

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

На правах рукописи



ЛУФТ СЕРГЕЙ ВАЛЕРЬЕВИЧ

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ПОВЫШЕННОЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ  
ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ ДЛЯ ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация  
на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор  
Харитонов Сергей Александрович

Новосибирск – 2022

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	4
ГЛАВА 1 Обзор научно-технической литературы по способам построения источников питания гальванических установок .....	10
1.1 Обзор доступных источников питания гальванических установок на рынке.....	10
1.2 Обзор структурных схем источников питания для гальванических установок .....	18
1.3 Обзор способов равномерного распределения нагрузки между параллельно включенными преобразователями напряжения .....	27
1.3.1 Системы пассивного распределения мощности .....	29
1.3.2 Системы активного распределения мощности .....	32
1.3.3 Способы обработки токовых сигналов .....	37
1.3.4 Способы организации обмена данными между преобразователями....	48
1.4 Схема замещения и параметры нагрузки преобразователей для гальванических установок .....	52
Выводы по первой главе .....	54
ГЛАВА 2 Модульный источник электропитания гальванической установки на основе мостового преобразователя с фазовым управлением .....	55
2.1 Принцип действия преобразователя с фазовым управлением.....	55
2.2 Алгоритм расчета параметров преобразователя .....	59
2.3 Расчетные соотношения для определения параметров силовой схемы преобразователя .....	62
2.4 Реализация системы управления преобразователем и системой с использованием интерфейса связи CAN.....	73
2.5 Синтез системы управления преобразователем .....	75

2.5.1 Параметрический синтез регулятора по напряжению.....	77
2.5.2 Параметрический синтез регулятора по току .....	82
2.5.3 Структурная схема системы из параллельно включенных преобразователей .....	86
2.5.4 Параметрический синтез контура распределения токов .....	86
Выводы по второй главе .....	91
ГЛАВА 3 Имитационное моделирование системы электропитания гальванической установки .....	93
Выводы по третьей главе .....	106
ГЛАВА 4 Практическая реализация модуля системы электропитания гальванической установки .....	107
Выводы по четвертой главе .....	118
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	119
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....	121
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	122
ПРИЛОЖЕНИЕ А Акт и справка о внедрении результатов диссертационной работы .....	138
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ .....	141

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Технологические процессы гальванического производства играют значительную роль во многих отраслях промышленности. Гальванические покрытия широко используются для защиты деталей от коррозии, для восстановления изношенных деталей, а также для облегчения пайки. Часто такие покрытия позволяют заменить цветные, благородные или дефицитные металлы менее дорогими и более распространенными [1]. Износостойкость гальванических покрытий зачастую является большей, чем у механически обработанных поверхностей. Кроме того, по экономичности гальванические покрытия превосходят другие виды покрытий. Наибольшее распространение гальваническая обработка получила в автомобильной, авиационной, электронной и радиотехнической промышленности, а также в строительстве и ювелирном производстве.

Для питания гальванической установки используется постоянный ток. От качества тока, питающего ванну, зависит качество гальванического покрытия, производительность установки, экономические показатели готового продукта. Поэтому основным требованием к преобразователям является коэффициент пульсаций выходного тока. Как правило, этот показатель равен примерно 5% от номинального выходного тока [2].

Современные выпрямители имеют огромную мощность и позволяют питать несколько ванн одновременно. Однако при параллельном подключении ванн возникает проблема распределения тока и контроля за процессами, протекающими в отдельных ваннах. Проблему распределения тока между ваннами можно решить и с помощью построения выпрямителей на основе ячеек небольшой мощности. Для каждой ванны выбирается необходимое количество ячеек и делается шкаф с выпрямителем. Все полученные шкафы объединяются системой управления верхнего уровня для удобства контроля за каждой ванной.

**Степень разработанности.** Анализ существующих на рынке решений среди современных выпрямительных установок показывает, что большая часть

модульных систем не обеспечивает высоких показателей качества выходной электрической энергии во всем диапазоне выходной мощности.

Несмотря на то, что в промышленности представлено обширное количество источников питания постоянного тока [3-10], многие из них обладают довольно большими массогабаритными показателями.

Разработкой и производством оборудования для гальванических производств занимаются такие предприятия как «Интмаш», «Электромодуль», «IMPGOLD», «Страт», «CRS Industrial Power Equipment», «Навиком», «ЭлектроИнтел», «KraftPowercon», «Звезда Электроника», «ИВТ», «Научно-производственный консультационный центр Курсор», «РУМИКОНТ СПб», «Гальванопреобразователь», «Магистр». Решению схемотехнических и алгоритмических задач, применимых в гальванических выпрямителях, разработке алгоритмов управления системами с параллельным включением преобразователей напряжения, повышению энергоэффективности и надежности модульных систем электропитания посвящено множество работ зарубежных и отечественных ученых. Среди них следует отметить труды следующих ученых: Людин В.Б., Шичков Л.П., Эпельфельд А.В., Мохова, О.П., Свистунов М.М., Шторк С.В., Калугин Н.Г., Васильев В.Ю., Антонов А.А., Козляев И.Д., Kolar J.W., Badstuebner U., Biela J., Jovanovic M.M., Lee F.C., Panov Y., Siri K., Zhang Y., Le Bolloch M., Rinne K., Lee C.Q., Redl R.

**Целью** научно-исследовательской работы является разработка для гальванических производств системы электропитания с повышенной энергоэффективностью, что достигается путем анализа и синтеза новых схемотехнических решений и алгоритмов управления. Для достижения изложенной выше цели были поставлены и решены следующие **задачи**:

1. Произвести анализ схем силовой части источника электропитания для гальванических производств с точки зрения уменьшения массы и габаритов изделия.

2. Произвести анализ способов распределения токовой загрузки преобразователей в рамках системы с параллельным включением преобразователей напряжения.

3. Разработать имитационную модель синтезированной системы электропитания, позволяющую получить её статические и динамические характеристики, и оценить адекватность предложенных способов управления.

4. Практически реализовать и проверить работоспособность модульного источника электропитания для гальванических производств.

5. Разработать алгоритм расчета параметров силовой цепи преобразователя с точки зрения минимизации массы источника электропитания.

**Объектом исследования** является модульный источник электропитания для гальванических производств.

**Предметом исследования** являются энергетические и массогабаритные характеристики преобразователей с мягкой коммутацией, построенных с применением планарной технологии изготовления магнитных элементов, а также точность распределения токов между модулями в рамках параллельной работы.

**Научная новизна** исследования состоит в следующем:

1. Предложена методика комплексного расчета основных параметров преобразователя с фазовым управлением для минимизации массы изделия.

2. Впервые установлено, что в аварийных режимах работы при обрыве связи у одной из ячеек, после восстановления передачи данных может возникнуть ненулевая статическая ошибка в выходном напряжении системы.

3. Разработана модернизированная система управления преобразователями, позволяющая устранить статическую ошибку в выходном напряжении после восстановления передачи данных между ячейками.

4. Предложен алгоритм управления системой электропитания, состоящей из параллельно включённых преобразователей напряжения, позволяющий улучшить качество выходной энергии в области малой выходной мощности.

**Теоретическая значимость научно-исследовательской работы:**

1. Синтезированы имитационные модели для проверки корректности расчетных соотношений для различных конфигураций схем преобразователя с фазовым управлением.

2. Разработан алгоритм управления системой электропитания гальванической установки, улучшающий энергетические показатели системы в области малой выходной мощности.

3. Предложена система управления преобразователем с нулевой статической ошибкой в выходном напряжении после выхода из аварийного режима работы.

#### **Практическая значимость научно-исследовательской работы:**

1. Разработана программа для комплексного расчета основных параметров преобразователя с фазовым управлением.

2. Разработана ячейка электропитания для гальванической установки с улучшенными массогабаритными показателями.

**Методы исследований.** Для решения поставленных задач были использованы элементы теории электрических и магнитных цепей, методы схемотехнического моделирования с использованием программного обеспечения MATLAB-Simulink и PSIM, программа для моделирования физических процессов Elmer, а также физическое макетирование.

#### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Способ устранения ненулевой статической ошибки в выходном напряжении после выхода из аварийного режима работы системы, реализуемый с использованием дополнительных пакетов данных с значениями максимальной и минимальной интегральной части регулятора параллельной работы.

2. Способ повышения точности распределения токов между ячейками до 12% с использованием управления по среднему току преобразователей с учетом 10% разброса показаний датчиков токов силовых ячеек.

3. Алгоритм управления системой электропитания, повышающий КПД системы путем отключения части модулей при малой выходной мощности.

4. Схемотехнические и конструктивные решения, уменьшающие массогабаритные показатели системы электропитания гальванической установки на 13%.

**Достоверность полученных результатов** подтверждается корректной постановкой задачи, адекватностью разработанных моделей, а также результатами, полученными в ходе экспериментальных исследований на имитационной модели и физическом макете.

**Внедрение результатов работы.** Результаты научно-исследовательской работы внедрены в компании ООО «Интеллектуальные машины» (Приложение А). Полученный опыт в сфере параллельной работы преобразователей используется при реализации других проектов в компании ООО «Интеллектуальные машины».

**Личный вклад автора.** Материалы диссертации являются обобщением работ автора, выполненных в период с 2015 по 2020 года, и отражают его личный вклад в решаемую задачу. Основные научные результаты получены автором самостоятельно. Опубликованные работы написаны в соавторстве с руководителем и другими сотрудниками, принимавшими участие в разработке и практической реализации источника питания гальванических установок. Совместно с научным руководителем выполнена постановка задач диссертационного исследования, анализ и обсуждение результатов теоретических и практических исследований. Автором совместно с Соловьевым А.А., Классен Т.С., Мурашко А.С. и Христоролюбовым А.А. разработан и изготовлен источник питания гальванических установок с выходным током 170 А и напряжением 12 В, являющийся составляющей частью источника питания гальванических установок, практические и теоретические исследования которого проведены автором в команде с Классен Т.С. и Соловьевым А.А. Алгоритм отключения ячеек предложен и исследован автором самостоятельно.

**Апробация результатов.** Основные положения диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение на следующих научных семинарах и конференциях: 53-я Международная научная студенческая конференция МНСК-2015, Новосибирск, НГТУ, 2015 г., XVIII Международная

конференция молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам «EDM», Новосибирск, НГТУ, 2017 г., XIX Международная конференция молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам «EDM», Новосибирск, НГТУ, 2018 г., XX Международная конференция молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам «EDM», Новосибирск, НГТУ, 2019 г., научные заседания кафедры «Электроники и Электротехники» ФГБОУ ВО «НГТУ», Новосибирск, 2016 – 2020 г.

**Публикации.** По основным научным результатам диссертационной работы опубликовано 9 печатных работ, в том числе 2 статьи в рецензируемых научных журналах, рекомендованных высшей аттестационной комиссией РФ, 7 публикаций, входящих в международную систему цитирования «Scopus» и/или «Web of Science», а также получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ (Приложение Б).

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений, списка из 132 использованных источников и двух приложений. Работа изложена на 141 странице машинописного текста, иллюстрируется 88 рисунками и двумя таблицами.

## ГЛАВА 1 Обзор научно-технической литературы по способам построения источников питания гальванических установок

Все области промышленности стремятся к минимизации габаритов и массы источников питания. Наиболее технологичные решения позволяют получить выгоду при своей эксплуатации: меньшая занимаемая в цехе площадь, удобство обслуживания и транспортировки.

### 1.1 Обзор доступных источников питания гальванических установок на рынке

Наиболее распространенными до сих пор являются низкочастотные тиристорные выпрямители, например, выпрямители серии ТЕ1 производства «Электромодуль», представленный на рисунке 1.1. Выпрямитель предназначен для питания выпрямленным током гальванических ванн, станков электрохимической обработки металлов, низковольтных электродвигателей, очистки сточных вод, а также питания других потребителей постоянного тока [3].



Рисунок 1.1 – Выпрямитель ТЕ1-200-12Т

Существенным ограничением в работе данного выпрямителя является требование к окружающей среде: окружающая среда не взрывоопасная, не содержащая агрессивных газов и паров в недопустимых концентрациях, не насыщенная разрушающей пылью и водяными парами, с содержанием не токопроводящей пыли не более  $0,2 \text{ мг/м}^3$ . При установке выпрямителя непосредственно в цехе рядом с ваннами, в течение непродолжительного времени работы в корпус выпрямителя попадают пары электролитов, которые являются агрессивными средами и пагубно влияют на срок службы выпрямителя. Установка оборудования в отдельном помещении не всегда возможна, поэтому разработчики выпрямителей для гальванических цехов стараются минимизировать контакт компонентов выпрямителя с парами электролитов. В частности, эту проблему можно решить установкой водяного охлаждения, например, выпрямители серии ГАЛС производства ООО «Интмаш», представленный на рисунке 1.2. В данных выпрямителях воздух из цеха контактирует лишь с радиатором, который производит теплоотвод от охлаждающей жидкости. Силовые элементы шкафа не обдуваются воздушным потоком, содержащим испарения электролитов [4].



Рисунок 1.2 – Выпрямитель ГАЛС-6300Р-12-УХЛ с жидкостным охлаждением

Все низкочастотные выпрямители обладают одним общим недостатком – наличием тяжелых и объемным силовых трансформаторов и дросселей. Это удорожает транспортировку, установку, хранение таких выпрямителей. Для решения этой проблемы разработчики оборудования для гальванических производств начали выпускать высокочастотные транзисторные выпрямители, лишенные этих недостатков.

Более компактным решением являются выпрямители серии «UNIV» производства «IMPGold», рисунок 1.3.



Рисунок 1.3 – Выпрямитель UNIV-150A/12B

Высокочастотные импульсные выпрямители (источники тока/напряжения) серии «UNIV», широкого диапазона выходной мощности от 0,36 до 150 кВт и назначения, используются для проведения различных процессов гальванического производства, электротермии и т.д.

Данные выпрямители построены на высококачественной элементной базе ведущих мировых производителей, с использованием высоковольтных IGBT-модулей, управляемых широтно-импульсной модуляцией, обеспечивающих

высокий коэффициент мощности и высокий КПД преобразователя. Выпрямители обладают высокой надежностью, точностью поддержания выходных параметров, имеют малые пульсации выходного тока и оснащены защитой от короткого замыкания и перенапряжения на выходе и автоматической защитой от перегрева.

Данная серия выпрямителей обладает широким выбором выходной мощности, что говорит о сложности наращивания выходного тока путем включения нескольких выпрямителей параллельно [5].

Выпрямитель «СТРАТ», представленный на рисунке 1.4, в полностью герметичном исполнении с пассивным охлаждением не содержит в своем составе вентиляторов, не выдерживающих жестких условий окружающей среды в гальванических цехах [6].



Рисунок 1.4 – Полностью герметичный выпрямитель СТРАТ-100ВГ-IP65

Модульные системы электропитания производства компании «CRS Industrial Power Equipment» [7]. Выпрямители серии «DC», представленные на рисунке 1.5 используют в своей основе высокочастотный инвертор на IGBT транзисторах, обладающий высоким КПД и низким временем отклика. Стоит отметить, что выпрямители, имеющие воздушное охлаждение, выполняются в негерметичных корпусах, что снижает их срок службы.



Рисунок 1.5 – Модульные выпрямители CRS

Стоит отметить отечественный выпрямитель «Пульсар СМАРТ» производства «Навиком» [8], показанный на рисунке 1.6. Выпрямители модульной конструкции занимают в 2-5 раз меньшую площадь и имеют в 2-3 раза меньшую массу по сравнению с выпрямителями «Пульсар ПРО» сопоставимой мощности, что значительно упрощает транспортировку и монтаж. Выпрямители можно

устанавливать вплотную друг к другу или другому оборудованию, обеспечив доступ только спереди и сзади.



Рисунок 1.6 – Модульные выпрямители Пульсар СМАРТ

Преобразователь питания NEON ИПГ производства «ЭлектроИнтел» [9], представленный на рисунке 1.7 также является отечественной разработкой. Как и у других модульных выпрямителей, внешний корпус NEON ИПГ состоит из отдельных пластин, что позволяет легко наращивать количество силовых ячеек без необходимости приобретения шкафа, рассчитанного на большее количество модулей.



Рисунок 1.7 – Модульный выпрямитель NEON

Выпрямители NEON ИПГ выполняются со степенью защиты IP54 что обеспечивает устойчивость к воздействию агрессивных сред, возможность работы на открытом воздухе под навесом или в непосредственной близости к гальванической ванне.

Одним из самых известных выпрямителей для гальванических производств является FlexKraft производства «KraftPowercon», Швеция [10], показанный на рисунке 1.8. Основные преимущества заключаются в модульности конструкции, компактности, высоком КПД.



Рисунок 1.8 – Модульные выпрямители FlexKraft

Представленные выше модульные выпрямители просты в обслуживании, позволяют подобрать наиболее подходящую заказчику суммарную выходную мощность. Использование высокочастотных схем преобразования позволяет избавиться от тяжелых сетевых трансформаторов, улучшить качество выходного тока при средних и малых нагрузках.

Для последующего сравнения массогабаритных показателей, основные характеристики выпрямителей сведены в общую Таблицу 1.1. Все выпрямители, представленные в таблице, имеют выходное напряжение, равное 12 В. Все электрические параметры, представленные в Таблице 1.1, взяты для номинального режима работы.

Таблица 1.1 – Характеристики выпрямителей для гальванических производств

Название	$P_{\text{ВЫХ}}$ ,	$m$ ,	$V$ ,	$P_{\text{ВЫХ}}/V$ ,	$P_{\text{ВЫХ}}/m$ ,	$\eta$ ,	$\chi$
	Вт	кг	$m^3$	кВ/ $m^3$	кВ/кг	%	
TE1-200-12T	2400	160	0,21	11,4	0,015	85	0,85
TE1-600-12T	7200	270	0,62	11,6	0,026	85	0,85
UNIV-150A/12B	1800	19	0,054	33,3	0,095	88	0,87
UNIV-500A/12B	6000	35	0,08	75	0,17	88	0,87
СТРАТ-100ВГ-IP65	1200	10	0,11	10,9	0,12	96	-
ИПГ-12/150-220 IP54	1800	25	0,056	32,1	0,072	88	0,86
ИПГ-12/600-380 IP54	7200	55	0,13	56,25	0,13	88	0,86
Flexkraft AIR-12/600	7200	49	0,14	52,6	0,15	90	0,93
Q500 12V/550A DC AIR-400VAC-1MOD	6600	79	0,1	66	0,083	87	0,93
Пульсар СМАРТ 1000/12	12000	72	0,16	75	0,17	90	0,95- 0,97

## 1.2 Обзор структурных схем источников питания для гальванических установок

Источник питания для гальванической установки могут быть реверсивными и нереверсивными. Реверсирование тока позволяет добиться высокого качества покрытий, равномерности покрытия, улучшенных свойств и ускорения процесса осаждения металла. При реверсировании происходит смена полярности напряжения на нагрузке, ток начинает протекать в противоположном направлении. Это позволяет растворить наиболее выступающие участки образовавшейся поверхности, т.е. дефекты покрытия.

Все схемы источников питания для гальванических установок можно разделить на низкочастотные тиристорные и высокочастотные транзисторные.

Тиристорные схемы работают на низких частотах и в составе имеют сетевой силовой трансформатор. В лабораторных условиях обычно используются однофазные выпрямители малой мощности [11], схема которого представлена на рисунке 1.9. Данная схема обладает рядом преимуществ: однофазное питание, что важно для исследовательских лабораторий, простота силовой схемы и системы управления. К недостаткам можно отнести наличие громоздкого сетевого трансформатора, а также выходного фильтра.

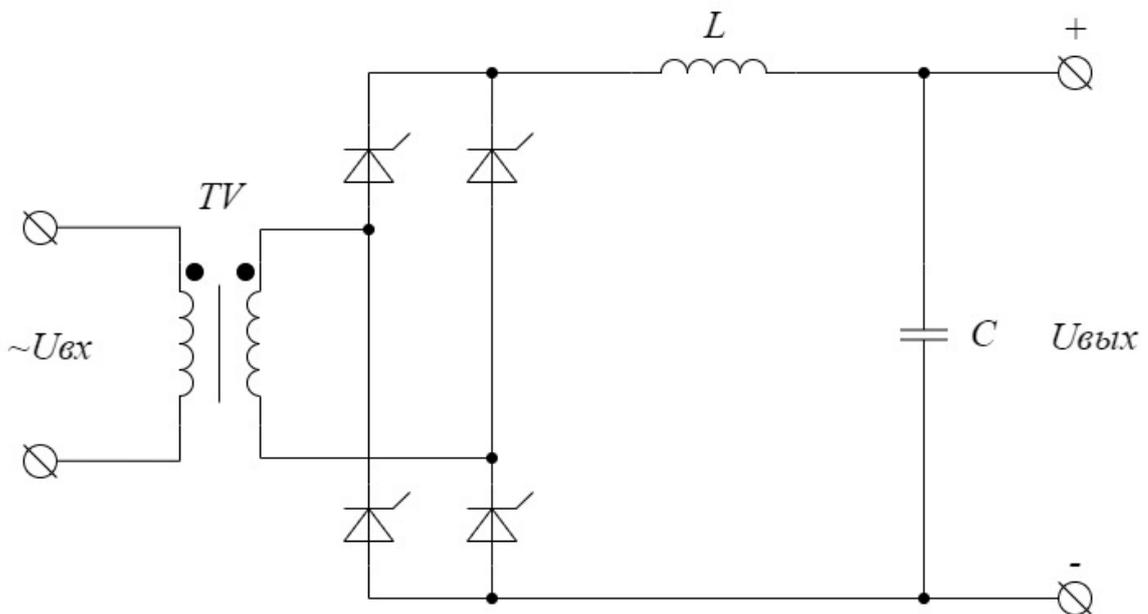


Рисунок 1.9 – Однофазный мостовой тиристорный выпрямитель

В промышленных установках используются многофазные выпрямители. Многофазные выпрямители имеют ряд преимуществ перед однофазными: лучшие удельные технико-экономические показатели, симметричная нагрузка всех трёх фаз питающей сети, меньшие пульсации выпрямленного тока [12]. Эти достоинства определили широкое применение многофазных выпрямителей в гальванических цехах.

Наиболее распространенная тиристорная схема выпрямления показана на рисунке 1.10, которая была представлена в 1923 году (выпрямитель Ларионова на 6-ти диодах).

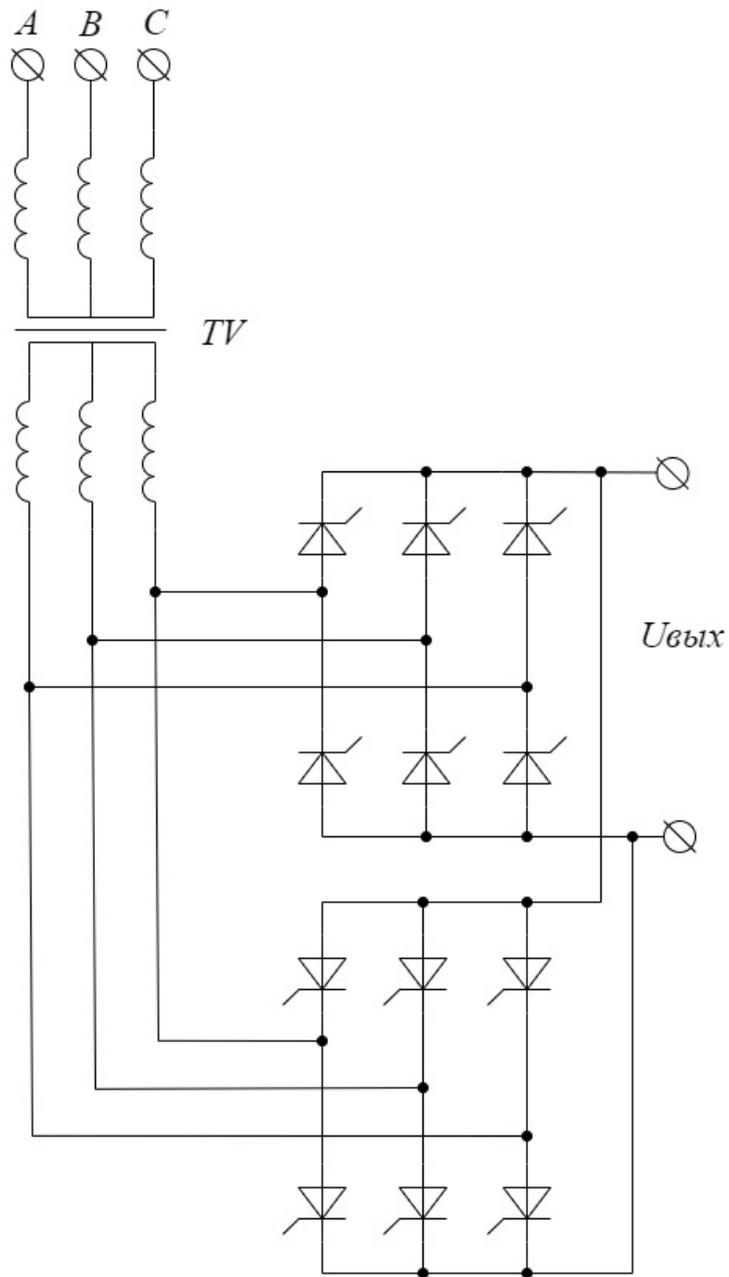


Рисунок 1.10 – Трехфазная схема питания гальванической установки с реверсом

Реверс в тиристорных схемах реализуется с помощью включения дополнительного встречного комплекта вентилей.

Основные преимущества представленной схемы:

- простота исполнения;
- надежность системы, т.к. тиристоры – полупроводниковые приборы, выдерживающие огромные импульсные токи и напряжения.

К недостаткам схемы можно отнести:

- наличие сетевого силового трансформатора, имеющего большую массу и габариты;
- без выходного фильтра не может использоваться при хромировании, т.к. эта операция требует пульсаций выходного тока ниже 5%.

Структурная схема транзисторного источника питания гальванической установки представлена на рисунке 1.11. Гальваническую изоляцию содержит DC/DC преобразователь.

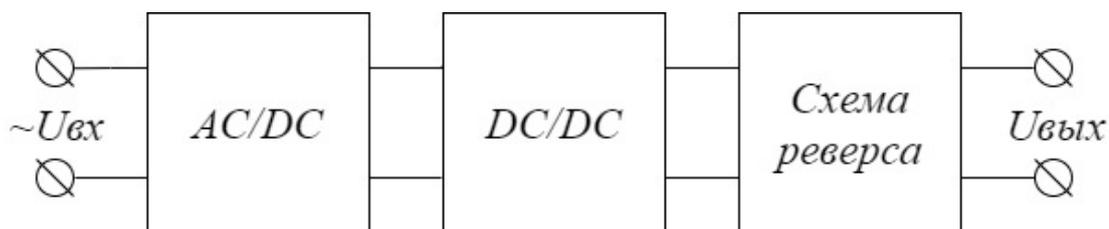


Рисунок 1.11 – Структурная схема транзисторного источника питания

Транзисторные схемы выпрямления состоят из выпрямителя и DC/DC преобразователя с трансформаторной развязкой. В качестве схемы выпрямления может быть использован однофазный или трехфазный диодный мост, а также корректор коэффициента мощности, представленные на рисунке 1.12. Корректор коэффициента мощности позволяет получить лучшие, по сравнению с обычным диодным выпрямителем, энергетические характеристики на входе преобразователя. Использование «разделенной» схемы позволяет уменьшить пульсации выходного тока корректора, что снижает требуемую величину выходной емкости. Однако добавление корректора коэффициента мощности снижает общую надежность системы, добавляет активные элементы в схему, требующие управления.

Реверс в транзисторных схемах реализуется с помощью однофазного инвертора напряжения, рисунок 1.13. Этот инвертор работает на низкой частоте и главным требованием к нему являются минимальные статические потери.

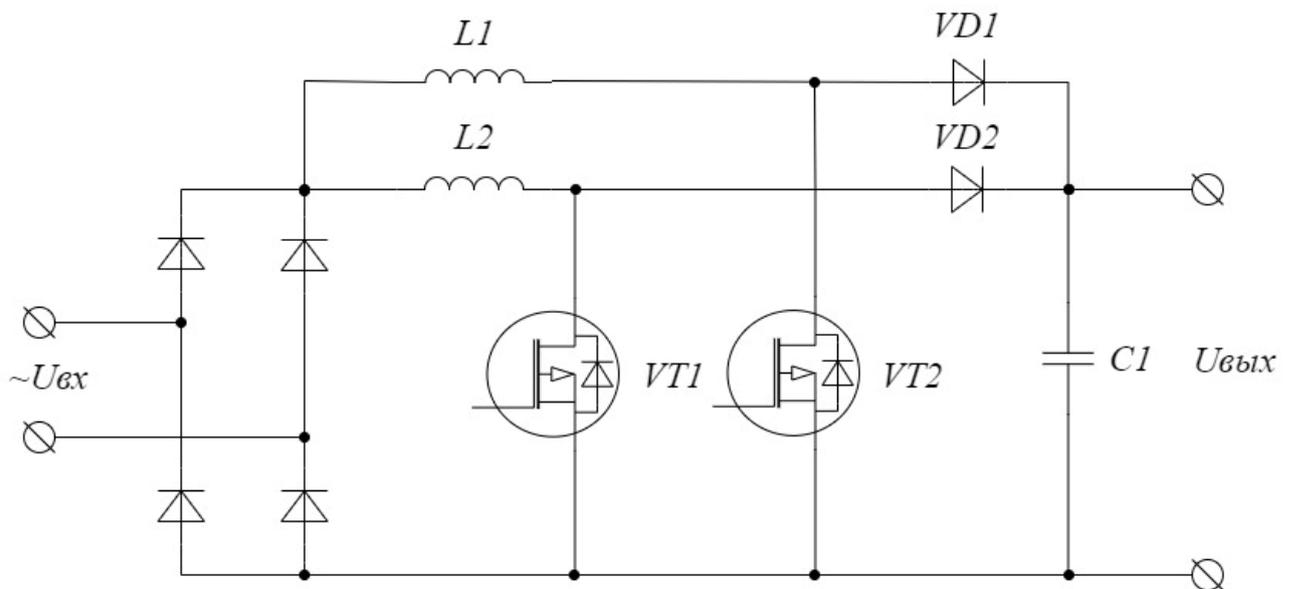


Рисунок 1.12 – Корректор коэффициента мощности с чередованием фаз

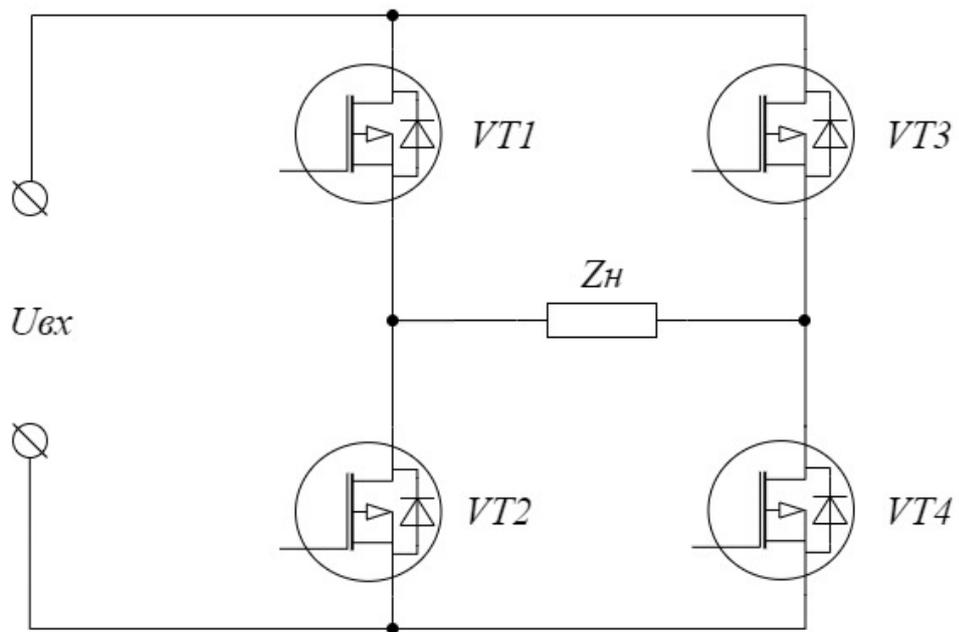


Рисунок 1.13 – Инвертор напряжения

Среди транзисторных схем можно выделить группу схем с «жесткой» коммутацией: полумостовой, двухключевой прямоходовой и мостовой преобразователи.

На рисунке 1.14 представлена схема полумостового преобразователя напряжения. Данная схема, как правило, используется на мощности до 1 кВт.

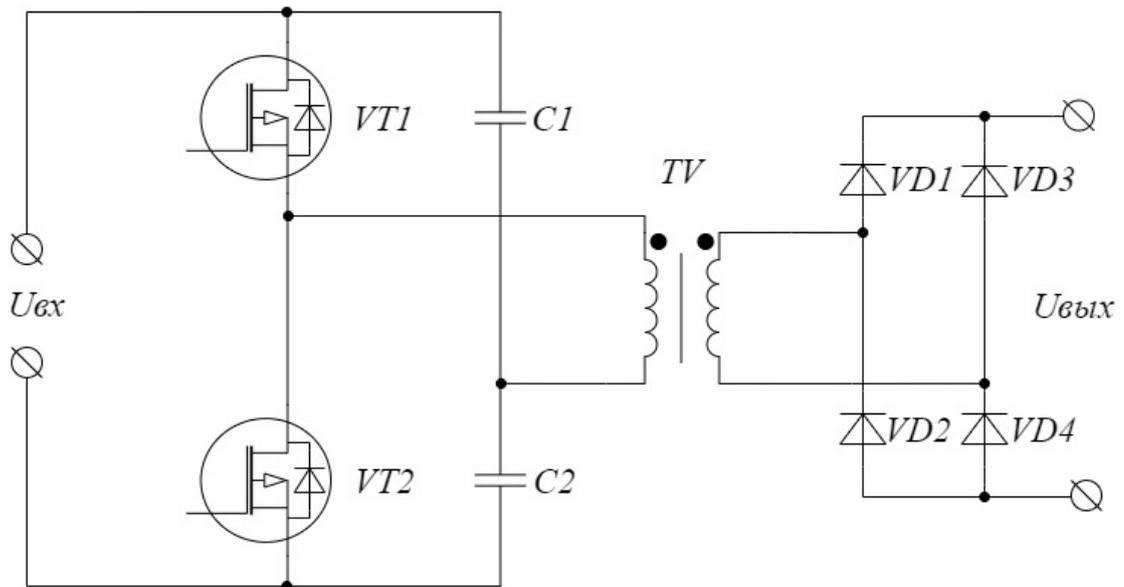


Рисунок 1.14 – Полумостовой преобразователь

Недостатки схемы:

- амплитуда напряжения на трансформаторе равна половине питающего напряжения, поэтому для достижения необходимой мощности нужно увеличивать ток через первичную обмотку трансформатора;
- через конденсаторы  $C1$  и  $C2$  протекают импульсные токи большой величины, что ограничивает выбор конденсаторов;
- использование на больших мощностях невыгодно - большая нагрузка по току.

На рисунке 1.15 изображена схема двухключевого прямоходового преобразователя.

По сравнению с полумостовой схемой можно выделить следующие преимущества:

- простота управления, т.к. импульс управления один на оба транзистора, что упрощает построение системы управления;
- надежность, как следствие отсутствия необходимости в «мертвом» времени.

К недостаткам можно отнести:

- большой ток через транзисторы по сравнению с мостовой схемой;

- трансформатор используется только половину периода коммутации – это неэффективно.

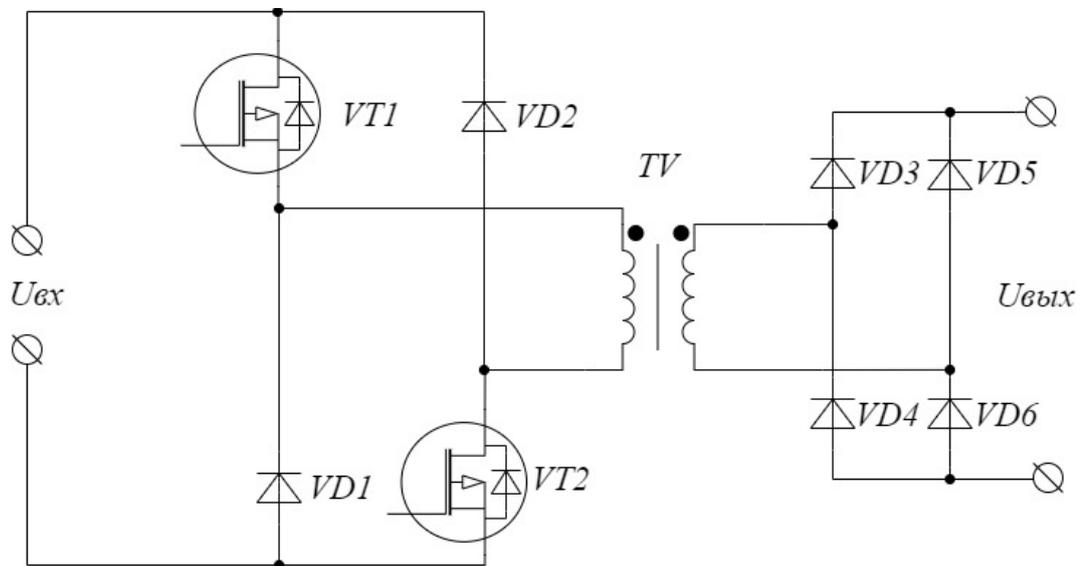


Рисунок 1.15 – Двухключевой прямоходовой преобразователь

На рисунке 1.16 представлен мостовой преобразователь. Данная схема используется на мощности от 1 кВт до десятков кВт.

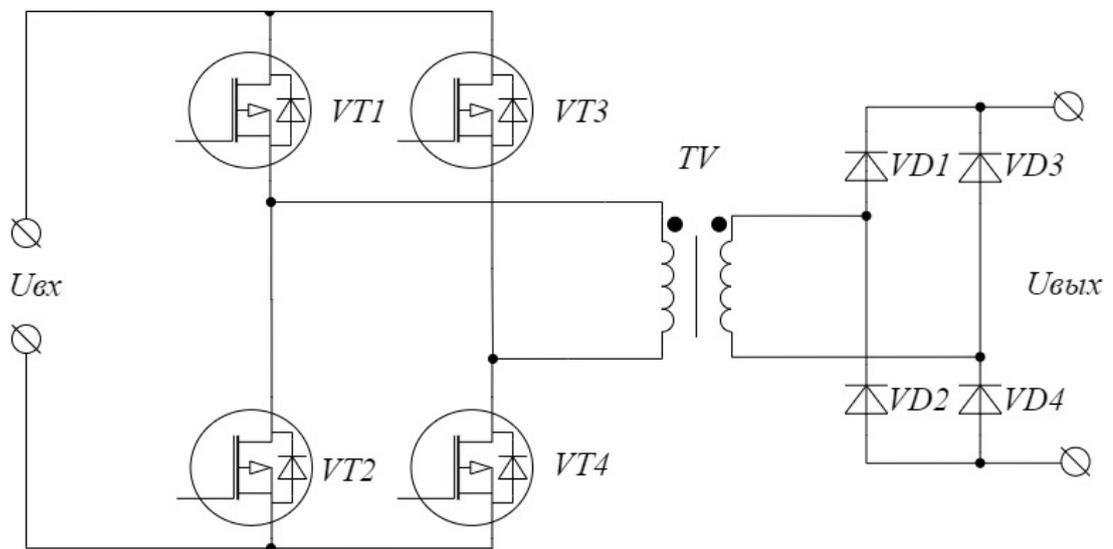


Рисунок 1.16 – Мостовой преобразователь

Достоинства:

- трансформатор используется весь период коммутации;

- меньшая, по сравнению с полумостовой схемой, токовая нагрузка.

Недостатки:

- используется пара комплиментарных сигналов управления транзисторами, как следствие необходимо «мертвое» время.

Все представленные схемы с «жесткой» коммутацией обладают одним общим недостатком – большими потерями на переключение силовых вентилей. Эти потери ограничивают максимально допустимую частоту преобразования.

Чтобы снизить коммутационные потери необходимо использовать схемы с «мягкой» коммутацией силовых ключей.

На рисунке 1.17 представлена общая схема для всех резонансных полумостовых преобразователей. Резонансные преобразователи обладают хорошими энергетическими и массогабаритными показателями. Особенно широко они применяются в высокочастотных преобразователях электрической энергии с номинальной мощностью от 1 кВт и выше [13] и частотой коммутации до нескольких мегагерц [14].

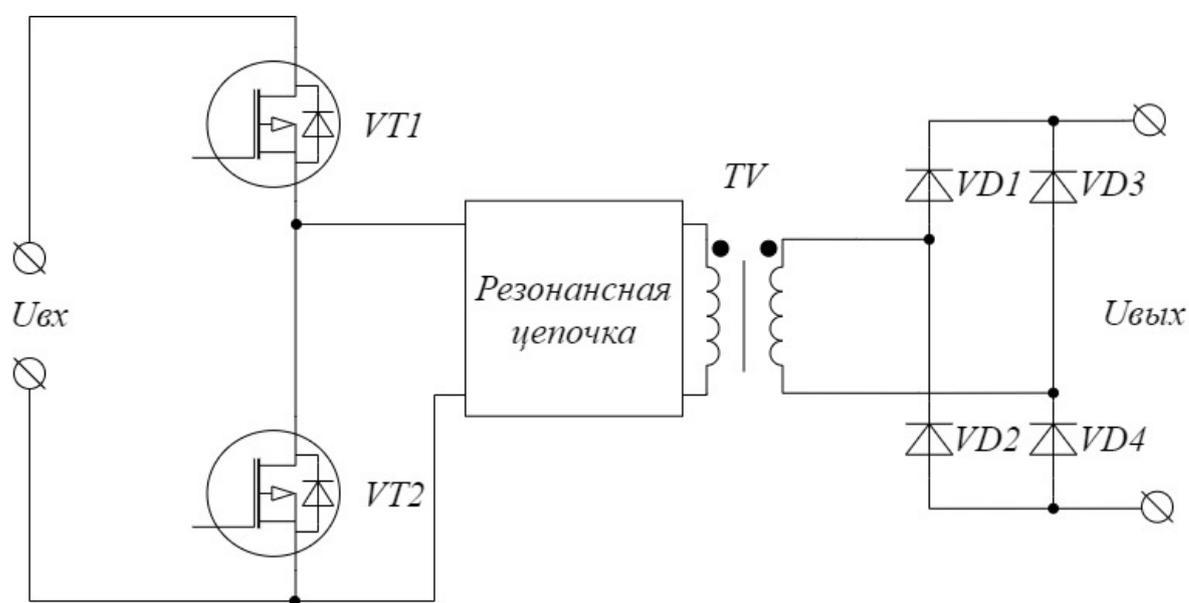


Рисунок 1.17 – Резонансный полумостовой преобразователь

Все резонансные преобразователи строятся по одному принципу. Входная часть, представленная одной или двумя стойками инвертора, формирует

прямоугольные импульсы напряжения с переменной частотой. Эти импульсы подаются на резонансную цепь, которая в свою очередь подключается к нагрузке. В качестве нагрузки чаще всего выступает высокочастотный трансформатор с выпрямителем.

