

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

На правах рукописи

**Жегов Николай Алексеевич**

**Исследование и разработка обратимых вторичных источников  
электропитания с трансформаторным звеном высокой частоты для  
космических электроэнергетических комплексов**

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ 05.09.03

«Электротехнические комплексы и системы»

**Диссертация**

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

профессор, д.т.н.

Резников Станислав Борисович

Москва - 2017

**ОГЛАВЛЕНИЕ**

ВВЕДЕНИЕ.....	5
Глава 1. Обзор и анализ существующих вторичных источников электропитания (ВИЭП) с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ).....	10
1.1 Обратимый непосредственный импульсный конвертор (ОНИК).....	10
1.2 Обратимый трансформаторный (трансреакторный) импульсный конвертор (ОТИК).....	12
1.3 Анализ и модернизация «трансформаторной схемы Кука».....	14
1.4 Обратимые импульсные конверторы с функцией преобразователя частоты.....	16
1.5 Выводы по первой главе.....	18
Глава 2. Разработка нетрадиционных схемотехнических решений по ОВИЭП с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ) для космических ЭЭК.....	19
2.1 Резервно-аккумуляторный источник бесперебойного питания для космических транспортных электроэнергетических комплексов.....	19
2.2 Трансформаторные многофункциональные импульсные преобразователи для бортовых космических источников питания.....	26

2.3 Трансформаторный импульсный преобразователь для космического ЭЭК.....	32
2.4 Повышение удельной мощности и технологичности и расширение функций бортовых зарядно-аккумуляторных устройств.....	37
2.5 Обратимые трансформаторные импульсные конверторы для резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания.....	45
2.6 Выводы по второй главе.....	50
Глава 3. Имитационно-компьютерное моделирование ОВИЭП.....	52
3.1 Моделирование ОВИЭП на базе модернизированной «трансформаторной схемы Кука».....	52
3.1.1 Упрощенная силовая схема однотактного обратимого импульсного преобразователя для моделирования.....	52
3.1.2 Работа упрощенной силовой схемы преобразователя.....	53
3.1.3 Типовые осциллограммы однотактной схемы.....	54
3.1.4 Имитационная компьютерная модель однотактного обратимого вторичного источника электропитания.....	57
3.2 Силовая схема ОВИЭП на базе двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя.....	58
3.2.1 Работа ИМК <sub>1,2</sub> .....	59
3.2.2 Состав и работа блоков СтУс <sub>Б</sub> и УДН U <sub>d1,2</sub> .....	60
3.2.3 Типовые осциллограммы двухтактной схемы.....	61

3.2.4 Имитационная компьютерная модель двухтактного обратимого вторичного источника электропитания.....	64
3.3 Экспериментальные исследования.....	67
3.4 Рекомендации по проектированию.....	71
3.5 Расчет надежности схем ОВИЭП.....	73
3.6 Выводы по третьей главе.....	78
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	80
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	82
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	84
Приложение 1.....	92
Приложение 2.....	101
Приложение 3.....	116

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность работы.

В настоящее время наблюдается бурное развитие электрификации транспортных средств, мобильных средств связи, космических спутников и летательных аппаратов с использованием низковольтных химических генераторов, солнечных батарей, аккумуляторных и суперконденсаторных (ионисторных) батарей. Основным недостатком указанных первичных источников электропитания является их относительно низкое напряжение, а следовательно — большой потребляемый ток, существенно снижающий КПД и удельную мощность вторичных источников электропитания (ВИЭП), в частности — так называемых, резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания (Р/А ИБП). Отличительной особенностью электроэнергетических комплексов (ЭЭК) космических летательных аппаратов (КА) является отсутствие электромашинных генераторов. При этом для большого числа бортовых потребителей электроэнергии КА наиболее предпочтительными видами питающих напряжений являются повышенные напряжения: а) повышенное переменное трехфазное напряжение стабильной частоты и б) повышенное постоянное напряжение. В работах кафедры «Теоретическая электротехника» МАИ предложены в качестве рациональных для систем распределения электроэнергии ЛА дифференциальные постоянные повышенные напряжения (например, ДППН  $0 \pm 135\text{В}$  или  $0 \pm 270\text{В}$ ). Этот вид напряжения позволяет просто и надежно осуществлять параллельное включение нескольких каналов ЭЭК для повышения динамической устойчивости и повышения качества электроэнергии, а также удобен для непосредственного питания регулируемых инверторов синусоидальных напряжений и токов (РИСН/Т), в частности — полумостовых трехфазных. При этом необходимо обеспечить взаимно-резервную (обратимую) связь питающих каналов с указанными видами напряжения. Из вышесказанного следует целесообразность использования в ЭЭК КА ВИЭП с возможностью обратимых (двунаправленных) преобразований: а) постоянного низкого напряжения (ПНН) и дифференциальных повышенных (ДППН), например,  $\pm 27\text{В}$  и  $0 \pm 135\text{В}$  ( $0 \pm 270\text{В}$ ); б) ДППН и постоянного низкого напряжения (ПНН) в трехфазное переменное (со стабильными или регулируемыми параметрами: обратимость преобразования с помощью одних и тех же активных узлов и элементов ВИЭП позволяет существенно снизить их суммарную массу и габариты. Совершенствованию импульсных преобразователей, расширению функциональности, улучшению массоэнергетической эффективности ВИЭП посвящены работы российских и зарубежных организаций и компаний:

Московский энергетический институт, ООО «Силовая электроника», Компания Crane Aerospace & Electronics (Крэйн Аэроспэйс и Электроникс), Инновационная группа компаний «Вторичные источники питания Александра Гончарова», АО «Группа Компаний «Электронинвест». Указанным преобразователям посвящены научные труды следующих отечественных и зарубежных ученых: Е.В. Машуков, В.И. Мелешин, Д.А. Шевцов, С.Б. Резников, В.В. Бочаров, С.И. Вольский, С.А. Эраносян, С.В. Аверин, А.В. Лукин, И.А. Харченко, Suk S., А.В. Кривилев, Н. Ненахов и др.

Однако в работах перечисленных авторов недостаточно внимания уделено следующим проблемам: а) способу совмещения двух импульсных преобразований: трансформаторного и трансреакторного, позволяющему улучшить массоэнергетические характеристики устройств (удельную мощность и КПД); б) использованию токозамыкающих пауз при ШИМ–регулировании, позволяющих применить дуальное управление для повышения статической устойчивости, обеспечить антинасыщающее ограничение величины потокосцепления реакторов и повысить КПД трансреактора; в) обратимости и многофункциональности импульсных преобразователей, г) модульно-масштабируемой архитектуре преобразователей и др. В связи с вышесказанным предлагаемая диссертационная работа представляется актуальной.

**Объект исследования:** две конкурентно-способные альтернативные силовые схемы импульсных обратимых ВИЭП (ОВИЭП) средней мощности: а) с одноктактными трансреакторными модуляторами и б) с комбинированными двухтактными трансреакторно-трансформаторными модуляторами и циклоконверторными делителями частоты.

**Предмет исследования:** сравнительный анализ (на базе имитационно-компьютерного моделирования) массоэнергетических характеристик (удельной мощности и КПД); оптимизация параметров элементов и алгоритмов управления; определение рациональных областей применения альтернативных вариантов ОВИЭП.

**Цель исследования:** разработка схемотехнических решений для обратимых вторичных источников электропитания (ОВИЭП) на базе двунаправленных конверторов с гальванической развязкой и трехфазного инвертора с трансформаторным звеном прямоугольного тока высокой частоты (ТЗПТ<sub>в/ч</sub>), обеспечивающих высокие массоэнергетические, надежность характеристики применительно к космическим электроэнергетическим комплексам (КЭЭК), а также рекомендаций к проектированию.

### **Задачи, решаемые для достижения цели:**

- Анализ известных типов ВИЭП и их функциональных возможностей (обратимость, многофункциональность, дуальное управление, взаиморезервирование, параллельно-модульное расщепление и др.).
- Разработка схемотехнических решений для многофункциональных высокоэффективных ОВИЭП с учетом электроэнергетической совместимости.
- Компьютерно-имитационное моделирование схем ОВИЭП с одноктактным и двухтактным импульсными модуляторами. Расчет массоэнергетических, надежность характеристик. Разработка рекомендаций к проектированию и определение областей рационального применения.

### **Научная новизна.**

1. Предложен способ совмещения двух импульсных преобразований: трансформаторного и трансреакторного, позволяющий улучшить массоэнергетические характеристики (удельную мощность и КПД).
2. Предложено использование токозамыкающих пауз при ШИМ–регулировании тока, позволяющих повысить КПД трансреакторов и применить дуальное управление для повышения статической устойчивости и обеспечить антинасыщающее ограничение потокосцепления реакторов.
3. Предложен способ сочленения блоков имитационных, а также расчетно-вычислительных компьютерных моделей импульсных модуляторов-демодуляторов с трансреакторной гальванической развязкой путем введения емкостно-резистивных «квазизвеньев» для согласования (интегрирования) внешних токов. Способ позволяет отдельно исследовать процессы в каждом блоке и оптимизировать параметры его элементов и узлов.

**Практическая значимость:** Предложена модернизация реверсивного обратимого непосредственного импульсного конвертора (РОНИК) расширяющая его функциональные возможности за счет двунаправленного режима полярно-инвертирующего понижения/повышения напряжения (режима «дозирования») и позволяющая использовать его схему в качестве унифицированного модуля для широкого класса многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с модульно-масштабируемой архитектурой (но без гальванической развязки). Предложены (в соавторстве) и исследованы нетрадиционные схемотехнические решения для комбинированных обратимых трансформаторно-трансреакторных

импульсных конверторов (КОТ/ТИК) с сочетанием гальвано-развязывающих и согласующих узлов: а) трансформатора тока и б) прямо/обратноходового трансреактора, с расширенными функциональными возможностями и повышенной массоэнергетической эффективностью. Разработаны имитационно-компьютерные модели ОВИЭП в среде «EasyEda» и проведен сравнительный анализ массоэнергетических характеристик и показателей ЭМС двух альтернативных вариантов схемотехнических решений для КОТ/ТИК: одноконтурного и двухконтурного. Проведена оценка функциональной надежности вариантов и выявлены области их рационального применения. Проведено экспериментальное подтверждение достоверности теоретических положений, определены погрешности имитационно-компьютерных моделей ОВИЭП.

### **Положения выносимые на защиту**

- схемотехнические решения для многофункциональных, в частности обратимых импульсных преобразователей с учетом электроэнергетической совместимости;
- способ совмещения двух преобразований: трансформаторного и трансреакторного, позволяющий улучшить массоэнергетические характеристики преобразователей;
- использование токозамыкающих пауз при ШИМ-регулировании, позволяющее повысить КПД трансреакторов и применить дуальное управление для повышения статической устойчивости и ограничивающее потокосцепление реакторов для исключения насыщения;
- способ сочленения имитационных, а также расчетно-вычислительных компьютерных моделей импульсных модуляторов-демодуляторов с трансреакторной гальванической развязкой путем введения емкостно-резистивных «квазизвеньев» для согласования (интегрирования) внешних токов, позволяющий отдельно исследовать процессы в каждом блоке и оптимизировать параметры его элементов и узлов;
- имитационно-компьютерные модели в среде «EasyEda» и результаты сравнительного анализа массоэнергетических характеристик и показателей ЭМС двух альтернативных вариантов схемотехнических решений для ОВИЭП (одноконтурных и двухконтурных КОТ/ТИК).

**Методология и методы исследования.** Для решения поставленных задач использованы методы теории автоматического управления, методы теории электрических цепей, методы дифференциального и интегрального исчисления и имитационного компьютерного моделирования.



**Степень достоверности результатов** определяется правильным использованием положений теории электрических цепей, теории автоматического управления, применяемым имитационно-компьютерным аппаратом и сопоставлением результатов проведенных исследований с результатами экспериментов.

**Реализация результатов работы.** Результаты диссертационной работы использованы в НИР МАИ–ФГУП «ГосНИИАС» 2017 г. №53390-03090, выполненной на кафедре «Теоретическая электротехника» МАИ, в учебном процессе кафедры – в материалах лекций, лабораторных работ и дипломно-курсовых проектов по курсу «Электромагнитная совместимость комплексов ЛА» для специалистов и бакалавров факультета №3 «МАИ(НИУ)», а также при подготовке к публикации монографии «Способы и средства повышения качества электроэнергии систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов», под ред. И.А. Харченко, изд-во МАИ, 2017

**Апробация результатов.** Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на.

- II ежегодной всероссийской научно-технической конференции «Технологии, измерения и испытания в области электромагнитной совместимости» — «ТехноЭМС 2015»

- Международной молодёжной научной конференции 2015 г. «XLI Гагаринские чтения»

**Публикации.** По теме диссертационной работы опубликовано 13 научных работ, среди которых: 10 статей в рецензируемых научных журналах, входящих в перечень рекомендуемых изданий ВАК РФ, 3 патента РФ на полезную модель, 2 доклада на научно-технической всероссийской конференции.

## Глава 1. Обзор и анализ существующих вторичных источников электропитания (ВИЭП) с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ)

### 1.1 Обратимый непосредственный импульсный конвертор (ОНИК)

В качестве отдаленных аналогов для исследуемых ОВИЭП с ТЗВЧ могут быть исследованы известные унифицированные базовые модули обратимых непосредственных импульсных конверторов (ОНИК) с промежуточным индуктивным накопителем, частично пригодные для реализации модульно-масштабируемой архитектуры преобразователей (с параллельным расщеплением), но без гальванической развязки [1]. Проанализируем известные рациональные силовые схемы для унифицированного модуля обратимого непосредственного импульсного конвертора (ОНИК).

На рис. 1.1 приведены четыре варианта схемы обратимого непосредственного импульсного конвертора с заземленными внешними выводами: а) с однообмоточным двунаправленным реактором  $L$  без накопления энергии; б, в, г) с двухобмоточными однонаправленными (по потокосцеплению) накопительными реакторами  $T-L_{1,2H}$ ; из них б) — с однополярным выходом, в, г) — реверсивные с двухполярным выходом (РОНИК), причем в) — с двумя разнополярными входами, г) — с двухполярными входом и выходом. Анализ схем выявил. Первый вариант схемы ОНИК (рис. 1.1, а) может работать в режимах «повышения», «понижения» и «понижающе-повышающем», либо в «полярно-повторяющем», либо в «полярно-инвертирующем». Этот вариант обладает следующими существенными недостатками: отсутствие индуктивного накопителя; низкое быстродействие переключения режимов прямого и обратного преобразования; наличие цепи для возможных «сквозных сверхтоков» через двухтранзисторную стойку; отсутствие реверсивного выхода. Второй вариант схемы ОНИК (рис. 1, б) свободен от первых трех указанных недостатков и по сравнению с первым вариантом обладает несомненными преимуществами. Третий и четвертый варианты схемы ОНИК (РОНИК, рис. 1.1, в, г) свободны от всех четырех недостатков по сравнению с первым и обладают важным преимуществом по сравнению со вторым, а именно: имеют двухполярный (реверсивный) выход, т.е. охватывают функцию инвертора тока/напряжения. Учитывая большую роль последнего обстоятельства при синтезе схем многофазных инверторов и преобразователей частоты, последний вариант (РОНИК рис. 1.1, г). Предлагается расширить функциональные возможности известной схемы РОНИК [1], снабдив ее двумя тиристорами (или транзисторами) ( $VS_{1,2}$ ) для реализации повышающе-понижающего («дозаторного») режима. При такой

модернизации этот вариант, дополненный демпферно-снабберными цепями, может быть рекомендован в качестве унифицированного базового модуля РОНИК.

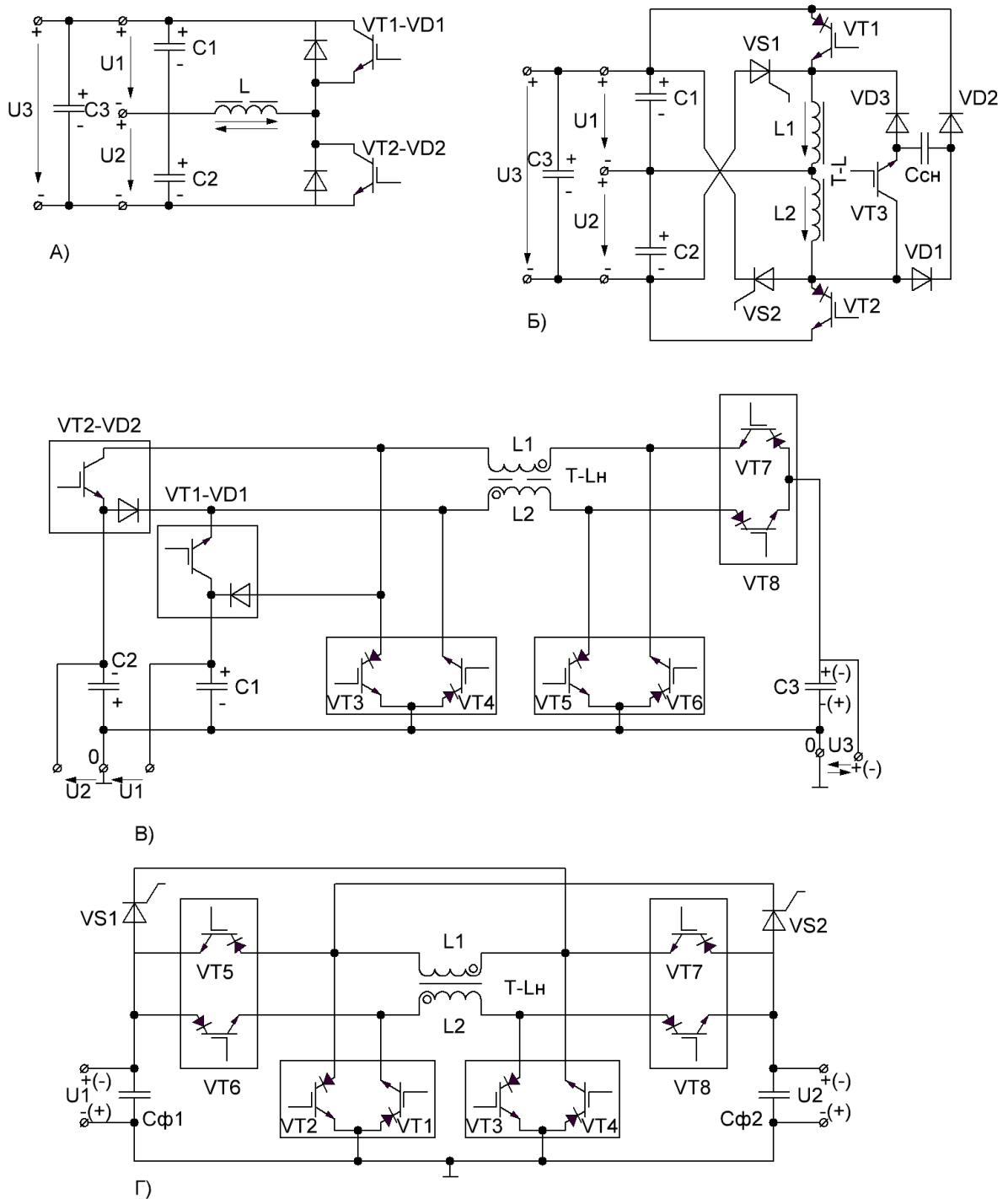


Рис 1.1 Варианты силовых схем ОНИК с заземленными внешними выводами («трехполюсники»)

## 1.2 Обратимый трансформаторный (трансреакторный) импульсный конвертор (ОТИК)

Проанализируем известные рациональные силовые схемы для унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем [1]. На рис. 1.2 приведены известные варианты схем ОТИК с индуктивными накопителями: а) с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты и накопительным реактором; б, в, г) с двумя встречными импульсными модуляторами и накопительным трансреактором б, в) на базе промежуточного емкостного фильтра  $C_{пр.ф}$  и г) по схеме синхронно-двухключевого обратногоходового модулятора. Сравнительный анализ приведенных схем выявил следующее. Первый вариант схемы ОТИК (рис. 1.2, а) по структуре близок к классическим конверторам с гальваноразвязывающим трансформаторным звеном высокой частоты [40]. Он обладает рядом достоинств, соответствующих перечисленным рекомендациям: на входе схемы установлены два конденсатора  $C_{ф1,2}$  с относительно малыми электроемкостями, обеспечивающими антинасыщающее симметрирование трансформатора  $T$ ; выходной выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора является управляемым ( $VT_{3,4}$ ); реактор  $L_H$  является накопительным; в схеме учтена рекомендация по использованию снабберных конденсаторов для повышения КПД. Одним из недостатков этой схемы является большое количество транзисторных ключей (7 шт.) [28]. К более существенным недостаткам первого варианта (рис. 1.2, а) относится наличие, дополнительного моточного изделия — трансформатора с замкнутым магнитопроводом.

Работа второго и третьего вариантов ОТИК (рис. 1.2, б, в), как и их структуры, обладают топологической симметрией для преобразования энергии. Решения применённые во второй схеме (рис. 1.2, б): а) шунтирующие цепи  $VT_3$  на обеих обмотках трансреактора; б) цепь подключения снабберного конденсатора  $C_{сн}$  для снижения потерь. В третьем варианте (рис. 1.2, в) схему импульсного модулятора введены ключ  $VT_2$  и тиристор  $VS$ . В обеих схемах ИМ введён диод в цепь  $L_1$  для исключения колебательности.

Из проанализированных схем обратимых трансформаторных импульсных конверторов наиболее эффективным по предъявляемым показателям является третий вариант (рис. 1.2, в).

Первый и второй варианты могут применяться в частных случаях

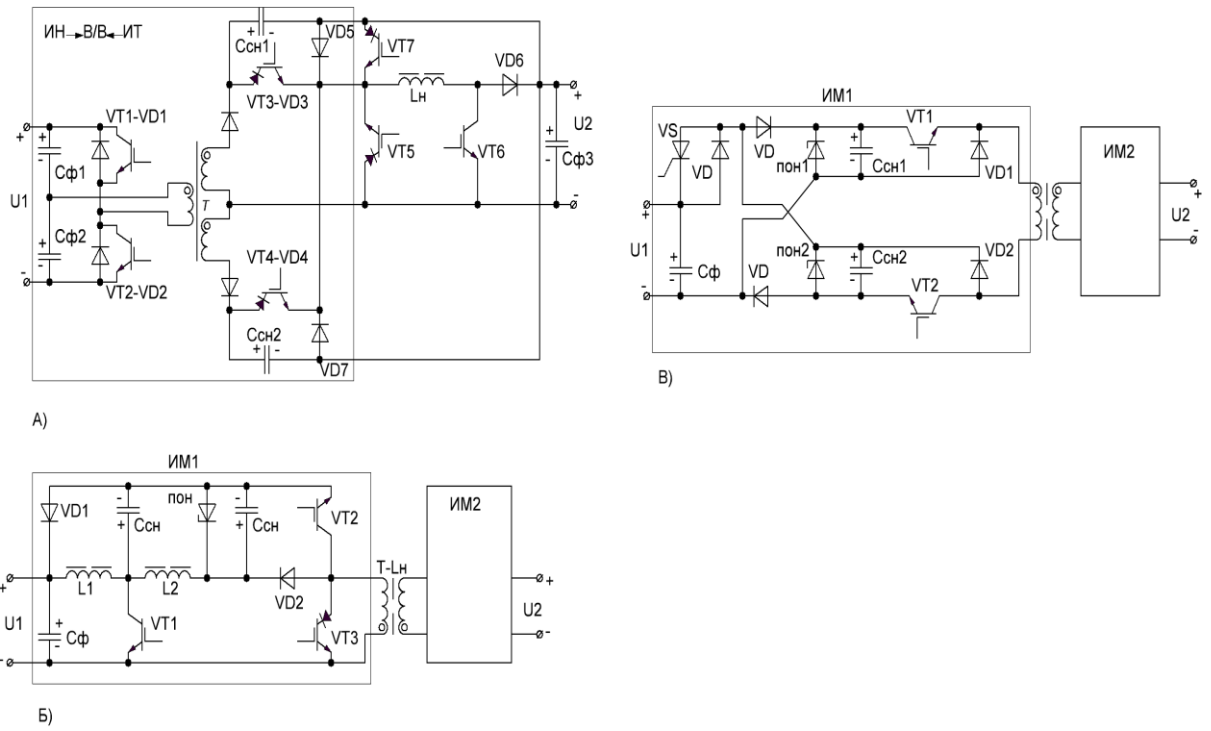


Рис. 1.2 Варианты схем ОТИК с индуктивными (реакторными или трансреакторными) накопителями

### 1.3 Анализ и модернизация «трансформаторной схемы Кука»

Далее проведем сравнительный анализ известных схем трансформаторных конверторов: а) на базе одноконтурной «трансформаторной схемы Кука» (патент U.S. Jan.15.1980, 4.184,197) и б) на базе двухконтурного модулятора с трансформаторным звеном прямоугольного тока высокой частоты (ТЗПТ<sub>В/ч</sub>). Прежде всего следует указать на практическую неработоспособность данной схемы из-за отсутствия цепей рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансформатора. Предложены пути для обеспечения работоспособности «трансформаторной схемы Кука» и её дальнейшей модернизации с целью обеспечения двунаправленности преобразования энергии (обратимости). На рис. 1.3 приведены этапы этой модернизации. На рис. 1.3,а приведена исходная «трансформаторная схема Кука» [2, 3, 4].

На рис.1.3.б добавлена цепь рекуперации энергии рассеивания ( $C_{сн}—L_0—VD_{01}, VD'_{01}$ ). На рис. 1.3,в использованы симметрия схемной топологии.

К существенному недостатку рассмотренной схемы относится инерционность переключения направлений преобразования из-за реверса полного потокосцепления трансреактора.

Схема (рис. 1.3,г) обратимый трансформаторный импульсный конвертор на базе нереверсивного трансреактора выполнена по модели топологии «Cuk/Cuk»), позволяющей обеспечить безынерционное переключение направления преобразования.

Выше перечисленные достоинства данной схемы (рис. 1.3,г) позволяют рекомендовать её в качестве базовой схемы ОИК.

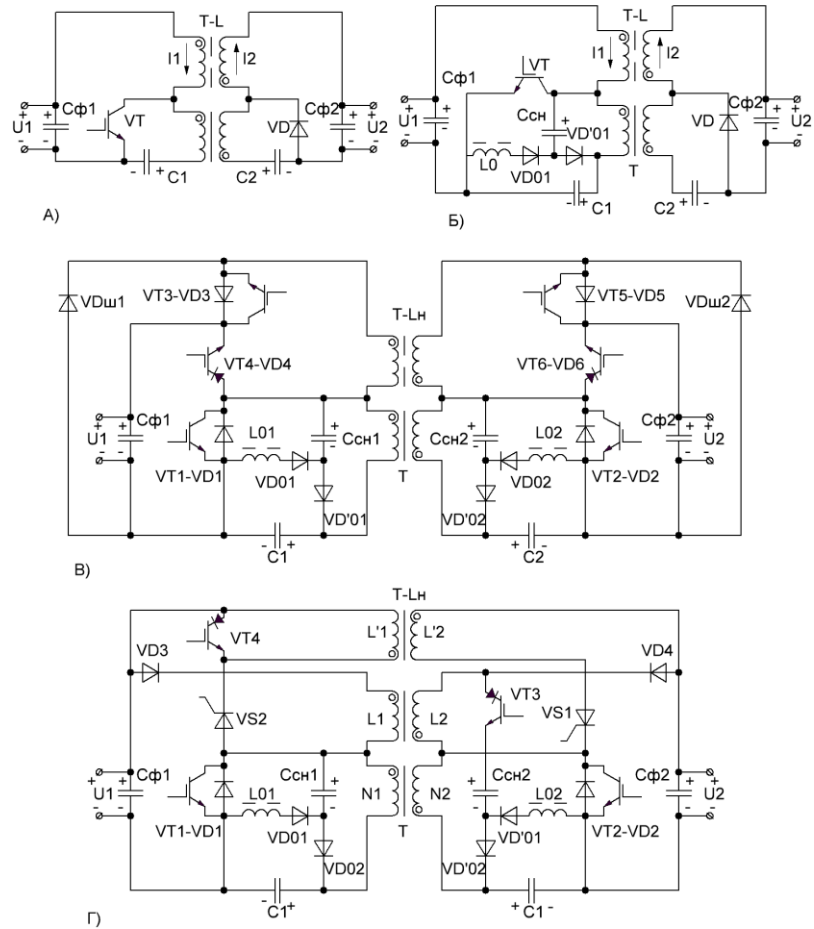


Рис. 1.3 Этапы исправления и модернизации «трансформаторной схемы Кука» с нулевыми пульсациями

## 1.4 Обратимые импульсные конверторы с функцией преобразователя частоты

Исследованы известные схемы унифицированных модулей обратимых импульсных конверторов для синтеза многофункциональных импульсных преобразователей (МИП), охватывающих и функции обратимых конверторов и функции преобразователей частоты [1].

На рис. 1.4 представлена принципиально-структурная силовая схема преобразователя частоты с входным Виенна-выпрямителем (В-В-ККМ), промежуточным дифференциальным звеном стабилизированных постоянных напряжений (с импульсным делителем напряжения — ИДН) и выходным ДИВП-РИСТ/Н). В-В-ККМ представляет собой известный трехфазный повышающий (бустерный) импульсный модулятор-стабилизатор с предвключенными балластными дросселями и шунтирующими электронными ключами переменного тока (ЭКД, совмещенный с трехфазным выпрямителем и дифференциальным выходным емкостным фильтром ( $C_{\phi 12}$ ). ИДН выполняет функцию дифференциального стабилизатора мгновенных значений напряжений на конденсаторах ( $C_{\phi 1}$  и  $C_{\phi 2}$ ) емкостного фильтра. ИДН может представлять собой унифицированный модуль полярно-инвертирующего конвертора, показанного на рис. 1.3.2 и рассматриваемого ниже. Выходные выводы ОНИК<sub>1</sub> и ОНИК<sub>2</sub> суммируют свои токи через тиристорный коммутатор  $VS_{1-4}$ . Схема В-В-ККМ имеет также ответвление со стабилизированным выходным трехфазным напряжением переменного тока ( $U_{const}$ ), имеющее существенное значение при питании схемы ПЧ от магнитоэлектрического генератора с нестабильной скоростью вращения ( $U_{var}$ ,  $\omega_{var}$ ).

Схема каждого из ОНИК содержит: два мостовых коммутатора (МК) и трансреакторный (двухобмоточный) промежуточный индуктивный накопитель (ПИН).

Мостовые коммутаторы собраны по схеме полупроводяемого «косого» выпрямительного моста, каждая пара плеч которого состоит из транзисторного ключа и трехдиодной стойки.

Каждый транзисторный ключ снабжен нерассеивающей (тепло) демпферно-снабберной дроссельно-конденсаторной цепочкой ( $L_{д-С_{сн}}$ ) для «мягкой» коммутации (включения при нулевом токе и выключения при нулевом напряжении) и, как следствие, для снижения тепловых потерь и помехоизлучений, а также защиты ключей от перенапряжений и диодно-инверсных «сверхтоков».

В инверторном режиме (прямое преобразование энергии от  $C_{\phi 1,2}$  к  $C_{\phi \sim}$ ) и в



выпрямительном режиме (обратное преобразование от  $C_{\phi\sim}$  к  $C_{\phi 1,2}$ ) схема может понижать и повышать напряжение в зависимости от участия в модуляции ключей первого или второго мостовых коммутаторов.

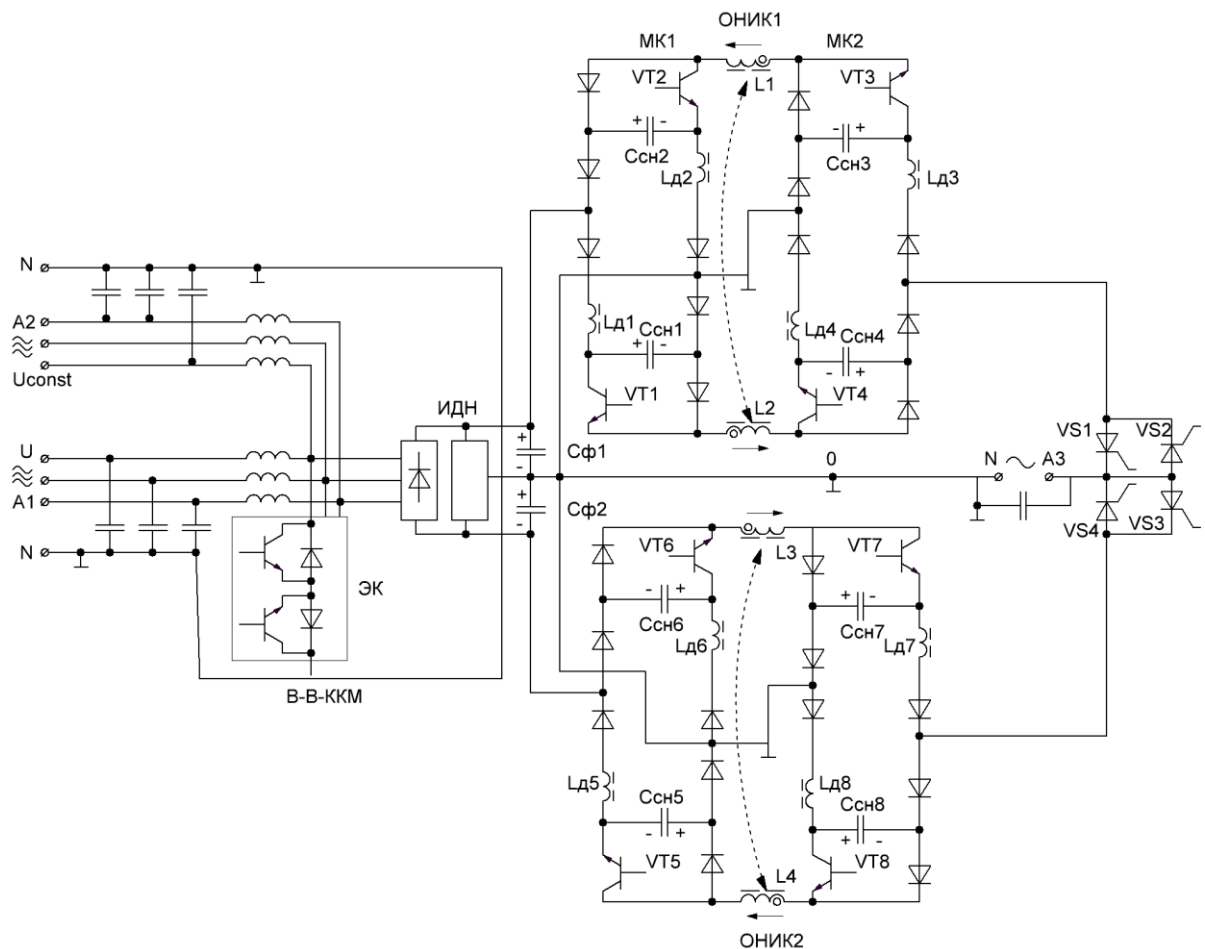


Рис. 1.4 Схема преобразования частоты с входным Виенна-выпрямителем (В-В-ККМ), дифференциальным импульсным делителем напряжения (ИДН) и ДИВП-РИСТ/Н на базе двух унифицированных модулей, полярно-повторяющих ОНИК с последовательными ПИН

К ее достоинствам относятся: 1) выпрямление с коррекцией коэффициента мощности (ККМ); 2) одновременная стабилизация дифференциальных выпрямленных напряжений и амплитуды питающего переменного трехфазного напряжения; наличия общего заземления нейтрали питающего напряжения и среднепотенциального вывода дифференциального звена постоянного напряжения; 3) Симметрирование выпрямленных напряжений; 4) обеспечение трехфазного выхода с использованием однотипных модулей ОНИК.

К недостаткам схемы относятся: а) отсутствие обратимости преобразования; б) отсутствие гальванической развязки между входом и выходом; в) повышенные масса и габариты выходного емкостного фильтра при работе на нагрузку с низким коэффициентом мощности.

### **1.5 Выводы по первой главе**

По результатам обзора и анализа существующих схемотехнических решений для ВИЭП, пригодных к применению в А/К ЭЭК, можно сделать следующие выводы:

- В большинстве известных решений проблемы обратимости и многофункциональности преобразования решаются «лобовыми» способами: за счет разделения блоков прямого и обратного преобразования и как следствия – приблизительного удвоения массы и габаритов устройства.
- Из известных решений наиболее рациональными представляются решения на базе трансформаторных и/или трансреакторных промежуточных звеньев высокой частоты (ТЗВЧ), обеспечивающих гальваническую развязку при относительно большой удельной мощности ВИЭП.
- Создание ОВИЭП, пригодных для А/К ЭЭК с высокотехнологичной модульно-масштабируемой архитектурой требует существенной модернизации известных и разработки принципиально новых схемотехнических решений.

В качестве путей и направлений дальнейшей модернизации рассмотренных схемных решений и разработки принципиально новых решений предлагается следующее: разработка схемотехнических решений для обратимых вторичных источников электропитания (ОВИЭП) на базе двунаправленных конверторов с гальванической развязкой и трехфазного инвертора с трансформаторным звеном прямоугольного тока высокой частоты (ТЗПТ<sub>в/ч</sub>), обеспечивающих высокие массоэнергетические, надежность и показатели электромагнитной совместимости применительно к космическим электроэнергетическим комплексам (КЭЭК).

## **Глава 2. Разработка нетрадиционных схемотехнических решений по ОВИЭП с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ) для космических ЭЭК**

### **2.1 Резервно-аккумуляторный источник бесперебойного питания для космических транспортных электроэнергетических комплексов**

Предлагается схемотехническое решение для высокоэффективного резервно-аккумуляторного источника бесперебойного питания (ИБП) в составе космических транспортных электроэнергетических комплексов. Силовая схема ИБП представлена на рис. 2.1. Схема содержит: дифференциальное звено постоянных повышенных напряжений (ДЗППН: Сф<sub>2</sub>-Сф<sub>3</sub>), звено высокой частоты на базе многообмоточного трансформатора прямоугольного тока (ЗВЧ-ТПТ), два космостовых импульсных модулятора (ИМ<sub>1,2</sub>), Виенна-выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности (В-В-ККМ), два импульсных уравнивающих делителя напряжений (УДН<sub>1,2</sub>), шунтирующих входную двухконденсаторную стойку с фильтровым и буферным конденсаторами (Сф<sub>1</sub>-С<sub>б</sub>) и фильтровую стойку ДЗППН (Сф<sub>2</sub>-Сф<sub>3</sub>), три однофазных циклоконвертора (ЦК<sub>А,В,С</sub>) и два распределительных устройства – постоянного низкого напряжения (РУ±27В) с подключаемой аккумуляторной батареей (АБ) и переменного трехфазного напряжения стабильной частоты (115/200 В, 400 Гц).

Следует отметить, что внешние выводы ДЗППН с разнополярными выпрямительными потенциалами ( $\pm V_d$ ) используются для параллельного включения аналогичных каналов ЭЭК (для повышения общей установочной мощности и качества электроэнергии в переходных режимах, а также обеспечения «горячего» резерва и питания наиболее мощных трехфазных инверторов и регуляторов напряжения (например, полумостовых трехфазных трехуровневых инверторов, питающих при запуске силовых установок магистральные стартер-генераторы (Ст-Г), а также мощные исполнительные механизмы (например, тяговые электродвигатели «мотор-колесного» шасси, электродвигатели топливных насосов и др.). Что касается подсистемы распределения постоянного повышенного напряжения (РУ<sub>ППН</sub>), то она в настоящее время на космических ЛА не используются из-за сложности реализации бездуговой аварийной и штатной коммутации.

Можно также отметить, что ЗВЧ-ТПТ может быть снабжено дополнительными группами фазных обмоток и регулируемых циклоконверторов (РЦК) для индивидуального питания регулируемых исполнительных электродвигателей (ИЭД) малой и средней мощности.

Рекуперация энергии торможения ИЭД производится в широком скоростном диапазоне (вплоть до торможения) с помощью дополнительного выпрямителя (В) и повышающего (бустерного) однотактного импульсного модулятора (ИМ<sub>3</sub>).

### Описание работы основных узлов ИБП

1. Импульсные модуляторы (ИМ<sub>1,2</sub>). Схема рассматриваемых ИМ отличается от подобных, дифференциальным входом, в частности – питанием.

