

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

На правах рукописи

Лавринович Андрей Вячеславович

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ
СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-
БОРТОВЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
профессор, д.т.н. С.Б. Резников

Москва
2016 год

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
Глава 1. Обзор существующих многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) в аспекте применимости в авиационно-бортовых системах электроснабжения (СЭС)	14
1.1. Обзор комбинированных СЭС и выбор её обобщенной рациональной структуры для концепции полностью электрифицированного самолета (ПЭС) 15	15
1.1.1 Критерии оптимальности выбора СЭС для ПЭС	15
1.1.2. Варианты каналов подсистем генерирования.....	16
1.1.3. Обобщенная структура канала подсистемы генерирования	22
1.1.4. Авиабортотой источник бесперебойного питания (ИБП).....	24
1.1.5. Обобщенная структура СЭС для ПЭС и объекты исследования: многофункциональные импульсные преобразователи	27
1.2. Обратимые импульсные конверторы (ОИК).....	30
1.3. Обратимые выпрямительно-инверторные преобразователи (ОВИП).....	32
1.4. Двухнаправленные инверторно-выпрямительные преобразователи с возможностью регулирования синусоидального тока и напряжения	35
1.5. Обратимые преобразователи частоты.....	37
Выводы по Главе 1	39
Глава 2. Разработка новых, нетрадиционных схемотехнических и алгоритмических решений для МИП с повышенной эффективностью применительно к авиационно-бортовым СЭС с модульно-масштабируемой архитектурой.....	41
2.1. Общие критерии-рекомендации для разработки модулей МИП	41
2.2. Новые схемотехнические решения для ОИК	49
2.2.1. Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого непосредственного импульсного конвертора (ОНИК)	49
2.2.2. Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем	53
2.2.3. Унифицированный базовый модуль ОТИК на базе «трансформаторной схемы Кука».....	57

2.3. Новые схемотехнические и алгоритмические решения для ОВИП с коррекцией коэффициента мощности (ККМ).....	61
2.3.1. Выбор силовой схемы нереверсивного обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) для его унифицированно-базового модуля	61
2.3.2. Выбор силовой схемы реверсивного ОВИП (РОВИП).....	67
2.4. Двухнаправленные инверторно-выпрямительные преобразователи (ДИВП) и регулируемые инвертора синусоидального тока (РИСТ).....	77
2.4.1. Выбор силовой схемы регулируемого инвертора синусоидального тока (РИСТ) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП) для унифицированно-базового модуля.....	77
2.4.2. Новые (нетрадиционные) принцип синтеза и схемотехнические решения для унифицированно-базового модуля регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП).....	79
2.5. Модули обратимых непосредственных или каскадных преобразователей частоты, а также регуляторов параметров переменных и постоянных напряжений	93
2.5.1. Модернизация обратимых преобразователей частоты с бестрансформаторным звеном постоянного тока (ОПЧ-Б/ТЗПТ) на базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП) с промежуточным реактором.	95
2.5.2. Структура многофункционального каскадного обратимого преобразователя частоты с промежуточными индуктивно-емкостными звеньями постоянного тока и напряжения (ОПЧ-ЗПТН)	99
2.5.3. Схемы обратимых трансформаторных импульсных конверторов (ОТИК)	101
2.5.4. Схемы обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП).....	104
2.5.5. Схемы регуляторов переменного-постоянного напряжения	106
2.6. Назначение и функциональные возможности распределенных авиационно-бортовых ИБП	111
2.6.1. Трехфазный обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ).....	114
2.7. Синтез комбинированной СЭС.....	120

2.7.1. Синтез комбинированной СЭС с дифференциальным звеном постоянного повышенного напряжения (0 ± 135 В или 0 ± 270 В)	120
2.7.2. Синтез СЭС с униполярным звеном постоянного повышенного напряжения (± 270 В).....	123
Выводы по Главе 2.	130
Глава 3. Компьютерное имитационное и расчетное моделирование основных узлов МИП. Экспериментальное подтверждение основных положений и рекомендации к проектированию.....	131
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	156
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	160
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	161
Приложение 1	169
Приложение 2-1	177
Приложение 2-2	180
Приложение 2-3	182
Приложение 2-4.....	186
Приложение 2-5	190
Приложение 2-6.....	193
Приложение 2-7	197

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

В настоящее время в авиации устойчиво развивается концепция так называемых, "более (или полностью) электрифицированных самолетов" (БЭС или ПЭС) или иначе - "летательных аппаратов с полностью электрифицированным оборудованием" (ЛА с ПЭО), подразумевающая замену всех авиационно-бортовых пневмо- и гидроприводов систем управления полетом на электрические (или, на первой стадии, на гибридные электрогидростатические) приводы, а также отказ от пневмо- и гидроприводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) для магистральных синхронных генераторов (СГ). Следует попутно отметить коренное отличие указанного термина (ПЭС или ЛА с ПЭО) от иногда встречающегося в литературе термина "полностью электрический самолет" (или иначе - "электросамолет"), под которым подразумевается относительно небольшой, как правило - беспилотный ЛА(БПЛА) с электродвигателями вместо топливных двигателей, наподобие "электромобилей" [1].

При этом установочная мощность одного канала, питаемого от соответствующего магистрального генератора (или стартер-генератора), может достигать 250-300 кВт, а мощность всей бортовой комбинированной системы электроснабжения (КСЭС) – 1,0-1,5 МВт, что уже реализуется на таких пассажирских и транспортных самолетах, как А-380 и Boeing 787, многоцелевой истребитель F-35, БПЛА "Барракуда" и др., на которых использованы многие положения концепции БЭС (ПЭС). В РФ координаторами работ по реализации ПЭС являются ОАО "Объединенная авиастроительная корпорация", крупные научные центры: ЦАГИ, ЦИАМ, АО "НИИАО", ФГУП "ГосНИИАС", а также предприятия: АО "Аэроэлектромаш", холдинг "Технодинамика", ОАО "Электропривод", ОАО "ПЕО Теплообменник", ОАО "ОКБ Сухого", ОКБ "Родина", ОАО "ПМЗ Восход" и др. Инициативные работы по КСЭС для БЭС (ПЭС) и устройствам электроприводов проводятся также на кафедрах 306, 309,

310 факультета №3 и на кафедре 702 факультета №7 "Московского авиационного института (национального исследовательского университета)" (МАИ).

Наиболее перспективными для ПЭС считаются КСЭС с первичными подсистемами генерирования трехфазного напряжения 115/200 В и более (например, 230/400 В) переменной частоты в диапазоне 360...800 Гц или/и постоянного повышенного напряжения (ППН) 270 или 540 В. При этом вторичными подсистемами распределения для сохранения преемственности в номенклатуре оборудования остаются классические для авиации подсистемы трёх фазного переменного напряжения 115/200 В, 400 Гц и постоянного напряжения 27 В с аварийно-резервной аккумуляторной батареей. В перспективе возможна замена аккумуляторных батарей на суперконденсаторы (ионисторы).

В качестве магистральных стартер-генераторов рассматривается применение высокооборотных магнитоэлектрических генераторов (МЭГ) встроенной конструкции с высокоэнергетическими постоянными магнитами на роторе, не имеющих собственных подшипников (с утроенным воздушным зазором по сравнению с классическими каскадными бесконтактными синхронными генераторами – с вращающимися выпрямителями в узле электромагнитного возбуждения).

Что касается гибкого наращивания мощности статических преобразователей, то наиболее перспективным способом повышения их производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичности признана их *модульно-масштабируемая архитектура* с применением, по возможности, *унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП)* с высокой массо-энергетической и надежностной эффективностью, а также электромагнитной и электроэнергетической совместимостью (ЭМС и ЭЭС) друг с другом и со всей КСЭС [2, 3, 4].

В научно-производственной среде разработчиков общепромышленных изделий силовой электроники широко распространено недостаточно обоснованное мнение, что все основные схмотехнические решения к настоящему времени представлены в публикациях, и что дальнейшие усилия в этой области

должны быть направлены исключительно на технологию изготовления с целью удешевления и повышения надежности компонентов и изделий. Однако, анализ известных решений показывает, что далеко не исчерпаны возможности модернизации, а в некоторых случаях, и качественных скачков в схемотехнических решениях, позволяющей существенно повысить за счет этих решений и модульно-масштабируемой архитектуры массо-энергетическую, надежность, технологическую и экономическую эффективность отдельных изделий и электротехнических комплексов. Одним из перспективных направлений исследований представляется создание унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП), пригодных для гибкого наращивания мощности КСЭС, в частности – для БЭС (ПЭС).

Расширению функциональных возможностей и повышению массо-энергетической и надежностной эффективности импульсных преобразователей, их параллельно-модульному расщеплению (в частности - многофазным структурам) и унификации схемотехнических решений посвящены работы и публикации таких отечественных и зарубежных авторов, как Аверин С.В., Бочаров В.В., Вольский С.И., Грузков С.А., Джюджи Л., Зиновьев Г.С., Климов В.П., Коняхин С.Ф., Крючков В.В., Лёвин А.В., Лукин А.В., Машуков Е.В., Мелешин В.И., Мыцык Г.С., Пелли Б., Поликарпов А.Г., Резников С.Б., Следков Ю.Г., Соловьев И.Н, Халютин С.П., Харитонов С.А., Харченко И.А., Шевцов Д.А., Эраносян С.А., Suk S. и др. Однако, такие аспекты как обратимость (двунаправленность) преобразования, совмещение нескольких функций, модульно-масштабируемая архитектура, а также обеспечение ЭМС и ЭЭС импульсных преобразователей друг с другом и с авиационно-бортовыми СЭС представлены в них недостаточно.

Наиболее близкими по тематике к предлагаемой работе за последние годы являются публикации д.т.н., проф. Шевцова Д.А. и к.т.н. Ворониной Л.Н., посвященные методам обеспечения параллельного включения транзисторных инверторов синусоидального напряжения средней мощности, в которых указано

на следующие преимущества многомодульной структуры источников вторичного электропитания (ИВЭП):

- возможность гибкого наращивания выходной мощности (без затрат на новые разработки);
- возможность простого резервирования дополнительных параллельных модулей, поскольку при подключении резервного модуля параметры выходного напряжения системы не изменяются;
- возможность создания определенной избыточности системы по мощности, используя дополнительные преобразователи, как резервные;
- возможность замены неисправных модулей без отключения системы (и без длительного простоя летательного аппарата), что позволяет минимизировать время ремонта, а также обеспечить простоту технического обслуживания, профилактики и максимальную эксплуатационную эффективность [4].