Регулирование выходного напряжения осуществляется путем изменения частоты коммутации входного инвертора, в результате чего меняется импеданс резонансной цепи.

По конфигурации и способу подключения резонансной цепи к нагрузке различают последовательные, параллельные и последовательно-параллельные резонансные схемы [15-16].

К недостаткам таких топологий можно отнести сложность частотного управления, сложность обеспечения режимов холостого хода и короткого замыкания. Управление путем изменения частоты коммутации затрудняет параллельное включение преобразователей ввиду возникающих биений и неточности измерений токов при плавающей частоте.

Для средних и высоких уровней мощности (от 500 Вт и выше, вплоть до десятков кВт) часто используется мостовой преобразователь с фазовым управлением [17-22]. Схема преобразователя представлена на рисунке 1.18.

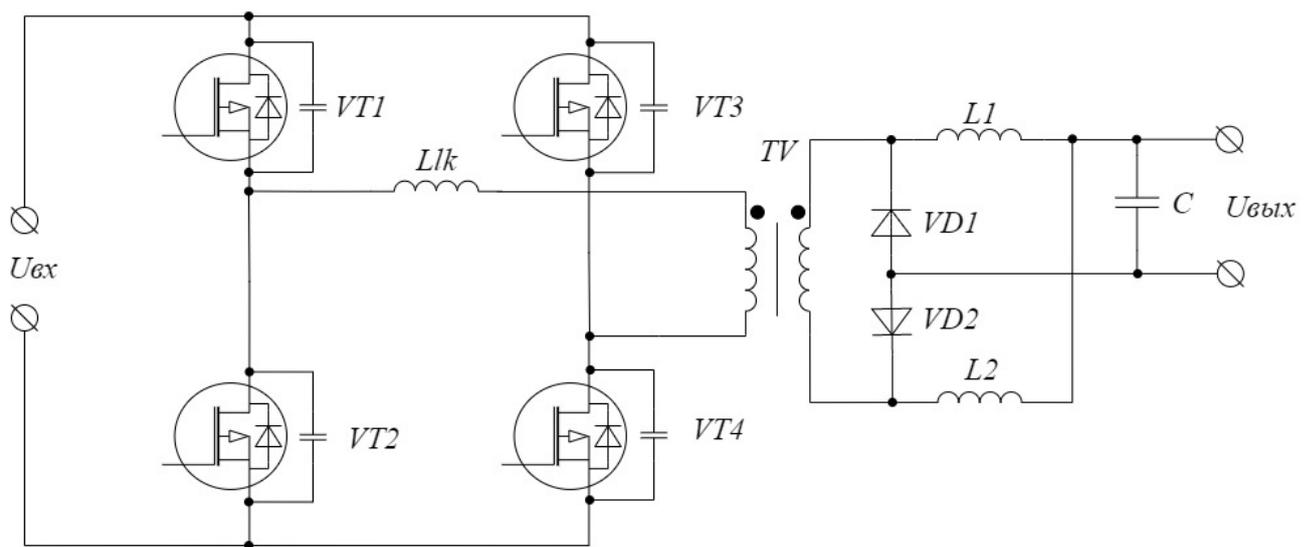


Рисунок 1.18 – Мостовой преобразователь с фазовым управлением

Данный преобразователь обладает рядом достоинств:

- высокая удельная мощность;
- относительная простота управления;
- способность работы в режимах короткого замыкания и холостого хода;
- возможность использования в качестве резонансной цепи паразитных элементов силового трансформатора.

К недостаткам можно отнести ограниченный диапазон изменения нагрузки и входной сети, в котором осуществляется «мягкая» коммутация силовых ключей. Для увеличения КПД можно заменить выходные диоды на МОП-транзисторы.

### **1.3 Обзор способов равномерного распределения нагрузки между параллельно включенными преобразователями напряжения**

Одним из способов построения систем электропитания средней и большой мощности является параллельное включение преобразователей малой мощности. Параллельное включение нескольких модулей позволяет получить следующие преимущества:

- увеличение надежности системы;
- возможность расширить систему для достижения большей мощности;
- возможность использования электронных компонентов, позволяющих работать на меньших напряжениях и токах (что особенно актуально при использовании отечественной элементной базы) и обладающих меньшей ценой;
- снижение массогабаритных показателей магнитных элементов;
- возможность резервирования;
- простоту доставки на гарантийный или негарантийный ремонт, а также простоту доставки ЗИП.

Основная проблема при параллельном включении преобразователей напряжения состоит в обеспечении равномерного распределения мощности, потребляемой нагрузкой, между всеми работающими преобразователями, т.к. при

параллельном включении преобразователей, являющихся стабилизаторами напряжения, в большинстве случаев наблюдается эффект «перетягивания тока». Суть этого эффекта в том, что вся мощность нагрузки или большая ее часть потребляется только от одного модуля. Причина заключена в неидеальности опорного напряжения, схемы измерения выходного напряжения, а также разброс в параметрах электронных компонентов. Результатом неравномерности распределения токов может стать существенный нагрев и выход из строя одного или нескольких модулей.

Существует множество способов обеспечения равномерного распределения токов между преобразователями, которые реализуемы как в аналоговом, так и в цифровом виде. В настоящее время, в связи с развитием микроконтроллеров и их повсеместном применении, цифровая реализация наиболее распространена благодаря своим преимуществам над аналоговыми способами:

- структуру и параметры системы управления легко изменить, переписав программный код;
- простота реализации сложных алгоритмов управления, в том числе адаптивных;
- использование цифровых интерфейсов связи, с помощью которых просто организовать обмен данными между параллельными модулями.

К недостаткам цифровой системы управления относится наличие цифровых задержек в системе, которые могут повлиять на динамику работы преобразователей. Однако в случае с гальваническим производством, нагрузка не несет в себе быстро изменяющихся процессов, поэтому динамика системы не является столь критичной.

Все системы с параллельным включением преобразователей можно разделить на два вида [23-24]:

- Системы пассивного распределения мощности. Преимуществом таких систем является простота реализации. Они основаны на пассивном распределении тока между преобразователями без использования сложных

алгоритмов, дополнительных датчиков и без необходимости обмена данными между параллельно включенными модулями.

- Системы активного распределения мощности. Реализация таких систем связана с использованием сложных способов управления и организацией обмена данными между преобразователями для достижения равномерного распределения токов.

### 1.3.1 Системы пассивного распределения мощности

*Метод формирования «мягкой» выходной характеристики преобразователя.*

Данный способ распределения токов основан на формировании «мягкой» внешней характеристики преобразователя. Как видно из рисунка 1.19 в случае параллельного включения преобразователей при одинаковом выходном напряжении преобразователей разница между их собственными токами в случае жесткой выходной ВАХ (рисунок 1.19, а) больше, чем в случае более «мягкой» выходной характеристики (рисунок 1.19, б).

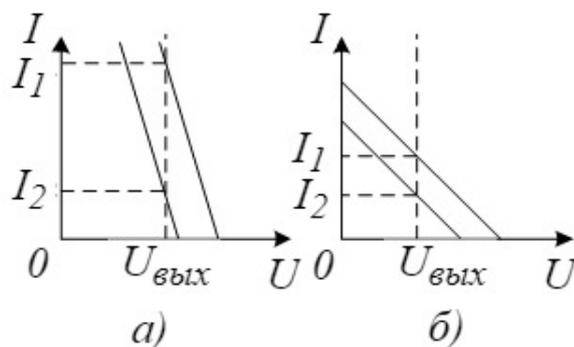


Рисунок 1.19 – Выходные характеристики двух параллельно работающих преобразователей: а) при малом выходном сопротивлении преобразователей, б) при большом выходном сопротивлении преобразователей

Указанный метод можно разделить на 3 группы по способу достижения необходимого наклона выходной характеристики:

1. Использование силовых схем преобразователей, которые обладают естественной «мягкой» выходной ВАХ. Например, «мягкой» ВАХ обладают

повышающий, понижающий и инвертирующий преобразователи, работающие в режиме прерывистого тока, а также последовательный резонансный преобразователь [23-25].

2. Последовательное с выходом включение резисторов [26-28]. Резисторы подключаются последовательно к выходам каждого из преобразователей, как указано на рисунке 1.20. Протекающий через подключенный резистор ток создает падение напряжения на выходе преобразователя. В этом случае, выходное напряжение будет определяться следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = U_1 - I_1 R_1 = U_2 - I_2 R_2. \quad (1.1)$$

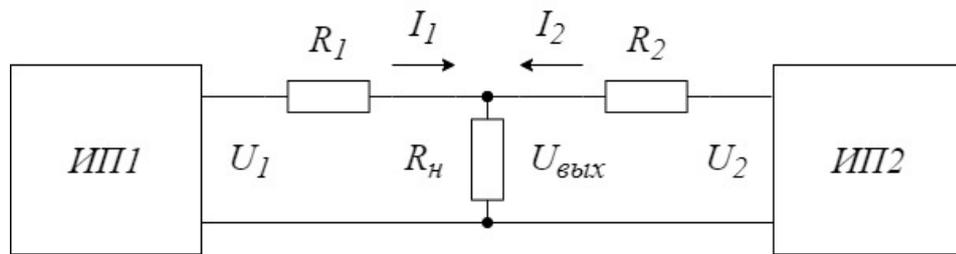


Рисунок 1.20 – Пример использования метода последовательного включения резисторов

Очевидным недостатком данного способа является большая мощность, рассеиваемая на резисторах, что ведет к снижению КПД системы. Поэтому данный способ целесообразно использовать только при малых выходных мощностях.

3. Обратная связь по выходному току [29]. Этот метод основан на том, что выходное напряжение преобразователя используется для создания дополнительного падения напряжения, пропорционального току на выходе преобразователя. Пример реализации данного метода изображен на рисунке 1.21. Выражение для выходной характеристики преобразователя записывается следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \cdot H_u - I_{\text{вых}} R_{\text{экв}}, \quad (1.2)$$

где  $R_{экв} = H_u \cdot H_i$  – эквивалентное «виртуальное» сопротивление контура,  $H_i$  – коэффициент передачи датчика тока,  $H_u$  – коэффициент передачи датчика напряжения,  $U_{он}$  – опорное напряжение.

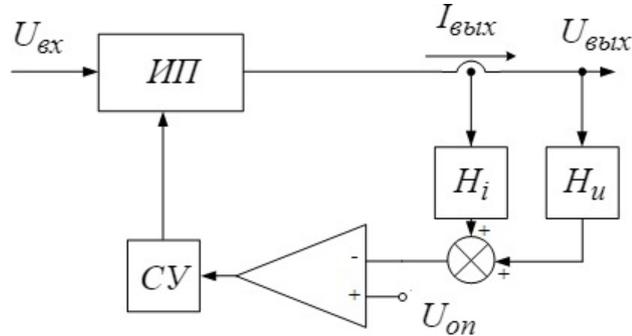


Рисунок 1.21 – Пример обратной связи по току

*Использование равных коэффициентов заполнения.*

Этот метод представлен в [30-31] и основан на выдвинутом предположении, что при управлении параллельно работающими преобразователями напряжения с одинаковым коэффициентом заполнения токи распределяются с точностью 10%, что позволяет не использовать специальные блоки. Для реализации данного способа необходимо организовать общий для преобразователей контур управления по напряжению, выходом которого является сигнал управления, подаваемый на параллельно включенные преобразователи, как показано на рисунке 1.22.

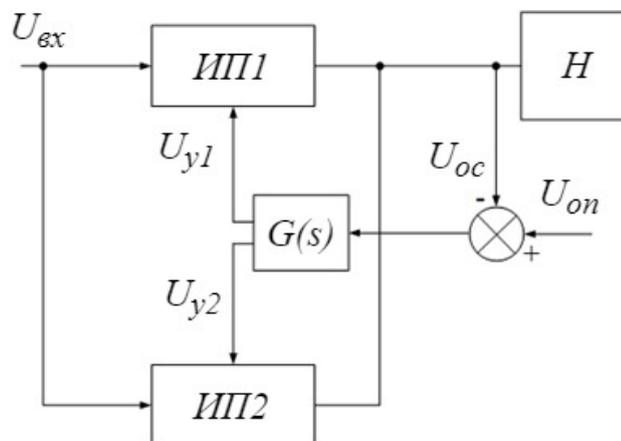


Рисунок 1.22 – Пример реализации метода управления с равными коэффициентами заполнения

Все системы пассивного распределения мощности обладают нижеописанными характеристиками.

Преимущества:

- простота реализации и расширения системы;
- высокая надежность, вследствие простых используемых решений.

Недостатки:

- точность распределения токов между преобразователями невысока;
- неточность установки выходного напряжения ввиду его просадки.

### 1.3.2 Системы активного распределения мощности

Представленные ниже системы распределения мощности отличаются более высокой точностью распределения токов между преобразователями, но вместе с тем, они обладают более высокой сложностью реализации.

По способам построения контуров регулирования, системы распределения мощности можно разделить на 4 типа.

*Внутренний контур регулирования токов преобразователей.*

Данный способ организации контуров строится на том, что контур управления напряжением, состоящий из опорного напряжения  $U_{on}$ , напряжения обратной связи  $U_{oc}$  и регулятора сигнала ошибки по напряжению, является общим для параллельно включенных преобразователей [23-24]. Характерная для этого метода структура изображена на рисунке 1.23, где  $G(s)$  – это передаточная функция регулятора сигнала ошибки по напряжению;  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$  – сигналы управления для ШИМ первого и второго преобразователей соответственно,  $U_{ou1}$ ,  $U_{ou2}$  – сигналы ошибки от контуров обработки токовых сигналов первого и второго преобразователей соответственно;  $H$  – нагрузка. Токи преобразователей измеряются датчиками тока и обрабатываются в блоке обработки токовых сигналов. На выходе этого блока формируются сигналы ошибки  $U_{ou1}$ ,  $U_{ou2}$ , которые добавляются к сигналу управления, полученному в контуре регулирования по выходному напряжению.

Сигнал управления увеличивается или уменьшается в зависимости от знака сигнала ошибки, чтобы получить соответствующие управляющие напряжения  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$  для ШИМ преобразователей, чтобы получить желаемые токи на выходах преобразователей.

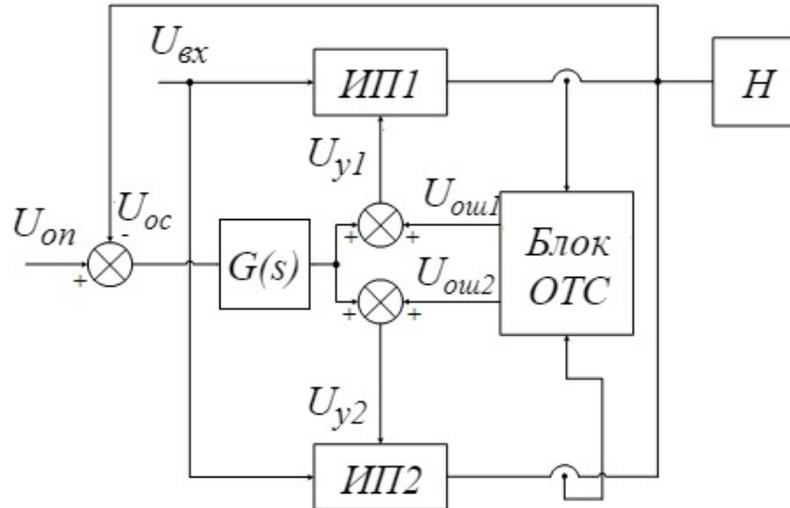


Рисунок 1.23 – Структура внутреннего контура регулирования токов

Преимущества данного способа:

- высокая точность распределения токов;
- высокая точность регулирования выходного напряжения.

Недостатки:

- низкая модульность системы;
- неустойчивость к сбоям;
- наличие общего контура по напряжению не позволяет использовать модули отдельно друг от друга.

*Внешний контур регулирования токов.*

Характерная для данного способа блок-схема изображена на рисунке 1.24. В данном методе токи преобразователей измеряются с помощью датчиков токов и передаются в блок обработки токовых сигналов. Сигналы ошибки  $U_{ош1}$ ,  $U_{ош2}$  с выхода данного блока также используются для увеличения/уменьшения опорного напряжения для достижения равномерного распределения токов.

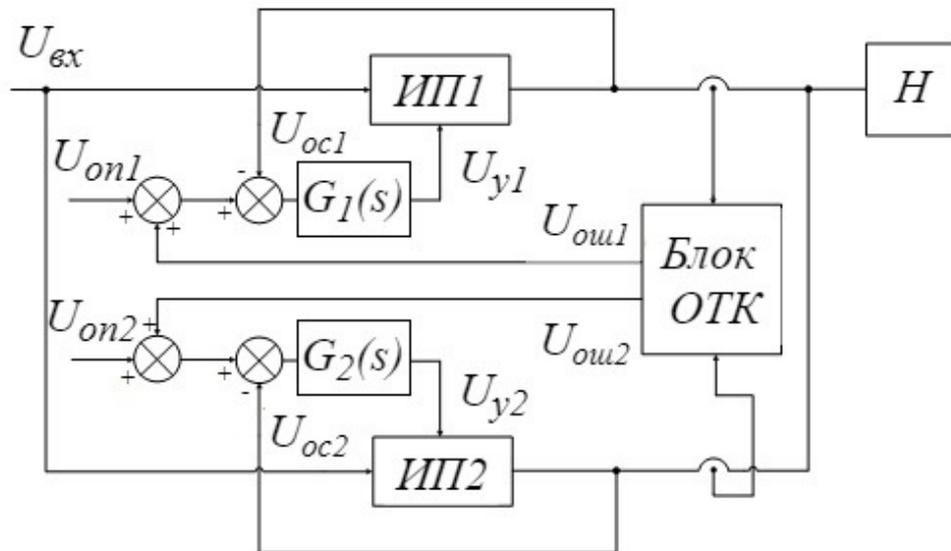


Рисунок 1.24 – Блок-схема внешнего контура регулирования токов

Главным преимуществом метода является то, что у каждого преобразователя имеется своя обратная связь по напряжению, опорное напряжение и регулятор для обработки сигналов ошибки  $U_{оc1}$  и  $U_{оc2}$ , т.е. контур регулирования напряжения каждого преобразователя работает независимо от других преобразователей [23-24]. Таким образом, можно выделить следующие характеристики представленного способа.

Преимущества:

- модульность и стандартизация производства;
- масштабируемость;
- высокая надежность – при выходе из строя одного из преобразователей система снизит максимальную выходную мощность и продолжит работу.

Недостатки:

- нестабильность в переходных процессах;
- высокий коэффициент усиления контура регулирования по напряжению может усилить любую конечную разность между опорными напряжениями модулей до такой степени, что в уровнях выходных токов преобразователей появится серьезный дисбаланс.

*Параллельные контуры управления.*

Блок-схема, отражающая пример реализации данного способа, представлена на рисунке 1.25 [32]-[35].

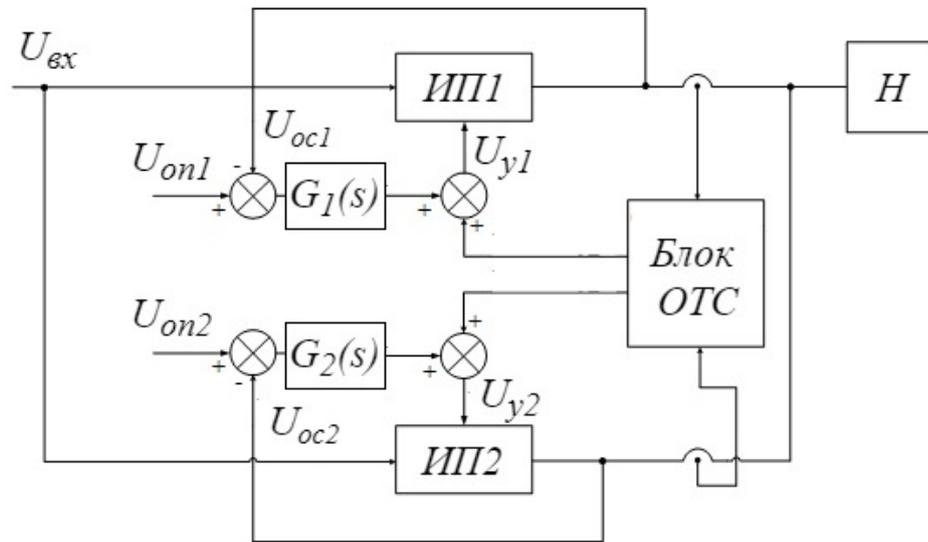


Рисунок 1.25 – Блок-схема с параллельными контурами регулирования

В системе есть два собственных контура: по току и по напряжению. Отличие данного способа от предыдущих заключается в том, что контуры регулирования работают параллельно, т.е. в каждом контуре имеется собственный сигнал задания, заведена собственная обратная связь и рассогласование сигналов обрабатывается своим регулятором. Сигналы с выходов регуляторов суммируются, формируя общий сигнал управления, используемый в блоке ШИМ. Можно выделить следующие характеристики представленного способа.

Преимущества:

- возможность настройки контуров на большую полосу пропускания, что повышает быстродействие системы;
- модульность системы;
- масштабируемость системы;
- высокая надежность.

Недостатки:

- необходимость использования специальных сложных алгоритмов, защищающих контуры регулирования от насыщения.

### Внешний контроллер.

Последний в данном обзоре метод обеспечения равномерного распределения токов – использование внешнего контроллера. Распределение токов в этом случае осуществляется за счет сравнения всех токов и напряжений во всех преобразователях, и регулирования соответствующих сигналов управления преобразователями для достижения равномерного распределения [23-24]. Сравнение происходит внутри внешнего контроллера в соответствии с его программой. Характерная для этого способа блок-схема изображена на рисунке 1.26.

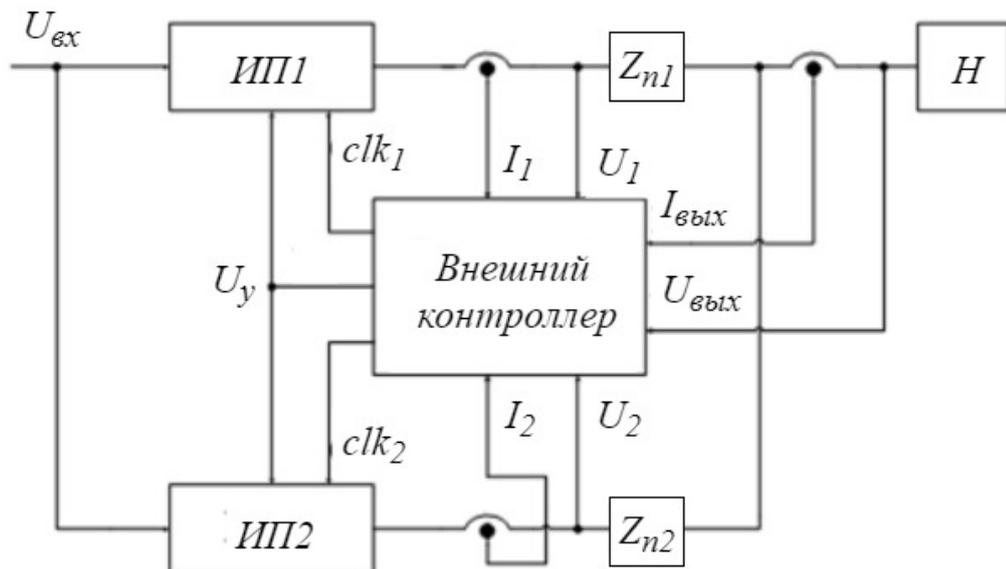


Рисунок 1.26 – Блок-схема системы управления с внешним контроллером

#### Преимущества:

- высокая точность распределения токов и регулирования выходного напряжения;
- простота мониторинга аварийных ситуаций.

#### Недостатки:

- большое количество соединений для связи между модулями и внешним контроллером;
- снижение степени модульности;

- снижение надежности – в случае отказа внешнего контроллера система прекратит свою работу.

### 1.3.3 Способы обработки токовых сигналов

Основная задача блока обработки токовых сигналов – сравнить измеренные выходные токи преобразователей с сигналом задания, вычислить сигнал ошибки по току каждого преобразователя, пропустить этот сигнал через регулятор и передать полученный сигнал в контур управления по напряжению.

*Управление по среднему значению тока.*

В случае, если на рисунке 1.27 функции  $u_1$  и  $u_2$  равны друг другу, а весовые функции  $W_1(s) = W_2(s) = \frac{1}{N}$ , где  $N$  – это количество параллельно включенных преобразователей, получим метод управления по среднему значению тока [23-24, 36-39]. Сумма выходных токов преобразователей усредняется для формирования опорного сигнала  $I_{on}$ , пропорционального среднему значению выходного тока каждого преобразователя. Сигнал  $I_{oni}$  сравнивается с выходным током преобразователя  $I_i$ , в результате чего формируется сигнал ошибки по току  $I_{oui}$ . Полученный сигнал ошибки подается на регулятор с передаточной функцией  $G_i(s)$ . Сигнал ошибки по напряжению  $U_{oui} = G_i(s) \cdot (I_{oni} - I_{oui})$  используется для регулирования выходного напряжения преобразователя таким образом, чтобы его выходной ток был равен усредненному выходному току всей системы.

Преимущества описанного способа управления по среднему значению тока:

- стабильность сигналов ошибок по току;
- помехоустойчивость.

Недостатки:

- относительно низкая надежность;

- низкая отказоустойчивость. При выходе из строя одного из преобразователей необходимо изменить весовой коэффициент, что усложняет реализацию.

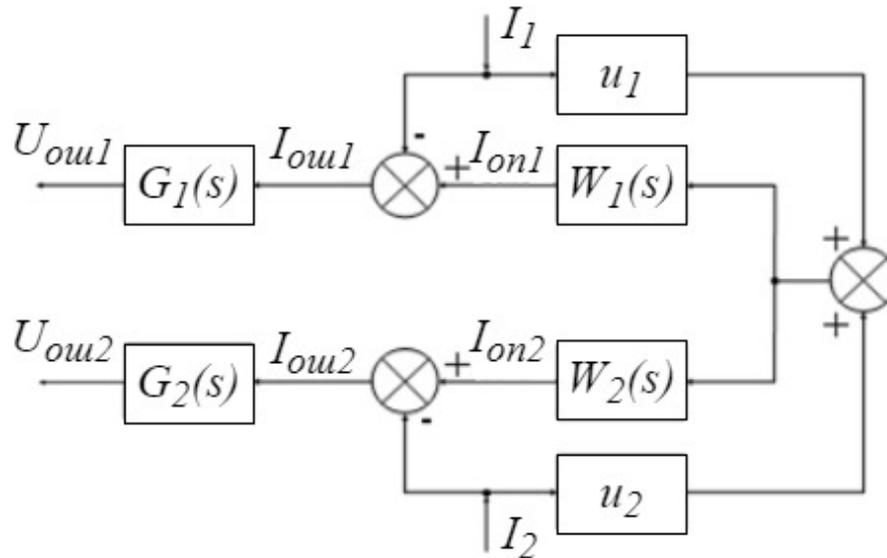


Рисунок 1.27 – Блок-схема системы управления по среднему току преобразователей

В [40-42] представлена система из параллельно включенных преобразователей, в которой у каждого из них есть свой внутренний контур по выходному напряжению и внешний контур по току, как показано на рисунке 1.28. Во внешнем токовом контуре среднее значение тока ячеек сравнивается с собственным током преобразователя. Сигнал ошибки по току обрабатывается регулятором, и полученный сигнал прибавляется к сигналу задания по напряжению для приведения тока преобразователя к заданному среднему значению. Скорректированный сигнал задания по напряжению сравнивается с измеренным напряжением преобразователя, их разность обрабатывается регулятором для получения сигнала управления ключами преобразователя.

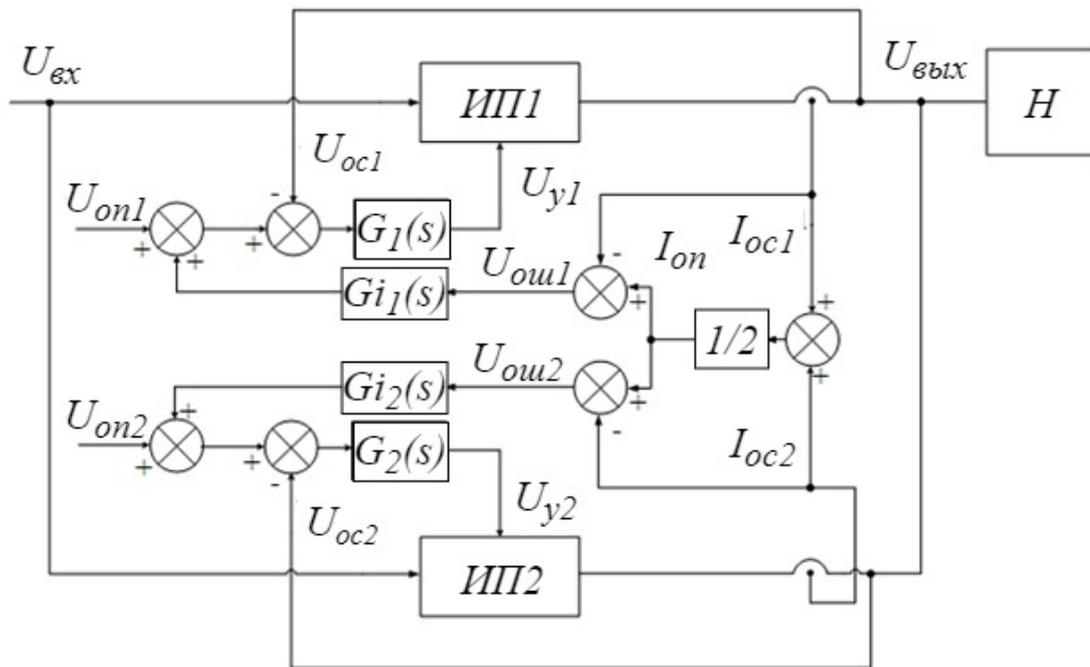


Рисунок 1.28 – Система с внешним контуром по току и управлением по его среднему значению

В [43-44] система построена похожим образом кроме того, что контуры регулирования расположены в обратном порядке, как показано на рисунке 1.29. Внешним является контур по напряжению, а внутренним – контур по току. Во внешнем контуре у каждого преобразователя вычисляется рассогласование между сигналом задания по напряжению и сигналом обратной связи. Полученная разность подается на регулятор, на выходе которого получается сигнал, участвующий в формировании сигнала задания на ток преобразователя. Измеренные токи модулей усредняются, и полученный сигнал вычитается из сигнала контуров по напряжению. Полученная в итоге разность поступает на фильтры  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ . Фильтры необходимы для того, чтобы при появлении ступенчатого изменения разности на его входе в первый момент времени на его выходе появлялось такое же ступенчатое изменение, которое через некоторое время сходится к нулю. К сигналу на выходе фильтра подмешивается усредненное значение токов преобразователей, в результате чего получается сигнал задания на ток модуля. Далее из сигнала задания вычитается ток обратной связи ячейки, их разница поступает на регулятор, после чего подается в блок ШИМ. При появлении каких-либо переходных

процессов в системе сигнал задания на ток преобразователя будет равен сигналу, полученному из контура по напряжению. В установившемся режиме выход фильтра будет равен нулю, а сигнал задания на ток – среднему значению тока системы. Такой способ формирования сигнала задания на ток позволяет контуру по току быстрее реагировать на возникающие изменения в нагрузке.

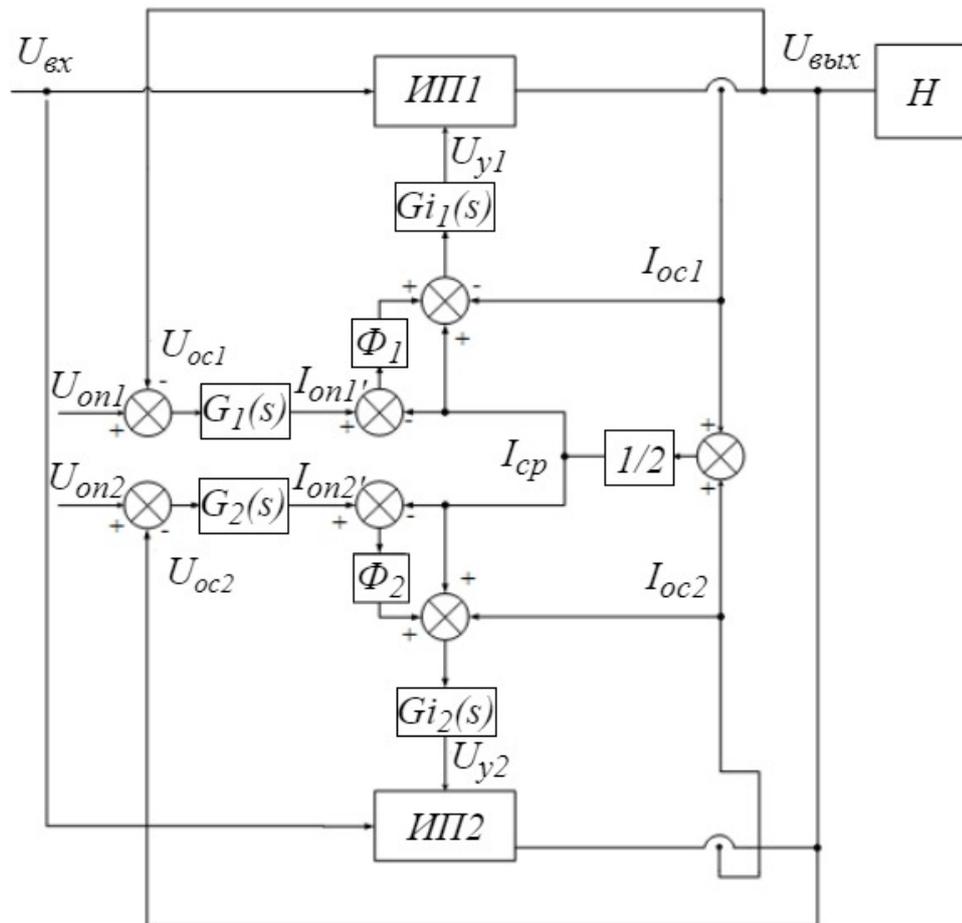


Рисунок 1.29 – Система с внешним контуром по напряжению и управлением по среднему значению токов преобразователей

В [45-47] авторы представляют следующий способ организации контуров регулирования. Сигналы управления из двух собственных контуров суммируются, образуя общий сигнал управления, используемый в ШИМ. Для равномерного распределения токов в качестве сигнала задания в контуре по току используется среднее значение токов ячеек, как показано на рисунке 1.30.

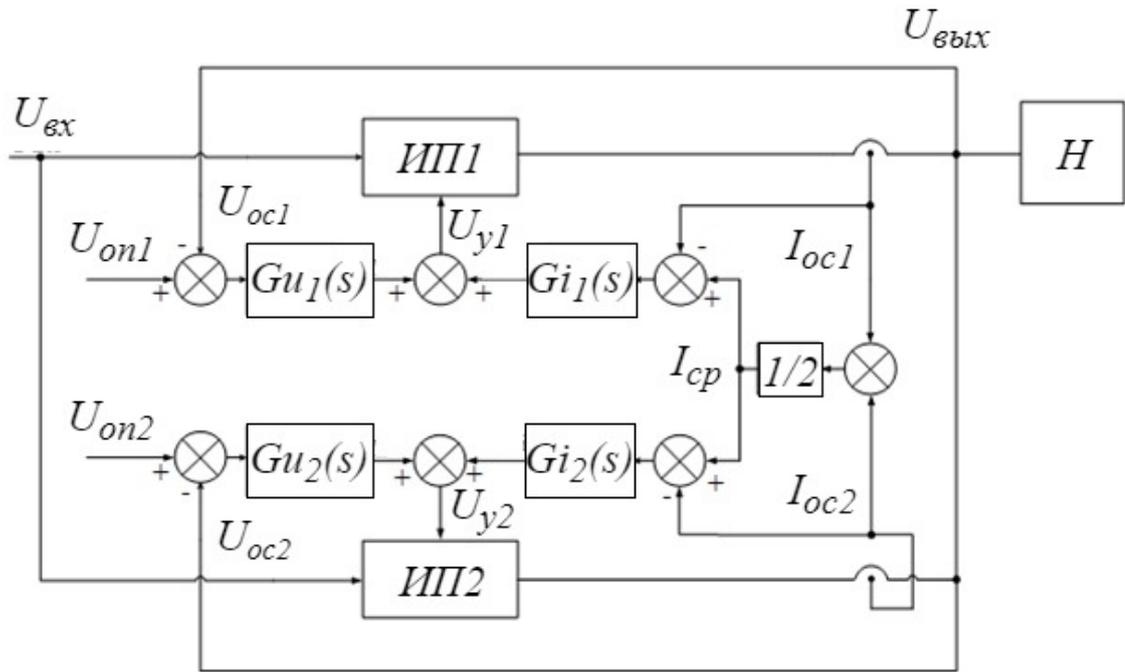


Рисунок 1.30 – Система с параллельными контурами регулирования и управлением по среднему значению токов преобразователей

#### *Ведущий-ведомые.*

В отличие от предыдущего метода, в представленном методе ведущий-ведомые опорный сигнал по току не рассчитывается, а выбирается из собственных токов преобразователей, т.е. среди всех преобразователей выбирается один ведущий, «master», и его собственный выходной ток становится опорным сигналом по току для других преобразователей. На рисунке 1.27 опорный сигнал  $I_{он}$  – это сигнал, пропорциональный выходному току ведущего преобразователя [36-39, 48]. Существует несколько способов выбора ведущего преобразователя. Наиболее простой – метод с фиксированным ведущим преобразователем. Предполагается, что разработчик сам выбирает ведущий преобразователь, реализует соответствующий алгоритм работы, который не изменяется в процессе эксплуатации. Для получения блок-схемы данного метода на рисунке 1.27 нужно принять  $u_1 = 1$ ,  $u_2 = 0$  и  $W(s) = 1$ . Метод обеспечивает довольно высокую точность распределения токов и позволяет добиться стабильного регулирования выходного напряжения. Основная проблема заключается в том, что при выходе из строя ведущего преобразователя система прекращает свою работу.

В [49] представлена система с predetermined ведущим преобразователем. Ток этого преобразователя является сигналом задания для остальных преобразователей. У каждого модуля в системе есть свой контур по напряжению и контур по току, работающие параллельно, как показано на рисунке 1.31. Ошибку по напряжению вычисляет только ведущий преобразователь, при этом его собственный контур по току не работает. Данные о токе и рассогласовании напряжений ведущего преобразователя передаются всем ведомым «slave» преобразователям. Ведомые модули обрабатывают данные о напряжении, вычисляют собственные ошибки по току, обрабатывают их, после чего величины, полученные с регуляторов обоих контуров, суммируются, образуя сигнал управления преобразователем.

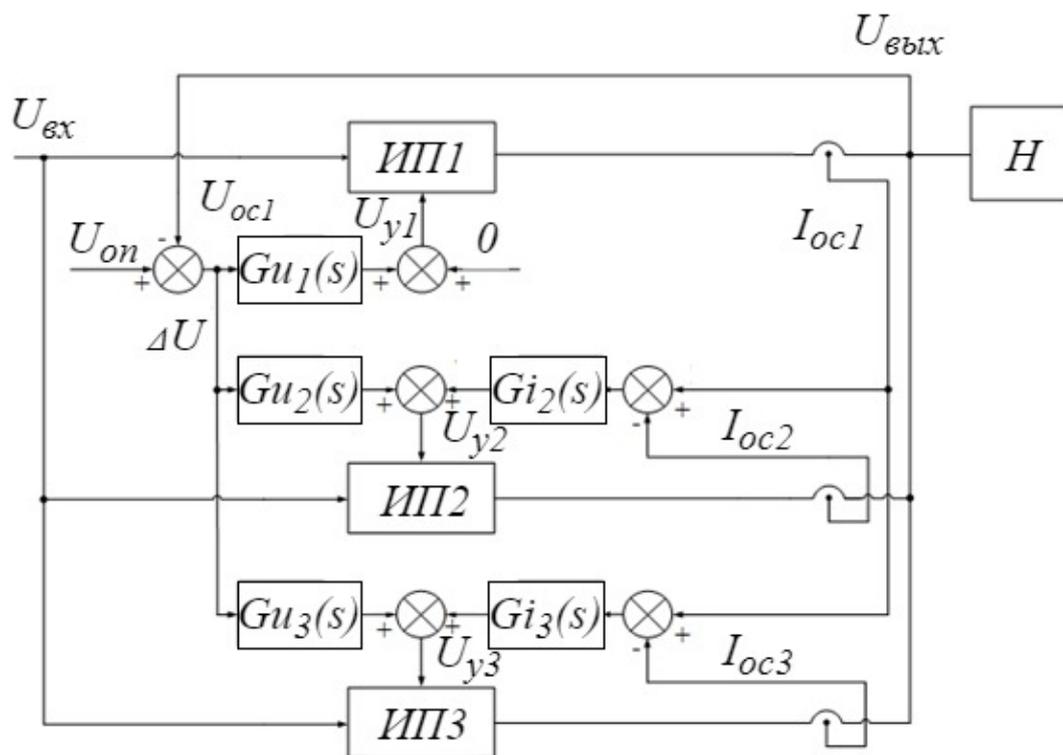


Рисунок 1.31 – Система с predetermined ведущим преобразователем

Похожая система с predetermined ведущим преобразователем используется в [50].

Недостаток этого способа устраняется в другой его разновидности, в которой ведущий преобразователь определяется автоматически, т.е. ведущим становится

преобразователь с максимальным выходным током. Блок-схема, характерная для метода автоматического выбора ведущего представлена на рисунке 1.32.

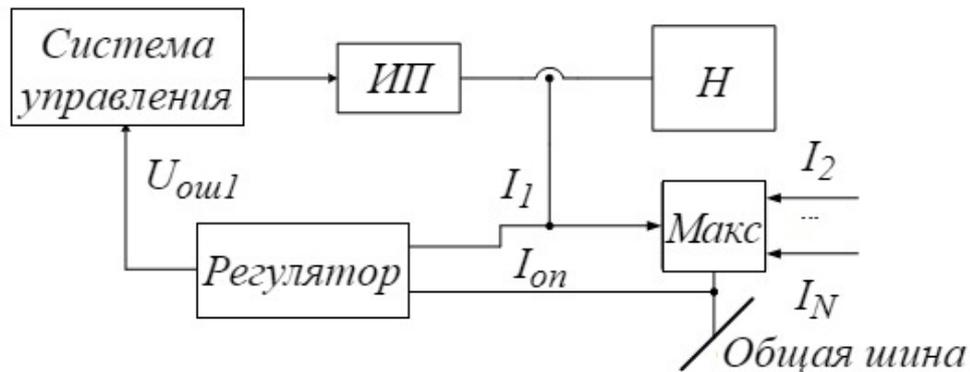


Рисунок 1.32 – Реализация способа автоматического выбора ведущего преобразователя

В случае, если ток какого-либо преобразователя меньше, чем ток в общей шине, на входы регулятора приходят величины, разность которых не равна нулю, и на выходе регулятора присутствует ненулевой сигнал, который передается в систему управления преобразователем. Если ток какого-либо преобразователя больше, чем ток в общей шине, преобразователь становится ведущим, а его регулятор перестает работать, т.к. в этом случае на него подается нулевой сигнал.