1а) В режиме ЭЭК от АБ ИМ<sub>1</sub> работает как инвертор прямоугольного тока для питания ЗВЧ-ТПТ, а ИМ<sub>2</sub> – как диодный выпрямитель для зарядки Сф<sub>2,3</sub>. При этом на управляющий вывод (затвор) VT<sub>2</sub> от блока управления поступают высокочастотные прямоугольные отпирающие импульсы с постоянным периодом широтно-импульсной модуляции (T<sub>шим</sub>) и регулируемым коэффициентом заполнения импульса ( $\gamma_{и} = t_{и}/0,5T_{шим}$ ). При очередном включении VT<sub>2</sub> полное потокосцепление обоих трансреакторов (Т-L<sub>1,2</sub>) нарастает (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепях: Сф<sub>1</sub>-VT<sub>2</sub>-L<sub>2</sub>-N<sub>1</sub>''-Сф<sub>1</sub>, N<sub>A</sub>'-VS<sub>1A</sub>-Сф<sub>A</sub>-N<sub>A</sub>' (зарядка Сф<sub>A</sub> через циклоконвертор ЦКА), цепь «прямоходовой» зарядки Сф<sub>2</sub> через ИМ<sub>2</sub> от N<sub>2</sub>, подобная цепи: (N<sub>1</sub>'-L<sub>1</sub>-VD<sub>1</sub>-Сф<sub>1</sub>-N<sub>1</sub>')/(N<sub>1</sub>''-L<sub>2</sub>-обратимый диод VT<sub>2</sub>-Сф<sub>1</sub>-N<sub>1</sub>''), т.е. цепи зарядки Сф<sub>1</sub> ИМ<sub>1</sub> в его выпрямительном режиме, и цепь «прямоходовой» подзарядки буферного конденсатора С<sub>Б</sub>: L<sub>1</sub>-N<sub>1</sub>'-С<sub>Б</sub>-обратимый диод VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub> за счет разности индуцированных ЭДС в обмотках L<sub>1</sub> и N<sub>1</sub>'. После выключения VT<sub>2</sub> указанное потокосцепление частично (или полностью) спадает (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с токами в цепях: L<sub>2</sub>-N<sub>1</sub>''-С<sub>Б</sub>-VD<sub>2</sub>-L<sub>2</sub> («обратноходовая» зарядка С<sub>Б</sub> за счет ЭДС самоиндукции обмотки L<sub>2</sub>) и цепь «обратноходовой» зарядки фильтровой стойки Сф<sub>2</sub>-Сф<sub>3</sub>- за счет ЭДС самоиндукции обмоток трансреактора Т-L<sub>2</sub>, подобная цепи: L<sub>2</sub>-N<sub>1</sub>'-L<sub>1</sub>-VD<sub>1</sub>-Сф<sub>1</sub>-С<sub>Б</sub>-L<sub>2</sub> ИМ<sub>1</sub> в его выпрямительном режиме; при этом в цепи ЦКА ток не индуцируется (токовая пауза) из-за встречного включения секции N<sub>1</sub>' и N<sub>1</sub>''.

По окончании первого полупериода ШИМ (0,5T<sub>шим</sub>) включается ключ VT<sub>1</sub>, и происходят процессы, аналогичные описанным (в течение второго полупериода ШИМ). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя питание ЗВЧ-ТПТ, а следовательно – питание ЭЭК от АБ.

1б) В режиме питания ЭЭК от ЗППН ИМ<sub>1</sub> и ИМ<sub>2</sub> меняются ролями, а благодаря идентичности их схем протекающие процессы аналогичны описанным, но с меньшими токами при той же мощности (с учетом согласующего

коэффициента трансформации для обмоток  $N_2$  и  $N_1$  ТПТ, соответствующего отношению напряжений:  $U_d$  ДЗППН и  $U_{AB}$ .

В режимах 1а и 1б используются так называемая, двухтактная (поочередная) импульсная модуляция ключей  $VT_1$  и  $VT_2$  с использованием двух электромагнитных каналов обмена энергией АБ и ДЗППН: через ТПТ и через трансреакторы  $T-L_{1,2}$ . При этом часть энергии передается в нагрузки переменного трехфазного напряжения через циклоконверторы  $ЦК_{A,B,C}$  и их выходные П-образные индуктивно-емкостные фильтры  $L_\phi-C_\phi$ , подключаемые к РУ 115/200 В, 400 Гц, а также в якорные цепи трехфазного исполнительного электродвигателя (ИЭД) через регулируемые циклоконверторы ( $РЦК_{A,B,C}$ ). Рекуперация энергии торможения ИЭД производится в ЗППН через выпрямитель с выходным повышающим импульсным модулятором (В-ИМ<sub>3</sub>) в широком скоростном диапазоне (вплоть до остановки).

Если не требуется передача электроэнергии через ЗВЧ-ТПТ, то возможен более простой алгоритм управления ИМ<sub>1</sub> и ИМ<sub>2</sub>: одноконтный – с синхронным включением и выключением ключей  $VT_1$  и  $VT_2$ . При очередном включении  $VT_1$  и  $VT_2$  полное потокосцепление трансреакторов  $T-L_1$  и  $T-L_2$  нарастает (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепях:  $C\phi_1-VT_2-L_2-N_1-L_1-VT_1-C_B-C\phi_1$  и цепь «прямоходовой» зарядки стойки  $C\phi_2-C\phi_3$  за счет ЭДС взаимоиндукции в обмотках  $T-L_2$ , подобная цепи:  $L_2$ -обратный диод  $VT_2-C\phi_1-C_B$ -обратный диод  $VT_1-L_1-N_1-L_2$ . После выключения обоих ключей  $VT_1$  и  $VT_2$  указанное потокосцепление частично (или полностью) спадает (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с токами в цепях:  $L_2-N_1-L_1-VD_1-C\phi_1-C_B-VD_2-L_2$  (рекуперация энергии индуктивностей рассеяния обмоток  $L_1$  и  $L_2$  с «обратноходовой» подзарядкой  $C_B$ ) и цепь «обратноходовой» зарядки стойки  $C\phi_2-C\phi_3$  за счет ЭДС самоиндукции  $T-L_2$ , подобная указанной цепи рекуперации. Длительности этапов:  $d\psi/dt > 0$  и  $d\psi/dt < 0$  составляют, соответственно:  $\gamma_i T_{шим}$  и  $(1-\gamma_i) T_{шим}$ .

## 2. Уравнительные делители напряжений (УДН<sub>1,2</sub>).

Функцией обоих УДН в режимах прямого и обратного преобразований в ИБП является автоматическое выравнивание напряжений на двухконденсаторных стойках  $C\phi_1-C_B$  и  $C\phi_2-C\phi_3$  независимо от степени разбаланса их нагрузок. Оба они работают в режиме обратимого (двунаправленного) «транспортёра заряда» и собраны в виде обратимого полярно-инвертирующего понижающе-повышающего импульсного конвертора по схеме полупроводяемого косоуго моста с параллельными диодно-ключевыми стойками:  $VD_3-VT_3$  и  $VD_4-VT_4$ , зашунтированными

двухсекционным уравнительным реактором  $L_3$ - $L_4$  с заземленным средним выводом. На ключ, подключенный к конденсатору с большим напряжением (например, на  $VT_3$  при  $U_{C\phi_1} > U_{C_B}$ ) подаются высокочастотные прямоугольные отпирающие импульсы, в простейшем случае – с неизменным коэффициентом заполнения (например,  $\gamma=0,5$ ). При включении  $VT_3$  полное потокосцепление уравнительного реактора  $L_3$ - $L_4$  нарастает вместе с токами в цепях:  $C\phi_1$ - $VT_3$ - $L_3$ - $C\phi_1$  и  $L_4$ - $C_B$ -обратный диод  $VT_4$ - $L_4$  («прямоходовая» зарядка  $C_B$ ), а при его выключении – частично (или полностью) спадает вместе с токами:  $L_3$ - $C_B$ - $VD_4$ - $L_3$  и  $L_4$ - $VD_3$ - $C\phi_1$ - $L_4$  («обратноходовые» зарядка  $C_{B1}$  и рекуперация энергии рассеивания обмотки  $L_4$  в  $C\phi_1$ ). Далее процессы высокочастотно-переодически качественно повторяются вплоть до выравнивания напряжений на  $C\phi_1$  и  $C_B$ . При этом управление может не выключаться, но при этом будет циркулировать внутренняя реактивная мощность с тепловыми потерями.

### 3. Двухнаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь (ДИВП).

Назначением ДИВП являются следующие функции: а) питание магистрального трехфазного стартер-генератора в стартерном режиме; б) резервное питание  $U \approx 115/200$  В, 400 Гц (при повышенных нагрузках и/или отказах в циклоконверторах ( $ЦК_{A,B,C}$ ); в) резервное питание ДЗППН («горячий резерв») в параллель с (или вместо) В-В-ККМ.

На рис. 2.2 представлена силовая схема однофазного модуля ДИВП с накопительно-демодуляторным трансреактором ( $T$ - $L_{H/D}$ ) и дифференциальным питанием (ДЗППН  $0 \pm 135(270)$  В). Схема содержит два мостовых импульсных коммутатора ( $ИК_1$  и  $ИК_2$ ): шестиплечевой и четырехплечевой, разделенные двумя обмотками ( $L_1$  и  $L_2$ ) трансреактора ( $T$ - $L_{H/D}$ ), а также входной и выходной емкостные фильтры ( $C\phi_{1,2}$  и  $C\phi_{\sim}$ ). Все восемь электронных ключей снабжены обратно-блокирующими диодами и нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками (ДСЦ  $L_{d1-8}$ - $C_{sn1-8}$ ) с зарядно-разрядными двухдиодными стойками. Кроме этих стоек введены две суммирующие стойки ( $VD_{01-02}$  и  $VD_{03-04}$ ). Наличие ДСЦ выгодно повышает надежность, КПД и удельную мощность устройства, а также снижает коммутационные помехи (кондуктивные и излучаемые). Зеркальная симметрия расположения большинства элементов схемы и аналогия алгоритмов коммутации ключей на «положительном» и «отрицательном» полупериодах фазного напряжения:  $U_{AN} = U_{C\phi_{\sim}}$  (в инверторном и выпрямительном режимах) позволяют рассмотреть работу схемы только на одном («положительном») полупериоде (при положительном потенциале вывода А относительно нейтрального вывода N).

Ключи коммутаторов ИК<sub>1</sub> и ИК<sub>2</sub> коммутируются с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией – с постоянным периодом  $T_{\text{шим}}$  и регулируемой длительностью импульсов:  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . При обоих направлениях преобразования (инверторном и выпрямительном) в пределах рассматриваемого полупериода ( $U_{\text{АН}} > 0$ ) возможны интервалы (режимы) «понижения» и «повышения» напряжения, рассматриваемые ниже.

3-1. Инверторный понижающий режим ( $|U_{\text{П}}| > U_{\text{АН}}$ ).

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включаются ключи VT<sub>8</sub> и VT<sub>2</sub>, и происходит нарастание полного потокосцепления  $L_1$  и  $L_2$  (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с током в цепи: Сф<sub>1</sub>-VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub>-VT<sub>2</sub>-Сф<sub>1</sub> в течение длительности:  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . Затем одновременно выключаются эти ключи, а включаются VT<sub>4</sub> и VT<sub>6</sub>, и происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления (этап  $d\psi/dt \approx 0$ ) вместе с коротко-замкнутым током в цепи: L<sub>2</sub>-VT<sub>4</sub>-VT<sub>6</sub>-L<sub>2</sub> в течение длительности токозамыкающей паузы:  $\Delta t_{\text{и}} = \Delta \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . После этого ключ VT<sub>4</sub> выключается, а включается ключ VT<sub>2</sub> (VT<sub>6</sub> остается включенным), и происходит частичное (или полное) спадение полного потокосцепления (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с током в цепи: L<sub>2</sub>-VT<sub>5</sub>-Сф<sub>1</sub>-VT<sub>6</sub>-L<sub>2</sub> в течение длительности:  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \Delta \gamma) T_{\text{шим}}$ . Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого понижающего режима (интервала).

3-2. Инверторный повышающий режим ( $|U_{\text{П}}| < U_{\text{АН}}$ ).

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включаются ключи VT<sub>8</sub> и VT<sub>4</sub>, и на этапе:  $d\psi/dt > 0$  ток нарастает по цепи: Сф<sub>1</sub>-VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub>-VT<sub>4</sub>-Сф<sub>1</sub>. Затем ключ VT<sub>8</sub> выключается, а включается ключ VT<sub>6</sub> (VT<sub>4</sub> остается включенным), и на этапе:  $d\psi/dt \approx 0$  ток замыкается по цепи: L<sub>2</sub>-VT<sub>4</sub>-VT<sub>6</sub>-L<sub>2</sub> (токозамыкающая пауза), после чего VT<sub>4</sub> и VT<sub>6</sub> выключаются, а включаются VT<sub>2</sub> и VT<sub>8</sub>, и на этапе:  $d\psi/dt < 0$  ток частично (или полностью) спадает по цепи: L<sub>2</sub>-VT<sub>2</sub>-Сф<sub>1</sub>-VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub>. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого повышающего режима.

3-3. Выпрямительный понижающий режим ( $U_{\text{АН}} > |U_{\text{П}}|$ ).

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включается ключ VT<sub>1</sub>, и на этапе:  $d\psi/dt > 0$  ток нарастает по цепи: Сф<sub>1</sub>-VT<sub>1</sub>-VD<sub>9</sub>-Сф<sub>1</sub>-Сф<sub>1</sub>. Затем ключ VT<sub>1</sub> выключается, а включаются ключи VT<sub>3</sub> и VT<sub>5</sub>, и на этапе:  $d\psi/dt \approx 0$  ток приблизительно сохраняется в цепи: L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-VT<sub>3</sub>-L<sub>1</sub> (токозамыкающая пауза). После паузы ключ VT<sub>5</sub> выключается (VT<sub>3</sub> остается включенным), и на этапе:  $d\psi/dt < 0$  ток частично (или полностью) спадает по цепи: L<sub>1</sub>-VD<sub>9</sub>-Сф<sub>1</sub>-VT<sub>3</sub>-L<sub>1</sub>. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого понижающего режима.

3-4. Выпрямительный повышающий режим ( $U_{AN} < |U_{П}|$ ).

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  чередуются этапы:  $d\Psi/dt > 0$  с током в цепи: Сф.-VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-Сф.,  $d\Psi/dt \approx 0$  с током в цепи: L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-VT<sub>3</sub>-L<sub>1</sub> и  $d\Psi/dt < 0$  с током в цепи: L<sub>1</sub>-VD<sub>9</sub>-Сф<sub>1</sub>- Сф.-VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub>.

При обоих направлениях преобразования с помощью одновременного регулирования двух взаимонезависимых параметров:  $\gamma_n$  и  $\Delta\gamma$  («дуальное» управление) в замкнутом контуре управления по эталонным сигналам с отрицательными обратными связями производится одновременное регулирование: а) выходного напряжения со стабилизацией его среднего (при выпрямлении) или действующего (амплитудного при инвертировании) значения и мгновенного значения полного потокосцепления трансреактора, пульсирующего по модульно-синусному закону:  $\Psi(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t + \Delta\phi)|$ , где  $\Psi_0$  и  $\phi$  – стабилизированные значения амплитуды и фазового сдвига. При этом благодаря перекоммутации токов обмоток L<sub>1</sub> и L<sub>2</sub> накопительно-демодуляторного трансреактора T-L<sub>н/д</sub> в цепи фазного вывода А формируются либо синусоидальный ток:  $i_A(t) = I_0 \sin(\omega t + \Delta\phi_i)$ , либо синусоидальный потенциал:  $V_A(t) = V_0 \sin(\omega t + \Delta\phi_V)$ , где фазовые сдвиги в трех фазных модулях, соответственно, составляют: 0,  $+2\pi/3$  и  $-2\pi/3$ . Этим обеспечиваются не только пофазная симметрия напряжений в инверторном режиме для трех модулей, но и приближение к единице коэффициента мощности в выпрямительном режиме (коррекция коэффициента мощности, подобная В-В-ККМ).

Предложенное нетрадиционное схемотехническое решение для резервно-аккумуляторного источника бесперебойного питания (ИБП), предназначенного для космических электроэнергетических комплексов (ЭЭК), в частности – для полностью электрифицированных самолетов (ПЭС) с повышенной электроэнерговооруженностью (до 1,5 МВт и более), удовлетворяет всем основным требованиям, предъявляемым к ЭЭК, и пригоден для реализации их модульно-масштабируемой архитектуры на базе параллельных унифицированных модулей. Такая архитектура позволяет существенно повысить производственную, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность, снизить трудозатраты и простои транспорта и повысить надежность ЭЭК.

Приведенное решение защищено приоритетом РФ.





## 2.2 Трансформаторные многофункциональные импульсные преобразователи для бортовых космических источников питания

На рис. 2.3 приведена упрощенная силовая схема трансформаторного многофункционального импульсного преобразователя (ТМИП) для ИБП космического назначения. Схема содержит: два однотипных обратимых конверторно-инверторных модулятора (ОКИМ<sub>1,2</sub>) и двухсимисторный циклоконвертор (VS<sub>3-4</sub>—VS<sub>5-6</sub>), разделенные трехобмоточным трансформатором (Т) и зашунтированные со стороны внешних выводов (U<sub>1</sub>, U<sub>2</sub>, U<sub>3</sub>, U<sub>4</sub>) фильтровыми конденсаторами (C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>). Каждый из ОКИМ составлен из последовательно между собой соединенных транзисторного ключа (VT), балластного дросселя (L) и диодно-тиристорной стойки (VD—VS). Дроссели L<sub>1</sub> и L<sub>2</sub> могут иметь общий магнитопровод (показан пунктиром), для снижения пульсации внешних токов за счет взаимоиנדуктивной связи (M).

Основной топологический скелет ОКИМ имеет прототипом топологию однонаправленной, так называемой, трансформаторной схемы Кука. Помимо обеспечения двунаправленности и расширения функциональных возможностей за счет функции низкочастотного регулируемого инвертора на базе циклоконвертора с высокочастотным питанием в приведенной схеме исправлена существенная ошибка, допущенная С. Куком и С. Ненаховым [2] и перечеркивающая работоспособность схемы: неучет индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора, ЭДС самоиндукции которых не позволяет выключать силовой транзистор (VT) без недопустимых перенапряжений на нем. Если возложить функцию утилизации энергии этих индуктивностей только на снабберный конденсатор (C<sub>сн</sub>), шунтирующий ключ, то, во-первых, необходимо обеспечить нерассеивающую (тепла) его разрядку, а во-вторых, найти способ снижения его реактивной мощности (особенно при коэффициенте трансформации, существенно отличном от единицы). Указанная утилизация энергии индуктивностей рассеяния трансформатора и индуктивностей демпферных дросселей (L<sub>д1,2</sub>) обеспечивается введением силовых диодно-тиристорных стоек (VD<sub>1,2</sub>—VS<sub>1,2</sub>) и разрядных тиристоров (VS<sub>11,12</sub>), подключенных через снабберные конденсаторы (C<sub>сн1,2</sub>) к силовым выводам ключей.

Условие непрерывности тока балластного дросселя (L<sub>1</sub>), как и в известных полярно-инвертирующих повышающе-понижающих непосредственных конверторах, является соотношением:  $U_3 = U_1 \gamma / (1 - \gamma)$ , где

$\gamma = t_{\text{и}}/T_{\text{шим}}$  — относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса при широтно-импульсной модуляции с периодом  $T_{\text{шим}}$ .

#### Работа упрощенной силовой схемы преобразователя.

К выводам фильтра  $C_1$  подключают низковольтную аккумуляторную или суперконденсаторную батарею (АБ), например, с напряжением  $U_1=28\text{В}$ . К выводам фильтра  $C_2$  подключают униполярное звено постоянного повышенного напряжения (ЗППН), например, с напряжением  $U_2=270\text{В}$ . Промежуточные балластные (накопительные) конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$ , в общем случае, могут быть нагружены или нет. К выводам фильтра  $C_5$  подключают однофазную нагрузку низкочастотного переменного тока со стабильной или регулируемой амплитудой, например, стабилизированные:  $U_{5\text{ампл}}=165\text{В}, 400\text{Гц}$  или регулируемые:  $0\dots 165\text{В}, 0\dots 400\text{Гц}$ . (для регулируемого асинхронного или синхронного приводного двигателя). В исходном состоянии фильтровые (накопительные) конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  заряжены до напряжений  $U_1$  и  $U_2$  соответственно, через обмотки дросселей и трансформатора.

В режиме прямого преобразования на управляющем выводе ключа  $VT_1$  формируются высокочастотные прямоугольные включающие импульсы с постоянным периодом ( $T_{\text{шим}}$ ) и относительной длительностью:  $\gamma = t_{\text{и}}/T_{\text{шим}}$ , регулируемой в зависимости от отклонения регулируемого параметра в цепи обратной связи от эталонного сигнала блока управления.

В течение произвольного периода ( $T_{\text{шим}}$ ) на первом этапе с длительностью:  $t_{\text{и}}$  полное потокосцепление балластных дросселей ( $L_1$  и  $L_2$ ) нарастает (этап:  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепях:  $C_1—L_1—VT_1—C_1$ ;  $C_3—VT_1—N_1—C_3$  и  $N_2—C_2—L_2—C_4—N_2$  («прямоходовая зарядка» фильтра  $C_2$ ). После выключения ключа  $VT_1$  и включения вентиля  $VS_1$  указанное полное потокосцепление частично (или полностью) спадает (этап:  $d\psi/dt < 0$ ) за время:  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma) T_{\text{шим}}$  вместе с токами в цепях:  $L_1—C_3—VD_1—VS_1—L_1$ ,  $L_2—$  (обратный диод ключа  $VT_2$ )— $C_2—L_2$  («обратноходовая зарядка» фильтра  $C_2$ ) и  $N_1—VD_1—VS_1—C_1—N_1$ , а после его обнуления имеем импульс тока в цепи:  $L_1—C_3—N_1—C_1—L_1$  и трансформируемый импульс тока в цепи:  $N_2—C_4—$ (обратный диод ключа  $VT_2$ )— $L_{д2}—N_2$ . Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются. При этом в третьей обмотке ( $N_3$ ) трансформатора (Т) индуцируется высокочастотная прямоугольно-переменная э.д.с., которая с помощью циклически реверсируемого выпрямления (в циклоконверторе  $VS_{3-4}—VS_{5-6}$ ) формирует низкочастотный переменный ток в цепи фильтра  $C_5$ , интегрируя который фильтр формирует выходное синусоидальное напряжение  $U_5(t)$ .

Мягкая коммутация транзисторных ключей (включение при нулевом токе и выключение при нулевом напряжении) обеспечивается за счет нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек ( $L_d—C_{CH}$ ), подключенных к ключам. Зарядка снабберных конденсаторов происходит после выключения соответствующих ключей, а их полная разрядка—после включения ключей и соответствующих тиристорных вентилей по цепям:  $C_{CH1}—VS_{11}—VS_1—L_1—L_{d2}—VT_1—C_{CH1}$  и  $C_{CH2}—L_{d2}—VT_2—L_2—VS_{1,2}—C_{CH2}$ . При этом энергия конденсаторов передается балластным реакторам для дальнейшего использования в нагрузке. Указанная коммутация существенно снижает динамические тепловые потери в ключах и помехоизлучения (улучшая КПД и ЭМС).

Как и в упомянутой схеме Кука, в рассмотренной схеме при определенных величинах коэффициентов связи и трансформации балластных реакторов (трансреактора  $L_1—L_2$ ) могут быть существенно снижены пульсации внешних токов, а следовательно - улучшено качество потребляемой и преобразованной электроэнергии. Следует также отметить, что, пожертвовав снижением пульсаций и поменяв местами начало и конец одного из дросселей, можно получить другое существенное достоинство схемы: быстрое действие процессов переключений направлений преобразования за счет однополярности (отсутствия реверса) потокосцепления трансреактора при переключениях направления преобразователя, что повышает качество переходных процессов в замкнутой системе регулирования или стабилизации выходного напряжения.

В [1] предложено вместо униполярного звена повышенного постоянного напряжения (например,  $\pm 270В$  или  $\pm 540В$ ) использовать в бортовых ЭЭК дифференциальное звено с заземленным среднотенциальным выводом (ДЗППН, например,  $0\pm 135В$  или  $0\pm 270В$ ), имеющее ряд преимуществ:

- снижение рабочего напряжения и интенсивности старения изоляции кабелей, обмоток электромагнитных элементов и др. устройств;
- непосредственную пригодность для питания полумостовых импульсных инверторов, в особенности трехфазных (бестрансформаторных, с заземленной нейтралью);
- упрощение и повышение надежности подсистемы распределения с аппаратами защиты, коммутации и регулирования;
- повышение электробезопасности для обслуживания;

-снижение вдвое рабочих и максимально-допустимых напряжений полупроводниковых ключей, упрощающее реализацию их импортозамещения и др.

В рассматриваемой схеме ТМИТ для питания ДЗППН на базе двухконденсаторной фильтровой стойки  $C_{d1}—C_{d2}$  с напряжением:  $0\pm U_{d1,2}$  предусмотрен управляемый мостовой выпрямитель  $VS_{7-10}$  с питанием либо от той же третьей обмотки ( $N_3$ ) трансформатора, либо от дополнительной (четвертой) обмотки.

Для получения трехфазного переменного напряжения следует к циклоконвертору  $VS_{3-4}—VS_{5-6}$  (для фазного напряжения  $U_{A-N}$ ) добавить два аналогичных (для фазных напряжений  $U_{B-N}$  и  $U_{C-N}$ ) с их питанием либо от той же третьей обмотки ( $N_3$ ), либо от двух дополнительных.

Основным и достаточно радикальным отличием рассмотренной схемы от прототипа является ее работоспособность благодаря наличию диодно-вентильной ветви ( $VD_1—VS_1$ ), обеспечивающей цепь для замыкания двух токов по цепям:  $L_1—C_3—VD_1—VS_1—L_1$  и  $N_1—VD_1—VS_1—C_1—N_1$  за счет ЭДС самоиндукции индуктивностей  $L_1$  и рассеяния трансформаторной обмотки  $N_1$  после выключения ключа  $VT_1$  (релейного, естественно для силовой электроники, а не в активно-усилительном режиме). В противном случае понадобилось бы не только обязательно вводить в схему снабберный конденсатор ( $C_{сн1}$ ) для защиты ключа от перенапряжения, но и рассчитать его на существенную реактивную мощность при частоте стопроцентных пульсаций его напряжения с частотой:  $1/T_{шим}$  (более 20 кГц). К менее радикальным отличиям, но достаточно существенным достоинствам предложенной здесь схемы можно отнести следующие:

-обратимость (двунаправленность) преобразования по отношению к униполярному звену постоянного повышенного напряжения (ЗППН);

-обеспечение питанием дифференциального звена постоянного повышенного напряжения (ДЗППН) и нагрузок регулируемого низкочастотного переменного напряжения, в том числе трехфазного (например, синхронных или асинхронных электродвигателей, в частности-бортового стартер-генератора);

-обеспечение мягкой коммутации силовых ключей, а следовательно-снижение коммутационных тепловых потерь и помехоузлучений.

## Модернизированная схема ТМИП для ИБП с питанием трехфазных электроприводов

На рис. 2.4 приведена силовая схема ТМИП с униполярным и дифференциальным звеньями постоянного повышенного напряжения (УЗППН и ДЗППН) на базе обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК) с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ),  $3^x$ -фазного циклоконвертора ( $3^x$ -ф.ЦК) и обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) для питания регулируемых электроприводов с рекуперативным торможением (магнитоэлектрического синхронного двигателя-МЭСД) от низковольтных аккумуляторных и/или суперконденсаторных батарей (АБ).

По сравнению со схемой ТМИП на рис. 2.3 эта схема имеет расширенные функциональные возможности за счет  $3^x$ -ф.ЦК и ОВИП, более высокий КПД за счет трансреакторного преобразования (прямо-и обратного через  $L_1$ - $L_2$  с токозамыкающими паузами) и за счет обеспечения «мягкой» коммутации модуляторных ключей, снабженных нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками ( $L_d$ - $C_{CH}$ ), а также сниженные помехоизлучения. Кроме этого схема обладает повышенной устойчивостью за счет введения дополнительных независимых параметров регулирования-коэффициентов заполнения импульсов ШИМ для шунтирующих ключей ( $VT_3$ ,  $VT_4$ ,  $VT_5$ ,  $VT_6$ ). Эти ключи позволяют одновременно с регулированием (стабилизацией) выходного напряжения регулировать также уровни напряжений на буферных конденсаторах ( $C_3$ ,  $C_4$ ), полное потокосцепление ( $\psi$ ) трансреактора ( $L_1$ - $L_2$ ) и выходное напряжение ТЗПЧ. Потокосцепление  $\psi$  является однополярным (без реверса), благодаря чему обеспечивается безынерционность переключений направлений преобразования, т.е. высокое качество регулирования в замкнутой системе управления.

Приводной магнитоэлектрический синхронный двигатель (МЭСД) имеет два канала питания: а) пофазно-регулируемыми напряжениями, формируемыми трехфазным циклоконвертором ( $3^x$ -ф.ЦК) и б) линейными напряжениями, формируемыми обратимым выпрямительно-инверторным преобразователем (ОВИП), который также используется для рекуперативного торможения двигателя с возвратом энергии в УЗППН и в АБ (через ОТИК). Для расширения скоростного диапазона эффективного торможения (вплоть до остановки) ОВИП шунтирован повышающим (бустерным) импульсным

модулятором на базе рекуперативного ключа ( $VT_{рек}$ ) и балластного дросселя ( $L_B$ ) с шунтирующим тиристором ( $VS_{ш}$ ).

Решения защищены приоритетом РФ [Приложение 1].

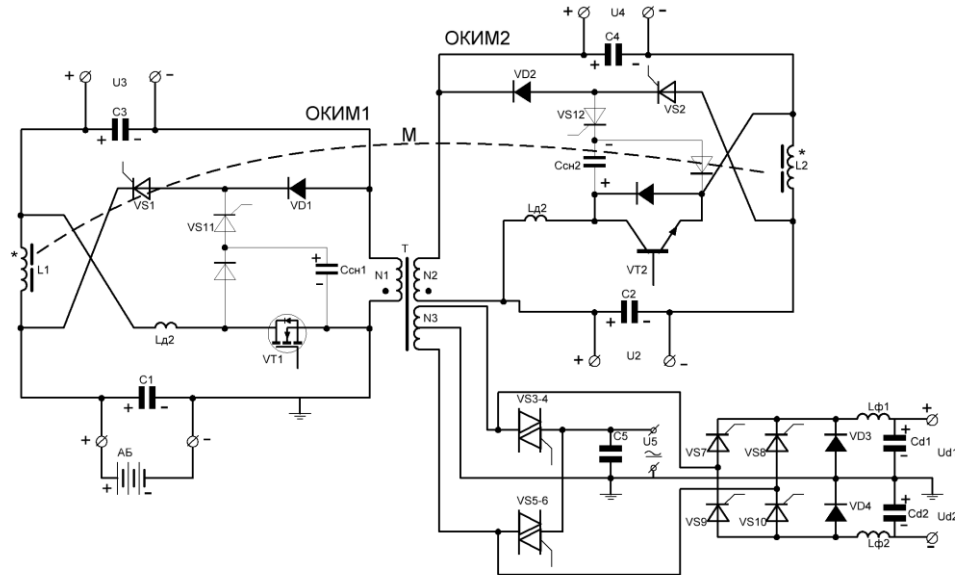


Рис. 2.3 Упрощенная силовая схема трансформаторного импульсного преобразователя (ТМИП) для источника бесперебойного питания (ИБП).

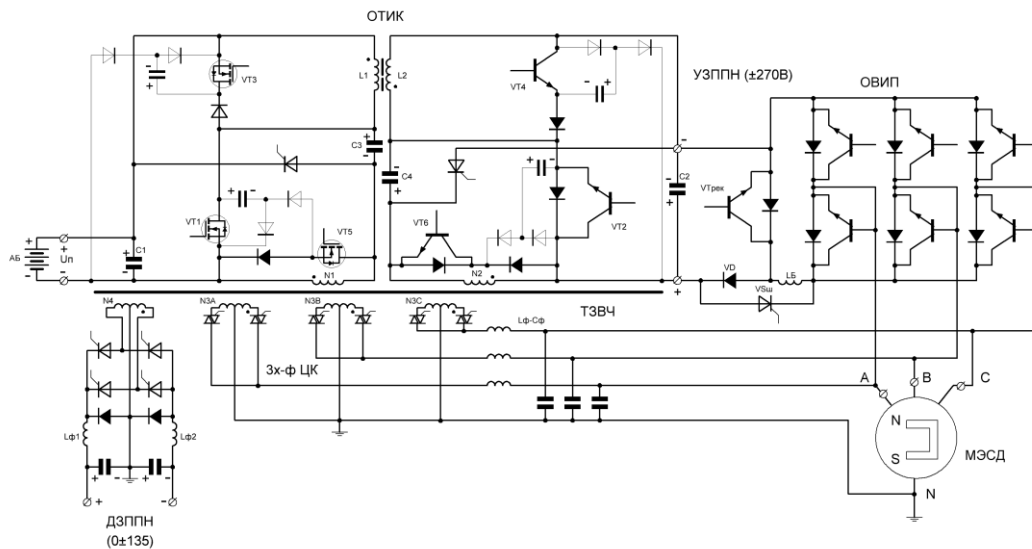


Рис. 2.4 Силовая схема ТМИП с униполярным и дифференциальным звеньями постоянных повышенных напряжений (УЗППН и ДЗППН) на базе обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК), 3<sup>х</sup>-фазного циклоконвертора (3<sup>х</sup>-ф ЦК), управляемого выпрямителя (УВ) и обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) для питания регулируемых электроприводов с рекуперативным торможением от низковольтных аккумуляторных и/или суперконденсаторных батарей.

## 2.3 Трансформаторный импульсный преобразователь для космического ЭЭК

Предложено также (в соавторстве) нетрадиционное схмотехническое решение для трансформаторного импульсного преобразователя для использования в космическом электроэнергетическом комплексе. Силовая схема двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя (ТИП) в качестве ВИЭП в составе ЭЭК КЛА приведена на рисунке 2.5. Она содержит: низковольтный и высоковольтный импульсно-модуляторные коммутаторы (ИМК<sub>1</sub> и ИМК<sub>2</sub>); трансформатор прямоугольного тока (ТПТ) с первичной (N<sub>1</sub>), вторичной (N<sub>2</sub>) и тремя фазными обмотками (N<sub>3A</sub>, N<sub>3B</sub>, N<sub>3C</sub>); балластный двухобмоточный трансреактор (L<sub>Б1-2</sub>); шины дифференциального звена постоянных повышенных напряжений (ДЗППН); трехфазный симисторный циклоконвертер (ЦК); однотипные по схемам стабилизатор напряжений (УДН), импульсный регулятор тока рекуперативного торможения (ИРТ<sub>рт</sub>); аккумуляторную батарею (АБ) с размыкающим контактором (К<sub>АБ</sub>); стабилизатор напряжения U<sub>сб</sub> (C<sub>т</sub>U<sub>сб</sub>). В состав ЭЭК входят: исполнительный электродвигатель с рекуперативным торможением (ИЭД–РТ); распределительное устройство со стабильными частотой и амплитудой трехфазных напряжений (РУ f-const, U-const); контакторы (К<sub>ру</sub> и К<sub>иэд</sub>); трехфазный индуктивно-емкостный фильтр низкой частоты (L<sub>ф</sub>–C<sub>ф</sub>).