Однако, и в этих публикациях основное внимание посвящено хотя и достаточно сложным, но все же традиционным (классическим) проблемам параллельного включения так называемых, вторичных "источников напряжения" (а не "источников тока"), для которых при решении этих проблем возникает проблема обеспечения внешней вольт-амперной характеристики регулируемого "источника синусоидального тока" с приемлемыми массо-энергетическими показателями и заданным качеством преобразованной электроэнергии (формы тока). Последняя проблема также усложняет задачу разработки унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП). Кроме того, в опубликованных отечественных работах уделено недостаточное внимание проблеме импортозамещения в используемой номенклатуре силовых полупроводниковых приборов, в частности - транзисторных ключей [5].

В связи с вышеизложенным можно констатировать, что предлагаемая для исследования проблема разработки высокоэффективных статических преобразователей с модульно-масштабируемой архитектурой, в частности - МИП для авиационно-бортовых КСЭС является актуальной.

Объект исследования: многофункциональные импульсные преобразователи (МИП) с накопительно-демодуляторными реакторами для авиационно-бортовых комбинированных систем электроснабжения (КСЭС) со звеном постоянного повышенного напряжения (ППН) с модульно-масштабируемой архитектурой электроэнергетических комплексов (ЭЭК).

Предмет исследования: схемотехнические решения, алгоритмы управления и методики проектирования для обеспечения эффективности обратимых (двунаправленных) МИП с возможностью модульного масштабирования мощности, анализ рабочих процессов, многокритериальный сравнительный анализ подсистем и узлов, а также разработка рекомендаций для проектирования МИП с учетом их электромагнитной и электроэнергетической совместимости с авиационно-бортовыми КСЭС, в частности – для ПЭС.

Цели и задачи работы

Цель исследования: разработка схемотехнических и алгоритмических решений и рекомендаций для проектирования унифицированных по конструкции модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с высокой производственной и эксплуатационной технологичностью и высокой степенью резервирования цепей электропитания, а также с требуемой электромагнитной и электроэнергетической совместимостью (ЭМС и ЭЭС) для перспективных авиационно-бортовых КСЭС с модульно-масштабируемой архитектурой, в частности - для полностью электрифицированных самолетов.

Основные задачи, решаемые для достижения указанной цели (разделы работы):

- анализ известных основных типов импульсных преобразователей, а также путей расширения функциональных возможностей, в частности — обратимости, и повышения качества электроэнергии;
- разработка схемотехнических и алгоритмических решений для построения многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с высокой производственной и эксплуатационной

технологичностью, с учетом электромагнитной и электроэнергетической совместимости (ЭМС и ЭЭС) и модульно-масштабируемой архитектуры;

- компьютерно-имитационное моделирование и анализ рабочих процессов основных узлов МИП с экспериментальным подтверждением теоретических положений и разработка рекомендаций для проектирования МИП.

Научная новизна заключается в следующем:

- предложен способ преобразования постоянного напряжения в синусоидальное, реализующий внешнюю вольт-амперную характеристику «регулируемого источника напряжения» на базе обратимого импульсного конвертора, позволяющий за счет суммирования синусоидально-пульсирующего знакопостоянного напряжения с постоянным напряжением отрицательного смещения и безынерционности переключения направлений преобразования обеспечить высокое качество выходного напряжения при относительно малой энергоемкости сглаживающего фильтра;

- предложены способы рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансформаторов, а также демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ) для «мягкой» коммутации с защитой от сверхтоков и перенапряжений электронных ключей МИП, обеспечивающие снижение внутренней реактивной мощности и тепловых потерь, а также улучшение массо-энергетических и надежностных характеристик и показателей ЭМС преобразователей;

- проведены компьютерно-имитационное моделирование и экспериментальные исследования и определена эффективность предложенного способа преобразования электроэнергии;

- получено приближенное выражение для определения внутренней реактивной мощности процессов преобразования энергии,

позволяющее минимизировать удельные массо-энергетические параметры импульсных преобразователей.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

- выявлены достоинства и недостатки известных способов, структур и схем основных типов импульсных преобразователей и пути повышения их эффективности, в частности – за счет расширения функциональных возможностей, включая обратимость, и за счет повышения качества электроэнергии;
- разработаны новые схемотехнические и алгоритмические решения для базовых унифицированных модулей МИП, обеспечивающие высокие показатели удельной мощности, надежности, КПД, качества электроэнергии, а также электроэнергетическую и электромагнитную совместимость (ЭЭС и ЭМС);
- предложены схемы высокоэффективных демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ) для «мягкой» коммутации с защитой электронных ключей от перенапряжений, в частности — в многоключевых стойках, а также для защиты от «сквозных» и «диодно-инверсных» сверхтоков, обеспечивающие снижение мощности рекуператорных узлов и повышение быстродействия в переходных режимах;
- предложены схемные и алгоритмические решения для повышения КПД обратноходового преобразования энергии.

Положения выносимые на защиту:

- разработанные новые схемотехнические и алгоритмические решения для базовых унифицированных модулей МИП, обеспечивающие высокие показатели удельной мощности, надежности, КПД, качества электроэнергии, а также электроэнергетическую и электромагнитную совместимость (ЭЭС и ЭМС);
- способ преобразования постоянного напряжения в синусоидальное, реализующий внешнюю вольт-амперную

характеристику «регулируемого источника напряжения» на базе обратимого импульсного конвертора, позволяющий за счет суммирования синусоидально-пульсирующего знакопостоянного напряжения с постоянным напряжением отрицательного смещения и безынерционности переключения направлений преобразования обеспечить высокое качество выходного напряжения при относительно малой энергоемкости сглаживающего фильтра;

- способы рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансформаторов, а также демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ) для «мягкой» коммутации с защитой от сверхтоков и перенапряжений электронных ключей МИП, обеспечивающие снижение внутренней реактивной мощности и тепловых потерь, а также улучшение массо-энергетических и надежность характеристик и показателей ЭМС преобразователей;

- компьютерно-имитационная модель и экспериментальные исследования с определенной эффективностью предложенного способа преобразования электроэнергии;

- выражение для определения внутренней реактивной мощности процессов преобразования энергии, позволяющее минимизировать удельные массо-энергетические параметры импульсных преобразователей.

Методология и методы исследования. При решении поставленных задач в диссертационной работе использованы методы теории электрических цепей, теории автоматического управления, а также методы дифференциального и интегрального исчисления и имитационного компьютерного моделирования в программе MicroCap.

Степень достоверности результатов определяется корректным использованием положений теории электрических цепей, теории автоматического управления, применяемым математическим и имитационно-компьютерным

аппаратом и сопоставлением проведенных исследований с результатами экспериментов.

Реализация результатов работы.

Результаты диссертационной работы были использованы: в госбюджетных НИР МАИ (тема №1.4.12, 2014 год; тема П4133-03000, 2016 год) на кафедре 309 «Теоретическая электротехника», в учебном процессе – в материалах лекций, лабораторных работ и дипломно-курсовых проектов по курсу «Электромагнитная совместимость комплексов ЛА» для специалистов и бакалавров факультета №3 «МАИ (НИУ)», и при подготовке материалов для монографии «Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов». С.Б. Резников, В.В. Бочаров, И.А. Харченко. -М.: Из-во МАИ-ПРИНТ, 2014. -160с. (что отмечено в предисловии к монографии).

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

- XIII Всероссийской научно-технической конференции «Научные чтения по авиации, посвященные памяти профессора Н.Е. Жуковского» (г. Москва, 2016г.);

- XLII Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения» (г. Москва, 2016г.).

Публикации по теме диссертационной работы опубликовано 17 научных работ, в том числе 9 научных статей в рецензируемых научных журналах, входящих в перечень рекомендуемых изданий ВАК РФ, 6 патентов РФ на полезную модель, 2 доклада на научно-технических всероссийских конференциях.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 3 глав, заключения, приложений и списка литературы. Работа изложена на 168 страницах основного текста и 30 страницах приложений, содержит 64 рисунка. Список использованных источников включает 62 наименования.

Глава 1. Обзор существующих многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) в аспекте применимости в авиационно-бортовых системах электроснабжения (СЭС)

Увеличение количества потребителей электрической энергии на современных ЛА сопровождается увеличением мощности бортовой системы электроснабжения (СЭС). Исследования показали, что мощность СЭС ПЭС должна быть увеличена примерно в 2-3 раза в зависимости от типа ЛА, мощность одного канала генерирования может достигать 300 кВт, а мощность всей СЭС – 1,5 МВт. На самолете с полностью электрифицированным оборудованием гидро- и пневмоприводы должны быть заменены на электроприводы.

В связи со значительным увеличением мощности энергосистемы остро встает вопрос о выборе рационального вида электроэнергии, вырабатываемой первичными источниками (генераторами).

В настоящее время наиболее перспективными для ПЭС считается комбинированная СЭС переменного-постоянного тока с первичными подсистемами трехфазного переменного тока переменной частоты (в диапазоне 380-800 Гц) и постоянного тока повышенного напряжения (270 В). Разработчиками СЭС ПЭС предлагается поднять эти уровни напряжения в 2 раза (до 230/400 В и 540 В). При этом вторичными подсистемами для сохранения преемственности остаются классические для авиации подсистемы (115/200 В, 400 Гц и ± 27 В).

Широкий ряд решений в виде импульсных преобразователей предложен и используется сегодня во многих областях. Однако, специфика и высокие требования авиационного строения ставят новые цели для улучшения существующих схемотехнических решений и разработки новых, нетрадиционных схем. Рассмотрим наиболее актуальные и интересные с точки зрения функциональных особенностей авиационно-бортового применения существующие схемотехнические решения. Для этого сначала рассмотрим необходимую структуру канала СЭС и входящие в неё МИП.