Среди различных способов управления, основой которых является концепция ведущий-ведомый наибольшую популярность получил автоматический ведущий.

Преимущества:

- высокие показатели отказоустойчивости;
- высокая надежность;
- масштабируемость системы.

Недостатки:

- низкая точность распределения токов при переходных процессах, т.к. ток в ведущем преобразователе не регулируется, а токи остальных преобразователей стремятся к току ведущего [35];
- возможен сбой в распределении. В результате «борьбы» за роль ведущего преобразователя токи могут сильно возрасти, в результате чего выйдет из

строю контур обратной связи по току. К тому же система может стать нестабильной из-за частой смены ведущего преобразователя.

- низкая помехоустойчивость. Низкочастотные колебания могут вызвать борьбу за роль ведущего преобразователя.

Реализация метода автоматического выбора ведущего преобразователя описана в [51-53]. В описанных системах у каждого преобразователя есть внешний контур по току и внутренний по напряжению, как показано на рисунке 1.33. Из токов преобразователей выбирается наибольший, при этом данный преобразователь становится ведущим на некоторое время, а его ток становится сигналом задания для остальных модулей в системе. Выходной сигнал контура по току увеличивает сигнал задания по напряжению таким образом, чтобы ток данной ячейки достиг заданного уровня.

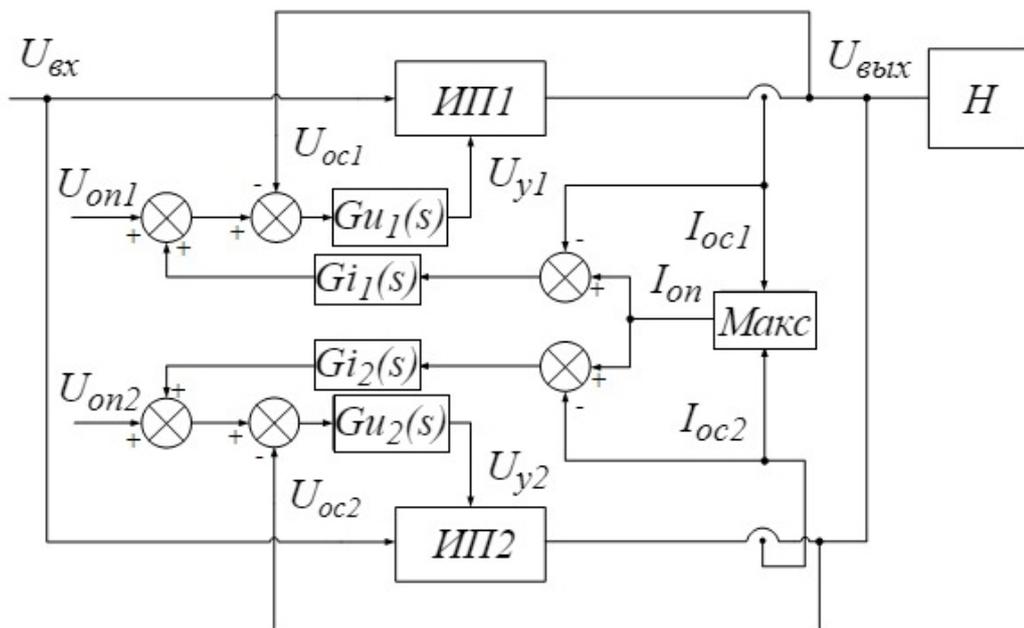


Рисунок 1.33 – Система с автоматическим выбором ведущего преобразователя

#### *Другие системы активного распределения мощности.*

В [54] представлена идея о том, что токи преобразователей необходимо распределять таким образом, чтобы КПД всей системы был максимален. Такая ситуация возможна, когда потребляемая мощность минимальна. При этом, по утверждению авторов, разброс в распределении токов не превысит 10%. Для

реализации описанного способа предлагается использовать общий контур по напряжению, на выходе которого вырабатывается общий сигнал управления преобразователями, как показано на рисунке 1.34. Кроме этого необходимо измерять входной ток всей системы. Измеренный входной ток поступает на блок отслеживания точки минимума (ОТМ), который реализуется в виде программного кода микроконтроллера. Выходом блока ОТМ являются сигналы  $\alpha$  и  $\beta$ , сумма которых равна 1. Для получения сигналов управления каждым преобразователем общий сигнал управления умножается на сигналы  $\alpha$  и  $\beta$ . Таким образом, блок ОТМ может уменьшать или увеличивать сигналы управления преобразователями для достижения минимального входного тока.

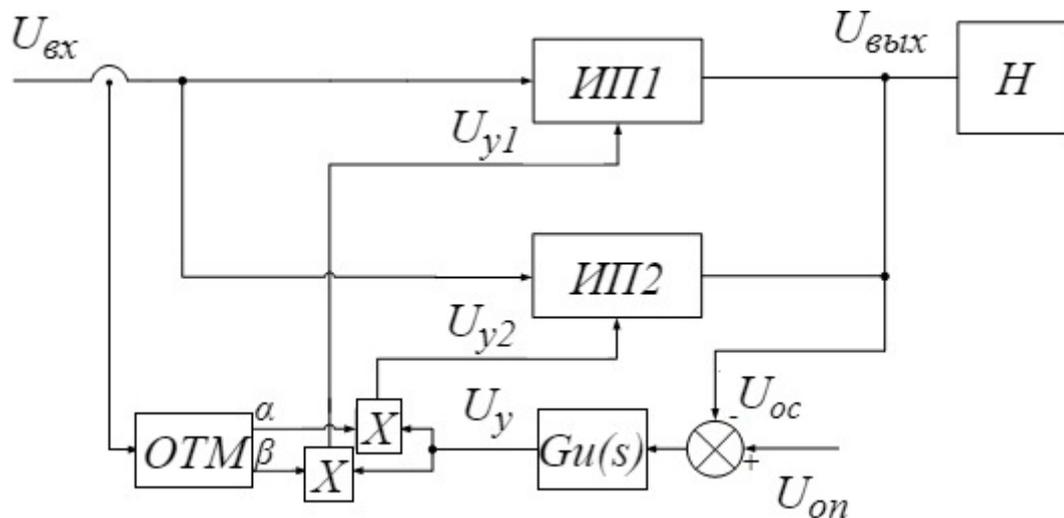


Рисунок 1.34 – Система с отслеживанием минимальной входной мощности

В [55-57] представлен еще один метод. Параллельно включенные преобразователи представляются в виде одинаковой резистивной нагрузки. При равенстве сопротивлений ток делится поровну между всеми сопротивлениями, формирование сигнала управления для понижающего преобразователя происходит по выражению:

$$U_{yi} = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{ze} \cdot i_{Li}}, \quad (1.3)$$

где  $U_{\text{ex}}$  – входное напряжение системы,  $r_{ze}$  – эквивалентное резистивное входное сопротивление преобразователя, умноженное на количество преобразователей в системе,  $i_{Li}$  – ток индуктивности одного преобразователя. Для реализации такого алгоритма необходимо измерять входное напряжение, а также ток индуктивности, как показано на рисунке 1.35, далее производя с ними действия умножения и деления для вычисления сигналов управления.

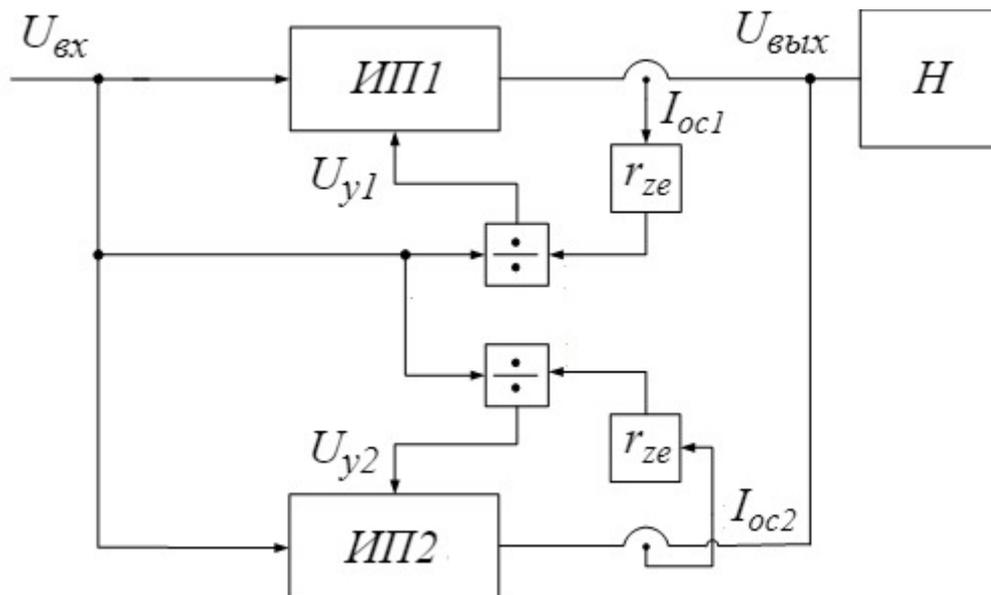


Рисунок 1.35 – Система с преобразователями, представленными в виде резистивной нагрузки

В источниках [58-59] представлен усовершенствованный метод наклона выходной характеристики. Блок-схема описываемой системы приведена на рисунке 1.36. В представленной системе каждый из преобразователей обладает собственным контуром по напряжению (внешний контур) и контуром по току (внутренний контур). Равномерное распределение токов между ячейками достигается за счет корректировки собственного сигнала задания на напряжение двумя независимыми способами одновременно.

Первый – уменьшение сигнала задания на величину, равную произведению выходного тока преобразователя и виртуального сопротивления. Таким образом формируется «мягкая» внешняя характеристика преобразователя.

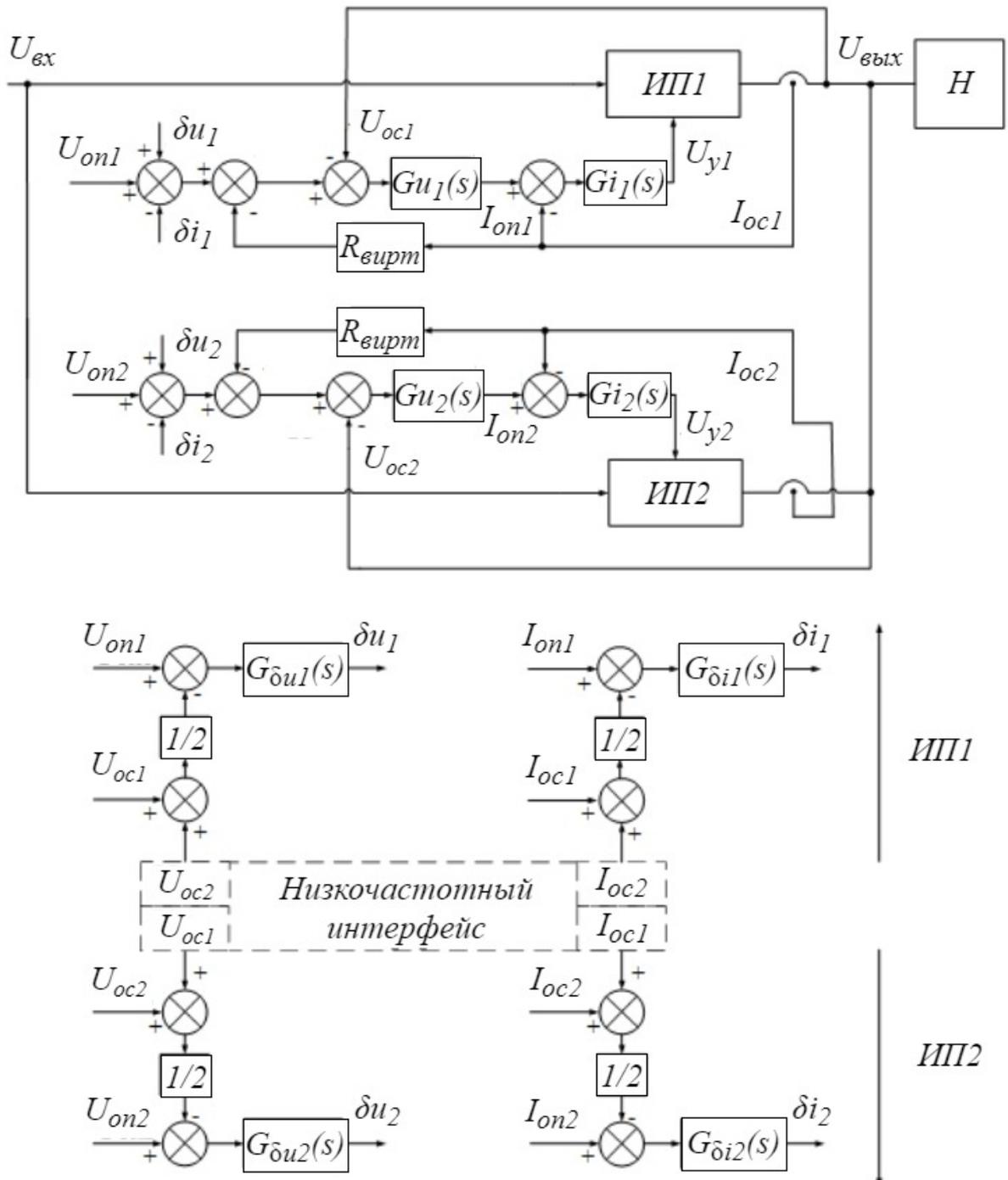


Рисунок 1.36 – Блок-схема системы с использованием усовершенствованного метода формирования «мягкой» выходной характеристики

Второй способ – корректировка сигнала задания происходит с помощью добавок по напряжению  $\delta_u$  и току  $\delta_i$ . Добавки формируются следующим образом. Преобразователи обмениваются данными о выходных напряжении и токе по низкочастотному интерфейсу связи. В каждом преобразователе определяется среднее значение выходного напряжения и тока на основе информации о

собственных и полученных величинах. Вычисленные средние значения сравниваются с собственными сигналами задания на напряжение и ток, полученная разность обрабатывается регуляторами  $G_{\delta_u}$  и  $G_{\delta_i}$ . В результате на выходе регуляторов формируются добавки  $\delta_u$  и  $\delta_i$ . Добавка по напряжению  $\delta_u$  прибавляется к исходному собственному сигналу задания по напряжению, а добавка по току  $\delta_i$  вычитается из него. В случае, если при использовании виртуального сопротивления, среднее значение выходного напряжения стало меньше исходного сигнала задания  $U_{oni}$ , добавка по напряжению компенсирует просадку. В то же время, если вычисленный средний ток меньше собственного сигнала задания на ток, добавка по току уменьшит сигнал задания на напряжение, чтобы выходной ток преобразователя увеличился.

#### **1.3.4 Способы организации обмена данными между преобразователями**

При использовании наиболее эффективных активных методов распределения токов для обеспечения параллельной работы необходимо организовать обмен данными между преобразователями, чтобы модули на основе полученных данных изменяли свои токи и напряжения в большую или меньшую сторону. Обмен можно организовать аналоговым или цифровым способами.

*Аналоговые способы обеспечения связи.*

При использовании аналоговых способов обеспечения связи все модули передают данные о своих токах на общую шину (общий провод), и в зависимости от выбранного способа обработки токового сигнала на шине появляется либо средний ток, либо наибольший из всех представленных.

На рисунке 1.37 показан способ реализации управления по среднему значению тока с помощью аналоговой шины [48]. Ток каждого силового модуля подается на общую шину через резистор. При появлении перепада напряжения на резисторе, т.е. в случае, если собственный ток отличается от среднего тока на шине, регулятор изменит свой выходной сигнал так, чтобы свести перепад к нулю.

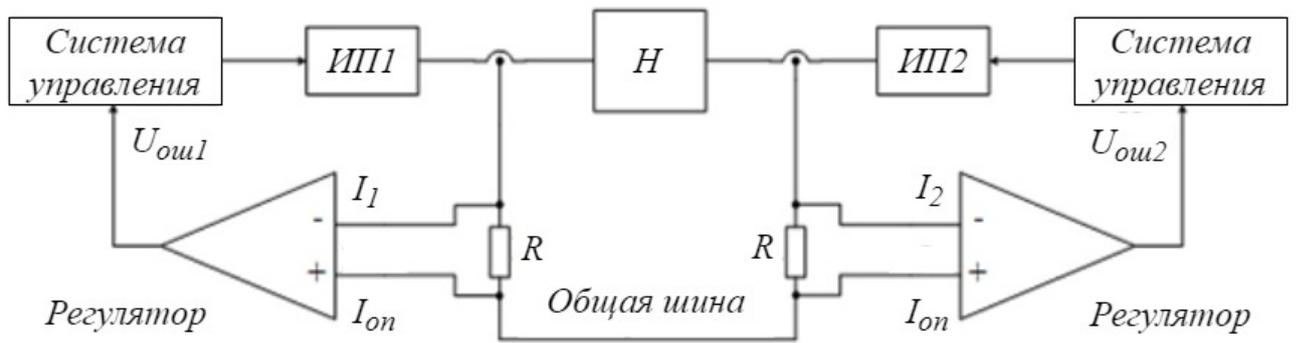


Рисунок 1.37 – Реализация метода управления по среднему значению тока с помощью аналоговой шины

На рисунке 1.38 представлен способ реализации метода управления по максимальному току с помощью аналоговой шины, то есть метода ведущий-ведомые с автоматическим выбором ведущего преобразователя [48].

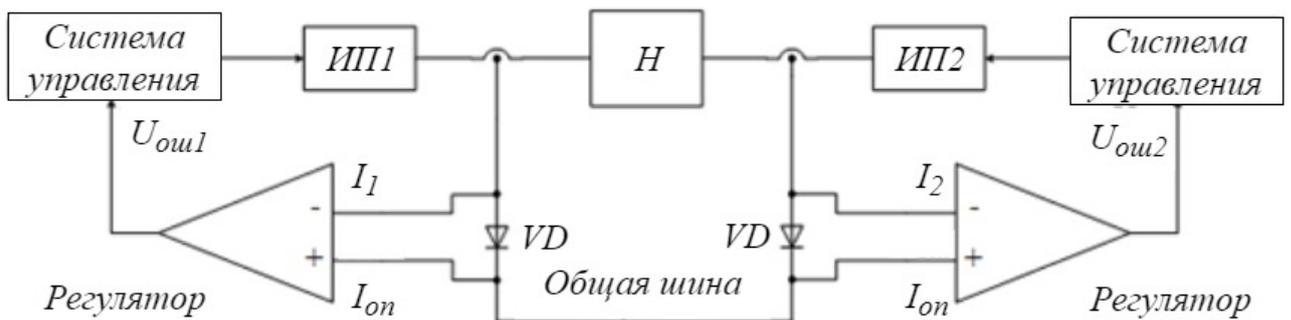


Рисунок 1.38 – Реализация способа ведущий-ведомые с автоматическим выбором ведущего преобразователя

В отличие от системы, представленной на рисунке 1.37, в данном случае резистор заменен на диод. Если ток данного преобразователя меньше, чем ток в общей шине, диод закрыт, на входы регулятора приходят разные потенциалы, на выходе регулятора присутствует ненулевой сигнал, который передается в систему управления преобразователем. Если ток данного преобразователя больше, чем ток в общей шине, диод открывается, при этом данный преобразователь становится ведущим, и его регулятор перестает работать.

Рассмотрим основные преимущества и недостатки аналогового способа обеспечения обмена данными между модулями.

Преимущества:

- быстрое действие;
- отсутствие потерь информации при аналого-цифровом преобразовании.

Недостатки:

- низкая помехозащищенность;
- дрейф нуля;
- зависимость от температуры;
- отсутствие гибкости в системе управления.

*Цифровые интерфейсы связи.*

Для обеспечения связи между ячейками при цифровом способе организации передачи данных используются цифровые интерфейсы. При этом модули соединяются друг с другом шиной, по которой передается информация о токах в виде двоичного кода согласно определенному протоколу передачи.

Преимущества цифровых интерфейсов связи:

- помехозащищенность;
- возможность гибко настраивать систему управления;
- отсутствие дрейфа нуля;
- стабильность при изменении температуры.

Недостатки:

- наличие задержек при передаче информации;
- потери информации при аналого-цифровом преобразовании.

Рассмотрим несколько подходящих для параллельной работы системы интерфейсов с точки зрения следующих параметров:

1. Максимальная частота обмена данными.
2. Помехозащищенность интерфейса.
3. Способ доступа к общей шине.
4. Максимальное количество устройств.

- I2C [60].

Максимальная частота обмена между ячейками – 100 кбит/с — 400 кбит/с.

Помехозащищенность интерфейса – низкая.

Способ доступа к шине – по инициативе ведущего устройства.

Максимальное количество устройств – 128.

- RS-485 [61].

Максимальная частота обмена между ячейками – 100 кбит/с — 10 Мбит/с.

Помехозащищенность интерфейса – высокая.

Способ доступа к шине – по инициативе ведущего устройства.

Максимальное количество устройств – 32 от одного передатчика, возможно увеличить до 256.

- CAN [62].

Максимальная частота обмена между ячейками – 1 Мбит/с.

Помехозащищенность интерфейса – высокая.

Способ доступа к шине – доступ получает устройство, прошедшее особый арбитраж.

Максимальное количество устройств – теоретически любое, практически – ограничено нагрузочной способностью передатчиков (обычно 100-200 устройств).

- USB 2.0 Full-speed [63].

Максимальная частота обмена между ячейками – 12 Мбит/с.

Помехозащищенность интерфейса – высокая.

Способ доступа к шине – по инициативе ведущего устройства.

Максимальное количество устройств – 128.

- Ethernet [64].

Максимальная частота обмена между ячейками – в зависимости от модификации 10 Мбит/с, 100 Мбит/с, 1 Гбит/с, 10 Гбит/с, 100 Гбит/с.

Помехозащищенность интерфейса – высокая.

Способ доступа к шине – множественный доступ с контролем несущей и обнаружением коллизий.

Максимальное количество устройств – 1024.

#### 1.4 Схема замещения и параметры нагрузки преобразователей для гальванических установок

Нагрузкой для выпрямителя в гальванических процессах является гальваническая ванна. Гальваническая ванна представляет собой емкость, заполненную электролитом, в которую погружаются металлические электроды, проводящие ток от внешнего источника. Ток в электролите переносится ионами – катионами и анионами. Схема замещения нагрузки при гальваническом осаждении металла представлена на рисунке 1.39 [65].

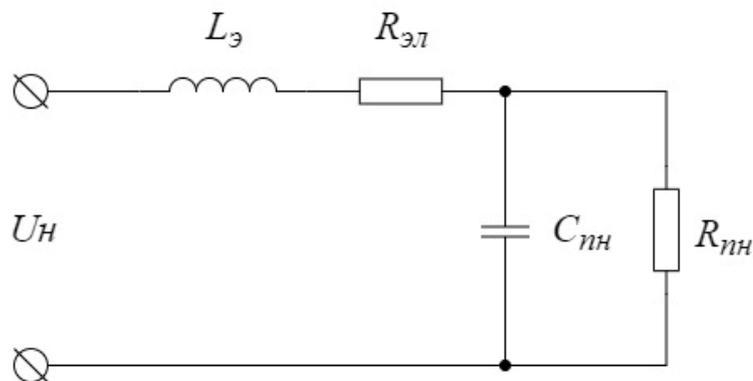


Рисунок 1.39 – Схема замещения нагрузки в процессах гальванического осаждения металла

На рисунке 1.39 приняты следующие обозначения:  $L_э$  – суммарная индуктивность электродов системы,  $R_{эл}$  – сопротивление электролита,  $R_{нн}$  – активное сопротивление активационной поляризации,  $C_{нн}$  – емкость двойного электрического слоя. Для рассмотрения работы выпрямителя можно использовать схему, представленную на рисунке 1.40 [65].

В данной схеме замещения не учитывается емкость двойного электрического слоя, определяемая формулой:

$$\frac{1}{C_{нн}} = \frac{1}{C_{уд\_дс}} \cdot \left( \frac{1}{S_a} + \frac{1}{S_k} \right), \quad (1.4)$$

где  $C_{уд\_dc}$  – удельная емкость двойного электрического слоя,  $S_a$  – площадь анода,  $S_k$  – площадь катода. Для нивелирования возникающих в результате этого допущения погрешностей, сопротивление нагрузки при протекании максимального тока оценивается в размере сопротивления электролита, а при расчете минимально допустимого напряжения на нагрузке оценивается суммой сопротивлений электродов и активационной поляризации [65].

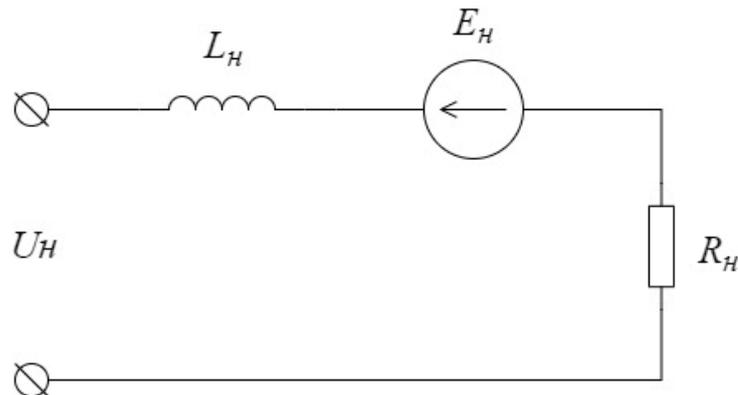


Рисунок 1.40 – Схема замещения нагрузки для анализа работы выпрямителя в процессах модификации поверхности металла.

В процессе гальванического осаждения металла при частоте реверсивных импульсов тока менее 100 Гц можно пренебречь суммарной индуктивностью электродов. ЭДС системы определяется разностью стандартных потенциалов ее электродов, и в процессах гальванического осаждения металла ее величина на порядок ниже выходного напряжения выпрямителя, поэтому величиной ЭДС ванны можно пренебречь [65].

При всех принятых допущениях, в работе будет рассматриваться работа выпрямителя на активное сопротивление, определяемое отношением квадрата выходного напряжения к выходной мощности выпрямителя:

$$R_n = \frac{U_{вых}^2}{P_{вых}} . \quad (1.5)$$

## Выводы по первой главе

1. Анализ доступных на рынке источников питания гальванических установок показал, что наиболее современным решением с точки зрения удобства использования, обслуживания и надежности является модульное исполнение источника питания.

2. Анализ силовых схем, на основе которых строятся источники электропитания показал, что наиболее предпочтительной схемой является мостовой преобразователь с фазовым управлением.

3. Анализ вариантов построения системы управления показал, что наиболее предпочтительным с точки зрения помехозащищенности, точности распределения токов и модульности системы является использование собственных контуров по напряжению и по току, работающих параллельно в каждом преобразователе. В качестве средства для равномерного распределения токов целесообразно использовать цифровой интерфейс связи CAN, обладающий специальным алгоритмом доступа к общей шине. При распределении токов целесообразно использовать их среднее значение, т.к. в данном случае не происходит «борьбы» между преобразователями.

4. Анализ схемы замещения гальванической ванны в процессах гальванического осаждения металла показал, что, в общем случае, можно рассматривать активный характер нагрузки выпрямителя.

## **ГЛАВА 2 Модульный источник электропитания гальванической установки на основе мостового преобразователя с фазовым управлением**

Преобразователь, представленный на рисунке 2.1 состоит из двух стоек инвертора (транзисторы VT1...VT4), силового высокочастотного импульсного трансформатора и выпрямителя с фильтром.

В качестве выпрямителя используется схема удвоителя тока.

По сравнению с выпрямителем с отводом средней точки трансформатора, удвоитель тока обладает следующими преимуществами [66-67]:

- меньшая токовая загрузка ключей;
- вдвое большая частота пульсаций выходного тока. Это позволяет уменьшить емкость выходного конденсатора.

Недостатки схемы удвоителя тока:

- вдвое большее напряжение на ключах, по сравнению с выпрямителем с отводом средней точки трансформатора.

### **2.1 Принцип действия преобразователя с фазовым управлением**

Рассмотрим принцип действия преобразователя при помощи временных диаграмм, представленных на рисунке 2.2 и схем замещения на различных интервалах работы, представленных на рисунке 2.1. В каждый момент времени силовая схема работает в одном из девяти режимов [68].

Интервал ( $t_0 - t_1$ ) (рисунок 2.1 – а): в этом режиме мощность передается с первичной стороны на вторичную. Ключи VT1 и VT4 включены, и входное напряжение прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Диод VD1 на вторичной стороне остается обратнo смещенным, а диод VD2 проводит ток. Поэтому ток  $I_{L1}$  линейно нарастает, в то время как ток  $I_{L2}$  линейно спадает.

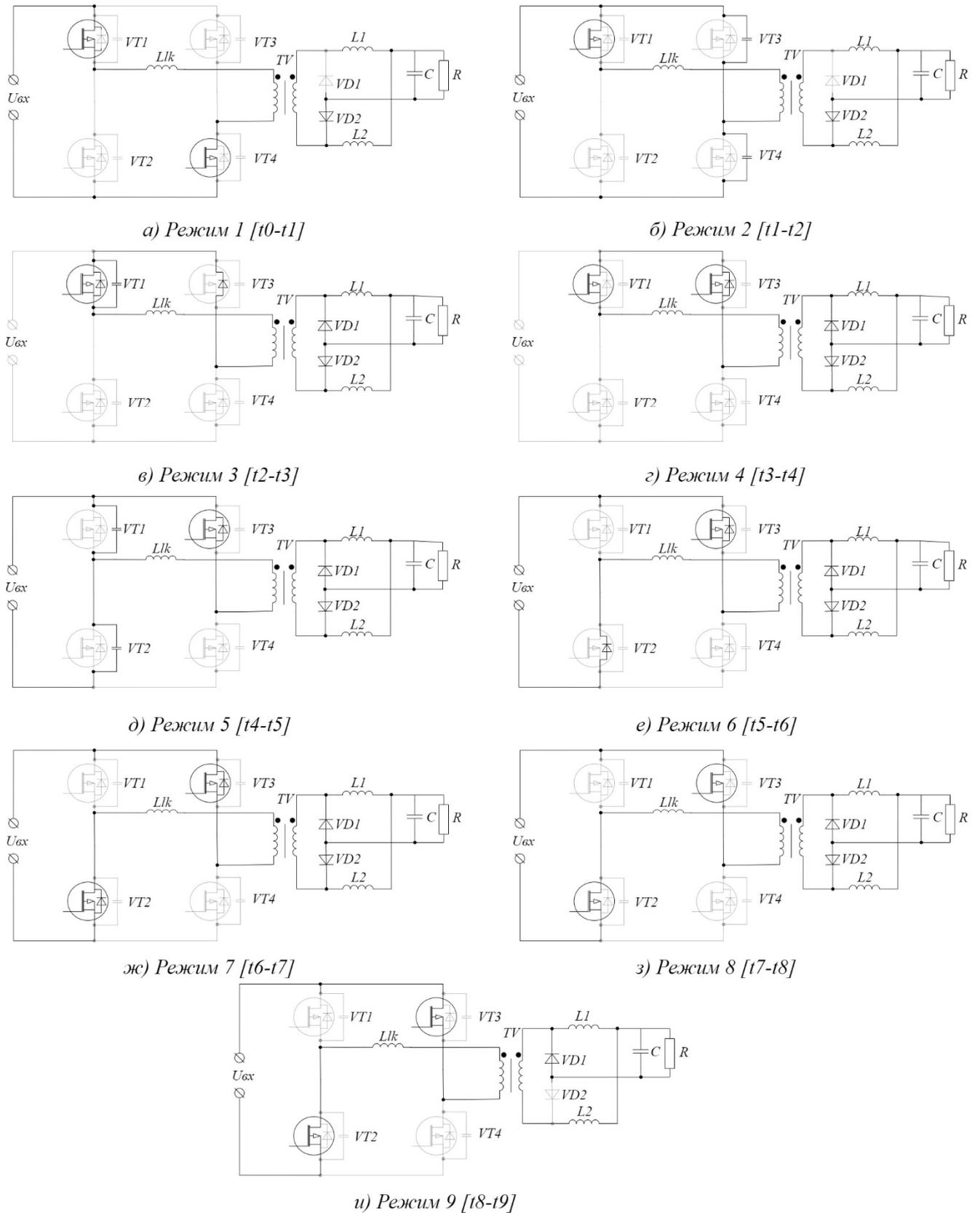


Рисунок 2.1 – Режимы работы мостового преобразователя с фазовым управлением

Интервал ( $t_1 - t_2$ ) (рисунок 2.1 – б): когда ключ  $VT_4$  выключается, то энергия хранится в индуктивности  $L_1$  выходного фильтра, разряжая при этом паразитную

емкость ключа VT3 и одновременно заряжая паразитную емкость ключа VT4. Коммутация ключей при нулевом напряжении может быть достигнута при соблюдении условий, описанных в выражении (2.1), где  $C_{oss}$  представляет собой паразитную емкость ключа:

$$\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (i_{L1}(t_1))^2 \geq \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \cdot U_{in}^2. \quad (2.1)$$

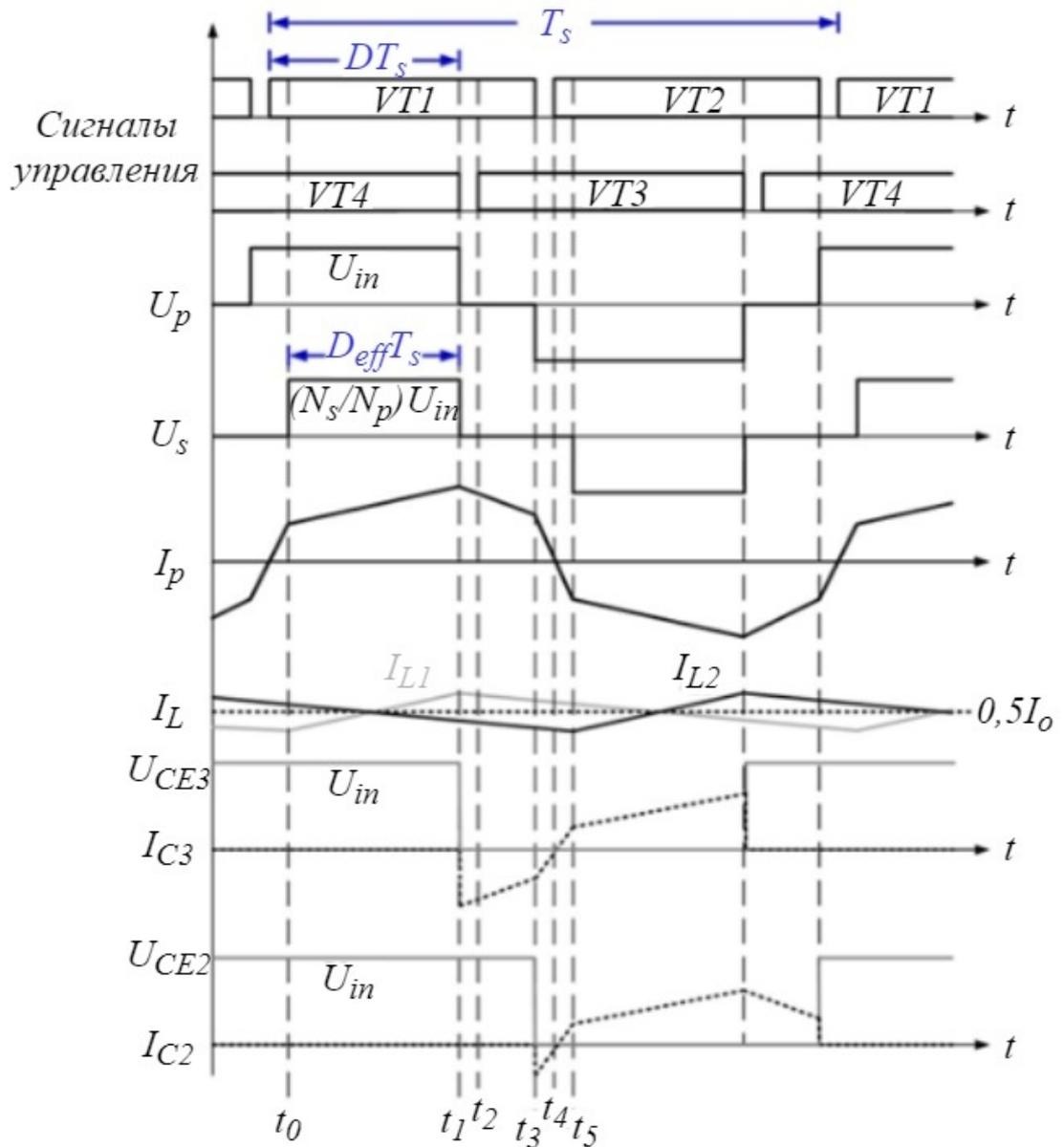


Рисунок 2.2 – Временные диаграммы работы мостового преобразователя с фазовым управлением

Поскольку величина индуктивности  $L_1$  достаточно большая, это условие легко выполнимо. Таким образом, коммутация ключей ведущей стойки (VT3 и VT4) при нулевом напряжении достижима в широком диапазоне нагрузок. Когда все диоды на вторичной стороне включены, напряжение трансформатора становится равным нулю. Как видно из рисунка 2.1 – в, обратные диоды ключей VT1 и VT3 проводят ток на первичной стороне, и переключение транзистора VT3 при нулевом напряжении становится возможным.

Интервал ( $t_2 - t_3$ ) (рисунок 2.1 – з): в этом режиме ключ VT3 включается, и достигается коммутация при нулевом напряжении. Вторичная сторона по-прежнему остается в режиме авторотации.

Интервал ( $t_3 - t_4$ ) (рисунок 2.1 – д, рисунок 2.1 – е): как видно из рисунка 2.1 – д, ключ VT1 выключается в момент времени  $t_3$ . Энергия, накопленная в индуктивностях рассеяния трансформатора, будет заряжать и разряжать паразитные емкости ключей VT1 и VT2 соответственно. Условие коммутации при нулевом напряжении в этом режиме описано выражением (2.2):

$$\frac{1}{2} \cdot L_{Lk} \cdot (i_p(t_3))^2 \geq \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \cdot U_{in}^2. \quad (2.2)$$

Затем, как показано на рисунке 2.1 – е, обратные диоды ключей VT2 и VT3 начинают проводить ток, и напряжение  $U_{in}$  прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Ключ VT2 в этом режиме подготовлен к коммутации при нулевом напряжении. Как видно на рисунке 2.2, ток на интервале  $t_3 - t_4$  имеет резкие наклоны. Так как направление тока реверсируется в следующем режиме, то в ведомой стойке (VT1, VT2) сложно обеспечить коммутацию ключей при нулевом напряжении.

Интервал ( $t_4 - t_5$ ) (рисунок 2.1 – ж, рисунок 2.1 – з): как видно из рисунка 2.1 – ж, ключ VT3 включается в момент начала этого режима, и коммутация при нулевом напряжении достигается. В этом режиме ток обратных диодов ключей VT2 и VT3 меняет свое направление и протекает через каждый из ключей, как

показано на рисунке 2.1 – 3. Однако на вторичной стороне в этот момент все диоды закрыты. Ток выходного фильтра при этом продолжает спадать. В этот период мощность не передается на вторичную сторону из-за индуктивностей рассеяния, что уменьшает эффективную скважность.

Далее последовательность повторяется от режима 1 до режима 5 в обратном направлении.

Зависимость выходного напряжения в установившемся режиме от коэффициента заполнения импульсов управления и входного напряжения определяется следующим выражением:

$$U_s = \frac{(N_s / N_p) \cdot D_{eff} \cdot U_{in}}{2}. \quad (2.3)$$

Методика по расчету мостового преобразователя с фазовым управлением приведена в источниках [69-85].

## 2.2 Алгоритм расчета параметров преобразователя

Блок-схема алгоритма расчета параметров преобразователя представлена на рисунке 2.3.

Входными данными для расчета являются следующие величины:

- $U_{in nom}$ ,  $U_{in min}$ ,  $U_{in max}$  – номинальное, минимальное и максимальное входное напряжение;
- $U_{out nom}$ ,  $U_{out min}$ ,  $U_{out max}$  – номинальное, минимальное и максимальное выходное напряжение;
- $P_{out nom}$  – номинальная выходная мощность;
- $P_{out max}$  – максимальная выходная мощность в режиме перегрузки;
- $t_{dt}$  – «мертвое» время между импульсами управления ключами стойки инвертора;

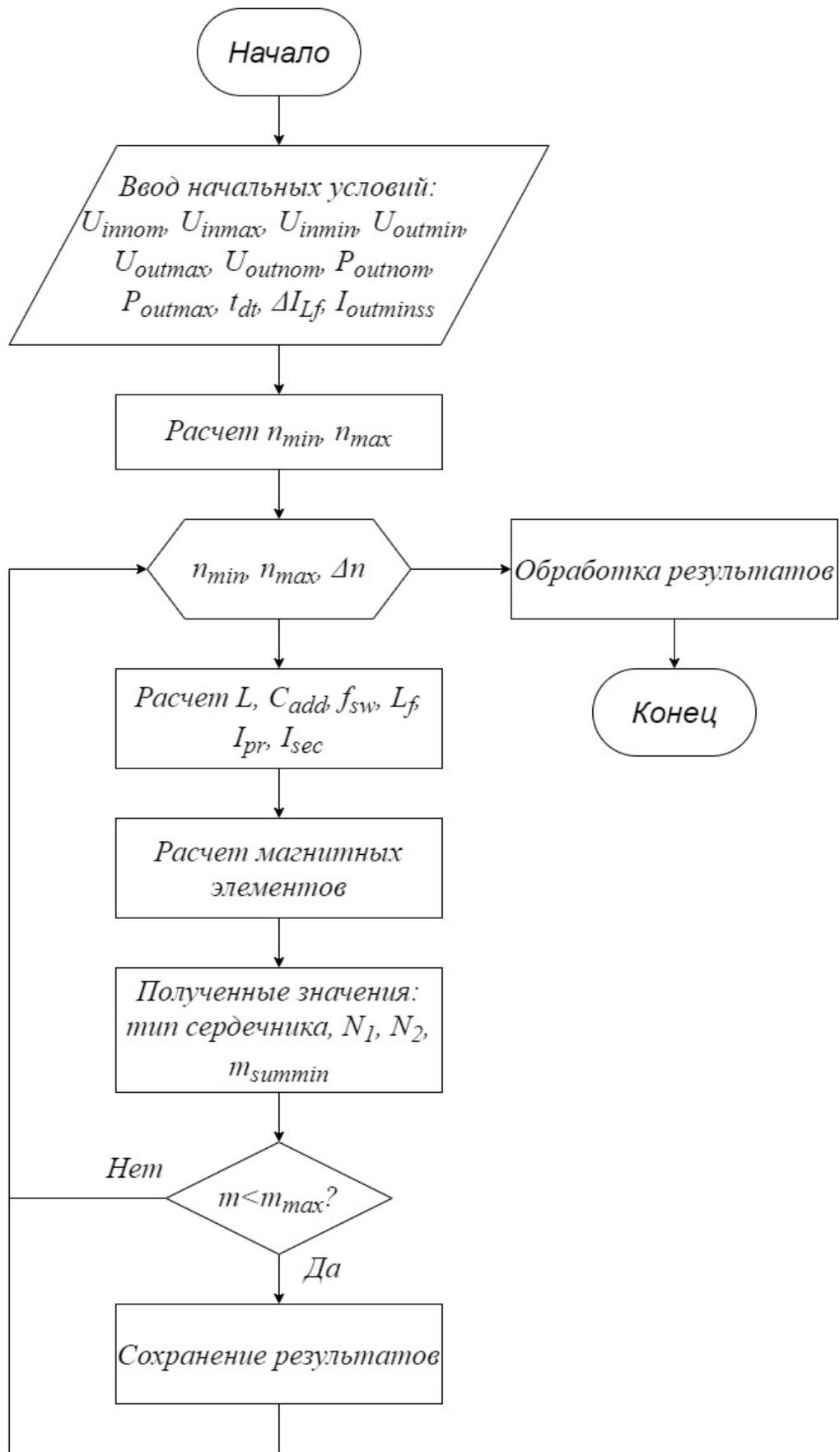


Рисунок 2.3 – Блок-схема алгоритма расчета параметров преобразователя

- $\Delta I_L$  – пульсации тока в фильтровых дросселях;
- $I_{out\ min}$  – минимальный ток нагрузки, при котором преобразователь еще работает в режиме «мягкой» коммутации.