### Работа ИМК.

В режиме прямого преобразования (от U<sub>АБ</sub> к 0±U<sub>d</sub>) первый коммутатор работает как высокочастотный двухтактный инвертор прямоугольного тока (ИПТ), а второй — как диодный выпрямитель с дифференциальными выпрямленными напряжениями. При этом, в зависимости от соотношения напряжений на фильтровом конденсаторе C<sub>ф1</sub>(U<sub>АБ</sub>) и суммарного напряжения на L<sub>Б1</sub> и секции обмотки N<sub>1</sub> ТПТ (т. е. приведенного к ним через коэффициенты трансформации выпрямленного напряжения U<sub>d</sub>), следует различать два возможных случая: «понижающая» и «повышающая» модуляция. При «понижающей» модуляции ключи VT<sub>1</sub> и VT<sub>2</sub> включаются поочередно на время управляющего импульса t<sub>и</sub> = γ<sub>и</sub>T<sub>шим</sub>/2, где γ<sub>и</sub> и T<sub>шим</sub> — регулируемая относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса и постоянный период двухтактной широтно-импульсной модуляции. При включении, например, ключа VT<sub>1</sub> полные потокосцепления L<sub>Б1-2</sub> и ТПТ нарастают (dΨ/dt > 0) вместе с токами в цепях: C<sub>ф1</sub>–L<sub>Б1</sub>–N<sub>1</sub>'–VT<sub>1</sub>–L<sub>Д1</sub>–C<sub>ф1</sub> и N<sub>2</sub>–VD<sub>4</sub>–C<sub>ф2</sub>–C<sub>ф3</sub>–L<sub>Д2</sub>–(обратный диод VT<sub>3</sub>)–N<sub>2</sub>'–N<sub>2</sub>" и L<sub>Б2</sub>–C<sub>ф3</sub>–L<sub>Д2</sub>–(обратный диод VT<sub>3</sub>)–N<sub>2</sub>'–L<sub>Б2</sub> («прямоходовая» трансформация ЭДС L<sub>Б2</sub>). После



выключения ключа  $VT_1$  и включения шунтирующего ключа  $VT_{Ш2}$  (через промежуток времени импульса  $t_{и} = \gamma_{и}T_{шим}/2$ ) указанные полные потокосцепления приблизительно сохраняются ( $d\Psi/dt \approx 0$ ) вместе с токами в цепях:  $L_{Б1}-N_1''-VD_1-C_Б-L_{Б1}$  и  $L_{Б2}-N_2'-VD_{Ш3-4}-VT_{Ш2}-L_{Б2}$  (токозамыкающая пауза для повышения КПД передачи энергий индуктивностей рассеяния  $L_{Б1}$  и  $N_1'$  в буферный конденсатор  $C_Б$  для дальнейшей рекуперации в  $C_{Ф1}$  в течение длительности паузы  $\Delta t_{п} = \gamma_{п}T_{шим}/2$ );  $N_2'-VD_3-C_{Ф2}-C_{Ф3}$  (обратный диод  $VT_4$ )  $-N_2''-N_2'$  и  $L_{Б2}-N_2'-VD_3-C_{Ф3}-L_{Б2}$  («обратноходовая» трансформация ЭДС в  $L_{Б2}$  в течение интервала времени  $T_{шим}/2 - \Delta t_{п} - t_{и} = (1 - \gamma_{п} - \gamma_{и}) T_{шим}/2$ ). Затем на следующем полупериоде  $T_{шим}/2$  происходят аналогичные процессы, но с участием ключа  $VT_2$  (второй такт питания ТПТ). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя прямое преобразование с «понижающей» модуляцией. При «повышающей» модуляции на первом полупериоде  $0 \leq t \leq 0,5T_{шим}$  сначала синхронно включаются оба ключа  $VT_1$  и  $VT_2$ , что приводит к нарастанию в течение интервала  $t_{и} = \gamma_{и}T_{шим}/2$  полного потокосцепления  $L_{Б1-2}$  ( $d\Psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепях  $C_{Ф1}-L_{Б1}-(N_1'-VT_1)/(N_1''-VT_2)-L_{Д1}-C_{Ф1}$  (без потокосцепления ТПТ) и  $L_{Б2}-C_{Ф3}-L_{Д2}-((\text{обратный диод } VT_3)-N_2'')/((\text{обратный диод } VT_4)-N_2'')-L_{Б2}$  («прямоходовая» трансформация ЭДС  $L_{Б2}$ ). Затем одновременно выключается один из ключей  $VT_1$  или  $VT_2$  и включается шунтирующий ключ  $VT_{Ш2}$ , что приводит к передаче с высоким КПД основной части электромагнитной энергии из  $L_{Б1}$  в  $L_{Б2}$  с короткозамкнутым током в соответствующей цепи  $L_{Б2}-N_2'-VD'_{Ш3-4}-VT_{Ш2}-L_{Б2}$  или  $L_{Б2}-N_2''-VD''_{Ш3-4}-VT_{Ш2}-L_{Б2}$  в течение длительности паузы  $\Delta t_{п} = \gamma_{п}0,5T_{шим}$ . Затем ключ  $VT_{Ш2}$  выключается, и полные потокосцепления  $L_{Б1-2}$  и ТПТ частично (или полностью) спадают ( $d\Psi/dt < 0$ ) вместе с током в соответствующей цепи  $L_{Б2}-N_2'-VD_3-C_{Ф2}-L_{Б2}$  или  $L_{Б2}-N_2''-VD_4-C_{Ф2}-L_{Б2}$  («обратноходовая» трансформация ЭДС в  $L_{Б2}$ ). «Мягкая» коммутация модуляторных ключей ИМК<sub>1,2</sub> ( $VT_{1-4}$ ) обеспечивается с помощью нерассеивающих (тепла) демпферно-снабберных цепочек, состоящих из демпферных дросселей ( $L_{Д1,2}$ ), снабберных конденсаторов ( $C_{СН1-4}$ ) и шунтирующих зарядно-разрядных двухдиодных стоек ( $VD'_{Ш1-2}$ ,  $VD''_{Ш1-2}$ ,  $VD'_{Ш3-4}$ ,  $VD''_{Ш3-4}$ ). Снабберные конденсаторы разряжаются через шунтирующие ключи ( $VT_{Ш1,2}$ ) на трансреактор ( $L_{Б1,2}$ ) и ТПТ, передавая им накопленную энергию коммутации для дальнейшего ее использования в нагрузке. Этим обеспечивается снижение коммутационных тепловых потерь и помехоизлучений. При работе ИМК<sub>1,2</sub> в прямом и обратном направлениях преобразования в трех двухсекционных обмотках ТПТ ( $N_{3А}$ ,  $N_{3В}$ ,  $N_{3С}$ ) формируются прямоугольные высокочастотные

переменные токи, замыкаемые через соответствующие циклоконвертеры (ЦКА, В, С) и выходные фильтровые конденсаторы ( $C_{\text{СНА, В, С}}$ ) и образующие на выводах А, В, С и N трехфазную систему квазисинусоидальных переменных напряжений ( $U_{\text{А, В, С}}$ ) с заземленной нейтралью (N). Состав и работа блоков  $C_{\text{T}}U_{\text{СБ}}$  и УДН  $U_{\text{д1,2}}$  Указанные блоки почти однотипны по схеме (за исключением замены диодов на тиристоры) и представляют собой двунаправленные «транспортёры заряда» на базе полярно-инвертирующих обратимых импульсных конвертеров (ОИК). К основным достоинствам используемой схемы ОИК с двухсекционным балластным реактором ( $L_{\text{СТ}}$  и  $L_{\text{УР}}$ ), помимо обратимости (двунаправленности) «транспортирования заряда», относятся:

- безынерционность переключения направлений тока благодаря отсутствию реверса полного потокосцепления реактора, обеспечивающая высокое качество переходных процессов в замкнутом контуре системы регулирования (стабилизации);
- исключение цепей для «сквозных сверхтоков» при несанкционированных включениях ключей (например, из-за воздействия электромагнитных импульсов молний на усилительно-формирующие драйверы);
- высокие КПД и удельная мощность благодаря использованию прямо- и обратнoходовой трансформации тока;
- малые коммутационные тепловые потери и помехоизлучения благодаря «мягкой» коммутации ключей. Пусть, например, требуется увеличить напряжение (или произвести начальную зарядку) буферного конденсатора  $C_{\text{Б}}$  в ИМК<sub>1</sub>. Тогда производится широтно-импульсно модулируемое высокочастотное управление ключом  $VT_{\text{СТ2}}$ . При его очередном включении полное потокосцепление реактора  $L_{\text{СТ}}$  нарастает вместе с токами в цепях  $C_{\text{Ф1}}-L_{\text{СТ}}-VT_{\text{СТ2}}-C_{\text{Ф1}}$  и  $L_{\text{СТ}}-(\text{обратный диод } VT_{\text{СТ1}})-C_{\text{Б}}-L_{\text{СТ}}$  («прямоходовая» трансформация тока). При последующем выключении  $VT_{\text{СТ2}}$  указанное потокосцепление частично (или полностью) спадает вместе с токами в цепи  $L_{\text{СТ}}-VD_{\text{СТ}}-C_{\text{Б}}-L_{\text{СТ}}$  («обратнoходовая» трансформация тока). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, заряжая  $C_{\text{Б}}$  до требуемого напряжения. Если требуется рекуперировать часть электроэнергии из буферного конденсатора  $C_{\text{Б}}$  в аккумуляторную батарею, то воспроизводятся аналогичные процессы, но с модуляцией ключа  $VT_{\text{СТ1}}$  и включениями вентиля  $VS_{\text{СТ}}$  при выключениях  $VT_{\text{СТ1}}$ . В схеме УДН  $U_{\text{д1,2}}$  вместо тиристора  $VS_{\text{СТ}}$  применен диод ( $VD_{\text{УР}}$ ), благодаря чему для автоматического самовыравнивания напряжений на

фильтровых конденсаторах  $C_{\Phi 2}$  и  $C_{\Phi 3}$  ДЗППН достаточно с постоянной высокой частотой одновременно (синхронно) коммутировать оба ключа ( $VT_{YR1}$  и  $VT_{YR2}$ ). При очередном таком включении полное потокосцепление реактора  $L_{YR}$  нарастает с током в цепи  $C_{\Phi 2}-VT_{YR1}-L_{YR}-VT_{YR2}-C_{\Phi 3}-C_{\Phi 2}$ . При этом благодаря идентичности секций  $L_{YR}$  при нарушении равновесия напряжений  $U_{d1} \neq U_{d2}$ , возникает разбаланс нарастающих токов в цепях  $C_{\Phi 2}-VT_{YR1}-L'_{YR}-C_{\Phi 2}$  и  $C_{\Phi 3}-L''_{YR}-VT_{YR1}-C_{\Phi 3}$ , стремящийся нивелировать разность  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$ . После их выключения, благодаря идентичности секций  $L_{YR}$  и практически единичному коэффициенту электромагнитной связи (при намотке секций в два провода), происходит автоматическое перераспределение токов секций по цепям  $L'_{YR}-C_{\Phi 3}-VD''_{YR}-L'_{YR}$  и  $L''_{YR}-VD'_{YR}-C_{\Phi 2}-L''_{YR}$  с тем же вышеуказанным стремлением к самовыравниванию напряжений. Через некоторое число таких циклов наступит практическое равновесие напряжений  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$ , после чего схема будет работать с квазиустановившейся внутренней реактивной мощностью (в режиме квазиустановившихся колебаний). Время переходного процесса самовыравнивания напряжений  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  определяется (при постоянной частоте коммутаций) начальным возмущением (разностью  $|U_{d1}-U_{d2}|$ ), а также величинами и разбалансом активных нагрузок в плечах ДЗППН. Цепь питания исполнительного электродвигателя с рекуперативным торможением Питание исполнительного электродвигателя с рекуперативным торможением (ИЭДРТ) осуществляется с помощью трех пар двухсимисторных реверсивных выпрямителей, составляющих трехфазный ЦК. Каждый выпрямитель преобразует высокочастотный прямоугольный ток, трансформируемый в соответствующей фазной обмотке ( $N_A, B, C$ ) ТПТ, в знакопеременное низкочастотное прямоугольное напряжение на выходном фильтровом конденсаторе ( $C_{\Phi 4}$ ), которое формирует на соответствующем фазном выходе трехфазного низкочастотного Г-образного фильтра ( $L_{\Phi}-C_{\Phi}$ ) фазное синусоидальное напряжение. Если замкнут контактор КИЭД, то это напряжение регулируется по частоте и амплитуде (последняя регулируется за счет управляемых пауз между импульсами выпрямленных напряжений) с целью управления электромагнитным моментом и скоростью вращения вала ИЭД. Для осуществления рекуперативного торможения ИЭД с помощью ЦК он вводится в режим генератора (синхронного или асинхронного), питающего мостовой выпрямитель (В), а от его выхода — через повышающий импульсный регулятор тока (ИРТ) ДЗППН. Примененный в схеме способ позволяет обеспечить рекуперативное торможение в широком скоростном диапазоне (вплоть до остановки). Если при торможении отсутствует (или мала

по мощности) нагрузка ДЗППН, то энергия торможения с помощью ИМК<sub>1</sub> и ИМК<sub>2</sub> перекачивается в АБ. Решение защищено приоритетом РФ [Приложение 2].

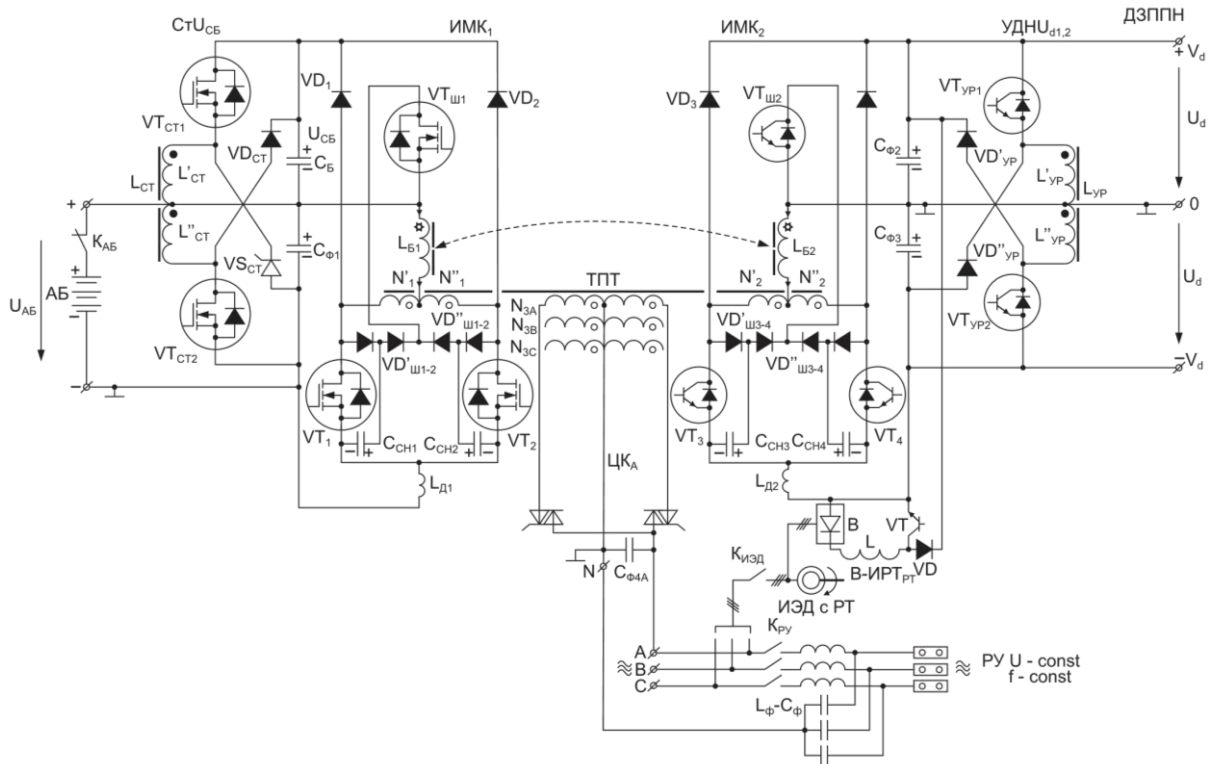


Рис. 2.5 Силовая схема двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя

## 2.4 Повышение удельной мощности и технологичности и расширение функций бортовых зарядно-аккумуляторных устройств

Предложенное решение позволяет обеспечить повышение удельной мощности и технологичности, а также расширение функций бортовых зарядно-аккумуляторных устройств. На рис. 2.6 приведена принципиальная силовая схема унифицированного однофазного модуля трансреакторного МИП с демодулятором трансреактором (Т-Л) и следующими функциями: а) понижающе-повышающего трехуровневого ШИМ-инвертора синусоидального тока/напряжения (ИСТ/Н); б) выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности, с дифференциальным выходом и с уравнивающим делителем напряжения (В-ККМ-УДН) и в) стабилизатора выпрямленных и переменного напряжений (СН<sub>~</sub>).

Схема содержит: пять двухтранзисторных стоек ( $VT_{1,2}-VT_{9,10}$ ), снабженных обратно-блокирующими диодами (типа RB-IGBT), две пары диодно-тиристорных стоек ( $VD_{1,2}-VS_{1,2}$  и  $VD_{3,4}-VS_{3,4}$ ), двухконденсаторную фильтровую стойку ( $C_{\phi 1}-C_{\phi 2}$ ) дифференциального звена постоянных повышенных напряжений (ДЗППН  $0 \pm U_{d1,2}$ ) и две пары фазных выводов переменных напряжений: с нестабильными параметрами частоты и амплитуды ( $U_0\text{-var}$ ) и со стабильной амплитудой ( $U_0\text{-const}$ ). Примерами параметров указанных напряжений могут являться нормируемые в ГОСТ на качество электроэнергии самолетов величины:  $U_d=270$  или  $540$  В,  $U_0/\sqrt{2}=115$  В (при частоте от 360 до 800 Гц). Возможен также вариант с дифференциальными напряжениями:  $0 \pm 135$  В (т.е.  $U_d=135$  В). Рассмотрим работы схемы модуля отдельно для каждого из режимов: 1) выпрямления с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжений; 2) инвертирования синусоидального тока/напряжения и 3) уравнивающего деления постоянных напряжений.

1. Режим выпрямления с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжения.

Рассмотрим первый полупериод переменного напряжения  $U_{A-N}$  с положительным потенциалом вывода  $A_1$ . В общем случае (при выпрямленных напряжениях:  $0 \pm 135$  В) в процессе выпрямления широтно-импульсная модуляция поочередно проходит интервалы повышения, затем – понижения, и опять – повышения мгновенных значений напряжения.

На интервалах повышения напряжения на произвольном периоде высокочастотной широтно-импульсной модуляции ( $T_{\text{шим}}$ ) полное

потокосцепление трансреактора (Т-Л) сначала нарастает (этап:  $d\Psi/dt > 0$ ) вместе с током в цепи:  $A_1$ -VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub>-VT<sub>3</sub>-N, а затем частично (или полностью) спадает вместе с током в цепи: L<sub>2</sub>-VD<sub>1</sub>-C<sub>φ1</sub>-0(N)-C<sub>φ~1</sub>-VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub> (этап:  $d\Psi/dt < 0$ ).

На интервалах понижения напряжения на произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала на этапе:  $d\Psi/dt > 0$  ток нарастает в цепи:  $A_1$ -VT<sub>8</sub>-L<sub>2</sub>-VD<sub>1</sub>-C<sub>φ1</sub>-0(N)-C<sub>φ1</sub>-A<sub>1</sub>, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: L<sub>2</sub>-VD<sub>1</sub>-C<sub>φ1</sub>-0(N)-VT<sub>6</sub>-L<sub>2</sub> (этап:  $d\Psi/dt < 0$ ).

Указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя выпрямление на первом (нечетном) полупериоде напряжения  $U_{A1-N}$ . На втором (четном) полупериоде происходят аналогичные процессы с участием симметрично расположенных элементов: секции L<sub>1</sub> трансреактора и конденсатора C<sub>φ2</sub> фильтровой стойки.

В процессе выпрямления с помощью автоматического регулирования блоком управления параметра:  $\gamma = t_{\text{и}}/T_{\text{шим}}$  – коэффициент заполнения импульса формируется синусоидальная форма входного тока, синхронная и синфазная с формой питающего напряжения  $U_{A1-N}$ . При этом коэффициент мощности во входной цепи приближается к единице.

Как и во всех регулируемых выпрямителях (в частности – в Виенна-выпрямителе с дифференциальным выходом), одновременно обеспечивается стабилизация средневыпрямленного значения напряжения.

Указанная стабилизация выпрямленных дифференциальных напряжений ( $0 \pm U_d$ ) позволяет также стабилизировать амплитуду переменного напряжения на входе выпрямительного узла – в виде низкочастотно-чередующихся трапецеидальных импульсных потенциалов на разнополярных выводах отпирающихся диодов VD<sub>1'</sub> и VD<sub>2'</sub>, подключенных к крайним выводам трансреактора (Т-Л) и к средним выводам двухключевых стоек VT<sub>1</sub>-VT<sub>2</sub> и VT<sub>3</sub>-VT<sub>4</sub>. Эти потенциалы суммируются и фильтруются на выводе A<sub>2</sub>, формируя синусоидальное напряжение со стабильной амплитудой ( $U_0 = \text{const}$ , например, 165 В, соответствующее нормированному действующему значению 115 В).

## 2. Режим инвертирования синусоидального тока/напряжения.

Рассмотрим тот же первый (нечетный) полупериод выходного напряжения  $U_{A1-N}$  с положительным потенциалом фазного вывода A<sub>1</sub>. Здесь также в общем случае могут чередоваться интервалы модуляции с понижением и с повышением напряжения ( $U_d > U_{A1-N}$  и  $U_d < U_{A1-N}$ ).

На интервалах понижения напряжения на произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  полное потокосцепление трансреактора Т-Л сначала нарастает (этап:  $d\Psi/dt > 0$ )

вместе с током в цепи:  $C_{\phi 1}$ -VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub>-VT<sub>7</sub>-C<sub>φ1</sub>-C<sub>φ1</sub>, а затем частично (или полностью) спадает вместе с током в цепи: L<sub>1</sub>-VT<sub>7</sub>- C<sub>φ1</sub>-VT<sub>2</sub>-L<sub>1</sub> (этап:  $d\psi/dt < 0$ ).

На интервалах повышения напряжения (например, от 135 В до 165 В) ток секции L<sub>1</sub> трансреактора сначала нарастает (этап:  $d\psi/dt > 0$ ) в цепи: C<sub>φ1</sub>-VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-C<sub>φ1</sub>, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: L<sub>1</sub>-VT<sub>7</sub>- C<sub>φ1</sub>-C<sub>φ1</sub>-VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub> (этап:  $d\psi/dt < 0$ ).

Указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя на первом (нечетном) полупериоде формирование синусоидального напряжения U<sub>A1-N</sub>. На втором (четном) полупериоде происходят аналогичные процессы с участием симметрично расположенных элементов: секции L<sub>2</sub> трансреактора и конденсатора C<sub>φ2</sub> фильтровой стойки.

### 3. Режим уравнивающего деления дифференциальных напряжений (УДН).

Режим УДН может осуществляться с помощью ШИМ-регулирования по двум взаимонезависимым каналам: а) через секции L<sub>1</sub> и L<sub>2</sub> трансреактора Т-Л и б) через уравнильно-фильтровые реактор L<sub>3-4</sub> и вспомогательный контактный ключ К. В обоих каналах в случае разбаланса напряжений в плечах фильтровой стойки C<sub>φ1</sub>-C<sub>φ2</sub> производится обратимое «транспортирование заряда» между конденсаторами C<sub>φ1</sub> и C<sub>φ2</sub> в направлении от более высокого напряжения к более низкому. Для обоих каналов рассмотрим только преобразование: U<sub>Cφ1</sub> → U<sub>Cφ2</sub>. В первом канале на этапах T<sub>шим</sub> ток нарастает в цепи: C<sub>φ1</sub>-VT<sub>1</sub>-L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-C<sub>φ1</sub> и частично (или полностью) спадает в цепи: L<sub>1</sub>-VT<sub>5</sub>-C<sub>φ2</sub>-VD<sub>2</sub>-L<sub>1</sub>. Во втором канале ток (при замкнутых контактах К) нарастает в цепи: C<sub>φ1</sub>-VT<sub>11</sub>-L<sub>3</sub>-К-С<sub>φ1</sub>, а спадает в цепи: L<sub>3</sub>-К-С<sub>φ2</sub>-VS<sub>1</sub>-L<sub>3</sub>. Обратимое «транспортирование» производится аналогичным образом, но с участием реакторных секции: L<sub>2</sub> и L<sub>4</sub> и симметрично расположенных транзисторов и тиристоров.

Для замыкания реактивной составляющей тока нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой (U<sub>0</sub>-const на выводах A<sub>2</sub>-N) в схеме установлены: дополнительная двухтранзисторная стойка VT<sub>9</sub>-VT<sub>10</sub> и тиристорная пара VS<sub>1</sub>, VS<sub>2</sub>. Указанный ток, а также ток рекуперации электроэнергии (например, энергии торможения электропривода) образует цепь зарядки фильтровой стойки C<sub>φ1</sub>-C<sub>φ2</sub> в дополнение с основным выпрямленным током.

Для упрощения рассмотрения на рисунке не показаны нерассеивающие демпферно-снабберные цепи (ДСЦ), содержащие каждая: демпферный дроссель (L<sub>д</sub>), снабберный конденсатор (C<sub>сн</sub>) и зарядно-разрядную двухдиодную стойку (VD<sub>3</sub>-VD<sub>р</sub>). Одна из ДСЦ (для ключа VT<sub>1</sub>) все же представлена на рисунке. Зарядка C<sub>сн</sub> происходит через L<sub>д</sub> при включении

ключа  $VT_1$ , а его полная разрядка на трансреактор – при включении этого ключа и ключа  $VT_7$  по цепи:  $C_{сн}-VT_1-L_1-VT_7-VD_2-C_{сн}$ . При этом накопленная им энергия передается трансреактору для дальнейшего ее использования в нагрузке. Благодаря мягкой коммутации через ДСЦ существенно снижаются коммутационные перенапряжения, тепловые потери и помехоизлучения.

### **Силовая схема и режимы работы унифицированного модуля реакторно-полумостового МИП.**

На рис. 2.7 приведена принципиальная силовая схема унифицированного модуля реакторно-полумостового импульсного преобразователя (Р-П/М МИП) с теми же функциями, что и Т/Р МИП (на рис. 2.6). Главным отличием схемы от рассмотренной выше является ее полумостовая топология, напоминающая в своей основе схему полумостового трехуровневого ШИМ-инвертора.

На ней приняты следующие цифровые обозначения:

- 1-2-3 – входные дифференциальные выводы;
- 4-5 – основные выходные фазный и нейтральный выводы;
- 6 и 7-8 – фильтровые конденсаторы;
- 9-10 – двухсекционный первый реактор;
- 11, 12, 13-14 и 15-16 – косой выпрямительно-модуляторный мост с диодами и диодно-ключевыми стойками;
- 17-18 и 19-20 – ветви с диодно-ключевыми стойками;
- 21, 22, 23 и 24, 25 – блок управления с цепями обратных связей и с импульсно-модуляторными выводами;
- 26-27 – дополнительные выходные выводы для подключения нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой;
- 28-29 – индуктивно-емкостный фильтр;
- 30-31 – управляемая двухвентильная стойка;
- 32 – первая пара релейно-сигнальных выводов;
- с 36 по 36 – снабберные конденсаторы;
- с 37-38 по 43-44 – двухдиодные зарядно-разрядные стойки;
- 45-46 – разрядная двухключевая стойка;
- 47 – вторая пара релейно-сигнальных выводов;
- с 48 по 51 – демпферные дроссели;
- 52-53 – вспомогательные входные однополярные выводы для подключения низковольтной аккумуляторной батареи;
- 54 – входной фильтровой конденсатор;
- 55-56 – двухсекционный второй реактор;



- 57-58 и 59-60 – диодно-ключевые стойки обратимого конвертора;  
 61 – третья пара импульсно-модуляторных выводов;  
 62 – шунтирующий обратный диод.

Схема способна функционировать в инверторном и в выпрямительном режимах, а также в конверторно-обратимых режимах и в режиме уравнивающего делителя дифференциальных напряжений (например,  $0 \pm 135$  В или  $0 \pm 270$  В). Осевая (зеркальная) симметрия схемы позволяет рассматривать в любом из этих режимов только один полупериод напряжения  $U_{4-5}$ , например – полупериод с положительным потенциалом вывода 5.

I. Инверторный режим (при соблюдении условия:  $U_6 > U_8$ ).

На первом этапе произвольного периода  $T_{\text{шим}}$  полное потокосцепление  $\Psi$  реактора 9-10 нарастает (этап:  $d\Psi/dt > 0$ ) вместе с током в цепи: 6-13-14-9-8-6 в течение длительности:  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . На втором этапе того же периода  $\Psi$  частично (или полностью) спадает (этап:  $d\Psi/dt < 0$ ) вместе с током в цепи: 9-8-17-18-9 в течение длительности:  $(1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$ . Далее процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого полупериода переменного напряжения:  $U_{4-5}$  на интервале «положительного» направления тока активно-индуктивной нагрузки: от вывода 5 к выводу 4.

На следующем интервале «отрицательного» направления тока нагрузки: от вывода 4 к выводу 5 (но при том же рассматриваемом положительном потенциале на выводе 5) ток протекает по цепи: 4-5-10-12-6-4, рекуперирова энергию индуктивностей нагрузки и реактора в фильтровой конденсатор 6.

На следующем «отрицательном» полупериоде  $U_{4-5}$  процессы протекают аналогичным образом с участием фильтрового конденсатора 7, ключей 16, 20 и диода 11.

II. Выпрямительный режим (при том же условии:  $U_6 > U_8$ ) с коррекцией коэффициента мощности и с одновременной стабилизацией выпрямленных напряжений:  $U_6 = U_7$  и амплитуды переменного напряжения:  $U_0$  (29) на дополнительных выводах 26-27.

При положительном потенциале вывода 5 (на «положительном») полупериоде питающего напряжения  $U_{4-5}$ ) на каждом периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала (этап:  $d\Psi/dt > 0$ )  $\Psi$  нарастает вместе с током в цепи: 8-10-20-19-8, а затем частично (или полностью) спадает (этап:  $d\Psi/dt < 0$ ) вместе с током в цепи: 10-12-6-8-10. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах данного полупериода  $U_{4-5}$ . На «отрицательном» полупериоде этого напряжения на каждом периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала ток нарастает

в цепи: 8-17-18-9-8, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: 9-8-7-11-9.

При чередовании полупериодов  $U_{4-5}$  поочередно синхронно включаются управляемые вентили 30 и 31, подключая через себя и диоды 11,12 вход индуктивно-емкостного фильтра 28-29 к входной фильтровой стойке 6-7 и подводя к фильтру трапецеидальное знакопеременное напряжение со стабилизированной амплитудой ( $U_0=U_6=U_7$ ). При этом на выводах 26-27 формируется синусоидальное напряжение  $U_{26-27}$  со стабильной амплитудой.

Управление параметром:  $\gamma_n$  осуществляется по замкнутому контуру с обратными связями, благодаря чему формируется синусоидальный потребляемый ток (в цепи выводов 4-5), синхронизированный с напряжением  $U_{4-5}$  с целью приближения коэффициента потребляемой мощности к единице, т.е. производится коррекция коэффициента мощности с одновременной стабилизацией выпрямленных напряжений:  $U_6=U_7$  и амплитуды  $U_{0(29)}$ .

III. Конверторно-обратимые режимы «повышения» (от выводов 52-53 к выводам конденсатора б) и «понижения» ( $U_6 \rightarrow U_{54}$ ).

В режиме «повышения» на каждом периоде  $T_{\text{шим}}$  полное потокосцепление  $\Psi$  второго реактора 55-56 сначала нарастает (этап:  $d\Psi/dt > 0$ ) вместе с током в цепи: 54-56-60-54, а затем частично (или полностью) спадает по цепи: 56-57-6-54-56. Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются, заряжая конденсатор б.

В режиме «понижения» ток в секции 55 реактора сначала нарастает в цепи: 6-58-55-54-6, а затем частично (или полностью) спадает в цепи: 55-54-59-55, заряжая конденсатор 54.

В указанных режимах «перекос» напряжений  $U_6$  и  $U_7$  компенсируется с помощью модулятора, работающего при этом в режиме уравнивающего делителя напряжений.

IV. Режим уравнивающего делителя дифференциальных напряжений ( $U_6$  и  $U_7$ ).

В этом режиме импульсный модулятор работает как обратимый «транспортёр заряда» между обкладками конденсаторов б и 7 с целью выравнивания их напряжений.

При превышении напряжения  $U_6$  над напряжением  $U_7$  на каждом периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала ток реактора 9-10 нарастает в цепи: 6-13-14-9-10-20-19-7-11-9,

заряжая конденсатор 7. Обратное «транспортирование заряда» происходит с нарастанием тока в цепи: 7-17-18-9-10-16-15-7 и его спаданием в цепи: 9-10-12-6-17-18-9-10.

В перечисленных режимах с участием импульсного модулятора обеспечивается мягкая коммутация его силовых ключей 14, 16, 18 и 20 с помощью нерассеивающих (тепла) демпферно-снабберных цепочек. При этом зарядка каждого из снабберных конденсаторов с 33 по 36 происходит через соответствующий демпферный дроссель с 48 по 51 и зарядный диод двухдиодной стойки с 37-38 по 43-44 после выключения соответствующего ключа, а его полная зарядка происходит через этот ключ, разрядный диод той же стойки и через соответствующий разрядный ключ двухключевой стойки 45-46 на соответствующую секцию первого реактора 9-10 с дальнейшей передачей накопленной конденсатором энергии в нагрузку.

### **Сравнение вариантов унифицированного модуля МИП**

Сравнивая достоинства рассмотренных двух вариантов унифицированного модуля МИП, можно отметить следующее.

Основным отличительным достоинством первой схемы является универсальность в аспекте соотношений между нестабильной амплитудой основного переменного напряжения ( $U_{0var}$ ) и средневывпрямленным напряжением дифференциальных плеч ( $U_d$ ), в частности – применимость для рекомендуемых значений:  $U_{0var} \geq 115\sqrt{2}$  В и  $U_d = 135$  В или 270 В (вторая схема непригодна для  $U_d = 135$  В, т.к. работает при условии:  $U_d > U_{0var}$ ). Основным отличительным достоинством второй схемы является обратимая взаимосвязь между дифференциальными выводами постоянных повышенных напряжений (например,  $0 \pm 270$  В) и униполярными выводами постоянного низкого напряжения (например,  $\pm 27$  В), позволяющая использовать низковольтную аккумуляторную батарею (27 В вместо 135 В – для первой схемы). При этом в силовоточной низковольтной цепи согласующего конвертора включается только один транзисторный ключ (60), что обеспечивает высокий КПД. Кроме того, эта схема содержит меньшее число силовых ключей и более простой алгоритм управления. Однако в ней отсутствует цепь для рекуперативного тока дополнительной нагрузки переменного напряжения со стабильной амплитудой.

К вышеуказанному следует добавить, что возможны компромиссные варианты, использующие комбинации узлов обеих схем.



## 2.5 Обратимые трансформаторные импульсные конверторы для резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания

Предлагаются также схемотехнические решения (в соавторстве) для обратимых трансформаторных импульсных конверторов в составе резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания. Рассмотрим два взаимно-альтернативных конкурентноспособных варианта структур ОТИК в качестве ВИЭП для Р/А ИБП (рис. 2.8): а) ОТИК на базе двух ДИВП с балластными реакторами постоянного тока и промежуточного ТЗВЧ с трансформатором прямоугольного тока (ТПТ), б) ОТИК на базе двух одноконтурных двунаправленных импульсных модуляторов/выпрямителей (ДИМ/В) и промежуточного трансреактора (Т—L).

Оба варианта обеспечивают согласование входного и выходного преобразователей по напряжению и их гальваническую развязку, а также исключают насыщение магнитопровода трансформатора прямоугольного тока (ТПТ) и трансреактора без введения специальных симметрирующих устройств.

Ранее предлагались некоторые схемотехнические решения для реализации структур, показанных на рис. 2.8. Данное решение можно рассматривать как модернизацию указанных решений для ОТИК с целью повышения КПД и удельной мощности, а также снижения помехоизлучений. Приводимые решения защищены приоритетом РФ.

На рис. 2.9 и 2.10 приведены две принципиальные силовые схемы ОТИК в соответствии с двумя структурами, приведенными на рис.2.8.

В первой схеме (рис. 2.9) ДИВП<sub>1</sub> и ДИВП<sub>2</sub>, выполненные по одной и той же схеме, но с использованием различных транзисторных ключей (полевых и биполярных), дополнены одностипными (по схеме) уравнительными делителями напряжений (УДН<sub>1,2</sub>), выравнивающими напряжения на двух конденсаторных фильтровых стойках:  $C_{\phi 1}—C_n$  и  $C_{\phi 2}—C_{\phi 3}$ , где  $C_n$  — накопительный (буферный) конденсатор для утилизации энергии и индуктивностей рассеяния секций первичной обмотки ( $N_1'—N_2''$ ) ТПТ. В ДИВП<sub>2</sub> роль  $C_n$  выполняет один из фильтровых конденсаторов ( $C_{\phi 2}$ ).

Схема ДИВП отличается от известной схемы инвертора прямоугольного напряжения с двухсекционной первичной обмоткой трансформатора: во-первых, наличием реактивного звена постоянного тока, превращающего его в “источник тока” (вместо “источника напряжения”), требующий в качестве нагрузки включить либо конденсатор, либо резистор (или их комбинацию), а

также пригодный для параллельно-модульного расщепления, во-вторых, наличием вентильных цепей ( $VS_{1,2}—VD_{БЛ1}$  и  $VS_{3,4}—VD_{БЛ2}$ ) для рекуперации энергии индуктивностей рассеяния секций обмоток трансформатора, исключающих коммутационные перенапряжения на транзисторных ключах ( $VT_{1,2}$ ), в-третьих, введением цепей закорачивания токов реакторов и трансформаторных обмоток с помощью шунтирующих ключей ( $VT_{Ш1,2}$ ) на промежуточных интервалах токозамыкающих пауз между интервалами нарастания и спада потокосцеплений в каждом периоде высокочастотной широтно-импульсной модуляции ( $T_{ШИМ}$ ), позволяющих повысить КПД трансформации тока и устойчивость процессов регулирования (стабилизации) выходных параметров и величины максимальных потокосцеплений за счет дуального управления по двум взаимонезависимым параметрам:  $\gamma_{нар}$  и  $\gamma_{п}$ —относительным длительностям импульсов нарастания токов и токозамыкающих пауз, в-четвертых, использованием взаимоиндуктивной связи ( $M$ ) между балластными реакторами ( $L_{Б1}$  и  $L_{Б2}$ ), позволяющей существенно повысить удельную мощность и КПД за счет прямо- и обратногоходовой трансформации тока (минуя ТПТ), в-пятых, обеспечением мягкой коммутации транзисторных ключей за счет введения нерассеивающих (тепла) демпферно-снабберных цепей ( $L_{д}—C_{сн}$ ) с разрядкой снабберных конденсаторов на индуктивные ветви и дальнейшей утилизацией их энергии, что позволяет существенно повысить КПД и снизить помехоизлучения.

Уравнительные делители напряжений ( $УДН_1$  и  $УДН_2$ ) представляют собой “двунаправленные” транспортеры заряда” на базе полярно-инвертирующего обратимого конвертора в виде четырехплечевого диодно-ключевого косоугольного моста, зашунтированного по одной диагонали уравнительным двухсекционным реактором ( $L_{ур}$ ), а по другой—двухконденсаторной стойкой ( $C_{ф1}—C_{н}$  и  $C_{ф2}—C_{ф3}$ ). При высокочастотной модуляции одного из ключей осуществляется как прямоходовая, так и обратногоходовая трансформация тока, обеспечивая взаимовыравнивание напряжений на конденсаторах стойки. Достоинством схемы помимо ее простоты является исключение цепей для “сквозных сверхтоков” при несанкционированном включении обоих ключей (например, из-за воздействия на блок управления мощного электромагнитного импульса молнии).

Вторая схема ОТИК (рис. 2.10) — как и первая — содержит в низковольтном (сильноточном) контуре только один ключ в цепи нарастания тока, что также обеспечивает ей в совокупности с мягкой коммутацией высокий КПД. В ней также имеются две двухконденсаторные стойки ( $C_{ф1}—C_{н}$

и  $C_{\phi 1}—C_{\phi 2}$ ). Однако вместо двухтактного трансформатора прямоугольного тока согласование напряжений и гальваническая развязка обеспечиваются двухобмоточным реактором (трансреактором  $T—L$ ). При этом в ДИМ/В-1 рекуперация энергии рассеяния первичной обмотки ( $L_1$ ) трансреактора осуществляется сначала в накопительный конденсатор ( $C_H$ ), а из него—в фильтровый конденсатор ( $C_{\phi 1}$ ) через полярно-инвертирующий одноконтный импульсный конвертор с промежуточным буферным конденсатором ( $C_B$ ) по модернизированной “топологии Кука”. Модернизация заключается в применении дополнительного рекуперативного трансреактора ( $L_{p1}—L_{p2}$ ) с прямо- и обратногоходовой трансформацией тока, что повышает эффективность узла рекуперации (КПД и удельную мощность). Здесь—как и в первой схеме—обеспечивается мягкая коммутация низковольтного силового ключа ( $VT_1$ ) с помощью нерассеивающей демпферно-снабберной цепочки ( $L_d—C_{сн}$ ) и диодно-ключевой зарядно-разрядной стойки ( $VD_{зар}—VT_p$ ). Во втором ДИМ/В (ДИМ/В—2—УДН) совмещены функции модулятора, выпрямителя и уравнительного делителя напряжений ДЗППН. Как и в первой схеме, здесь используется двустороннее шунтирование обмоток трансреактора (ключами  $VT_{ш1,2}$ ) в токозамыкающих паузах для повышения КПД трансформации тока и повышения устойчивости замкнутой системы регулирования (стабилизации).

Следует также отметить еще одно общее достоинство обеих предложенных схем: отсутствие реверса в полном потокосцеплении балластных реакторов ( $L_{Б1,2}$ ) и трансреактора ( $T—L$ ) при переключениях направлений преобразования электроэнергии (от АБ к ДЗППН и обратно), что существенно повышает быстродействие переключений, а следовательно—и качество переходных процессов в замкнутой системе регулирования и стабилизации.

Экспериментальные исследования лабораторных макетов и компьютерно-имитационное моделирование предложенных схемотехнических решений для ОТИК подтвердили их работоспособность, а также высокие (приблизительно соизмеримые) массо-энергетические характеристики и низкие уровни помехоизлучений.

Несомненным преимуществом схемы с трансформаторным звеном высокой частоты (ТЗВЧ) является возможность его использования для формирования выходного синусоидального напряжения с регулируемой частотой с помощью дополнительной одной обмотки или трех обмоток с выходным циклоконвертором (циклически реверсируемым выпрямителем), в том числе—трехфазным.

Выбор варианта предполагает учет конкретных заданных технических требований. Обе схемы пригодны для расщепленно-модульного использования, обеспечивающего модульно-масштабируемую архитектуру транспортных резервно-аккумуляторных ИБП с высокими показателями производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичности и предусматривают использование отечественной номенклатуры изделий силовой электроники в частности—космической.

