

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



ВОЛОНИН МАКСИМ СЕРГЕЕВИЧ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ ДЛЯ
СИСТЕМЫ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ С БЫТОВОЙ СЕТЬЮ

Специальность 2.4.2 –

«Электротехнические комплексы и системы»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Шевцов Д.А.

Москва – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА 1. ВОЗМОЖНЫЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ, РАБОТАЮЩИХ НА БЫТОВУЮ СЕТЬ.....	17
1.1. Способы включения фотоэлектрических панелей.....	17
1.2. Обзор возможных решений для организации питания бытовой сети от СБ.....	20
1.3. Обзор двухкаскадных структур преобразователя электроэнергии солнечной батареи.....	22
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1.....	27
ГЛАВА 2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ППН ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СБ.....	28
2.1. Классификация силовых каскадов ППН для преобразователя электроэнергии СБ.....	28
2.2. Силовые каскады ППН с непосредственным соединением СБ с сетью	31
2.2.1. Одноключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем.....	31
2.2.2. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем.....	34
2.2.3. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с однообмоточным дросселем	36
2.3. Силовые каскады ППН с входным конденсаторным делителем.....	37
2.3.1. Повышающий преобразователь с входным конденсаторным делителем	38
2.3.2. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК.....	40
2.3.3. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК при уменьшенном количестве полупроводников.....	42
2.4. Силовые каскады ППН с независимым входом	43
2.4.1. Повышающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом	44

2.4.2. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом.....	45
2.4.3. Повышающе-понижающий балансирующий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом	47
2.5. Результаты сравнительного анализа.....	49
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2.....	56
ГЛАВА 3. СИММЕТРИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО ДВУХПОЛЯРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ППН	57
3.1. Способ симметрирования выходного двухполярного напряжения для ППН повышающего типа за счёт использования перекрёстной ООС по выходным каналам	58
3.2. Способ симметрирования напряжения на выходе двухполярного ППН повышающе-понижающего типа за счёт введения дополнительного контура ООС по сигналу рассогласования между уровнями положительного и отрицательного выходных напряжений	69
3.3. Сравнение предлагаемых способов симметрирования	79
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3.....	81
ГЛАВА 4. ОПТИМИЗАТОР РАБОТЫ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ В РЕЖИМЕ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ.....	83
4.1. Способ поиска точки максимальной мощности за счёт использования экстремальных САУ	84
4.2. Алгоритм работы оптимизатора в экстремальной САУ	87
4.3. Пример схемотехнической реализации оптимизатора	92
4.4. Пример дискретной реализации оптимизатора с использованием аппроксимации ВАХ СБ	95
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4.....	104
ГЛАВА 5. СПОСОБЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ИНВЕРТОРА С БЫТОВОЙ СЕТЬЮ	105
5.1. Построение датчика сетевого напряжения в системе преобразователя, работающего на бытовую сеть.....	106
5.2. Алгоритм ФАПЧ в системе управления однофазным инвертором, работающим совместно с бытовой сетью.....	110
5.2.1. Проектирование корректирующего устройства ФАПЧ	113
5.2.2. Результаты моделирования силового преобразователя с системой ФАПЧ.....	118

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5.....	124
ГЛАВА 6. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СБ НА ОДНОФАЗНУЮ БЫТОВУЮ СЕТЬ	126
6.1. Совместная работа силовых каскадов и системы управления	126
6.2. Результаты экспериментальных исследований	135
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 6.....	143
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	144
СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ.....	146
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	149

Приложение А Акт №310-18/6 от 28.08.2026 о внедрении результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича в учебный процесс кафедры 310 «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы».

Приложение Б Акт №08/26-7 от 10.08.2026 о практическом использовании результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича в ООО «ЭЛМАНК».

Приложение В Акт №ПЭ-Исх994/2026/1 от 17.08.2026 о внедрении результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича в ООО «Парус электро».

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
ВАХ – вольт-амперная характеристика;
ВИЭ – возобновляемые источники энергии;
ВЧ – высокочастотный;
ГПН – генератор пилообразного напряжения;
ГТИ – генератор тактовых импульсов;
ГУН – генератор, управляемый напряжением;
ДВН – датчик выходного напряжения;
ДНСБ – датчик напряжения солнечной батареи;
ДРВ – драйвер;
ДСН – датчик сетевого напряжения;
ДСТ – датчик сетевого тока;
ДТ – датчик тока;
ДТИ – датчик тока инвертора;
ДТСБ – датчик тока солнечной батареи;
ЗГ – задающий генератор;
ИБП – источник бесперебойного питания;
ИКМ – имитационное компьютерное моделирование;
ИОН – источник опорного напряжения;
КЗ – короткое замыкание;
ККМ – корректор коэффициента мощности;
КПД – коэффициент полезного действия;
КУ – корректирующее устройство;
НУ – начальные условия;
НЧ – низкочастотный;
ООС – отрицательная обратная связь;
ОС – обратная связь;

- ППН – преобразователь постоянного напряжения в постоянное;
- ПЭ – преобразователь электроэнергии;
- САУ – система автоматического управления;
- СБ – солнечная батарея;
- СТК – силовой транзисторный ключ;
- СУЗ – система управления и защиты;
- ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;
- ФД – фазовый детектор;
- ФП – фотоэлектрическая панель;
- ФЧХ – фазочастотная характеристика;
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
- NPC – топология с фиксацией потенциала нейтральной точки (Neutral Point Clamped);
- PLL – фазовая автоподстройка частоты (Phase-Locked Loop);
- PWM – широтно-импульсная модуляция (Pulse-Width Modulation);
- S/H – устройство выборки и хранения (Sample and Hold);
- ZOH – экстраполятор нулевого порядка (Zero-Order Hold).

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

На сегодняшний день возобновляемые источники энергии (ВИЭ) развиваются очень быстрыми темпами. Это связано со стремлением к сокращению влияния антропогенных факторов на окружающую среду. Так, Рамочная конвенция Организации Объединенных Наций (ООН) об изменении климата от 9 мая 1992 года свидетельствует о том, что деятельность человека, включая сжигание ископаемого топлива, значительно усиливает глобальное потепление, вызывая негативные экологические, социальные и экономические последствия [1]. Для смягчения этих эффектов ООН призывает к переходу на устойчивые источники энергии, в частности ВИЭ для снижения выбросов парниковых газов, обусловленных использованием традиционных источников энергии.

Говоря об уникальном энергетическом положении Российской Федерации, стоит отметить, что наша страна является одновременно крупным производителем, потребителем и экспортером энергетических ресурсов и входит в число мировых лидеров по запасам углеводородного сырья, объемам производства и экспорта энергетических ресурсов, а также по развитию, использованию и экспорту технологий атомной энергетики. Среди крупнейших экономик мира топливно-энергетический баланс России является одним из самых низкоуглеродных. По состоянию на 1 января 2023 г. в структуре установленной мощности Российской Федерации доля гидроэлектростанций составляла 20,8 процента, атомных электростанций – 11,7 процента и возобновляемых источников энергии – 1,9 процента.

В соответствии с Распоряжением Правительства РФ № 908-р (2025) генерирующие мощности на основе ВИЭ должны развиваться с опорой на повышение эффективности их использования [2]. Также необходимо совершенствовать национальные стандарты, касающиеся ВИЭ с учётом лучших мировых практик. Помимо этого, необходимо обеспечить систему масштабного внедрения ВИЭ, где это видится целесообразным. Ещё одним важным этапом

является создание условий для экспорта оборудования и оказания услуг по проектированию, строительству, эксплуатации и обслуживанию инфраструктуры на базе ВИЭ.

Одним из направлений развития ВИЭ является солнечная энергетика, которая находит своё применение в аэрокосмической отрасли, в электротранспорте, а также в инфраструктуре городов [3-6]. Так, популярным решением является установка преобразователя электроэнергии солнечной батареи (СБ) на крышу частных домохозяйств с целью генерации энергии с параметрами бытовой сети (действующее значение напряжения 230 В и частота 50 Гц).

В настоящее время на рынке представлен широкий ряд однофазных сетевых инверторов для солнечных батарей, выпускаемых зарубежными компаниями Fronius, SMA Solar Technology, Huawei, GoodWe, SolarEdge и другими. Устройства данного класса обеспечивают преобразование электроэнергии солнечной батареи в энергию электрической сети за счёт поиска точки максимальной мощности, синхронизации с сетью, регулирования передаваемой активной и реактивной мощности, а также выполнения функций контроля и защиты [7-11].

Для сравнения выбраны устройства номинальной мощностью 3 кВт, выполненные по безтрансформаторной схеме. Диапазон входного постоянного напряжения Fronius Primo 3.0-1 составляет 80-1000 В. Максимальный КПД преобразования энергии от солнечной батареи в электрическую сеть достигает 98 %, что во всяком случае отражает только самую благоприятную ситуацию. Вместе с тем в открытой технической документации производителя не раскрываются математическое описание алгоритма, структура силового преобразовательного каскада и принципы построения системы управления. В таблице 1 представлены некоторые серийные преобразователи электроэнергии СБ и их характеристики.

Таблица 1– Сравнительные характеристики однофазных сетевых инверторов для солнечных батарей

Наименование	Номинальная мощность, кВт	Диапазон напряжений, В	Максимальный входной ток, А
Fronius Primo 3.0-1	3,0	80–1000	12
SMA Sunny Boy 3.0	3,0	110–500	15
Huawei SUN2000-3KTL-L1	3,0	90–560	12,5
GoodWe GW3000-DNS-30	3,0	40–560	16
SolarEdge SE3000H	3,0	фиксированное напряжение 380 В	9

В силу жёсткой конкуренции между этими и другими фирмами-производителями подобных устройств открытой документации выбранных серийных устройств недостаточно для полного воспроизведения их силовой части и алгоритмов управления. Поэтому разработка и исследование преобразователя электроэнергии СБ, работающего на бытовую сеть, является актуальной научно-технической задачей.

Исследованию силовых преобразовательных каскадов и их систем управления посвящены работы научных коллективов НИУ «МЭИ» – А.С. Анучина, С.Э. Гришина, Е.О. Столярова, Е.С. Кулика, М.М. Лашкевича, Г.Л. Демидовой, К.В. Крюкова, Ю.К. Розанова, Е.С. Ерохиной [12-13].

Вопросы построения однофазных инверторов для фотоэлектрических установок, формирования сетевого тока, передачи активной мощности и синхронизации преобразователя с сетью исследованы в трудах коллективов «МАИ (НИУ)» – С. В. Дякина, Д. А. Ниткина, С. И. Вольского, а также «НГТУ» – С. В. Брованова, Е. В. Гришанова и М. А. Дыбко [14-16]. Среди наиболее известных

зарубежных исследователей данного направления следует отметить F. Blaabjerg, S. B. Kjaer, R. Teodorescu и M. Liserre [17-19].

Вместе с тем большинство известных работ посвящено отдельным силовым каскадам или частным алгоритмам управления. Вопросы комплексного построения и согласованного управления преобразователем электроэнергии СБ, объединяющим ППН с двухполярным выходным напряжением и однофазный сетевой инвертор, включая симметрирование напряжений конденсаторного делителя, поиск точки максимальной мощности СБ и устойчивую синхронизацию с бытовой сетью, требуют дальнейшего исследования.

Объектом исследования являются однофазные преобразователи электроэнергии солнечной батареи, работающие на бытовую сеть, которые обладают низкими массогабаритными и высокими энергетическими характеристиками.

Предметом исследования являются топологии силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения (ППН) в постоянное, силовые каскады инверторов напряжения, алгоритмы управления вышеперечисленных устройств.

Цели и задачи исследования

Целью диссертационной работы является разработка преобразователя электроэнергии солнечной батареи для последующей передачи её в энергосистему бытовой сети.

Для достижения поставленной цели были сформулированы следующие задачи.

1. Исследование открытых источников информации на предмет возможных систем построения преобразователей электроэнергии солнечной батареи, работающих на бытовую сеть.
2. Проведение анализа существующих методов преобразования электроэнергии солнечной батареи и выявление их достоинств и недостатков.

3. Синтез авторских вариантов преобразователей постоянного напряжения в постоянное с двухполярным выходным напряжением, работающих в повышающе-понижающем режиме.

4. Выбор наиболее целесообразной структуры для конкретного применения силовой схемы преобразователя постоянного напряжения в постоянное с двухполярным выходным напряжением.

5. Проектирование системы управления преобразователем постоянного напряжения в постоянное с двухполярным выходным напряжением с учётом симметрирования выходного напряжения.

6. Верификация методами имитационного компьютерного моделирования рассматриваемой системы управления.

7. Создание эквивалентной схемы замещения солнечной батареи на основе нелинейного источника тока или нелинейного источника напряжения для аппроксимации её вольт-амперных характеристик.

8. Синтез контура оптимизации работы солнечной батареи в точке максимальной мощности для достижения устойчивого режима работы.

9. Создание имитационной компьютерной модели оптимизатора для обеспечения работы солнечной батареи в точке максимальной мощности.

10. Разработка алгоритма для передачи электроэнергии в бытовую сеть, верификация данного алгоритма с помощью имитационного компьютерного моделирования.

11. Проведение экспериментальных исследований на макетном стенде исследуемого преобразователя электроэнергии.

Научная новизна

При решении задач, поставленных в диссертации, были получены следующие новые научные результаты:

1. Предложены авторские варианты силовых каскадов повышающе-понижающих ППН с двухполярным выходным напряжением.

2. Разработан алгоритм симметрирования напряжения на выходе двухполярного ППН повышающего типа за счёт использования перекрёстной отрицательной обратной связи (ООС) по выходным каналам.

3. Разработан алгоритм симметрирования выходного двухполярного напряжения ППН за счёт введения дополнительного контура ООС по сигналу рассогласования между уровнями положительного и отрицательного выходных напряжений.

4. Предложен авторский вариант эквивалентной схемы замещения солнечной батареи на основе аппроксимации её вольт-амперной характеристики, с учётом температуры и освещённости.

5. Разработан новый безградиентный алгоритм оптимизатора для обеспечения режима работы солнечной батареи в точке максимальной мощности.

6. Предложен способ фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с фазовым детектором по фронтам и адаптивным корректирующим устройством, позволяющим расширить область устойчивой работы и полосу захвата.

7. Предложен способ выбора структуры и параметров корректирующих устройств (КУ), обеспечивающих устойчивую совместную работу в системе, состоящей из СБ, ППН, инвертора и сети.

Практическая значимость работы заключается в следующем.

1. Проведён сопоставительный анализ структур построения однофазных преобразователей электроэнергии солнечных батарей, работающих совместно с бытовой сетью.

2. Разработаны принципиальные электрические схемы и имитационные компьютерные модели ППН с двухполярным выходным напряжением.

3. Проведён сопоставительный анализ достоинств и недостатков авторских и известных повышающих и повышающе-понижающих каскадов ППН, составлена сравнительная таблица.

4. Предложены схемотехнические решения синхронизации инвертора с сетью на основе системы ФАПЧ.

5. Разработаны схмотехнические решения, позволяющие исключить влияние паразитных параметров сети на систему управления преобразователя электроэнергии.

6. Предложены решения и разработаны имитационные компьютерные модели, позволяющие продемонстрировать совместную работу системы, состоящей из СБ, ППН, инвертора и сети.

7. Разработан экспериментальный образец системы преобразования электроэнергии, включающей в себя ППН, инвертор, работающий совместно с бытовой сетью. Исследованы его параметры и характеристики, подтвердившие корректность результатов, полученных при помощи ИКМ.

Методы исследования

Для решения поставленных в диссертационной работе задач были использованы методы математического анализа, методы теории автоматического управления, методы теоретической электротехники для линейных и нелинейных электрических цепей, методы имитационного компьютерного моделирования в средах *OrCAD PSpice* и *PLECS*, методы экспериментального исследования на лабораторной модели инвертора, работающего совместно с бытовой сетью. При проектировании экспериментального образца инвертора, работающего совместно с бытовой сетью, были применены пакеты систем автоматизированного проектирования *Altium Designer* и *SolidWorks*. Для обработки и анализа полученных экспериментальных данных использовались пакеты прикладных программ *MATLAB* и *Mathcad*.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Результаты сопоставительного анализа структур построения однофазных преобразователей электроэнергии солнечной батареи, работающих совместно с бытовой сетью.
2. Авторские структуры силовых каскадов повышающе-понижающих ППН.
3. Способы симметрирования напряжений на конденсаторах выходного делителя ППН, повышающего и повышающе-понижающего типов с двухполярным выходом.
4. Безградиентный алгоритм, структура и схемотехническая реализация оптимизатора, обеспечивающего работу солнечной батареи в точке максимальной мощности.
5. Способ синхронизации инвертора с сетью за счёт использования системы ФАПЧ с фазовым детектором по фронтам и адаптивной коррекцией.
6. Результаты исследований совместной работы на макетном образце преобразователя электроэнергии, работающего совместно с сетью.

Достоверность и обоснованность научных результатов

Основные положения и научные результаты диссертационной работы подтверждаются и обосновываются путем анализа и верификации полученных аналитических заключений с результатами проведенного имитационного компьютерного моделирования преобразователя электроэнергии СБ, работающего совместно с бытовой сетью, а также результатами исследования на макетном образце.

Реализация результатов работы

Теоретические положения диссертационной работы были внедрены в учебный процесс в соответствии с учебно-методическими планами кафедры 310 «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ, что подтверждено Актом о внедрении в учебный процесс Московского авиационного института №310-18/6 от 28.08.2026 г. (Приложение А).

Теоретические положения, а также результаты диссертационной работы были использованы при разработке корректора коэффициента мощности (ККМ) с двухполярным выходным напряжением и повышающего преобразователя в составе источника бесперебойного питания (ИБП) мощностью 1600 ВА ЛМВТ.010.002.001.800 в ООО «ЭЛМАНК», что подтверждено Актом от 10.08.2026 г. (Приложение Б).

Результаты диссертационной работы были внедрены в разработки ООО «Парус Электро», что подтверждено актом №ПЭ-Исх994/2026/1 от 17.08.2026 г. (Приложение В).

Апробация работы

Положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

Л Международной молодёжной научной конференции «Гагаринские чтения 2024» (МАИ, г. Москва, 2024 г.),

XXX Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2024 г.),

LI Международной молодёжной научной конференции «Гагаринские чтения 2025» (МАИ, г. Москва, 2025 г.),

XXXI Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2025 г.),

Международной конференции 7th REEPE 2025 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (МЭИ, г. Москва, 2025 г.),

XXIV Международной конференции «Авиация и космонавтика 2025» (МАИ, г. Москва, 2025 г.),

LI Международной молодёжной научной конференции «Гагаринские чтения 2026» (МАИ, г. Москва, 2026 г.), XXXII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2026 г.).

Публикации

По теме диссертационной работы опубликовано 14 научных работ, включая 6 статей в журналах и изданиях, рекомендуемых ВАК РФ и 1 статья в изданиях, индексируемых международными базами Scopus и WoS. Получены в соавторстве 2 патента.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка использованных источников и трех приложений. Основная часть работы содержит 160 машинописных страницы, в том числе 80 рисунков и 20 таблиц. Список используемых источников включает 107 наименований. Общий объем работы – 163 страницы.

ГЛАВА 1. ВОЗМОЖНЫЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ, РАБОТАЮЩИХ НА БЫТОВУЮ СЕТЬ

1.1. Способы включения фотоэлектрических панелей

Начать классификацию возможных структур следует с анализа способов включения фотоэлектрических панелей (ФП). Выбор способа соединения панелей определяет дальнейшую структуру силового преобразователя. Возможные способы включения принято классифицировать на три типа: модульный, последовательный (string) и последовательно-параллельный (central) [20-22].

Особенность модульного соединения, представленного на рисунке 1.1, заключается в том, что каждой ФП соответствует свой ППН, выходные напряжения которых объединяются в единую шину постоянного тока.

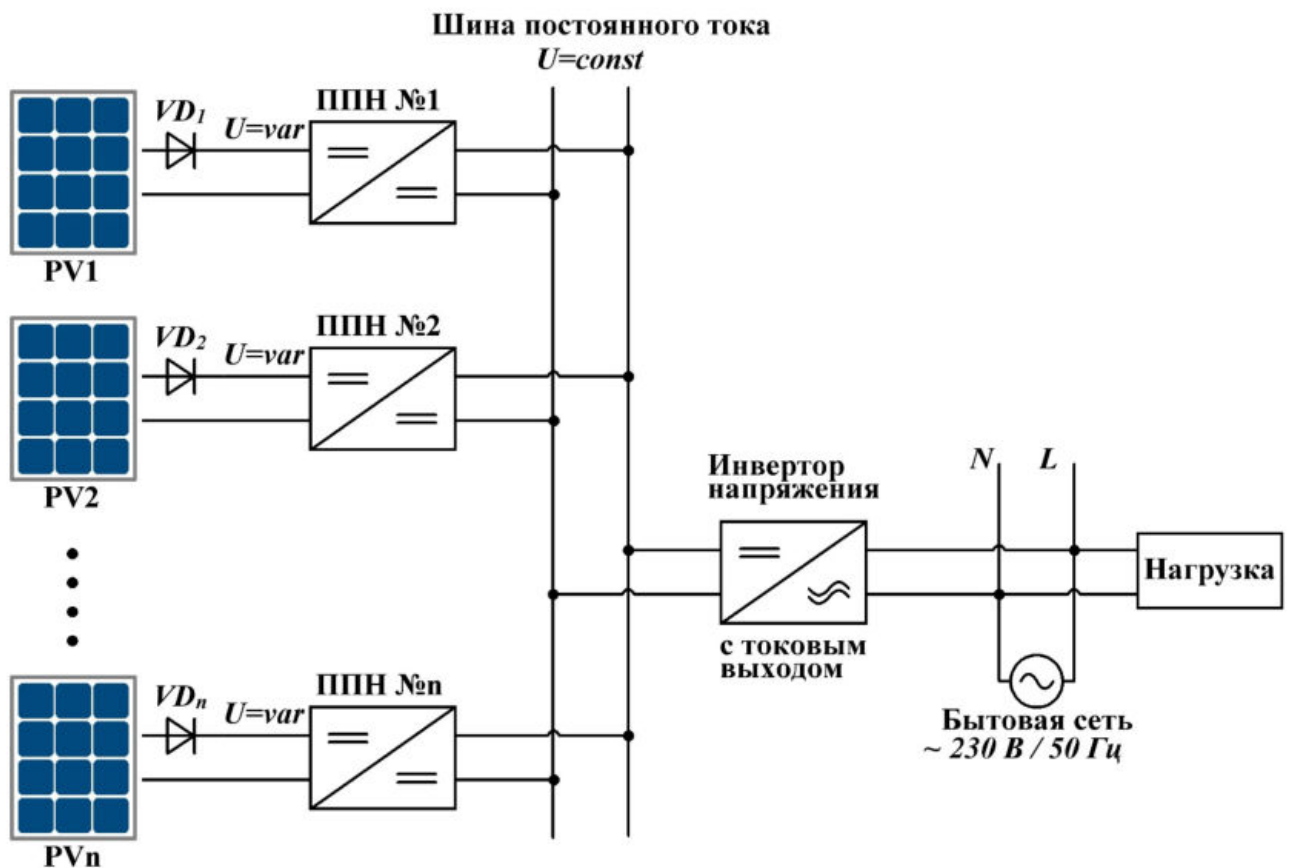


Рисунок 1.1 – модульный способ включения ФП

Обычно мощность одного ППН не превышает 500 Вт, а выходное напряжение на клеммах одной ФП варьируется в диапазоне от 30 В до 150 В. Такая конфигурация обеспечивает широкие возможности для выбора схемотехнических решений ППН [23-25]. Основным достоинством такой схемы включения является автоматическое преодоление проблемы локального максимума. Кроме того, данная схема имеет высокую надёжность, в случае выхода из строя одного из ППН вся система продолжит работу с меньшей мощностью. В результате обеспечивается оптимальная масштабируемость мощности для широкого спектра потребителей и повышенная ремонтпригодность благодаря применению унифицированных модулей. Главным недостатком модульной структуры является цена на ватт мощности по сравнению с другими схемами включения, а также сложность организации системы управления группой ППН, работающих на единую нагрузку. Важно отметить, что для исключения возможности неконтролируемого перетока энергии между ячейками, а также в направлении от инвертора при таком соединении необходима установка блокирующего диода последовательно с выходом ФП.

Последовательное (или же string) соединение представлено на рисунке 1.2. Количество ФП в составе СБ может изменяться, вследствие чего результирующее напряжение СБ изменяется в широком диапазоне, поэтому инвертор может быть построен как за счёт одного каскада инвертора, так и по многокаскадной схеме, включающей в свой состав также и ППН [26-29].

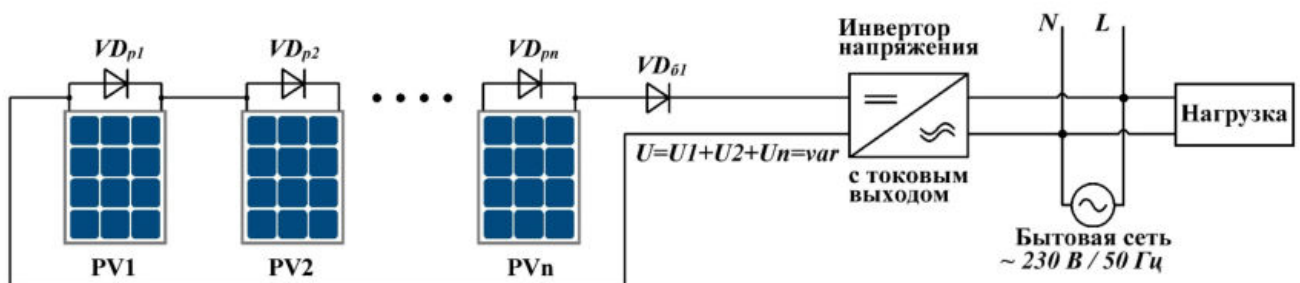


Рисунок 1.2 – последовательный способ включения ФП

При последовательной сборке ФП существует риск выхода из строя всей сборки, если выйдет из строя или попадёт в зону недостаточной освещённости хотя

бы одна панель. Поэтому при последовательной сборке устанавливают шунтирующий (или же bypass diode) диод, как показано на рисунке 1.3. Это позволит продолжить работу на пониженном напряжении всей сборки.

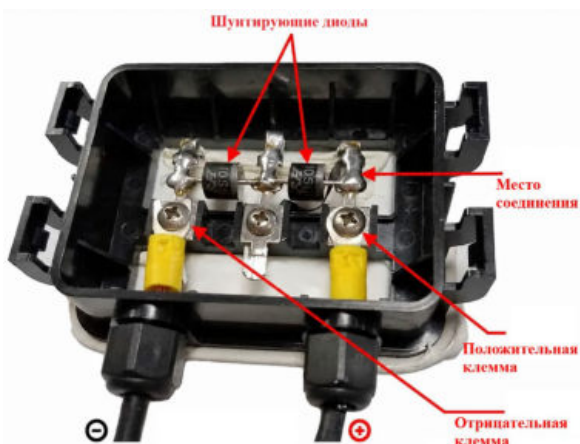


Рисунок 1.3 – включение шунтирующего диода в последовательную сборку ФП

Последовательно-параллельное соединение, или же «central», представленное на рисунке 1.4, используется в наиболее мощных генерирующих станциях [29-33].

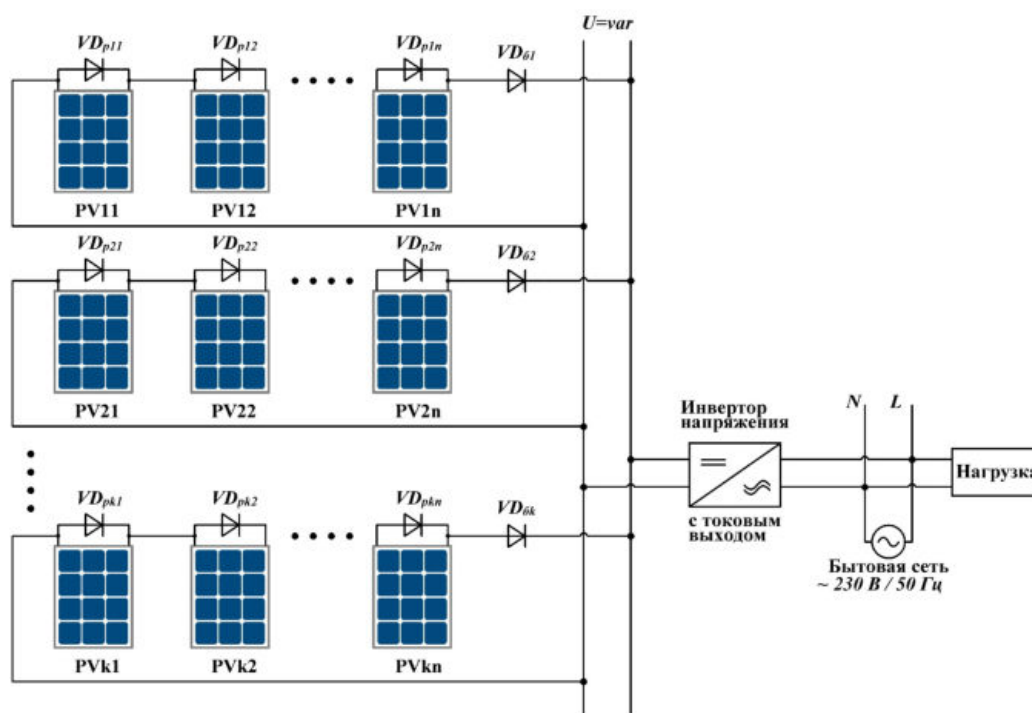


Рисунок 1.4 – центральный способ включения ФП

В случае такого соединения необходимо наличие блокирующих диодов, которые в совокупности с шунтирующими диодами предотвратят протекание обратных токов в последовательную сборку, в случае различного напряжения на

самих ФП. Такое подключение, как и последовательное, открывает широкий выбор комбинаций силовых каскадов, однако, учитывая всегда высокий уровень напряжения и выходной мощности, при таком подключении используются преимущественно трёхфазные инверторы напряжения.

Описанные выше схемы включения являются базовыми, но существует ряд публикаций, показывающий, что возможны и их комбинации, однако в данной диссертации они рассматриваться не будут [34-35]. Если учесть, что для частных домохозяйств характерно использование однофазной сети, а также экономические характеристики исходного устройства, следует наиболее целесообразным использование последовательной сборки ФП.

1.2. Обзор возможных решений для организации питания бытовой сети от СБ

Выбрав за отправную точку сборку из последовательно соединённых ФП, будем в дальнейшем называть её солнечной батареей (СБ). Наиболее благоприятным является случай, когда напряжение СБ благодаря выбранной конфигурации сборки и алгоритму управления не опускается ниже 400 В. В таком случае, наиболее целесообразно будет использовать топологию, состоящую только из одного инвертора, питающегося непосредственно от нестабилизированного выходного напряжения солнечной батареи, которое меняется в широком диапазоне. Пример такой однокаскадной структуры приведён на рисунке 1.5.

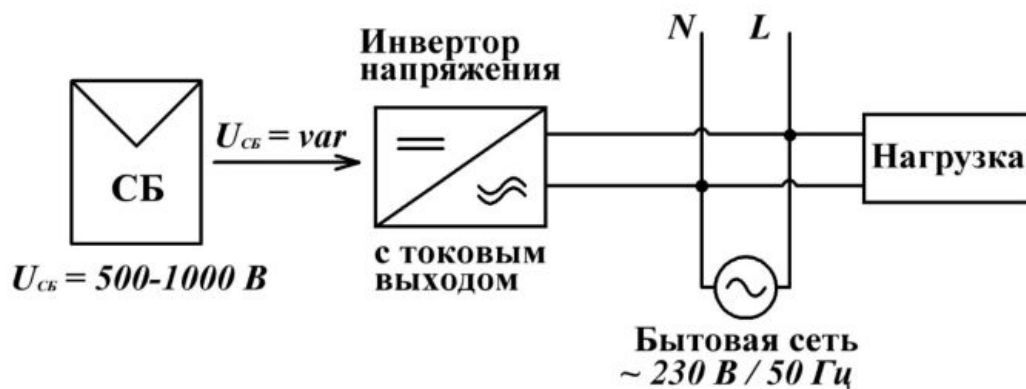


Рисунок 1.5 – Однокаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Структура с низкочастотным (НЧ) трансформатором, согласующим уровни напряжения на входе инвертора и в сети, показана на рисунке 1.6.

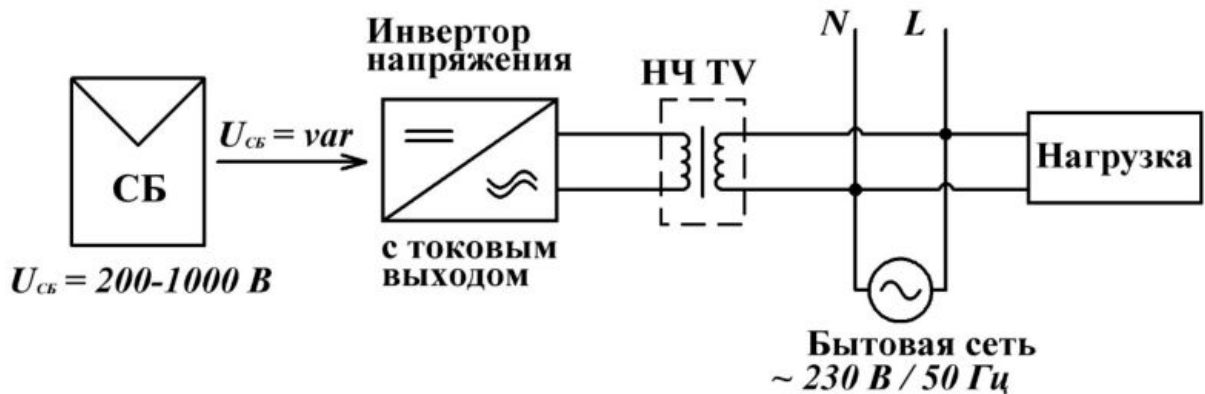


Рисунок 1.6 – Однокаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи с низкочастотным трансформатором

Недостатком такой структуры является наличие низкочастотного трансформатора, что приводит к ухудшению массогабаритных параметров всего устройства. Кроме того, подобная структура обуславливает необходимость исключения постоянной составляющей инвертора для предотвращения насыщения сердечника.

Двухкаскадная структура, в которой инвертор питается от выходного напряжения, стабилизированного ППН, изображена на рисунке 1.7.

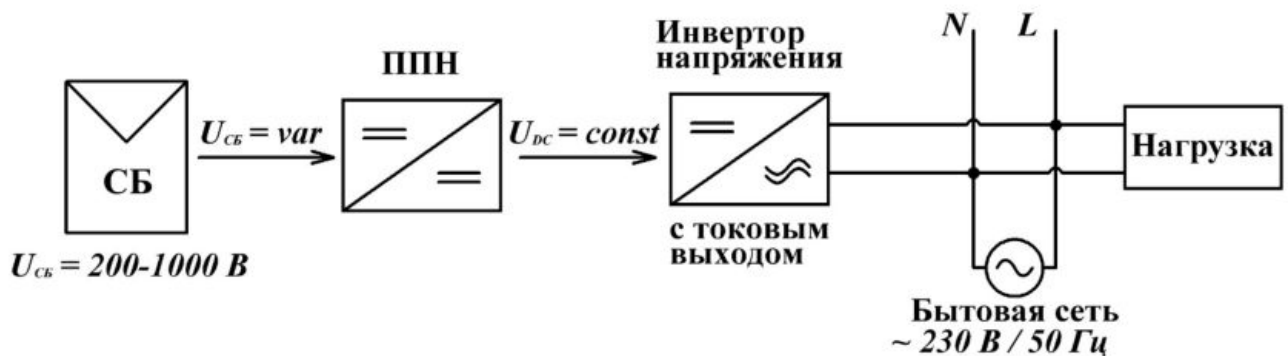


Рисунок 1.7 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

В том случае, когда нижняя граница напряжения СБ существенно меньше амплитудного напряжения сети, наиболее целесообразным является использование двухкаскадной структуры. При этом инвертор работает от стабилизированного

выходного напряжения ППН, передавая в бытовую сеть ток, синфазный с сетевым напряжением. ППН обеспечивает стабилизацию входного напряжения инвертора на уровне, превышающем амплитуду сетевого напряжения, например 360-400 В.

Независимо от схемотехнической структуры преобразователя его входная цепь должна содержать конденсатор, устанавливаемый, как правило, на входе ППН. Входная ёмкость формирует контур для протекания высокочастотных рекуперативных токов, исключая их замыкание через протяжённые соединительные проводники солнечной батареи. Благодаря этому ограничиваются коммутационные перенапряжения, возникающие вследствие взаимодействия быстроизменяющегося тока с неизбежной паразитной индуктивностью подводящих проводов. Кроме того, входной конденсатор уменьшает пульсации напряжения СБ и ослабляет влияние переходных процессов преобразователя на источник энергии, повышая надёжность и электромагнитную совместимость системы.

1.3. Обзор двухкаскадных структур преобразователя электроэнергии солнечной батареи

В свою очередь, при использовании двух каскадов открывается широкий выбор структур, по которым можно построить силовую часть подобного преобразователя [34, 36]. Первой структурой, изображённой на рисунке 1.8, является структура с однополярным выходным напряжением ППН, а также независимой нейтралью, что делает возможным установку НЧ трансформатора на её выходе. Отрицательная клемма СБ, в свою очередь, объединена с нулевым потенциалом обоих преобразователей. Стоит отметить, что ППН с однополярным выходом больше располагают к использованию схемы мостового типа в силу того, что нет необходимости в создании искусственной средней точки за счёт конденсаторного делителя при использовании полумостовых схем.

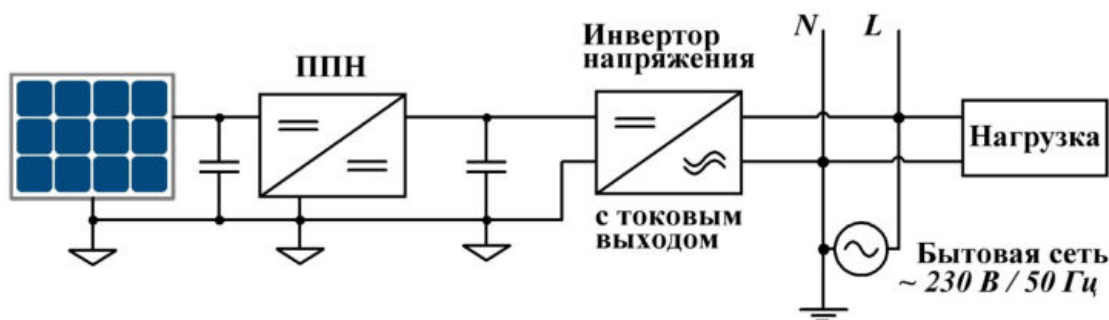


Рисунок 1.8 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Основным недостатком использования подобной структуры является то, что нейтраль сети непосредственно соединена с отрицательной клеммой через полупроводниковый прибор.

Ещё одним вариантом структуры с однополярным выходным напряжением является структура, изображённая на рисунке 1.9.

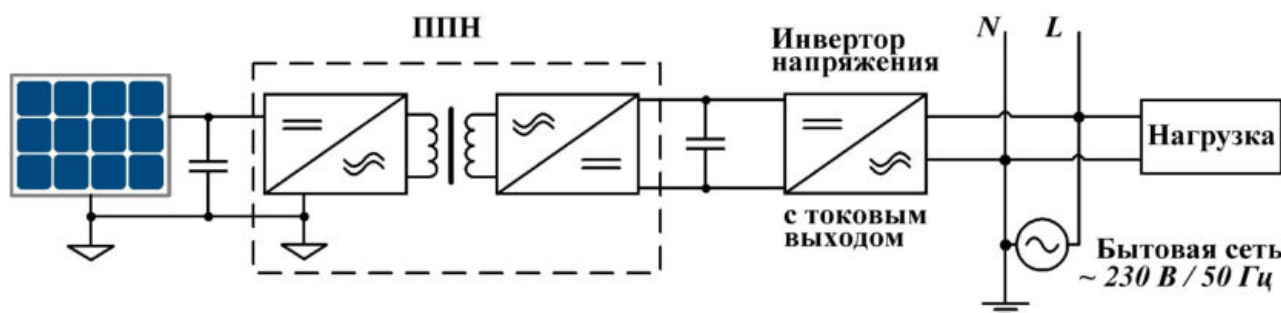


Рисунок 1.9 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

В этой структуре гальваническая развязка обеспечивается высокочастотным трансформатором в составе изолированного ППН, который может быть выполнен по одной из многих известных схем [35]. Достоинством такой структуры является обеспечение гальванической развязки за счёт высокочастотного трансформатора, что положительно сказывается на массогабаритных показателях устройства. Однако наличие трансформатора в составе такой структуры неизменно будет связано с жёсткой привязкой к коэффициенту трансформации в регулировочной характеристике, что не позволит работать в широком диапазоне входных напряжений солнечной батареи.

Структура, приведённая на рисунке 1.10, имеет в своём составе ППН с двухполярным выходным напряжением, что делает возможным использование инверторов с заземлённой нейтралью, или же NPC (Neutral Point Clamped), использование которых позволяет избавиться от неизбежно возникающих токов утечки солнечной батареи. Нейтраль сети в данной структуре соединена с отрицательной клеммой СБ, что также позитивно сказывается на электробезопасности. Однако использование данной структуры накладывает ограничение на выбор ППН, входная отрицательная клемма которых должна быть соединена с выходной средней точкой [37].

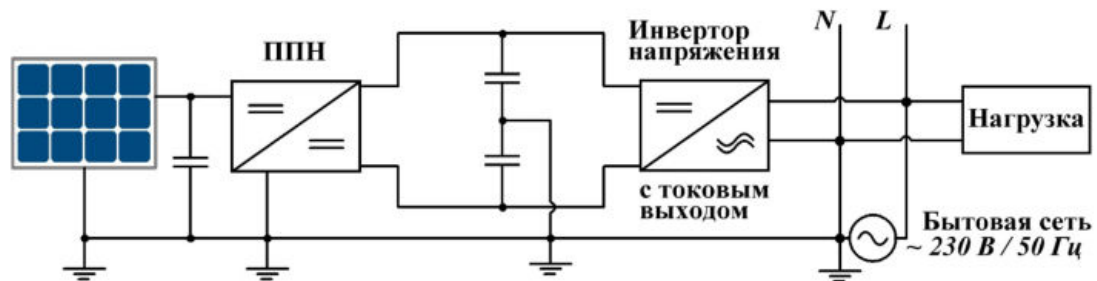


Рисунок 1.10 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Ещё один класс структур, также с двухполярным выходным напряжением ППН, представлен на рисунке 1.11. Данная структура обладает искусственной средней точкой на входе за счёт конденсаторного делителя, что позволяет расширить выбор топологий ППН и за счёт алгоритмов управления улучшить работу на несимметричную нагрузку. Однако, наличие конденсаторного делителя снижает энергетические показатели топологий таких ППН. Инвертор в данной топологии также будет строиться по схеме с заземлённой нейтралью.

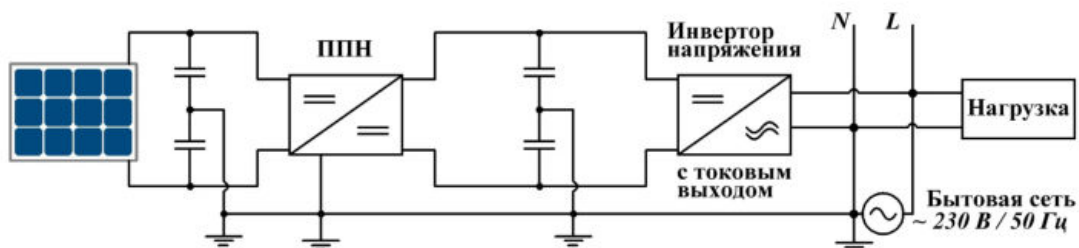


Рисунок 1.11 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Следующая структура, представленная на рисунке 1.12, также имеет возможность работы на несимметричную нагрузку за счёт специализированных алгоритмов управления. При этом солнечная батарея подключается независимо от нейтрали сети. Подобная компоновка позволит оперировать большим значением напряжения на входе, чем в случае системы с конденсаторным делителем, что позволит снизить уровень потерь в текущей конфигурации.

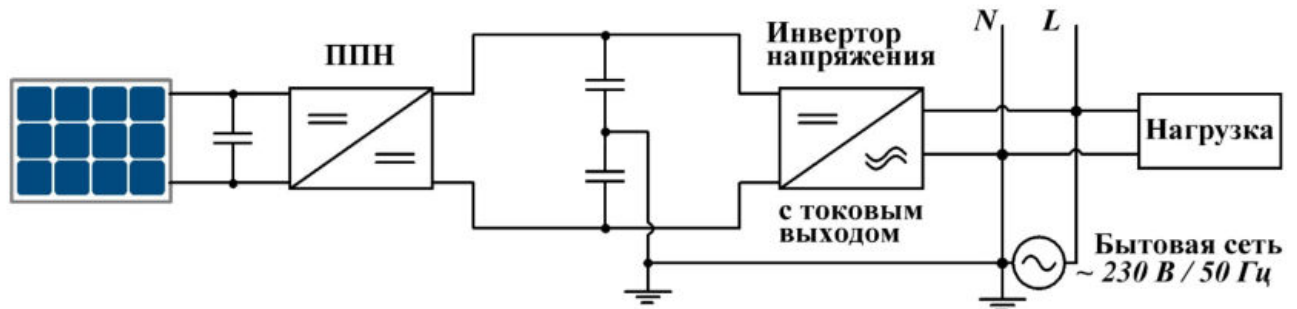


Рисунок 1.12 – Двухкаскадная структура преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Результат сравнения двухкаскадных структур представлен в таблице 1.1, можно отметить, что при использовании инвертора с заземлённой нейтралью для защиты от токов утечки целесообразно применять схему с двухполярным выходом ППН.

Таблица 1.1 – Сравнение двухкаскадных структур преобразователя электроэнергии СБ, работающего на бытовую сеть

№	Включение нейтрали	Гальваническая развязка	Защита от токов утечки
1	Независимое	Нет (НЧ опция)	Гальваническая развязка (опция)
2	Независимое	ВЧ	Гальваническая развязка
3	Минус СБ	Нет	Заземлённая нейтраль инвертора
4	Средняя точка	Нет	Заземлённая нейтраль инвертора
5	Независимое	Нет	Заземлённая нейтраль инвертора

При проектировании преобразователя электроэнергии солнечной батареи необходимо учитывать, что питающая сеть не является идеальным источником напряжения. Кабельные линии, распределительные трансформаторы,

подключённые нагрузки и помехоподавляющие фильтры образуют систему с распределёнными параметрами и несколькими резонансными частотами. Взаимодействие этих параметров с выходным фильтром и контуром регулирования тока инвертора может приводить к увеличению гармонических составляющих сетевого тока и снижению запаса устойчивости. Поэтому при выборе структуры преобразователя необходимо предусматривать фильтрацию измеряемого сетевого напряжения, ограничение полосы пропускания контуров управления и проверку устойчивости при изменении эквивалентного сопротивления и индуктивности сети. Соответствующие способы синхронизации и обеспечения устойчивой совместной работы инвертора с сетью рассматриваются в главах 5 и 6.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

1. Рассмотрены возможные варианты систем преобразователей электроэнергии СБ для передачи её в бытовую сеть.
2. Рассмотрены различные способы включения ФП в сборки и отмечены достоинства и недостатки этих способов.
3. Отмечено, что блокирующие диоды ограничивают обратные токи между параллельными ветвями, а шунтирующие диоды обеспечивают обход затенённых или отключённых участков последовательной цепи. При комбинированном соединении могут применяться оба типа диодов.
4. Приведён сопоставительный анализ достоинств и недостатков однокаскадных и двухкаскадных преобразователей электроэнергии СБ.
5. Отмечено, что входная цепь преобразователя электроэнергии СБ независимо от его структуры должна начинаться с входной ёмкости для обеспечения протекания рекуперативных токов и предотвращения опасных перенапряжений, обусловленных неизбежной паразитной индуктивностью.
6. Представлена авторская классификация возможных структур построения ПЭ СБ.
7. Даны рекомендации для целесообразной области применения различных структур в зависимости от конкретных технических требований.
8. Отмечено, что при проектировании подобных устройств, работающих на сеть принципиально необходимо учитывать, что сеть представляет собой длинную линию с распределёнными параметрами и для обеспечения устойчивой работы таких ПЭ необходимо принятие мер.