Основными ограничивающими факторами для расчета являются следующие:

- массамоточных элементов;
- частота коммутации;
- максимальное обратное напряжение на ключах выходного выпрямителя.

Расчет производится итерационно. В качестве переменной величины используется коэффициент трансформации силового трансформатора. Он определяется из граничных условий на обратное напряжение на ключах выходного выпрямителя. Верхний предел коэффициента трансформации выбирается исходя из минимально возможного напряжения на вторичной обмотке трансформатора, необходимого для удержания номинального выходного напряжения. Нижний предел коэффициента трансформации выбирается исходя из пробивного напряжения выходных ключей.

Задается ряд значений выходной индуктивности  $L_f$ , исходя из заданных пульсаций тока. Следующим шагом формируется ряд значений коммутационной индуктивности  $L$ , исходя из границы режима «мягкой» коммутации. Отношение  $L_f$  к  $L$  определяет два фактора: в каком диапазоне нагрузки преобразователь будет работать в режиме «мягкой» коммутации, и какой амплитуды достигнет напряжение на вторичной обмотке трансформатора.

Максимально допустимая частота коммутации определяется из условия поддержания заданного уровня выходного напряжения при минимальном входном напряжении и максимальной нагрузке. Минимально допустимая частота коммутации выбирается исходя из соображений минимизации массымоточных изделий.

Параметры коммутационной индуктивности и частоты преобразования позволяют определить коммутационную емкость  $C$ .

С учетом всех рассчитанных параметров, следующим шагом определяются действующие значения токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора,  $I_{pr}$  и  $I_{sec}$  соответственно. Полученные результаты являются ограничивающим фактором при выборе транзисторов.

Далее производится расчет моточных изделий. Входными данными для расчета моточных изделий являются значения индуктивностей  $L_f$  и  $L$ , коэффициент трансформации  $n$ , а также действующие значения токов в обмотках  $I_{pr}$  и  $I_{sec}$ .

Ограничивающими факторами являются допустимая плотность тока в обмотках  $J$  и максимальное значение магнитной индукции в магнитопроводе  $B$ .

Результатом расчета моточных изделий являются:

- типы сердечников для трансформатора, выходных дросселей и коммутационного дросселя;
- количество витков первичной обмотки трансформатора, вторичной обмотки трансформатора, выходного дросселя, коммутационного дросселя;
- суммарная масса сердечников.

Полученное значение массы сердечников сравнивается с граничным условием, и в случае удовлетворения поставленному условию полный набор параметров преобразователя сохраняется для дальнейшей обработки.

### **2.3 Расчетные соотношения для определения параметров силовой схемы преобразователя**

Временные интервалы приводятся в соответствии с рисунком 2.2.

Минимальное и максимальное значения коэффициента трансформации определяются по следующим соотношениям [86]:

$$n_{\min} = \frac{U_{in\max}}{U_{br}}, \quad (2.4)$$

$$n_{\max} = \frac{U_{in\min}}{2 \cdot U_{out\max}}. \quad (2.5)$$

где  $U_{brv}$  – максимально допустимое обратное напряжение на ключах выпрямителя.

На рисунке 2.4 представлена схема замещения преобразователя на интервалах проводящего состояния ключей VT1 и VT4.

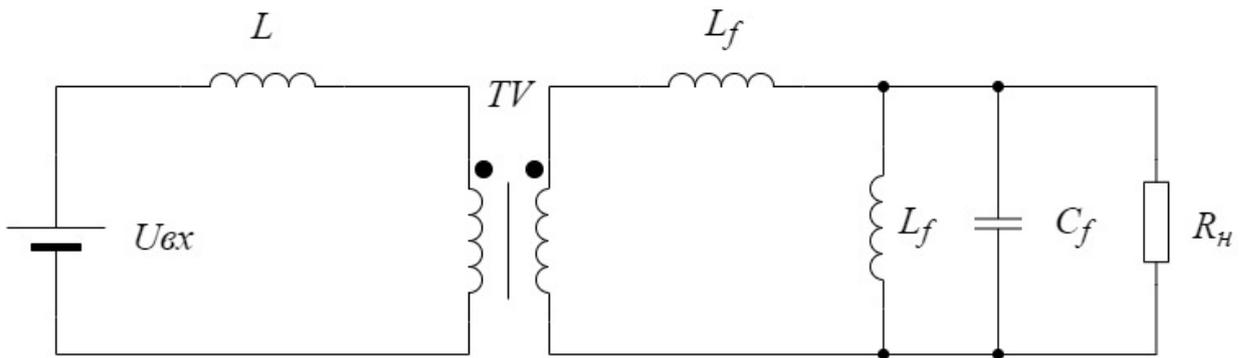


Рисунок 2.4 – Схема замещения преобразователя на интервалах проводящего состояния ключей VT1 и VT4

Для этой схемы замещения можно определить минимальное и максимальное значения напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора:

$$U_{sec\_min\_pwr} = \frac{U_{in\min} \cdot L_f}{n \cdot \left( \frac{L}{n^2} + L_f \right)}, \quad (2.6)$$

$$U_{sec\_max\_pwr} = \frac{U_{in\max} \cdot L_f}{n \cdot \left( \frac{L}{n^2} + L_f \right)}. \quad (2.7)$$

Потери времени на периоде коммутации, состоящие из «мертвого» времени и времени на изменение тока первичной обмотки от своего максимума до минимума в условиях максимальной нагрузки, определяются в соответствии с рисунком 2.2:

$$t_{loss} = L_f \cdot \frac{0,5 \cdot \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{U_{sec\_min\_pwr} - U_{out\ max}}. \quad (2.8)$$

Максимально допустимая частота коммутации определяется из условия поддержания заданного уровня выходного напряжения при минимальном входном напряжении и максимальной нагрузке:

$$\frac{2 \cdot n \cdot U_{out\ max}}{U_{in\ min}} = \frac{T_{sw} - t_{loss}}{T_{sw}}, \quad (2.9)$$

где  $T_{sw}$  – период коммутации.

$$f_{sw} = \frac{1 - \frac{U_{out\ max} \cdot 2 \cdot n}{U_{in\ min}}}{2 \cdot t_{loss} + 2 \cdot t_{dt}}. \quad (2.10)$$

Ток в коммутационном дросселе, в момент начала переключения транзисторов определяет энергию, накопленную в нем к моменту переключения.

Напряжение на фильтровом дросселе к моменту начала коммутации определяется в соответствии с рисунком 2.4 как:

$$U_{L_f - I_{sw}} = \frac{U_{out\ max} \cdot L_f}{\frac{L}{n^2} + L_f}. \quad (2.11)$$

Значения тока  $I_{sw}$ , с которого происходит переключение силовых вентилях, определяется с помощью временных интервалов, показанных на рисунке 2.5.

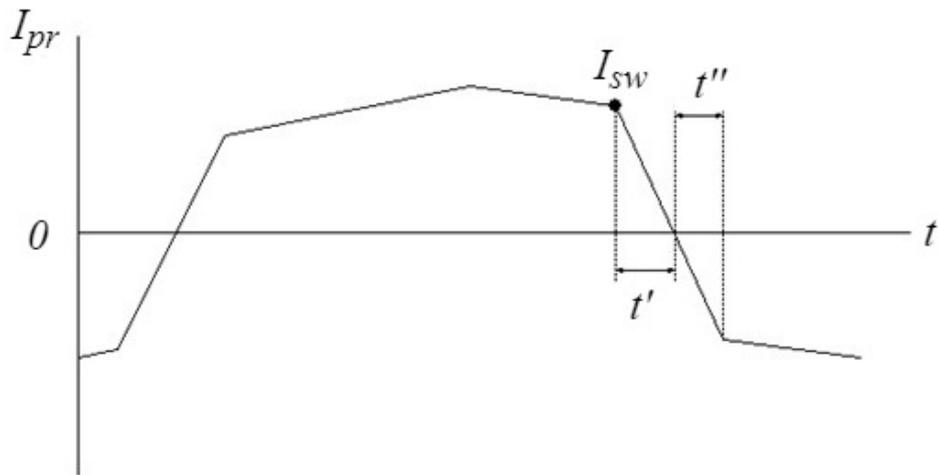


Рисунок 2.5 – Ток первичной обмотки трансформатора

Эти выражения получены из соотношений для различных интервалов работы силовой схемы, описанных в разделе 2.1:

$$t' = \frac{L_f \cdot 0,5 \cdot \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{U_{sec\_max\_sw} - U_{outmax}}, \quad (2.12)$$

$$t'' = \frac{\frac{I_{outnom}}{2n} - \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4n} + \frac{U_{inmax}}{L} \cdot \left( t' - \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} \right)}{\frac{U_{inmax}}{L} + \frac{2I_{outnom} - \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{\frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - t'}}. \quad (2.13)$$

Значение тока в коммутационном дросселе в момент начала переключения вентилей определяется следующим образом:

$$I_{sw} = \frac{\frac{I_{outnom}}{2} + \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4} - \frac{U_{Lf\_Isw} \cdot t_3}{L_f}}{n}. \quad (2.14)$$

Уточненные значения  $L_f$  и  $L$  с учетом частоты коммутации и тока переключения определяются из выражений (2.15, 2.16):

$$L = \frac{t_{dt} \cdot U_{in\max}}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_{sw}}{n}}, \quad (2.15)$$

$$L_f = \frac{U_{Lf} \cdot \Delta t}{\Delta I_L}. \quad (2.16)$$

Расчет тока первичной обмотки трансформатора производится по интервалам, представленным на рисунке 2.6.

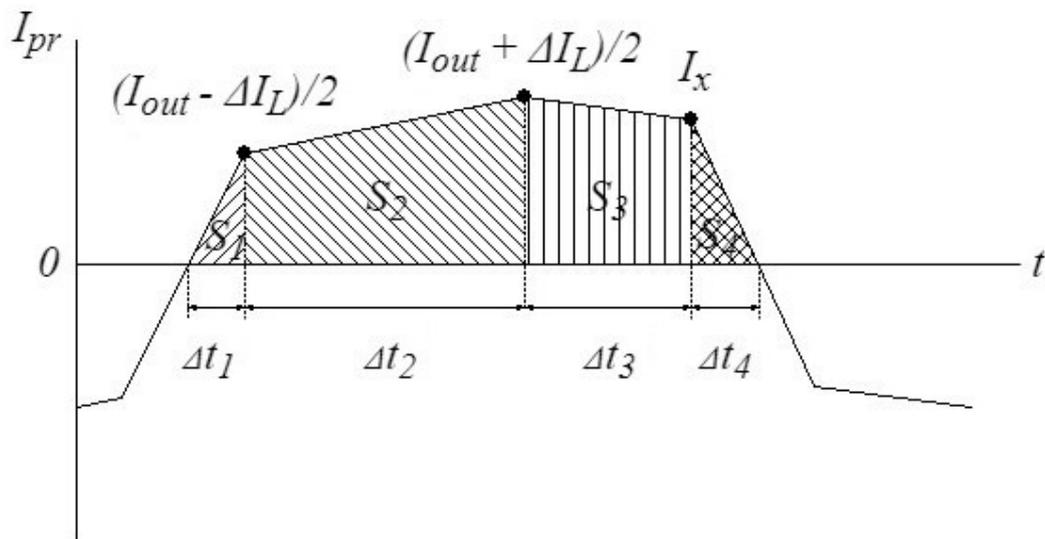


Рисунок 2.6 – Ток первичной обмотки трансформатора

Интервалы времени  $\Delta t_1 - \Delta t_4$  рассчитываются в соответствии с выражением (2.17):

$$U_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t}. \quad (2.17)$$

Площадь  $S_1$  под кривой тока рассчитывается по формуле площади треугольника:

$$S_1 = \frac{L}{2} \cdot \left( \frac{I_{outnom} - \Delta I_L}{2 \cdot n \cdot U_{innom}} \right)^2. \quad (2.18)$$

С помощью теоремы наложения и эквивалентной схемы на рисунке 2.4 рассчитывается напряжение на вторичной обмотке трансформатора в номинальном режиме работы:

$$U_{sec\_nom\_pwr} = \frac{U_{innom} \cdot L_f}{n \cdot \left( \frac{L}{n^2} + L_f \right)} - \frac{U_{outnom} \cdot L_f}{\frac{L}{n^2} + L_f} + U_{outmin}. \quad (2.19)$$

Площадь  $S_2$  под кривой тока рассчитывается по формуле площади трапеции:

$$S_2 = L_f \cdot \frac{I_{outnom}}{4} \cdot \left( \frac{I_{outnom} \cdot \Delta I_L}{2 \cdot (U_{sec\_nom\_pwr} \cdot U_{outnom})} \right)^2. \quad (2.20)$$

Далее рассчитывается интервал времени  $\Delta t_3$  согласно выражению (2.17) и описанных в разделе 2.1 режимов работы:

$$t_3 = - \frac{\frac{I_{outnom}}{2n} - \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4n} + \frac{U_{innom}}{L} \cdot \left( \Delta t_2 - \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} \right)}{\frac{U_{innom}}{L} + \frac{2I_{outnom} - \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{\frac{1}{f_{sw}} - \Delta t_2}}. \quad (2.21)$$

Значение напряжения  $U_{Lf\_Ix}$  на фильтровом дросселе рассчитывается в момент переключения вентилей по формуле (2.11).

Ток  $I_x$  рассчитывается следующим образом:

$$I_x = \frac{\frac{I_{outnom}}{2} + \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4} - \frac{U_{Lf\_Ix} \cdot \Delta t_3}{L_f}}{n}. \quad (2.22)$$

Площадь  $S_3$  под кривой тока рассчитывается по формуле площади трапеции:

$$S_3 = \frac{t_3}{2} \cdot \left( \frac{\frac{I_{outnom} \cdot \Delta I_L}{4} + \frac{I_{outnom}}{2}}{n} + \frac{I_x}{n} \right). \quad (2.23)$$

Площадь  $S_4$  под кривой тока рассчитывается по формуле площади треугольника:

$$S_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_x}{n} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - t_1 - t_2 - t_3 \right). \quad (2.24)$$

Ток первичной обмотки трансформатора равен:

$$I_{pr} = 2 \cdot f_{sw} \cdot (S_1 + S_2 + S_3 + S_4). \quad (2.25)$$

Ток вторичной обмотки трансформатора равен:

$$I_{sec} = n \cdot I_{pr}. \quad (2.26)$$

Действующее значение тока ключей на первичной стороне трансформатора равно:

$$I_{pr\_MOSFET} = \sqrt{\frac{I_{pr}}{2}}. \quad (2.27)$$

Действующее значение тока ключей выпрямителя находится по соотношению:

$$I_{out\_MOSFET} = \sqrt{\frac{I_{outnom}}{2}} . \quad (2.28)$$

Для обеспечения «мягкой» коммутации необходимо, чтобы во всем диапазоне регулирования энергия, запасенная в резонансной индуктивности, была больше либо равна энергии, запасенной в паразитных емкостях транзисторов инвертора [73]:

$$E_L \geq \sum E_{Coss} . \quad (2.29)$$

Период резонанса коммутационной цепи определяется исходя из выбранного «мертвого» времени. Необходимо переключить транзисторы стойки инвертора до момента достижения первого пика напряжения в резонансной емкости. Таким образом период резонанса равен [73]:

$$T_{res} = 4 \cdot t_{dt} . \quad (2.30)$$

Как правило, период резонанса цепи, составленной только из паразитных выходных емкостей транзисторов и резонансной индуктивности, слишком мал по отношению к «мертвому» времени. Для решения этой проблемы необходимо установить в ведущую стойку инвертора дополнительные конденсаторы, эквивалентную емкость которых можно определить из соотношения [73]:

$$T_{res} = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC} . \quad (2.31)$$

Значение коммутационной емкости:

$$C = \frac{t_{dt}^2}{\pi^2 \cdot \frac{L}{4}}. \quad (2.32)$$

*Расчетные соотношения для определения параметровмоточных изделий.*

Дроссели и трансформатор являются наиболее габаритными элементами силовой схемы. Оптимизация общей массы всего преобразователя напрямую зависит от оптимизации массы моточных изделий.

Все основные аналитические выражения для расчета магнитных элементов представлены в книгах [86-87].

Толщина «скин»-слоя определяется как [86]:

$$\varepsilon = \frac{0,0662}{\sqrt{f_{sw}}}. \quad (2.33)$$

Исходя из полученного значения выбирается толщина медной фольги. Она должна быть не толще двух «скин»-слоев.

Количество витков первичной обмотки трансформатора определяется как [86]:

$$N_1 = \frac{U_{in,max}}{f_{sw} \cdot B \cdot A_e \cdot K_f}, \quad (2.34)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы,  $A_e$  – эффективная площадь сечения магнитопровода.

Ширина проводников рассчитывается исходя из данных на магнитопровод, после чего выбирается число слоев для обеспечения желаемой плотности тока.

На рисунке 2.7 обозначены геометрические размеры планарных сердечников EE и EI формы.

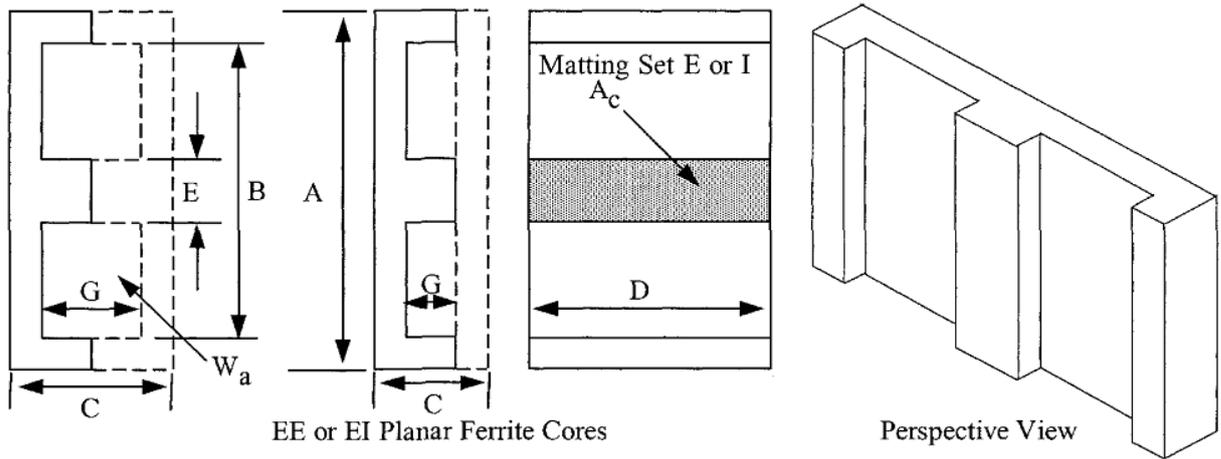


Рисунок 2.7 – Геометрия планарных EE и EI сердечников

Для учета краевых эффектов рассчитывается магнитный поток в зазоре [86]:

$$F = 1 + \frac{2 \cdot l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot G}{l_g} \right), \quad (2.35)$$

где  $l_g$  – длина зазора.

Число витков рассчитывается, исходя из необходимой индуктивности [86]:

$$N = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot A_e \cdot F}}. \quad (2.36)$$

Величина магнитной индукции в магнитопроводе определяется соотношением [86]:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot F \cdot \frac{\Delta I}{2}}{l_g + \left( \frac{l_m}{\mu} \right)}, \quad (2.37)$$

где  $l_m$  – длина магнитной линии.

Коммутационный дроссель рассчитывается аналогичным образом.

После расчета всех магнитных элементов вычисляется их суммарная масса. Если она не превышает заданного значения, то далее производится выбор между полученными наборами параметров преобразователя.

С помощью представленной методики (свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ представлено в приложении Б) был произведен расчет преобразователя со следующими входными параметрами:

- пределы входного напряжения: 376...410 В;
- выходное напряжение: 12 В;
- выходная мощность: 2 кВт;
- «мертвое» время: 250 нс;
- максимальное обратное напряжение на ключах выпрямителя: 100 В;
- максимальная масса сердечников: 500 г;
- пределы частоты коммутации: 100...200 кГц.

В результате расчета были получены следующие данные:

- тип сердечника: для трансформатора E64/10/50, для остальных элементов E43/10/28;
- коммутационная индуктивность  $L = 12,84$  мкГн;
- количество витков коммутационной индуктивности: 8 витков;
- зазор для магнитопровода коммутационной индуктивности: 1,1 мм;
- коммутационная емкость  $C = 1,91$  нФ;
- индуктивность выходных дросселей  $L_f = 1,43$  мкГн;
- количество витков в обмотках выходных дросселей: 3 витка;
- зазор для магнитопровода выходных дросселей: 1,1 мм;
- частота коммутации  $f_{sw} = 200$  кГц;
- коэффициент трансформации силового трансформатора  $n = N_1 / N_2 = 12 / 2$ ;
- действующий ток ключей инвертора  $I_{pr\_MOSFET} = 9,2$  А;
- действующий ток ключей выпрямителя  $I_{out\_MOSFET} = 118$  А;

- действующий ток первичной обмотки  $I_{pr} = 13 \text{ A}$ ;
- действующий ток вторичной обмотки  $I_{sec} = 78 \text{ A}$ ;
- масса сердечниковмоточных элементов  $m = 410 \text{ г}$ .

#### **2.4 Реализация системы управления преобразователем и системой с использованием интерфейса связи CAN**

Для реализации системы управления по среднему току преобразователей выберем цифровой интерфейс CAN, так как он обладает приемлемой скоростью обмена данными, хорошей помехозащищенностью, контролем ошибок передачи и приема, а также особым способом получения устройством доступа к сети.

Арбитраж доступа к сети происходит следующим образом. При свободной шине любой узел может начинать передачу в любой момент времени. В случае одновременной передачи данных двумя или более узлами происходит арбитраж доступа. Для проведения арбитража каждое сообщение, называемое кадром данных, содержит свой код арбитража (идентификатор), как показано на рисунке 2.8. Передавая идентификатор, узел одновременно проверяет состояние шины. Если при передаче рецессивного бита (логическая «1») принимается доминантный (логический «0») – считается, что другой узел передает сообщение с большим приоритетом, и существующая передача откладывается до момента освобождения шины, как показано на рисунке 2.9. Таким образом, доступ к шине получает устройство с наименьшим идентификатором [88-91].

Для реализации управления по среднему току преобразователей необходимо знать токи всех ячеек и усреднить их. Однако, предполагая, что токи в системе распределяются с достаточной точностью, можно ограничиться данными о двух токах – минимальном среди преобразователей и максимальном. С помощью интерфейса CAN это можно реализовать следующим образом.

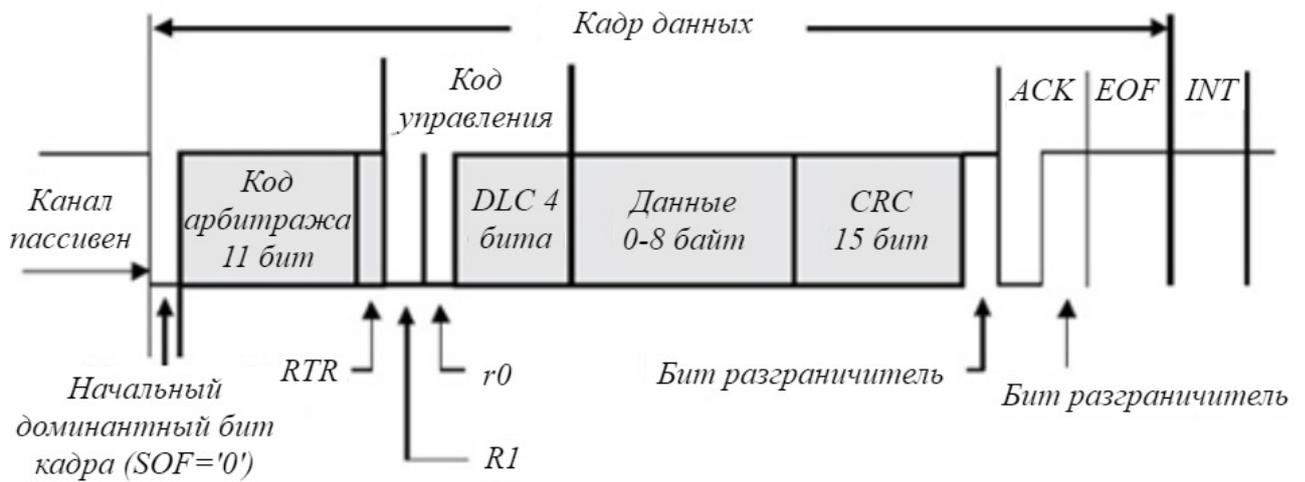


Рисунок 2.8 – Структура кадра данных

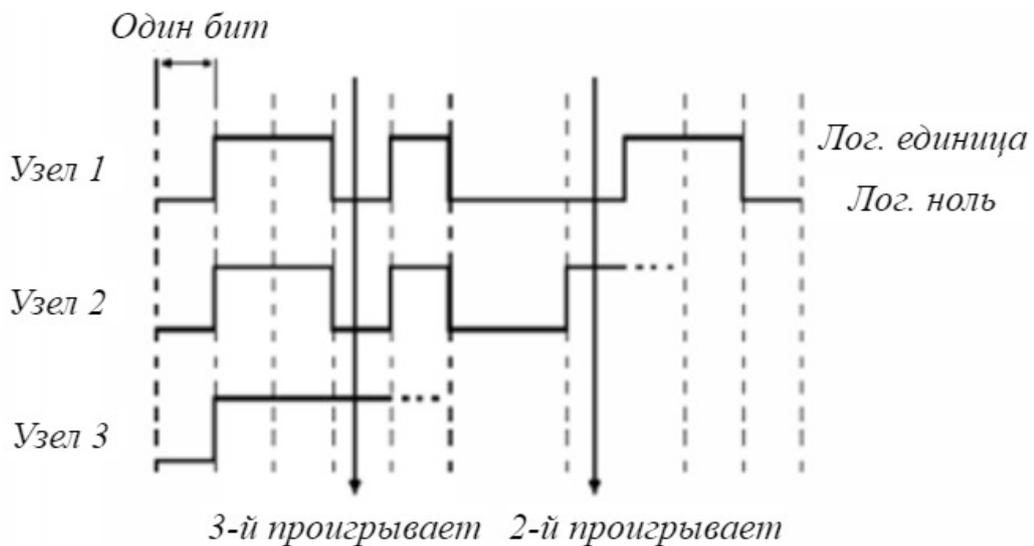


Рисунок 2.9 – Процедура арбитража доступа к сети

Величина тока преобразователя инвертируется и помещается в поле идентификатора при отправке сообщения. Сообщения от разных ячеек, содержащие идентификаторы с информацией о токе, одновременно отправляются на шину. Арбитраж выигрывает ячейка, имеющая наименьший идентификатор, то есть наибольший ток. Ячейки, проигравшие арбитраж, больше не пытаются отправить это же сообщение. Таким образом, нет необходимости обрабатывать информацию о токах всех модулей, входящих в параллельную систему [88-91], что улучшает динамику работы системы. Все ячейки считывают сообщение с шины, снова инвертируют идентификатор для получения максимального тока.

Аналогично производится передача данных о минимальном токе ячеек, с той лишь разницей, что перед отправкой он не инвертируется. Полученные значения используются для расчета среднего тока ячеек, который используется в качестве сигнала задания на собственные токи преобразователей. После приема сообщения с шины все ячейки снова одновременно отправляют обновленную информацию о собственном токе на шину [88].

Чтобы исключить коллизию на шине интерфейса при возникновении ситуации, когда несколько преобразовательных ячеек имеют одинаковый выходной ток, в конец идентификатора устройства добавляется серийный номер преобразователя. Тогда из всех ячеек, проводящих одинаковый ток, арбитраж выиграет ячейка с наименьшим серийным номером [88].

## 2.5 Синтез системы управления преобразователем

Синтез контуров регулирования производится параметрическим методом с использованием передаточных функций преобразователя [92]. Представленные выражения являются передаточными функциями преобразователя от сигнала управления к выходному напряжению и от сигнала управления к току индуктивности, с учетом паразитных параметров элементов преобразователя. На основе данных функций далее будет произведен синтез системы управления преобразователем. Вывод данных выражений, ввиду громоздкости, не приводится.

$$G_{vd1} = \frac{U_{ex}}{s^2 \cdot L_f C + s \cdot \left( \frac{L_f}{R} + 2 \cdot R_d C \right) + 2 \cdot \left( 1 + \frac{R_d}{R} \right)}, \quad (2.38)$$

$$G_{id1} = G_{vd1} \cdot \left( \frac{1 + sCR}{R} \right), \quad (2.39)$$

$$R_{d1} = \frac{L_{lk} \cdot f_{sw}}{n^2}, \quad (2.40)$$

$$Z_{out} = \frac{R_d + s \cdot \frac{L_f}{2}}{s^2 \cdot \frac{L_f}{2} C + s \cdot R_d C + 1}, \quad (2.41)$$

где  $G_{id1}$  – передаточная функция от сигнала управления к току дросселя,  $G_{vd1}$  – передаточная функция от сигнала управления к выходному напряжению,  $U_{ex}$  – входное напряжение преобразователя,  $n$  – коэффициент трансформации,  $L_f$  – индуктивность фильтрового дросселя,  $C$  – емкость выходного конденсатора,  $R$  – сопротивление нагрузки преобразователя,  $R_d$  – эквивалентное сопротивление, учитывающее потери на индуктивности рассеяния и коммутационной индуктивности,  $L_{lk}$  – индуктивность рассеяния в сумме с коммутационной индуктивностью,  $f_{sw}$  – частота коммутации.

#### *Структура системы управления.*

Система управления импульсным преобразователем состоит из двух контуров – по току индуктивностей и по выходному напряжению, как показано на рисунке 2.10. Контур включены параллельно, т.е. в каждый момент времени работает только один контур регулирования, который обладает наименьшим выходным сигналом. Корректирующее устройство в контурах регулирования разделено на две части. Первая часть – это пропорциональные коэффициенты  $G_{cu0}$  и  $G_{ci0}$ , вторая часть – общая динамическая составляющая регулятора  $G(s)$ . Данная структура системы управления позволяет ограничить ток преобразователя, при этом не уменьшая полосу пропускания контура по напряжению.

Предполагается, что данная система управления будет реализована в аналоговом виде.

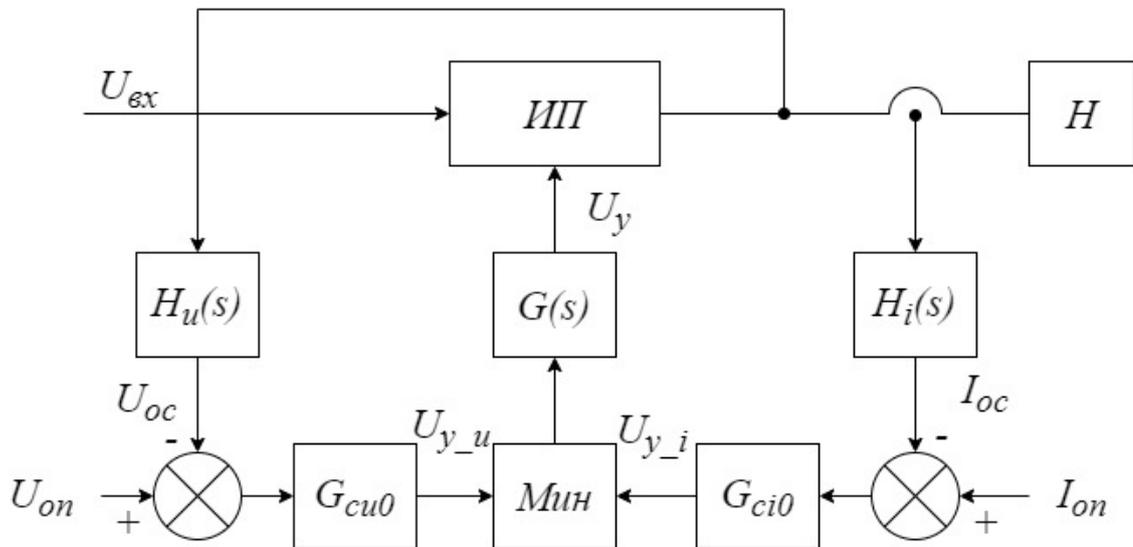


Рисунок 2.10 – Структура системы управления

Т.к. в используемой системе управления контуры регулирования работают параллельно, примем допущение, что они независимы друг от друга и при работе один контур не влияет на второй. Тогда синтез регуляторов для данных контуров будет производиться отдельно для каждого контура на основе передаточных функций преобразователя по напряжению и по току, описанных ранее.

### 2.5.1 Параметрический синтез регулятора по напряжению

Для синтеза регулятора в контуре по напряжению, в первую очередь, необходимо проанализировать передаточную функцию для разомкнутого некомпенсированного контура обратной связи по напряжению  $T_{u0}(s)$ , показанную на рисунке 2.10, при этом  $G_{cu}(s) = G_{cu0} \cdot G(s) = 1$ :

$$T_{u0}(s) = G_{vd}(s) \cdot H_u(s). \quad (2.42)$$

ЛАЧХ и ФЧХ для данного выражения представлены на рисунке 2.11.

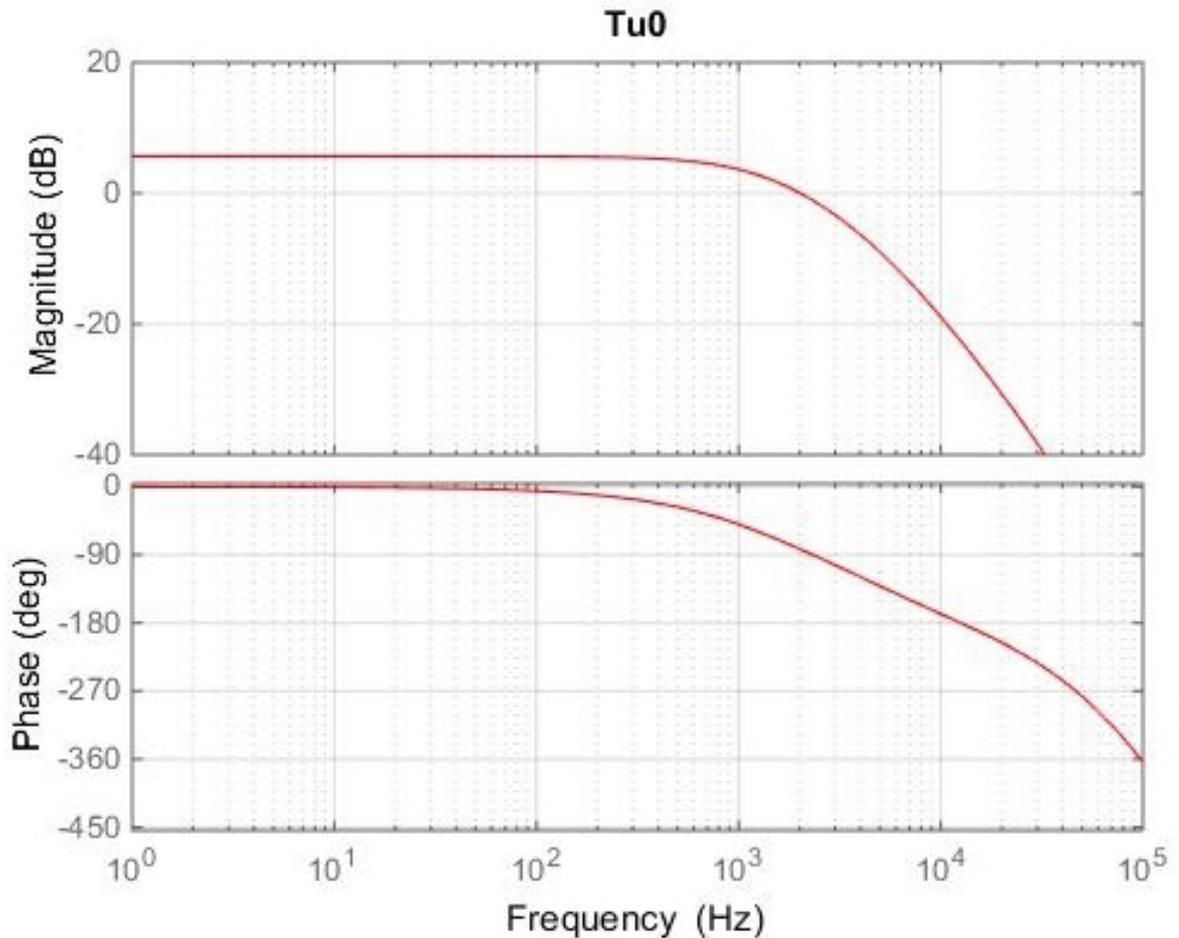


Рисунок 2.11 – ЛАЧХ и ФЧХ передаточной функции разомкнутого некомпенсированного контура регулирования по напряжению

По рисунку 2.11 видно, что фаза на частотах более 10 кГц опускается ниже  $-180^\circ$ . Значит, для синтеза контура регулирования по напряжению с полосой пропускания более 10 кГц необходимо использовать ПИД регулятор. Однако в нашем случае, учитывая довольно статичный характер нагрузки, мы можем настроить регулятор на невысокую частоту, например 1 кГц, и использовать ПИ регулятор с передаточной функцией:

$$G_{cu}(s) = G_{cu0} \cdot G(s) = G_{cu0} \cdot \left(1 + \frac{\omega_l}{s}\right), \quad (2.43)$$

здесь  $G_{cu0}$  – статический коэффициент усиления в контуре по напряжению,  $\omega_l$  – угловая частота инверсного нуля [77].

Передаточная функция скомпенсированного контура по напряжению имеет вид:

$$T_u(s) = T_{u0}(s) \cdot G_{cu}(s). \quad (2.44)$$

Необходимо подбирать различные значения  $G_{cu0}$  и  $\omega_l$  чтобы увеличить граничную частоту полосы пропускания контура. При этом существует ограничение на запас по фазе на граничной частоте контура. Во избежание перерегулирования при переходных процессах необходимо обеспечить запас по фазе не менее  $60^\circ$ .

Передаточная функция замкнутого контура по напряжению показывает, как влияет изменение сигнала задания на выходное напряжение, и определяется выражением:

$$G_u(s) = \frac{v_{\text{вых}} H_u}{v_{\text{он}}} = \frac{T_u(s)}{1 + T_u(s)}. \quad (2.45)$$

Помимо условия о достаточном запасе по фазе на граничной частоте  $f_c$  для переходных процессов без перерегулирования необходимо, чтобы ЛАЧХ передаточной функции замкнутого контура не поднималась выше уровня 0 дБ.

Исходя из всех вышеперечисленных условий, зададим следующие параметры регулятора:  $G_{cu0} = 0,5$ ,  $\omega_l = 2 \cdot \pi \cdot 1000$ .

ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого контура, а также замкнутого контура, представлены на рисунке 2.12.

Из рисунка 2.12 видно, что полоса пропускания контура регулятора по напряжению составляет около 1,5 кГц, запас по фазе на данной частоте составляет  $84^\circ$ . При этом ЛАЧХ передаточной функции замкнутого контура не поднимается выше уровня 0 дБ во всей полосе частот.

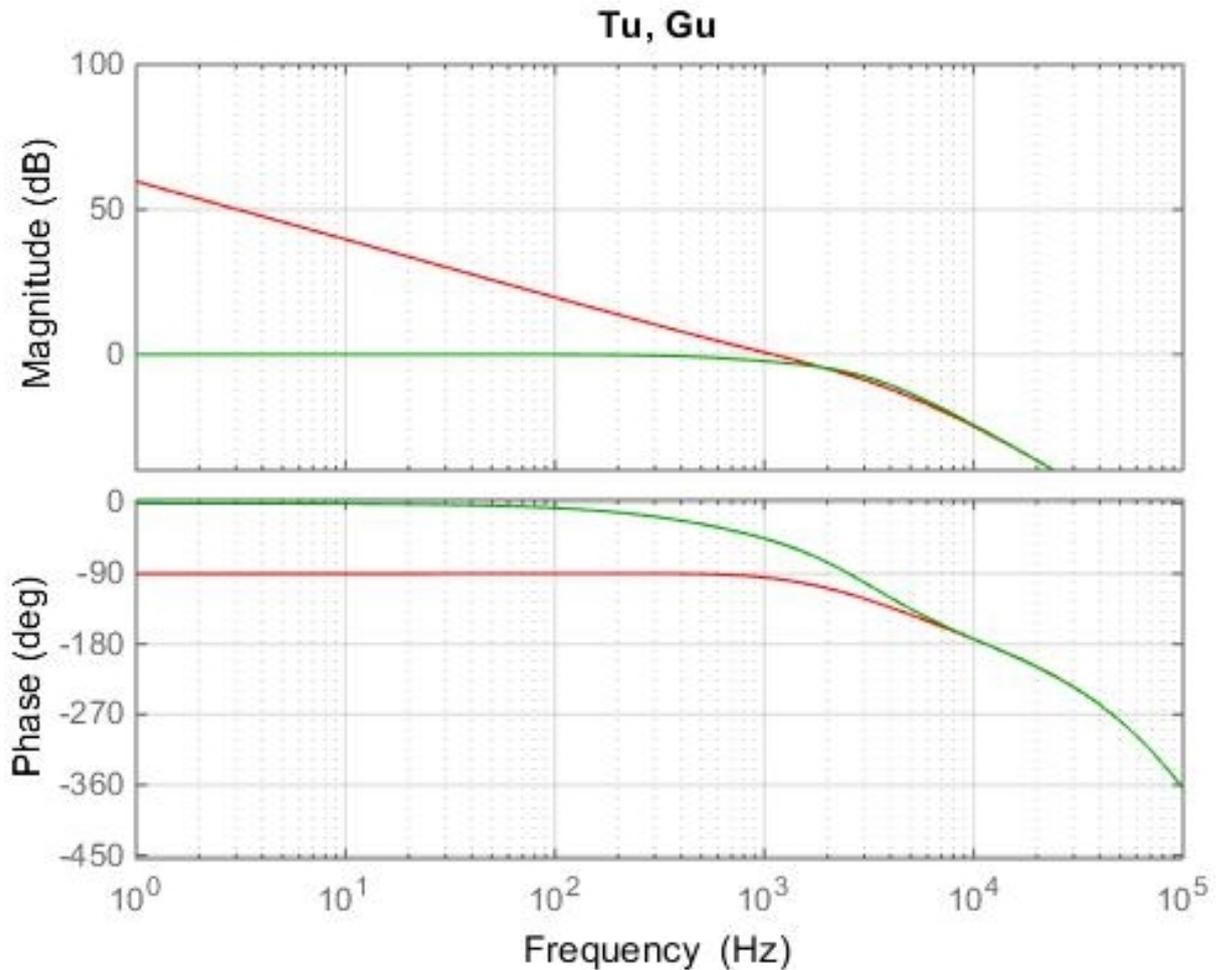


Рисунок 2.12 – ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого контура и замкнутого контура по напряжению

Для анализа устойчивости полученного контура регулирования по напряжению воспользуемся критерием устойчивости Найквиста. Для этого построим годограф Найквиста для передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура обратной связи, показанный на рисунке 2.13. Для устойчивой работы системы годограф не должен охватывать точку  $(-1; j0)$ .