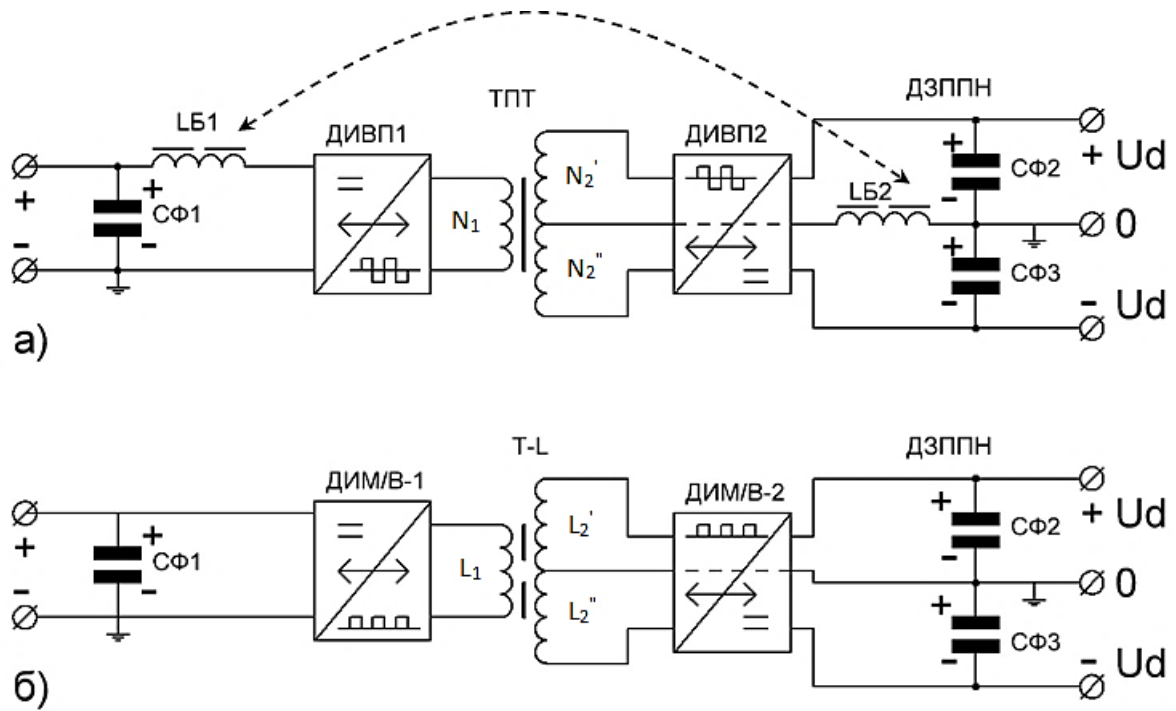


Рис. 2.8 Обратимые трансформаторные импульсные конверторы для ИБП



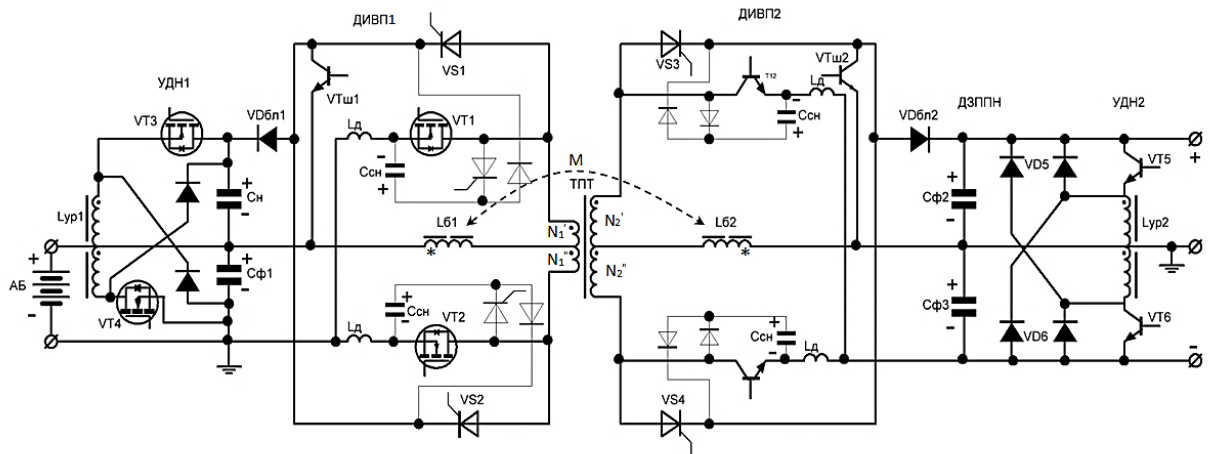


Рис. 2.9 Принципиальная силовая схема ОТИК по структуре рис. 2.8, а

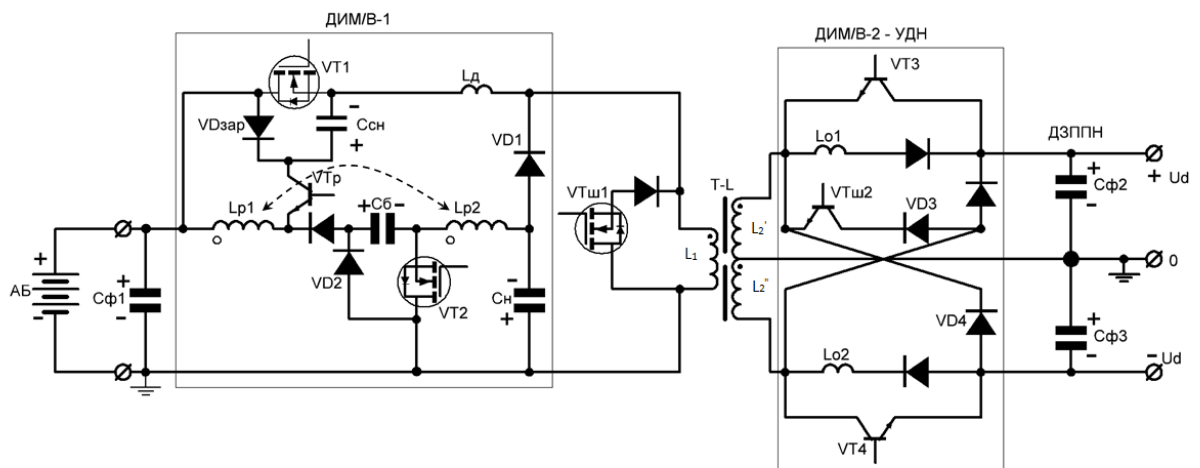


Рис. 2.10 Принципиальная силовая схема ОТИК по структуре рис. 2.8, б

## 2.6 Выводы по второй главе

По результатам разработки нетрадиционных схемотехнических решений, можно сделать следующие выводы:

- Резервно-аккумуляторный источник бесперебойного питания для космических транспортных электроэнергетических комплексов обладает достоинством: безынерционностью переключения направлений преобразования благодаря отсутствию реверса полного потокосцепления, используемого трансреактора. Это позволяет обеспечить высокое качество регулирования, в переходных процессах и высокое качество преобразуемой электроэнергии на входах и выходах узлов.
- Трансформаторные многофункциональные импульсные преобразователи для бортовых космических источников питания удовлетворяют всем базовым требованиям, предъявляемым к космическим источникам бесперебойного питания (ИБП), входящим в состав бортовых электроэнергетических комплексов (ЭЭК) и систем электроснабжения (СЭС), в частности с модульно-масштабируемой архитектурой.
- Трансформаторный импульсный преобразователь для космического ЭЭК входящий в состав электроэнергетических комплексов КЛА и бортовых резервно-аккумуляторных ИБП, обеспечивает высокую надежностную, массо-энергетическую и технологическую эффективность и высокое качество электроэнергии (включая малые помехоизлучения) преобразователя благодаря его многофункциональности (обратимой взаимосвязи трех внешних электроэнергетических каналов), трансформаторной гальванической развязке и согласованию по напряжениям каналов, высокому КПД за счет трансформаторного и трансреакторного преобразования, исключению цепей для «сквозных сверхтоков», защите от коммутационных перенапряжений и «мягкой» коммутации модуляторных ключей. Схема представляется пригодной для использования в качестве унифицированного модуля многофункционального импульсного преобразователя при реализации электроэнергетических комплексов с модульно масштабируемой архитектурой (с гибким наращиванием мощности), обеспечивающей высокую эффективность в производственной, монтажной и эксплуатационной областях.
- Повышение удельной мощности и технологичности и расширение функций бортовых зарядно-аккумуляторных устройств. Предложенные два нетрадиционных схемотехнических решения, защищенные приоритетом РФ и соответствующие алгоритмы управления, обеспечивают полное удовлетворение всем критериям по массо-энергетической эффективности и специфическим требованиям для унифицированных модулей

многофункциональных импульсных преобразователей, пригодных для синтеза бортовых ЭЭК с модульно-масштабируемой архитектурой.

- Обратимые трансформаторные импульсные конверторы для резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания позволяют существенно улучшить массо-энергетические характеристики (КПД и удельную мощность), а также повысить надежность и снизить помехоизлучения. Оба решения защищены приоритетом РФ, пригодны для расщепленно-модульного исполнения, обеспечивающего модульно-масштабируемую архитектуру транспортных и спутниковых резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания с высокими показателями производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичности, и предусматривают использование изделий отечественной силовой электроники, в частности—космической.

## Глава 3. Имитационно-компьютерное моделирование ОВИЭП.

### 3.1 Моделирование ОВИЭП на базе модернизированной «трансформаторной схемы Кука»

#### 3.1.1 Упрощенная силовая схема однотактного обратимого импульсного преобразователя.

На рис. 3.1.3.1 приведена упрощенная силовая схема трансформаторного многофункционального импульсного преобразователя (ТМИП) для ИБП космического назначения. Схема содержит: два однотипных обратимых конверторно-инверторных модулятора (ОКИМ<sub>1,2</sub>) и двухсимисторный циклоконвертор (VS<sub>3-4</sub>—VS<sub>5-6</sub>), разделенные трехобмоточным трансформатором (Т). Каждый из ОКИМ составлен из последовательно между собой соединенных транзисторного ключа (VT<sub>1,2</sub>), балластного трансреактора с двумя дросселями (L<sub>1,2</sub>) и диодами (VD<sub>1,2</sub>). Дроссели L<sub>1</sub> и L<sub>2</sub> имеют общий магнитопровод (показан пунктиром) для повышения передаваемой мощности и КПД или для снижения пульсации внешних токов за счет взаимоиндуктивной связи (М), в зависимости от полярностей включения обмоток (на схеме использована первая полярность).

Основной топологический скелет ОКИМ имеет прототипом топологию однонаправленной, так называемой, «трансформаторной схемы Кука». Помимо расширения функциональных возможностей за счет обеспечения двунаправленности и функции низкочастотного регулируемого инвертора на базе циклоконвертора с высокочастотным питанием в приведенной схеме, как уже указывалось в разделе 1.3, исправлена существенная ошибка, допущенная С. Куком и С. Ненаховым и практически перечеркивающая работоспособность схемы: неучет необходимости утилизации энергии индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора (Т) [2, 3, 4]. Указанная утилизация в приведенной схеме обеспечивается введением силовых диодов VD<sub>1,2</sub>. Условие непрерывности тока балластного дросселя (L<sub>1,2</sub>), как и в известных полярно-инвертирующих повышающе-понижающих непосредственных конверторах, является соотношением:  $U_3 = U_1 \gamma / (1 - \gamma)$ , где  $\gamma = t_{и} / T_{шим}$  — относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса при широтно-импульсной модуляции с периодом T<sub>шим</sub>.

### 3.1.2 Работа упрощенной силовой схемы преобразователя.

Для питания устройства при прямом преобразовании энергии использована аккумуляторная батарея (АБ) с напряжением  $U=27\text{В}$ . К выводам фильтра  $C_2$  подключают униполярное звено постоянного повышенного напряжения (ЗППН), например, с напряжением  $U_2=270\text{В}$  или  $110\text{В}$ . Промежуточные балластные (накопительные) конденсаторы  $C_1$  и  $C_3$ , в общем случае, могут быть нагружены или нет. К выводам фильтра  $C_4$  подключают однофазную нагрузку низкочастотного переменного тока со стабильной или регулируемой амплитудой и частотой (например,  $0\dots 115\text{В}$ ,  $0\dots 400\text{Гц}$ ).

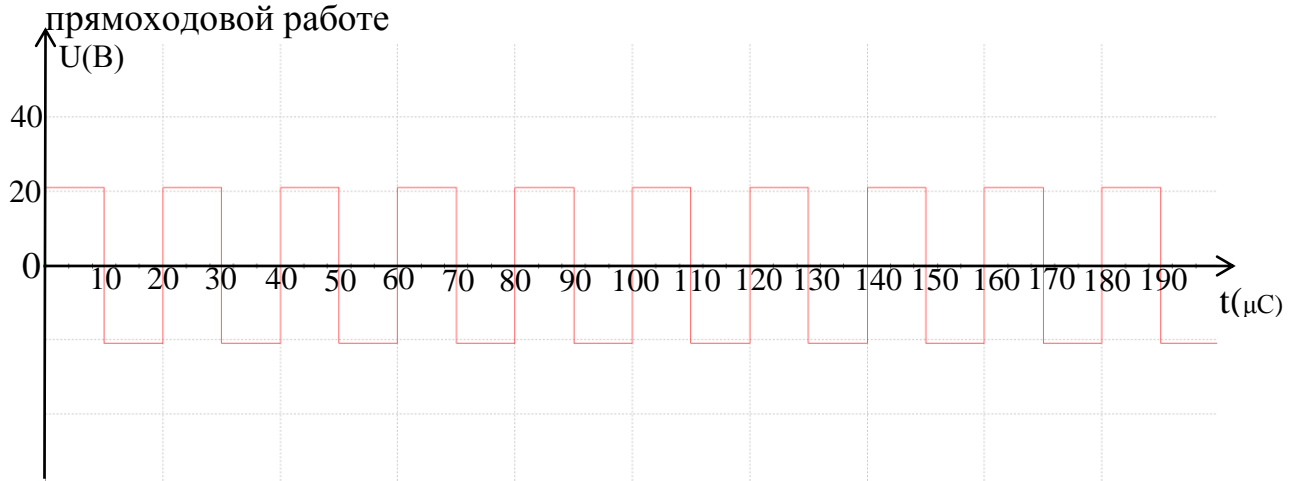
Режимы прямого и обратного преобразования описаны в разделе 2.2.

В рассматриваемой схеме при разных полярностях обмотки  $L_2$  и определенных величинах коэффициентов связи и трансформации балластных реакторов (трансреактора  $L_1—L_2$ ) могут быть существенно снижены пульсации внешних токов, а следовательно - улучшено качество потребляемой и преобразованной электроэнергии. Следует, однако отметить, что, пожертвовав снижением пульсаций и поменяв полярность включения  $L_2$  (показано на схеме) мы получаем другие существенные достоинства схемы: повышение удельной мощности и КПД, а также улучшение быстродействия процессов переключений направлений преобразования за счет однополярности (отсутствия реверса) потокосцепления трансреактора, что повышает качество переходных процессов в замкнутой системе регулирования или стабилизации выходного напряжения.

Для получения трехфазного переменного напряжения следует к циклоконвертору  $VS_{3-4}—VS_{5-6}$  (для фазного напряжения  $U_{A-N}$ ) добавить два аналогичных (для фазных напряжений  $U_{B-N}$  и  $U_{C-N}$ ) с их питанием либо от той же третьей обмотки ( $N_3$ ), либо от двух дополнительных.

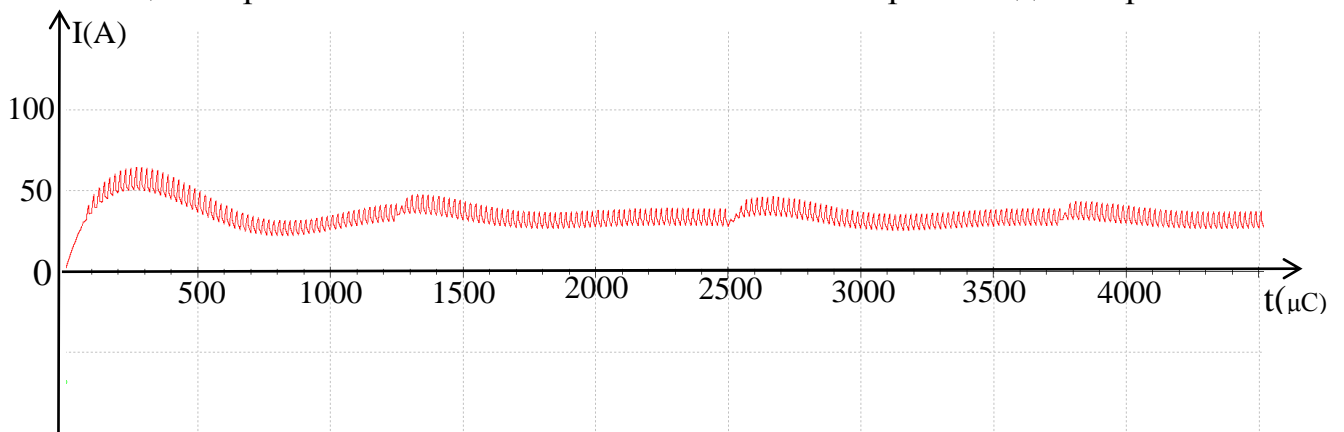
### 3.1.3 Типовые осциллограммы одноконтурной схемы.

- Осциллограмма 3.1.3.1 Сигнала управления транзистором  $VT_1$  при прямоходовой работе



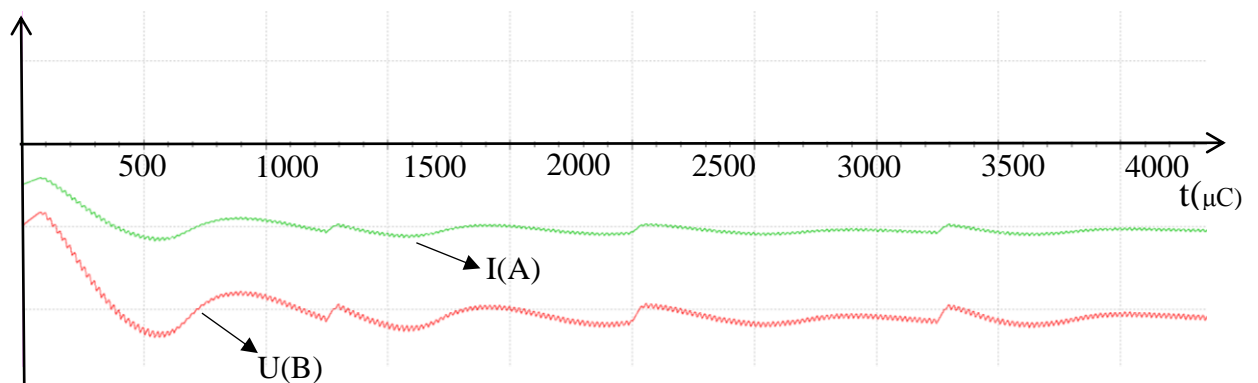
Амплитуда сигнала 21 Вольт. Период сигнала 20  $\mu\text{C}$  (50 кГц).

- Осциллограмма 3.1.3.2 Ток в левой части схемы при выходе на «режим»



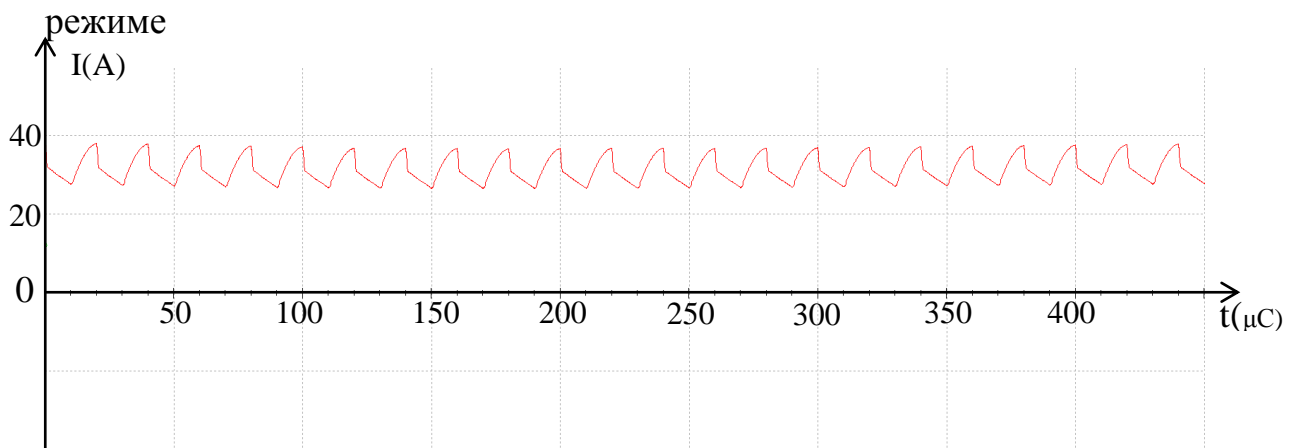
Амплитуда тока 50 А на деление, длительность 500  $\mu\text{C}$  на деление.

- Осциллограмма 3.1.3.3 Ток и напряжение в правой части схемы при выходе на «режим»



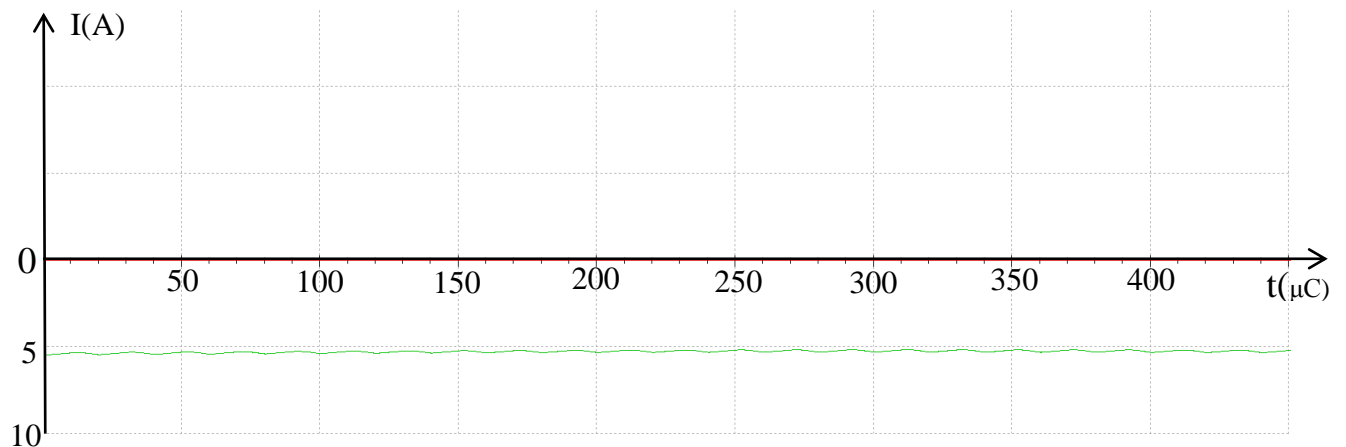
Зеленым на осциллограмме показан ток, красным показано напряжение.

- Осциллограмма 3.1.3.4 Ток в левой части схемы при установившемся режиме



Амплитуда тока 20 А на деление, длительность 50 μC на деление.

- Осциллограмма 3.1.3.5 Ток в правой части схемы при установившемся режиме



Амплитуда тока 5 А на деление, длительность 50 μC на деление.

Имитационно компьютерное моделирование произведено в среде «EasyEda». Модели позволяют исследовать качество переходных режимов, оптимизировать параметры узлов и элементов. (см. осциллограммы тока и напряжения при выходе на «режим»).

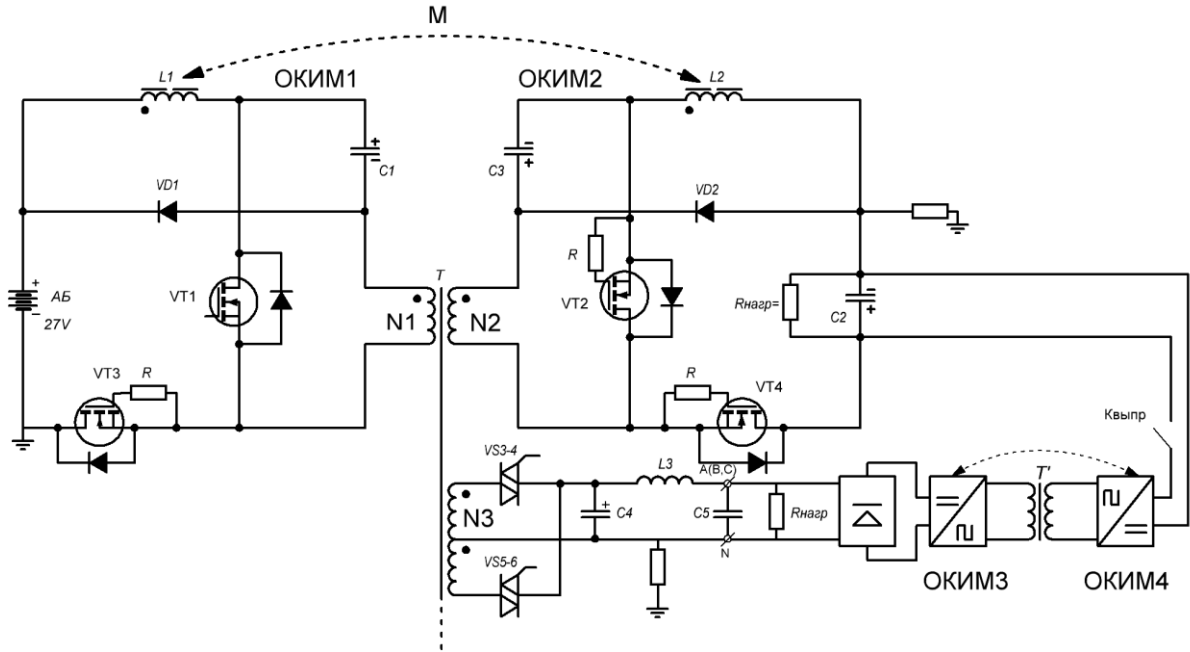
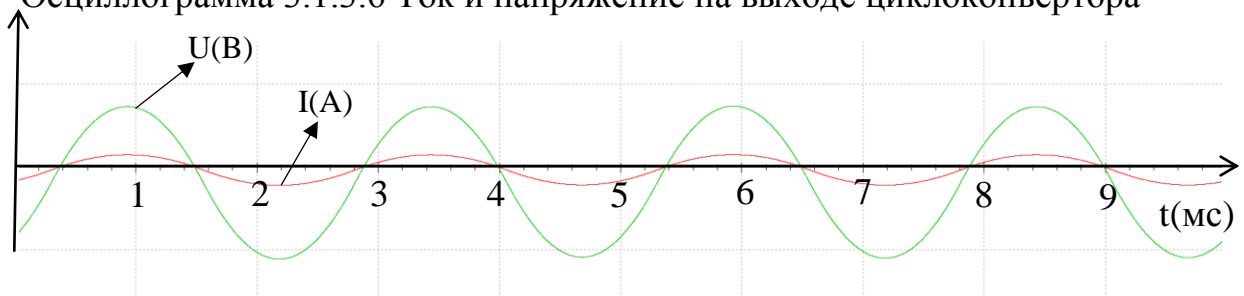


Рис. 3.1.3.1 Упрощенная силовая схема однофазного обратимого импульсного преобразователя.

Расширение функциональных возможностей конвертора, а именно генерирования переменного синусоидального  $3^x$  фазного напряжения (либо 400 Гц, либо регулируемого напряжения по частоте и амплитуде для питания электроприводов с рекуперативным торможением)

Осциллограмма 3.1.3.6 Ток и напряжение на выходе циклоконвертора



Зеленым цветом на графике показано напряжение, красным цветом показан ток.



### 3.1.4 Имитационная компьютерная модель одноконтурного обратимого вторичного источника электропитания.

В имитационно компьютерной модели были использованы следующие электронные компоненты российского производства:

Таблица 3.1.4.1 Электронные компоненты схемы

<u>Тип элементов</u>	<u>Номиналы</u>
<u>Конденсаторы (5 шт.)</u>	
C <sub>1</sub>	50 мкФ
C <sub>2</sub>	20 мкФ
C <sub>3</sub>	10 мкФ
C <sub>4</sub>	10 мкФ
C <sub>5</sub>	10 мкФ
<u>Индуктивности (3 шт.)</u>	
L <sub>1</sub>	50 мкГн
L <sub>2</sub>	10 мкГн
L <sub>3</sub>	150 мкГн
<u>Транзисторы (4 шт.)</u>	
MOSFET*2	61A/100B/0,025Ом
MOSFET*2	6A/600B/1,2Ом
<u>Трансформатор</u>	
Первичная обмотка	10 витков, 1 мОм
Вторичные обмотки	25 витков, 25 мОм
Взаимоиндукция обмоток	500 мкГн
Индуктивность рассеяния	0,5 мкГн
<u>Резисторы (3 шт.)</u>	
Резисторы для запирания транзисторов (R)	10 кОм
<u>Тиристоры (4 шт.)</u>	
VS <sub>1</sub> – VS <sub>4</sub>	10A/50B

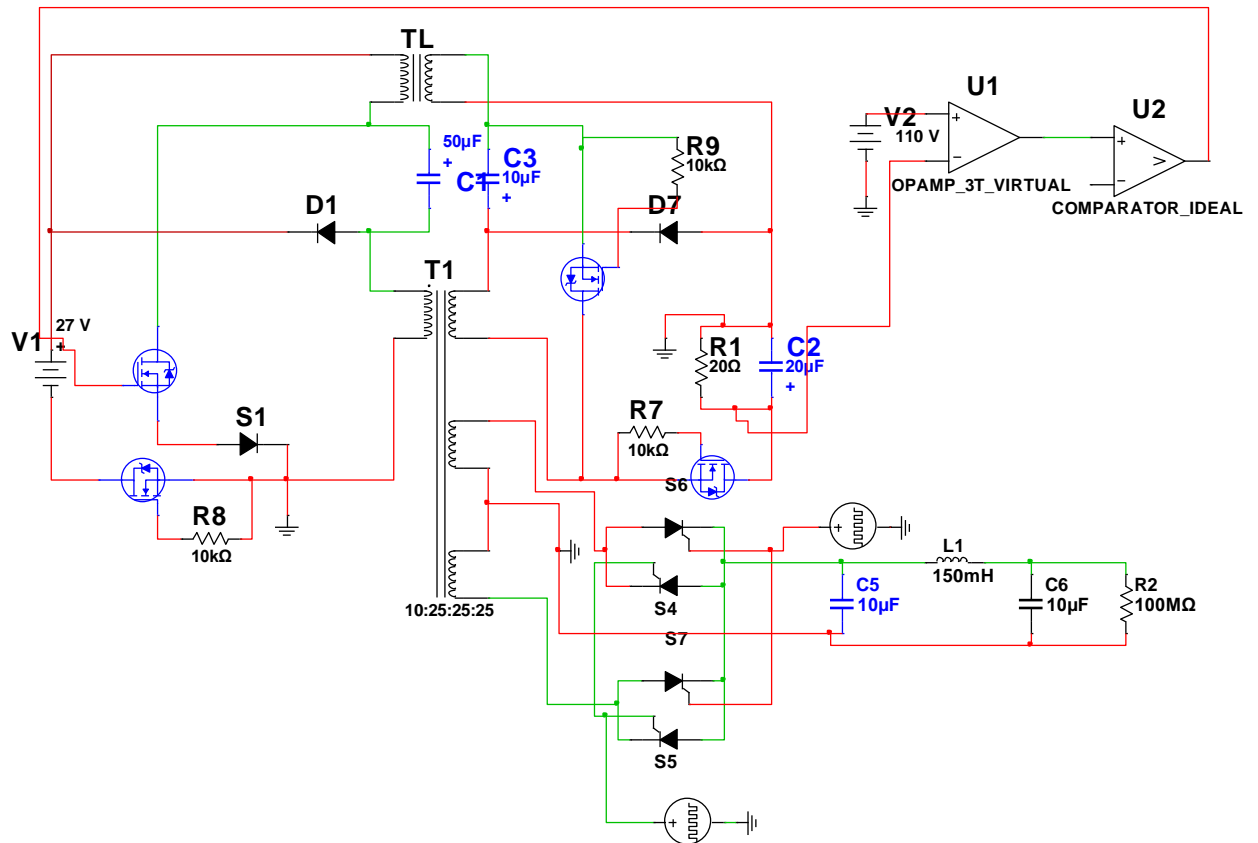


Рис. 3.1.4.1 Имитационно-компьютерная модель двухтактного ОВИЭП на базе модернизированной «трансформаторной схемы Кука»

### 3.2 Моделирование ОВИЭП на базе двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя.

Силовая схема двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя (ТИП) в качестве ОВИЭП в составе ЭЭК КЛА приведена на рис. 3.2.4.2. Она является упрощенным вариантом схемы на рис 2.5 и содержит: низковольтный и высоковольтный импульсно-модуляторные коммутаторы (ИМК<sub>1</sub> и ИМК<sub>2</sub>); трансформатор прямоугольного тока (ТПТ) с первичной ( $N_1$ ), вторичной ( $N_2$ ) и тремя фазными обмотками ( $N_{3A}$ ,  $N_{3B}$ ,  $N_{3C}$ ); балластный двухобмоточный трансреактор ( $L_{B1-2}$ ); шины дифференциального звена постоянных повышенных напряжений (ДЗППН); трехфазный симисторный циклоконвертер (ЦК), уравниватель делитель напряжений (УДН) и стабилизатор напряжения (СтУс<sub>Б</sub>).

### 3.2.1 Работа ИМК<sub>1,2</sub>

В режиме прямого преобразования (от  $U_{AB}$  к  $0 \pm U_d$ ) первый коммутатор работает как высокочастотный двухтактный инвертор прямоугольного тока (ИПТ), а второй — как диодный выпрямитель с дифференциальными выпрямленными напряжениями.

При «понижающей» модуляции ключи  $VT_1$  и  $VT_2$  включаются поочередно на время управляющего импульса  $t_i = \gamma_i T_{\text{шим}}/2$ , где  $\gamma_i$  и  $T_{\text{шим}}$  — регулируемая относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса и постоянный период двухтактной широтно-импульсной модуляции.

При включении, например, ключа  $VT_1$  полные потокосцепления  $L_{B1-2}$  и ТПТ нарастают ( $d\Psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепях:  $C_{\phi 1}-L_{B1}-N1'-VT_1-C_{\phi 1}$  и  $N2''-VD4-C_{\phi 2}-C_{\phi 3}$  — (обратный диод  $VT_3$ ) —  $N2'-N2''$  и  $L_{B2}-C_{\phi 3}$  — (обратный диод  $VT_3$ ) —  $N2'-L_{B2}$  («прямоходовая» трансформация ЭДС  $L_{B2}$ ). После выключения ключа  $VT_1$  и включения шунтирующего ключа  $VT_{ш2}$  (через промежуток времени импульса  $t_i = \gamma_i \cdot T_{\text{шим}}/2$ ) указанные полные потокосцепления приблизительно сохраняются ( $d\Psi/dt \approx 0$ ) вместе с токами в цепях:  $L_{B1}-N1''-VD1-C_B-L_{B1}$  и  $L_{B2}-N2'-VD_{ш3}-VT_{ш2}-L_{B2}$  (токозамыкающая пауза для повышения КПД передачи энергии индуктивностей рассеяния  $L_{B1}$  и  $N1'$  в буферный конденсатор  $C_B$  для дальнейшей рекуперации в  $C_{\phi 1}$  в течение длительности паузы  $\Delta t_{п} = \gamma_{п} \cdot T_{\text{шим}}/2$ );  $N2'-VD_3-C_{\phi 2}-C_{\phi 3}$  — (обратный диод  $VT_4$ ) —  $N2''-N2'$  и  $L_{B2}-N2'-VD_3-C_{\phi 2}-L_{B2}$  («обратноходовая» трансформация ЭДС в  $L_{B2}$  в течение интервала времени  $T_{\text{шим}}/2 - \Delta t_{п} - t_i = (1 - \gamma_{п} - \gamma_i) T_{\text{шим}}/2$ ). Затем на следующем полупериоде  $T_{\text{шим}}/2$  происходят аналогичные процессы, но с участием ключа  $VT_2$  (второй такт питания ТПТ). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя прямое преобразование с «понижающей» модуляцией.

При работе ИМК<sub>1,2</sub> в прямом и обратном направлениях преобразования в трех двухсекционных обмотках ТПТ ( $N_{3A}$ ,  $N_{3B}$ ,  $N_{3C}$ ) формируются прямоугольные высокочастотные переменные токи, замыкаемые через соответствующие циклоконвертеры (ЦКА, В, С) и выходные фильтровые конденсаторы ( $C_1$ ) и образующие на выводах А, В, С и N трехфазную систему квазисинусоидальных переменных напряжений ( $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ) с заземленной нейтралью (N).

### 3.2.2 Состав и работа блоков СтУсб и УДН $U_{d1,2}$

УДН представляет собой двунаправленный «транспортеры заряда» на базе полярно-инвертирующего обратимого импульсного конвертера (ОИК). К основным достоинствам используемой схемы ОИК с двухсекционным балластным реактором ( $L_{yp}$ ), помимо обратимости (двунаправленности) «транспортирования заряда», относятся:

- безынерционность переключения направлений тока благодаря отсутствию реверса полного потокосцепления реактора, обеспечивающая высокое качество переходных процессов в замкнутом контуре системы регулирования (стабилизации);
- исключение цепей для «сквозных сверхтоков» при несанкционированных включениях ключей (например, из-за воздействия электромагнитных импульсов молний на усилительно-формирующие драйверы);
- высокие КПД и удельная мощность благодаря использованию прямо- и обратногоходовой трансформации тока;

Если требуется рекуперировать часть электроэнергии из буферного конденсатора  $C_B$  в аккумуляторную батарею производится широтно-импульсно модулируемое высокочастотное управление ключом  $VT_{CT1}$ . При его очередном включении полное потокосцепление реактора  $L_{CT}$  нарастает вместе с током в цепи  $C_B-L_{CT}-VT_{CT1}-C_B$ . При последующем выключении  $VT_{CT1}$  указанное потокосцепление частично (или полностью) спадает вместе с током в цепи  $L_{CT}-AB-VD_{CT}-L_{CT}$ . Далее указанные процессы высокочастотно периодически качественно повторяются.

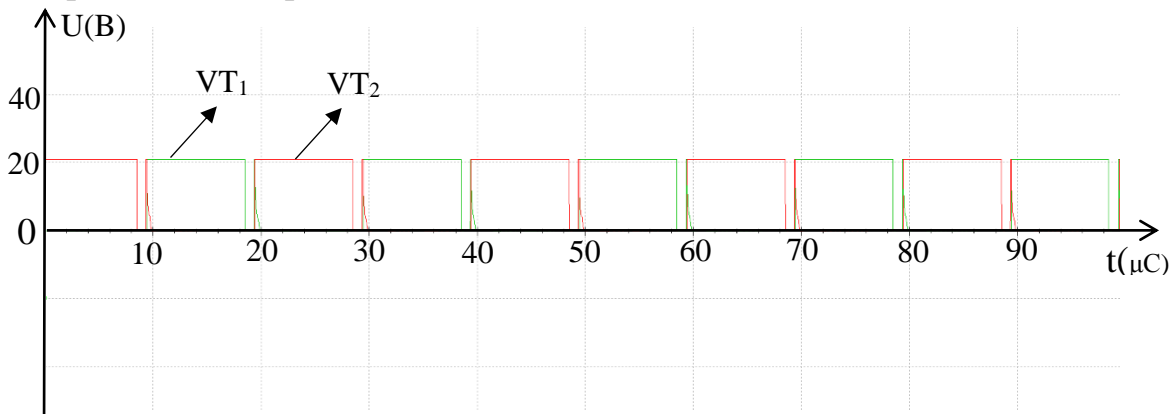
ВУДН для автоматического самовыравнивания напряжений на фильтровых конденсаторах  $C_{\Phi 2}$  и  $C_{\Phi 3}$  ДЗПН достаточно с постоянной высокой частотой одновременно (синхронно) коммутировать оба ключа ( $VT_{yp1}$  и  $VT_{yp2}$ ). При очередном таком включении полное потокосцепление реактора  $L_{yp}$  нарастает с током в цепи  $C_{\Phi 2}-VT_{yp1}-L_{yp}-VT_{yp2}-C_{\Phi 3}-C_{\Phi 2}$ . При этом благодаря идентичности секций  $L_{yp}$  при нарушении равновесия напряжений ( $U_{d1} \neq U_{d2}$ ), возникает разбаланс нарастающих токов в цепях:  $C_{\Phi 2}-VT_{yp1}-L_{yp1}-C_{\Phi 2}$  и  $C_{\Phi 3}-L_{yp2}-VT_{yp2}-C_{\Phi 3}$ , стремящийся нивелировать разность  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$ . После их выключения, благодаря идентичности секций  $L_{yp}$  и практически единичному коэффициенту электромагнитной связи (при намотке секций в два провода), происходит автоматическое перераспределение токов секций по цепям:  $L_{yp1}-C_{\Phi 3}-VD_{yp2}-L_{yp1}$  и  $L_{yp2}-VD_{yp1}-C_{\Phi 2}-L_{yp2}$  с тем же вышеуказанным стремлением к самовыравниванию напряжений.

Через некоторое число таких циклов наступит практическое равновесие напряжений  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$ , после чего схема будет работать с квазиустановившейся внутренней реактивной мощностью (в режиме квазиустановившихся колебаний). Время переходного процесса самовыравнивания напряжений  $U_{d1}$  и  $U_{d2}$  определяется (при постоянной частоте коммутаций) начальным возмущением (разностью  $|U_{d1}-U_{d2}|$ ), а также величинами и разбалансом активных нагрузок в плечах ДЗППН.

Обратное преобразование электроэнергии из цепей нагрузок переменного тока (преобразование реактивных мощностей или рекуперация энергии при рекуперативном торможении исполнительного электропривода) осуществляется через дополнительный дифференциальный выпрямитель (ДВ) при замкнутом контактом ключе ( $K_{\text{выпр}}$ ). Далее возвращаемая энергия либо расходуется в нагрузках ДЗППН ( $R_{H=}$ ), либо накапливается в фильтровых конденсаторах ( $C_{\phi 2,3}$ ), либо передается аккумуляторной батарее.

