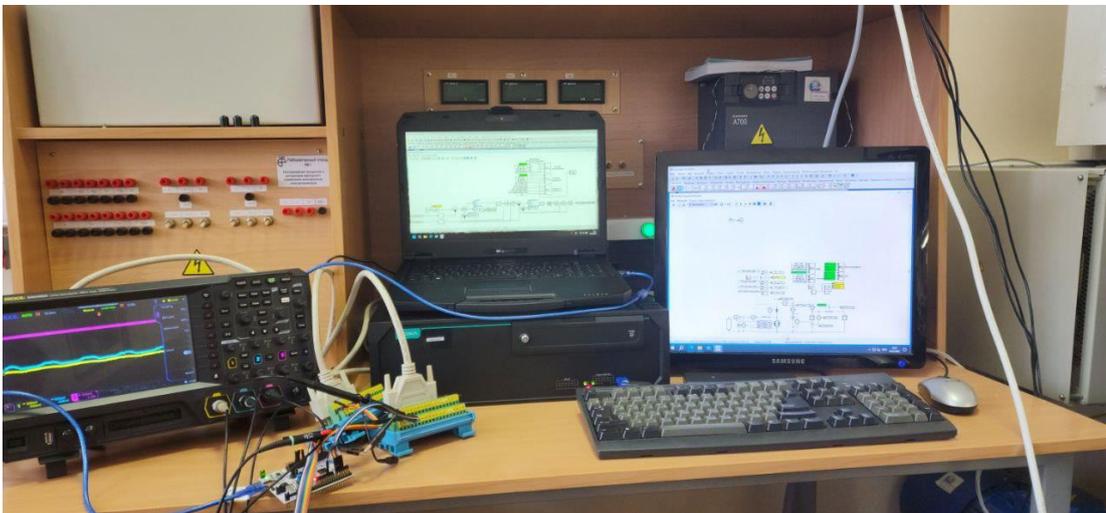


Рисунок 4.98 – Стенд для НІЛ моделирования

Результаты эксперимента для повышающего преобразователя представлены на рисунке 4.99.

Как видно из рисунка 1.99, результаты эксперимента подтверждают результаты моделирования.

По такому же принципу были проведены экспериментальные исследования режимов работы системы электроснабжения с понижающим и двунаправленным изолированным силовым преобразователем, которые иллюстрируются рисунками 4.100 и 4.101 и совпадают с аналогичными результатами моделирования.

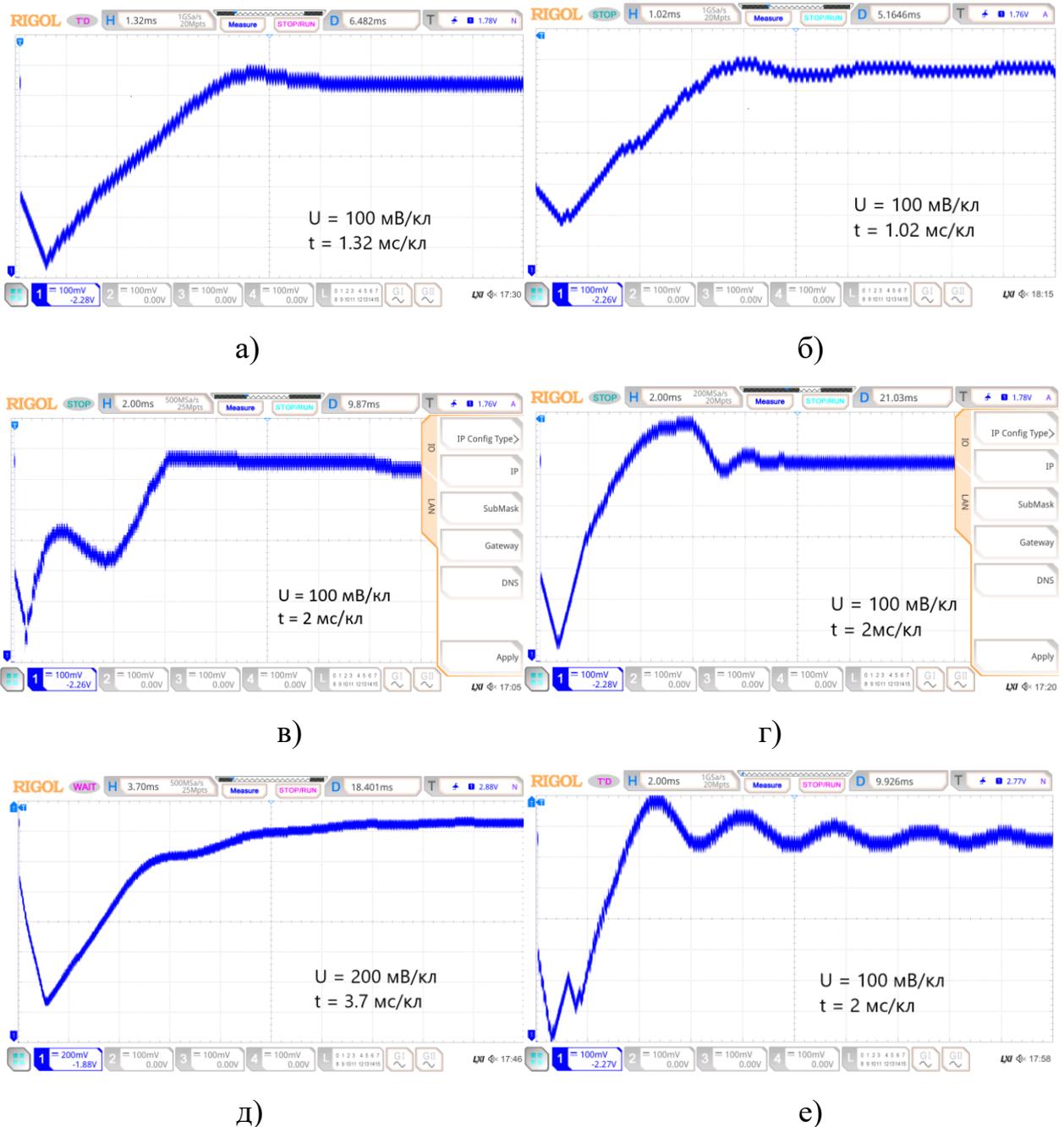
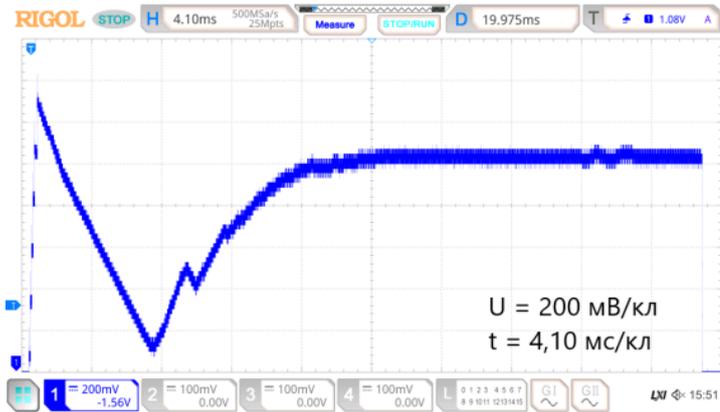
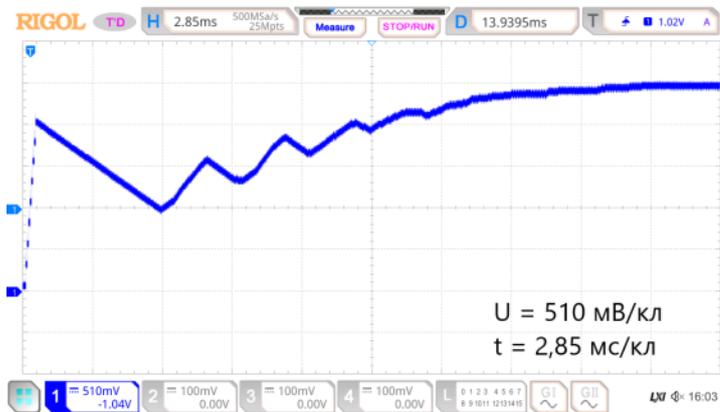


Рисунок 4.99 – Повышающий преобразователь

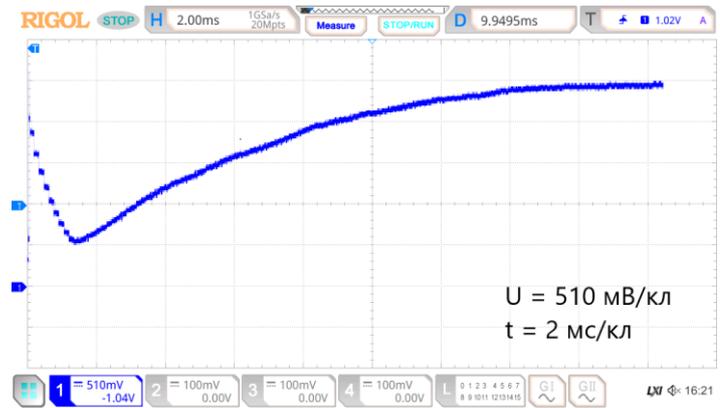
а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200\text{В}$, б) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 440\text{В}$, в) компенсация схмотехническим способом при $U_1 = 200\text{В}$, г) компенсация схмотехническим способом при $U_1 = 440\text{В}$, д) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 200\text{В}$, е) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 440\text{В}$



а)



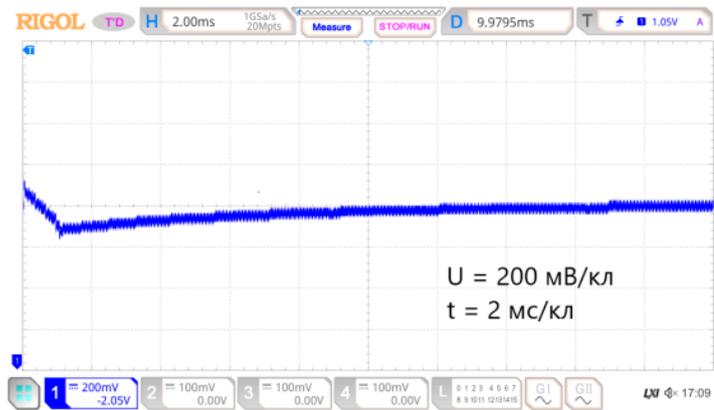
б)



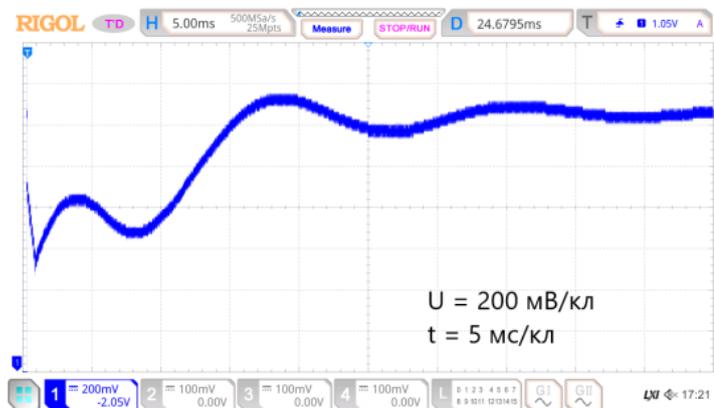
в)

Рисунок 4.100 – Понижающий преобразователь

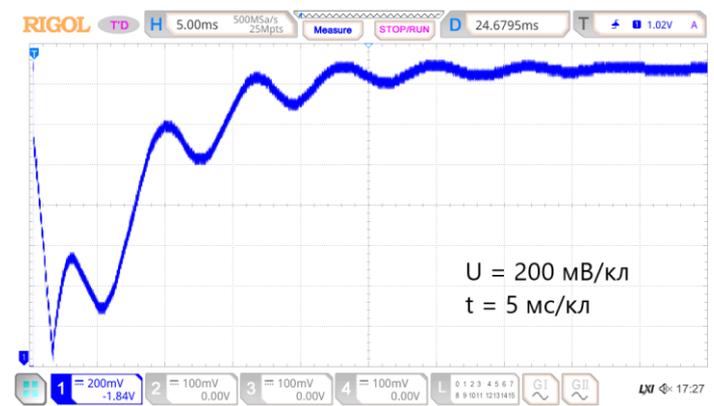
а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200\text{В}$, б) – компенсация схемотехническим при $U_1 = 200\text{В}$, в) компенсация алгоритмическим способом при $U_1 = 200\text{В}$



а)



б)



в)

Рисунок 4.101 – Двухнаправленный изолированный преобразователь
 а) – работа от идеального источника напряжения $U_1 = 200\text{В}$, б) –
 компенсация схемотехническим при $U_1 = 2000\text{В}$, в) компенсация
 алгоритмическим способом при $U_1 = 200\text{В}$

Вывод по четвертной 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 двунаправленного преобразователя на базе двух активных H-мостов при управлении в рамках алгоритмов, описанных во второй главе данной работы.

Математическое моделирование производилось для двух случаев, в первом из которых рассматривался идеальный источник напряжения, а в последнем 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 полной 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 была произведена валидация данных алгоритмов с точки зрения управления процессом.

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 представленного в данной главе материала, при функционировании системы электроснабжения наблюдаются неустойчивые

состояния процесса электропитания нагрузки, для исключения которых необходимо выполнять либо предварительную коррекцию величины ёмкости входного фильтра, либо изменять быстродействие внешнего контура регулирования напряжения путем 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

Во вводной части диссертационной работы был произведён сравнительный анализ типовых систем электропитания автономного потребителя, устройств в составе электротехнического комплекса снабжения электрической энергией, полупроводниковой преобразовательной техники и различных источников, в ходе которого было определено, что наиболее приемлемой для решения данного класса прикладных задач является архитектура с общей шиной постоянного тока. Основываясь на данной топологии, в последующих главах были рассмотрены схмотехнические принципы построения полупроводниковых преобразователей для выполнения задачи синхронизации различных источников энергии на стороне общей шины постоянного тока, такие как повышающий, понижающий, двунаправленный неизолированный и двунаправленный изолированный по схеме двух активных мостов. Все источники энергии, согласно проведенному анализу, можно условно разделить на две группы первая из которых, например, солнечные панели, аккумуляторные батареи и т. п., носит ёмкостной, или резистивный характер, а вторая группа относится к классу активно-индуктивных источников энергии с противо-ЭДС, представляющие собой электрические машины, работающие в генераторном режиме. Причем необходимо отметить, что с практической точки зрения наиболее целесообразным типом генератора в составе комплекса электроснабжения автономного потребителя является синхронная машина с постоянными магнитами. Теоретические исследования устойчивости процессов электропитания нагрузки позволили сформулировать предъявляемые к электротехническому комплексу системы электроснабжения автономного потребителя требования.

Синтезированные алгоритмы учитывают нелинейность объекта управления и позволяют на основании функциональных зависимостей соответствующих коэффициентов производит перенастройку контура регулирования тока, улучшая, тем самым, качественные характеристики

работы силового преобразователя в широком диапазоне изменяемого входного напряжения, поступающего от источника электроэнергии. Получившая обобщенная структура системы управления и математический аппарат, отвечающий за расчет коэффициентов регуляторов, были адаптированы под конкретный вид рассмотренных в первой главе полупроводниковых стабилизаторов напряжения и являются универсальными для любой из 4-х вышеописанных топологий. Так как современный уровень программно-аппаратных средств автоматизации и управления базируется на микроконтроллерах и цифровых сигнальных процессорах, то на основании квантования по времени непрерывного линейризованного алгоритма была произведена разработка дискретного алгоритма, а также цифрового измерения координат в канале отрицательной обратной связи как для внутреннего контура регулирования тока дросселя, так и для внешнего контура регулирования выходного напряжения.

