

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

На правах рукописи



ЛУКОШИН ИЛЬЯ ВЛАДИМИРОВИЧ

ПОЛУМОСТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО
ПОВЫШЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ФАЗОВЫМ
РЕГУЛИРОВАНИЕМ

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 - 2025

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ	5
ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СТРУКТУР СИЛОВОГО КАСКАДА ППН ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СЭС ЛА.....	21
1.1 Двухтактные ППН с гальванической развязкой.....	22
1.2 Полумостовые силовые каскады	23
1.3 Анализ структур силовых транзисторов	28
1.4 Силовой четырехключевой каскад полумостового преобразователя по схеме Царенко	30
1.5 Алгоритмы управления четырехключевым полумостовым каскадом ППН	31
1.6 Первый алгоритм	32
1.7 Второй алгоритм	34
ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОЙ ГЛАВЕ.....	39
ГЛАВА 2 РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ С АЛГОРИТМОМ ФАЗОВОЙ ШИМ	40
2.1 Недостатки принципа ведущий-ведомый.....	41
2.2 Разработка функциональной схемы контроллера с фазовой ШИМ.....	48
2.3 Модель контроллера с фазовой ШИМ.....	50
ВЫВОДЫ ПО ВТОРОЙ ГЛАВЕ.....	56
ГЛАВА 3 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ В АВАРИЙНЫХ И ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ.....	57
3.1 Обеспечение тактовой устойчивости с синхронной ШИМ и подчиненным регулированием по пиковому значению тока.....	58

3.2 Аналитические соотношения для режима устойчивой работы преобразователя	60
3.3 Обеспечение тактовой устойчивости за счет введения пилообразного корректирующего воздействия.....	62
3.4 Аналитические соотношения для расчета параметров пилообразного корректирующего напряжения	68
3.5 Симметрирование режима перемагничивания сердечника силового трансформатора	71
3.6 Симметрирование напряжения на делительных конденсаторах	73
3.7 Схема симметрирования для полумостового каскада.....	80
3.8 Интегрирование тока	84
3.9 Двухуровневая защита по току.....	90
ГЛАВА 4 ДРАЙВЕРЫ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ БЕЗ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОДПИТКИ ВТОРИЧНОЙ СТОРОНЫ	95
4.1 Основные проблемы проектирования драйверов с ТГР	95
4.2 Драйвер с активным шунтированием затвора СТК.....	96
4.3 Драйвер с большими импульсными токами управления затвора СТК	100
4.4 Драйвер с однополярным питанием вторичной стороны и активным запирающим СТК.....	104
ВЫВОДЫ ПО ЧЕТВЕРТОЙ ГЛАВЕ.....	108
ГЛАВА 5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОБРАТНО-ПРЯМОХОДОВОГО ПОЛУМОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	109
5.1 Описание экспериментальной установки.....	110
5.2 Результаты экспериментальных исследований обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя	114

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5	119
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	120
СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ.....	122
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	126
ПРИЛОЖЕНИЕ А	138
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ В	140

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- GaN (англ. Gallium Nitride) – нитрид галлия
- IGBT (англ. Insulated Gate Bipolar Transistor) - биполярный транзистор с изолированным затвором
- SiC (англ. Silicon Carbide) - карбид кремния
- SMD (англ. Surface Mount Device) – электронный компонент для поверхностного монтажа
- Wi-Fi (англ. *Wireless Fidelity*) – технология беспроводной локальной сети
- ZCS (англ. *Zero Current Switching*) – переключение при нулевом токе
- ZVS (англ. *Zero Voltage Switching*) – переключение при нулевом напряжении
- БВН – блок вспомогательных напряжений
- ГПН – генератор пилообразного напряжения
- ГР – гальваническая развязка
- ГТИ – генератор тактовых импульсов
- ДВН – датчик выходного напряжения
- Др – драйвер
- ДТ – датчик тока
- ЗУ – зарядное устройство
- ИКМ – имитационное компьютерное моделирование
- ИОН – источник опорного напряжения
- КЗ – коэффициент заполнения
- ККМ – корректор коэффициента мощности
- КПД – коэффициент полезного действия
- ЛА – летальный аппарат
- МДП – металл-диэлектрик полупроводник
- НСН – непрерывный стабилизатор напряжения
- ОБР – область безопасной работы
- ОУН – ограничитель уровня напряжения
- ППН – преобразователь постоянного напряжения

РИУ – распределитель импульсов управления

РНП – реле напряжения питания

СПК – силовой преобразовательный каскад

СР – сигнал рассогласования

СТК – силовой транзисторный ключ

СЭС – система электроснабжения

ТГР – трансформаторная гальваническая развязка

УМ – усилитель мощности

УСР – усилитель сигнала рассогласования

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЭМП – электромагнитные помехи

ЭМС – электромагнитная совместимость

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В последние десятилетия гражданская и военная авиация переживает бурное развитие. Полеты на пассажирском самолете стали настолько привычными, что сравнимы с поездкой на поезде. Это, в свою очередь, ведет к росту ожиданий пассажиров в отношении комфорта и удобства. Современные авиалайнеры оснащены бортовыми мультимедийными системами, розетками для зарядки электронных устройств, Wi-Fi и сложными климатическими системами, что стало стандартом в индустрии. Наряду с этим увеличивается количество электронных систем управления и безопасности, что делает полеты не только более удобными, но и безопасными. Все это ведет к существенному увеличению количества потребителей электроэнергии. На рисунке 1 показано распределение электрической мощности самолетов гражданской авиации по годам (график составлен согласно источникам [1-3]).

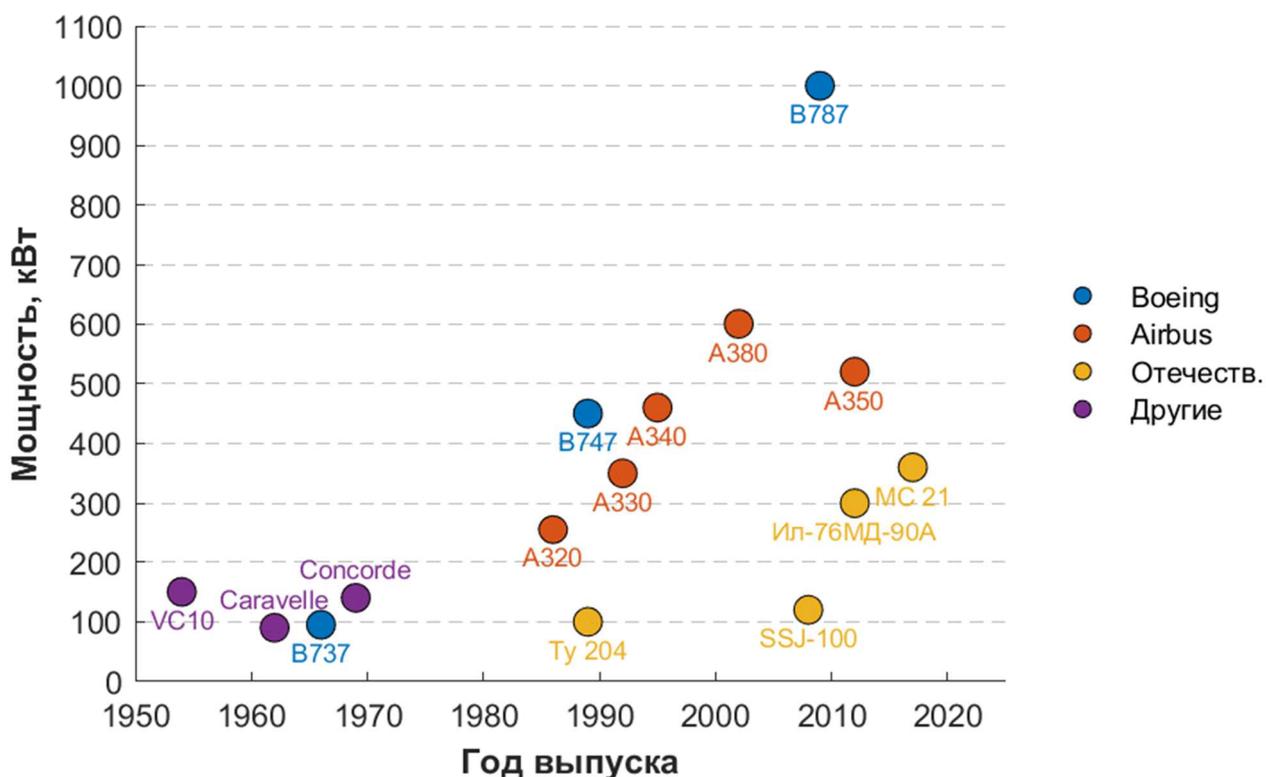


Рисунок 1 – Распределение электрической мощности летательных аппаратов по годам

Одним из ключевых направлений в развитии авиации является снижение массы самолета, поскольку это напрямую сокращает расход топлива. Наиболее перспективной, с точки зрения оптимизации веса, является система электроснабжения самолета и, хотя электрические системы потребляют всего 0,2% всей мощности двигателя [4] во время полета, может сложиться впечатление что она не сильно влияет на расход топлива самолетом. Однако, экономия веса приводит к положительному “эффекту снежного кома”. Например, экономия одного килограмма оборудования означает также возможное снижение веса конструкции самолета на дополнительные 600 г [5], что приводит к снижению расхода топлива и повышению эксплуатационных характеристик. При этом экономия всего одного килограмма веса снизит затраты примерно на 4500 долларов [6] на самолеты малой и средней дальности в течение 20-летнего периода эксплуатации.

Использование в системах электроснабжения постоянного повышенного напряжения позволяет повысить энергоэффективность, сократить вес кабелей и обеспечить стабильное питание всех бортовых систем [7]. Наиболее перспективной сегодня считается система с напряжением сети ± 270 В [8], позволяющая сократить как массу электросети, так и вес исполняющих агрегатов, за счет снижения плотности тока. Стоит отметить, что система с повышенным постоянным напряжением уже применяется в новейших моделях самолетов, таких как Boeing 787 [9] и Airbus A380, а также в военных самолетах: F-35 Lightning II и Boeing KC-46 [10]. Использование высоковольтной постоянной сети в отечественной авиации нигде не упоминается, поскольку информация о MC-21, SSJ-100, Су-57 является закрытой. Однако, учитывая успешный опыт зарубежных коллег, можно предположить их наличие или же внедрение в ближайшее время.

Использование высоковольтных сетей постоянного тока требует использования гораздо большего количества конвертеров и инвертеров, отвечающих за согласование низковольтных и высоковольтных сетей, нежели в традиционных системах электропитания, однако это позволяет достичь большей

гибкости с точки зрения энергораспределения. При этом, повышение эффективности преобразователей напрямую влияет на общий КПД системы, что делает работу над этими компонентами особенно важной для достижения высокой энергоэффективности всей системы.

Такие фирмы как АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ», ООО «СНДГруп», Vicor Corporation, Crane Aerospace & Electronics, Tame-Power, Advanced Energy, XR Power, ММП-Ирбис и т.д выпускают готовые коммерческие решения преобразователей постоянного повышенного напряжения, доступные для заказа [11-17]. Ниже приводятся некоторые из них.

Понижающий преобразователь от фирмы АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» приведен на рисунке 2.

– Входное напряжение: переменное 3-х фазное 380 В 50 Гц или постоянное 540 В;

– Мощность: 6 кВт;

– Выходное напряжение: 27 В;

– Габаритные размеры: 650x260x255 мм;

– Масса: до 30 кг.



Рисунок 2 – Понижающий преобразователь АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» 380 В - 27 В

Понижающий преобразователь SNDC 3000-12 от фирмы ООО «СНД-Груп» приведен на рисунке 3.

- Входное напряжение: переменное 230 В 50 Гц;
- Мощность: 3 кВт;
- Выходное напряжение: 12 В (24 В - 48 В);
- Габаритные размеры: 278x177,8x63,5 мм;
- Масса: 4 кг.



Рисунок 3 – Понижающий преобразователь SNDC 3000-12

Понижающий преобразователь от фирмы Tame-Power с обозначением CISO series приведен на рисунке 4.

- Входное напряжение: постоянное 540 В;
- Мощность: 6 кВт;
- Выходное напряжение: 12 В (и др.);
- Габаритные размеры: 306x376x85 мм;
- Масса: 10 кг.



Рисунок 4 – Понижающий преобразователь CISO series

ATRU_s - линейка мощных изолированных DC-DC преобразователей (рисунок 5), имеющих возможность параллельного подключения, а также поддерживающие подключение к активному ККМ для получения наибольшей эффективности по преобразованию переменного тока в постоянный.

- Входное напряжение: постоянное 540 В;
- Мощность: 30 кВт;
- Выходное напряжение: 12 В (и др.);
- Габаритные размеры: 500x400x95 мм;
- Масса: 15 кг.



Рисунок 5 – Понижающий преобразователь ATRUs Crane

BCM Bus Converter VICOR (рисунок 6) – это высокоэффективный DC-DC преобразователь с гальванической изоляцией. Отличительной особенностью является высокая плотность мощности. В расчете удельной мощности не учитываются обязательные внешняя система охлаждения и конденсаторные фильтры.

- Входное напряжение: постоянное 540 В;
- Мощность: 1,36 кВт;
- Выходное напряжение: 24 В (и др.);
- Габаритные размеры: 110x36x10 мм;
- Масса: 0,1 кг.



Рисунок 6 – Понижающий преобразователь BCM Bus Converter VICOR

Преобразователь EVAL_3K3W_BIDI_PSFБ, фирмы Infineon представлен на рисунке 7. Преобразователь построен по алгоритму фазовой ШИМ, благодаря чему обладает высокой эффективностью. Отдельной особенностью данного преобразователя является возможностью двунаправленной передачи энергии.

- Входное напряжение: постоянное 400 В;
- Мощность: 3,3 кВт;
- Выходное напряжение: 54 В;

- Габаритные размеры: 190x70x40 мм;
- Масса: 1,5 кг.



Рисунок 7 – Понижающий преобразователь Infineon
EVAL_3K3W_BIDI_PSFBS

Преобразователь ИП2500Д, фирмы ММП-Ирбис представлен на рисунке 8. Преобразователь предназначен для работы в составе стоек бесперебойного питания. Отдельной особенностью данного преобразователя является возможностью регулировки выходного напряжения.

- Входное напряжение: переменное 230 В 50 Гц;
- Мощность: 2,5 кВт;
- Выходное напряжение: 54 В;
- Габаритные размеры: 356x108x44 мм;
- Масса: 2,1 кг.



Рисунок 8 – Понижающий преобразователь ММП-Ирбис ИП2500Д

Основные характеристики приведенных выше преобразователей сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Характеристики высоковольтных преобразователей

Название	Мощность, кВт	Удельная мощность, кВт/кг	КПД, %
АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ»	6	0,2	-
SNDC 3000-12	3	0,75	95
CISO series	6	0,6	94
ATRU _s Crane	30	2,00	95
BCM Bus Converter	1,36	13,60	95
EVAL_3K3W_BIDI_PSF _B	3,3	2,6	98
ИП2500Д	2,5	1,2	90

На рынке представлено огромное множество различных высоковольтных преобразователей, однако никто из производителей не раскрывает не только внутренних схемотехнических особенностей, но даже тип

используемых силовых транзисторов. Такие отечественные компании как Аэроприбор-Восход, Трансконвертер, Электрум АВ и т.д. также занимаются разработкой и производством высоковольтных преобразователей, однако почти все они построены на зарубежных комплектующих, принципы и алгоритмы которых производителями не раскрываются. Учитывая активное продвижение политики импортозамещения, разработка силовых высоковольтных преобразователей, построенных на отечественной компонентной базе, является актуальной задачей.

Объектом исследования являются преобразователи постоянного повышенного напряжения с гальванической развязкой входа и выхода для перспективных СЭС ЛА.

Предметом исследования являются силовые каскады высоковольтных преобразователей, а также их системы управления, обеспечивающие высокую эффективность и безопасность во всех режимах работы, включая аварийные.

Цель и задачи диссертационного исследования. Целью диссертационной работы является разработка и исследование алгоритмов построения полумостового преобразователя постоянного повышенного напряжения с гальванической развязкой входа и выхода для перспективных СЭС ЛА.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- анализ достоинств и недостатков известных структур силовых преобразовательных каскадов;
- разработка новой структуры СПК;
- исследование алгоритмов управления новым СПК;
- разработка методов симметрирования режима перемагничивания сердечника трансформатора;

- разработка методов симметрирования конденсаторного делителя напряжения;
- Разработка методов обеспечения тактовой устойчивости в режиме подчиненного регулирования по пиковому значению тока;
- разработка структурных и схемотехнические решения драйверов для управления СТК ППН;
- исследование методов исключения эффекта интегрирования тока в аварийных режимах;
- разработка структурных схем и схемотехнических решений устройств управления силовым каскадом ППН:
 - с подчиненным регулированием;
 - без подчиненного регулирования;
 - с комбинированным управлением;
- разработка компьютерных моделей ППН на основе предложенных схемотехнических решений;
- исследование с помощью ИКМ функциональных узлов, процессов в ППН в номинальных, переходных и аварийных режимах;
- разработка и экспериментальные исследования макетных образцов ППН.

Научная новизна заключается в следующем:

1. Предложена новая структура четырехключевого трехуровневого силового каскада, предназначенного для работы в составе высоковольтных ППН перспективных СЭС ЛА;
2. Предложены и исследованы различные алгоритмы управления новой структурой ППН, проведен сопоставительный анализ их достоинств и недостатков;
3. Предложен оригинальный метод симметрирования режима перемагничивания сердечника трансформатора;
4. Предложен новый метод симметрирования напряжения на конденсаторном делителе;

5. Предложены принципы построения устройств управления силовым каскадом ППН с различными видами ШИМ;

6. Предложены новые способы обеспечения безопасной работы силового каскада ППН в переходных и аварийных режимах работы;

7. Предложены принципы построения драйверов с ТГР в режиме фазовой ШИМ.

Практическая значимость заключается в следующем:

1. Предложена новая структура СПК, предназначенного для работы в составе высоковольтных ППН;

2. Предложены схемотехнические решения, реализующие различные алгоритмы управления ППН;

3. Разработаны компьютерные модели функциональных узлов ППН;

4. Предложены схемотехнические решения обеспечения тактовой устойчивости ППН в номинальных, переходных и аварийных режимах;

5. Разработаны схемотехнические решения исключения эффекта интегрирования тока в номинальных, переходных и аварийных режимах;

6. Предложены схемотехнические решения для реализации методов симметрирования режима перемагничивания сердечника трансформатора;

7. Найдены схемотехнические решения симметрирования режима перемагничивания сердечника трансформатора;

8. Предложены схемотехнические решения драйверов с ТГР в режиме с фазовой ШИМ, с дальнейшим построением компьютерной модели и исследованием ее с помощью ИКМ.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использовались методы теории линейных и нелинейных электрических цепей, методы имитационного компьютерного моделирования в средах Mathcad, Orcad, Matlab, теория автоматического управления и регулирования, методы

дифференциального и интегрального исчислений, методы математического анализа, основы электроники и методы экспериментального исследования макетных образцов.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Оригинальная структура силового преобразовательного прямообратного четырехключевого полумостового каскада, работающего в режиме фазовой ШИМ и обеспечивающая низкие динамические потери.

2. Структурные и схемотехнические решения способов управления силовым полумостовым каскадом, обеспечивающим 3-х уровневое напряжение на первичной обмотке силового трансформатора.

3. Оригинальный способ обеспечения симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора в полумостовой схеме с конденсаторным делителем напряжения на входе.

4. Новый способ обеспечения симметричного распределения напряжения на конденсаторном делителе полумостового преобразовательного каскада.

5. Способ исключения эффекта интегрирования тока через первичные обмотки силовых трансформаторов в переходных и аварийных режимах.

6. Способы и схемотехнические решения, исключающие тактовую неустойчивость режима стабилизации выходного напряжения при управлении полумостовым силовым каскадом во всем диапазоне изменения КЗ синхронной ШИМ, как в режиме разрывных токов, так и в режиме безразрывных токов.

7. Способы уменьшения динамических потерь при переключении, за счет применения фазовой ШИМ, обеспечивающей переключение СТК в режимах ZVS и ZCS.

8. Новые схемотехнические решения фазовой ШИМ, свободные от проблем «логических гонок» и исключающие возможность появления нестабильных переключений в переходных и аварийных режимах.

9. Структура и схемотехническое решение драйвера с ТГР, обеспечивающего двуполярное управление СТК при его однополярном питании.

10. Результаты экспериментальных исследований статических и динамических энергетических характеристик макетного образца полумостового стабилизированного преобразователя постоянного повышенного напряжения (± 270 В) с фазовой ШИМ и выходной мощностью до 2 кВт при выходном напряжении 24 В, с частотой преобразования 60 кГц.

Достоверность и обоснованность научных результатов.

Основные положения и результаты диссертационной работы подтверждаются корректным использованием математического аппарата, а также верификацией результатов, полученных путем аналитических расчетов, математических, физических и имитационно компьютерных моделей, а также результатами экспериментальных исследований.

Реализация результатов работы.

Теоретические положения диссертационной работы были внедрены в учебный процесс в соответствии с учебно-методическими планами кафедры 310 «Энергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ, что подтверждено актом внедрения в учебный процесс Московского Авиационного института от (Приложение А).

Апробация работы Основные результаты обсуждались и докладывались на «2024 IEEE 25rd international conference of young professionals in electron devices and materials (EDM)» (г. Чемал, РФ, 2024 г.); Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (МЭИ, г. Москва, 2024 г.); Международной научной конференции L «Гагаринские чтения-2024» (г. Москва, РФ, 2024 г.);

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 16 научных работ, включая 11 статей в журналах и изданиях, рекомендуемых ВАК РФ и 5

статьи в изданиях, индексируемых международными базами Scopus и WoS. Получены в соавторстве 3 патента на изобретение.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка используемых источников и 3 приложений. Основная часть работы содержит 137 машинописных страницы, в том числе 83 рисунка и 4 таблицы. Список используемых источников включает 113 наименований. Общий объем работы - 140 страниц.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СТРУКТУР СИЛОВОГО КАСКАДА ППН ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СЭС ЛА

На сегодняшний день существует большое количество разновидностей силовых каскадов ППН, на рисунке 1.1 приведена классификация их основных видов.

К одному из основных свойств ППН относится гальваническая развязка. Использование ППН без гальванической развязки допустимо на борту самолета, поскольку все заземления обязательно имеют электрический контакт с корпусом [18]. Однако при переходе на постоянное повышенное напряжение ± 270 В, ППН без ГР понижающего типа будут иметь довольно низкий КЗ, снижающийся прямо пропорционально выходному напряжению, что отрицательно скажется на массогабаритных показателях.

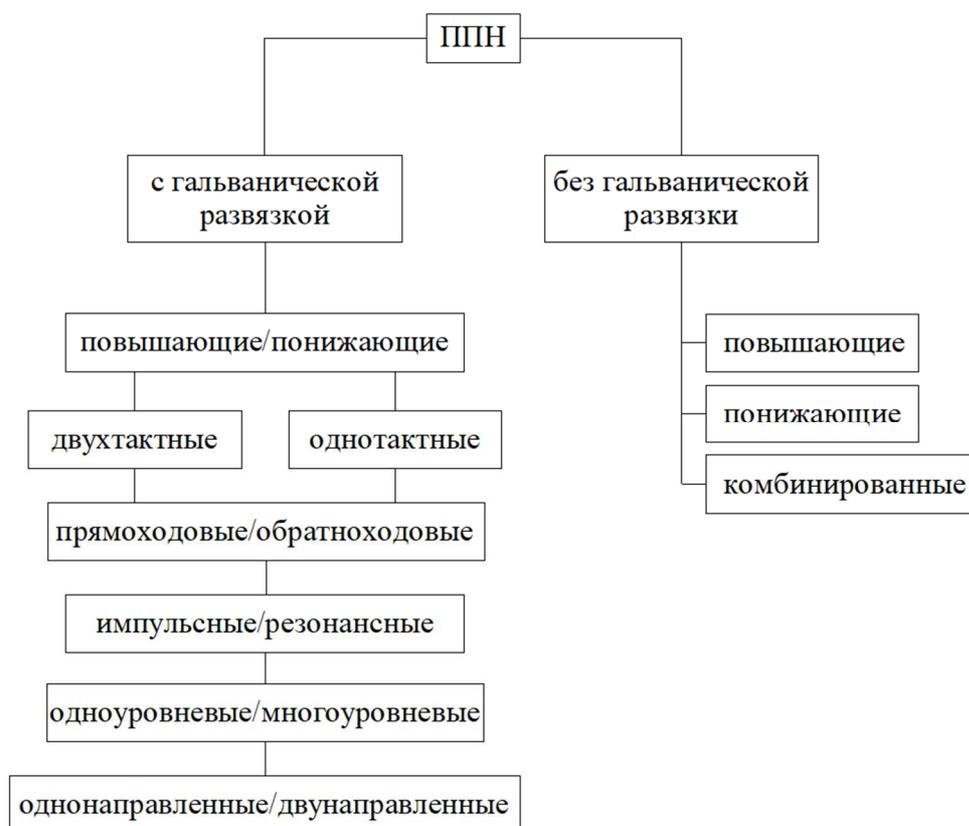


Рисунок 1.1 - Классификация основных видов ППН

Использование однотактных схем предпочтительно в условиях нагрузки до 100 Вт, что обуславливается значительный ростом массогабаритных показателей реактивных элементов с дальнейшим увеличением преобразуемой мощности [19]. Основной сферой применения однотактных преобразователей можно считать БВН.

Резонансные преобразователи являются наиболее предпочтительным выбором с точки зрения массогабаритных и энергетических показателей [20-24]. Наибольшая эффективность резонансных преобразователей достигается в условиях постоянной нагрузки. При этом в условиях постоянно изменяющихся параметров потребления (ЗУ, телекоммуникационные устройства, подпитка приводов и т.д.), использование резонансных преобразователей становится нецелесообразным.

По этой причине, при проектировании высоковольтного высокоэффективного ППН, необходимо использовать другой вид ППН, удовлетворяющий всем предъявляемым требованиям. Что и является одной из задач, поставленных в диссертационной работе.

1.1 Двухтактные ППН с гальванической развязкой

При разработке любого устройства преобразования электроэнергии необходимо соблюдать баланс между стоимостью, выполняемыми функциями и массогабаритными показателями.

Для ППН высокой мощности (от 10 кВт) в производственной сфере в основном применяют мостовые силовые каскады, что обуславливается их высокой надежностью и простотой масштабируемости по мощности. Использование полумостовых силовых каскадов на больших мощностях ограничено наличием конденсаторного делителя напряжения. Ограничение обуславливается критическим снижением эффективности методов симметрирования

напряжения на конденсаторном делителе с ростом мощности, а также ограничением по токоотдаче конденсаторов [25].

Однако в преобразователях средней мощности (0,5...10 кВт), схема управления полумостовым СПК имеет сравнительную, а чаще всего меньшую сложность, нежели мостовыми СПК. При этом стоимость полумостовых каскадов, за счет меньшего количества силовых ключей и драйверов, будет ниже, нежели у мостовых каскадов при прочих равных условиях [26].

1.2 Полумостовые силовые каскады

Наиболее широкое применение среди преобразователей имеет классическая схема полумостового силового каскада с дросселем постоянного тока, приведенная на рисунке 1.2.

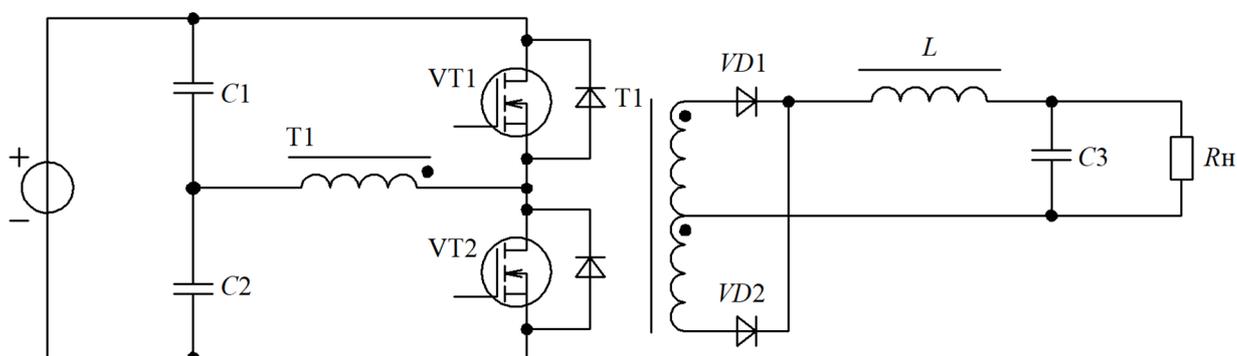


Рисунок 1.2– Полумостовой силовой каскад с дросселем постоянного тока

Основным достоинством данного решения является его простота и дешевизна, однако имеются существенные недостатки данного решения:

- Большая перекрестная нестабильность, поэтому дроссель изготавливают с двумя обмотками, если необходима многоканальность;
- Разнородныемоточные элементы;
- Низкая ЭМС;

– Необходимы меры по симметрированию конденсаторного делителя напряжения.

Для решения проблемы перекрестной нестабильности, а также повышения динамических характеристик преобразователя используют полумостовой силовой каскад с дросселем переменного тока, представленный на рисунке 1.3. Основное преимущество данного решения заключается в том, что дроссель переменного тока работает по полной петле гистерезиса, нежели дроссель постоянного тока, благодаря чему снижаются массогабаритные показатели и повышается качество выходного напряжения. Однако использование отдельного дросселя переменного тока приводит к увеличению индуктивности рассеяния, что увеличивает амплитуду паразитных колебаний во время паузы и требует дополнительных мер по их демпфированию.

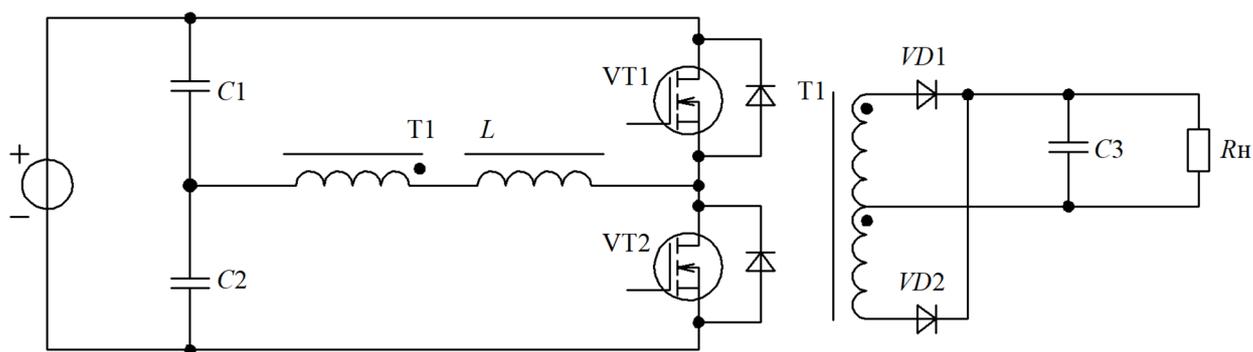


Рисунок 1.3 – Полумостовой силовой каскад с дросселем переменного тока

Однако и такое решение не лишено недостатков, а именно:

- Низкий коэффициент регулирования из-за наличия дросселя в первичной цепи;
- Более низкий КПД из-за относительно большого коэффициента формы тока [27];
- ZCS только в режиме разрывных токов;
- Разнородныемоточные элементы;
- Большая амплитуда паразитных колебаний;

– Низкая ЭМС.

Силовой полумостовой каскад изображенный на рисунке 1.4 отличается от классического силового каскада наличием двух дроссель-трансформаторов, вместо одного трансформатора. В узких кругах подобная схема получила название «схема Царенко» в честь автора, к.т.н., доцента А. И. Царенко [28-33]. Работает схема по принципу прямо-обратно ходового преобразователя, во время паузы дроссель-трансформатор передает накопленную энергию в нагрузку через другой дроссель-трансформатор, тем самым достигается больший КПД.

Использование двух дроссель-трансформаторов приводит к дополнительному делению напряжения, в следствие чего повышается коэффициент связи между обмотками, тем самым снижая величину паразитной индуктивности рассеяния. Стоит отметить и конструктивные преимущества схемы Царенко, два дроссель-трансформатора легче охлаждаются и имеют больше возможностей для удобной компоновки. Однако сердечники дроссель-трансформаторов требуют нестандартную магнитную проницаемость порядка 90-250, а также при работе используются частная петля гистерезиса, что увеличивает массогабаритные показатели.

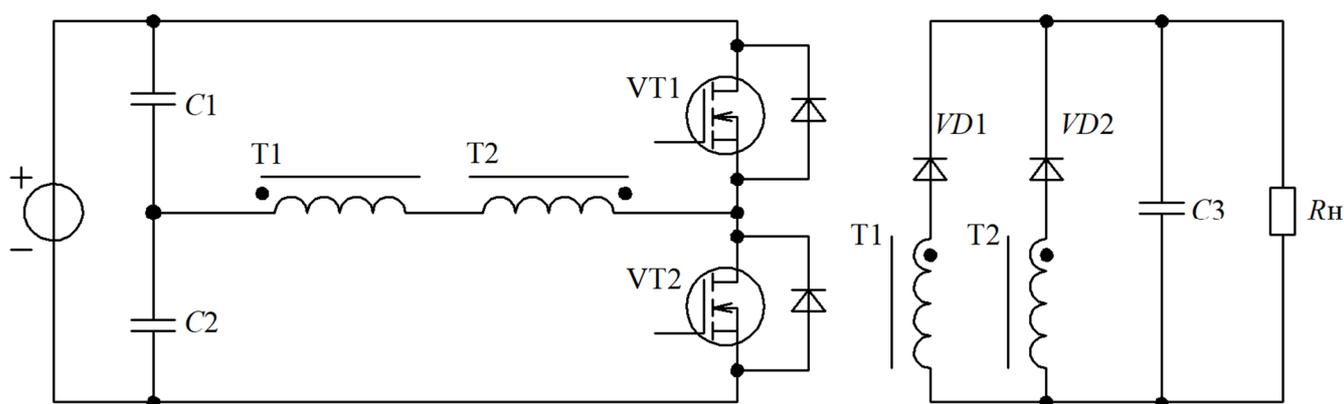


Рисунок 1.4 – Силовой каскад полумостового преобразователя по схеме Царенко

К недостаткам рассматриваемой структуры можно отнести следующее:

- Меньшую технологичность, из-за наличия двухмоточных элементов;
- Сердечник, работающий по частной несимметричной петле гистерезиса;

- Трансформатор с нестандартной магнитной проницаемостью;
- ZCS только в режиме разрывных токов.

Отдельно стоит отметить возможность каскадирования ячеек на основе двух дроссель-трансформаторов, так при подключении первичных обмоток последовательно, а вторичных параллельно, как приведено на рисунке 1.5, достигается дополнительное деление напряжения, без необходимости отдельно симметризовать ток трансформатора, т.к. это будет происходить автоматически, за счет последовательно включенных первичных обмоток.

Передаточная функция схемы на рисунке 1.5 будет выглядеть следующим образом:

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{8} \cdot E_{\text{п}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot k_3, \quad (1)$$

где: $U_{\text{н}}$ – напряжение на нагрузке; $E_{\text{п}}$ – входное напряжения; w_1 и w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно; k_3 – коэффициент заполнения.

Аналогичным образом можно увеличивать выходное напряжение, изменяя лишь тип подключения. Первичные обмотки подключаются параллельно, а вторичные последовательно, как показано на рисунке 1.6.

Передаточная функция схемы на рисунке 1.6 будет выглядеть следующим образом:

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{2} \cdot E_{\text{п}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot k_3. \quad (2)$$

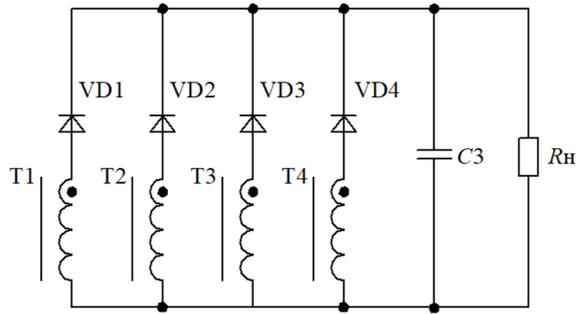
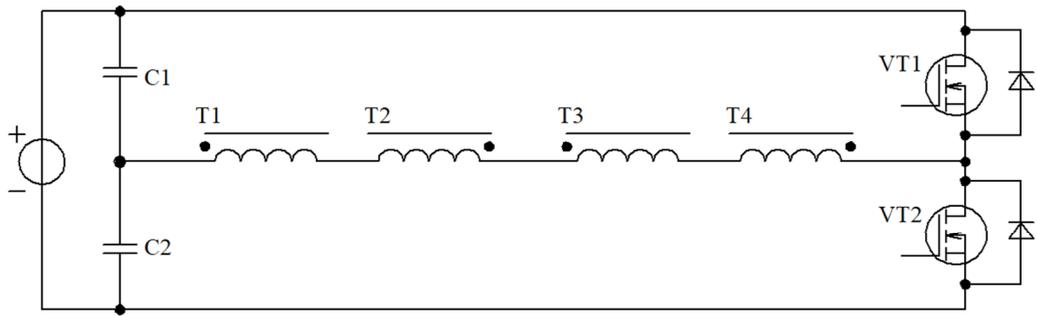


Рисунок 1.5 – Дополнительное деление напряжения с помощью схемы на двух дроссель-трансформаторах

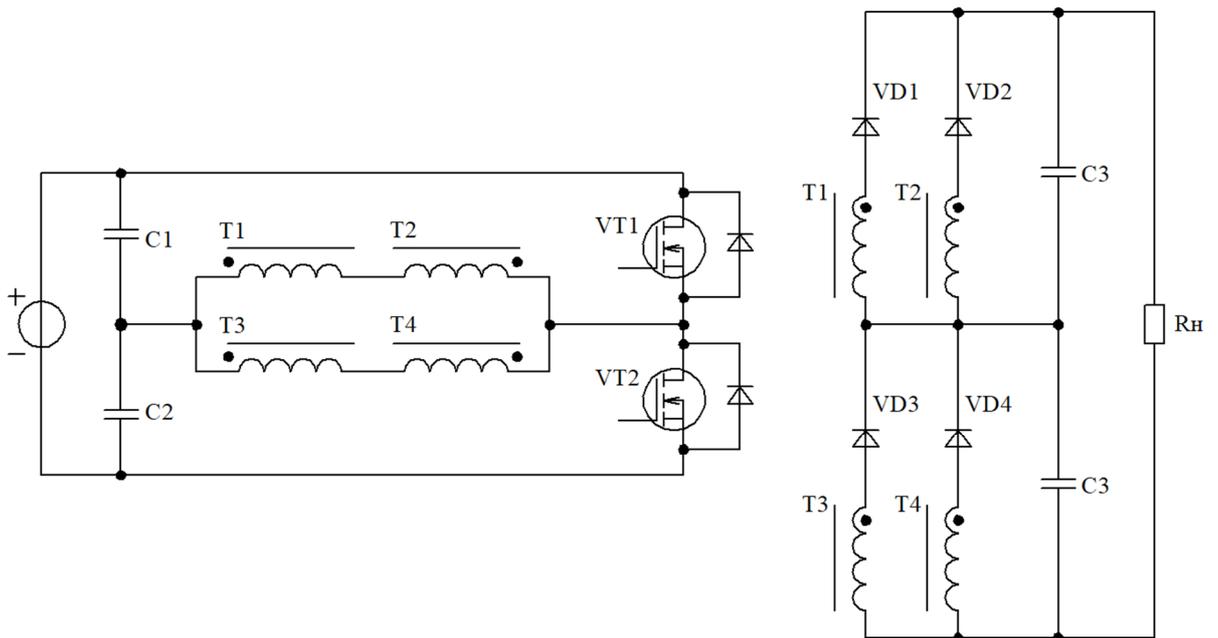


Рисунок 1.6 – Дополнительное умножение напряжения с помощью схемы на двух дроссель-трансформаторах

1.3 Анализ структур силовых транзисторов

Во всех рассмотренных выше полумостовых силовых каскадах главным недостатком остается ограниченный диапазон входных напряжений. При работе с сетями постоянного повышенного напряжения, таких как перспективное бортовое напряжение номиналом ± 270 В максимальное напряжение на силовых транзисторах будет составлять 540 В, а значит для обеспечения надежной работы транзисторы нужны классом не ниже 10 [34]. Такое большое напряжение могут выдержать только IGBT, высоковольтные МДП и SiC [35-38]. Однако транзисторы на основе карбида кремния имеют резкие фронты при переключении, что приводит к большим электромагнитным помехам, сбивающим работу преобразователя [39]. С увеличением частоты уровень помех повышается, делая невозможным использование устройства без принятия дополнительных мер по обеспечению ЭМС. GaN транзисторы на напряжения больше 9-го класса не выпускаются, поэтому не могут использоваться в рассматриваемом устройстве [40]. Также стоит отметить достаточно высокую стоимость и низкую распространенность SiC и GaN транзисторов [41].

У приведенных типов транзисторов относительно друг друга есть сильные и слабые стороны. Так IGBT обладают относительно высокими динамическими потерями из-за больших времён переключения, а также ограниченную ОБР из-за возможности вторичного пробоя, обусловленного неравномерным распределением тока по площади кристалла. Однако IGBT имеют меньшую стоимость, относительно высоковольтных МДП, которые позволяют работать на больших частотах. На рисунке 1.7 приводятся сравнительные характеристики МДП и IGBT транзисторов [42-43].