1.1. Обзор комбинированных СЭС и выбор её обобщенной рациональной структуры для концепции полностью электрифицированного самолета (ПЭС)

1.1.1 Критерии оптимальности выбора СЭС для ПЭС

Разработку и выбор варианта исполнения авиабортовой СЭС рационально рассмотреть по соответствию следующим критериям:

- 1) требования к видам систем электроснабжения;
- 2) энерго- и топливная экономичность и надежность первичной подсистемы генерирования;
- 3) максимум общего КПД для подсистемы распределения и преобразования электроэнергии с учетом ограничительных требований по функциональной надежности и живучести;
- 4) максимальная преемственность по отношению к современной, широко распространенной номенклатуре защитно-коммутационной и преобразовательной аппаратуры с учетом максимального импортозамещения в номенклатуре изделий силовой электроники;
- 5) удовлетворительное качество электроэнергии на входах потребителей и преобразователей;
- 6) минимум удельной добавленной резервной массы для стартерного и аварийных режимов;
- 7) производственная, монтажная и ремонтно-регламентная технологичность и пригодность для модульно-масштабируемой архитектуры;
- 8) ожидаемая удельная себестоимость 1 кВт установленной мощности.

Подробное объяснение и обоснование выбора данных критериев приведено в Приложении 1.

Последние два критерия тесно взаимосвязаны между собой и с четвертым критерием и достаточно широко освещены в литературе [2, 14].

Далее рассмотрим варианты структур каналов подсистем генерирования СЭС.

1.1.2. Варианты каналов подсистем генерирования

Подсистема генерирования автономной комбинированной системы электроснабжения (АКСЭС) предназначена для преобразования части механической энергии силовых установок (топливных авиационно-бортовых) в электроэнергию переменного и/или постоянного тока, а также для стартерного запуска указанных силовых установок (СУ) с помощью электромашин с генераторным и двигательным режимами, соответственно. Ротор электромашин (стартер-генератора Ст-Г) приводится во вращение либо непосредственно (обычно – через нерегулируемый механический редуктор) с нестабильной частотой вращения (ω_{VAR}), либо через так называемый гидро- или пневмопривод постоянной частоты вращения (ППЧВ) (иногда – электромеханический или комбинированный ППЧВ) [6-11].

В связи с низкими показателями энергоэкономичности (КПД), и ремонтно-эксплуатационной технологичности (частых ремонтно-наладочных регламентных работ с соответствующим простоем транспорта) предпочтение отдается (особенно для полностью электрифицированных самолетов – ПЭС) подсистемам генерирования без ППЧВ, а, следовательно – с нестабильной частотой вращения (в авиации – с приблизительной кратностью $\omega_{MAX}/\omega_{MIN} \approx 2,2$ и соответствующим диапазоном частот: от 360 до 800 Гц).

Ниже рассматриваются варианты структур каналов подсистем генерирования со стартерным режимом на базе различных бесконтактных (бесщеточных) электромашин.

1-й вариант. На рис.1.1.1 представлена подсистема генерирования с каскадным электромагнитным синхронным генератором ($KЭМСГ_{fvar}$) (с асинхронно-синхронным стартерным режимом).

На электрической схеме (рис.1.1.1) обозначены:

ЗППН – звено постоянного повышенного напряжения ± 270 или 540 В (униполярное с заземленным «минусом»);

РН – полупроводниковый регулятор напряжения;

ДИПЧ – двунаправленный импульсный преобразователь частоты;

ОВВ – обмотка возбуждения электромашинного возбудителя;

ОЯВ – обмотка якоря возбудителя;

ВВ – вращающийся выпрямитель;

ОВГ – обмотка возбуждения генератора;

ОЯГ – обмотка якоря генератора;

ДК – демпферные контура (типа «белочьи клетки» с медными соосными стержнями и торцевыми токозамыкающими кольцами).

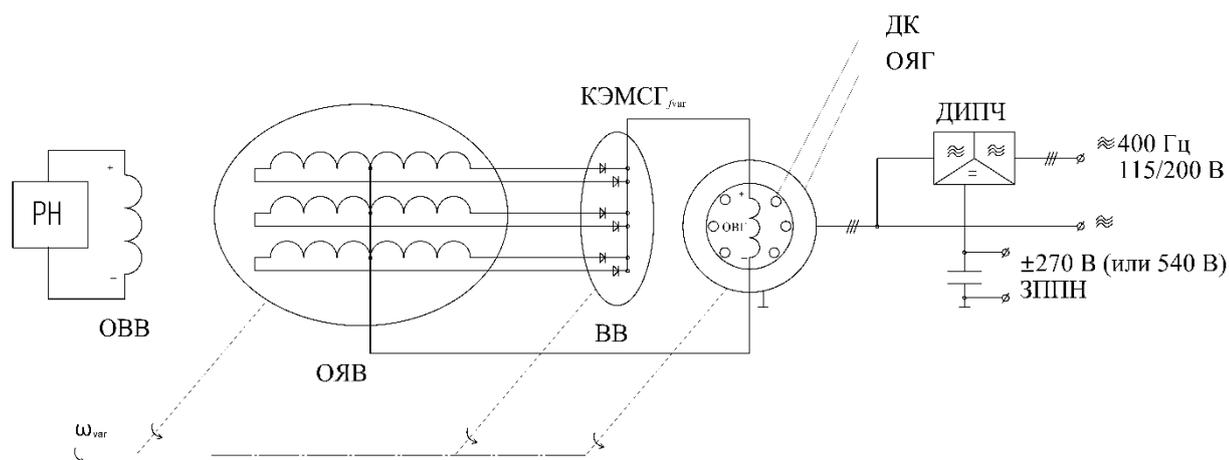


Рис. 1.1.1

Основными достоинствами подсистемы (помимо обязательной бесконтактности) являются:

- возможность параллельного включения каналов благодаря использованию ЗППН (униполярного или дифференциального);
- регулирование (стабилизация) действующего значения переменного 3х – фазного напряжения: $U_{CONST}(115/200 \text{ В})$, а также малое внутреннее («динамическое») сопротивление, демпфирующее резкие колебания напряжений при коммутируемых и нелинейных нагрузках (за счёт ДК).

К недостаткам относятся:

- инерционность регулирования напряжения, особенно – процесса развозбуждения (из-за большой постоянной времени пассивных цепей с индуктивностями: $\tau=L/R$), а следовательно – низкое качество электроэнергии в

переходных режимах и инерционность «развозбуждения» при коротких замыканиях (требующих экстренной защиты от пожаров с помощью аварийного расцепителя валов);

- неспособность возбуждения для повышения электромагнитного момента при стартерном запуске СУ на этапах старта и начального разгона (в режиме асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором);

- относительно низкая надежность вращающегося выпрямителя (термо-, вибро- и радиационная стойкость);

- практическая невозможность безредукторного (встроенного) исполнения (без собственных подшипников, интегрально с СУ) из-за критичности массогабаритных и энергетических параметров к величине воздушного зазора (обычно $\delta \approx 0,4$ мм).

Подобная структура канала подсистемы генерирования используется на самолетах Boeing-787 [2, 8, 14]. Однако, в литературе ошибочно смешивают два термина: звено ППН (ЗППН) 270 (или 540) В, используемое только для параллельного включения каналов СЭС (по числу магистральных генераторов), и подсистему (систему) распределения ППН (СППН) 270 (или 540) В, разрешенную в ГОСТ к использованию для питания авиационно-бортовых нагрузок, но до сих пор не используемую из-за сложности решения проблемы бездуговой коммутации [1, 2, 12, 14]. Заметим, что на Boeing-787 используется только ЗППН, но не СППН.

2-й вариант. На рис.1.1.2 приведена подсистема генерирования с асинхронным стартер-генератором (АСГ- Γ_{var}) с якорным самовозбуждением через электромашинный и статический (инверторный) синхронные компенсаторы – Э/МСК и ССК.

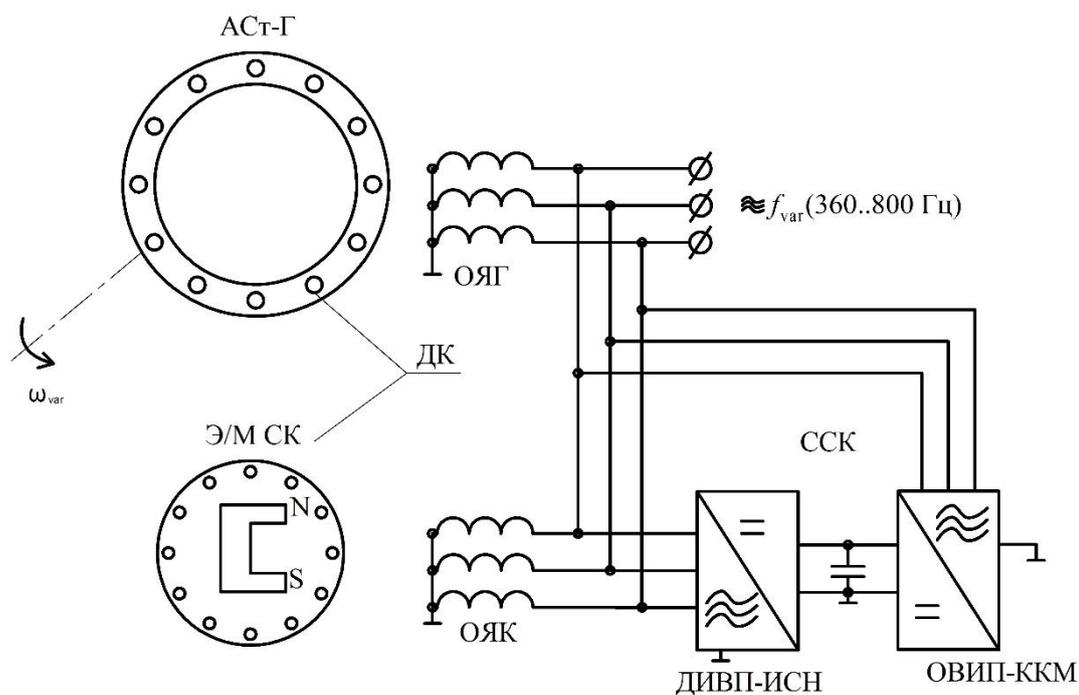


Рис.1.1.2

На электрической схеме (рис. 1.1.2) обозначены:

ДК – демпферные контура (коротко-замкнутый ротор типа «беличьей клетки»);

ОЯГ – обмотка якоря генератора;

ОЯК – обмотка якоря компенсатора («перевозбужденного» ненагруженного синхронного электродвигателя с вращающимися «в холостую» постоянными магнитами: N-S);

ДИВП – ИСН – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального напряжения;

ОВИП-ККМ – обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности.