В большинстве случаев реальные электротехнические комплексы электроснабжения автономного потребителя не имеют возможности подключения к магистральной линии централизованной системы электроснабжения для демпфирования автоколебаний и устранения неустойчивых процессов, вызванных недостатком мощности генерации. Для того чтобы предусмотреть возможность исключения данных аварийных режимов был проведён анализ устойчивости системы в функции распределённого параметра нагрузки, в качестве которого выступало эквивалентное активное сопротивление. В результате анализа было определено, что система с активно-индуктивным источником энергии с противо-ЭДС имеет области неустойчивости, которая увеличивается с уменьшением входного напряжения и, как следствие, количества передаваемой в нагрузку мощности. Помимо этого, были выявлены причины возникновения неустойчивости и предложены методы ее устранения в рамках схемотехнического и алгоритмического подхода.

Для апробации разработанных алгоритмов управления, выделения области неустойчивости и методов ее исключения, были разработаны имитационные модели силовых DC-DC преобразователей с подключением к идеальному источнику энергии и питанию от активно-индуктивного источника с противо-ЭДС. Созданные математические модели использовались для исследования различных режим работы электротехнического комплекса как со стороны нагрузки, так и источника. Выполненное моделирование в программной среде *SimInTech* показало, что синтезированные алгоритмы генерации электрической энергии обеспечивают стабильную работу системы электроснабжения с заданной точностью и качеством регулирования. Для выделения области неустойчивости были проанализировано состояние электротехнического комплекса с реальным активно-индуктивным источником энергии с противо-ЭДС в виде синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов. На основании полученных результатов были разработаны схмотехнические и алгоритмические методы для расширения области устойчивой работы с целью достижения качественного функционирования электротехнического комплекса во всем рабочем диапазоне мощностей нагрузки и входных напряжений питания.

В итоге, в соответствии со сформулированной во введении целью диссертационного исследования, заключающейся в разработке алгоритмов управления системой электроснабжения автономного потребителя на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов были решены задачи классификации и обобщения базовых принципов построения электротехнических комплексов электроснабжения, синтеза унифицированного алгоритма управления полупроводниковыми DC-DC преобразователями для стабилизации выходного напряжения на нагрузке, анализа устойчивости процессов генерации при использовании в качестве источника электрической энергии синхронной электрической машины и разработки алгоритмических и схмотехнических методов обеспечения гарантированной устойчивости электротехнического комплекса. Для

верификации работоспособности предложенных в диссертации технических решений применялось имитационное моделирование в программной среде *SimInTech*, по результатам которого можно сделать вывод о высокой эффективности унифицированного алгоритма, исключая области неустойчивости процессов электропитания нагрузки.

Обобщая вышеизложенное, можно заключить, что практическое использование результатов диссертации позволят обеспечить надежную и устойчивую работу электротехнического комплекса системы электроснабжения автономного потребителя вне зависимости от конкретного вида цепей и конфигурации нагрузки.

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 георе-сурсов. – 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. – T. 56. – № 9. – C. 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. – T. 9. – № 2. – C. 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. – T. 10. – № 2. – C. 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. – T. 33. – № 2. – C. 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. – T. 68. – № 2. – C. 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. – C. 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. – C. 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). – C. 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 решения неравенств условия
устойчивости системы**