Из рисунка 2.13 видно, что полученный годограф не охватывает точку  $(-1; j0)$ , значит, замкнутый контур регулирования устойчив.

Рассмотрим реакцию замкнутого контура обратной связи по напряжению на ступенчатое изменение сигнала задания, показанную на рисунке 2.14. Переходной процесс имеет аperiodический характер и выходит на установившийся режим за 0,3 мс.

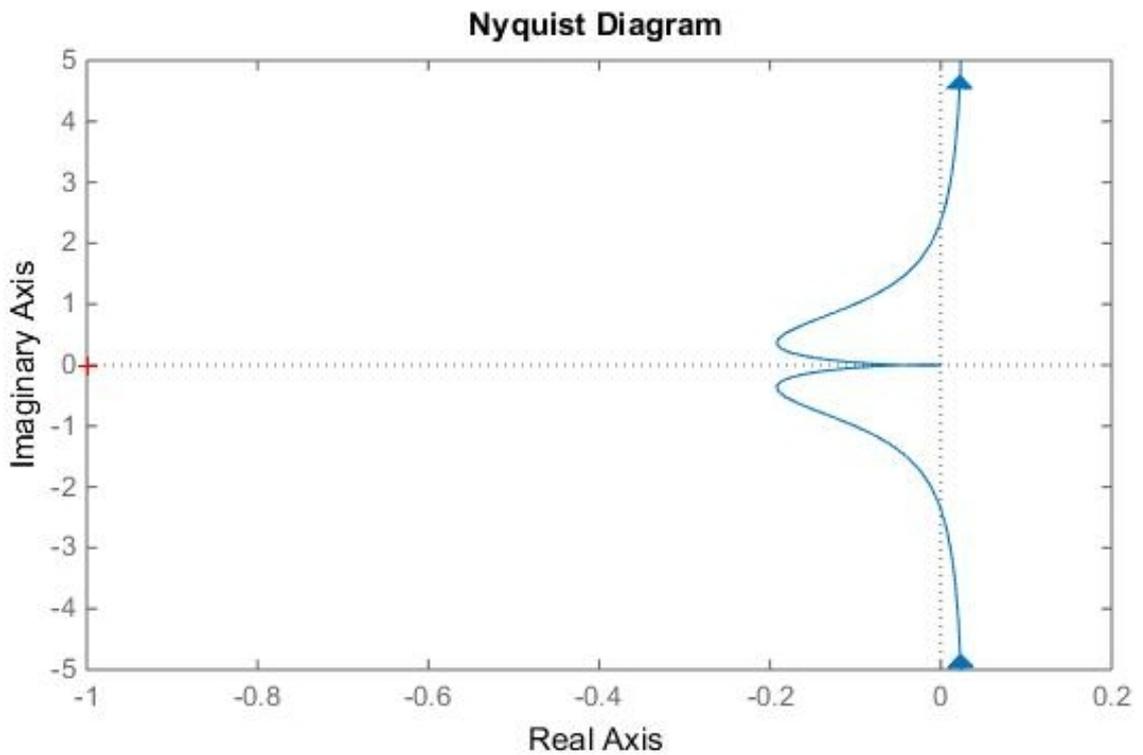


Рисунок 2.13 – Годограф Найквиста для скомпенсированного разомкнутого контура обратной связи по напряжению

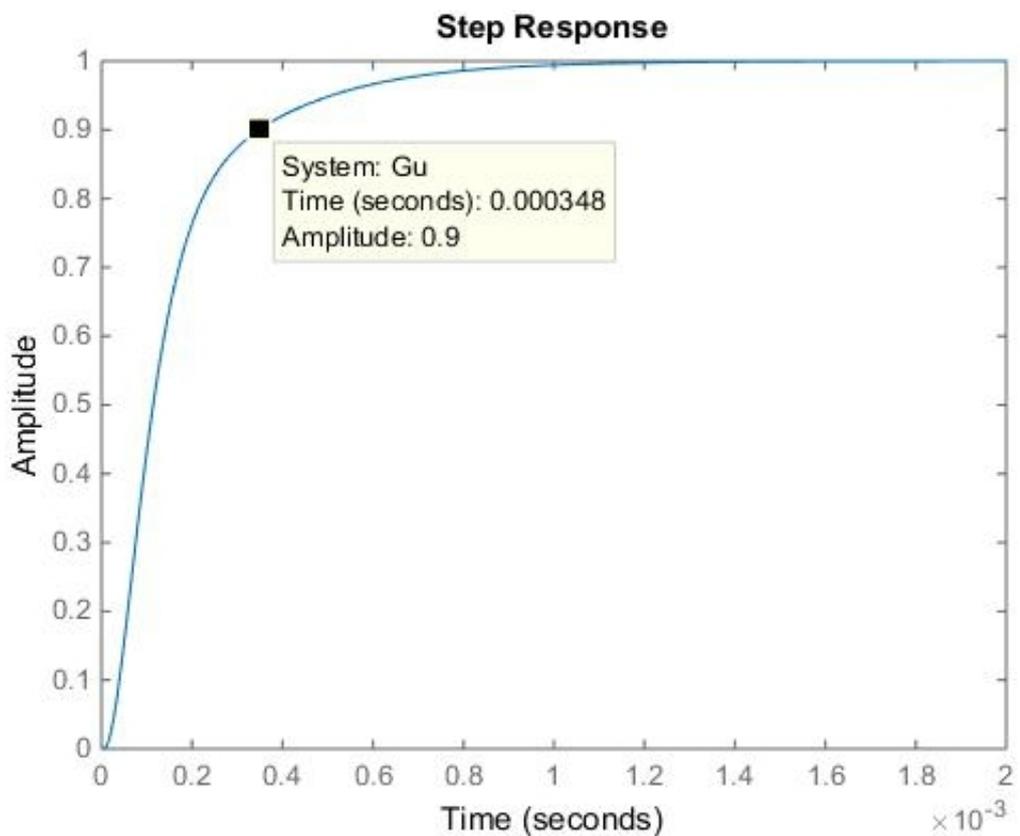


Рисунок 2.14 – Реакция замкнутого контура обратной связи по напряжению на ступенчатое изменение сигнала

### 2.5.2 Параметрический синтез регулятора по току

Контур управления по току необходим для ограничения тока в преобразователе, поэтому общая часть регулятора  $G(s)$ , отвечающая за динамику системы, синтезирована применительно к контуру по напряжению. Для контура по току необходимо определить пропорциональный коэффициент  $G_{ci0}$ . Для этого рассмотрим выражение для некомпенсированного разомкнутого контура обратной связи по току, умноженного на передаточную функцию динамической составляющей регулятора  $G(s)$ :

$$T_{i0}(s) \cdot G(s) = G_{id}(s) \cdot H_i(s) \cdot G(s). \quad (2.45)$$

ЛАЧХ и ФЧХ выражения (2.45) представлены на рисунке 2.15.

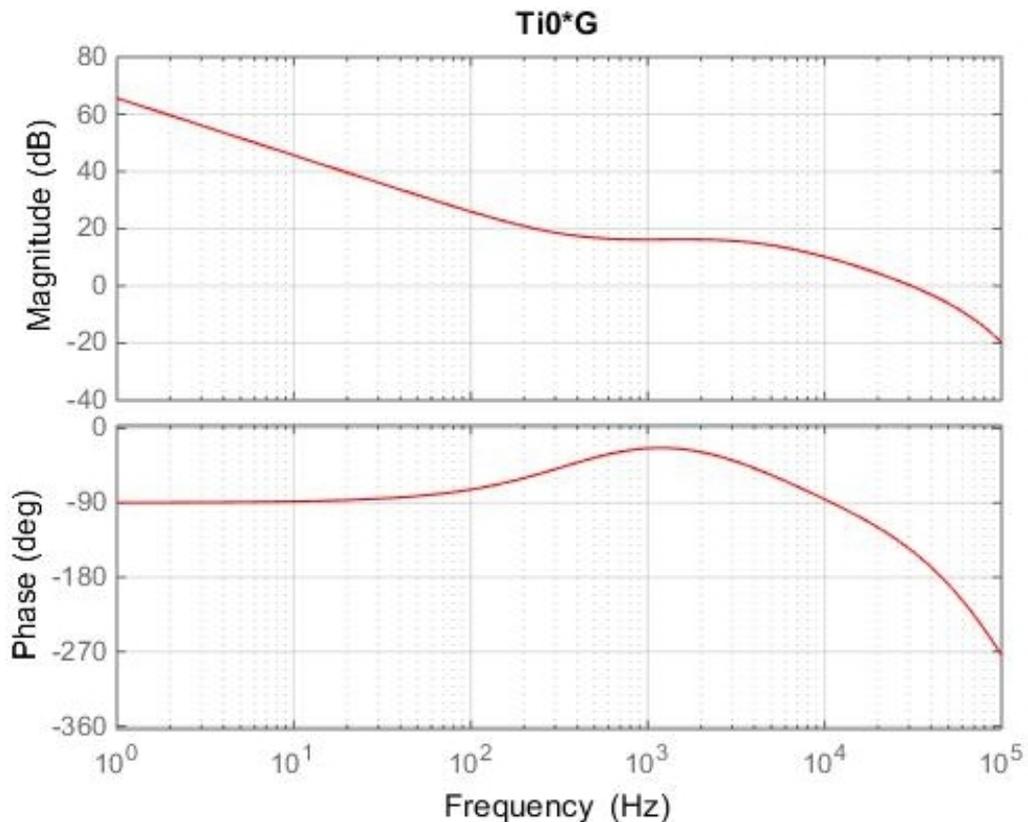


Рисунок 2.15 – ЛАЧХ и ФЧХ некомпенсированного разомкнутого контура по току, умноженного на передаточную функцию динамической составляющей регулятора

Опустим ЛАЧХ контура на 20 дБ вниз, тогда пропорциональный коэффициент регулятора будет равен  $G_{ci0} = 0,18$ .

Выражение для скомпенсированного контура по току имеет вид:

$$T_i(s) = T_{i0}(s) \cdot G_{ci}(s) = T_{i0}(s) \cdot G_{ci0} \cdot G(s), \quad (2.46)$$

а передаточная функция замкнутого контура по току:

$$G_i(s) = \frac{i_L H_i}{i_{on}} = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}. \quad (2.47)$$

ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого контура, а также замкнутого контура, представлены на рисунке 2.16.

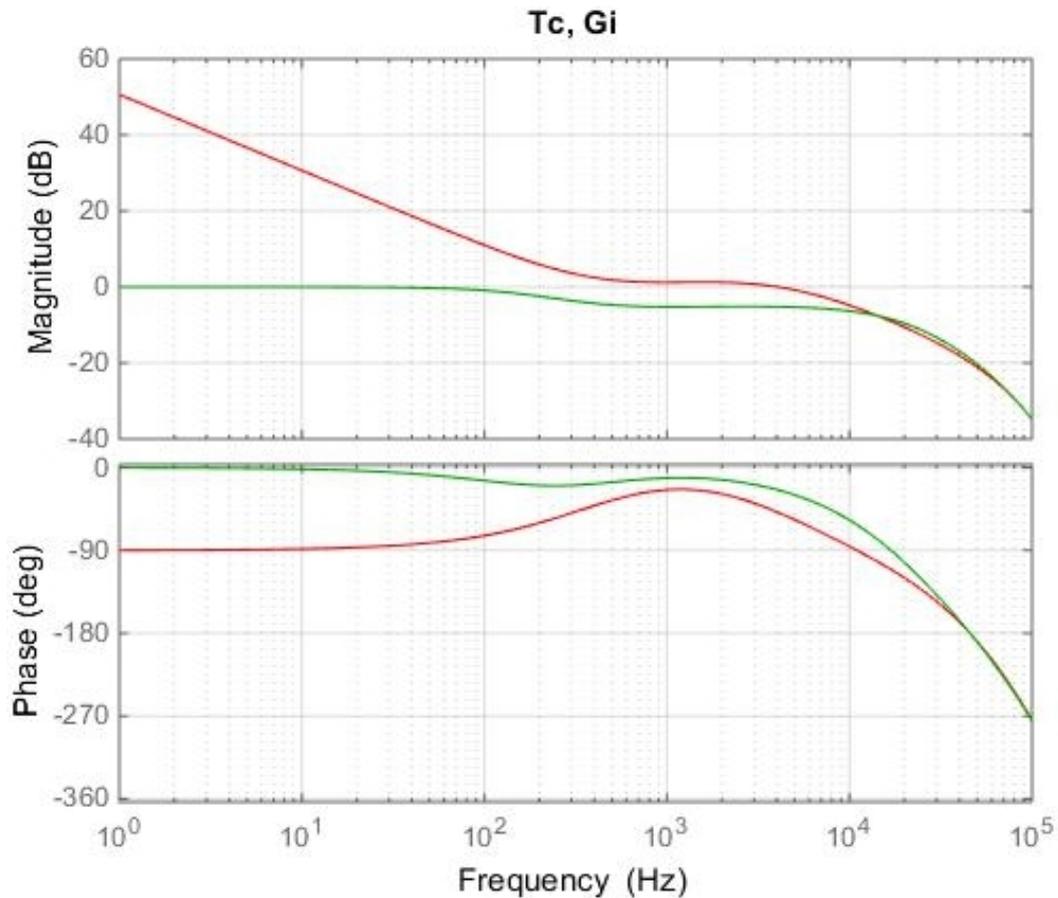


Рисунок 2.16 – ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого контура и замкнутого контура по току

Из рисунка 2.16 видно, что полоса пропускания контура по току составляет около 4 кГц, запас по фазе на данной частоте составляет  $130^\circ$ . При этом ЛАЧХ замкнутого контура по току не поднимается выше уровня 0 дБ, это говорит о том, что в переходных процессах не должно возникнуть перерегулирования.

Исследуем синтезированный контур на устойчивость. Построим годограф Найквиста для передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура обратной связи по току, показанный на рисунке 2.17.

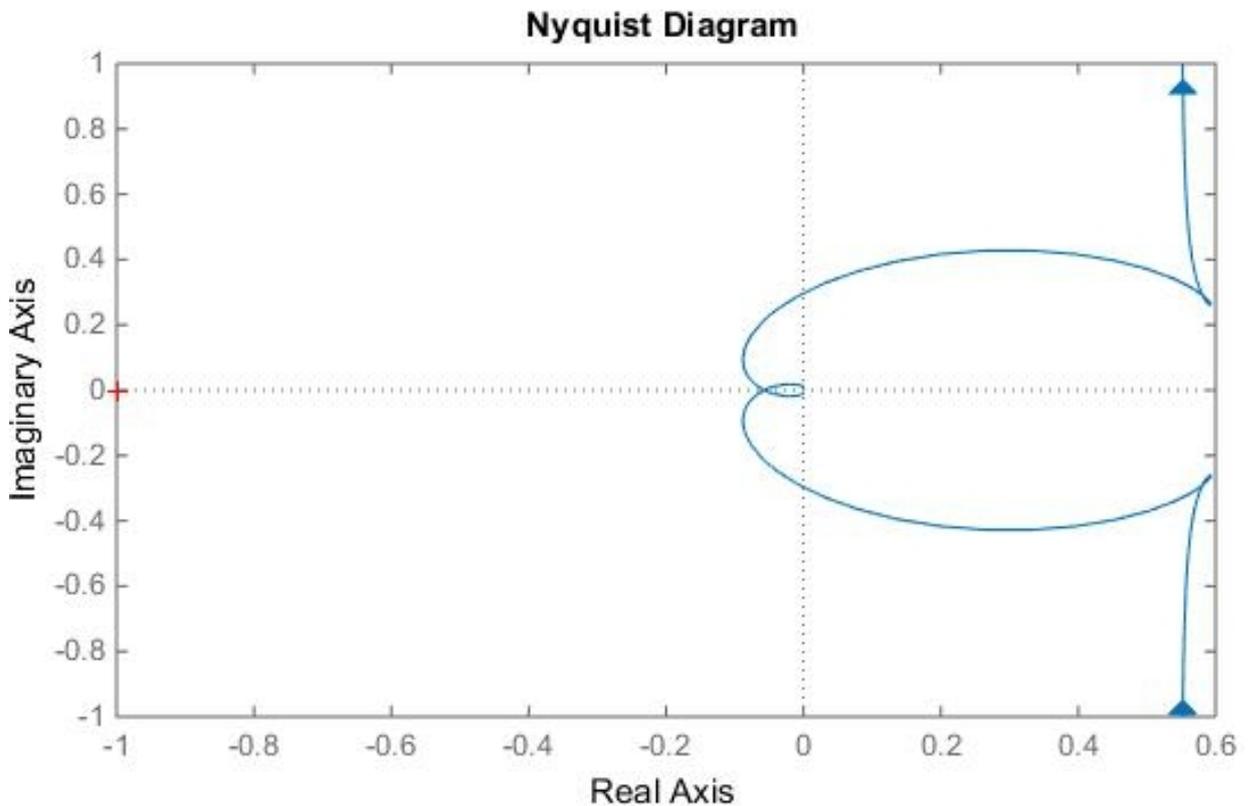


Рисунок 2.17 – Годограф Найквиста для передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура по току

Из рисунка 2.17 видно, что полученный годограф не охватывает точку  $(-1; j0)$ , замкнутый контур по току является устойчивым.

Рассмотрим реакцию замкнутого контура по току на ступенчатое изменение сигнала задания, представленную на рисунке 2.18. Так же, как и в контуре по напряжению, переходной процесс носит аperiodический характер, время переходного процесса составляет 2,4 мс.

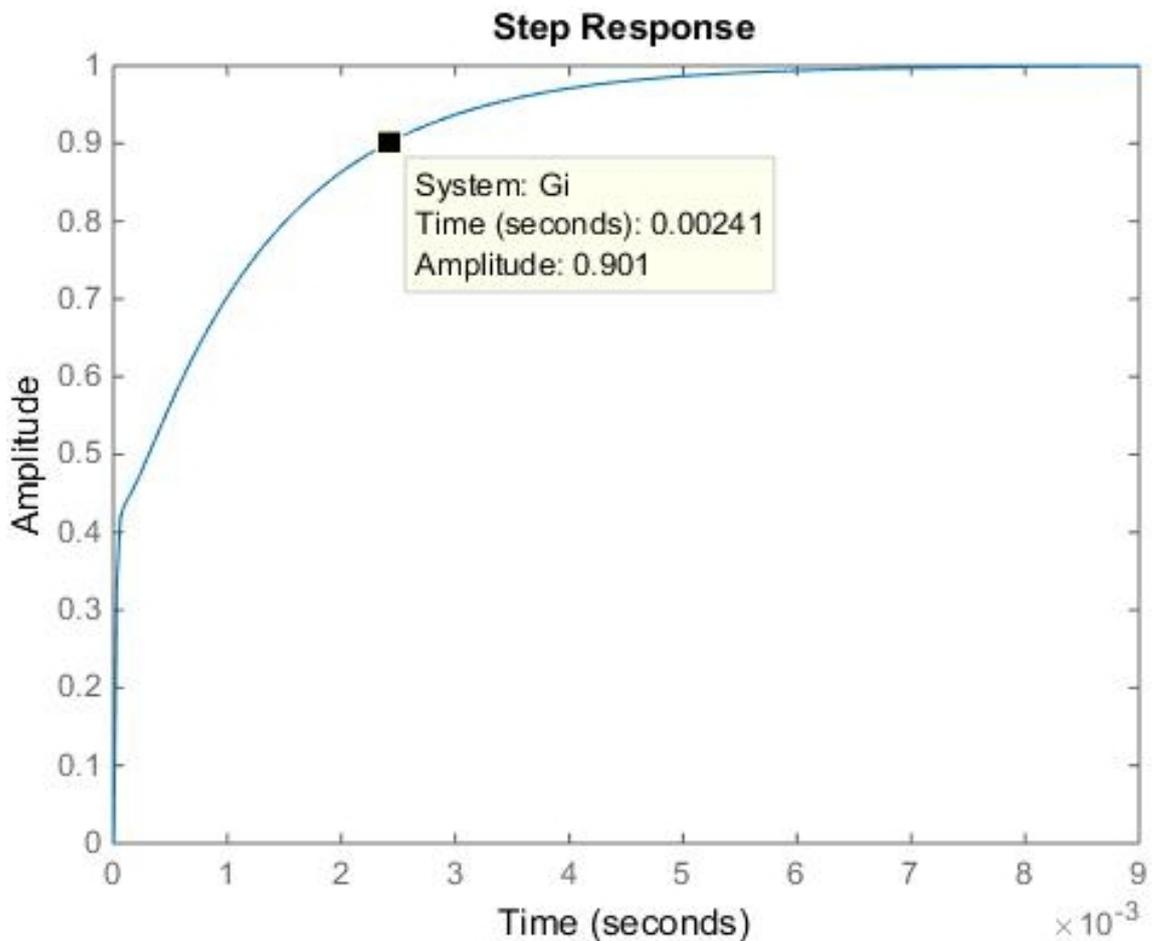


Рисунок 2.18 – Реакция замкнутого контура обратной связи по току на ступенчатое изменение сигнала

В данной главе были получены математические модели по постоянному и переменному току понижающего преобразователя с учетом паразитных параметров элементов. Из модели по переменному току были выведены передаточные функции преобразователя от сигнала управления к выходному напряжению и от сигнала управления к току индуктивности. На основе полученных передаточных функций были синтезированы регуляторы для контуров управления по напряжению и по току. Синтезированные регуляторы обеспечивают устойчивую работу замкнутых контуров регулирования, а также апериодические переходные процессы без перерегулирования.

### 2.5.3 Структурная схема системы из параллельно включенных преобразователей

На рисунке 2.19 представлена структурная схема системы из  $N$  преобразователей, включенных параллельно. Каждый преобразователь обладает системой управления, описанной выше. Помимо этого, для обеспечения равномерного распределения токов добавлен контур, реализующий алгоритм, описанный в конце главы 1. К имеющемуся контуру по напряжению добавляется внешний контур по распределению тока. В качестве сигнала задания в новом контуре используется средний ток преобразователей.

Выбор максимального и минимального токов для расчета среднего значения тока будет реализован через интерфейс связи CAN с помощью особого способа арбитража доступа абонентов к шине, как было описано в разделе 2.4.

Т.к. общение по цифровому интерфейсу происходит с некоторой конечной частотой, необходимо усреднять ток перед отправкой во избежание потери полезной информации. Усреднение будет производиться по методу скользящего среднего, отображенного в виде блока  $Ucp(s)$  в структурной схеме на рисунке 2.19. Помимо усреднения, в структурной схеме учитывается временная задержка при передаче данных по интерфейсу связи с помощью блока  $ZOH_{CAN}$ .

### 2.5.4 Параметрический синтез контура распределения токов

Передаточная функция нескомпенсированного разомкнутого контура распределения токов при  $G_{cs}(s) = 1$  имеет вид, представленный на рисунке 2.19:

$$T_{cs0}(s) = G_{id}(s) \cdot H_i(s) \cdot Ucp(s) \cdot ZOH_{CAN}(s) \cdot G_{cu}(s) \cdot ZOH_{Uy}(s) \times \\ \times ZOH_{CAN}(s) \cdot ZOH_{ЦАП}(s) \quad (2.48)$$

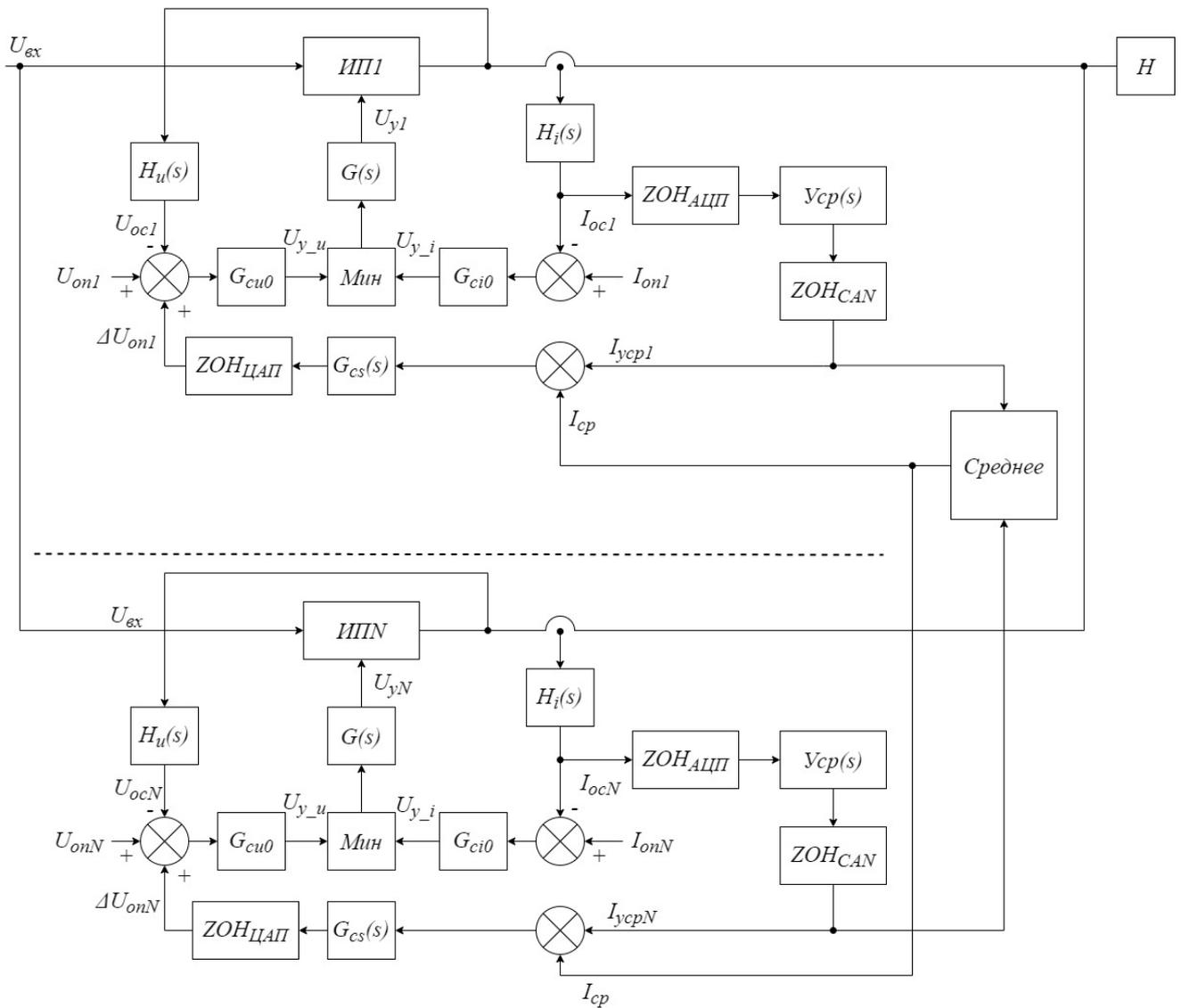


Рисунок 2.19 – Структурная схема  $N$  параллельно включенных преобразователей

В выражении (2.48) приняты следующие обозначения:

$$Y_{cp}(s) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - \exp(-s \cdot N \cdot T_{АЦП})}{1 - \exp(-s \cdot T_{АЦП})}, \quad (2.49)$$

$$ZOH_{CAN}(s) = \frac{1 - e^{-s \cdot \frac{1}{f_{CAN}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{CAN}}}, \quad (2.50)$$

$$ZOH_{АЦП}(s) = \frac{1 - e^{-s \frac{1}{f_{АЦП}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{АЦП}}}, \quad (2.51)$$

$$ZOH_{ЦАП}(s) = \frac{1 - e^{-s \frac{1}{f_{ЦАП}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{ЦАП}}}, \quad (2.52)$$

$$G_{cu}(s) = G_{cu0} \cdot G(s). \quad (2.53)$$

Период работы АЦП  $T_{АЦП}$  известен, так же, как и период работы ЦАП  $T_{ЦАП}$ . Частота, с которой по интерфейсу CAN передаются сообщения в данной системе:  $f_{CAN} = 2000 \text{ Гц}$ . Частота усреднения  $f_{уср} = 1000 \text{ Гц}$ . Тогда количество точек для усреднения найдем как:

$$N = \frac{f_{АЦП}}{f_{уср}} = \frac{100000}{1000} = 100. \quad (2.54)$$

ЛАЧХ и ФЧХ для выражения (2.48) представлены на рисунке 2.20.

Т.к. данный контур распределения токов является внешним по отношению к контуру регулирования по напряжению, требуется разнести их граничные частоты. Граничная частота контура по напряжению составляет 1,5 кГц, тогда примем граничную частоту контура распределения тока – 10 Гц. Из рисунка 2.20 видно, что запас по фазе в полосе частот до 10 Гц составляет около 90 градусов.

В качестве регулятора в контуре распределения тока будем использовать ПИ регулятор. Его передаточная функция в контуре распределения тока примет вид:

$$G_{cs}(s) = G_{cs0} \cdot G(s) = G_{cu0} \cdot \left(1 + \frac{\omega_I}{s}\right). \quad (2.55)$$

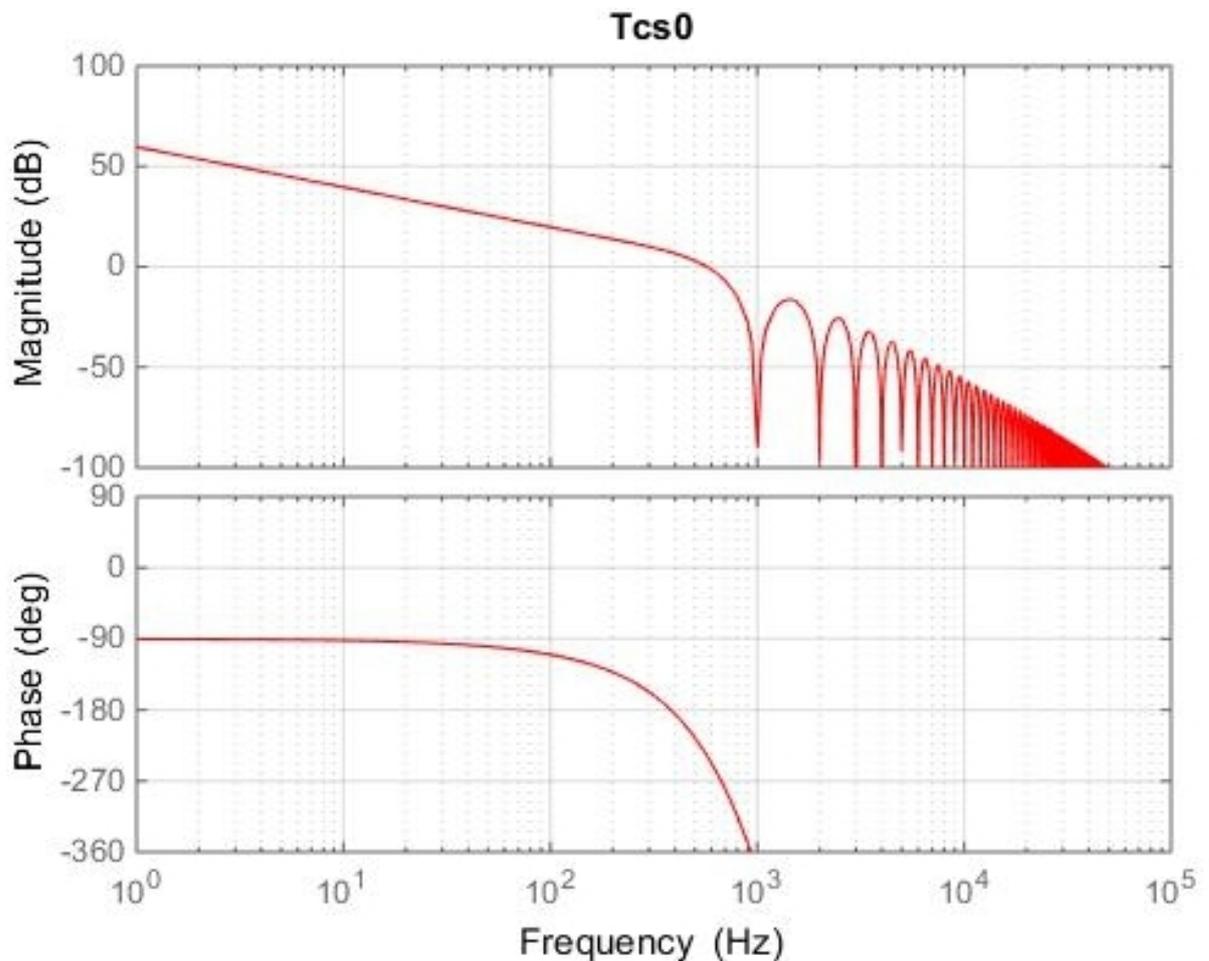


Рисунок 2.20 – ЛАЧХ и ФЧХ передаточной функции для разомкнутого некомпенсированного контура распределения токов

При определении параметров регулятора, как и в случае синтеза регуляторов для единичного преобразователя, необходимо добиться оптимального запаса по фазе у передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура, а также расположения ЛАЧХ передаточной функции замкнутого контура ниже 0 дБ.

Данным условиям удовлетворяют следующие параметры регулятора:  
 $G_{cs0} = 0.05$ ,  $\omega_l = 2\pi \cdot 10$ .

Выражение для скомпенсированного контура по распределению тока имеет вид:

$$T_{cs}(s) = T_{cs0}(s) \cdot G_{cs}(s). \quad (2.56)$$

Передаточная функция замкнутого контура по распределению тока:

$$G_{cs}(s) = \frac{i_L H_i}{i_{\max}} = \frac{T_{cs}(s)}{1 + T_{cs}(s)}. \quad (2.57)$$

ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого контура, а также замкнутого контура представлены на рисунке 2.21.

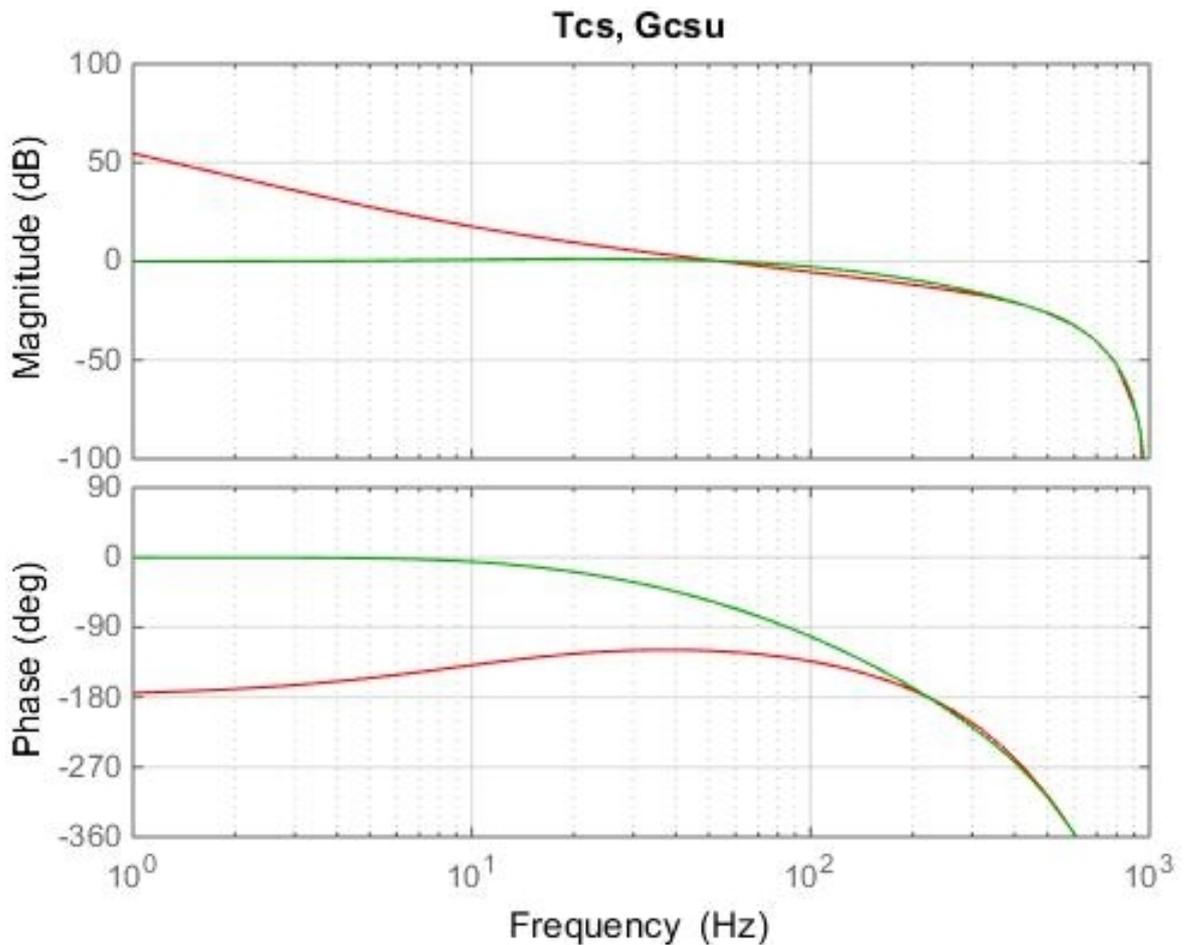


Рисунок 2.21 – ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций скомпенсированного разомкнутого и замкнутого контура по распределению тока

Из рисунка 2.21 видно, что полоса пропускания контура составляет 50 Гц, запас по фазе на данной частоте составляет приблизительно  $80^\circ$ . При этом ЛАЧХ замкнутого контура по току не поднимается выше уровня 0 дБ, это говорит о том, что в переходных процессах не должно возникнуть перерегулирования.

Исследуем синтезированный контур на устойчивость. Построим годограф Найквиста для передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура обратной связи по току, представленный на рисунке 2.22.

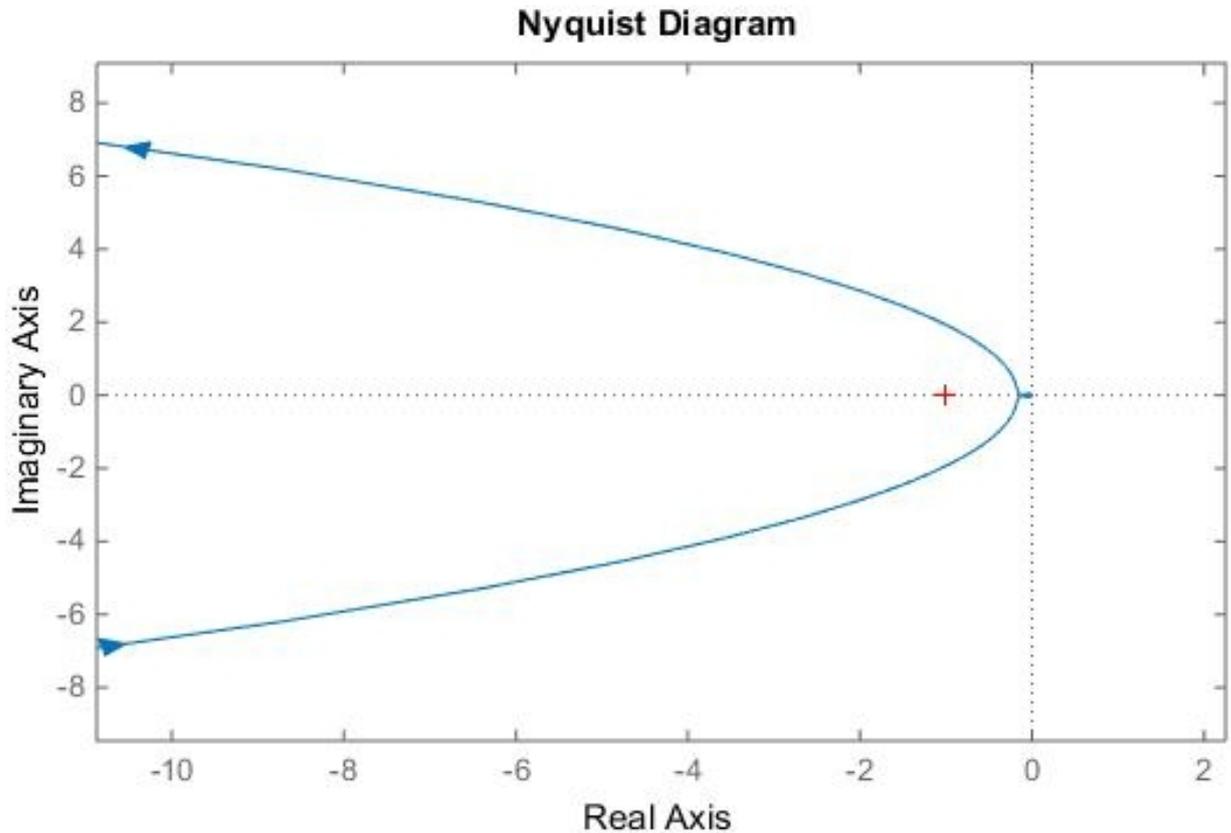


Рисунок 2.22 – Годограф Найквиста для передаточной функции скомпенсированного разомкнутого контура обратной связи по распределению тока

Из рисунка 2.22 видно, что полученный годограф не охватывает точку  $(-1; j0)$ , отсюда можно сделать вывод о том, что замкнутый контур по распределению токов устойчив.

### Выводы по второй главе

1. Предложенный алгоритм комплексного расчета параметров силовой схемы преобразователя с фазовым управлением позволяет вычислить все

необходимые значения элементов схемы, что упростит и ускорит разработку подобных преобразователей для других целей.

2. Комплексный расчет элементов преобразователя позволяет получить параметры магнитных компонентов для минимизации общей массы преобразователя.

3. Описанный способ использования интерфейса связи CAN позволяет снизить количество передаваемых между модулями данных.

4. Используемая структура системы управления преобразователями позволяет добиться высокой точности распределения токов между модулями, а также большей стабильности при переходных процессах, возникающих в системе.

### ГЛАВА 3 Имитационное моделирование системы электропитания гальванической установки

Имитационное моделирование силовой схемы преобразователя, системы управления и системы электропитания производилось в программном обеспечении PSIM. На рисунке 3.1 представлена модель силовой схемы преобразователя. На рисунке 3.2 представлена модель системы управления преобразователем.