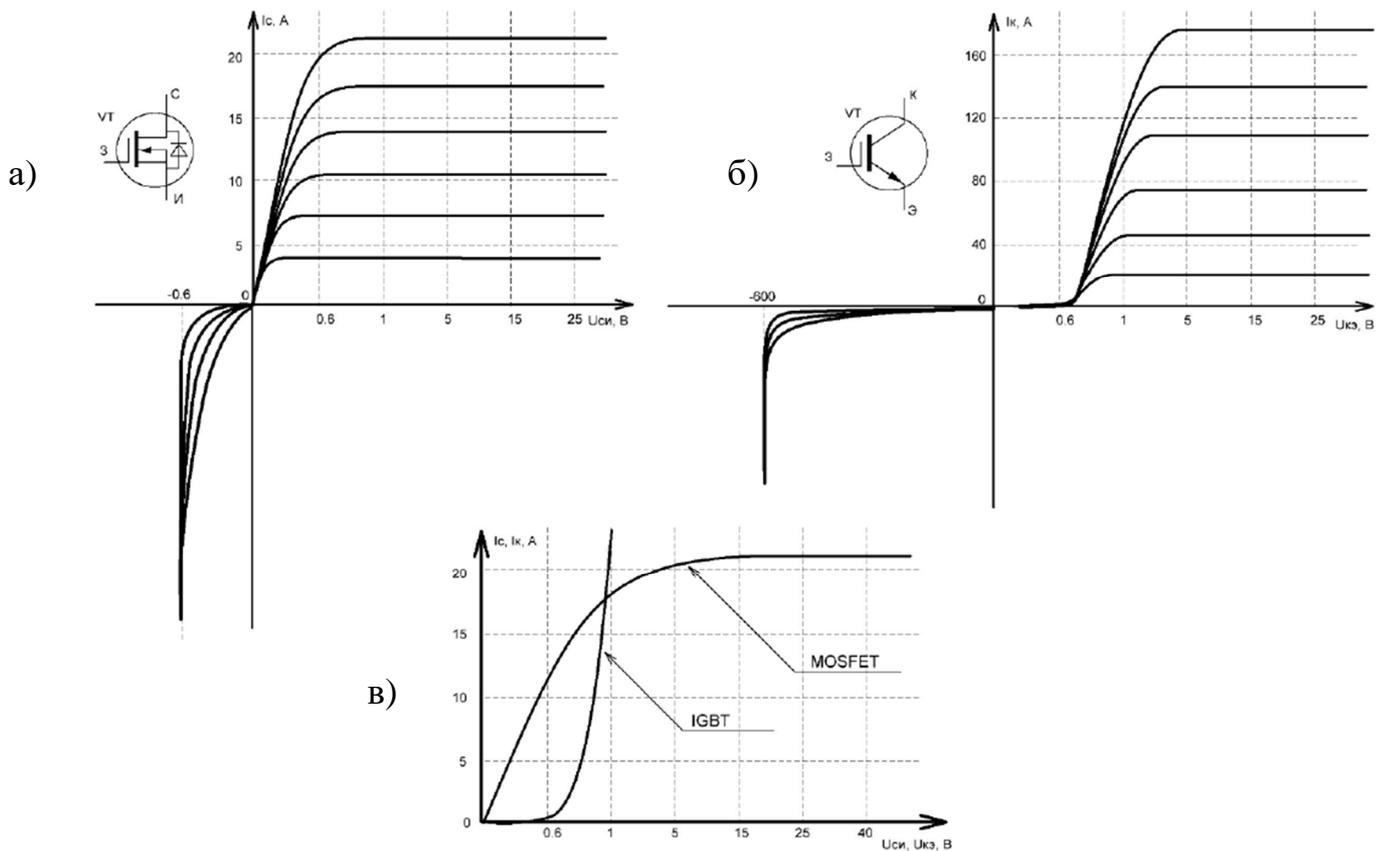


Рисунок 1.7 - Сравнительные характеристики МДП и IGBT транзисторов: а) ВАХ МДП транзистора; б) ВАХ IGBT транзистора; в) Сравнение ВАХ IGBT и МДП

Главным недостатком высоковольтных МДП транзисторов является относительно высокое остаточное сопротивление открытого канала, что приводит к повышенным статическим потерям во включённом состоянии [44]. Это обусловлено нелинейной зависимостью остаточного сопротивления открытого канала МДП транзистора от максимально допустимого напряжения:

$$\frac{R_{\text{ост.1}}}{R_{\text{ост.2}}} = \left(\frac{U_{\text{доп.1}}}{U_{\text{доп.2}}} \right)^\alpha, \quad (1)$$

где $\alpha = 2 \dots 2,5$ – безразмерный параметр аппроксимации; $R_{\text{ост.1}}, R_{\text{ост.2}}$ – остаточное сопротивление открытого канала первого и второго транзистора, соответственно; $U_{\text{доп.1}}, U_{\text{доп.2}}$ – допустимое напряжение сток-исток первого и второго транзистора, соответственно.

Исходя из вышеизложенного целесообразно использовать относительно низковольтные МДП, соединенные последовательно, для увеличения максимально допустимого напряжения. Используя данное решение, мы получаем более высокую частоту коммутации, как следствие более низкие массогабаритные параметры реактивных элементов.

1.4 Силовой четырехключевой каскад полумостового преобразователя по схеме Царенко

На основе проведенного анализа полумостовых силовых каскадов [45-48], а также изучив особенности работы различных структур построения транзисторов, была разработана авторская структура полумостового четырехключевого силового каскада, приведенного на рисунке 1.8. Характерной особенностью предлагаемой структуры является максимальное напряжение на силовых ключах, равное половине напряжения питания. Благодаря такому решению появляется возможность использовать низковольтные МДП транзисторы. При этом данный силовой каскад позволяет замыкать первичную обмотку трансформатора, благодаря чему достигается большая совместимость по ЭМП [49].

Однако стоит учесть неидеальность элементов, а именно разные токи утечки у силовых транзисторов, что может привести к критическому повышению потенциала на одном из транзисторов и, как следствие, выходу его из строя. Для исключения данной ситуации устанавливается высокоомный резистор R (рисунок 1.8), выравнивающий потенциалы. Расчет сопротивления проводится исходя из того, что ток через выравнивающий резистор должен быть больше максимального тока утечки силовых транзисторов.

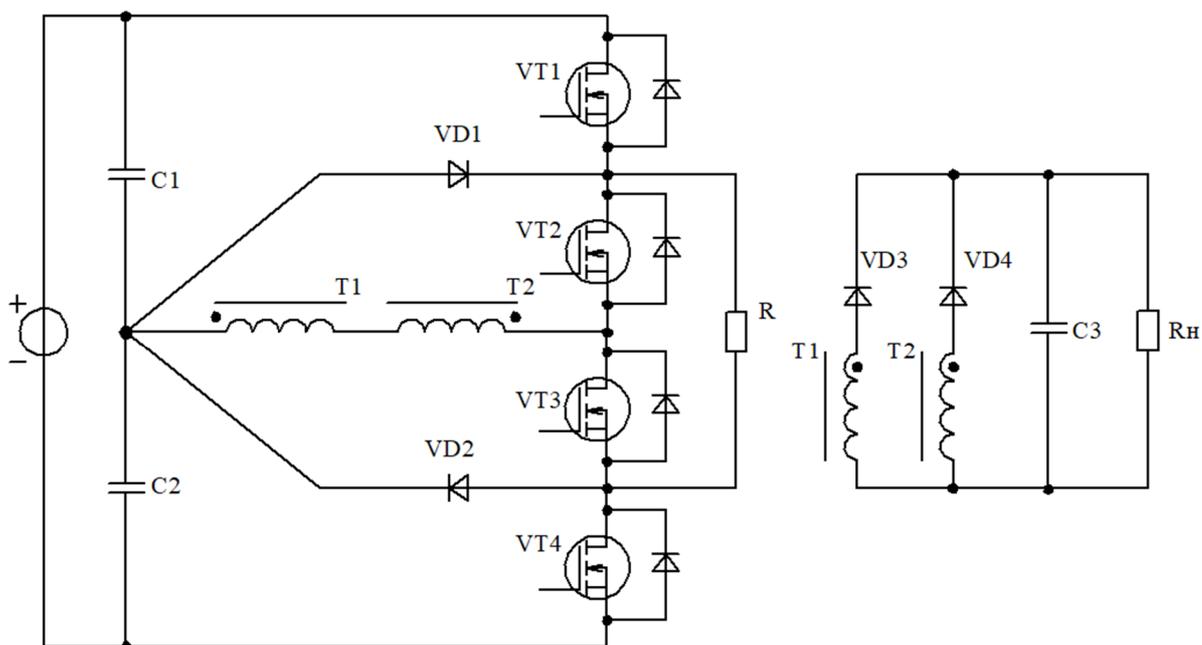


Рисунок 1.8 – Силовой четырехключевой каскад полумостового преобразователя по схеме Царенко

1.5 Алгоритмы управления четырехключевым полумостовым каскадом ППН

Для повышения эффективности преобразователя, а также для улучшения его электромагнитной совместимости, необходимым является закорачивание первичной обмотки трансформатора на время паузы. Также для достижения наибольшей эффективности преобразователя необходимо добиться того, чтобы переключение транзисторов в силовом каскаде происходило при нуле тока (ZCS) или при нуле напряжения (ZVS). Благодаря этому снижаются динамические потери, как следствие, повышается КПД устройства, также растет удельная мощность самого преобразователя [50-53]. Исходя из этого условия, среди множества доступных алгоритмов управления, было выбрано два алгоритма.

1.6 Первый алгоритм

На рисунке 1.9 и 1.10 приведен принцип работы силового четырех-ключевого каскада с первым алгоритмом управления. Достоинство данного алгоритма состоит в простоте реализации схемы управления. Однако, учитывая постоянно изменяющийся от 0 до 0,5 КЗ на ключах VT1 и VT4, становится необходимым применение драйверов с дополнительной подпиткой вторичной стороны, что существенно усложняет конструкцию и повышает стоимость изделия.

t1-t2: Открыты 1 и 2 транзисторы, энергия передается на вторичную сторону через второй трансформатор, при этом первый трансформатор работает как дроссель, накапливая энергию.

t2-t3: Первый транзистор резко запирается, тем самым динамические потери на отключение сводятся к минимуму. Обмотка закорачивается, оба трансформатора передают энергию в нагрузку.

t3-t4: Запирается VT2, начинается процесс заряда паразитной емкости VT2 и разряд паразитной емкости VT3.

t4-t5: Включается VT3 при нуле напряжения, т.к. его паразитная емкость разрядилась в предыдущий промежуток времени. Одновременно с этим включается VT4. Энергия в нагрузку передается через первый трансформатор, при этом второй трансформатор работает как дроссель.

t5-t6: Запирается VT4, обмотка закорачивается через VT3, оба трансформатора передают энергию в нагрузку.

t6-t7: Запирается VT3, начинается процесс заряда паразитной емкости VT3 и разряд паразитной емкости VT2.

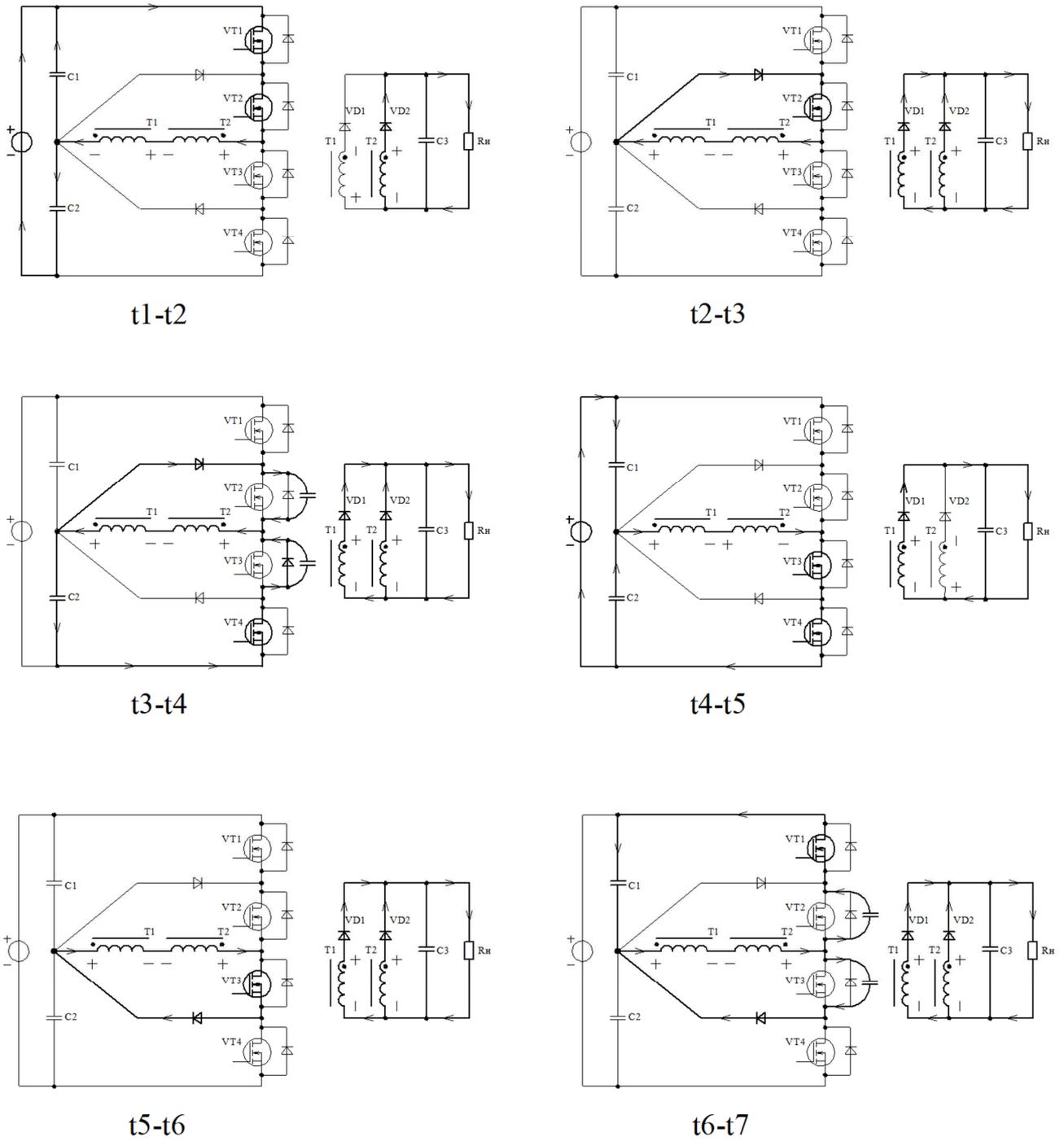


Рисунок 1.9 – Протекание тока в схеме при классическом алгоритме управления

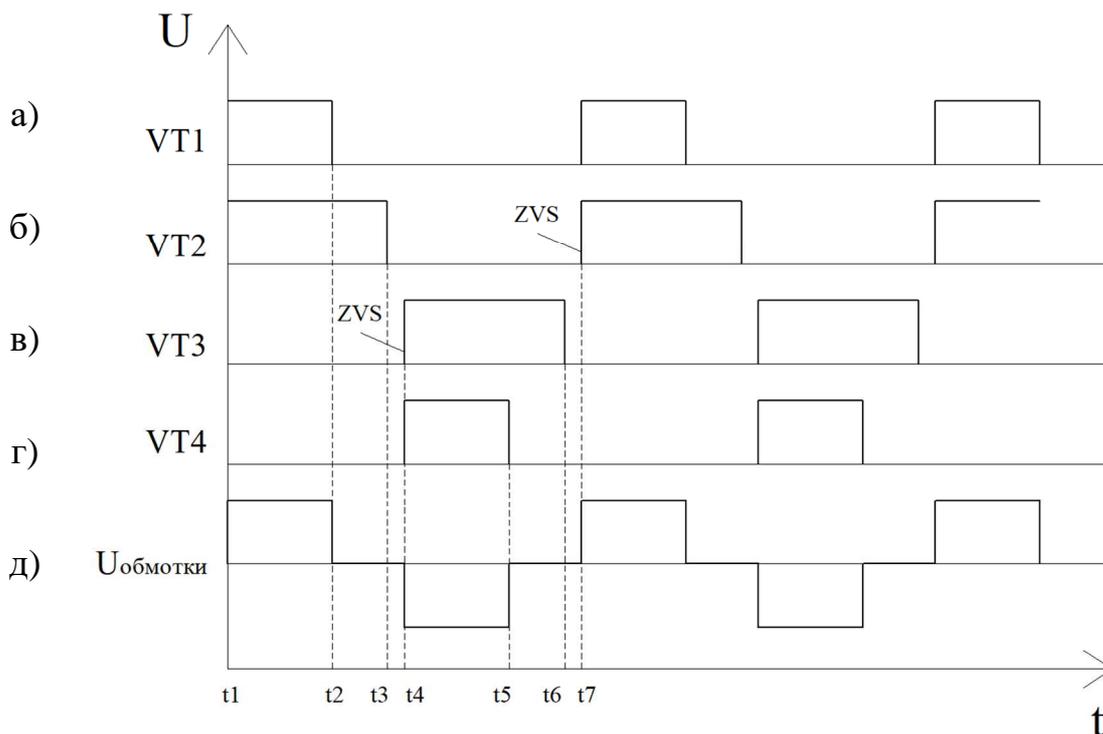


Рисунок 1.10 – Алгоритм управления с регулированием КЗ СТК: а) Напряжение затвора первого ключа; б) Напряжение затвора второго ключа; в) Напряжение затвора третьего ключа; г) Напряжение затвора четвертого ключа; д) Напряжение первичной обмотки трансформатора.

Таким образом, при применении классического алгоритма управления режим ZVS достигается только для VT2 и VT3. На транзисторах VT1 и VT4 ZVS или ZCS не осуществляется, вследствие чего возрастают динамические потери на данных ключах, что приводит к снижению КПД всего устройства. Одновременно с этим усложняется конструкция системы охлаждения поскольку нагрев силовых транзисторов будет не равномерным [54].

1.7 Второй алгоритм

Одним из наиболее целесообразных алгоритмов управления, обеспечивающих ZVS и ZCS, является фазовая ШИМ [55-58]. Главной особенностью такого способа управления является то, что каждый силовой транзисторный

ключ (СТК) имеет постоянный коэффициент заполнения (КЗ), равный 0,5, при этом регулирование происходит за счет фазового сдвига, как показано на рисунке 1.12. Такой КЗ дает возможность использовать более простые трансформаторные драйверы СТК, не требующие дополнительной подпитки вторичной стороны. Однако стоит отметить, что схема управления должна работать с фиксированной частотой, для исключения режима насыщения сердечника ТГР. Упрощенные трансформаторные драйверы существенно снижают стоимость готового изделия, а за счет расположения ШИМ контроллера на вторичной стороне преобразователя упрощается схемотехника устройства, поскольку исключается применение оптопары в цепи обратной связи по выходному напряжению. Немаловажным достоинством фазовой ШИМ является одинаковая энергетическая нагрузка и равномерное распределение тепла между СТК, что упрощает разработку конструкции теплоотвода от силовых элементов преобразователя.

Алгоритм работы силового каскада по принципу фазовой ШИМ представлен на рисунке 1.11, на рисунке 1.12 приведены диаграммы работы силовых ключей, а также напряжение на первичной обмотке трансформатора.

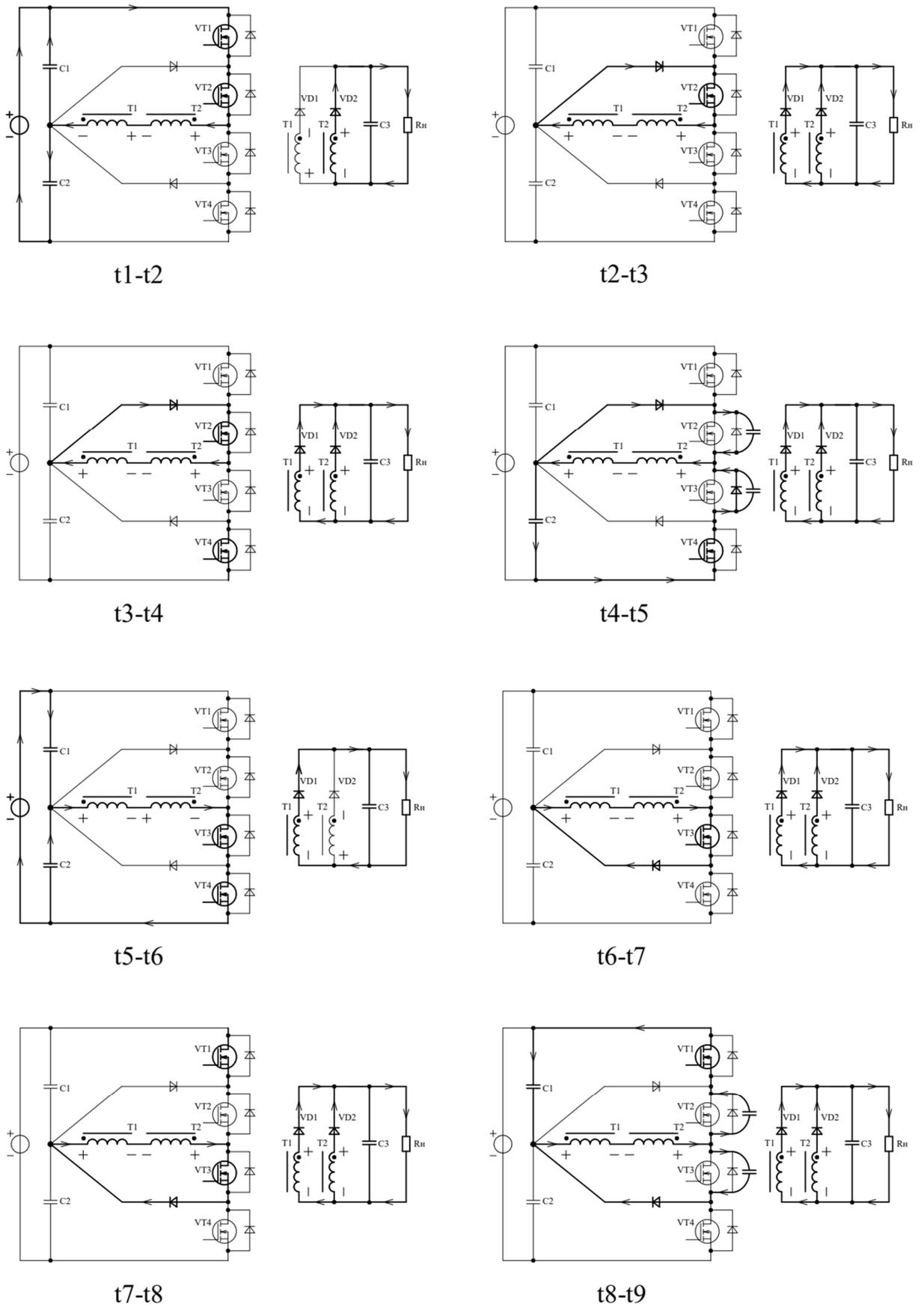


Рисунок 1.11 – Алгоритм фазовой ШИМ в полумостовом четырехключевом силовом каскаде

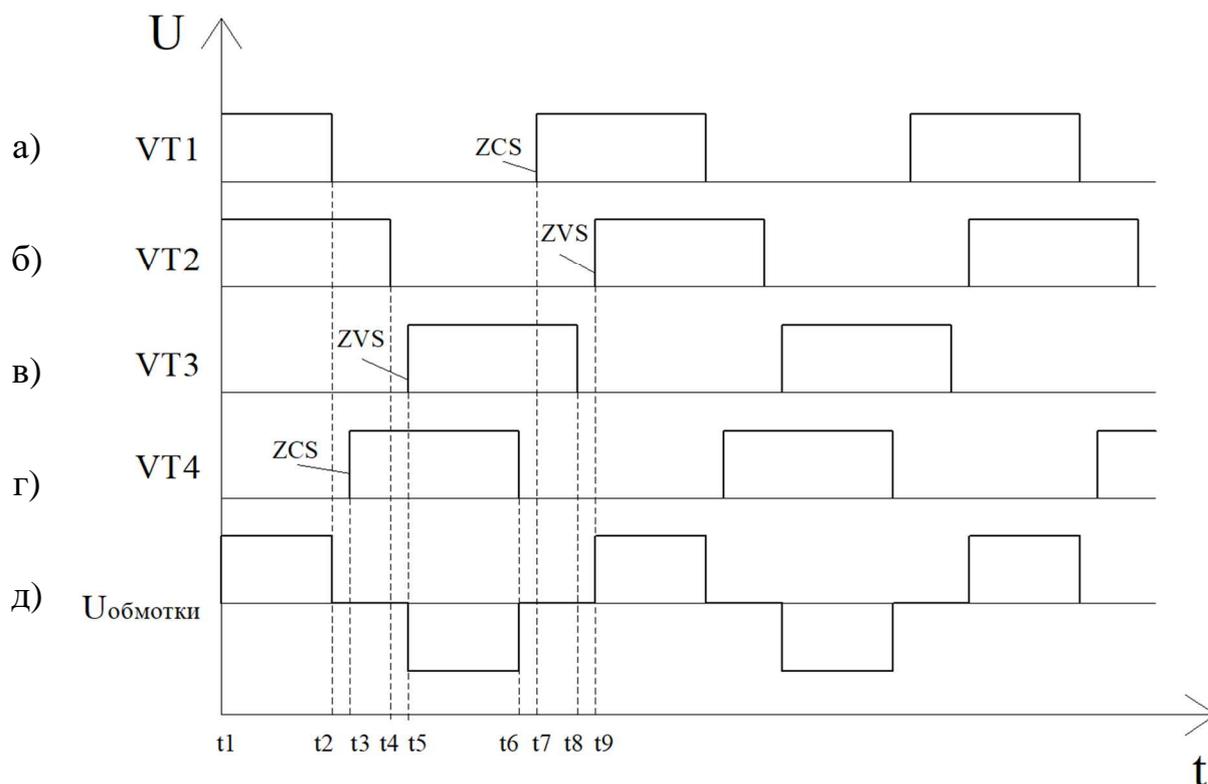


Рисунок 1.12 – Диаграммы работы преобразователя с фазовой ШИМ: а) Напряжение затвора первого ключа; б) Напряжение затвора второго ключа; в) Напряжение затвора третьего ключа; г) Напряжение затвора четвертого ключа; д) Напряжение первичной обмотки трансформатора.

t1-t2: Открыты 1 и 2 транзисторы, энергия передается на вторичную сторону через второй трансформатор, при этом первый трансформатор работает как дроссель, накапливая энергию.

t2-t3: Первый транзистор резко запирается, тем самым динамические потери на отключение сводятся к минимуму. Обмотка закорачивается, оба трансформатора передают энергию в нагрузку.

t3-t4: Транзистор VT4 включается при нуле тока. Обмотка остается замкнутой через VT2.

t4-t5: Запирается VT2, начинается процесс заряда паразитной емкости VT2 и разряд паразитной емкости VT3.

t5-t6: Включается VT3 при нуле напряжения, т.к. его паразитная емкость разрядилась в предыдущий промежуток времени. Энергия в нагрузку передается через первый трансформатор, при этом второй трансформатор работает как дроссель.

t6-t7: Запирается VT4, обмотка закорачивается через VT3, оба трансформатора передают энергию в нагрузку.

t7-t8: Отпирается VT1 при нуле тока. Обмотка остается замкнутой через VT3.

t8-t9: Запирается VT3, начинается процесс заряда паразитной емкости VT3 и разряд паразитной емкости VT2.

При этом необходимо отметить, что времена паузы между открытиями транзисторов должны быть подобраны исходя из индуктивности рассеяния трансформаторов и выходной емкости транзисторов [59]. Благодаря этому емкость канала МДП транзистора будет успевать разрядиться в момент времени t4-t5 или t8-t9, тем самым обеспечивая режим ZVS.

ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОЙ ГЛАВЕ

1. Рассмотрены достоинства и недостатки известных полумостовых каскадов ППН.
2. Разработана новая перспективная структура четырехключевого силового каскада на основе схемы Царенко.
3. Предложены два наиболее эффективных алгоритма управления полумостовым четырехключевым силовым каскадом, обеспечивающих переключение при нуле напряжения.
4. Проанализированы процессы, протекающие в полумостовом четырехключевом силовом каскаде для различных алгоритмов управления
5. Установлено, что наиболее эффективным алгоритмом, в части динамических потерь, является алгоритм фазовой ШИМ
6. Представлены основные проблемы использования различных структур силовых высоковольтных транзисторов, проведено сравнение их качественных характеристик.

ГЛАВА 2 РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ С АЛГОРИТМОМ ФАЗОВОЙ ШИМ

Исходя из полученных в первой главе результатов, наиболее целесообразно использовать для разработанной структуры силового каскада алгоритм фазовой ШИМ, как наиболее эффективный с точки зрения КПД, а также более выгодный за счет использования трансформаторных драйверов, не требующих подпитки вторичной стороны.

Основные производители электронных компонентов давно серийно выпускают готовые ШИМ контроллеры [60-64], обеспечивающие фазовую ШИМ или по иностранной терминологии “Phase-shift” (Фазовый сдвиг). В таблице 2.1 приведены некоторые из них, выпускаемые как зарубежными, так и отечественными производителями.

Производители не всех ШИМ контроллеров, приведенных в таблице 2.1, предоставляют информацию о внутренней схемотехнике, в основном все излагается на уровне блок-схем. Принимая во внимание этот факт, к основным отличиям ШИМ контроллеров относятся дополнительные функции, которые закладывают производители. Например, в UCC28950 и LTC1922-1 присутствует возможность организации синхронного выпрямления вторичной стороны преобразователя. Данная особенность позволяет увеличить КПД устройства в режиме безразрывных токов, за счет использования МДП транзисторов с низким сопротивлением канала, вместо выпрямительных диодов [65-67].

Таблица 2.1 – ШИМ контроллеры с фазовым регулированием

Производитель	название	метод регулирования	максимальная частота	синхронное выпрямление	коэффициент заполнения	Напряжение питания
Texas Instrumen	UCC3895	по пиковому значению тока; по напряжению; по среднему значению тока	1 МГц	нет	0,014-0,96	8 - 17 В
Texas Instrumen	UCC28950	по пиковому значению тока; по напряжению; по среднему значению тока	1 МГц	есть	0,04-0,95	8 - 17 В
Analog Devices	LTC1922-1	по пиковому значению тока; по напряжению; по среднему значению тока	1 МГц	есть	0,06-0,95	10,8 В
O2Micro	OZ964	по пиковому значению тока; по напряжению	150 кГц	нет	0,04 - 0,91	4,6 - 5,5 В
АО "НИИЭТ"	1396ЕУ064	Полный аналог UCC3895				

При этом следует отметить, что в преобразователях зачастую используют не специальные ШИМ контроллеры, а программируемые микроконтроллеры с внутренним алгоритмом фазовой ШИМ [68].

Основываясь на доступной информации, в приведенных выше контроллерах для реализации фазовой ШИМ распределение импульсов с выхода компаратора ШИМ осуществляется по принципу ведущий-ведомый, либо на основе:

- ведущего T- триггера и двух ведомых логических элементах «исключающее или»;
- ведущего T- триггера и ведомого D – триггера
- ведущего T- триггера и ведомого RS – триггера

2.1 Недостатки принципа ведущий-ведомый

На рисунке 2.1 приводится схема с ведомыми «исключающее или». При введении реальных задержек на передачу сигналов в логических элементах схема начинает ложно срабатывать, что показано на рисунке 2.2.

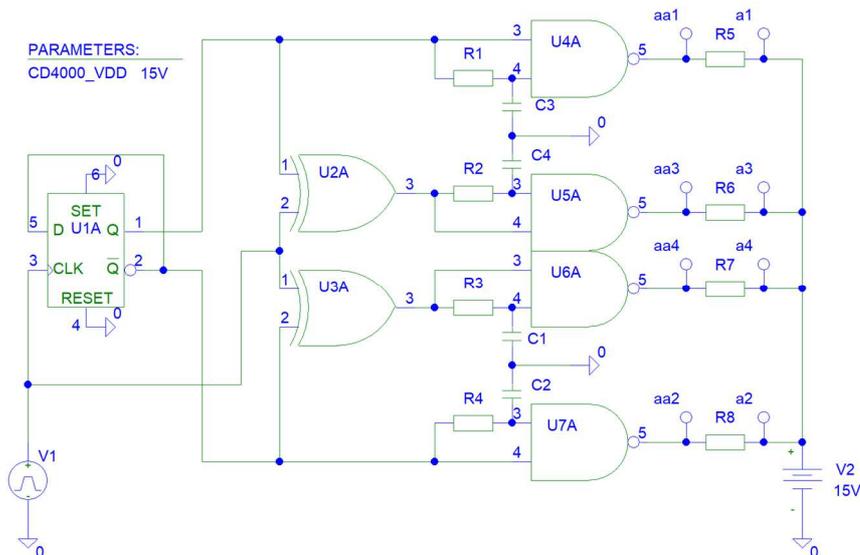


Рисунок 2.1 – Распределитель импульсов с ведущим T- триггером и двумя ведомыми логическими элементами «исключающее или»

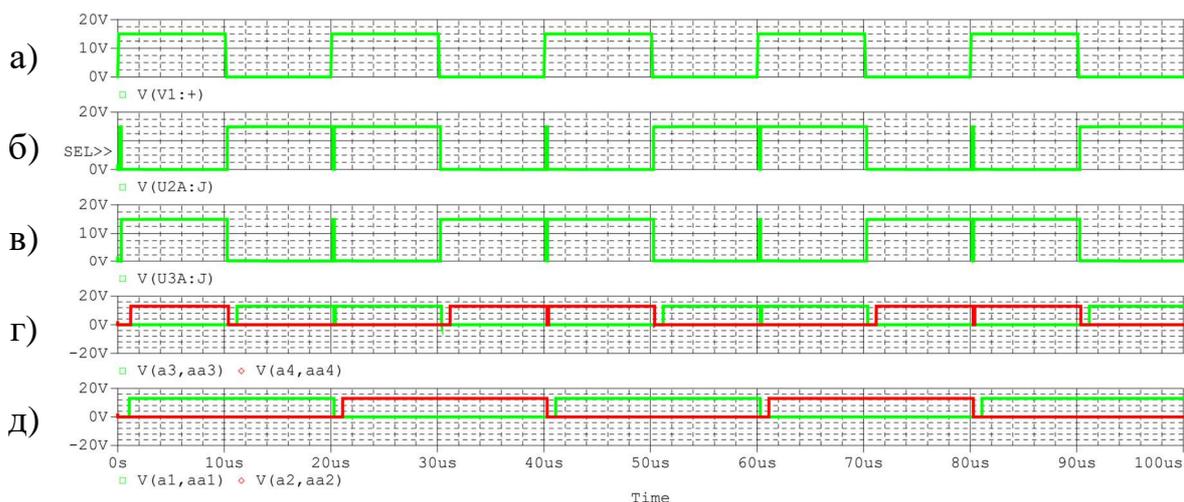


Рисунок 2.2 – Диаграммы работы распределителя с логическими элементами «исключающее или»: а) ШИМ сигнал; б) Выход верхнего логического элемента «исключающее или»; в) Выход нижнего логического элемента «исключающее или»; г) Выход сигналов управления 3 и 4 ключом; д) Выход сигналов управления 1 и 2 ключом.

Ложные переключения обусловлены тем, что элементы «исключающее или» переключаются быстрее, чем триггер. Тем самым возникает ситуация, когда на входах «исключающее или» остается старый сигнал от триггера и появляется новый сигнал от тактовых импульсов. Для исключения данной ситуации необходимо добавлять искусственную задержку тактовых импульсов перед входом «исключающее или». Задержка может быть реализована различными схемотехническими методами, один из вариантов, реализованный на буферах U8-U10, предложен на рисунке 2.3. Данное явление подробно рассмотрено в технической литературе и классифицируется как «логические гонки и состязания» [69]. Однако стоит отметить, что решение, приведенное на рисунке 2.4, работает стабильно лишь в узком диапазоне частот. Это означает, что во время переходных процессов может наблюдаться некорректная работа логических элементов.

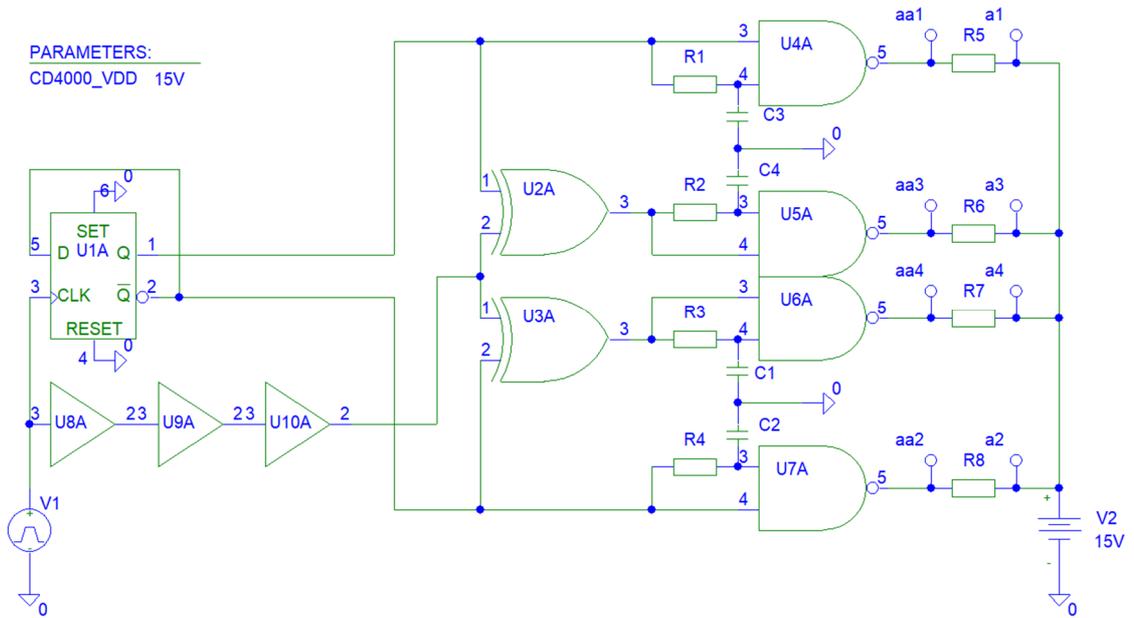


Рисунок 2.3 – Распределитель импульсов с ведущим Т- триггером и двумя ведомыми логическими элементами «исключающее или» с введённой задержкой на переключение

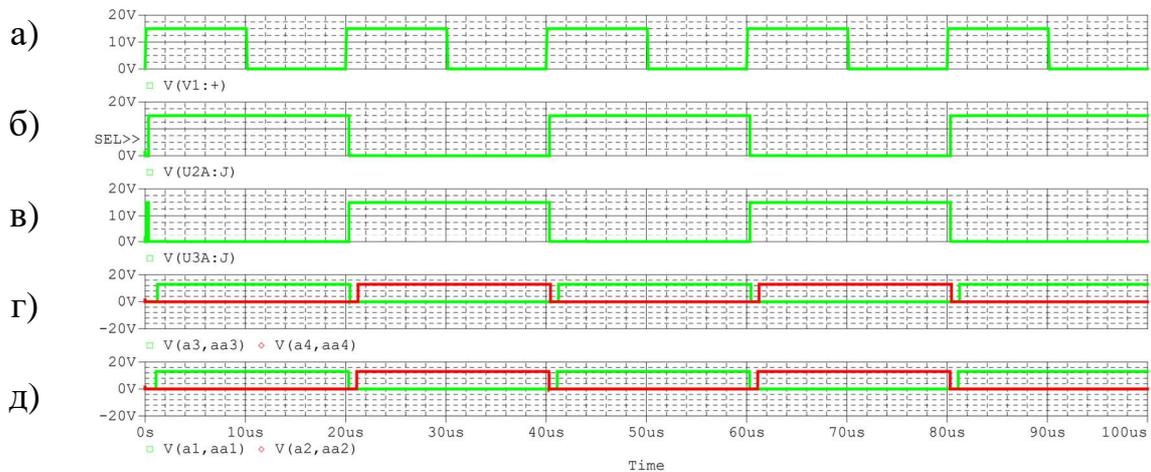


Рисунок 2.4 – Диаграммы работы распределителя импульсов с введённой задержкой на переключение: а) ШИМ сигнал; б) Выход верхнего логического элемента «исключающее или»; в) Выход нижнего логического элемента «исключающее или»; г) Выход сигналов управления 3 и 4 ключом; д) Выход сигналов управления 1 и 2 ключом

Проблема «логических гонок и состязаний» [70-72] проявляется в схеме на ведущем Т- триггере и ведомом D – триггере (см. рисунок 2.5) при КЗ

приближающемся к единице. При таких условиях элемент «не» не успевает переключиться за время паузы, из-за чего ведомый D-триггер остается в прежнем состоянии, как приведено на рисунке 2.6.