ГЛАВА 2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ППН ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СБ

Исходя из особенностей структур, представленных в предыдущей главе, можно сформулировать требования, предъявляемые к ППН:

- работа с широким диапазоном входных напряжений;
- номинальная мощность ППН 3,5кВт;
- формирование двухполярного выходного напряжения для работы с инверторами с заземлённой нейтралью;
- наличие входного конденсатора или конденсаторного делителя;
- высокий коэффициент полезного действия;
- обеспечение гальванической развязки не обязательно.

2.1. Классификация силовых каскадов ППН для преобразователя электроэнергии СБ

Важно отметить, что существует огромное множество силовых каскадов ППН, однако для решения поставленной задачи наиболее подходящей является группа ППН с двухполярным выходным напряжением, что подтверждается рядом публикаций [37-41]. При изучении технической литературы была выявлена недостаточная глубина исследований в данной теме, поэтому некоторые из приведённых далее в этой главе силовых каскадов с двухполярным выходным напряжением являются авторскими. Кроме того, для удобства сопоставления рассматриваемых схем было принято решение составить авторскую классификацию, представленную на рисунке 2.1. Варианты, рассматриваемые далее в работе, отмечены на классификации зелёным. Поскольку как было обозначено ранее, гальваническая развязка в данных схемах – не является обязательной, а наличие силового трансформатора неизбежно несёт дополнительные трудности при проектировании силовой схемы, в данном случае рассматриваем ППН без гальванической развязки.

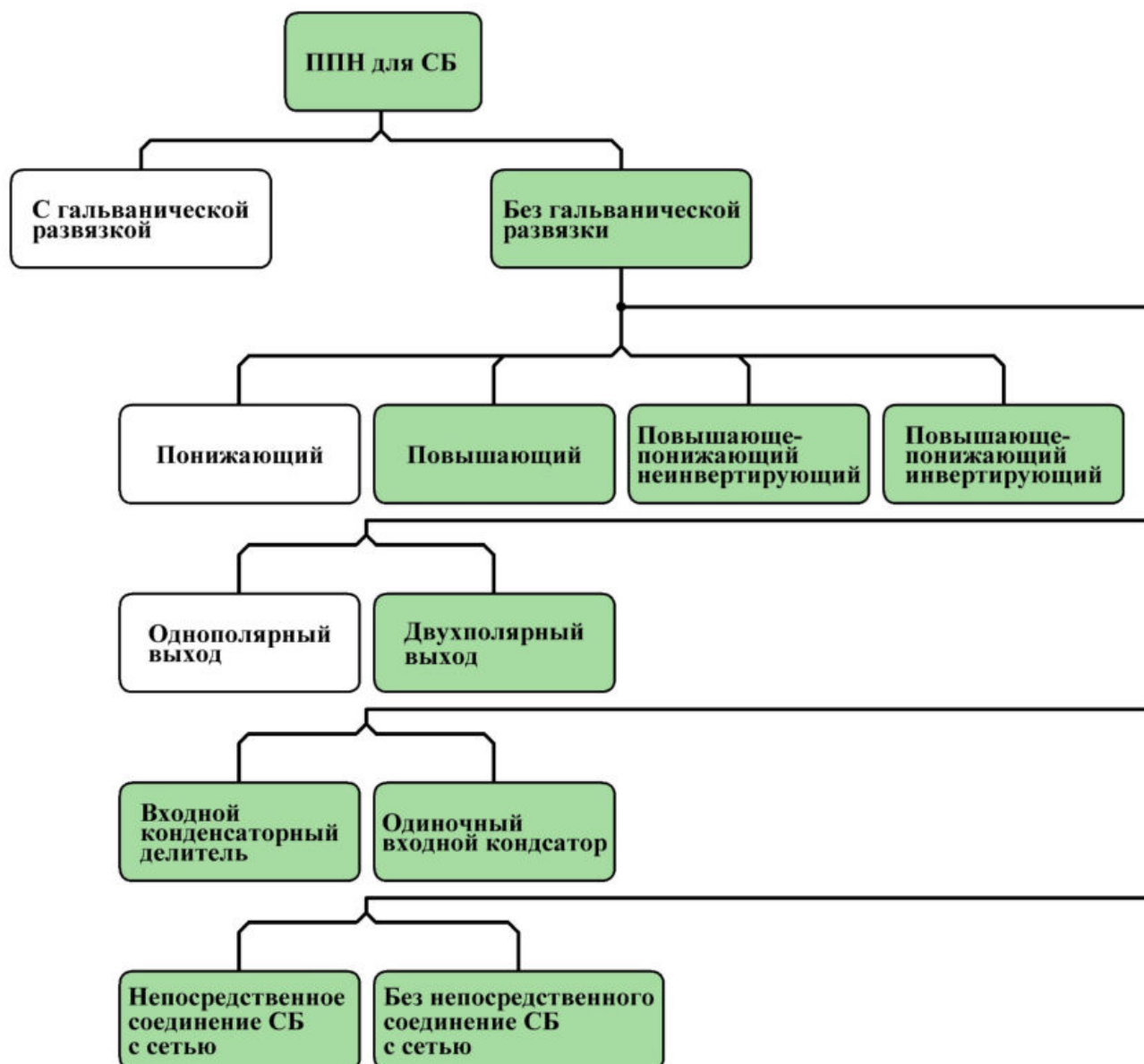


Рисунок 2.1 – Классификация ППН в структуре преобразователя электроэнергии солнечной батареи

Помимо этого, привычным разделением ППН является разделение на четыре базовые схемы, представленные на рисунке 2.2, а их регулировочные характеристики представлены в таблице 2.1 [42-47]. Так как случаев, когда напряжение СБ было бы больше, чем напряжение, необходимое для функционирования инвертора заметно меньше, то использование чисто понижающей схемы видится также нецелесообразным. Формирование двухполярного выходного напряжения ППН обосновано упрощением использования схемы инвертора, питающегося от выходного напряжения ППН.

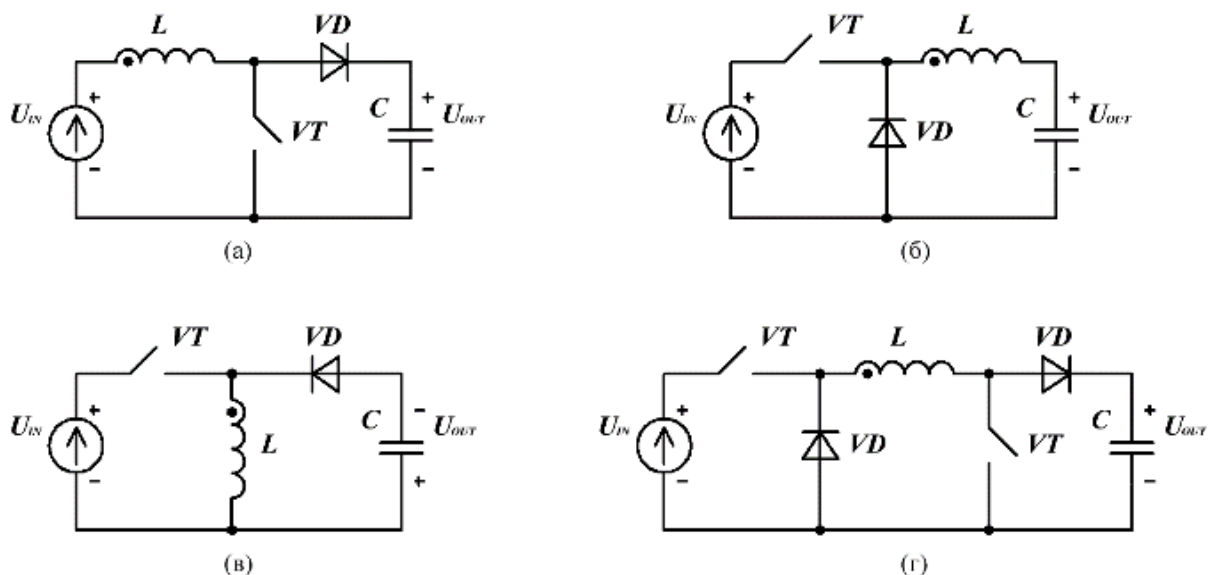


Рисунок 2.2 – Схемы базовых ППН

Таблица 2.1 – Базовые топологии ППН и их регулировочные характеристики

Топология	Регулировочная характеристика
Повышающая на Рис. 2.2 (а)	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}, \quad (2.1)$
Понижающая на Рис. 2.2 (б)	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \gamma, \quad (2.2)$
Повышающе-понижающая инвертирующая на Рис. 2.2 (в)	$U_{OUT} = -U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.3)$
Повышающе-понижающая неинвертирующая на Рис. 2.2 (г)	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.4)$

где U_{OUT} – выходное напряжение ППН, В; U_{IN} – входное напряжение ППН, В; γ – коэффициент заполнения, являющийся отношением времени импульса t_i к периоду коммутации T_c : $\gamma = \frac{t_i}{T_c}$.

Следующие два пункта классификации рассматривают непосредственное включение СБ в систему преобразователя. Благодаря использованию входного конденсаторного делителя возможно получение ряда уникальных схем ППН, в которых средняя точка входного делителя служит дополнительным потенциальным узлом и участвует в формировании и симметрировании напряжений двухполярного выхода. Применение одиночного входного

конденсатора упрощает структуру входной цепи и исключает необходимость поддержания баланса напряжений входного делителя. Непосредственное соединение позволяет зафиксировать синфазный потенциал СБ относительно сети и тем самым уменьшить высокочастотное напряжение на её паразитной ёмкости относительно земли и обусловленный им ток утечки.

При дальнейшем анализе и синтезе силовых схем в данной главе введём некоторые допущения и замечания:

- Выходное двухполярное напряжение формируется как: $U_{OUT} = U_{OUT+} + |U_{OUT-}|$, при этом $U_{OUT+} = |U_{OUT-}| = \frac{U_{OUT}}{2}$.
- Режим работы преобразователя установившийся.
- Пульсации выходного напряжения пренебрежимо малы по сравнению с выходным напряжением: $\Delta U_{OUT} \ll U_{OUT}$.
- Дроссель линейный, элементы идеальны.
- Нагрузка симметричная: $R_{H1} = R_{H2}$.
- Работа преобразователя рассматривается в режиме непрерывных токов дросселя.

2.2. Силовые каскады ППН с непосредственным соединением СБ с сетью

В рассматриваемых силовых каскадах отрицательный вывод СБ соединён со средней точкой двухполярного выхода ППН, которая при совместной работе с инвертором связана с нейтралью сети. Такое построение обеспечивает фиксацию потенциала СБ относительно земли и существенно ограничивает высокочастотное изменение синфазного напряжения, вызванного паразитными ёмкостями СБ. Вследствие этого уменьшаются токи утечки, а поэтому данные топологии являются наиболее предпочтительными с точки зрения ограничения токов утечки в ПЭ СБ.

2.2.1. Одноключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем

Первой из предложенных силовых схем с двухполярным выходным напряжением является одноключевая схема с двухобмоточным дросселем L ,

представленная на рисунке 2.3 [48]. Число витков его обмоток равны между собой $W_1 = W_2$. Накопление энергии в дросселе происходит на этапе импульса, а передача в нагрузку на этапе паузы.

Во время импульса СТК VT_1 открыт, а диоды VD_1 и VD_2 заперты. При этом происходит накопление энергии в сердечнике дросселя, а ток дросселя замыкается по контуру:

$U_{IN}^+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L(W_1) \rightarrow U_{IN}^-$. На этом интервале нагрузка получает электроэнергию от заряженных конденсаторов C_2 и C_3 .

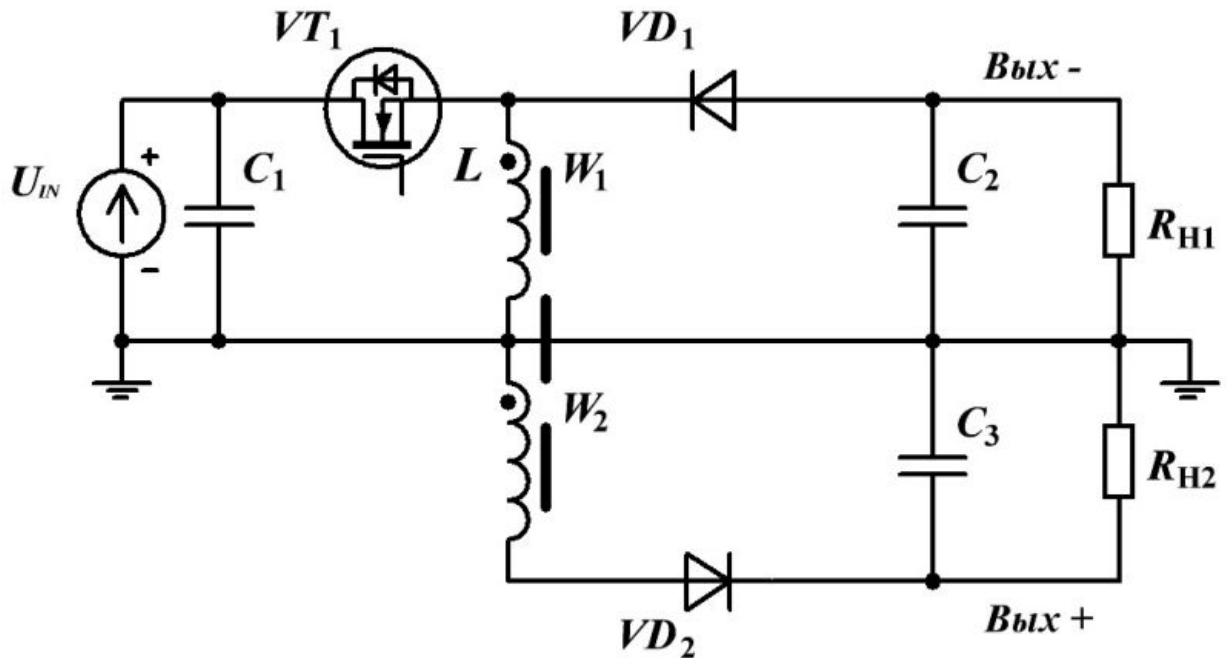


Рисунок 2.3 – Одноключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем

Во время паузы происходит передача энергии от индуктивностей $L(W_1)$ и $L(W_2)$ к конденсаторам C_2 и C_3 и частично в нагрузку. Токи замыкаются по контурам:

$L(W_1)^+ \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow VD_1 \rightarrow L(W_1)^-$ для отрицательного выходного напряжения U_{OUT-} ;

$L(W_2)^+ \rightarrow VD_2 \rightarrow (C_3 \parallel R_{H2}) \rightarrow L(W_2)^-$ для положительного выходного напряжения U_{OUT+} соответственно.

На основе анализа принципа функционирования схемы можно выделить её преимущества и недостатки. Ключевым достоинством данной схемы является применение единственного СТК, что обуславливает использование только одного драйвера. Кроме того, схема исключает проблему возникновения сквозных токов. Благодаря свойствам последовательного соединения индуктивностей и применению методов анализа контурных токов на этапах импульса и паузы была определена регулировочная характеристика схемы, представленная в выражении (2.5).

$$U_{OUT} = 2U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.5)$$

Исходя из регулировочной характеристики следует ещё одно достоинство рассматриваемой топологии, а именно удвоенное входное напряжение, используемое в регулировочной характеристике.

К недостаткам одноключевого преобразователя с двухобмоточным дросселем следует отнести менее технологичный двухобмоточный дроссель. Напряжение, прикладываемое к СТК и диодам равно сумме выходного напряжения и напряжения питания. Уровни напряжений, прикладываемых к полупроводниковым приборам в данной схеме, приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Характеристики полупроводниковых приборов схемы 2.2.1

Полупроводниковый прибор	Прикладываемое напряжение
VT_1	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$
VD_1	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$
VD_2	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$

Необходимо применение драйвера для управления СТК верхнего уровня. Помимо этого, данный каскад может работать симметрично только при симметричной нагрузке.

2.2.2. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем

Второй схемой, принцип работы которой подробно изложен в [49], является схема, изображенная на рисунке 2.4.

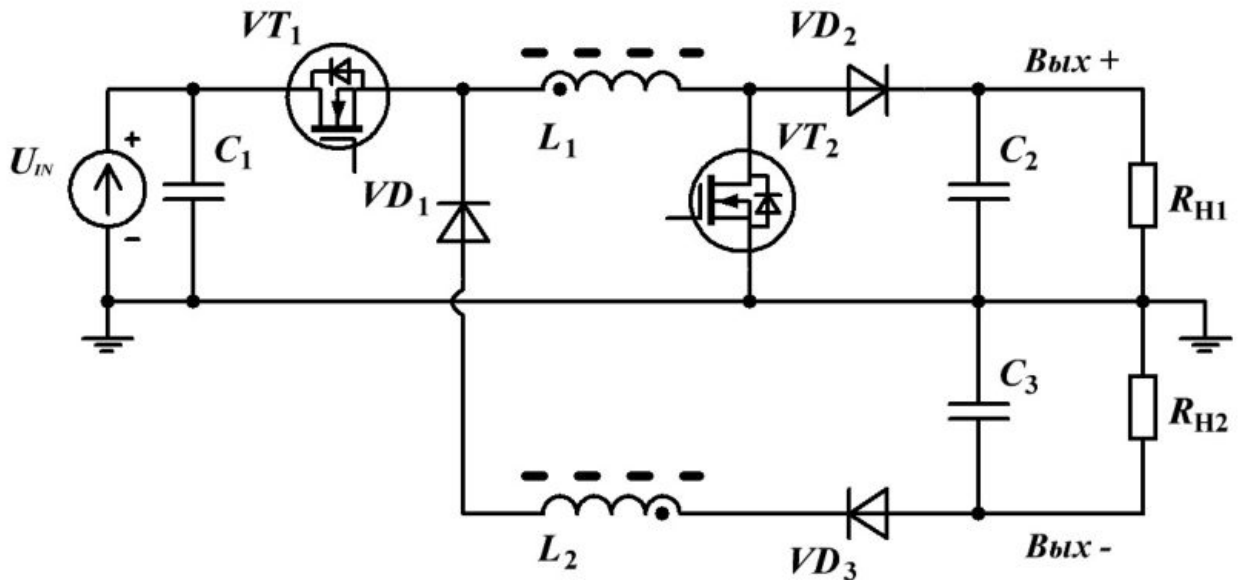


Рисунок 2.4 – Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухобмоточным дросселем

Она является логичным развитием предыдущей схемы, с целью снижения уровня напряжения на полупроводниковых приборах за счёт добавления одного СТК и одного диода, при этом двухобмоточный дроссель с равным количеством витков сохраняется. Принцип её регулирования заключается в одновременном открытии СТК VT_1 и VT_2 , этот интервал соответствует интервалу импульса, в это время происходит накопление энергии в сердечнике дросселя L_1 . Интервалу, когда СТК находятся в запертом состоянии, соответствует интервал паузы, при котором происходит передача энергии от обеих обмоток дросселя к конденсаторному делителю и в нагрузку.

Во время импульса СТК VT_1 и VT_2 находятся в проводящем состоянии, а диоды VD_1 , VD_2 и VD_3 в непроводящем. При этом происходит накопление энергии в сердечнике дросселя L_1 , а ток дросселя замыкается по контуру:

$U_{IN}^+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow U_{IN}^-$. На этом интервале нагрузка получает электроэнергию от заряженных конденсаторов C_2 и C_3 .

Во время паузы происходит передача энергии от индуктивностей L_1 и L_2 к ёмкостям C_2 и C_3 и частично в нагрузку. Ток при этом замыкается по общему контуру:

$L_1^+ \rightarrow VD_2 \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow (C_3 \parallel R_{H2}) \rightarrow VD_3 \rightarrow L_2 \rightarrow VD_1 \rightarrow L_1^-$, передавая энергию к обоим выходным напряжениям одновременно. Исходя из принципа работы схемы получена регулировочная характеристика.

$$U_{OUT} = 2U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.6)$$

Исходя из регулировочной характеристики следует ещё одно достоинство рассматриваемой топологии, а именно удвоенное входное напряжение, используемое в регулировочной характеристике.

К недостаткам двухключевого преобразователя с двухобмоточным дросселем следует отнести менее технологичный двухобмоточный дроссель. Напряжение, прикладываемое к СТК VT_1 и диоду VD_3 равно сумме выходного напряжения и напряжения питания. Уровни напряжений, прикладываемых к полупроводниковым приборам в данной схеме, приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Характеристики полупроводниковых приборов схемы 2.2.2

Полупроводниковый прибор	Прикладываемое напряжение
VT_1	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$
VT_2	$\frac{U_{OUT}}{2}$
VD_1	U_{IN}
VD_2	$\frac{U_{OUT}}{2}$
VD_3	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$

В данном каскаде СТК VT_2 имеет управление относительно нулевого вывода, следовательно для него нет необходимости применять драйвер верхнего уровня, однако такая необходимость сохраняется для VT_1 . Кроме того, данный каскад также не может работать симметрично при несимметричной нагрузке.

2.2.3. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с однообмоточным дросселем

Следующая предлагаемая схема – преобразователь с классическим однообмоточным дросселем и двумя СТК. Схема представлена на рисунке 2.5, принцип её регулирования заключается в одновременном открытии СТК VT_1 и VT_2 .

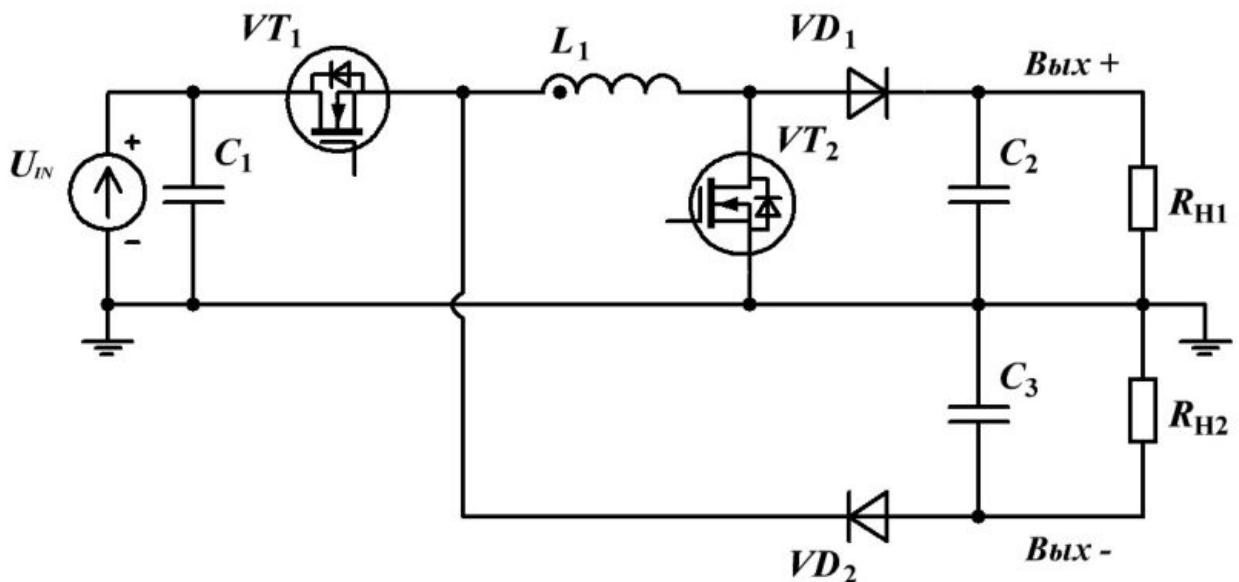


Рисунок 2.5 – Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с однообмоточным дросселем

В таком случае, на интервале импульса также будет происходить накопление энергии в дросселе, а на интервале паузы передача энергии в нагрузку.

Во время импульса СТК VT_1 и VT_2 открыты, а диоды VD_1 и VD_2 заперты. При этом происходит накопление энергии в сердечнике дросселя, а ток дросселя замыкается по контуру:

$U_{IN}^+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow U_{IN}^-$. На этом интервале нагрузка получает электроэнергию от заряженных конденсаторов C_2 и C_3 .

Во время паузы происходит передача энергии от индуктивности L_1 к ёмкостям C_2 и C_3 и частично в нагрузку. Ток при этом замыкается по общему контуру:

$L_1^+ \rightarrow VD_1 \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow (C_3 \parallel R_{H2}) \rightarrow VD_2 \rightarrow L_1^-$. Исходя из принципа работы схемы получена регулировочная характеристика.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.7)$$

В данном случае регулировочная характеристика является такой же, как в базовой схеме неинвертирующего повышающе-понижающего преобразователя. При этом в данной схеме присутствует высоковольтная пара транзистор диод VT_1 и VD_2 , к которой прикладывается сумма входного и выходного напряжений, а также низковольтная пара VT_2 и VD_1 , к которой прикладывается только выходное напряжение, уровни напряжений, представлены в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Характеристики полупроводниковых приборов схемы 2.2.3

Полупроводниковый прибор	Прикладываемое напряжение
VT_1	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$
VT_2	$\frac{U_{OUT}}{2}$
VD_1	$\frac{U_{OUT}}{2}$
VD_2	$U_{IN} + \frac{U_{OUT}}{2}$

В отличие от предыдущих схем в данном случае используется дроссель стандартной конструкции, но при этом два СТК, а значит и два драйвера, один из которых верхнего уровня.

2.3. Силовые каскады ППН с входным конденсаторным делителем

В рассматриваемых силовых каскадах вход организован за счёт двух последовательно соединённых конденсаторов, подключённых между выводами

СБ. Средняя точка получившегося конденсаторного делителя образует дополнительный потенциальный узел силовой цепи, позволяющий организовать отдельные каналы преобразования энергии для положительного и отрицательного выходных напряжений. При раздельном управлении этими каналами становится возможным независимое регулирование напряжения каждой шины и поддержание заданных выходных напряжений при различающихся токах нагрузки положительного и отрицательного выходов. Благодаря этому такие ППН способны работать как на симметричную, так и на несимметричную нагрузку. С точки зрения анализа силовых структур в данной главе будет рассматриваться одновременное управление СТК.

2.3.1. Повышающий преобразователь с входным конденсаторным делителем

Данная схема, представленная на рисунке 2.6, выполнена на основе классического повышающего преобразователя.

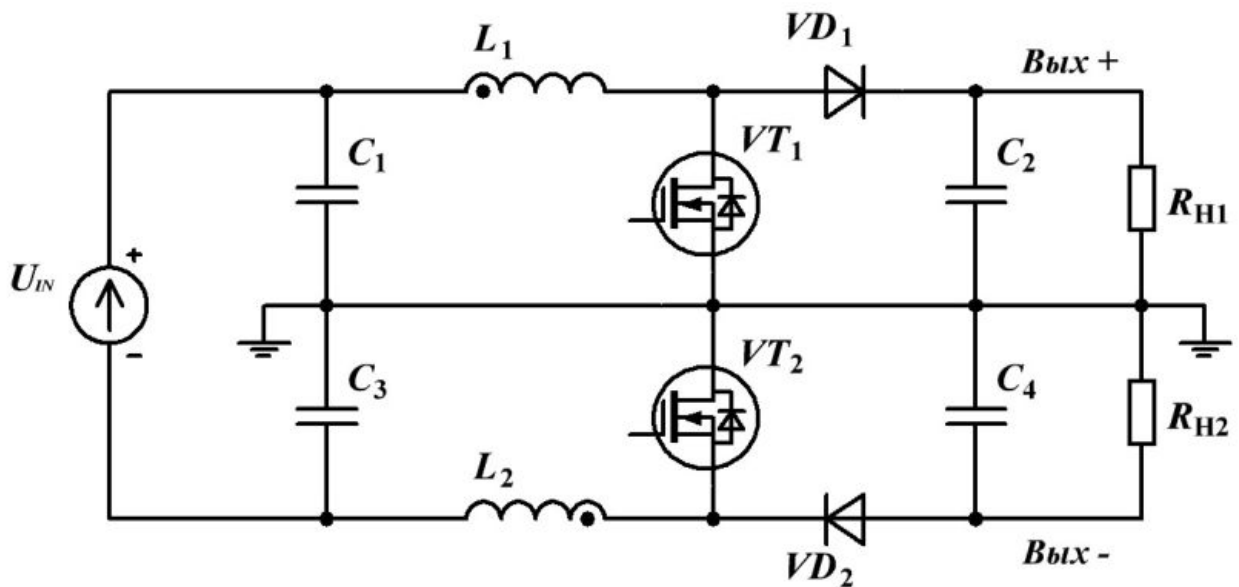


Рисунок 2.6 – Повышающий преобразователь с входным конденсаторным делителем

Для данной схемы важно отметить, что входное напряжение делится пополам за счёт входного конденсаторного делителя и поэтому возможны режимы работы, при которых СТК VT_1 и VT_2 открываются как синхронно, так и несинхронно. При

этом подчинение регулировочной характеристике повышающего преобразователя остаётся неизменным. На этапе импульса происходит накопление энергии в сердечниках дросселей L_1 и L_2 , а на этапе паузы передача энергии в нагрузку.

Для первичной оценки силовой структуры ограничимся рассмотрением синхронного режима работы, при котором во время импульса открыты СТК VT_1 и VT_2 , а энергия накапливается в сердечниках дросселей L_1 и L_2 , при этом диоды VD_1 и VD_2 находятся в непроводящем состоянии. На этапе импульса контуры протекания тока выглядят следующим образом:

$C_1^+ \rightarrow L_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow C_1^-$ для положительного канала;

$C_3^+ \rightarrow VT_2 \rightarrow L_2 \rightarrow C_3^-$ для отрицательного канала.

На этапе паузы энергия передаётся от входного конденсаторного делителя и дросселей к выходным конденсаторам и частично в нагрузку. Контуры при этом выглядят следующим образом:

$C_1^+ \rightarrow L_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow C_1^-$ для положительного канала;

$C_3^+ \rightarrow (C_4 \parallel R_{H2}) \rightarrow L_2 \rightarrow VD_2 \rightarrow C_3^-$ для отрицательного канала.

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающего типа преобразователя.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}, \quad (2.8)$$

Уровень напряжения, прикладываемого к полупроводникам, представлен в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Характеристики полупроводниковых компонентов схемы 2.3.1

Полупроводниковый компонент	Прикладываемое напряжение
$VT_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$
$VD_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$

Это позволяет применять в данной схеме исключительно низковольтные полупроводниковые приборы. К недостаткам можно отнести то, что схема функционирует только в повышающем режиме, что ограничивает её использование при широком диапазоне входных напряжений источника питания. СТК VT_1 управляется относительно нулевого потенциала, а VT_2 относительно плавающего потенциала, поэтому ему необходим драйвер верхнего уровня.

2.3.2. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК

Авторская повышающе-понижающая топология, в составе которой применяются исключительно низковольтные СТК и диоды, представлена на рисунке 2.7. Данная структура синтезирована на основе базовой топологии неинвертирующего повышающе-понижающего ППН и также описана в патенте [50].

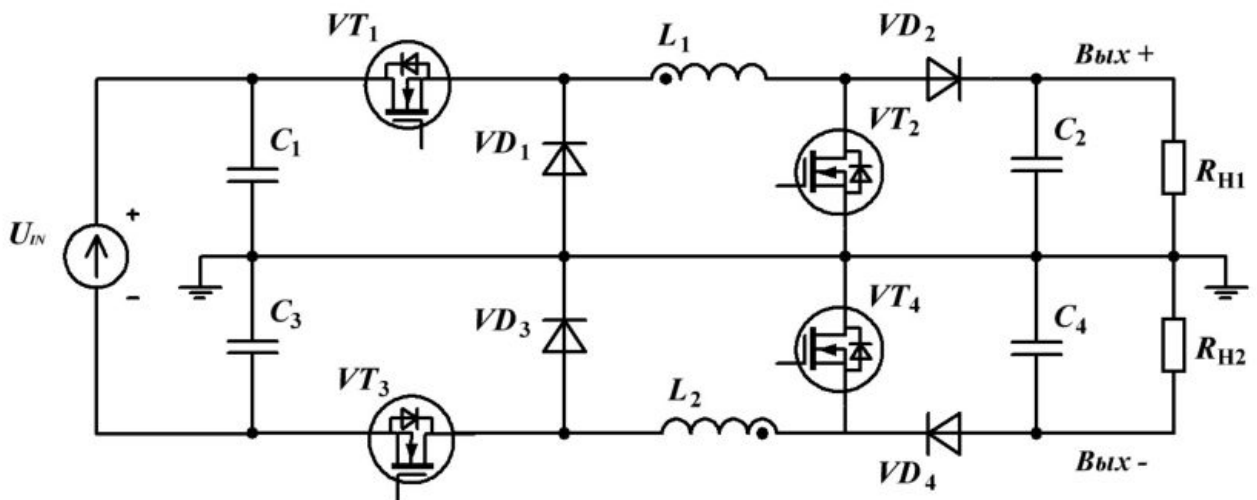


Рисунок 2.7 – Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК

Как и предыдущая схема с конденсаторным делителем, данная топология подразумевает возможность независимого управления напряжением каждой из шин формируемого выходного напряжения.

На этапе импульса происходит накопление энергии в сердечнике дросселей L_1 и L_2 , а на этапе паузы передача энергии к выходным конденсаторам C_2 и C_4 и

частично в нагрузку. При этом контуры токов выглядят следующим образом на этапе импульса:

$C_1^+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow C_1^-$ для положительного канала;

$C_3^+ \rightarrow VT_4 \rightarrow L_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow C_3^-$ для отрицательного канала.

На этапе паузы энергия, запасённая в дросселях L_1 и L_2 , передаётся к выходным конденсаторам C_2 и C_4 и частично в нагрузку. Контуры при этом выглядят следующим образом:

$L_1^+ \rightarrow VD_2 \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow VD_1 \rightarrow L_1^-$ для положительного канала;

$L_2^+ \rightarrow VD_3 \rightarrow (C_4 \parallel R_{H2}) \rightarrow VD_4 \rightarrow L_2^-$ для отрицательного канала.

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающе-понижающего неинвертирующего типа.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.9)$$

Уровень напряжения, прикладываемого к полупроводникам, представлен в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Характеристики полупроводниковых компонентов схемы 2.3.2

Полупроводниковый компонент	Прикладываемое напряжение
$VT_{1/3}, VD_{1/3}$	$\frac{U_{IN}}{2}$
$VT_{2/4}, VD_{2/4}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$

Наличие входного конденсаторного делителя позволит использовать в данной схеме только низковольтные полупроводниковые приборы, в силу увеличения их количества, что и будет являться недостатком данной схемы. Кроме того, наличие СТК VT_1 и VT_3 обеспечивает защиту источника питания от короткого замыкания в нагрузке.

2.3.3. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК при уменьшенном количестве полупроводников

Решая проблему с большим количеством полупроводников предыдущей топологии, а также сохранив повышающе-понижающие свойства ППН, была синтезирована схема, изображённая на рисунке 2.8 и описанная в патенте [51].

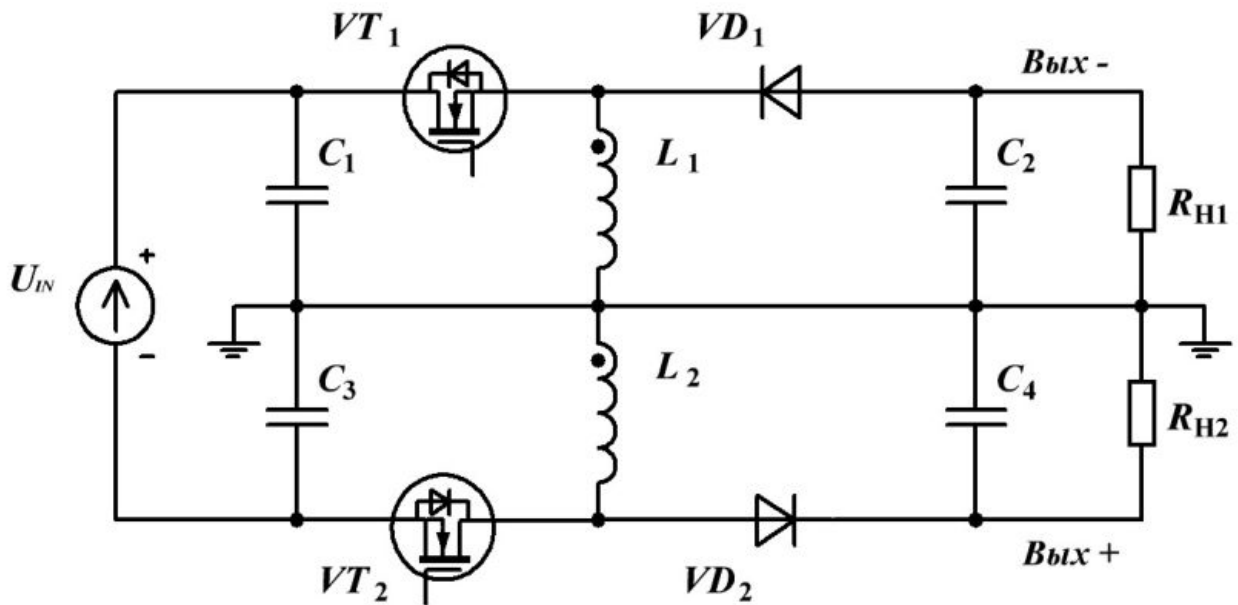


Рисунок 2.8 – Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и пониженным напряжением СТК

Её особенностью является наличие всего двух СТК и двух диодов, а также входного конденсаторного делителя. На этапе импульса происходит накопление энергии в сердечниках дросселей L_1 и L_2 , а на этапе паузы передача энергии к выходным конденсаторам C_2 и C_4 и частично в нагрузку.

При этом контуры токов выглядят следующим образом на этапе импульса:

$$C_1^+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow C_1^- \text{ для отрицательного канала;}$$

$$C_3^+ \rightarrow L_2 \rightarrow VT_2 \rightarrow C_3^- \text{ для положительного канала.}$$

На этапе паузы энергия, запасённая в дросселях L_1 и L_2 , передаётся к выходным конденсаторам C_2 и C_4 и частично в нагрузку. Контуры при этом выглядят следующим образом:

$L_1^+ \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow VD_1 \rightarrow L_1^-$ для отрицательного канала.

$L_2^+ \rightarrow VD_2 \rightarrow (C_4 \parallel R_{H2}) \rightarrow L_2^-$ для положительного канала.

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающе-понижающего инвертирующего типа. В силу того, что мы рассматриваем двухполярный выход, минусом можно пренебречь.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.10)$$

Уровень напряжения, прикладываемого к СТК и диодам, приведён в таблице 2.7.

Таблица 2.7 – Характеристики полупроводниковых компонентов схемы 2.3.3

Полупроводниковый компонент	Прикладываемое напряжение
$VT_{1/2}$	$\frac{U_{IN}}{2} + \frac{U_{OUT}}{2}$
$VD_{1/2}$	$\frac{U_{IN}}{2} + \frac{U_{OUT}}{2}$

Это позволит использовать в данной схеме относительно низковольтные полупроводниковые приборы, при этом сохранив все достоинства предыдущей схемы.

2.4. Силовые каскады ППН с независимым входом

В рассматриваемых силовых каскадах СБ подключается сразу ко входу ППН без образования входной средней точки и применения конденсаторного делителя. Средняя точка двухполярного напряжения формируется непосредственно в выходной цепи преобразователя и не связана напрямую со средней точкой входного звена. Такое построение упрощает входную цепь и исключает необходимость балансирования напряжений входных конденсаторов. При этом возможность независимого регулирования положительной и отрицательной выходных шин, а также работы на несимметричную нагрузку определяется структурой силового каскада и применяемым алгоритмом управления.

2.4.1. Повышающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Следующая схема, изображённая на рисунке 2.9, подробно описана в [52]. Она выполнена на основе повышающего ППН и может управляться как синхронно, так и с перекрытием, что позволит работать на несимметричную нагрузку. Стоит отметить, что при любой конфигурации импульсов управления на транзисторах ток всегда будет замыкаться через оба дросселя L_1 и L_2 , образуя их последовательное включение, вследствие чего в данной схеме можно использовать только один дроссель.

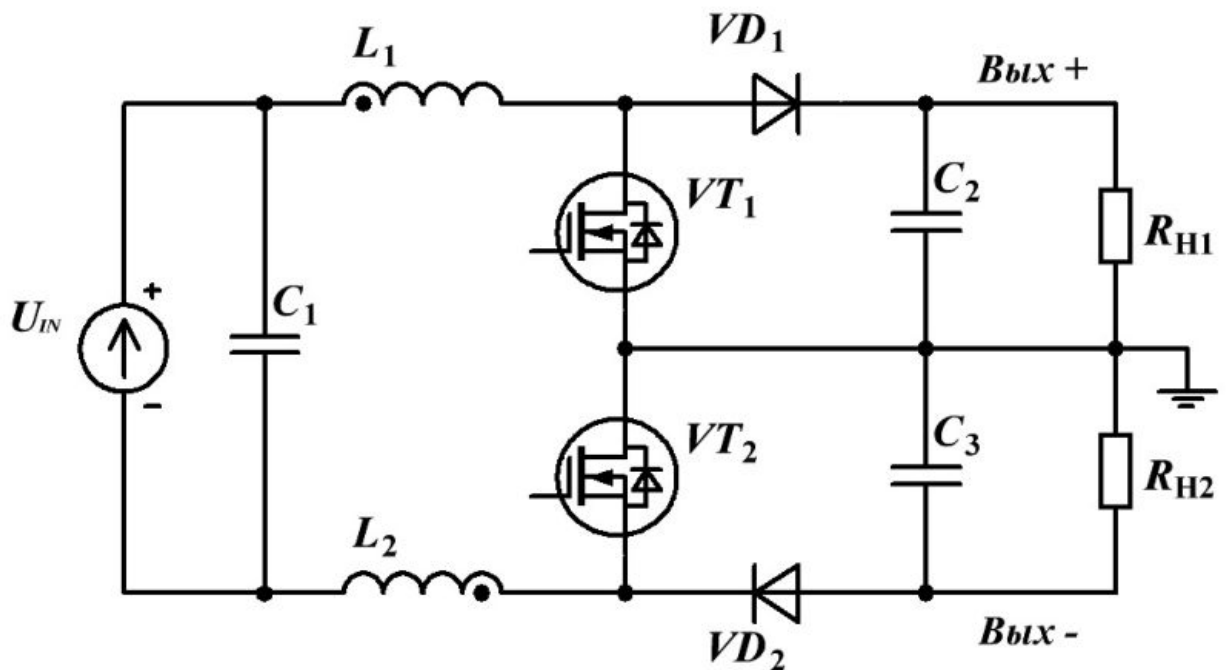


Рисунок 2.9 – Повышающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Во время импульса, который соответствует открытым СТК VT_1 и VT_2 , энергия накапливается в сердечниках дросселей L_1 и L_2 , при этом диоды VD_1 и VD_2 , находятся в непроводящем состоянии.

На этапе импульса контур протекания тока выглядит следующим образом:

$$(U_{IN}^+ \parallel C_1) \rightarrow L_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow L_2 \rightarrow (U_{IN}^- \parallel C_1).$$

В интервале общей паузы, происходит передача энергии от дросселей L_1 и L_2 , к выходному конденсаторному делителю C_2 и C_3 , и частично в нагрузку, ток в таком случае замыкается по контуру:

$$(U_{IN}^+ \| C_1) \rightarrow L_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow (C_2 \| R_{H1}) \rightarrow (C_3 \| R_{H2}) \rightarrow VD_2 \rightarrow L_2 \rightarrow (U_{IN}^- \| C_1).$$

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающего типа преобразователя.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}, \quad (2.11)$$

Несмотря на то, что в данной схеме отсутствует входной конденсаторный делитель, она способна обеспечивать поддержание выходных напряжений при несимметричной нагрузке. Также, для данной схемы возможно использование всего одной индуктивности. Кроме того, напряжение, прикладываемое к СТК и диодам не превышает половины выходного напряжения.

Таблица 2.8 – Характеристики полупроводниковых компонентов схемы 2.4.1

Полупроводниковый компонент	Прикладываемое напряжение
$VT_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$
$VD_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$

Основным недостатком данной схемы является возможность работы только в повышающем режиме, что снижает её универсальность.

2.4.2. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Следующая схема, является вариантом ранее предлагаемой топологии 2.3.3, в которой отсутствует входной конденсаторный делитель, а как следствие возможно использование только одного дросселя, топология представлена на рисунке 2.10.

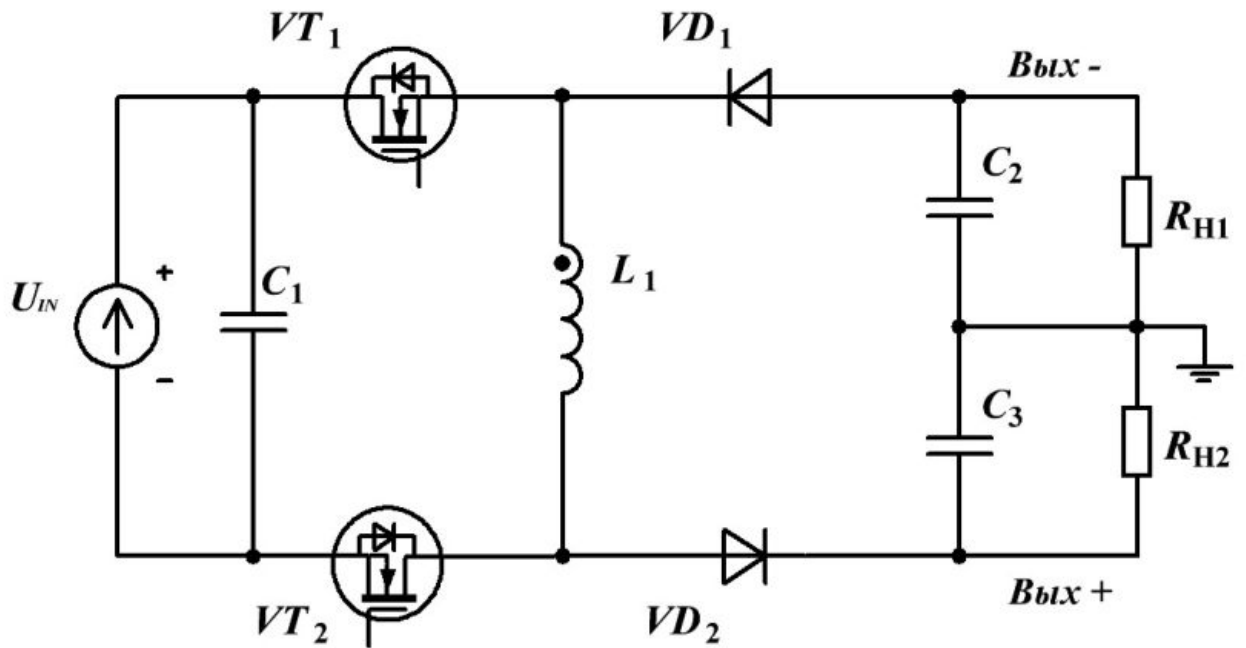


Рисунок 2.10 – Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Этапу импульса соответствует синхронное открытие СТК VT_1 и VT_2 и накопление энергии в сердечнике дросселя L_1 , при этом диоды VD_1 и VD_2 , находятся в закрытом состоянии, при этом ток замыкается по контуру:

$$(U_{IN}^+ \parallel C_1) \rightarrow VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow (U_{IN}^- \parallel C_1).$$

На этапе паузы происходит передача энергии от дросселя L_1 к выходному конденсаторному делителю и частично в нагрузку, контур тока в это время выглядит следующим образом:

$$L_1^+ \rightarrow VD_2 \rightarrow (C_2 \parallel R_{H1}) \rightarrow (C_3 \parallel R_{H2}) \rightarrow VD_1 \rightarrow L_1^-.$$

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающе-понижающего инвертирующего типа. В силу того, что мы рассматриваем двухполярный выход, минусом можно пренебречь.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.12)$$

Уровень напряжения, прикладываемый к СТК VT_1 и VT_2 и диодам VD_1 и VD_2 , представлен в таблице 2.9.