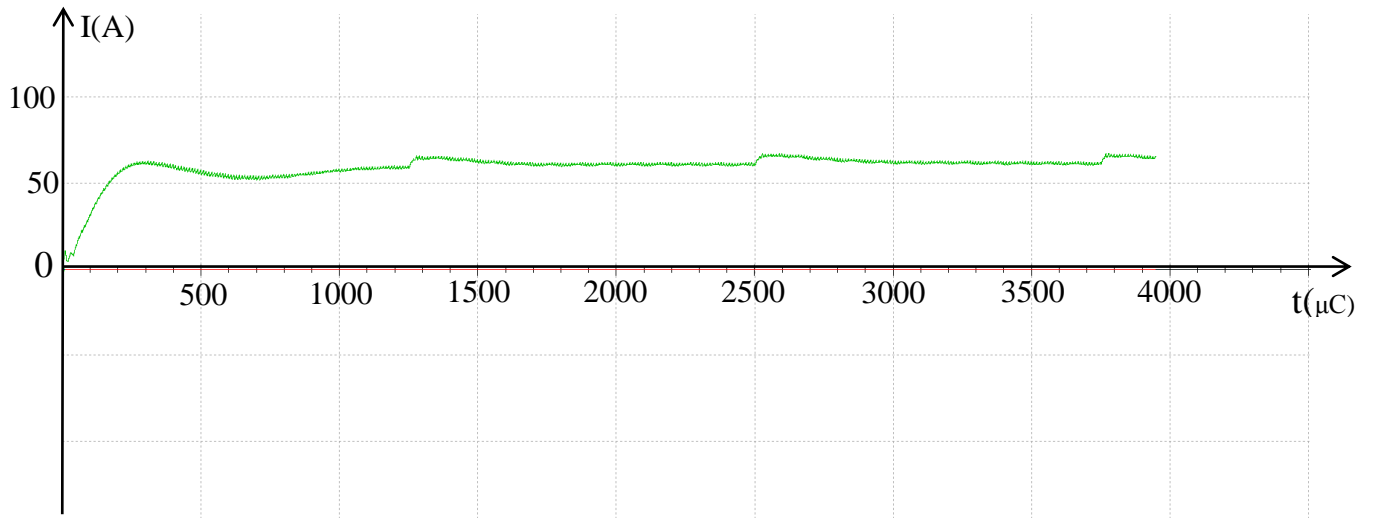
### 3.2.3 Типовые осциллограммы двухтактной схемы.

- Осциллограмма 3.2.3.1 Сигнала управления транзистором  $VT_1$  при прямоходовой работе



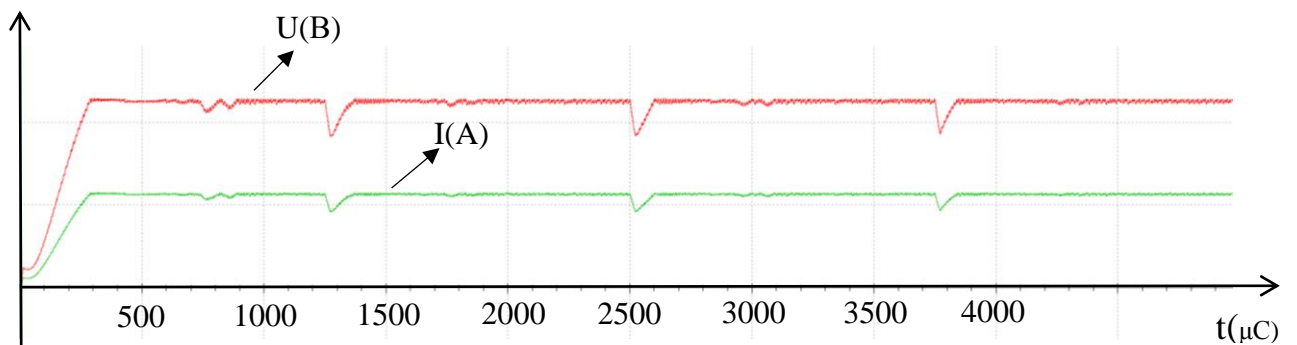
На осциллограмме изображены зеленым и красным цветами управляющие сигналы транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Задержка между сигналами на открытие транзисторов обусловлена временем стекания индуктивности рассеяния.

- Осциллограмма 3.2.3.2 Ток в левой части схемы при выходе на «режим»



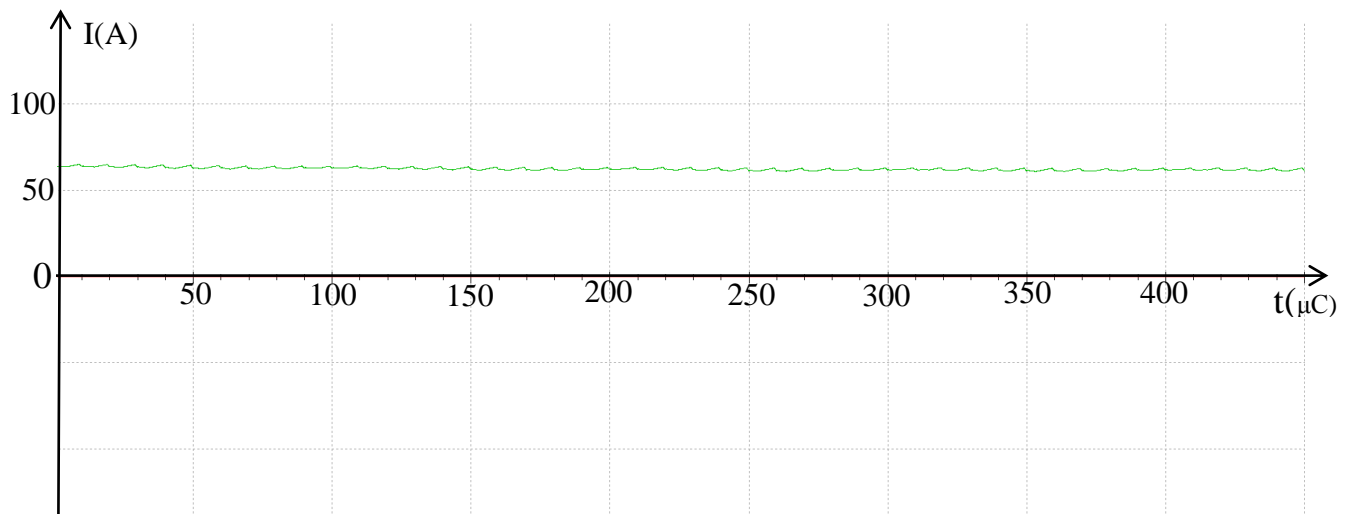
Амплитуда тока 50 А на деление, длительность 500  $\mu s$  на деление.

- Осциллограмма 3.2.3.3 Ток и напряжение в правой части схемы при выходе на «режим»



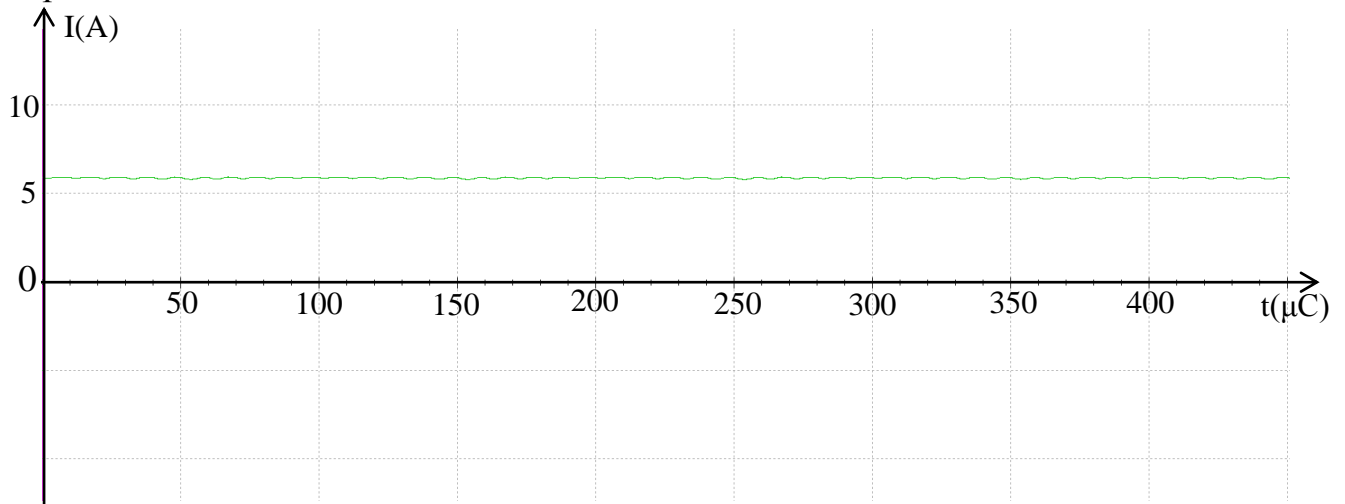
Амплитуда тока 5 А на деление, напряжения 50 В на деление.

- Осциллограмма 3.2.3.4 Ток в левой части схемы при установившемся режиме



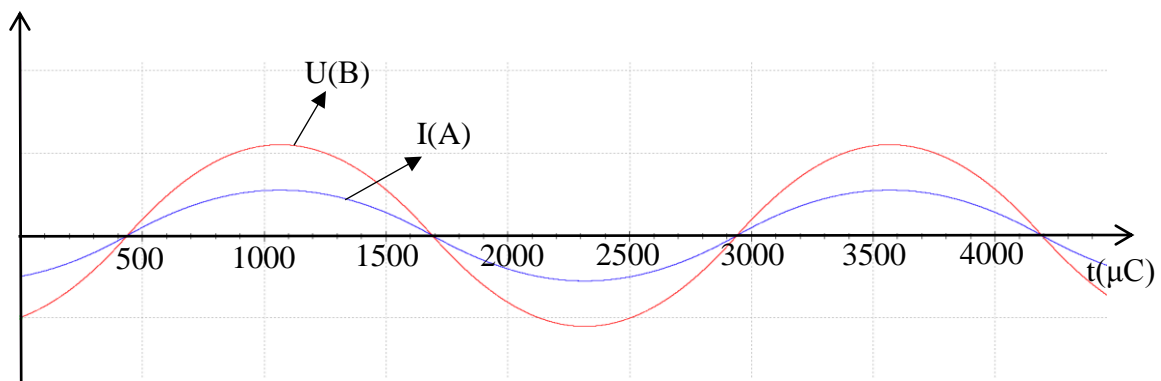
Амплитуда тока 50 А на деление, длительность 50  $\mu s$  на деление.

Осциллограмма 3.2.3.5 Ток в правой части схемы при установившемся режиме



Амплитуда тока 5 А на деление, длительность 50  $\mu C$  на деление.

Осциллограмма 3.2.3.6 Ток и напряжение на выходе циклоконвертора



Красным цветом на графике показано напряжение, синим цветом показан ток.

Имитационно компьютерное моделирование произведено в среде «EasyEda». Модели позволяют исследовать качество переходных режимов, оптимизировать параметры узлов и элементов. (см. осциллограммы тока и напряжения при выходе на «режим»)

### 3.2.4 Имитационная компьютерная модель двухтактного обратимого вторичного источника электропитания.

В имитационно компьютерной модели были использованы следующие электронные компоненты российского производства:

Таблица 3.2.4.1 Электронные компоненты схемы

<u>Тип элементов</u>	<u>Номиналы</u>
<u>Конденсаторы (6 шт.)</u>	
$C_6$	50 мкФ
$C_{\Phi 1}$	10 мкФ
$C_{\Phi 2}$	10 мкФ
$C_{\Phi 3}$	10 мкФ
$C_1$	10 мкФ
$C_2$	10 мкФ
<u>Индуктивности (6 шт.)</u>	
$L_{B1}$	50 мкГн
$L_{B2}$	10 мкГн
$L_{CT}$	150 мкГн
$L_{YR1}$	10 мкГн
$L_{YR2}$	10 мкГн
$L_1$	150 мГн
<u>Транзисторы (9 шт)</u>	
MOSFET*4	61A/100B/0,025Ом
MOSFET*5	6A/600B/1,2Ом
<u>Трансформатор</u>	
Первичные обмотки	10 витков, 1 мОм
Вторичные обмотки	30 витков, 30 мОм
Взаимоиндукция обмоток	500 мкГн
Индуктивность рассеяния	0,5 мкГн
<u>Резисторы (3 шт)</u>	
Резисторы для запираания транзисторов (R)	10 кОм
<u>Тиристоры (4 шт.)</u>	
$VS_1 - VS_4$	10A/50B



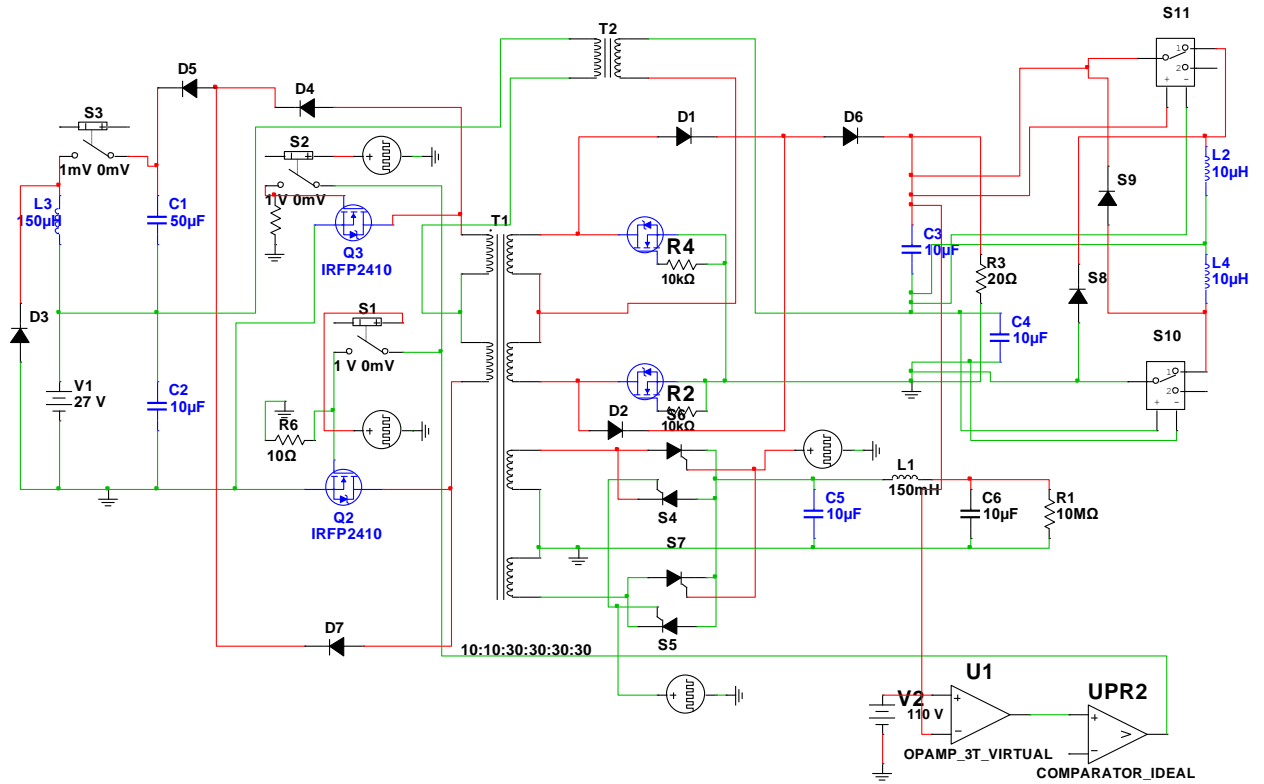


Рис. 3.2.4.1 Имитационно-компьютерная модель двухтактного ОВИЭП.

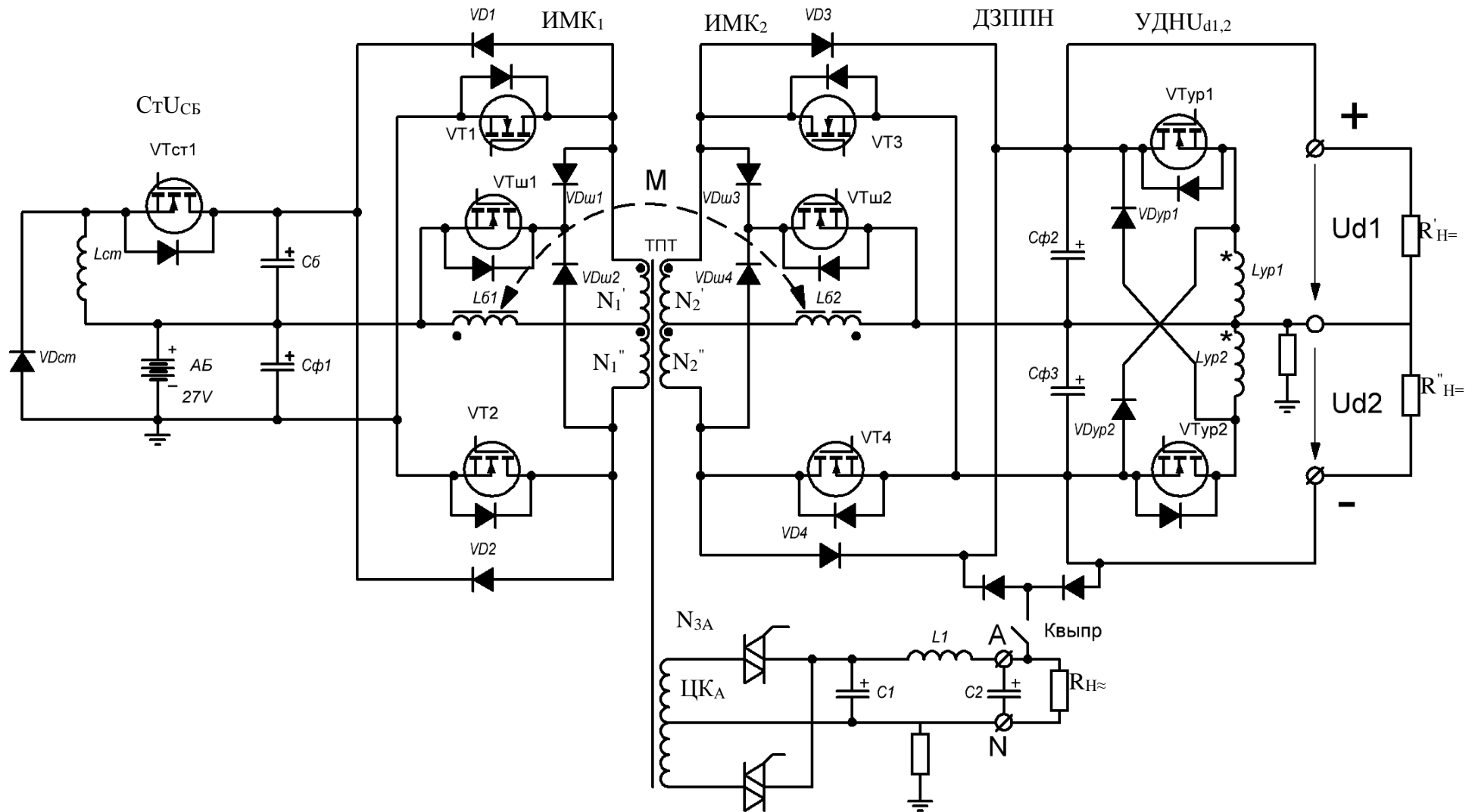


Рис. 3.2.4.2 Силовая схема ОВИЭП на базе двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя

### 3.3 Экспериментальные исследования.

Сравнение результатов экспериментов на макетном лабораторном образце и компьютерного моделирования подтвердили работоспособность предлагаемых схем и позволили оценить погрешность моделирования. По мгновенным значениям токов и напряжений не более 11-13%, по интегральным величинам (КПД, накопленная энергия и т.п.) не более 7-9%. Лабораторные макеты представлены на рис. 3.3.1 и рис. 3.3.2. На осциллограммах 3.3.1-3.3.4 приведены ток и напряжение при переходном режиме.

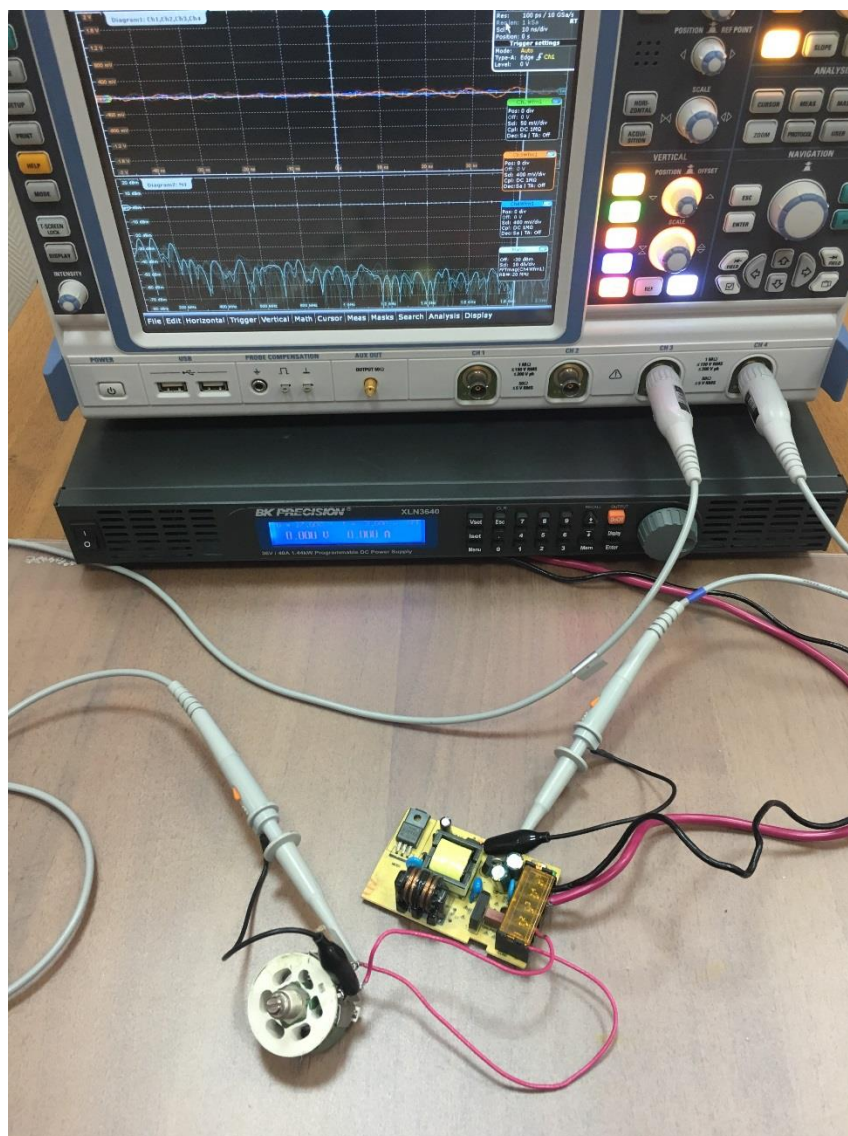
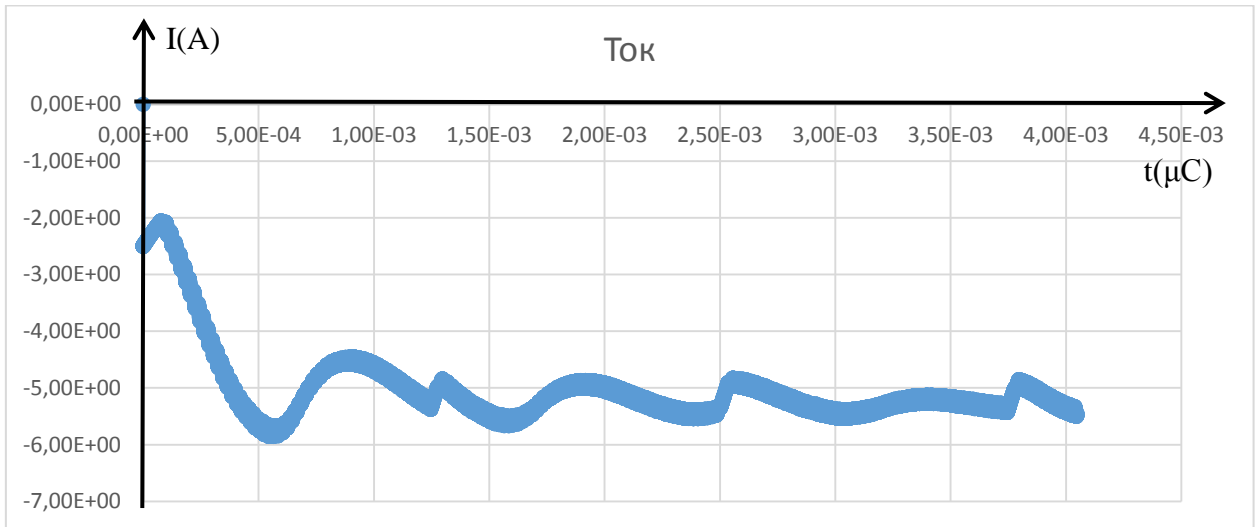
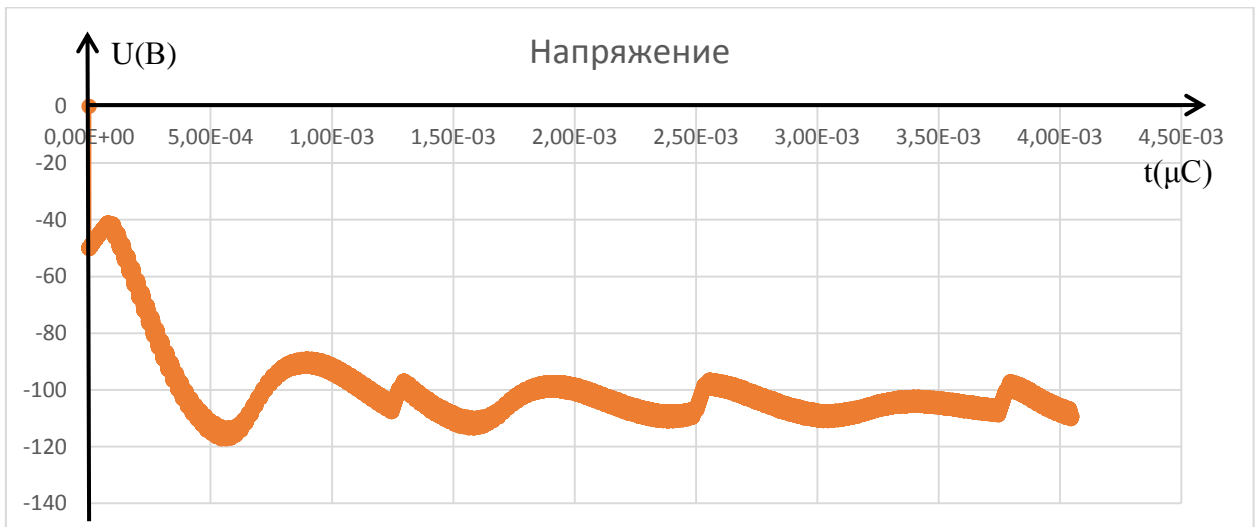


Рис. 3.3.1 ОВИЭП на базе модернизированной «трансформаторной схемы Кука»

Осциллограмма 3.3.1 тока в правой части однотактной схемы при выходе на «Режим».



Осциллограмма 3.3.2 напряжения в правой части однотактной схемы при выходе на «Режим».



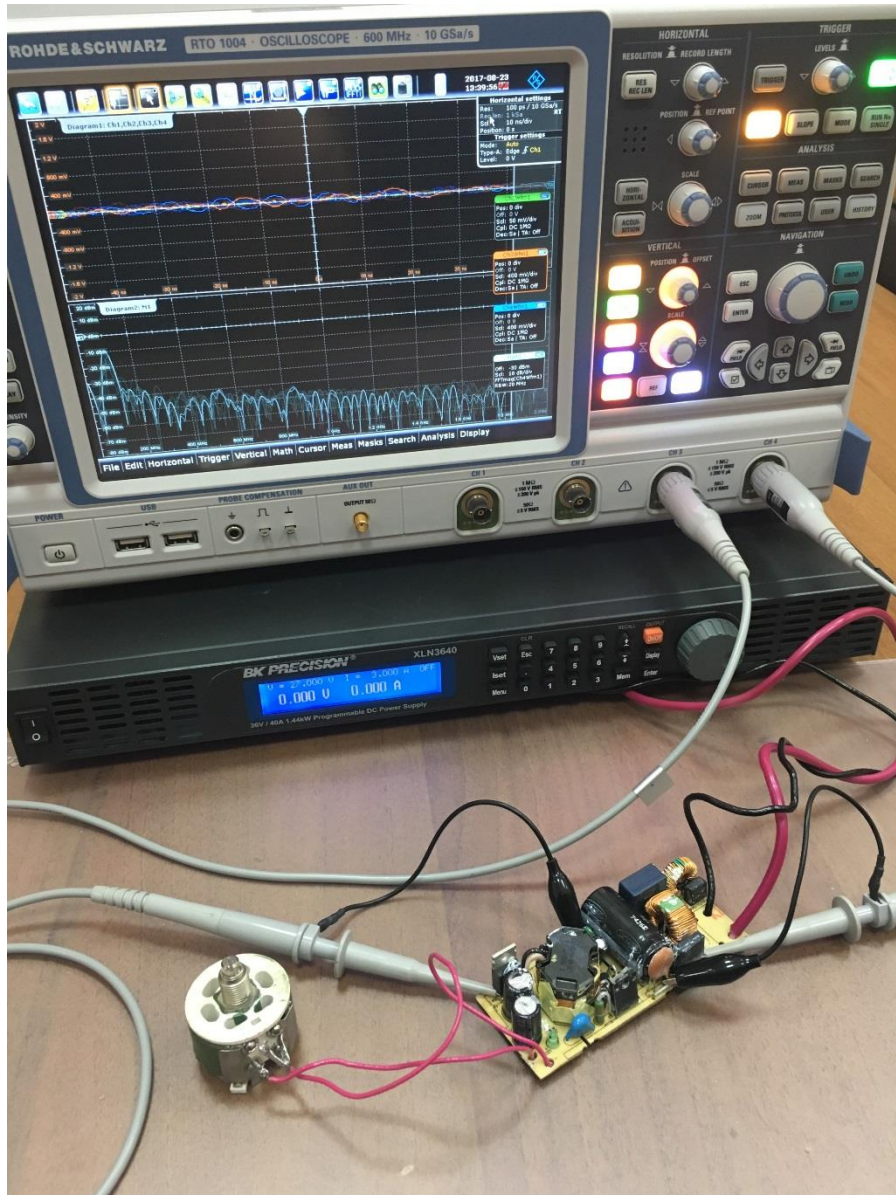
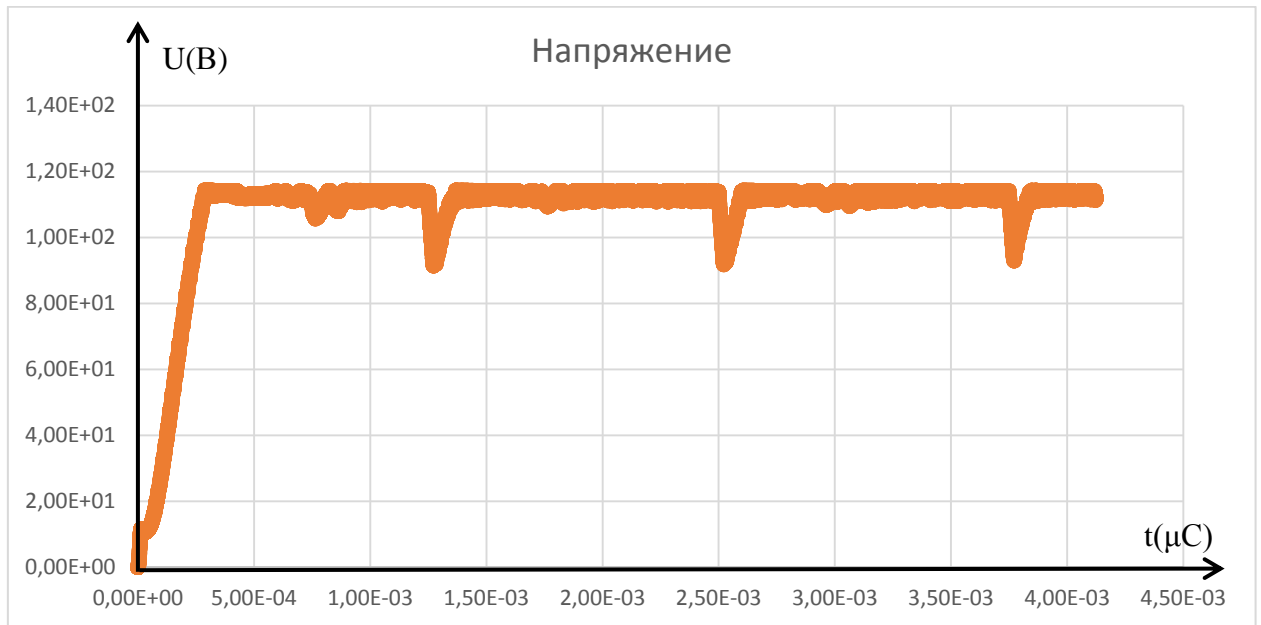
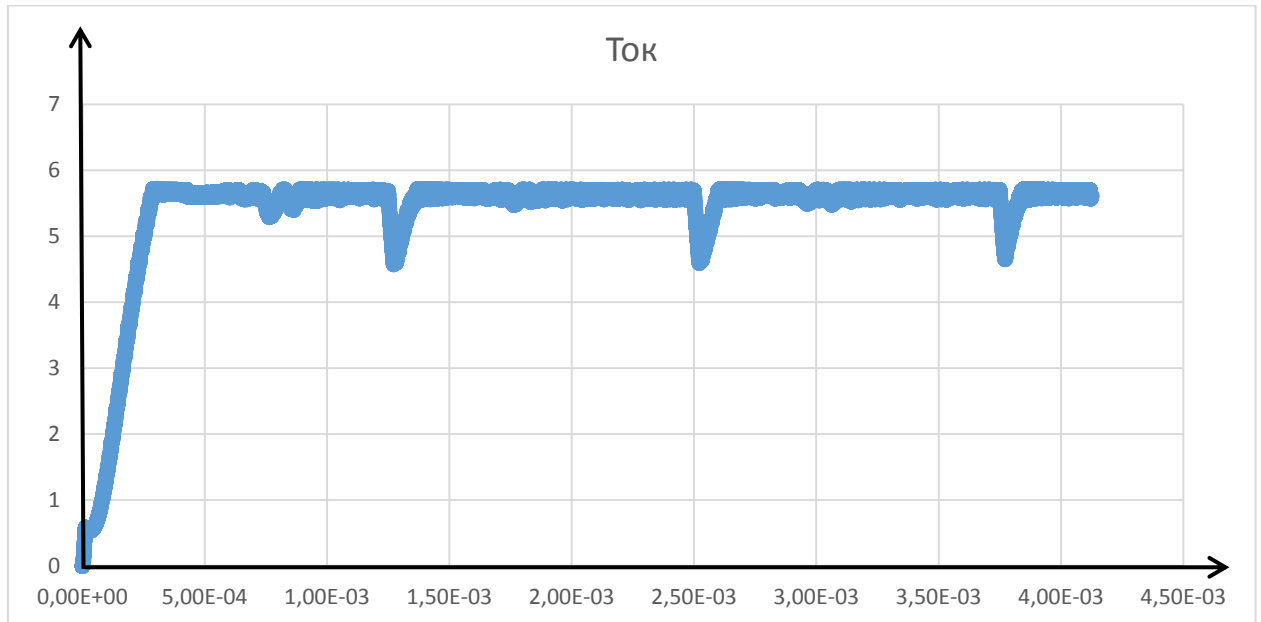


Рис. 3.3.2 ОВИЭП на базе двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя

Осциллограмма 3.3.3 напряжение в правой части двухтактной схемы при выходе на «Режим».



Осциллограмма 3.3.4 тока в правой части двухтактной схемы при выходе на «Режим».



### 3.4 Рекомендации по проектированию.

#### Пример массоэнергетического расчета для фильтрового конденсатора С<sub>1</sub> (рис 3.1.3.1).

Формула изменения энергии:

$$W = \frac{CU_{max}^2}{2} - \frac{CU_{min}^2}{2} = C \frac{(U_{max} - U_{min}) \cdot (U_{max} + U_{min})}{2} = C \cdot \Delta U \cdot U_{cp},$$

где С – емкость конденсатора, ΔU – колебания напряжения, U<sub>cp</sub> – среднее напряжения.

Из соотношения:  $W = \frac{Q_c}{f}$  получаем выражение для реактивной мощности:

$Q_c = W \cdot f$ , где Q<sub>c</sub> – реактивная мощность, f – частота, W – энергия.

Масса конденсатора:

$G_c = Q_c \cdot G_{уд}^*$ , G<sub>уд</sub><sup>\*</sup> – удельная масса конденсаторов по ТУ АЖЯР.673.546.007

$$G_{уд}^* = \frac{G^{*I} + G^{*II} + G^{*III}}{3}, \quad G^{*I} = \frac{m_c}{W_c};$$

Таблица 3.4.1 Элементы одноконтной схемы

Элементы одноконтной схемы		
Элемент	ΔU(В)/ ΔI(А)	U <sub>cp</sub> (В)/ I <sub>cp</sub> (А)
L <sub>1</sub> (10 мкГн/50 кГц)	7	7
L <sub>2</sub> (50 мкГн/50 кГц)	10	30
C <sub>1</sub> (50 мкФ/50 кГц)	5	25,5
C <sub>3</sub> (10 мкФ/50 кГц)	10	49
C <sub>5</sub> (10 мкФ/400 Гц)	120	60
C <sub>6</sub> (10 мкФ/400 Гц)	20	9,5
L <sub>3</sub> (150 мГн/400 Гц)	600m	300m

Таблица 3.4.2 Данные из ТУ на конденсаторы.

Данные из технических условий на конденсаторы				
Элемент	Емкость	Масса	ΔU(В)	U <sub>cp</sub> (В)
C <sub>X1</sub>	47 мкФ	0,6 грамм	0,25	25
C <sub>X2</sub>	10 мкФ	0,5 грамм	0,25	25
C <sub>X3</sub>	22 мкФ	0,3 грамм	0,1	10

Таким образом имеем:

$$G_{уд}^* = \frac{G^{*'} + G^{*''} + G^{*'''}}{3} = 0,15$$

$$G^{*'} = \frac{m_{Cx1}}{W_{Cx1}} = \frac{0,6}{14,9} = 0,04$$

$$G^{*''} = \frac{m_{Cx2}}{W_{Cx2}} = \frac{0,5}{3,1} = 0,16$$

Далее имеем:

$$G^{*'''} = \frac{m_{Cx2}}{W_{Cx2}} = \frac{0,3}{1,1} = 0,27$$

$$W_{C1} = C \cdot \Delta U \cdot U_{cp} = 0,00637;$$

$$Q_{C1} = W_{C1} \cdot f = 318,5;$$

$$G_c = Q_{C1} \cdot G_{уд}^* = 318,5 \cdot 0,15 = 47 \text{ грамм}$$

Аналогичным образом произведен расчет массы трансреакторов и индуктивностей, исходя из выражения для изменения энергии

$$W = \frac{CI_{max}^2}{2} - \frac{CI_{min}^2}{2} = C \frac{(I_{max} - I_{min}) \cdot (I_{max} + I_{min})}{2} = C \cdot \Delta I \cdot I_{cp}, \text{ где}$$

$L$  – индуктивность,  $\Delta I$  – колебания тока,  $I_{cp}$  – среднее значение тока.

Сравнительный анализ массоэнергетических характеристик элементов для схем: первой и второй показывает преимущество по этому параметру первой схемы по отношению ко второй.



### 3.5 Расчет надежности схем ОВИЭП.

Целью расчета является расчетная оценка вероятности безотказной работы (ВБР) вторичного источника электропитания (ВИЭП) для двух различных вариантов исполнения (№1 и №2).

#### 3.5.1 Исходные данные

3.5.1.1. Время непрерывной работы ВИЭП составляет 10000 часов.

3.5.1.2. Условия эксплуатации в соответствии с группами по ГОСТ РВ 20.39.304-98:

–1.1 (аппаратура стационарных помещений, сооружений);

–3.2 (аппаратура дозвуковых самолетов);

–5.3 (аппаратура, предназначенная для установки в негерметизированных отсеках, а также на внешней поверхности космических аппаратов с применением мер защиты).

3.5.1.3 Рабочая температура окружающей среды составляет +30 °С.

#### 3.5.2 Методика расчета

3.5.2.1. Расчет интенсивности отказов плат (комплектующих ЭРИ) проводится по методикам ЦНИИ-22МО и РНИИ «Электронстандарт», с применением автоматизированной системы расчета надежности (АСРН).