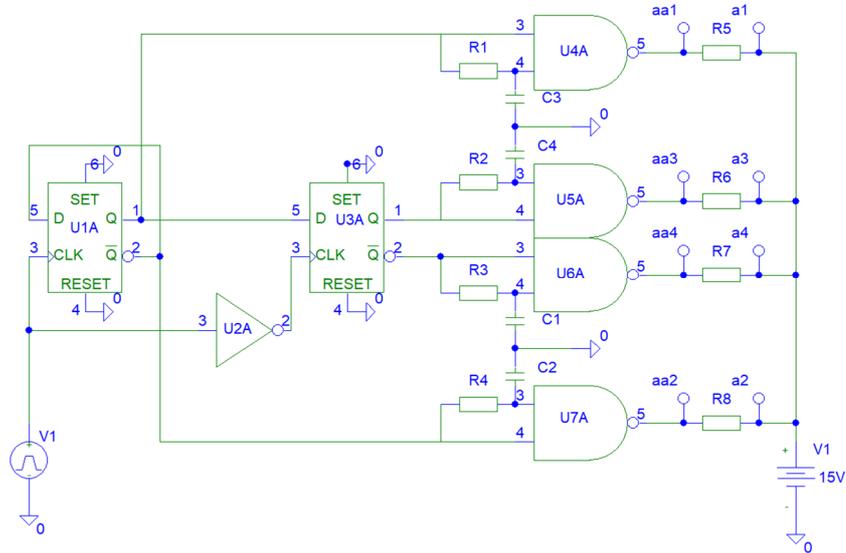


Рисунок 2.5 – Распределитель импульсов с ведущим Т- триггером и ведомым D – триггером

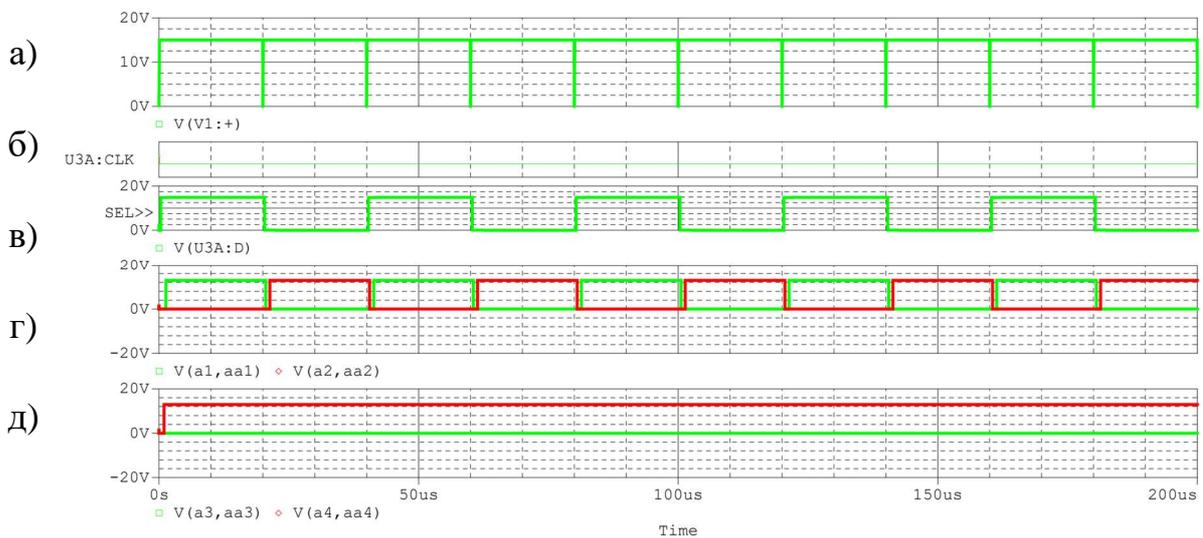


Рисунок 2.6 – Диаграммы работы распределителя импульсов с ведущим Т- триггером и ведомым D – триггером при КЗ близком к единице: а) ШИМ сигнал; б) ШИМ сигнал на входе триггера U3A; в) Вход установки значения триггера U3A; г) Выход сигналов управления 1 и 2 ключом; д) Выход сигналов управления 3 и 4 ключом

Аналогичная ситуация происходит и со схемой на ведущем Т- триггере и ведомом RS – триггере, схема представлена на рисунке 2.7. Графики некорректной работы приведены на рисунке 2.8.

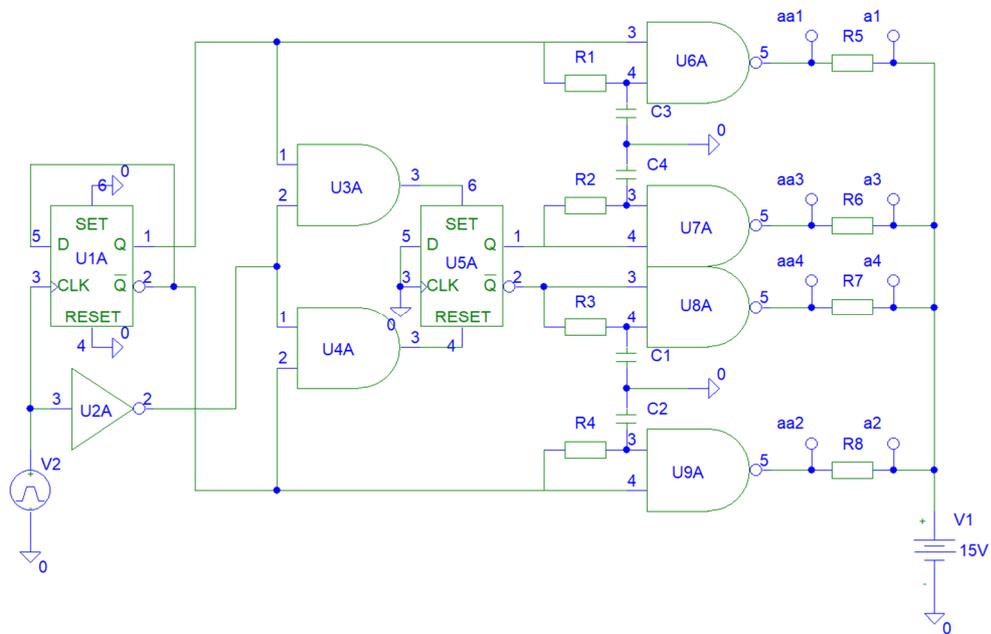


Рисунок 2.7 – Распределитель импульсов с ведущим Т- триггером и ведомым RS – триггером

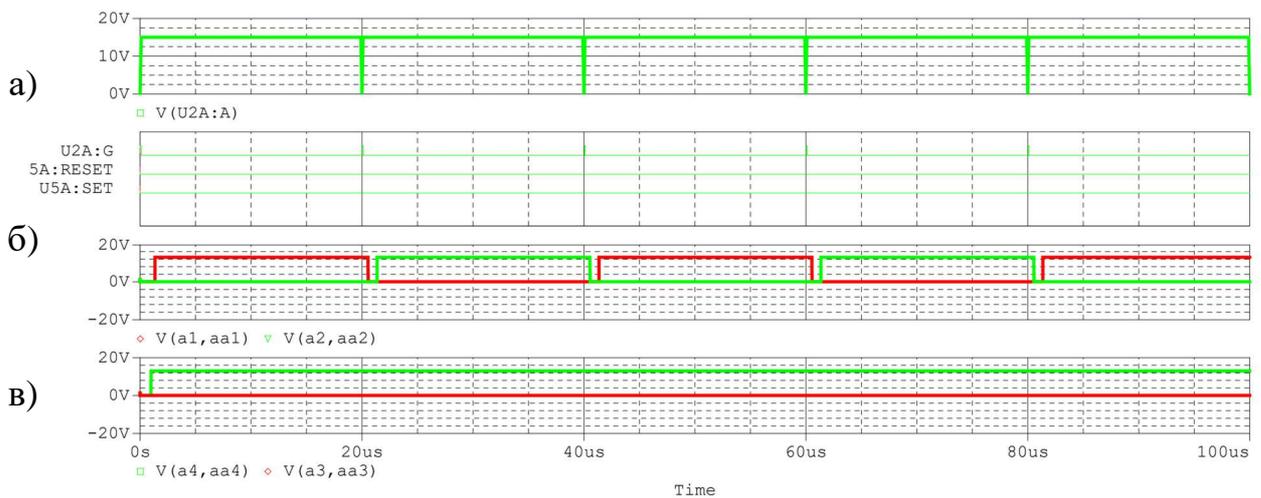


Рисунок 2.8 – Диаграммы работы распределителя импульсов с ведомым RS – триггером при КЗ близком к единице: а) ШИМ сигнал; б) Выход сигналов управления 1 и 2 ключом; в) Выход сигналов управления 3 и 4 ключом

Стоит отметить, что для всех приведенных выше схем распределителей импульсов также присуща проблема «логических гонок и состязаний» при КЗ стремящемся к 0. Данная проблема обусловлена разными временами срабатывания логических элементов. Исходя из этого необходимо вводить в ШИМ сигнал максимальный и минимальный КЗ, при этом данные величины для различных схемотехнических решений, примененных при построении контроллера ШИМ, будут разными. Отдельно стоит отметить, что при применении трансформаторных драйверов необходимо, чтобы схема управления работала с фиксированной частотой, для исключения режима насыщения сердечника ТГР.

При экспериментальных исследованиях контроллеров, приведенных в таблице 2.1, были выявлены недостатки используемых принципов построения фазовой ШИМ, которые проявлялись в нарушении алгоритма работы, как в переходных, так и в аварийных режимах. Например, в микросхеме UCC3895 распределитель импульсов основан на ведущем T- триггере, поэтому в переходных режимах (рисунок 2.9) перестает переключаться 4 ключ, из-за чего происходит процесс замагничивания сердечника трансформатора (рисунок 2.9, диаграмма 3), что приводит к превышению допустимого тока СТК и он выходит из строя. При этом сбои наблюдались как в режиме регулирования по пиковому значению тока, так и в режиме регулирования по напряжению.

Стоит отметить, что производитель приводит решение этой проблемы путем добавления внешней обвязки к ШИМ контроллеру [73], но при практической проверке проблема не была устранена. Скорее всего сбои обусловлены как особенностями внутренней структуры ШИМ контроллера, так и проблемой логических гонок и состязаний.

Принимая во внимание выявленные недостатки существующих принципов построения фазовой ШИМ, был предложен и исследован новый способ реализации такого алгоритма управления на основе двух D- триггеров с перекрестными обратными связями, схема приведена на рисунке 2.10.



Рисунок 2.9 – Осциллограмма переходного режима ППН с микросхемой UCC3895: сверху вниз – сигнал управления 4 ключом; сигнал управления 2 ключом; ток в первичной обмотке трансформатора; напряжение на первичной обмотке трансформатора

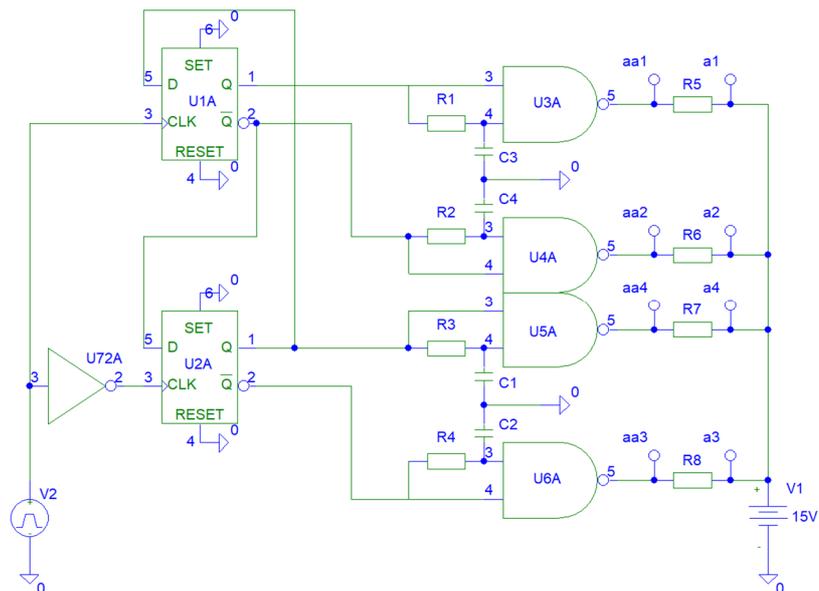


Рисунок 2.10 – Распределитель импульсов с двумя ведущими D- триггерами

Приведенная схема с двумя ведущими D-триггерами не лишена недостатков предыдущих схем в части минимального и максимального КЗ. Однако она обладает большей надежностью за счет того, что оба триггера являются ведущими и при ложном переключении одного, из-за помехи или внутреннего сбоя, второй подхватит на следующем такте ШИМ это изменение и система стабилизируется, как показано на рисунке 2.11. Таким образом схема, приведенная на рисунке 2.10, является предпочтительной при построении распределителя импульсов под фазовую ШИМ.

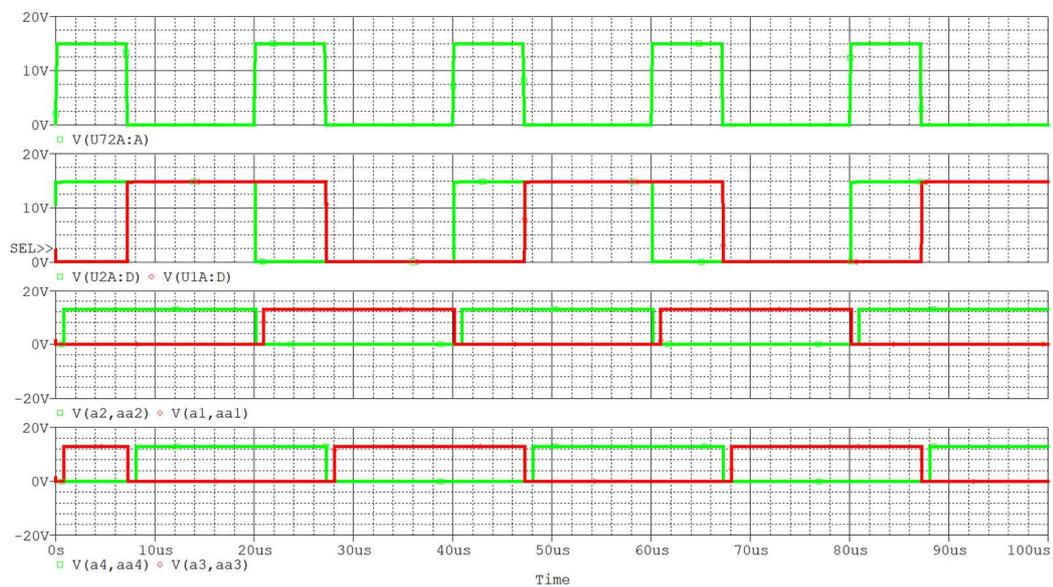


Рисунок 2.11 – Диаграммы работы распределителя импульсов с двумя ведущими D- триггерами

2.2 Разработка функциональной схемы контроллера с фазовой ШИМ

На основе проанализированных готовых решений, а также исходя из методов обеспечения безопасной работы ППН, рассмотренных в главе 3, предлагается функциональная схема ШИМ контроллера с фазовым регулированием, изображенная на рисунке 2.12.

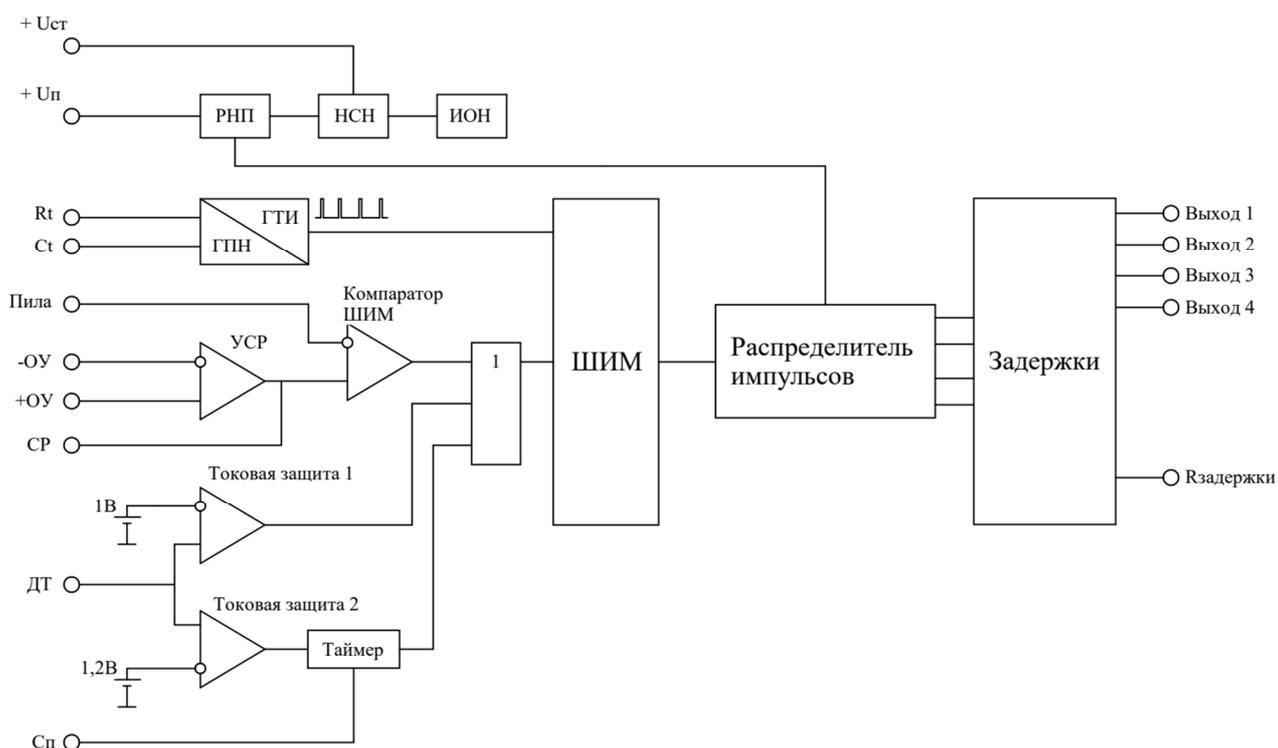


Рисунок 2.12 – Функциональная схема контроллера с фазовой ШИМ

Функциональная схема работает следующим образом. При подаче питания, РНП не разрешает подавать на выход импульсы управления, пока напряжение на входе не достигнет необходимого уровня, это делается с целью исключения некорректных переключений, связанных с переходными процессами в логических элементах. НСН понижает и фильтрует входное напряжение до требуемого для работы контроллера уровня, а именно 5 В. Напряжение с НСН также поступает на вывод +Uст. ИОН обеспечивает ШИМ контроллер термостабильным опорным напряжением. Частота работы ГПН и ГТИ настраивается путем подключения резистора на выводе Rt и конденсатора на выводе Ct. На выводе Ct формируется пила напряжения, которую можно подключить на вход компаратора ШИМ («Пила» на рисунке 2.12). Токовая защита представлена двумя компараторами, срабатывающими на разных уровнях входного сигнала с ДТ. Второй уровень необходим для предотвращения режима интегрирования тока, который рассмотрен подробнее в главе 3. Защита от данного эффекта достигается путем установки таймера, запрещающего подачу управляющих сигналов, пока не пройдет достаточное время, задающееся

конденсатором Сп. Распределитель импульсов формирует из управляющих импульсов с блока ШИМ сигналы для управления СТК, согласно фазовой ШИМ. Настройка задержки на включение всех каналов, для исключения сквозных токов, предусматривается резистором Rзадержки.

2.3 Модель контроллера с фазовой ШИМ

На основе составленной функциональной схемы, была разработана модель ШИМ контроллера в программе OrCAD PSpice представленная на рисунке 2.13.

В данной модели ГПН и ГТИ выполнены на транзисторах Q1 и Q2, представляющих собой зеркало тока, триггере U1, компараторах HS1 и HS2, а также на времязадающих резисторе R2 и конденсаторе C1. HS3 представляет собой компаратор ШИМ. Токовая защита организована двумя компараторами HS4 и HS5. При этом таймер второго уровня выполнен на триггере U2 и времязадающей цепочке R8, C2. Блок задания задержки для выходных сигналов управления по переднему фронту построен на транзисторах Q5-Q10, время задержки регулируется резистором R29 для всех каналов сразу. РНП построен на транзисторах Q3 и Q4, а также на микросхеме TL431 (U13).

Отличительной особенностью разработанного ШИМ контроллера является то, что распределяющие триггеры U15 и U16 не подразделяются на «ведущий» и «ведомый», они оба переключаются по сигналам с триггера ШИМ U11. При этом для каналов 1 и 2 триггер переключается по переднему фронту, а для каналов 3 и 4 по заднему фронту, за счет включения инвертора U14 на входе распределяющего триггера. Однако при малых временах импульса с триггера ШИМ, может произойти такая ситуация, когда инвертор U14 успеет среагировать на входной сигнал, а распределяющий триггер U15 не успевает. Из-за этого нарушается алгоритм работы преобразователя, что приводит к намагничиванию сердечника силового трансформатора и выходу из строя силовых ключей.

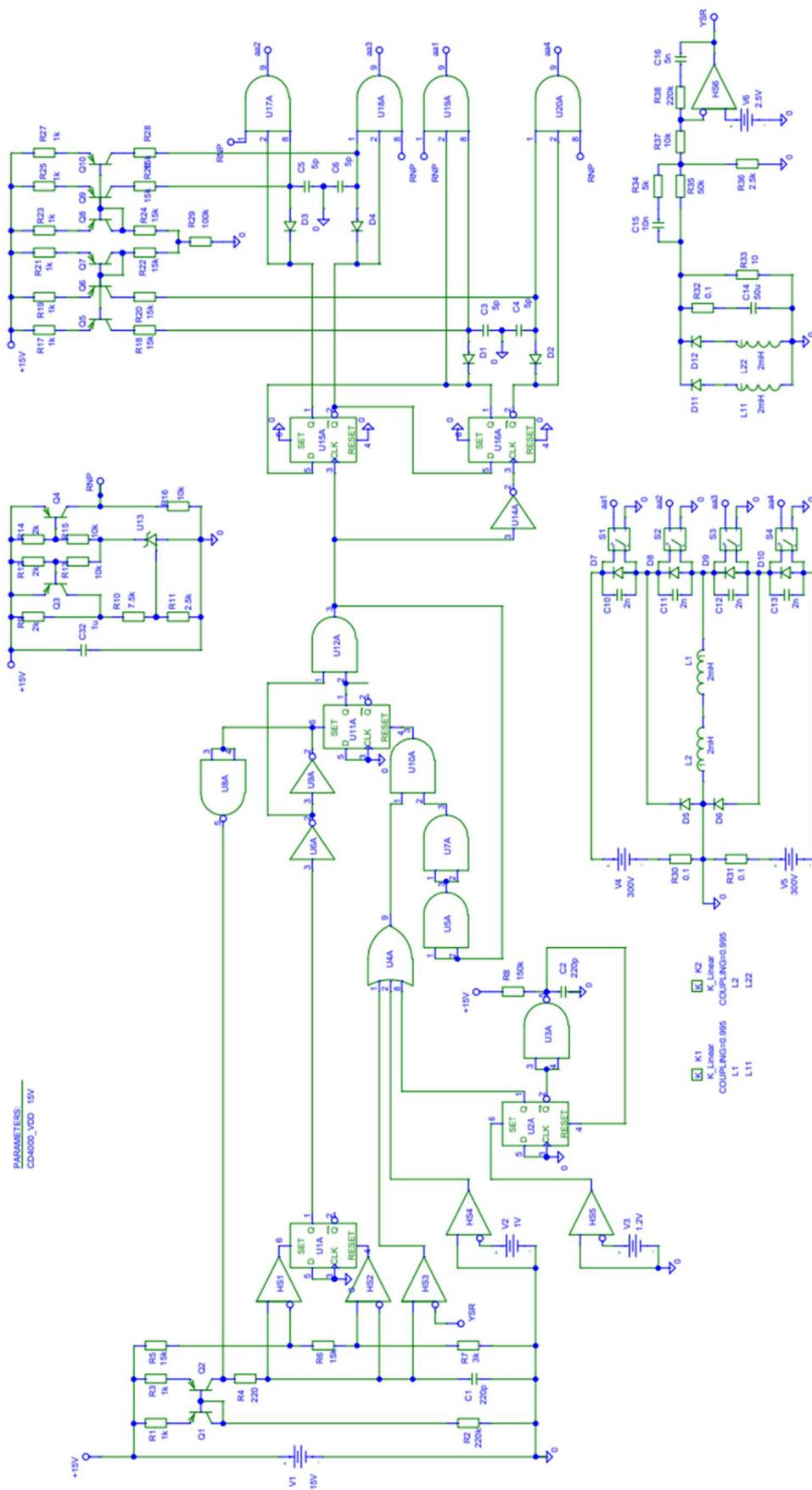


Рисунок 2.13 – Модель полумостового четырехключевого преобразователя в программе OrCAD PSpice

Для исключения замагничивания сердечника силового трансформатора организуется сигнал на выходе триггера ШИМ, имеющий минимально необходимую длительность для гарантированного переключения последующих логических элементов. Данная задержка на модели, в качестве примера, организуется путем добавления элементов «и» U5, U7, U10, однако это не единственно возможное решение. Стоит отметить, что добавленный минимальный КЗ не вносит существенного влияния в работу устройства и при настройке можно добиться такого времени минимального импульса, при котором все триггеры будут нормально срабатывать, а ток в обмотке не будет успевать нарасти.

На рисунках 2.14-2.16 представлены диаграммы работы разработанного контроллера с фазовой ШИМ при работе с полумостовым четырёхключевым преобразователем.

На рисунке 2.15 представлены диаграммы работы распределителя импульсов. Стоит отметить, что в предлагаемом варианте разработанного ШИМ контроллера, задержки управляющих сигналов настраиваются по одному резистору.

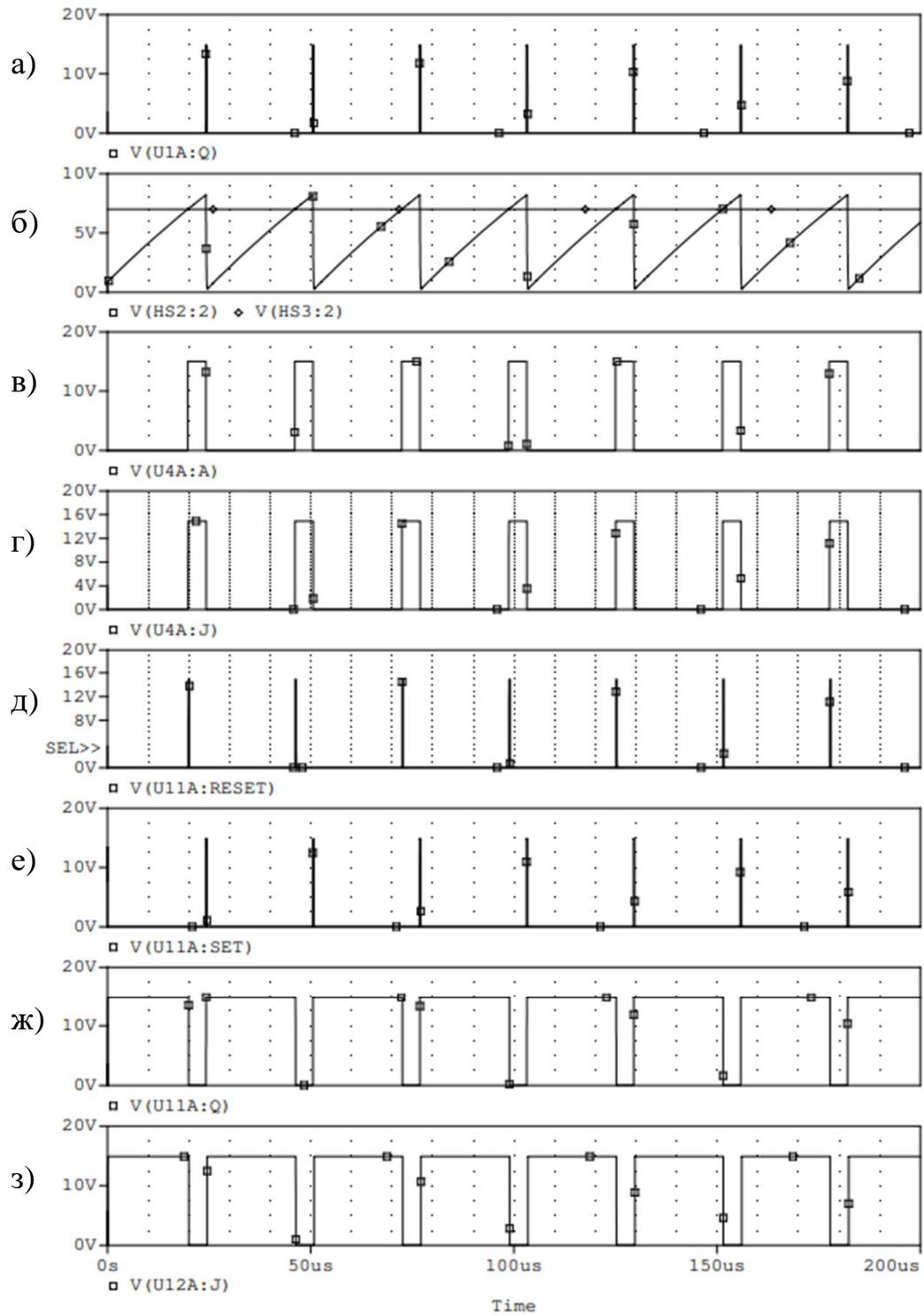


Рисунок 2.14 – Диаграммы работы блока формирования ШИМ: а) Синхроимпульсы; б) Пила и сигнал рассогласования; в) Выход компаратора ШИМ; г) Напряжение на выходе элемента «И» U4; д) Напряжение на входе «RESET» триггера ШИМ U11; е) Импульсы, взводящие триггер ШИМ U11; ж) Напряжение на выходе триггера ШИМ U11; з) Напряжение на выходе блока формирования ШИМ.

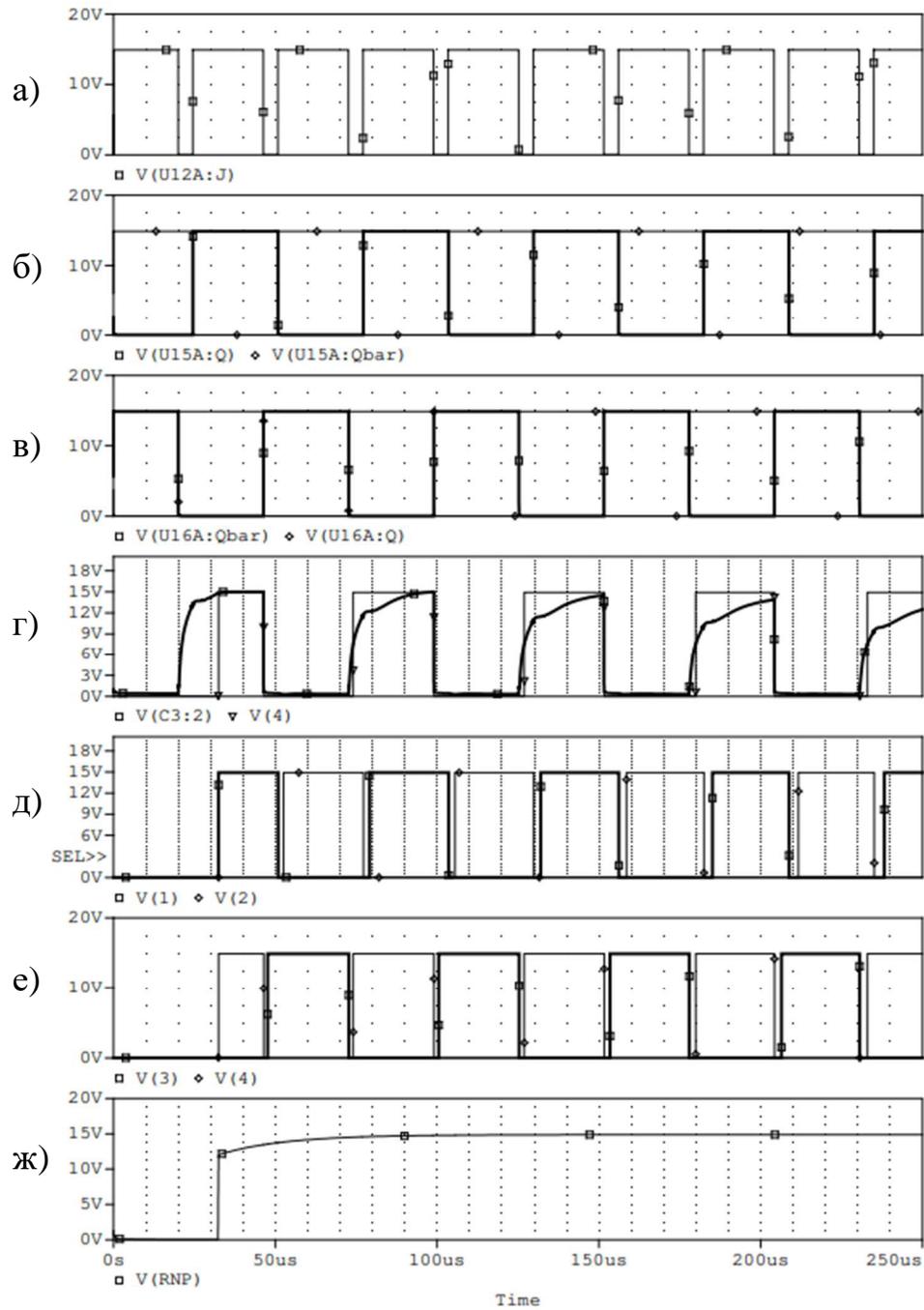


Рисунок 2.15 – Диаграммы работы распределителя импульсов и блока задержек: а) Сигнал после формирователя ШИМ; б) Сигналы после распределяющего триггера U15 на каналы 1 и 2; в) Сигналы после распределяющего триггера U16 на каналы 3 и 4; г) Напряжение на задерживающем конденсаторе С3 и получаемые импульсы управления с внесенной задержкой; д) Сигналы управления каналов 1 и 2 с задержкой по переднему фронту; е) Сигналы управления каналов 3 и 4 с задержкой по переднему фронту; ж) Разрешающий сигнал РНП.

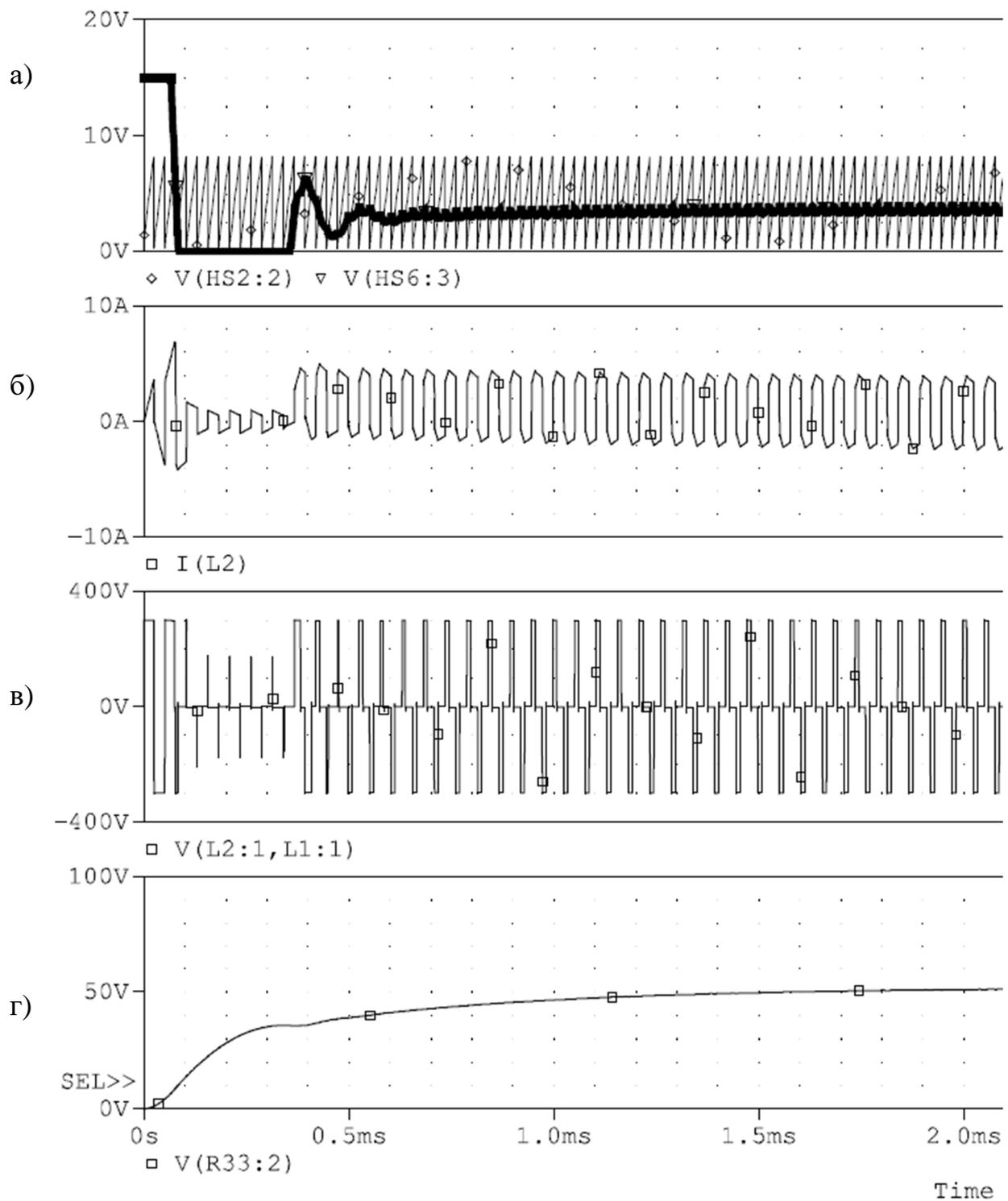


Рисунок 2.16 – Диаграммы четырехключевого каскада по схеме Царенко с фазовой ШИМ: а) Пила с ГПН и усиленный сигнал рассогласования; б) Ток в первичной обмотке трансформатора; в) Напряжение на первичной обмотке трансформатора; г) Напряжение на нагрузке.

ВЫВОДЫ ПО ВТОРОЙ ГЛАВЕ

1. Выявлены принципиальные проблемы существующих контроллеров с фазовой ШИМ, обусловленные разделением каналов на «ведущие» и «ведомые».
2. Предложены принципы построения и схемотехнические решения распределителя импульсов управления для реализации фазового регулирования мостовых ППН.
3. Разработана авторская схема ШИМ контроллера, обеспечивающего фазовое регулирование на основе двух D-триггеров с перекрёстными связями, исключающая проблему логических гонок и состязаний.
4. Приведены функциональная и принципиальная схемы разработанного контроллера с фазовой ШИМ.
5. Представлены варианты формирования задержки управляющих сигналов на включение, без задержки на выключение, для исключения сквозных токов, как для каждого канала в отдельности, так и для всех одновременно.
6. Представлены результаты компьютерного моделирования предложенной схемы контроллера фазовой ШИМ в системе OrCAD Pspice, подтверждающие работоспособность предложенного технического решения.

ГЛАВА 3 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ В АВАРИЙНЫХ И ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

При проектировании ППН различных типов, с целью обеспечения безотказной работы устройства в номинальных, переходных и аварийных режимах необходимо решение следующих задач [74-77]:

- уменьшение статических и динамических потерь мощности в силовом каскаде;
- обеспечение безопасных траекторий переключения силовых транзисторных ключей (СТК);
- предотвращение сквозных токов первого и второго рода в мостовых и полумостовых схемах;
- исключение несимметричного режима перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных схемах ППН;
- исключение эффекта интегрирования тока при коротком замыкании нагрузки;
- симметрирование конденсаторного делителя напряжений;
- обеспечение устойчивой и стабильной работы устройства в широком диапазоне изменения тока нагрузки и напряжения питания;
- обеспечение равномерного токораспределения в силовых ячейках многопоточных ППН;
- обеспечение внутренней и внешней помехоустойчивости;
- обеспечение хорошей электромагнитной совместимости (ЭМС);
- эффективное охлаждение теплонагруженных элементов;
- обеспечение высокой удельной мощности устройства;
- возможность работы в широком диапазоне температур окружающей среды;

3.1 Обеспечение тактовой устойчивости с синхронной ШИМ и подчиненным регулированием по пиковому значению тока

При проектировании преобразователей электроэнергии, будь то AC/DC или DC/DC, на передний план выходят задачи по улучшению массогабаритных показателей и повышению КПД. Для достижения данной цели, целесообразно использовать импульсные способы преобразования электроэнергии, с повышением их частоты преобразования [78, 79].

Наиболее рациональным алгоритмом управления для двухтактных импульсных преобразователей электроэнергии является синхронная широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с подчиненным регулированием по току [80-82]. К основным достоинствам данного алгоритма управления можно отнести:

- Хорошее качество переходных процессов;
- Сравнительно низкий уровень колебательности;
- Высокое быстродействие;
- Малая величина перерегулирования и провалов;
- Обеспечение симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора.

Однако для систем управления с синхронной ШИМ и подчиненным регулированием по пиковому значению тока характерен недостаток, который заключается в возникновении тактовой неустойчивости в режиме безразрывных токов, при КЗ больше 0,5, приводящей к появлению субгармонических автоколебаний.

Функциональная схема стабилизированного импульсного ППН с таким алгоритмом управления приведена на рисунке 3.1.