Таблица 2.9 – Характеристики полупроводниковых компонентов схемы 2.4.2

Полупроводниковый компонент	Прикладываемое напряжение
$VT_{1/2}$	$\frac{U_{IN}}{2} + \frac{U_{OUT}}{2}$
$VD_{1/2}$	$\frac{U_{IN}}{2} + \frac{U_{OUT}}{2}$

Данная структура является довольно компромиссной, поскольку не способна работать на несимметричную нагрузку, а также имеет два СТК, которым необходим драйвер верхнего уровня, с другой стороны, она имеет малое количество компонентов.

2.4.3. Повышающе-понижающий балансирующий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Схема, представленная на рисунке 2.11 является комбинацией повышающе-понижающей и двухполярной повышающей структур. Включив в себя все достоинства обоих решений, а именно возможность работать в повышающе-понижающем режиме и при этом независимо стабилизировать и симметризовать выходное напряжение.

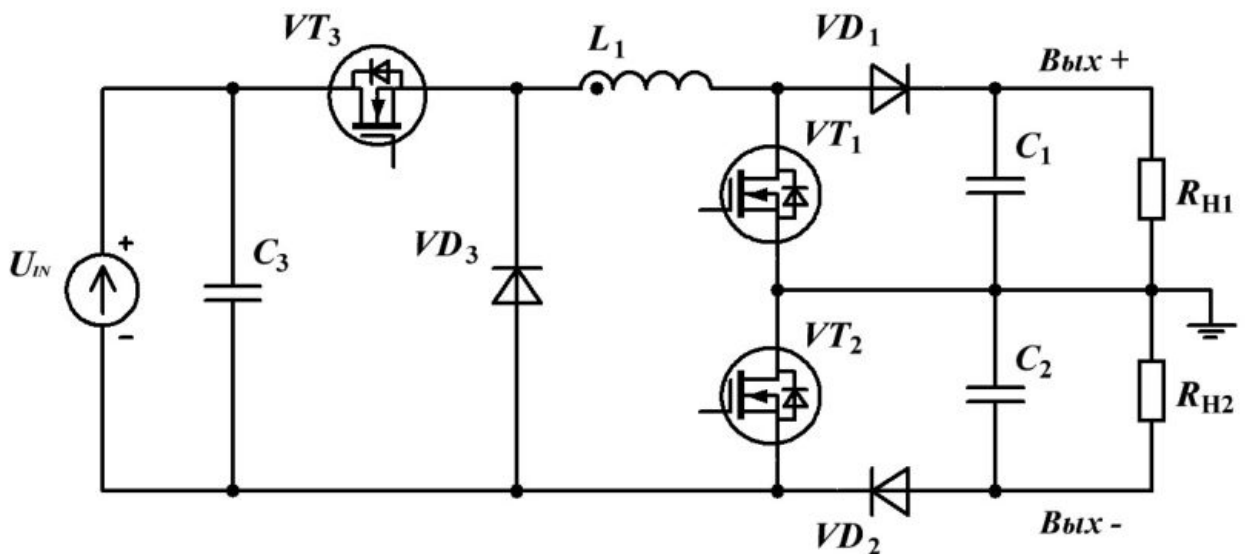


Рисунок 2.11 – Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

В симметричном режиме управляющие импульсы СТК VT_1, VT_2, VT_3 имеют одинаковый коэффициент заполнения. Рабочий период преобразователя включает два основных интервала: интервал накопления энергии в дросселе и интервал передачи накопленной энергии в выходные конденсаторы и нагрузку. На интервале импульса СТК VT_1, VT_2 и VT_3 находятся в проводящем состоянии, а диоды VD_1, VD_2 и VD_3 – заперты. Тогда ток замыкается по контуру:

$$(U_{IN}^+ \| C_3) \rightarrow VT_3 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow (U_{IN}^- \| C_3).$$

К дросселю L_1 прикладывается входное напряжение U_{IN} . В результате ток дросселя линейно возрастает, а в его магнитном поле накапливается энергия. Нагрузка на данном интервале получает электроэнергию от выходных конденсаторов C_1 и C_2 .

Интервалу общей паузы соответствует одновременное запираание СТК VT_1, VT_2 и VT_3 . При этом открываются диоды VD_1, VD_2 и VD_3 , а энергия, накопленная в дросселе L_1 , передаётся к выходным конденсаторам и частично в нагрузку. Тогда ток будет замыкаться по контуру:

$L_1^+ \rightarrow VD_1 \rightarrow (C_1 \| R_{H1}) \rightarrow (C_2 \| R_{H2}) \rightarrow VD_2 \rightarrow VD_3 \rightarrow L_1^-$. Напряжение на дросселе в интервале общей паузы равно $-U_{OUT}$.

На основе принципа работы данной схемы была получена регулировочная характеристика, соответствующая регулировочной характеристике повышающе-понижающего инвертирующего типа. В силу того, что мы рассматриваем двухполярный выход, минусом можно пренебречь.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}, \quad (2.13)$$

Уровень напряжения, прикладываемый к полупроводниковым приборам, представлен в таблице 2.10.

Таблица 2.10 – Характеристики полупроводниковых приборов схемы 2.4.3

Полупроводниковый прибор	Прикладываемое напряжение
VT_3	U_{IN}
VD_3	U_{IN}
$VT_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$
$VD_{1/2}$	$\frac{U_{OUT}}{2}$

К достоинствам схемы относятся возможность повышающе-понижающего преобразования, наличие одного силового дросселя, отсутствие входного конденсаторного делителя и возможность симметрирования выходных напряжений при несимметричной нагрузке, а также защита источника от КЗ нагрузки благодаря СТК VT_3 . Недостатками являются увеличенное число полупроводниковых компонентов, последовательное протекание тока через три СТК на интервале накопления энергии и через три диода на интервале её передачи, необходимость применения высоковольтных приборов в цепи VT_3 , VD_3 .

2.5. Результаты сравнительного анализа

В результате сопоставления известных и предложенных схем выделены следующие критерии сравнения ППН с точки зрения выбора наиболее целесообразной в преобразователе электроэнергии СБ. Были выбраны следующие параметры, которые на взгляд автора являются наиболее критическими при построении преобразователя:

- Возможность работы только в повышающем или в повышающе-понижающем режиме.
- Напряжение, прикладываемое к полупроводниковым компонентам.
- Количество реактивных элементов (дросселей и конденсаторов) в силовой схеме ППН
- Количество полупроводниковых компонентов в схеме.
- Уровень КПД силового каскада.

Для определения последнего был выполнен расчёт потерь в полупроводниковых компонентах. В качестве СТК были выбраны на 650В C3M0025065D, и на 1200В C3M0032120K фирмы (Wolfspeed (Cree)), на 1700В MSC035SMA170B (Microchip). В качестве диодов были выбраны модели WSR SIC030065NPS (Wayon) на 650В, WSR SIC040120NP4 фирмы (Wayon) на 1200В, MSC030SDA170B фирмы (Microchip) на 1700В. Расчёт производился для потенциально наихудшего случая, при напряжении СБ 200В [53-57].

Токи были определены в зависимости от принципа работы схемы и её регулировочной характеристики. А результирующие потери в одном транзисторе представлены как сумма статических и динамических составляющих.

$$P_{VT\Sigma} = P_{VT \text{ стат}} + P_{VT \text{ дина}} , \quad (2.14)$$

Которые в свою очередь определяются из токов и напряжений в конкретной схеме, а также из параметров конкретного полупроводникового прибора.

$$P_{VT \text{ стат}} = R_{DSon} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_n} i_d^2(t) dt , \quad (2.15)$$

$$P_{VT \text{ дина}} = f_s \cdot \left[\int_0^{t_{on}} u_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt + \int_0^{t_{off}} u_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt \right] \approx \\ \approx \frac{f_s}{2} \cdot U_{ds} \cdot I_d(t_r + t_f) , \quad (2.16)$$

Современные SiC диоды имеют сравнительно малые динамические потери, поэтому в первичном расчёте потерь на силовых диодах будем учитывать только статическую составляющую.

$$P_{VD \text{ стат}} = U_F \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_n} i_a(t) dt , \quad (2.17)$$

В результате апробации всех девяти предлагаемых схем, была создана сравнительная таблица 2.11.

Таблица 2.11 – Сравнение предлагаемых схем ППН

№ Схемы	Базовая топология	Структура использования	Работа на несимметричную нагрузку	Регулировочная характеристика	Кол-во полупроводниковых компонентов		Кол-во реактивных компонентов		КПД, %
					Транзисторы	Диоды	Конденсаторы	Дроссели	
2.2.1	Повышающе- понижающая инв.	Объединённая нейтраль	Нет	$U_{OUT} = 2 \cdot U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	1	2	3	1 сдвоенный	96,28
2.2.2	Повышающе- понижающая неинв.	Объединённая нейтраль	Нет	$U_{OUT} = 2 \cdot U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	2	3	3	1 сдвоенный	94,45
2.2.3	Повышающе- понижающая неинв.	Объединённая нейтраль	Нет	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	2	2	3	1	94,76
2.3.1	Повышающая	Входной конденсаторный делитель	Да	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}$	2	2	4	2	96,24
2.3.2	Повышающе- понижающая неинв.	Входной конденсаторный делитель	Да	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	4	4	4	2	92,59
2.3.3	Повышающе- понижающая инв.	Входной конденсаторный делитель	Да	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	2	2	4	2	94,52
2.4.1	Повышающая	Независимый вход	Да	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}$	2	2	3	1 (2)	96,24
2.4.2	Повышающе- понижающая инв.	Независимый вход	Нет	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	2	2	3	1	94,52
2.4.3	Повышающе- понижающая неинв.	Независимый вход	Да	$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}$	3	3	3	1	94,15

По результатам сравнительного анализа, можно заметить, что в зависимости от рассматриваемой структуры, удовлетворяющие им схемы обладают рядом характерных особенностей. Так, например, схемы с общей нейтралью обладают наименьшим количеством полупроводников, но при этом большинство из них обязано быть высоковольтными. Схемы с конденсаторным делителем могут иметь различное количество полупроводников, все из которых будут низковольтными, однако число конденсаторов всегда будет больше, чем в других типах структур. Кроме того, при прочих равных, уровень потерь в схемах с конденсаторным делителем выше, за счёт того, что изначально напряжение делится пополам. Схемы с независимым входом позволяют в свою очередь избавиться от конденсаторного делителя, и при этом не потерять возможность использовать низковольтные полупроводниковые приборы, а также организовывать симметрирование выходного напряжения.

В результате анализа было установлено, что при прочих равных, наиболее целесообразным является использование повышающей схемы с независимым входом (2.4.1) в тех случаях, когда устраивает только повышающий режим и повышающе-понижающего преобразователя с независимым входом (2.4.3), в тех случаях, когда необходим повышающе-понижающий режим. Первая из упомянутых схем достаточно хорошо изучена, её анализ и синтез приводится в [52]. Повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходом, напротив исследован не столь подробно. Поэтому для дополнительного исследования силовых процессов была разработана имитационная компьютерная модель в среде *OrCAD PSpice*, представленная на рисунке 2.12. Система управления реализует балансирование выходных напряжений в случае несимметричной нагрузки, однако об этом речь пойдёт в дальнейших главах. Результаты моделирования симметричного режима, представлены на рисунке 2.13, а результаты моделирования несимметричного режима, представлены на рисунке 2.14.

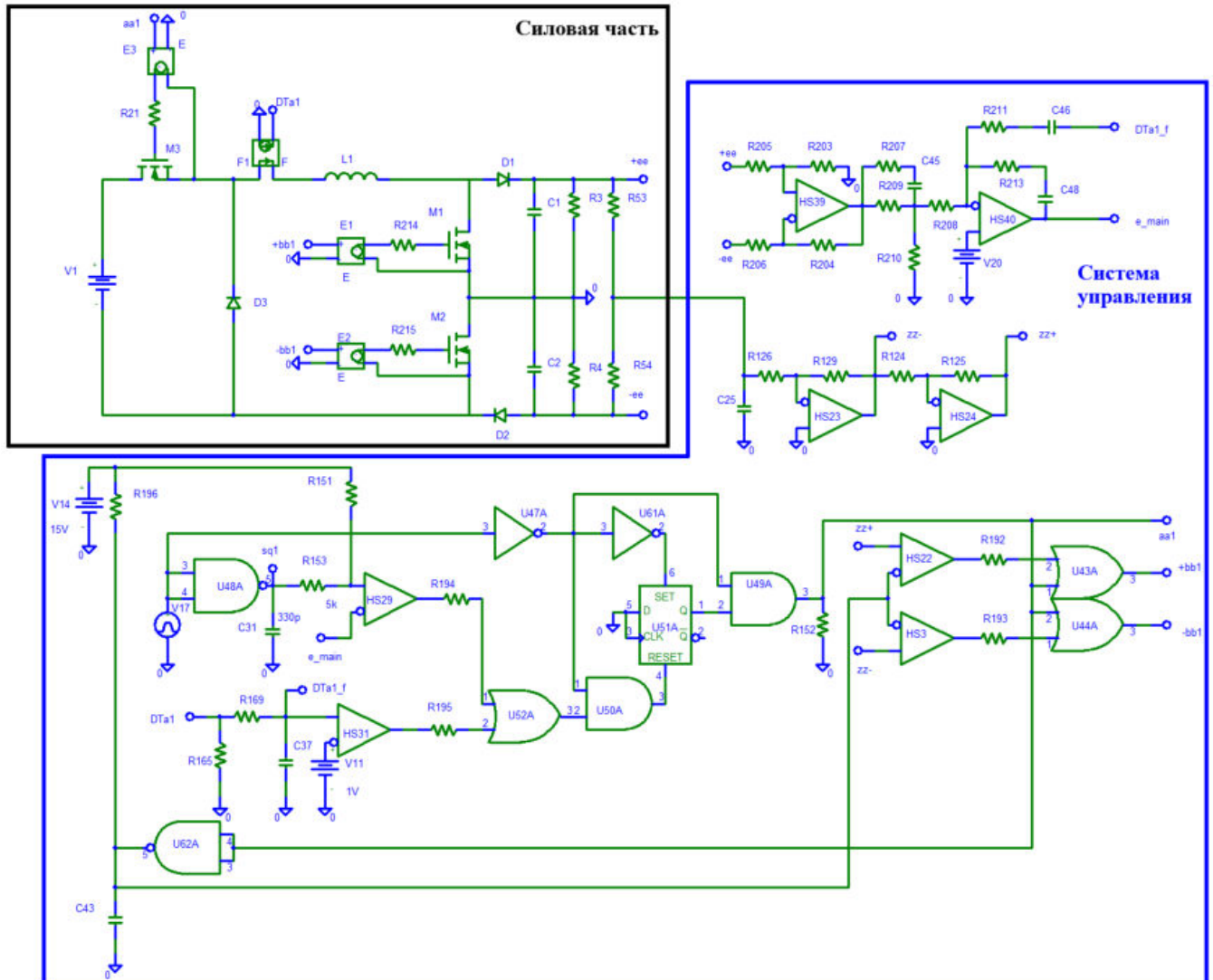


Рисунок 2.12 – Модель повышающе-понижающего преобразователя с двухполярным выходным напряжением и независимым входом в среде *OrCAD PSpice*

В результате моделирования были исследованы процессы в контуре предлагаемой силовой схемы, так на графиках приведены напряжения и токи для СТК, диодов и дросселя, а также пара выходных напряжений U_{OUT+} и $|U_{OUT-}|$ в зависимости от управляющих напряжений на затворах СТК. Стоит также отметить, что в качестве СТК и диодов использовались не абстрактные идеализированные модели, а реальные модели с сайтов производителей, это обуславливает паразитные всплески в моменты коммутаций. Кроме того, моделирование подтвердило уровни напряжений, прикладываемых к полупроводниковым приборам.

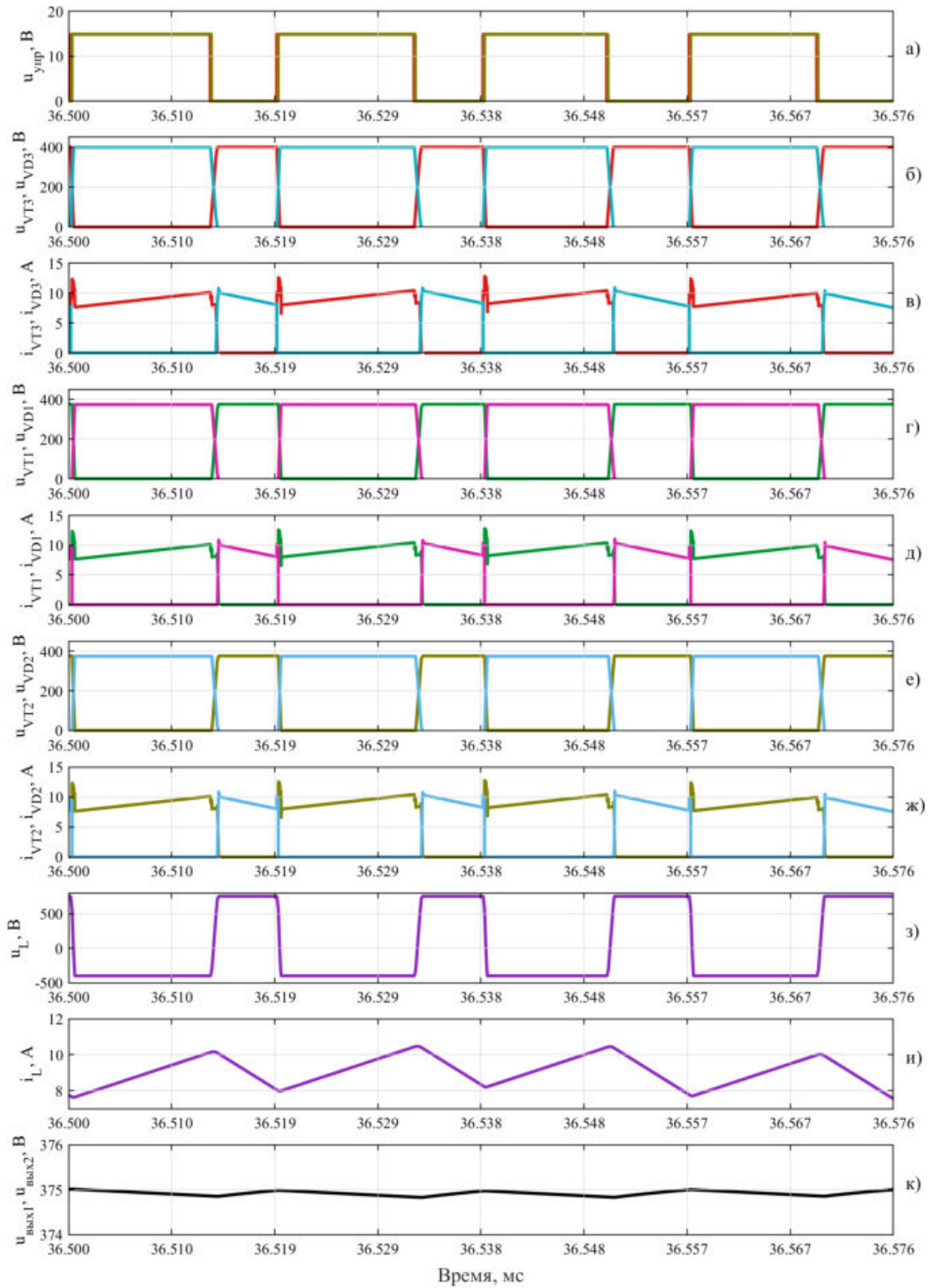


Рисунок 2.13 – Временные диаграммы процессов в установившемся симметричном режиме: а) импульсы управления СТК; б) напряжение, прикладываемое к СТК VT_3 и диоду VD_3 ; в) ток СТК VT_3 и диода VD_3 ; г) напряжение, прикладываемое к СТК VT_1 и диоду VD_1 ; д) ток СТК VT_1 и диода VD_1 ; е) напряжение, прикладываемое к СТК VT_2 и диоду VD_2 ; ж) ток СТК VT_2 и диода VD_2 ; з) напряжение, прикладываемое к дросселю L_1 ; и) ток дросселя L_1 ; к) положительное $U_{вых+}$ и отрицательное $|U_{вых-}|$ выходные напряжения

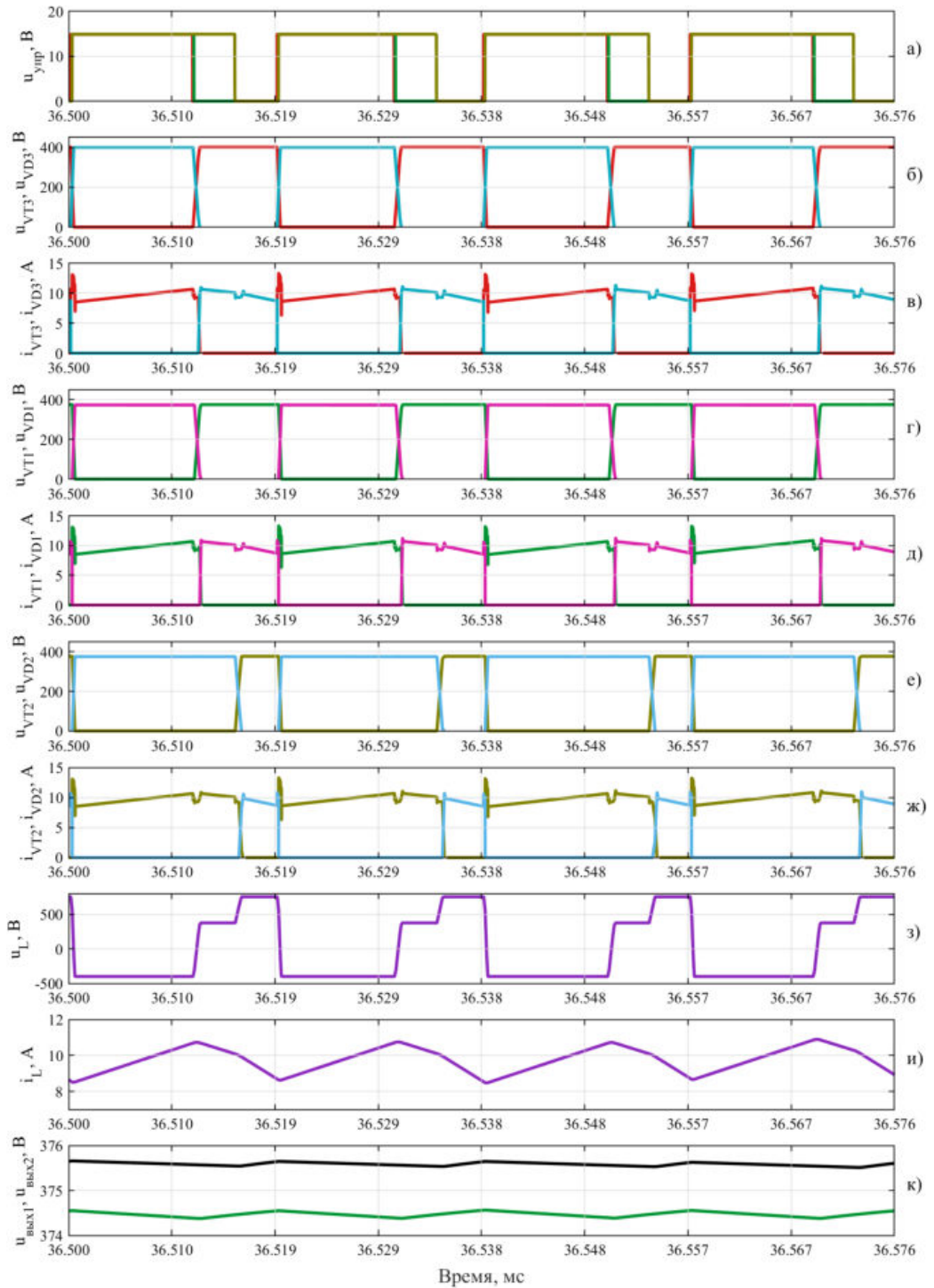


Рисунок 2.14 – Временные диаграммы процессов в установившемся несимметричном режиме: а) импульсы управления СТК; б) напряжение, прикладываемое к СТК VT_3 и диоду VD_3 ; в) ток СТК VT_3 и диода VD_3 ; г) напряжение, прикладываемое к СТК VT_1 и диоду VD_1 ; д) ток СТК VT_1 и диода VD_1 ; е) напряжение, прикладываемое к СТК VT_2 и диоду VD_2 ; ж) ток СТК VT_2 и диода VD_2 ; з) напряжение, прикладываемое к дросселю L_1 ; и) ток дросселя L_1 ; к) положительное $U_{вых+}$ и отрицательное $|U_{вых-}|$ выходные напряжения

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

1. Сформулированы требования, предъявляемые к силовому каскаду ППН, работающему в структуре ПЭ СБ.
2. Дан обзор известных структур каскадов ППН без гальванической развязки и проведён сопоставительный анализ их достоинств и недостатков.
3. Предложены новые варианты силовых каскадов ППН, имеющие ряд преимуществ по сравнению с известными структурами.
4. Разработаны компьютерные модели предложенных структур силовых каскадов ППН в среде *OrCAD PSpice*.
5. С помощью ИКМ исследованы процессы в предложенных структурах силовых каскадов ППН в различных режимах работы.
6. Получены аналитические соотношения для вывода регулировочных характеристик предлагаемых структур в режиме непрерывных токов.
7. Приведена авторская классификация силовых каскадов ППН, позволяющая сравнить достоинства и недостатки различных структур по разным критериям.
8. Для силовых каскадов ППН приведены энергетические расчёты.
9. Сформирована сводная таблица для сравнения основных энергетических, технологических, конструктивных и экономических показателей.

ГЛАВА 3. СИММЕТРИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО ДВУХПОЛЯРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ППН

Одной из особенностей ППН с двухполярным выходным напряжением является возможность смещения потенциала средней точки выходного напряжения. Несимметрия напряжений возникает вследствие технологического разброса ёмкостей и эквивалентных последовательных сопротивлений конденсаторов, различия токов утечки, неодинаковых задержек переключения силовых транзисторов, погрешностей измерительных каналов, а также несимметричного потребления энергии от выходного конденсаторного делителя инвертором. В динамических режимах дополнительной причиной рассогласования являются неодинаковые токи заряда и разряда конденсаторов при пуске и скачкообразном изменении передаваемой мощности. Поэтому стабилизация только суммы выходных напряжений не является достаточным условием нормальной работы двухполярного ППН с выходным конденсаторным делителем.

Проведённый анализ открытых публикаций и технической документации показал, что детализированные алгоритмы симметрирования двухполярных шин, достаточные для воспроизведения систем управления серийных преобразователей, как правило, не приводятся [58-60]. Это связано, в частности, с конкурентным характером разработки изделий энергетической электроники. В связи с этим далее предлагаются два способа симметрирования, не требующие введения отдельного силового балансирующего каскада:

- перекрёстная отрицательная обратная связь по выходным каналам;
- дополнительный контур обратной связи по рассогласованию положительного и отрицательного выходных напряжений.

Заметим, что при дальнейшем анализе будут сделаны следующие допущения и уточнения:

- анализ проводится в режиме непрерывных токов;
- силовая часть рассматривается в периодическом установившемся режиме;

- дроссель линейный, полупроводниковые элементы идеальны;
- потери в дросселе выражены эквивалентным сопротивлением rL ;
- частота коммутации f_s постоянная, а период коммутации равен соответственно: $T_s = 1/f_s$;
- длительности переходных процессов при переключении силовых транзисторных ключей и диодов пренебрежимо малы по сравнению с периодом коммутации;
- напряжения на выходном конденсаторном делителе, определяются как положительные величины: $u_{c1} = u_{\text{вых}+}$, $u_{c2} = |u_{\text{вых-}}|$, а тогда общее выходное напряжение определяется как:

$$u_{out} = u_{c1} + u_{c2} , \quad (3.1)$$

3.1. Способ симметрирования выходного двухполярного напряжения для ППН повышающего типа за счёт использования перекрёстной ООС по выходным каналам

Рассмотрим контуры протекания тока в повышающем преобразователе с независимым входом, представленном на рисунке 3.1, при этом возможны четыре интервала протекания тока.

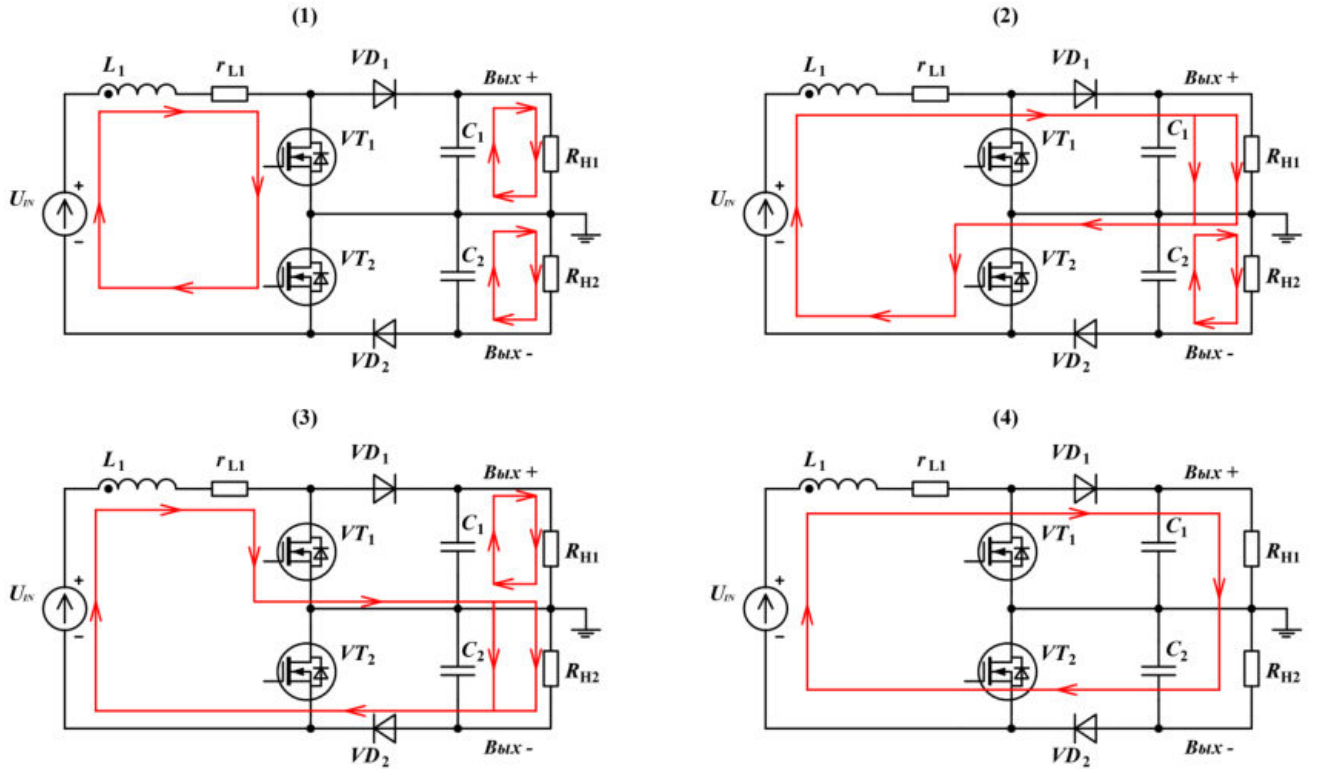


Рисунок 3.1 – Четыре возможных интервала протекания тока в повышающем преобразователе с двухполярным выходным напряжением и независимым входом

Первый интервал (1) соответствует общему импульсу, когда оба СТК VT_1 и VT_2 находятся в открытом проводящем состоянии, к дросселю L_1 прикладывается положительное напряжение U_{IN} , в следствие чего происходит накопление энергии в сердечнике и нарастание тока дросселя i_L . Напряжение на нагрузке R_{H1} поддерживается за счёт разряда выходного конденсатора C_1 , а напряжение на нагрузке R_{H2} – за счёт разряда C_2 . Запишем уравнения, описывающие процессы на данном интервале для тока дросселя, а также напряжения на конденсаторах.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - r_L \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.2)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{u_{c1}}{R_{H1} \cdot C_1}, \quad (3.3)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = -\frac{u_{c2}}{R_{H2} \cdot C_2}, \quad (3.4)$$

Второй интервал (2) соответствует состоянию, когда СТК VT_2 находится в проводящем состоянии, а VT_1 в непроводящем состоянии, при этом происходит

передача энергии от источника U_{IN} и дросселя L_1 только к выходному конденсатору C_1 , а нагрузка противоположной шины выходного напряжения поддерживается за счёт разряда конденсатора C_2 . При этом к дросселю L_1 прикладывается разность входного напряжения U_{IN} и напряжения на положительном конденсаторе u_{c1} . Процессы на данном интервале описываются следующими выражениями.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - u_{c1} - rL \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.5)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c1}}{R_{H1}} \right), \quad (3.6)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = -\frac{u_{c2}}{R_{H2} \cdot C_2}, \quad (3.7)$$

Конденсатор C_1 заряжается при выполнении условия: $i_L > \frac{u_{c1}}{R_{H1}}$. В свою очередь, знак производной тока дросселя определяется разностью $U_{IN} - u_{c1} - rL \cdot i_L$.

Третий интервал (3) соответствует состоянию, при котором СТК VT_1 находится в проводящем состоянии, а VT_2 в непроводящем состоянии, при этом происходит передача энергии от источника U_{IN} и дросселя L_1 только к выходному конденсатору C_2 , а нагрузка противоположной шины выходного напряжения поддерживается за счёт разряда конденсатора C_1 . К дросселю L_1 аналогично со вторым интервалом, прикладывается разность входного напряжения U_{IN} и напряжения на конденсаторе отрицательного выходного канала u_{c1} . Процессы на данном интервале описываются следующими выражениями.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - u_{c2} - rL \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.8)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{u_{c1}}{R_{H1} \cdot C_1}, \quad (3.9)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c2}}{R_{H2}} \right), \quad (3.10)$$

Конденсатор C_2 заряжается при выполнении условия: $i_L > \frac{u_{c2}}{R_{H2}}$. Знак производной тока дросселя определяется разностью $U_{IN} - u_{c2} - rL \cdot i_L$.

Четвёртый интервал (4) соответствует общей паузе – когда оба СТК переходят в закрытое непроводящее состояние. Тогда происходит передача энергии от источника U_{IN} и дросселя L_1 одновременно к обоим выходным конденсаторам C_1 и C_2 и обоим нагрузкам R_{H1} и R_{H2} . К дросселю L_1 прикладывается разность входного напряжения U_{IN} и обоих выходных каналов u_{c1} и u_{c2} . Процессы на интервале общей паузы описываются следующим образом.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - u_{c1} - u_{c2} - rL \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.11)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c1}}{R_{H1}} \right), \quad (3.12)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c2}}{R_{H2}} \right), \quad (3.13)$$

Поскольку для преобразователя повышающего типа выполняется соотношение: $u_{c1} + u_{c2} > U_{IN}$, ток дросселя на этом интервале неизбежно спадает.

Рассмотренные интервалы работы силовой части показывают, что оба выходных канала связаны общим током дросселя. При этом изменение продолжительности проводящего состояния каждого СТК влияет как на накопление энергии в дросселе, так и на её распределение между выходными конденсаторами. Поэтому в данной схеме положительный и отрицательный каналы нельзя рассматривать как два независимых повышающих преобразователя. Обозначим коэффициент заполнения, соответствующий СТК VT_1 как γ_1 , а соответствующий СТК VT_2 как γ_2 , запишем усреднённые на периоде коммутации выражения для уравнений выходных напряжений и тока дросселя.

$$L_1 \frac{dI_L}{dt} = U_{IN} - rL \cdot I_L - U_{C1} \cdot (1 - \gamma_1) - U_{C2} \cdot (1 - \gamma_2), \quad (3.14)$$

$$C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = (1 - \gamma_1) \cdot I_L - \frac{U_{C1}}{R_{H1}}, \quad (3.15)$$

$$C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = (1 - \gamma_2) \cdot I_L - \frac{U_{C2}}{R_{H2}}, \quad (3.16)$$

Множители $(1 - \gamma_1)$ и $(1 - \gamma_2)$ определяют относительные длительности передачи тока дросселя соответственно в первый и второй выходные каналы. Полученная система описывает изменение усреднённых величин, а в установившемся режиме производные усреднённых переменных равны нулю, поэтому условия баланса напряжения на дросселе и токов выходных конденсаторов можно записать следующим образом.

$$\begin{cases} U_{IN} = rL \cdot I_{L0} + (1 - \gamma_{10}) \cdot U_{C10} + (1 - \gamma_{20}) \cdot U_{C20} \\ \frac{U_{C10}}{R_{H1}} = (1 - \gamma_{10}) \cdot I_{L0} \\ \frac{U_{C20}}{R_{H2}} = (1 - \gamma_{20}) \cdot I_{L0} \end{cases} \quad (3.17)$$

Где дополнительным индексом 0 обозначены значения переменных в рабочей точке.

Совместное решение системы этих уравнений позволяет выразить ток дросселя и выходные напряжения через коэффициенты заполнения.

$$\begin{cases} I_{L0} = \frac{U_{IN}}{rL + R_{H1} \cdot (1 - \gamma_{10})^2 + R_{H2} \cdot (1 - \gamma_{20})^2} \\ U_{C10} = R_{H1} \cdot (1 - \gamma_{10}) \cdot I_{L0} \\ U_{C20} = R_{H2} \cdot (1 - \gamma_{20}) \cdot I_{L0} \end{cases} \quad (3.18)$$

Следовательно, напряжение каждого выходного канала зависит от обоих коэффициентов заполнения: непосредственно через продолжительность передачи тока в соответствующий конденсатор, а также через изменение общего тока дросселя. При одинаковых коэффициентах заполнения $\gamma_{10} = \gamma_{20} = \gamma_0$, из условия баланса напряжения на дросселе следует выражение 3.19.

$$U_{OUT} = U_{C10} + U_{C20} = \frac{U_{IN} - rL \cdot I_{L0}}{1 - \gamma_0}, \quad (3.19)$$

Для обоснования способа управления рассмотрим отдельно изменение общего уровня выходного напряжения и нарушение равенства выходных напряжений, для этого введём следующие переменные.

$$U_{\Sigma} = \frac{U_{C10} + U_{C20}}{2}, \quad (3.20)$$

– характеристика общего уровня напряжения,

$$U_{\Delta} = U_{C10} - U_{C20}, \quad (3.21)$$

– характеристика рассогласования уровней напряжения,

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}, \quad (3.22)$$

– характеристика согласованного изменения коэффициентов заполнения ключей,

$$\gamma_{\Delta} = \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2}, \quad (3.23)$$

– характеристика изменения коэффициентов заполнения в противоположные стороны.

Также примем равенство выходных конденсаторов $C_1 = C_2 = C$, при этом возможен вариант несимметричной нагрузки выходных каналов положительного и отрицательного, дополнительно обозначим токи нагрузки как $I_{H1} = \frac{U_{C1}}{R_{H1}}$ и $I_{H2} = \frac{U_{C2}}{R_{H2}}$. Затем раскрыв скобки в выражении (3.14), выполним подстановку туда выражений (3.20-3.23).

$$L_1 \frac{dI_L}{dt} = U_{IN} - rL \cdot I_L - 2 \cdot (1 - \gamma_{\Sigma}) \cdot U_{\Sigma} + \gamma_{\Delta} \cdot U_{\Delta}, \quad (3.24)$$

Запишем также усреднённые выражения для общего уровня напряжений и уровня рассогласования.

$$C \frac{dU_{\Sigma}}{dt} = (1 - \gamma_{\Sigma}) \cdot I_L - \frac{I_{H1} + I_{H2}}{2}, \quad (3.25)$$

$$C \frac{dU_{\Delta}}{dt} = -2 \cdot \gamma_{\Delta} \cdot I_L - (I_{H1} - I_{H2}), \quad (3.26)$$

Полученные выражения позволяют связать изменение управляющих воздействий с процессами накопления и распределения энергии в преобразователе. Общая составляющая коэффициентов заполнения γ_{Σ} влияет на ток дросселя и общий уровень выходных напряжений. Разностная составляющая γ_{Δ} определяет различие токов, передаваемых в выходные каналы, и тем самым позволяет

воздействовать на рассогласование напряжений. Из выражения (3.26) следует, что при положительном токе дросселя увеличение уровня рассогласования коэффициентов заполнения γ_{Δ} создаёт воздействие, уменьшающее U_{Δ} , а уменьшение уровня рассогласования коэффициентов заполнения γ_{Δ} наоборот увеличивает U_{Δ} . Для симметричной нагрузки ($R_{H1} = R_{H2} = R$) выражение (3.26) принимает вид.

$$C \frac{dU_{\Delta}}{dt} = -2 \cdot \gamma_{\Delta} \cdot I_L - \frac{U_{\Delta}}{R}, \quad (3.27)$$

Следовательно, для компенсации положительного рассогласования $U_{\Delta} > 0$ необходимо увеличивать коэффициент заполнения γ_1 относительно γ_2 , в свою очередь, при отрицательном рассогласовании требуется противоположное изменение. Такой закон воздействия реализуется при перекрёстной ООС по выходным каналам напряжения, когда коэффициентом заполнения γ_1 управляет регулятор напряжения отрицательного выходного напряжения, а коэффициентом заполнения γ_2 регулятор положительного напряжения.

На основе принципов работы схемы двухполярного повышающего ППН, который имеет в своём составе два уровня выходных напряжений, а также возможность влияния на каждый уровень отдельным СТК, предлагается управлять СТК положительной шины путём воздействия ООС по напряжению отрицательной шины питания и наоборот.

Оба выходных канала преобразователя связаны общим током дросселя, а изменение длительности проводящего состояния СТК влияет как на накопление энергии в дросселе, так и на её распределение между выходными каналами. С учётом этой особенности управляющее воздействие, сформированное по напряжению положительного выходного канала γ_2 , подаётся на СТК VT_2 , а воздействие, сформированное по напряжению отрицательного канала γ_1 на СТК VT_1 . В каждом из двух каналов регулирования внешний контур образован обратной связью по выходному напряжению, а внутренний обратной связью по току дросселя. Предлагаемая функциональная схема системы управления представлена

на рисунке 3.2. Также в структуру системы управления внедрена защита по пиковому току, реализованная за счёт компаратора, ГТИ и RS-триггера.

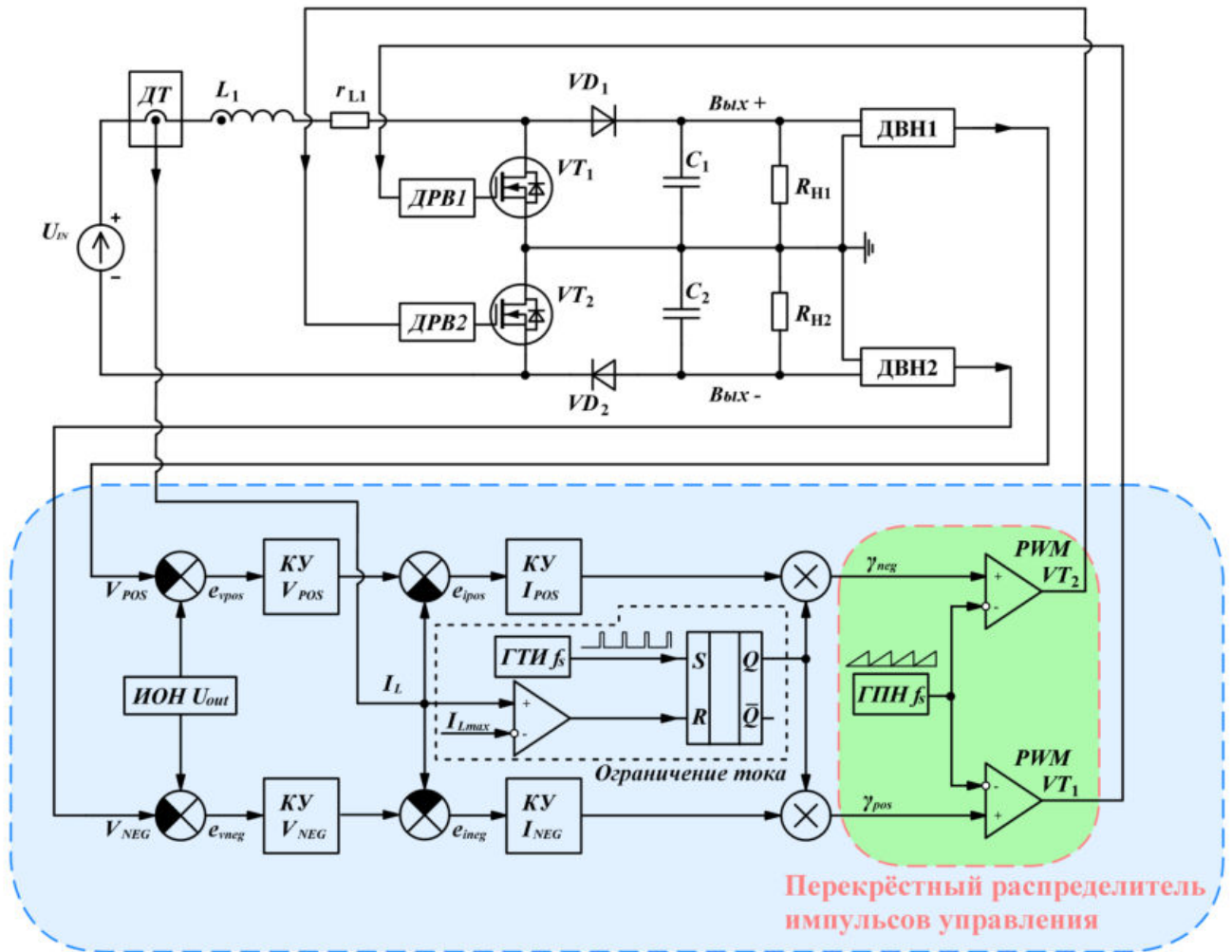


Рисунок 3.2 – Структурная схема предлагаемого алгоритма перекрёстной обратной связи для ППН с двухполярным выходным напряжением

На структурной схеме, показанной на рисунке 3.2, приняты следующие обозначения:

ДТ – датчик тока;

ДВН1 и ДВН2 – датчики выходного напряжения положительного и отрицательного каналов;

ДРВ1 и ДРВ2 – драйверы управления СТК VT_1 и VT_2 ;

ИОН U_{OUT} – источник опорного выходного напряжения;

КУ V_{POS} и КУ V_{NEG} – корректирующие устройства внешних контуров напряжения;

КУ I_{POS} и КУ I_{NEG} – корректирующие устройства внутренних контуров тока соответствующих каналов управления;

ГТИ – генератор тактовых импульсов, работающий на частоте f_s ;

ГПН – генератор пилообразного напряжения, работающий на частоте f_s .

Для подтверждения работоспособности предлагаемой системы управления была разработана имитационная компьютерная модель в среде *PLECS*, которая представлена на рисунке 3.3.