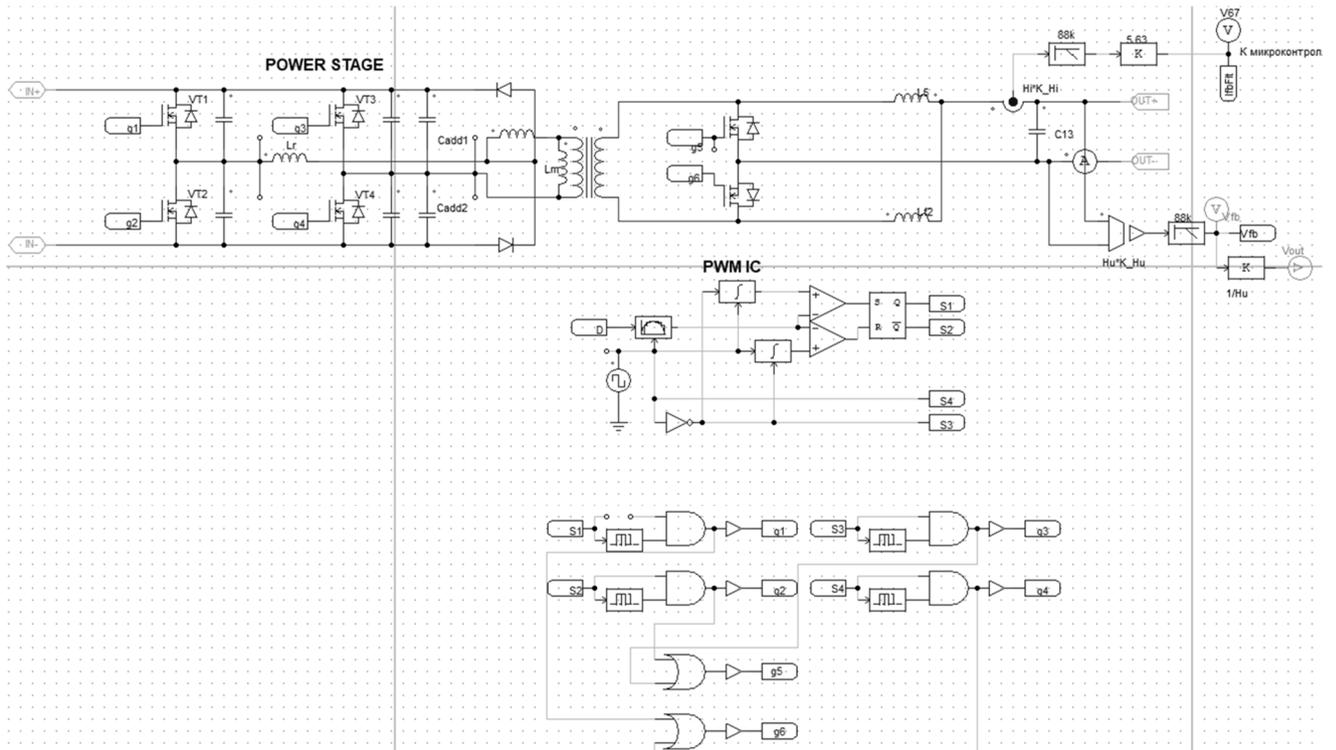


Рисунок 3.1 – Модель преобразователя в ПО PSIM

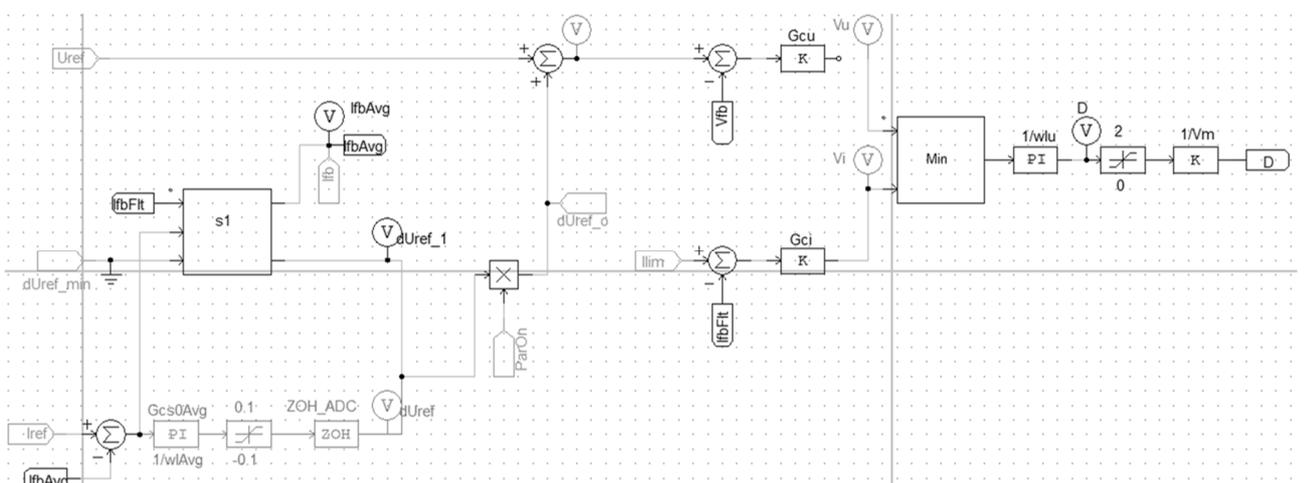


Рисунок 3.2 – Модель системы управления в ПО PSIM

Рассмотрим реакцию системы управления на ступенчатое изменение сигнала задания на напряжение, как показано на рисунке 3.3. Выход на установившийся режим составляет примерно 0,8 мс.

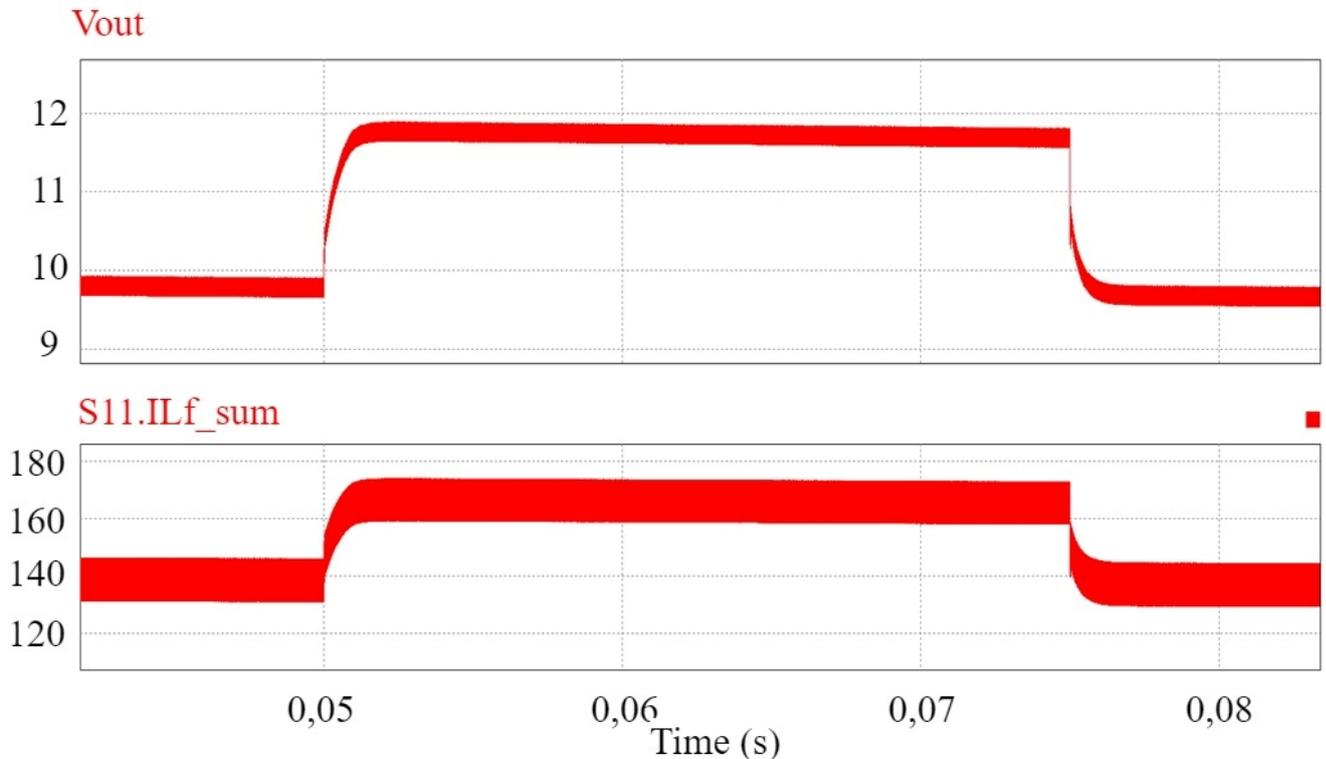


Рисунок 3.3 – Эпюры выходного напряжения и тока индуктивностей при ступенчатом изменении сигнала задания на напряжение

На рисунке 3.4 приведены эпюры выходного напряжения и тока индуктивностей при ступенчатом изменении сигнала задания на ток. Выход на установившийся режим составляет примерно 1,5 мс. Переходные процессы носят апериодический характер.

Отличия переходных процессов в модели от теоретически рассчитанных переходных характеристик обусловлены параллельным включением контуров, т.к. при синтезе регуляторов было принято допущение о том, что контуры управления работают независимо друг от друга.

На рисунке 3.5 представлены результаты моделирования выходного напряжения и тока индуктивностей при сбросе-набросе нагрузки 50%-100%-50%. Время переходных процессов при набросе нагрузки составляет около 1 мс, при

этом напряжение просаживается на 1,2 В. При сбросе нагрузки время переходных процессов составляет около 0,8 мс, при этом выброс напряжения составляет 0,6 В. Характер переходных процессов аperiodический.

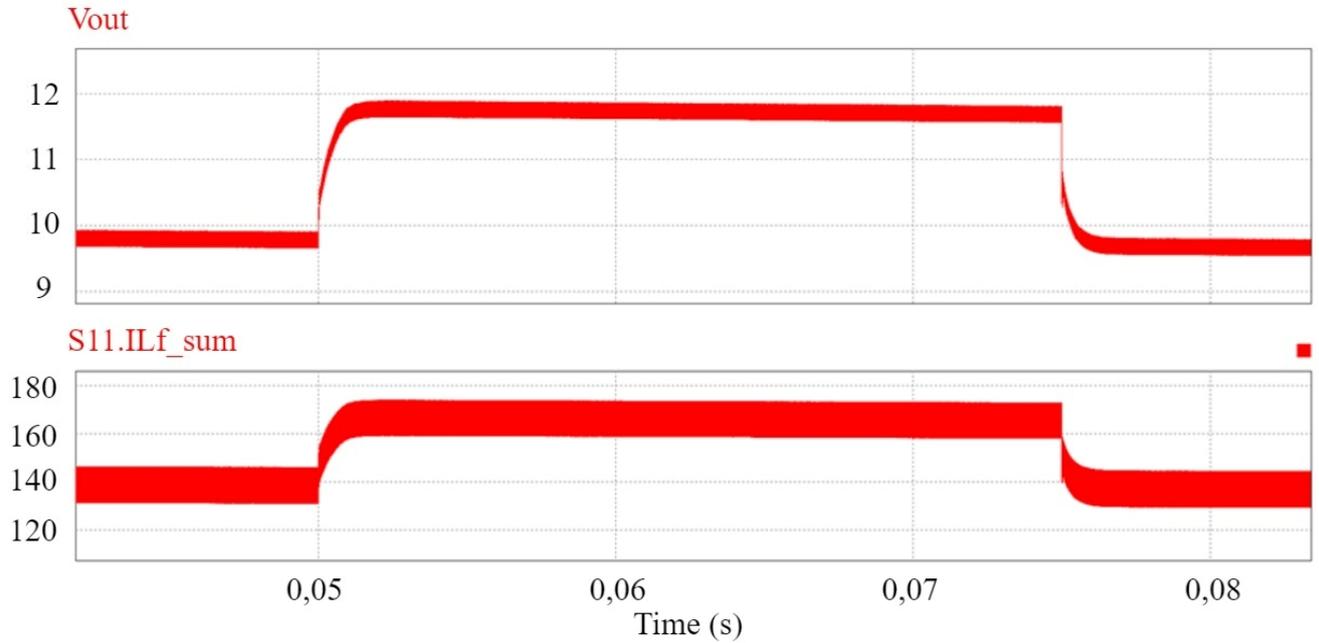


Рисунок 3.4 – Эпюры выходного напряжения и тока индуктивностей при ступенчатом изменении сигнала задания на ток

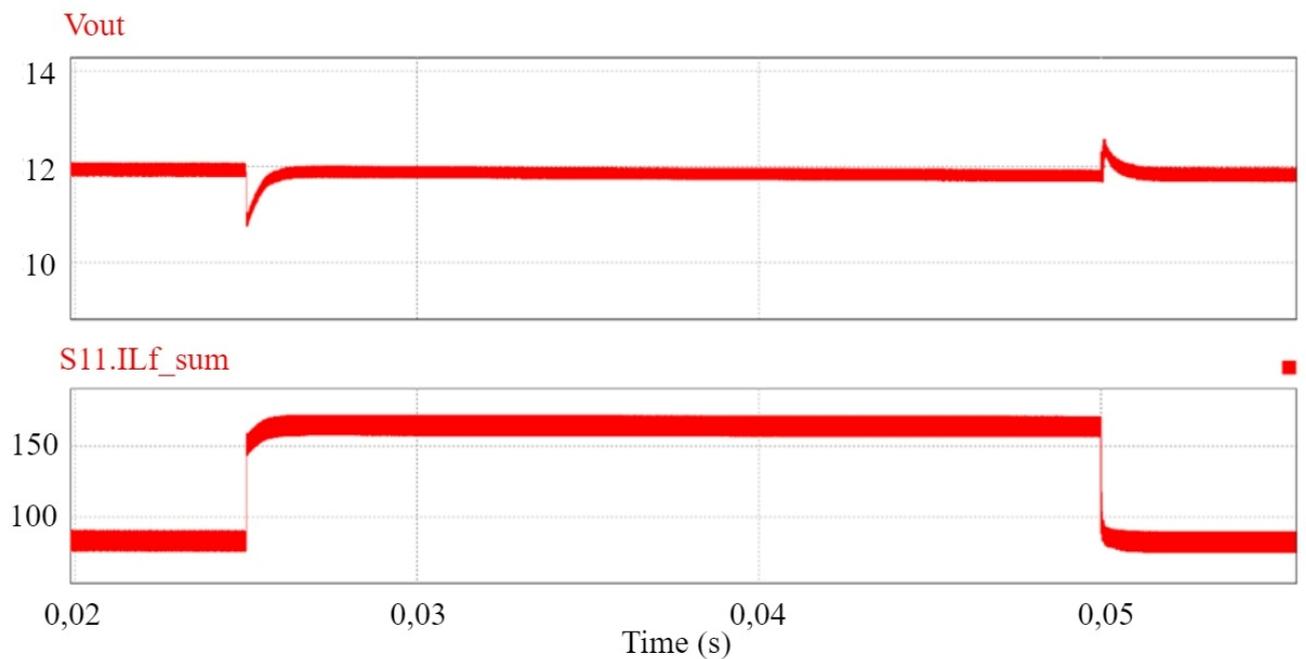


Рисунок 3.5 – Эпюры выходного напряжения и тока индуктивностей при сбросе-набросе нагрузки 50%-100%-50%

При моделировании системы электропитания, состоящей из 9-ти параллельно включенных преобразователей, в качестве моделей преобразователей использовались их схемы замещения, представленные на рисунке 3.6. Использование схем замещения позволило существенно сократить время моделирования, при этом сохранив достаточную точность и достоверность получаемых результатов.

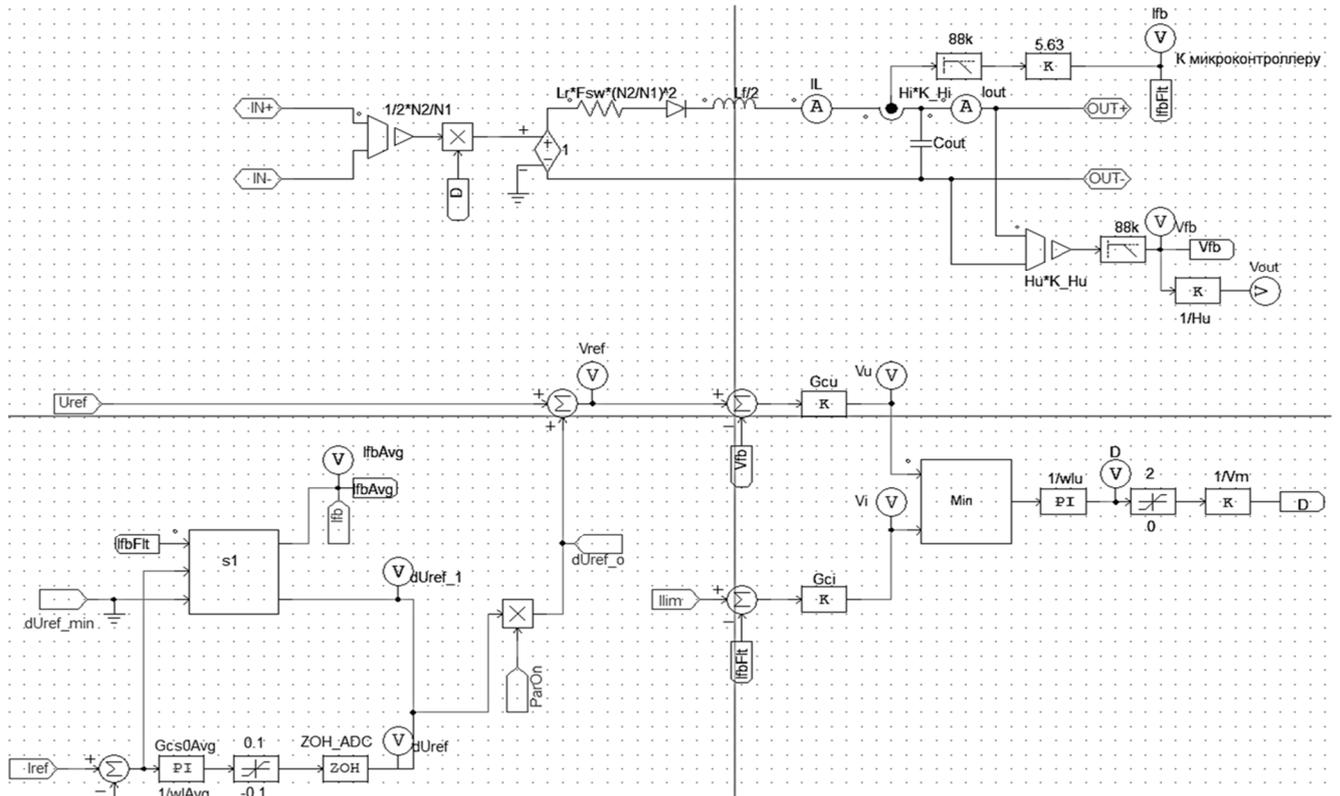


Рисунок 3.6 – Модель преобразователя с использованием схемы замещения в ПО PSIM

На рисунке 3.7 представлена модель системы электропитания. В каждой ячейке содержится схема замещения преобразователя, представленная на рисунке 3.6. В данной системе присутствует контур распределения токов, сигналом задания для которого является среднее значение тока преобразователей, вычисленное по максимальному и минимальному токам силовых модулей.

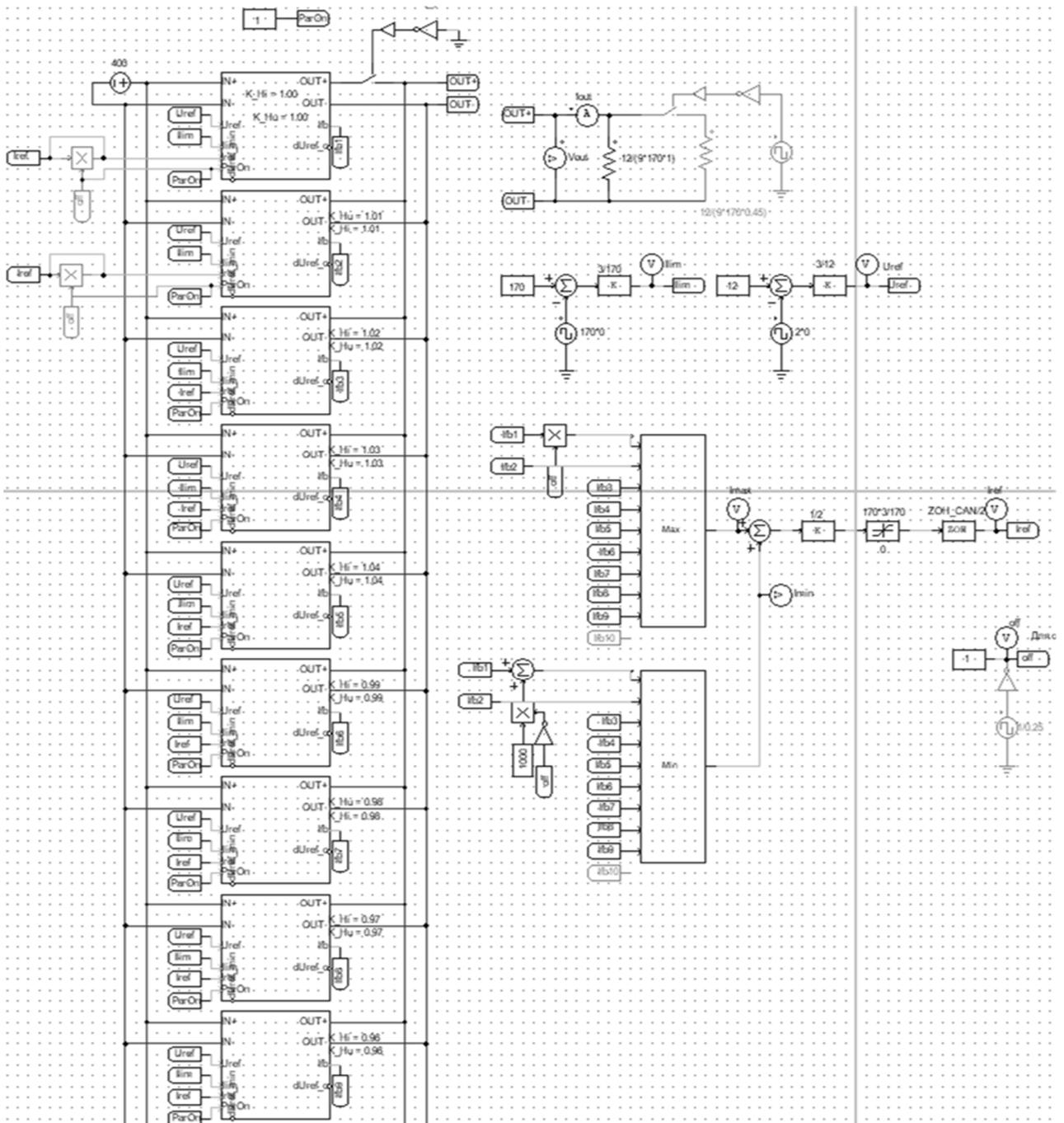


Рисунок 3.7 – Модель системы электропитания в ПО PSIM

Рассмотрим более подробно представленную модель. Частота передачи сообщений составляет 2 кГц. В систему введены разбросы коэффициентов передачи датчиков токов и напряжений: датчики напряжения имеют разброс 2%, датчики тока 10%. Частота вычисления скользящего среднего составляет 1 кГц.

На рисунке 3.8 представлены результаты моделирования сброса и наброса нагрузки 45%-90%-45%.

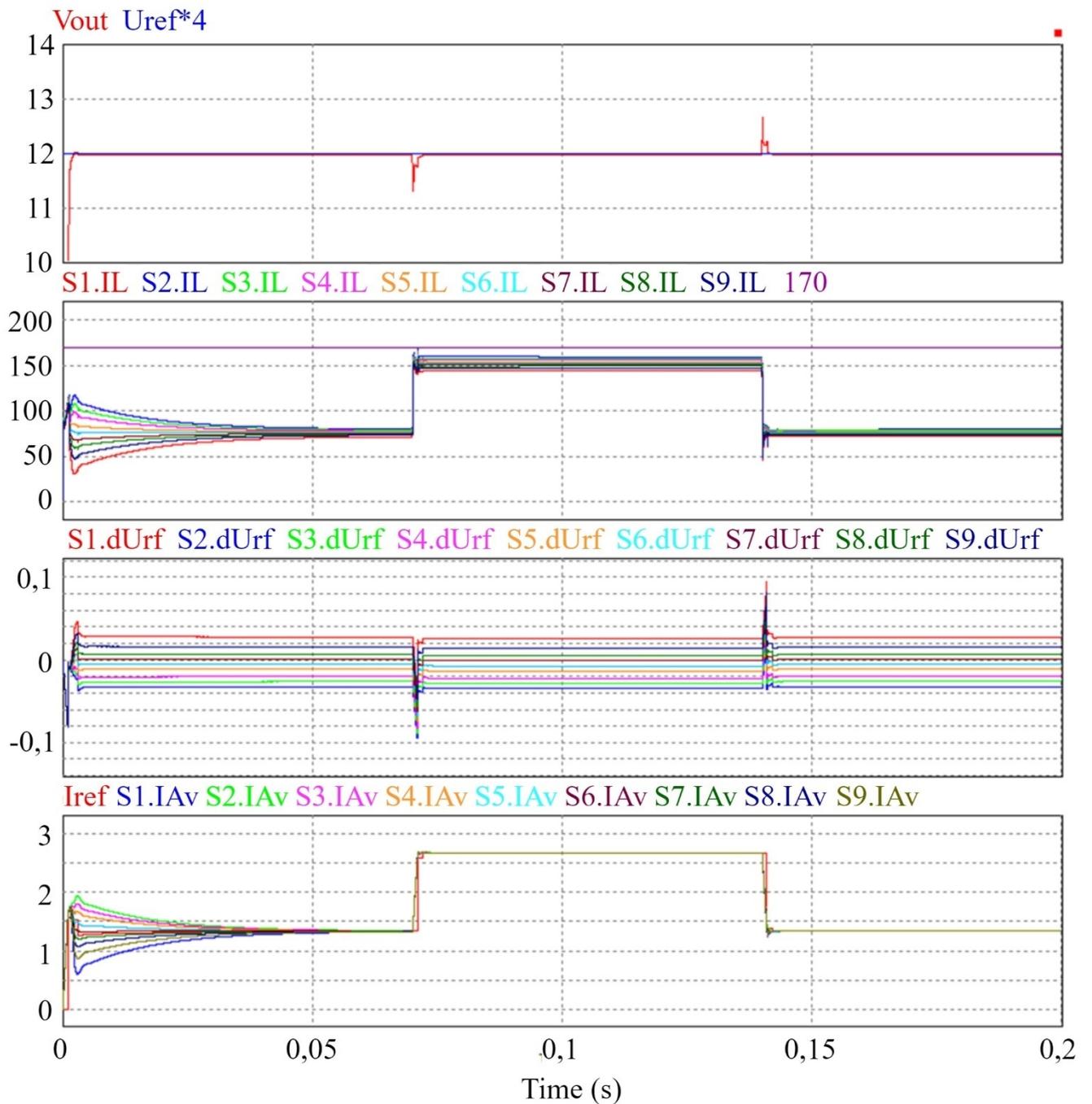


Рисунок 3.8 – Эпюры выходного напряжения, токов индуктивностей, выходных сигналов регуляторов распределения токов и скользящих средних по токам модулей при сбросе-набросе нагрузки 45%-90%-45%

В установившемся режиме при 45% нагрузки минимальный ток среди модулей составляет 71,9 А, максимальный – 80,4 А. Разброс токов составляет 12%.

В установившемся режиме при 90% нагрузки минимальный ток среди модулей составляет 144,7 А, максимальный – 159,9 А. Разброс токов составляет 11%.

На рисунке 3.9 представлены результаты моделирования изменения сигнала задания по напряжению на 2 В при 90% нагрузки.

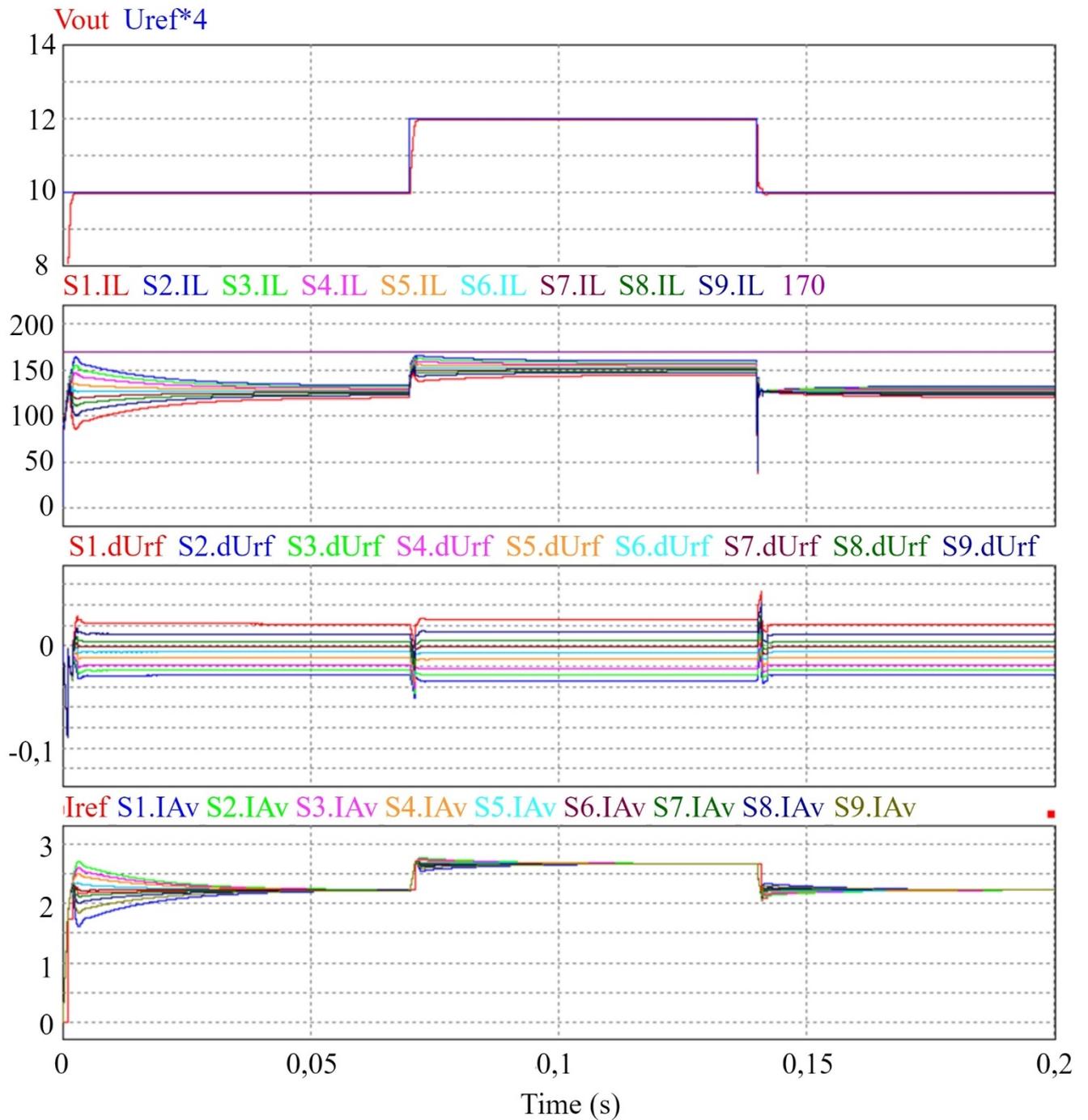


Рисунок 3.9 – Эпюры выходного напряжения, токов индуктивностей, выходных сигналов регуляторов распределения токов и скользящих средних по токам модулей при сбросе-набросе сигнала задания на 2В

В установившемся режиме при задании 10 В минимальный ток среди модулей составляет 120,2 А, максимальный – 133,6 А. Разброс токов составляет 11%.

В установившемся режиме при задании 12 В минимальный ток среди модулей составляет 144,6 А, максимальный – 160 А. Разброс токов составляет 11%.

На рисунке 3.10 представлены результаты моделирования аварийной ситуации, при которой у модуля, проводящего максимальный ток, обрывается связь. Ситуация моделируется при 50% нагрузки.

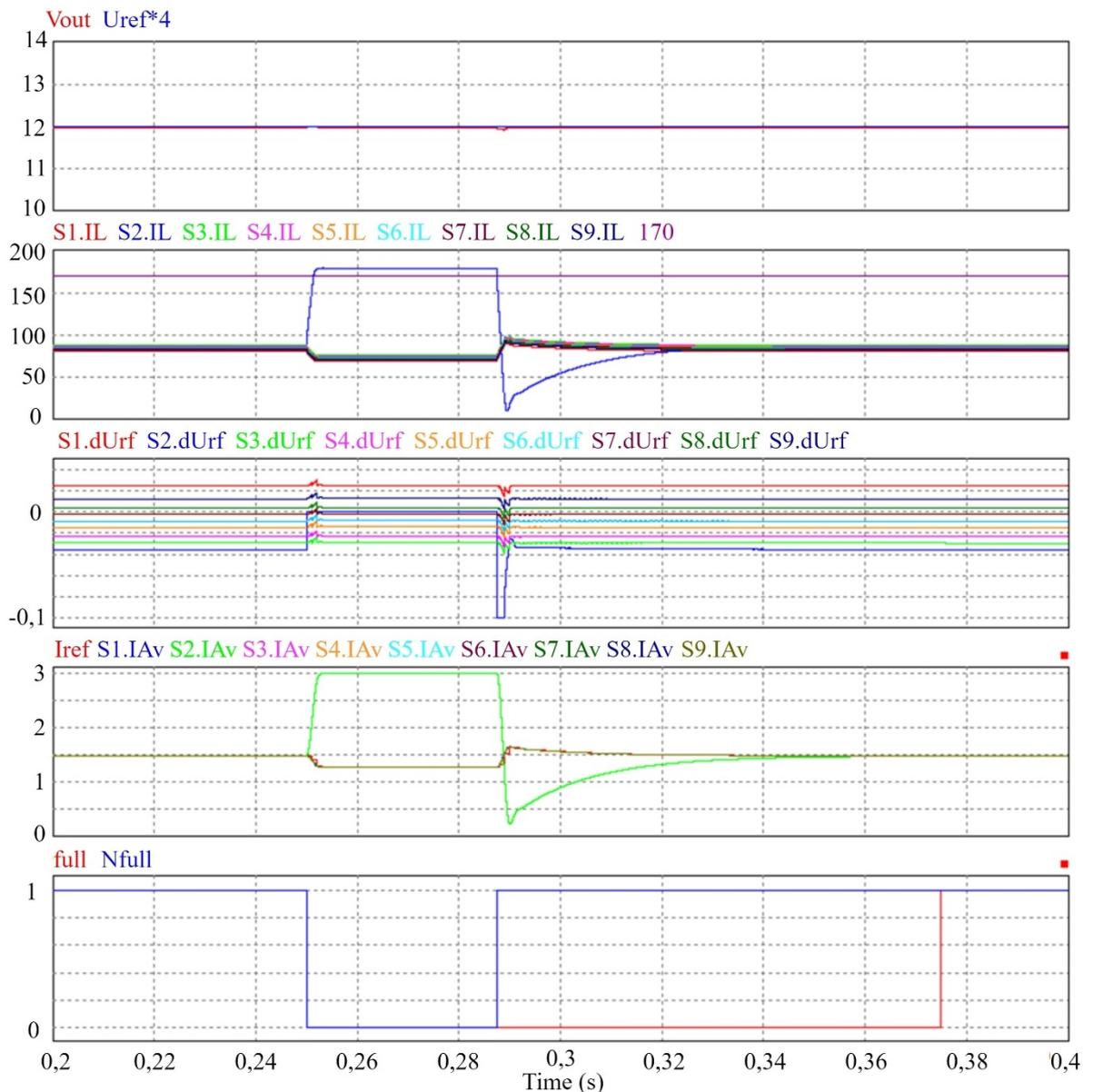


Рисунок 3.10 – Эпюры выходного напряжения, токов индуктивностей, выходных сигналов регуляторов распределения токов, скользящих средних по токам модулей и сигнала отключения связи

В установившемся режиме до обрыва связи минимальный ток среди модулей составляет 80,4 А, максимальный – 88,8 А. Разброс токов составляет 11%.

После обрыва связи минимальный ток среди модулей, у которых не оборвалась связь, составляет 69,6 А, максимальный – 76,0 А. Ток преобразователя с отключенной связью составляет 179,5 А. Разброс токов составляет 9%.

На рисунке 3.11 представлены результаты моделирования аварийной ситуации, при которой у модуля, проводящего минимальный ток, обрывается связь. Ситуация моделируется при 50% нагрузки.

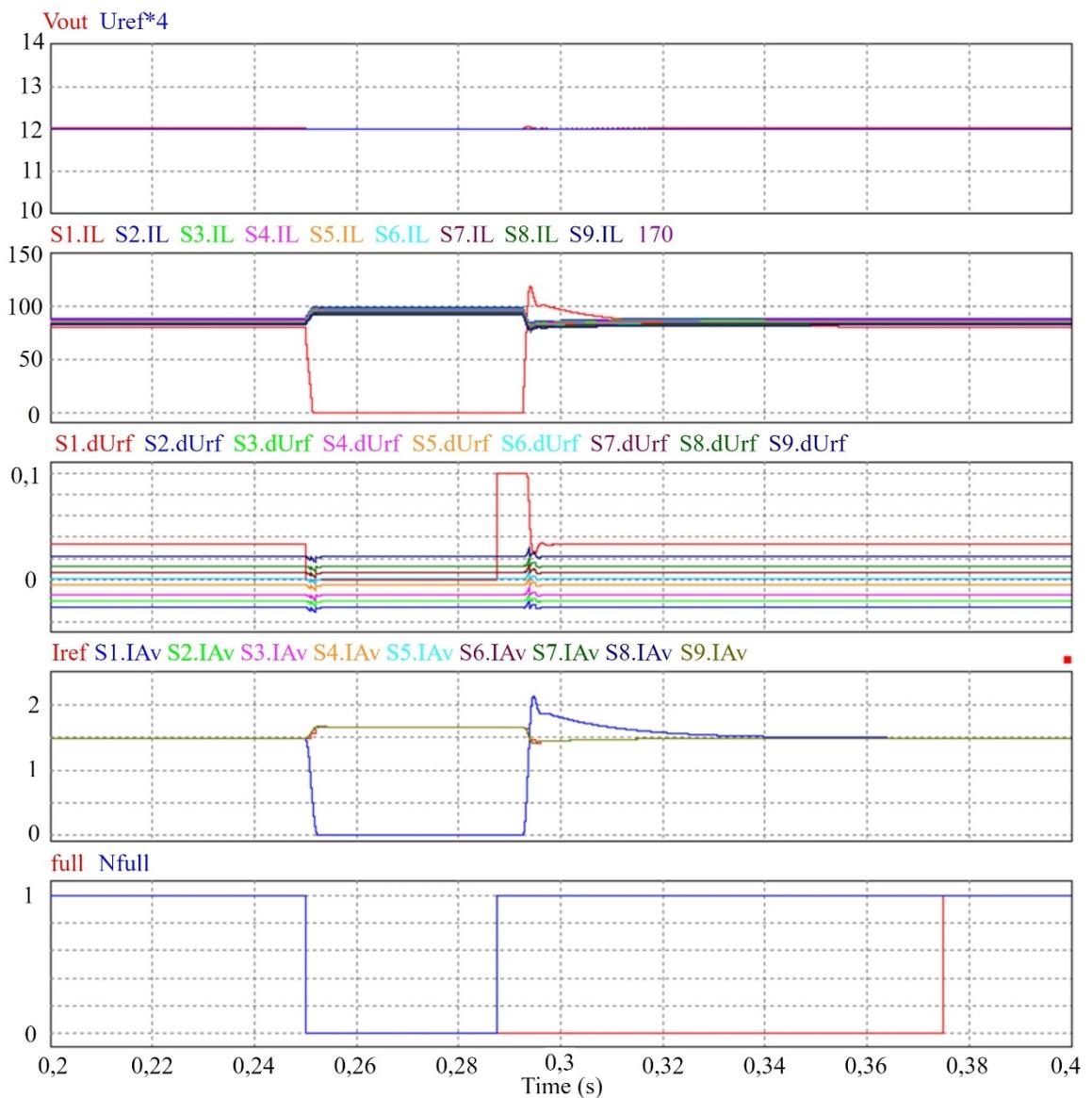


Рисунок 3.11 – Эпюры выходного напряжения, токов индуктивностей, выходных сигналов регуляторов распределения токов, скользящих средних по токам модулей и сигнала отключения связи

В установившемся режиме до обрыва связи минимальный ток среди модулей составляет 80,6 А, максимальный – 89,1 А. Разброс токов составляет 11%.

После обрыва связи минимальный ток среди модулей, у которых не оборвалась связь, составляет 92,0 А, максимальный – 99,6 А. Ток преобразователя с отключенной связью составляет 0 А. Разброс токов составляет 9%.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что в различных режимах работы точность распределения токов составляет от 9% до 12% при поставленных условиях.

В результате моделирования выявлено, что в случае многократного обрыва связи у одной из ячеек, выходное напряжение системы постепенно увеличивается, как показано на рисунке 3.12.