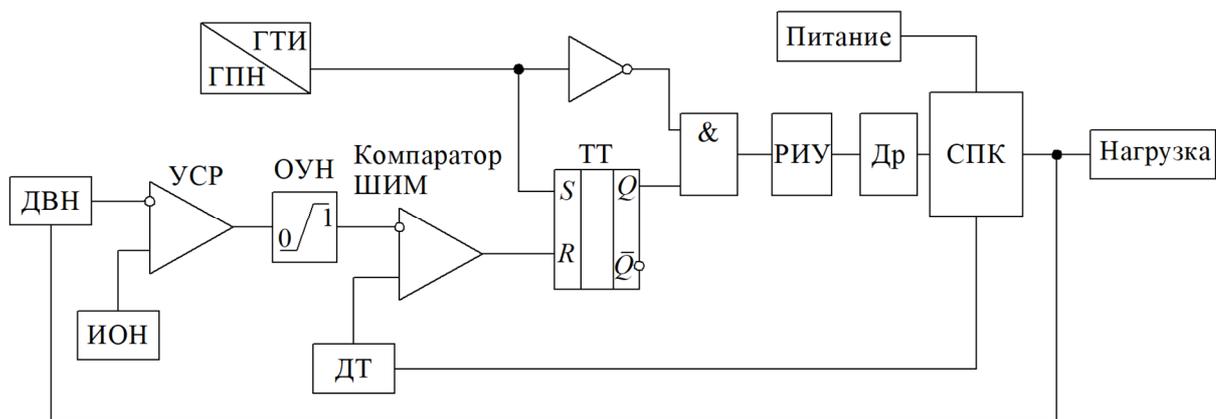


Рисунок 3.1 – Функциональная схема преобразователя с синхронной ШИМ и подчиненным регулированием по току

На рисунке 3.2 представлены временные диаграммы, поясняющие работу схемы преобразователя в различных режимах работы.

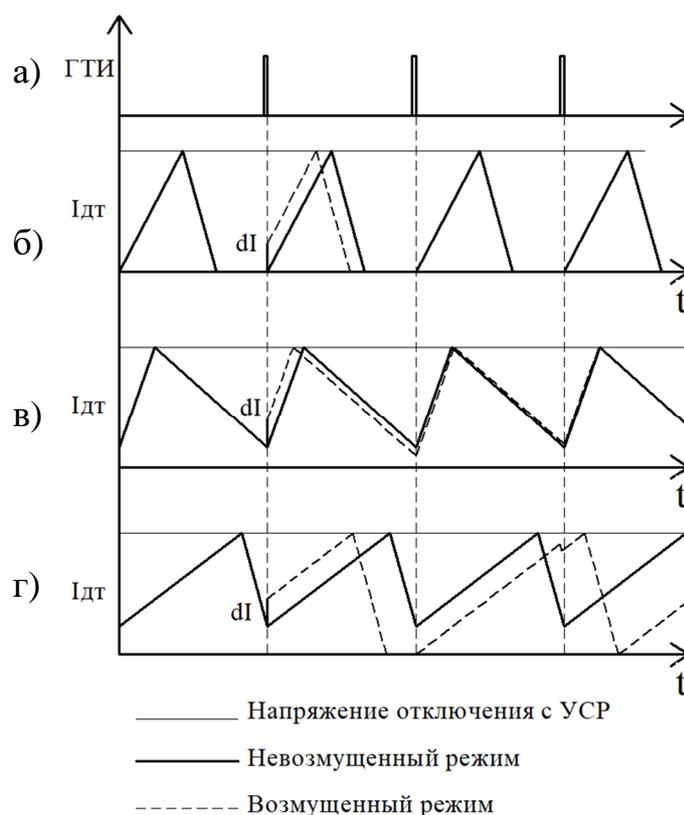


Рисунок 3.2 – Влияние внешнего воздействия dI на устойчивость в различных режимах работы: а) Сигналы с генератора тактовых импульсов; б) Режим разрывных токов; в) Режим безразрывных токов с K_z меньше 0,5; г) Режим безразрывных токов с K_z больше 0,5

Отличительной особенностью режима на рисунке 3.2 (диаграмма б) является устойчивая работа при любом значении КЗ (пока сохраняется режим безразрывных токов). Это обусловлено тем, что несмотря на изменение тока (dI), вызванное внешним воздействием (помехой, изменением нагрузки, переходным процессом и т.д.), к моменту прихода следующего тактового синхронимпульса ток дросселя будет равен нулю. Аналогичная ситуация происходит и в режиме безразрывных токов при КЗ меньше 0,5, как видно из диаграммы в, система приходит в равновесие, после воздействия внешнего возмущения. Однако, при использовании синхронной ШИМ с КЗ большим, чем 0,5, в режиме безразрывных токов, после внешнего воздействия ΔI_0 система не стабилизируется, а входит в режим субгармонических автоколебаний (рисунок 3.2 диаграмма г).

На основании вышеизложенного, важно обеспечить устойчивую работу преобразователя во всех режимах его функционирования, что и составляет основную цель данной главы. В последующих разделах представлены схемотехнические решения, направленные на достижение тактовой устойчивости путем введения пилообразного корректирующего сигнала. Кроме того, приведены аналитические выражения, которые позволяют количественно определить как величину корректирующего воздействия, так и границы устойчивости системы управления.

3.2 Аналитические соотношения для режима устойчивой работы преобразователя

Выведем аналитическое соотношение минимального КЗ для обеспечения стабильной работы преобразователя. Для этого построим график работы преобразователя в режиме безразрывных токов с КЗ больше 0,5, с дополнительными построениями, как показано на рисунке 3.3.

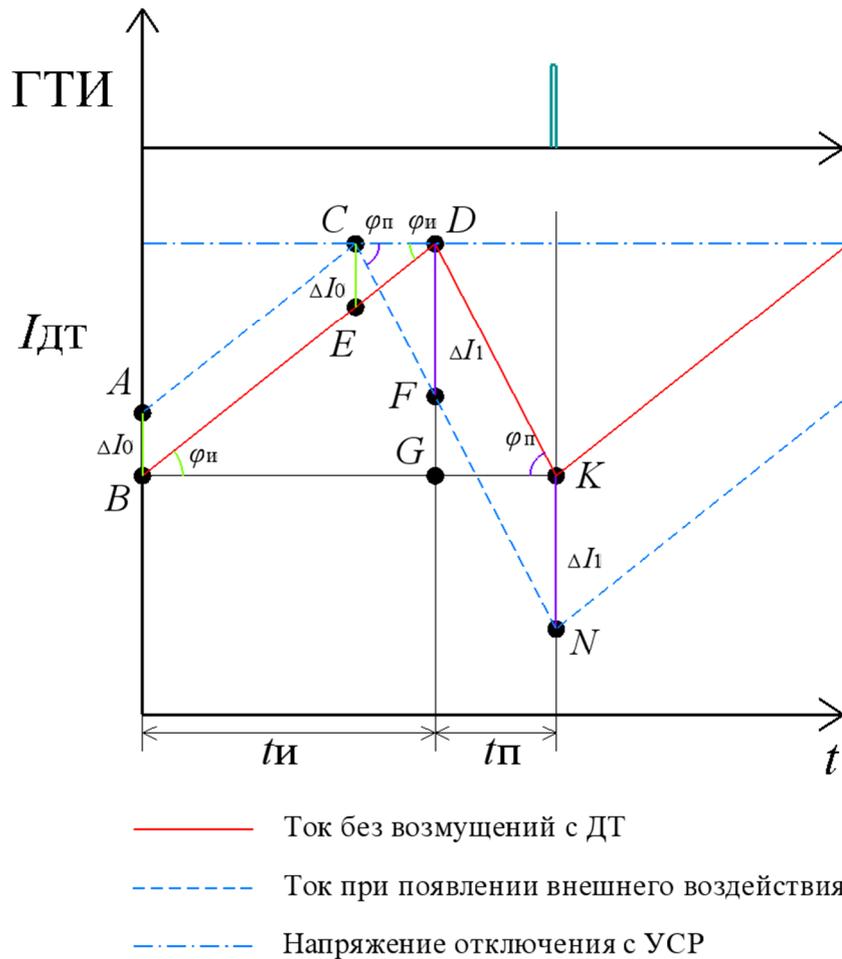


Рисунок 3.3 – Работа преобразователя в режиме безразрывных токов с $K3 > 0,5$

Внешнее возмущение принимается равным ΔI_0 и действует только в начальный момент времени, не изменяя при этом угол нарастания и спада тока, влияя лишь на скорость достижения током границы УСР. Исходя из этого принимаем $AC \parallel BD$ и $CN \parallel DK$, тем самым будут справедливы следующие соотношения:

$$\Delta I_0 = AB = CE = CD \cdot k_{и}, \quad (3)$$

$$\Delta I_1 = KN = DF = CD \cdot k_{п}, \quad (4)$$

где: $tg(\varphi_{и}) = \frac{DG}{t_{и}} = k_{и}$ – тангенс угла наклона тока во время импульса;

$tg(\varphi_{п}) = \frac{DG}{t_{п}} = k_{п}$ – тангенс угла наклона во время паузы.

Исходя из полученных условий выразим $\frac{\Delta I_1}{\Delta I_0}$:

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_0} = \frac{CD \cdot \frac{DG}{t_{\pi}}}{CD \cdot \frac{DG}{t_{\pi}}} = \frac{t_{\pi}}{t_{\pi}}. \quad (5)$$

При этом для обеспечения устойчивости преобразователя, необходимо, чтобы ΔI_1 было меньше, чем ΔI_0 , это будет говорить о том, что в пределе влияние внешнего воздействия $\Delta I_n \rightarrow 0$ при $n \rightarrow \infty$. Исходя из этого получим:

$$\left| \frac{\Delta I_1}{\Delta I_0} \right| < 1 \Rightarrow \frac{\Delta I_1}{\Delta I_0} < 1 \Rightarrow \frac{t_{\pi}}{t_{\pi}} < 1, \quad (6)$$

Преобразуем, учитывая, что $t_{\pi} = T - t_{\pi}$:

$$\frac{t_{\pi}}{T - t_{\pi}} < 1, \quad (7)$$

$$\frac{K3}{1 - K3} < 1, \quad (8)$$

Получается, что необходимым и достаточным условием стабильной работы устройства в режиме безразрывных токов является следующее условие:

$$K3 < \frac{1}{2}. \quad (9)$$

3.3 Обеспечение тактовой устойчивости за счет введения пилообразного корректирующего воздействия.

На рисунке 3.4 представлены авторские способы решения вышеизложенной проблемы, основанные на «подмешивании» пилообразного корректирующего напряжения к одному из входов компаратора ШИМ. В [83] также предлагается решение данной проблемы зарубежными авторами, однако оно имеет более сложную схемотехническую составляющую.

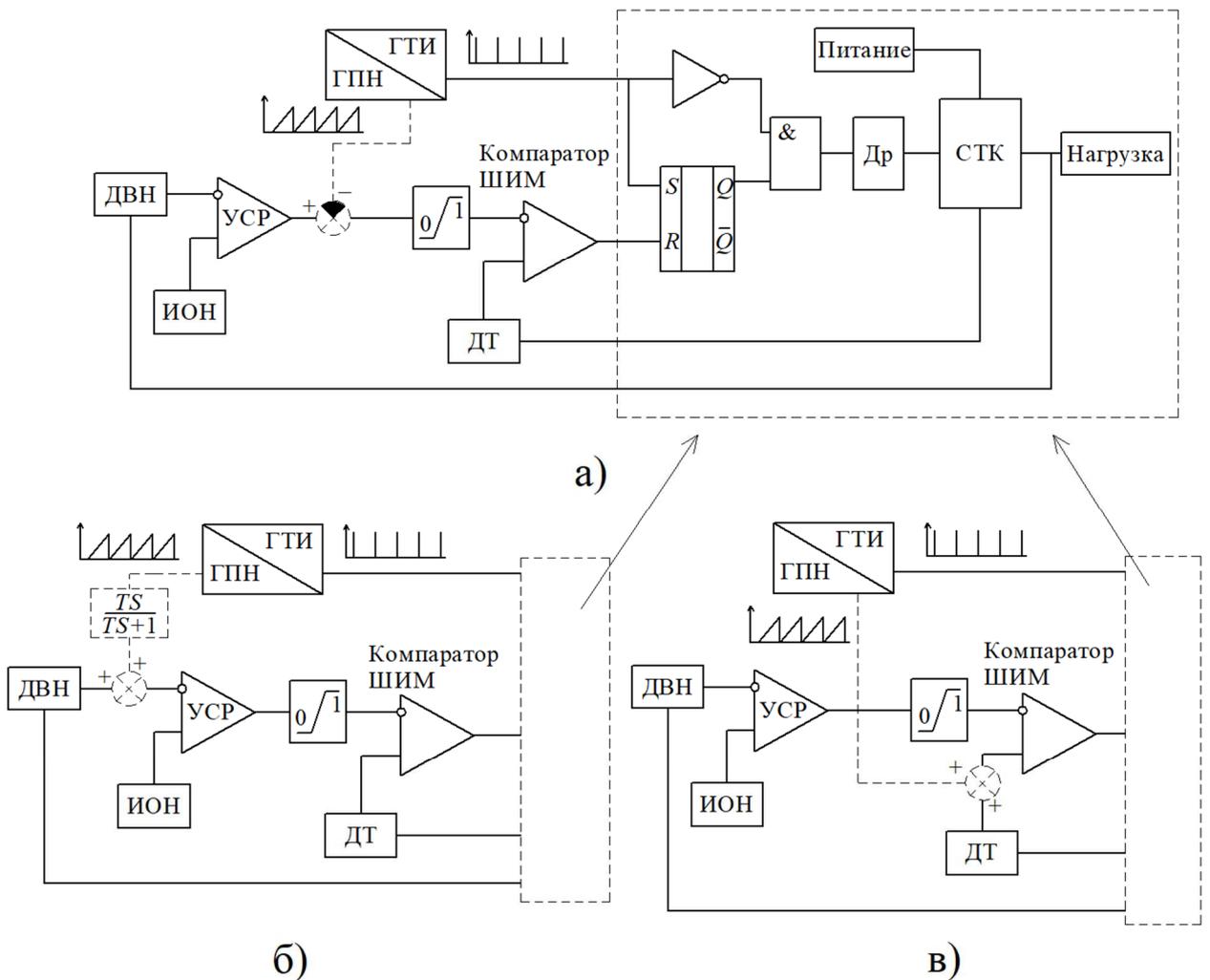


Рисунок 3.4 – Возможные методы введения коррекции: а) Коррекция выходного сигнала УСР, с воздействием на инверсный вход компаратора ШИМ; б) Сложение пилообразного корректирующего напряжения и сигнала с ДТ, воздействуя на не инвертирующий вход компаратора ШИМ; в) Подмешивание переменной составляющей корректирующего пилообразного напряжения ГПН к сигналу с ДВН, воздействуя на инверсный вход УСР.

Все представленные выше способы обеспечивают один результат, исключая тактовую неустойчивость, что проверено с помощью имитационного компьютерного моделирования в системе OrCAD PSpice. На рисунке 3.5 приводится модель однотактного преобразователя с подачей переменной

составляющей пилообразного корректирующего напряжения через R51 и C21 на не инвертирующий вход УСР.

Для обеспечения устойчивой работы необходимо выбирать R3, R5, C2 по критерию устойчивости Найквиста [84-86], а R51 и C21 исходя из условия тактовой устойчивости, изложенного ниже. При этом для такой системы дополнительным условием будет $R_{51}C_{21} \geq R_5C_2$.

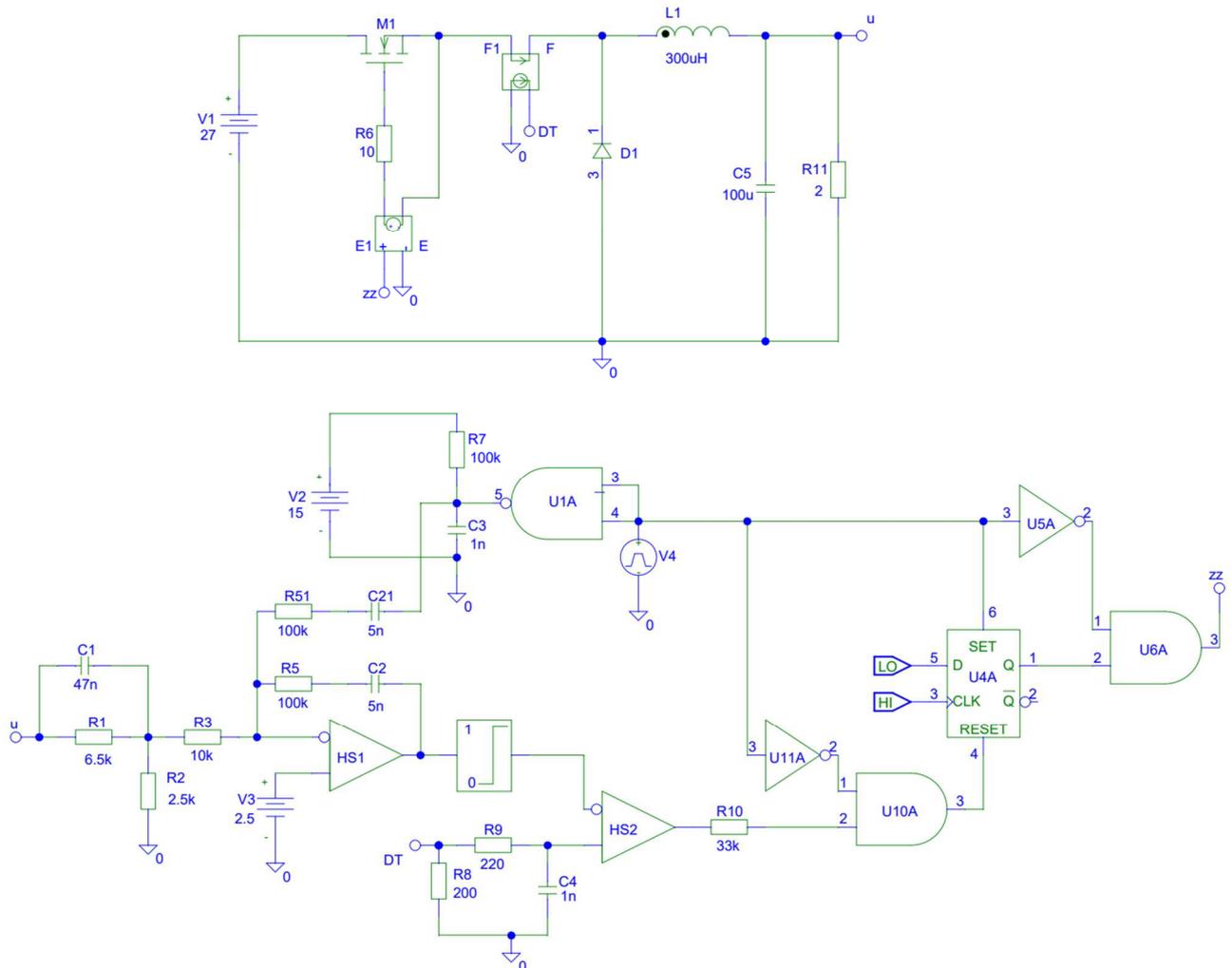


Рисунок 3.5 – Модель однофазного преобразователя с корректирующим пилообразным напряжением

На рисунке 3.6 приводятся диаграммы работы преобразователя без корректирующей цепи, построенной на R51 и C21. На рисунке 3.7 изображены диаграммы работы преобразователя на такую же нагрузку, что и на рисунке 3.6, только с введенной цепью коррекции, устраняющей тактовую

неустойчивость. Из графиков можно видеть, что при включении цепи коррекции, схема начинает работать стабильно, обеспечивая при это меньший уровень пульсаций выходного напряжения.

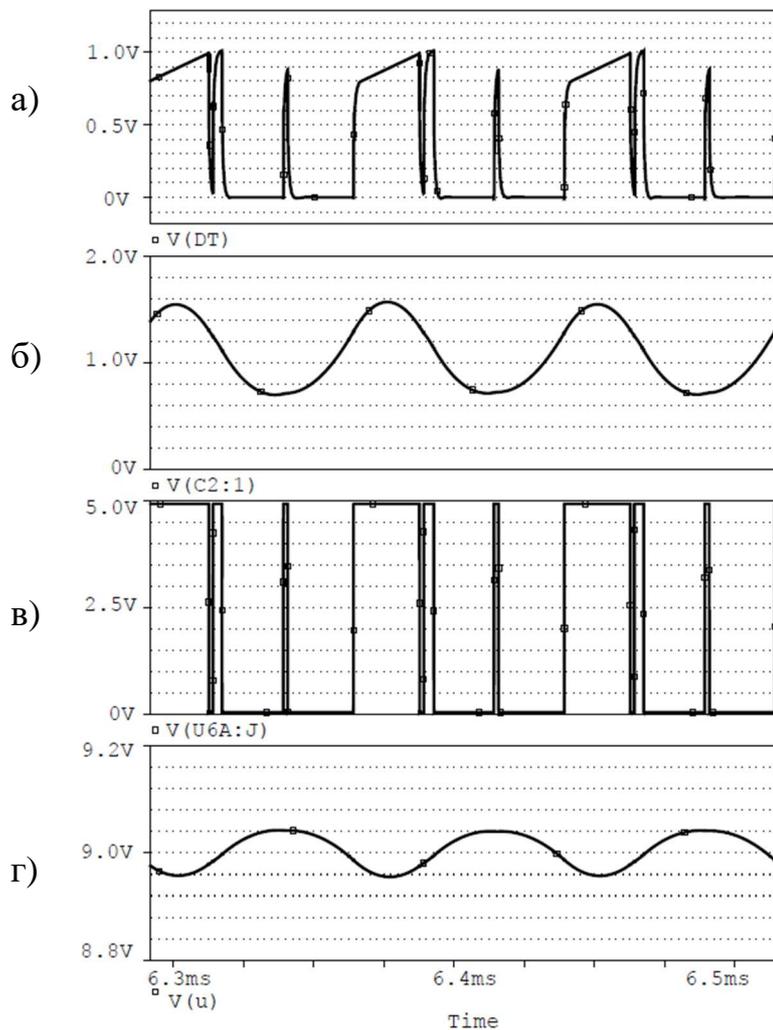


Рисунок 3.6 – Диаграммы работы преобразователя без введения корректирующего пилообразного напряжения: а) Сигнал с датчика тока; б) Выход УСР; в) Управляющий сигнал; г) Напряжение на нагрузке

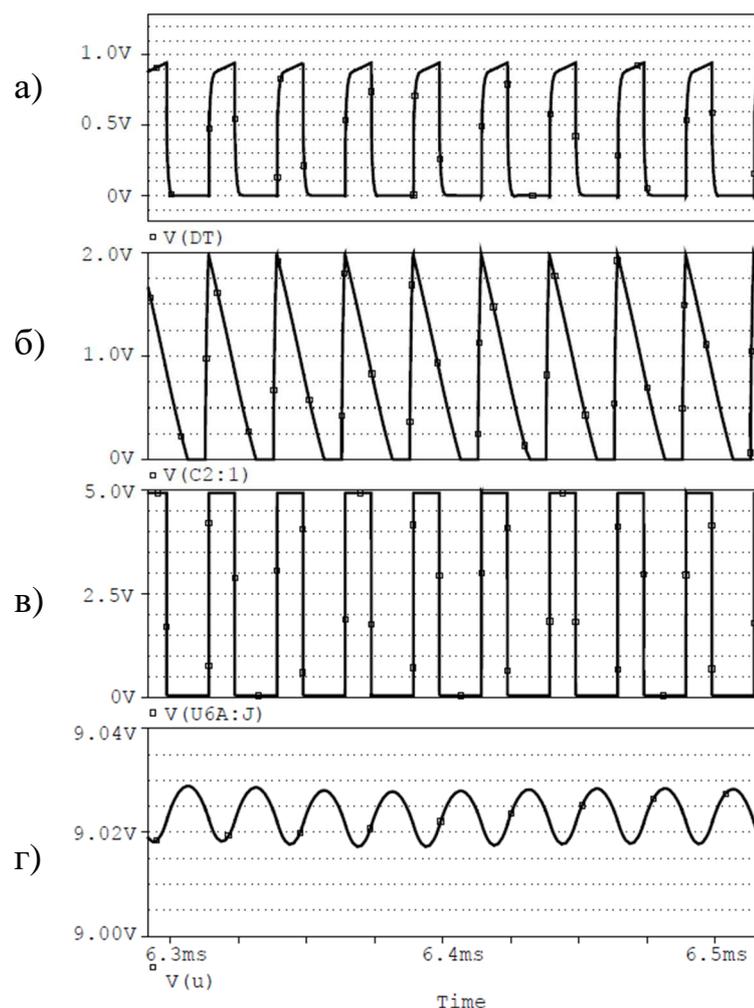


Рисунок 3.7 – Диаграммы работы преобразователя с введением корректирующего пилообразного напряжения: а) Сигнал с датчика тока; б) Выход УСР; в) Управляющий сигнал; г) Напряжение на нагрузке

Однако при использовании готовых ШИМ контроллеров стоит учитывать тот факт, что подключение корректирующей цепочки от ГПН приводит к тому, что может измениться задающая частота, по сравнению с той, что указана в справочных данных на выбранный контроллер. Это обусловлено тем, что внесение корректирующей цепи изменяет ток заряда времязадающего конденсатора ГПН. Кроме того, не все ШИМ контроллеры имеют внешние выводы [87, 88], к которым может быть подключена подобная цепочка, поэтому авторами предлагается способ формирования пилообразного

корректирующего напряжения, относительно импульсов с выхода ШИМ контроллера. Различные варианты реализации данного метода представлены на рисунке 3.8.

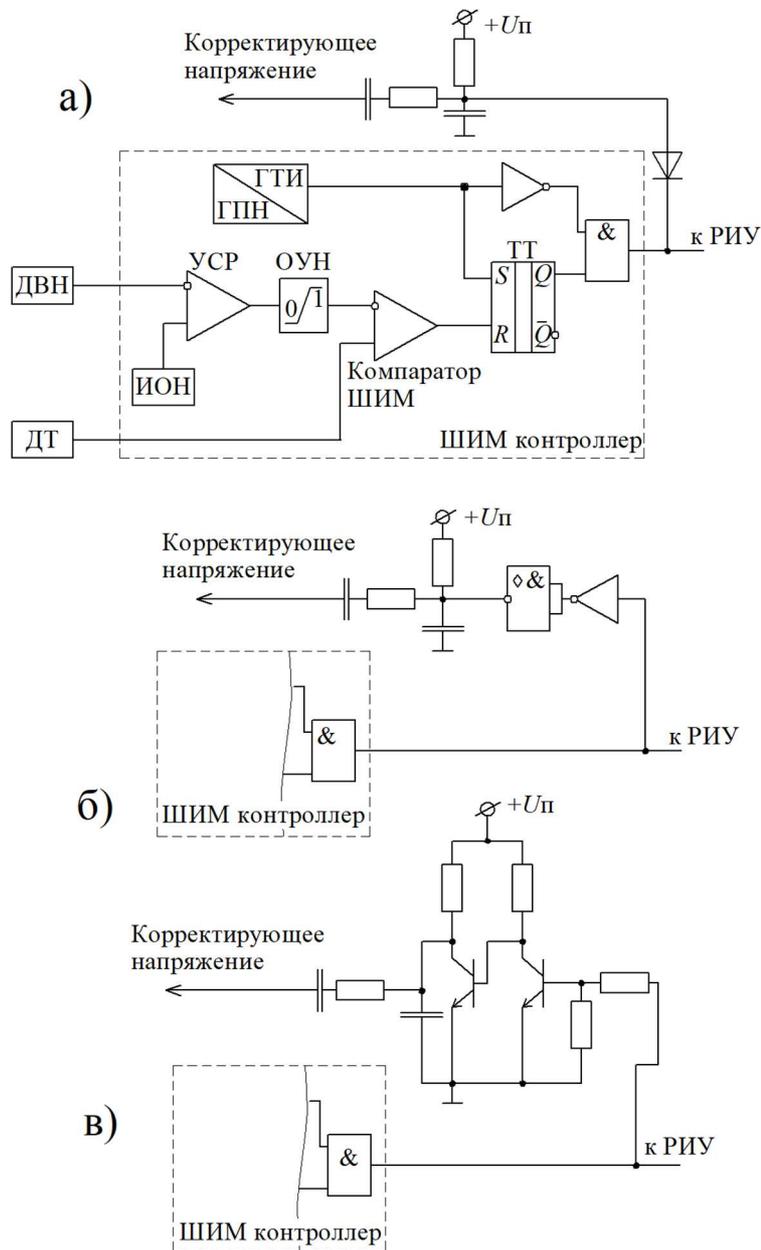


Рисунок 3.8 – Варианты формирования корректирующего пилообразного напряжения с выхода ШИМ контроллера: а) С помощью диода; б) На основе логических элементов; в) На двух транзисторах

3.4 Аналитические соотношения для расчета параметров пилообразного корректирующего напряжения

Получим аналитические соотношения для обеспечения тактовой устойчивости с помощью корректирующего пилообразного напряжения, формируемого ГПН, который является функционально необходимым узлом любого ШИМ контроллера с синхронной ШИМ. Обеспечение устойчивости заключается в определении требований к амплитуде пилообразного корректирующего напряжения с ГПН (при условии, что частота ГПН и ГТИ одинакова), то есть необходимо определить крутизну наклона данного напряжения. На рисунке 3.9 приводятся диаграммы токов без дополнительной коррекции и с подмешанным к току пилообразным напряжением, также приведены дополнительные построения для дальнейшей аналитики.

Исходя из рисунка 3.9, $AF \parallel BN$ и $AC \parallel BD$ и $NH \parallel VM$, поэтому справедливы следующие соотношения:

$$AB = FN = \Delta I_0; AB = CE = \Delta I_0; VN = MH = \Delta I_1. \quad (10)$$

Треугольники ΔNBS и ΔGFK подобны, также ΔGKV и ΔNHS подобны, тогда: $\angle NBH = \angle FGK = \varphi_{и}$; $\angle NHS = \angle KGV = \varphi_{п}$.

Примем $k_{и} = tg(\varphi_{и})$, - тангенс угла наклона тока во время импульса, $k_{п} = tg(\varphi_{п})$ – тангенс угла наклона тока во время паузы, $k_{к} = tg(\varphi_{к})$ – тангенс угла наклона суммарного сигнала тока и корректирующего пилообразного напряжения.

Составим систему уравнений:

$$\begin{cases} \Delta I_0 + \Delta I_1 = FK + KV \\ \Delta I_0 = CD \cdot tg(\varphi_{и} + \varphi_{к}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Delta I_0 + \Delta I_1 = GK \cdot (k_{и} + k_{п}) \\ \Delta I_0 = CD \cdot tg(\varphi_{и} + \varphi_{к}) \end{cases}, \quad (11)$$

$$\frac{\Delta I_0 + \Delta I_1}{\Delta I_0} = \frac{GK \cdot (k_{и} + k_{п})}{CD \cdot tg(\varphi_{и} + \varphi_{к})}. \quad (12)$$

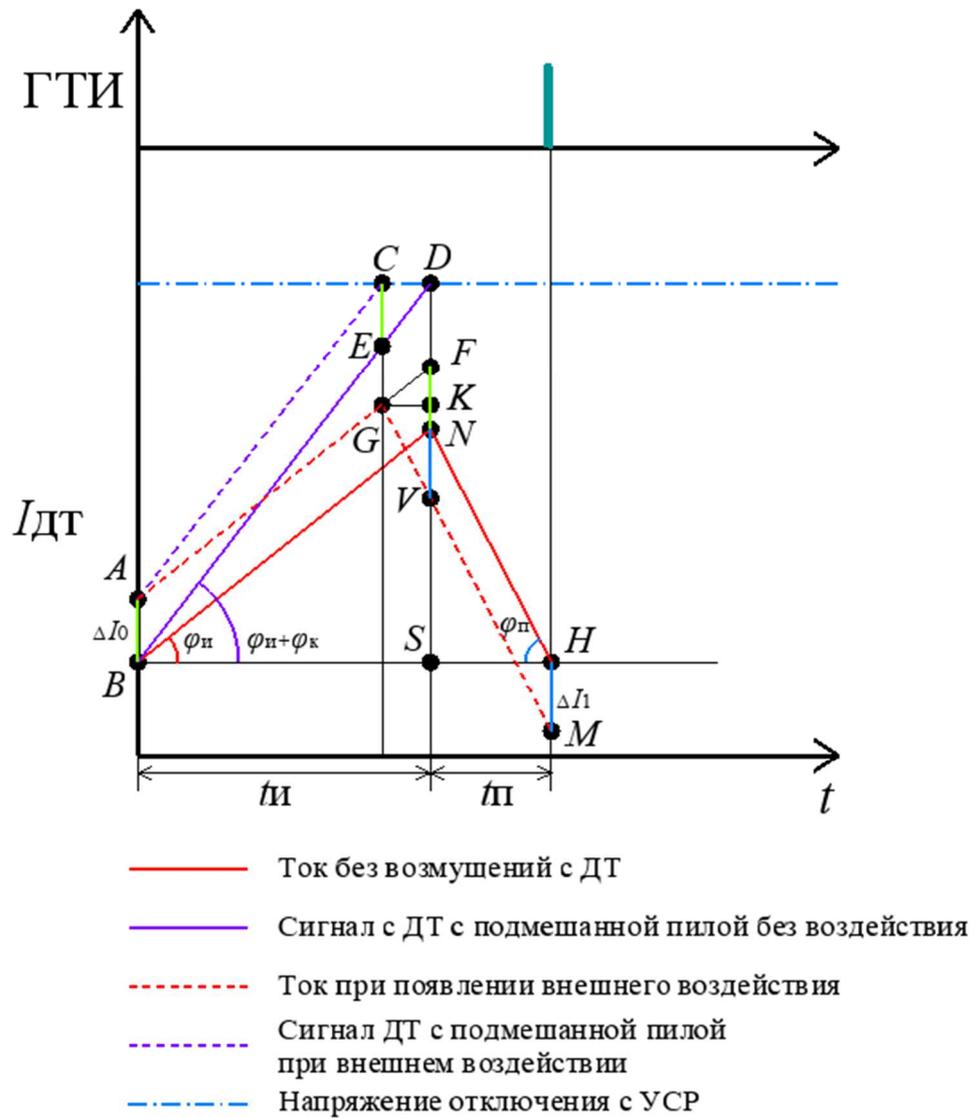


Рисунок 3.9 – Диаграммы токов с добавочным корректирующим пилообразным напряжением

Поскольку $CD = GK$, то:

$$1 + \frac{\Delta I_1}{\Delta I_0} = \frac{k_n + k_p}{\operatorname{tg}(\varphi_n + \varphi_k)}. \quad (13)$$

При расчете на худший случай, когда негативное влияние тактовой неустойчивости максимально, КЗ будет близким к единице, φ_n будет стремиться к нулю, тогда получим:

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_0} = \frac{k_p}{k_k} - 1. \quad (14)$$

Как было сказано ранее, для обеспечения устойчивой работы, необходимо, чтобы в пределе влияние внешнего воздействия сводилось к нулю:

$$-1 < \frac{k_{\text{п}}}{k_{\text{к}}} - 1 < 1 \Rightarrow 0 < k_{\text{п}} < 2 \cdot k_{\text{к}}. \quad (15)$$

Из этих неравенств следует, что для обеспечения стабильной работы преобразователя необходимо, чтобы тангенс угла наклона корректирующей пилообразной цепи $k_{\text{к}}$ был равен не меньше половины тангенса угла наклона тока во время паузы $k_{\text{п}}$:

$$k_{\text{к}} > \frac{k_{\text{п}}}{2}. \quad (16)$$

Стоит отметить, что $k_{\text{п}}$ будет постоянной величиной, рассчитываемой для каждой конкретной системы исходя из уравнения:

$$U_0 = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}, \quad (17)$$

где: U_0 – напряжение на обмотке, L – индуктивность дросселя, $\frac{\Delta I}{\Delta t} = k_{\text{п}}$ – изменение тока дросселя за время паузы.

Тогда получим:

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{н}}}{L} \cdot k_{\text{ДТ}}, \quad (18)$$

где: $k_{\text{ДТ}}$ – коэффициент передачи датчика тока.

Дополнительным необходимым условием устойчивости импульсных систем с подчиненным регулированием по току является:

$$\frac{dU_{\text{вых. УСР}}}{dt} < \frac{dU_{\text{пилы ДТ}}}{dt}. \quad (19)$$

Иначе говоря, пульсации напряжения с выхода УСР не должны превышать изменение напряжения пилы ДТ за тоже время.

Выполнение этого условия, а также условия устойчивости по критерию Найквиста, обеспечивается проектированием структуры корректирующего

устройства и выбором его параметров классическими методами теории автоматического регулирования.

Предложенный способ введения корректирующего пилообразного напряжения в цепь обратной связи представляет собой комбинированное ШИМ регулирование с одновременным управлением по напряжению и по току (по пиле ГПН и по пиле тока). К основным достоинствам данного алгоритма можно отнести:

- Исключение тактовой неустойчивости при правильно подобранных корректирующих цепочках;
- Обеспечение симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора двухтактных ППН (параграф 3.5);
- Равномерное распределение напряжений на конденсаторах емкостного делителя полумостовых схем ППН (параграф 3.6);
- Простота построения контура ограничения тока (токовая защита);
- Простота построения двухуровневой токовой защиты, для исключения эффекта интегрирования тока при КЗ нагрузки [89].

3.5 Симметрирование режима перемагничивания сердечника силового трансформатора

При переходе от одноктактных схем к двухтактным, появляется необходимость обеспечивать симметричный режим перемагничивания развязывающего силового трансформатора, в противном случае сердечник может уйти в насыщение, что приведет к аварийной ситуации [90-92]. Проблема обуславливается наличием неизбежных паразитных параметров, а также технологическим разбросом компонентов. На рисунке 3.10 приводится модель полумостового преобразователя с регулированием по напряжению. На рисунке 3.11 приведен график тока силового трансформатора, с 9 мс появляется постоянная составляющая тока перемагничивающая, которая ведет к насыщению сердечника трансформатора.

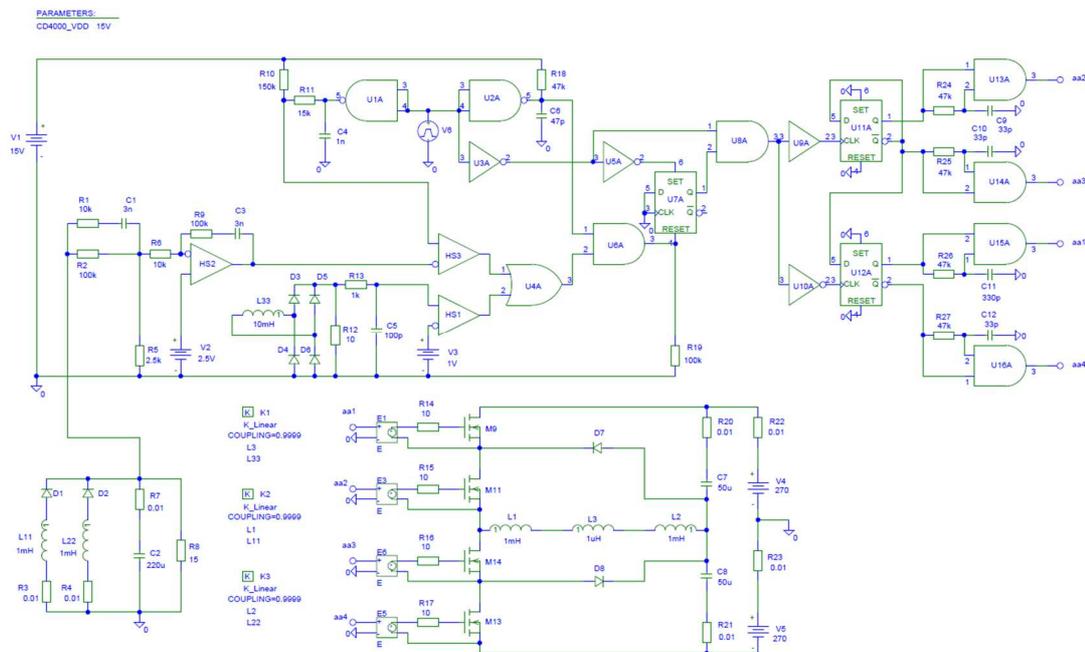


Рисунок 3.10 – Модель преобразователя без симметрирования тока
перемагничивания сердечника

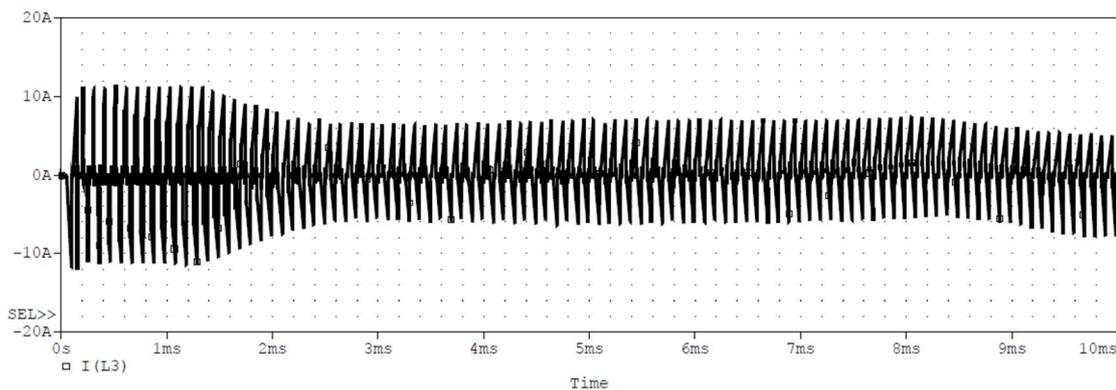


Рисунок 3.11 – Диаграмма работы преобразователя

Существует множество схемотехнических решений по исключению данной проблемы [93-95]. Однако большинство их них требует изменения силовой части преобразователя, что не всегда возможно. Наиболее рациональным в данном случае будет использовать синхронную ШИМ с регулированием по пиковому значению тока. За счет предлагаемого алгоритма управления при входе трансформатора в область насыщения ток во время соответствующего импульса, будет быстрее нарастать, время импульса уменьшаться, а время паузы увеличиваться, давая сердечнику выйти из намагничивания. Тем самым происходит автоматическое симметрирование сердечника силового

трансформатора, как показано на графиках рисунка 3.13, модель преобразователя приведена на рисунке 3.12.