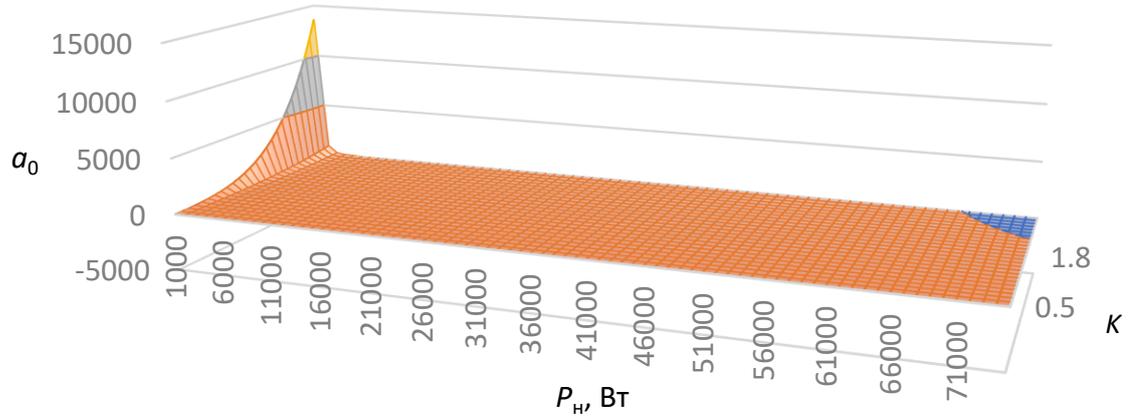


Рисунок А.1 - Поверхность $a_0=f(K, P_n)$, при $a = 1$

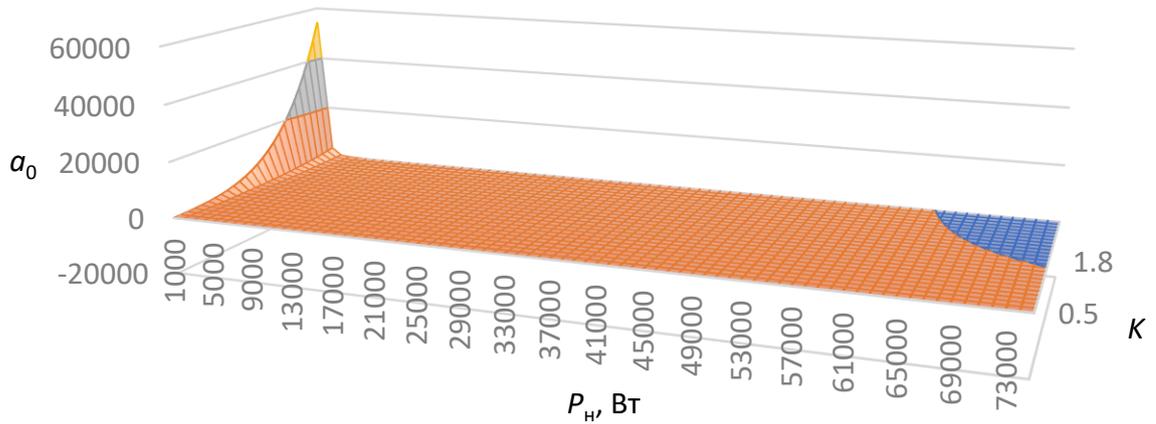


Рисунок А.2 - Поверхность $a_0=f(K, P_n)$, при $a = 2$

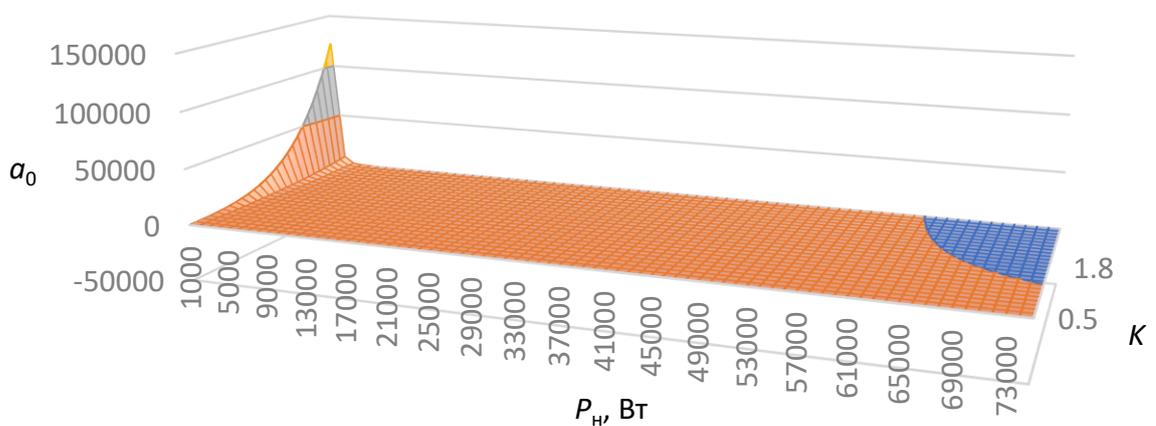


Рисунок А.3 - Поверхность $a_0=f(K, P_n)$, при $a = 3$

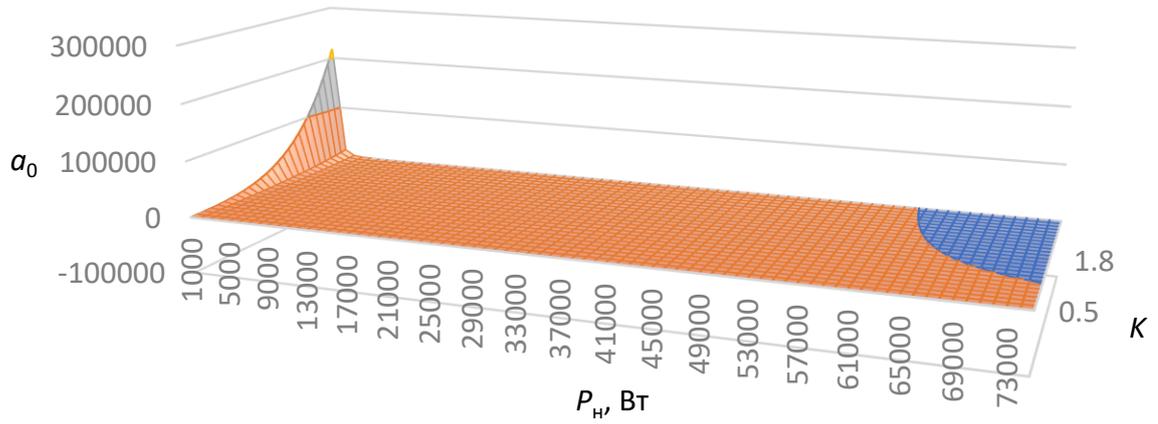


Рисунок А.4 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 4$

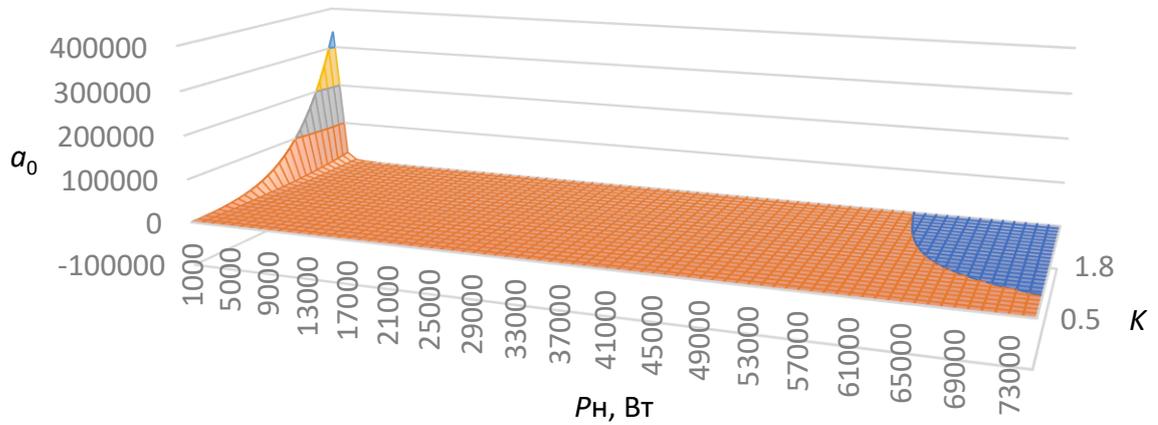


Рисунок А.5 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 5$

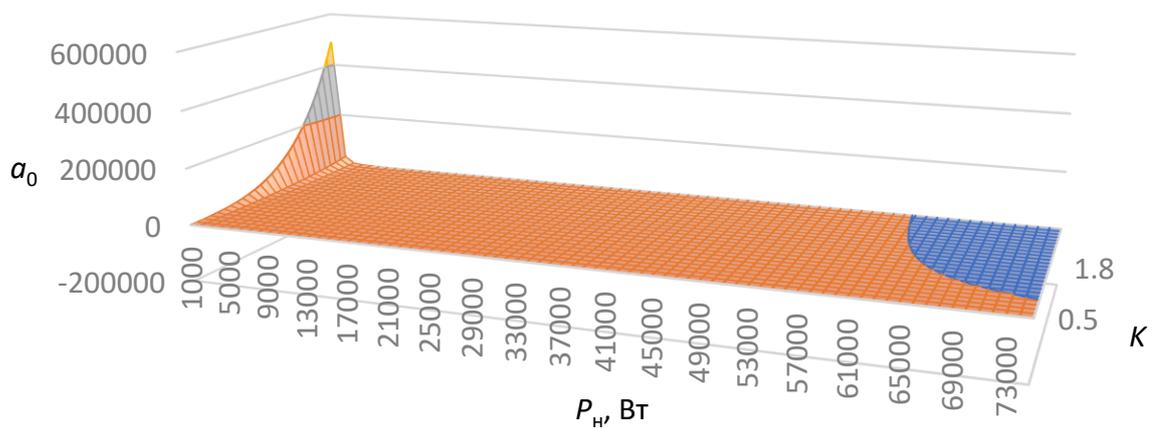


Рисунок А.6 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 6$

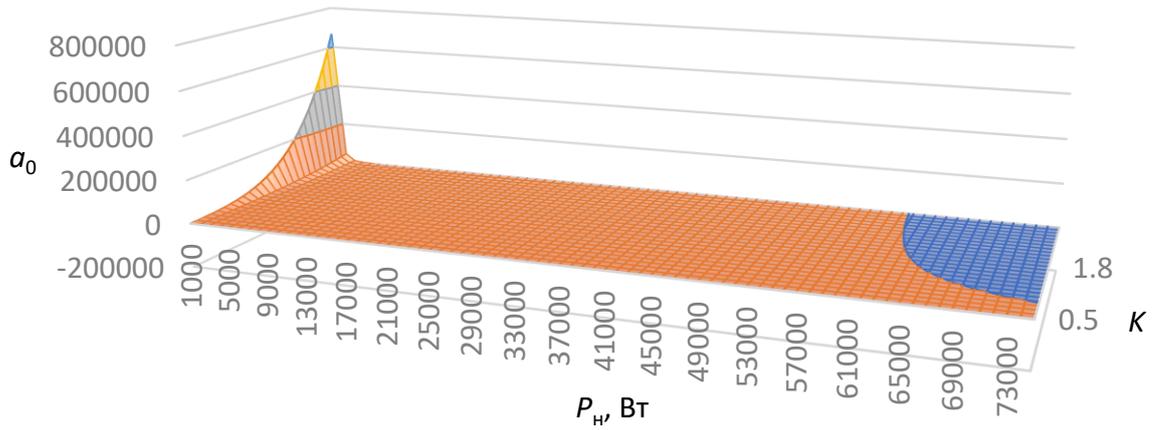


Рисунок А.7 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 7$

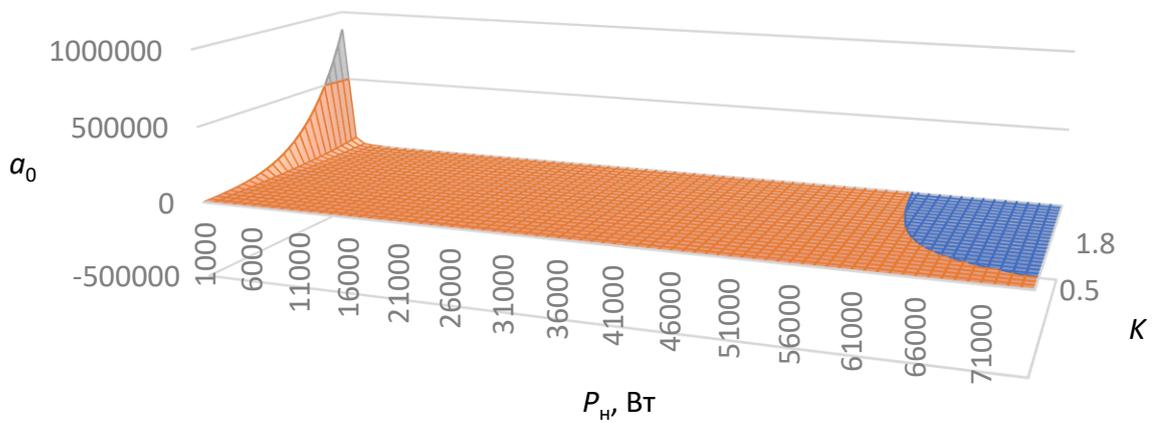


Рисунок А.8 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 8$

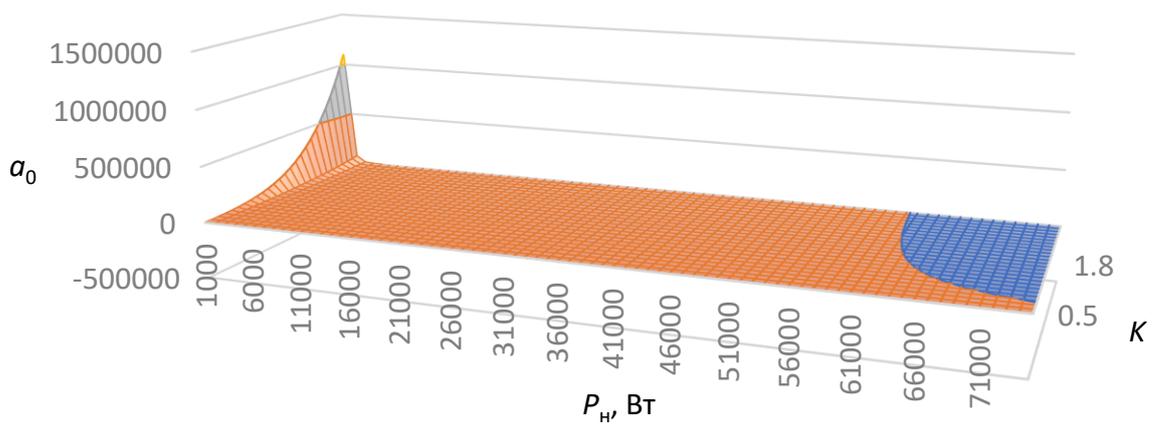


Рисунок А.9 - Поверхность $a_0=f(K, P_H)$, при $a = 9$

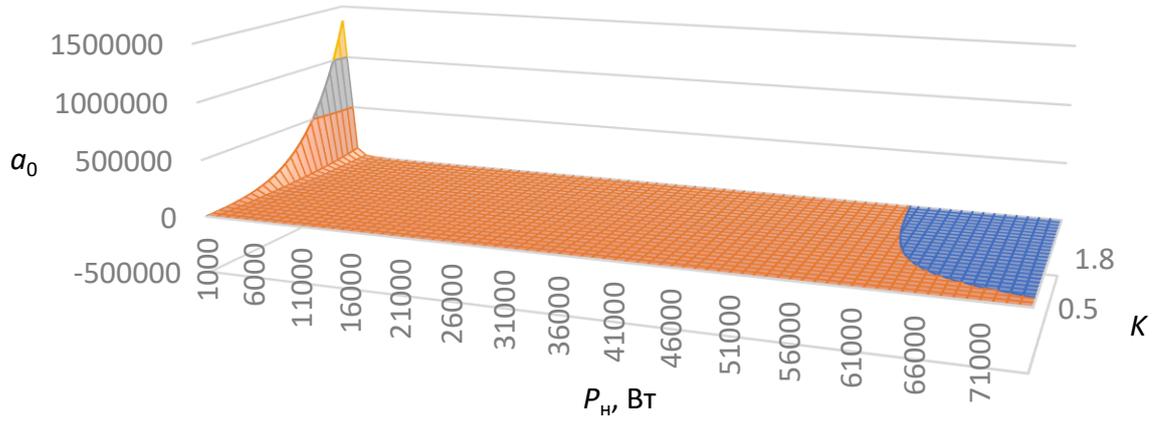


Рисунок А.10 - Поверхность $a_0=f(K, P_n)$, при $a = 10$

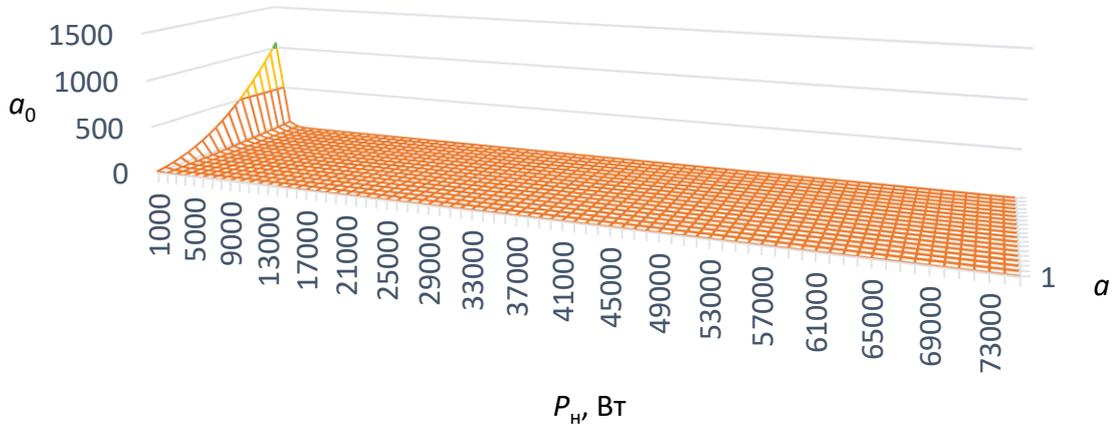


Рисунок А.11 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 0.5$

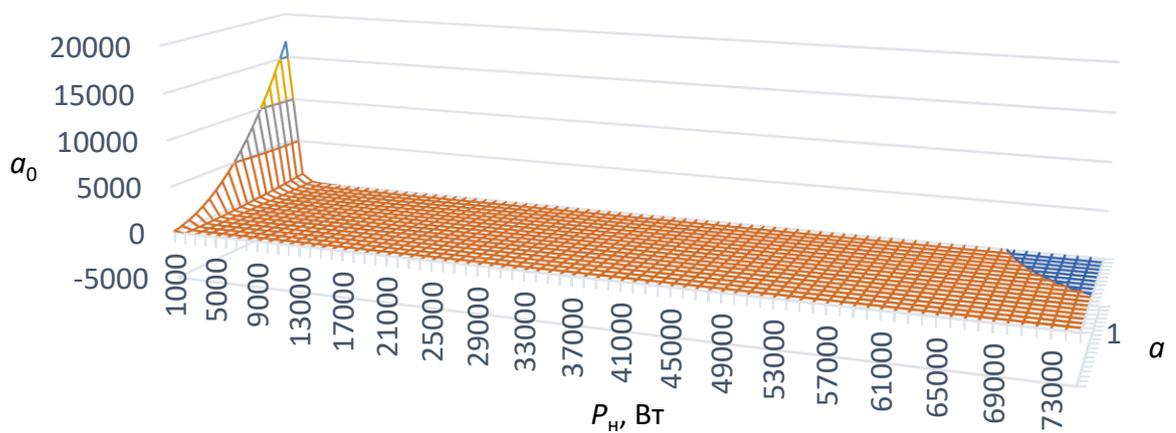


Рисунок А.12 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 1$