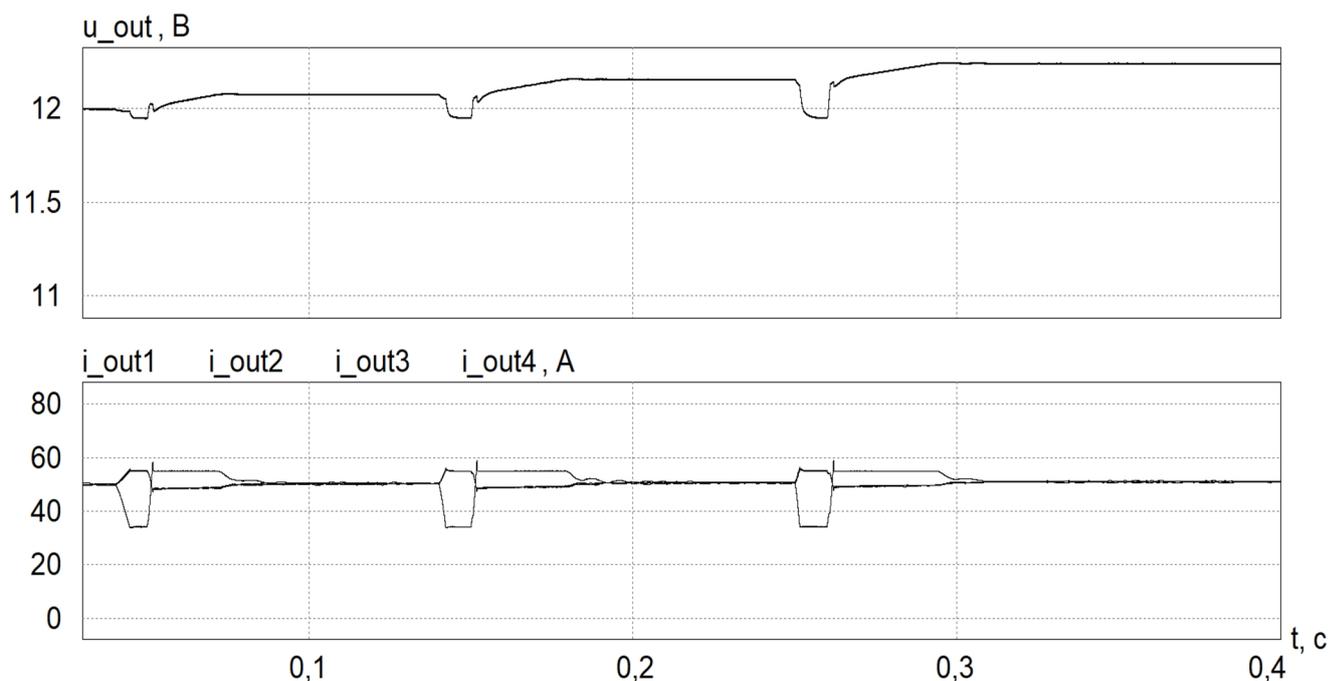


Рисунок 3.12 – Эпюры выходного напряжения, выходных токов модулей при многократном обрыве связи

Из рисунка 3.12 видно, что после завершения каждого переходного процесса, связанного с обрывом связи одного из модулей, выходное напряжение не выходит на заданный уровень. Более того, с каждым новым переходным процессом разность между заданным значением напряжения и фактическим выходным напряжением

возрастает. При этом контур распределения токов выполняет свою задачу – токи преобразователей после переходных процессов выравниваются между собой.

Механизм этого явления заключается в том, что контур обеспечения равномерного распределения токов в системе воздействует на собственный контур управления по напряжению каждого преобразователя. Задача контура по распределению токов состоит в том, чтобы свести к нулю разницу между максимальным и минимальным токами среди всех преобразователей. Как только токи сравниваются, ошибка на входе ПИ-регулятора внешнего контура распределения станет равной нулю, при этом управляющее воздействие интегральной части регулятора  $G_{cs}(s)$  останется неизменным. В идеальных условиях, в установившемся режиме сумма управляющих воздействий регуляторов  $G_{cs}(s)$  всех преобразователей равна нулю. Разброс характеристик составных элементов преобразователей, неточность при калибровке модулей приводит к тому, что сумма выходных величин регуляторов  $G_{cs}(s)$  в установившемся режиме не равна нулю. Некоторые модули могут изменить свой выходной ток быстрее, чем другие, что приводит к изменению «среднего» значения токов преобразователей. В результате выходное напряжение отклоняется от заданного уровня.

Для того, чтобы нивелировать этот эффект, необходимо устремить сумму интегральных частей регуляторов к нулю. Для этого было предложено ввести две дополнительные посылки с данными в протокол обмена сообщениями по шине CAN. По аналогии с токами преобразователей, две дополнительные посылки содержат информацию о максимальной и минимальной среди всех преобразователей добавке регулятора распределения токов. Полученные добавки усредняются и вычитаются из интегральных составляющих регуляторов по распределению токов преобразователей, как показано на рисунке 3.13.



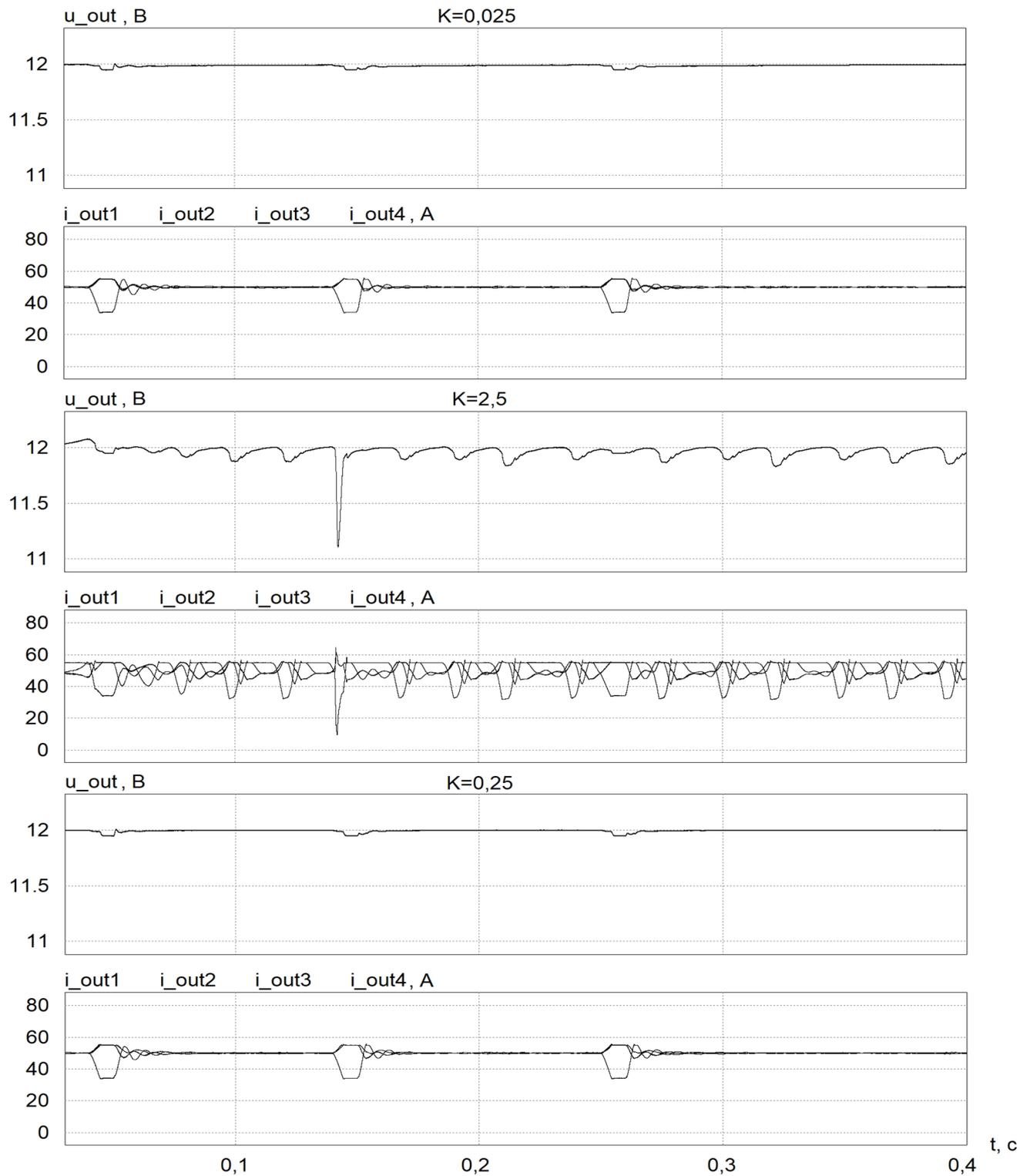


Рисунок 3.14 – Результаты имитационного моделирования системы электропитания с различными значениями коэффициента  $K$ .

По результатам моделирования можно сделать вывод, что предложенный способ устранения ошибки в выходном напряжении системы позволяет нивелировать последствия переходных процессов. Ошибка более не накапливается

с каждым новым переходным процессом. Стоит отметить, что в выходном напряжении остается ошибка, вызванная пропорциональным регулятором в контуре контроля интегральной составляющей регулятора по распределению токов. Однако эта ошибка не изменяется после нескольких переходных процессов и является малой по отношению к выходному напряжению. При слишком малом коэффициенте  $K$  ошибка в выходном напряжении системы имеет большую величину, при слишком большом коэффициенте  $K$  система становится неустойчивой [93].

### **Выводы по третьей главе**

1. Имитационная модель подтверждает состоятельность предложенного алгоритма комплексного расчета параметров преобразователя.
2. Имитационная модель подтверждает работоспособность рассчитанных контуров обратной связи.
3. Имитационное моделирование аварийных ситуаций позволило выявить ситуацию, в которой в установившемся режиме возникает статическая ошибка в выходном напряжении системы.
4. Предложен способ устранения статической ошибки в выходном напряжении системы путем передачи дополнительных данных о добавке регулятора по распределению тока и вычитания средней добавки из интегральной составляющей регулятора.

## ГЛАВА 4 Практическая реализация модуля системы электропитания гальванической установки

На рисунке 4.1 и рисунке 4.2 представлена фотография двух ячеек системы электропитания.

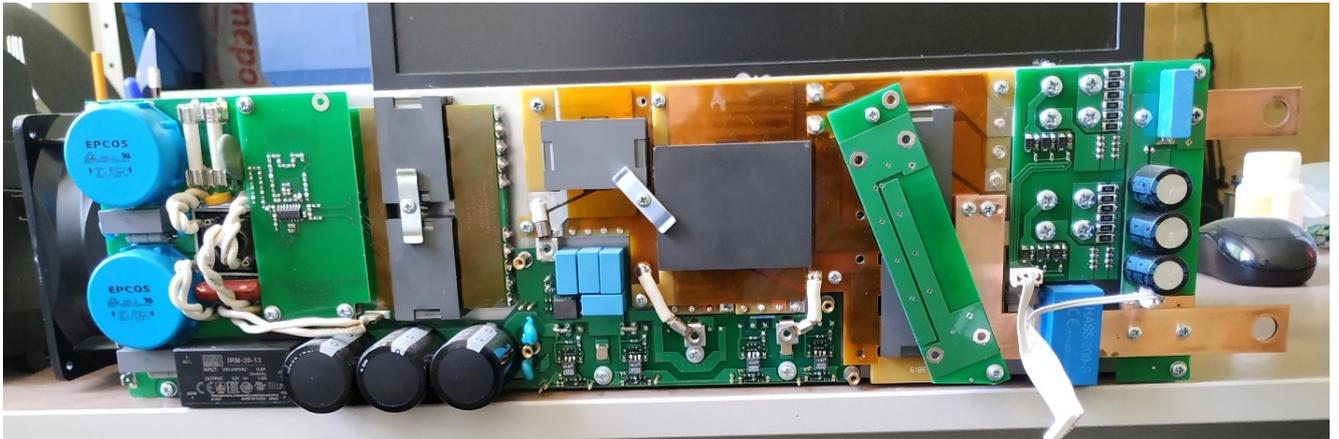


Рисунок 4.1 – Фотография разработанной ячейки электропитания

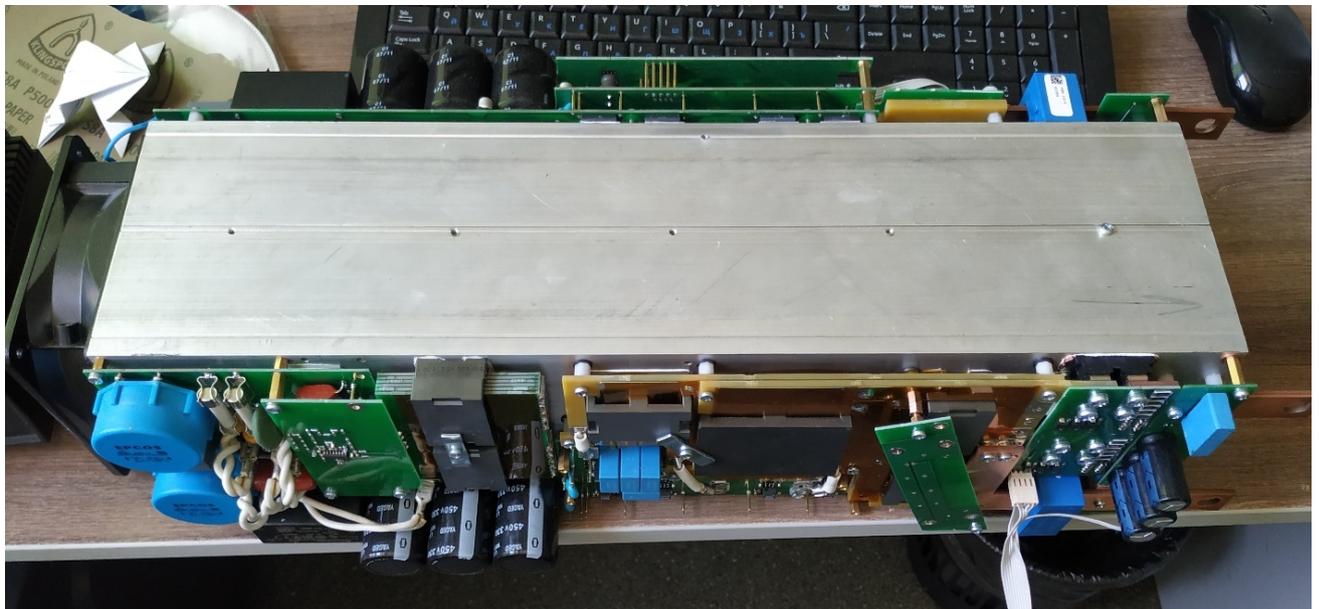


Рисунок 4.2 – Фотография разработанной ячейки электропитания

При практической реализации модуля электропитания во внимание принимался тот факт, что работа системы будет производиться в агрессивной окружающей среде с парами электролитов. Для обеспечения защиты компонентов

и печатных плат было принято решение изготовить преобразователь с максимально закрытым корпусом. С целью улучшения массогабаритных показателей, магнитные элементы выполнены по планарной технологии, что позволяет эффективно отводить тепло от сердечников в закрытом корпусе.

Планарные магнитные элементы позволяют увеличить удельную плотность преобразования энергии и повысить производительность сборочного участка [94-105]. Разработка и конструирование планарных трансформаторов и дросселей стали отдельным направлением инженерной науки [106-132]. Два основных фактора сделали эту технологию востребованной. Первый – это силовые MOSFET транзисторы, которые позволили увеличить частоту преобразования энергии, что позволило уменьшить число витков и сечение магнитопровода. Второй – сердечник, который может быть выполнен в любой форме.

В любой области, где необходима хорошая повторяемость паразитных параметров магнитных компонентов, используются планарные технологии изготовления. И это является одним из главных достоинств планарных технологий. Изготовление их с помощью печатных плат или медных штамповок позволяет снизить сложность сборки, с другой стороны, проектирование конструкции магнитного элемента стало сложнее.

Повторяемость характеристик обеспечивается технологией выполнения обмоток на основе печатных плат. В собранном состоянии положение каждого витка относительно сердечника всегда одинаково. Витки первичной обмотки всегда на одинаковом расстоянии от витков вторичной обмотки. Это позволяет с высокой точностью контролировать индуктивность рассеяния трансформатора. Использование одного и того же материала в качестве изолятора позволяет контролировать межвитковую емкость. На рисунке 4.3 представлена фотография разработанных магнитных элементов.

Для сравнения, на рисунке 4.4 представлен способ охлаждения трансформатора, выполненного по классической технологии. Для отведения тепла от сердечника используются тепловые трубки, которые закреплены на феррите с помощью эпоксидной смолы и теплопроводящих прокладок. В радиатор трубки

вклеены на теплопроводящий клей. Все дополнительные меры для улучшения теплоотвода от «классического» магнитного элемента в условиях закрытого корпуса увеличивают сложность сборки силового модуля, что ведет к увеличению затраченного времени и стоимости.

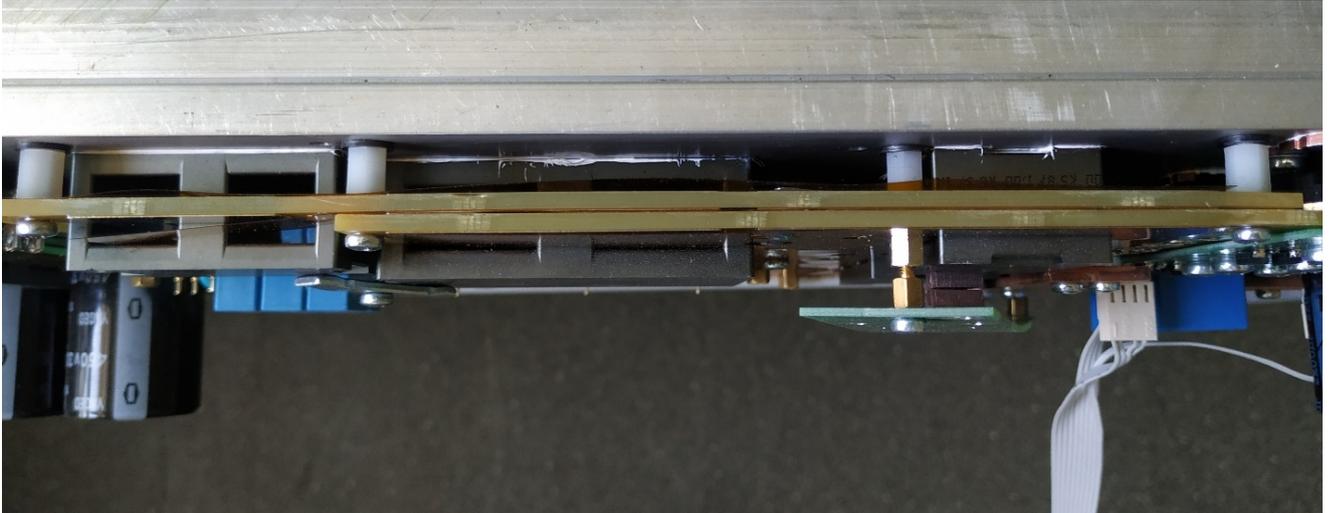


Рисунок 4.3 – Фотография разработанных магнитных элементов

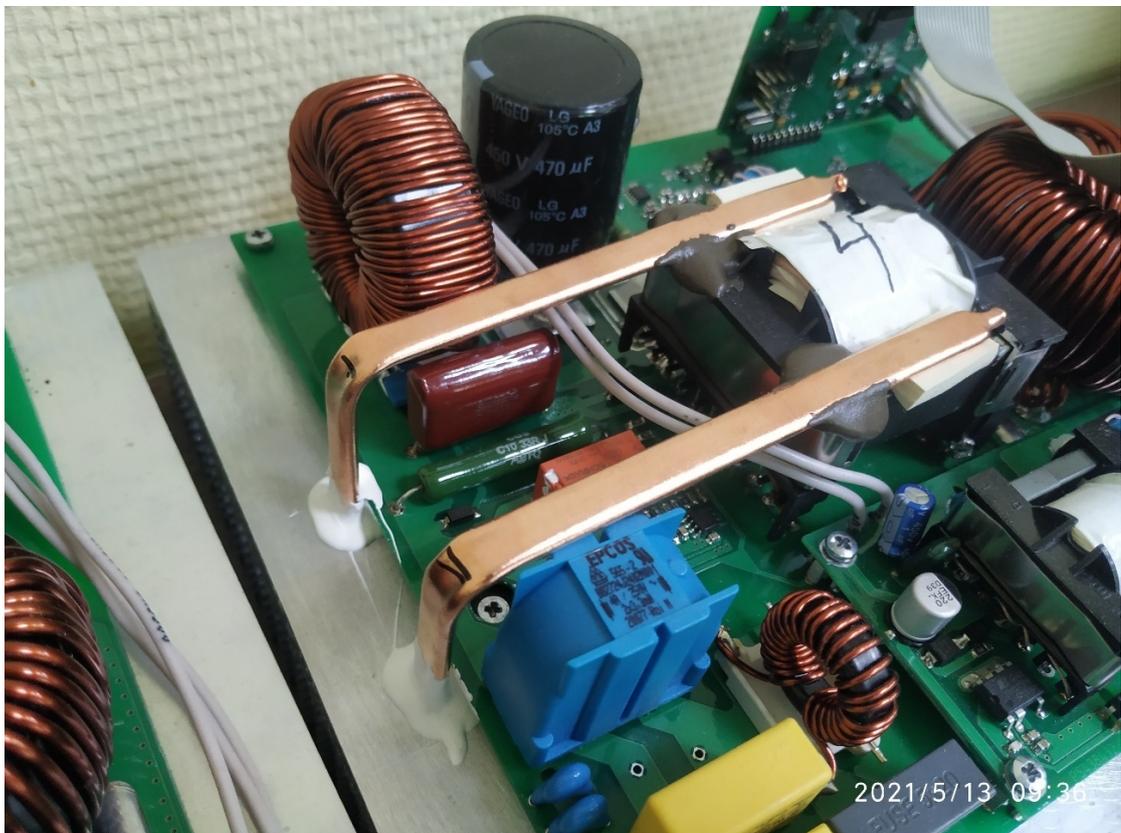


Рисунок 4.4 – Фотография преобразователя питания для гальванической установки с «классическим» трансформатором

Для замены разработанного планарного трансформатора «классическим», необходимо было бы использовать сердечник E70/33/32 с тепловыми трубками. Схематичное сравнение их размеров представлено на рисунке 4.5. По расчетам, объем «классического» трансформатора в 2,4 раза больше, чем объем планарного трансформатора.

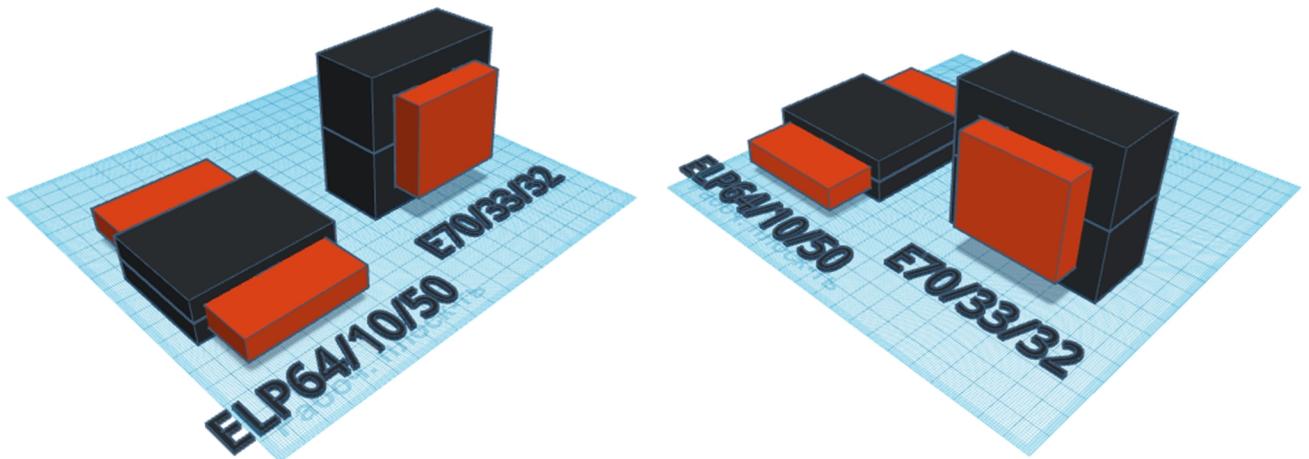


Рисунок 4.5 – Схематичное изображение трансформаторов равной мощности, выполненных по планарной и «классической» технологии

В итоге, полученные габариты двух ячеек электропитания, мощностью 4 кВт (12 В, 340 А) составляют: ширина 200 мм, длина 580 мм (с учетом выходных шин), высота 145 мм. Для сравнения массогабаритных показателей систем электропитания представлена таблица 4.1. В ней собраны системы электропитания от различных производителей, построенные по модульному принципу. Выпрямители GALS 12/680 и GALS 12/6800 построены на базе разработанной ячейки электропитания.

Стоит отметить, что производитель выпрямителей Пульсар СМАРТ заявляет о максимальной выходной мощности системы электропитания при температуре окружающего воздуха, равной +35 °С [8]. При температуре окружающей среды, равной +40 °С выпрямитель Пульсар СМАРТ может длительно работать с выходной мощностью, равной 75% от максимальной.

Таблица 4.1 – Характеристики выпрямителей для гальванических производств

Название	$P_{\text{ВЫХ}}$ ,	$m$ ,	$V$ ,	$P_{\text{ВЫХ}}/V$ ,	$P_{\text{ВЫХ}}/m$ ,	$\eta$ ,	$\chi$
	Вт	кг	$m^3$	кВ/ $m^3$	кВ/кг	%	
ИПГ-12/600-380 IP54	7200	55	0,13	56,25	0,13	88	0,86
ИПГ-12/6000-380 IP54	72000	375	0,62	116,1	0,19	88	0,86
Flexkraft AIR-12/600	7200	49	0,14	52,6	0,15	90	0,93
Flexkraft AIR-12/6000	72000	315	0,56	129	0,23	90	0,93
Q500 12V/550A DC AIR-400VAC-1MOD	6600	79	0,1	66	0,083	87	0,93
Q500 12V/5000A DC AIR-230VAC-9MOD	60000	263	0,41	146	0,23	87	0,93
Пульсар СМАРТ 1000/12	12000	72	0,16	75	0,17	90	0,95- 0,97
Пульсар СМАРТ 8000/12	96000	398	0,57	168	0,24	90	0,95- 0,97
GALS 12/680	8000	48	0,1	80	0,17	94	0,99
GALS 12/6800	80000	323	0,42	190	0,25	94	0,99

*Исследование характеристики КПД преобразователя.*

В результате проведенного эксперимента была получена характеристика КПД преобразователя, представленная на рисунке 4.6.

Из рисунка 4.6 видно, что в области нагрузок, близких к номинальной, КПД падает, что связано с увеличением потерь в выходном синхронном выпрямителе.

В случае с преобразователем, построенным по схеме мостового преобразователя с фазовым управлением, в области малых нагрузок наблюдается снижение КПД, т.к. при малом токе через коммутационную индуктивность ее энергии недостаточно для обеспечения мягкой коммутации силовых ключей, что ведет к росту потерь. Таким образом, если в системе при распределении токов на малых нагрузках будут работать все модули, то КПД системы будет с высокой точностью повторять КПД единичного преобразователя.

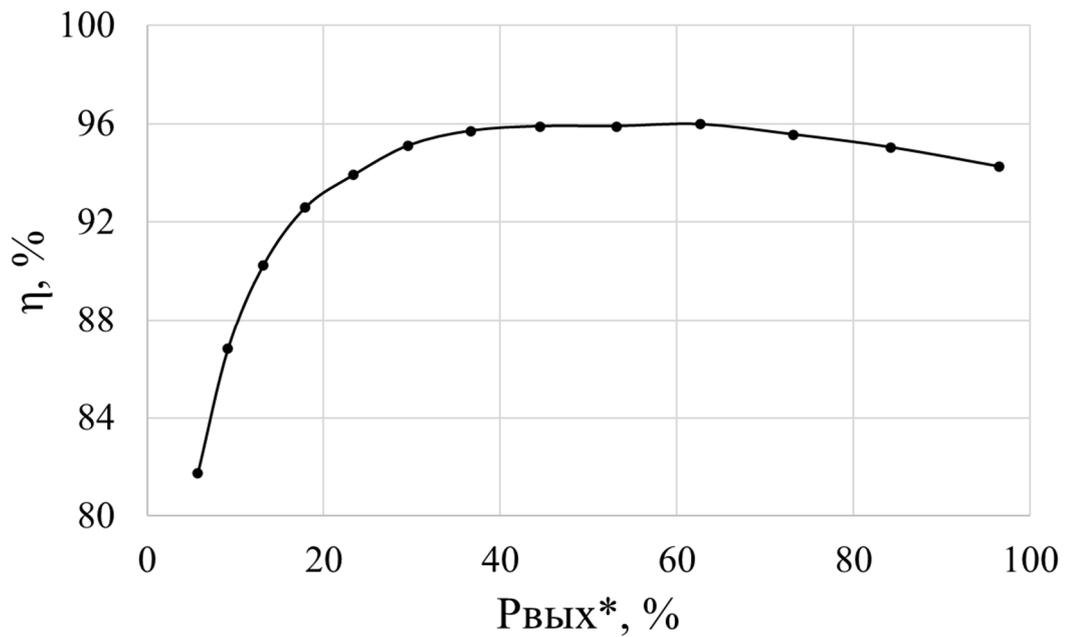


Рисунок 4.6 – КПД одного преобразователя

Для улучшения энергетических характеристик системы электропитания можно добавить алгоритм, который позволит отключать часть преобразователей при работе с малой выходной мощностью. На рисунке 4.7 показана блок-схема предложенного алгоритма запуска системы электропитания с выбором оптимального количества силовых модулей.

При начальном запуске системы электропитания оператор вводит требуемые значения выходного тока и выходного напряжения системы, после чего нажимает кнопку «Включение». Панель оператора считывает количество силовых модулей в составе системы электропитания, готовых к работе. Далее, исходя из полученных данных рассчитывается мощность, требуемая от одного силового модуля после включения системы. В памяти панели оператора хранится таблица со значениями выходной мощности и КПД силовых модулей, составляющих систему электропитания. В цикле производится сравнение рассчитанного значения мощности, требуемой от одного модуля с точкой, имеющей максимальный КПД в таблице. С учетом формы графика, показанного на рисунке 4.6, если рассчитанное значение мощности больше, чем мощность в точке максимального КПД, то система включается с текущим значением количества силовых модулей, иначе количество модулей уменьшается и расчет производится заново.

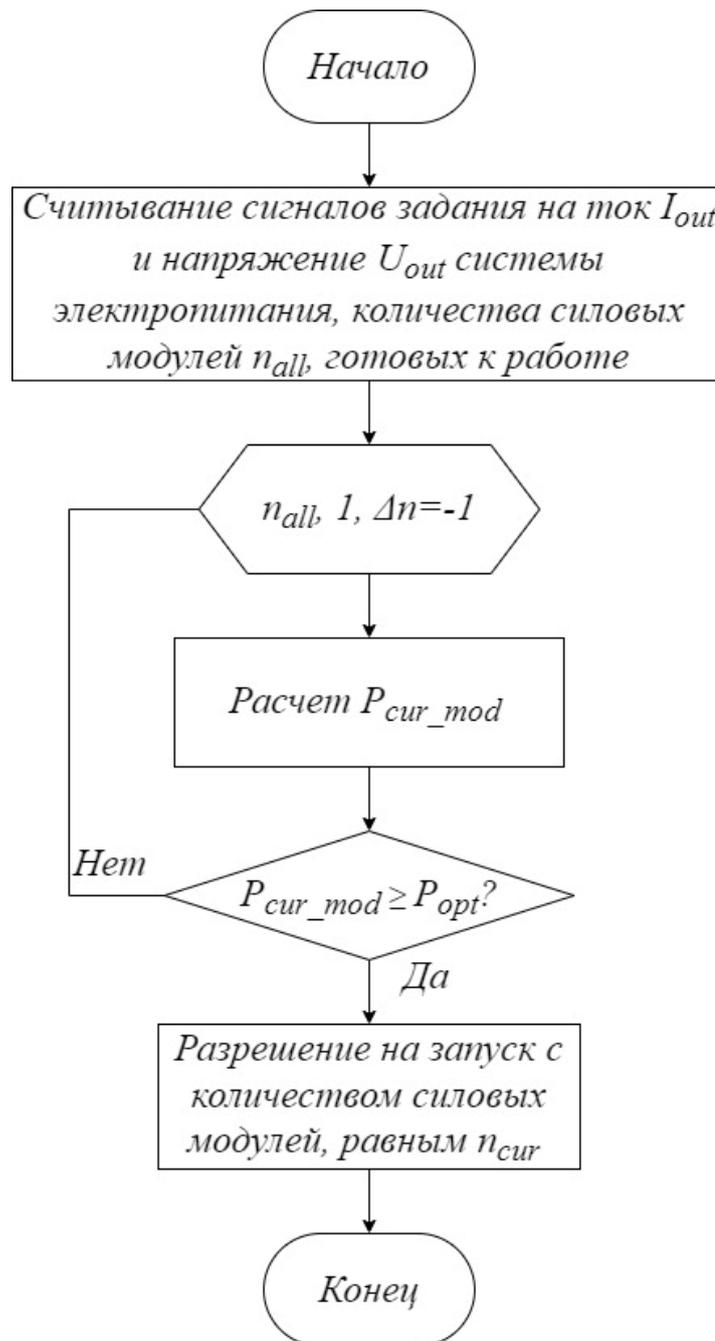


Рисунок 4.7 – Блок-схема алгоритма запуска системы электропитания

В случае, если требуется отключить часть силовых модулей, то для более равномерного распределения нагрузки по ним, отключаются те модули, счетчик часов наработки которых больше.

После запуска системы электропитания, панель оператора продолжает собирать данные о текущем выходном токе, выходном напряжении и количестве задействованных силовых ячеек в системе. На протяжении работы системы выполняется алгоритм, представленный на рисунке 4.8.

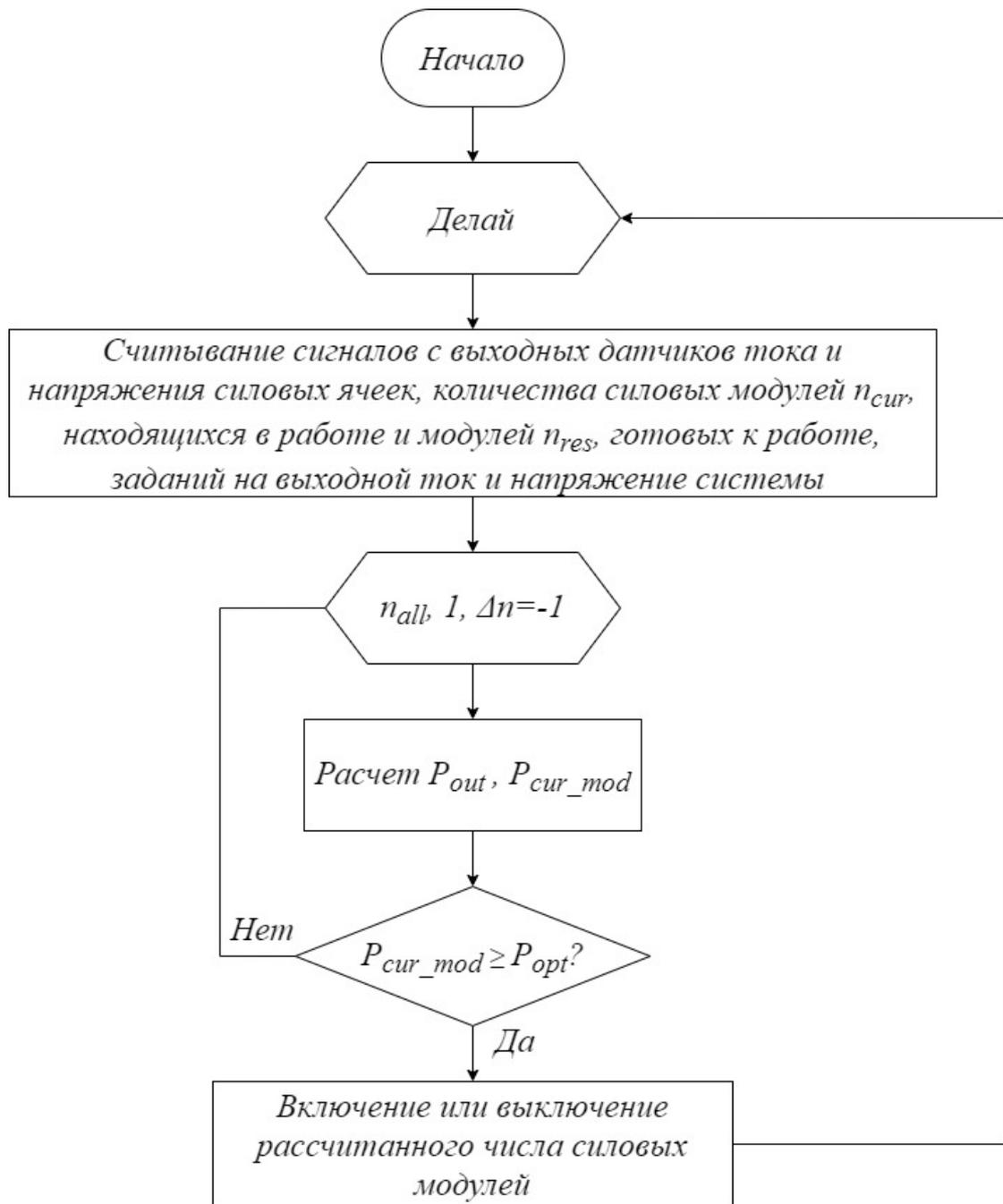


Рисунок 4.8 – Блок-схема алгоритма оптимизации количества активных силовых модулей системы электропитания для достижения максимального КПД системы

В таком случае, КПД системы примет следующий вид, представленный на рисунке 4.9.

Реализация отключения части ячеек при малых нагрузках дает не только выигрыш в КПД, но и в качестве выходного тока. Величина пульсаций тока от пика до пика сохраняется практически неизменной во всем диапазоне выходной мощности. В этом случае, отношение размаха пульсаций тока на выходе к его

среднему значению увеличивается с понижением выходной мощности. В некоторых технологических процессах гальваники, требуются малые пульсации выходного тока (около 5%) на нагрузках, составляющих 10% от номинальной, например, хромирование. Если в таком случае будут работать все преобразователи, величина пульсаций выходного тока будет недопустимо большой. Стоит отметить, что рассматривается худший случай, т.е. отсутствие смещения фаз пульсаций токов на выходах преобразователей.

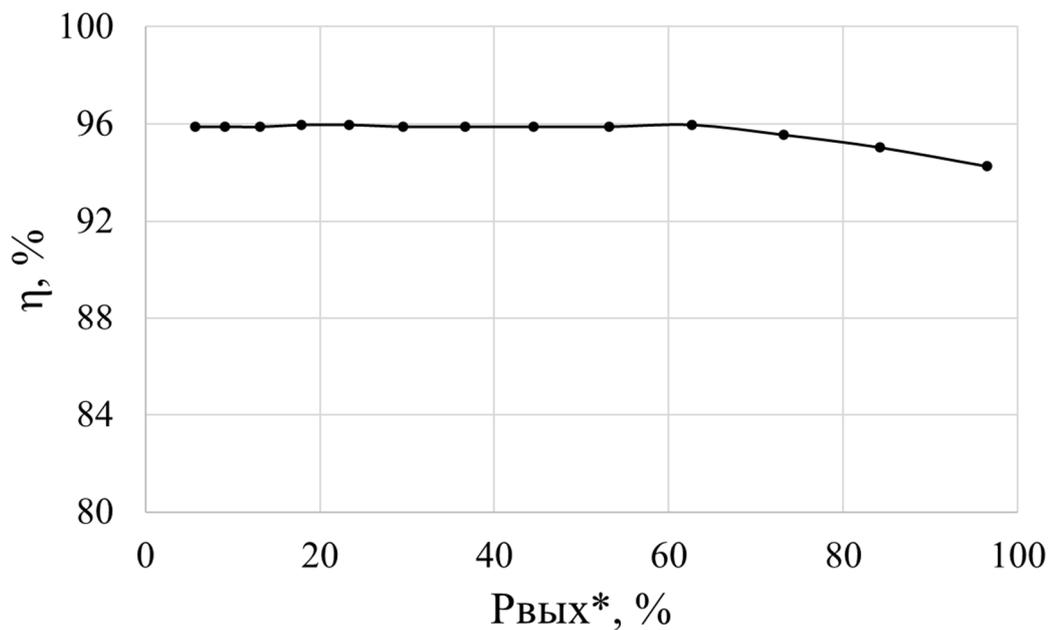


Рисунок 4.9 – КПД системы из 10 преобразователей с алгоритмом отключения ячеек

Некоторые производители модульных выпрямителей для гальванических производств решают данную проблему с помощью увеличения индуктивности выходного фильтра, что ведет к увеличению его габаритов и массы, а также стоимости. При этом, в номинальном режиме работы системы электропитания пульсации тока на выходе составляют доли процента [10]. Предложенный алгоритм позволяет не увеличивать индуктивность выходного фильтра и сохранить величину относительных пульсаций выходного тока в требуемых техпроцессом пределах.

На рисунке 4.10 показано, как зависит отношение величины пульсаций тока на выходе одного преобразователя от приведенной выходной мощности.

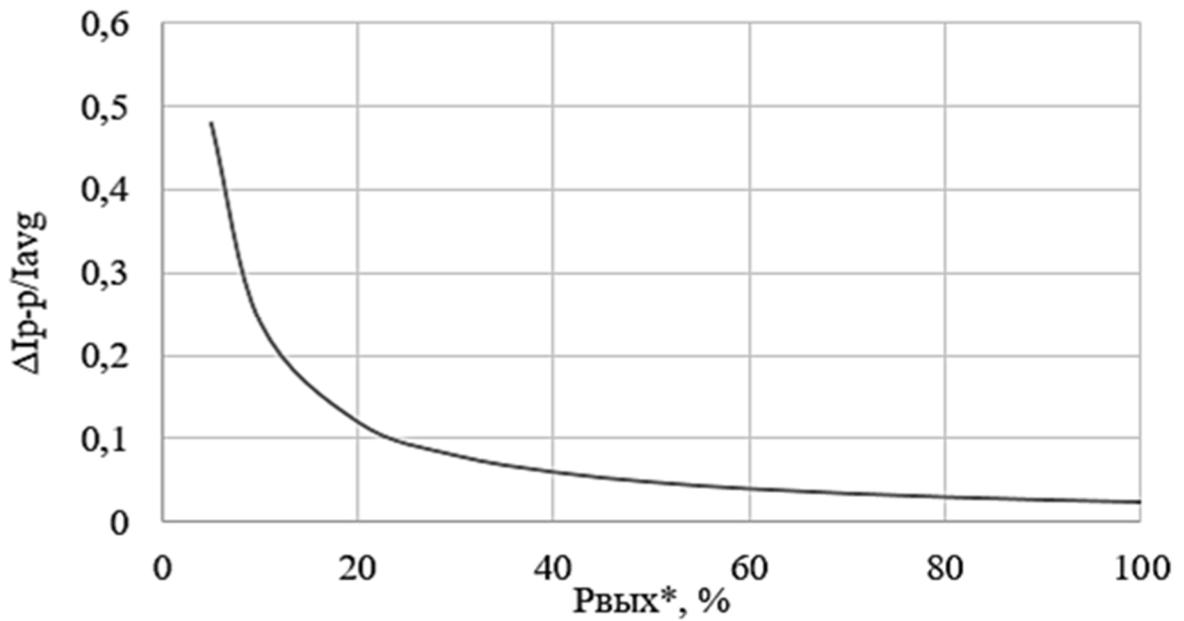


Рисунок 4.10 – Зависимость относительных пульсации выходного тока от выходной мощности

При внедрении ранее описанного алгоритма, эта зависимость примет следующий вид, показанный на рисунке 4.11.