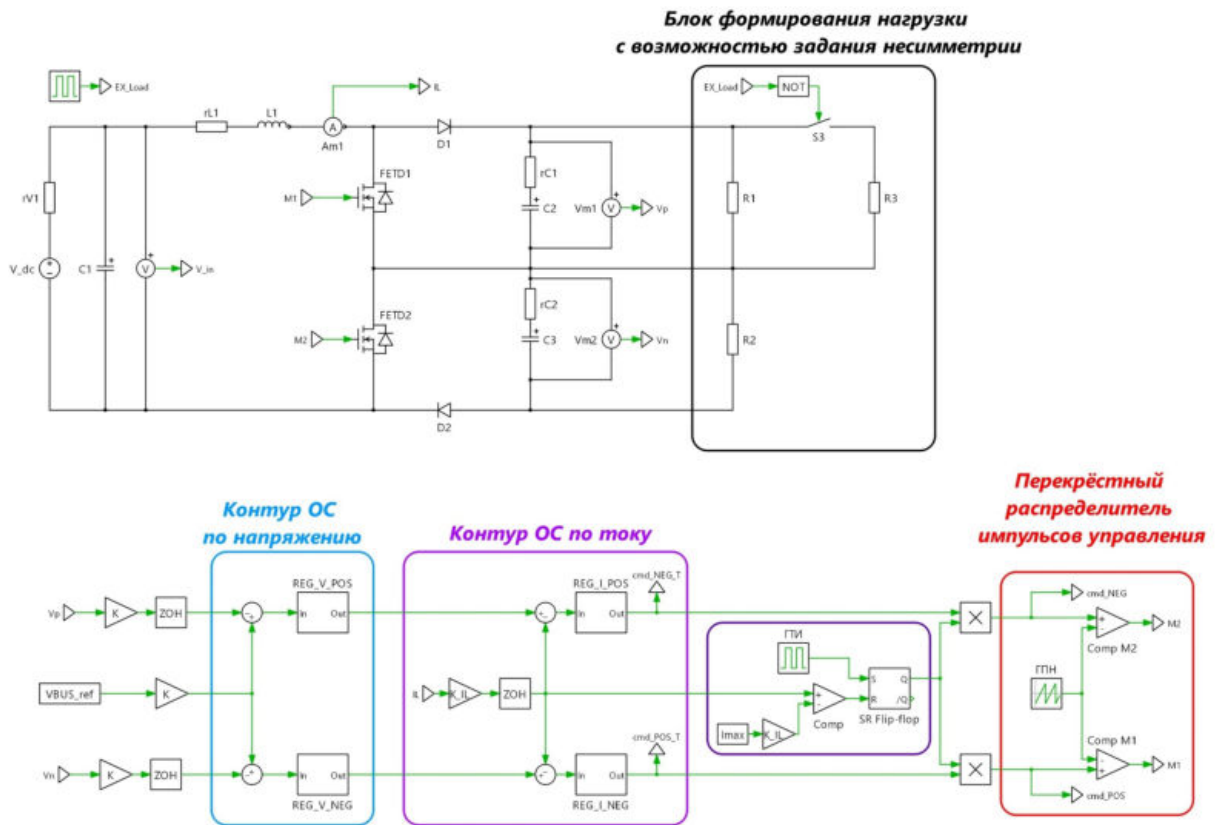


Рисунок 3.3 – Модель предлагаемой перекрёстной обратной связи для повышающего ППН с двухполярным выходом

Имитационная компьютерная модель соответствует ранее представленной структурной схеме. В ходе эксперимента происходит запуск преобразователя, а затем сброс и наброс нагрузки, на один из каналов, на рисунке 3.4 представлены результаты моделирования. Можно отметить, что в начальный момент времени происходит ограничение тока благодаря введённому блоку ограничителя, тем

самым заряд выходных ёмкостей происходит без аварийных режимов работы полупроводниковых компонентов.

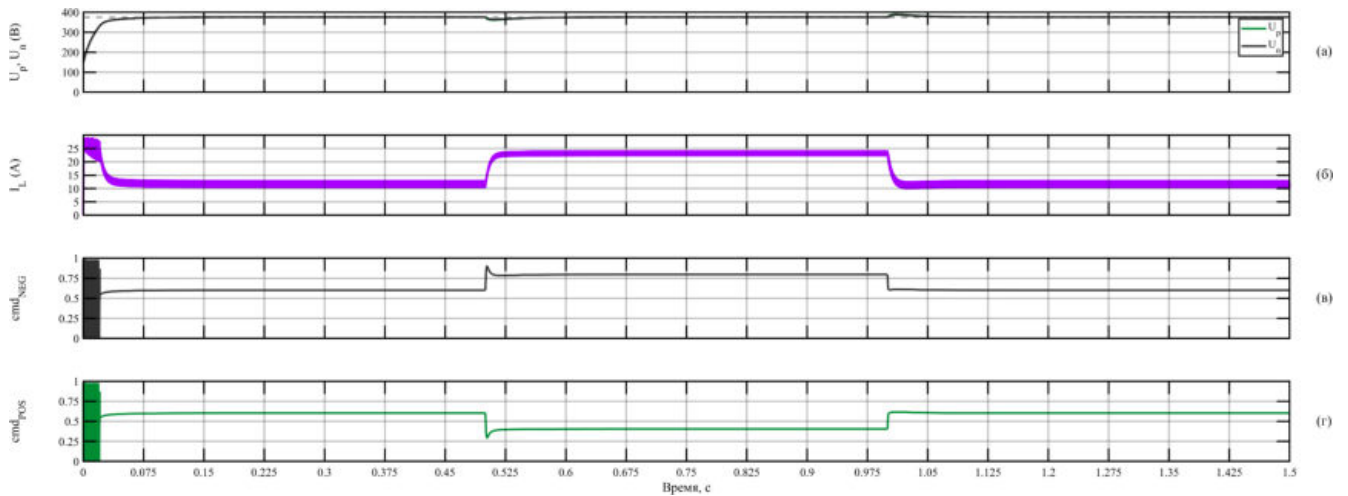


Рисунок 3.4 – Временные диаграммы работы повышающего ППН с перекрёстной ООС: а) положительное $U_{\text{вых}+}$ и отрицательное $|U_{\text{вых}-}|$ выходные напряжения; б) ток дросселя I_L ; в) управляющее воздействие γ_2 на VT_2 ; г) управляющее воздействие γ_1 на VT_1

На рисунке 3.5 представлен момент наброса нагрузки в увеличенном масштабе, видно корректное перераспределение уровня коэффициентов заполнения и увеличенный ток дросселя, что свидетельствует об отработке наброса нагрузки. Длительность переходного процесса в силовой части непосредственно связана с выходной ёмкостью ППН.

На рисунке 3.6 Представлены временные диаграммы тока дросселя и управляющих напряжений на затворах СТК, свидетельствующие о работе ППН в режиме несимметрии.

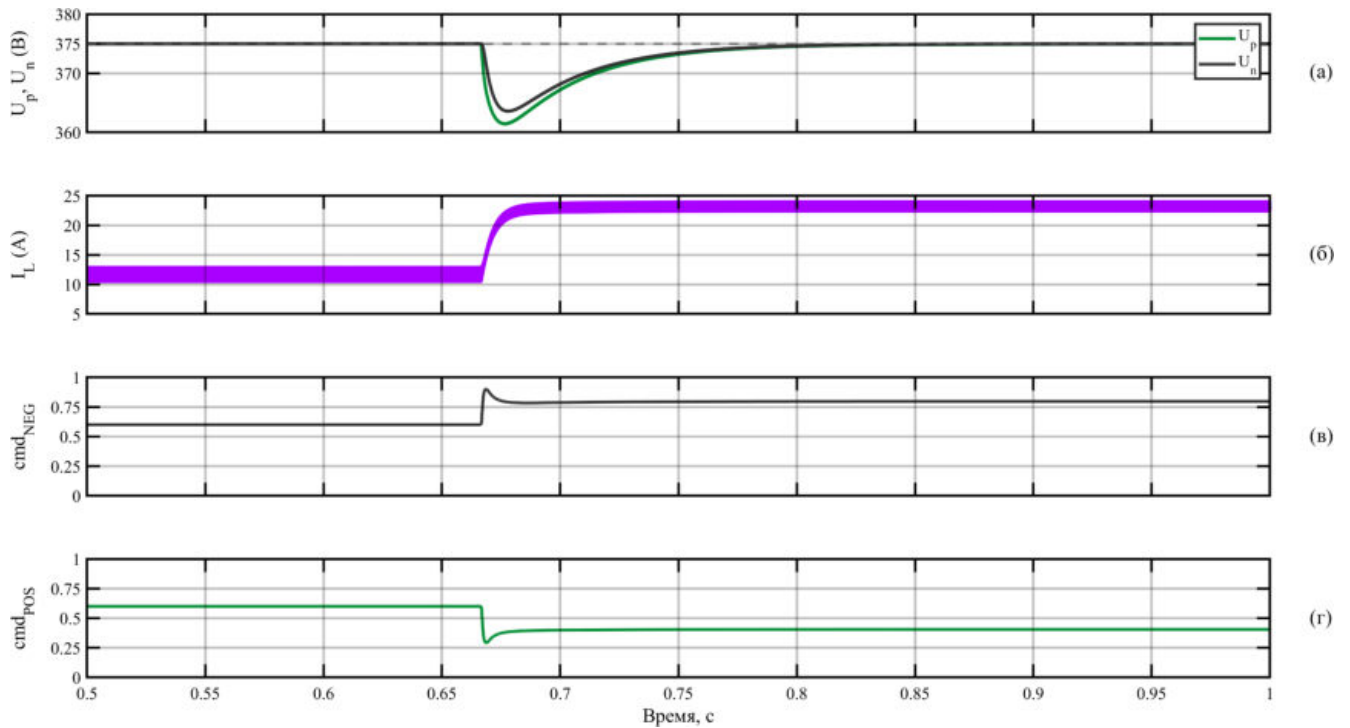


Рисунок 3.5 – Временные диаграммы работы повышающего ППН с перекрёстной ООС в момент наброса нагрузки: а) положительное $U_{\text{вых}+}$ и отрицательное $|U_{\text{вых}-}|$ выходные напряжения; б) ток дросселя I_L ; в) управляющее воздействие γ_2 на VT_2 ; г) управляющее воздействие γ_1 на VT_1

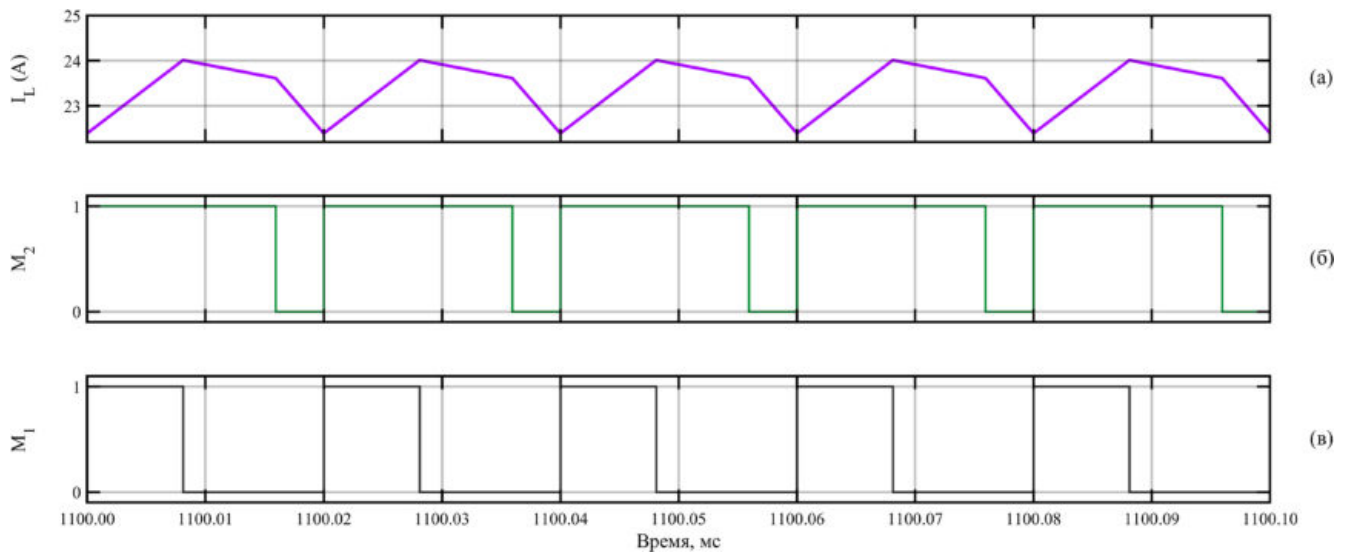


Рисунок 3.6 – Временные диаграммы работы повышающего ППН с перекрёстной ООС увеличенный интервал работы в несимметричном режиме: а) ток дросселя I_L ; б) импульс управления СТК VT_2 ; в) импульс управления СТК VT_1

3.2. Способ симметрирования напряжения на выходе двухполярного ППН повышающе-понижающего типа за счёт введения дополнительного контура ООС по сигналу рассогласования между уровнями положительного и отрицательного выходных напряжений

Силовой частью для рассмотрения данной версии алгоритма симметрирования будет повышающе-понижающий преобразователь с независимым входом. Рассмотрим процессы протекания тока на различных интервалах, в соответствии с комбинацией открытых СТК VT_1 , VT_2 и VT_3 , изображённых на рисунке 3.7. Для удобства дальнейшего прочтения формул, сохраним название выходной части, входной СТК обозначим как VT_3 , а диод как VD_3 .

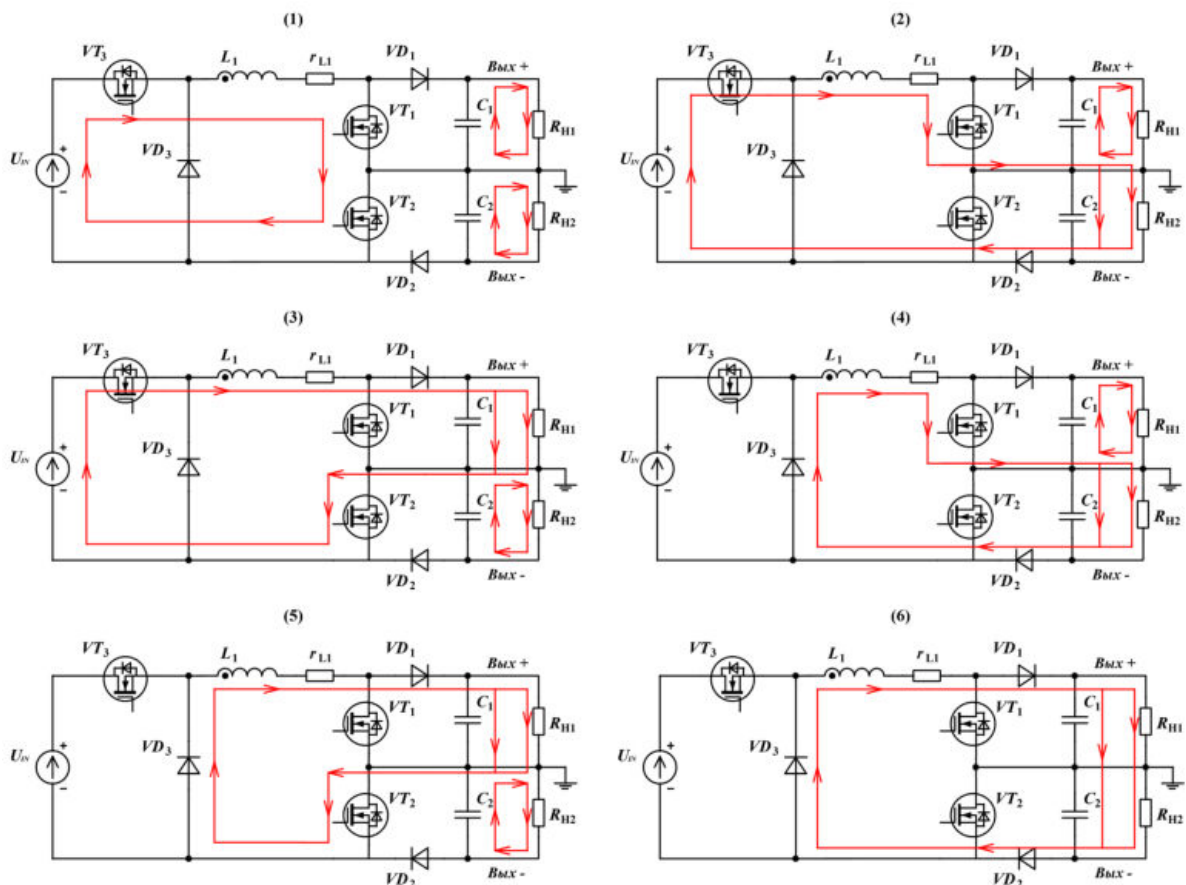


Рисунок 3.7 – Шесть интервалов протекания тока в повышающе-понижающем преобразователе с двухполярным выходным напряжением и независимым входом.

Первый интервал (1) соответствует общему импульсу, когда все три СТК находятся в проводящем состоянии. К дросселю прикладывается входное напряжение U_{IN} за вычетом падения напряжения на его сопротивлении, при $U_{IN} > rL \cdot i_L$ происходит нарастание тока и накопление энергии в магнитном поле дросселя. Нагрузки обоих выходных каналов питаются от соответствующих конденсаторов. Процессы на данном интервале описываются следующими выражениями.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.28)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{u_{c1}}{R_{H1}C_1}, \quad (3.29)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = -\frac{u_{c2}}{R_{H2}C_2}. \quad (3.30)$$

Второй интервал (2) возникает, когда СТК VT_3 и VT_1 открыты, а VT_2 закрыт. Ток источника и дросселя проходит через VT_1 к средней точке выхода, поступает в параллельные ветви C_2 и R_{H2} и возвращается через диод VD_2 к источнику. Нагрузка положительного канала в данный момент времени питается от конденсатора C_1 . Напряжение на дросселе определяется разностью входного напряжения и напряжения нижнего канала с учётом падения напряжения на r_{L1} . Процессы на данном интервале описываются следующими выражениями.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - u_{c2} - r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.31)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{u_{c1}}{R_{H1}C_1}, \quad (3.32)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c2}}{R_{H2}} \right), \quad (3.33)$$

Направление изменения тока дросселя определяется знаком выражения $U_{IN} - u_{c2} - rL \cdot i_L$, поэтому на данном интервале ток может как возрастать, так и уменьшаться.

Третий интервал (3) соответствует проводящему состоянию СТК VT_3 и VT_2 при закрытом VT_1 . Ток источника и дросселя через диод VD_1 поступает в

параллельные ветви C_1 и R_{H1} , после чего через среднюю точку и открытый ключ VT_2 возвращается к источнику. Отрицательный канал питается за счёт разряда C_2 .

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_{IN} - u_{c1} - r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.34)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c1}}{R_{H1}} \right), \quad (3.35)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = -\frac{u_{c2}}{R_{H2}C_2}, \quad (3.36)$$

Направление изменения тока дросселя на данном интервале также определяется знаком выражения $U_{IN} - u_{c1} - r_{L1}i_L$, поэтому на интервале (3) ток может как возрастать, так и уменьшаться.

Четвёртый интервал (4) характеризуется закрытыми СТК VT_3 и VT_2 и открытому VT_1 , источник U_{IN} отключён от дросселя. Поддержание тока обеспечивается контуром, включающим диод VD_3 , дроссель L_1 , СТК VT_1 , параллельные ветви C_2 и R_{H2} и диод VD_2 . Дроссель передаёт накопленную энергию отрицательному выходному каналу, вследствие чего его ток неизбежно спадает. Напряжение положительного канала поддерживается за счёт разряда C_1 .

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{u_{c2} + r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.37)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{u_{c1}}{R_{H1}C_1}, \quad (3.38)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c2}}{R_{H2}} \right), \quad (3.39)$$

Пятый интервал (5) соответствует закрытым СТК VT_3 , VT_1 и открытому VT_2 , источник U_{IN} также отключён от дросселя. Ток замыкается через диод VD_3 , дроссель L_1 , диод VD_1 , параллельные ветви C_1 и R_{H1} и ключ VT_2 . Энергия дросселя передаётся положительному выходному каналу, а нагрузка отрицательного канала питается от C_2 .

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{u_{c1} + r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.40)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c1}}{R_{H1}} \right), \quad (3.41)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = -\frac{u_{c2}}{R_{H2}C_2}, \quad (3.42)$$

Шестой интервал (6) соответствует общей паузе, когда все три СТК находятся в закрытом непроводящем состоянии. Ток дросселя протекает через диоды VD_3 , VD_1 и VD_2 и оба выходных канала. Источник не участвует в передаче энергии, а дроссель питает обе нагрузки и, при достаточном токе, заряжает оба конденсатора.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{u_{c1} + u_{c2} + r_{L1} \cdot i_L}{L_1}, \quad (3.43)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c1}}{R_{H1}} \right), \quad (3.44)$$

$$\frac{du_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot \left(i_L - \frac{u_{c2}}{R_{H2}} \right), \quad (3.45)$$

Рассмотренные интервалы показывают, что входной ключ VT_3 определяет продолжительность поступления энергии от источника, а выходные ключи VT_1 и VT_2 – продолжительность передачи тока дросселя в каждый из выходных каналов, при этом передача энергии к выходу продолжается и после закрытия VT_3 за счёт энергии, запасённой в дросселе L_1 .

Обозначим средние за период коммутации значения тока дросселя и положительных напряжений на конденсаторах через I_L , U_{C1} и U_{C2} , а коэффициенты заполнения импульсов ключей VT_1 , VT_2 и VT_3 – через γ_1 , γ_2 и γ_3 . В режиме непрерывного тока при закрытом выходном ключе ток дросселя поступает в соответствующий канал. Усреднение уравнений отдельных интервалов приводит к следующей системе.

$$L_1 \frac{dI_L}{dt} = \gamma_3 \cdot U_{IN} - rL \cdot I_L - (1 - \gamma_1) \cdot U_{C1} - (1 - \gamma_2) \cdot U_{C2}, \quad (3.46)$$

$$C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = (1 - \gamma_1) \cdot I_L - \frac{U_{C1}}{R_{H1}}, \quad (3.47)$$

$$C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = (1 - \gamma_2) \cdot I_L - \frac{U_{C2}}{R_{H2}}, \quad (3.48)$$

Множители γ_3 , $(1 - \gamma_1)$ и $(1 - \gamma_2)$ также определяют относительные длительности передачи тока дросселя к выходным каналам. Запишем полученные уравнения в установившемся режиме.

$$\begin{cases} \gamma_{30} \cdot U_{IN} = rL \cdot I_{L0} + (1 - \gamma_{10}) \cdot U_{C10} + (1 - \gamma_{20}) \cdot U_{C20} \\ \frac{U_{C10}}{R_{H1}} = (1 - \gamma_{10}) \cdot I_{L0} \\ \frac{U_{C20}}{R_{H2}} = (1 - \gamma_{20}) \cdot I_{L0} \end{cases} \quad (3.49)$$

Где дополнительным индексом 0 обозначены значения переменных в рабочей точке.

Совместное решение системы этих уравнений позволяет выразить ток дросселя и выходные напряжения через коэффициенты заполнения.

$$\begin{cases} I_{L0} = \frac{\gamma_3 \cdot U_{IN}}{rL + R_{H1} \cdot (1 - \gamma_{10})^2 + R_{H2} \cdot (1 - \gamma_{20})^2} \\ U_{C10} = R_{H1} \cdot (1 - \gamma_{10}) \cdot I_{L0} \\ U_{C20} = R_{H2} \cdot (1 - \gamma_{20}) \cdot I_{L0} \end{cases} \quad (3.50)$$

Следовательно, напряжение каждого выходного канала зависит от всех трёх коэффициентов заполнения: непосредственно через продолжительность передачи тока в соответствующий конденсатор, а также через изменение общего тока дросселя. В случае равенства всех трёх коэффициентов заполнения $\gamma_{10} = \gamma_{20} = \gamma_{30} = \gamma_0$, из условия баланса напряжения на дросселе следует выражение 3.51.

$$U_{OUT} = U_{C10} + U_{C20} = \frac{\gamma_0 \cdot U_{IN} - rL \cdot I_{L0}}{1 - \gamma_0}, \quad (3.51)$$

По аналогии с предыдущим способом, введём аналогичные характеристики выходного напряжения и коэффициентов заполнения, описанные выражениями 3.20-3.23, а также равенство ёмкостей выходного конденсаторного делителя. Общая составляющая γ_Σ изменяет коэффициенты заполнения выходных СТК VT_1 , VT_2 в одном направлении, а разностная составляющая γ_Δ изменяет их в противоположных направлениях. В предлагаемом алгоритме общая команда используется также для управления входным СТК VT_3 . В нормальном режиме, вне

действия ограничений управляющих сигналов и ограничения тока, коэффициенты заполнения задаются следующим образом:

$$\gamma_1 = \gamma_\Sigma + \gamma_\Delta, \quad \gamma_2 = \gamma_\Sigma - \gamma_\Delta, \quad \gamma_3 = \gamma_\Sigma. \quad (3.52)$$

При использовании синхронных пилообразных несущих одинаковой амплитуды импульсы всех трёх ключей начинаются одновременно, а моменты их окончания определяются указанными коэффициентами заполнения. Поэтому при $\gamma_\Delta > 0$ последовательность состояний в периоде имеет вид:

$$(1) \rightarrow (2) \rightarrow (4) \rightarrow (6), \text{ а при } \gamma_\Delta < 0 - (1) \rightarrow (3) \rightarrow (5) \rightarrow (6).$$

При отсутствии рассогласования, характеризующимся $\gamma_\Delta = 0$ происходит переключение между интервалами (1) и (6).

Теперь также рассмотрим случай с несимметричной нагрузкой, для этого выполним подстановку в выражение 3.46, описывающее усреднённый ток дросселя, выражений 3.20-3.23.

$$L_1 \frac{dI_L}{dt} = \gamma_\Sigma \cdot U_{IN} - rL \cdot I_L - 2 \cdot (1 - \gamma_\Sigma) \cdot U_\Sigma + \gamma_\Delta \cdot U_\Delta, \quad (3.53)$$

Также запишем выражения для общего уровня напряжений и уровня рассогласования, в данном случае они совпадут с аналогичными 3.25-3.26 для повышающего преобразователя.

$$C \frac{dU_\Sigma}{dt} = (1 - \gamma_\Sigma) \cdot I_L - \frac{I_{H1} + I_{H2}}{2}, \quad (3.54)$$

$$C \frac{dU_\Delta}{dt} = -2 \cdot \gamma_\Delta \cdot I_L - (I_{H1} - I_{H2}), \quad (3.55)$$

При симметричной нагрузке ($R_{H1} = R_{H2} = R$) уравнение рассогласования принимает вид.

$$C \frac{dU_\Delta}{dt} = -2 \cdot \gamma_\Delta \cdot I_L - \frac{U_\Delta}{R}, \quad (3.56)$$

Поскольку в рассматриваемом режиме ток дросселя положительный $I_L > 0$, положительное приращение γ_Δ уменьшает разность $U_{C1} - U_{C2}$. Это определяет знак дополнительной ООС.

При рассмотрении отклонения от симметричной рабочей точки, заметим, что при этом напряжение положительного выходного канала становится выше

напряжения отрицательного. Регулятор рассогласования должен увеличить γ_d : коэффициент заполнения СТК VT_1 возрастает, а СТК VT_2 уменьшается. При положительной разностной команде VT_2 закрывается раньше входного СТК VT_3 , а VT_1 – позже него. В результате появляются интервалы (2) и (4), на которых ток дросселя поступает в отрицательный выходной канал, тогда как положительное питается от собственного конденсатора, в следствие чего рассогласование уменьшается.

Если выше напряжение отрицательного выходного канала, воздействие должно иметь противоположный знак. Уменьшение γ_d сокращает импульс VT_1 и увеличивает импульс VT_2 . Тогда используются интервалы (3) и (5), обеспечивающие дополнительную передачу тока в положительный выходной канал. В обоих случаях общий контур поддерживает заданное среднее напряжение, а дополнительный контур изменяет распределение тока между выходами. Предлагаемая функциональная схема системы управления представлена на рисунке 3.8.

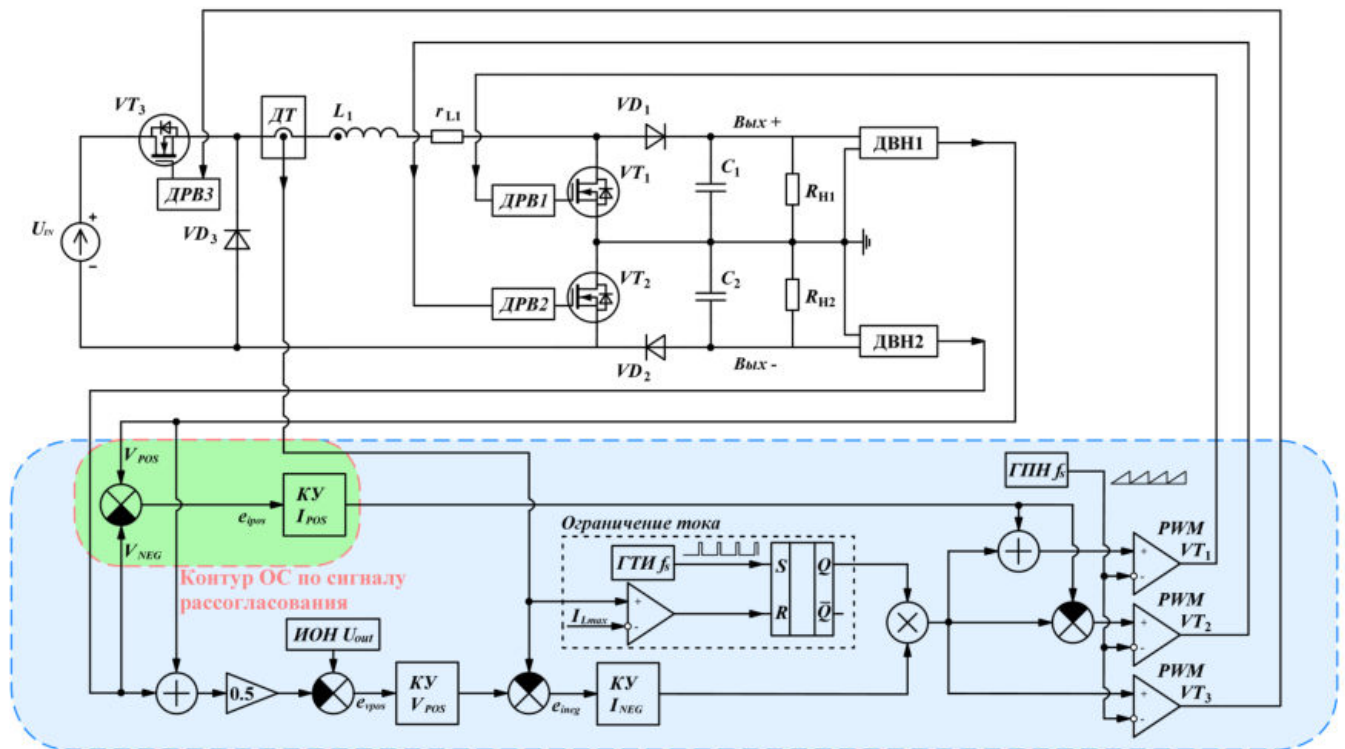


Рисунок 3.8 – Структурная схема предлагаемого алгоритма с дополнительным контуром управления для ППН с двухполярным выходным напряжением

Обозначения, принятые на структурной схеме, показанной на рисунке 3.8, аналогичны с обозначениями на рисунке 3.2.

Для подтверждения работоспособности предлагаемой системы управления была разработана имитационная компьютерная модель в среде *PLECS*, которая представлена на рисунке 3.9.

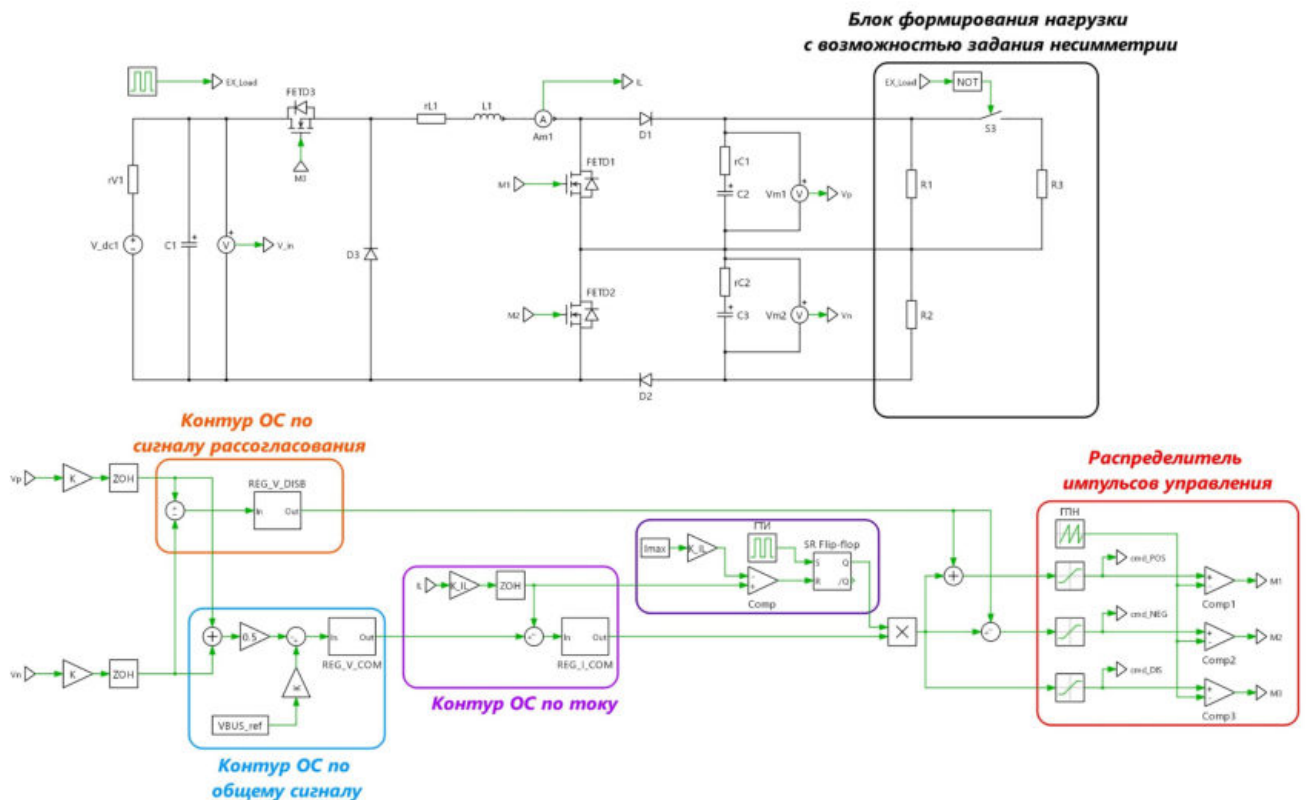


Рисунок 3.9 – Модель предлагаемой обратной связи с дополнительным контуром ОС по сигналу рассогласования для повышающе-понижающего ППН с двухполярным выходом

Эксперимент для данной структуры системы управления аналогичен такому же для предыдущей структуры: запуск, наброс и сброс нагрузки. На рисунке 3.10 представлены выходные напряжения, ток дросселя, а также уровни управляющих воздействий на каждый из трёх СТК.

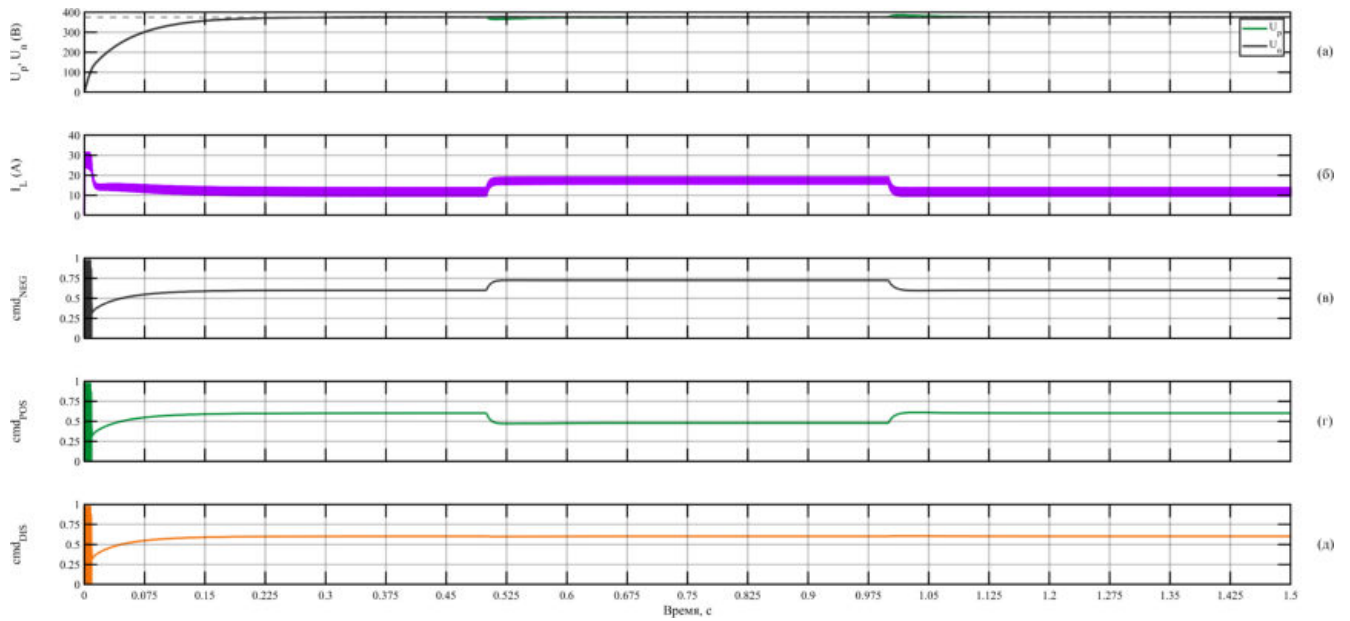


Рисунок 3.10 – Временные диаграммы работы повышающе-понижающего ППН с дополнительным контуром ОС по сигналу рассогласования: а) положительное $U_{\text{вых}+}$ и отрицательное $|U_{\text{вых}-}|$ выходные напряжения; б) ток дросселя I_L ; в) управляющее воздействие γ_2 на VT_2 ; г) управляющее воздействие γ_1 на VT_1 ; д) управляющее воздействие γ_3 на VT_3

Из временных диаграмм видна работа системы симметрирования, выходные напряжения симметрируются после внешнего воздействия, увеличенный масштаб представлен на рисунке 3.11. При этом данная структура способна обеспечивать симметрирование в повышающе-понижающем режиме.

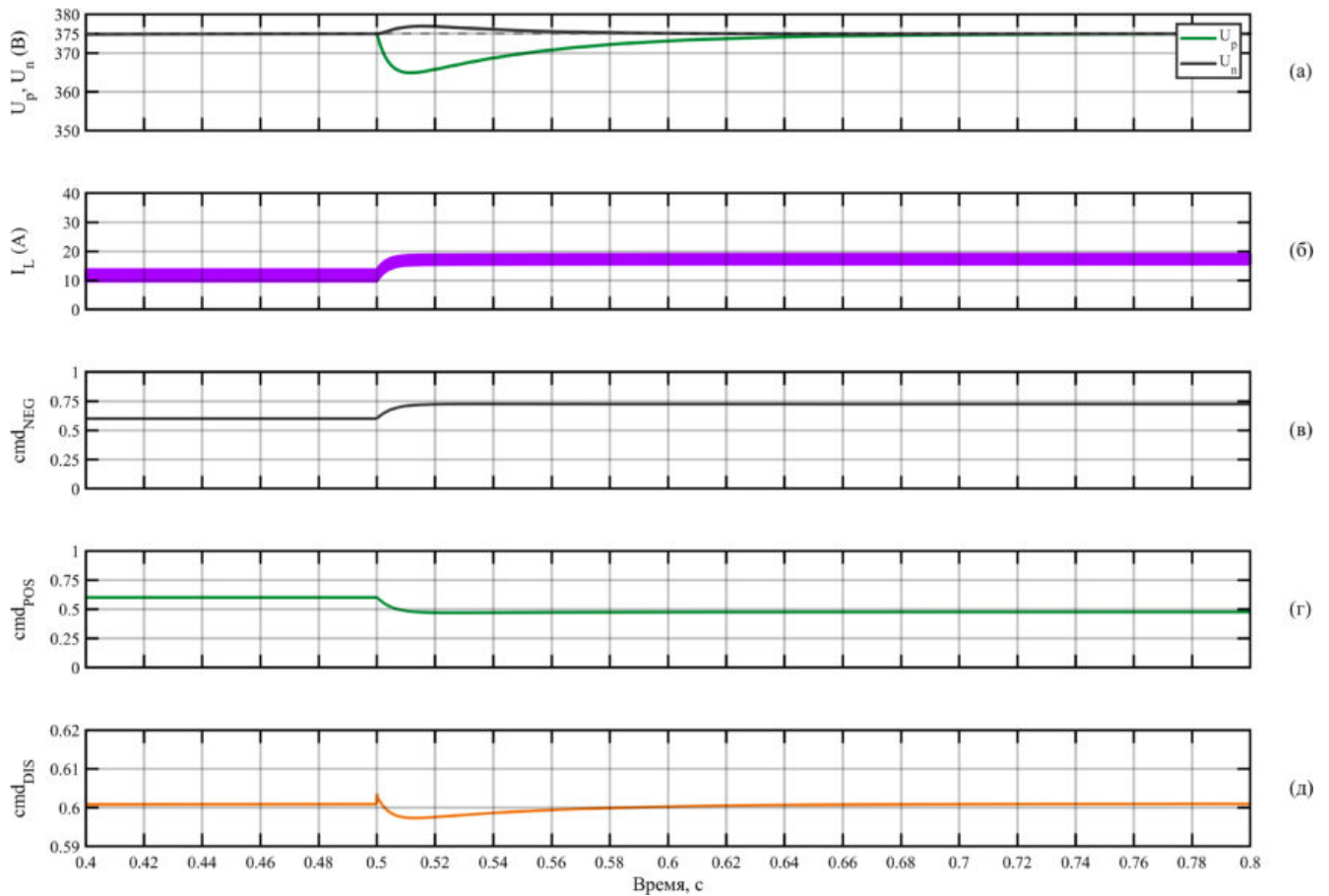


Рисунок 3.11 – Временные диаграммы работы повышающе-понижающего ППН с дополнительным контуром ОС по сигналу рассогласования в момент наброса нагрузки: а) положительное $U_{\text{вых}+}$ и отрицательное $|U_{\text{вых}-}|$ выходные напряжения; б) ток дросселя I_L ; в) управляющее воздействие γ_1 на VT_1 ; г) управляющее воздействие γ_2 на VT_2 ; д) управляющее воздействие γ_3 на VT_3

Обеспечение корректного распределения электроэнергии при работе в несимметричном режиме, подтверждается временными диаграммами, изображёнными на рисунке 3.12, где показан ток дросселя и импульсы управления на всех трёх СТК.

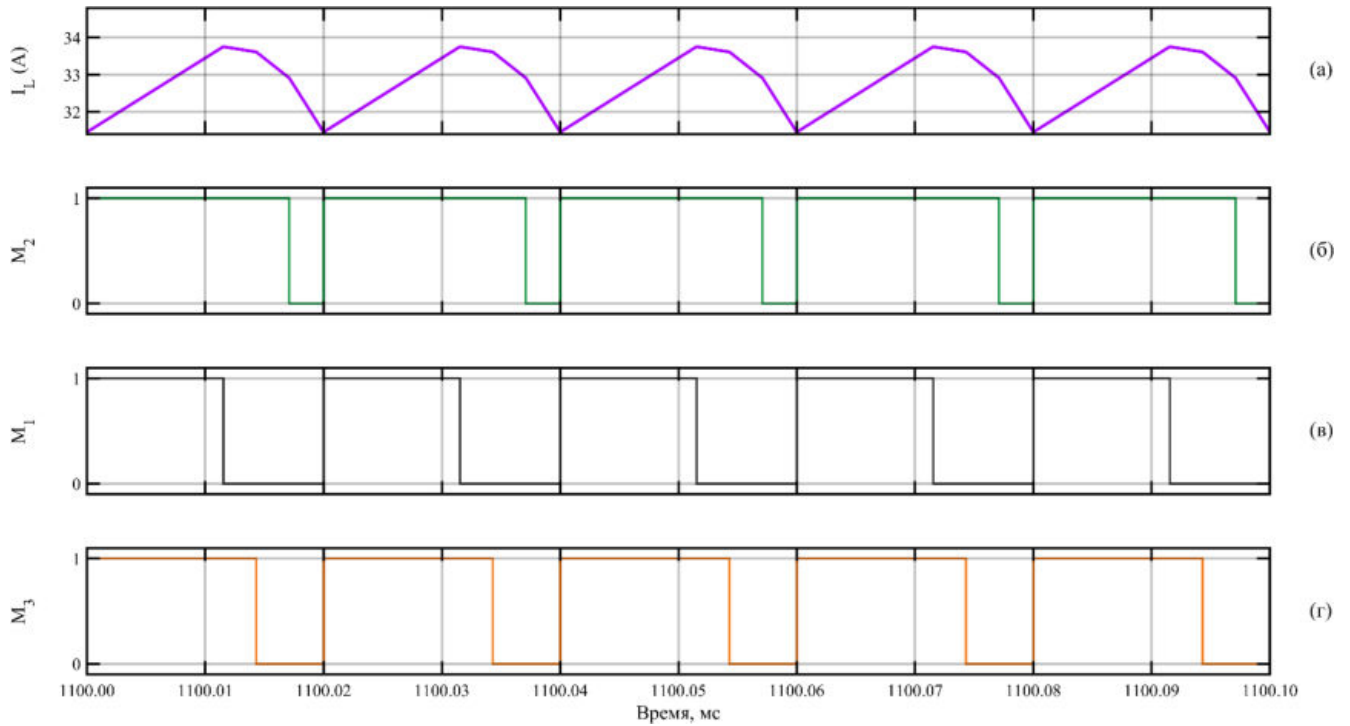


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы работы повышающе-понижающего ППН с дополнительным контуром ОС по сигналу рассогласования увеличенный интервал работы в несимметричном режиме: а) ток дросселя I_L ; б) импульс управления СТК VT_2 ; в) импульс управления СТК VT_1 ; г) импульс управления СТК VT_3

3.3. Сравнение предлагаемых способов симметрирования

Для сравнения рассматриваемых способов симметрирования двухполярного выходного напряжения ППН обратимся к анализу несимметрии по выходным каналам. Для этого введём понятие коэффициента несимметрии напряжения, величины, являющейся отношением рассогласования (3.21) к напряжению на одном из каналов.

$$\delta U = \frac{U_{\Delta}}{U_{\text{вых}+}} \cdot 100\%, \quad (3.57)$$

А также коэффициент несимметрии нагрузки, величины, являющейся отношением разности сопротивлений нагрузки к сопротивлению на одном конкретном канале.

$$\delta R = \frac{R_{H1} - R_{H2}}{R_{H1}} \cdot 100\%, \quad (3.62)$$

Эксперимент был произведён в диапазоне несимметрии нагрузок от 0% до 100%, его результаты представлены на рисунке 3.13.

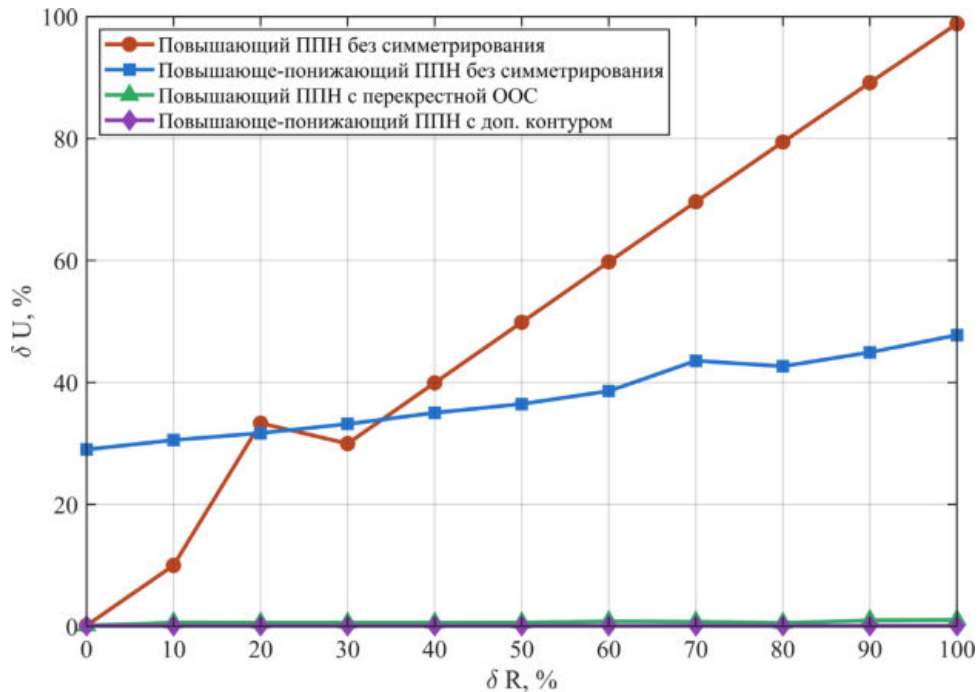


Рисунок 3.13 – Зависимости несимметрии двухполярного выходного напряжения от несимметрии нагрузки для различных топологий ППН и способов симметрирования

Логичным выводом является, что при введении симметрирования коэффициент несимметрии напряжений не превышает 3%, в то время как без симметрирования явно прослеживается существенная разбалансировка.