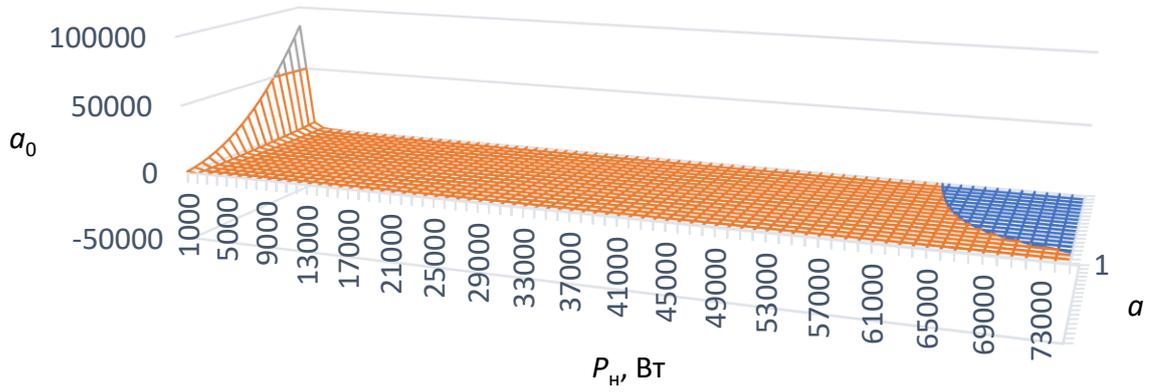


Рисунок А.13 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 1.5$

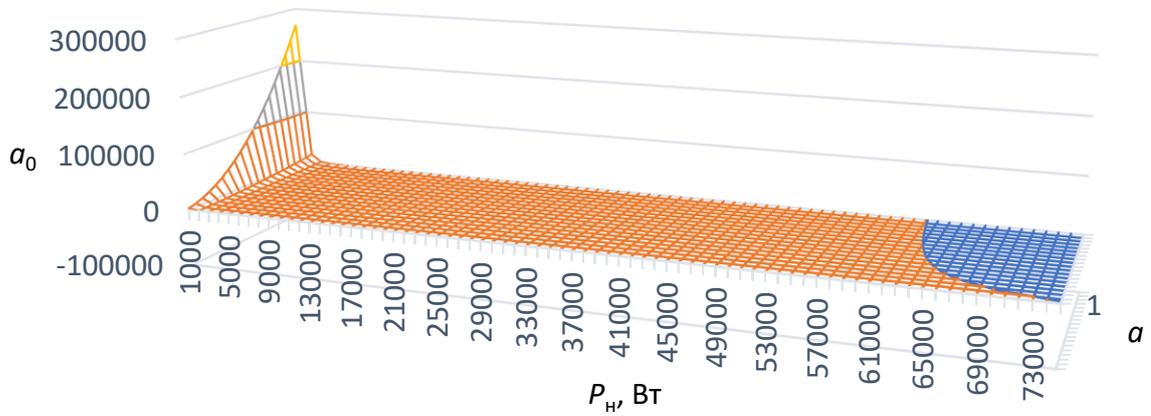


Рисунок А.14 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 2$

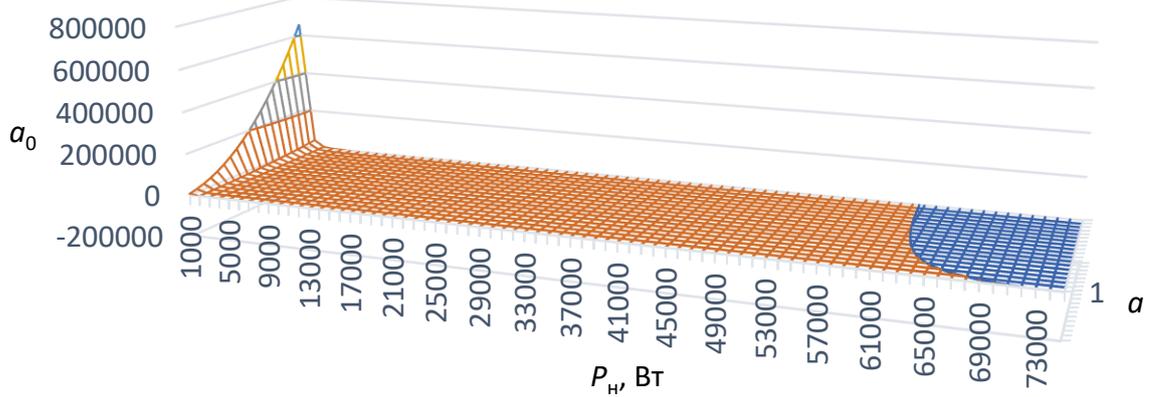


Рисунок А.15 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 2.5$

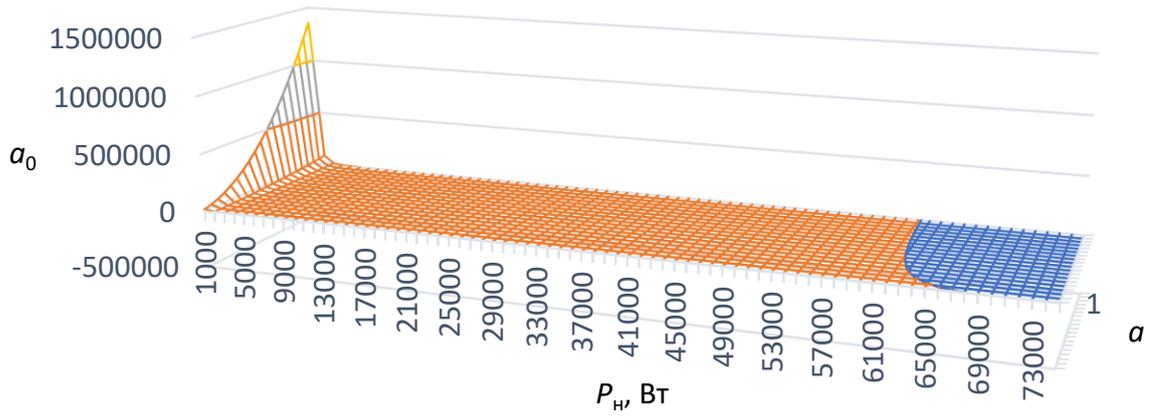


Рисунок А.16 – Плоскость $a_0=f(a, P_n)$, при $K = 3$

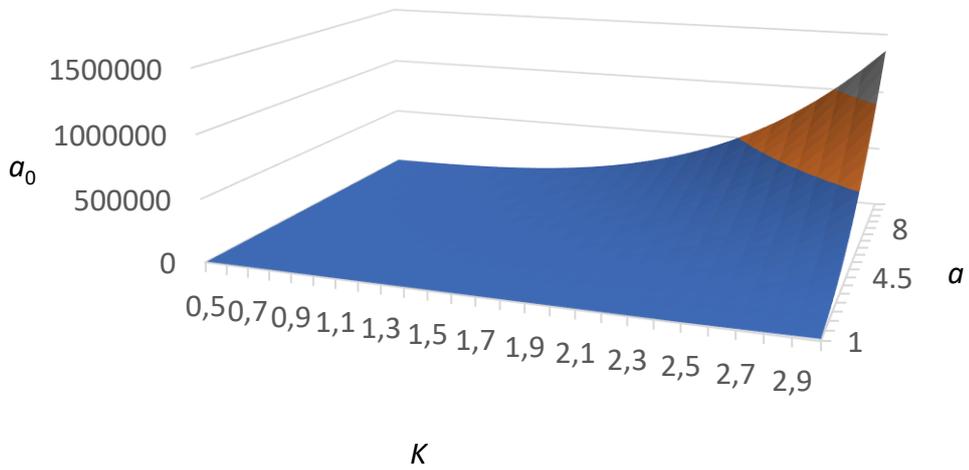


Рисунок А.17 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 1$ кВт

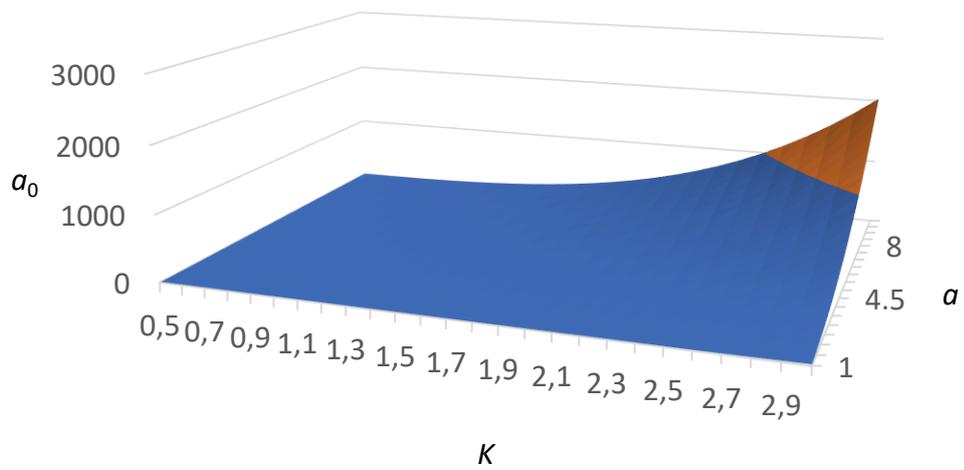


Рисунок А.18 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 5$ кВт

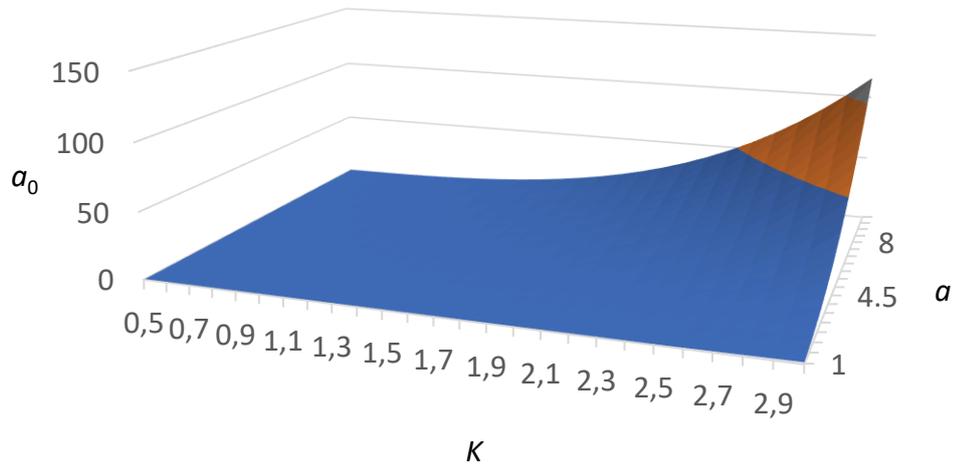


Рисунок А.19 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 10$ кВт

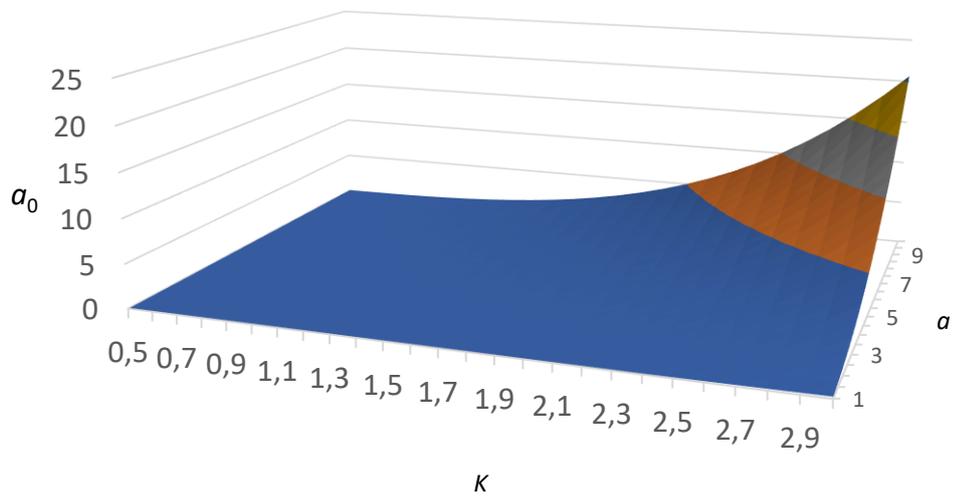


Рисунок А.20 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 15$ кВт

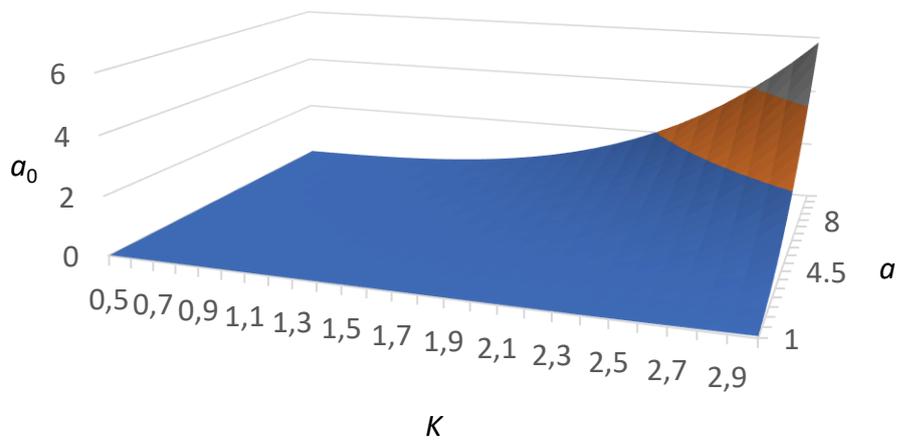
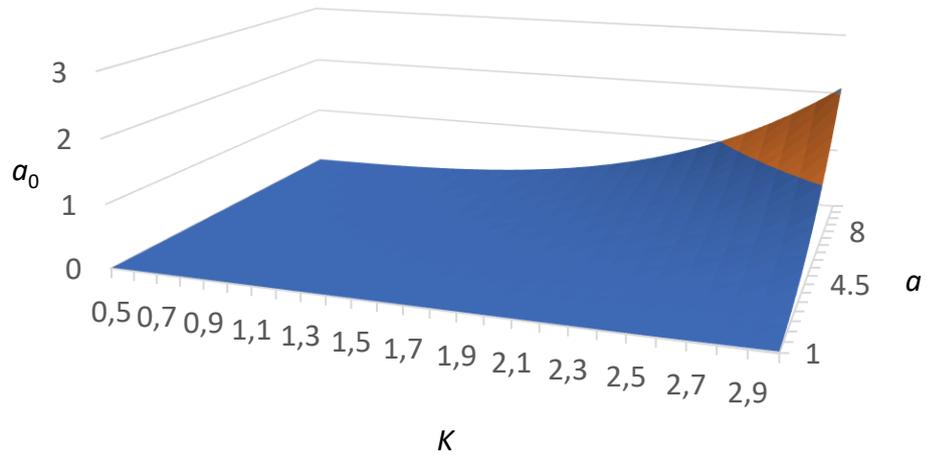
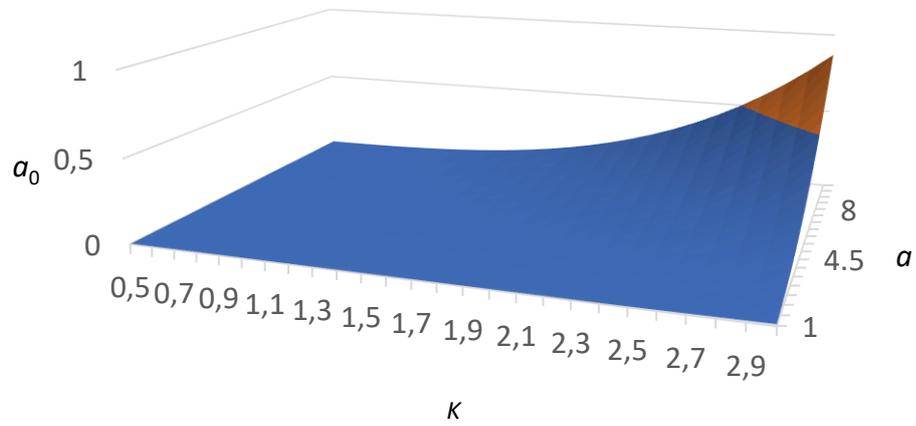
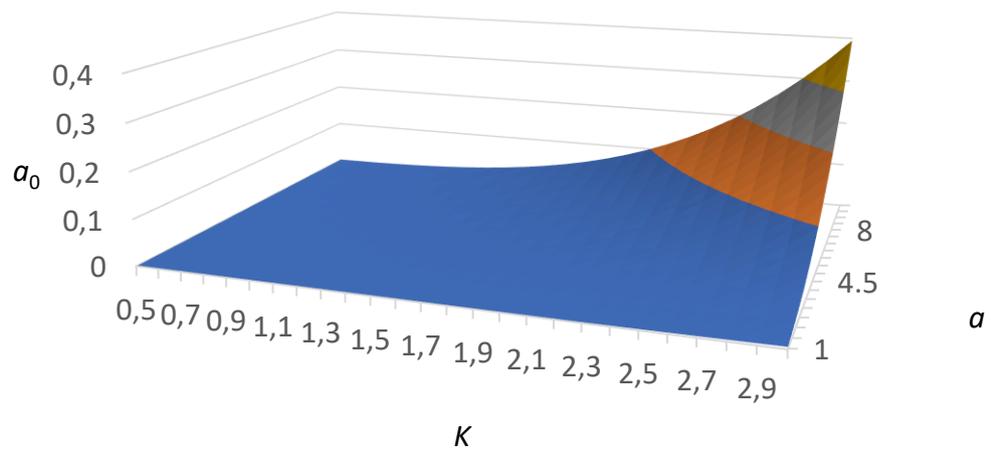
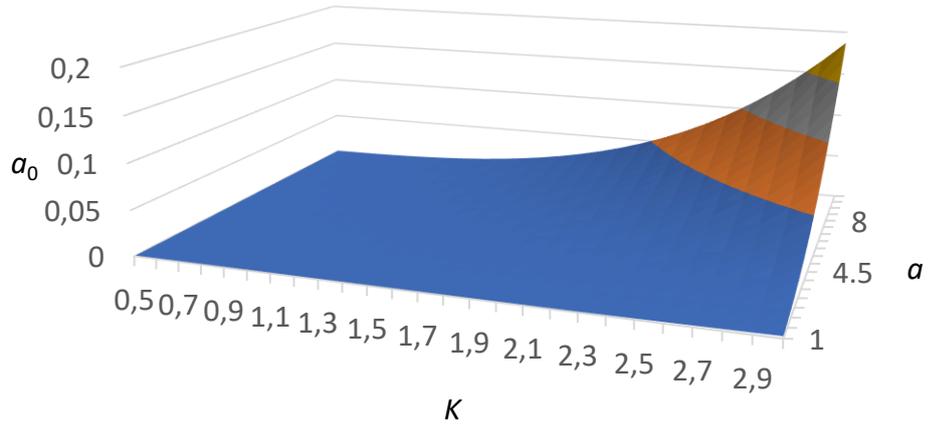
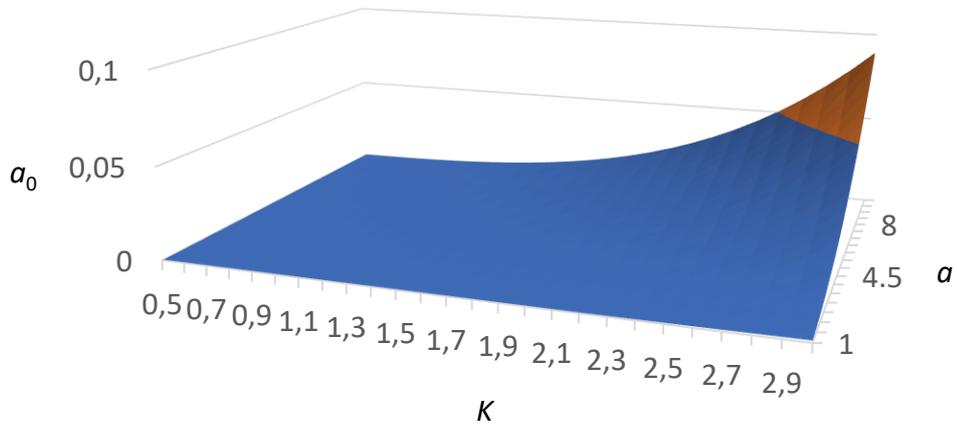
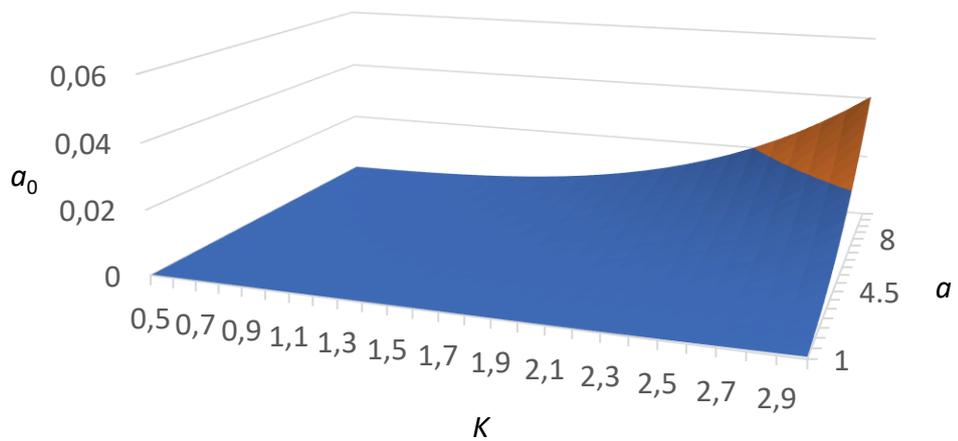
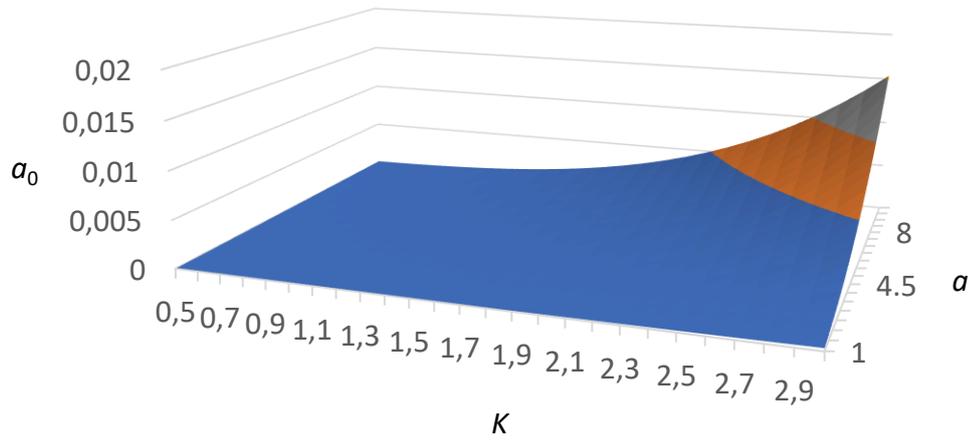
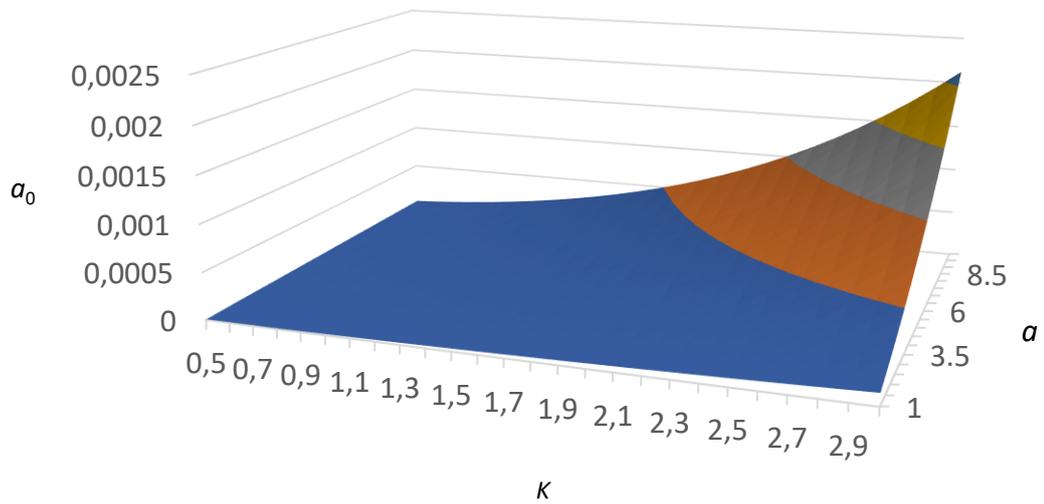
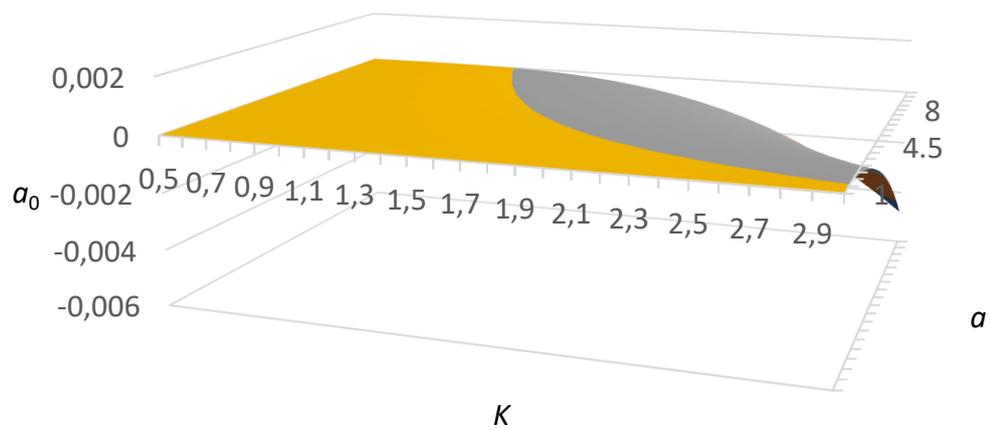