3.5.2.2. Интенсивность отказов комплектующих ЭРИ при эксплуатации изделия рассчитывается по формуле в общем виде:

$$\lambda_{\text{раб (ож) } i} = \lambda_{\text{си}} * K_P * K_C * K_{CT} * K_K * K_V * K_R * K_M * K_{Si} * K_{CP} * K_3 * K_F * K_{IP} * K_{\text{Э}}, \quad (1)$$

где:  $\lambda_{\text{си}}$  – базовая интенсивность отказов ЭРИ;

$K_P$  – коэффициент зависимости от электрической нагрузки и температуры окружающей среды;

- $K_C$  – коэффициент – номинальная емкость;  
 $K_{CT}$  – коэффициент сложности;  
 $K_K$  – коэффициент типа корпуса;  
 $K_V$  – коэффициент напряжения питания;  
 $K_R$  – коэффициент номинального сопротивления;  
 $K_M$  – коэффициент номинальной мощности;  
 $K_{Si}$  – коэффициент рабочего напряжения;  
 $K_{CP}$  – коэффициент частоты коммутации;  
 $K_3$  – коэффициент задействованных контактов;  
 $K_F$  – коэффициент функционального назначения;  
 $K_{ПР}$  – коэффициент приемки;  
 $K_Э$  – коэффициент эксплуатации.

3.5.2.3. Закон распределения отказов ВИЭП принимается экспоненциальным. Вероятность безотказной работы ВИЭП за время включенного состояния определяется по формуле:

$$P_{\text{ВИЭП}} = e^{-\lambda_{\text{ВИЭП}} \cdot \text{траб}} \quad (2)$$

### 3.5.3 Расчет

3.5.3.1. Результат автоматизированного расчета интенсивности отказов ВИЭП в первом варианте исполнения.

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 1.1

Температура окружающей среды, °C: 30

Модуль: ВИЭП №1

Расчетная интенсивность отказов:  $1,271 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_3 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_3 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
<b>Полупроводниковые приборы</b>				
Транзистор MOSFET	4	0,120	0,224	0,897
Диод	2	0,038	0,013	0,027
Тиристор	4	0,022	0,005	0,019

Резисторы				
Резистор	5	0,710	0,037	0,187
Конденсаторы				
Емкость	5	0,005	0,007	0,037
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,084	0,084
Дроссели				
Дроссель	3	0,014	0,007	0,020

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 3.2

Температура окружающей среды, °С: 30

Модуль: ВИЭП №1

Расчетная интенсивность отказов:  $15,145 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
Полупроводниковые приборы				
Транзистор MOSFET	4	0,120	2,916	11,662
Диод	2	0,038	0,174	0,348
Тиристор	4	0,022	0,062	0,247
Резисторы				
Резистор	5	0,710	0,224	1,122
Конденсаторы				
Емкость	5	0,005	0,089	0,447
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,845	0,845
Дроссели				
Дроссель	3	0,014	0,158	0,474

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 5.3

Температура окружающей среды, °С: 30

Модуль: ВИЭП №1

Расчетная интенсивность отказов:  $5,085 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
Полупроводниковые приборы				
Транзистор MOSFET	4	0,120	0,897	3,588
Диод	2	0,038	0,054	0,107

Тиристор	4	0,022	0,019	0,076
Резисторы				
Резистор	5	0,710	0,150	0,748
Конденсаторы				
Емкость	5	0,005	0,030	0,149
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,338	0,338
Дроссели				
Дроссель	3	0,014	0,026	0,079

3.5.3.2. Вероятность безотказной работы ВИЭП в первом варианте исполнения определяется по формуле (2) и равна:

$$P_{\text{ВИЭП.№1 гр. 1.1}} = 0,99873$$

$$P_{\text{ВИЭП.№1 гр. 3.2}} = 0,98497$$

$$P_{\text{ВИЭП.№1 гр. 5.3}} = 0,99493$$

3.5.3.3. Результат автоматизированного расчета интенсивности отказов ВИЭП во втором варианте исполнения.

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 1.1

Температура окружающей среды, °C: 30

Модуль: ВИЭП №2

Расчетная интенсивность отказов:  $1,953 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_3 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_3 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
Полупроводниковые приборы				
Транзистор MOSFET	7	0,120	0,224	1,570
Диод	9	0,038	0,013	0,121
Тиристор	4	0,022	0,005	0,019
Резисторы				
Резистор	2	0,710	0,037	0,075
Конденсаторы				
Емкость	6	0,005	0,007	0,045
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,084	0,084
Дроссели				
Дроссель	6	0,014	0,007	0,039

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 3.2

Температура окружающей среды, °C: 30

Модуль: ВИЭП №2

Расчетная интенсивность отказов:  $25,000 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
Полупроводниковые приборы				
Транзистор MOSFET	7	0,120	2,916	20,409
Диод	9	0,038	0,174	1,567
Тиристор	4	0,022	0,062	0,247
Резисторы				
Резистор	2	0,710	0,224	0,449
Конденсаторы				
Емкость	6	0,005	0,089	0,536
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,845	0,845
Дроссели				
Дроссель	6	0,014	0,158	0,948

Режим: Эксплуатация

Условия: группа 5.3

Температура окружающей среды, °C: 30

Модуль: ВИЭП №2

Расчетная интенсивность отказов:  $7,812 \cdot 10^{-7}$ , 1/ч

Наименование	Кол, n шт.	$\lambda_6 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7$ , 1/ч	$\lambda_9 \cdot 10^7 \cdot n$ , 1/ч
Полупроводниковые приборы				
Транзистор MOSFET	7	0,120	0,897	6,280
Диод	9	0,038	0,054	0,482
Тиристор	4	0,022	0,019	0,076
Резисторы				
Резистор	2	0,710	0,150	0,299
Конденсаторы				
Емкость	6	0,005	0,030	0,179
Трансформаторы				
Трансформатор	1	0,074	0,338	0,338
Дроссели				
Дроссель	6	0,014	0,026	0,158

3.5.3.4. Вероятность безотказной работы ВИЭП во втором варианте исполнения определяется по формуле (2) и равна:

$$P_{\text{ВИЭП.№2 гр. 1.1}} = 0,99805$$

$$P_{\text{ВИЭП.№2 гр. 3.2}} = 0,97531$$

$$P_{\text{ВИЭП.№2 гр. 5.3}} = 0,99222$$

### 3.6 Выводы по третьей главе.

Имитационно-компьютерное моделирование подтвердило работоспособность предложенных схмотехнических решений и позволило провести их сравнительную оценку.

К существенным достоинствам однотактной схемы (рис. 3.1.3.1) можно отнести следующие:

-обратимость (двунаправленность) преобразования, т.е. возможность питания униполярного звена постоянного повышенного напряжения (ЗППН) или зарядки аккумуляторной батареи;

-обеспечение питанием не только дифференциального звена постоянного повышенного напряжения (ДЗППН), но и нагрузок регулируемого низкочастотного переменного напряжения, в том числе трехфазного (например, синхронных или асинхронных исполнительных электродвигателей, в частности-бортового стартер-генератора);

Обратное преобразование электроэнергии из цепей нагрузок переменного тока (преобразование реактивных мощностей или рекуперация энергии при рекуперативном торможении исполнительного электропривода) осуществляется через дополнительный мостовой выпрямитель (МВ) при замкнутом контактом ключе ( $K_{\text{выпр}}$ ). Далее возвращаемая энергия накапливается в фильтровом конденсаторе ( $C_2$ ).

Следует обратить внимание на то, что добавление ОКИМ<sub>3,4</sub> является существенным недостатком этой схемы по сравнению со второй, определяемым использованием униполярного ЗППН без заземленного нулевого вывода, который может использоваться и как нейтральный.

Применение одноконтного вторичного источника электропитания целесообразно в тех устройствах где важны: высокий КПД, повышенная надежность и нет необходимости в обратимости.

Вероятность безотказной работы ВИЭП в первом варианте исполнения равна:

$$P_{\text{ВИЭП.}\#1 \text{ гр. 1.1}} = 0,99873, P_{\text{ВИЭП.}\#1 \text{ гр. 3.2}} = 0,98497, P_{\text{ВИЭП.}\#1 \text{ гр. 5.3}} = 0,99493$$

К основным достоинствам используемой схемы ОИК с двухсекционным балластным реактором ( $L_{\text{ур}}$ ) рис. 3.2.4.2, помимо обратимости (двунаправленности) «транспортирования заряда», относятся:

- безынерционность переключения направлений тока благодаря отсутствию реверса полного потокосцепления реактора, обеспечивающая высокое качество переходных процессов в замкнутом контуре системы регулирования (стабилизации);
- исключение цепей для «сквозных сверхтоков» при несанкционированных включениях ключей (например, из-за воздействия электромагнитных импульсов молний на усилительно-формирующие драйверы);
- высокие КПД и удельная мощность благодаря использованию прямо- и обратнoходовой трансформации тока;

Вероятность безотказной работы ВИЭП во втором варианте исполнения определяется по формуле (2) и равна:

$$P_{\text{ВИЭП.}\#2 \text{ гр. 1.1}} = 0,99805, P_{\text{ВИЭП.}\#2 \text{ гр. 3.2}} = 0,97531, P_{\text{ВИЭП.}\#2 \text{ гр. 5.3}} = 0,99222$$

Применение двухконтной схемы целесообразно при больших мощностях (свыше 1000 ватт), но с потерей КПД, показателей надежности и большей массой.

Применение одноконтной схемы целесообразно при мощностях меньше 1000 ватт.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам работы можно сделать следующие выводы:

- Предложен способ совмещения двух преобразований (трансформаторного и трансреакторного), позволяющий улучшить массоэнергетические характеристики модуляторно-демодуляторных импульсных устройств.
- Предложен метод использования токозамыкающих пауз при ШИМ-регулировании, позволяющий повысить КПД трансреактора и применить дуальное управление для повышения статической устойчивости преобразователей с индуктивным накопителем.
- Предложен способ сочленения имитационных, а также расчетно-вычислительных компьютерных моделей импульсных модуляторов-демодуляторов с трансреакторной гальванической развязкой путем введения емкостно-резистивных «квазизвеньев» для демпфирования (интегрирования) внешних токов. Способ позволяет отдельно исследовать процессы в каждом модуляторе-демодуляторе и оптимизировать параметры его элементов и узлов.
- Предложена модернизация реверсивного обратимого непосредственного импульсного конвертора (РОНИК) расширяющая его функциональные возможности за счет двунаправленного режима полярно-инвертирующего понижения/повышения напряжения (режима «дозирования») и позволяющая использовать его схему в качестве унифицированного модуля для широкого класса многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с модульно-масштабируемой архитектурой (но без гальванической развязки).
- Разработаны рекомендации к проектированию обратимых вторичных источников электропитания (ОВИЭП) с повышенной массоэнергетической и надежностной характеристиками.
- Разработаны схемотехнические решения для ОВИЭП на базе двунаправленного конвертора с гальванической развязкой и трехфазного инвертора низкой частоты с трансформаторным звеном прямоугольного тока высокой частоты (ТЗПТ<sub>в/ч</sub>) и дифференциального ДИВП с циклоконвертором. Решения защищены приоритетом РФ и предусматривают импортозамещение в номенклатуре используемых изделий импульсной силовой электроники.
- Проведен анализ и на его основе расширен диапазон функциональных возможностей ОВИЭП, позволяющий использовать их для преобразовательных комплексов с модульно-масштабируемой архитектурой (для повышения производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичности).



- Проведено компьютерно-имитационное моделирование схем одноконтного и двуконтного обратимых импульсных преобразователей, подтверждающее работоспособность представленных схемотехнических решений, позволяющее исследовать качество переходных режимов и оптимизировать параметры узлов и элементов.
- Произведен расчет массоэнергетических и надежности параметров разработанных вторичных источников электропитания (ВИЭП) и их сравнительный анализ.

Исследования позволяют улучшить массоэнергетические и надежность характеристики обратимых вторичных источников электропитания применительно к космическим электроэнергетическим комплексам.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- ВИЭП–вторичный источник электропитания
- ОВИЭП–обратимый вторичный источник электропитания
- КА–космический аппарат
- ДППН–дифференциальные постоянные повышенные напряжения
- ЭЭК–электроэнергетический комплекс
- ИБП–источник бесперебойного питания
- ПНН–постоянно низкое напряжение
- ЭМС–электромагнитная совместимость
- КОТ/ТИК–комбинированный обратимый трансформаторно-трансреакторный импульсный конвертор
- ШИМ–широтно-импульсная модуляция
- КПД–коэффициент полезного действия
- ТЗВЧ–трансформаторное звено высокой частоты
- РОНИК–реверсивный обратимый непосредственный импульсный конвертор
- ОНИК–обратимый непосредственный импульсный конвертор
- ОТИК–обратимый трансформаторный (трансреакторный) импульсный конвертор
- ОИК–обратимый импульсный конвертор
- МИП–многофункциональный импульсный преобразователь
- ИДН–импульсный делитель напряжения
- ДИВП–двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь
- РИСТ/Н–регулируемый инвертор синусоидального тока и напряжения
- ПИН–промежуточный индуктивный накопитель
- ДЗППН–дифференциальное звено постоянных повышенных напряжений
- УДН–уравнительный делитель напряжения
- ЗВЧ-ТПТ–звено высокой частоты на базе многообмоточного трансформатора прямоугольного тока
- РЦК–регулируемый циклоконвертор

ИЭД–исполнительный электродвигатель

ЗППН–звено постоянных повышенных напряжений

ТМИП–трансформаторный многофункциональный импульсный преобразователь

ОКИМ–обратимый конверторно-инверторный модулятор

ОВИП–обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь

УЗППН–униполярное звено постоянного повышенного напряжения

МЭСД–магнитоэлектрический синхронный двигатель

СЭС–система электроснабжения

ТИП–трансформаторный импульсный преобразователь

УВ–управляемый выпрямитель

ЦК–циклоконвертор

ИМК–импульсно-модуляторный коммутатор

АБ–аккумуляторная батарея

ИЭДРТ–исполнительный электродвигатель с рекуперативным торможением

ДИМ/В–двунаправленный импульсный модулятор/выпрямитель

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников электропитания полностью электрифицированных самолетов / Под ред. С.Б. Резникова. М.: Изд-во МАИ, 2014. — 160с.
- 2 С. Кук, С. Ненахов. Новый DC/ DC- преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами. Силовая электроника, №2, 2004 г, с.62-64.
- 3 U.S.Patent, Jan.15, 1980, 4, 184, 197, S.Cuk.
- 4 R.D. Middlebrook, S. Cuk. Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC- to-DC Converter.-IEEE Power Electronics Specialists Conference.-1978. (IEEE Publication 78CH1337-SAES).
- 5 Научно-технические проблемы электропитания / Труды Всероссийской научно-технической конференции -М.: ЗАО "ММП-Ирбис", 2011. - 1111 слик.
- 6 Резников С.Б., Бочаров В.В., Кириллов В.Ю., Постников В.А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. - М.: изд-во МАИ - ПРИНТ, 2010.-512с.
8. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В двух томах / под ред. С.А. Грузкова. - М.: изд-во МЭИ, 2005. - Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. - 2005. - 568 с.
9. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины: Учеб.пособие для электромех. и электроэнерг. спец, вузов. -М.: высш.шк., 1990. - 416 с.
10. Радин В.И. и др. Электрические машины: Асинхронные машины: Учеб. Для электромех. спец, вузов / Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Под ред. И.П.Копылова - М.: Высш.шк.,1988 - 328 с.
11. С.Б. Резников, д.т.н., И.А. Харченко, к.т.н., К.Н. Храмцов, Н.А. Жегов. Источник бесперебойного питания для авиакосмических и наземно-транспортных электроэнергетических комплексов. Электроника и электрооборудование транспорта. №4, 2017г.
12. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Ульященко Е.М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения энергии. — М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009. - 188с.
13. Резников С.Б., Бочаров В.В., Коняхин С.Ф., Соловьев И.Н., Ермилов Ю.В. Комбинированный электронно-механический аппарат защиты и коммутации для систем распределения постоянного повышенного

напряжения. Практическая силовая электроника, № 47, 2012 г.

14. С.Б. Резников, И.А. Харченко, М.В. Марченко, Н.А. Жегов. Трансформаторные многофункциональные импульсные преобразователи для бортовых авиакосмических источников питания. Вестник Московского авиационного института, №1, 2017г.

15. С.В. Аверин., Т.В. Анисимова., В.С. Коняхин, В.В. Крючков, Ю.Г. Следков. Моделирование процессов в трехфазном транзисторном инверторе при возникновении межфазных коротких замыканий. Практическая силовая электроника, №3 (43), 2011г., с. 21-25.

16. В. Климов, С. Климова, Ю. Карпиленко. Корректоры коэффициента мощности однофазных источников бесперебойного питания. Силовая Электроника, №3, 2009г., с.40-42.

17. С.Б. Резников, И.А. Харченко, С.В. Савостьянов, М.В. Марченко, Н.А. Жегов. Обратимые трансформаторные импульсные конверторы для резервно-аккумуляторных источников бесперебойного питания. Силовая электроника, №5, 2016г.

18. Резников С.Б., Парфенов Е.В., Гуренков Н.В. Комбинированные автономные системы электроснабжения переменного и постоянного тока с повышенным качеством электроэнергии и ЭМС// Компоненты и технологии, 2008, №8.

19. С.Б. Резников, И.А. Харченко, А. Сулаков, Н.А. Жегов, К.Н. Храмцов. Трансформаторный импульсный преобразователь для авиакосмической силовой электроники. Силовая электроника, №1, 2017г.

20. В.В. Бочаров, С.Ф. Коняхин, С.Б. Резников, И.Н. Соловьев, Ю.В. Ермилов. Энергоэкономичная структура комбинированной автономной системы электроснабжения без стабилизации частоты вращения генератора. Практическая силовая электроника, №2 (46), 2012г., с.44-47.

21. С.Б. Резников, И.А. Харченко, К.Н. Храмцов, Н.А. Жегов. Резервно-аккумуляторный источник бесперебойного питания для авиакосмических транспортных электроэнергетических комплексов. Авиакосмическое приборостроение №3, 2017г.

22. Патент на полезную модель №125426. Импульсный преобразователь частоты. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Ермилов Ю.В., Бюлл. №6 от 27.02.2013г.

23. Патент на полезную модель №125787. Обратимый преобразователь постоянного напряжения с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты. Резников С.Б., Бочаров В.В., Ермилов Ю.В., Харченко И.А., Бюлл. №7 от 10.03.2013г.

24. А. Даренко, Д. Серегин. К вопросу построения мощных DC/DC-преобразователей, питающихся от низковольтных сетей, Силовая Электроника, №3, 2006г., с.68-72, стр.70, рис.1
25. Патент на полезную модель №125416. Импульсный преобразователь напряжений, Бюл. №6, 27.02.2013, Резников С.Б., Бочаров В.В., Ермилов Ю.В., Руруа К. С., Харченко И. А.
26. Патент на полезную модель №124454. Автономная система электроснабжения, Бюл. №2, 20.01.2013, Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Ермилов Ю.В., Коняхин С.Ф.
27. Н.А. Жегов, В.Ю. Кириллов. Исследование восприимчивости бортовых кабелей космического аппарата к электромагнитным помехам в СВЧ диапазоне. Труды МАИ, №59, 2012г.
28. Патент на полезную модель № 144403. Сетевой электронный балласт. Резников С.Б., Бочаров В.В., Корнилов А.Б., Лавринович А.В. от 03.04.2014г.
29. Резников С.Б., Бочаров В.В., Корнилов А.Б. Электромагнитная совместимость коллекторного электропривода с трёхфазной сетью переменного тока, эл. ж. «Наука и образование МГТУ им. Н.Э. Баумана», №08, август 2012 DOI: 10.7463/0812.0450268
31. И. Стаудт, А. Колпаков. Трехуровневые инверторы: теория и практика. Силовая Электроника, №5, 2014г., с.42-48, стр.43, рис.4
32. С. Резников, С. Коняхин, А. Соколов. Регулируемые преобразователи частоты для питания высоковольтных двигателей переменного тока от промышленной сети, ж. Компоненты и технологии, №2, 2007г., с. 100-102, стр.101, рис.1
33. С.В. Аверин, А.Н. Данилина, Ю.Г. Следков. Бортовой преобразователь частоты с рекуперацией электроэнергии, Практическая силовая электроника, №2(50), 2013г., с.13-16.
34. С.Б. Резников, В.В. Бочаров, А.В. Лавринович, И.А. Харченко. Цикл статей «Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока». Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем. Практическая силовая электроника, № 4(56), 2014г. с. 17-26.
35. С.Б. Резников, В.В. Бочаров, И.А. Харченко, Ю.В. Ермилов, А.В. Лавринович. Импульсные вторичные источники питания с повышенным

качеством входных и выходных токов. Силовая электроника, №2, 2013г., с.74-80.

36. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В двух томах / под ред. С.А. Грузкова. - М.: изд-во МЭИ, 2005. - Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. - 2005. - 568 с.

37. Электрический самолет: концепция и технологии / А.В. Лёвин, С.М. Мусин, С.А.Харитонов, К.Л. Ковалев, А.А. Герасин, С.П. Халютин, под ред. С.М. Мусина: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. - Уфа: УГАТУ, 2014. - 388с.С. Эраносян. Унификация - это основной путь создания высоконадежных систем вторичного электропитания для комплексов военного и коммерческого назначения. Часть 1 //Силовая Электроника, №5, 2014г., с.74-78.

38. В.Ю. Кириллов, А.В. Клыков, Н.А. Жегов, В.Х. Нгуен, М.М. Томилин. Исследование частотных характеристик моделей сопротивлений связи бортовых кабелей летательных аппаратов. Труды МАИ, №75, 2014г.

39. Накопители энергии: Учеб, пособие для вузов / Д.А.Бут, Б.Л. Алиевский, С.Р. Мизюрин, П.В. Васюкевич; Под ред. Д.А. Бута.- М.: Энергоатомиздат. 1991.- 400с.

40. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями.- Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1991.-176 с. 41.

С.Б. Резников, В.В. Бочаров, А.В. Лавринович, И.А. Харченко. «Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного постоянного тока». Часть 2. Унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности и накопительно-демодулирующими реакторами. Практическая силовая электроника, №1 (57), 2015г, с.46-55.

42 Овчинников Д.А., Кастров М.Ю., Лукин А.В., Малышков Е.М. Трёхфазный выпрямитель с корректором коэффициента мощности. Практическая силовая электроника, №6, 2002г, с.8-15.

43. С.Б. Резников, А.В. Лавринович, И.А. Харченко. «Унифицированномодульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного постоянного тока». Часть 3. Унифицированные базовые модули конверторно-инверторных многофункциональных импульсных преобразователей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и

напряжений. Практическая силовая электроника, №3 (59), 2015г, с.35-42.

44. Патент на полезную модель №70419, Бюл.№2 от 20.01.2008г. Трехфазный инвертор напряжения. Резников С.Б., Булеков В.П., Соколов А.И.

45. Патент на полезную модель №124858, Бюл.№4 от 10.02.2013г. Многофазный регулируемый инвертор. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Ермилов Ю.В., Коняхин С.Ф.

46. Самоделов А., Игнатов С. Источники питания с цифровым управлением. Силовая Электроника, №2, 2012г.

47. С.Б. Резников, А.В. Лавринович, И.А. Харченко. «Унифицированномодульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного постоянного тока». Часть 4. Модульная архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты и регуляторов параметров переменного постоянного напряжения. Практическая силовая электроника, №1 (61), 2016г, с.39-46.

48. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ.-М.: Энергоатомиздат, 1983-400с.

49. Б. Карлов, Е. Есин. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация. Силовая Электроника, №1, 2004г., с.50-54.

50. С. Резников, И. Соловьев, Н. Еуренков. Импульсные регуляторы амплитуды с коррекцией формы переменного напряжения для транспортных и стационарных электроэнергосистем. Силовая Электроника, №4, 2007г., с.60-62.

51. Резников С. Б., Бочаров В. В., Ермилов Ю. В., Лавринович А. В., Харченко И.А. Многофункциональные конверторно-инверторные преобразователи авиационных систем электроснабжения. Электронный журнал «Труды МАИ», №71, 2013г. —24с.

52. С.Б. Резников, В.В. Бочаров, И.А. Харченко, А.В. Лавринович. Силовые интегральные схемы многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических бортовых электроэнергетических комплексов и систем. Практическая силовая электроника, №1 (53), 2014г. с.6-11.

53. Резников С. Б., Бочаров В. В., Лавринович А. В., Ермилов Ю. В., Харченко И. А. Универсальные аппараты регулирования защиты и



коммутации переменного-постоянного тока с модульной архитектурой для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов. Практическая силовая электроника, №2(54), 2014 г. с. 15-20.

54. Резников С. Б., Харченко И. А., Аверин С. В., Лавринович А. В. Унифицированные импульсные преобразователи для авиационно-бортовых электроэнергетических комплексов. Вестник Московского авиационного института, том 22, №4, 2015 г. с. 129-141.

55. С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. «Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока». Часть 5. Распределенные авиационно-бортовые источники бесперебойного питания на базе унифицированных модулей. Практическая силовая электроника, №4(64), 2016 г, с.30-35.

56. М.В. Марченко, В.Ю. Кириллов, Н.А. Жегов, А.В. Клыков, М.М. Томилин. Сравнение методов исследования экранирования бортовых кабелей летательных аппаратов. Технологии ЭМС, №1, 2015г.

57. Патент на полезную модель №138899. Обратимый преобразователь перемфшого и постоянного напряжений. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Харченко И.А. от 16.09.2013г.

58. Патент на полезную модель №139329. Обратимый импульсный конвертор с обратногоходовыми модуляторами. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Тарасова М.С. от 16.10.2013г.

59. Патент на полезную модель №139330. Трехфазный инвертор синусоидального напряжения. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Харченко И.А., Руруа К.С. от 16.10.2013г.

60. Патент на полезную модель №142951. Преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Харченко И.А., Тарасова М.С. от 20.03.2014г.

61. Патент на полезную модель №143469. Двунаправленный выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Харченко И.А., Пугачёв Ю.Н. от 20.03.2014г.

62. Патент на полезную модель №155970. Однофазный обратимый преобразователь частоты со звеном постоянного напряжения для самолётной системы электроснабжения. Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Харченко И.А. от 20.08.2014г.

63. Патент на изобретение №2510871. Способ импульсного

преобразования постоянного напряжения и устройство для его осуществления. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Ермилов Ю.В., Бюлл. №10 от 10.04.2014г.

64. С.Б. Резников, И.А. Харченко, К.Н. Храмцов, Н.А. Жегов. Повышение удельной мощности и технологичности и расширение функций авиабортовых зарядно-аккумуляторных устройств. Практическая силовая электроника

65. Бочаров В. В., Постников В. А., Резников С. Б., Харченко И. А. Энергоэкономичная комбинированная система электроснабжения с высоким качеством электроэнергии для концепции «полностью электрифицированного самолета», Электронный журнал «Труды МАИ», №58, 2012г. —14с.

66. В. Бардин, А. Пивкин. Зависимость КПД сварочного инвертора от характеристик тока. Силовая Электроника, №4, 2012г, с.51-53, стр.51, рис.1

67. В.Ю. Кириллов, Н.А. Жегов, А.В. Клыков, М.М. Томилини. Сравнение расчётных и экспериментальных частотных характеристик эффективности экранирования бортовых кабелей летательных аппаратов. Вестник Московского авиационного института, №4, 2015г.

68. Методы обеспечения параллельного включения транзисторных инверторов. Воронина Л.Н., диссертации на соискание учёной степени кандидата наук.

69. Коняхин С.Ф., Резников С.Б., Бочаров В.В., Сыроежкин Е.В., Харченко И.А. Критерии оптимальности и примеры синтеза структуры комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока для перспективных летательных аппаратов с полностью электрифицированным оборудованием. Электроника и электрооборудование транспорта №2, 2013г., с. 2-10.

70. Резников С.Б. Самолетная система электроснабжения квазипостоянного повышенного напряжения// Авиакосмическое приборостроение, 2004, №4, с.62- 67.

71. Дмитрий Иоффе. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC// Компоненты и технологии, 2006, №9. 126-132.

72. Шапиро Л. Машины двойного питания. - М.: МЭИ, 1983. - 60 с.

73. Патент на полезную модель № 167948. Трансформаторный импульсный преобразователь. Резников С.Б., Жегов Н.А., Марченко М.В., Харченко И.А. от 16.09.2016г.

74. Патент на полезную модель. Решение о выдаче патента № 2016150254 от 09.08.17 Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь. Резников С.Б., Жегов Н.А., Марченко М.В., Харченко И.А.

75. Патент на полезную модель № 172182. Импульсный преобразователь напряжения. Резников С.Б., Жегов Н.А., Марченко М.В., Харченко И.А. от 21.12.2016г.

76. Патент на полезную модель № 125426. Импульсный преобразователь частоты. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Ермилов Ю.В. от 27.09.2012г.

77. Исследование и разработка многофункциональных статических преобразователей для авиационно-бортовых систем электроснабжения. Лавринович А.В., автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата наук.

78. Резников С.Б., Савостьянов В.В., Климова С.Р., Харченко И.А., Смирнов В.Н., Резервно-аккумуляторные источники бесперебойного питания для автономных и сетевых систем электроснабжения со звеном постоянно повышенного напряжения. Силовая электроника, №2 2016г, с 34.

79. Патент на полезную модель № 142952. Импульсный одноконтурный преобразователь. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Лавринович А.В. от 20.03.2014г.

80. Патент на полезную модель № 142951. Преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А., Лавринович А.В., Тарасова М.С. от 20.03.2014г.

81. Коняхин С.Ф., Резников С.Б., Соколов А.А. Высоковольтно-составные транзисторные преобразователи с обеспечением электроэнергетической и электромагнитной совместимости. Компоненты и Технологии, №65 2006г, с.96-100.

82. Резников С., Чуев Д., Савенков А., Новая структура универсальной тяговой схемы дизель-электропоезда с импульсным регулированием и защитой от перенапряжений, Силовая электроника, №5, 2005г, с.42-48.

## Приложение 1

### Патент на полезную модель «Трансформаторный импульсный преобразователь»

#### Реферат.

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в авиационно-космических электроэнергетических и пилотажно-навигационных комплексах в качестве вторичного источника электропитания нагрузок постоянного и переменного тока от низковольтной аккумуляторной и/или суперконденсаторной батареи с гальванической развязкой.

Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счет двунаправленности преобразования электроэнергии, а также питания нагрузок переменного тока. К дополнительным техническим результатам относятся: повышение надежности, КПД и удельной мощности устройства и снижение помехоизлучений за счет обеспечения мягкой коммутации ключей и рекуперации энергии индуктивностей рассеяния электромагнитных элементов.

Указанные результаты обеспечиваются тем, что в трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий две пары внешних выводов 1-2 и 3-4 для подключения источника электропитания и нагрузки постоянного тока, первый фильтровой конденсатор 5, первый и второй буферные конденсаторы 6 и 7, первый и второй реакторы 8 и 9, трансформатор 10 с двумя обмотками 11 и 12, первый электронный ключ 13, первый диод 14 и блок управления 15 с цепями 16, 17 обратных связей и с первым импульсно-модуляторным выводом 18, во-первых, ВВЕДЕНЫ второй ключ 19, второй диод 20, второй фильтровой конденсатор 21 и управляемые вентили 22 и 23, а блок управления СНАБЖЕН вторым импульсно-модуляторным выводом 24 и основными релейно-сигнальными выводами 25, во-вторых, в него ВВЕДЕНЫ третья пара внешних выводов 26-27 для подключения нагрузки переменного тока, третий фильтровой конденсатор 28 и циклоконвертор с двунаправленными вентилями 29, 30, трансформатор СНАБЖЕН третьей обмоткой 31, а блок управления СНАБЖЕН дополнительными релейно-сигнальными выводами 32, и в-третьих, каждый из его ключей СНАБЖЕН снабженным конденсатором 33 и 34, зарядно-разрядной диодно-ключевой стойкой 35-36 и 37-38 и диодно-дроссельной стойкой 39 и 40, а блок управления СНАБЖЕН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами 41.

### Формула полезной модели

1. Трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий две пары внешних выводов для подключения источника электропитания и нагрузки постоянного тока, вторая из которых зашунтирована первым фильтровым конденсатором, первый и второй буферные конденсаторы, первый и второй реакторы со взаимноиндуктивной связью, трансформатор с первой и второй обмотками, первый электронный ключ и первый диод, шунтирующий последовательно между собой соединенные вторые буферный конденсатор и обмотку трансформатора, а также блок управления с цепями обратных связей по внешним токам и напряжениям и с первым импульсно-модуляторным выводом, подключенным к управляющему выводу первого электронного ключа, шунтирующего своими силовыми выводами последовательно между собой соединенные первые буферный конденсатор и обмотку трансформатора и подключенного ими через первый реактор к первой паре внешних выводов устройства, вторая пара внешних выводов которого подключена через второй реактор к выводам первого диода, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНЫ второй электронный ключ, второй диод, второй фильтровой конденсатор, шунтирующий первую пару внешних выводов устройства, а также первый и второй силовые управляемые вентили, а блок управления СНАБЖЕН вторым импульсно-модуляторным выводом, подключенным к управляющему выводу второго электронного ключа, силовые выводы которого включены параллельно первому диоду, а также СНАБЖЕН основными релейно-сигнальными выводами, подключенными к управляющим выводам управляемых вентилях, шунтирующих каждый соответствующую цепь из последовательно между собой включенных реактора с буферным конденсатором.
2. Трансформаторный импульсный преобразователь по п. 1, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНЫ третья пара внешних выводов для подключения нагрузки переменного тока, зашунтированные третьим фильтровым конденсатором, и циклоконвертор, состоящий из управляемых двунаправленных вентилях трансформатор СНАБЖЕН третьей обмоткой, а блок управления СНАБЖЕН дополнительными релейно-сигнальными выводами, подключенными к управляющим выводам двунаправленных вентилях циклоконвертора, включенного между третьей обмоткой трансформатора и третьей парой внешних выводов устройства.
3. Трансформаторный импульсный преобразователь по п. 1, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что каждый из его электронных ключей

СНАБЖЕН снабберным конденсатором, зарядно-разрядной диодно-ключевой стойкой и диодно-дроссельной стойкой, включенной последовательно с соответствующим ключом, а блок управления СНАБЖЕН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами, подключенными к управляющим выводам ключей диодно-ключевых стоек, каждая из которых своим средним выводом подключена через снабберный конденсатор к первому силовому выводу ключа, своим крайним диодным выводом подключена ко второму силовому выводу ключа, а своим крайним ключевым выводом подключена к общим выводам соответствующих реактора и управляемого вентиля.

4. Трансформаторный импульсный преобразователь по п.1, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что первый и второй реакторы включены между собой электромагнитно–согласно относительно направлений проводимости подключенных к ним ключей.

### **Трансформаторный импульсный преобразователь**

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в авиационно-космических энергоэнергетических и пилотажно-навигационных комплексах в качестве вторичного источника электропитания нагрузок постоянного и переменного тока от низковольтной аккумуляторной и/или суперконденсаторной батареи с гальванической развязкой.

Известен трансформаторный импульсный преобразователь (аналог), содержащий две группы внешних выводов для подключения источника электропитания и нагрузки (в том числе-дифференциальных) постоянного тока, зашунтированные фильтровыми конденсаторами, двухобмоточный трансформаторный реактор (трансреактор), буферный (накопительный) конденсатор, силовые электронные ключи, с обратно-шунтирующими диодами, силовые блокирующие диоды, узел рекуперации энергии рассеяния трансреактора в виде диодно-ключевой стойки с балластным реактором, два ограничительных дросселя, снабберный конденсатор с зарядно-разрядной двухдиодной стойкой и блок управления с цепями обратных связей по внешним токам и напряжениям и с импульсно-модуляторными выводами (С. Резников, С. Климова, И. Харченко, В. Смирнов, В. Савостьянов. Резервно-аккумуляторные источники бесперебойного питания для автономных и сетевых систем электроснабжения со звеном постоянного повышенного напряжения. Силовая электроника, №2, 2016г., с. 64-68, стр.65, рис. 1).

К недостаткам известного устройства (аналога) относятся: низкие КПД и удельная мощность из-за большой внутренней реактивной мощности,

развиваемой узлом рекуперации энергии, и узкие функциональные возможности из-за неспособности питания нагрузки переменного тока.

Из известных устройств наиболее близким по технической сути к предлагаемому является трансформаторный импульсный преобразователь (прототип), содержащий две пары внешних выводов для подключения источника электропитания и нагрузки постоянного тока, фильтровые конденсаторы, буферные конденсаторы, два реактора со взаимноиндуктивной связью (с общим магнитопроводом), двухобмоточный трансформатор, электронный ключ, шунтирующий диод и блок управления с цепями обратных связей и импульсно-модуляторным выводом (С. Кук, С. Ненахов, Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами. Силовая электроника, N2, 2004 г, с 62-64, стр. 64, рис. 4).

К недостаткам известного устройства (прототипа) относятся: узкие функциональные возможности из-за однонаправленности преобразования электроэнергии и неспособности питания нагрузки переменного тока, низкие надежность, КПД и удельная мощность устройства и большие помехоизлучения из-за жесткой коммутации ключей (со скачками токов и напряжений) и из-за отсутствия рекуперации энергии реактивных элементов индуктивностей рассеяния. Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счет двунаправленности преобразования электроэнергии, а также питания нагрузок переменного тока. К дополнительным техническим результатам относятся: повышение надежности, КПД и удельной мощности устройства и снижение помехоизлучений за счет обеспечения мягкой коммутации ключей и рекуперации энергии индуктивностей рассеяния электромагнитных элементов.

Указанные результаты обеспечиваются тем, что в трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий две пары внешних выводов для подключения источника электропитания и нагрузки постоянного тока, первый фильтровой конденсатор, первый и второй буферные конденсаторы, первый и второй реакторы, трансформатор с двумя обмотками, первый электронный ключ, первый диод и блок управления с цепями, обратных связей и с первым импульсно-модуляторным выводом, во-первых, ВВЕДЕНЫ второй ключ, второй диод, второй фильтровой конденсатор и управляемые вентили, а блок управления СНАБЖЕН вторым импульсно-модуляторным выводом и основными релейно-сигнальными выводами, во-вторых, в него ВВЕДЕНЫ третья пара внешних выводов для подключения нагрузки переменного тока, третий фильтровой конденсатор и циклоконвертор с двунаправленными вентилями, трансформатор СНАБЖЕН третьей обмоткой, а блок управления

СНАБЖЕН дополнительными релейно-сигнальными выводами, и в-третьих, каждый из его ключей СНАБЖЕН снабженным конденсатором, зарядно-разрядной диодно-ключевой стойкой и диодно-дроссельной стойкой, а блок управления СНАБЖЕН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами.

Экспериментальные исследования лабораторного макета и компьютерное моделирование предлагаемого устройства подтвердили его работоспособность и целесообразность широкого промышленного использования.

На рисунке (п1) предоставлены принципиальная силовая схема и каналы управления предлагаемого трансформаторного импульсного преобразователя.

Трансформаторный импульсный преобразователь содержит: две пары внешних выводов 1-2 и 3-4 для подключения источника электропитания и нагрузки постоянного тока, вторая из которых зашунтирована первым фильтровым конденсатором 5, первый и второй буферные конденсаторы 6-7, первый и второй реакторы 8 и 9 со взаимноиндуктивной связью (с общим магнитопроводом), трансформатор 10 с первой и второй обмотками 11 и 12, первый электронный ключ 13 и первый шунтирующий диод 14. Устройство содержит также блок управления 15 с цепями 16, 17 обратных связей по внешним токам и напряжениям и с первым импульсно-модуляторным выводом 18. Кроме этого устройство содержит: второй электронный ключ 19, второй шунтирующий диод 20, второй фильтровой конденсатор 21, первый и второй силовые управляемые вентили 22 и 23. Блок управления снабжен вторым импульсно-модуляторным выводом 24 и основными релейно-сигнальными выводами 25. Помимо перечисленного устройство содержит: третью пару внешних выводов 26-27 для подключения нагрузки переменного тока, зашунтированные третьим фильтровым конденсатором 28, циклоконвертор, состоящий из управляемых двунаправленных вентилей 29, 30. Трансформатор снабжен третьей обмоткой 31. Блок управления снабжен дополнительными релейно-сигнальными выводами 32. Каждый из электронных ключей снабжен снабженным конденсатором 33 и 34, зарядно-разрядной диодно-вентильной стойкой 35-36 и 37-38 и силовым блокирующим диодом 39 и 40. Блок управления снабжен вспомогательными релейно-сигнальными выводами 41.