Основными достоинствами указанной подсистемы генерирования (при работе с малой величиной отрицательного скольжения: 3..7% во всем диапазоне нестабильной частоты: 360..800 Гц) являются:

- простота конструкции, высокие технологичность и надежность АСт-Г;

- малоинерционность регулирования напряжения при существенной разгруженности по мощности статических синхронных компенсаторов (ССК) за счет электромашинных синхронных компенсаторов (Э/МСК) и высокое качество электроэнергии (в частности, - за счёт демпферных контуров на роторе Э/МСК);

- возможность использования ССК помимо самовозбуждения – для обеспечения высокоэффективного стартерного режима с приблизительно постоянным электромагнитным моментом (при регулировании с соотношением: $U/f \approx \text{const}$);

- использование звена постоянного повышенного напряжения (ЗППН), позволяющее параллельно включать каналы питания для повышения качества электроэнергии и повысить живучесть системы за счет «горячего» взаиморезервирования каналов.

К недостаткам подсистемы относятся:

- практическая невозможность безредукторного (встроенного) исполнения (без собственных подшипников, интегрально с СУ) из-за критичности массо-габаритных и энергетических параметров к величине воздушного зазора ($\delta \approx 0,4$ мм вместо минимально-допустимого для СУ $\delta \approx 1,2$ мм);

- относительное снижение общей удельной мощности и общей надежности из-за сложности силовой схемы ССК и возможности «выпадения» из синхронизма ротора Э/МСК при резких набросах нагрузки;

- необходимость проведения дополнительных исследований в связи с нетрадиционностью и малой изученностью схемотехнического и алгоритмического решения [7, 15].

3-й вариант. На рис.1.1.3 приведена подсистема генерирования с магнитоэлектрическим генератором со стартерным режимом (МЭГ_{СТ}) и комбинированным статическим стабилизатором выпрямленного и переменного напряжений (КССН) (с униполярным или дифференциальным звеном постоянного повышенного напряжения (ЗППН 540(270) В или $0 \pm 270(135)$ В).

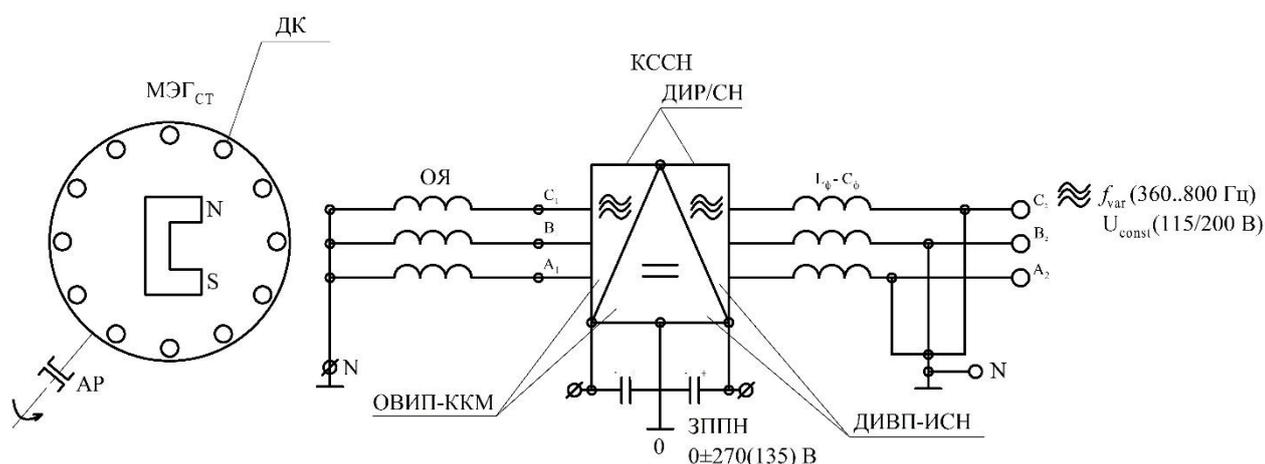


Рис.1.1.3

На схеме в состав КССН входят три типа преобразователей:

ОВИП-ККМ – обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности;

ДИВП-ИСН – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального напряжения;

ДИР/СН – двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения;

АР – аварийный расцепитель (валов).

К основным достоинствам этой подсистемы генерирования относятся:

- высокие массо-энергетические, надежность и технологические показатели благодаря возможности встроенного в СУ исполнения МЭГСТ без редуктора и собственных подшипников (с втрое увеличенным воздушным зазором: $\delta \approx 1,2$ мм, допускаемым для высокоэффективных редкоземельных постоянных магнитов);

- «жесткость» внешней вольт-амперной характеристики для статических и динамических (переходных и «сверхпереходных») режимов благодаря большому магнитному сопротивлению магнитной цепи и наличию демпферных контуров, обеспечивающая снижение глубины «провалов» и пульсаций выходного напряжения при набросах нагрузки и при работе с нелинейной нагрузкой (например, выпрямительно-емкостной).

К основным недостаткам относятся:

- относительная сложность регулирования (стабилизации) напряжения (за счет преобразования всей мощности);

- необходимость установки на валу генератора аварийного расцепителя (АР) для защиты от пожароопасных коротких замыканий в цепи якорной обмотки (например, в виде расчлененного вала со срезаемой крепежной шпонкой);

В настоящее время установочная мощность магнитоэлектрических стартер-генераторов, разработанных холдингом «Технодинамика», достигает величин 180..250 кВт, вполне достаточных для оснащения СЭС перспективных полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

1.1.3. Обобщенная структура канала подсистемы генерирования

На рис.1.1.4 приведена обобщенная структура канала подсистемы генерирования со стартерным режимом для СЭС ЛА. Помимо перечисленных выше обозначений на рисунке показана также розетка (разъем) аэродромного питания (РАП) для обеспечения стартерного запуска СУ и питания всего бортового электрооборудования на стоянке (от аэродромной самоходной дизель-электростанции).

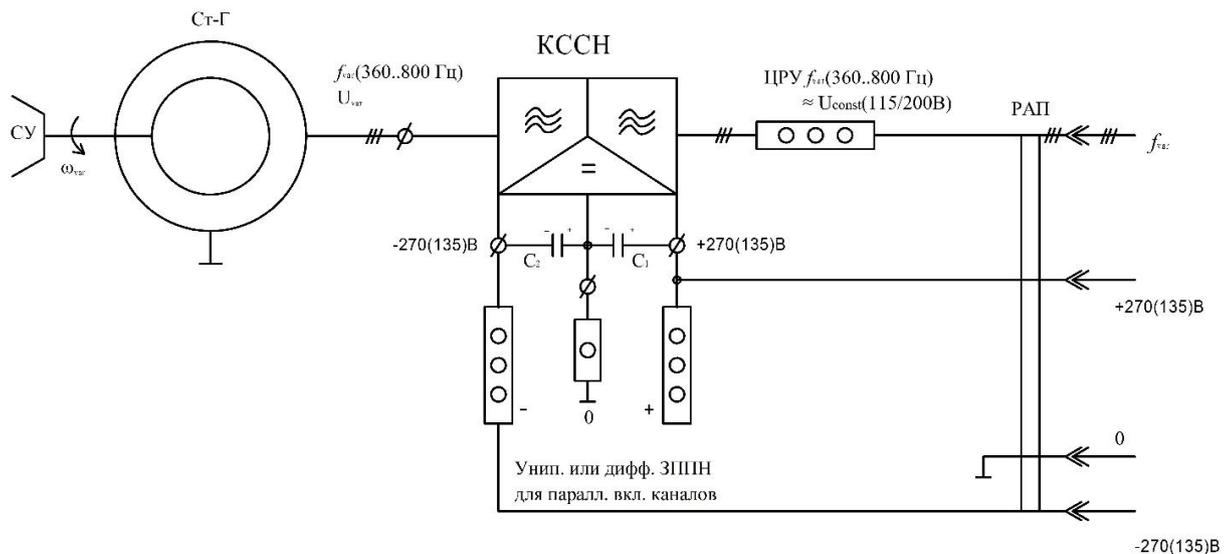


Рис.1.1.4

Основным назначением центральных распределительных устройств 3х-фазного переменного тока нестабильной частоты (ЦРУ_{fvar} (360..800 Гц), U_{CONST} (115/200В) с параметрами, нормируемыми ГОСТ, является питание мощных нагревательных приборов (противообледенительной системы – ПОС, печи буфета и т.п.), а также светотехнических приборов (навигационных проблесковых огней, фар, внутреннего осветительного оборудования), не требующих стабильной частоты (400 Гц), но требующих надежного непрерывного питания.

Основным назначением звена постоянного повышенного напряжения (ЗППН – униполярного (± 270 В или ± 540 В, согласно ГОСТ) или дифференциального (0 ± 270 В или 0 ± 135 В [2, 7-13]) является обеспечение параллельного включения каналов электропитания для повышения качества электроэнергии за счет повышения установочной мощности, а также повышение надежности (живучести) СЭС за счет взаимного резервирования питания и упрощения структуры источника бесперебойного питания (ИБП) на базе резервных аккумуляторных батарей.