Рисунок А.21 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 20$ кВт

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 $P_n = 55$ кВтРисунок А.29 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 60$ кВтРисунок А.30 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_n = 65$ кВт

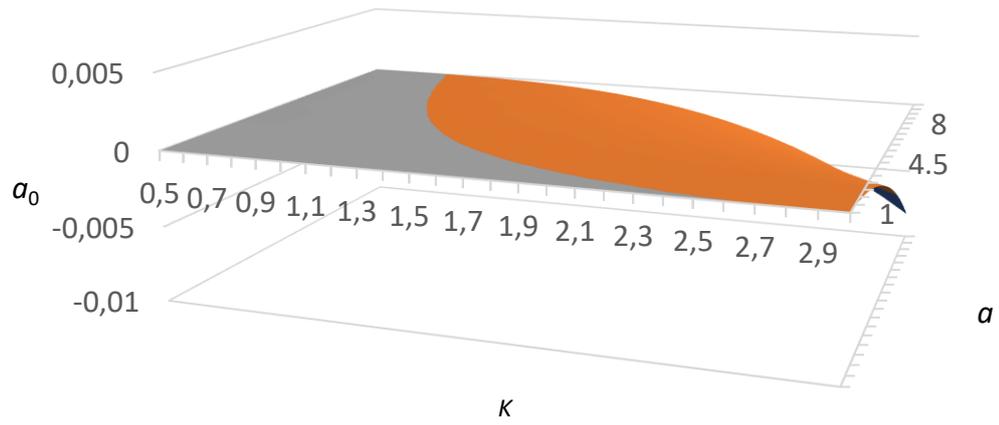


Рисунок А.31 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_{\text{н}} = 70$ кВт