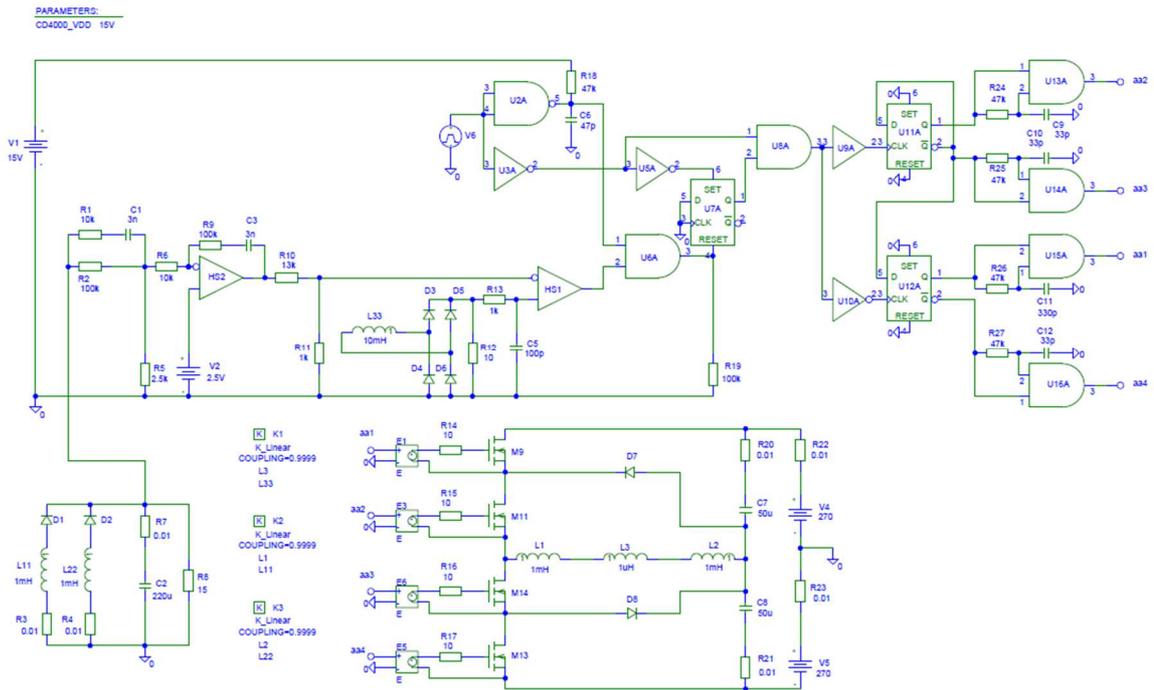


Рисунок 3.12 – Модель преобразователя с автоматическим симметрированием режима перемагничивания сердечника

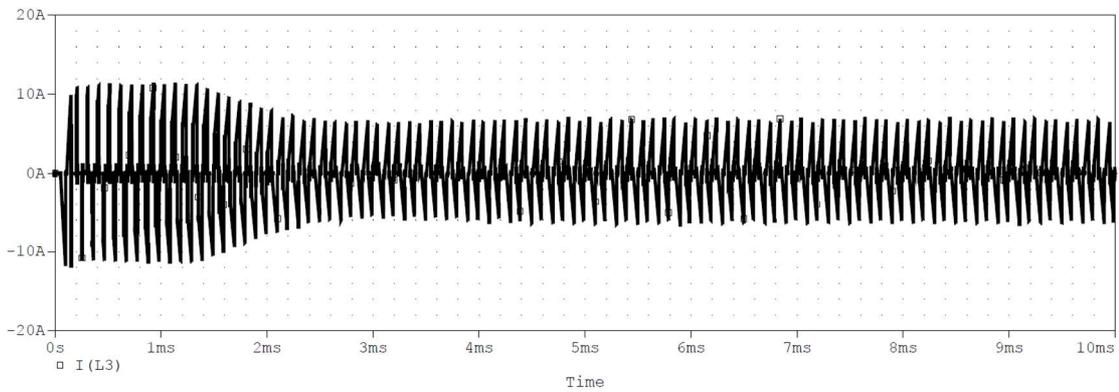


Рисунок 3.13 – Диаграмма симметричного тока сердечника

3.6 Симметрирование напряжения на делительных конденсаторах

Для любых полумостовых преобразователей, питающихся от однополярной сети постоянного тока, актуальной остается проблема симметрирования напряжения на делительных конденсаторах [96-99].

Если упрощать модель преобразователя рисунок 3.14, ввести начальную несимметрию емкостей конденсаторов и принять идеальной систему управления, то происходит самосимметрирование напряжения на конденсаторах, что видно на рисунке 3.15 диаграмма в. Это явление обосновывается более высокой токоотдачей заряженного конденсатора (рисунок 3.15 диаграмма б), за счет чего он разряжается быстрее, за тот же промежуток времени, чем конденсатор с меньшим зарядом.

В приводимой модели на рисунке 3.14 используется идеальная схема управления с регулированием по напряжению, то есть сигнал рассогласования сравнивается с пилою генератора пилообразного напряжения, тем самым формируется выходной ШИМ сигнал. Если схема управления основана на подчиненном регулировании по току или другим видам токового регулирования, то разность напряжений на делительных конденсаторах будет только увеличиваться.

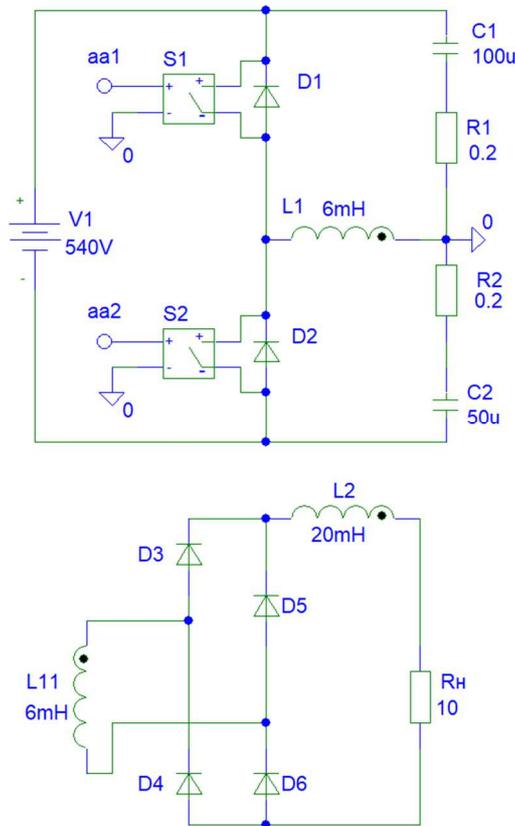


Рисунок 3.14 – Модель полумостового преобразователя с дросселем постоянного тока

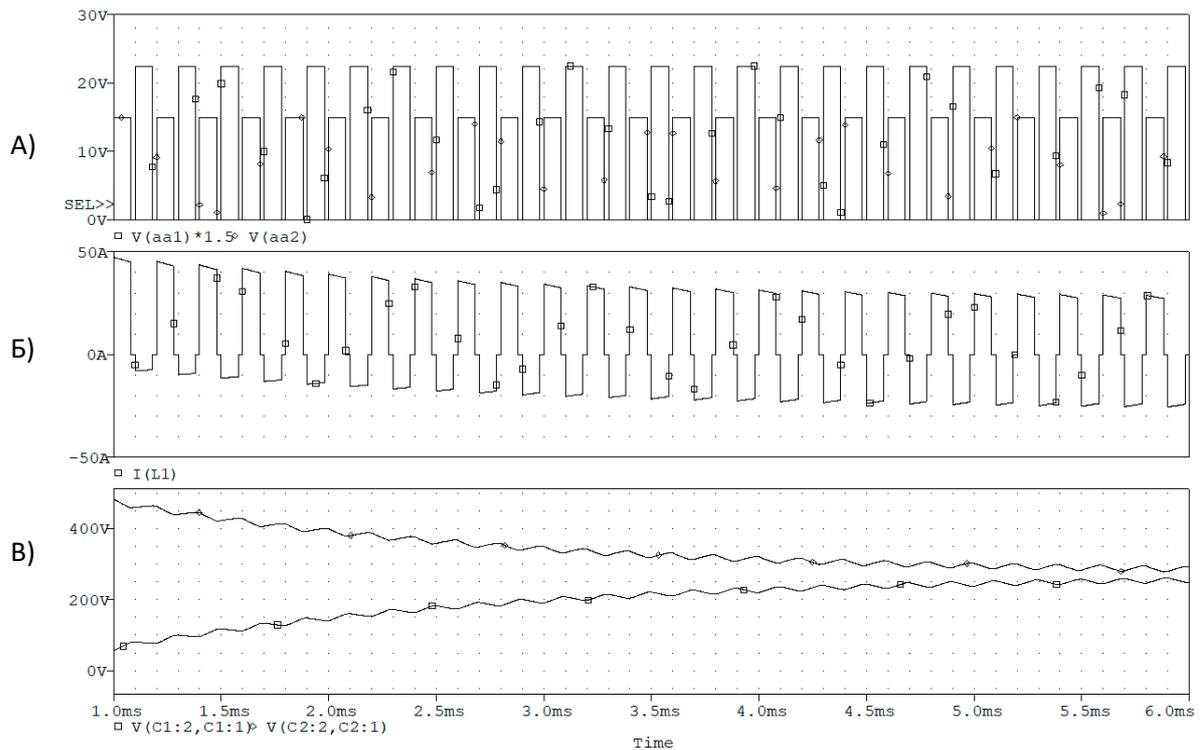


Рисунок 3.15 – Диаграммы работы полумостового преобразователя с дросселем постоянного тока: а) Сигналы управления верхним и нижним ключом; б) Ток через первичную обмотку трансформатора; в) Напряжения на конденсаторах делителя

Технологический разброс элементов, паразитные параметры схемы и динамика системы вносят неравномерность в распределение импульсов, что препятствует достижению одинакового КЗ на верхнем и нижнем ключах [100]. Даже незначительная асимметрия КЗ (на уровне 0,1%) на силовых ключах приводит к утрате системой свойства автосимметрирования (см. рисунок 3.16).

Это явление обусловлено наличием дросселя во вторичной цепи, который выполняет роль источника тока. В результате через конденсаторы протекают одинаковые токи, но за разное время (из-за асимметрии КЗ), что вызывает дисбаланс напряжений. Скорость нарастания разницы напряжений на конденсаторах прямо пропорциональна индуктивности выходного дросселя и нагрузке.

Следовательно, полумостовая схема с дросселем постоянного тока на вторичной стороне не может применяться без дополнительных мер по симметрированию конденсаторного делителя.

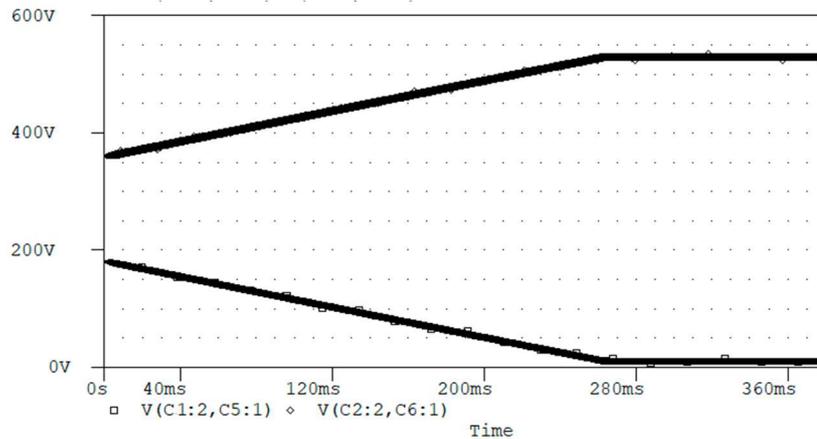


Рисунок 3.16 – Напряжения на конденсаторах делителя при разности КЗ транзисторов в 0,1%

В полумостовом каскаде с дросселем переменного тока (рисунок 3.17, без добавления несимметрии КЗ, наблюдаются диаграммы (рисунок 3.18), аналогичные диаграммам рисунка 3.15. Происходит автосимметрирование напряжений на конденсаторах.

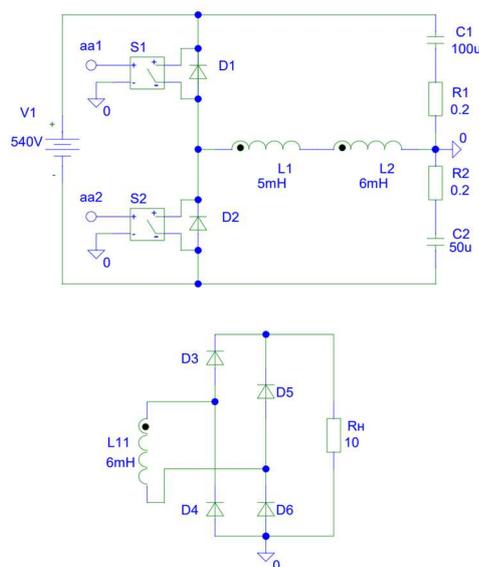


Рисунок 3.17 – Модель полумостового каскада с дросселем переменного тока

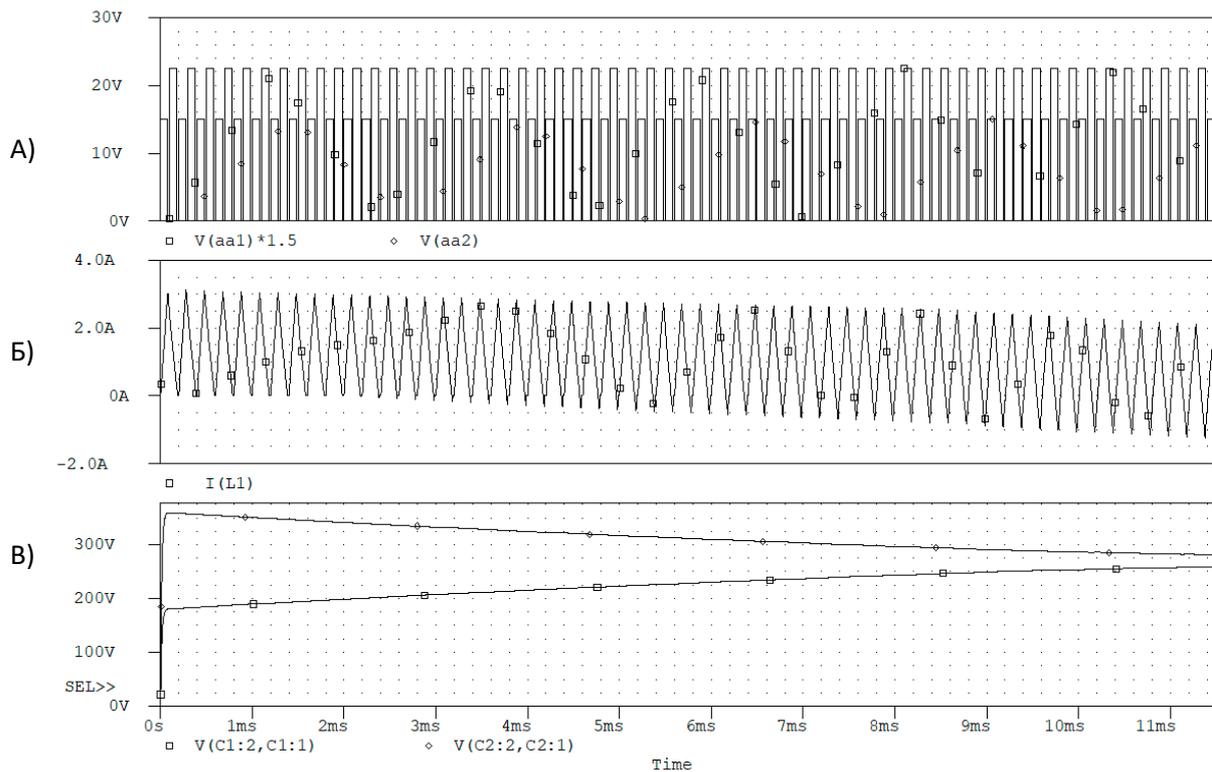


Рисунок 3.18 – Диаграммы работы полумостового преобразователя с дросселем переменного тока: а) Сигналы управления верхним и нижним ключом; б) Ток через первичную обмотку трансформатора; в) Напряжения на конденсаторах делителя.

При возникновении асимметрии КЗ на силовых ключах (например, 10% на рисунке 3.19) система стремится выровнять напряжения на конденсаторах. Однако в установившемся режиме увеличение несимметрии КЗ приводит к росту разницы между их напряжениями. Индуктивность дросселя переменного тока и сопротивление нагрузки влияют только на скорость процесса выравнивания, но не могут устранить сам дисбаланс — он определяется степенью несимметрии КЗ (см. рисунок 3.20).

Важно отметить, что приведённая выше несимметрия КЗ в 10% — это достаточно большое отклонение, которое в установившемся режиме встречается редко. Это может создать ложное впечатление, что наличие дросселя переменного тока полностью исключает необходимость дополнительных мер по

симметрированию. Однако в переходных режимах работы преобразователя могут возникать значительные перекосы КЗ между ключами — в плохо настроенных системах они могут достигать 80%, что обуславливается динамикой замкнутой системы регулирования.

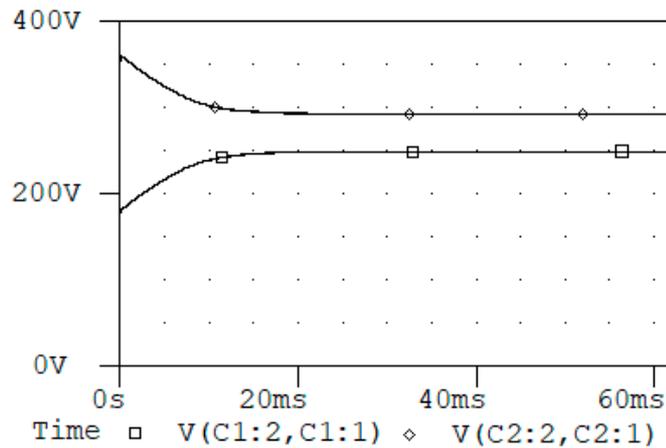


Рисунок 3.19 – Напряжение на делительных конденсаторах с разницей КЗ в 10% ($L = 5$ мГн, $R = 27$ Ом)

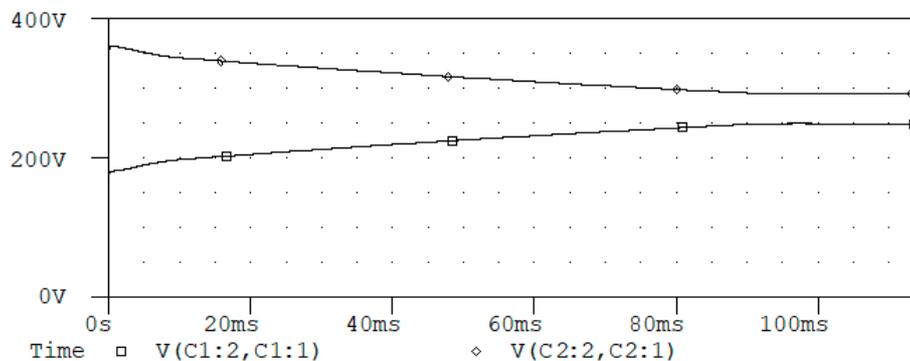


Рисунок 3.20 – Напряжение на делительных конденсаторах с разницей КЗ в 10% ($L = 100$ мГн, $R = 10$ Ом)

Полумостовая схема Царенко (рисунок 3.21) при наличии несимметрии КЗ в установившемся режиме демонстрирует аналогичное расхождение напряжений на конденсаторном делителе, как и схема с дросселем переменного тока. Однако её переходный процесс проходит значительно быстрее (рисунок

3.22). Кроме того, схема Царенко отличается высокой технологичностью: в ней используются одинаковые моточные элементы, а её особая структура позволяет снизить уровень выходных пульсаций.

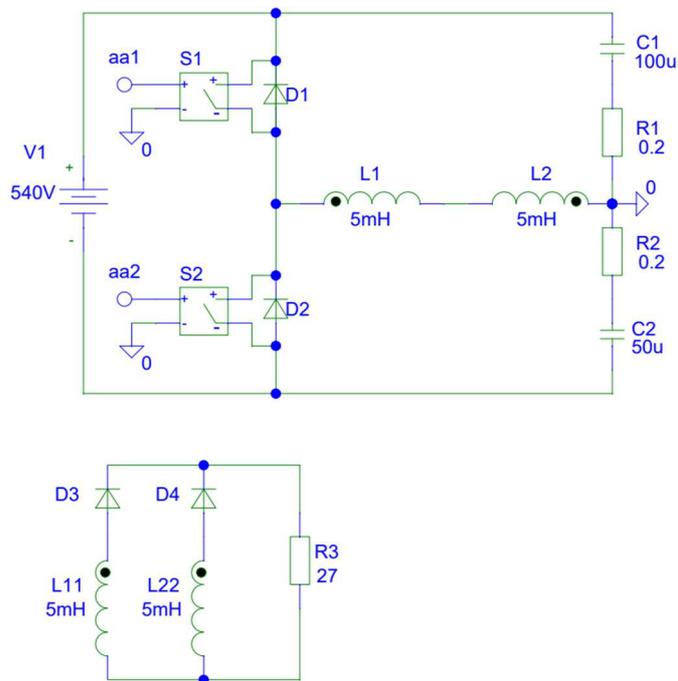


Рисунок 3.21 – Модель полумостового каскада, выполненного по схеме Царенко

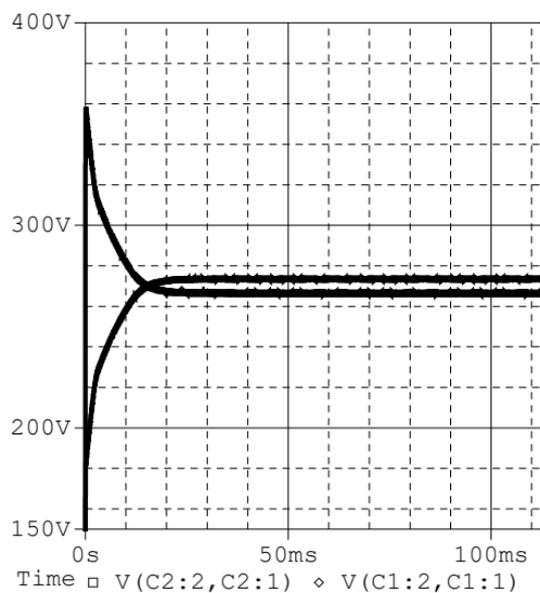


Рисунок 3.22 – Напряжение на делительных конденсаторах в полумостовом каскаде выполненного по схеме Царенко

3.7 Схема симметрирования для полумостового каскада

Основная идея предложенной схемы симметрирования состоит в том, чтобы управлять частотой задающего генератора ШИМ контроллера. Уменьшенное датчиком напряжение с первичной обмотки трансформатора поступает через резистор R6 на зеркало тока №2, построенное на транзисторах Q3 и Q4, тем самым задавая уставку тока. Чем выше будет уставка, тем меньше тока пойдет на зеркало тока №3, а значит времязадающий конденсатор C12 будет дольше заряжаться, увеличивая время разрядки более заряженного конденсатора. Во время прихода следующего тактового импульса, схема переключится и к обмотке будет прилагаться меньшее напряжение от другого конденсатора, который менее заряжен, а значит и уставка тока в зеркале тока №2 будет меньше, давая больше тока зеркалу тока №3 и заряжая времязадающий конденсатор быстрее.

Стоит отметить, что в любом трансформаторном преобразователе существует необходимость симметрирования тока перематгничивания сердечника, в противном случае сердечник трансформатора может уйти в область магнитного насыщения, что приведет к броску тока и выходу силовых ключей из строя. Проблема возникает вследствие той же несимметрии в переключении транзисторов.

В приведенной схеме на рисунок 3.23 измеряется ток первичной обмотки трансформатора, измеренный ток поступает на зеркало тока №1, построенное на транзисторах Q1 и Q2, задавая уставку тока, чем больше будет этот ток, тем больше будет напряжение на резисторе R9, а значит будет течь больше тока через зеркало тока №3, тем самым времязадающий конденсатор зарядится быстрее и время импульса будет меньше.

Важно, чтобы быстродействие контура симметрирования напряжений на конденсаторном делителе было выше, чем у контура симметрирования по

току, в противном случае напряжение на делительных конденсаторах будет только увеличиваться.

Основная схема управления содержит генератор, построенный на токовом зеркале №3 (Q5 и Q6), логических элементах U1, U2, HS1 и задающей RC (R12 и C12) цепочке, формирует пилообразное напряжение, а также выдает тактовые импульсы (рисунок 3.24 диаграммы а, б). Управление в приводимой модели осуществляется по напряжению, пилообразное напряжение с генератора сравнивается с сигналом рассогласования в компараторе ШИМ (рисунок 3.24 диаграмма в), для упрощения понимания, сигнал рассогласования заменен источником постоянного напряжения V4. Триггер на элементах U5 и U6 необходим для исключения многократных переключений за один такт ШИМ, подробнее [101]. Распределитель импульсов построен на логических элементах U8, U9, U10, U11 и попеременно формирует на верхнем и нижнем ключах ШИМ сигнал (рисунок 3.24 диаграмма г).

Расхождение напряжений на конденсаторном делителе является одной из ключевых проблем полумостовых преобразователей. На тщательно настроенном силовом каскаде с дросселем переменного тока удастся достичь довольно низких расхождений напряжения, однако это не всегда гарантирует надежную работу преобразователя, что ограничивает сферу применения таких решений.

Использование авторского схемотехнического решения позволяет получить как симметричные напряжения на конденсаторном делителе, так и симметричные токи перемагничивания сердечника трансформатора. При этом сначала происходит балансировка напряжений на конденсаторах, а затем – симметрирование токов, что является критически важным условием корректной работы преобразователя.

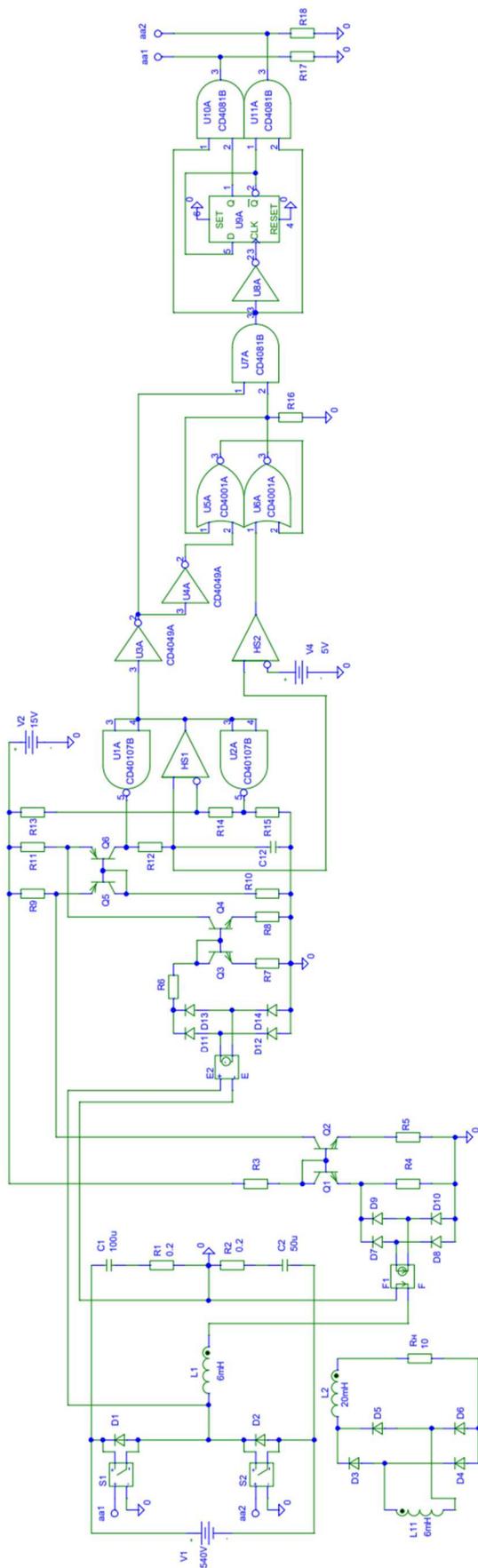


Рисунок 3.23 – Полумостовой преобразователь с дросселем постоянного тока и с симметрированием тока и напряжений

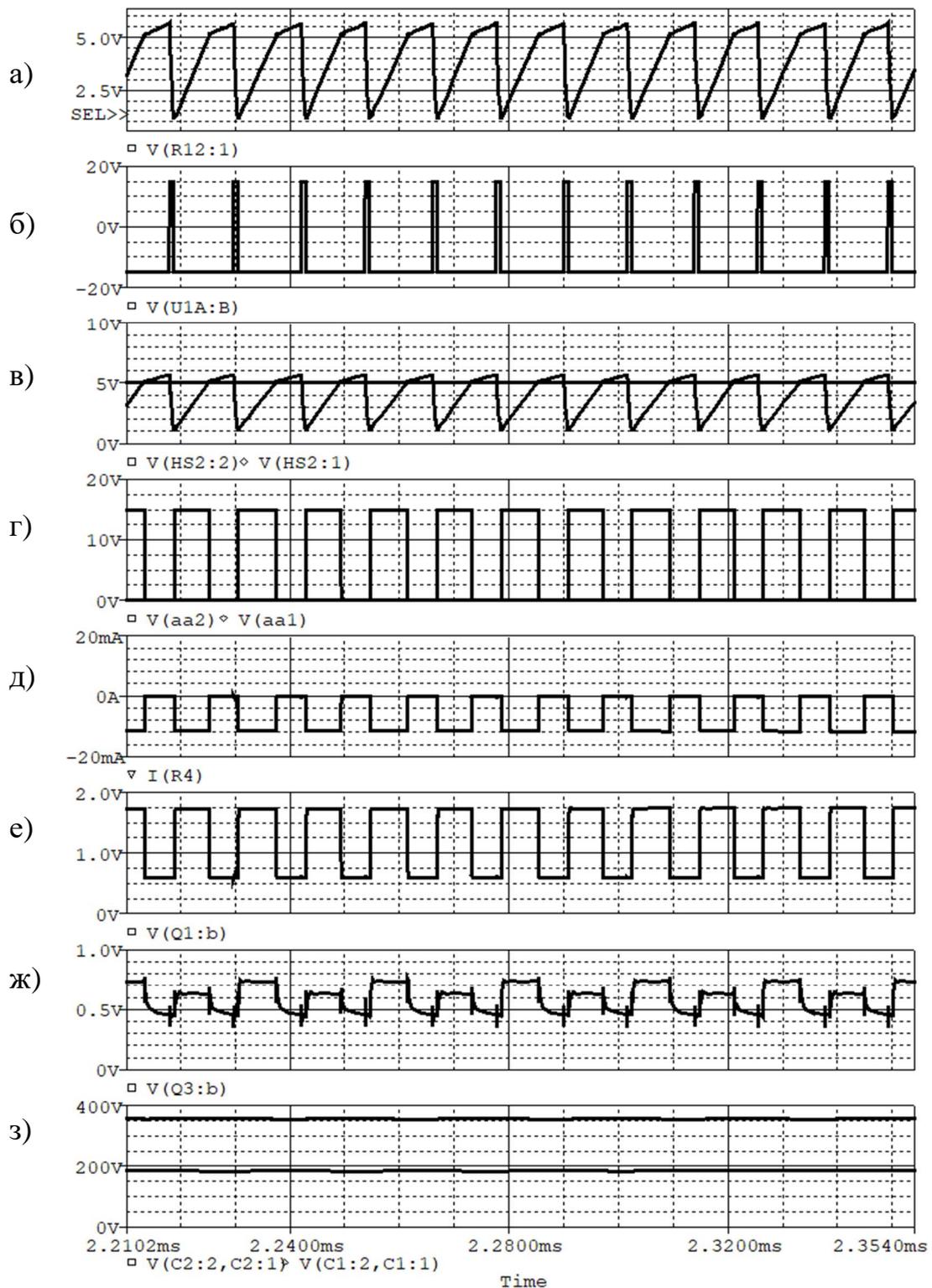


Рисунок 3.24 – Диаграммы работы схемы симметрирования: а) Пила на вре-
 мязадающем конденсаторе; б) Тактовые импульсы с формирователя; в) Вход-
 ной сигнал компаратора ШИМ; г) Импульсы управления ключами; д) Ток че-
 рез R4; е) Напряжение на токовом зеркале №1; ж) Напряжение на токовом
 зеркале №2; з) Напряжения конденсаторного делителя

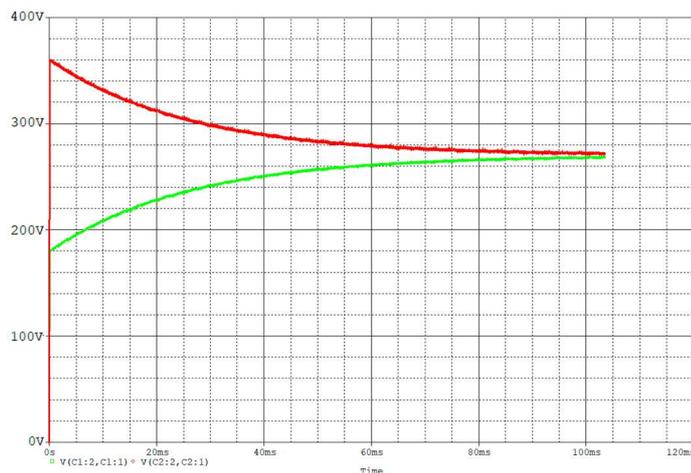


Рисунок 3.25– Напряжения на делительных конденсаторах с примененным симметрированием

3.8 Интегрирование тока

Одной из проблем проектирования высокочастотных ППН постоянного повышенного напряжения является возможность возникновения неконтролируемого роста тока через СТК при коротком замыкании в нагрузке, даже при наличии узла ограничения тока [102, 103]. Этот эффект проявляется в любых структурах силовых каскадов с дросселем постоянного тока во вторичной цепи и может возникать как при коротком замыкании нагрузки, так и при пуске преобразователя, если емкость конденсатора выходного сглаживающего фильтра достаточно большая. Возможность появления такого режима обусловлена наличием неизбежных задержек на отключение СТК (как в блоке защиты, так и в драйверах).

Режим неконтролируемого нарастания тока возникает вследствие того, что при коротком замыкании в нагрузке на вторичной стороне ППН образуется замкнутый контур с крайне малым остаточным сопротивлением. Поэтому ток в этом контуре очень медленно спадает до прихода следующего тактового импульса. При этом скорость спада тока определяется индуктивностью контура и его остаточным напряжением.

При наличии перегрузки во время импульса встроенная защита по току не сразу отключает силовые транзисторы, из-за наличия задержек в системе управления. В результате этого, в течение времени задержки на отключение, СТК остаются открытыми, и ток через них продолжает нарастать с достаточно высокой скоростью. При этом за время задержки на отключение возрастание тока в дросселе и в СТК может оказаться больше, чем его уменьшение за все время паузы. В результате этого, от периода к периоду токи через дроссель и СТК будут неконтролируемо возрастать, вплоть до выхода устройства из строя. Эта проблема усугубляется еще и тем, что при увеличении тока через дроссель его сердечник может насытиться, что приведет к еще более резкому нарастанию тока через СТК.

Для иллюстрации эффекта «интегрирования тока» при коротком замыкании нагрузки на рисунке 3.26 приводится модель полумостового четырехтранзисторного преобразователя постоянного повышенного напряжения с узлом токовой защиты, разработанная в системе OrCAD PSpice. Трансформаторный датчик тока выполнен на сердечнике К3, а узел токовой защиты, рассчитанный на уровень тока срабатывания 10 А (для примера), выполнен на диодах D3–D6, компараторе U1, триггере U6 и логических элементах U2, U5, U7, распределитель импульсов управления выполнен на триггерах U10, U11, а широтно-импульсный модулятор – на элементах: V3, U3, U4.

На рисунке 3.27 приведены диаграммы нормальной работы схемы на номинальную нагрузку в 1 Ом. На рисунке 3.28 представлены результаты моделирования, иллюстрирующие «эффект интегрирования тока» при коротком замыкании в нагрузке.

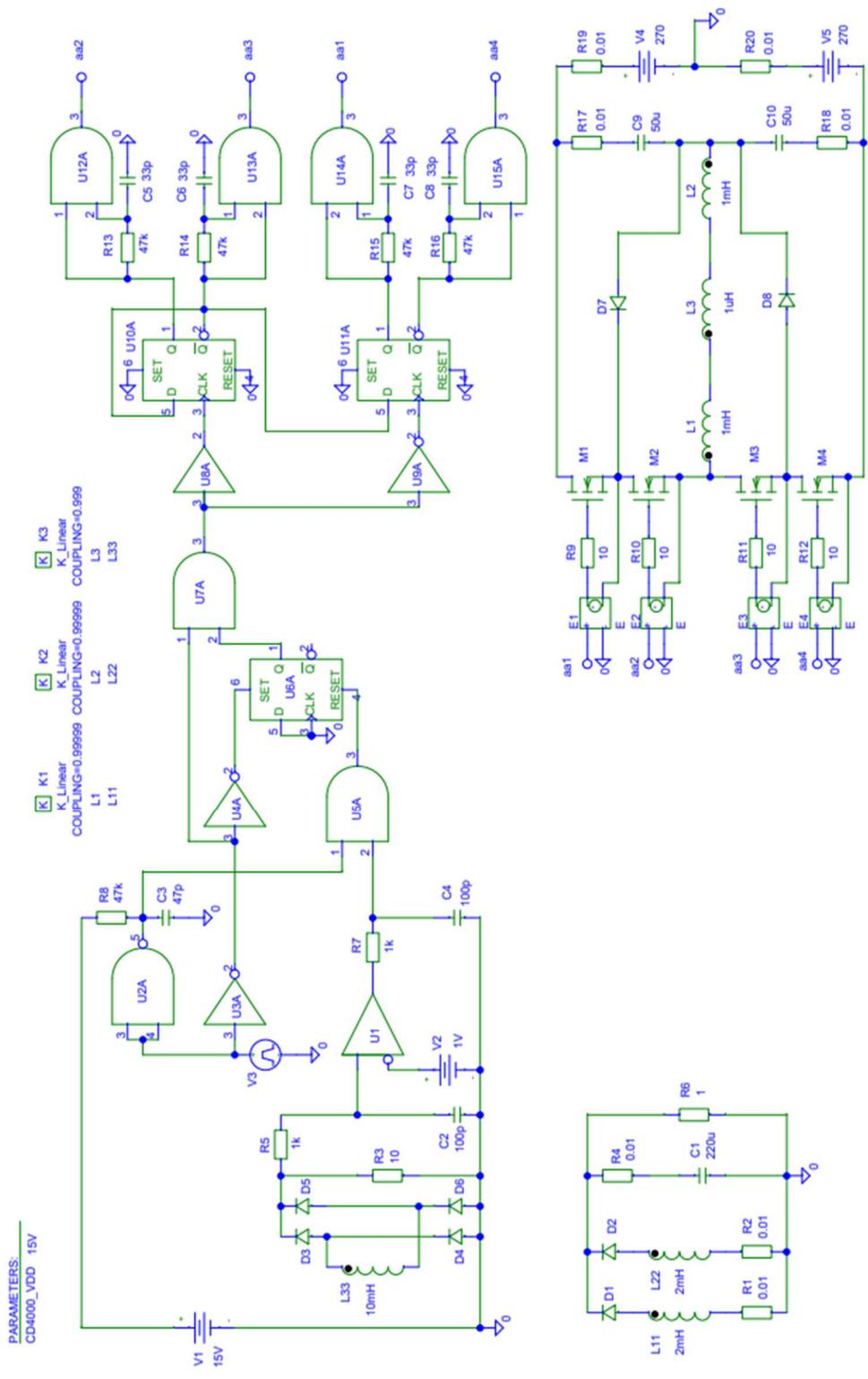


Рисунок 3.26 – Модель полумостового преобразователя без защиты от выхода в аварийный режим работы

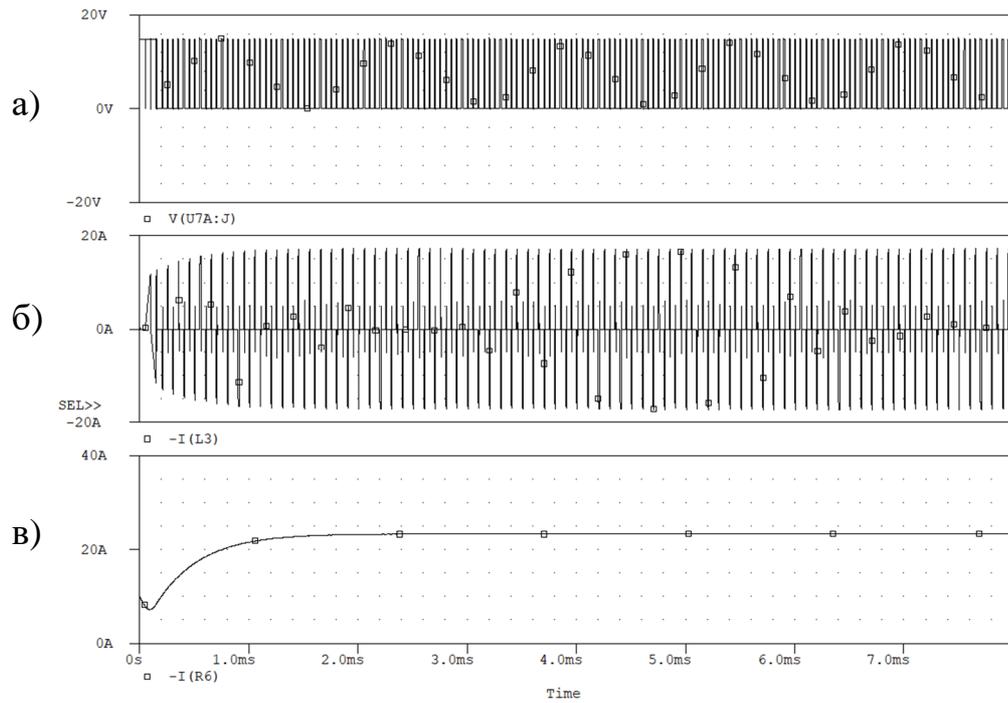


Рисунок 3.27 – Диаграммы нормального режима работы на нагрузку 1 Ом: а) Выходные импульсы ШИМ; б) Ток первичной обмотки трансформатора; в) Ток нагрузки.