Использование ЗППН в качестве распределительной подсистемы (СППН) для питания индивидуальных или групповых нагрузок до настоящего времени сильно затруднено, из-за неспособности авиационных электромеханических контакторов осуществлять бездуговое расцепление цепей с повышенным постоянным напряжением (135, 270, 540 В), для чего они должны оснащаться громоздкими энергоемкими дугогасительными камерами (как на сетевом электротранспорте). Применение вместо контакторов полупроводниковых аппаратов защиты и коммутации (п/п АЗК) [2, 12] до настоящего времени для сетей ППН 270 В практически не внедрено из-за сложности адиабатного поглощения электромагнитной энергии предвключенных сетевых индуктивностей ($W_L = \frac{L \times I^2}{2}$), а главное - также энергии источника электропитания, выделяемой им за время спада до нуля выключаемого тока (например, тока короткого замыкания I₀):

$$W_{ИСТ} \geq \frac{W_L}{k_{II} - 1},$$

где $K_U = \frac{U_{СЕТИ}^{MAX}}{U_{СЕТИ}^{НОМ}}$ – кратность перенапряжения сети в процессе отключения нагрузки (по ГОСТ $K_U = 600/270$ или $600/540$) [6, 7, 15].

В этой связи указанное ЗППН 270 В в СЭС ПЭС используется только для питания мощных статических преобразователей и параллельного включения каналов (как например, на самолетах типа Boeing-787).

В настоящее время работы в направлении реализации авиационно-бортовой коммутационной аппаратуры для подсистемы распределения ППН 270 В интенсивно ведутся за рубежом и в РФ (в частности в МАИ (НИУ) [2, 12-15]. По мере развития указанной аппаратуры ожидается и расширение функциональных возможностей ЗППН, а также подсистемы распределения ППН. Что касается расцепления параллельно включенных каналов с питанием ППН, то оно без проблем реализуется на базе обычных авиационно-бортовых контакторов переменного тока, т.к. перед расцеплением соответствующий отключаемый канал обесточивается с помощью контакторов в цепях переменного тока и/или выключения полупроводниковых ключей, входящих в состав статических преобразователей.

1.1.4. Авиабортной источник бесперебойного питания (ИБП)

Рассмотрев варианты каналов системы генерирования электропитания самолёта, следует отметить, что в авиационно-бортовой СЭС спецификой является обратное преобразования в случаях рекуперативного торможения двигателя, стартерного режима и в случае отказа первичной системы генерирования. Для выполнения всех этих функций в составе авиационно-бортовой СЭС необходим авиационно-бортовой источник бесперебойного питания. В отличие от традиционных ИБП являющихся однонаправленными, авиационные ИБП должны обеспечивать двунаправленное преобразование энергии для выполнения функций обозначенных выше.

Распределенный авиационно-бортовой ИБП переменного-постоянного тока представляет собой статический трехфазный преобразователь частоты с промежуточным распределительным звеном постоянного повышенного напряжения. Трехфазное напряжение питания первичного фидера каждого магистрального генератора переменного тока нестабильной частоты 115/200 В, 360...800 Гц с помощью соответствующего ИБП сначала преобразуется выпрямителем в постоянное повышенное напряжение ± 270 В или ± 540 В с возможностью параллельного подключения к промежуточному звену резервного источника питания (высоковольтной аккумуляторной батареи, вентильного генератора вспомогательной силовой установки: ВГ-ВСУ или/и энергоемкого буферного конденсаторного накопителя), а затем – в трехфазное напряжение общепортовой (или однопортовой) сети стабильной частоты 115/200 В, 400 Гц. Таким образом, ИБП по существу может считаться «кондиционером качества электроэнергии» с возможностью использования резервных каналов питания.

Помимо обеспечения на выходе ИБП качества электроэнергии, удовлетворяющего требованиям ГОСТ [6] он должен также удовлетворять требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС) с первичной сетью. Это означает следующее.

Высшие гармоники тока, создаваемые выпрямителем ИБП, могут содержать составляющие с частотами, кратными основной частоте питающего генераторного фидера (360...800 Гц) или сети (400 Гц), вызывающие существенные тепловые потери в проводах и магнитопроводах. Искажения синусоидальности тока влияют также на форму напряжения, питающего другие потребители, выводя качество питающей электроэнергии за предельные нормы, оговоренные в ГОСТ [6]. Поэтому выпрямитель ИБП должен обязательно содержать в своем составе так называемый корректор коэффициента мощности (ККМ) [16], который выполняет следующие функции:

- 1) обеспечивает независимо от характера нагрузки потребление из сети (фидера) входного тока, имеющего практически синусоидальную форму и

совпадающего по фазе с сетевым напряжением, благодаря чему входной коэффициент мощности близок к единице;

2) осуществляет регулируемое преобразование напряжения сети (фидера) переменного тока (нестабильной или стабильной частоты) в постоянное повышенное напряжение (270В или 540В), причем желательно – с общими заземленными нейтрально-нулевым входным и среднепотенциальным (нулевым) выходным выводами для обеспечения электроэнергетической совместимости потребителей ИБП с питающей трехфазной или однофазной сетью, для повышения электробезопасности и надежности бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры, а также для снижения интенсивности старения и вероятности пробоев изоляции.

Наличие общего заземленного входного/выходного вывода авиационно-бортового ИБП позволяет рекомендовать для реализации концепции «полностью электрифицированного самолета» (без пневмо- и гидроприводов) использовать в качестве подсистем постоянного повышенного напряжения двух- и трехпроводные системы распределения: $0 \pm 135\text{В}$ и $0 \pm 270\text{В}$ (вместо $\pm 270\text{В}$ и $\pm 540\text{В}$) [17-21]. Предложенные комбинированные СЭС переменного-постоянного тока благодаря использованию четырех подсистем распределения (115/200В, 360...800Гц; $0 \pm 135\text{В}$ или $0 \pm 270\text{В}$; 115/200В, 400Гц и $\pm 27\text{В}$) по сравнению с известными отечественными и зарубежными аналогами (например, СЭС «Boeing-787») имеют следующие преимущества:

1) обеспечивают энерго- и топливосбережение и снижение эксплуатационных затрат за счёт уменьшения последовательных каскадов преобразования электроэнергии от генераторов до основных потребителей, исключение генераторных пневмо- и гидроприводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) с низким КПД и высокими эксплуатационными расходами, а также снижение тепловых потерь из-за несинусоидальности входных токов выпрямителей для подсистем постоянного повышенного напряжения;

2) имеют высокую надежность (в частности – «живучесть») за счёт параллельного включения каналов электропитания и их взаиморезервирования,

высокого качества электроэнергии и бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры;

3) обладают высокими технологичностью и ремонтпригодностью благодаря гибкой модульно-масштабируемой архитектуре с возможностью параллельного наращивания установочной мощности и автоматического отключения неисправного модуля.

Наиболее существенным недостатком известных авиационно-бортовых ИБП являются их узкие функциональные возможности, а именно – однонаправленность, т.е. неспособность обратного преобразования (рекуперации) электроэнергии. Это затрудняет использование режима рекуперативного торможения в многочисленных бортовых электроприводах, а также реализацию взаиморезервирования питающих каналов, оптимизацию по КПД потоков электроэнергии и реализацию стартерных режимов магистральных генераторов. В работе во второй главе предпринята попытка устранения указанного недостатка и предлагаются относительно простые структура и силовая схема трехфазного обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ) на базе трех унифицированных модулей для реализации авиационно-бортовых ИБП.

1.1.5. Обобщенная структура СЭС для ПЭС и объекты исследования: многофункциональные импульсные преобразователи

Исходя из изложенных в разделе 1.1.1. критериев и проведенному обзору каналов систем генерирования (раздел 1.1.2.) можно определить, что рационально использовать в качестве системы генерирования вариант с магнитоэлектрическим генератором со стартерным режимом — как наиболее удовлетворяющую критериям. Основной недостаток данной системы заключается в кратности частоты вращения $\omega_{\max}/\omega_{\min} \approx 2,2$ и соответствующим диапазоном напряжений: 115/200...250/440 В и частот: 360...800 Гц. По ГОСТ [6] допускается использование напряжения нестабильной частоты для нагрузок не критичных к

частоте, но не допускается использование напряжения изменяющегося в данном диапазоне.

Из вышеуказанного следует целесообразность (практически – безальтернативность) использования обобщенной структуры подсистемы распределения и преобразования электроэнергии с аварийно-резервным ИБП, на базе магнито-электрической машины, приведенной на рис.1.1.5.

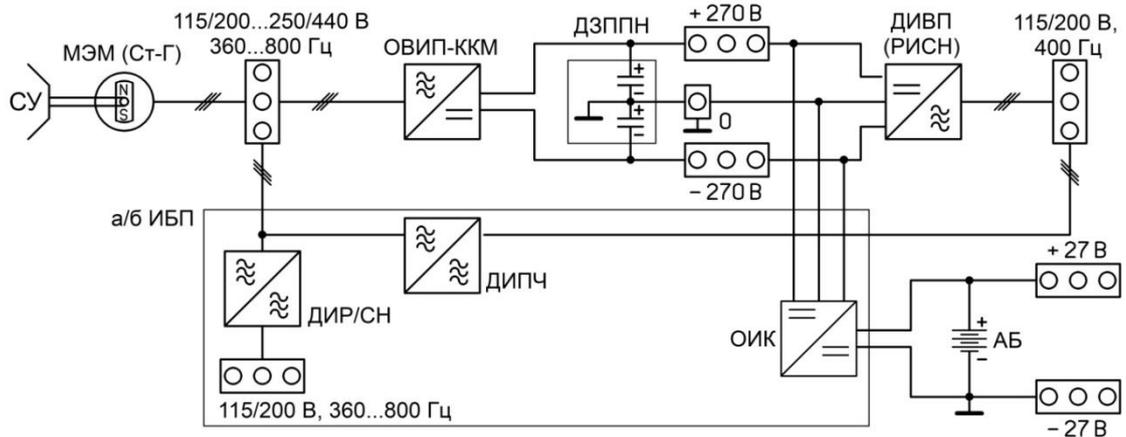


Рис.1.1.5

На показанной структуре канала СЭС для ПЭС на рис.1.1.5 в общем случае в ней используются 4 центральных распределительных устройства: 1) 360..800 Гц, 115/200 В; 2) 400Гц, 115/200В; 3) 270 В или $0 \pm 270(135)$ В; 4) 27В. В качестве магистрального генератора используется стартер-генераторная магнитоэлектрическая машина (МЭМ Ст-Г).