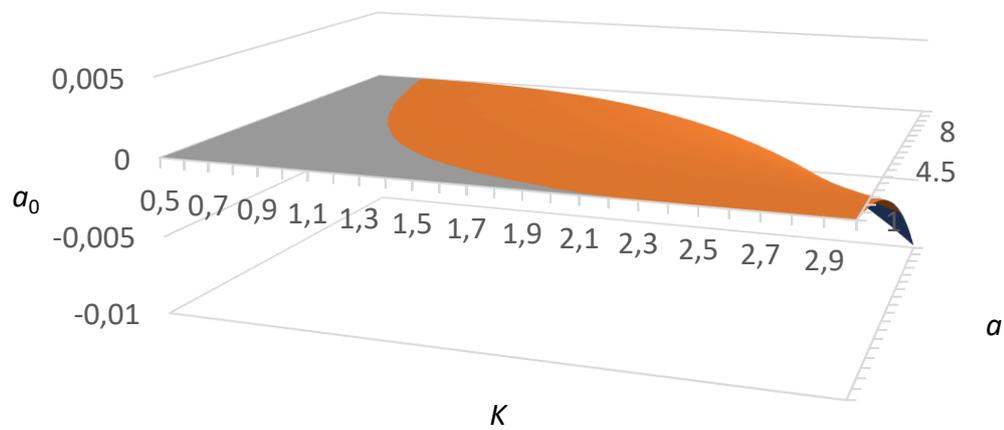


Рисунок А.32 – Плоскость $a_0=f(a, K)$, при $P_{\text{н}} = 75$ кВт

Приложение «Б» Имитационная модель повышающего преобразователя

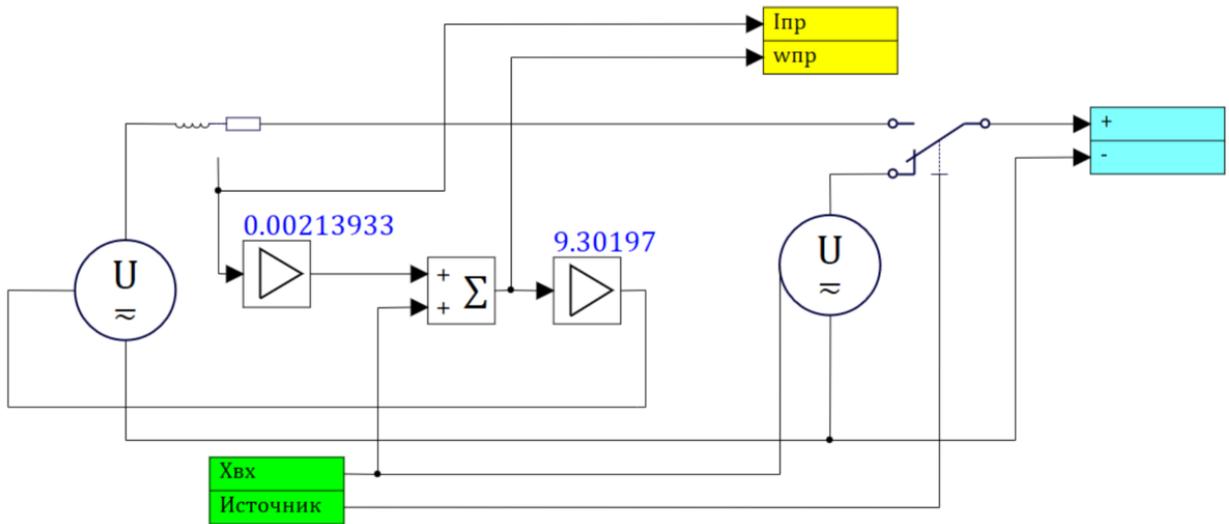


Рисунок Б.1 – Имитационная модель источника энергии

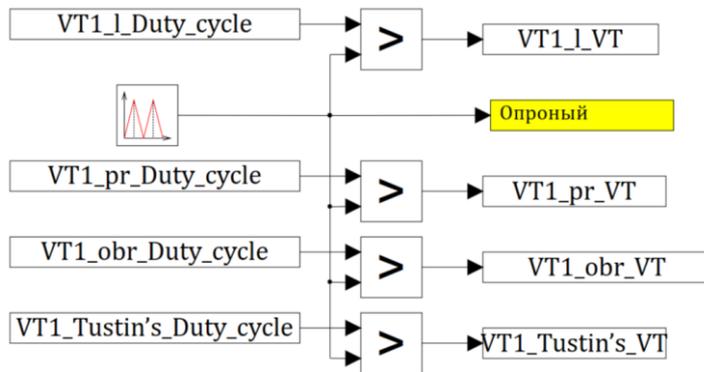


Рисунок Б.2 – Формирователь ШИМ сигнала

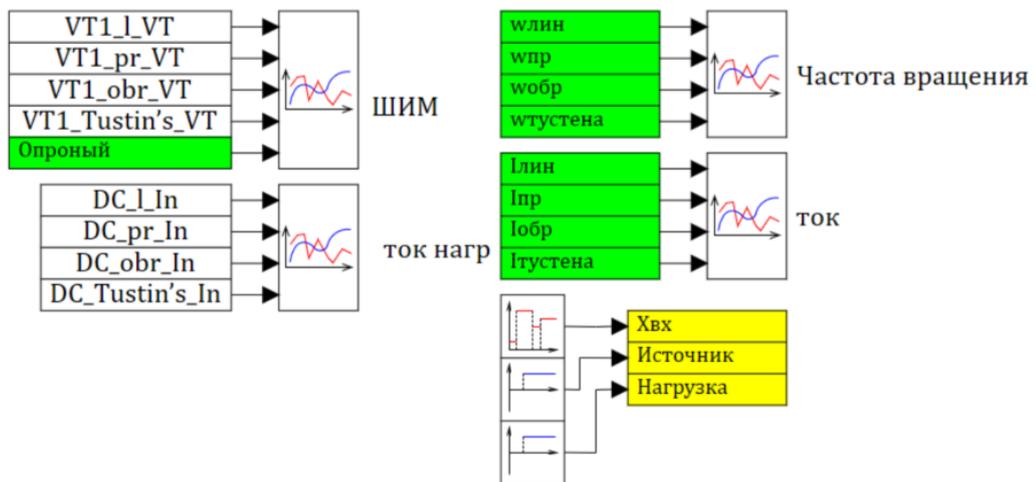


Рисунок Б.3 – Система сбора, отображения и введения информации

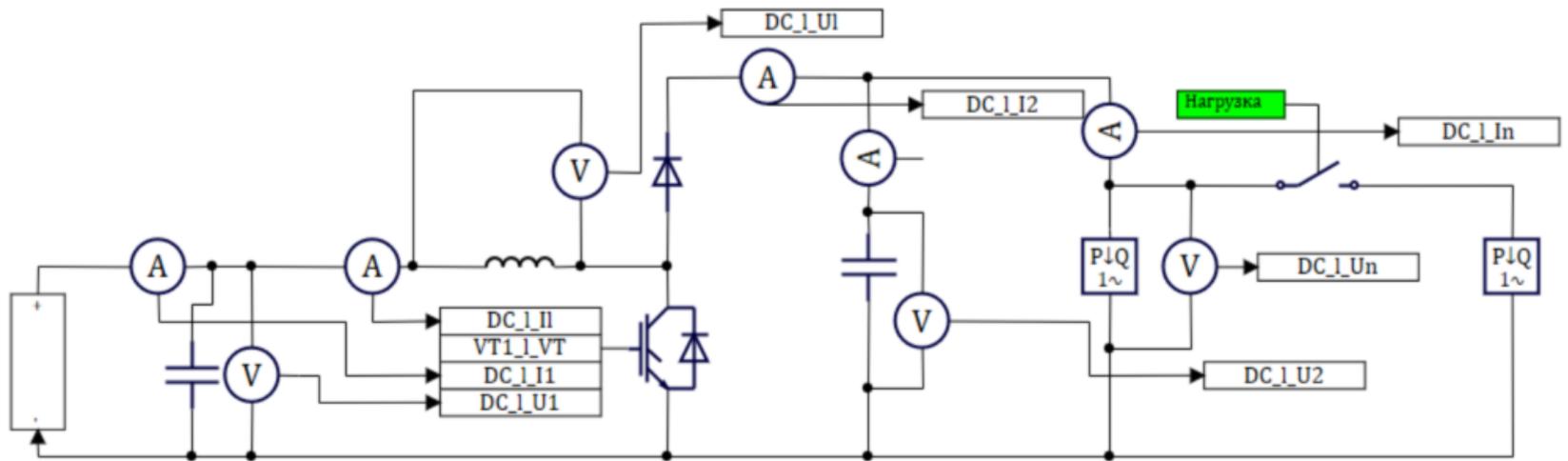


Рисунок Б.4 – Имитационная модель повышающего преобразователя

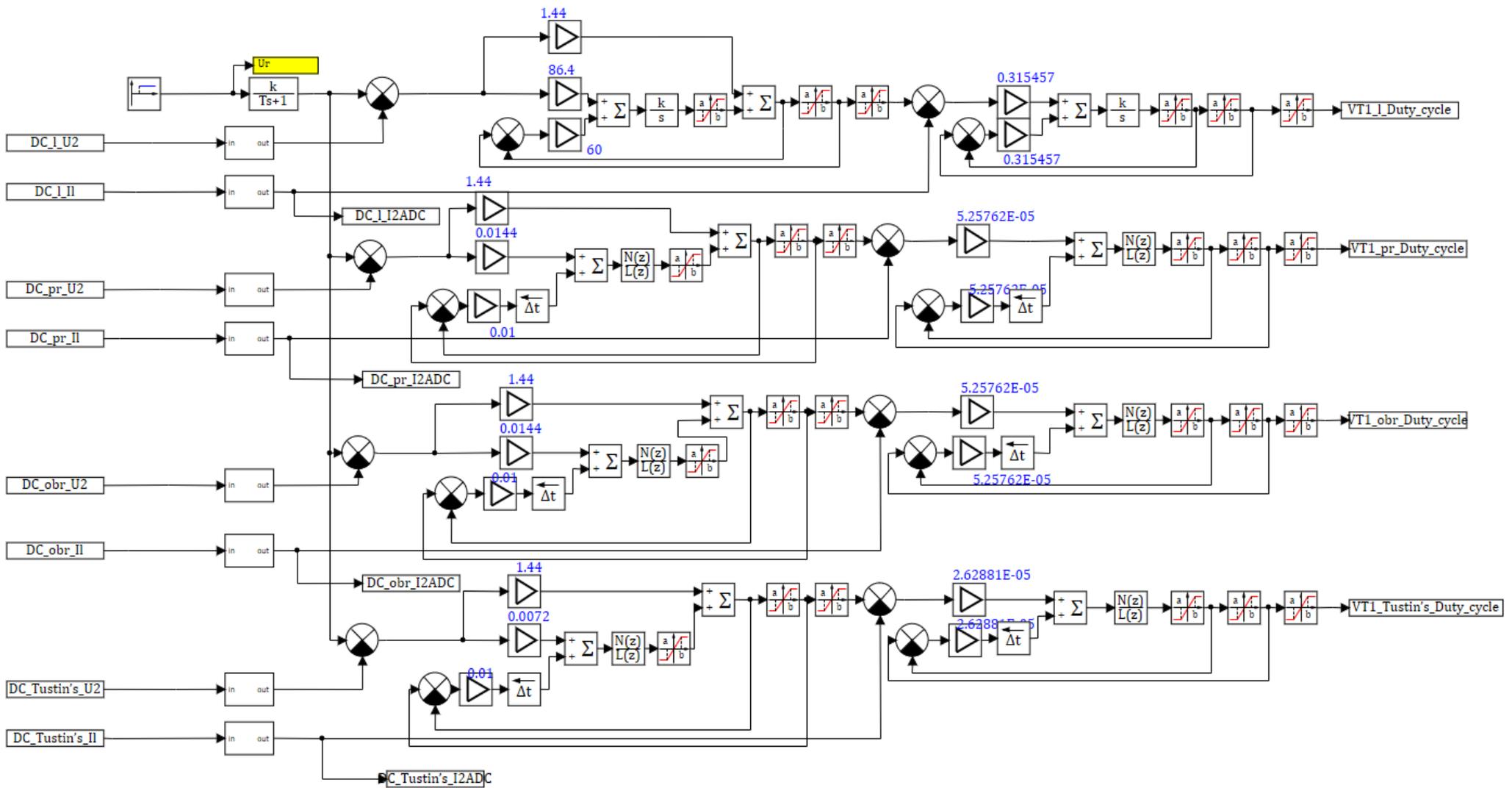


Рисунок Б.5 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

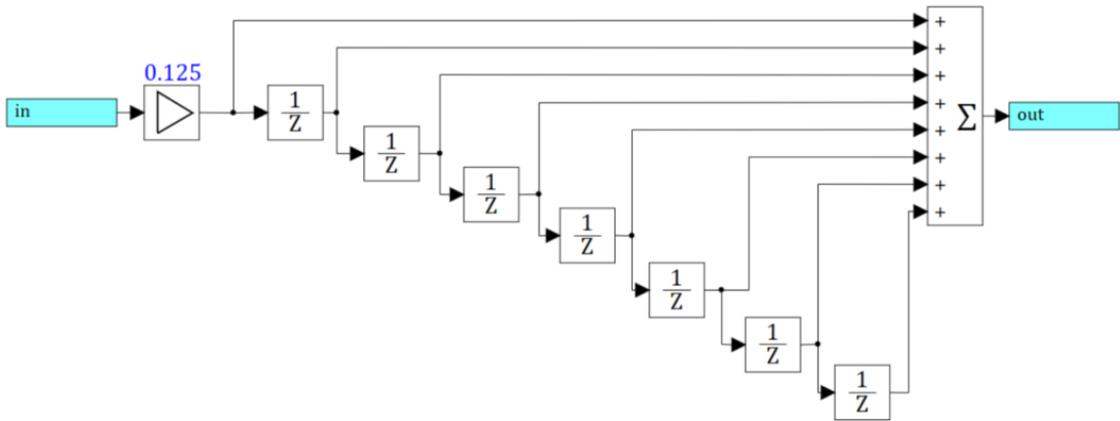


Рисунок Б.6 – Имитационная модель АЦП

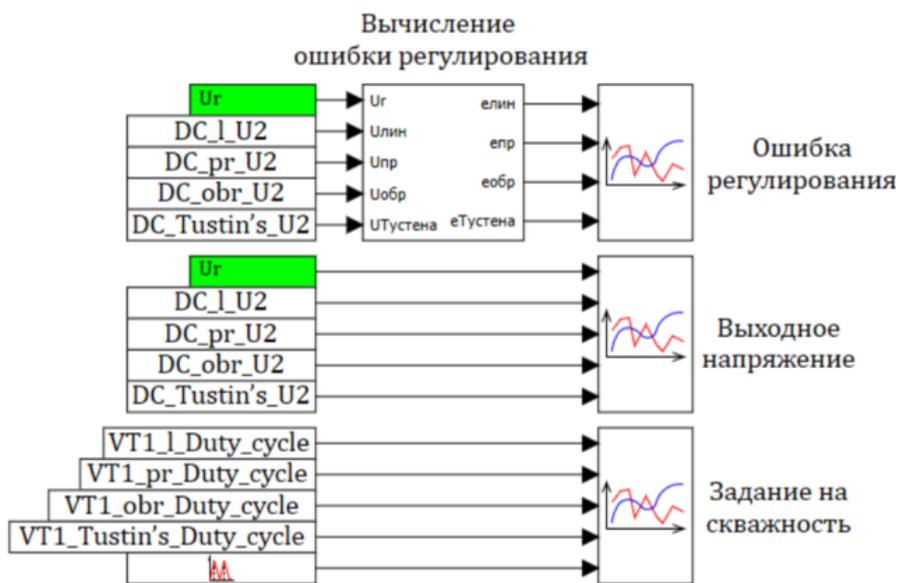


Рисунок Б.7 – Система сбора и вывода информации

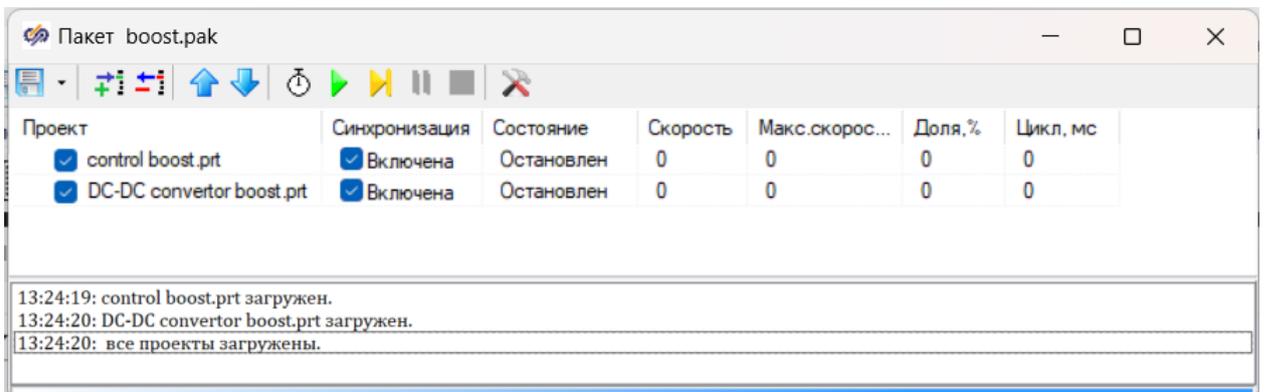


Рисунок Б.9 – Пакет имитационных моделей

```

//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 напряжения
a1=sqrt(4) //Коэфциент формы
ku2=1 //Коэфциент обратной связи конутра напряжения
ke=ki2*C2 //Описание объекта управления
kiu=(wn^2)*ke/ku2 //"И"-коэфциент регулятора конутра напряжения
kpu=a1^2*wn*ke/ku2 //"П"-коэфциент регулятора конутра напряжения

```

Рисунок Б.10 – Листинг скрипта расчета регуляторов

№	Категории	№	Группы сигналов	№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Control	1	VT1_1	1	Duty_cycle	Скважность ключа	Веществен...		0.36663994	Переменная
2	Measurement	2	VT1_pr	2	VT	Сигнал на ключ	Двоичное		Да	Переменная

Рисунок Б.11 – База данных управляющих сигналов

№	Категории	№	Группы сигналов	№	Имя	Название	Тип данных	Формула	Значение	Способ расчёта
1	Control	1	DC_1	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	U1	Напряжение дросселя	Веществен...		188.73889	Переменная
				5	Iп	Ток нагрузки	Веществен...		110.93625	Переменная
				6	Uп	Напряжение нагрузки	Веществен...		539.17789	Переменная
				7	I2	Ток выхода	Веществен...		-0.00053255043	Переменная
				8	I1	Ток входа	Веществен...		324.44392	Переменная