В результате экспериментальных исследований на имитационной компьютерной модели двух алгоритмов симметрирования была подтверждена их работоспособность и эффективность. В итоге их принцип работы сводится к уменьшению времени передачи энергии от первичного источника в канал более высокого напряжения и увеличения времени передачи энергии в канал более низкого напряжения. Однако, алгоритм на основе перекрёстной ООС способен функционировать только в ППН повышающего типа, в то время как алгоритм с дополнительным контуром управления – является универсальным и может быть применён также и в повышающе-понижающих структурах.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

1. Перечислены причины возникновения несимметрии напряжения на входном конденсаторном делителе и на выходе ППН с двухполярным выходным напряжением.
2. Отмечено, что в открытых публикациях не раскрывается способ симметрирования ППН с двухполярным выходным напряжением, что обусловлено жёсткой конкуренцией между фирмами, занимающимися разработкой и производством изделий энергетической электроники.
3. Предложен способ симметрирования напряжения на выходе двухполярного ППН повышающего типа за счёт использования перекрёстной ООС по выходным каналам.
4. В системе *PLECS* разработана компьютерная модель ППН повышающего типа с двухполярным выходным напряжением и перекрёстной ООС.
5. С помощью ИКМ исследована работоспособность предложенного способа симметрирования на основе перекрёстной ООС по выходным каналам и приведены временные диаграммы процессов для различных режимов работы, подтверждена эффективность предложенного способа.
6. Предложен способ симметрирования выходного двухполярного напряжения ППН с ШИМ-регулированием за счёт введения дополнительного контура ООС по сигналу рассогласования между уровнями положительного и отрицательного выходных напряжений.
7. В системе *PLECS* разработана компьютерная модель ППН повышающе-понижающего типа с двухполярным выходным напряжением и дополнительным контуром симметрирования выходного напряжения.
8. С помощью ИКМ исследована работоспособность предложенного способа симметрирования на основе ШИМ-регулирования за счёт введения дополнительного контура ООС по сигналу рассогласования между уровнями положительного и отрицательного выходных напряжений и приведены временные

диаграммы процессов для различных режимов работы, подтверждена эффективность предложенного способа.

9. Приведена зависимость несимметрии выходных напряжений от несимметрии нагрузки без введения симметрирования и с введением каждого из предложенных выше способов.

10. Приведён анализ достоинств и недостатков предложенных способов симметрирования и перечислены области их целесообразного применения.

ГЛАВА 4. ОПТИМИЗАТОР РАБОТЫ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ В РЕЖИМЕ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

Оптимальный режим работы солнечной батареи обеспечивается в точке максимальной мощности [61-64]. Для достижения этой цели в структуру преобразователя электроэнергии солнечной батареи добавляют специальный блок поиска точки максимальной мощности, являющейся экстремумом характеристики мощности [65]. Существует множество принципов построения таких блоков, использующих разные алгоритмы поиска экстремума [66]. Однако из-за жёсткой конкуренции между фирмами-производителями принцип их построения не раскрывается. В связи с этим, в данной главе предлагается одна из возможных реализаций блока поиска точки максимальной мощности солнечной батареи, предназначенного для работы в составе системы преобразователя электрической энергии солнечной батареи, работающего совместно с бытовой сетью.

Вольт-амперная характеристика, а также характеристика мощности солнечной батареи представлены на рисунке 4.1. Точка максимальной мощности достигается при конкретных значениях напряжения и тока. При этом её положение будет зависеть от внешних факторов, воздействующих на СБ, например, интенсивности солнечного света и температуры [67-69]. Принцип построения системы автоматического управления с экстремальным регулированием заключается в итерационном нахождении заранее неизвестного экстремума функции критерия качества $J(x)$ путём воздействия поисковым сигналом Δx на управляющий вход системы [70-72]. При этом за критерий качества $J(x)$ выбирается выходная мощность СБ $P_{\text{СБ}}$, равная произведению напряжения солнечной $U_{\text{СБ}}$ батареи на ток $I_{\text{СБ}}$, потребляемый от неё.

$$P_{\text{СБ}} = U_{\text{СБ}} \cdot I_{\text{СБ}} \quad (4.1)$$

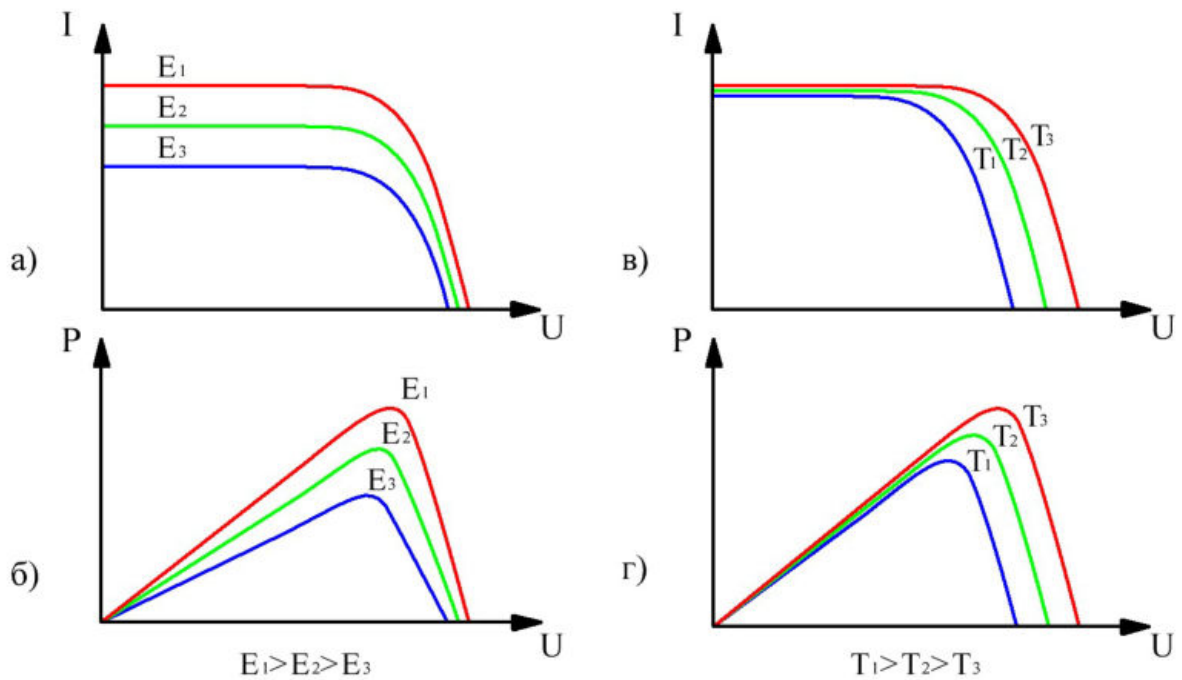


Рисунок 4.1 – а) семейство вольт-амперных характеристик при различных значениях интенсивности солнечного света; б) семейство характеристик мощности при различных значениях интенсивности солнечного света; в) семейство вольт-амперных характеристик при различных значениях температуры; г) семейство характеристик мощности при различных значениях температуры

Особенность ВАХ СБ заключается в том, что её характеристика мощности имеет единственный экстремум, который одновременно является и локальным, и глобальным экстремумом. В рассматриваемом случае поиск точки максимальной мощности солнечной батареи предлагается осуществлять путём воздействия параметром Δx на уровень тока и как следствие мощности, отбираемой от солнечной батареи.

4.1. Способ поиска точки максимальной мощности за счёт использования экстремальных САУ

Оптимальный режим работы солнечной батареи соответствует точке максимальной мощности. Одним из подходов к построению блока поиска точки максимальной мощности в составе преобразователя электроэнергии солнечной батареи является применение методов экстремального регулирования.

Экстремальные системы автоматического управления (САУ) являются разновидностью систем с заведомо неизвестными свойствами и условиями работы объекта управления [71–75]. Они представляют собой замкнутые системы адаптации с оптимизацией критерия качества управления $J(x)$, которые обеспечивают поиск и поддержание оптимального (экстремального, соответствующего экстремуму функции) значения рабочего режима управляемого объекта. В основу работы любой экстремальной САУ положен соответствующий показатель критерия качества в зависимости от назначения системы. В частном случае это может быть потребляемая мощность от солнечной батареи, равная произведению напряжения солнечной батареи на ток, потребляемый от неё. Поиск экстремума функции мощности солнечной батареи является одним из важнейших аспектов при проектировании преобразователей электроэнергии солнечной батареи, что подтверждается большим числом исследований на эту тему [76–79].

Экстремальные САУ содержат, как минимум, два контура управления – основной внутренний контур и дополнительный внешний контур, объектом управления которого является вся основная САУ. В отличие от самонастраивающихся и самоорганизующихся САУ задачей экстремальных САУ является поддержание оптимального значения критерия качества системы в зависимости от внешних условий работы и свойств объекта регулирования путём изменения уровня входного сигнала управления. При изменении внешних условий работы и/или параметров объекта управления в экстремальных САУ автоматически изменяется уровень входного сигнала управления. Изменение управляющего сигнала в ту или иную сторону производится в зависимости от реакции САУ на пробный поисковый сигнал таким образом, чтобы он смещался к оптимальному значению, а критерий качества САУ – к величине экстремума.

Таким образом, экстремальные САУ обеспечивают автоматический поиск и поддержание оптимального уровня входного управляющего воздействия, обеспечивающего минимум или максимум критерия качества. Основой экстремальных САУ является оптимизатор – устройство, осуществляющее изменение уровня входного сигнала управления в соответствии с изменением

внешних условий работы, а также параметров и характеристик объекта управления. Взаимодействие контура оптимизации критерия качества с основным контуром управления, на примере преобразователя электроэнергии солнечной батареи для систем совместной работы с бытовой сетью, представлено на рисунке 4.2. Примерами внешних возмущающих воздействий на солнечную батарею в таких случаях могут являться: изменения освещённости, изменения температуры окружающей среды, выработка ресурса (старение).

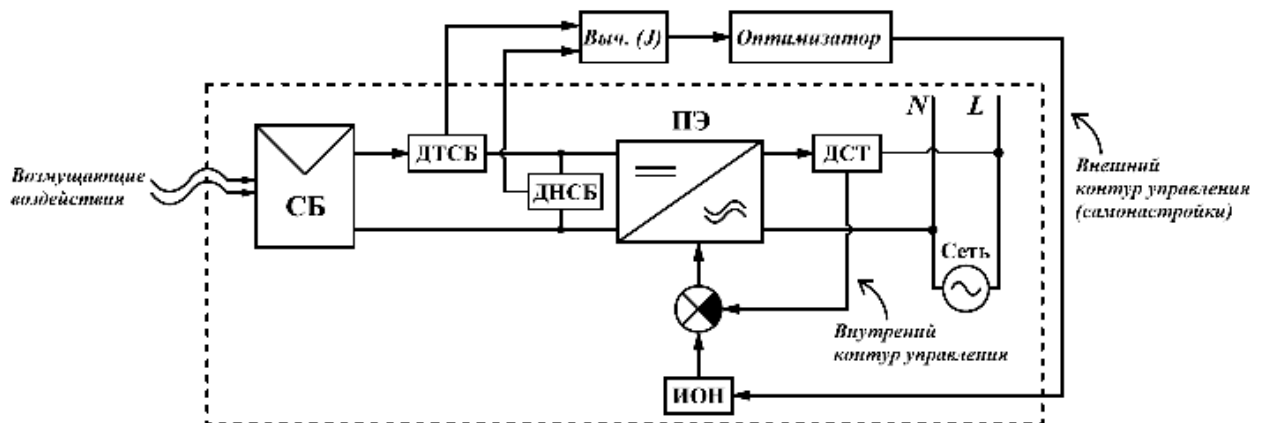


Рисунок 4.2 – Применение контура оптимизации на примере преобразователя электроэнергии солнечной батареи, работающего совместно с бытовой сетью

На структурной схеме на рисунке 4.2 приняты следующие обозначения:

СБ – солнечная батарея;

ДТСБ – датчик тока солнечной батареи;

ДНСБ – датчик напряжения солнечной батареи;

ПЭ – преобразователь электроэнергии;

ДСТ – датчик сетевого тока;

ИОН – источник опорного напряжения;

Выч. (J) – блок вычисления критерия качества системы (мгновенной мощности СБ).

Особенностями структуры экстремальных САУ являются наличие дополнительного внешнего контура самонастройки, а их характерными чертами, как правило, являются:

Неполнота информации о параметрах объекта управления;

Многоконтурность;

Многомерность;

Наличие нелинейностей;

Нестационарность параметров объекта управления;

Изменение режима работы объекта управления.

В установившемся режиме в любой экстремальной САУ принципиально существуют автоколебания относительно найденного экстремума показателя качества, амплитуда и частота которых зависят как от свойств управляемого объекта, так и от свойств контура оптимизации [80-81]. При этом динамика экстремальных САУ характеризуется зоной поиска экстремума и временем поиска экстремума.

По отношению к основной САУ внешний контур экстремального регулирования в процессе приближения к экстремуму является контуром положительной обратной связи, а при удалении от экстремума – контуром отрицательной обратной связи. Одним из необходимых, но не достаточных, условий устойчивости экстремальных САУ является требование, чтобы быстродействие основного внутреннего контура регулирования было как минимум на порядок выше быстродействия внешнего экстремального контура регулирования. Любая экстремальная САУ должна содержать оптимизатор, включающий в себя измерительные и вычислительные устройства, определяющие в процессе работы критерий качества системы, а также величину и направление изменения сигнала управления [82–85]. Помимо этого, любые оптимизаторы обязательно должны содержать задающий генератор, устройства сравнения, ячейки памяти, интеграторы, а также коммутаторы аналоговых либо дискретных сигналов.

4.2. Алгоритм работы оптимизатора в экстремальной САУ

Оптимизаторы могут строиться по различным принципам, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки. Однако при проектировании оптимизатора любого типа необходимо принять во внимание следующее:

– Правильный выбор постоянной времени интегратора является дополнительным необходимым условием обеспечения устойчивой работы контура экстремального регулирования, поскольку интегратор также выполняет функцию корректирующего устройства внешнего контура. От выбора величины постоянной времени интегратора зависит и скорость движения к экстремуму и область устойчивой работы контура оптимизации. К сожалению, эти требования являются противоречивыми (как типично в технике) и требуют принятия компромиссного решения.

– При работе оптимизатора в процессе поиска экстремума никакой его сигнал не должен выходить за границы допустимого диапазона изменения и не должен попадать в область насыщения.

– Частота следования импульсов задающего генератора f_g должна определяться динамическими свойствами основной САУ и выбираться из условия, что длительность пробных поисковых сигналов должна быть больше времени реакции САУ на их воздействие, т.е. больше времени переходного процесса во внутреннем контуре регулирования.

– Амплитуда пробных поисковых сигналов должна выбираться исходя из допустимой амплитуды автоколебаний регулируемого параметра САУ вокруг точки экстремума. Для этого целесообразно ввести коэффициент нормировки для амплитуды пробного сигнала K_a .

Техническая реализация контура экстремального регулирования может быть аналоговой, цифровой, микропроцессорной или комбинированной и в каждом конкретном случае определяется необходимостью достижения наибольшей простоты, быстродействия, надёжности и минимальной себестоимости.

Несмотря на обилие различных статей, патентов и публикаций, посвящённых вопросам построения оптимизаторов, в рассмотренных открытых источниках не удалось найти публикаций, где была бы представлена полная работоспособная схема поискового безградиентного оптимизатора и дано её подробное описание, достаточное для воспроизведения. Как правило, приводятся только укрупнённые

структурные либо функциональные схемы оптимизаторов с довольно кратким, размытым и, как следствие, недостаточно понятным описанием принципов их построения и алгоритмов работы. В связи с этим в работе достаточно подробно описывается авторский вариант двухшагового поискового оптимизатора на основе аналоговых схемотехнических решений, а также приводится вариант дискретной реализации подобного оптимизатора.

Возможный способ поиска экстремума может быть реализован за счёт изменения уровня основного сигнала управления путём его суммирования/вычитания с дополнительным сигналом, подаваемым от встроенного в оптимизатор задающего генератора пробных импульсов. Оптимизаторы на основе пробных поисковых сигналов обладают высокой помехоустойчивостью. Другим немаловажным достоинством таких оптимизаторов является относительная простота измерения разности между последовательными значениями критерия качества. Кроме того, применение пробных поисковых сигналов разной полярности позволяет экстремальной САУ сохранять свою работоспособность и при дрейфе экстремума в определённом диапазоне. Структурная схема двухшагового оптимизатора, представлена на рисунке 4.3.

Предлагаемый алгоритм безградиентного поиска экстремума состоит из следующих этапов, причём пункты 1-13 будут являться циклическими:

0. Задаём начальное значение управляющего воздействия x_0 .
1. Вычисляем значение критерия качества $J(x_0)$ и запоминаем его в устройстве выборки и хранения.
2. От генератора поисковых импульсов задаём дополнительное воздействие $+\Delta x$.
3. Вычисляем значение критерия качества $J(x_0 + \Delta x)$.
4. Производим сравнение $J(x_0)$ и $J(x_0 + \Delta x)$ и вычисляем ΔJ^+ .
5. Интегрируем ΔJ^+ с помощью интегратора и вычисляем $\Delta u = \frac{1}{\tau_{int}} \int \Delta J^+ dt$.
6. Суммируем $\Delta u + x_0$.

7. Вычисляем значение критерия качества $J(\Delta y + x_0)$ и запоминаем его в устройстве выборки и хранения.
8. От генератора поисковых импульсов задаём дополнительное воздействие $-\Delta x$.
9. Вычисляем значение критерия качества $J(x_0 - \Delta x)$.
10. Производим сравнение $J(\Delta y + x_0)$ и $J(x_0 - \Delta x)$ и вычисляем ΔJ^- .
11. Интегрируем ΔJ^- с помощью интегратора и вычисляем $\Delta y = \frac{1}{\tau_{int}} \int \Delta J^- dt$
12. Суммируем $\Delta y + x_0$
13. Вычисляем значение критерия качества $J(\Delta y + x_0)$ и запоминаем его в устройстве выборки и хранения.

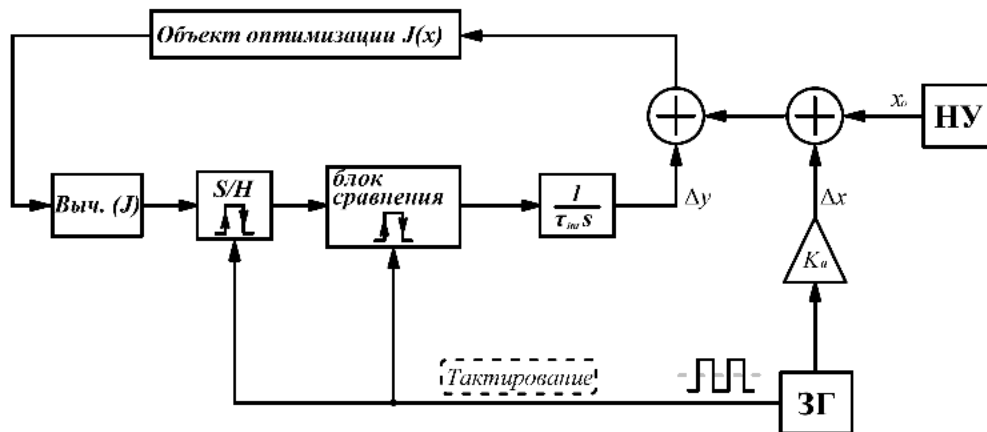


Рисунок 4.3 – Структурная схема двухшагового оптимизатора

На структурной схеме на рисунке 4.3 приняты следующие обозначения:

НУ – задание начального условия поискового сигнала x_0 ;

Выч. (J) – блок вычисления критерия качества системы;

S/H – устройство выборки и хранения;

ЗГ – задающий генератор;

K_a – коэффициент нормировки для амплитуды поискового сигнала.

Следует отметить, что при суммировании выходного сигнала интегратора с управляющим сигналом x_0 осуществляется поиск максимума критерия качества J , а при вычитании из сигнала x_0 обеспечивается поиск минимума критерия качества

J: таким образом предлагаемая структура может искать как минимум, так и максимум без существенных изменений.

В общем случае экстремальные САУ являются нестационарными и нелинейными системами, для исследования которых не существует аналитических методов либо их использование малоэффективно из-за необходимости применения относительно грубых допущений, допустимость которых не может быть достаточно обоснована. Задача может быть значительно упрощена лишь только в том случае, если контуры регулирования основной САУ и оптимизации допустимо рассматривать как квазиавтономные и как квазистационарные.

Основная особенность нелинейных и нестационарных систем заключается в том, что они, в отличие от линейных систем, не подчиняются принципу суперпозиции. Процессы, как в нелинейных, так и в нестационарных САУ зависят и от вида статических и динамических параметров и характеристик, входящих в них нелинейных элементов, и от начальных условий переменных состояния, определяющих запас накопленной в системе энергии, и от частоты и места приложения, как входного сигнала управления, и возмущающего воздействия. В отличие от линейных САУ поведение нелинейных систем и условия их устойчивой работы существенным образом зависят также от амплитуды и частоты, как управляющего, так и возмущающего воздействия. Зависимость эта имеет не только количественный характер, но и качественный. Нелинейных САУ различного класса с различными типами, видами, параметрами, характеристиками существует огромное множество, а общих универсальных математических методов решения нелинейных алгебраических и дифференциальных уравнений не существует.

Этим обстоятельством обусловлена основная трудность аналитического исследования нелинейных и нестационарных САУ. Поэтому в общем случае нелинейные системы могут исследоваться только численными методами с использованием вычислительной техники и специализированных компьютерных программ для проектирования устройств и систем различных классов. Именно поэтому имитационное компьютерное моделирование (ИКМ) является основным мощным инструментом для анализа и синтеза нелинейных устройств и систем.

4.3. Пример схемотехнической реализации оптимизатора

На рисунке 4.4 показана компьютерная модель в среде *OrCAD PSpice* принципиальной электрической схемы двухшагового оптимизатора, спроектированного на основе аналоговых схемотехнических решений.

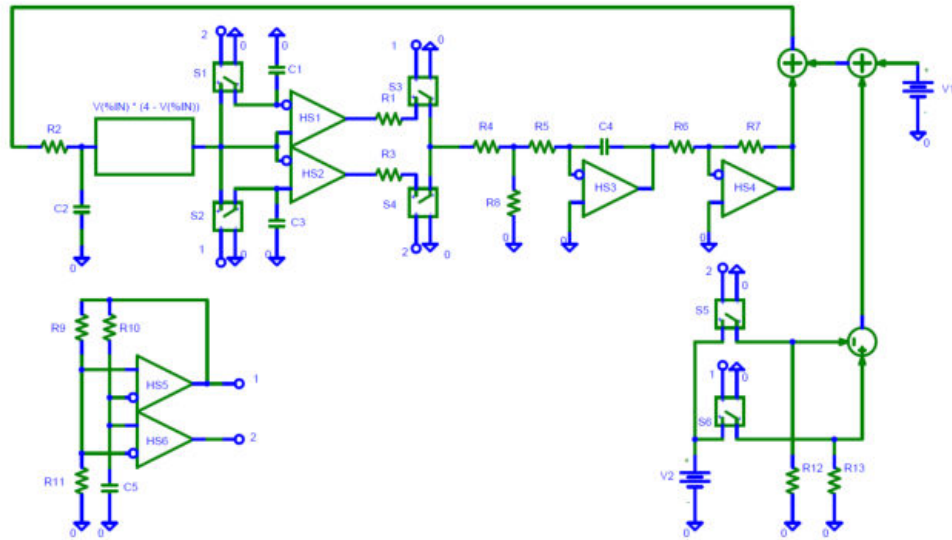


Рисунок 4.4 – Аналоговая модель двухшагового оптимизатора в среде *OrCAD PSpice*

Задающий генератор, управляющий шестью коммутаторами аналоговых сигналов (S1 – S6), выполнен на компараторах HS5, HS6. Частота задающего генератора определяется параметрами времязадающих элементов C5 и R10, которые выбираются исходя из динамических свойств основной САУ. На управляющий вход САУ пробные поисковые сигналы поступают от опорного источника напряжения V2 через управляемые коммутаторы S5, S6. При этом коэффициент нормировки для амплитуды пробного сигнала K_a задаётся непосредственно источником V2.

В качестве примера рассмотрена работа двухшагового оптимизатора в составе экстремальной САУ, имеющей критерий качества $J(x)$ следующего вида:

$$J(x) = x \cdot (4 - x) \quad (4.2)$$

Ему соответствует единственный максимальный экстремум с параметрами:

$$J_{opt} = 4 \text{ и } x_{opt} = 2.$$

Вычислитель критерия качества выполнен на блоке АВМ1, а для имитации переходного процесса реальной системы, добавлена цепь, состоящая из резистора R2 и конденсатора C2. Устройства хранения предыдущего значения критерия качества при воздействии на САУ пробного поискового сигнала выполнены на управляемых коммутаторах S1, S2 и конденсаторах C1, C3. Устройства сравнения текущего значения критерия качества с предыдущим выполнены на компараторах HS1, HS2. Смещение управляющего сигнала в направлении экстремума и запоминание его текущего значения осуществляется с помощью управляемых коммутаторов S3, S4 и интегратора на операционных усилителях HS3, HS4. Выходной сигнал этого интегратора суммируется или вычитается из текущего значения сигнала управления в зависимости от того, какой именно ищется экстремум – максимум или минимум. Начальное значение сигнала управления задаётся за счёт источника V1. Ключевые параметры, выбранные для исследуемой системы, приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры аналоговой схемотехнической реализации оптимизатора

Параметр	Значение
Частота задающего генератора f_g , кГц	1
Постоянная времени интегратора τ_{int} , мс	10
Коэффициент нормировки амплитуды поискового сигнала K_a , мВ	25

На рисунке 4.5 представлены результаты моделирования двухшагового оптимизатора, демонстрирующие переходный процесс, причём для различных начальных значений управляющего воздействия: в первом случае $x_0 = -2$, а во втором $x_0 = 6$.

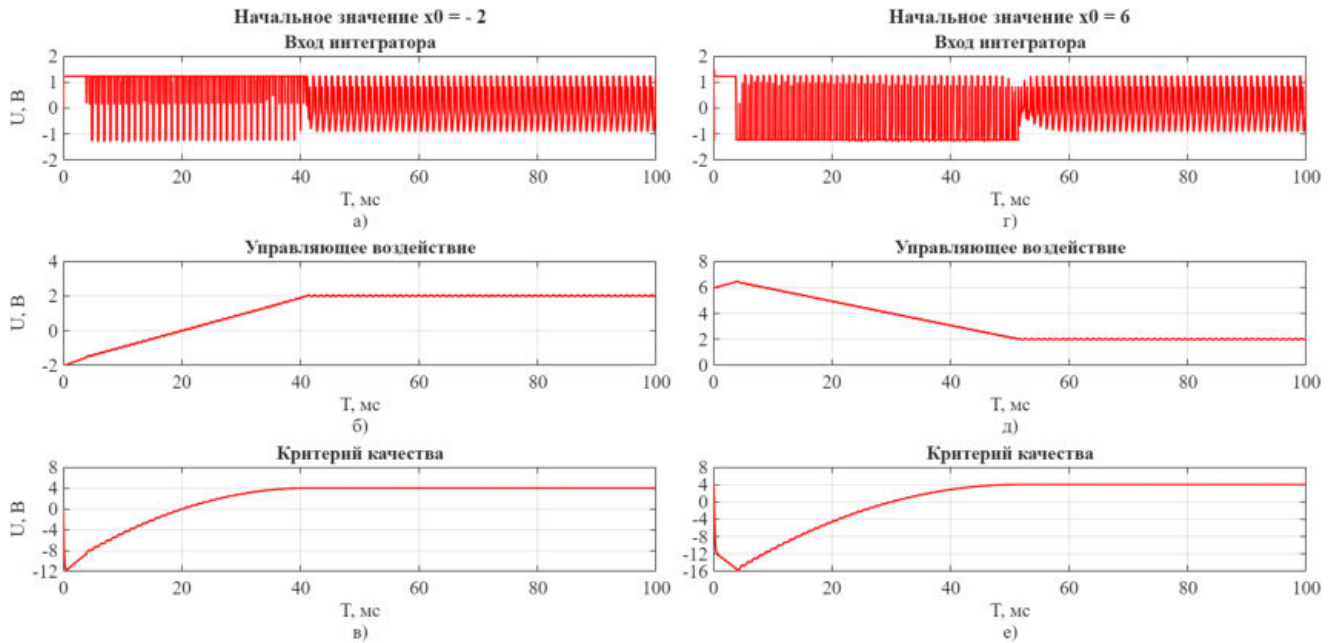


Рисунок 4.5 – Временные диаграммы работы схмотехнической реализации оптимизатора: а) вход интегратора при $x_0 = -2$; б) управляющее воздействие при $x_0 = -2$; в) рассчитанный критерий качества при $x_0 = -2$; г) вход интегратора при $x_0 = 6$; д) управляющее воздействие при $x_0 = 6$; е) рассчитанный критерий качества при $x_0 = 6$

Время переходного процесса в первом случае составило приблизительно 40 мс, а во втором случае приблизительно 50 мс. После прохождения переходного процесса значение управляющего воздействия становится равным $x = 2$, а значение критерия качества $J(x) = 4$. Полученные значения соответствуют экстремуму функции, заданной в (4.2).

На рисунке 4.6 представлены результаты моделирования двухшагового оптимизатора, в установившемся режиме. Следует отметить, что установившийся режим будет одинаковым независимо от заданного начального значения управляющего воздействия x_0 . Можно заметить, что при этом происходят автоколебания вблизи точки экстремума, что подтверждает наше утверждение, сделанное ранее.

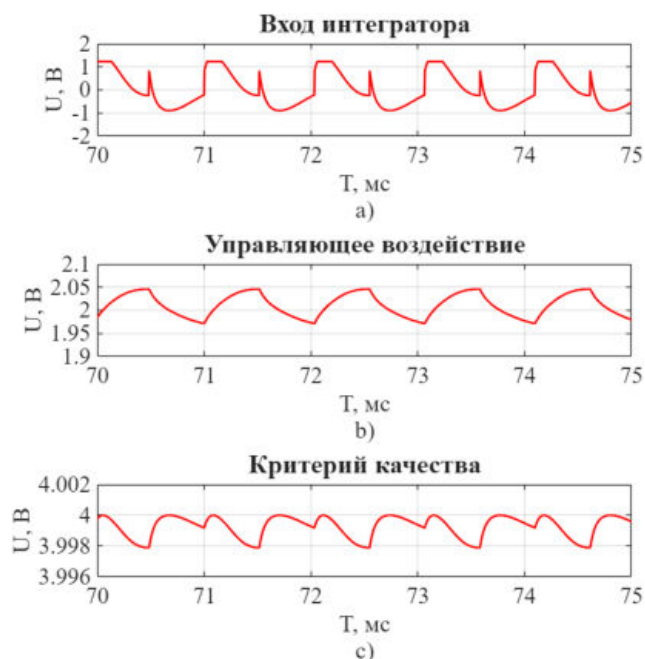


Рисунок 4.6 – Временные диаграммы работы схемотехнической реализации оптимизатора в увеличенном масштабе: а) вход интегратора; б) результирующее управляющее воздействие; в) рассчитанный критерий качества

Основным достоинством предлагаемой схемы и её аналоговой реализации является простота и дешевизна аппаратной реализации, хорошая помехоустойчивость и относительно высокое быстродействие.

4.4. Пример дискретной реализации оптимизатора с использованием аппроксимации ВАХ СБ

На рис. 4.7 показана компьютерная модель двухшагового оптимизатора в среде *PLECS*, выполненная в дискретной форме, для реализации в микропроцессорных системах [86-87].

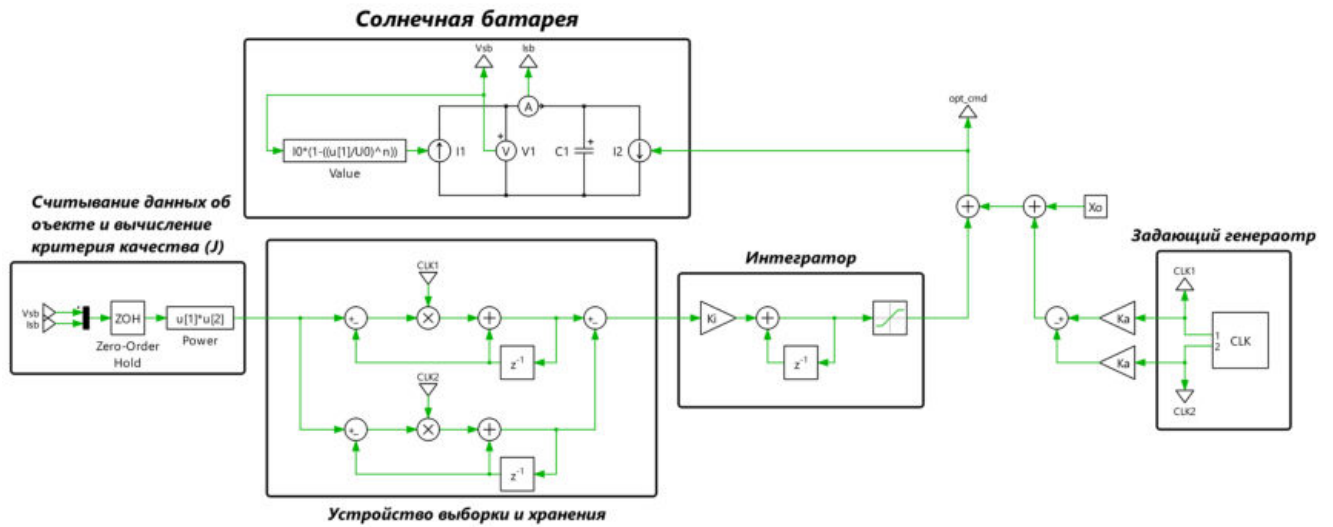


Рисунок 4.7 – Дискретная модель двухшагового оптимизатора в среде *PLECS*

Отдельно стоит отметить, что в ряде публикаций [88-91] предлагается эквивалентная схема замещения солнечной батареи, представленная на рисунке 4.8, и приводится уравнение (4.3), для описания выходного тока солнечной батареи.

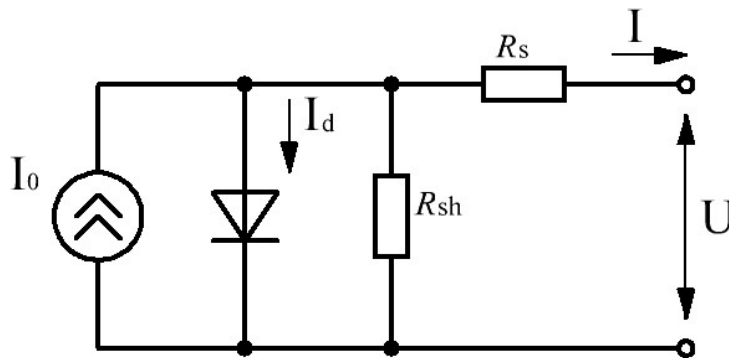


Рисунок 4.8 – Схема замещения СБ

$$I = I_0 - I_d \cdot \left(e^{\frac{U + I \cdot R_s}{\varphi_t}} - 1 \right) - \frac{(U - I \cdot R_s)}{R_{sh}} \quad (4.3)$$

Где I_0 – ток короткого замыкания;

I_d – ток диода;

R_s – последовательное сопротивление;

R_{sh} – параллельное сопротивление;

φ_t – тепловой потенциал диода.

Недостатком такой модели является проблема определения параметров эквивалентной схемы замещения, что затрудняет моделирование силового преобразователя, используя модель, составленную по этому уравнению. Для построения её функции необходимо решить численными методами уравнение, представленное выше. Поэтому для моделирования ВАХ солнечной батареи предлагаются новые модели статической ВАХ солнечной батареи на основе нелинейного источника тока или нелинейного источника напряжения, рисунке 4.9. Определение параметров которых не представляет сложности.

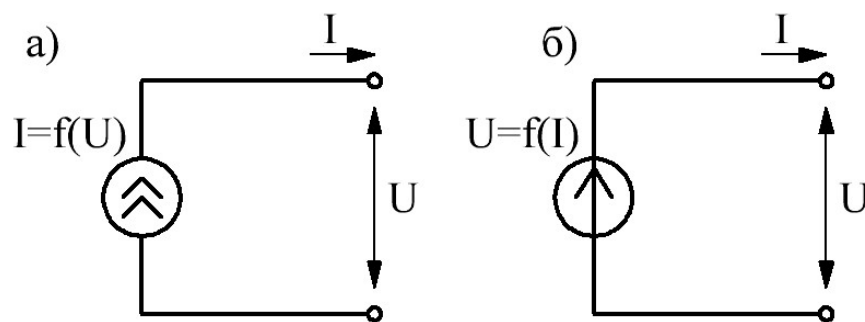


Рисунок 4.9 – Авторские схемы замещения солнечной батареи: а) в качестве источника тока; б) в качестве источника напряжения

Такие аппроксимации позволяют избавиться от лишних параметров при описании солнечной батареи, а оперировать только известными значениями – напряжением холостого хода U_0 и током короткого замыкания I_0 , а также коэффициентом аппроксимации n . Эквивалентная схема замещения солнечной батареи выполнена на управляемом источнике тока – П1. Аппроксимированная ВАХ солнечной батареи может быть задана выражением.

$$I(U) = I_0 \cdot \left(1 - \left(\frac{U}{U_0} \right)^n \right) \quad (4.4)$$

Где I_0 – ток короткого замыкания;

U_0 – напряжение холостого хода;

n – коэффициент аппроксимации.

При этом значения экстремума функции, находится из условия равенства нулю производной функции тока.

$$\begin{cases} I(U) = I_0 \cdot \left(1 - \left(\frac{U}{U_0}\right)^n\right) \\ \frac{\partial I}{\partial U} = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

Из выражения (4.5), получаем значение напряжения в точке максимальной мощности.

$$U_{mp} = \frac{U_0}{\sqrt[n]{n+1}} \quad (4.6)$$

А подставив значение выражения (4.6) в выражение (4.4) получим значение тока в точке максимальной мощности.

$$I_{mp} = I_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{n+1}\right) \quad (4.7)$$

Тогда, учитывая (4.1), выражение для мощности в точке экстремума равно соответственно.

$$P_{mp} = U_0 \cdot I_0 \cdot \left(\frac{n}{(n+1)^{\frac{1+n}{n}}}\right) \quad (4.8)$$

В данном случае, управляющее воздействие применяется также на управляемый источник тока I_2 , который имитирует нагрузку, таким образом управляющее воздействие *opt_cmd* является уставкой потребляемого тока. В остальном сохраняется преемственность изначальной модели, только с использованием дискретных подходов к созданию системы управления. Так, задающий генератор может быть выполнен в реальной микропроцессорной системе на основе таймера периферии или произвольной функции счётчика.

Устройство выборки и хранения реализовано за счёт блоков задержки, а функция перемножения позволяет реализовать разрешающий сигнал, за счёт которого реализуется двухшаговый алгоритм, то есть разрешение работать в определённый временной участок. Устройство описывается следующим выражением:

$$y[k] = y[k-1] + clk_i[k] \cdot (u[k] - y[k-1]) \quad (4.9)$$

где $u[k]$ – входное значение (вычисленное значение критерия качества J) на текущем такте; $clk_i[k]$ – сигнал тактирования с задающего генератора (для $i = 1$ и $i = 2$, соответствующий двум шагам алгоритма); $y[k]$ – выходное значение (удерживаемое значение критерия качества J); $y[k - 1]$ – выходное значение с предыдущего такта (прошрое значение критерия качества J).

При $clk_i[k] = 0$ выполняется удержание предыдущего значения:

$$y[k] = y[k - 1] \quad (4.10)$$

При $clk_i[k] = 1$ устройство осуществляет выборку текущего значения:

$$y[k] = u[k] \quad (4.11)$$

В двухшаговом оптимизаторе используются два одинаковых устройства выборки и хранения, формирующих значения критерия качества J на каждом из двух шагов. После чего вычисляется разность, по знаку которой определяется направление смещения управляющего воздействия в сторону экстремума.

Интегратор выполнен в дискретной форме в соответствии с выражением:

$$y[k] = y[k - 1] + K_i \cdot u[k] \quad (4.12)$$

где $u[k]$ – вход интегратора; K_i – коэффициент усиления интегратора; $y[k]$ – выход интегратора.

В свою очередь, коэффициент усиления интегратора рассчитывается как:

$$K_i = \frac{T_s}{\tau_{\text{int}}} \quad (4.13)$$

где T_s – период дискретизации; τ_{int} – постоянная времени интегратора.

Для верификации дискретного оптимизатора была выбрана реальная фотоэлектрическая панель JKM635N-66HL4M-(V) фирмы «JinkoSolar». Её параметры, а также параметры, выбранные для оптимизатора, легли в основу модели, изображённой на рисунке 4.7, они также приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры дискретной схемотехнической реализации оптимизатора

Параметр	Значение
Напряжение холостого хода солнечной батареи U_0 , В	49,43
Ток короткого замыкания солнечной батареи I_0 , А	16,36
Коэффициент аппроксимации n	16
Частота дискретизации f_c , кГц	20
Частота задающего генератора f_g , кГц	1
Коэффициент усиления интегратора K_i	0,005
Коэффициент нормировки амплитуды поискового сигнала K_a	0,025

На рисунке 4.10 представлены результаты моделирования двухшагового оптимизатора, демонстрирующие переходный процесс и выход в точку максимальной мощности солнечной батареи.

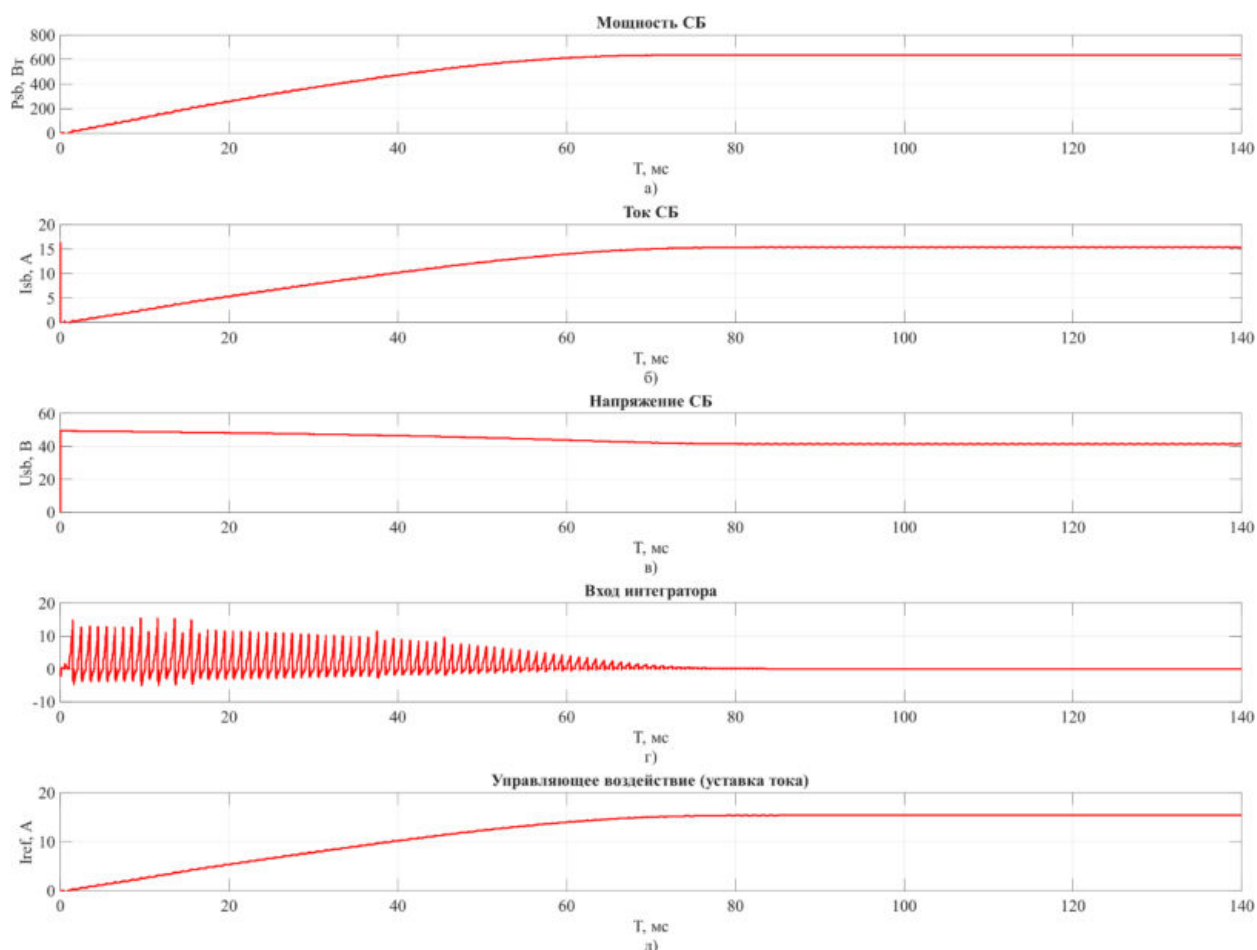


Рисунок 4.10 – Временные диаграммы работы дискретной реализации оптимизатора: а) мощность солнечной батареи; б) ток, потребляемый от солнечной батареи; в) напряжение на солнечной батарее; г) вход интегратора; д) управляющее воздействие *opt_cmd*

Режим работы системы в точке экстремума, сопровождающийся установившимися автоколебаниями, показывают временные диаграммы, представленные на рисунке 4.11. Говоря о численных значениях, было произведено сравнение данных, полученных в результате моделирования, с данными, представленными в документации производителя; результаты сравнения представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Сравнение параметров точки максимальной мощности по документации и результатам моделирования

Параметр	Данные из документации	Результат моделирования
Максимальная мощность P_{mp} , Вт	635	636,51
Ток в точке максимальной мощности I_{mp} , А	15,34	15,36
Напряжение в точке максимальной мощности U_{mp} , В	41,39	41,44

Стоит отметить, что результаты имитационного компьютерного моделирования дискретной системы оптимизатора позволяют достичь практически идентичных параметров для точки максимальной мощности реальной солнечной батареи.

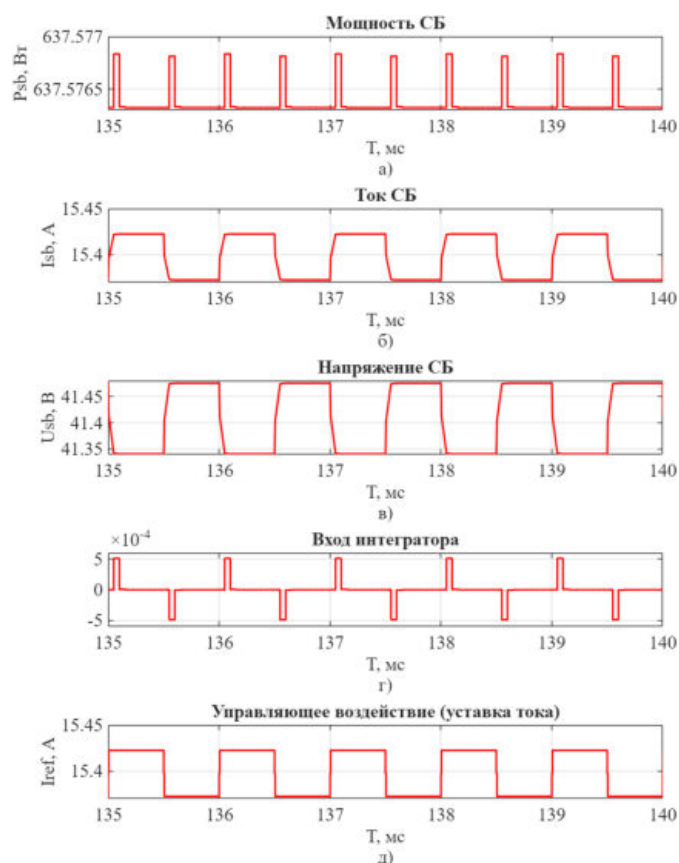


Рисунок 4.11 – Временные диаграммы работы дискретной реализации оптимизатора в увеличенном масштабе: а) мощность солнечной батареи; б) ток, потребляемый от солнечной батареи; в) напряжение на солнечной батарее; г) вход интегратора; д) управляющее воздействие *opt_cmd*

Программа с таким алгоритмом может быть легко реализована на простых и дешёвых 32-разрядных микропроцессорах типа STM32. Микропроцессорная реализация двухшагового оптимизатора особенно эффективна в том случае, когда критерий качества САУ имеет несколько локальных экстремумов. В этом случае поиск глобального экстремума может быть запрограммирован достаточно просто путём задания различных начальных значений сигнала управления из допустимого диапазона. После этого по описанному выше алгоритму производится поиск и запоминание соответствующих локальных экстремумов. Затем из нескольких найденных локальных экстремумов путём их сравнения между собой выбирается глобальный экстремум и соответствующее ему оптимальное значение сигнала управления.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4

1. На основе сравнительного анализа достоинств и недостатков известных способов построения оптимизаторов предложен новый способ безградиентного поиска экстремума.
2. Разработана структурная схема оптимизатора с пошаговым поиском экстремума на основе ЗГ, устройства выборки и хранения, интегратора, сумматора и вычислителя мгновенной мощности СБ.
3. Даны рекомендации по выбору структуры и параметров КУ, обеспечивающих устойчивую работу экстремальной САУ с оптимизатором.
4. Подробно описан алгоритм работы предлагаемого оптимизатора с пошаговым поиском точки максимальной мощности.
5. Разработаны аналоговые и дискретные схемотехнические решения оптимизатора и их компьютерные реализации в системах *OrCAD PSpice* и *PLECS*.
6. С помощью ИКМ подтверждена работоспособность и эффективность предложенных схемотехнических решений оптимизатора.
7. Приведены временные диаграммы процессов работы для различных режимов поиска экстремума из разных начальных точек.
8. Предложена эквивалентная схема замещения СБ и представлены варианты аналитического описания её ВАХ, учитывающие температуру и освещённость СБ.