В качестве статических преобразователей (для штатных режимов) используются следующие многофункциональные импульсные преобразователи:

ОИК – обратимый импульсный конвертор 270В/27В;

ДИПЧ – двунаправленный импульсный преобразователь частоты;

ОВИП-ККМ – обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности;

ДИВП (РИСН) – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с регулируемым инвертором синусоидального напряжения;

ДИР/СН — двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения;

а/б ИБП — авиационно-бортовой источник бесперебойного питания, обеспечивающий двунаправленность (или более) преобразований имеющейся электрической энергии, а также обеспечивающий стартерный запуск авиадвигателя (СУ) от встроенной аккумуляторной батареи.

Из приведенной обобщенной структуры видно, что предпочтение при выборе вариантов схемотехнических решений для МИП следует отдать решениям, пригодным для синтеза преобразователей с модульно-масштабируемой архитектурой на базе унифицированных модулей с выходными вольт-амперными характеристиками «источников тока», упрощающими их параллельное соединение для наращивания суммарной мощности [15].

Варианты схемотехнических решений для всех перечисленных МИП достаточно многочисленны и разнообразны. Далее рассмотрим только наиболее рациональные существующие схемотехнические решения для реализации обозначенных унифицированных модулей.

1.2. Обратимые импульсные конверторы (ОИК)

Известен преобразователь содержащий для вывода энергии индуктивностей рассеивания силового трансформатора RCD-цепочки показанный на рис.1.2.1 [25, Рис.1]. Помимо ограничения напряжения на силовых транзисторах они снимают потери энергии в транзисторах на этапе выключения. К недостаткам указанной схемы относится то, что выводимая в конденсаторы энергия индуктивности рассеивания в последствии рассеивается в токоограничивающих резисторах, что существенно снижает КПД устройства. Данная схема на практике используется в маломощных преобразователях.

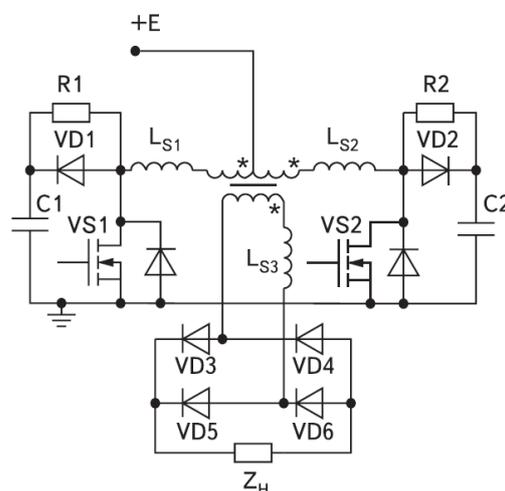


Рис. 1.2.1

Близким по технической сути к устройству на рис.1.2.1 является трансформаторный инвертор, содержащий трансформатор со средним выводом первичной обмотки, двухключевую стойку, ограничительную цепь с конденсатором и двухдиодной стойкой, цепь рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансформатора с диодно-ключевой стойкой и балластным дросселем показанный на рис.1.2.2 [25, Рис.4]. Он также является вторичным источником прямоугольного напряжения без нулевой паузы (меандра).

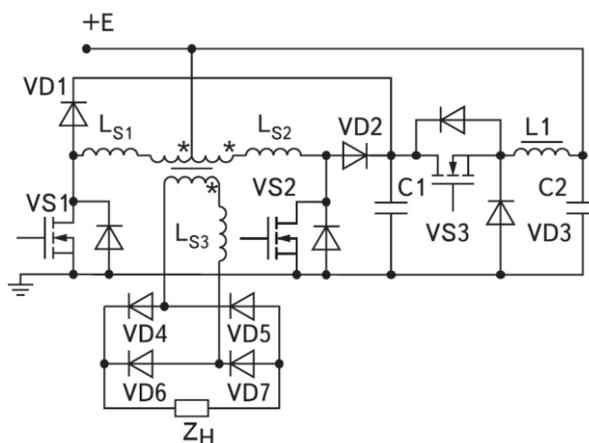


Рис. 1.2.2

К недостаткам устройства по рис. 1.2.2 относятся: узкие функциональные возможности, а именно – неспособность обеспечения внешней вольт-амперной характеристики регулируемого «источника прямоугольного тока», а также низкая надежность из-за сложности и недостаточного быстродействия системы антинасыщающего симметрирования вольтсекундных параметров разнополярных импульсов питающего напряжения трансформатора (при отсутствии реакторного звена - т.е. "источника тока") и из-за наличия энергоемких электролитических конденсаторов с низкими параметрами термостойкости, безотказности и долговечности. Для обеспечения обратимости устройства также требуется дублирующее встречно-параллельное включение.

Наиболее близким по технической сути к требуемому (предложенному в Главе 2) ОИК является обратимый импульсный конвертор с обратногоходовыми модуляторами, входящий в состав сварочного инверторного аппарата и содержащий два обратимых (двунаправленных) модуляторно-выпрямительных блока, зашунтированных емкостными фильтрами и гальванически развязанных с помощью трансформатора с антинасыщающим зазором в магнитопроводе [28]. Он позволяет повысить показатели надежности – термостойкость и срок службы, исключив электролитические конденсаторы из состава емкостных фильтров и возложив их функцию на трансформатор (накопительный трансреактор) и

используя для сохранения накопленной электромагнитной энергии закорачивающие его транзисторные цепи рис. 1.2.3.

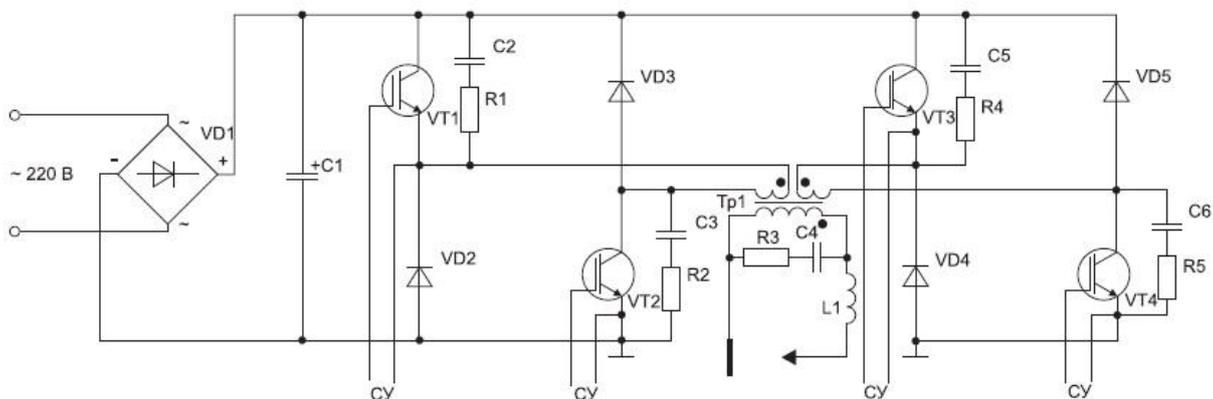


Рис. 1.2.3

Основным недостатком является низкий КПД из-за большой внутренней реактивной мощности, определяемой большими рекуперативными токами через входные емкостные фильтры, возникающими из-за ЭДС самоиндукции индуктивностей рассеяния трансформатора в сумме с ЭДС взаимной индукции, а также относительно низкая надежность из-за коммутационных перенапряжений на транзисторах вследствие вышеуказанных ЭДС самоиндукции.

1.3. Обратимые выпрямительно-инверторные преобразователи (ОВИП)

Известен обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности, содержащий входные и выходные выводы для подключения источника питания и нагрузки переменного или постоянного тока, зашунтированные входными и выходным индуктивно-емкостными фильтрами, трехфазный управляемый мостовой электронный коммутатор, состоящий из трех параллельно-включенных двухплечевых стоек с двунаправленными электронными ключами в плечах, и блок управления с импульсно-модуляторными выходными выводами и цепями обратных связей, имеющими датчики входных и выходных электрических параметров рис.1.3.1 [29, Рис.13.4.36].

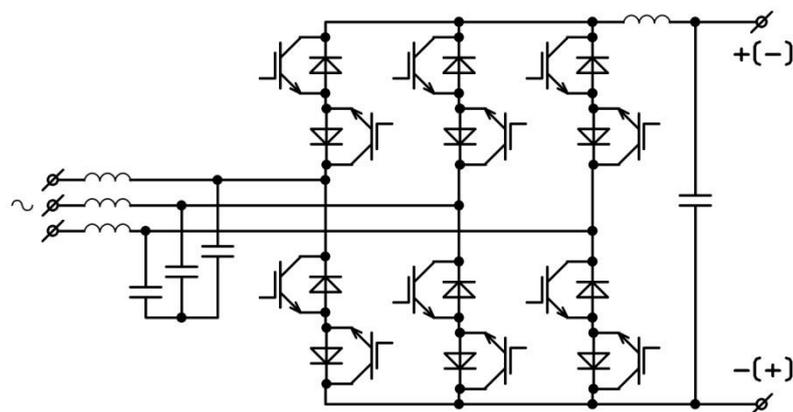


Рис.1.3.1

К недостаткам указанного устройства относятся:

- узкие функциональные возможности, а именно – невозможность применения при заземленных выводах источника питания и нагрузки;
- наличие энергоемкого электролитического фильтрового конденсатора с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы);
- низкое качество электроэнергии, в частности – низкий коэффициент мощности в цепи переменного тока из-за искажений его формы.

Другой, близкий по технической сути к ОВИП-ККМ, обратимый преобразователь переменного и постоянного напряжений рис.1.3.2, содержащий трёхфазный корректор коэффициента мощности по схеме Виенна-выпрямителя, последовательный понижающе-повышающий обратимый импульсный регулятор, цепи рекуперации энергии через мостовой трёхфазный инвертор тока с промежуточным индуктивным накопителем и два мостовых реверсора [30, Рис.1].