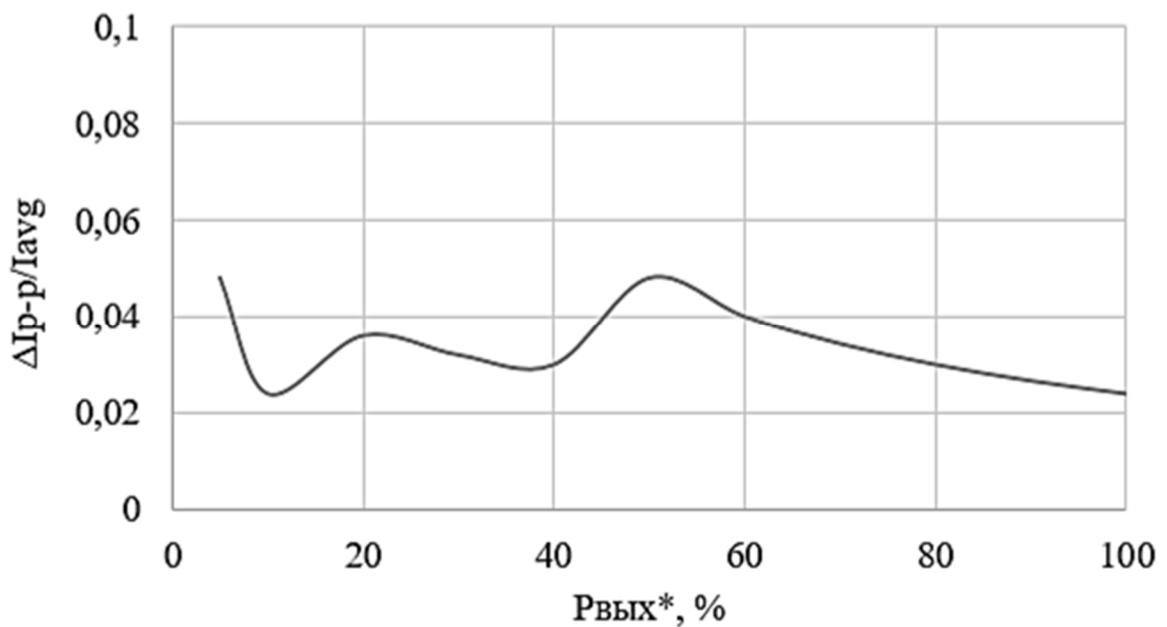


Рисунок 4.11 – Зависимость относительных пульсации выходного тока от выходной мощности при использовании алгоритма отключения ячеек

Если стоит задача минимизировать пульсации выходного тока системы, то для этого следует минимизировать количество активных силовых модулей системы электропитания. В этом случае, алгоритм работы будет выглядеть так, как показано на рисунке 4.12.

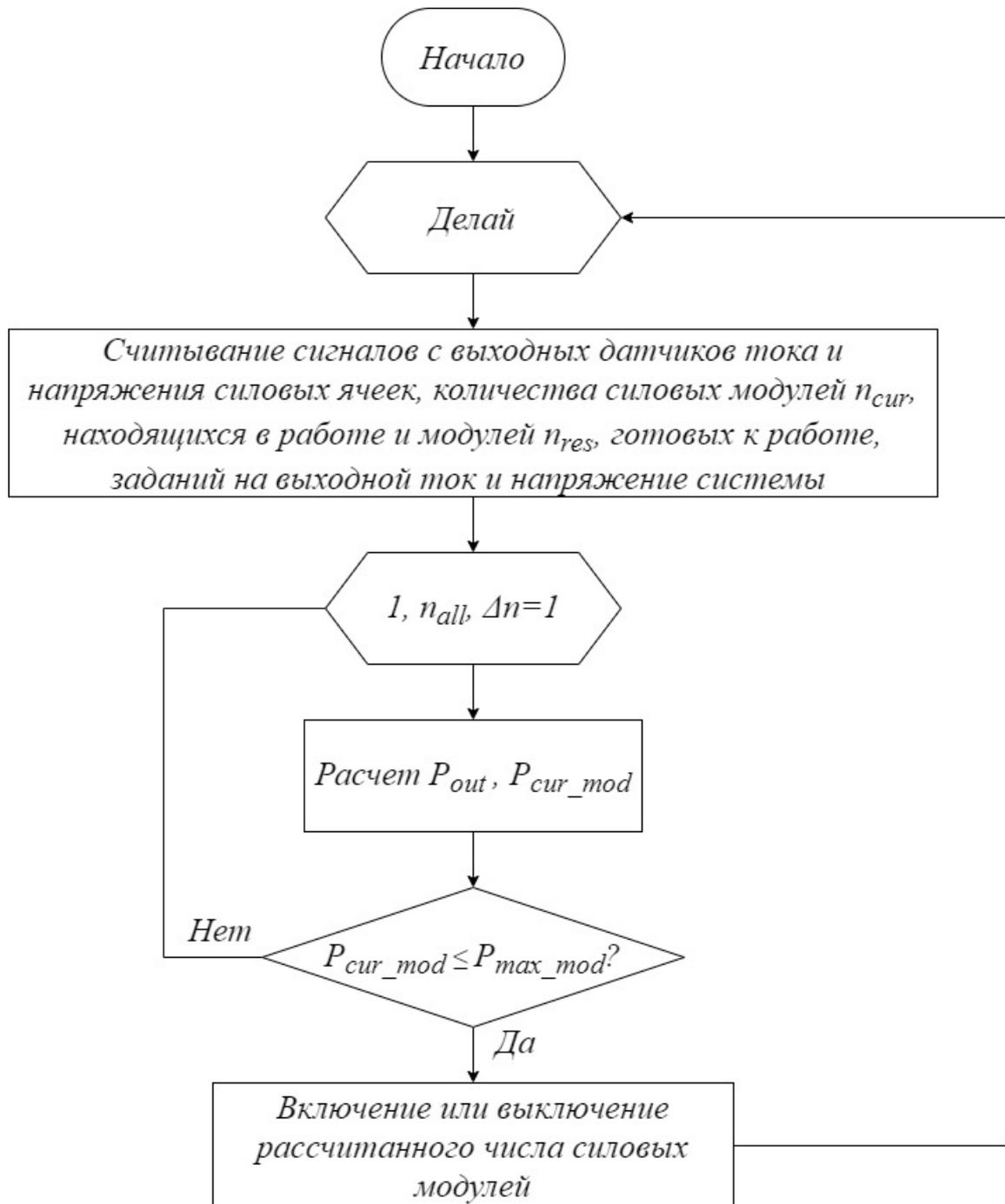


Рисунок 4.12 – Блок-схема алгоритма оптимизации количества активных силовых модулей системы электропитания для минимизации пульсаций выходного тока

### **Выводы по четвертой главе**

1. Реализованный модуль электропитания гальванической установки позволяет построить систему электропитания, обладающую большими на 13% удельными показателями выходной мощности, по сравнению с выпрямителем Пульсар СМАРТ.

2. В ходе практической реализации преобразователя была предложена схема построения магнитных элементов, снижающая трудоемкость при сборке.

3. Внедрение алгоритма отключения ячеек при малой выходной мощности системы позволяет достичь лучших энергетических показателей выходной энергии и КПД системы в целом.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения представленной диссертационной работы был разработан модуль электропитания, а также система электропитания для гальванической установки с улучшенными энергетическими характеристиками.

В процессе выполнения работы были решены все поставленные задачи.

1. Произведен анализ схем силовой части источника электропитания для гальванических производств с точки зрения уменьшения массы и габаритов изделия, а также анализ способов распределения токовой загрузки преобразователей в рамках системы с параллельным включением преобразователей напряжения. Обосновано решение использовать структуру из параллельно включенных преобразователей напряжения с фазовым управлением для реализации модульной системы электропитания гальванической установки.

2. Предложена имитационная модель синтезированной системы электропитания, позволяющая получить её статические и динамические характеристики, и оценить адекватность предложенных способов управления.

3. Синтезирован алгоритм расчета параметров силовой цепи преобразователя с точки зрения минимизации массы источника электропитания, что в сочетании с алгоритмом отключения ячеек при малой выходной мощности дает возможность улучшить массогабаритные показатели системы электропитания гальванической установки на 13%.

4. Разработана программа комплексного расчета основных параметров преобразователя с фазовым управлением, предоставляющая возможность получить значения всех необходимых параметров силовой части преобразователя напряжения с фазовым управлением.

5. Реализован модуль источника электропитания для гальванических производств, обладающий близким к единице коэффициентом мощности и повышенным до 94% КПД при сопоставимых с аналогами массогабаритных показателях.

6. Разработана модернизированная система управления преобразователями напряжения, включенными параллельно, позволяющая устранить статическую ошибку в выходном напряжении после восстановления передачи данных между ячейками.

7. Предложен и реализован алгоритм управления системой электропитания, состоящей из параллельно включенных преобразователей напряжения, позволяющий улучшить качество выходной энергии в области малой выходной мощности без необходимости увеличения номиналов силовых элементов выходного фильтра. Предложенный алгоритм управления также позволил увеличить КПД системы электропитания до 95% в диапазоне нагрузки от 5 до 90% от номинальной.

8. Повышена точность распределения токов между ячейками до 12% с использованием управления по среднему току преобразователей с учетом 10% разброса показаний датчиков токов силовых ячеек.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ**

АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

ВАХ – вольт-амперная характеристика.

ЗИП – запасные части, инструменты и принадлежности.

ИП – импульсный преобразователь.

КПД – коэффициент полезного действия.

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика.

ОТМ – отслеживание точки минимума.

ПИ – пропорционально-интегральный.

ПИД – пропорционально-интегрально-дифференцирующий.

ПО – программное обеспечение.

ФЧХ – фазо-частотная характеристика.

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.

ШИМ – широтно-импульсная модуляция.

ZOH – zero-order hold (экстраполятор нулевого порядка).

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Дасоян М.А. Технология электрохимических покрытий: Учебник для средних специальных учебных заведений – Л.: Машиностроение, 1989. – 391с.
2. Истомина Н.В. Оборудование электрохимических производств. Учебное пособие / Н. В. Истомина, Н. Г. Сосновская, Е. Н. Ковалюк. – Ангарская государственная техническая академия. – 2-е изд., перераб. – Ангарск: АГТА, 2010 – 100 с.
3. Сайт компании Электромодуль. Выпрямители для гальваники ТЕ1, ТВ1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.electromodul.ru/produkcziya/vyipryamiteli-dlya-galvaniki/te1-tv1>, свободный (дата обращения 05.10.19).
4. Сайт компании ООО «Интмаш». ГАЛС тиристорные выпрямители [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://intmash.ru/ru/produkcija/vyipryamiteli/vyipryamiteli-dlya-elektrotekhnologiy-serii-gals/gals-tiristornye-vyipryamiteli/>, свободный (дата обращения 05.10.19).
5. Сайт компании IMPGOLD LTD. Выпрямители для гальваники [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://impgold.ru/electroplating/power\\_supplies/](https://impgold.ru/electroplating/power_supplies/), свободный (дата обращения 05.10.19).
6. Сайт компании Страт. Каталог гальваника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://страт.рф/katalog-vipryamiteley-dlya-galvaniki/>, свободный (дата обращения 10.10.21).
7. Сайт компании CRS Industrial Power Equipment. Introduction [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.crspower.com/index.php?sec=03\\_1&sub=00/](http://www.crspower.com/index.php?sec=03_1&sub=00/), свободный (дата обращения 10.10.21).
8. Сайт компании ООО «Навиком». Пульсар Смарт [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://navicom.org/catalog/pulsar-smart/>, свободный (дата обращения 10.10.21).

9. Сайт компании ЭлектроИнтел. Источники питания для гальваники [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://ei-neon.ru/products/istochniki\\_pitaniya\\_dlya\\_galvaniki](http://ei-neon.ru/products/istochniki_pitaniya_dlya_galvaniki), свободный (дата обращения 05.10.19).

10. Сайт компании KraftPowercon. Выпрямители большого тока [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://kraftpowercon.com/ru/flexkraft>, свободный (дата обращения 05.10.19).

11. Kamla Nagar. The Complete Technology Book on Electroplating, Phosphating, Powder Coating And Metal Finishing. – Delhi: Asia Pacific Business Press Inc., 2005. – P. 696.

12. Зиновьев Г. С. Силовая электроника : учеб. пособие для бакалавров. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с. – Серия : Бакалавр. Углубленный курс.

13. Biela J. Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm<sup>3</sup> Resonant DC/DC Converter for Telecom Applications / J. Biela, U. Badstuebner, J.W. Kolar. // IEEE Transactions on Power Electronics. – July 2009. – Vol. 24, no. 7. – P. 1701–1710. – doi: 10.1109/TPEL.2009.2014377.

14. Kotte H. B. High-Speed (MHz) Series Resonant Converter (SRC) Using Multilayered Coreless Printed Circuit Board (PCB) Step-Down Power Transformer / H. B. Kotte, R. Ambatipudi, K. Bertilsson // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, no. 3. – P. 1253–1264. – doi: 10.1109/TPEL.2012.2208123.

15. Steigerwald R.L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies / R.L. Steigerwald // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1988. – Vol. 3, no 2. – P. 174–182. – doi: 10.1109/63.4347.

16. Jovanovic M.M. Comparison of half-bridge ZCS-QRC and ZVS-MRC for offline applications / M.M. Jovanovic, R. Farrington, F.C. Lee // Proceedings, Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 1989. – P. 445–453. – doi: 10.1109/APEC.1989.36997.

17. Rui Rong. A 2kW, 100kHz high speed IGBT based HV-LV DC/DC converter for electric vehicle / Rui Rong, S. Zeljkovic // 2014 IEEE Conference and Expo

Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). – 2014. – P. 1–5. – doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940704.

18. Barbosa L.R. A family of PWM soft-single-switched converters with low voltage and current stresses / L. R. Barbosa, J. B. Vieira, L. C. de Freitas, V. J. Farias // PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972. – 1997. – Vol. 2. – P. 1192–1197. – doi: 10.1109/PESC.1997.616901.

19. Kutkut N. H. A new packaging scheme for high current sealed power supplies / N. H. Kutkut, J. Wohlbier, R. W. Gascoigne, D. M. Divan // APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 1998. – Vol. 1. – P. 510–515. – doi: 10.1109/APEC.1998.647737.

20. Cretu D. Single stage DC-DC converter for high current, high power applications / D. Cretu, W. G. Dunford, G. Garabandic, M. Edmunds // Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference. – 1997. – Vol. 2. – P. 617–622. – doi: 10.1109/APEC.1997.575637.

21. Козляев И. Д. Источники вторичного электропитания с «мягкой» коммутацией силовых ключей / И. Д. Козляев, А. А. Антонов, В. Ю. Васильев. – Новосибирск: издательство СО РАН, 2014. – 114 с.

22. Sinyushin A. V. Three-port bridge converter for stand-alone power system / A. V. Sinyushin, D. V. Makarov, A. L. Chupakhina, S. V. Luft // 2017 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2017. – P. 584–589. – doi: 10.1109/EDM.2017.7981822.

23. Luo Shiguo. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules / Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin, F. C. Lee // 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321). – 1999. – Vol. 2. – P. 901–908. – doi: 10.1109/PESC.1999.785618.

24. Huang Y. Circuit Theoretic Classification of Parallel Connected DC-DC Converters / Y. Huang and C. K. Tse // in IEEE Transactions on Circuits and Systems I:

Regular Papers. May 2007. – Vol. 54, no. 5. – P. 1099–1108. – doi: 10.1109/TCSI.2007.890631.

25. Glaser J. S. Output plane analysis of load-sharing in multiple-module converter systems / J. S. Glaser, A. F. Witulski // in IEEE Transactions on Power Electronics. – Jan. 1994. – Vol. 9, no. 1. – P. 43–50. – doi: 10.1109/63.285492.

26. Irving B. T. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method / B. T. Irving, M. M. Jovanovic // APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058). – 2000. – Vol. 1. – P. 235–241. – doi: 10.1109/APEC.2000.826110.

27. Panov Y. Stability and dynamic performance of current-sharing control for paralleled voltage regulator modules / Y. Panov, M. M. Jovanovic // APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181). – 2001. – Vol. 2. – P. 765–771. – doi: 10.1109/APEC.2001.912456.

28. Siri K. Analysis and evaluation of current-sharing control for parallel-connected DC-DC converters taking into account cable resistance / K. Siri, J. Banda // 1995 IEEE Aerospace Applications Conference. Proceedings. – 1995. – Vol. 2. – P. 29–48. – doi: 10.1109/AERO.1995.468915.

29. Moussaoui Z. An overview of the control scheme for distributed power systems / Z. Moussaoui, I. Batarseh, H. Lee, C. Kennedy // Southcon/96 Conference Record. – 1996. – P. 584–591. – doi: 10.1109/SOUTHHC.1996.535130.

30. Kelly A. Current Share in Multiphase DC–DC Converters Using Digital Filtering Techniques / A. Kelly // in IEEE Transactions on Power Electronics. – Jan. 2009. – Vol. 24, no. 1. – P. 212–220. – doi: 10.1109/TPEL.2008.2006752.

31. Shi J. Common-Duty-Ratio Control of Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) Connected DC–DC Converter Modules With Automatic Sharing of Currents / J. Shi, L. Zhou, X. He // in IEEE Transactions on Power Electronics. – July 2012. – Vol. 27, no. 7. – P. 3277–3291. – doi: 10.1109/TPEL.2011.2180541.

32. Zhang Y. System modeling and digital control in modular masterless multi-phase DC-DC converters / Y. Zhang, R. Zane, D. Maksimović // 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2006. – P. 1–7. – doi: 10.1109/pesc.2006.1712163.

33. Le Bolloch M. New Masterless Modular Current-Sharing technique for DC/DC Parallel converters / M. Le Bolloch, M. Cousineai, T. Meynard // Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010. – 2010 – P. 73–80. – doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606884.
34. AlMukhtar B. Modeling, dynamic analysis and digital control design of a new current auto zero master-less current shared converters / B. AlMukhtar, K. Rinne, E. Sheridan // 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. – 2014. – P. 1073–1080. – doi: 10.1109/APEC.2014.6803440.
35. Sun J. Dynamic Performance Analyses of Current Sharing Control for DC/DC Converters: Doctoral dissertation / Virginia Polytechnic Institute. – Blacksburg, Virginia. – 2007. – 225 p.
36. Siri K. Current distribution control of converters connected in parallel / K. Siri, C. Q. Lee // Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – 1990. – Vol. 2. – P. 1274–1280. – doi: 10.1109/IAS.1990.152348.
37. Siri K. Current distribution control for parallel connected converters. II / K. Siri, C. Q. Lee, T. -F. Wu // in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – July 1992. – Vol. 28, no. 3. – P. 841–851. – doi: 10.1109/7.256304.
38. Lee C. Q. Dynamic current distribution controls of a parallel connected converter system / C. Q. Lee, K. Siri, T. -F. Wu // PESC '91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1991. – P. 875–881. – doi: 10.1109/PESC.1991.162779.
39. Synthesis of the control system for DC-DC converters for aircraft / A. A. Khristolyubov, T. S. Sekushenko, S. V. Luft, A. I. Khristolyubova, D. V. Makarov // 2015 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – 2015. – P. 547–552. – doi: 10.1109/EDM.2015.7184602.
40. Rinne K. A novel digital single-wire quasi-democratic stress share scheme for paralleled switching converters / K. Rinne, A. Kelly, E. O'Malley // 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2010. – P. 328–335. – doi: 10.1109/APEC.2010.5433652.

41. Kelly A. Masterless multirate control of parallel DC-DC converters / A. Kelly, K. Rinne, E. O'Malley // 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2010. – P. 2189–2193. – doi: 10.1109/APEC.2010.5433540.

42. Gray M. Distributed, Master-less Control of Modular DC-DC Converters / M. Gray, Zh. Gao, R. Button // AIAA 2004-5733. 2nd International Energy Conversion Engineering Conference. – August 2004. – P. 1–9. – doi: 10.2514/6.2004-5733

43. Zhang Y. Current Sharing in Digitally Controlled Masterless Multi-phase DC-DC Converters / Y. Zhang, R. Zane, D. Maksimovic // 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. – 2005. – P. 2722–2728. – doi: 10.1109/PESC.2005.1582018.

44. Bae H. S. Digital state feedback control and feed-forward compensation for a parallel module DC-DC converter using the pole placement technique / H. S. Bae, J. H. Yang, J. H. Lee, B. H. Cho // 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2008. – P. 1722–1727. – doi: 10.1109/APEC.2008.4522959.

45. Cousineau M. Fully decentralized modular approach for parallel converter control / M. Cousineau, Z. Xiao // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2013. – P. 237–243. – doi: 10.1109/APEC.2013.6520215.

46. Cousineau M. Fully masterless control of parallel converter / M. Cousineau, Z. Xiao // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). – 2013. – P. 1–10. – doi: 10.1109/EPE.2013.6631848.

47. AlMukhtar B. Average modeling, simulation and analysis of a new digital auto zero master-less current share converters / B. AlMukhtar, K. Rinne, E. Sheridan // 25th IET Irish Signals & Systems Conference 2014 and 2014 China-Ireland International Conference on Information and Communications Technologies (ISSC 2014/CICT 2014). – 2014. – P.. 200–204. – doi: 10.1049/cp.2014.0685.

48. Розанов Ю.К. «Основы силовой электроники» – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

49. Zhang X. Digitally controlled distributed multiphase DC-DC converters / X. Zhang, L. Corradini, D. Maksimovic // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2009. – P. 36–42. – doi: 10.1109/ECCE.2009.5316151.

50. Ou S. Y. Design and implementation of a four-phase converter with digital current sharing control for battery charger / S. Y. Ou, L. Y. Liu // 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). – 2015. – P. 1–6. – doi: 10.1109/INTLEC.2015.7572268.

51. Seong H. Digital load share controller design of paralleled phase-shifted full-bridge converters referencing the highest current / H. Seong, J. Cho, G. Moon, M. Youn // 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2010. – P. 796–801. – doi: 10.1109/ECCE.2010.5617919.

52. Panov Y. Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control / Y. Panov, J. Rajagopalan, F. C. Lee // Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference. – 1997. – Vol. 1. – P. 436–442. – doi: 10.1109/APEC.1997.581489.

53. Modeling and dynamic analysis of paralleled DC/DC converters with master-slave current sharing control / J. Rajagopalan, K. Xing, Y. Guo, F. C. Lee, B. Manners // Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96. – 1996. – Vol. 2. – P. 678–684. – doi: 10.1109/APEC.1996.500513.

54. Qahouq J. A. A. Novel Current Sharing Schemes for Multiphase Converters with Digital Controller Implementation / J. A. A. Qahouq, L. Huang, D. Huard, A. Hallberg // APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2007. – P. 148–156. – doi: 10.1109/APEX.2007.357508.

55. Cho B. Digital current mode control approach for the parallel module DC-DC converters / B. Cho, H. Bae // 2007 7th International Conference on Power Electronics. – 2007. – P. 9–15. – doi: 10.1109/ICPE.2007.4692342.

56. Bae H. Digital Resistive Current Control For the Parallel Interleaved DC-DC Converters / H. Bae, J. Lee, B. Cho // 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2006. – P. 166–171. – doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778393.

57. Cho B. H. Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters / B. H. Cho, H. S. Bae, J. H. Lee // 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2009. – P. 202–210. – doi: 10.1109/IPEMC.2009.5289339.

58. Lu X. 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 // in IEEE Transactions on Power Electronics. – April 2014. – Vol. 29, no. 4. – P. 1800–1812. – doi: 10.1109/TPEL.2013.2266419.

59. Nasirian V. Distributed Adaptive Droop Control for DC Distribution Systems / V. Nasirian, A. Davoudi, F. L. Lewis, J. M. Guerrero // in IEEE Transactions on Energy Conversion. – Dec. 2014. – Vol. 29, no. 4. – P. 944–956. – doi: 10.1109/TEC.2014.2350458.

60. Сайт компании Меандр. Интерфейс I2C [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://meandr.org/archives/10284>, свободный (дата обращения 17.11.21).

61. Сайт SoftElectro. Интерфейс RS-485 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.softelectro.ru/rs485.html>, свободный (дата обращения 17.11.21).

62. Сайт CIA. Classical Controller Area Network (CAN) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.can-cia.org/can-knowledge/>, свободный (дата обращения 17.11.21).

63. Сайт USB Implementers Forum, Inc. USB-IF Compliance Updates [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://compliance.usb.org/index.asp?UpdateFile=Electrical&Format=Standard>, свободный (дата обращения 17.11.21).

64. Сайт Компьютерные сети. Глава III. Базовые технологии локальных сетей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://math.gsu.by/wp-content/uploads/courses/networks/r3.3.html>, свободный (дата обращения 17.11.21).

65. Людин В.Б. Полупроводниковые преобразователи напряжения для специальных электротехнологий в сельском хозяйстве: дис. ... докт. техн. наук: 05.20.02. – Рос. гос. аграрный заочный университет, Москва, 2006 – 308 с.

66. An Optimized 5 kW, 147 W/in<sup>3</sup> Telecom Phase-Shift DC-DC Converter with Magnetically Integrated Current Doubler / U. Badstuebner, J. Biela, B. Faessler, D. Hoesli, J. W. Kolar // 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2009. – P. 21–27. – doi: 10.1109/APEC.2009.4802627.

67. Chiang P., Hu M. Switching Analysis of Synchronous Rectifier MOSFETs With Phase-Shifted Full-Bridge Converter and Current Doubler // Application Note 833. – Vishay, Document Number: 69747. – 2007. – 16 p.

68. Kim T. Design and control of the phase shift full bridge converter for the on-board battery charger of the electric forklift / T. Kim, S. Lee, W. Choi // 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. – 2011. – P. 2709–2716. – doi: 10.1109/ICPE.2011.5944761.

69. Lotfi A. W. A nonlinear optimization tool for the full-bridge zero-voltage-switched DC-DC converter / A. W. Lotfi, Q. Chen, F. C. Lee // PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1992. – Vol. 2. – P. 1301–1309. – doi: 10.1109/PESC.1992.254726.

70. Redl R. A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz / R. Redl, N. O. Sokal, L. Balogh // 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists. – 1990. – P. 162–172. – doi: 10.1109/PESC.1990.131185.

71. Sun L. Design and optimization of high current intelligent waveform power supply for electroplating / L. Sun, J. He, Y. Pei, Z. Wang // Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2012. – P. 1516–1521. – doi: 10.1109/IPEMC.2012.6259056.

72. Zhang W. Design and optimization of high current power supply for electrochemistry / W. Zhang, M. Deng, Y. Pei, Z. Wang // The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA. – 2010. – P. 86–91. – doi: 10.1109/IPEC.2010.5543841.

73. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter / J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho // Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition. –

1990. – P. 275–284. – doi: 10.1109/APEC.1990.66420.

74. Badstuebner U. An optimized, 99% efficient, 5 kW, phase-shift PWM DC-DC converter for data centers and telecom applications / U. Badstuebner, J. Biela, J. W. Kolar // The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA. – 2010. – P. 626–634. – doi: 10.1109/IPEC.2010.5543337.

75. Chen Q. Design trade-offs for 5-V output off-line zero-voltage-switched PWM converters / Q. Chen, A. Lotfi, F. C. Lee // [Proceedings] Thirteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC 91. – 1991. – P. 616–623. – doi: 10.1109/INTLEC.1991.172458.

76. Pei Y. Development of high current power supply for electroplating / Y. Pei, G. Jiang, H. Liu, Z. Wang // 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289). – 2002. Vol. 1. – P. 21–23. – doi: 10.1109/PSEC.2002.1023841.

77. Zhao C. Optimum design considerations for Soft-switched Phase-shift Full-bridge converter with primary-side energy storage inductor / C. Zhao, X. Wu, Z. Qian // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2008. – P. 366–371. – doi: 10.1109/PESC.2008.4591957.

78. Redl R. Optimum ZVS full-bridge DC/DC converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results / R. Redl, L. Balogh, D. W. Edwards // Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94. – 1994. – Vol. 1. – P. 159–165. – doi: 10.1109/APEC.1994.316405.

79. Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter / V. Vlatkovic, J. A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho // in IEEE Transactions on Power Electronics. – Jan. 1992. – Vol. 7, no. 1. – P. 128–135. – doi: 10.1109/63.124585.

80. Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations // Application Report. – Texas Instruments, SLUA107A. – September 1999 (Revised August 2011). – 18 p.

81. Phase-Shifted Full Bridge DC/DC Power Converter Design Guide // Texas Instruments, TIDU248. – May 2014. – 56 p.

82. O'Loughlin M. UCC28950 600-W, Phase-Shifted, Full-Bridge // Application Report. – Texas Instruments, SLUA560B. – September 2010. – 30 p.
83. Fast switching 200 W LLC – Converter // User Guide. – Infineon, Document Number: UG-2021-02. – 2021. – 48 p.
84. Di Domenico F., Mente R. ZVS Phase Shift Full Bridge CFD2 Optimized Design // Application Note. – Infineon, AN 2013-03 V1.0. – March 2013. – 25 p.
85. Luft S. V. Full-bridge phase-shifted converter design for aircraft rectifier unit / S. V. Luft, A. A. Khristolyubov // 2015 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – 2015. – P. 442–445. – doi: 10.1109/EDM.2015.7184580.
86. McLyman C.W.T. Transformer and inductor design handbook. 4th ed. – Boca Raton. – FL: CRC Press. – 2011. – 667 p.
87. Erickson R.W., Maksimović D. Fundamentals of power electronics. 2nd ed. – Norwell. – Mass: Kluwer Academic. – 2001. – 883 p.
88. Классен С. В. Использование цифрового интерфейса связи CAN для обеспечения параллельной работы преобразователей / С. В. Классен, Т. С. Классен, С. В. Луфт, С. А. Харитонов, А. Г. Волков // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 102–108. – doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-4-102-108.
89. Klassen S. V. Current Sharing in Digitally Controlled DC-DC Converters Connected in Parallel / S. V. Klassen, T. S. Klassen, S. V. Luft // 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2019. – P. 541–546. – doi: 10.1109/EDM.2019.8823233.
90. Луфт С. В. Синтез системы управления преобразователями, работающими параллельно на общую нагрузку / С. В. Луфт, Т. С. Классен, С. В. Классен // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП - 2018 : ТРУДЫ XIV МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ: В 8 ТОМАХ, Новосибирск, 02–06 октября 2018 года. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет. – 2018. – С. 163–170.
91. Rinne K. A novel digital single-wire quasi-democratic stress share scheme for paralleled switching converters / K. Rinne, A. Kelly, E. O'Malley // 2010 Twenty-Fifth

Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2010. – P. 328–335. – doi: 10.1109/APEC.2010.5433652.

92. Study of a Dual-Loop Subordinate Control System for a DC-DC Converter with Galvanic Isolation / S. V. Klassen, T. S. Klassen, D. A. Shtein, A. G. Volkov, R. Y. Dubkova, S. V. Luft // 2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2018. – P. 6403–6410. – doi: 10.1109/EDM.2018.8435034.

93. Луфт С. В. Способ устранения статической ошибки в выходном напряжении параллельно работающих преобразователей напряжения после переходных процессов / С. В. Луфт, Т. С. Классен, А. С. Мурашко, С. А. Харитонов // Электропитание. – 2021. – № 1. – С. 42–49.

94. A comparative study of high-frequency, low-profile planar transformer technologies / N. Dai, A. W. Lofti, C. Skutt, W. Tabisz, F. C. Lee // Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94. – 1994. – Vol. 1. – P. 226–232. – doi: 10.1109/APEC.1994.316395.

95. A review of planar magnetic techniques and technologies / C. Quinn, K. Rinne, T. O'Donnell, M. Duffy, C. O. Mathuna // APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181). – 2001. – Vol. 2. – P. 1175–1183. – doi: 10.1109/APEC.2001.912514.

96. Van den Bossche A. Improved calculation of winding losses in gapped inductors / A. Van den Bossche, V.C. Valchev // Journal of Applied Physics. – 2005. – Vol. 97, no. 10. – P. 10Q703-1. – doi: 10.1063/1.1851890.

97. Analysis of planar E+I and ER+I transformers for low-voltage high-current DC/DC converters with focus on winding losses and leakage inductance / R. Pittini, Zhe Zhang, Z. Ouyang, M. A. E. Andersen, O. C. Thomsen // Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2012. – P. 488–493. – doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258778.

98. Lai-Dac K. Analytical modeling of losses for high frequency planar LCT components / K. Lai-Dac, Y. Lembeye, A. Besri, J. Keradec // 2009 IEEE Energy

Conversion Congress and Exposition. – 2009. – P. 1883–1889. – doi: 10.1109/ECCE.2009.5316177.

99. Margueron X. Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software / X. Margueron, A. Besri, Y. Lembeye, J. Keradec // in IEEE Transactions on Industry Applications. – May–June 2010. – Vol. 46, no. 3. – P. 1064–1071. – doi: 10.1109/TIA.2010.2046294.

100. van der Linde D. Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology / D. van der Linde, C. A. M. Boon, J. B. Klaassens // in IEEE Transactions on Industrial Electronics. – April 1991. – Vol. 38, no. 2. – P. 135–141. – doi: 10.1109/41.88907.

101. De Gréve Z. High-Frequency Multi-Winding Magnetic Components: From Numerical Simulation to Equivalent Circuits With Frequency-Independent RL Parameters / Z. De Gréve, O. Deblecker, J. Lobry, J. Kéradec // in IEEE Transactions on Magnetics (Art no. 7003304). – Feb. 2014. – Vol. 50, no. 2. – P. 141–144. – doi: 10.1109/TMAG.2013.2285831.

102. Ferreira J.A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components / J. A. Ferreira // in IEEE Transactions on Power Electronics. – Jan. 1994. – Vol. 9, no. 1. – P. 127–131. – doi: 10.1109/63.285503.

103. High-Frequency Proximity Losses Determination for Rectangular Cross-Section Conductors / A. Phung, G. Meunier, O. Chadebec, X. Margueron, J. Keradec // in IEEE Transactions on Magnetics. – April 2007. – Vol. 43, no. 4. – P. 1213–1216. – doi: 10.1109/TMAG.2007.892303.

104. Chen W. Model and design of PCB parallel winding for planar transformer / W. Chen, Y. Yan, Y. Hu, Q. Lu // in IEEE Transactions on Magnetics. – Sept. 2003. – Vol. 39, no. 5. – P. 3202–3204. – doi: 10.1109/TMAG.2003.816147.

105. Ouyang Z. Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC–DC Converters / Z. Ouyang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen // in IEEE Transactions on Industrial Electronics. – July 2012. – Vol. 59, no. 7. – P. 2800–2810. – doi: 10.1109/TIE.2010.2046005.

106. Kazimierczuk M.K. High-frequency magnetic components. – Wiley; 2nd edition. – 2014. – 760 p.

107. Hu Y. Problems of paralleling windings for planar transformers and solutions / Y. Hu, J. Guan, X. Bai and W. Chen // 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289). – 2002. – Vol. 2. P. 597–601. – doi: 10.1109/PSEC.2002.1022518.

108. Ouyang Z. The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer / Z. Ouyang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen // 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – 2009. – P. 1143–1148. – doi: 10.1109/PEDS.2009.5385844.

109. Prasai A. Methodologies for Design-Oriented Electromagnetic Modeling of Planar Passive Power Processors: Master of Science thesis / Virginia Polytechnic Institute. – Virginia, 2006. – 148 p.

110. Bolborici V. Design of low profile transformers for high frequency operation: Master of Applied Science thesis / University of Toronto. – Toronto, 1999. – 91 p.

111. Wang S. Modeling and Design of Planar Integrated Magnetic Components: Master of Science thesis / Virginia Polytechnic Institute. – Virginia, 2003. – 87 p.

112. Büttner A. High frequency winding design for planar switch mode transformers / A. Büttner, A. Nysveen, H. Magnar // Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics. – June 9-11, 2008. – P. 1–6.

113. Xiao S. Planar magnetics design for low-voltage DC-DC converters: Master of Science thesis / University of Central Florida. – Florida, 2004. – 59 p.

114. Cove S. R. Applying Response Surface Methodology to planar transformer winding design / S. R. Cove, M. Ordonez, J. E. Quicoe // 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2010. – P. 2182–2187. – doi: 10.1109/ECCE.2010.5617812.

115. Bouabana A. Design and analysis of a coreless flyback converter with a planar printed-circuit-board transformer / A. Bouabana, C. Sourkounis // 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. – 2010. – P. 557–563. – doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510406.

116. Zhang J. Design of the planar transformer in llc resonant converters for micro-

grid applications / J. Zhang, W. G. Hurley, W. H. Wölfle // 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). – 2014. – P. 1–7. – doi: 10.1109/PEDG.2014.6878679.

117. Design, Modeling, and Analysis of a Compact Planar Transformer / S. Djuric, G. Stojanovic, M. Damnjanovic, M. Radovanovic, E. Laboure // in IEEE Transactions on Magnetics. – Nov. 2012. – Vol. 48, no. 11. – P. 4135–4138. – doi: 10.1109/TMAG.2012.2202642.

118. Sippola M. Developments for the high frequency power transformer design and implementation: Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology / Helsinki University of Technology. – Espoo, 2003. – 30 p.

119. Pittini R. High current planar transformer for very high efficiency isolated boost dc-dc converters / R. Pittini, Zhe Zhang, M. A. E. Andersen // 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA). – 2014. – P. 3905–3912. – doi: 10.1109/IPEC.2014.6870060.

120. Zhang J. Optimized design of LLC resonant converters incorporating planar magnetics / J. Zhang, W. G. Hurley, W. H. Wolfle, M. C. Duffy // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2013. – P. 1683–1688. – doi: 10.1109/APEC.2013.6520523.

121. Lloyd D. Designing Planar Magnetics // Topic 4. – Texas Instruments. – 2004. – 23 p.

122. Biela J. Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers / J. Biela, J. W. Kolar // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551). – 2004. – Vol. 6. – P. 4537–4545. – doi: 10.1109/PESC.2004.1354802.

123. Ngo K. D. T. Fabrication method for a winding assembly with a large number of planar layers / K. D. T. Ngo, R. P. Alley, A. J. Yerman // [Proceedings] APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition. – 1991. – P. 543–549. – doi: 10.1109/APEC.1991.146230.

124. Špánik P. Using planar transformers in soft switching DC/DC power converters / P. Špánik, I. Feno, G. Kácsor // Advances in Electrical and Electronic Engineering. –

2010. – P. 59–65.

125. Yang G. Design of a High Efficiency High Power Density DC/DC Converter for Low Voltage Power Supply in Electric and Hybrid Vehicles: Doctoral dissertation / SUPELEC. – 2015. – 163 p.

126. Ben-Yaakov S. The Benefits of Planar Magnetics in OF Power Conversion / S. Ben-Yaakov // The Technology that Meets the Challenges of HF Switch and Resonant Mode Power Conversion. – 2006. – 6 p.

127. Carsten B.W. The low leakage inductance of planar transformers; fact or myth? / B. W. Carsten // APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181). – 2001. – Vol. 2. – P. 1184–1188. – doi: 10.1109/APEC.2001.912515.

128. Bloom E. New Integrated-Magnetic Power Converter Circuits for Telecommunication Systems / E. Bloom // INTELEC '84 - International Telecommunications Energy Conference. – 1984. – P. 359–366. – doi: 10.1109/INTLEC.1984.4794151.

129. Leakage Inductance Calculation for Planar Transformers With a Magnetic Shunt / J. Zhang, Z. Ouyang, M. C. Duffy, M. A. E. Andersen, W. G. Hurley // in IEEE Transactions on Industry Applications. – Nov.-Dec. 2014. – Vol. 50, no. 6. – P. 4107–4112. – doi: 10.1109/TIA.2014.2322140.

130. Cove S.R. Integrated magnetic design of small planar transformers for LLC resonant converters / S. R. Cove, M. Ordonez, F. Luchino, J. E. Quicoe // 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – 2011. – P. 1839–1844. – doi: 10.1109/ECCE.2011.6064009.

131. Planar Transformers & Inductors: DESIGN GUIDE / Standex Meder. – 2016. – 44 p.

132. Luft, S. V. Experimental test results of the DC/DC converter prototype for electroplating installation / S. V. Luft // 2017 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2017. – P. 443–445. – doi: 10.1109/EDM.2017.7981791.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

### Акт и справка о внедрении результатов диссертационной работы

**УТВЕРЖДАЮ**

Проректор по научной работе НГТУ  
д-р техн. наук, доцент



С.В. Брованов

«20» января 2022г.

### СПРАВКА

Об использовании в учебном процессе результатов диссертационной работы  
Луфта С.В.

Мы, ниже подписавшиеся, зам. заведующего кафедрой электроники и электротехники, к.т.н., доцент Р.Л. Горбунов и декан факультета радиотехники и электроники, к.т.н., доцент С.А. Стрельцов составили настоящую справку о том, что научные результаты диссертационной работы С.В. Луфта на тему «Системы электропитания с повышенной энергетической эффективностью для гальванических производств» внедрены в учебный процесс и используются в курсах «Специальные главы силовой электроники» и «Специальные главы энергетической электроники» для магистрантов направления 11.04.04 «Электроника и микроэлектроника» по магистерской программе «Промышленная электроника и микропроцессорная техника».

Зам. заведующего кафедрой  
электроники и электротехники,  
канд. техн. наук

Р.Л. Горбунов

Декан факультета радиотехники и  
электроники, канд. техн. наук,  
доцент

С.А. Стрельцов

«19» января 2022г.

«19» января 2022г.

Общество с ограниченной ответственностью  
«Интеллектуальные машины»

УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО «Интмаш»

Торохтий Е.В.

20 21 г.



**АКТ**

о внедрении результатов диссертационной работы

**Луфт Сергея Валерьевича**

Комиссия в составе:

председатель: директор, Е.В. Торохтий  
члены комиссии: главный инженер, Г.В. Герасимов  
главный конструктор, А.Л. Леонов

подтверждает факт использования в ООО «Интмаш» следующих результатов диссертационной работы С.В. Луфт «Анализ и синтез систем электропитания с повышенной энергетической эффективностью для гальванических производств»:

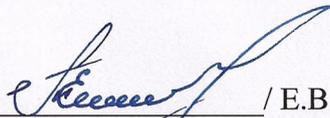
1. Методика расчета параметров силовых элементов преобразователя с фазовым управлением.
2. Модернизированная система управления преобразователями, включенными параллельно на общую нагрузку, позволяющая устранить статическую ошибку в выходном напряжении после аварийной ситуации обрыва передачи данных между ячейками.
3. Алгоритм управления системой электропитания, состоящей из параллельно включенных преобразователей напряжения, позволяющий

улучшить качество выходной энергии в области малой выходной мощности, а также снизить величину пульсаций выходного тока без необходимости увеличивать выходной фильтр.

4. Схемотехнические и конструктивные решения, уменьшающие массогабаритные показатели системы электропитания гальванической установки.

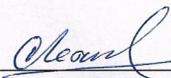
Использование указанных результатов позволило реализовать ячейку электропитания для гальванической установки, обладающую улучшенными массо-габаритными показателями и энергетическими характеристиками. Предложенные алгоритмы управления позволили добиться равномерного распределения токов между ячейками в составе системы электропитания, работающей в режиме стабилизации выходного напряжения, а также позволили устранить статическую ошибку, возникающую после обрыва связи между ячейками.

Председатель комиссии:

 / Е.В. Торохтий

Члены комиссии:

 / Г.В. Герасимов

 / А.Л. Леонов

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

## Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022612778

**Программа расчета параметров схемы преобразователя  
напряжения с фазовым управлением**

Правообладатель: *Луфт Сергей Валерьевич (RU)*

Автор(ы): *Луфт Сергей Валерьевич (RU)*



Заявка № 2022612295

Дата поступления **09 февраля 2022 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **28 февраля 2022 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

Документ подписан электронной подписью  
Сертификат 68b80577974e103e94eedbd24145d5c7  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 26.05.2022 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*