ГЛАВА 5. СПОСОБЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ИНВЕРТОРА С БЫТОВОЙ СЕТЬЮ

При передаче электроэнергии СБ в сеть непременно возникает задача синхронизировать передачу по частоте с бытовой сетью. В современных реалиях для решения этой задачи целесообразно рассмотреть систему, представленную на рисунке 5.1, состоящую непосредственно из самой сети, силовой части преобразователя постоянного напряжения в переменное (инвертора напряжения), силового фильтра, выделяющего низкочастотную составляющую, а также датчика напряжения сети (ДСН) и датчика тока инвертора (ДТИ), сигналы с которых поступают на систему управления и защиты (СУЗ) силовой частью.

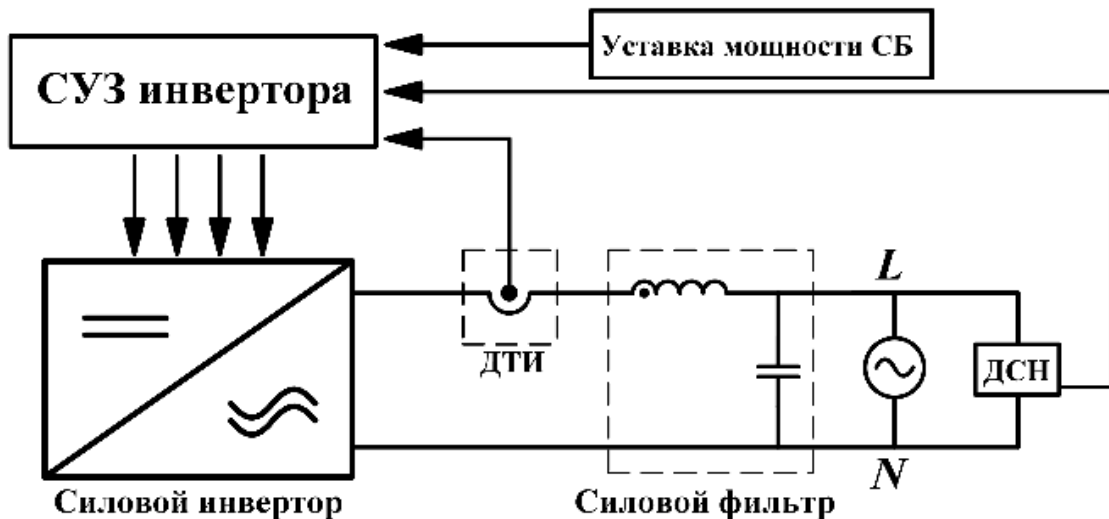


Рисунок 5.1 – Структурная схема инвертора напряжения, работающего на сеть

Так как общая структура силового преобразовательного каскада проектируется с двухполярным звеном постоянного тока, то в качестве силовой части инвертора наиболее целесообразно использовать одну из схем трёхуровневых инверторов с заземлённой нейтралью: Т-мост с ключом переменного тока, или многоуровневый полумостовой инвертор со связью средней точки через диоды, обе схемы представлены на рисунке 5.2.

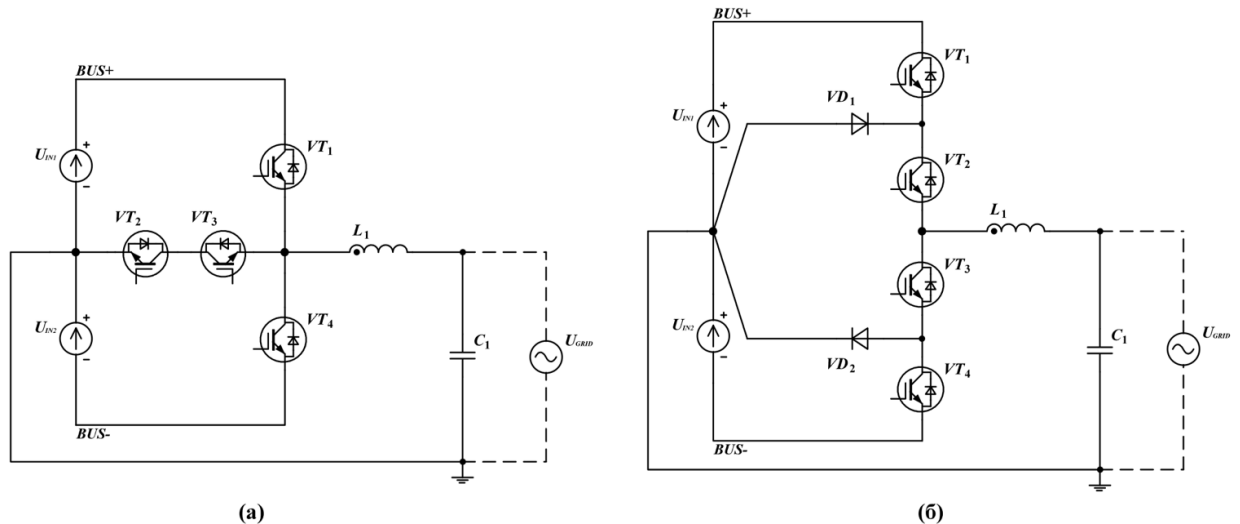


Рисунок 5.2 – (а) Инвертор Т-типа, (б) Многоуровневый инвертор

Данные топологии хорошо известны и зарекомендовали себя при исполнении как в однофазном, так и в трёхфазном вариантах [92–94]. При использовании в однофазных системах они обладают следующим набором преимуществ: наличие двух низковольтных ключей, помимо двух высоковольтных, также пониженное напряжение, прикладываемое к выходному дросселю, что позволит как снизить его габариты, так и уровень потерь. В свою очередь недостатком таких схем является наличие большого числа полупроводников. Однако в многоуровневой полумостовой схеме присутствуют два ключа, переключающихся с частотой сети, что даёт преимущество в уровне динамических потерь в данной схеме.

5.1. Построение датчика сетевого напряжения в системе преобразователя, работающего на бытовую сеть

Согласно структурной схеме инвертора, работающего на сеть, будет оставаться необходимость заводить обратную связь на СУЗ силовых каскадов. Одной из проблем, с которой могут столкнуться проектировщики таких силовых решений, является построение ДСН с учётом паразитных параметров сети [95-96]. Эквивалентная схема замещения сети как длинной линии с распределёнными параметрами представлена на рисунке 5.3.

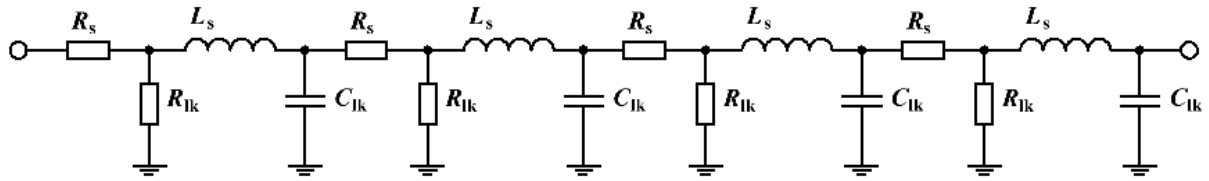


Рисунок 5.3 – Эквивалентная схема длинной линии с распределёнными параметрами

Важно отметить, что разные линии будут иметь разные распределённые параметры [97], и, как следствие, иметь разные АЧХ и ФЧХ, типовой вид которых, полученный с помощью ИКМ в системе *OrCAD PSpice*, представлен на рисунке 5.4.

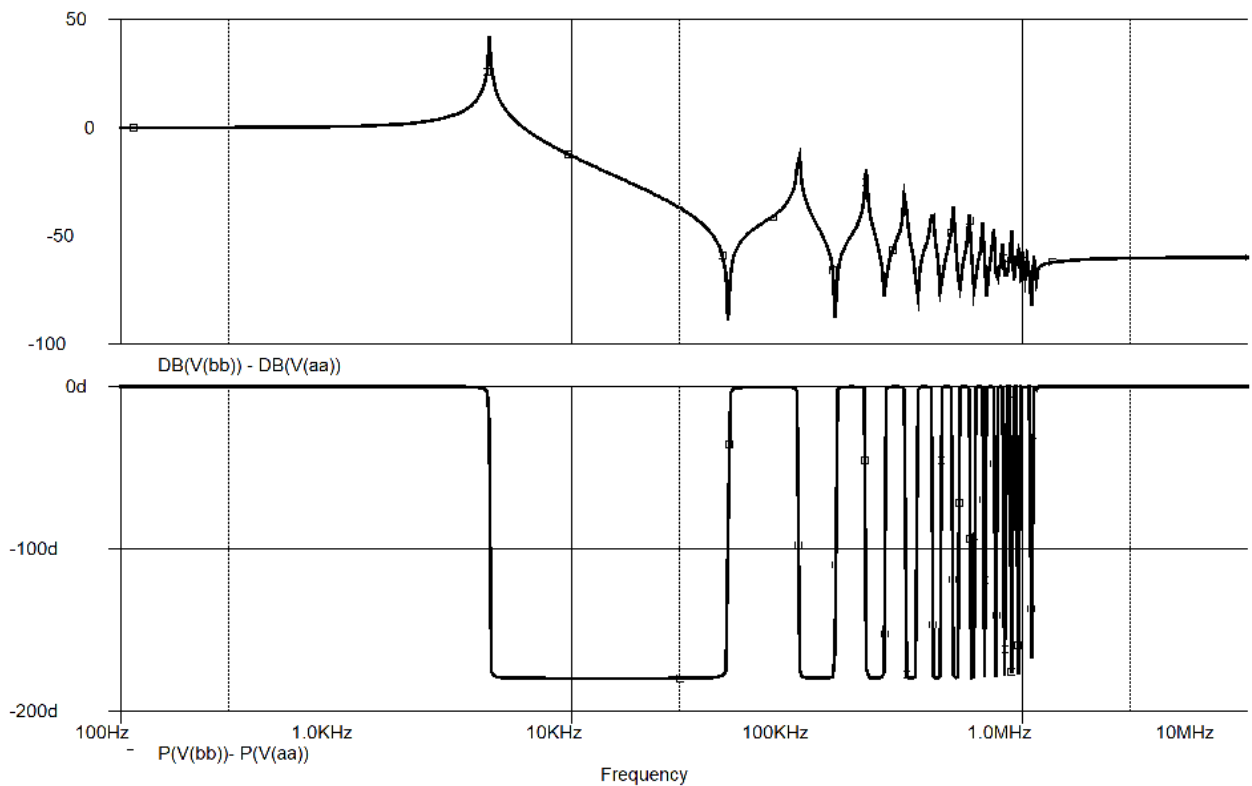


Рисунок 5.4 – АЧХ и ФЧХ длинной линии, полученные в результате моделирования

Из рисунка видно, что такая линия является многорезонансной, так как помимо резонанса, вызванного наличием фильтра инвертора, обязательно существует множество частных резонансов, частоты которых зависят от длины и параметров линии, а также от места непосредственного включения. В связи с этим использование напряжения сети в качестве опорного сигнала для задания тока инвертора без принятия специальных мер может привести к неустойчивой работе

всей системы. В данном разделе рассматриваются подходы к решению данной проблемы путём выбора структуры и параметров ДСН и способов их схемотехнической реализации. Также при использовании микропроцессорной системы управления инвертора данные фильтры могут быть реализованы программно-алгоритмически (на практике применяют их комбинацию).

Для устранения множественных резонансов на высоких частотах может быть спроектирован фильтр, имеющий следующую передаточную функцию, которая соответствует фильтру четвёртого порядка, а её возможные реализации представлены на рисунке 5.5.

$$W(s) = \left(\frac{\tau \cdot s}{\tau^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \tau \cdot s + 1} \right)^2 \quad (5.1)$$

Схемотехническая реализация фильтра состоит из двух звеньев, при этом выход первого звена будет смещён на 90° относительно входа, поэтому вместо установки ещё одного аналогичного звена возможна установка простого инвертирующего усилителя.

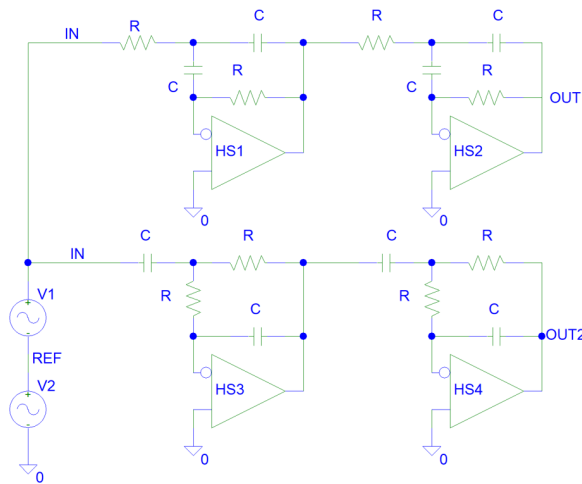


Рисунок 5.5 – Варианты схемотехнической реализации фильтра с улучшенным временем переходного процесса

Однако при использовании фильтра четвёртого порядка закономерно улучшается качество фильтрации высокочастотных составляющих сигнала. Стоит отметить, что хоть топологии являются разными, они описываются одинаковой передаточной функцией (5.1). Для корректной работы данной топологии фильтра

необходимо соблюдение равенства постоянной времени фильтра и периода сети, при этом постоянная времени зависит от номиналов компонентов, входящих в состав фильтра.

$$\begin{cases} \tau = R \cdot C \\ \tau = T_c \end{cases} \quad (5.2)$$

По АЧХ данного фильтра, представленной на рисунке 5.6, можно отметить, что он не пропускает постоянную составляющую.

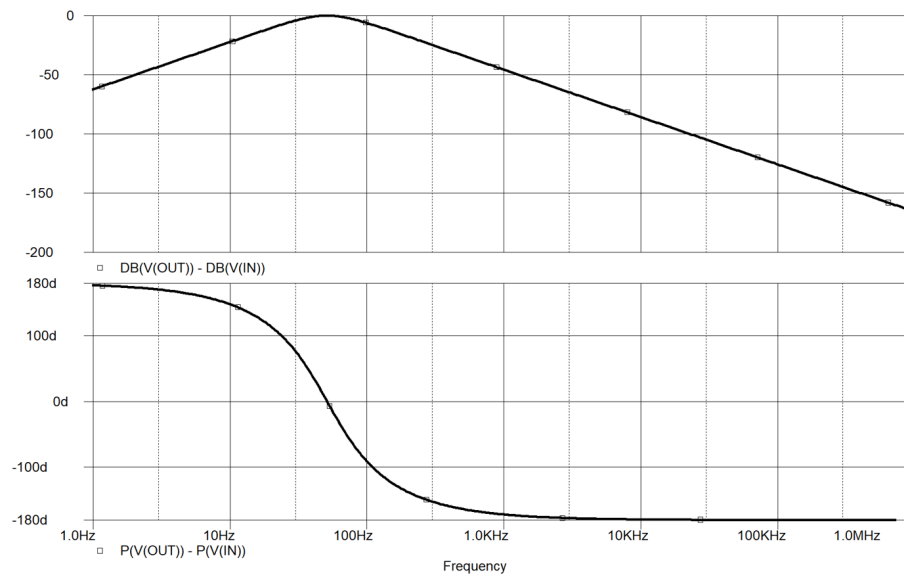


Рисунок 5.6 – АЧХ и ФЧХ фильтра

При моделировании был добавлен источник высокочастотного напряжения V1, соответствующий частоте коммутации инвертора напряжения. По осциллограмме переходного процесса, представленной на рисунке 5.7, можно сказать, что время переходного процесса в таком типе фильтра не существенно в сравнении с постоянной времени сетевого напряжения, также успешно выполнена фильтрация высокочастотных гармоник напряжения.

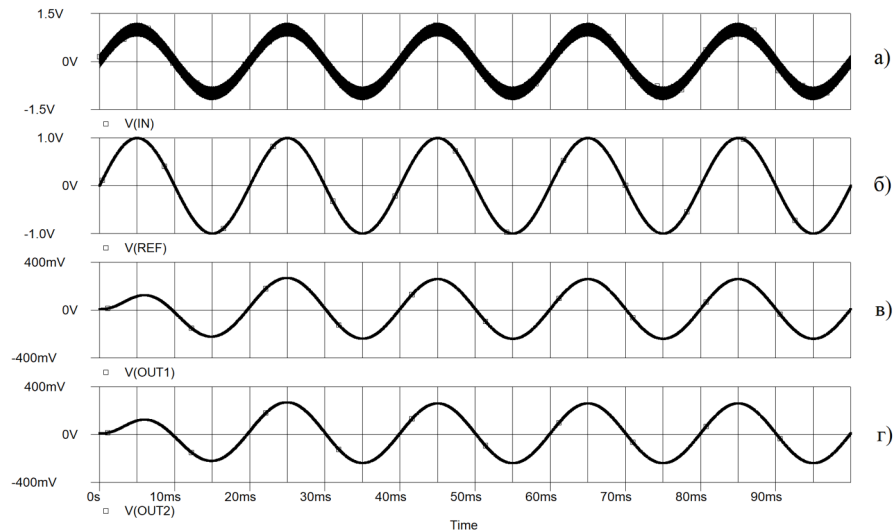


Рисунок 5.7 – а) Осциллограмма напряжения сети (входного напряжения фильтра); б) Осциллограмма выходного напряжения фильтра; в) выходное напряжение первой версии фильтра (OUT1); г) выходное напряжение второй версии фильтра (OUT2)

5.2. Алгоритм ФАПЧ в системе управления однофазным инвертором, работающим совместно с бытовой сетью

Одним из наиболее распространённых способов решения указанной задачи является применение блока ФАПЧ. В общем случае ФАПЧ представляет собой замкнутую систему автоматического управления, предназначенную для согласования фазы и частоты формируемого внутреннего сигнала (ω' , φ') с фазой и частотой внешнего опорного сигнала (ω , φ). Существуют различные способы построения ФАПЧ, однако базовая структура, представленная на рисунке 5.8, обычно включает три фундаментальных звена: фазовый детектор (ФД), корректирующее устройство (КУ) и генератор, управляемый напряжением (ГУН) [98–100].

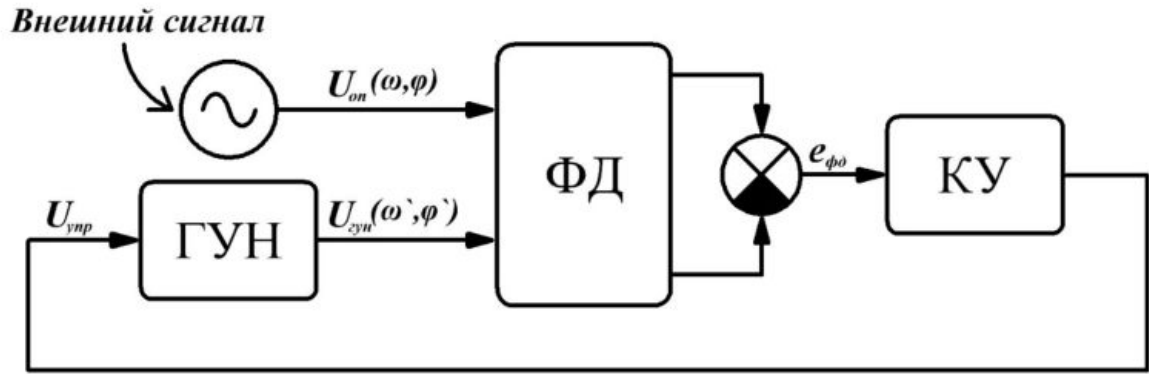


Рисунок 5.8 – Базовая структура ФАПЧ

Задачей ФАПЧ является сведение к минимуму фазового рассогласования между фазой φ' , формируемой ГУН, и фазой опорного напряжения сети φ . А поскольку фаза является интегралом от угловой частоты:

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt \quad (5.3)$$

то изменение фазового рассогласования сопровождается изменением частоты сигнала ГУН до значения, соответствующего частоте опорного сетевого напряжения. Следовательно, с точки зрения теории автоматического управления ГУН может быть представлен интегрирующим звеном [101-102]. Входным воздействием ГУН является сигнал управления $U_{упр}$, а на его выходе формируется сигнал $U_{ГУН}(\omega', \varphi')$, содержащий информацию о сгенерированных частоте и фазе. Поэтому передаточную функцию ГУН в первом приближении можно представить в виде:

$$W_{ГУН}(s) = \frac{U_{ГУН}(s)}{U_{упр}(s)} = \frac{1}{T_{ГУН} \cdot s} \quad (5.4)$$

где $T_{ГУН}$ – постоянная времени ГУН.

Далее сигнал, сформированный ГУН, и входной сетевой (опорный) сигнал поступают на ФД. После сравнения фаз формируется сигнал ошибки $e_{фд}$, который затем поступает на КУ. Динамические свойства контура ФАПЧ определяются совокупностью входящих в его состав звеньев. При этом КУ является основным настраиваемым звеном, от параметров которого зависят быстродействие системы,

характер переходного процесса и запас устойчивости. Поэтому выбор структуры и параметров КУ является одной из основных задач при проектировании ФАПЧ для силовых преобразователей.

Одним из возможных вариантов построения ФД является детекция по фронтам, то есть по моментам перехода входного и формируемого сигналов через заданный уровень, в частности через ноль [103]. Достоинством такого метода является возможность работы с переменным сигналом различной формы. Это особенно важно для бытовой сети, где в силу паразитных параметров возможны искажения формы детектируемого напряжения. В то же время основной недостаток такого подхода заключается в ложных срабатываниях при переходе через ноль, когда сигнал подвергается воздействию шумов или высокочастотных помех. Для уменьшения влияния таких факторов целесообразно применять предварительную аналоговую фильтрацию сетевого сигнала, о чём говорилось ранее в данной главе [104]. Однако она, в свою очередь, также вносит дополнительное фазовое смещение и должна учитываться при построении всей системы управления.

Ключевой особенностью ФД, работающего по фронтам, является неминуемое внесение задержки, связанной с ожиданием следующего фронта входного или генерируемого сигнала. В первом приближении такую задержку можно представить в виде динамического звена чистого запаздывания:

$$W_{\text{ФД}}(s) = \frac{e_{\text{ФД}}(s)}{U_{\text{оп}}(s) - U_{\text{ГУН}}(s)} = e^{-T_{\text{оп}} \cdot s} \quad (5.5)$$

где $T_{\text{оп}}$ – длительность эквивалентного запаздывания.

Таким образом, в подобном представлении контур ФАПЧ содержит интегрирующее звено, обусловленное работой ГУН, и звено запаздывания, обусловленное выбранным способом построения ФД по фронтам. При этом выход ФД имеет дискретный характер и может принимать ограниченное число состояний: $-1, 0, +1$. Следовательно, такой ФД должен рассматриваться как нелинейное звено, а вся ФАПЧ уже на этапе выбора структуры требует анализа с позиций теории

нелинейных систем автоматического управления [71-72]. АЧХ и ФЧХ комбинации интегрирующего звена и звена запаздывания представлены на рисунке 5.9.

АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы без КУ

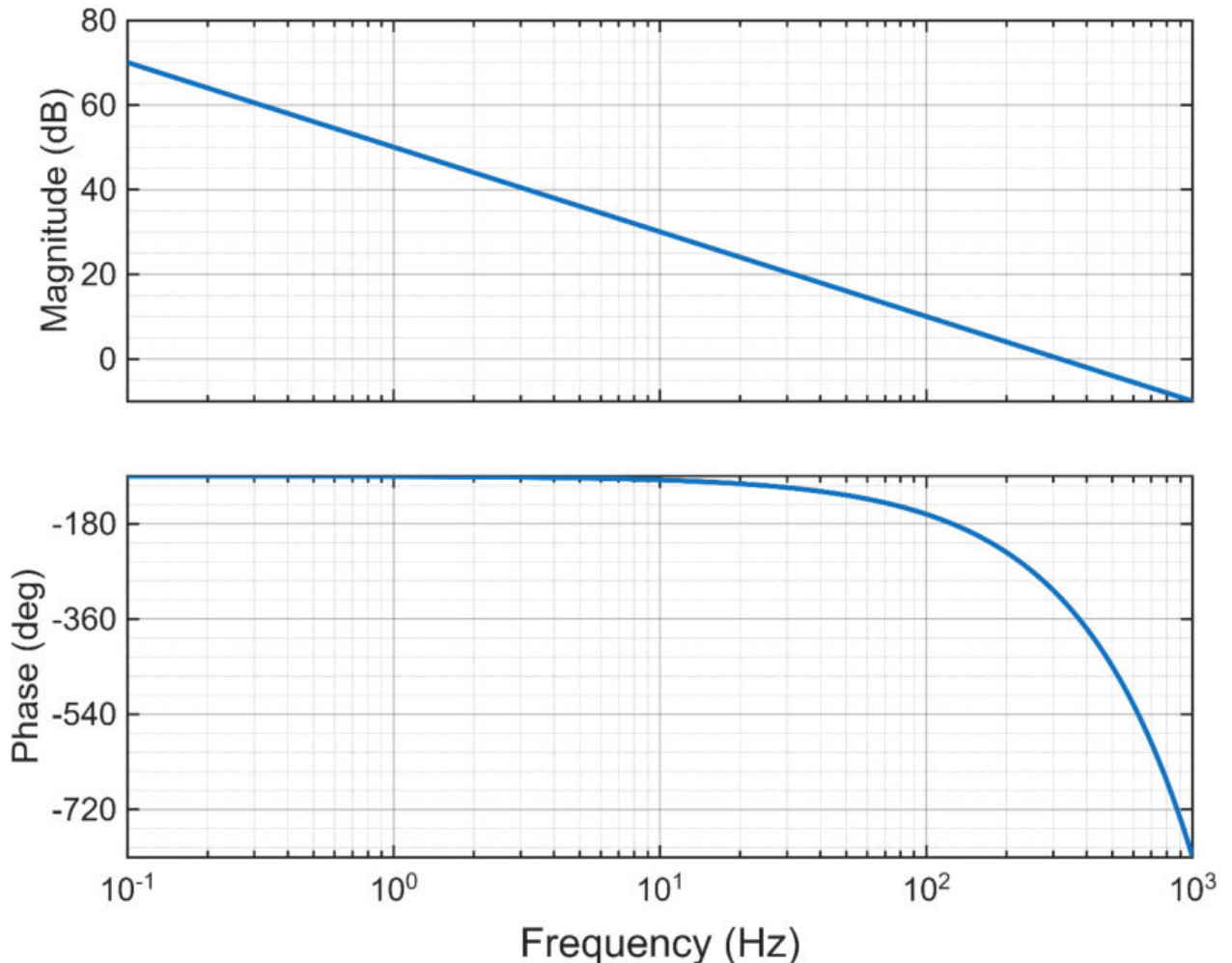


Рисунок 5.9 – АЧХ и ФЧХ интегрирующего звена и звена запаздывания

На низких частотах основное влияние оказывает интегратор, обеспечивающий астатизм системы по фазе и автоматическую подстройку частоты. С ростом частоты всё более существенным становится влияние запаздывания, которое ухудшает фазовую характеристику разомкнутого контура и уменьшает запас устойчивости.

5.2.1. Проектирование корректирующего устройства ФАПЧ

Из анализа частотных характеристик, представленных на рисунке 5.9, следует, что уже без учёта корректирующего устройства контур ФАПЧ содержит звенья, существенно влияющие на его динамические свойства. Немаловажным также является тот факт, что выходной сигнал ФД имеет дискретный характер и

задаёт величину фазовой ошибки в дискретном виде. С учётом этих особенностей построение ФАПЧ целесообразно выполнять как задачу синтеза замкнутой системы автоматического управления, выбирая структуру КУ, а затем и его параметры.

Общая структура предлагаемой ФАПЧ представлена на рисунке 5.10. Входным сигналом является измеренное сетевое напряжение, принимаемое в системе за опорный сигнал $U_{оп}(\omega, \varphi)$. Затем опорное напряжение и сигнал с ГУН $U_{ГУН}(\omega', \varphi')$ поступают на ФД. По взаимному положению фронтов этих сигналов фазовый детектор формирует сигнал ошибки $e_{фд}$, принимающий одно из дискретных состояний: $-1, 0, +1$. Знак этого сигнала определяет направление изменения частоты ГУН: при отставании генерируемого сигнала частота должна быть увеличена, при опережении – уменьшена, а при нахождении фазового рассогласования в допустимой области управляющее воздействие не должно изменяться.

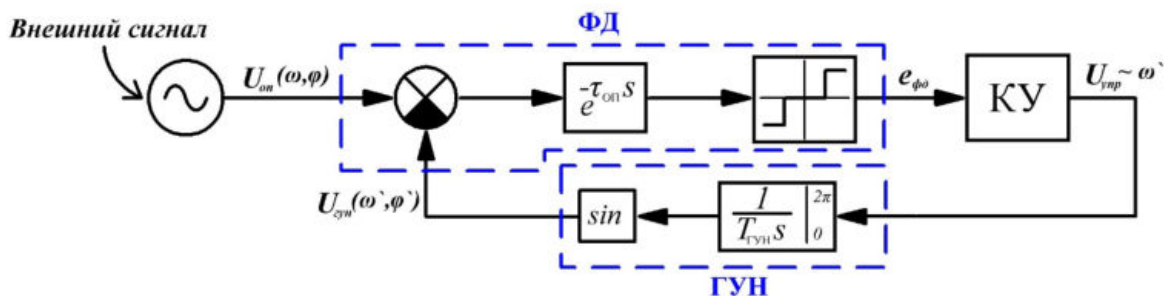


Рисунок 5.10 – Структурная схема предлагаемого алгоритма ФАПЧ

Выходной сигнал фазового детектора не может непосредственно подаваться на вход ГУН, поскольку в этом случае управляющее воздействие будет иметь дискретный характер и может привести к ложным срабатываниям фазового детектора, колебательному характеру процесса синхронизации и потере устойчивости при наличии запаздывания. Поэтому между ФД и ГУН вводится КУ, формирующее плавное управляющее воздействие $U_{упр}$, которое пропорционально частоте ГУН ω' . В общем виде структура разомкнутого контура предлагаемой

ФАПЧ может быть представлена произведением передаточных функций основных звеньев:

$$W_p(s) = W_{\text{ФД}}(s) \cdot W_{\text{КУ}}(s) \cdot W_{\text{ГУН}}(s) \quad (5.6)$$

Учитывая выражения (5.4) и (5.5), получим следующее выражение:

$$W_p(s) = W_{\text{КУ}}(s) \cdot \frac{e^{-T_{\text{оп}} \cdot s}}{T_{\text{ГУН}} \cdot s} \quad (5.7)$$

Для того чтобы корректно реализовывать работу ФД, имеющего дискретный характер выходного сигнала, КУ должно быть способно обеспечивать преобразование этого сигнала в непрерывное управляющее воздействие для ГУН с ограниченной скоростью изменения. Для этого в составе КУ целесообразно предусмотреть инерционную составляющую первого порядка, которая может быть представлена передаточной функцией:

$$W_{\text{КУ}}(s) = \frac{U_{\text{упр}}(s)}{e_{\text{фд}}(s)} = \frac{1}{T_{\text{КУ}} \cdot s + 1} \quad (5.8)$$

Однако использование только инерционного звена первого порядка в контуре приводит к наличию статической ошибки по фазе, а значит, применение КУ с подобной передаточной функцией невозможно. Поэтому для формирования требуемой характеристики разомкнутого контура для КУ целесообразно выбрать следующую передаточную функцию:

$$W_{\text{КУ}}(s) = \frac{U_{\text{упр}}(s)}{e_{\text{фд}}(s)} = \frac{T_{\text{КУ}} \cdot s + 1}{T_{\text{КУ}} \cdot s} = 1 + \frac{1}{T_{\text{КУ}} \cdot s} \quad (5.9)$$

Такое звено позволяет сделать нулевую статическую ошибку по фазе и обеспечить устойчивость всей системы. АЧХ и ФЧХ системы при введении звена коррекции представлены на рисунке 5.11.

АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы с КУ

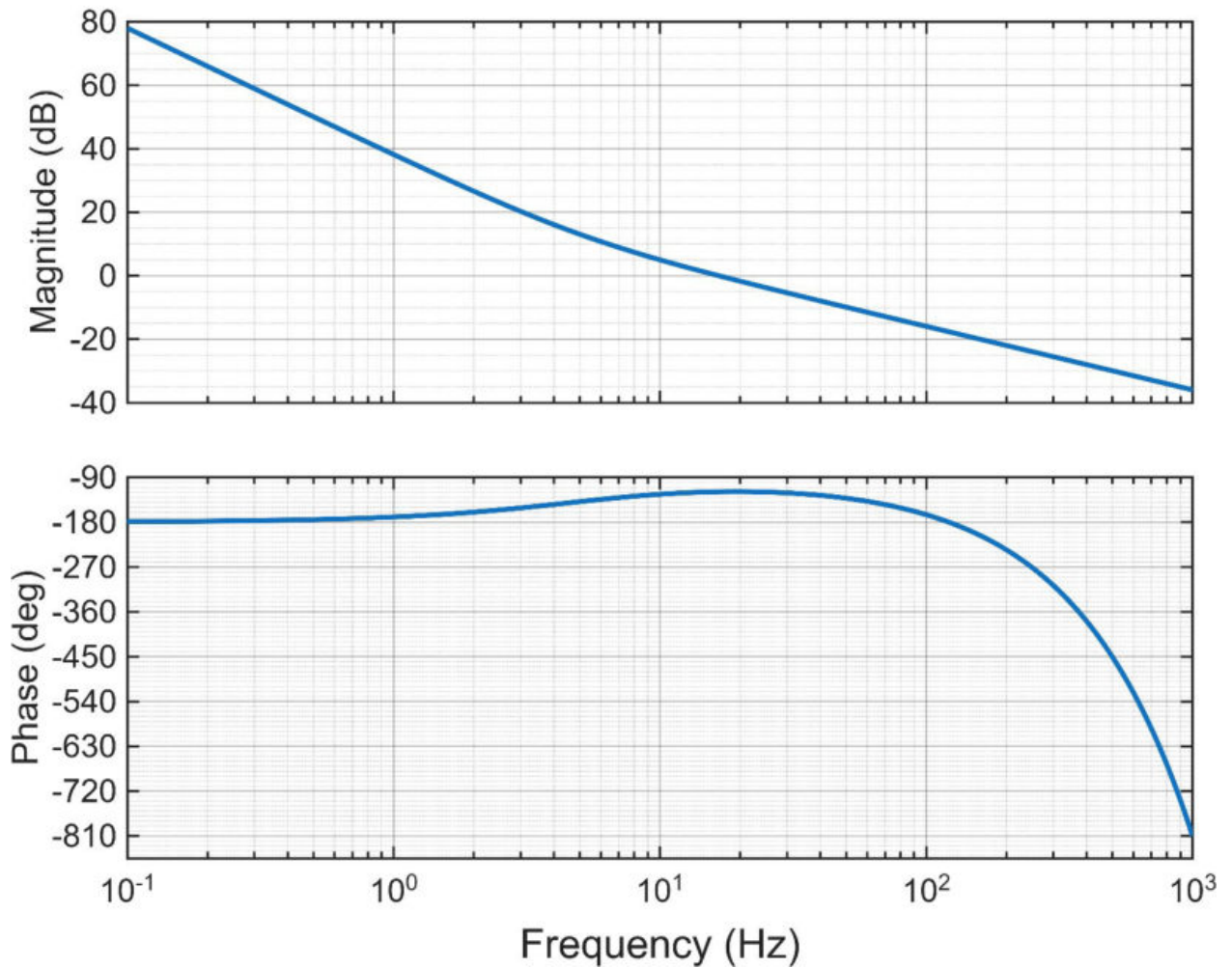


Рисунок 5.11 – АЧХ и ФЧХ интегрирующего звена и звена запаздывания при введении коррекции

В свою очередь, при резких изменениях частоты опорного напряжения и при необходимости обеспечения работоспособности устройства в сетях с различными стандартами номинальной частоты использование КУ с фиксированными параметрами не представляется возможным. В этом случае требуется расширение диапазона захвата и поддержания частоты, что может быть обеспечено введением адаптации в контур синхронизации. Введение адаптации возможно в различные звенья ФАПЧ, например, в ряде публикаций рассматривается введение адаптации в фазовый детектор [105]. В данной работе предлагается введение адаптации непосредственно в корректирующее устройство. Под адаптацией здесь понимается изменение параметров КУ в процессе работы в зависимости от текущей частоты внешнего опорного сигнала [106].

Для примера, динамическое звено, полученное из (5.9), с управляемой постоянной времени и передаточной функцией вида:

$$W_{\text{КУ}}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{\text{КУ}} \cdot s}\right) \quad (5.10)$$

где $T_{\text{КУ}} = \frac{T_{\text{КУ}}}{U_0}$, а $U_{\text{адп}}$ – управляющий сигнал адаптации, может быть реализовано по схеме, изображённой на рисунке 5.12. При необходимости пропорциональное усиление регулируется коэффициентом K_p .

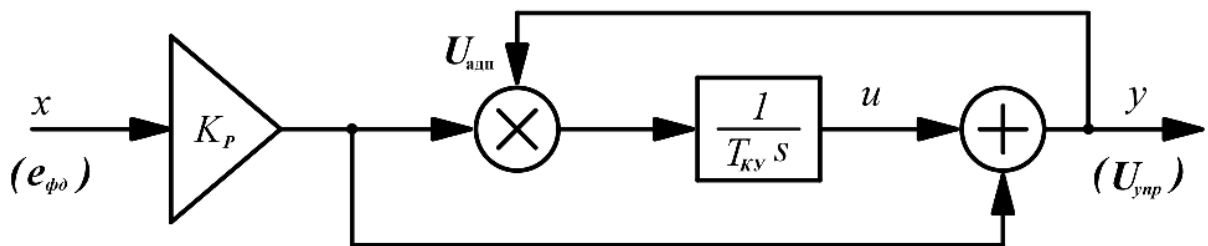


Рисунок 5.12 – Структурная схема корректирующего устройства с управляемой постоянной времени

В данном случае управляющим сигналом адаптации $U_{\text{адп}}$ является непосредственно выход КУ – $U_{\text{упр}}$, который пропорционален частоте ГУН ω . Таким образом, получается возможность смещать частотные параметры КУ в зависимости от рабочей частоты опорного напряжения и при этом сохранять работоспособность и требуемый запас устойчивости в широком диапазоне частот. Для демонстрации этого АЧХ и ФЧХ адаптивного КУ при изменяющемся управляющем сигнале адаптации $U_{\text{адп}}$ представлены на рисунке 5.13. Представленные семейства получены при фиксированных значениях сигнала адаптации и отображают локальные свойства КУ, которые заключаются в смещении характеристики в зависимости от частоты.

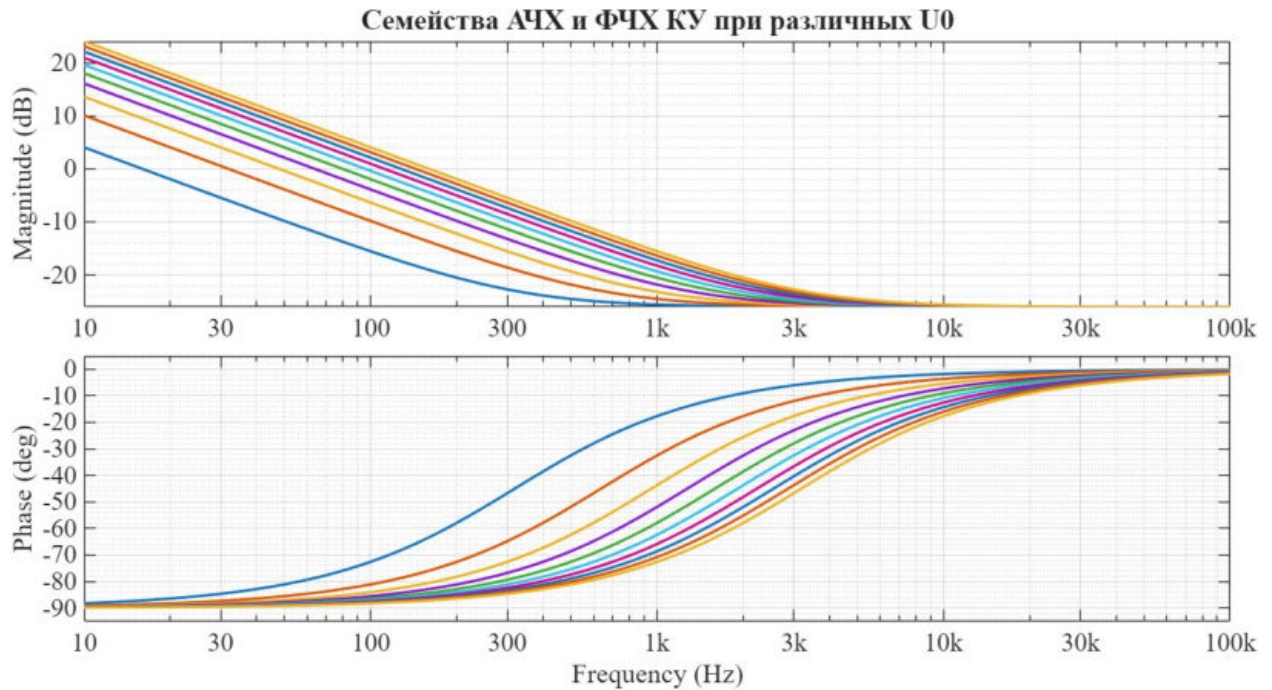


Рисунок 5.13 – Семейства АЧХ и ФЧХ КУ при различных значениях управляющего сигнала адаптации $U_{\text{адп}}$

5.2.2. Результаты моделирования силового преобразователя с системой ФАПЧ

Для верификации предлагаемого алгоритма ФАПЧ была собрана модель системы управления инвертора, работающего на сеть, в среде *PLECS*, представленная на рисунке 5.14. В качестве силовой части выбран однофазный трёхуровневый инвертор, работающий на сеть, параметры которой можно изменять в рамках модели. Система управления предполагает дискретную микропроцессорную реализацию, что позволяет проводить исследование алгоритма в условиях, приближенных к его последующей реализации на микроконтроллере, с учётом дискретности обработки сигналов и сопутствующих вычислительных задержек.

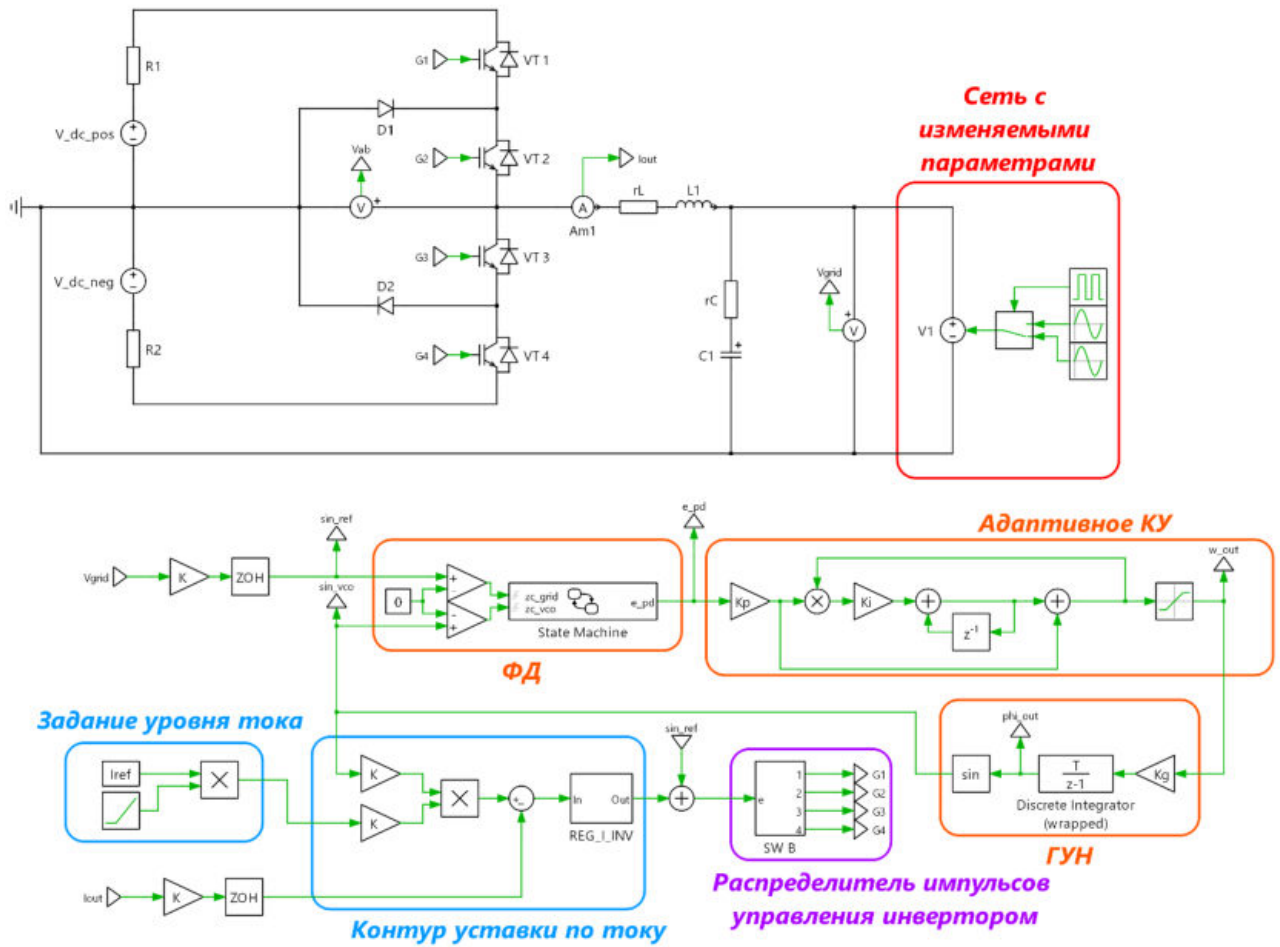


Рисунок 5.14 – Модель инвертора, работающего на сеть с предлагаемой системой ФАПЧ в среде *PLECS*

В разработанной модели ФД реализован на основе устройств сравнения и автомата состояний, формирующего трёхуровневый сигнал фазового рассогласования в зависимости от взаимного положения фронтов входного сигнала и сигнала, формируемого ГУН. Последующая обработка сигнала фазового рассогласования осуществляется КУ, реализованным в дискретной форме в соответствии со структурой и параметрами, полученными выше. КУ включает пропорциональную и интегральную составляющие, при этом для интегральной ветви с адаптацией используется следующее рекуррентное выражение:

$$u[k] = K_p \cdot K_i \cdot U_{\text{адп}} \cdot x[k] + u[k - 1] \quad (5.11)$$

где $x[k]$ – вход КУ; K_i – коэффициент усиления интегральной составляющей; K_p – коэффициент усиления пропорциональной составляющей; $u[k]$ – выход

интегральной ветви. В свою очередь, коэффициент усиления интегральной составляющей для дискретной формы рассчитывается как:

$$K_i = \frac{T_s}{T_{\text{КУ}}} \quad (5.12)$$

где T_s – период дискретизации; $T_{\text{КУ}}$ – постоянная времени КУ.