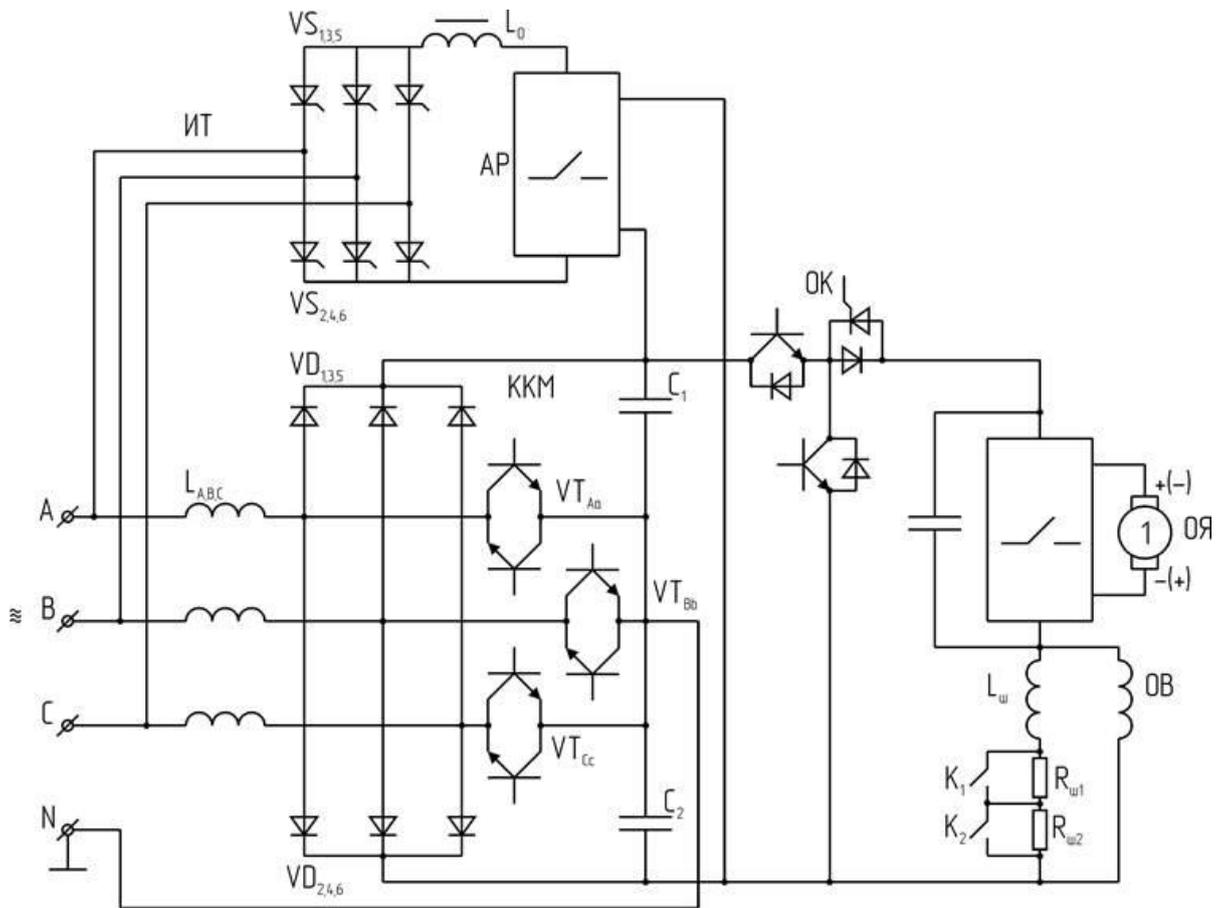


Рис.1.3.2

Вариант, по схеме на рис.1.3.2 в виде встречно-параллельного включения Виенна-выпрямителя с трехфазным инвертором тока представляется вполне логичным вариантом структуры ОВИП-ККМ с мостовым аварийно-резервным реверсом (электромеханическим), переводящим инвертор тока в режим управляемого выпрямителя в случае перегрузки или отказа схемы В-В-ККМ. Данная схема достаточно надежна и проста в управлении, однако имеет следующие недостатки:

- узкие функциональные возможности, а именно: низкое качество рекуперированной электроэнергии (с прямоугольными фазными токами) и неспособность функционирования в качестве автономного (а не "ведомого сетью") трехфазного инвертора синусоидального напряжения (ТРИСН) без энергоемких фильтровых конденсаторов;
- низкое быстродействие процесса переключения направления потока электроэнергии (с прямого преобразования на обратное) из-за

инерционности электромеханического реверсора и реакторов постоянного и переменного токов;

- потеря общего заземления входа и выхода при переходе на питание через реверсор и обратимый инвертор тока/управляемый выпрямитель.
- неспособность обеспечения обратного направления преобразования электроэнергии (режима инвертора синусоидального тока) без введения дублирующего встречно-параллельно включенного идентичного модуля.
- низкая надежность из-за установки энергоемких электролитических конденсаторов (с низкими термостойкостью, безотказностью и сроком службы) и из-за двухкаскадного последовательного преобразования электроэнергии с неизменным режимом модуляции и коммутационных перенапряжений на транзисторных ключах из-за ЭДС самоиндукции в индуктивностях предвключённых проводов и элементов монтажа

1.4. Двухнаправленные инверторно-выпрямительные преобразователи с возможностью регулирования синусоидального тока и напряжения

Известен двухнаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь, содержащий полумостовой двухуровневый двухтактный модулятор, состоящий из входной двухконденсаторной фильтровой стойки с заземленным средним выводом, однонаправленной двухключевой электронной стойки, зашунтированной обратными диодами, а также блок управления показанный на рис.1.4.1 [29, Рис.13.6.1]. Он может использоваться в качестве однофазного инвертора напряжения или входить в состав трехфазного автономного инвертора напряжения с заземленной нейтралью.

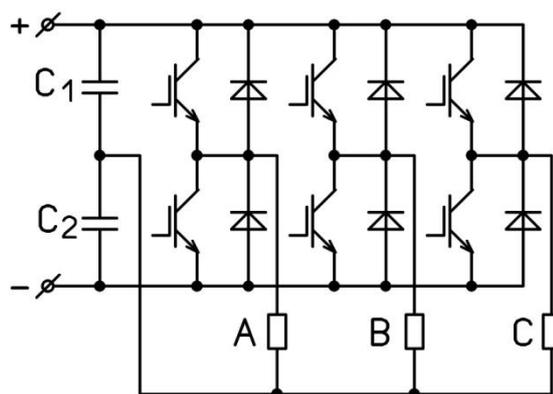


Рис.1.4.1

К недостаткам указанного устройства (аналога) относятся: узкие функциональные возможности из-за неспособности обеспечения внешней характеристики источника тока, низкое качество выходной электроэнергии (несинусоидальная форма напряжения с плохим гармоническим спектром), большие коммутационные тепловые потери и помехоизлучения из-за скачков напряжений на запираемых ключах, а также низкая надежность из-за высокой вероятности "сквозных сверхтоков" при несанкционированных включениях ключей из-за мощных электромагнитных импульсов (например, от молнии).

Также известен двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь для авиационно-бортовых электросетей содержащий двухконденсаторную фильтровую стойки с заземленным средним выводом, последовательно между собой соединенные однонаправленные двухключевые электронные стойки, зашунтированные обратными диодами и заземленные своими средними выводами через дополнительные диоды, и блок управления с цепями обратных связей и импульсно-модуляторными выходными выводами рис.1.4.2 [31].

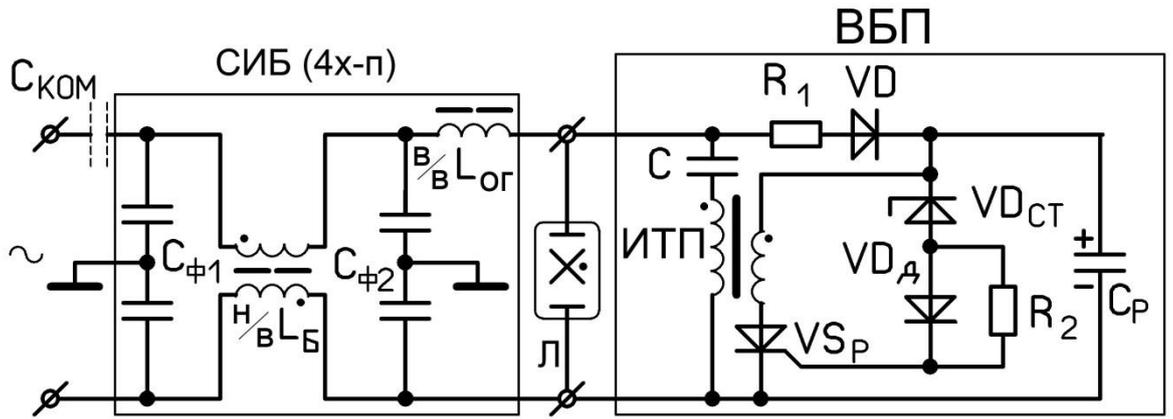


Рис.1.4.2

К недостаткам указанного двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя относятся: узкие функциональные возможности из-за неспособности обеспечения регулируемого обратного-выпрямительного преобразования с коррекцией коэффициента мощности и из-за узкого диапазона соотношений входного и выходного напряжений, а также из-за низкого КПД, т.е. больших коммутационных тепловых потерь, большие помехоизлучения из-за "жесткой" коммутации (при ненулевых токах и напряжениях) и низкое качество выходной электроэнергии из-за плохого гармонического спектра (несинусоидальности формы) тока и напряжения.

1.5. Обратимые преобразователи частоты

Известен преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения, содержащий входные и выходные выводы переменного напряжения и промежуточные выводы постоянного напряжения, зашунтированные промежуточным фильтровым конденсатором, однотипные по составу и схеме управляемый мостовой выпрямитель и управляемый мостовой коммутатор с импульсной модуляцией, но без диодно-ключевых стоек, включенные каждый через реакторы между промежуточными выводами постоянного напряжения и соответствующими выводами переменного напряжения представленный в [29, Рис.13.7.5а]. Благодаря симметричности силовой схемы относительно

промежуточного фильтрового конденсатора он обладает свойством двунаправленного преобразования электроэнергии.