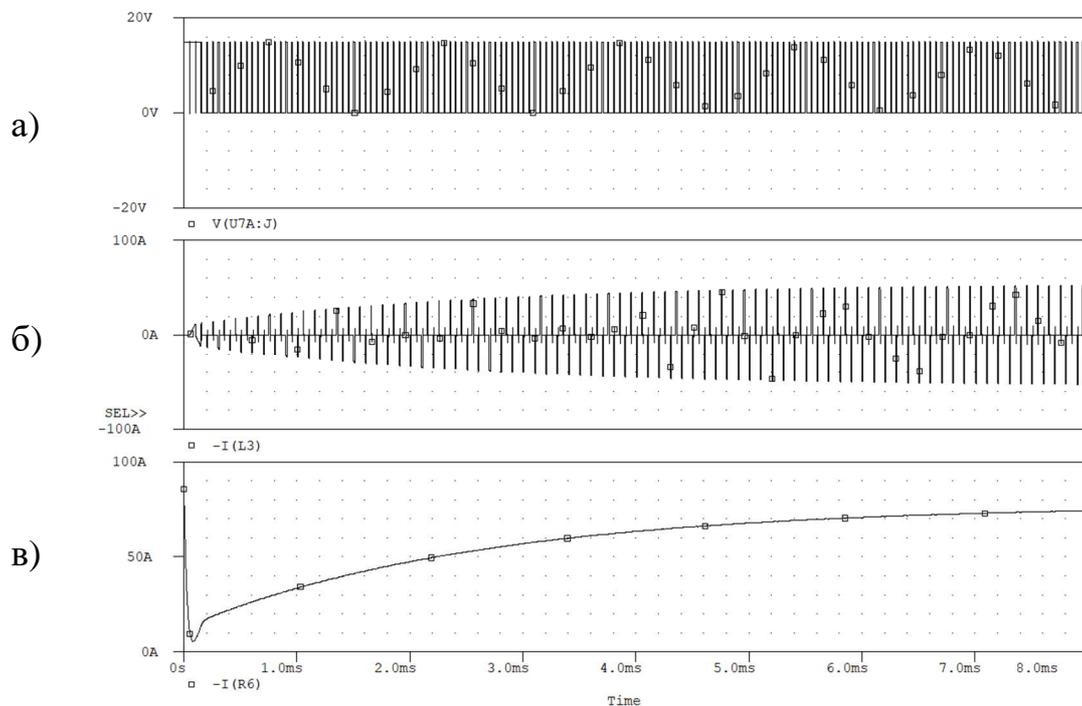


Рисунок 3.28 – Диаграммы аварийного режима работы при коротком замыкании: а) Выходные импульсы ШИМ; б) Ток первичной обмотки трансформатора; в) Ток нагрузки

Для исключения неконтролируемого нарастания тока при коротком замыкании нагрузки система управления должна обеспечивать выполнение следующего неравенства:

$$t_{\text{паузы}} > \frac{E_{\text{п}}}{U_{\text{н.ост.}}} \cdot t_{\text{зад.}} \quad (20)$$

где: $t_{\text{паузы}}$ – необходимое время паузы; $E_{\text{п}}$ – входное напряжение питания; $U_{\text{н.ост.}}$ – остаточное напряжение на нагрузке; $t_{\text{зад.}}$ – суммарное время задержки на отключение СТК (задержка драйвера, схемы управления и т.д.).

При этом следует иметь ввиду, что $t_{\text{паузы}}$ нельзя выбирать слишком большим, поскольку при большой емкости конденсаторов выходного сглаживающего фильтра ППН может не запуститься даже при номинальной нагрузке и перейти в так называемый “икающий режим” [104].

Для решения рассмотренной проблемы неконтролируемого нарастания тока могут быть использованы следующие способы построения узлов токовой защиты.

1) Формирование “токового коридора” на основе триггера Шмитта. В данном варианте при срабатывании защиты СТК отключаются независимо от сигналов ШИМ. При этом ток в нагрузке будет спадать до тех пор, пока не достигнет определенного значения, установленного разработчиком, и только после этого снимается запрет на включение СТК по сигналам ШИМ. К основному недостатку данного метода стоит отнести то, что датчик тока обязательно должен быть в цепи безразрывного тока, чтобы информация о токе не пропала во время паузы. Обычные простые и недорогие трансформаторные датчики тока для такой цели не пригодны, а применение датчиков Холла существенно повышает себестоимость устройства.

2) Управление частотой задающего генератора ШИМ в зависимости от напряжения на нагрузке. Такой принцип работы основан на том, что при номинальном напряжении на нагрузке, частота преобразования также номинальная. При снижении напряжения на нагрузке в случае короткого замыкания,

схема управления должна обеспечить соответствующее уменьшение частоты преобразования. В результате этого во время паузы ток будет успевать снизиться до необходимого уровня – за счет этого режим неконтролируемого нарастания тока будет исключаться. В этом варианте датчик тока может быть установлен в цепи как разрывного, так и безразрывного тока. Однако этот вариант подходит только для ППН, схемы управления которых расположены на вторичной стороне преобразователя. Для схем управления, установленных на первичной стороне ППН, такой способ защиты не целесообразен, поскольку необходимо передавать информацию о выходном напряжении на первичную сторону, осуществляя гальваническую развязку, которая будет вносить дополнительную задержку при регулировании.

3) Управление длительностью паузы в зависимости от напряжения на нагрузке при срабатывании защиты по току. В этом случае контур защиты по току строится на компараторе, триггере и таймере, время выдержки которого управляется уровнем напряжения на нагрузке. При превышении током заданного значения, компаратор срабатывает и переключает триггер, который блокирует прохождение импульсов управления от ШИМ к СТК. В исходное состояние триггер возвращается по окончании счета таймера. Чем меньше будет напряжение на нагрузке, тем больше будет время счета таймера, и ток будет успевать снизиться до необходимого уровня. При таком способе отсутствует воздействие на частоту задающего генератора ШИМ. Во всем остальном данный способ подобен предыдущему.

4) Двухуровневая защита по току позволяет использовать датчик тока как в цепи с разрывными токами, так и безразрывными. При этом схема управления и защиты может находиться как на первичной стороне ППН, так и на вторичной, что позволяет существенно упростить схемотехнику, и, как следствие, расширить область ее применения.

3.9 Двухуровневая защита по току

На рисунке 3.29 представлена компьютерная модель разработанной автором схемы полумостового преобразователя, работающей в режиме фазовой ШИМ и имеющей двухуровневую защиту от аварийных и переходных перегрузок по току, выполненную на компараторе HS2, триггере U6A и логическом элементе U7.

Двухуровневая защита по току предусматривает добавление в схему управления отдельную дополнительную линию защиты по току с большим уровнем срабатывания, чем у основной схемы защиты (в данном случае на 20%). Выбор уровня срабатывания обуславливается максимально допустимым током СТК, с учетом времени запаздывания между срабатыванием токовой защиты и отключением СТК.

При возникновении на выходе ППН короткого замыкания и достижении током порогового напряжения срабатывания компаратора HS2, триггер U6 сбрасывается (рисунок 3.31, диаграмма б) и на его выходе появляется логический 0, который блокирует подачу управляющих импульсов на силовые ключи. Время паузы устанавливается параметрами времязадающей цепочки на резисторе R11 и конденсаторе С6. Как только конденсатор С6 зарядится до порогового значения, триггер U6 переключится, и на его выходе появится логическая 1 – разрешающий сигнал для импульсов управления, поступающих от ШИМ. Процесс будет повторяться до тех пор, пока не исчезнет короткое замыкание в нагрузке. Время паузы необходимо задавать, исходя из формулы (20).

На рисунке 3.30 приведена диаграмма работы преобразователя на номинальную нагрузку. На рисунке 3.31 приводятся диаграммы, поясняющие работу двухуровневой токовой защиты.

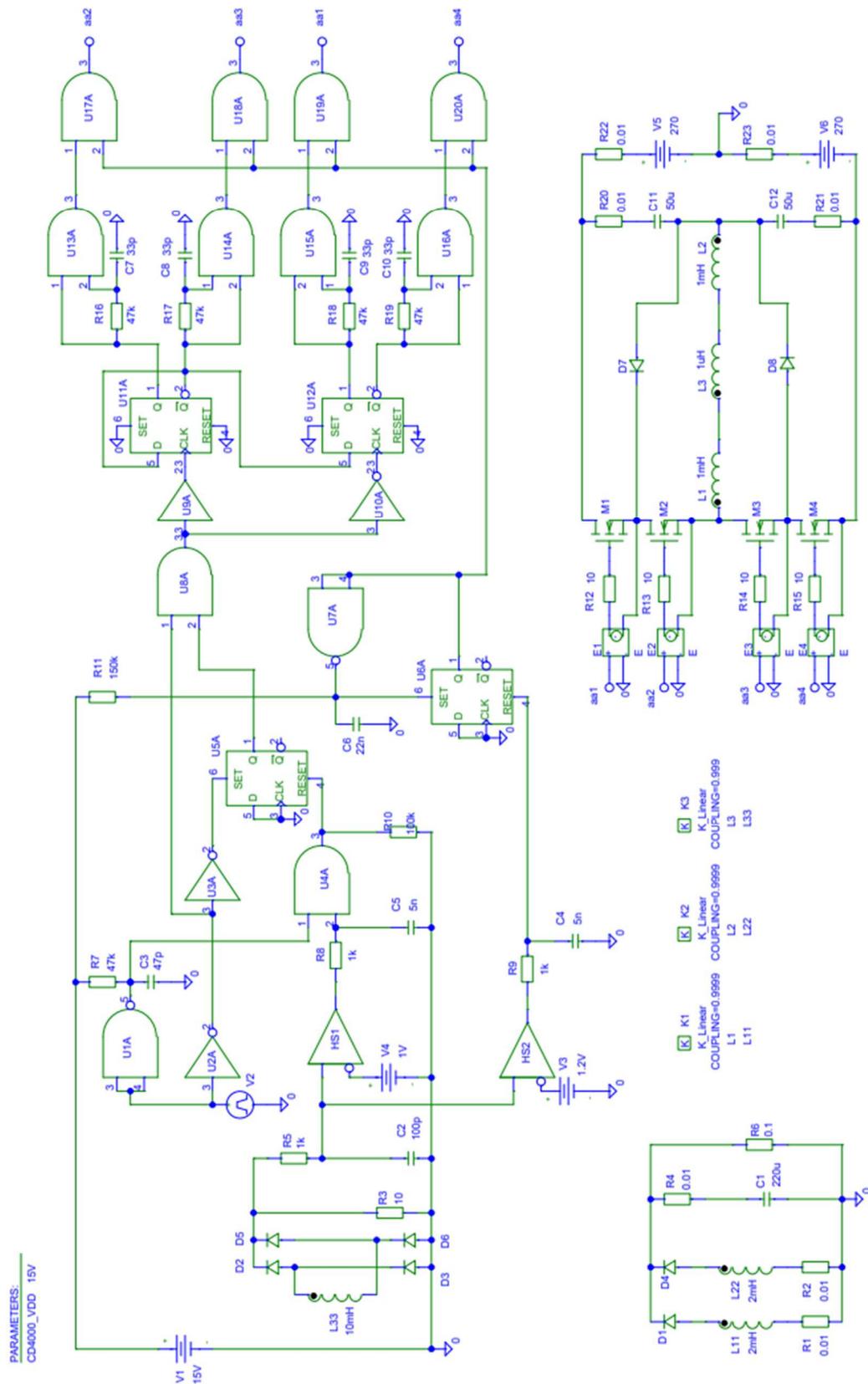


Рисунок 3.29 – Компьютерная модель схемы двухуровневой защиты по току

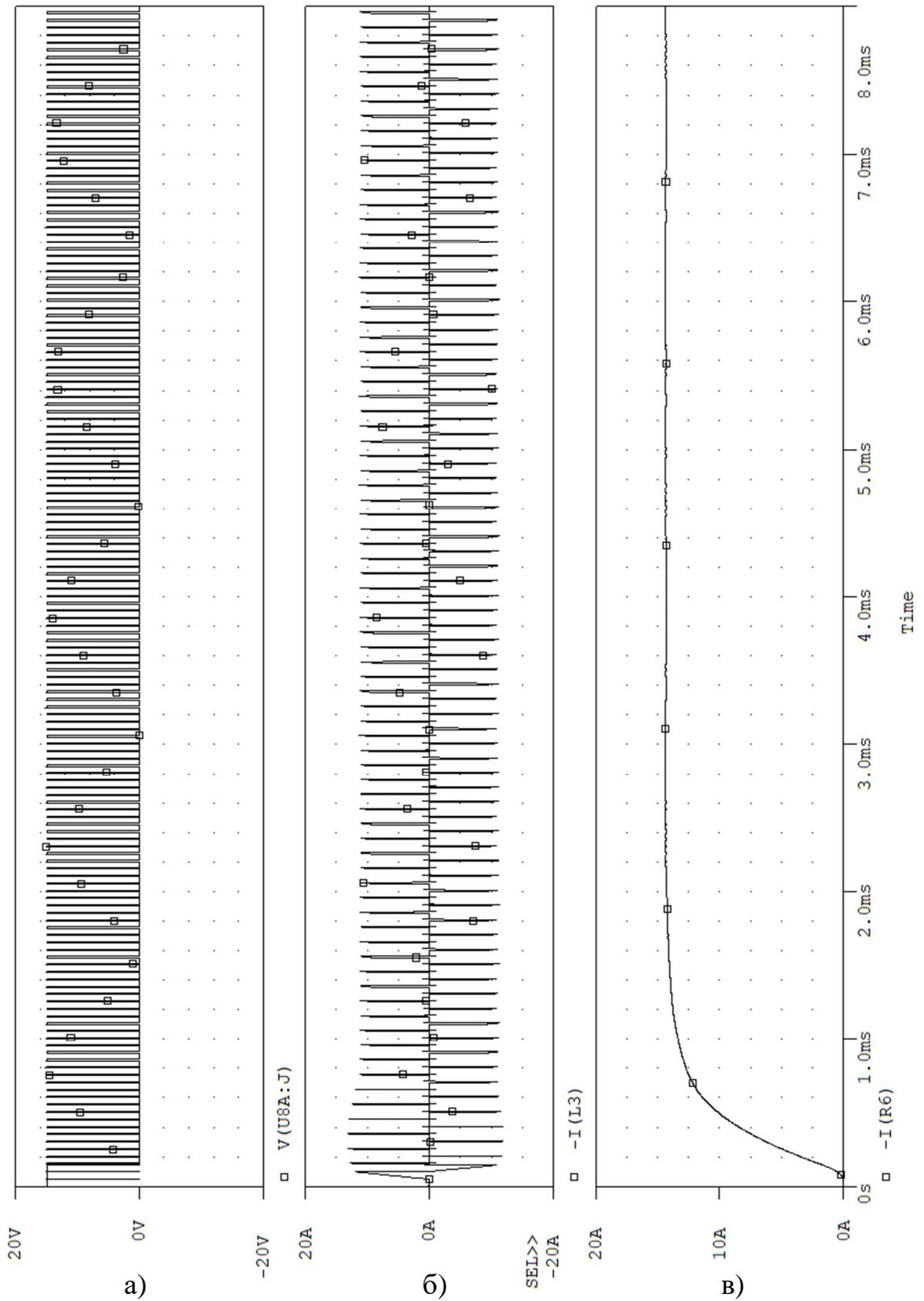


Рисунок 3.30 – Диаграммы нормального режима работы ППН с двухуровневой защитой по току: а) Выходные импульсы ШИМ; б) Ток первичной обмотки трансформатора; в) Ток нагрузки.

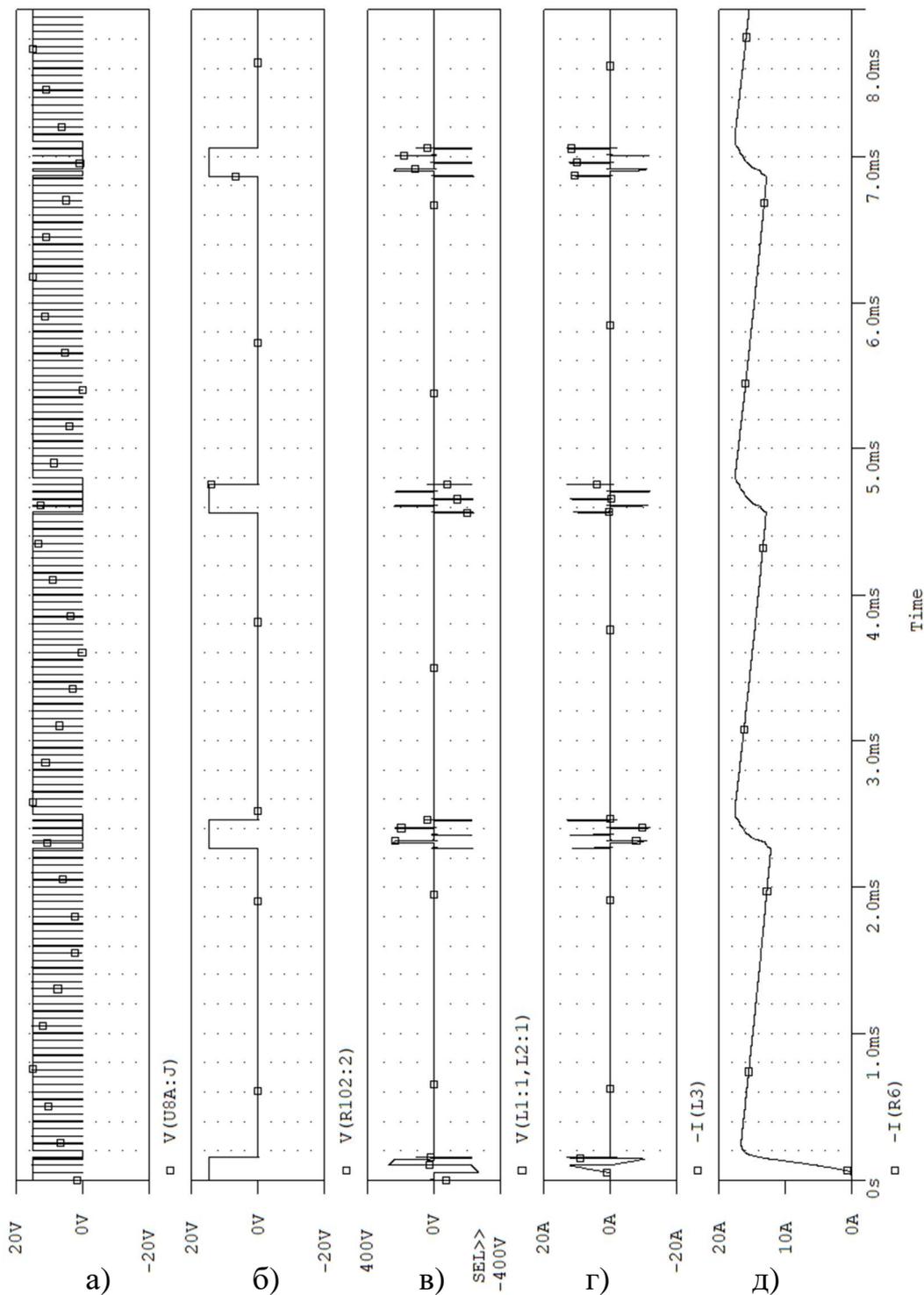


Рисунок 3.31 – Диаграммы работы узла токовой защиты, обеспечивающей исключение неконтролируемого нарастания тока в аварийных и переходных режимах: а) Импульсы управления ШИМ контроллера; б) Разрешающий сигнал триггера узла токовой защиты; в) Напряжение на первичной обмотке силового трансформатора; г) Ток первичной обмотки силового трансформатора; д) Ток нагрузки

ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕЙ ГЛАВЕ

1. Рассмотрена проблема тактовой неустойчивости при КЗ больше 0,5 в режиме безразрывных токов.
2. Предложен оригинальный метод исключения тактовой неустойчивости, за счет введения в каналы обратной связи корректирующего пилообразного напряжения.
3. Выведены аналитические соотношения, позволяющие рассчитать необходимую амплитуду корректирующего пилообразного напряжения.
4. Приведены новые способы получения пилообразного корректирующего напряжения используя только выход ШИМ контроллера.
5. Разработаны новые схемотехнические решения проблемы симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора, а также симметрирования напряжения на силовых делительных конденсаторах.
6. Проанализированы методы исключения режима неконтролируемого нарастания тока, а также выделены их основные достоинства и недостатки.

ГЛАВА 4 ДРАЙВЕРЫ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ БЕЗ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ПОДПИТКИ ВТОРИЧНОЙ СТОРОНЫ

Драйверы могут строиться с различными типами гальванической развязки между его первичной и вторичной сторонами. При сравнении различных видов гальванической развязки, трансформаторная гальваническая развязка (ТГР) остается наиболее востребованной, поскольку имеет: высокую надежность; широкий температурный диапазон работы; высокий уровень напряжения потенциальной развязки; возможность работы по общему информационно-энергетическому каналу связи, без подпитки вторичной стороны; радиационная стойкость. Однако из-за низкой технологичности изготовления моточных элементов и сложности их миниатюризации, а также относительно высокой сложности схемы драйвера из-за работы ТГР только на переменном напряжении, драйверы с ТГР редко встречаются в преобразователях широкого потребления, в которых на первый план выходит стоимость, а не надежность [105, 106].

4.1 Основные проблемы проектирования драйверов с ТГР

Основными проблемами проектирования драйвера любого типа с любым видом гальванической развязки является наличие неизбежных паразитных параметров и эффекта du/dt , оказывающих существенное негативное влияние на процессы переключения самого драйвера и СТК [107 - 109].

Одним из основных паразитных параметров драйверов любого типа является проходная ёмкость (ёмкость между входом и выходом узла гальванической развязки). Наличие этой ёмкости из-за эффекта du/dt при переключении СТК приводит к протеканию больших паразитных импульсных токов через нее. А это, в свою очередь может вызвать многократные ложные

переключения драйвера и СТК, как при его включении, так и при его отключении. Что может привести к возникновению аварийных режимов, приводящих к выходу из строя как СТК, так и всего устройства преобразования или регулирования электроэнергии в целом.

Одной из ключевых сложностей при разработке драйверов для силовых транзисторов является риск ложного включения из-за высокого значения du/dt , возникающего как при одиночной коммутации, так и в составе многоуровневых схем. Этот эффект связан с паразитной емкостью «затвор-сток» (емкостью Миллера), присутствующей в структуре транзистора. В мостовых и полумостовых конфигурациях подобное явление способно провоцировать опасные сквозные токи, а также возбуждать высокочастотные автоколебания, что может стать причиной повреждения прибора. Чтобы предотвратить такой сценарий, драйвер должен обладать минимальным выходным сопротивлением в закрытом состоянии транзистора.

Особую сложность при создании драйверов с трансформаторной развязкой представляет компенсация влияния индуктивности рассеяния обмоток. Данный параметр способствует появлению ВЧ-колебаний на затворе, увеличивающих динамические потери и создающих опасные выбросы напряжения, которые могут привести к отказу компонента.

4.2 Драйвер с активным шунтированием затвора СТК

Авторская схема драйвера, обеспечивающая активную шунтировку затвора СТК в отключенном состоянии, приведена на рисунке 4.1. Данная схема драйвера предназначена для работы в режиме фазовой ШИМ.

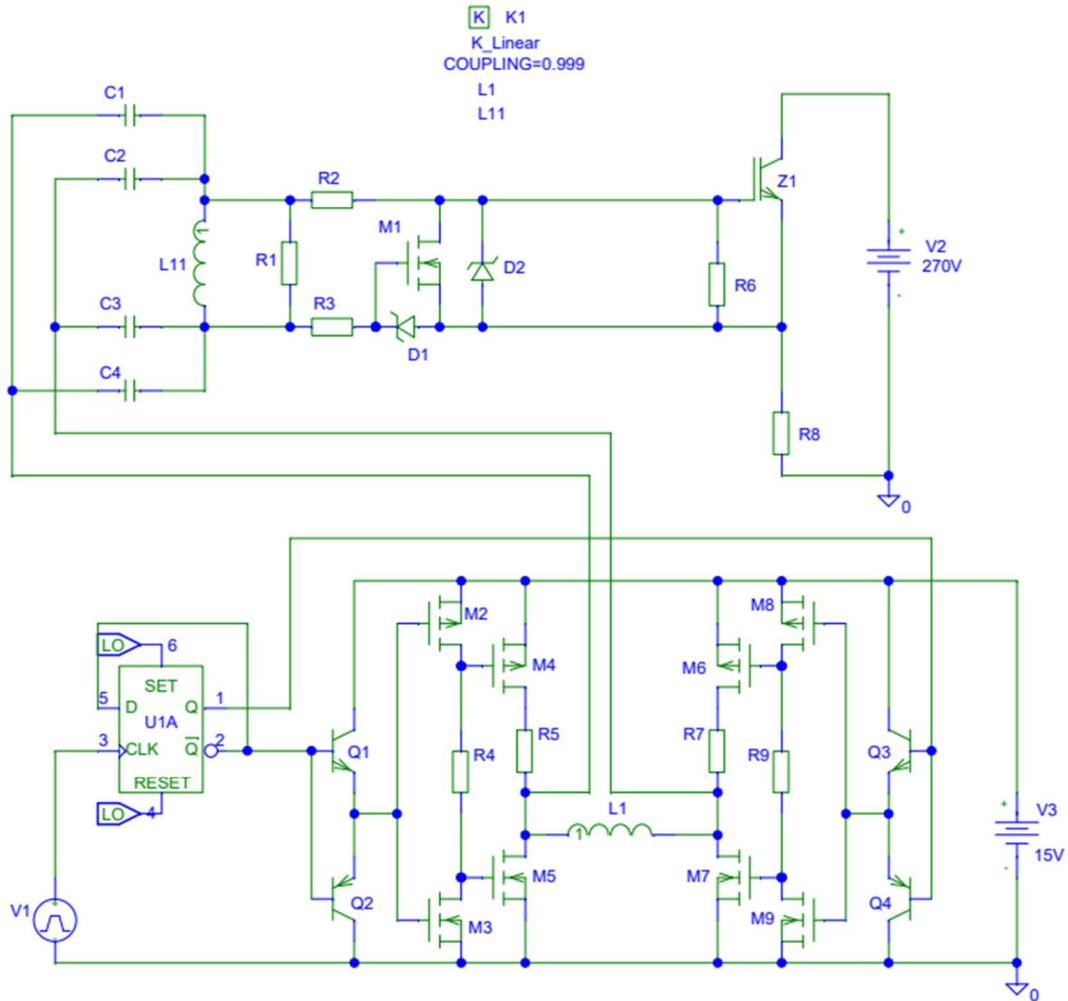


Рисунок 4.1 – Модель драйвера с активным шунтированием

Первичная сторона драйвера, формирующая переменное напряжение на первичной обмотке ТГР, выполнена на комплементарных МДП транзисторах М2-М9, комплементарных биполярных транзисторах Q1-Q4 и триггере U1A.

Вторичная (принимающая) сторона драйвера выполнена на транзисторе М1 и стабилитронах D1 и D2.

Для защиты СТК от ложных включений, обусловленных эффектом du/dt , между затвором и истоком устанавливается шунтирующий резистор (R6). Шунтирующий резистор необходимо устанавливать максимально близко к транзистору, поскольку дорожки и провода, ведущие от резистора к ключу,

имеют собственную паразитную индуктивность, что снижает эффективность шунтирующего резистора.

При высоких значениях du/dt , токи через паразитную емкость Миллера могут оказаться слишком большими и потребуются либо снижать сопротивление шунтирующего резистора пассивного запирающего, что приведет к увеличению потерь, либо применять активное шунтирование затвора СТК с помощью дополнительного транзистора (M1), который во время паузы замыкает затвор и исток накоротко. Сопротивление открытого канала МДП транзистора существенно меньше сопротивления шунтирующего резистора, благодаря чему входная емкость быстро разряжается, обеспечивая быстрое запирающее СТК, тем самым снижая динамические потери на выключение транзистора. За счет использования активного шунтирования, повышается устойчивость драйвера к эффекту du/dt , поскольку ток, протекающий через емкость Миллера во время переключения, будет создавать существенно меньшее падение напряжения на шунтирующем ключе, нежели чем на шунтирующем резисторе [110, 111].

Для моделирования паразитных параметров трансформатора, вводятся межобмоточные емкости (C1-C4), а также устанавливается не единичный коэффициент связи между обмотками (COUPLING = 0,999), моделирующий индуктивность рассеяния.

Для предотвращения несимметричного режима перемагничивания сердечника ТГР из-за неизбежного технологического разброса параметров элементов, в схему введены симметрирующие резисторы R5 и R7.

Индуктивность рассеяния обмоток ТГР и затворная емкость СТК образуют колебательный контур, из-за чего, при включении СТК, на его затворе возникают импульсные перенапряжения, которые могут вывести СТК из строя. Для ограничения этих перенапряжений в цепи затвора устанавливается стабилитрон (D2), с той же целью устанавливается стабилитрон (D1), защищающий транзистор активным шунтированием. Демпфирующие резисторы R2 и R3 предназначены для предотвращения опасных паразитных колебаний напряжения на затворе СТК, которые провоцируются неизбежной

индуктивностью рассеяния обмоток ТГР. Однако, наличие этих резисторов приводит к уменьшению импульсных токов перезаряда входной емкости СТК и, как следствие, к нежелательному увеличению времени задержки на включение и отключение СТК, а также к возрастанию времени его переключения. Ниже приводятся авторские схемы драйверов с ТГР, свободные от этого недостатка, что достигается применением специального импульсного быстродействующего усилителя мощности с большим входным и малым выходным сопротивлением.

Временные диаграммы процессов, подтверждающие работоспособность схемы представлены на рисунке 4.2.

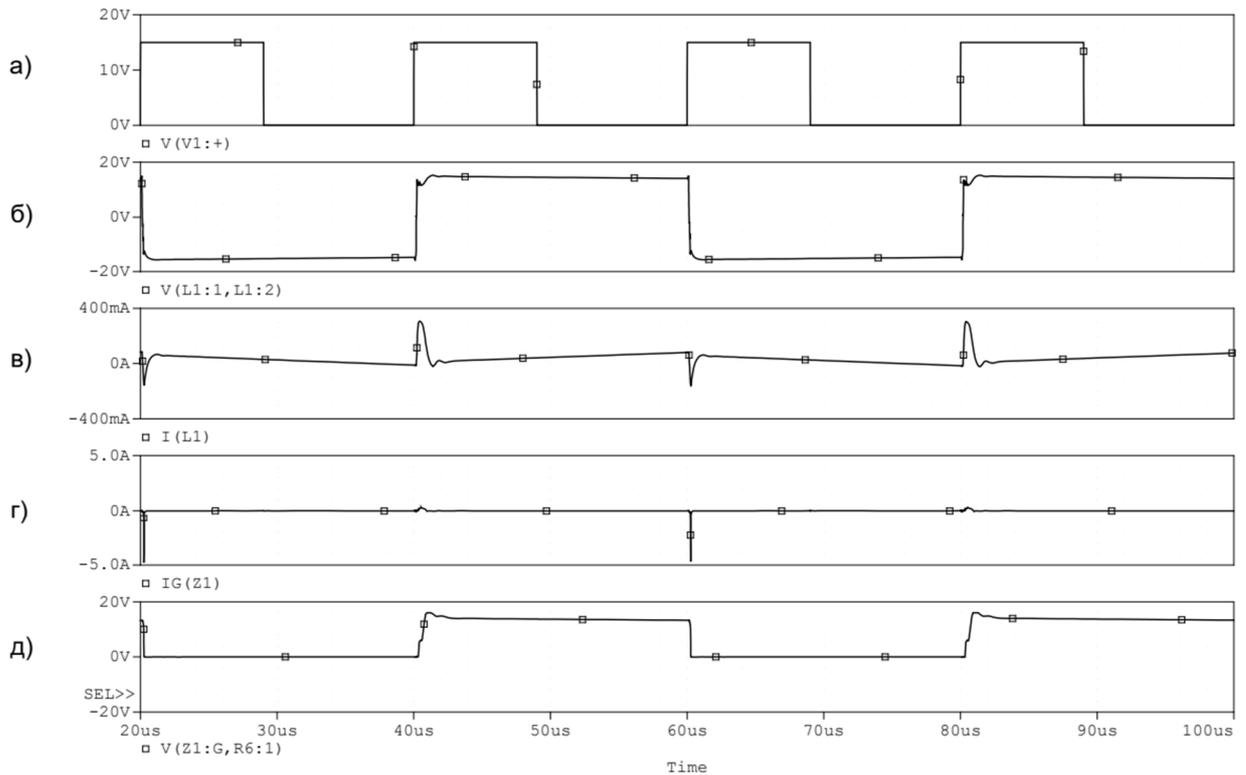


Рисунок 4.2 – Временные диаграммы работы драйвера с активной шунтировкой: а) сигналы управления; б) ток первичной обмотки; в) напряжение первичной обмотки; г) ток через шунтирующий транзистор; д) Форма сигнала на затворе СТК.

4.3 Драйвер с большими импульсными токами управления затвора СТК

Авторская схема драйвера, обеспечивающая быстрое включение СТК, а также активное шунтирование затвора, приведена на рисунке 4.3. Первичная сторона драйвера, формирующая переменное напряжение на первичной обмотке ТГР, выполнена и работает аналогично схеме на рисунке 4.1.

Вторичная (принимающая) сторона драйвера выполнена на комплементарных биполярных транзисторах Q3-Q7, комплементарных МДП транзисторах M5, M6, M9, M10, выпрямительных диодах D1, D3 и накопительном конденсаторе C5.

Особенностью схемы является то, что вторичная сторона драйвера питается не от внешнего гальванически развязанного блока вспомогательных напряжений (БВН), а от накопительного конденсатора (C5). Что позволяет улучшить массогабаритные параметры драйвера и упростить его схемотехнику, а как следствие, и надежность. При этом, в номинальном режиме накопительный конденсатор получает электроэнергию от вторичной обмотки ТГР через мостовой выпрямитель на диодах D1, D3 и стабилитронах D2, D4, а также подзаряжается от паразитных межобмоточных емкостей ТГР (C1-C4). Таким образом, в предлагаемой схеме ТГР одновременно выполняет роль и информационного и энергетического канала связи между первичной и вторичной сторонами драйвера.

Стабилитроны D2, D4 предназначены для защиты вторичной стороны драйвера от недопустимых перенапряжений, обусловленных наличием неизбежных межобмоточных емкостей ТГР при запирации СТК.

Другой особенностью предлагаемого драйвера является входной каскад вторичной стороны, выполненный на диодах D5-D8 и транзисторах Q3, Q4. Этот каскад имеет высокое входное сопротивление, благодаря резисторам R1 и R2, что позволяет исключить негативное влияние индуктивности рассеяния обмоток ТГР. Кроме того, такой каскад обеспечивает низкую

чувствительность вторичной стороны драйвера к неизбежной синфазной помехе, возникающей из-за du/dt , при переключении СТК из-за протекания паразитных токов через межобмоточные емкости ТГР. В результате этого данный каскад реагирует только на полезный дифференциальный сигнал, поступающий со вторичной обмотки ТГР.

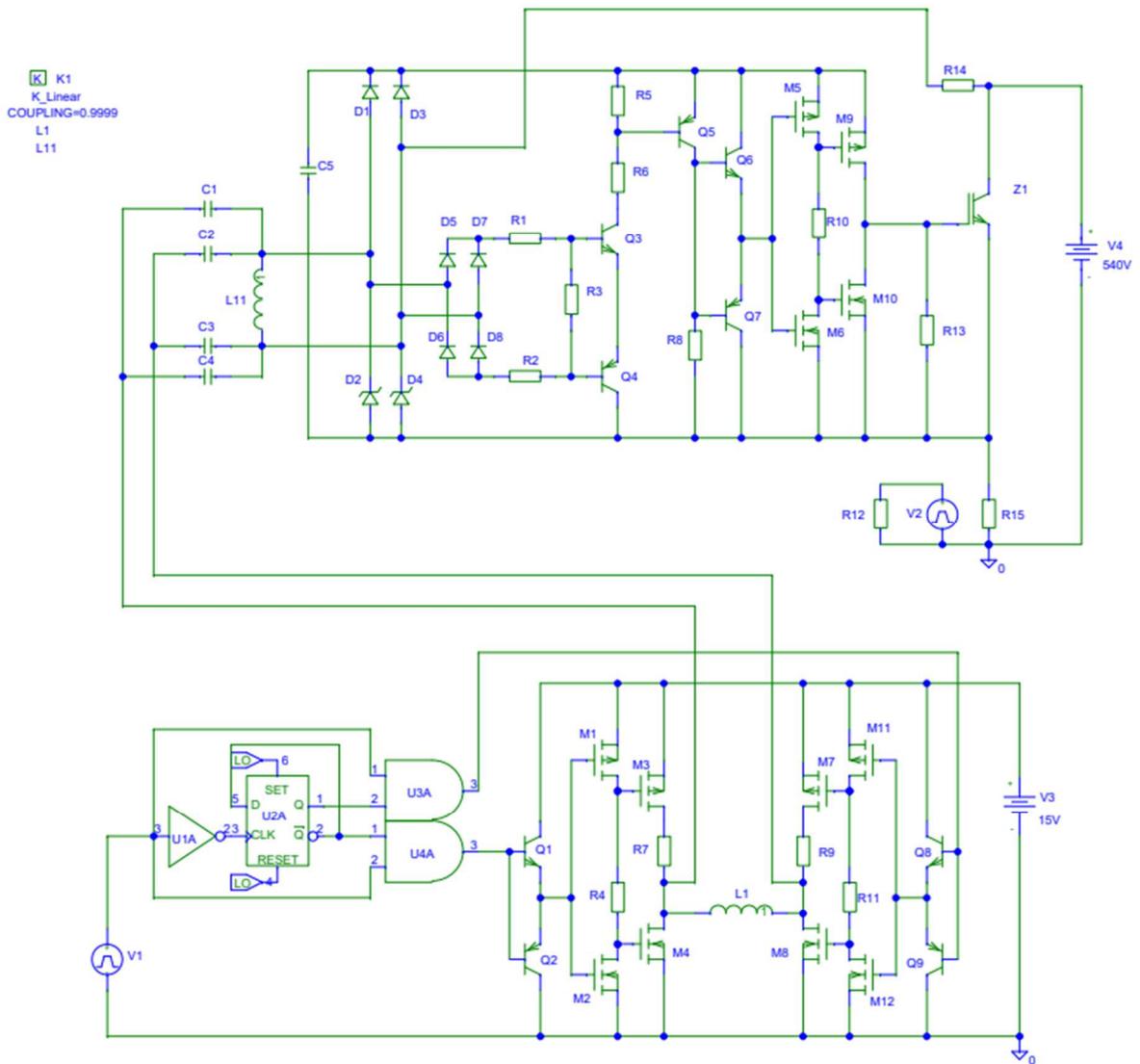


Рисунок 4.3 – Модель драйвера с большими импульсными токами управления затвора СТК

Необходимо отметить, что для начального заряда накопительного конденсатора, до подачи сигналов управления на ТГР, предназначен резистор R14, через который поступает электроэнергия от силового источника питания.

На рисунке 4.4 приведены временные диаграммы работы драйвера, полученные путем имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) в программе OrCAD Pspice. Из диаграмм видно, что даже при наличии паразитной межобмоточных емкостей ТГР и паразитной индуктивности рассеяния его обмоток, эффект du/dt не приводит к ложным срабатываниям драйвера (Рисунок 4.4, диаграмма ж).