Выходной сигнал дискретного КУ определяется суммой пропорциональной и интегральной составляющих:

$$y[k] = K_p \cdot x[k] + u[k] = u[k - 1] + K_p \cdot x[k](1 + K_i \cdot U_{\text{адп}}) \quad (5.13)$$

где $y[k]$ – выходной сигнал КУ.

ГУН реализован на основе циклического интегратора с ограничением фазы в диапазоне $[0; 2\pi]$, на выходе которого формируется значение фазы сигнала, а также функции синуса для формирования задающего сигнала ГУН $\sin(\omega \cdot t + \varphi)$. Генерация тока в сеть происходит благодаря контуру уставки по току, где осуществляется задание уровня желаемого значения амплитуды тока I_{Mref} , после чего заданная амплитуда умножается на выходной сигнал ГУН, в результате чего формируется уставка тока:

$$i_{\text{ref}}(t) = I_{\text{Mref}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (5.14)$$

Вычитая его из текущего значения тока дросселя, получаем ошибку по мгновенному значению тока. Усилитель сигнала рассогласования контура тока выполнен на дискретном ПИ-регуляторе, выход которого поступает на вход распределителя импульсов управления. Ключевые параметры, выбранные для исследуемой системы, приведены в таблице 5.1. Для подтверждения работоспособности рассматриваемой системы управления, обратимся к результатам моделирования, представленным на рисунке 5.15, где приводится момент пуска системы. Для минимизации генерации реактивной мощности, реализована система плавного старта по току. Также на рисунке приведены остальные ключевые параметры системы управления, такие как напряжение опорного сигнала (нормированного напряжения сети), напряжение ГУН, а также ошибка фазового детектора. Выходными данными, подтверждающими

корректность работы ФАПЧ, является значение частоты, которое в данном случае нормировано для отображения в Гц, а также рассчитанной фазы, которая отражает работу циклического интегратора ГУН. Фаза изменяется в пределах от 0 до 2π , после чего производится её циклический переход к нулевому значению.

Таблица 5.1 – Параметры модели инвертора, работающего на сеть с предлагаемой системой ФАПЧ

Параметр	Значение
Напряжение звена постоянного тока U_{DC} , В	± 375
Индуктивность выходного дросселя фильтра L , мкГн	3500
Ёмкость выходного конденсатора фильтра C , мкФ	11
Частота дискретизации (частота коммутации ключей) f_c , кГц	20
Номинальная выходная мощность преобразователя, Вт	3200
Действующее напряжение сети U_{grid} , В	230
Уставка генерируемого тока (действующее значение) I_{ref} , А	13,913
Частота задающего генератора f_g , кГц	1
Коэффициент усиления интегратора K_i	0,065
Пропорциональный коэффициент усиления K_p	0,0065
Коэффициент усиления интегратора ГУН K_g	2000

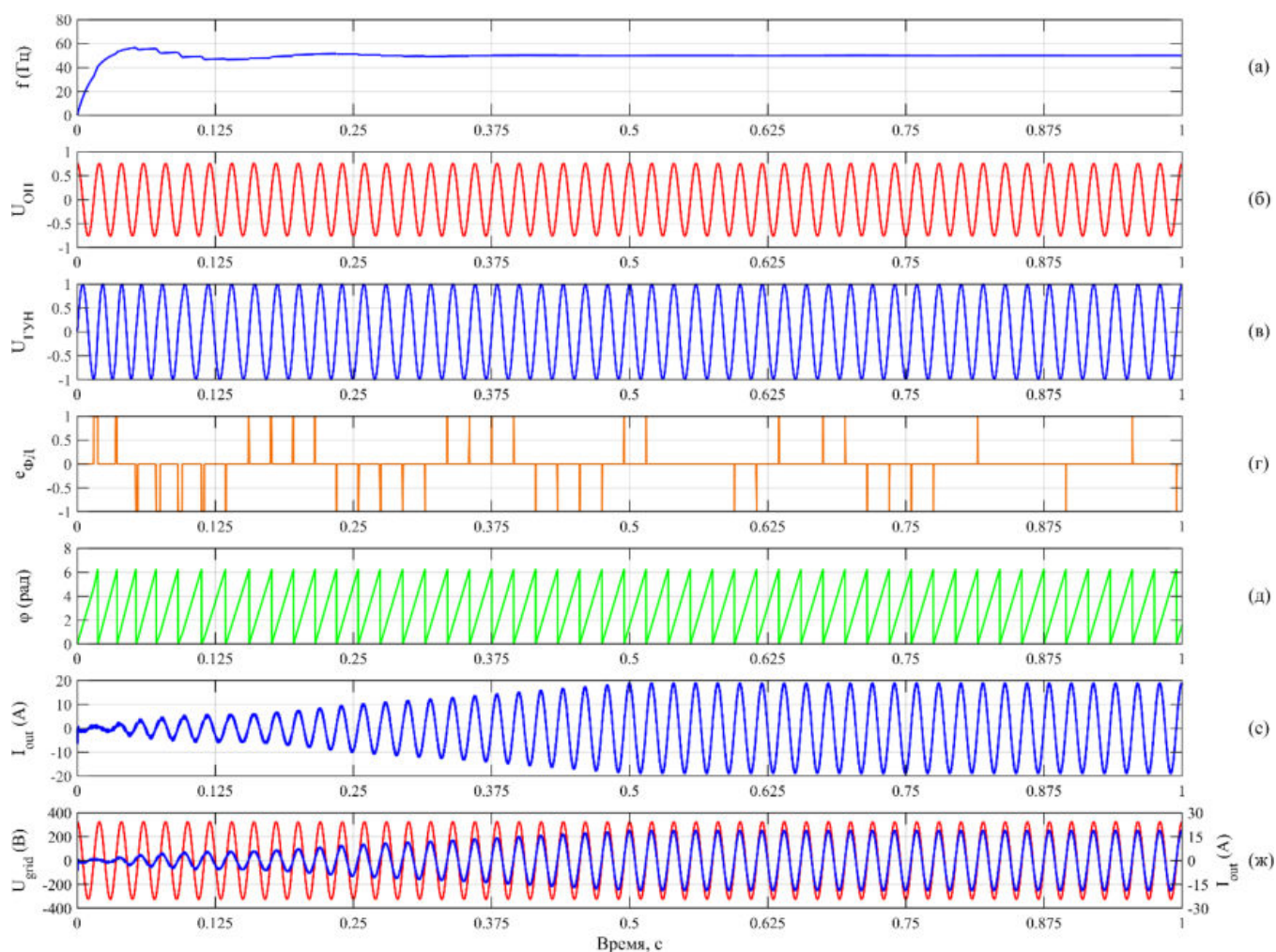


Рисунок 5.15 – Временные диаграммы старта работы силовой части с блоком ФАПЧ при частоте сети 50 Гц: а) рассчитанное и нормированное значение частоты; б) опорное напряжение $U_{оп}(\omega, \varphi)$ (нормированное напряжение сети); в) сигнал с выхода ГУН $U_{ГУН}(\omega', \varphi')$; г) выход фазового детектора $e_{фд}$; д) рассчитанное и нормированное значение фазы; е) ток, отдаваемый в сеть; ж) ток, отдаваемый в сеть совместно с напряжением сети

Также был рассмотрен переходный процесс при частотном скачке с 40 Гц на 60 Гц и в то же время фазовом скачке с 0° до 90° . Полученные временные диаграммы представлены на рисунке 5.16. До момента изменения параметров сети блок ФАПЧ находится в установившемся режиме. После одновременного скачка частоты и фазы в момент $t = 6,0$ с между опорным сигналом и сигналом ГУН возникает фазовое рассогласование. Переходный процесс заканчивается к $t =$

6,5 с, следовательно, его длительность в данном конкретном случае составляет приблизительно 0,5 с.

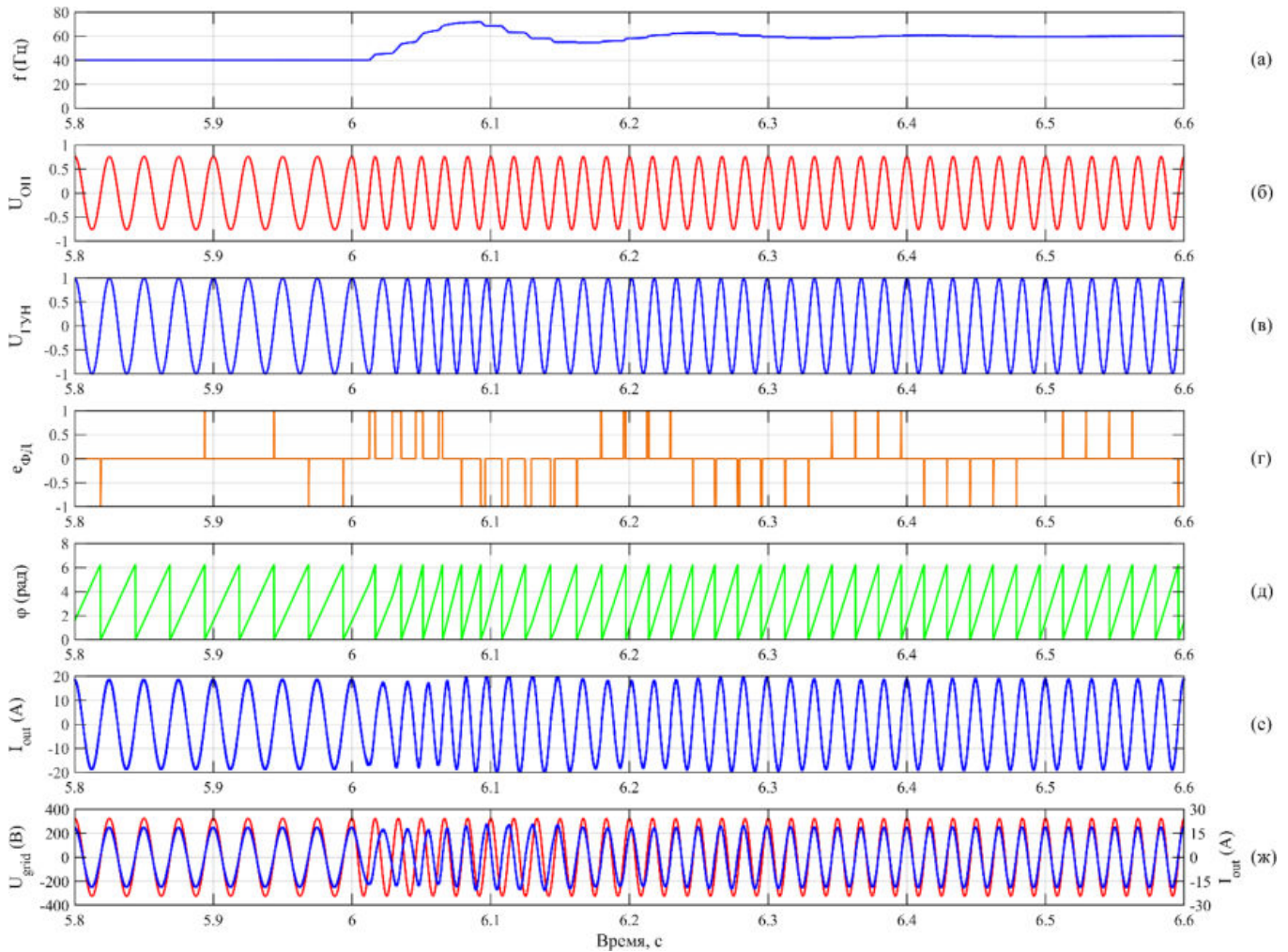


Рисунок 5.16 – Временные диаграммы работы силовой части с блоком ФАПЧ при частотном скачке с 40 Гц на 60 Гц и фазовом скачке с 0° на 90° : а) рассчитанное и нормированное значение частоты; б) опорное напряжение $U_{оп}(\omega, \varphi)$ (нормированное напряжение сети); в) сигнал с выхода ГУН $U_{гун}(\omega', \varphi')$; г) выход фазового детектора $e_{фд}$; д) рассчитанное и нормированное значение фазы; е) ток, отдаваемый в сеть; ж) ток, отдаваемый в сеть совместно с напряжением сети

Непосредственно после изменений параметров сети между током и напряжением возникает фазовое рассогласование, поскольку функция тока продолжает формироваться по текущей фазе ГУН. По мере изменения частоты и фазы внутреннего сигнала рассогласование уменьшается.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5

1. Отмечено, что для эффективной передачи электроэнергии СБ в бытовую сеть принципиально необходимо обеспечить синхронизацию инвертора с сетью.
2. Для обеспечения совместной работы инвертора с бытовой сетью предложено синхронизировать задающий генератор опорного синусоидального напряжения, сделав его управляемым по фазе и частоте.
3. Предложен способ синхронизации опорного ГУН на основе системы ФАПЧ, работающей по фронтам, которые формируются при переходе сетевого напряжения и напряжения ГУН через ноль.
4. Предложена структура схемотехнической реализации синхронизатора по фронтам, исключающей ложные переключения при переходе сетевого напряжения через ноль.
5. Показано, что одной из проблем построения синхронизатора на основе системы ФАПЧ по фронтам являются ложные переключения при переходе через ноль.
6. Установлено, что при работе инвертора на бытовую сеть, необходимо учитывать, что сеть представляет собой длинную линию с распределёнными параметрами, которые являются многорезонансными системами.
7. Предложены схемотехнические решения, позволяющие обеспечить устойчивую совместную работу инвертора с сетью с учётом её многорезонансных свойств.
8. В системе *PLECS* разработана компьютерная модель однофазного инвертора напряжения с ООС по току для совместной работы с бытовой сетью.
9. С помощью ИКМ исследованы процессы при совместной работе инвертора с сетью и подтверждена работоспособность и эффективность предложенных структурных и схемотехнических решений.

10. В системе *PLECS* разработана компьютерная модель синхронизатора на основе ФАПЧ с ФД по фронтам.
11. С помощью ИКМ подтверждена работоспособность и эффективность предложенного способа синхронизации ГУН по фронтам.
12. Предложен способ обеспечения устойчивой работы контура синхронизации на основе системы ФАПЧ по фронтам за счёт применения КУ с управляемыми параметрами, что позволяет существенно расширить область устойчивой работы синхронизатора и расширить полосу захвата.
13. Предложена схемотехническая реализация КУ с управляемыми параметрами и представлены АЧХ и ФЧХ такого КУ в зависимости от управляющего сигнала.

ГЛАВА 6. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СБ НА ОДНОФАЗНУЮ БЫТОВУЮ СЕТЬ

6.1. Совместная работа силовых каскадов и системы управления

В данной главе исследуется совместная работа системы, состоящей из силовых каскадов и их систем управления при передаче электроэнергии СБ в сеть. Структурная схема системы представлена на рисунке 6.1. Силовой тракт включает СБ, ППН, однофазный инвертор и выходной фильтр, соединённый с сетью. СУЗ ППН независимо поддерживает напряжения выходных каналов и ограничивает ток дросселя. Оптимизатор воздействует на задание инвертора, изменяя отбор мощности от СБ. Система ФАПЧ определяет фазу опорного синусоидального сигнала, формируя непосредственно опорный сигнал для контура тока инвертора.

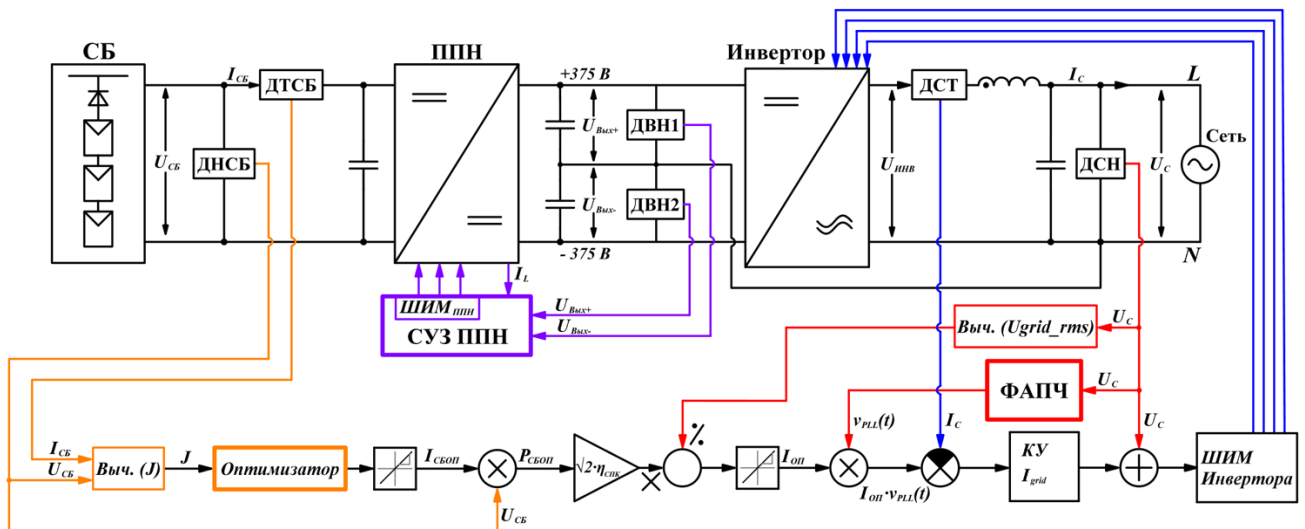


Рисунок 6.1 – Структурная схема системы согласования передачи электроэнергии СБ в электроэнергию сети за счёт ППН и инвертора

В предыдущих главах была рассмотрена работа силовых каскадов и их систем управления по отдельности. Устойчивая работа каждого каскада по отдельности не гарантирует устойчивости их соединения, поскольку каскады связаны через двухполярную шину постоянного тока, а изменение передаваемой в сеть мощности влияет на режим работы солнечной батареи. Для проверки их совместной работы разработана комплексная имитационная компьютерная модель

в среде *PLECS*. Целью исследования является установление связи между управлением режимом СБ, стабилизацией двухполярного напряжения и формированием тока в выходной цепи инвертора. Разработанная модель представлена на рисунке 6.2 и включает в себя силовой тракт, который был рассмотрен в предыдущих главах, а также эквивалентную схему замещения СБ и источник напряжения, имитирующий сеть. В расчёте используются восемь последовательно соединённых модулей. Если пренебречь технологическим разбросом параметров, то получается, что напряжение холостого хода сборки составляет 398,4 В, а ток короткого замыкания 10,61 А. Для этих параметров расчётная точка максимальной мощности соответствует напряжению около 328,3 В, току 9,90 А и мощности 3,251 кВт, при этом за критерий качества J выбрана мощность одной ФП. Сводные параметры исследуемой модели, приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Основные параметры силовой части комплексной модели

Параметр	Значение
Число последовательно соединённых модулей СБ	8
Напряжение холостого хода сборки СБ U_0 , В	398,4
Ток короткого замыкания СБ I_0 , А	10,61
Индуктивность дросселя ППН L_1 , мГн	1,5
Входная ёмкость C_2 , мкФ	2720
Ёмкость каждого выходного канала C_3, C_4 , мкФ	2720
Индуктивность выходного фильтра инвертора L_2 , мГн	3,5
Ёмкость выходного фильтра инвертора C_5 , мкФ	11
Действующее напряжение сети в модели $U_{\text{сети}}$, В	230
Частота сети f_0 , Гц	50

Параметр	Значение
Частота ШИМ и дискретизации СУЗ ППН, кГц	50
Частота ШИМ и дискретизации СУЗ инвертора, кГц	20

Основные функциональные блоки: оптимизатор, СУЗ ППН и ФАПЧ, реализованы в виде подсистем в том виде, как они были рассмотрены до этого. С учётом увеличения инертности всей системы, частота задающего генератора оптимизатора снизилась до 1Гц. Она выбрана существенно большей, чем период дискретизации токовых контуров, чтобы изменение критерия качества не определялось только первым откликом системы на новое задание, а переходный процесс успевал завершиться. В свою очередь, амплитуда поискового сигнала осталась неизменной в силу неизменного тока короткого замыкания.

Выход оптимизатора проходит через ограничитель амплитуды и скорости изменения. Затем задание тока СБ умножается на её текущее напряжение, формируя предварительный уровень опорной мощности.

$$P_{\text{СБОП}} = U_{\text{СБ}} \cdot I_{\text{СБОП}}, \quad (6.1)$$

Тем самым согласование производится по мощности СБ: одинаковое задание тока СБ при разных напряжениях должно приводить к различной мощности инвертора.

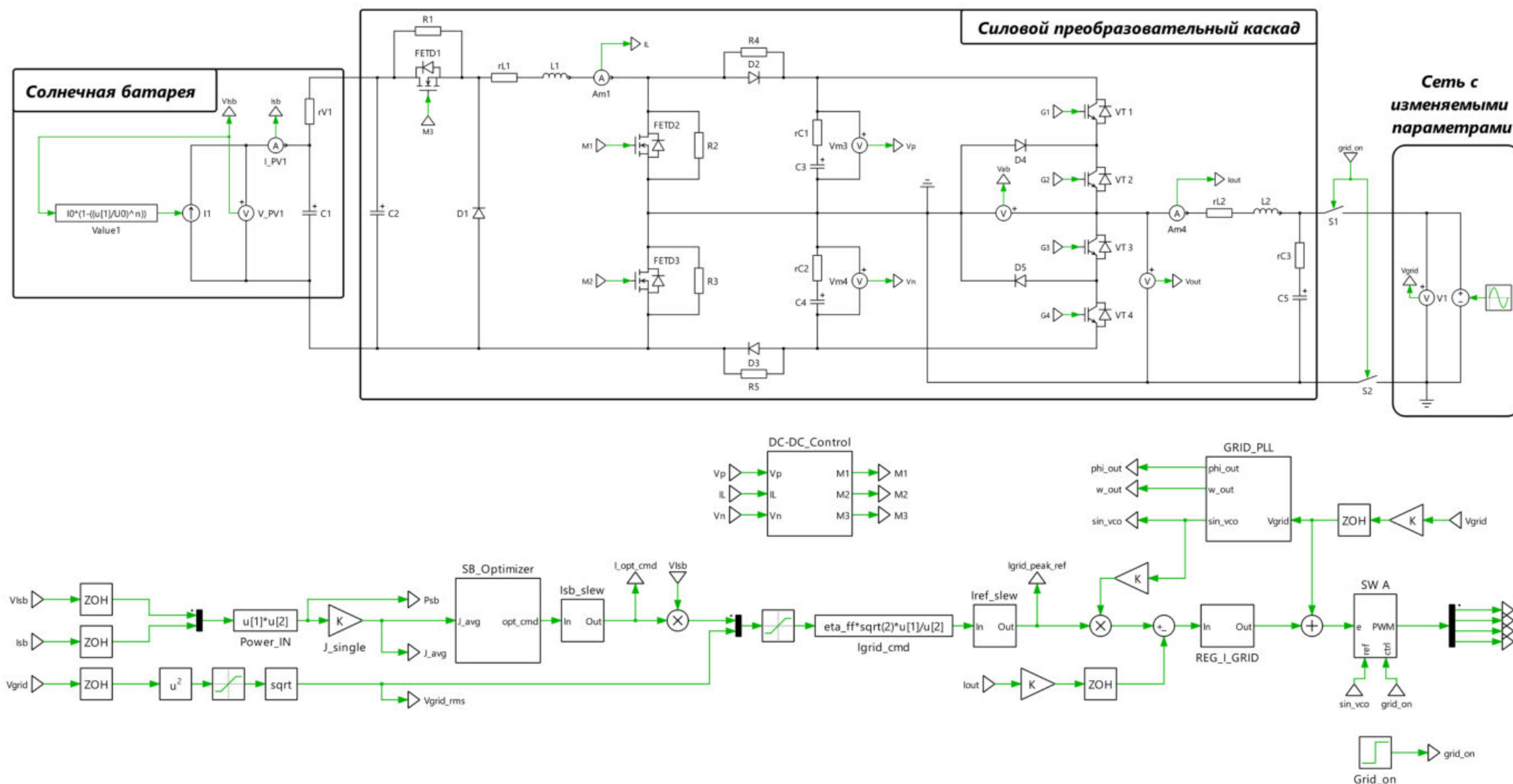


Рисунок 6.2 – Совместная модель системы в среде *PLECS*

Для синусоидального тока, совпадающего по фазе с сетевым напряжением, требуемая амплитуда опорного сигнала определяется энергетическим соотношением.

$$I_{\text{МОП}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \eta \cdot P_{\text{СБОП}}}{U_{\text{сети_rms}}}, \quad (6.2)$$

Полученную амплитуду задания умножают на синусоидальный сигнал ФАПЧ, формируя мгновенное задание тока.

$$i_{\text{ref}}(t) = I_{\text{МОП}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (6.3)$$

Данный опорный сигнал является основным в системе согласования передачи электроэнергии из СБ в сеть, поскольку он несёт в себе информацию не только о частоте и фазе сети, но и о точке максимальной мощности СБ.

Результатом корректной совместной устойчивой работы являются:

- Передача в сеть тока синфазного с напряжением сети;
- Стабилизированное выходное двухполярное напряжение ППН;
- Потребление максимальной мощности от СБ.

На рисунке 6.3 представлены совместные временные диаграммы напряжения обоих выходных каналов, а также напряжения сети и генерируемого тока. Постоянное двухполярное напряжение находится на стабилизируемом уровне +/- 375В, при этом имеет пульсацию в соответствии с потребляемым током, размах пульсации не превышает 2%, а следовательно симметрирование работает корректно на нелинейной нагрузке, обеспечивая устойчивый режим работы. Ток выходного дросселя имеет близкую к синусоидальной форму, а его амплитуда соответствует уставке $I_{\text{МОП}}$.

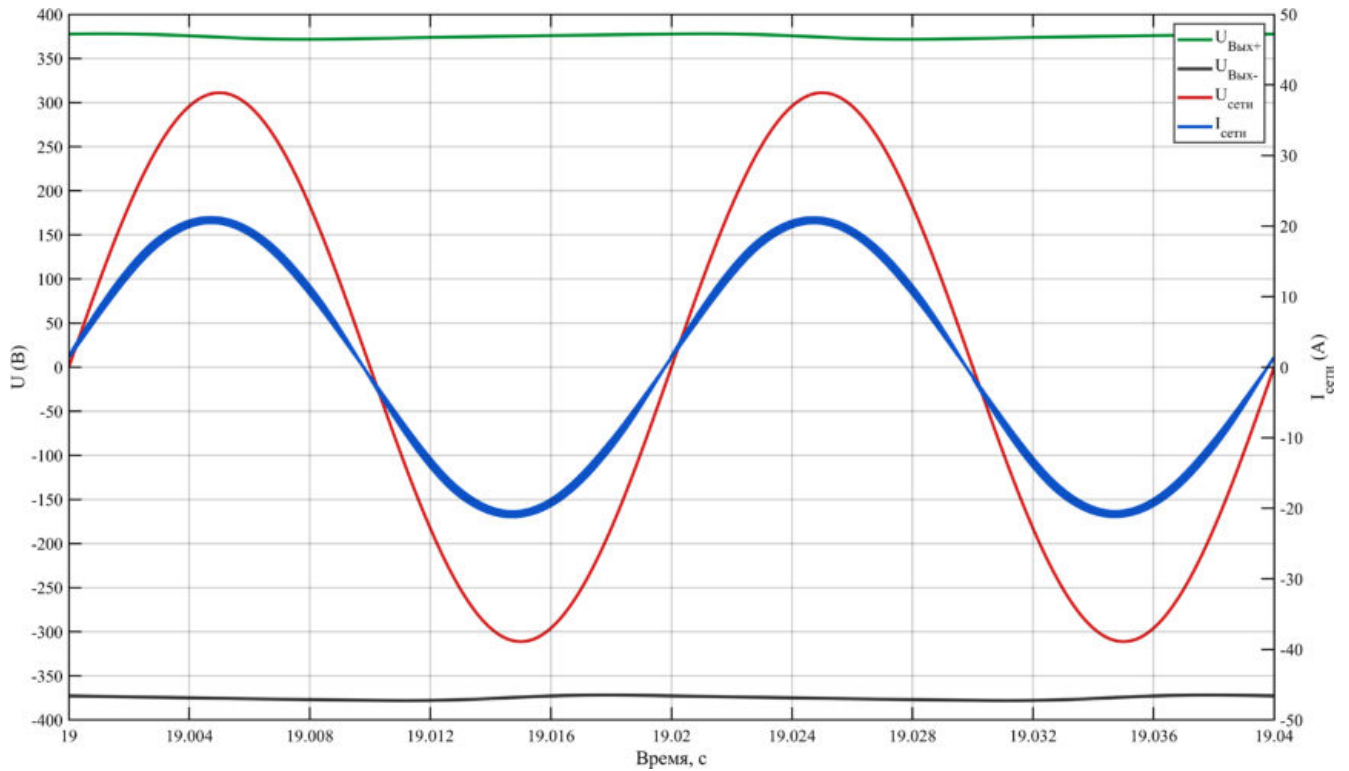


Рисунок 6.3 – Временные диаграммы совместной работы системы: положительное

$U_{\text{Вых}+}$ и отрицательное $U_{\text{Вых}-}$ выходные напряжения ППН совместно с напряжением сети, $U_{\text{сети}}$ и током, отдаваемым в сеть, $I_{\text{сети}}$

На рисунке 6.4 изображены силовые процессы в момент пуска системы. В начальный момент времени происходит заряд ёмкостей ППН, что характеризуется повышенным потреблением тока от СБ. Выходные коммутаторы присоединяют преобразователь к сети в момент времени $t = 0.205$ сек, после чего начинается режим генерации. После прохождения переходного процесса оптимизатор последовательно изменяет задание тока, приближая рабочую точку СБ к точке максимальной мощности. Переход в установившийся режим представлен на рисунке 6.5 он характеризуется итерационным выходом в точку экстремума СБ за счёт последовательного воздействия опорного сигнала оптимизатора $I_{\text{СБОП}}$ и $I_{\text{МОП}}$ на систему передачи электроэнергии с целью передачи максимальной мощности от СБ в сеть.

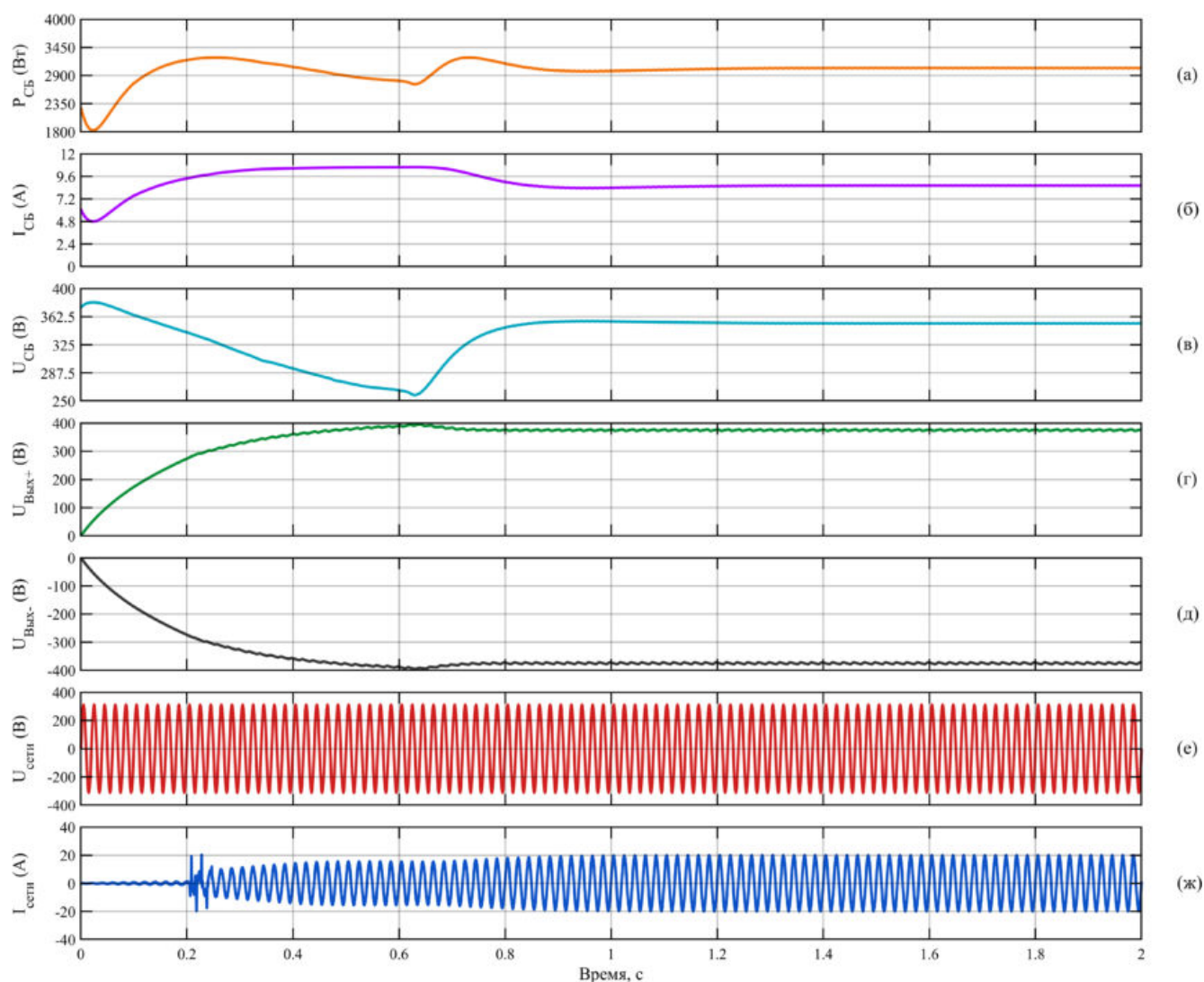


Рисунок 6.4 – Временные диаграммы совместной работы системы в начальный момент времени: а) мощность, потребляемая от СБ $P_{СБ}$; б) ток, потребляемый от СБ $I_{СБ}$; в) напряжение на СБ $U_{СБ}$; г) положительное выходное напряжение $U_{Вых+}$; д) отрицательное выходное напряжение $U_{Вых-}$; е) напряжение сети $U_{сети}$; ж) ток, отдаваемый в сеть $I_{сети}$

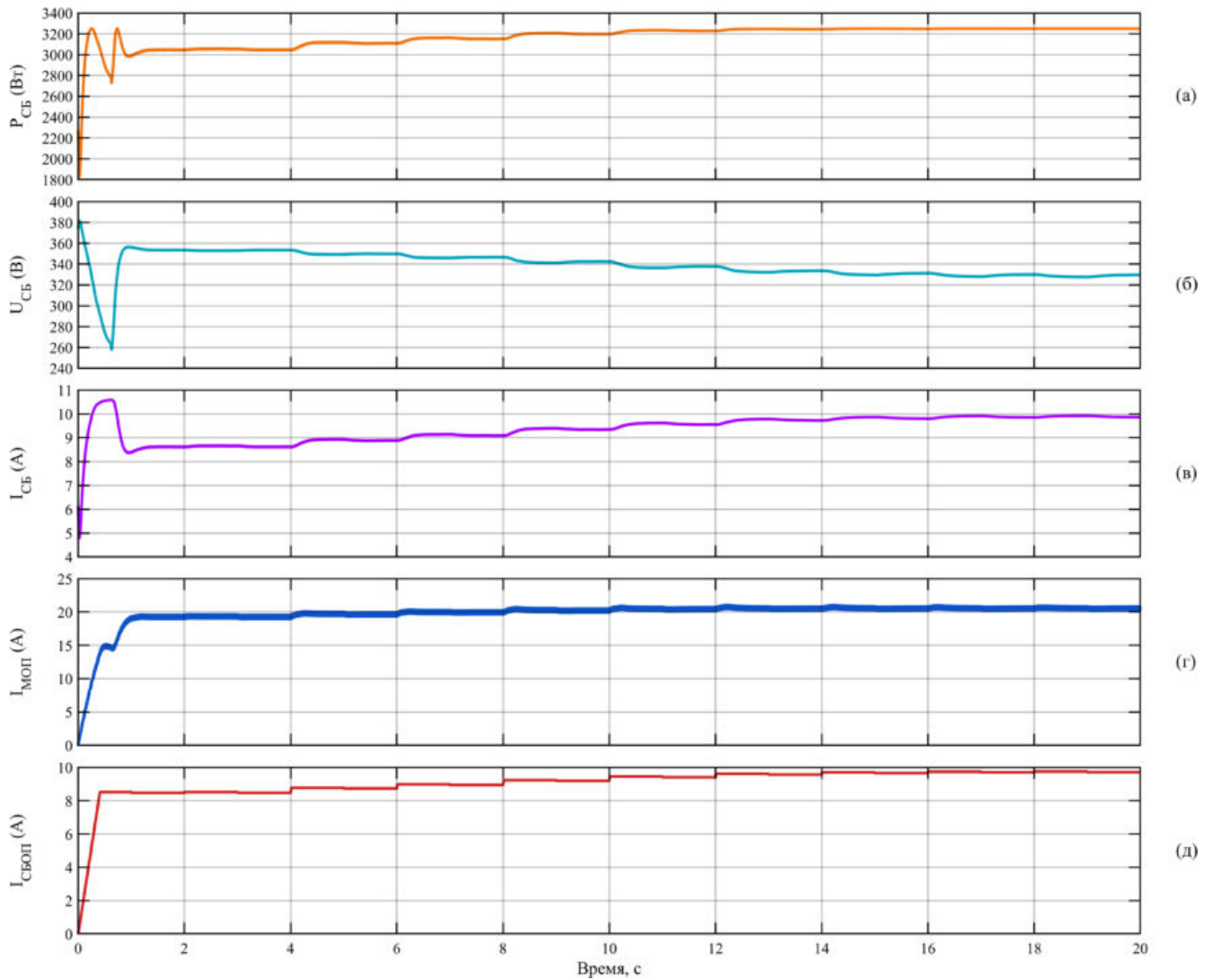


Рисунок 6.5 – Временные диаграммы совместной работы системы, выход на установившийся режим: а) мощность, потребляемая от СБ P_{CB} ; б) напряжение на СБ U_{CB} ; в) ток, потребляемый от СБ I_{CB} ; г) уставку амплитудного значения тока передаваемого в сеть $I_{МОП}$; д) уставку тока, потребляемого от СБ (управляющее воздействие оптимизатора) $I_{СБОП}$

На рисунке 6.6 представлены временные диаграммы в установившемся режиме. Установившийся режим системы, содержащей такой оптимизатор, характеризуется режимом автоколебаний вблизи точки экстремума.

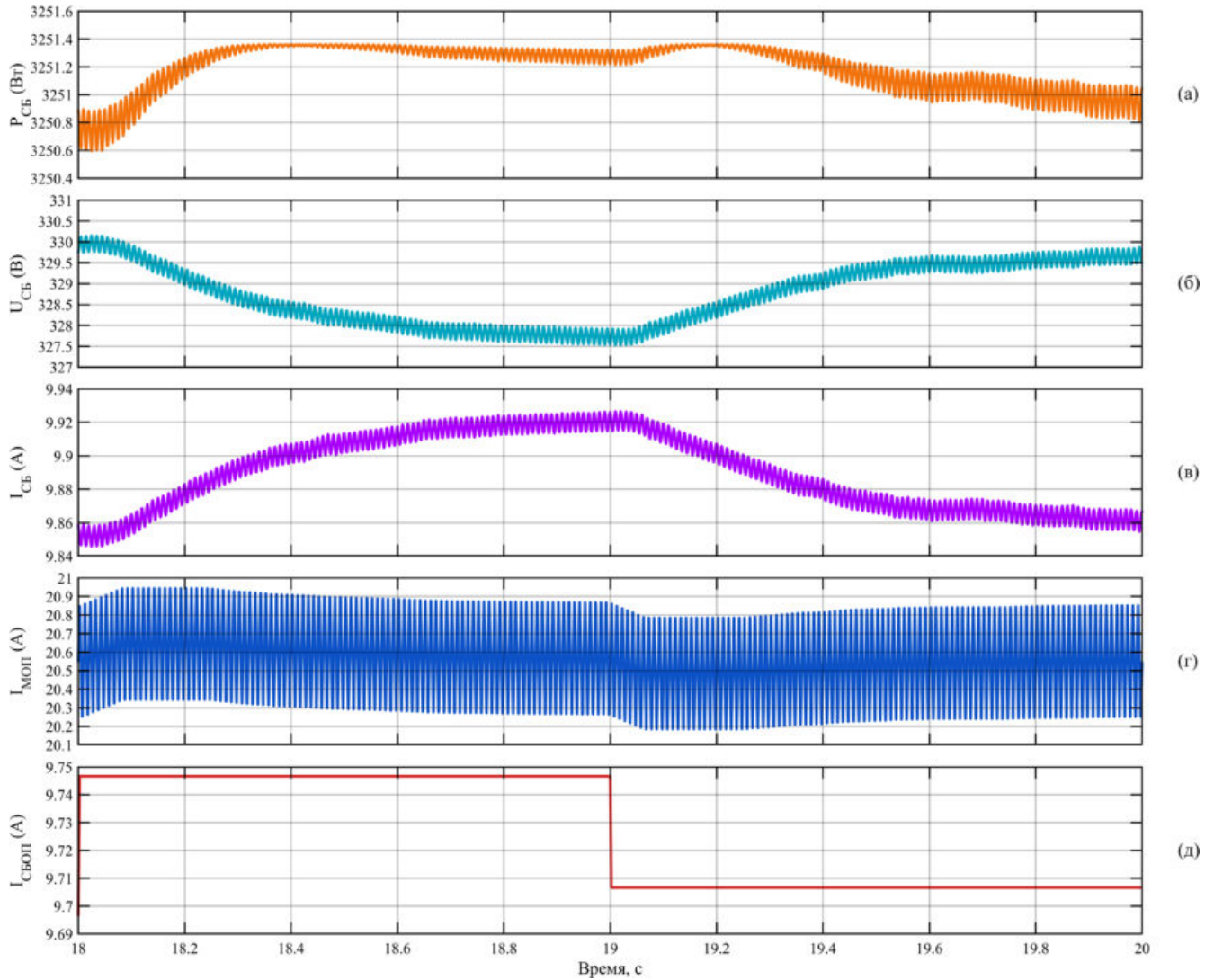


Рисунок 6.6 – Временные диаграммы совместной работы системы, установившийся режим: а) мощность, потребляемая от СБ P_{CB} ; б) напряжение на СБ U_{CB} ; в) ток, потребляемый от СБ I_{CB} ; г) уставка амплитудного значения тока передаваемого в сеть $I_{МОП}$; д) уставка тока, потребляемого от СБ (управляющее воздействие оптимизатора) $I_{СБОП}$

Выходное напряжение ППН содержит пульсации с удвоенной частотой сети, равной 100 Гц, а СБ имеет низкочастотную пульсацию на частоте поискового воздействия оптимизатора. Параметры пульсаций модели в установившемся режиме приведены в таблице 6.2, заметим, что уровень пульсаций величин в установившемся режиме не превышает 3%, что говорит о корректно подобранных параметрах КУ оптимизатора и ППН.

Таблица 6.2 – Пульсации основных величин модели

Величина	Установившийся уровень	Значение, %
Мощность, потребляемая от СБ $P_{СБ}$	3251,15 Вт	0,762
Ток, потребляемый от СБ $I_{СБ}$	9,8807 А	0,0802
Напряжение на СБ $U_{СБ}$	329,04 В	2,606
Выходное напряжение ППН $U_{ВЫХ}$	750,01 В	0,448
Выходное напряжение одного канала ППН $U_{ВЫХ+}/U_{ВЫХ-}$	+/- 375 В	1,69

6.2. Результаты экспериментальных исследований

Для экспериментальной проверки разработанных решений изготовлен макет системы преобразования электроэнергии, включающий ППН с двухполярным выходным напряжением и однофазный сетевой инвертор. Исследование направлено на проверку совместной работы силовых каскадов и СУЗ, синхронизации тока с напряжением сети и симметрирования выходных напряжений ППН. Номинальная мощность нагрузки при проведении эксперимента составляла 3200 Вт.

Система управления выполнена на универсальной цифровой плате на базе контроллера STM32G474VET6 (ST Microelectronics), показанной на рисунке 6.7. Основные алгоритмы управления реализованы в программе микроконтроллера. Плата также обеспечивает обработку аналоговых сигналов, приведение их к уровням, согласованным с входным диапазоном АЦП микроконтроллера, а также формирование управляющих ШИМ-импульсов.

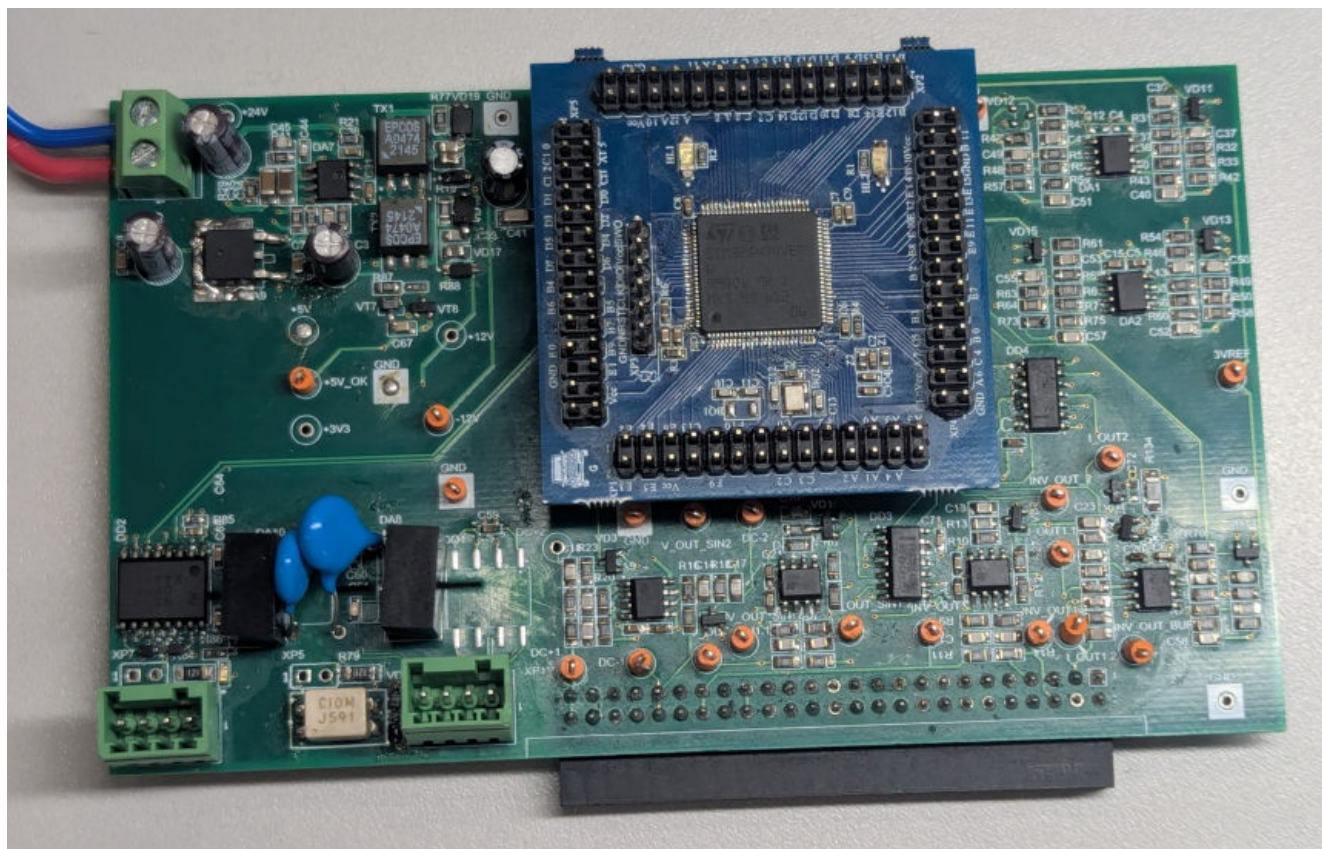


Рисунок 6.7 – Внешний вид универсальной платы системы управления.