Первый электронный ключ 13 шунтирует своими силовыми выводами последовательно между собой соединенные первый буферный конденсатор 6 с первой обмоткой 11 трансформатора 10 и подключен ими через первый реактор 8 к первой паре внешних выводов 1-2 устройства, вторая пара выводов



3-4 которого подключена через второй реактор 9 к последовательно между собой соединенным второму буферному конденсатору 7 со второй обмоткой 12 трансформатора 10, зашунтированным первым шунтирующим диодом 14. Второй фильтровый конденсатор 21 шунтирует первую пару внешних выводов 1-2 устройства. Силовые выводы второго электронного ключа 19 включены параллельно первому диоду 14 и параллельно ветви со вторыми буферным конденсатором 7 и обмоткой 12 трансформатора 10. Каждый из силовых управляемых вентилях 22 и 23 шунтирует (через соответствующий силовой блокирующий диод 39-40) соответствующую пару реактора с буферным конденсатором: 8-6 и 9-7. Циклоконвертор 29-30 включен между третьей обмоткой 31 трансформатора 10 и третьей парой внешних выводов 26-27 устройства. Каждый из силовых блокирующих диодов 39-40 включен последовательно с соответствующим силовым управляемым вентилях 22 и 23. Каждая из зарядно-разрядных диодно-вентильных стоек 35-36 и 37-38 своим средним выводом подключена через снабберный конденсатор 33 и 34 к первому силовому выводу соответствующего ключа 13 и 19, своим крайним диодным выводом подключена ко второму силовому выводу того же ключа, а своим крайним вентильным выводом-к общим выводам соответствующих силовых управляемого вентиля и блокирующего диода, образующих однонаправленные стойки 22-39 и 23-40. Первый и второй реакторы 8 и 9 включены между собой электромагнитно-согласно относительно направлений проводимости подключенных к ним ключей (что отражено звездочками, обозначающими начала обмоток).

Блок управления 15 подключен: первым и вторым импульсно-модуляторными выводами 18 и 24 к управляющим выводам первого и второго электронных ключей 13 и 19, а основными, дополнительными и вспомогательными релейно-сигнальными выводами 25, 32 и 41-к управляющим выводам силовых вентилях 22, 23, двунаправленных вентилях 29, 30 и вентилях 36, 38 зарядно-разрядных диодно-вентильных стоек, соответственно. В качестве электронных ключей 13 и 19 использованы ключевые транзисторы, в качестве управляемых вентилях 22, 23 и 36, 38-тиристоры, а в качестве двунаправленных вентилях 29, 30-симисторы или пары встречно-параллельных тиристоров.

Трансформаторный импульсный преобразователь работает следующим образом.

Благодаря полной симметрии силовой схемы устройство способно одинаково преобразовывать постоянные напряжения в обоих направлениях, что позволяет рассмотреть только одно из них: от первой пары внешних выводов 1-2 ко второй паре внешних выводов 3-4.

Первую пару внешних выводов 1-2 устройства подключают к источнику постоянного (или пульсирующего знакопостоянного напряжения, в частности-выпрямленного сетевого), в соответствии с полярностью, показанной на Фиг. Вторую пару внешних выводов 3-4 устройства подключают к нагрузке знакопостоянного напряжения, например, к двигателю постоянного тока, имеющему режим рекуперативного торможения с возвратом энергии в источник питания и/или во второй фильтровой конденсатор 21.

При подключении происходит предварительная зарядка второго фильтрового конденсатора 21 и первого буферного конденсатора 6 (по цепи 21-8-6-11-21), а также частичная импульсная зарядка второго буферного конденсатора 7 через первый диод 14 благодаря ЭДС индукции, наводимой во вторичной обмотке 12 трансформатора 10 при нарастании зарядного тока в его первичной обмотке 11.

При синхронной подаче первого управляющего прямоугольного импульса с первого импульсно-модуляторного выходного вывода 18 и с первого релейно-управляющего выходного вывода 25 блока управления 15 происходит включение первого электронного ключа 13. Это приводит к нарастанию тока в дросселе 8 по цепи: 21-8-13-21 и к нарастанию тока в первичной обмотке 11 трансформатора 10, вызванного частичной разрядкой первого буферного конденсатора 6 по цепи: 6-13-11-6. Одновременно с этим наводимая ЭДС вторичной обмотки 12 трансформатора 1 складывается с напряжением второго буферного конденсатора 7 (с полярностью, показанной на Фиг.) и вызывает нарастание тока во втором дросселе 9 и в нагрузке по цепи: 12-5-9-7-12. Этот процесс продолжается в течение промежутка времени импульса  $t_n = \gamma T_{\text{шим}}$ , где  $T_{\text{шим}}$ -период высокочастотной широтно-импульсной модуляции,  $\gamma$ -относительная длительность импульса (коэффициент заполнения импульса). Затем с помощью блока управления ключ 13 выключается.

На импульсно-модуляторных выводах 18 и 24 блока управления 15 формируются высокочастотные прямоугольные импульсы с постоянным периодом широтно-импульсной модуляции ( $T_{\text{шим}}$ ) и с регулируемой длительностью импульсов:  $t_n = \gamma T_{\text{шим}}$ , где  $\gamma$ -относительная длительность (коэффициент заполнения) импульсов, зависящий от величины разностей между сигналами в цепях обратных связей и эталонными сигналами (по известному принципу отрицательной обратной связи для замкнутых систем управления). На релейно-сигнальных выводах 25 блока управления 15 формируются высокочастотные кратковременные прямоугольные импульсы, синхронизированные своими фронтами со спадами импульсов на выводах 18

и 24, соответственно, а на выводах 41—такие же импульсы, синхронизированные с фронтами импульсов на выводах 18 и 24. На выводах 32 блока управления 15 формируются низкочастотные кратковременные импульсы (или их низкочастотно чередующиеся пачки), синхронизированные с соответствующими полупериодами выходного переменного напряжения на внешних выводах 26-27 ( $U_{26-27}(t)$ ).

На протяжении каждого периода  $T_{\text{шим}}$  на первом этапе с длительностью  $t_{\text{и}}$  нарастают токи в цепях: 21-8-13-21 и 6-13-11-6, а также трансформируемый ток в цепи: 12-5-9-7-12. На втором этапе с длительностью:  $T_{\text{шим}}-t_{\text{и}}=(1-\gamma)T_{\text{шим}}$  токи сначала частично (или полностью) спадают в цепях: 8-6-39-22-8, 11-39-22-21-11 (за счет ЭДС самоиндукции индуктивности рассеяния обмотки 11), а также в цепях: 12-7-14-12 и 9-14-5-9 (за счет трансформаторной и самоиндукцией ЭДС), а затем и по цепи: 8-6-11-21-8 (за счет ЭДС самоиндукции реактора 8).

Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, трансформируя в третьей обмотке 31 трансформатора 10 высокочастотное переменное напряжение (ЭДС). Это напряжение низкочастотно-реверсивно выпрямляется циклоконвертором 29-30, формируя (после демодуляции) на выводах третьего фильтрового конденсатора 28 выходное переменное напряжение:  $U_{26-27}$ , близкое по форме к синусоидальному.

В указанном режиме прямого преобразования электроэнергии обеспечивается мягкая коммутация электронного ключа 13 (без скачков тока и напряжения). При этом снабберный конденсатор 33 плавно заряжается после каждого выключения ключа 13 через диод 35, а затем полностью разряжается после очередного его включения по цепи: 33-36-22-8-13-33 через проводящие к этому моменту вентили 36 и 22, отдавая накопленную энергию реактору 8 для дальнейшего использования (без существенных тепловых потерь). Как и в прототипе, благодаря электромагнитной связи реакторов 8 и 9 и наводимых в них вольтдобавочных ЭДС обеспечивается снижение пульсаций внешних токов.

При обратном преобразовании электроэнергии (от выводов 3-4 к выводам 1-2) происходят процессы аналогичные тем, что и в прямом направлении.

К вышесказанному можно добавить возможность относительно маломощного преобразования электроэнергии переменного напряжения ( $U_{25-26}$ ) в энергию аккумуляторных или конденсаторных батарей, подключенных к выводам 1-2 и 3-4. Для этого, во-избежание насыщения магнитопровода

трансформатора, двунаправленные вентили 29-30 поочередно включаются в моменты, близкие к окончаниям спадов синусоидального напряжения:  $U_{26-27}(t)$ , подводя к выводам третьей обмотки 31 трансформатора 10 знакопеременные низкочастотные относительно узкие треугольные импульсы. При этом на выводах первой и второй обмоток 11 и 12 трансформатора наводятся импульсы ЭДС той же формы, которые, выпрямляясь с помощью силовых блокирующих диодов 39,40 и управляемых вентилей 22, 23, заряжают фильтровые конденсаторы 21 и 5.

Таким образом, по сравнению с прототипом в предлагаемом устройстве обеспечиваются основной техникой результат: расширение функциональных возможностей за счет двунаправленности преобразования электроэнергии и питания нагрузки переменного тока, а также дополнительные технические результаты: повышение надежности, КПД и удельной мощности устройства и снижение помехоизлучений за счет обеспечения мягкой коммутации ключей и рекуперации энергии реактивных элементов и снабберных цепочек.

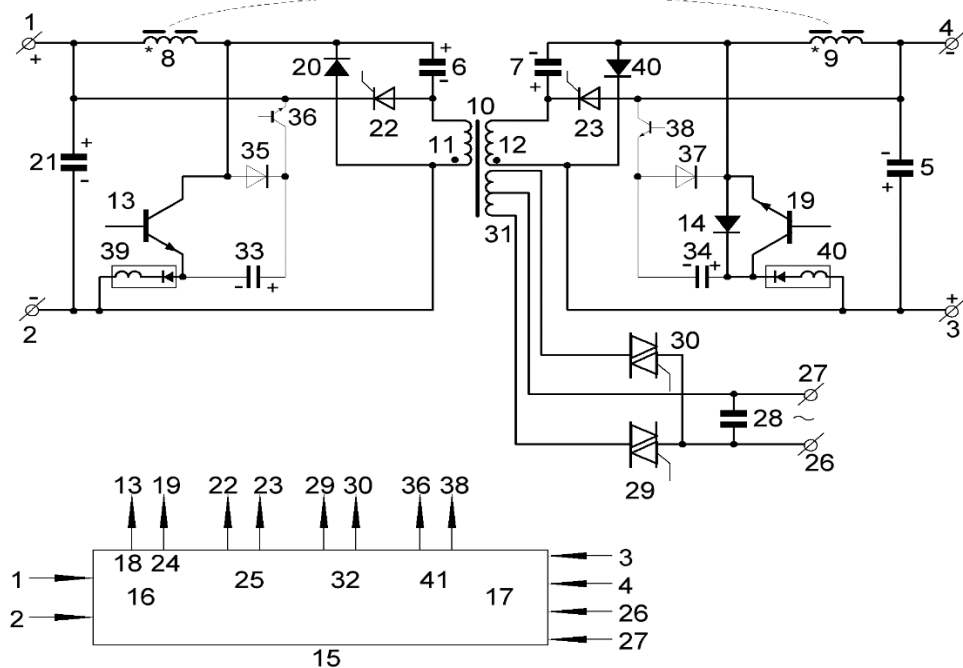


Рис п1 Трансформаторный импульсный преобразователь

## Приложение 2

### Патент на полезную модель

#### «Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь»

#### Реферат

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в авиационно-космических электроэнергетических и пилотажно-навигационных комплексах в качестве вторичного источника электропитания нагрузок постоянного и переменного напряжения с произвольными параметрами при питании от низковольтной аккумуляторной и/или суперконденсаторной батареи с гальванической развязкой.

Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счет функции обратимого конвертора с униполярным и/или дифференциальным выходом, а также за счет возможности совместного питания нагрузки переменного тока от источников с низким и повышенным постоянными напряжениями. Дополнительным техническим результатом является повышение КПД конвертирования за счет дополнительной—трансреакторной—передачи электроэнергии, повышение удельной мощности устройства за счет указанного совместного питания и способность рекуперации электроэнергии, поступающей из цепи нагрузки, в источник электропитания. Указанные технические результаты обеспечиваются благодаря тому, что в двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий внешние входные и выходные выводы 1—2 и 3—4 для подключения источника электропитания постоянного напряжения и нагрузки произвольного регулируемого напряжения, трансформатор 5 с первичной и вторичной обмотками 6—7 и 8—9, первую фильтровую стойку 10—11, фильтровой конденсатор 12, циклоконвертор 13 с двунаправленными вентилями 14, 15, первый импульсный модулятор 16, состоящий из вентильно-ключевых стоек 17—18 и 19—20 и диодно-ключевой стойки 21—22, двух снабберных конденсаторов 23, 24 и балластного реактора 25, также блок управления 26 с цепями 27, 28 обратных связей, с первой группой 29 импульсно-модуляторных выводов, с первой и второй группами 30 и 31 релейно-сигнальных выводов, во-первых, ВВЕДЕНЫ внешние дифференциальные выводы 32—33—34 со второй фильтровой стойкой 35—36 и второй импульсный модулятор 37, аналогичный по составу и схеме соединений первому, трансформатор СНАБЖЕН третьей обмоткой 38—39, а блок управления СНАБЖЕН второй группой 40 импульсно-модуляторных

выводов и третьей группой 41 релейно-сигнальных выводов, во-вторых, в него ВВЕДЕНА два уравнильных делителя напряжения 42 и 43 с уравнильным реактором 44—45 и с диодно-ключевыми стойками 46—47 и 48—49, а блок управления СНАБЖЕН третьей и четвертой группами 50 и 51 импульсно-модуляторных выводов, в-третьих, балластные реакторы ВЫПОЛНЕНА с общим для них магнитопроводом, в-четвертых, каждый модулятор СНАБЖЕН двухвентильной стойкой 52—53, а блок управления СНАБЖЕН четвертой и пятой группами 54 и 55 релейно-сигнальных выводов, в-пятых, в него ВВЕДЕН выпрямитель с дифференциальным выходом и с коррекцией коэффициента мощности, состоящий из фильтрового дросселя 56, двухдиодной стойки 57—58 и двунаправленного электронного ключа 59, а блок управления СНАБЖЕН пятой группой 60 импульсно-модуляторных выводов, и в-шестых, контур, составленный из вторичной обмотки трансформатора, циклоконвертора и выпрямителя с внешними выходными выводами, ВЫПОЛНЕН в трехфазном варианте.

### Формула полезной модели

1. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий внешние входные и выходные выводы, включая заземленные, для подключения источника электропитания постоянного напряжения и нагрузки произвольного регулируемого напряжения, трансформатор с двухсекционными первичной и вторичной обмотками со средними выводами, первую двухконденсаторную фильтровую стойку, шунтирующую выводами первого конденсатора внешние входные выводы устройства, фильтровой конденсатор, шунтирующий внешние выходные выводы устройства, циклоконвертор, состоящий из управляемых двунаправленных вентилей, включенный между выводами, вторичной обмотки трансформатора и выводами фильтрового конденсатора, первый импульсный модулятор, состоящий из электронных двух управляемых вентильно-ключевых стоек с ключами, зашунтированными обратными диодами, и диодно-ключевой стойки, двух снабберных конденсаторов, шунтирующих через зарядные диоды ключи, и балластного реактора, включенного между средними выводами первой фильтровой стойки и первичной обмотки трансформатора, а также блок управления с цепями обратных связей по внешним токам и напряжениям, с первой группой импульсно-модуляторных выводов, подключенных к управляющим выводам ключей вентильно-ключевых стоек первого модулятора, из которых ключи первой и второй стоек включены каждый своими силовыми

выводами между первым внешним входным выводом устройства и соответствующим крайним выводом первичной обмотки трансформатора, подключенным через вентиль этой же стойки к среднему выводу диодно-ключевой стойки, шунтирующей своими крайними выводами второй конденсатор первой фильтровой стойки, а также с первой и второй группами релейно-сигнальных выводов, подключенных к управляющим выводам вентилях вентильно-ключевых стоек первого модулятора и двунаправленных вентилях циклоконвертора, соответственно, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНЫ внешние дифференциальные выводы, включая заземленный среднепотенциальный, для подключения дифференциальной нагрузки постоянных напряжений с режимом рекуперации энергии, зашунтированные второй двухконденсаторной фильтровой стойкой с заземленным средним выводом, и второй импульсный модулятор, аналогичный по составу и схеме соединений первому модулятору, трансформатор СНАБЖЕН третьей двухсекционной обмоткой, а блок управления СНАБЖЕН второй группой импульсно-модуляторных выводов и третьей группой релейно-сигнальных выводов, подключенных к управляющим выводам ключей и вентилях второго модулятора, соответственно.

2. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по п.1, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНЫ два уравнильных делителя напряжения, состоящих каждый из двухсекционного уравнильного реактора и двух диодно-ключевых стоек, соединенных между собой в параллель по схеме полууправляемого косого выпрямительного моста, подключенного своими диагональными выводами постоянного тока к крайним выводам уравнильного реактора, а своими диагональными выводами переменного тока—к крайним выводам соответствующей из первой и второй фильтровых стоек, а блок управления СНАБЖЕН третьей и четвертой группами импульсно-модуляторных выводов, подключенными к управляющим выводам ключей первой и второго уравнильных делителей напряжения, соответственно.
3. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по пп.1 или 2, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что балластные реакторы импульсных модуляторов ВЫПОЛНЕННЫ с общим для них магнитопроводом и включены между собой электромагнитно—согласно относительно направлений проводимостей ключей диодно-ключевых стоек, подключенных к ним и ЗАШУНТИРОВАННЫХ обратными диодами.

4. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по одному из пп. 1, 2, 3, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что каждый из его импульсных модуляторов СНАБЖЕН управляемой двухвентильной стойкой, а блок управления СНАБЖЕН четвертой и пятой группами релейно-сигнальных выводов, подключенных к управляющим выводам вентилей указанных двухвентильных стоек, соответственно, шунтирующих каждый своими силовыми выводами через соответствующий зарядный диод соответствующую секцию первичной обмотки трансформатора.
5. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по пп. 1 или 2, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕН выпрямитель с дифференциальным выходом и коррекцией коэффициента мощности, состоящий из фильтрового дросселя, двухдиодной стойки и двунаправленного электронного ключа, а блок управления СНАБЖЕН пятой группой импульсно-модуляторных выводов, подключенных к управляющим выводам двунаправленного ключа, заземляющего через фильтровой дроссель незаземленный внешний выходной вывод и через диоды двухдиодной стойки—незаземленные разнополярные внешние дифференциальные выводы устройства.
6. Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по одному из пп. 1, 2, 3, 4, 5, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что контур, составленный из вторичной обмотки трансформатора, циклоконвертора и выпрямителя с внешними выходными выводами ВЫПОЛНЕН в трехфазном варианте с заземленной нейтралью, а блок управления ДОПОЛНЕН соответствующими группами импульсно-модуляторных и релейно-сигнальных выводов, подключенными к двум добавленным выпрямителям и циклоконверторам.



## Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в авиационно-космических электроэнергетических и пилотажно-навигационных комплексах в качестве вторичного источника электропитания нагрузок постоянного и переменного напряжения с произвольными параметрами при питании от низковольтной аккумуляторной и/или суперконденсаторной батареи с гальванической развязкой.

Известен двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь (аналог), содержащий внешние входные и выходные выводы для подключения источника электропитания постоянного напряжения и нагрузки с постоянным или переменным регулируемым напряжением, зашунтированные фильтровыми конденсаторами, высокочастотный трансформатор тока с двухсекционными первичной и вторичной обмотками, выходной циклоконвертор с двунаправленными управляемыми вентилями, двухтактный импульсный модулятор с двумя вентильно-ключевыми и двумя диодно-ключевыми стойками, двухвентильной стойкой, двумя блокирующими диодами, двумя балластными реакторами, буферно-накопительным конденсатором и четырьмя нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками, составленными из демпферных дросселей, снабберных конденсаторов и зарядно-разрядных двухдиодных стоек (С. Резников, С. Климова, И. Харченко, В. Смирнов, В. Савостьянов. Резервно-аккумуляторные источники бесперебойного питания для автономных и сетевых систем электроснабжения со звеном постоянного повышенного напряжения. Силовая электроника, №2, 2016г., с. 64-68, стр. 66, рис. 3).

К недостаткам указанного устройства (аналога) относятся: узкие функциональные возможности из-за неспособности обратимого конвертирования двух постоянных напряжений, в частности—дифференциального и униполярного, неспособности совместного питания нагрузки переменного тока от источников низкого и повышенного постоянных напряжений (так называемое «горячее» резервирование каналов питания) и как следствие—малая удельная мощность устройства.

Из известных устройств наиболее близким по технической сути к предлагаемому является двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь (прототип), содержащий внешние входные и выходные выводы для подключения источника электропитания постоянного напряжения (в

частности—аккумуляторной батареи) и нагрузки произвольного (постоянного или переменного) регулируемого напряжения, зашунтированные емкостными фильтрами, двухобмоточный высокочастотный трансформатор тока, циклоконвертор (циклически реверсируемый выпрямитель с двунаправленными управляемыми вентилями), импульсный модулятор с балластным реактором, двумя вентильно-ключевыми стойками, двумя диодно-ключевыми стойками, тремя снабберными конденсаторами с зарядно-разрядными двухдиодными стойками и блок управления с цепями обратных связей по внешним токам и напряжениям, а также с импульсно-модуляторными и релейно-сигнальными выводами, подключенными к управляющим выводам ключей и вентилялей (см. там же, стр. 67, рис. 4).

К недостаткам указанного известного устройства (прототипа) относятся: узкие функциональные возможности устройства из-за отсутствия функции обратимого конвертора с униполярным и/или дифференциальным выходом, неспособности совместного питания нагрузки переменного тока от источников с низким (аккумуляторным) и повышенным (например, выпрямленно-сетевым) постоянными напряжениями, низкий КПД конвертирования из-за одноканальности преобразования энергии (только через трансформатор), малая удельная мощность (на единицу массы и объёма) из-за неспособности указанного совместного питания и неспособность рекуперации электроэнергии, поступающей из цепи нагрузки в источник электропитания (например, при питании электропривода с рекуперативным торможением).

Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счет функции обратимого конвертора с униполярным и/или дифференциальным выходом, а также за счет возможности совместного питания нагрузки переменного тока от источников с низким и повышенным постоянными напряжениями. Дополнительным техническим результатом является повышение КПД конвертирования за счет дополнительной—трансреакторной—передачи электроэнергии, повышение удельной мощности устройства за счет указанного совместного питания и способность рекуперации электроэнергии, поступающей из цепи нагрузки, в источник электропитания. Указанные технические результаты обеспечиваются благодаря тому, что в двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь, содержащий внешние входные и выходные выводы для подключения источника электропитания постоянного напряжения и нагрузки произвольного регулируемого напряжения, трансформатор с первичной и вторичной обмотками, первую фильтровую стойку, фильтровой конденсатор,

циклоконвертор с двунаправленными вентилями, первый импульсный модулятор, состоящий из вентильно-ключевых стоек и диодно-ключевой стойки, двух снабберных конденсаторов и балластного реактора, также блок управления с цепями обратных связей, с первой группой импульсно-модуляторных выводов, с первой и второй группами релейно-сигнальных выводов, во-первых, ВВЕДЕНЫ внешние дифференциальные выводы со второй фильтровой стойкой и второй импульсный модулятор, аналогичный по составу и схеме соединений первому, трансформатор СНАБЖЕН третьей обмоткой, а блок управления СНАБЖЕН второй группой импульсно-модуляторных выводов и третьей группой релейно-сигнальных выводов, во-вторых, в него ВВЕДЕНЫ два уравнивающих делителя напряжения с уравнивающим реактором и с диодно-ключевыми стойками, а блок управления СНАБЖЕН третьей и четвертой группами импульсно-модуляторных выводов, в-третьих, балластные реакторы ВЫПОЛНЕНА с общим для них магнитопроводом, в-четвертых, каждый модулятор СНАБЖЕН двухвентильной стойкой, а блок управления СНАБЖЕН четвертой и пятой группами релейно-сигнальных выводов, в-пятых, в него ВВЕДЕН выпрямитель с дифференциальным выходом и с коррекцией коэффициента мощности, состоящий из фильтрового дросселя, двухдиодной стойки и двунаправленного электронного ключа, а блок управления СНАБЖЕН пятой группой импульсно-модуляторных выводов, и в-шестых, контур, составленный из вторичной обмотки трансформатора, циклоконвертора и выпрямителя с внешними выходными выводами, ВЫПОЛНЕН в трехфазном варианте.

Экспериментальные исследования лабораторного макета и компьютерное моделирование предлагаемого устройства подтвердили его работоспособность и целесообразность широкого промышленного использования.

На рисунке п2 представлены принципиальная силовая схема и каналы управления предлагаемого двухтактного трансформаторного импульсного преобразователя.

Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь содержит: внешние входные и выходные выводы 1—2 и 3—4, включая заземленные, для подключения источника электропитания постоянного напряжения и нагрузки произвольного регулируемого напряжения, трансформатор 5 с двухсекционными первичной и вторичной обмотками 6—7 и 8—9 со средними межсекционными выводами, первую двухконденсаторную фильтровую стойку 10—11, шунтирующую выводами первого конденсатора внешние входные выводы устройства, фильтровой конденсатор 12, шунтирующий внешние выходные

выводы устройства, циклоконвертор 13, состоящий из управляемых двунаправленных вентилях 14,15, первый импульсный модулятор 16, состоящий из электронных двух управляемых вентилях-ключевых стоек 17—18 и 19—20 и диодно-ключевой стойки 21—22, двух снабберных конденсаторов 23,24 с последовательно с ними соединенными зарядными диодами и балластного реактора 25. Устройство содержит также блок управления 26 с цепями 27, 28 обратных связей по внешним токам и напряжениям, с первой группой 29 импульсно-модуляторных выводов, а также с первой и второй группами 30—31 релейно-сигнальных выводов. Кроме этого устройство содержит дифференциальные выводы 32—33—34, включая заземленный среднепотенциальный, для подключения дифференциальной нагрузки постоянных напряжений с режимом рекуперации энергии, зашунтированные второй двухконденсаторной фильтровой стойкой 35—36 с заземленным средним выводом, и второй импульсный модулятор 37, аналогичный по составу и схеме соединений первому импульсному модулятору. Трансформатор имеет также третью двухсекционную обмотку 38—39. Блок управления снабжен также второй группой 40 импульсно-модуляторных выводов и третьей группой 41 релейно-сигнальных выводов. Помимо вышеуказанного устройство содержит два уравнивающих делителя напряжения 42 и 43, состоящих каждый из двухсекционного уравнивающего реактора 44—45 и двух диодно-ключевых стоек 46—47 и 48—49. Блок управления снабжен также третьей и четвертой группами 50 и 51 импульсно-модуляторных выводов. Каждый из импульсных модуляторов снабжен управляемой двухвентильной стойкой 52—53. Блок управления снабжен четвертой и пятой группами 54 и 55 релейно-сигнальных выводов. Кроме перечисленного устройство содержит также выпрямитель с дифференциальным выходом и коррекцией коэффициента мощности, состоящей из фильтрового дросселя 56, двухдиодной стойки 57—58 и двунаправленного электронного ключа 59. Блок управления снабжен также пятой группой 60 импульсно-модуляторных выводов. Контур, составленный из вторичной обмотки трансформатора, циклоконвертора и выпрямителя, выполнен в трехфазном варианте с заземленной нейтралью, а блок управления снабжен соответствующими дополнительными группами выводов. Балластный реактор 25 первого импульсного модулятора 16 включен между средними выводами первой фильтровой стойки 10—11 и первичной обмотки 6—7 трансформатора 5. Циклоконвертор 13 включен между выводами вторичной обмотки 8—9 трансформатора 5 и выводами фильтрового конденсатора 12. Ключи 18 и 20 первой и второй вентилях-ключевых стоек 17—18 и 19—20 первого импульсного модулятора 15 своими силовыми выводами включены каждый

между первым внешним входным выводом 1 устройства и соответствующим крайним выводом первичной обмотки 6—7 трансформатора 5, подключенным через вентиль 17, 19 той же стойки к среднему выводу диодно-ключевой стойки 21—22, шунтирующей своими крайними выводами, второй конденсатор 11 первой фильтровой стойки 10—11. Диодно-ключевые стойки 46—47 и 48—49 первого уравнивающего делителя напряжения 42 соединены между собой в параллель по схеме полууправляемого косоугольного моста, подключенного своими диагональными выводами постоянного тока к крайним выводам уравнивающего реактора 44—45, а своими диагональными выводами переменного тока—к крайним выводам первой фильтровой стойки 10—11. Второй уравнивающий делитель напряжения 43 аналогичен по составу и схеме соединений первому делителю. Каждый из двух снабберных конденсаторов 23 и 24 первого импульсного модулятора 16 шунтирует через соответствующий зарядный диод силовые выводы ключа соответствующей из первой и второй вентильно-ключевых стоек 17—18 и 19—20. Каждый управляемый вентиль двухвентильной стойки 52—53 шунтирует через соответствующий зарядный диод соответствующую секцию 6, 7 первичной обмотки трансформатора 5. Двухнаправленный ключ 59 заземляет через фильтровую дроссель 56 незаземленный внешний выходной вывод 3 и через диоды двухдиодной стойки 57—58—незаземленные разнополярные внешние дифференциальные выводы 32 и 33 устройства.

Балластные реакторы 25 импульсных модуляторов 16 и 27 выполнены с общим для них магнитопроводом и включены между собой электромагнитно—согласно относительно направлений проводимостей ключей 22 диодно-ключевых стоек 21—22, подключенных к ним и зашунтированных обратными диодами.

В качестве однонаправленных электронных ключей использованы ключевые транзисторы или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры, в качестве двухнаправленного ключа 59—последовательно—встречно включенные ключевые транзисторы, зашунтированные обратными диодами, в качестве однонаправленных управляемых вентилях—обычные (однооперационные) тиристоры, а в качестве двухнаправленных вентилях 14 и 15 циклоконвертора 13—симисторы (триаки) или параллельно—встречные пары тиристоров.

Блок управления 25 подключен первой и второй группами 29 и 40 импульсно-модуляторных выводов к управляющим выводам ключей импульсных модуляторов 16 и 37, третьей и четвертой группами 50 и 51

аналогичных выводов—к управляющим выводам ключей уравнильных делителей напряжения 42 и 43, а пятой группой 60 таких же выводов—к управляющим выводам двунаправленного ключа 59. Этот же блок своими первой и второй группами 30 и 31 релейно-сигнальных выводов подключен к управляющим выводам вентилей первого модулятора 16 и циклоконвертора 13, третьей группой 41 таких же выводов—к управляющим выводам вентилей второго модулятора 37, четвертой и пятой группами 54 и 55 таких же выводов—к управляющим выводам двухвентильных стоек 52—53 модуляторов. Добавленные группы импульсно-модуляторных релейно-сигнальных выводов блока управления подключены к соответствующим добавленным двум выпрямителям и циклоконверторам.

Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь работает следующим образом. К внешним входным выводам 1—2 подключают источник электропитания с постоянным низким напряжением (например, 27 В). К внешним выходным выводам 3—4 подключают нагрузку произвольного (постоянного или переменного) регулируемого напряжения (например, однофазную обмотку стартер-генератора в режиме электрозапуска силовой установки или двигателя исполнительного электропривода с режимом рекуперативного торможения (с возвратом энергии торможения в источник электропитания)).

К дифференциальным внешним выводам 32—33—34 подключают накопительно на—нагрузочное дифференциальное звено постоянного повышенного напряжения (например,  $0\pm 270$  В или  $0\pm 135$  В), в частности—аналогичные звенья параллельно подключенных других таких же импульсных преобразователей, образующих вместе с рассматриваемым единый электротехнический комплекс.

На импульсно-модуляторных выводах блока управления формируются высокочастотные прямоугольные импульсы с постоянным периодом широтно-импульсной модуляции ( $T_{\text{шим}}$ ) и регулируемой длительностью:  $t_{\text{и}} = \gamma T_{\text{шим}}$ , где  $\gamma$ —относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса, регулируемый в зависимости от разностей величин сигналов в цепях обратных связей, (27, 28) и соответствующих эталонных сигналов. На релейно-сигнальных выводах блока управления формируются кратковременные импульсы (или пачки высокочастотных импульсов), синхронизируемые с фронтами (или спадами) модуляторных импульсов, а также с полупериодами выходного переменного напряжения на внешних выводах 3—4 ( $U_{3-4}$ ).

Симметрия схем импульсных модуляторов 16 и 37 позволяет не рассматривать процессы с питанием от дифференциальных внешних выводов 32—33—34, т.к. они аналогичны процессам с питанием от внешних входных выводов 1—2.

При питании устройства от внешних входных выводов 1—2 первый импульсный модулятор 16 выполняет функцию двухтактного инвертора высокочастотного прямоугольного тока, второй модулятор 37—функцию двухполупериодного выпрямителя этого тока, циклоконвертор 13 (циклически реверсируемый выпрямитель)—функцию делителя высокой частоты (непосредственного преобразователя частоты) с низкой выходной частотой (например, 400 Гц или регулируемой в диапазоне: от 0 до 800 Гц). При этом выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности (56, 57, 58, 59) выполняет функцию цепи рекуперативной и/или реактивной мощности и дополнительной зарядки второй фильтровой стойки 35—36 дифференциального звена постоянного повышенного напряжения (выводы 33—34—35). Уравнительные делители напряжения 42 и 43 выполняют функцию автоматических выравнителей напряжений на конденсаторах первой и второй фильтровых стоек 10—11 и 35—36 при любых несимметриях токов зарядки конденсаторов стойки.

Рассмотрим поочередную работу перечисленных узлов.

### 1. Работа импульсных модуляторов 16 и 37 при питании от выводов 1—2.

В зависимости от соотношения напряжений питания ( $U_{1-2}=U_{10}$ ) и напряжений на дифференциальных внешних выводах, приведенных к секции первичной обмотки 6—7 трансформатора 5 (через коэффициент трансформации):  $U_{6=7}$ , различают два возможных режима импульсной модуляции: 1а) режим «понижения» напряжения и 1б) режим «повышения» напряжения.

1а) Режим «понижения» напряжения ( $U_{10}>U_{6-7}$ ). При каждом очередном включении ключа 18 (или 20) наступает этап нарастания полного потокосцепления ( $\frac{d\psi}{dt}>0$ ) балластных реакторов (25 и 25<sub>37</sub>) вместе с токами в цепях: 10—25—6(или7)—18(или 20)—10, а также 39(или 38)—19<sub>37</sub>(или 17<sub>37</sub>)—21<sub>37</sub>—36—35—обратный диод 18<sub>37</sub>(или 20<sub>37</sub>)—38(или 39)—39(или 38) и 25<sub>37</sub>—обратный диод 22<sub>37</sub>—21<sub>37</sub>—36—35—53<sub>37</sub>—25<sub>37</sub> (прямоходовая зарядка второй фильтровой стойки 35—36). Вслед за этим производятся (синхронно) выключение ключа 18 (или 20) и включение ключа 22 и вентиля 17 (или 19), и наступает этап токозамыкающей паузы с приблизительным сохранением полного

потокосцепления реакторов ( $\frac{d\psi}{dt} \approx 0$ ) вместе с током в замкнутой накоротко цепи: 25—6 (или 7)—17 (или 19)—22—25. При этом токи, обусловленные ЭДС самоиндукции индуктивностей рассеяния второго балластного реактора и секций третьей обмотки трансформатора, относительно быстро спадают до нуля по вышеуказанным цепям. По окончании токозамыкающей паузы (с относительной длительностью:  $\Delta\gamma = \Delta t / T_{\text{ШИМ}}$ ) ключ 22 также выключается, и наступает этап частичного (или полного) спада потокосцепления реакторов ( $\frac{d\psi}{dt} < 0$ ) вместе с токами в цепях: 25—6(или 7)—17(или 19)—21—11—25 и 25<sub>37</sub>—39(или 38)—19<sub>37</sub>(или 17<sub>37</sub>)— 21<sub>37</sub>—36—25<sub>37</sub> (обратноходовая зарядка конденсатора 36 второй фильтровой стойки).

Далее указанные процессы высокочастотно качественно циклически повторяются, индуцируя во вторичной обмотке 8—9 высокочастотную э.д.с.. Снабберные конденсаторы 23 и 24 заряжаются через зарядные диоды при выключении соответствующих ключей 18 и 20 и полностью разряжаются через те же ключи и через вентили 52 и 53 на соответствующие секции 6 и 7 первичной обмотки трансформатора 5 для дальнейшей передачи накопленной ими энергии в нагрузку. Указанные конденсаторы вместе с индуктивностями рассеяния обмотки трансформатора обеспечивают мягкую коммутацию ключей (при нулевом токе или напряжении).

#### 1б) Режим «повышения» напряжения ( $U_{10} < U_{6-7}$ ).

На первом этапе ( $\frac{d\psi}{dt} > 0$ ) ключи 18 и 20 включаются вместе (синхронно), после чего полное потокосцепление балластных реакторов (25 и 25<sub>37</sub>) нарастает вместе с токами в цепях: 10—25—6—18—10 и 10—25—7—20—10, не вызывая намагничивания магнитопровода трансформатора 5. Вслед за этим производятся (синхронно) выключение одного из ключей 18 и 20 (поочередно от периода к периоду ШИМ) и включение ключа 22 и соответствующего вентиля 17 или 19, и наступает этап токозамыкающей паузы с длительностью:  $\Delta t = \Delta\gamma T_{\text{ШИМ}}$  с приблизительным сохранением полного потокосцепления реакторов ( $\frac{d\psi}{dt} \approx 0$ ) вместе с током в замкнутой накоротко цепи: 25—7(или 6)—19(или 17)—22—25. При этом ток, обусловленной ЭДС самоиндукцией индуктивностей рассеяния секции 6 (или 7) первичной обмотки трансформатора 5 относительно быстро спадает до нуля по цепи: 6(или 7)—17(или 19)—21—11—25—6(или 7), а ток в другой секции этой обмотки скачкообразно почти удваивается (сохраняя при этом полное потокосцепление трансформатора и ток в цепи реактора) и индуцирует скачок ЭДС в третьей обмотке 38—39 и соответствующее



нарастание тока в цепи: 38—17<sub>37</sub>—21<sub>37</sub>—36—35—обратный диод 20<sub>37</sub>—39 (при скачке тока в секции б), т.е. идет обратногодовая зарядка второй фильтровой стойки 35—36. Затем ключ 22 также выключается, а подключенный к нему вентиль (17 либо 19) остается включенным, и наступает заключительный этап частичного (или полного) спадания потокосцеплений реакторов и трансформатора (этап  $\frac{d\psi}{dt} < 0$  длительностью  $(1-\gamma-\Delta\gamma)T_{\text{шим}}$ ) вместе с токами в цепях: 25—6(или 7)—17(или 19)—21—11—25, а также 25<sub>37</sub>—38—17<sub>37</sub>—21<sub>37</sub>—36—25<sub>37</sub> и 25<sub>37</sub>—39—19<sub>37</sub>—21<sub>37</sub>—36—25<sub>37</sub> (обратногодовая зарядка стойки 35—36). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, индуцируя во вторичной обмотке 8—9 высокочастотную э.д.с.

## 2. Работа уравнивающих делителей напряжения 42 и 43.

Принцип их действия базируется на двунаправленном (обратимом) «транспортировании» зарядов на обкладках конденсаторов 10 и 11 (или 35 и 36) фильтровых стоек с помощью полярно-инвертирующих импульсных конверторов. При превышении напряжения  $U_{11}$  над напряжением  $U_{10}$  широтно-модулируется ключ 49. При его включении полное потокосцепление уравнивающего реактора 44—45 нарастает (этап  $\frac{d\psi}{dt} > 0$ ) вместе с током в цепи: 11—49—44—11, а после его выключения—частично (или полностью) спадает (этап  $\frac{d\psi}{dt} < 0$ ) вместе с током по цепи: 44—10—48—44. Аналогично производятся обратная «транспортировка» заряда (от 10 к 11), а также взаимный обмен зарядами конденсаторов 35 и 36, т.е. автоматическое выравнивание напряжений  $U_{32-34}$  и  $U_{34-33}$  на дифференциальных внешних выводах 32—33—34.