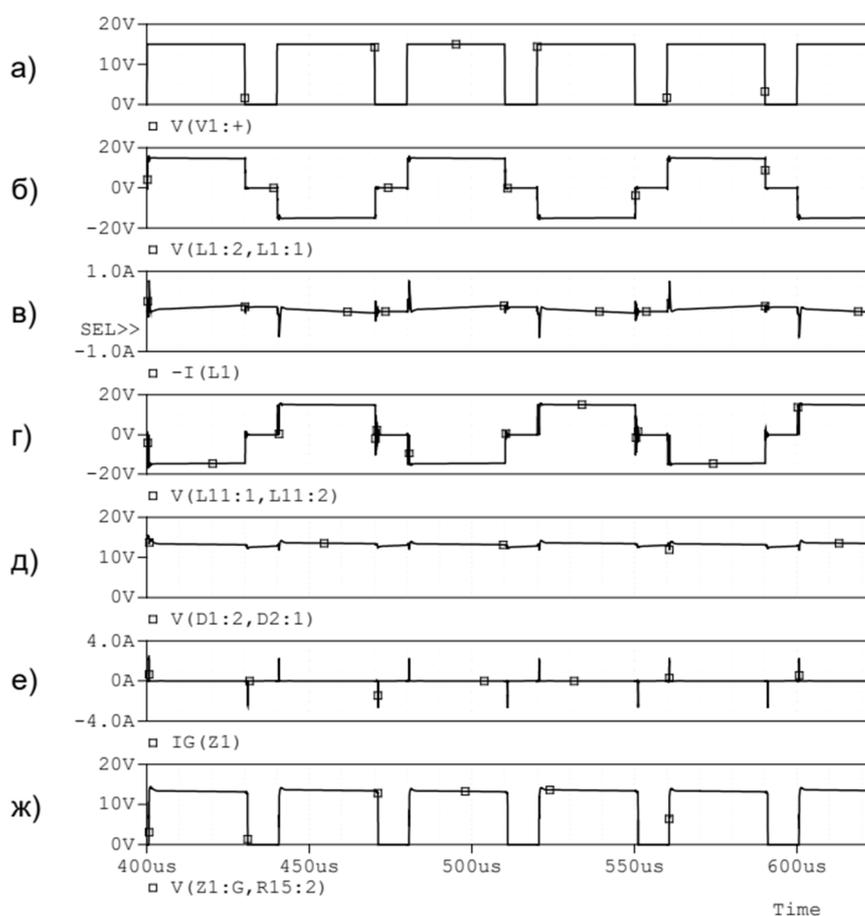


Рисунок 4.4 – Временные диаграммы драйвера с большими импульсными токами управления затвора СТК: а) сигналы управления; б) напряжение первичной обмотки; в) ток первичной обмотки; г) напряжение вторичной обмотки; д) напряжение подпитывающего конденсатора; е) ток затвора; ж) форма сигнала на затворе СТК.

При этом во время паузы накопительный конденсатор практически не разряжается из-за того, что УМ выполнен на МДП транзисторах, затворные цепи которых, практически не потребляют ток (Рисунок 4.4, диаграмма д).

Для моделирования работы драйвера в составе стойки с эффектом du/dt в схему на рисунке 4.3 вводится источник импульсов VPULSE, создающий на ключе импульсы напряжения амплитудой 540 В, с временами нарастания и спада напряжения в 100 нс, при отсутствии импульсов управления на первичной стороне драйвера.

Из диаграммы на рисунке 4.5 видно, что из-за du/dt , на затворе появляется шпилька напряжения, с амплитудой 40 мВ (диаграмма г), что значительно ниже порогового напряжения СТК.

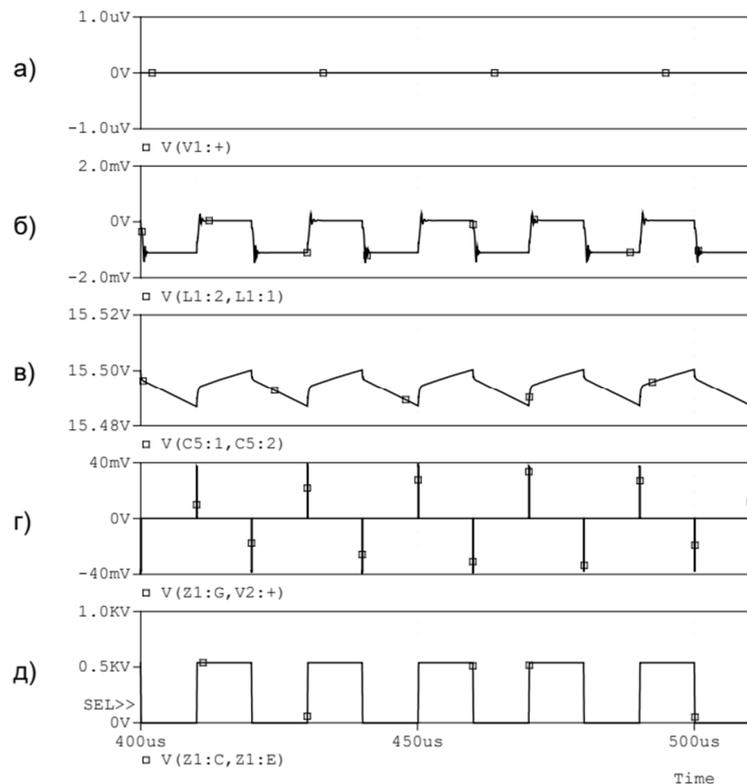


Рисунок 4.5 – Диаграммы работы драйвера с большими импульсными токами управления затвора СТК с эффектом du/dt : а) сигналы управления; б) напряжение первичной обмотки; в) напряжение подпитывающего конденсатора; г) форма сигнала на затворе СТК; д) напряжение сток-исток СТК.

4.4 Драйвер с однополярным питанием вторичной стороны и активным запирающим СТК

При коммутации напряжений в сотни вольт с достаточно маленькими временами фронтов, схемы с активным шунтированием перестают быть эффективными, поскольку скачки напряжения на затворе СТК от du/dt могут достигать порогового напряжения и приводить к ложному отпиранию СТК. Для решения данной проблемы на затвор СТК в отключенном состоянии подают напряжения запирающей полярности. Как правило для этого используют двухполярный гальванически развязанный БВН со средней точкой, питающий вторичную сторону драйвера. Наличие двухполярного БВН усложняет схему драйвера, повышает ее энергопотребление и увеличивает себестоимость.

На рисунке 4.6 приведена авторская схема драйвера, не требующая дополнительного внешнего источника для питания вторичной стороны драйвера и обеспечивающая активное запирающее СТК. Это обеспечивается за счет применения двух усилителей мощности на комплементарных МДП транзисторах М5-М8 и М11-М14, которые подают либо положительное, либо отрицательное напряжение на затвор СТК, в соответствии с сигналом управления.

Первичная сторона драйвера, формирующая переменное напряжение на первичной обмотке ТГР, выполнена аналогично предыдущим драйверам.

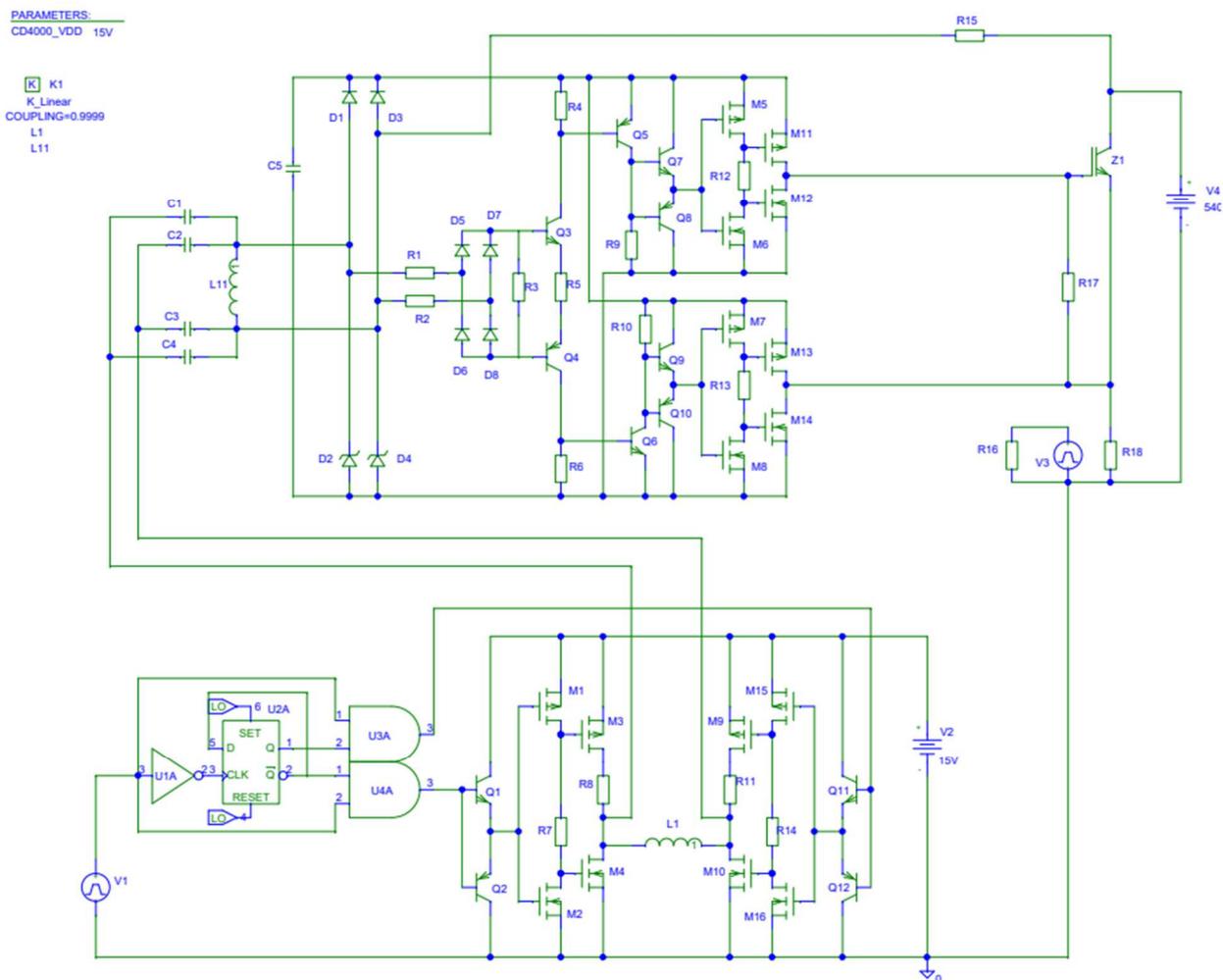


Рисунок 4.6 – Модель драйвера с однополярным питанием вторичной стороны и активным запирающим СТК

На рисунке 4.7 приведены временные диаграммы процессов работы драйвера в номинальном режиме. Как видно из диаграммы д, напряжение на подпитывающем конденсаторе (C5) держится в допустимых пределах (не превышая допустимого напряжения затвора СТК), при этом напряжение на затворе формируется двуполярное, без ложных переключений (диаграмма ж).

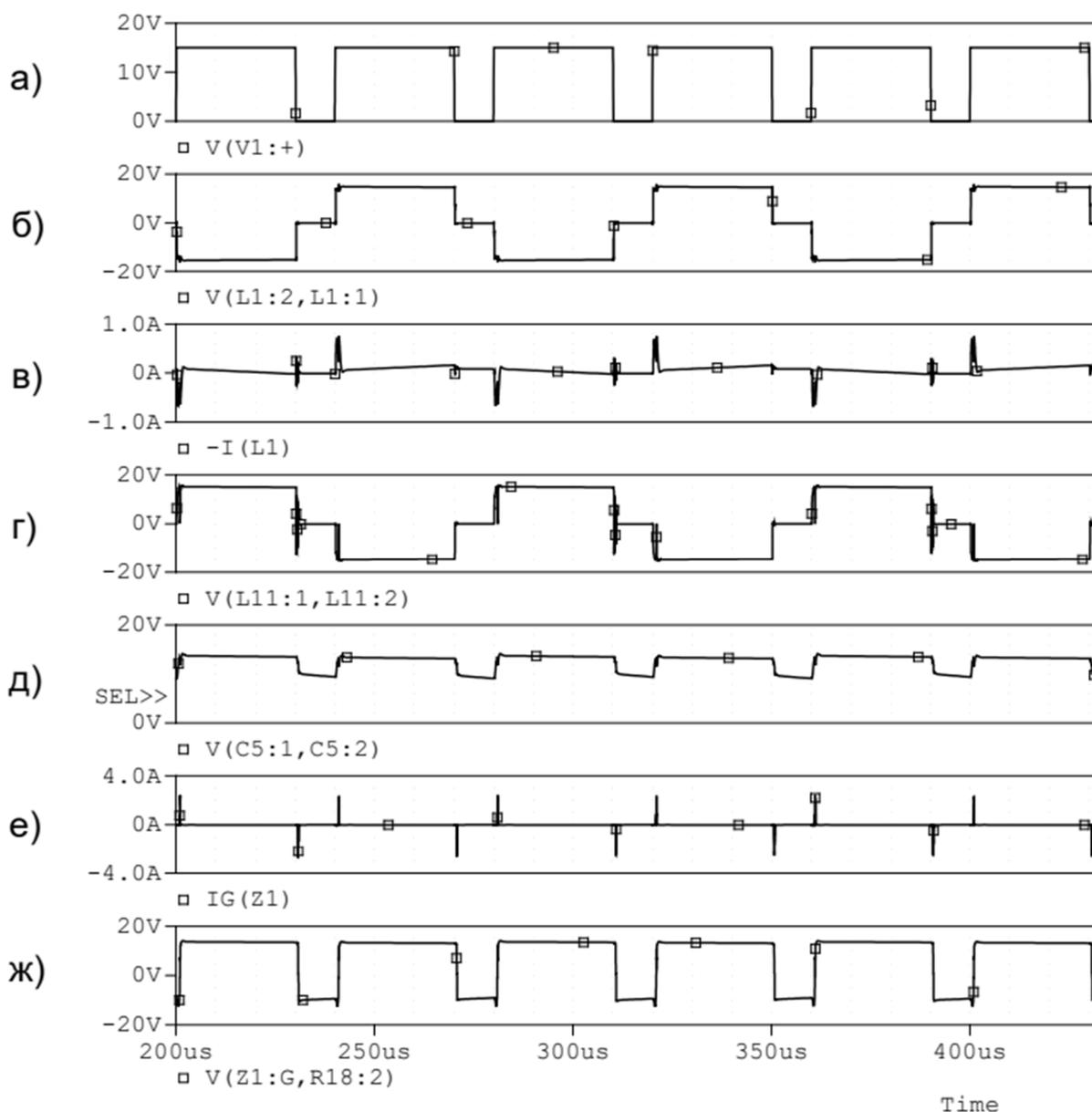


Рисунок 4.7 – Диаграммы работы драйвера с однополярным питанием вторичной стороны и активным запирающим СТК: а) сигналы управления; б) напряжение первичной обмотки; в) ток первичной обмотки; г) напряжение вторичной обмотки; д) напряжение подпитывающего конденсатора; е) ток затвора СТК; ж) форма сигнала на затворе СТК.

Для моделирования эффекта du/dt подключается источник VPULSE (V3 рисунок 4.6), который создает меандр напряжения на СТК, моделируя работу СТК в составе стойки. Амплитуда напряжения VPULSE составляет 540 В, а время нарастания и спада импульсов составляет 100 нс. Моделирование

проводится при отключенных управляющих импульсах. На рисунке 4.8 представлены временные диаграммы процессов, подтверждающие работоспособность драйвера при высоких значениях du/dt . При заданных значениях $du/dt = 50$ кВ/мкс, напряжение на затворе запертого СТК, по диаграмме г, не поднимается выше -10 В.

С помощью ИКМ подтверждена устойчивость предлагаемой схемы драйвера к du/dt не менее 50 кВ/мкс, что соответствует аналогичным параметрам драйверов, выпускаемых зарубежными фирмами.

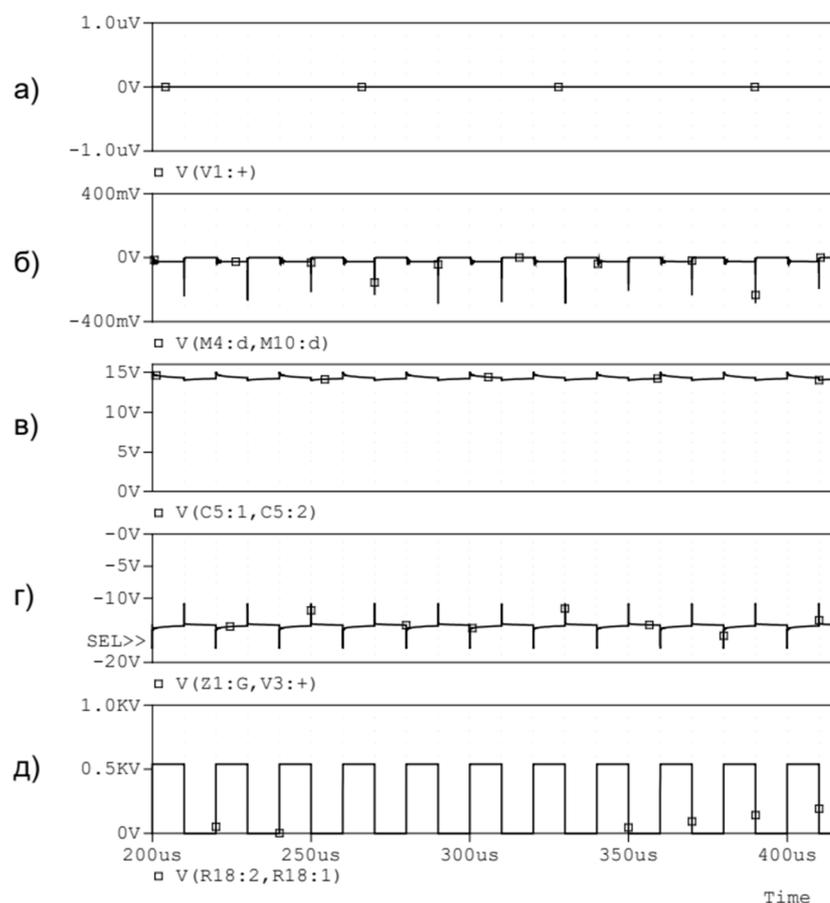


Рисунок 4.8 – Диаграммы работы драйвера с однополярным питанием вторичной стороны и активным запирающим СТК при работе с du/dt : а) сигналы управления; б) напряжение первичной обмотки; в) напряжение подпитывающего конденсатора; г) форма сигнала на затворе СТК; д) напряжение сток-исток СТК.

ВЫВОДЫ ПО ЧЕТВЕРТОЙ ГЛАВЕ

1. Установлено, что необходимо применение дополнительных схемотехнических решений для исключения влияния неизбежных паразитных параметров ТГР.
2. Рассмотрены основные проблемы, возникающие при проектировании драйверов.
3. Исследована возможность применения трансформаторных драйверов с алгоритмом фазовой ШИМ.
4. Разработано три драйвера, для различных сценариев применения, от наиболее простого, до драйвера с активным запирающим.
5. Предложена авторская схема с активным запирающим затвора СТК без подпитки вторичной стороны.
6. Представлены компьютерные модели, выполненные в программе OrCAD PSpice, доказывающие работоспособность предложенных схем драйверов.

ГЛАВА 5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОБРАТНО-ПРЯМОХОДОВОГО ПОЛУМОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На основании результатов теоретических исследований можно составить алгоритм проектирования высокоэффективных ППН.

1. Исходя из мощности преобразователя, а также типа питающей сети, постоянного или переменного тока, определяется необходимость в использовании ККМ. В случае проектирования ППН с питающей сетью постоянного тока, потребность в ККМ отсутствует.

2. Основываясь на выходной мощности преобразователя и питающей сети, выбирается тип силового преобразующего каскада. В ППН с выходной мощностью 3 кВт и постоянным входным напряжением типа ± 270 В рационально использовать обратно-прямоходовой четырехключевой полумостовой преобразовательный каскад (Параграф 1.4).

3. Определив топологию силового каскада ППН, необходимо выбрать наиболее эффективный алгоритм управления. При построении мостовых и полумостовых четырехключевых структур наиболее целесообразно использование алгоритма фазовой ШИМ (Параграф 1.7);

4. Под выбранный алгоритм управления проектируется конкретная реализация. Наиболее универсальным решением является предложенная структура ШИМ контроллера (Глава 2);

5. Для любых ШИМ контроллеров принципиально обеспечение безопасной работы ППН в переходных и аварийных режимах. Для этого требуется проведение расчетов устойчивости по предложенным аналитическим выражениям (Глава 3). На основании проведенных расчетов, а также учитывая возможные режимы работы преобразователя, в ШИМ контроллер добавляются дополнительные узлы, обеспечивающие безопасную работу ППН;

6. Выбор типа драйвера СТК определяется структурой СПК, алгоритмом управления и используемым силовыми ключами. Для преобразователей

средней мощности рационально использовать драйверы с активной шунтировкой затвора СТК (Параграф 4.3);

5.1 Описание экспериментальной установки

С целью верификации теоретических исследований и синтезированных структурных, функциональных и аппаратных решений, а также разработанных принципиальных электрических схем был изготовлен макетный образец обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя. В таблице 5.1 представлены основные электрические параметры, которые использовались при проектировании.

Таблица 5.1 - Значения исходных параметров

№	Наименование параметра	Значение
1	Выходная мощность, Вт	2000
2	Входное напряжение, В	± 270
3	Допустимые отклонения входного напряжения, В	± 40
4	Выходное напряжение, В	24
5	Выходной ток, А	83
6	КПД, не менее	0,94
7	Амплитуда пульсаций выходного напряжения, не более, мВ	100

Макет обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя, выполнен на единой печатной плате, изготовленной из текстолита марки FR4. В качестве силовых ключей полумостового каскада используются 26NM60N фирмы STM, с низким значением паразитных емкостей. Дроссель-трансформаторы были рассчитаны по методике [101], сердечники выполнены из материала Kool Mu [102]. Для достижения высокого

коэффициента связи расчет производился для четырех дроссель-трансформаторов. Внешний вид дроссель трансформатора приведен на рисунке 5.1.

В качестве датчика тока первичной стороны выступает трансформатор тока. Для повышения плотности монтажа, плата управления была изготовлена на отдельной плате (рисунок 5.3).

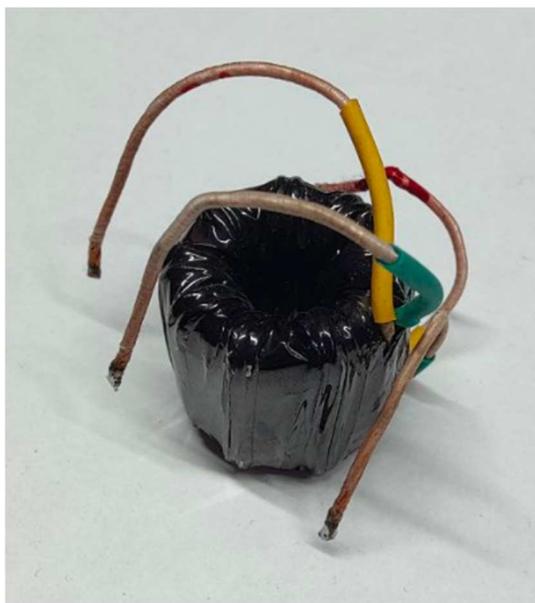


Рисунок 5.1 – Дроссель-трансформатор



Рисунок 5.2 – Плата схемы управления ППН

В программе Altium Designer 2022 производилась разводка проводников печатных плат в режиме ручной трассировки с шагом координатной сетки 0,125 мм. Габариты платы управления составляют 40мм x 35мм, общая толщина платы 1,5мм. Силовая плата выполнена на текстолите 2 мм, с фольгой 105 мкм, что позволяет снизить сопротивление дорожек, и, как следствие повысить эффективность. Во всех платах преимущественно используются SMD компоненты, располагающиеся на одной стороне платы, для уменьшения габаритов и упрощения производства.

Эксперименты выполнялись на лабораторном стенде, развернутом в НИО-310 МАИ. В состав измерительной системы вошли следующие приборы (см. рисунки 5.3, 5.4):

- Токоизмерительные датчики – LEM IT 200-S Ultrastab (1).
- Датчики напряжения – LEM CV 3-1000 (2).
- Источник подпитки – двухканальный Актакор APS-2236 (0–30 В, 0–5 А, 300 Вт) (3).
- Силовой источник питания – два программируемых модуля EA-PSI 9360-80 3U (0–360 В, 0–80 А, 10 кВт), соединенные последовательно (4).
- Регистрирующее устройство – цифровой осциллограф Yokogawa DL850E (5).
- Нагрузочный модуль – активная нагрузка АКПП-1369Т-15000-350 (6).
- Испытуемые образцы – макет драйвера (8) и ППН в сборе (9).

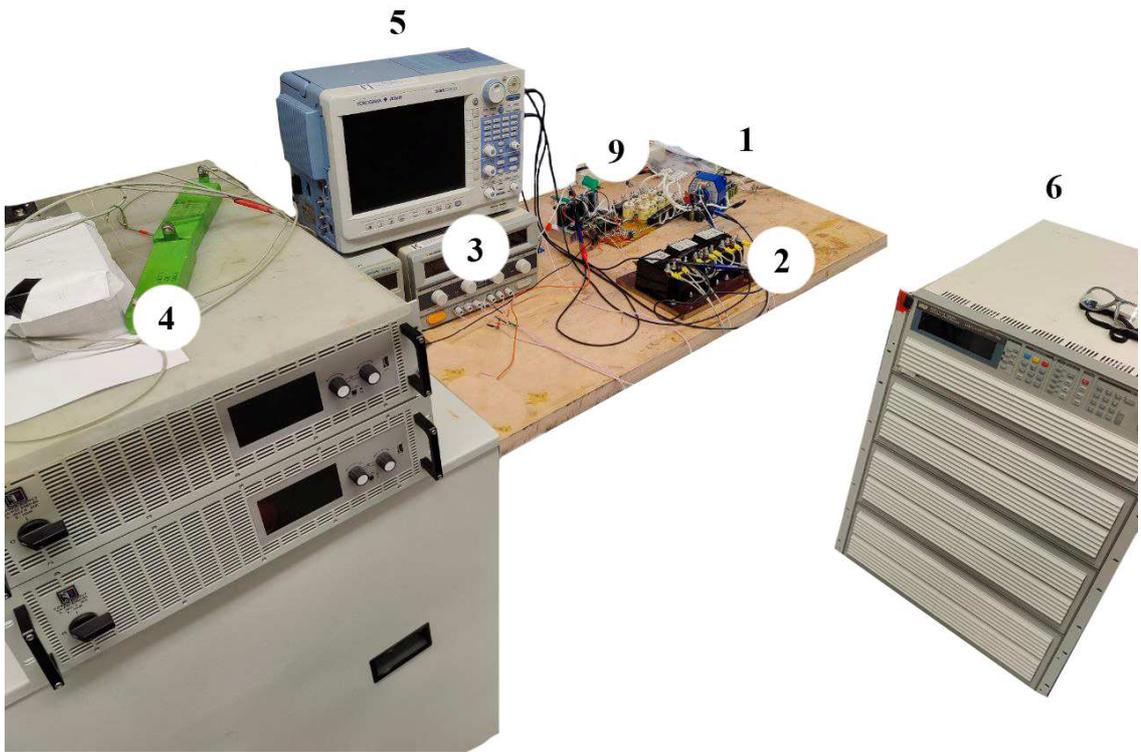


Рисунок 5.3 – Фотография испытательного стенда

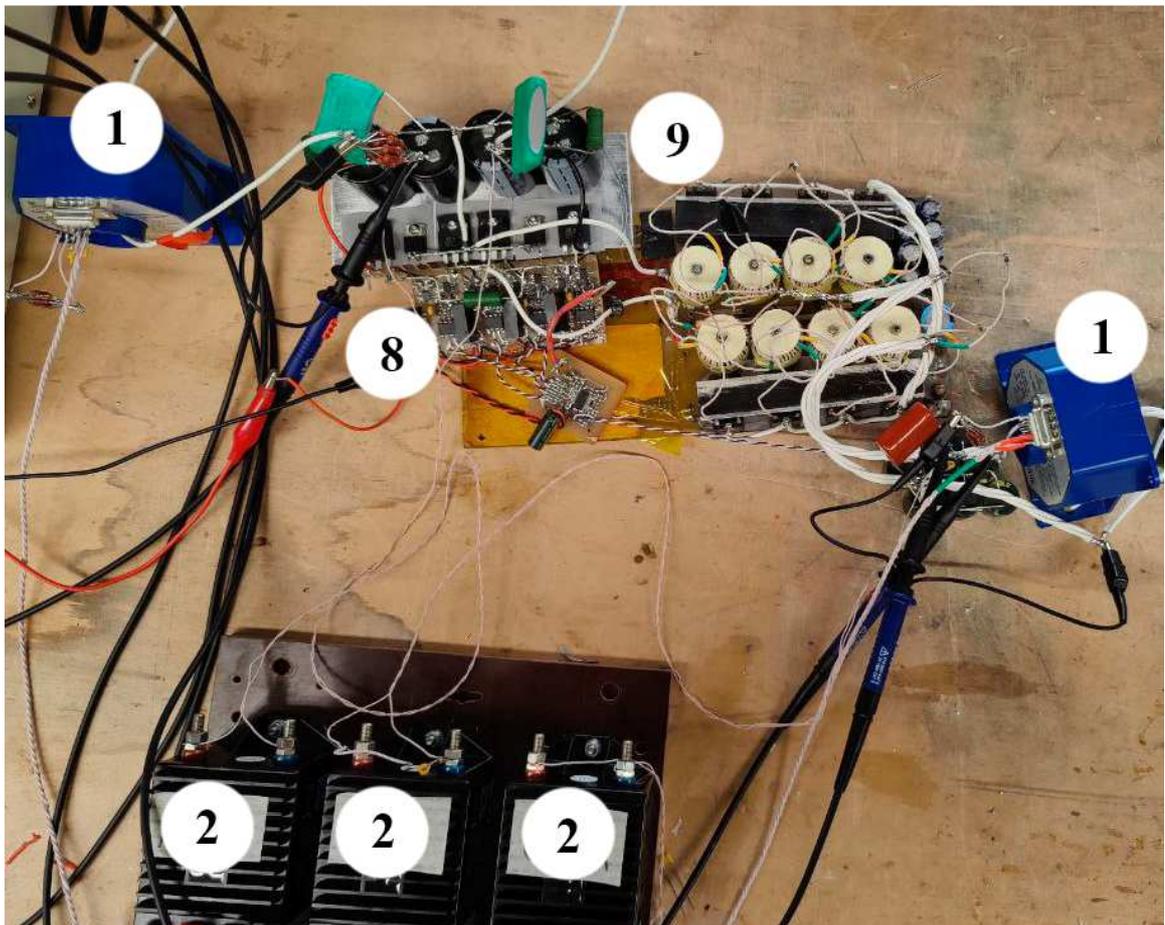


Рисунок 5.4 – Фотография узлов испытательного стенда

5.2 Результаты экспериментальных исследований обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя

Испытания ППН проводились при температуре окружающего воздуха 25 °С. Осциллограммы работы драйвера полумостового ППН приведены на рисунке 5.5. Синим цветом изображен входной сигнал управления, желтый цвет – напряжение на затворе транзистора, зеленый цвет – напряжение на СТК, фиолетовый цвет – ток через СТК.

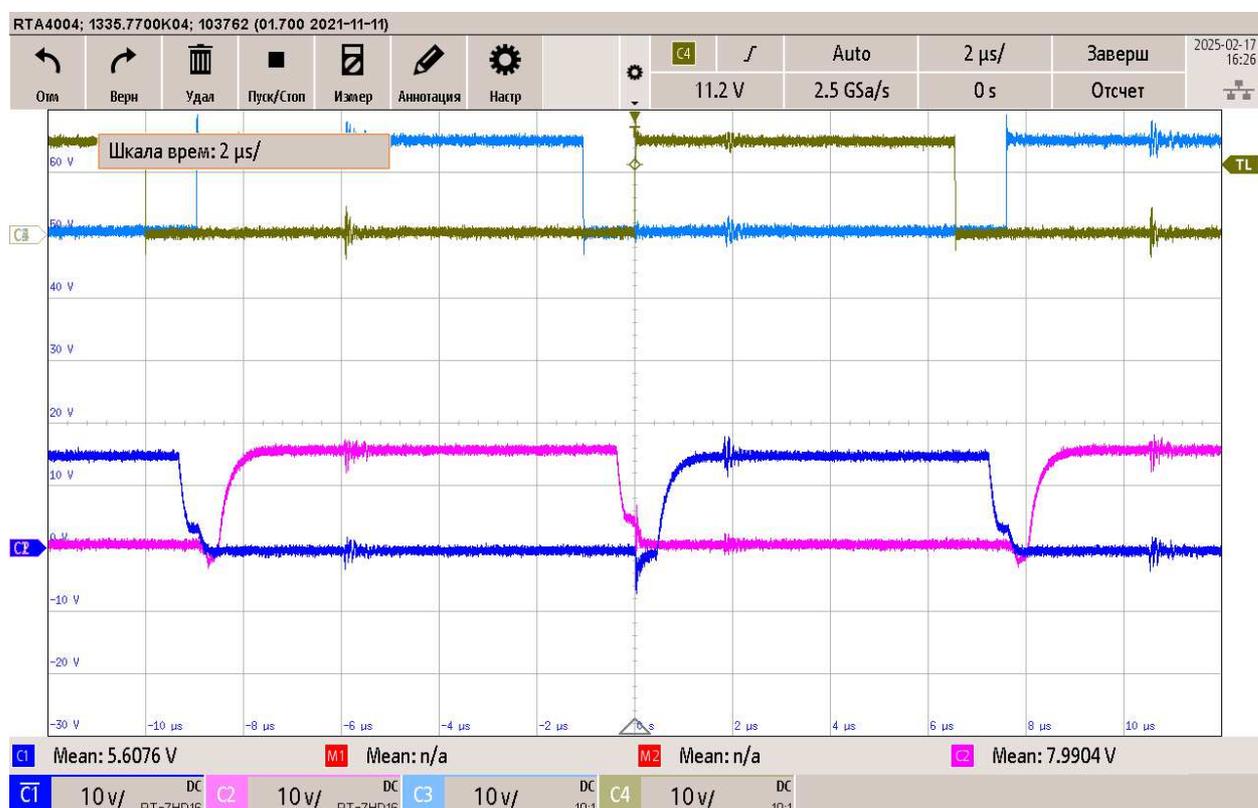


Рисунок 5.5 – Осциллограммы работы драйвера СТК в составе макета полумостового ППН: розовый – напряжение на затворе верхнего СТК; синий - напряжение на затворе нижнего СТК; голубой – управляющее напряжение верхнего СТК; коричневый - управляющее напряжение нижнего СТК.

С целью верификации теоретических исследований, относительно режима ZVS, изложенных в пункте 1.5 «Алгоритмы управления

четырёхключевым полумостовым каскадом ППН» были проанализированы процессы переключения СТК, приведенные на рисунке 5.6. Из рисунка 5.6 видно, что управляющее напряжение на затворе (синий сигнал) появляется после того, как напряжение на транзисторе упало до нуля (розовый сигнал), благодаря чему транзистор переключается при нуле напряжения и потери на переключение сводятся к нулю. Отдельно стоит отметить напряжение на силовом ключе, которое составляет 270 В (рисунок 5.6 розовая осциллограмма), при питающем напряжении в 540 В, что доказывает основное достоинство предложенного четырехключевого полумостового силового каскада.

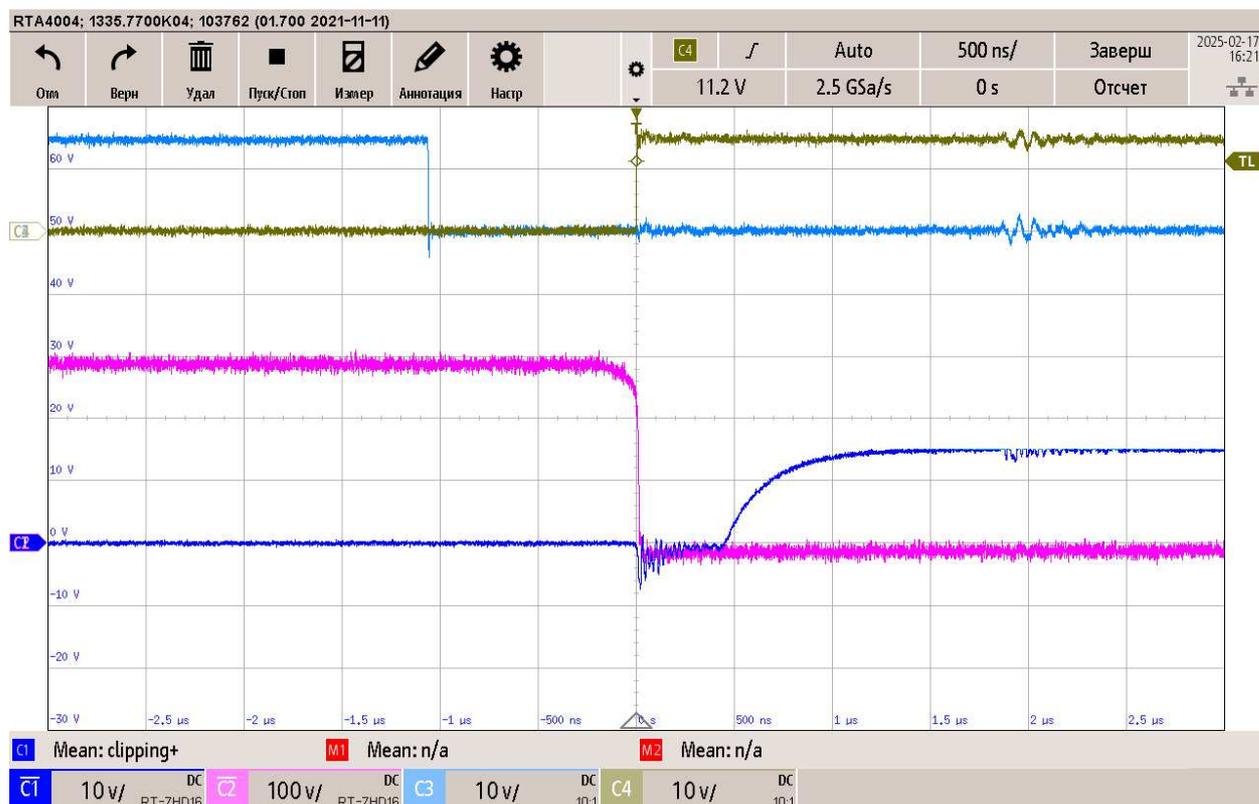


Рисунок 5.6 – Осциллограммы работы СТК в режиме ZVS: голубой – управляющее напряжение на нижнем СТК; коричневый – управляющее напряжение на верхнем СТК; розовый – напряжение сток-исток верхнего СТК; синий – напряжение затвор-исток верхнего СТК.

Для определения КПД макета полумостового четырехключевого ППН проводились измерения входных и выходных токов и напряжений при

различной нагрузке. Затем данные эксперименты проводились при разных входных напряжениях ППН, результаты представлены на рисунке 5.7.

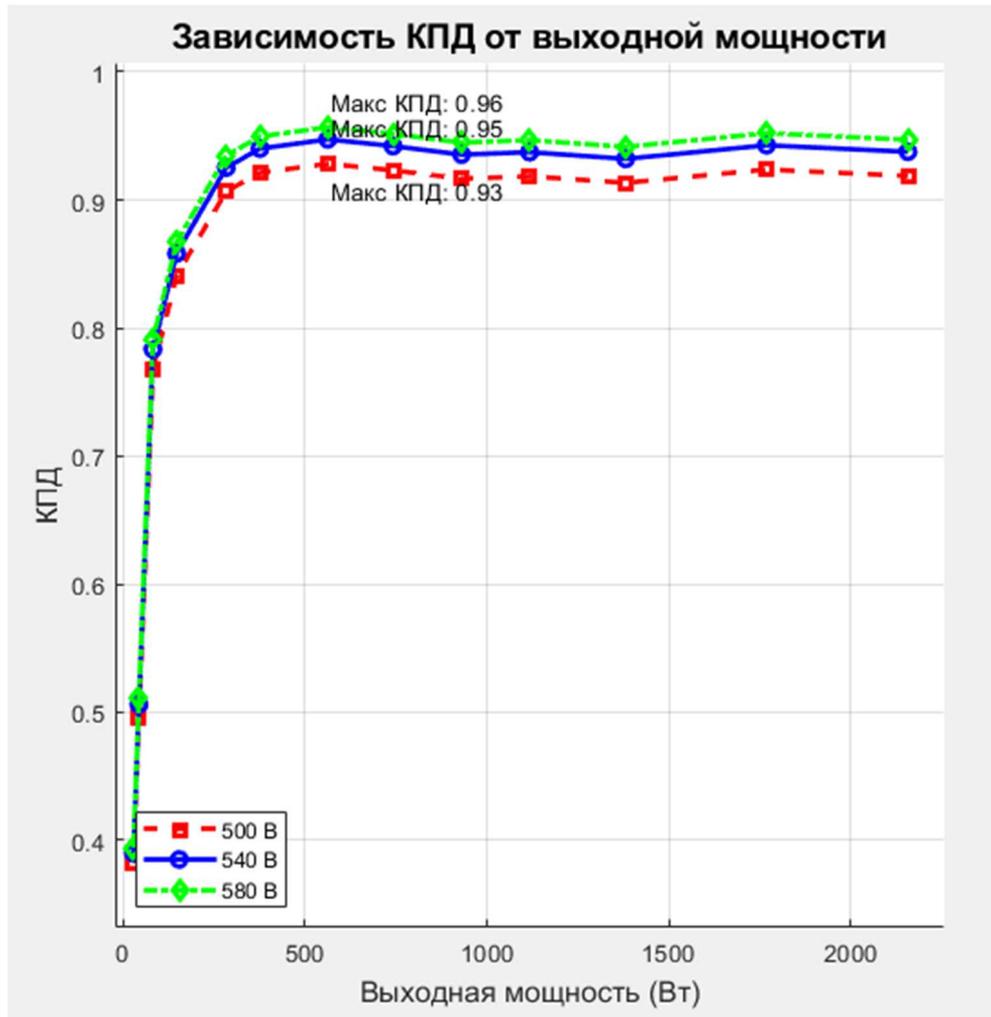


Рисунок 5.7 – КПД макета обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя при разных токах нагрузки и напряжениях питающей сети

На рисунке 5.8 приводится термограмма макетного образца обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя, работающего на номинальную нагрузку 2 кВт, процесс установившийся.