Рисунок Б.12– База данных измеряемых значений

Приложение «В» Имитационная модель понижающего преобразователя

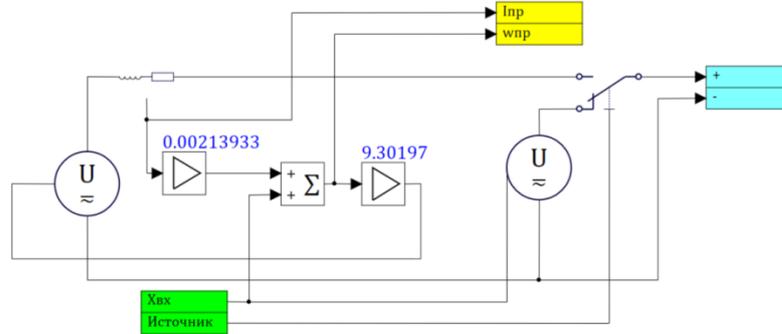


Рисунок Г.1 – Имитационная модель источника энергии

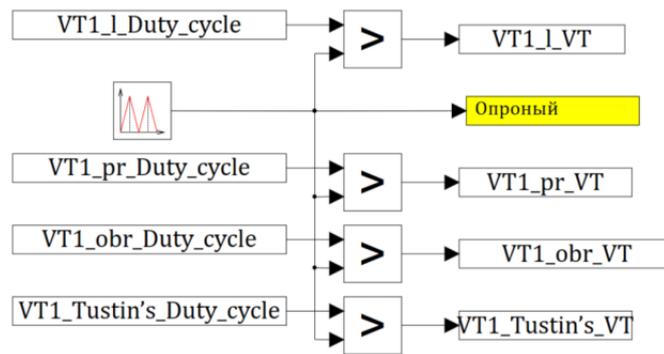


Рисунок Г.2 – Формирователь ШИМ сигнала

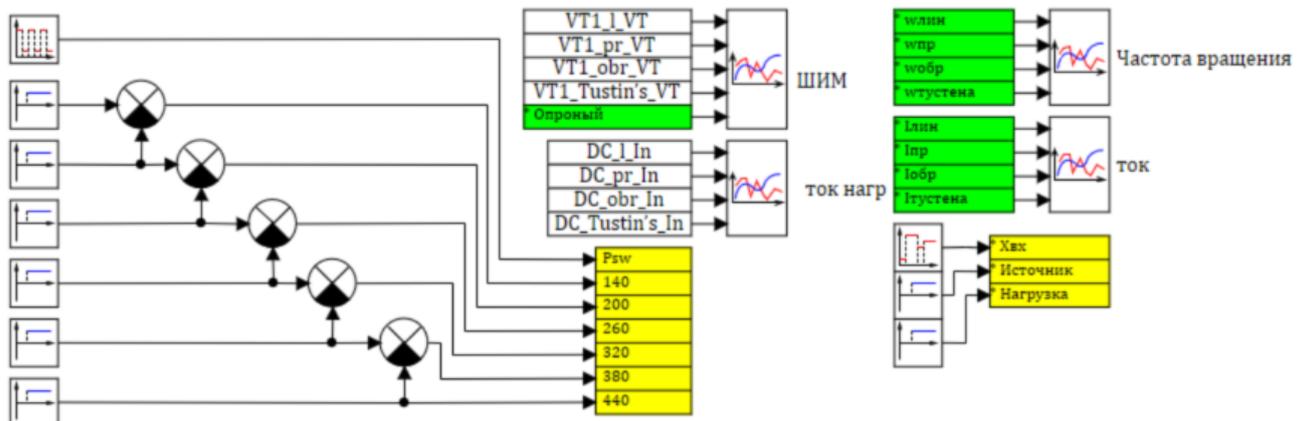


Рисунок Г.3 – Система сбора, отображения и введения информации

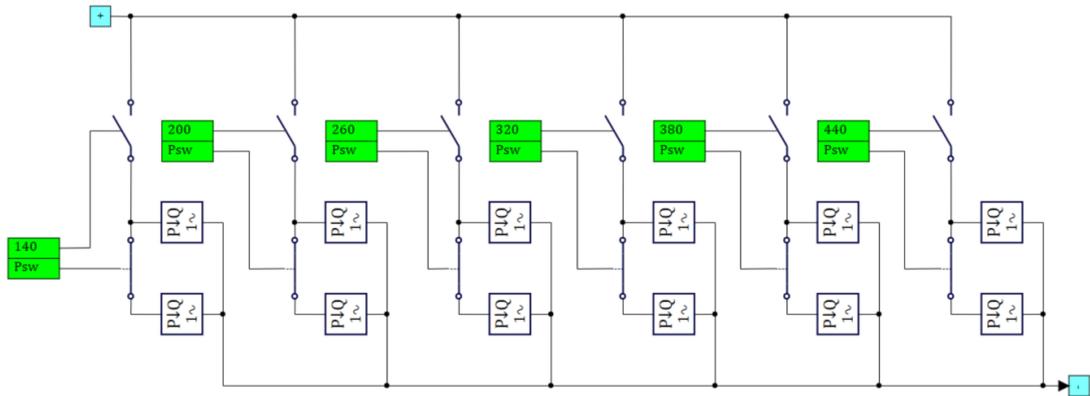


Рисунок Г.4 – Модель формирования нагрузки постоянной мощности

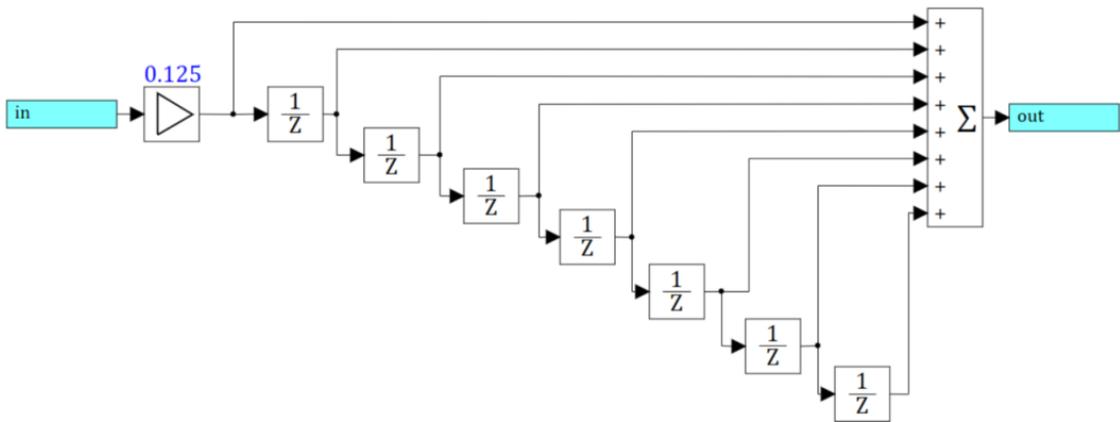


Рисунок Г.5 – Имитационная модель АЦП

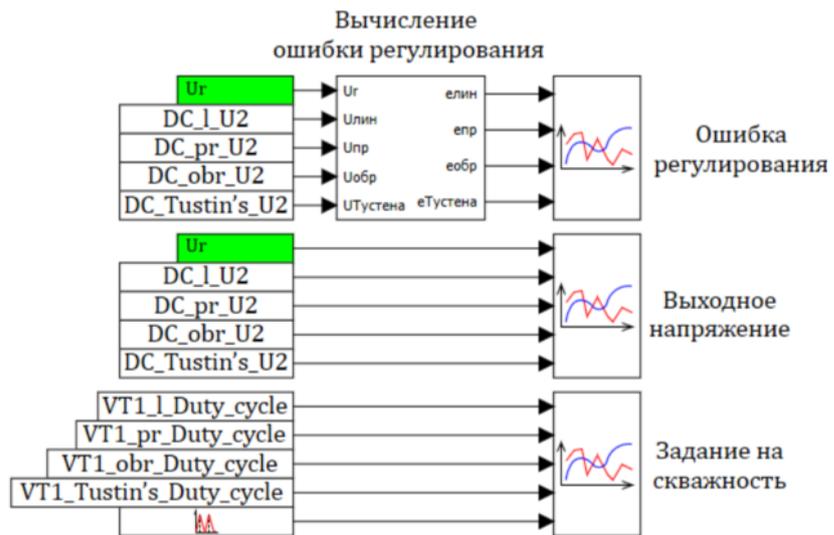


Рисунок Г.6 – Система сбора и вывода информации

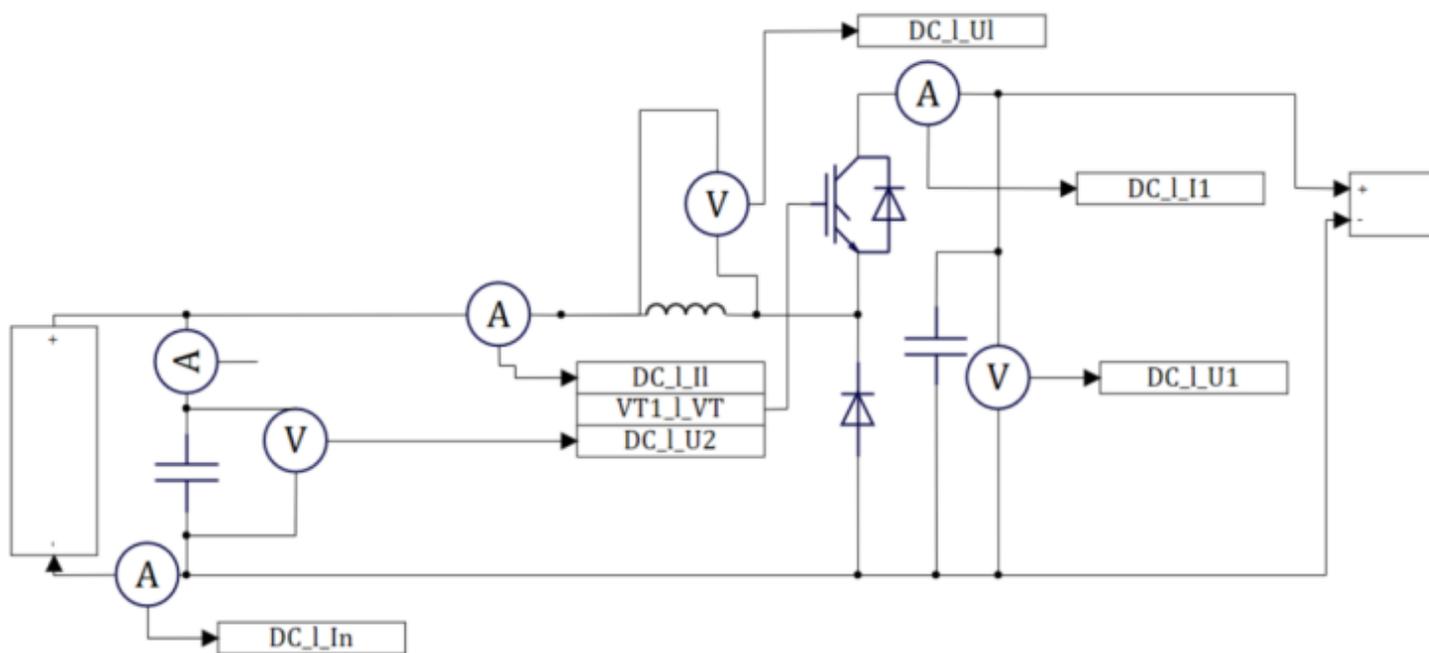


Рисунок Г.7 – Имитационная модель понижающего преобразователя

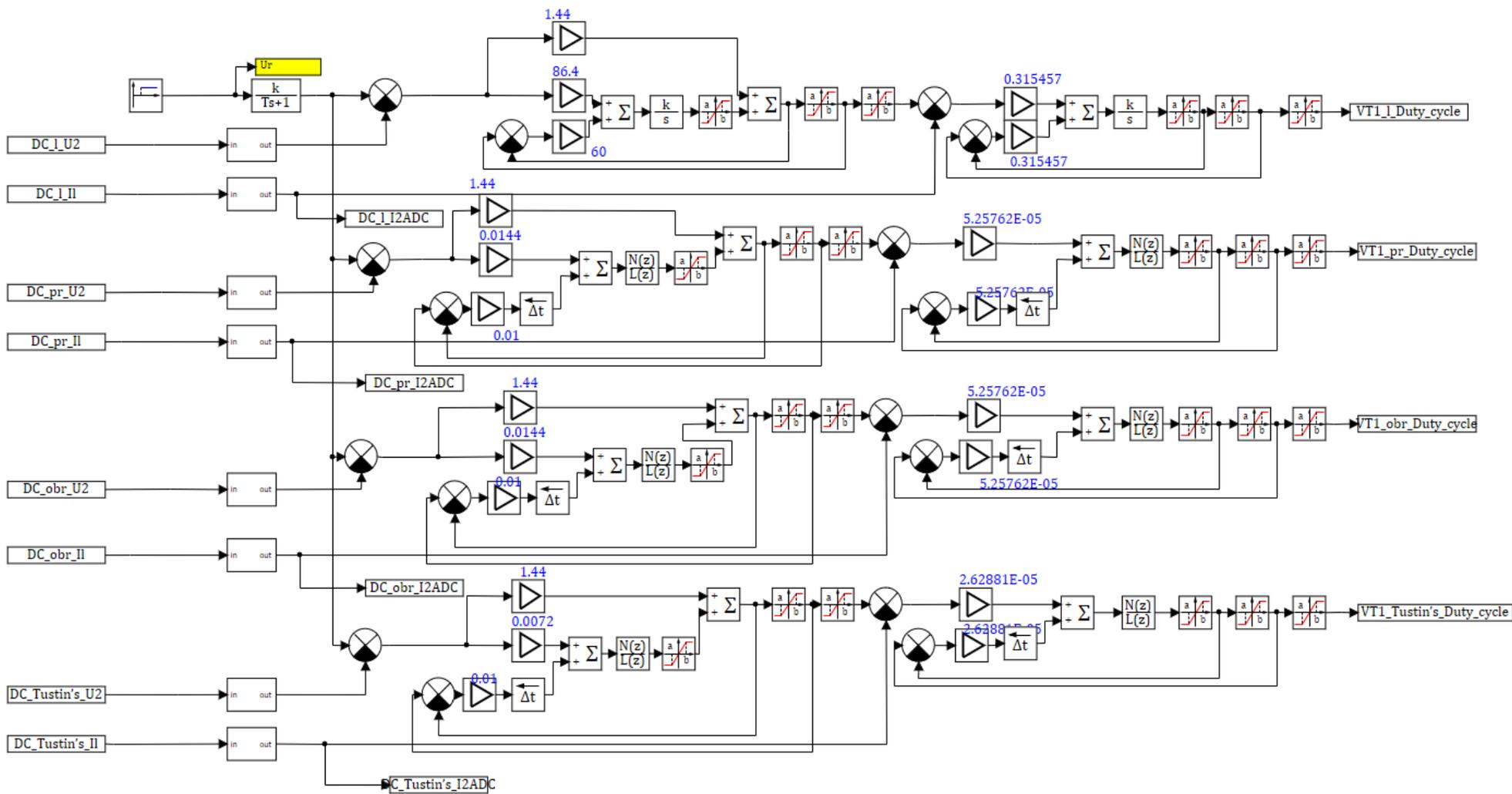


Рисунок Г.8 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

```

1 //Параметры системы
- U1=140; //Напряжение "нижней" стороны преобразователя
- U2=540; //Напряжение "высокой" 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
- //Контур 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 Г.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 Г.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 Г.11 – База данных измеряемых значений

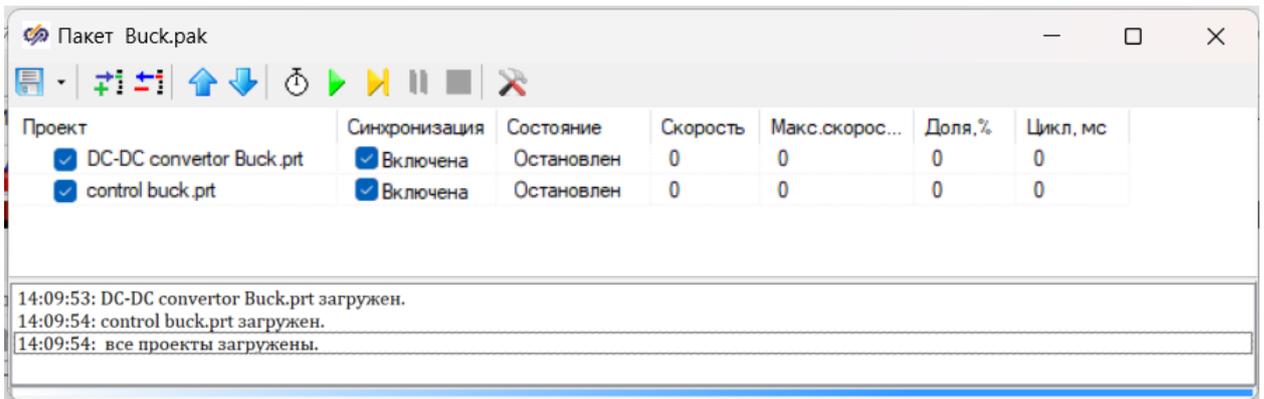


Рисунок Г.12 – Пакет имитационных моделей

Приложение «Г» Имитационная модель двунаправленного
изолированного преобразователя

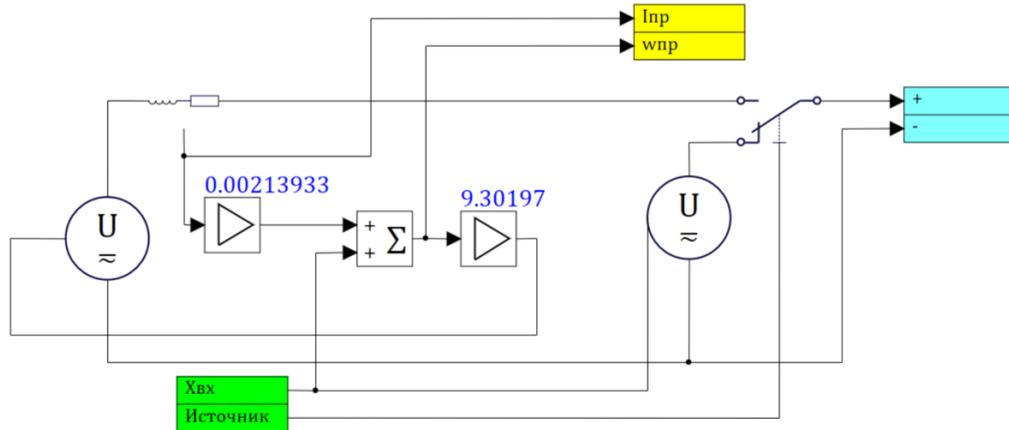


Рисунок Г.1 – Имитационная модель источника энергии

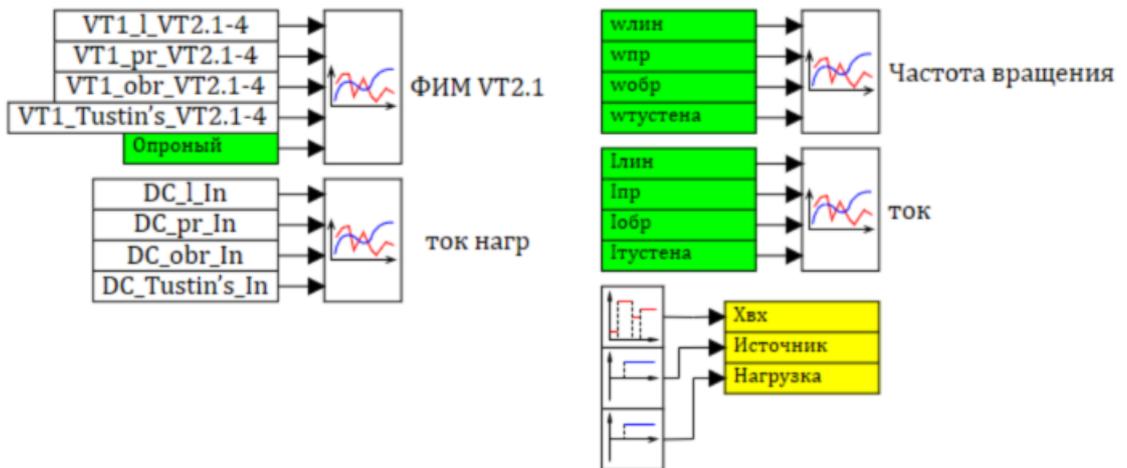


Рисунок Г.2 – Система сбора, отображения и введения информации

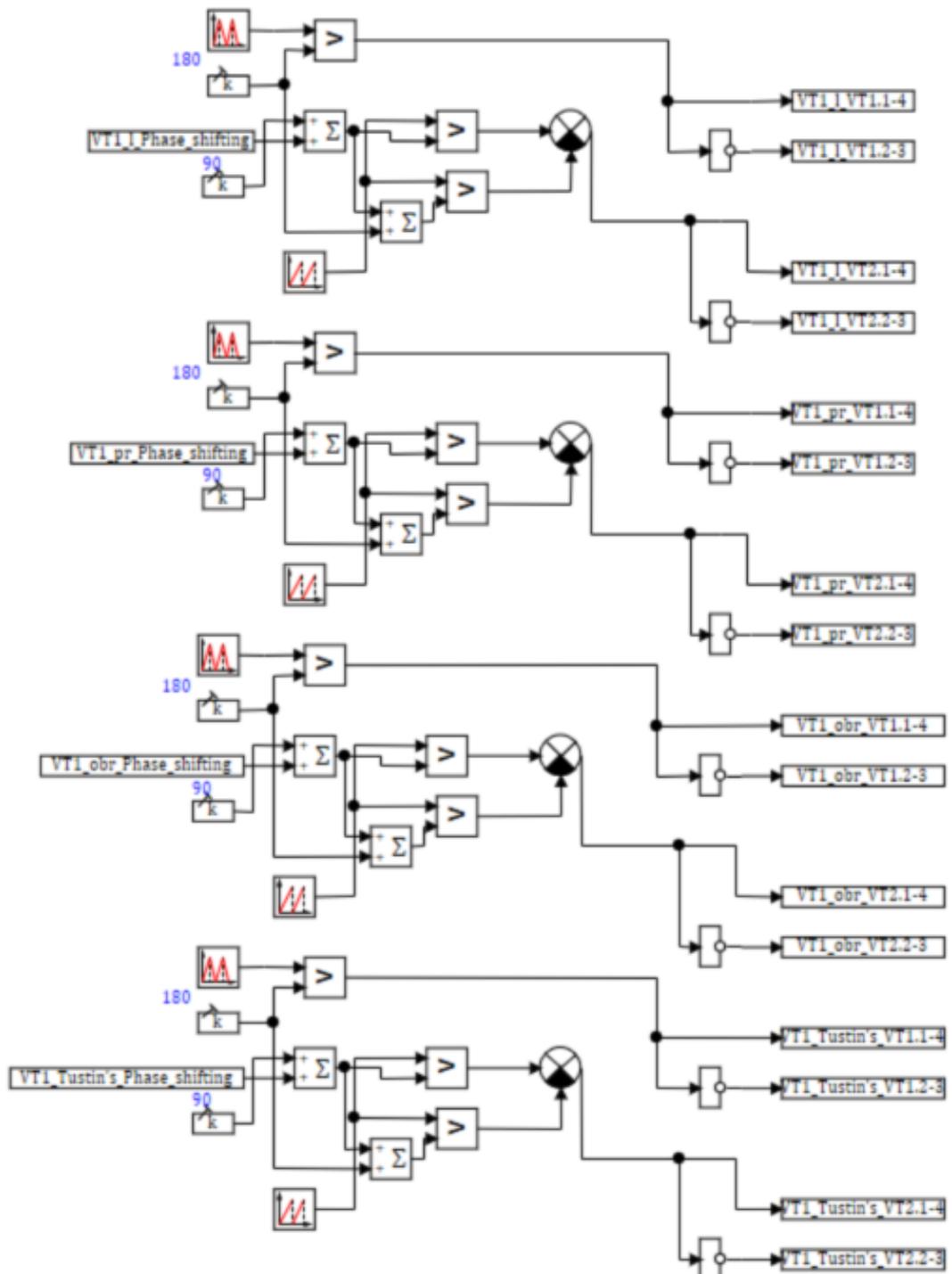


Рисунок Г.3 – Формирователь ФИМ сигнала