## 3. Работа выпрямителя 56—59 с дифференциальным выходом и коррекцией коэффициента мощности.

По своей схеме он является полярно-повторяющим повышающим (бустерным) конвертором с реверсивным входом. В процессе широтно-импульсной модуляции при каждом включении двунаправленного ключа 59 ток фильтрового дросселя 59 нарастает, а при его выключении—частично (или полностью) спадает, заряжая один из конденсаторов второй фильтровой стойки 35—36, в соответствии с полупериодом переменного напряжения на внешних выходных выводах 3—4. При этом благодаря регулированию параметра  $\gamma$  формируется синусоидальная форма тока дросселя, синхронизированная с

указанными полупериодами напряжения (для приближения коэффициента мощности к единице). Энергия, потребляемая второй фильтровой стойкой 35—36 через выпрямитель (диоды 57—58), либо непосредственно передается дифференциальной нагрузке постоянных напряжений, либо через второй импульсный модулятор 37 и трансформатор 5 передается на внешние входные и/или выходные выводы 1—2 и 3—4. Если нагрузка является униполярной, то она подключается либо к крайним выводам второй фильтровой стойки, либо к одному из конденсаторов этой стойки (35 или 36).

Таким образом, предлагаемый двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь по сравнению с прототипом обеспечивает основной технический результат: расширение функциональных возможностей устройства за счет функции обратимого конвертора с униполярным и/или дифференциальным выходом, а также за счет возможности совместного питания нагрузки переменного тока от источников с низким и повышенным постоянными напряжениями, а также дополнительные технические результаты: повышение КПД конвертирования за счет дополнительной—трансреакторной передачи электроэнергии (через балластные реакторы), повышение удельной мощности (на единицу массы или объема) устройства за счет указанного совместного питания и способность рекуперации электроэнергии, поступающей из цепи нагрузки в источник электропитания.

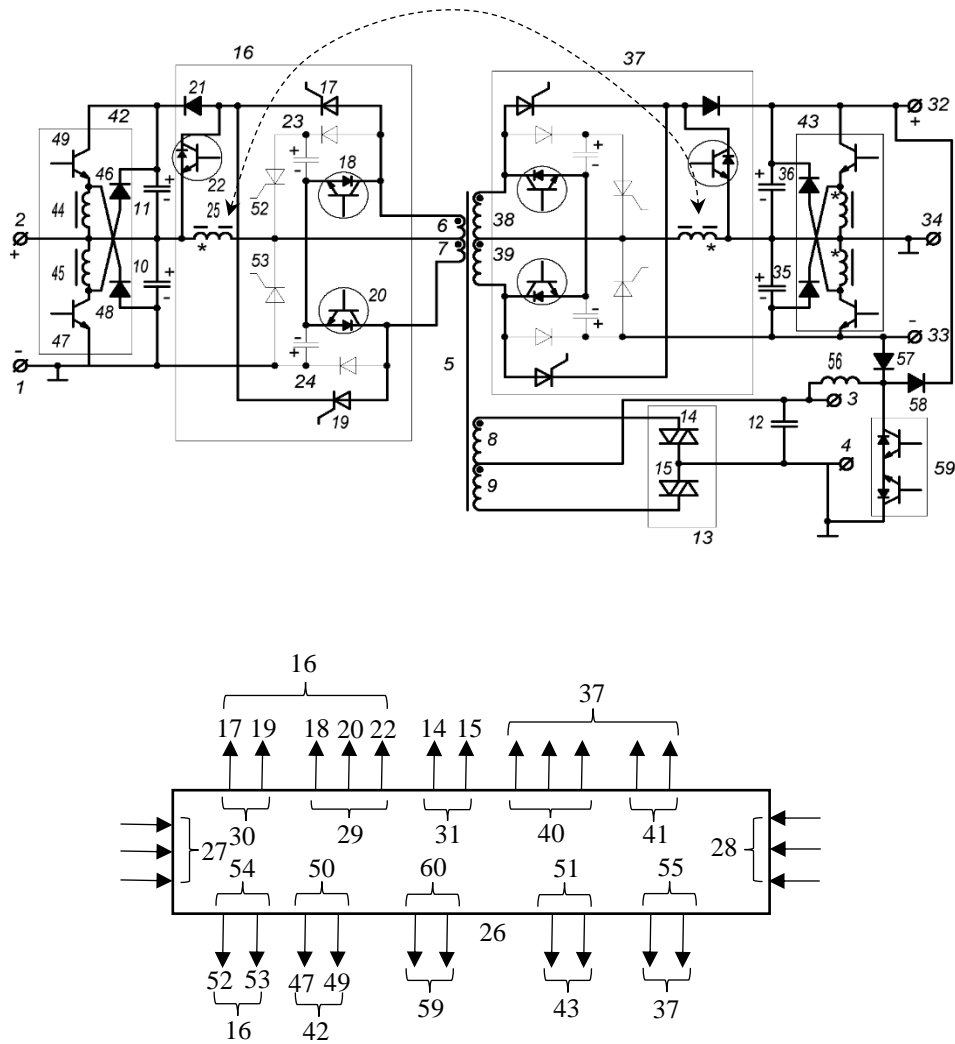


Рис п2 Двухтактный трансформаторный импульсный преобразователь

## Приложение 3

### Патент на полезную модель

#### «ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЙ»

#### РЕФЕРАТ

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в автономных комбинированных электротехнических комплексах постоянно-переменного напряжения, в частности – в источниках гарантированного и бесперебойного питания с модульно-масштабируемой архитектурой космических летательных аппаратов в качестве универсального модуля многофункционального импульсного преобразователя.

Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счёт взаимного преобразования дифференциальных постоянных и двух переменных напряжений в широких диапазонах действующих значений и частот.

К дополнительным техническим результатам предложения относятся: повышение качества потребляемой и преобразованной электроэнергии за счёт снижения коэффициентов несинусоидальности напряжений и токов, коррекции коэффициента мощности, стабилизации и выравнивания напряжений на дифференциальных внешних выводах постоянных напряжений, стабилизации амплитуды напряжения на вспомогательных внешних выводах переменного напряжения и обеспечения внешних вольтамперных характеристик с заданной жёсткостью – от «источника тока» до «источника напряжения».

Указанные технические результаты обеспечиваются благодаря тому, что в импульсный преобразователь напряжений, содержащий дифференциальные внешние выводы 1-2-3 постоянных напряжений и первую пару внешних выводов 4-5 переменного напряжения для подключения основного источника электропитания и нагрузки, двухконденсаторную фильтровую стойку 6-7, фильтровый конденсатор 8, инвертор синусоидального тока 9 со звеном высокой частоты, состоящий из балластного реактора 10, трансформатора 11 с первичной и вторичной обмотками 12 и 13, электронных модуляторной двухключевой и рекуперативной двухвентильных стоек 14-15 и 16-17, шунтирующего ключа 18 с обратным диодом и циклоконвертора с двунаправленными вентилями 19-20, а также блок управления 21 с выводами 22, 23 обратных связей и с основными импульсно-сигнальными и импульсно-модуляторными выводами 24 и 25,

ВВЕДЕНА вторая пара внешних выводов 26-27 переменного напряжения для подключения дополнительного источника электроэнергии, мостовой коммутатор 28 с двунаправленными управляемыми ключами с 29 по 32 и однофазный Виенна-выпрямитель 33, состоящий из двухдиодной стойки 34-35, электронного двунаправленного ключа 36 и дроссельно-конденсаторной стойки 37-38, а блок управления СНАБЖЁН дополнительными импульсно-модуляторными и импульсно-сигнальными выводами 39 и 40, и благодаря тому, что в него ВВЕДЁН уравнивающий делитель напряжений 41, состоящий из двухсекционного уравнивающего реактора 42-43 и двух диодно-ключевых стоек 44-45 и 46-47, а блок управления СНАБЖЁН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами 48, а также благодаря тому, что в него ВВЕДЕНА пара вспомогательных внешних выводов 49-50 переменного напряжения для подключения нагрузки со стабилизированной амплитудой напряжения и индуктивно-емкостный фильтр 51-52.

### **ФОРМУЛА ПОЛЕЗНОЙ МОДЕЛИ**

1. Импульсный преобразователь напряжений, содержащий дифференциальные внешние выводы постоянных напряжений и первую пару внешних выводов переменного напряжения, включая заземлённые, для подключения основного источника электропитания и нагрузки, двухконденсаторную фильтровую стойку с заземленным средним выводом, шунтирующую внешние выводы постоянного напряжения, фильтровый конденсатор с заземленным первым выводом, инвертор синусоидального тока со звеном высокой частоты, состоящий из балластного реактора, трансформатора с первичной и вторичной двухсекционными обмотками, электронных модуляторной двухключевой и рекуперативной двухвентильной управляемых стоек, шунтирующего ключа, зашунтированного обратным диодом и циклоконвертора в виде двухвентильной стойки с двунаправленными вентилями, а также блок управления с выводами, обратных связей по токам и напряжениям и с основными импульсно-сигнальными и импульсно-модуляторными выводами, подключёнными, соответственно, к управляющим выводам двухвентильной стойки и модуляторной двухключевой стойки, которая своим средним выводом подключена к первому крайнему выводу фильтровой стойки, а своими крайними выводами подключена к крайним выводам первичной обмотки трансформатора со средним межсекционным выводом, заземлённым через балластный реактор, и к крайним выводам рекуператорной двухвентильной стойки со средним выводом, заземлённым через шунтирующий ключ, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНА вторая пара внешних выводов переменного напряжения для

подключения дополнительного источника электроэнергии, мостовой четырёхплечевой коммутатор с двунаправленными управляемыми ключами и однофазный Виенна-выпрямитель с удвоением напряжения и коррекцией коэффициента мощности, состоящий из выпрямительной двухдиодной стойки, электронного двунаправленного ключа и дроссельно-конденсаторной стойки, зашунтированной этим ключом и включённой своими крайними выводами между средними выводами указанной двухдиодной и фильтровой стоек, а блок управления СНАБЖЁН дополнительными импульсно-модуляторными выводами, подключёнными к управляющим выводам двунаправленного ключа Виенна-выпрямителя и импульсно-сигнальными выводами, подключёнными к управляющим выводам мостового коммутатора, своей первой парой диагональных выводов подключённого к незаземлённым выводам первой и второй пар внешних выводов переменного напряжения, а своей второй парой диагональных выводов подключён к средним выводам указанной дроссельно-конденсаторной стойки Виенна-выпрямителя и двухвентильной стойки циклоконвертора.

2. Импульсный преобразователь напряжений по п. 1, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЁН уравнительный делитель напряжений, состоящий из двухсекционного уравнительного реактора с заземлённым средним межсекционным выводом и двух диодно-ключевых стоек, а блок управления СНАБЖЁН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами, подключёнными к управляющим выводам ключей этих диодно-ключевых стоек, каждая из которых своим средним выводом подключена к соответствующему крайнему выводу уравнительного реактора, а своими крайними выводами шунтирует крайние выводы фильтровой стойки.

3. Импульсный преобразователь напряжений по пп. 1 и 2, ОТЛИЧАЮЩИЙСЯ тем, что в него ВВЕДЕНА пара вспомогательных внешних выводов переменного напряжения для подключения нагрузки со стабилизированной амплитудой напряжения и индуктивно-емкостный Г-образный фильтр, подключённый крайним дроссельным выводом к среднему выводу двухдиодной стойки Виенна-выпрямителя, а выводами конденсатора – к указанным вспомогательным внешним выводам, из которых один заземлён.

## ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЙ

Полезная модель относится к электротехнике и к импульсной силовой электронике и предназначена для использования в автономных комбинированных электротехнических комплексах постоянно-переменного напряжения, в частности – в источниках гарантированного и бесперебойного питания с модульно-масштабируемой архитектурой космических летательных аппаратов в качестве универсального модуля многофункционального импульсного преобразователя.

Известен импульсный преобразователь напряжений (аналог) – обратимый конвертор, содержащий пару входных внешних выводов для подключения источника электропитания постоянного напряжения и дифференциальные выходные внешние выводы для подключения дифференциальной нагрузки постоянных напряжений с возможным режимом рекуперации накопленной энергии в источник, зашунтированные фильтровыми конденсаторами, два двухобмоточных трансформаторных реактора (трансреактора), входной расщеплённо-двухключевой модулятор с промежуточным накопительным конденсатором и устройством рекуперации энергии рассеяния трансреакторных обмоток, выходной модулятор с двумя коммутирующими и двумя шунтирующими электронными ключами и блок управления с цепями обратных связей и импульсно-модуляторными выводами (С. Резников, С. Климова, И. Харченко, В. Смирнов, В. Савостьянов. Резервно-аккумуляторные источники бесперебойного питания для автономных и сетевых систем электроснабжения со звеном постоянного повышенного напряжения//Силовая электроника, № 2, 2016, с. 64-68, стр. 66, рис. 2).

К недостаткам указанного устройства (аналога) относятся: узкие функциональные возможности из-за неспособности взаимного преобразования постоянного и переменного и двух постоянных напряжений, относительно низкий КПД обратного преобразования с потерями в цепи разрядки промежуточного накопительного конденсатора и из-за жёсткости коммутации электронных ключей в обоих направлениях преобразования, а также большие коммутационные помехоизлучения из-за жёсткой коммутации.

Из известных устройств наиболее близким по технической сути к предлагаемому устройству является импульсный преобразователь напряжений (прототип) – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь, содержащий входные внешние выводы постоянного напряжения и выходные внешние выводы переменного напряжения для подключения источника электропитания и нагрузки, зашунтированные фильтровыми конденсаторами, инвертор синусоидального тока со звеном высокой частоты, состоящий из двухобмоточного трансформатора с двухсекционными обмотками, накопительно-демодуляторного балластного реактора, электронных модуляторной двухключевой и двух рекуператорных двухвентильных стоек шунтирующего электронного ключа, устройства рекуперации энергии рассеяния обмоток трансформатора в виде однотактного ключевого модулятора и циклоконвертора с двунаправленными управляемыми вентилями, демпферно-снабберные узлы для «мягкой» коммутации ключей, а также блок управления с цепями обратных связей по внешним токам и напряжениям и с импульсно-модуляторными и импульсно-сигнальными выводами (см. там же, стр. 66, рис. 2).

К недостаткам указанного известного устройства (прототипа) относятся: узкие функциональные возможности из-за неспособности взаимного преобразования дифференциальных постоянных и двух переменных напряжений в широких диапазонах действующих значений и частот, низкое качество потребляемой и преобразованной электроэнергии, а именно – высокие коэффициенты несинусоидальности (искажений) напряжений и токов, низкие значения коэффициентов мощности, а также неэффективная стабилизация и выравнивание напряжений на дифференциальных внешних выводах постоянных напряжений, неспособность стабилизации амплитуды переменного напряжения при питании от источника с нестабильным переменным напряжением и неспособность обеспечения внешних вольтамперных характеристик с заданной жёсткостью – от «источника тока» до «источника напряжения».

Основным техническим результатом предложения является расширение функциональных возможностей устройства за счёт взаимного преобразования дифференциальных постоянных и двух переменных напряжений в широких диапазонах действующих значений и частот.



К дополнительным техническим результатам предложения относятся: повышение качества потребляемой и преобразованной электроэнергий за счёт снижения коэффициентов несинусоидальности напряжений и токов, коррекции коэффициента мощности, стабилизации и выравнивания напряжений на дифференциальных внешних выводах постоянных напряжений, стабилизации амплитуды напряжения на вспомогательных внешних выводах переменного напряжения и обеспечения внешних вольтамперных характеристик с заданной жёсткостью – от «источника тока» до «источника напряжения».

Указанные технические результаты обеспечиваются благодаря тому, что в импульсный преобразователь напряжений, содержащий дифференциальные внешние выводы постоянных напряжений и первую пару внешних выводов переменного напряжения для подключения основного источника электропитания и нагрузки, двухконденсаторную фильтровую стойку, фильтровый конденсатор, инвертор синусоидального тока со звеном высокой частоты, состоящий из балластного реактора, трансформатора с первичной и вторичной обмотками, электронных модуляторной двухключевой и рекуперативной двухвентильных стоек, шунтирующего ключа с обратным диодом, циклоконвертора с двунаправленными вентилями, а также блок управления с выводами обратных связей и с основными импульсно-сигнальными и импульсно-модуляторными выводами, ВВЕДЕНА вторая пара внешних выводов переменного напряжения для подключения дополнительного источника электроэнергии, мостовой коммутатор с двунаправленными управляемыми ключами и однофазный Виенна-выпрямитель, состоящий из двухдиодной стойки, электронного двунаправленного ключа и дроссельно-конденсаторной стойки, а блок управления СНАБЖЁН дополнительными импульсно-модуляторными и импульсно-сигнальными выводами, и благодаря тому, что в него ВВЕДЁН уравнивательный делитель напряжений, состоящий из двухсекционного уравнивательного реактора и двух диодно-ключевых стоек, а блок управления СНАБЖЁН вспомогательными импульсно-модуляторными выводами, а также благодаря тому, что в него ВВЕДЕНА пара вспомогательных внешних выводов переменного напряжения для подключения нагрузки со стабилизированной амплитудой напряжения и индуктивно-емкостный фильтр.

Экспериментальные исследования лабораторного макета и компьютерное моделирование предлагаемого устройства подтвердили его работоспособность и целесообразность широкого промышленного использования.

На чертеже (Фиг.) представлены силовая схема и каналы управления предлагаемого импульсного преобразователя напряжений.

Импульсный преобразователь напряжений содержит: дифференциальные внешние выводы 1-2-3 постоянных напряжений, первую пару внешних выводов 4-5 переменного напряжения, включая заземлённые, для подключения основного источника электропитания и нагрузки, двухконденсаторную фильтровую стойку 6-7 с заземленным средним выводом, шунтирующую внешние выводы постоянного напряжения, фильтровый конденсатор 8 с заземленным первым выводом и инвертор синусоидального тока 9 со звеном высокой частоты. Указанный инвертор состоит из балластного реактора 10, трансформатора 11 с первичной и вторичной двухсекционными обмотками 12 и 13, электронных модуляторной двухключевой и рекуперативной двухвентильных управляемых стоек 14-15 и 16-17, шунтирующего ключа 18, зашунтированного обратным диодом (внутренним или внешним) и циклоконвертора в виде двухвентильной стойки 19-20 с двунаправленными вентилями (например, симисторами или встречно-параллельными тиристорными парами). Устройство содержит также блок управления 21 с выводами 22, 23 обратных связей по токам и напряжениям и с основными импульсно-сигнальными и импульсно-модуляторными выводами 24 и 25. Устройство также содержит вторую пару внешних выводов 26-27 переменного напряжения для подключения дополнительного источника электроэнергии, мостовой четырёхплечевой коммутатор 28 с двунаправленными управляемыми ключами 29-30 и 31-32 и однофазный Виенна-выпрямитель 33 с удвоением амплитуды напряжения и коррекцией коэффициента мощности, состоящий из выпрямительной двухдиодной стойки 34-35, электронного двунаправленного ключа 36 и дроссельно-конденсаторной стойки 37-38, зашунтированной этим ключом. Блок управления имеет также дополнительные импульсно-модуляторные выводы 39 и импульсно-сигнальными выводы 40. Кроме перечисленного устройство содержит уравнивательный делитель напряжений 41, состоящий из двухсекционного уравнивательного реактора 42-43 с заземленным средним межсекционным выводом и двух диодно-ключевых стоек

44-45 и 46-47. Блок управления имеет также вспомогательные импульсно-модуляторные выходы 48. Устройство помимо указанного содержит пару вспомогательных внешних выходов 49-50 переменного напряжения для подключения нагрузки со стабилизированной амплитудой напряжения и индуктивно-емкостный Г-образный фильтр 51-52.

Кроме всего перечисленного на чертеже показаны демпферно-снабберные узлы, установленные в полной аналогии с прототипом и состоящие из демпферных дросселей 53, 54, снабберных конденсаторов 55, 56 и зарядно-разрядных двухдиодных стоек 57-58, 59-60 и аналогичных элементов для демпферно-снабберного узла обеспечения «мягкой» коммутации шунтирующего ключа 18 (61, 62, 63, 64).

Модуляторная двухключевая стойка 14-15 своим средним выводом подключена к первому крайнему выводу фильтровой стойки 6-7, а своими крайними выводами подключена к крайним выводам первичной обмотки 12 трансформатора 11 со средним межсекционным выводом, заземлённым через балластный реактор 10, и к крайним выводам рекуператорной двухвентильной стойки 16-17 со средним выводом, заземлённым через шунтирующий ключ 18. Дроссельно-конденсаторная стойка 37-38 Виенна-выпрямителя 33 включена своими крайними выводами между средними выводами выпрямительной двухдиодной стойки 34-35 и фильтровой стойки 6-7. Мостовой коммутатор 28 своей первой парой диагональных выводов подключён к незаземлённым внешним выводам 4 и 26 первой и второй их пар (4-5 и 26-27) внешних выводов переменного напряжения, а своей второй парой диагональных выводов подключён к средним выводам дроссельно-конденсаторной стойки 37-38 Виенна-выпрямителя 33 и двухвентильной стойки 19-20 циклоконвертора. Каждая из диодно-ключевых стоек 44-45 и 46-47 уравнивающего делителя напряжений 41 своим средним выводом подключена к соответствующему крайнему выводу уравнивающего реактора 42-43, а своими крайними выводами шунтирует крайние выходы фильтровой стойки 6-7. Индуктивно-емкостный Г-образный фильтр 51-52 подключён своим крайним дроссельным выводом к среднему выводу двухдиодной стойки 34-35 Виенна-выпрямителя, а выводами конденсатора 52 – к вспомогательным внешним выводам 49-50, из которых один (50) заземлён. Адреса подключения основных и дополнительных импульсно-

модуляторных и импульсно-сигнальных выводов 24, 25, 39, 40 и 48 блока управления 21 к управляющим выводам электронных ключей и вентилях показаны на чертеже.

В качестве всех вышеуказанных однонаправленных электронных ключей могут использоваться ключевые транзисторы или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры, в качестве двунаправленного ключа – диодно-транзисторные пары (как на рис п3.), в качестве всех однонаправленных вентилях – обычные (однооперационные) тиристоры, в качестве двунаправленных вентилях (19, 20) – симисторы или встречно-параллельные тиристорные пары, а в качестве двунаправленных ключей (29-32) коммутатора (28) – электромеханические реле или контакторы (или твердотельные полупроводниковые реле в случае допустимости гальванических утечек токов).

Импульсный преобразователь напряжений работает следующим образом. На импульсно-модуляторных выводах блока управления, управляющих ключами, формируются высокочастотные прямоугольные импульсы с постоянным периодом широтно-импульсной модуляции ( $T_{\text{шим}}$ ) и регулируемой длительностью импульса:  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} \cdot T_{\text{шим}}/2$ , где  $\gamma_{\text{и}}$  – коэффициент заполнения (относительная длительность) импульса, регулируемый в зависимости от величин и знаков разностей между сигналами в цепях обратных связей и эталонных. На импульсно-сигнальных выводах, управляющих вентилями, формируются кратковременные (игольчатые) одиночные импульсы или «пачки» импульсов с низкими частотами следования, соответствующими частотам синусоидальных напряжений на внешних выводах переменных напряжений.

Устройство может выполнять следующие функции, работая в соответствующих режимах: 1) обратимое преобразование постоянных напряжений (униполярного или дифференциальных) в постоянное (другого регулируемого или/и стабилизированного уровней) с гальванической развязкой и переключаемой полярностью выхода, т.е. режим обратимого конвертора с реверсивным выходом; 2) обратимое преобразование постоянных напряжений (униполярного или дифференциальных) в переменное однофазное (регулируемой или/и стабилизируемой амплитуды) или в регулируемый переменный ток нагрузки (например, сети или синхронного электродвигателя) с произвольно заданным или изменяющимся напряжением, т.е. режим

регулируемого двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя; 3) совместное преобразование переменного напряжения с нестабильными частотой и амплитудой (например, от электромашинного магнитоэлектрического генератора при нестабильной скорости вращения) в постоянные напряжения (униполярное или дифференциальные) и в переменные напряжения двух видов: а) с той же частотой, но со стабильной амплитудой и б) со стабильными частотой и амплитудой, т.е. режимы выпрямителя, преобразователя частоты и стабилизатора переменного напряжения. В указанных режимах осуществляются коррекция коэффициента мощности и уравнивающее деление постоянных напряжений.

Рассмотрим работу устройства в этих трёх режимах в указанной последовательности.

1. Режим обратимого конвертора с реверсивным выходом ( $U_{1-2} = U_{3-2} + U_{1-3} \Leftrightarrow \pm U_{4-5}$ ).

Внешние выводы постоянных напряжений 1-2-3 подключают к источнику униполярного или дифференциальных постоянных напряжений (во втором случае – с заземлённым среднепотенциальным выводом). Первую пару внешних выводов 4-5 подключают к нагрузке постоянного напряжения с возможным реверсом полярности напряжения и рекуперации электроэнергии. Примером использования этого режима может служить устройство питания реверсивного электропривода постоянного тока от звена постоянного повышенного напряжения (дифференциального или униполярного), а также от резервной аккумуляторной батареи автономной системы электроснабжения (например, летательного аппарата или наземного транспорта). Заметим, что если при этом используется реверсивный электропривод с режимом рекуперативного торможения, то для возврата энергии торможения (причём – вплоть до остановки) в источник питания можно также использовать рассматриваемое устройство.

1.1. При прямом питании нагрузки от источника ( $U_{1-2} = U_{3-2} + U_{1-3} \Rightarrow \pm U_{4-5}$ ) возможны (как и в прототипе) два случая (режима), в зависимости от соотношения напряжений питания  $U_{3-2}$  и нагрузки  $U_{4-5}$ , приведённой к первичной

обмотке 12 трансформатора: а) режим понижения и б) режим повышения напряжения.

В режиме понижения напряжения ключи 14, 15 инвертора высокочастотно-поочередно включаются на время импульса:  $t_{и} = \gamma_{и} \cdot T_{ш\text{им}}/2$ . После очередного включения, например, ключа 14 ток ( $I$ ) балластного реактора (а также его потокосцепление и электромагнитная энергия) нарастает по цепи: 7-10-(секция 12)-14- -54-7 (этап  $dI/dt > 0$ ). Одновременно с ним нарастает ток, индуцированный трансформатором 11 в цепи: (секция 13)-20-8-(секция 13), заряжая фильтровый конденсатор 8 и формируя на внешних выводах 4-5 при постоянно включённом ключе 30 коммутатора 28 постоянное напряжение  $U_{4.5}$  (с положительным направлением, т.е. потенциалом  $V_4 > 0$ ). Затем одновременно выключается ключ 14 и включается рекуператорный вентиль 16 и шунтирующий ключ 18, а вентиль 20 циклоконвертора остаётся включённым. При этом ток реактора 10 частично (или полностью) спадает под действием противоЭДС секции первичной обмотки 12 по цепям: 10-(секция 12)- -16-6-10 и (секция 13)-20-8-(секция 13), продолжая заряжать конденсатор 8 за счёт основной электромагнитной энергии реактора 10 и возвращая энергию индуктивности рассеяния обмотки 12 трансформатора в конденсатор 6 фильтровой стойки 6-7 (для её дальнейшего использования) за время:  $T_{ш\text{им}}/2 - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) \cdot T_{ш\text{им}}/2$ . Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются с поочередным участием ключей 14 и 15, питая нагрузку.

В режиме повышения напряжения на каждом полупериоде  $T_{ш\text{им}}/2$  сначала одновременно включаются оба ключа 14 и 15 на время:  $t_{и} = \gamma_{и} \cdot T_{ш\text{им}}/2$ , после чего происходит нарастание тока балластного реактора 10 (этап  $dI/dt > 0$ ) по цепям: 7-10- -(1<sup>я</sup> секция 12-14)//(2<sup>я</sup> секция 12-15)-7 с накоплением дозы электромагнитной энергии в реакторе. Затем один из ключей 14 и 15 (14 – на первом полупериоде  $T_{ш\text{им}}$  и 15 – на втором) выключается при одновременном включении соответствующего (смежного) вентиля 16 или 17, а второй ключ и второй вентиль остаются, соответственно, включённым и выключенным. Например, выключили ключ 14, а включили вентиль 16 (при этом ключ 15 остаётся включённым, а вентиль 17 выключенным). Тогда (на этапе  $dI/dt < 0$ ) происходит частичное (или полное) спадание тока реактора по цепям: 10-(2<sup>я</sup> секция 12 (с противоЭДС))-15-7-10 (с добавлением энергии источника в нагрузку) и 10-(1<sup>я</sup> секция 12)-16-6-

10 (с возвращением части энергии реактора и энергии индуктивности рассеяния обмотки 12 в конденсатор 6 фильтровой стойки 6-7 (для дальнейшего её использования в нагрузке посредством передачи в конденсатор 7 через уравнивающий делитель напряжения 41). Далее указанные процессы высокочастотно-периодически повторяются, осуществляя питание нагрузки в этом режиме. Необходимо указать, что режим повышения напряжения нежелателен из-за большой внутренней реактивной (регулярно рекуперированной) мощности, определяемой возвращением дозы энергии и из-за необходимости для его реализации поддерживать соотношение между напряжениями конденсаторов 6 и 7 фильтровой стойки:  $U_6 > 2U_7$ . Поэтому рекомендуется выбирать коэффициент трансформации трансформатора 11 таким образом, чтобы всегда обеспечивать режим понижения напряжения, а именно:  $k_{тр} = N_{13}/N_{12} > (U_7/U_6)_{\max}$ , где  $N_{13}$  и  $N_{12}$  – числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора 11,  $U_6$  и  $U_7$  напряжения на конденсаторах фильтровой стойки 6-7, а  $(U_7/U_6)_{\max}$  – максимальное значение отношения  $U_7$  к  $U_6$ .

Для обеспечения реверса выходного напряжения  $U_{4-5}$  необходимо в циклоконверторе в составе конвертора 9 вместо внешних вентилях их парах 19 и 20 использовать внутренние вентили с противоположными направлениями проводимости.

1.2. При обратном (рекуперативном) преобразовании ( $\pm U_{4-5} \Leftrightarrow U_{1-2} = U_{3-2} + U_{1-3}$ ) в мостовом коммутаторе 28 вместо вентиля 30 включается вентиль 29, подключая незаземлённый внешний вывод 4 к среднему выводу дроссельно-конденсаторной стойки 37-38 Виенна-выпрямителя 33. В этом случае его корректор коэффициента мощности на базе дросселя 37 и ключа 36 вместе с двухдиодной стойкой 34-35 будут выполнять функцию повышающего (бустерного) полярно-повторяющего непосредственного конвертора с полярно-реверсивным питанием. При положительном потенциале вывода 4 каждое очередное включение ключа 36 вызывает нарастание тока дросселя 37 в направлении к заземлению (влево на чертеже), а последующее выключение ключа вызывает спадание этого тока через диод 34 и конденсатор 6, осуществляя его зарядку по цепи: 37-34-6-(цепь заземления)-5-4- -29-37 с добавлением накопленной дозы энергии дросселя к рекуперированной из нагрузки обратно в конденсатор 6. При отрицательном потенциале вывода 4 аналогичным образом

заряжается конденсатор 7, но при противоположном направлении тока дросселя 37 (вправо на чертеже) по цепи: 37-29-4-5-(цепь заземления)-7-35-37.

Так как указанное преобразование имеет режим повышения напряжения, то оно способно использоваться в широком диапазоне скоростей электропривода с рекуперативным торможением – почти вплоть до остановки электродвигателя (когда ЭДС его якорной обмотки приближается к нулю).

Если требуется при осуществлении режима рекуперации также обеспечить гальваническую развязку между цепями источника и нагрузки, то оба преобразования (питание нагрузки и рекуперация её энергии в источник) необходимо проводить через трансформаторное звено высокой частоты, т.е. от выводов 1-2-3 к выводам 4-5.

## 2. Режим регулируемого двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя.

2.1. При инверторном преобразовании ( $U_{1-2} = U_{3-2} + U_{1-3} \Rightarrow \sim U_{4-5}$ ) также рекомендуется режим понижения напряжения ( $U_{1-3} = U_{3-2} > U_{\text{секции12}}$ ) звено высокой частоты (11, 14-15, 16, 17, 18) работает вышеописанным образом, но по следующему алгоритму: с помощью регулирования блоком управления 21 двух взаимонезависимых параметров широтно-импульсной модуляции:  $\gamma_{\text{и}}$  и  $\gamma_{\text{п}}$  (при сравнении сигналов в цепях 22, 23 обратных связей с эталонными синусными сигналами) в балластном реакторе 10 формируется модульно-синусо-пульсирующий ток по закону:  $I(t) = I_0 \cdot |\sin(\omega t)|$ , который с помощью низкочастотных переключений направлений выпрямления в циклоконвертере 19-20 преобразуется в синусоидальный ток:  $I(t) = I_0 \cdot \sin(\omega t)$  в цепи внешних выводов 26-27 (при замкнутом ключе 32 коммутатора 28), в случае стабильности величины:  $\omega = 2\pi f$ , где  $f$  – частота (например, 400 Гц), или в цепи внешних выводов 4-5 (при замкнутом ключе 30 коммутатора 28) в случае нестабильности или регулируемости частоты  $f$  (например, 360...800 Гц или от 0 до 360 Гц).

2.2. При выпрямлении переменного напряжения, например – с нестабильными параметрами частоты и амплитуды ( $U_{4-5}$ ) в коммутаторе 28 включён ключ 29, и указанное напряжение подводится к фильтровому конденсатору 38 Виенна-выпрямителя 33. На каждом периоде  $T_{\text{шим}}$  на первом интервале:  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} \cdot T_{\text{шим}}$  включается двунаправленный ключ 36, вызывая



нарастание тока ( $dI/dt$ ) в дросселе 37, а на втором интервале:  $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) \cdot T_{\text{ШИМ}}$  после выключения ключа 36 происходит частичное (или полное) спадание этого тока ( $dI/dt < 0$ ) по одной из цепей зарядки фильтровой стойки 6-7: 37-34-6-38-37 или 37-38-7-35-37, в зависимости от полупериода напряжения:  $U_{4-5}$ . При этом за счёт одновременного регулирования амплитуды и фазы синусоидального эталонного сигнала и регулирования параметра  $\gamma_{\text{и}}$  (коэффициента заполнения импульса) осуществляется формирование синусоидального тока в питающей цепи (4-5), синхронизированного с питающим напряжением ( $U_{4-5}$ ), т.е. проводятся коррекция коэффициента потребляемой мощности ( $K_{\text{м}} \approx 1$ ) а также стабилизация среднего значения выпрямленных дифференциальных напряжений:  $U_{1-3}$  и  $U_{3-2}$ .

3. Совместное преобразование переменного напряжения ( $U_{4-5}$ ) с нестабильными частотой и амплитудой в постоянные напряжения:  $U_{1-3}$  и  $U_{3-2}$  (выпрямление) и в переменные двух видов: а) с той же частотой, но со стабильной амплитудой ( $U_{49-50}$ , т.е. стабилизацией напряжения) и б) со стабильными (или регулируемые) частотой и амплитудой ( $U_{26-27}$ , т.е. преобразование частоты).

3.1. Одновременно с указанным в п. 2.2 выпрямлением происходит стабилизация амплитуды переменного напряжения на внешних выводах 49-50 ( $U_{0/49-50} = \text{const}$ ) за счёт их периодического шунтирования через Г-образный фильтр 51-52 и поочередно проводящие выпрямительные диоды 24, 25.

Для обеспечения устойчивости и повышения точности регулирования формы потребляемого переменного тока (коррекции коэффициента мощности) и стабилизации выпрямленных напряжений в этом режиме одновременно производится управление уравнивающим делителем напряжения 41 вышеописанным способом.

3.2. Преобразование частоты (и одновременно – амплитуды) переменного напряжения ( $U_{4-5}$ ) в переменное напряжение ( $U_{26-27}$ ) осуществляется за счёт использования промежуточных звеньев постоянного напряжения (фильтровая стойка 6-7) и высокой частоты (11-18). В этом режиме постоянно включены ключи 29 и 32 мостового коммутатора 28 и одновременно происходят процессы, описанные в пп. 2.1 и 2.2.

При всех вышеперечисленных режимах благодаря демпферно-снабберным узлам обеспечивается «мягкая» коммутация основных модуляторных ключей (включения при нулевых токах, а выключения – при нулевых напряжениях), а также защита этих ключей от коммутационных перенапряжений. При этом снабберные конденсаторы (55, 56 и 62) заряжаются после выключений шунтируемых ими ключей через демпферные дроссели (53, 54 и 61) и зарядные диоды (57, 59 и 63), и полностью разряжаются в цепь балластного реактора через эти ключи, через разрядные диоды (58, 60 и 64) и другие ключи, подключённые к реактору через первичную обмотку трансформатора по цепям: 55-58-61-18-10-12-14-55; 56-60-61-18-10-12-15-56 и 62-18-10-12-14-64-62. Указанная «мягкая» коммутация с помощью нерассеивающих (тепла) узлов снижает коммутационные тепловые потери (повышает КПД) и помехоизлучения (как и в прототипе).

Таким образом, по сравнению с прототипом в предлагаемом устройстве обеспечиваются основной техникой результат: расширение функциональных возможностей устройства за счёт взаимного преобразования дифференциальных постоянных и двух переменных напряжений в широких диапазонах действующих значений и частот, а также дополнительные технические результаты: повышение качества потребляемой и преобразованной электроэнергии за счёт снижения коэффициентов несинусоидальности напряжений и токов, коррекции коэффициента мощности, стабилизации и выравнивания напряжений на дифференциальных внешних выводах постоянных напряжений, стабилизации амплитуды напряжения на вспомогательных внешних выводах переменного напряжения и обеспечения внешних вольтамперных характеристик с заданной жёсткостью – от «источника тока» до «источника напряжения». Последний дополнительный результат позволяет использовать устройство в качестве универсального модуля при параллельном и последовательном наращивании мощности многофункционального импульсного преобразователя.

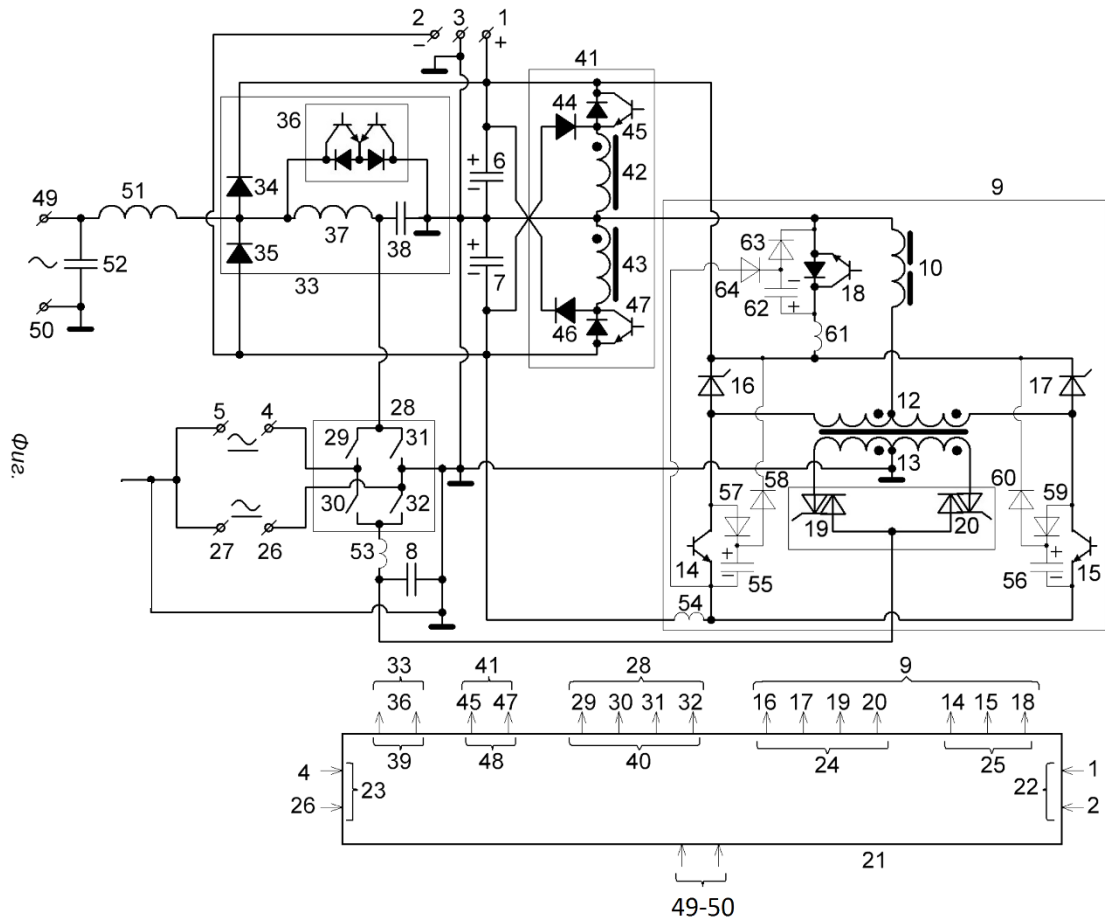


Рис п3 Импульсный преобразователь напряжений