Плата драйвера, представленная на рисунке 6.8, согласует цифровые управляющие сигналы с затворами силовых транзисторов и обеспечивает гальваническое разделение соответствующих цепей. Выполнена на основе изолирующего трансформатора и микросхемы питания RT7272BGSP (Richtek Technology).

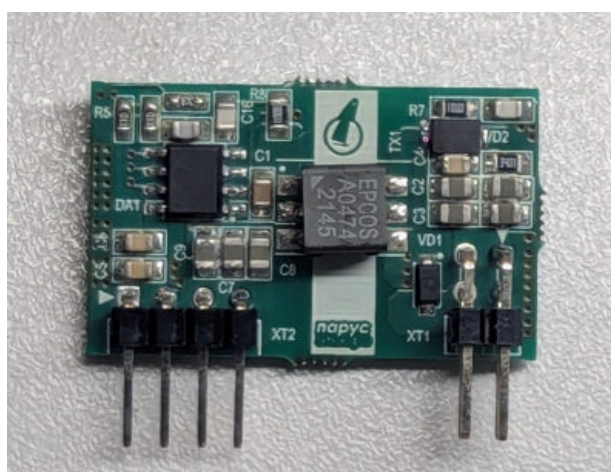


Рисунок 6.8 – Внешний вид платы драйвера

Макет силовой платы ППН представлен на рисунке 6.9, при его создании использовались датчики тока NSM2019-50B5F1-DSWCR6 (Novosense), дроссель

NPV290040 (Huizhou POCO Magnetic Co.), электролитические конденсаторы 450В, 680мкФ (CapXon Electronic Technology Co.), СТК на 650В C3M0025065D и СТК на 1200В C3M0032120K (Wolfspeed (Cree)), диоды на 650В WSRIC030065NPS и на 1200В WSRIC040120NP4 фирмы (Wayon). Обозначенные задачи ППН – работа с различным уровнем входного напряжения и стабилизация двухполярного выходного напряжения для последующего питания инвертора.

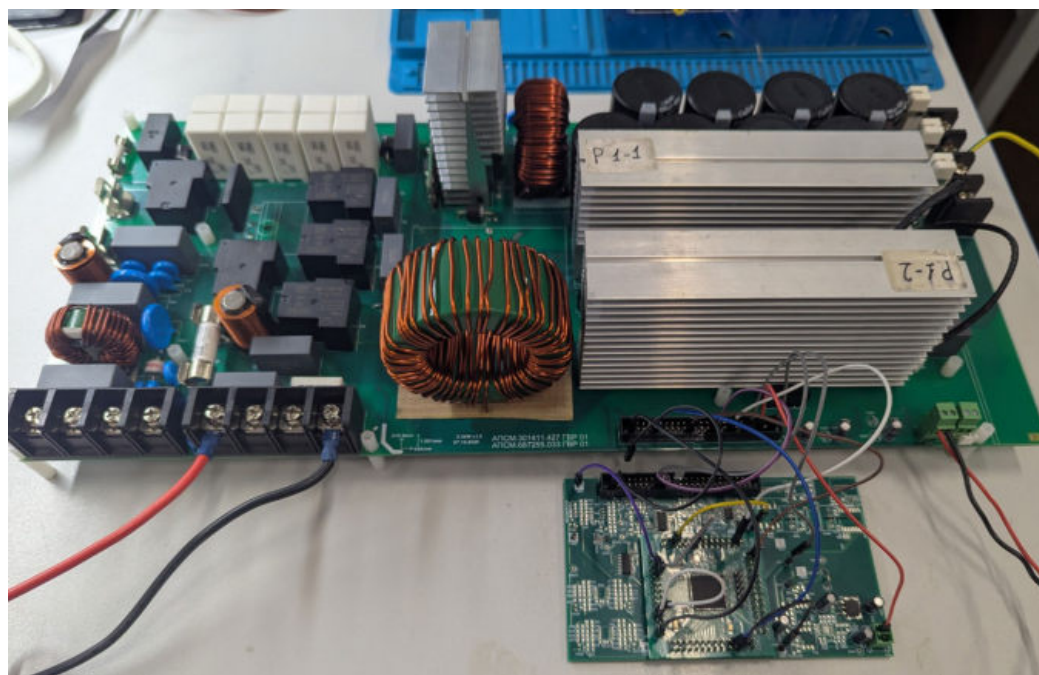


Рисунок 6.9 – Внешний вид макета ППН

Макет силовой платы инвертора представлен на рисунке 6.10, при его создании использовались также датчики тока NSM2019-50B5F1-DSWCR6 (Novosense), дроссель NPV250040 (Huizhou POCO Magnetic Co.), СТК на 650В CRG40T65AK5SD (CR MICRO). Обозначенные задачи инвертора – передача в сеть тока, синфазного с опорным напряжением сети согласно заданной уставке.



Рисунок 6.10 – Внешний вид макета однофазного инвертора

Испытания проводились на стенде с использованием следующих функциональных и измерительных приборов:

- Источник постоянного напряжения ITECH серии IT6000С, показанный на рисунке 6.11;
- Имитатор сети Chroma 61860, представленный на рисунке 6.12;
- Цифровой осциллограф FLUKE 190-104;
- Токовые клещи для осциллографа Chauvin Arnoux C160;
- Измеритель электрической мощности GW Instek GPM-78213;
- Блок вспомогательных напряжений.

Для питания постоянным током входа устройства использовался программируемый источник постоянного напряжения ITECH серии IT6000С, показанный на рисунке 6.11.

Выход инвертора подключается к имитатору сети Chroma 61860, представленному на рисунке 6.12. Имитатор задаёт напряжение и частоту сетевого тракта и принимает энергию, генерируемую преобразователем. При таком подключении нагрузкой инвертора служит сетевой тракт стенда, а мощность 3200 Вт характеризует номинальный режим передачи активной мощности.



Рисунок 6.11 – Внешний вид источника постоянного напряжения «ITECH IT6000C».



Рисунок 6.12 – Внешний вид имитатора сети «Chroma 61860».

В ходе испытаний контролировались входной ток, напряжения обоих выходных каналов ППН, напряжение сети, форма сетевого тока. На рисунке 6.13 приведены осциллограммы напряжения сети и выходного тока.

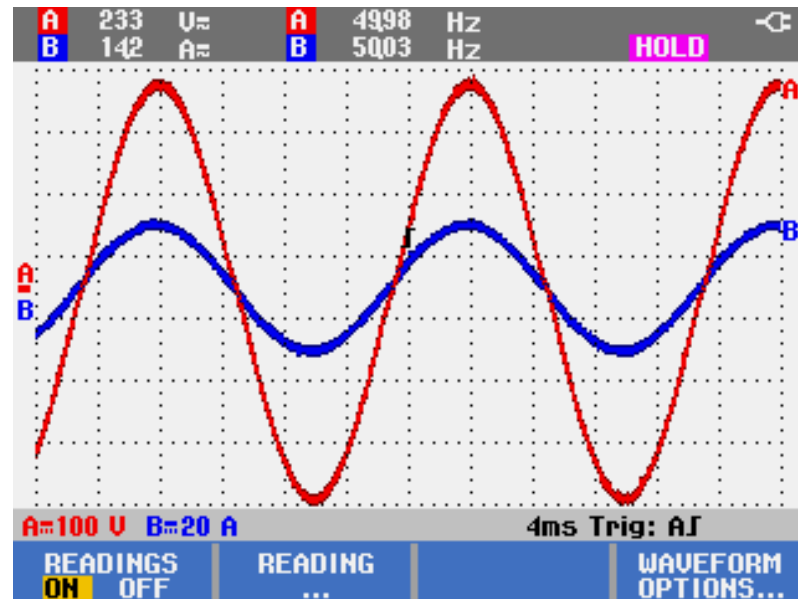


Рисунок 6.13 – Осциллограммы работы макетного образца в режиме передачи энергии.

Красная кривая соответствует напряжению, синяя – току. Основные составляющие сигналов имеют близкие положения переходов через нуль и экстремумов, что качественно подтверждает работу синхронизатора в установившемся режиме.

На рисунке 6.14 также одновременно показаны переменные сигналы и напряжения выходных каналов ППН. Выходные каналы ППН являются стабилизированными, хотя под нагрузкой и имеют отклонения значений напряжений от заданных 375 В, отклонения составляют около 1,87%.

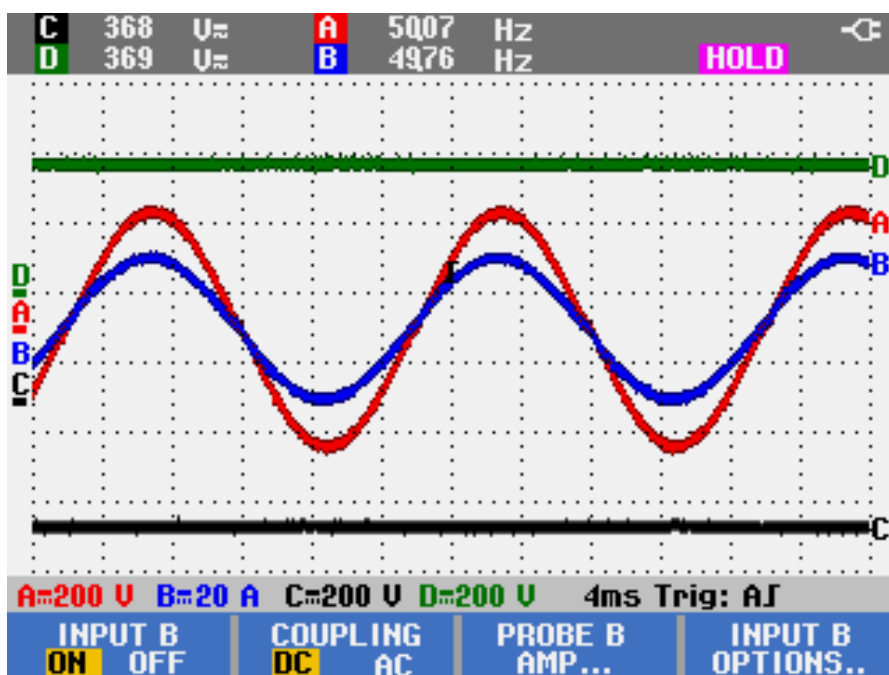


Рисунок 6.14 – Осциллограммы работы макетного образца в режиме передачи энергии совместно с выходным напряжением ППН.

Для оценки тока фотоэлектрического инвертора применим ГОСТ Р МЭК 61727-2016 «Системы фотоэлектрические. Подключение к распределительным электрическим сетям» [107]. Область его применения включает системы мощностью не более 10 кВА. Согласно пункту 4.6 суммарное содержание гармоник тока должно быть менее 5 % номинального выходного тока.

В результате проведённых испытаний на макетном образце, были получены его основные характеристики, представленные в таблице 6.3.

Таблица 6.3 – Значения основных параметров макетного образца

№	Наименование параметра	Значение
1	Значение выходной мощности, Вт	3200
2	Значение выходного напряжения, В	230
3	Минимальное значение входного напряжения, В	200
4	Максимальное значение входного напряжения, В	1000
5	Напряжение звена постоянного тока, В	+/- 375

6	Номинальный выходной ток, А	14
7	Коэффициент полезного действия устройства	0.90 - 0.94 (0.92)
8	Коэффициент гармоник выходного тока (на номинальной мощности)	2,46%

Таким образом, измерения, проведённые на макетном образце, подтвердили работоспособность рассматриваемой в работе системы двухкаскадного преобразователя, корректность реализации алгоритма симметрирования двухполярного выходного напряжения ППН и возможность синхронизации инвертора с сетью.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 6

1. В среде *PLECS* разработана комплексная имитационная компьютерная модель системы преобразования электроэнергии СБ в однофазную сеть, объединяющая ППН с двухполярным выходом, инвертор, звенья управления: оптимизатор, ФАПЧ и системы непосредственного управления каскадами.
2. Рассмотрено согласование оптимизатора и инвертора по мощности. Показано, что изменение задания инвертора воздействует на режим СБ через баланс мощности, а ППН в такой системе является независимым согласующим каскадом.
3. Определены параметры силовых элементов, измерительных каналов и дискретных КУ.
4. С помощью ИКМ исследован запуск системы, а также установившийся режим. На представленном интервале работы показаны значения в установившемся режиме, а также показаны уровни пульсаций.
5. Разработаны и изготовлены макеты ППН, инвертора, цифровой платы управления и драйверов. Подготовлен стенд с источником ИТЕСН ИТ6000С и имитатором сети Chroma 61860.
6. Проведены исследования при номинальной мощности нагрузки 3200 Вт. Полученные осциллограммы подтвердили совместную работу каскадов, а также соответствие выходных параметров системы требованиям показателя ГОСТ Р МЭК 61727-2016.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе рассмотрены вопросы построения систем преобразования электроэнергии солнечной батареи в однофазную бытовую сеть. Получены следующие основные научные и практические результаты:

1. Проведён сопоставительный анализ однокаскадных и двухкаскадных структур преобразователей электроэнергии СБ. Рассмотрены способы включения фотоэлектрических модулей и сформулированы требования к силовому тракту, обеспечивающему передачу энергии в бытовую сеть.

2. Предложены новые структуры силовых каскадов ППН с двухполярным выходным напряжением. Представлены имитационные компьютерные модели, исследованы электрические процессы и определены области целесообразного применения. Ряд предложенных технических решений защищён патентами Российской Федерации.

3. Предложена классификация ППН с двухполярным выходным напряжением по способу включения СБ и формирования средней точки. Получены аналитические соотношения для их регулировочных характеристик в режиме непрерывного тока, составлены сводные таблицы с уровнями напряжений, прикладываемых к полупроводникам в описанных схемах. Проведено сравнение известных и предложенных силовых структур по энергетическим, конструктивным и схемотехническим признакам.

4. Предложены два способа симметрирования выходного двухполярного напряжения: применение перекрёстной ООС по выходным каналам и введение дополнительного контура ООС по уровню рассогласования выходных напряжений. С помощью ИКМ исследована работоспособность этих способов и проведено сравнение их особенностей при изменении режима нагрузки.

5. Разработан способ двухшагового поиска максимума мощности СБ в составе экстремальной САУ. Предложены его структурная схема, аналоговая и дискретная реализации, описан порядок формирования пробных воздействий и изменения управляющего сигнала.

6. Предложен вариант аналитического описания вольт-амперной характеристики СБ, пригодного для исследования в имитационных моделях, включающих СБ.

7. Разработан способ синхронизации однофазного инвертора с сетью на основе ФАПЧ с фазовым детектором по фронтам. Предложены решения для формирования опорных сигналов при переходе напряжения через ноль и КУ с изменяемыми параметрами. С помощью ИКМ исследованы процессы синхронизации при изменении частоты и фазы сетевого напряжения.

8. Рассмотрено влияние реактивных и распределённых параметров сетевого тракта на устойчивость совместной работы инвертора и сети. Предложены схемотехнические решения, направленные на уменьшение влияния резонансных свойств сети на процессы регулирования.

9. Разработана совместная модель СБ, ППН и однофазного инвертора, позволяющая исследовать взаимодействие системы, состоящей из СБ, сети и согласующего их преобразователя электроэнергии. Предложено согласование опорного сигнала инвертора с режимом СБ по мощности и с сетью – по фазе.

10. Изготовлены макеты силовых каскадов и узлов управления, подготовлен испытательный стенд и проведены исследования при номинальной мощности 3200 Вт. Полученные осциллограммы подтвердили работоспособность макета и симметрирование двухполярного напряжения в исследованном режиме.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

В рецензируемых научных журналах, входящих в перечень рекомендуемых изданий ВАК:

1. **Волонин М.С., Шевцов Д.А., Подгузова М.А.** Аппроксимация и моделирование вольт-амперных характеристик солнечных батарей. // Практическая силовая электроника. – М.: 2024, №4(94) - с. 26-29.
2. **Волонин М.С., Шевцов Д.А., Подгузова М.А.** Оптимизатор работы солнечной батареи в режиме максимальной мощности. // Практическая силовая электроника. – М.: 2024, №4(94) - с. 30-36.
3. **Волонин М.С., Шевцов Д.А., Матвеева А.Д.** Новые структуры силовых каскадов повышающе-понижающих преобразователей. // Практическая силовая электроника. – М.: 2025, №1(95) - с. 46-52.
4. **Волонин М.С.** Особенности построения датчика сетевого напряжения в системе преобразователя электроэнергии солнечной батареи, работающего на бытовую сеть. // Практическая силовая электроника. – М.: 2025, №3(99) - с. 26-29.
5. **Шевцов Д.А., Волонин М.С., Соколова М.А., Рощупкин Г.В.** Псевдолинейные корректирующие устройства. // Практическая силовая электроника. – М.: 2025, №4(100) - с. 10-15.
6. **Шевцов Д.А., Волонин М.С., Соколова М.А., Рощупкин Г.В.** Двухшаговый оптимизатор для систем экстремального регулирования в составе преобразователя электроэнергии солнечной батареи. // Электричество. – М.: 2026. – № 5. – С. 42-53.

В журналах, входящих в международные системы цитирования Scopus и WoS:

7. **Volonin Maxim Sergeevich, Shevtsov Daniil Andreevich, Matveeva Anastasia Dmitrievna, Savin Denis Vladimirovich.** New structure of solar battery optimizer in maximum power mode. // 7th REEPE 2025 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering. 8-10 April, 2025, Moscow Power Engineering Institute (MPEI), Russia.

Доклады и материалы научных конференций:

8. Синтез структур преобразователей электрической энергии солнечной батареи / **М.С. Волонин** // Гагаринские чтения 2024: Сборник тезисов докладов 50-ой Международной молодежной научной конференции, Москва, 09–12 апреля 2024 года. – Москва: ООО "Издательство "Перо", 2024. – С. 316-317.

9. Разработка и исследование солнечного инвертора с низким значением коэффициента гармоник выходного напряжения / А.А. Громков, **М.С. Волонин** // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тезисы докладов Тридцатой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов, Москва, 29 февраля 2024 года. – Москва: Общество с ограниченной ответственностью "Центр полиграфических услуг " РАДУГА", 2024. – С. 121.

10. Сравнительный анализ структур однофазных солнечных инверторов, работающих параллельно с сетью / **М.С. Волонин**, А.А. Громков, Р.Р. Ибрагимов, В.А. Козлов // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тезисы докладов Тридцатой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов, Москва, 29 февраля 2024 года. – Москва: Общество с ограниченной ответственностью "Центр полиграфических услуг " РАДУГА", 2024. – С. 128.

11. Разработка и исследование силовых транзисторных каскадов повышающе-понижающих преобразователей электроэнергии солнечной батареи с двухполярным выходным напряжением / **М.С. Волонин**, А.Д. Матвеева, Р.Р. Ибрагимов, В.А. Козлов // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тезисы докладов Тридцать первой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов, Москва, 13–15 марта 2025 года. – Москва: ООО "Центр полиграфических услуг "Радуга", 2025. – С. 113.

12. Проблемы проектирования стабилизированных повышающе-понижающих преобразователей электроэнергии с двухполярным выходным напряжением / **М.С. Волонин** // Гагаринские чтения - 2025: Сборник тезисов докладов международной молодёжной научной конференции, Москва, 15–18 апреля 2025 года. – Москва: ООО "Издательство "Перо", 2025. – С. 325-326.

13. Исследование преобразователей постоянного напряжения для фотоэлектрических систем / **М.С. Волонин**, Д.А. Шевцов // Авиация и космонавтика: Тезисы 24-ой Международной конференции, Москва, 17–21 ноября 2025 года. – Москва: Издательство «Перо», 2025. – С. 116.

14. Разработка и исследование алгоритмов фазовой автоподстройки частоты на основе нелинейных звеньев с переменными постоянными времени / **М.С. Волонин** // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тезисы докладов XXXII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов, Москва, 26–27 февраля 2026 года. – Москва: Общество с ограниченной ответственностью "Центр полиграфических услуг " РАДУГА", 2026. – С. 95.

Патенты:

15. Патент № 2852195 С1 Российская Федерация, МПК G01R 19/22, H02M 3/335. Преобразователь стабилизированного постоянного напряжения с двухполярным выходным напряжением: заявл. 18.04.2025: опубл. 04.12.2025 / Д.А. Шевцов, **М.С. Волонин**, А.О. Алексеев, Ю.И. Кован; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Московский авиационный институт".

16. Патент на полезную модель № 239592 U1 Российская Федерация, МПК H02M 3/156. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением: заявл. 14.11.2025: опубл. 10.12.2025 / Г.В. Рощупкин, Г.Н. Гусев, М.Э. Гайнуллин, Д.Н. Лапкин, И.П. Гавриленко, **М.С. Волонин**, Е.С. Брянцева; заявитель Общество с ограниченной ответственностью "ПАРУС ЭЛЕКТРО".

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Рамочная конвенция Организации Объединенных Наций об изменении климата: международный договор от 9 мая 1992 года. – Нью-Йорк: ООН, 1992. – 25 с.
2. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 12 апреля 2025 г. № 908-р «Об утверждении Энергетической стратегии Российской Федерации на период до 2050 года».
3. A. Luque Handbook of Photovoltaic Science and Engineering / ed. A. Luque, S. Hegedus. – Chichester: John Wiley & Sons, 2003.
4. Попель О. С. Возобновляемые источники энергии: роль и место в современной и перспективной энергетике / О. С. Попель // Российский химический журнал. – 2008. – Т. 52, № 6. – С. 95–106.
5. M. R. Patel Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation. 2nd ed. / M. R. Patel. – Boca Raton: CRC Press, 2005. – 472 p.
6. Лисейцев Н. К. Современное состояние, проблемы и перспективы развития самолетов, использующих солнечную энергию для полета / Н. К. Лисейцев, А. А. Самойловский // Труды МАИ. – 2012. – № 55.
7. Fronius Primo 3.0-1: technical data [Электронный ресурс] // Fronius International GmbH. – URL: <https://www.fronius.com/en-in/india/solar-energy/installers-partners/technical-data/all-products/inverters/fronius-primo/fronius-primo-3-0-1> (дата обращения: 28.07.2026).
8. SUN2000-2/3/3.68/4/4.6/5/6KTL-L1: Smart Energy Controller. Technical Specification [Электронный ресурс] // Huawei Digital Power. – URL: <https://solar.huawei.com/en/products/sun2000-3-4-5-6ktl-l1/specs/> (дата обращения: 28.07.2026).
9. Sunny Boy 3.0/3.6/4.0/5.0/6.0: technical data [Электронный ресурс] //SMA Solar Technology AG. – URL: <https://www.sma.de/en/products/solarinverters/sunny-boy-30-36-40-50-60> (дата обращения: 28.07.2026).

10. DNS G3 Series, GW3000-DNS-30: technical data [Электронный ресурс] // GoodWe Technologies Co., Ltd. – URL: <https://en.goodwe.com/dns-g3> (дата обращения: 28.07.2026).
11. SE3000H–SE10000H Single Phase Inverter with HD-Wave Technology: datasheet [Электронный ресурс] // SolarEdge Technologies Ltd. – URL: <https://knowledge-center.solaredge.com/en/se3000h-se10000h-single-phase-inverter-hd-wave-technology-ds-000086-aus> (дата обращения: 28.07.2026).
12. Трёхуровневый DC-DC-преобразователь для аккумуляторных систем накопления электроэнергии с алгоритмом балансировки напряжения звена постоянного тока / С. Э. Гришин, Ю. К. Каземирова, А. С. Анучин [и др.] // Промышленная энергетика. – 2025. – № 5. – С. 2-9.
13. Гришин С. Э. Разработка и исследование систем управления трёхуровневых преобразователей постоянного напряжения в составе солнечных инверторов и систем накопления энергии: дис. канд. техн. наук: 2.4.2 / С. Э. Гришин. – М.: МЭИ, 2025. – 150 с.
14. Дякин С. В. Повышение эффективности статического преобразователя в электроэнергетических системах с солнечными фотоэлектрическими установками: дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / С. В. Дякин. – М.: МАИ, 2016. – 165с.
15. Ниткин Д.А., Дякин С.В., Вольский С.И. Проблемы синхронизации инвертора с сетью // Практическая силовая электроника, 2015, № 4(60). С. 17–21.
16. Гришанов Е. В. Aspects of common-mode leakage current suppression in single-phase PV-generation systems / E. V. Grishanov, S. V. Brovanov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – Novosibirsk: NSTU, 2017. – P. 541–546. – DOI: 10.1109/EDM.2017.7981814.
17. S. B. Kjaer A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules / S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41 № 5, September/October 2005. – p. 1292–1306. – DOI: 10.1109/TIA.2005.853371.

18. F. Blaabjerg Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems / F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53 № 5, October 2006. – p. 1398–1409. – DOI: 10.1109/TIE.2006.881997.
19. R. Teodorescu Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems / R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez. – Chichester: John Wiley & Sons, 2011. – 416 p.
20. M. Calais Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – an overview / M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V. G. Agelidis // 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2002. – Vol. 4. – p. 1995–2000. – DOI: 10.1109/PSEC.2002.1023107.
21. K. Zeb An Overview of Transformerless Inverters for Grid Connected Photovoltaic System / K. Zeb, S. U. Islam, W. Uddin et al. // 2018 International Conference on Computing, Electronic and Electrical Engineering (ICE Cube). – 2018. – p. 1–6. – DOI: 10.1109/ICECUBE.2018.8610988.
22. J. M. A. Myrzik String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – a review / J. M. A. Myrzik, M. Calais // 2003 IEEE Bologna PowerTech Conference Proceedings. – 2003. – Vol. 2. – p. 430–437. – DOI: 10.1109/PTC.2003.1304589.
23. V. Boscaino A DC–DC power converter for PV module characterization / V. Boscaino, G. Cipriani, V. Di Dio, R. Miceli, G. Prestigiacomo, A. Pulizzotto // 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – 2014. – p. 998–1002. – DOI: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872114.
24. P. P. Surya Review and comparison of DC–DC converters for maximum power point tracking system in standalone photovoltaic module / P. P. Surya, D. Irawan, M. Zuhri // 2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation. – 2017. – p. 242–247. – DOI: 10.1109/ICAMIMIA.2017.8387595.

25. E. Durán Determination of PV generator I–V/P–V characteristic curves using a DC–DC converter controlled by a virtual instrument / E. Durán, J. M. Andújar, J. M. Enrique, J. M. Pérez-Oria // *International Journal of Photoenergy*. – 2012. – Vol. 2012.
26. S. Z. Mohammad Noor A review of single-phase single-stage inverter topologies for photovoltaic system / S. Z. Mohammad Noor, A. M. Omar, N. N. Mahzan, I. R. Ibrahim // *2013 IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium*. – 2013. – p. 69–74. – DOI: 10.1109/ICSGRC.2013.6653278.
27. H. Albalawi An H5 Transformerless Inverter for Grid Connected PV Systems with Improved Utilization Factor and a Simple Maximum Power Point Algorithm / H. Albalawi, S. A. Zaid // *Energies*, Vol. 11 № 11, October 2018. – Art. 2912. – DOI: 10.3390/en11112912.
28. S. Jain A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking / S. Jain, V. Agarwal // *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22 № 5, September 2007. – p. 1928–1940. – DOI: 10.1109/TPEL.2007.904202.
29. S. Gangavarapu A Novel Transformerless Single-Stage Grid-Connected Solar Inverter / S. Gangavarapu, M. Verma, A. K. Rathore // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 11 № 1, February 2023. – p. 970–980. – DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3007556.
30. S. Deshpande A review of topologies of inverter for grid connected PV systems / S. Deshpande, N. R. Bhasme // *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*. – 2017. – p. 1–6. – DOI: 10.1109/IPACT.2017.8245191.
31. H. Preckwinkel A novel low cost solar central inverter topology with 99.2% efficiency / H. Preckwinkel, A. Bunte, J. Böcker, N. Fröhleke, K. Dora // *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. – Lille, 2013. – p. 1–10.
32. B. Burger Extreme high efficiency PV-power converters / B. Burger, D. Kranzer // *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. – Barcelona, 2009. – p. 1–13.

33. A. Desai Performance Analysis of String and Central Inverter Based Ideally Designed Utility Scale Solar PV Plant / A. Desai, I. Mukhopadhyay, A. Ray // 47th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC). – Calgary, 2020. – p. 2412–2417.

34. Волонин М. С. Сравнительный анализ структур однофазных солнечных инверторов, работающих параллельно с сетью / М. С. Волонин, А. А. Громков, Р. Р. Ибрагимов, В. А. Козлов // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: тезисы докладов XXX Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов, Москва, 29 февраля – 2 марта 2024 года. – М., 2024.

35. M. Forouzesh Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications / M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32 № 12, December 2017. – p. 9143–9178. – DOI: 10.1109/TPEL.2017.2652318.

36. Волонин М. С. Синтез структур преобразователей электрической энергии солнечной батареи / М. С. Волонин // Гагаринские чтения – 2024: сборник тезисов работ L Международной молодежной научной конференции, Москва, 9–12 апреля 2024 года. – М., 2024.

37. Волонин М. С. Новые структуры силовых каскадов повышающе-понижающих преобразователей / М. С. Волонин, Д. А. Шевцов, А. Д. Матвеева // Практическая силовая электроника. – 2025. – № 1 (95). – С. 46–52.

38. S. P. Litran Analysis of Converters with Bipolar Output for DC Microgrid / S. P. Litran, E. Durán, R. S. Barroso, J. Semião, M. B. Ferrera // 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG). – Setúbal, 2020. – Vol. 1. – p. 13–18.

39. E. Meneses Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application / E. Meneses, F. Blaabjerg, O. García, J. A. Cobos // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28 № 6, June 2013. – p. 2649–2663. – DOI: 10.1109/TPEL.2012.2227820.

40. M. Safayatullah A Comprehensive Review of Power Converter Topologies and Control Methods for Electric Vehicle Fast Charging Applications / M. Safayatullah, M. T. Elrais, S. Ghosh, R. Rezaii, I. Batarseh // IEEE Access, Vol. 10, 2022. – p. 40753–40793. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3166935.
41. X. Ruan Fundamental Considerations of Three-Level DC–DC Converters: Topologies, Analyses, and Control / X. Ruan, B. Li, Q. Chen, S.-C. Tan, C. K. Tse // IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Vol. 55 № 11, December 2008. – p. 3733–3743. – DOI: 10.1109/TCSI.2008.927218.
42. Поликарпов А. Г. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА / А. Г. Поликарпов, Е. Ф. Сергиенко. – М.: Радио и связь, 1989. – 159 с.
43. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 377 с.
44. Севернс Р. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Р. Севернс, Г. Блум; пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
45. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
46. B. L. Dokić Power Electronics: Converters and Regulators. 3rd ed. / B. L. Dokić, B. Blanuša. – Cham: Springer, 2015. – XVIII, 598 p. – DOI: 10.1007/978-3-319-09402-1.
47. A. I. Pressman Switching Power Supply Design. 3rd ed. / A. I. Pressman, K. Billings, T. Morey. – New York: McGraw-Hill, 2009. – 880 p.
48. H. Schmidt Circuit arrangement for generating an alternating voltage or an alternating current / H. Schmidt, B. Burger: patent DE 102006012164 A1, published 05.07.2007.
49. S. V. Araújo Novel grid-connected non-isolated converters for photovoltaic systems with grounded generator / S. V. Araújo, P. Zacharias, B. Sahan // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. – Rhodes, 2008. – p. 58–65.

50. Преобразователь стабилизированного постоянного напряжения с двухполярным выходным напряжением: пат. RU 2852195 С1 Рос. Федерация / Д. А. Шевцов, М. С. Волонин, А. О. Алексеев, Ю. И. Кован; патентообладатель ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)». – Заявка № 2025109950; заявл. 18.04.2025; опубл. 04.12.2025.

51. Двухключевой повышающе-понижающий преобразователь с двухполярным выходным напряжением: пат. на полезную модель RU 239592 U1 Рос. Федерация / Г. В. Рощупкин, Г. Н. Гусев, М. Э. Гайнуллин, Д. Н. Лапкин, И. П. Гавриленко, М. С. Волонин, Е. С. Брянцева; патентообладатель ООО «Парус электро». – Заявка № 2025131745; заявл. 14.11.2025; опубл. 10.12.2025.

52. K. Haddad Three-level DC–DC converters as efficient interface in two-stage PV power systems / K. Haddad // 2012 IEEE Energytech. – Cleveland, 2012. – p. 1–6.

53. C3M0025065D Silicon Carbide Power MOSFET: data sheet / Wolfspeed. – Rev. 04. – 2024. – URL: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2024/01/Wolfspeed_C3M0025065D_data_sheet.pdf (дата обращения: 22.07.2026).

54. C3M0032120K Silicon Carbide Power MOSFET: data sheet / Wolfspeed. – Rev. 6. – 2024. – URL: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2024/01/Wolfspeed_C3M0032120K_data_sheet.pdf (дата обращения: 22.07.2026).

55. MSC035SMA170B 1700 V, 35 mΩ mSiC MOSFET TO-247: data sheet / Microchip Technology. – URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/sic/ProductDocuments/DataSheets/MS035SMA170B-SiC-MOSFET-Datasheet.pdf> (дата обращения: 22.07.2026).

56. SiC Schottky Diode: product catalogue / WAYON Corporation. – URL: <https://ferrite.ru/upload/docs/pdf/products/wayon/SiC%20Schottky%20Diode.pdf> (дата обращения: 22.07.2026).

57. MSC030SDA170B 1700 V, 30 A mSiC Schottky Diode TO-247: data sheet / Microchip Technology. – URL: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Microsemi_MSC030SDA170B_SiC_Schottky_Diode_Datasheet_A.pdf (дата обращения: 22.07.2026).
58. Lee J.-Y., Kim H.-S., Jung J.-H. Enhanced Dual-Active-Bridge DC–DC Converter for Balancing Bipolar Voltage Level of DC Distribution System // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020. Vol. 67, No. 12. P. 10399–10409. DOI: 10.1109/TIE.2019.2959503
59. N. Naseem and H. Cha, "Triple-Active-Bridge Converter With Automatic Voltage Balancing for Bipolar DC Distribution," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 7, pp. 8640–8648, July 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3150152
60. B. Li et al., “DC/DC Converter for Bipolar LVdc System With Integrated Voltage Balance Capability,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 5415–5424, May 2021, doi: 10.1109/tpel.2020.3032417.
61. M. A. S. Masoum Microprocessor-controlled new class of optimal battery chargers for photovoltaic applications / M. A. S. Masoum, S. M. M. Badejani, E. F. Fuchs // IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19 № 3, September 2004. – p. 599–606.
62. T. Hiyama Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control / T. Hiyama, S. Kouzuma, T. Iimakudo // IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10 № 2, June 1995. – p. 360–367.
63. J. Dey Analysis of a Microgrid Having Solar System with Maximum Power Point Tracking and Battery Energy System / J. Dey, N. Mohammad, M. T. Islam // 10th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid). – 2022. – p. 179–184.
64. D. Ryu Optimum MPPT Control Period for Actual Insolation Condition / D. Ryu, Y.-J. Kim, H. Kim // 2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). – 2018. – p. 1–4.
65. D. K. Chy Experimental assessment of PV arrays connected to Buck–Boost converter using MPPT and non-MPPT technique by implementing in real time hardware

/ D. K. Chy, M. Khaliluzzaman // 2015 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE). – 2015. – p. 306–309.

66. A. Dolara Energy comparison of seven MPPT techniques for PV systems / A. Dolara, R. Faranda, S. Leva // Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 1 № 3, 2009. – p. 152–162.

67. P. Würfel Physics of Solar Cells: From Basic Principles to Advanced Concepts. 2nd ed. / P. Würfel. – Weinheim: Wiley-VCH, 2009. – 256 p.

68. M. A. Green Third Generation Photovoltaics: Advanced Solar Energy Conversion / M. A. Green. – Berlin: Springer, 2003. – 160 p.

69. J. Bisquert The Physics of Solar Cells: Perovskites, Organics, and Photovoltaic Fundamentals / J. Bisquert. – Boca Raton: CRC Press, 2018. – 238 p.

70. S. Skogestad Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. 2nd ed. / S. Skogestad, I. Postlethwaite. – Chichester: John Wiley & Sons, 2005. – 592 p.

71. Юревич Е. И. Теория автоматического управления: учебник для вузов / Е. И. Юревич. – 2-е изд., перераб. и доп. – Ленинград: Энергия, 1975. – 416 с.

72. Бесекерский В. А. Теория систем автоматического регулирования / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – 3-е изд., испр. – Москва: Наука, 1975. – 768 с.

73. Аналитические самонастраивающиеся системы автоматического управления / под ред. А. А. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1965. – 356 с.

74. K. B. Ariyur Real-Time Optimization by Extremum-Seeking Feedback / K. B. Ariyur, M. Krstić. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2003. – 254 p.

75. Brunton S.L. et al. Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, vol. 25, No. 10, pp. 2531–2540, DOI: 10.1109/TPEL.2010.2049747.

76. Viswambaran V.K. et al. Modelling and simulation of maximum power point tracking algorithms & review of MPPT techniques for PV applications. – 5th International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA), Ras Al Khaimah, United Arab Emirates, 2016, pp. 1–4, DOI: 10.1109/ICEDSA.2016.7818506.

77. Zhang W. et al. A review of maximum power point tracking methods for photovoltaic system. – 2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET), Hanoi, Vietnam, 2016, pp. 230–234, DOI: 10.1109/ICSET.2016.7811787.
78. Мухамбедьяров Б.Б., Лукичев Д.В., Полюга Н.Л. Исследование алгоритмов поиска точки максимальной мощности для повышения эффективности фотоэлектрических преобразователей. – Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2018, т. 18, № 6, с. 1099–1107, DOI: 10.17586/2226-1494-2018-18-6-1099-1107.
79. Русскин В.А., Семёнов С.М., Диксон Р.К. Исследование алгоритмов поиска точки максимальной мощности для повышающего преобразователя напряжения солнечного инвертора. – Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов, 2016, т. 327, № 4, с. 78–87.
80. Wang S., Guay M., Braatz R.D. Extremum-Seeking Regulator for a Class of Nonlinear Systems with Unknown Control Direction. – IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, vol. 69, No. 12, pp. 8931–8937, DOI: 10.1109/TAC.2024.3426890.
81. Hunnekens B. et al. Extremum-Seeking Control for the Adaptive Design of Variable Gain Controllers. – IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, vol. 23, No. 3, pp. 1041–1051, DOI: 10.1109/TCST.2014.2360913.
82. Scheinker A. 100 years of extremum seeking: A survey. – Automatica, 2024, vol. 161, Art. 111481, DOI: 10.1016/j.automatica.2023.111481.
83. Bhattacharjee D., Subbarao K. Extremum seeking control with attenuated steady-state oscillations. – Automatica, 2021, vol. 125, Art. 109432, DOI: 10.1016/j.automatica.2020.109432.
84. Либерзон Л.М., Родов А.Б. Системы экстремального регулирования. – М.–Л.: Энергия, 1965. – 160 с.
85. Растригин Л. А. Системы экстремального управления / Л. А. Растригин. – М.: Наука, 1974. – 630 с.
86. Мелешин В. И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В. И. Мелешин, Д. А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576с.

87. A. V. Oppenheim Discrete-Time Signal Processing. 3rd ed. / A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer. – Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2009. – 1120p.
88. J. M. Raya-Armenta An accurate physical model for PV modules with improved approximations of series-shunt resistances / J. M. Raya-Armenta, P. R. Ortega, N. Bazmohammadi, S. V. Spataru, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero // IEEE Journal of Photovoltaics, Vol. 11 № 3, May 2021. – p. 699–707.
89. A. Durgadevi Photovoltaic modeling and its characteristics / A. Durgadevi, S. Arulselvi, S. P. Natarajan // International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT). – 2011. – p. 469–475.
90. S. A. Mahmoud Novel modeling approach for photovoltaic arrays / S. A. Mahmoud, H. N. Mohamed // 55th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – 2012. – p. 790–793.
91. M. F. Nayan Modelling of solar cell characteristics considering the effect of electrical and environmental parameters / M. F. Nayan, S. Safayet Ullah // 3rd International Conference on Green Energy and Technology (ICGET). – 2015. – p. 1–6.
92. M. Lak A Novel Hybrid Modulation for Photovoltaic Three-Level T-Type Inverter to Simultaneously Eliminate Neutral-Point Voltage Ripple and Interact With Maximum Power Point Tracking Process / M. Lak, B.-R. Chuang, T.-L. Wu, T.-L. Lee // 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2020. – p. 2224–2230. – DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9235974.
93. T.-L. Lee A Modulation Strategy for Neutral-Point Voltage Ripple Reduction in a Three-Level T-Type Inverter / T.-L. Lee, T.-L. Wu, B.-R. Chuang // 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). – Singapore, 2019. – p. 1–7.
94. P. S. Dash A Single DC Source Switched-Capacitor Multilevel Inverter for High-Frequency AC System / P. S. Dash, S. P. Das // 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). – Jaipur, 2022. – p. 1–4. – DOI: 10.1109/PEDES56012.2022.10080388.
95. Нейман Л. Р. Теоретические основы электротехники. В 2 т. Т. 1 / Л. Р. Нейман, К. С. Демирчян. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 522 с.

96. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи. 5-е изд. / Г. И. Атабеков. – М.: Энергия, 1978. – 592 с.
97. Круг К. А. Основы электротехники. 6-е изд. / К. А. Круг. – М.; Л.: Государственное энергетическое издательство, 1946. – 496 с.
98. Gardner F.M. Phaselock Techniques. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005. 450 p.
99. Bianchi G. Phase-Locked Loop Synthesizer Simulation. New York: McGraw-Hill, 2005. 223 p.
100. Best R.E. Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications. 6th ed. New York: McGraw-Hill, 2007. 490 p.
101. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. под ред. М.В. Гальперина. М.: Мир, 1983. Т. 1. 568 с.
102. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство. Пер. с нем. под ред. А.Г. Алексенко. М.: Мир, 1982. 512 с.
103. Stephens D.R. Phase-Locked Loops for Wireless Communications: Digital and Analog Implementation. New York: Springer, 1998. XV, 379 p.
104. Волонин М.С. Особенности построения датчика сетевого напряжения в системе преобразователя электроэнергии солнечной батареи, работающего на бытовую сеть // Практическая силовая электроника, 2025, № 3(99). С. 26–29.
105. Karimi-Ghartemani M., Iravani M.R. A Nonlinear Adaptive Filter for Online Signal Analysis in Power Systems: Applications. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, vol. 17, no. 2, pp. 617–622.
106. Шевцов Д.А., Волонин М.С., Соколова М.А. и др. Псевдолинейные корректирующие устройства // Практическая силовая электроника, 2025, № 4(100). С. 10–15.
107. ГОСТ Р МЭК 61727-2016. Системы фотоэлектрические. Подключение к распределительным электрическим сетям. – Введ. 2017-03-01. – Москва: Стандартинформ, 2016.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Минобрнауки России



Федеральное государственное
автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Московский авиационный институт
(национальный исследовательский
университет)» (МАИ)

125993, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4
тел.: +7 499 158-92-09 | www.mai.ru | e-mail: mai@mail.ru
ОГРН 1037739180820 | ИНН 7712038455

28.08.2026 № 310-18/6
на № _____ от _____

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича
«Преобразователь электроэнергии солнечной батареи для системы совместной работы с
бытовой сетью» в учебный процесс кафедры 310 «Электроэнергетические,
электрохимические и биотехнические системы»

Результаты диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича
«Преобразователь электроэнергии солнечной батареи для системы совместной работы с
бытовой сетью» в частности:

- аналитические соотношения для вывода регулировочных характеристик структур повышающе-понижающих преобразователей постоянного напряжения с двухполярным выходным напряжением;
- принципы построения корректирующих устройств алгоритма фазовой автоподстройки частоты с адаптивно изменяемыми параметрами;
- схемотехнические решения, позволяющие обеспечить устойчивую совместную работу инвертора с сетью с учётом её многорезонансных свойств,

используются в учебных курсах лекций и практических занятий по дисциплинам: «Силовая электроника», «Статические преобразователи энергии систем электроснабжения летательных аппаратов», «Силовые электронные регуляторы» и «Компьютерное моделирование преобразователей энергии» для студентов, обучающихся по профилям «Информационные технологии в электроэнергетических и электрохимических системах» и «Электрооборудование летательных аппаратов» на кафедре 310 «Электроэнергетические, электрохимические и биотехнические системы».

Директор дирекции института №3
«Системы управления, информатика и
электроэнергетика»

Заведующий кафедрой 310 «Электроэнергетические,
электрохимические и биотехнические системы»



Следков Ю. Г.

Ковалев К. Л.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б



ООО «ЭЛМАНК»
214000, г. Смоленск, ул. Тухачевского дом 3-А
ИНН/КПП: 6732125464/673201001
ОГРН: 1166733060251
Тел: +7 (495)317-1400
www.elmank.com
info@elmank.com

АКТ №08/26-7 от 10.08.2026

о практическом использовании
результатов диссертационной
работы

Волонина Максима Сергеевича

Исх. №08/26-7 от «10» августа 2026 г.
На № _____ от « _____ » _____ 20 ____

Тема: Акт практического использования

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Преобразователь электроэнергии солнечной батареи для системы совместной работы с бытовой сетью», выполненной Волониным Максимом Сергеевичем используются в разработках ООО «ЭЛМАНК», в частности при разработке корректора коэффициента мощности (ККМ) с двухполярным выходным напряжением и повышающего преобразователя в составе источника бесперебойного питания (ИБП) мощностью 1600 ВА ЛМВТ.010.002.001.800.

Результаты диссертационной работы Волонина М. С., а именно:

- Результаты сравнительного анализа алгоритмов и схем симметрирования двухполярного выходного напряжения, использованные при выборе структуры системы управления ККМ;
 - Способ симметрирования напряжения на выходном конденсаторном делителе преобразователя повышающего типа за счёт использования перекрёстной отрицательной обратной связи (ООС) по выходным каналам;
 - Схемотехническое решение датчика сетевого напряжения, предотвращающее ложные переключения ИБП между режимами работы при переходе напряжения сети через ноль,
- внесли практический вклад в успешное завершение модернизации источника бесперебойного питания (ИБП) мощностью 1600 ВА ЛМВТ.010.002.001.800.

Практическое использование результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича позволяет проектировать источники электропитания, в том числе корректоры коэффициента мощности (ККМ), с двухполярным выходным напряжением, способные работать на несимметричную нагрузку.

Кроме того, применение датчика сетевого напряжения в составе системы управления такими преобразователями позволяет повысить устойчивость работы в условиях сильного воздействия внешних помех.

Генеральный директор
ООО «ЭЛМАНК», к.т.н.



М.А. Новиков

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Общество с ограниченной
ответственностью
«Парус электро»
ИНН 7713724182
КПП 772401001
ОГРН 1117746147859

115404, г. Москва,
ул. 6-я Радиальная, д. 9
8 (495) 518 92 92
8 (800) 301 05 23
info@parus-electro.ru



parus-electro.ru

**АКТ №ПЭ-Исх994/2026/1 от 17.08.2026**

о внедрении результатов диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича
«Преобразователь электроэнергии солнечной батареи для системы совместной
работы с бытовой сетью» в ООО «Парус электро»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Преобразователь электроэнергии солнечной батареи для системы совместной работы с бытовой сетью», выполненной Волониным Максимом Сергеевичем используются в разработках ООО «Парус электро», в частности в проекте: «Разработка и внедрение в серийное производство линейки стринг-инверторов для ВИЭ мощностью до 350 кВт».

Перечень внедренных результатов:

1. Результаты выбора и описание условий для целесообразного использования различных структур построения преобразователей электроэнергии солнечной батареи, работающих на сеть.
2. Разработанный алгоритм работы оптимизатора без непосредственного вычисления градиента с пошаговым поиском точки максимальной мощности.
3. Предложенный способ формирования синусоидального сигнала для синхронизации с сетевым напряжением на основе блока фазовой автоподстройки частоты с управляемыми параметрами.

Полученные результаты диссертационной работы Волонина Максима Сергеевича позволяют использовать в составе системы управления стринг-инверторов мощностью до 350 кВт алгоритмы, уменьшающие затраты вычислительных ресурсов микропроцессорных систем. Также, рекомендации по выбору структуры преобразователя электроэнергии солнечной батареи позволили расширить модельный ряд разрабатываемых решений.

С уважением,
Технический директор
ООО «Парус электро»



Лапкин Д.Н.