```

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*l1*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) //И"-коэффициент регулятора контура тока
- //Контур напряжения
- krd2=2 //Коэффициент разделения движения контура наяржения
- wn=wj/krd2 //Частота сопряжения контура наяржения
- a1=sqrt(4) //Коэффициент формы
- ku2=1 //Коэффициент обратной связи контура наяржения
- ke=ki2*C2 //Описание объекта управления
- kiu=(wn^2)*ke/ku2 //И"-коэффициент регулятора контура наяржения
30 kpu=a1^2*wn*ke/ku2 //П"-коэффициент регулятора контура наяржения
- //Параметры поведения моделирования
- Tprk=2 //Период переключения значений задания выходного наяржения

```

Рисунок Г.4 – Листинг скрипта расчета регуляторов

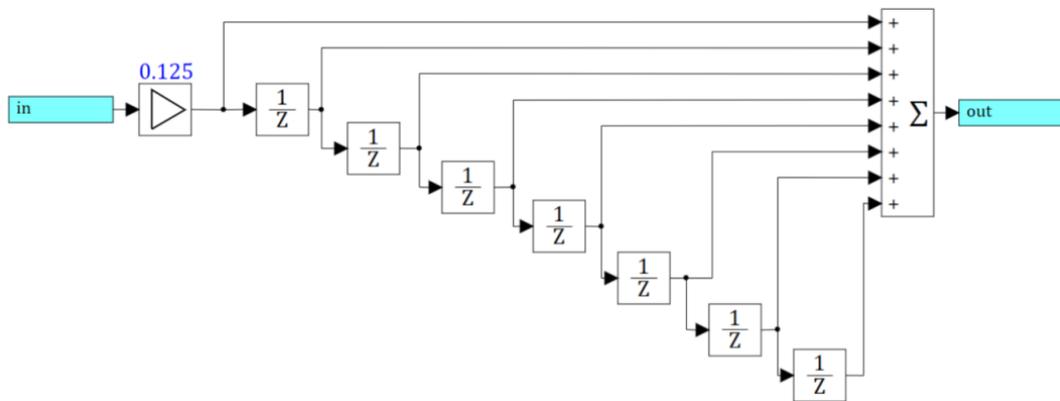


Рисунок Г.5 – Имитационная модель АЦП

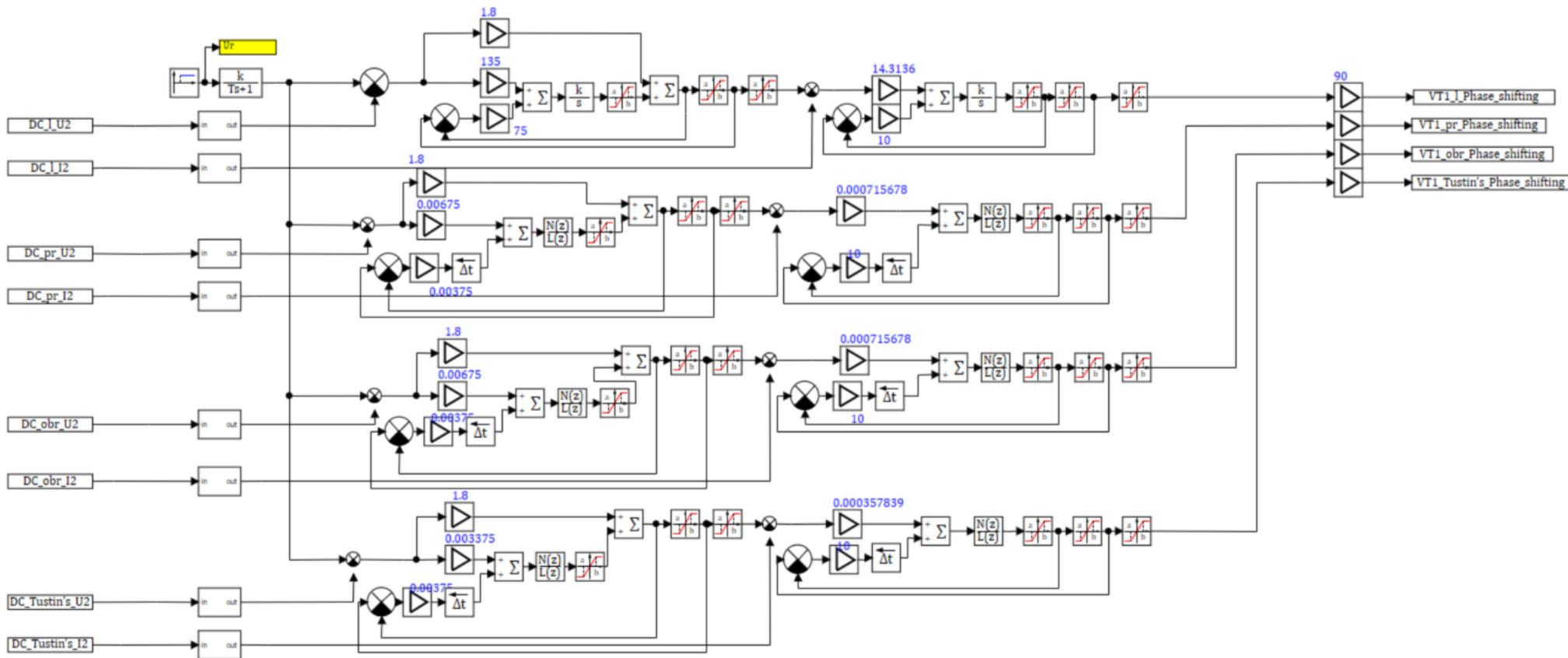


Рисунок Г.6 – Имитационная модель системы управления повышающими преобразователями

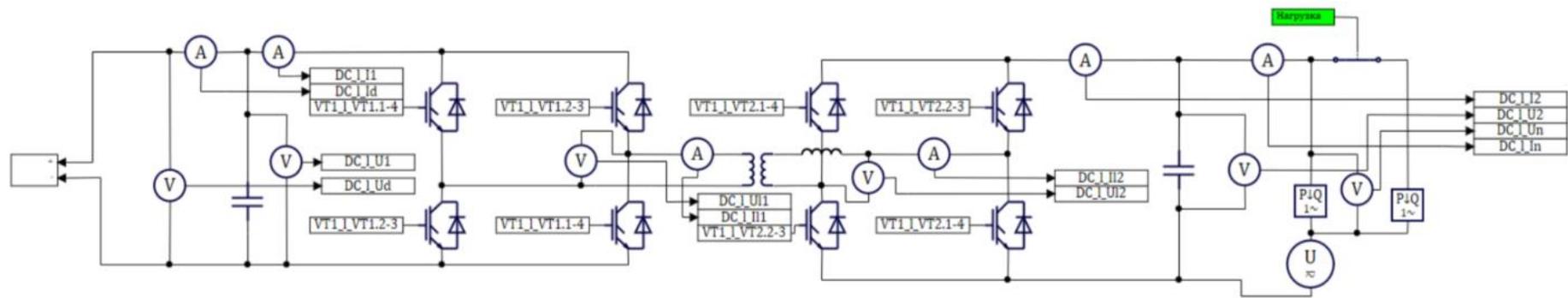


Рисунок Г.7 – Имитационная модель двунаправленного изолированного преобразователя

Вычисление ошибки регулирования

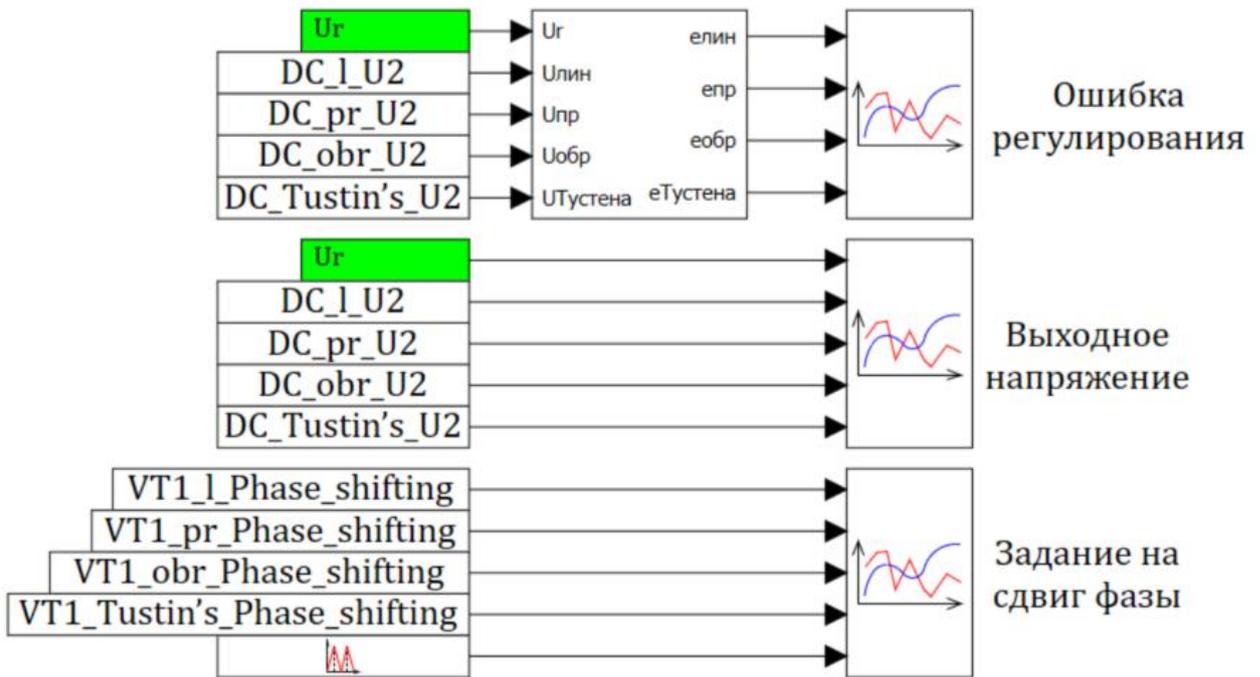


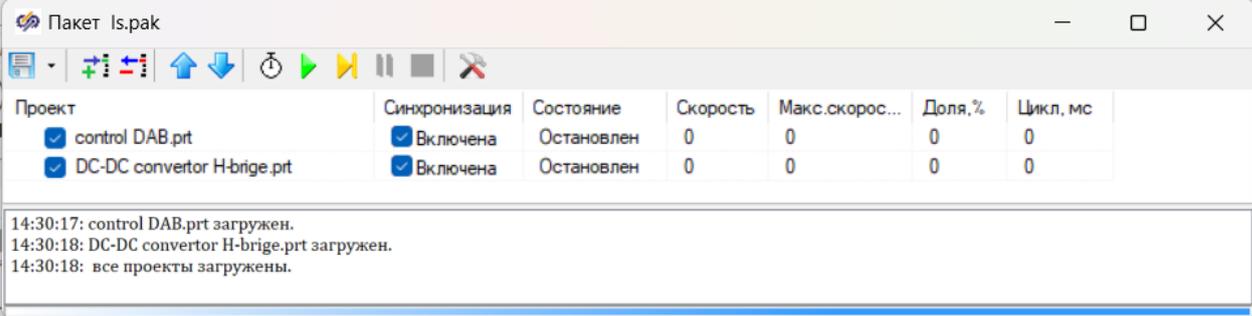
Рисунок Г.8 – Система сбора и вывода информации

№	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



The screenshot shows a software window titled "Пакет ls.pak" with a toolbar and a table of simulation projects. The table has columns for Project, Synchronization, Status, Speed, Max. Speed, Share %, and Cycle time. Below the table, there is a log of events.

Проект	Синхронизация	Состояние	Скорость	Макс.скорос...	Доля, %	Цикл, мс
<input checked="" type="checkbox"/> control DAB.prt	<input checked="" type="checkbox"/> Включена	Остановлен	0	0	0	0
<input checked="" type="checkbox"/> DC-DC convertor H-brige.prt	<input checked="" type="checkbox"/> Включена	Остановлен	0	0	0	0

14:30:17: control DAB.prt загружен.
14:30:18: DC-DC convertor H-brige.prt загружен.
14:30:18: все проекты загружены.

Рисунок Г.11 – Пакет имитационных моделей

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