Температуры основных силовых элементов:

- СТК: 40 °С;
- Выпрямительные диоды: 65°С;
- Трансформаторы: 50°С;

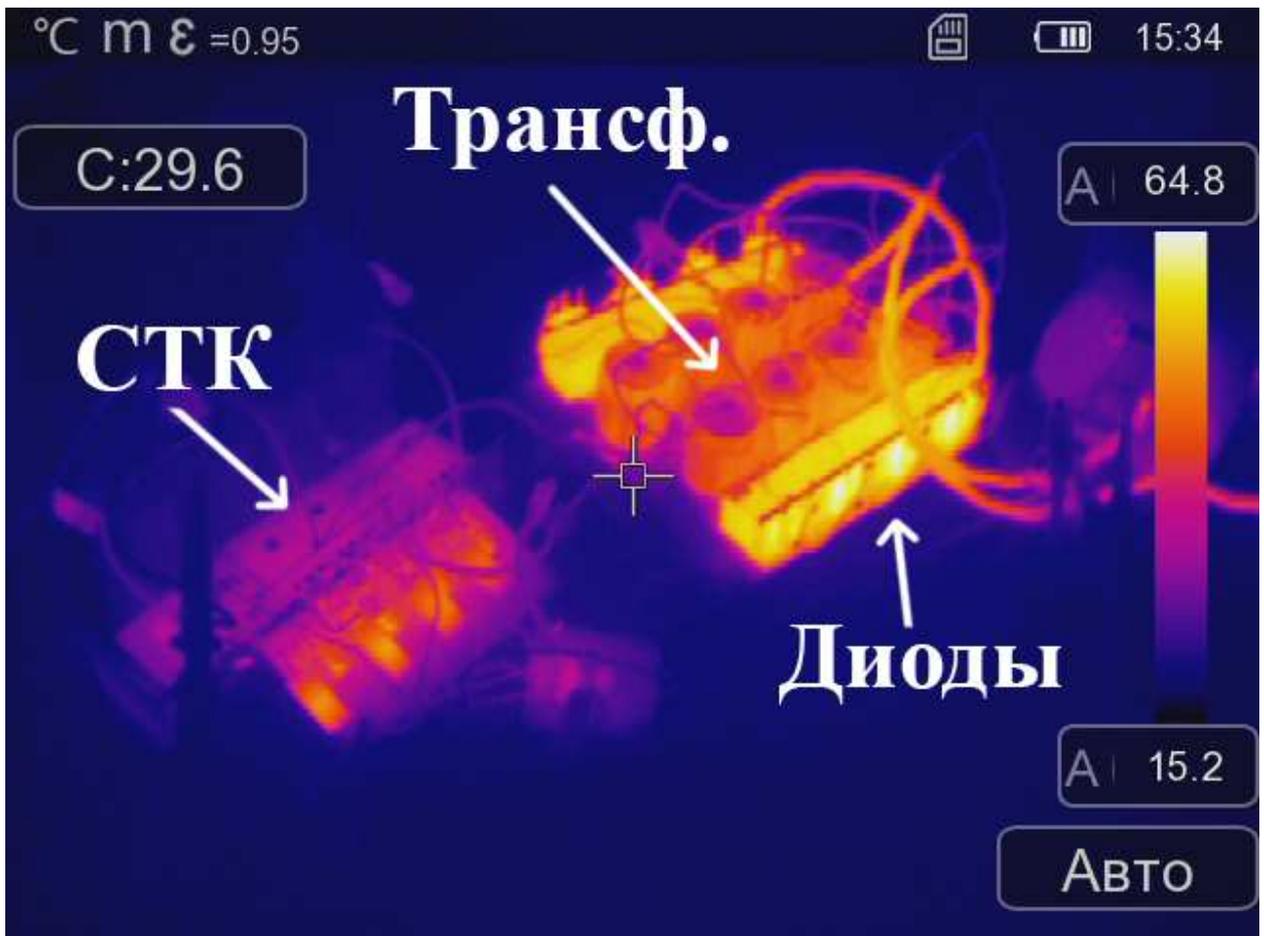


Рисунок 5.8 – Термограмма полумостового ППН при работе на номинальную нагрузку 2 кВт

В результате проведенных экспериментов были получены технические характеристики макетного образца обратно-прямоходового четырехключевого полумостового преобразователя, представленные в Таблице 5.2.

Таблица 5.2 - Значения исходных параметров.

№	Наименование параметра	Исходное значение	Полученное значение
1	Выходная мощность, Вт	2000	2000
2	Входное напряжение, В	±270	±270
3	Допустимые отклонения входного напряжения, В	±40	±40
4	Выходное напряжение, В	24	24

5	Выходной ток, А	83	83
6	КПД, не менее	0,94	0,95
7	Амплитуда пульсаций выходного напряжения, мВ	100	80

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5

1. Разработаны экспериментальные макетные образцы драйвера и обратно-прямоходоного четырех ключевого полумостового преобразователя.
2. Разработан и собран испытательный стенд для исследования параметров и характеристик макетных образцов ППН.
3. Проведено экспериментальное исследование работоспособности макетного образца обратно-прямоходоного четырехключевого полумостового преобразователя как в номинальных, так и в аварийных режимах.
4. Проведенные экспериментальные исследования подтвердили работоспособность предложенных технических решений. Теоретически заявленные данные и результаты компьютерного моделирования расходятся с экспериментально полученными не более чем на 10%.
5. По результатам проведенных экспериментальных исследований составлена таблица основных технических параметров макетного образца обратно-прямоходоного четырехключевого полумостового преобразователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе получены следующие основные научные и практические результаты:

1. Выполнен обзор DC-DC преобразователей, применяемых в системах с повышенным входным напряжением. Исследованы ключевые топологии преобразователей, а также рассмотрены их преимущества и недостатки в контексте высоковольтного применения.

2. Предложена оригинальная структура силового преобразовательного прямообратноходового четырехключевого полумостового каскада, работающего в режиме фазовой ШИМ и обеспечивающая низкие динамические потери.

3. Предложены новые структурные и схемотехнические решения способов управления силовым полумостовым каскадом, обеспечивающим 3-х уровневое напряжение на первичной обмотке силового трансформатора.

4. Предложены новые схемотехнические решения фазовой ШИМ, свободные от проблем «логических гонок» и исключающие возможность появления нестабильных переключений в переходных и аварийных режимах;

5. Предложен оригинальный способ обеспечения симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора в полумостовой схеме с конденсаторным делителем напряжения на входе.

6. Предложен новый способ обеспечения симметричного распределения напряжения на конденсаторном делителе полумостового преобразовательного каскада.

7. Предложены способы и схемотехнические решения, исключающие тактовую неустойчивость режима стабилизации выходного напряжения при управлении полумостовым силовым каскадом во всем диапазоне изменения КЗ синхронной ШИМ, как в режиме разрывных токов, так и в режиме безразрывных токов.

8. Разработаны и экспериментально подтверждены имитационно-компьютерные модели как функциональных узлов ППН, так и всего ППН в целом.

9. Предложены и проверены с помощью ИКМ схемотехнические решения драйверов с ТГР, предназначенные для ППН различной мощности.

10. Результаты экспериментальных исследований статических и динамических энергетических характеристик макетного образца полумостового стабилизированного преобразователя постоянного повышенного напряжения (± 270 В) с фазовой ШИМ и выходной мощностью до 2 кВт при выходном напряжении 24 В, с частотой преобразования 60 кГц.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А., Мананникова Н.Г. Классификация и проблемы проектирования драйверов силовых транзисторных ключей // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 1(89). – С. 21–25.
2. Трошин П.А., **Лукошин И.В.**, Шевцов Д.А. Устройство для передачи информации по энергетическому беспроводному электромагнитному каналу связи // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 2(90). – С. 19–24.
3. **Лукошин И.В.** Классификации и особенности режимов широтно-импульсной модуляции, применяемых в импульсных транзисторных преобразователях и регуляторах электроэнергии // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 4(92). – С. 15–22.
4. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А., Шевцов Д.А. Драйверы с трансформаторной гальванической развязкой для высоковольтных силовых транзисторных ключей с фазовой ШИМ // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 4(92). – С. 37–43.
5. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А., Шевцов Д.А. Методы обеспечения безопасной работы высоковольтных силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения в аварийных и переходных режимах // Практическая силовая электроника. – 2024. – № 1(93). – С. 26–31.
6. **Лукошин И.В.**, Шевцов Д.А. Полумостовой каскад для преобразователя постоянного повышенного напряжения с малыми динамическими потерями // Практическая силовая электроника. – 2024. – № 2(94). – С. 21–26.
7. **Лукошин И.В.**, Ковалев К.Л., Шевцов Д.А., Подгузова М.А. Обеспечение тактовой устойчивости силовых преобразователей // Электричество. – 2024. – № 11. – С. 43–50. – DOI 10.24160/0013-5380-2024-11-43-50.
8. **Лукошин И.В.**, Шевцов Д.А. Несимметричные режимы работы в полумостовых преобразователях // Практическая силовая электроника. – 2025. – № 1(97). – С. 41–45.

9. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А., Шевцов Д.А. Устройство управления полумостовым четырехключевым преобразователем электроэнергии в режиме фазовой широтно-импульсной модуляции // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 4(92). – С. 38–42.

10. **Лукошин И.В.**, Шевцов Д.А., Подгузова М.А. Методы обеспечения безопасной работы высоковольтных силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения в аварийных и переходных режимах // Практическая силовая электроника. – 2024. – № 1(93). – С. 36-39.

11. Шевцов Д.А., Подгузова М.А., **Лукошин И.В.**, Мустафина Д.Ш., Пенкин В.Т. Драйверная защита силового транзисторного ключа от аварийных токовых перегрузок / Практическая силовая электроника. – 2025. – № 1(97). – С. 53-57.

Научные статьи в журналах, входящих в международные системы цитирования **Scopus** и **WoS**:

1. Shevtsov D.A., Shishov I.M., **Lukoshin I.V.**, Podguzova M.A., Kovan Y.I. Development of a New Gate Driver with Capacitive Isolation // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023. – P. 980–983. – DOI 10.1109/EDM58354.2023.10225222.

2. Troshin P.A., **Lukoshin I.V.**, Shevtsov D.A., Shishov I.M. Device for Transmitting Signals Over a Common Wireless Information and Energy Communication Channel // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023. – P. 1010–1014. – DOI 10.1109/EDM58354.2023.10225070.

3. **Lukoshin I.V.**, Shishov I.M., Shevtsov D.A., Alekseev A.O. New Phase-Shift Controller Structure for Four-Transistor Half-Bridge Converter // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2024. – P. 1210–1213. – DOI 10.1109/EDM61683.2024.10615200.

4. Alekseev A.O., Malyshev B.A., Shevtsov D.A., **Lukoshin I.V.** The Equal Current Distribution Ensuring Methods in Power Cells of Multi-Phase Power Converters // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2024. – P. 1100–1110. – DOI 10.1109/EDM61683.2024.10615120.

5. Shevtsov D.A., Shishov I.M., **Lukoshin I.V.**, Alekseev A.O., Podguzova M.A. Eliminating the Negative Impact of the dU/dt Effect on Switching Processes in Drivers with Capacitive Galvanic Isolation // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2024. – P. 1240–1243. – DOI 10.1109/EDM61683.2024.10615218.

Доклады и материалы конференций:

1. **Лукошин И.В.** Устройство управления мостовым каскадом в режиме фазовой ШИМ с подчиненным регулированием по пиковому значению тока // Гагаринские чтения – 2023: Сборник тезисов докладов XLIX Международной молодежной научной конференции. – Москва: Издательство "Перо", 2023. – С. 352–353.

2. **Лукошин И.В.**, Данилина А.Н. Исследование процессов в преобразователе постоянного напряжения на основе несимметричной полумостовой схемы // Гагаринские чтения – 2022: Сборник тезисов работ международной молодежной научной конференции. – Москва: Издательство "Перо", 2022. – С. 299.

3. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А. Устройство управления мостовым каскадом в режиме фазовой ШИМ с подчиненным регулированием по пиковому значению тока // Гагаринские чтения – 2024: Сборник тезисов докладов L Международной молодежной научной конференции. – Москва: Издательство "Перо", 2024. – С. 321.

4. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А. Драйверы высоковольтных транзисторных ключей с трансформаторной гальванической развязкой для работы с фазовой ШИМ // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика – 2024: XXX

Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов. – Москва: ООО «Центр полиграфических услуг „Радуга“», 2024. – С. 1147.

5. **Лукошин И.В.**, Подгузова М.А. Способы подавления влияния паразитных параметров трансформатора гальванической развязки на процессы переключения драйверов для управления высоковольтными силовыми транзисторными ключами // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика – 2024: XXX Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов. – Москва: ООО «Центр полиграфических услуг „Радуга“», 2024. – С. 1148.

6. **Лукошин И.В.**, Шевцов Д.А. Несимметричные режимы работы в полумостовых преобразователях// Гагаринские чтения – 2025: Сборник тезисов работ международной молодежной научной конференции. – Москва: Издательство "Перо", 2025. – С. 1108.

Патенты:

1. Схема управления силовым ключом на основе БТИЗ или МДП-транзисторов // Шевцов Д.А., Шишов Д.М., **Лукошин И.В.**, Кован Ю.И., Егошкина Л.А., Подгузова М.А. Патент на изобретение RU 2806902 С1, 08.11.2023. Заявка от 24.05.2023.

2. Схема управления силовым ключом на основе БТИЗ или МДП-транзисторов // Шевцов Д.А., Шишов Д.М., **Лукошин И.В.**, Кован Ю.И., Егошкина Л.А., Подгузова М.А., Алексеев А.О. RU 2 825 437 С1, 26.08.2024. Заявка № 2024107031 от 18.03.2024

3. Преобразователь постоянного напряжения (варианты) // Шевцов Д.А., **Лукошин И.В.**, Кован Ю.И. RU 2841527 С1, 09.06.2025 Заявка №2024135529 от 27.11.2024

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Кондряков А.Д., Леонтьев М.К. Электрические силовые установки летательных аппаратов // Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2024. Т. 23, № 2. С. 49–61.
2. Система электроснабжения самолета SJ-100 (SSJ-NEW) : техническое описание / Технодинамика. — [Б.м.], [Б.г.].
3. Савелов А.А., Гатовский В.А. Система электроснабжения самолета МС-21: учебное пособие. — М. : ИД Академии Жуковского, 2023. — 84 с.
4. Reichert A. Decrease of the Bidirectional Load Flow on Modern Airliners by Improvement of the Primary Electrical Power Grid: diploma thesis (in German). — Hamburg: Helmut-Schmidt University, 2010.
5. Brombach J., Schröter T., Lücken A., Schulz D. Optimized Cabin Power Supply with a +/- 270 V DC Grid on a Modern Aircraft // 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics. — IEEE, 2011.
6. Boeing. AERO - 787 No-Bleed Systems : [электронный ресурс]. — URL: http://www.boeing.com/commercial/aeromagazine/articles/qtr_4_07/article_02_3.html (дата обращения: 24.11.2010).
7. Tariq M., Maswood A.I., Gajanayake C.J., Gupta A.K., Sasongko F. Battery Energy Storage System Integration to the More Electric Aircraft 270 V DC Power Distribution Bus Using Peak Current Controlled Dual Active Bridge Converter // 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — IEEE, 2017.
8. Гарганеев А.Г., Харитонов С.А. Перспективные системы электроснабжения самолета // Доклады ТУСУРа. — 2009. — № 2 (20).
9. Dornheim M.A. Massive 787 Electrical System Pressurizes Cabin // Aviation Week. — 2005. — URL: <https://aviationweek.com/massive-787-electrical-system-pressurizes-cabin> (дата обращения: 28.03.2005).
10. Setlak L., Kowalik R., Redo W. The Study of the Autonomous Power Supply System of the More/All Electric Aircraft in AC/DC and DC/DC Processing

// IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. — 2018. — Vol. 54, № 4. — P. 1865–1875.

11. Energomodul – DC-DC преобразователи : [электронный ресурс]. – URL: <https://energomodul.ru/dc-dc-converters> (дата обращения: 01.07.2024).

12. SND Group – Преобразователь SNDC-3000-12 : [электронный ресурс]. – URL: <https://sndgroup.ru/produkty-i-uslugi/sndc-3000-12> (дата обращения: 01.07.2024).

13. TAME-POWER – Изолированный DC-DC преобразователь CISO-DCDC-800V-24V-6KW : [электронный ресурс]. – URL: <https://www.tame-power.com/en/product/ciso-dcdc-800v-24v-6kw-24v/> (дата обращения: 01.07.2024).

14. Crane Aerospace & Electronics – Auto Transformer Rectifier Unit (ATRU) : [электронный ресурс]. – URL: <https://www.craneeae.com/auto-transformer-rectifier-atru> (дата обращения: 01.07.2024).

15. Vicor Corporation – Изолированные модули Bus Converter : [электронный ресурс]. – URL: <https://www.vicorpower.com/dc-dc/isolated-fixed-ratio/bus-converter-module> (дата обращения: 01.07.2024).

16. Infineon Technologies – Оценочная плата EVAL_3K3W_BIDI_PSFБ : [электронный ресурс]. – URL: https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/eval_3k3w_bidi_psfb/ (дата обращения: 01.07.2024).

17. ММП-ИРБИС – импульсные источники питания серия ИП2500Д : [электронный ресурс]. – URL: https://www.mmp-irbis.ru/katalog/ac_dc/2500wt-modulnie-seria-ip2500x.php (дата обращения: 03.03.2025).

18. ГОСТ Р 54073-2017. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. — М. : Стандартинформ, 2017.

19. Дейнеко Д.С. Сравнение структур прямоходовых преобразователей постоянного напряжения // Практическая силовая электроника. — 2009. — № 36.

20. Peter A.K., Mathew J. A Three-Level Half-Bridge Flying Capacitor Topology for Single-Stage AC-DC LLC Resonant Converter // 2018 IEEE

International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). — IEEE, 2018.

21. Li Junkai, Yan Ge, Liu Mingming, Yang Yundong, Wu Qiong, Cheng Zhirong. Research on a New Control Strategy for Reducing Hard-switching Work Range of the Three-phase Interleaved LLC Resonant Converter // 2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). — IEEE, 2018.

22. Li Yucen, Shao Shuai, Chen Hui, Zhang Junming, Sheng Kuang. High-gain High-efficiency IPOS LLC Converter with Coupled Transformer and Current Sharing Capability // CPSS Transactions on Power Electronics and Applications. — 2020. — Vol. 5, № 1. — P. 12–20.

23. Peter A.K., Amalraj P.M., Philip Bobby, Mathew Jaison. Design and Analysis of an AC-DC LLC Resonant Converter with New Bus Voltage Stabilization Technique // 2017 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India). — IEEE, 2017.

24. Leu Ching-Shan, Huang Pin-Yu, Wang Wei-Kai. LLC Converter with Taiwan Tech Center-Tapped Rectifier (LLC-TCT) for Solar Power Conversion Applications // 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). — IEEE, 2013.

25. Конев Ю.И. Основные проблемы миниатюризации силовых электронных устройств и систем // ЭТВА. — 1975. — № 7. — С. 45–52.

26. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. — М. : Техносфера, 2005. — 632 с. — ISBN 5-94836-051-2.

27. К. С. Демирчян, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 1. — 4-е изд. / — СПб.: Питер, 2003.— 463 с.: ил. ISBN 5-94723-620-6

28. Царенко А.И., Ноникашвили А.Д. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное : пат. 1541726 СССР. — 1990.

29. Гусев Б., Овчинников Д. Транзисторный двухтрансформаторный мостовой преобразователь постоянного напряжения // Силовая электроника. — 2005. — № 2. — С. 48–52.

30. Панфилов Д.И., Сафанюк В.С. Двухтактный преобразователь постоянного напряжения : пат. 1796082 СССР. — 1993.
31. Wittenbreder E.H. High Efficiency Coupled Inductor Soft Switching Power Converters: пат. 3272023 США. — 2001.
32. Krupsky L., Meleshin V., Nemchinov A. Unified Model of the Asymmetrical Half-Bridge Converter for Three Important Topological Variations // INTELEC'99. — IEEE, 1999.
33. Chen Min, Xu Dehong, Lou Junshan, Luo Ma. Transformer Secondary Leakage Inductance Based ZVS Dual Bridge DC/DC Converter // Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03). — IEEE, 2003.
34. Марченко, А. Л. Основы электроники : учебное пособие для вузов -. 2-е изд., электрон. — Москва : ДМК Пресс, 2023. — 294 с. ISBN 978-5-89818-389-9.
35. Rashid M.H. Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications. — 5th ed. — Pearson, 2021. — 1072 p.
36. Baliga B.J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices. — Springer, 2008. — 632 p.
37. Mohan N., Undeland T., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. — 3rd ed. — Wiley, 2018. — 704 p.
38. Kumar A., Singh B. Comparative Analysis of MOSFET and IGBT for Different Applications // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2018. — Vol. 33, № 4. — P. 34–41.
39. Bhatnagar M. et al. Comparison of 1200-V SiC MOSFET and Si IGBT for High-Frequency Applications // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2019. — Vol. 55, № 3. — P. 2896–2905.
40. Meneghini M. et al. GaN-based Power Devices: Physics, Reliability, and Perspectives // Journal of Applied Physics. — 2021. — Vol. 130, № 18. — P. 181101.

41. Zhang Y. et al. Dynamic Performance Comparison of GaN and Si MOSFETs in High-Frequency Converters // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. — 2022. — Vol. 10, № 2. — P. 1567–1578.

42. Smith R., Johnson P. Thermal Management and Reliability of Power MOSFETs // Microelectronics Reliability. — 2019. — Vol. 45, № 3. — P. 112–120.

43. Рощупкин Г.В. Высокоэффективное зарядное устройство с функцией корректора коэффициента мощности для литий-ионных аккумуляторов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. — 2021. — 177 с.

44. Smith R., Johnson P. Thermal Management and Reliability of Power MOSFETs // Microelectronics Reliability. — 2019. — Vol. 45, № 3. — P. 112–120.

45. Zhang J., Jovanovic M., Lee F.C. Novel Half-Bridge Converter with Adaptive Energy Storage for High-Voltage Conversion // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2006. — Vol. 21, № 4. — P. 1018–1025. — DOI: 10.1109/TPEL.2006.876847.

46. Chen W., Wu X., Rui L. High-Efficiency Half-Bridge Converter with Reduced Circulating Loss and Minimal Voltage Stress // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2019. — Vol. 66, № 5. — P. 3536–3545. — DOI: 10.1109/TIE.2018.2868298.

47. Jang Y., Jovanovic M.M. A New Half-Bridge ZVS Converter with a Reduced Conduction Loss // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2004. — Vol. 19, № 2. — P. 387–395. — DOI: 10.1109/TPEL.2003.823181.

48. Li H., Peng F.Z., Lawler J.S. A High-Efficiency Half-Bridge DC-DC Converter with Wide Input Voltage Range // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2014. — Vol. 29, № 2. — P. 943–952. — DOI: 10.1109/TPEL.2013.2257889.

49. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М. : Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.

50. Теория и практика силовых транзисторных устройств: тематический сборник научных трудов / под ред. Е.В. Машукова. — М. : ЭКОН, 2001. — 64 с. — ISBN 5-8039-0084-2.

51. Chen Min, Xu Dehong, Lou Junshan, Luo Ma. Transformer Secondary Leakage Inductance Based ZVS Dual Bridge DC/DC Converter // Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03). — IEEE, 2003.

52. Ruan Xinbo, Li Bin, Li Jinzhong. Zero-Voltage-Switching PWM Three-Level Converter with Current-Doubler-Rectifier // APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. — IEEE, 2002.

53. Энергетическая электроника: труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике / пер. с англ. — М. : Мир, 1988. — Т. 76, вып. 4.

54. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. — М. : Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.

55. Schutten M.J., Torrey D.A. Improved Small-Signal Analysis for the Phase-Shifted PWM Power Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2003. — Vol. 18, № 2. — P. 659–665.

56. Duong Tan-Quoc, Choi Sung-Jin. Deadbeat Control with Parameter Identification under Single Phase-Shift Modulation for Dual Active Bridge Converters // 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). — IEEE, 2022.

57. Chen Q., Li Y., Wang K. A High-Efficiency Isolated Half-Bridge Converter with Dual Phase-Shifted Control for Electric Vehicle Charging Applications // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2021. — Vol. 36, № 7. — P. 7525–7536. — DOI: 10.1109/TPEL.2021.3050523.

58. Wang H., Liu J., Zhang X. A Novel Soft-Switching Half-Bridge Converter with Reduced Switching Losses for Renewable Energy Systems // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2019. — Vol. 66, № 1. — P. 287–297. — DOI: 10.1109/TIE.2018.2833047.

59. Kutschak M., Meneses Herrera D. 3300 W CCM Bidirectional Totem Pole with 650 V CoolSiC™ and XMC™: технический отчет. — Infineon Technologies, 2020. — № AN_1911_PL52_1912_141352. — 24 p.

60. Texas Instruments. UCC2895, UCC3895 Advanced Phase-Shift PWM Controller: datasheet. — URL: <https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/ucc2895.pdf> (дата обращения: 01.07.2024). — № SLUS482E. — 48 p.

61. Texas Instruments. UCC28950 Phase-Shifted Full-Bridge Controller: [электронный ресурс]. — URL: <https://www.ti.com/product/ru-ru/UCC28950> (дата обращения: 01.07.2024).

62. Analog Devices. LTC1922 - Dual, 2-Phase PWM Controller with Linear Regulator: datasheet. — URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1922f.pdf> (дата обращения: 01.07.2024). — № 1922f. — 20 p.

63. Electronica-pt.com. LCD Power Supply Repair Using OZ964 Controller: [электронный ресурс]. — URL: <https://english.electronica-pt.com/lcd-repair?p=OZ964> (дата обращения: 01.07.2024).

64. НИИЭТ. Микросхема 1396EY064: [электронный ресурс]. — URL: <https://niiet.ru/product/1396%D0%B5%D1%83064/> (дата обращения: 01.07.2024).

65. Escudero M., Kutschak M.-A., Meneses D., Morales D.P., Rodriguez N. Synchronous Rectifiers Drain Voltage Overshoot Reduction in PSFB Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2020. — Vol. 35, № 7. — P. 7419–7433. — DOI: 10.1109/TPEL.2019.2953797.

66. Baek J.-I., Kim C.-E., Lee J.-B., Youn H.-S., Moon G.-W. A Simple SR Gate Driving Circuit with Reduced Gate Driving Loss for Phase-Shifted Full-Bridge Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2018. — Vol. 33, № 11. — P. 9310–9317. — DOI: 10.1109/TPEL.2018.2789340.

67. Escudero M., Kutschak M.-A., Meneses D., Morales D.P., Rodriguez N. Synchronous Rectifiers Drain Voltage Overshoot Reduction in PSFB Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2020. — Vol. 35, № 7. — P. 7419–7433. — DOI: 10.1109/TPEL.2019.2953797.

68. Крис Б. Цифровое управление преобразованием напряжения // Электронные компоненты. — 2007. — № 11. — С. 100–102.

69. Угрюмов, Е. П. Цифровая схемотехника : учебное пособие для вузов / Е. П. Угрюмов. — 2-е изд., перераб. и доп. — Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2007. — 800 с. : ил. — ISBN 978-5-94157-397-4.

70. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: пер. с англ. / под ред. М.В. Гальперина. — М. : Мир, 1983. — Т. 1. — 568 с. — ISBN 978-5-9518-0351-1.

71. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: пер. с нем. / под ред. А.Г. Алексенко. — М. : Мир, 1982. — 512 с. — ISBN 978-5-94120-200-0.

72. Токхейм Р. Основы цифровой электроники: пер. с англ. — М. : Мир, 1988. — 392 с. — ISBN 5-03-000981-7.

73. Mappus S. UCC3895 OUTC/OUTD Asymmetric Duty Cycle Operation: Texas Instruments Application Report. — 2002. — № SLUA275. — 5 p.

74. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Ульященко Г.М. Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов. — М. : Изд-во МАИ, 2013. — 182 с. — ISBN 978-5-4316-0092-0.

75. Ромаш Э.М., Драбович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М. : Радио и связь, 1988. — 288 с. — ISBN 5-256-00082-9.

76. Реморов С.И. ИМС управления импульсными источниками вторичного электропитания. — [Б.м.], [Б.г.].

77. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Ульященко Г.М. Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов / под ред. Е.В. Машукова. — М. : Изд-во МАИ, 2013. — 184 с. — ISBN 978-5-4316-0092-0.

78. Скороход Ю.Ю., Вольский С.И. Анализ бортовых высоковольтных преобразователей однофазного переменного тока с повышенным коэффициентом мощности // Электричество. — 2020. — № 10. — С. 44–51.

79. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. — Wiley, 2012. — 1120 p. — ISBN 978-0471226930.

80. Лукошин И.В. Классификация и особенности режимов широтно-импульсной модуляции, применяемых в импульсных транзисторных преобразователях и регуляторах электроэнергии // Практическая силовая электроника. — 2023. — № 4. — С. 14–21.

81. Мелешин В., Овчинников Д. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. — М. : Техносфера, 2011. — 576 с. — ISBN 978-5-94836-260-1.

82. Волович Г. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых устройств. — М. : ДОДЭКА, 2005. — 528 с. — ISBN 5-94120-074-9.

83. Diaz B., Anand K. Current Mode Control for DC Converters Operating Over 50% Duty Cycle: пат. 363-21 США.

84. Лукин А.В., Кастров М.Ю., Малышков Г.М., Герасимов А.А., Макаров В.В., Парфенов А.Н. Преобразователи напряжения силовой электроники. — М. : Радио и связь, 2004. — 416 с.

85. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учебник. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. — Ч. 1. — 199 с. — ISBN 5-7782-0264-4.

86. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устраненных сетях электропитания РЭА. — М. : Радио и связь, 1989. — 160 с. — ISBN 5-256-00213-9.

87. Микросхемы для импульсных источников питания и их применения. — М. : Додэка, 2000. — 508 с.

88. Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов – М.: Машиностроение, 1985. – 556с.

89. Лукошин И.В., Подгузова М.А., Шевцов Д.А. Методы обеспечения безопасной работы высоковольтных силовых каскадов преобразователей постоянного напряжения в аварийных и переходных режимах // Практическая силовая электроника. — 2024. — № 1. — С. 26–31.

90. Лукошин И.В., Подгузова М.А., Шевцов Д.А. Устройство управления полумостовым четырехключевым преобразователем электроэнергии в режиме фазовой широтно-импульсной модуляции // Практическая силовая электроника. — 2024. — № 2. — С. 1–5.

91. Severns R., Bloom G. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: пер. с англ. — М. : Энергоатомиздат, 1988. — 294 с. — ISBN 5-283-02435-0.

92. Теория и практика силовых транзисторных устройств: тематический сборник научных трудов / под ред. Е.В. Машукова. — М. : ЭКОН, 2001. — 64 с. — ISBN 5-8039-0084-2.

93. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учебник. — Ч. 1. — М. : Юрайт, 2012. — 671 с.

94. Мкртчян Ж.А. Основы построения устройств электропитания ЭВМ. — М. : Радио и связь, 1990. — 208 с. — ISBN 5-256-00753-X.

95. Манбеков Р., Шевцов Д.А. Классификация и сравнительный анализ методов симметрирования двухтактных транзисторных преобразователей с ШИМ-регулированием // Проектирование и изготовление аэрокосмических аппаратов: сборник научных статей / под ред. Ю.Ю. Комарова. — М. : Изд-во МАИ, 2006. — С. 163–166.

96. Машуков Е.В., Шевцов Д.А. Особенности работы конверторов с конденсаторными делителями входного напряжения // Практическая силовая электроника. — 2007. — № 24. — С. 18–27.

97. Рощупкин Г.В. Методы симметрирования выходного напряжения однофазных двухполупериодных корректоров коэффициента мощности при несимметричной нагрузке // Практическая силовая электроника. — 2020. — № 4 (80). — С. 32–37.

98. Kumar A., Gupta R. Capacitors Voltage Balancing in Half Bridge Inverter for Low Switching Frequency Applications // 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India. — IEEE, 2010.

99. Березин О.К., Костиков В.Г., Парфенов Е.М. [и др.]. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: учебное пособие / под ред. В.А. Шахнова. — 4-е изд., перераб. и доп. — М. : КНОРУС, 2016. — 536 с. — ISBN 978-5-406-00230-8.

100. Zhang C., Jiao Y., Shen Z., Barbosa P. DC-link Capacitor Voltage Balancing Control for Series Half Bridge LLC Resonant Converter // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). — IEEE, 2020.

101. Лукошин И.В. Классификация и особенности режимов широтно-импульсной модуляции, применяемых в импульсных транзисторных преобразователях и регуляторах электроэнергии // Практическая силовая электроника. — 2023. — № 4 (93). — С. 14–21.

102. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Манбеков Д.Р. Исключение эффекта интегрирования тока в переходных и аварийных режимах для транзисторных преобразователей постоянного напряжения // Практическая силовая электроника. — 2010. — № 1 (37). — С. 33–36.

103. Chen Min, Xu Dehong, Lou Junshan, Luo Ma. Transformer Secondary Leakage Inductance Based ZVS Dual Bridge DC/DC Converter // Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03). — IEEE, 2003.

104. Коротков С.М., Лукин А.В. Мощные преобразователи переменного напряжения в постоянное для систем бесперебойного электропитания постоянного тока // Практическая силовая электроника. — 2015. — № 4 (60). — С. 9–12.

105. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Бочкарев Д.О. Процессы переключения силовых транзисторов мостовых каскадов с учетом паразитных параметров управляющих цепей // Практическая силовая электроника. — 2003. — № 12 (36). — С. 32–36.

106. Подгузова М.А., Мананникова Н.Г., Лукошин И.В., Пенкин В.Т., Шевцов Д.А., Шишов И.М. Классификация и проблемы проектирования

драйверов силовых транзисторных ключей // Практическая силовая электроника. — 2023. — № 1 (89). — С. 21–25.

107. Подгузова М.А., Шевцов Д.А., Шишов И.М., Подгузов В.А., Машуков Е.В. Влияние паразитных параметров трансформатора гальванической развязки на процессы переключения драйверов силовых транзисторных ключей // Практическая силовая электроника. — 2023. — № 2 (90). — С. 41–45.

108. Машуков Е.В., Шевцов Д.А. Влияние межэлектродных емкостей полупроводниковых схем согласования уровня на процессы переключения выходных транзисторов ШИМ регуляторов // Транзисторные устройства распределения, преобразования и регулирования электроэнергии: тематический сборник научных трудов. — М. : ЭКОН, 1999. — С. 49–53.

109. Пескин А. Обзор современных изолированных драйверов затворов MOSFET/IGBT // Силовая электроника. — 2019. — № 1. — С. 10–20.

110. Anthony F., McNeill N., Holliday D., Grant D., Hurn G. Magnetically Isolated Gate Driver for High-Speed Voltage Sharing in Series-Connected MOSFETs // Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. — Birmingham, UK: IEEE, 2011.

111. Volovich G. Drivers for Power Switches // Modern Electronics. — 2007. — № 8. — С. 32–40.

112. Рошупкин Г.В., Шевцов Д.А., Калимуллин А.М. Методика расчета дроссель-трансформатора для статических преобразователей // Практическая силовая электроника. — 2020. — №1(77). — С. 22-28.

113. Magnetics [электронный ресурс]. — URL: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Kool-Mu-Cores/> (дата обращения: 20.01.2025).

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Минобрнауки России



Федеральное государственное
бюджетное 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@mai.ru
ОКПО 02066606 | ОГРН 1037739180820 | ИНН 7712038455 | КПП 774301001

10.06.2025 № 310-18/25
на № от 15.06.2025

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Лукошина Ильи Владимировича «Полумостовой преобразователь постоянного повышенного напряжения с фазовым регулированием» в учебный процесс по кафедре 310 «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы»

Результаты диссертационной работы Лукошина Ильи Владимировича «Полумостовой преобразователь постоянного повышенного напряжения с фазовым регулированием» в частности:

- алгоритм расчета и методика проектирования корректирующих звеньев, исключаящих тактовую неустойчивость преобразователей постоянного напряжения;
- принципы построения преобразователей постоянного напряжения с различными алгоритмами управления;
- методы обеспечения безопасной работы преобразователей постоянного напряжения в аварийных и переходных режимах,

используются в учебных курсах лекций и практических занятий по дисциплинам: «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 электромеханических системах» и «Электрооборудование летательных аппаратов» на кафедре 310 «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы».

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

Заведующий кафедрой 310 «Электроэнергетические,
электромеханические и биотехнические системы»



Следков Ю. Г.

Ковалев К. Л.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

ООО «ТРАНСКОНВЕРТЕР»

119071, г. Москва, ул. Малая Калужская 15, стр.17, Э 2, пом. X, комн. 16,

тел.: +7 (495) 955-93-70, факс: +7 (499) 753-93-70

Р/с 407 028 100 000 106 626 65 в АО «ЮниКредит Банк» г. Москва, к/с 301 018 103 000 000 005 45,

БИК 044525545, ИНН 7733541959, КПП 772501001, ОКПО 77451428, ОГРН 1057746715047



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
ООО «Трансконвертер»

Вольский С. И.

« 23 » июня 2025 г.

АКТ №3/07-2025

о практическом использовании результатов диссертационной работы
Лукошина Ильи Владимировича «Полумостовой преобразователь постоянного повышенного
напряжения с фазовым регулированием» в ООО «Трансконвертер»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Полумостовой преобразователь постоянного повышенного напряжения с фазовым регулированием» Лукошина Ильи Владимировича были использованы в ООО «Трансконвертер» при модернизации четвертой секции стенда испытательного СИП200 ТКС200.900.000.00.

Результаты диссертационной работы Лукошина И.В., а именно:

– оригинальная конструкция силового трансформатора, защищенная свидетельством о защите интеллектуальной собственности;

– техническое решение по обеспечению симметрирования режима перемagnичивания сердечника силового трансформатора в полумостовой схеме с конденсаторным делителем напряжения на входе;

– разработанные схемотехнические решения, исключающие тактовую неустойчивость режима стабилизации выходного напряжения при управлении полумостовым силовым каскадом во всем диапазоне изменения синхронной ШИМ, как в режиме разрывных токов, так и в режиме безразрывных токов;

– предложенный фазовый ШИМ, который исключает возможности появления нестабильных переключений силовых транзисторов в переходных и аварийных режимах;

– разработанное схемотехническое решение драйвера, обеспечивающего двухполярное управление силовым транзистором при его однополярном питании,

внесли практический вклад в успешное завершение модернизации четвертой секции стенда испытательного СИП200 ТКС200.900.000.00.

Практическое использование указанных результатов диссертационной работы Лукошина Ильи Владимировича обеспечило малое значение пульсаций выходного тока без использования индуктивных фильтров на выходе устройства в составе стенда испытательного СИП200. При этом применение предложенной оригинальной конструкции трансформатора позволило улучшить массогабаритные показатели четвертой секции стенда.

Начальник конструкторского бюро

Ю.Ю. Скороход

ПРИЛОЖЕНИЕ В



Общество с ограниченной ответственностью
«РЭСТАР»
Москва, 125080, Волоколамское ш, д.2, цок. эт.,
пом. I, комн. 137
ИНН/КПП 7743034958/774301001
ОГРН 1157746014293
тел./факс (499) 640-13-11, (916) 1-746-746
e-mail: rstart@mail.ru
Исх. № 08 от 17.06.2025

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Лукошина Ильи Владимировича

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Полумостовой преобразователь постоянного повышенного напряжения с фазовым регулированием» выполненной Лукошиным Ильей Владимировичем используются в разработках ООО «РЭСТАР».

Перечень внедренных результатов:

1. Схема драйвера с общим информационным и энергетическим каналом связи через ТГР между его первичной и вторичной сторонами.
2. Схемотехническое решение, исключаящее эффект интегрирования тока в преобразователях постоянного напряжения.
3. Схема силового четырехключевого полумостового преобразовательного каскада с фазовым регулированием.

Полученные результаты диссертационной работы Лукошина Ильи Владимировича позволяют проектировать регуляторы бесколлекторного электродвигателя постоянного тока с улучшенными массогабаритными показателями.

Генеральный директор


/Сухов Д.В.

Подготовлено:
Ведущий инженер-электроник
Крикунов А.А.