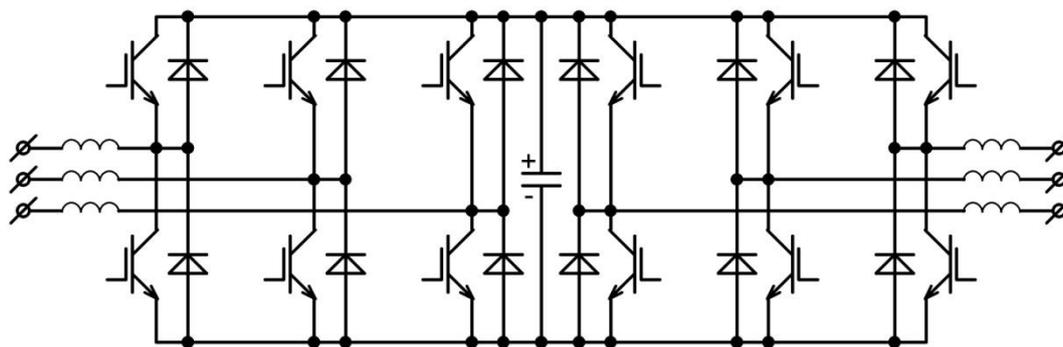


Рис.1.5.1

Недостатком преобразователя частоты по рис.1.5.1 является ухудшение качества питающей и низкое качество преобразованной электроэнергии, в частности – низкие значения коэффициентов мощности из-за неспособности их коррекции и низкая электробезопасность из-за гальванической связи входных и выходных цепей.

Известен преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения, содержащий входные и выходные выводы переменного напряжения и промежуточные выводы постоянного напряжения, зашунтированные промежуточным фильтровым конденсатором, входной управляемый выпрямитель с коррекцией коэффициента потребляемой мощности и импульсной модуляцией выпрямленного напряжения, многообмоточный трансреактор, управляемый мостовой коммутатор с двунаправлено-вентильными стойками рис.1.5.2 [32]. В отличие от схемы по рис.1.5.1 он существенно не ухудшает качество питающей электроэнергии благодаря наличию корректора коэффициента потребляемой мощности.

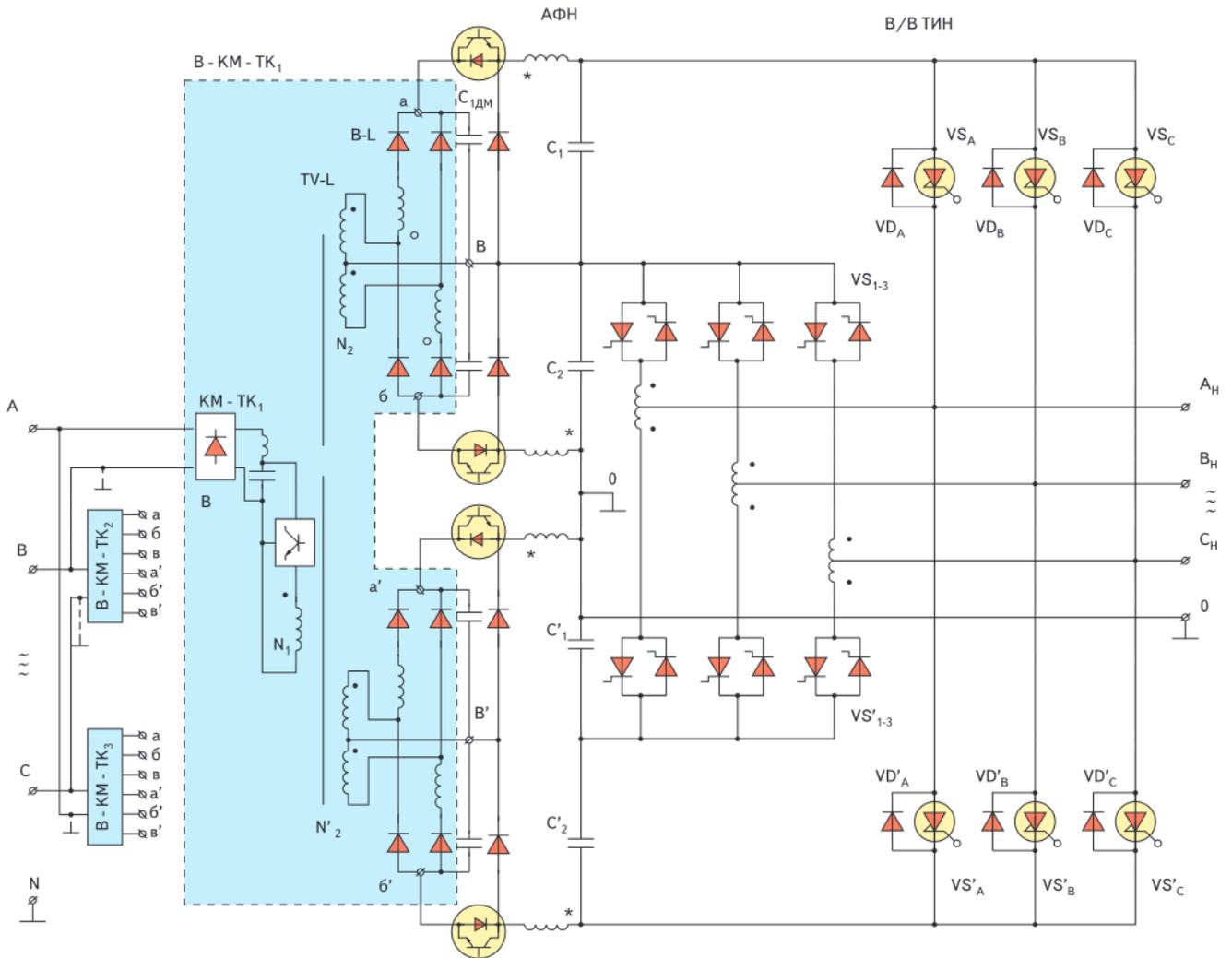


Рис.1.5.2

К недостаткам указанного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного напряжения относятся: узкие функциональные возможности, а именно – неспособность обеспечения двунаправленного преобразования электроэнергии, а также низкое качество преобразованной электроэнергии переменного напряжения (в частности – несинусоидальность его формы).

Выводы по Главе 1

В главе обоснован выбор структуры канала КСЭС для использования в ПЭС и сформулированы задачи исследования и разработки необходимых многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с функциями: ОИК, ОВИП, ДИВП (РИСН), ДИПЧ и ДИР/СН.

Широкое разнообразие существующих вариантов исполнения импульсных преобразователей не ограничивается описанными схемами, но отображенные варианты являются наиболее рациональными, т.е. близкими по технической сути и функциональному назначению для использования в многофункциональных импульсных преобразователях систем электроснабжения перспективных ПЭС.

Все рассмотренные варианты схем имеют свои ограничения и недостатки, устранение которых с помощью разработки новых, нетрадиционных схемотехнических и алгоритмических решений (а возможно - с помощью модернизации известных решений) представляется актуальной первоочередной задачей, решаемой во второй главе данной работы.

Глава 2. Разработка новых, нетрадиционных схемотехнических и алгоритмических решений для МИП с повышенной эффективностью применительно к авиационно-бортовым СЭС с модульно-масштабируемой архитектурой

2.1. Общие критерии-рекомендации для разработки модулей МИП

Унифицированно-модульный синтез статических преобразователей, регуляторов, стабилизаторов и др., является перспективной технологией особенно в авиационно-космической области СЭС с высокими требованиями к взаиморезервированию, ремонтпригодности, надежности, массогабаритным и энергетическим показателям. Для разработки новых схемотехнических решений и их оценки определим ряд критериев-рекомендаций предложенных при участии автора в [34].

1. В составе традиционных базовых импульсных модуляторов: понижающего, повышающего, комбинированного понижающего-повышающего, инвертирующего, прямо- и обратных, а также с топологиями «Cuk», «SEPIC», «Zeta» и др. [35] предусмотрено только однонаправленное (прямое) преобразование. При этом логично предполагается, что для обратного (рекуперативного) преобразования можно использовать такой же или функционально-аналогичный импульсный модулятор. Это приводит, как минимум, к удвоению массо-габаритных и стоимостных параметров, а также к снижению надежности. В этой связи представляется целесообразной модернизация традиционных импульсных модуляторов с минимальным добавлением элементов для обеспечения обратимости (двунаправленности) преобразования, необходимого для синтеза инверторов синусоидального напряжения, для обеспечения режима рекуперативного торможения электропривода, для взаиморезервирования питающих сетей и т.п.

2. При выборе из вариантов схем непосредственных (бестрансформаторных) импульсных конверторов недостаточное внимание обращается на наличие общего (желательно заземленного) входного- выходного вывода, позволяющего модернизировать схемы, реализуя многофазность, параллельное многотактное расщепление и т.п.

3. Реализуя крайне желательную гальваническую (трансформаторную) развязку часто выбирают кажущийся рациональным очевидно-прямолинейный вариант с промежуточным трансформаторным инвертором прямоугольного напряжения повышенной частоты. При этом практически всегда приходится решать непростую проблему вольтсекундного симметрирования разнополярных питающих импульсов трансформатора для предотвращения насыщения его магнитопровода. В маломощных инверторах для этого обычно используются разделительные высокочастотные конденсаторы или двухконденсаторные стойки (в полумостовых инверторах) с большой реактивной мощностью (т.е. низкой надежностью) или большой инерционностью симметрирования. В относительно мощных инверторах прямоугольного напряжения в последние годы для симметрирования стали применять следящие системы с быстродействующими микропроцессорами и с индикаторами насыщения (типа пояса Роговского), что в большинстве случаев представляется неадекватным по степени сложности решением. В некоторых случаях для исключения насыщения трансформатора вместо инвертора напряжения пытаются использовать так называемый «инвертор прямоугольного тока» с предвключенным реакторным звеном постоянного тока или смешанный инвертор напряжения и тока (для разных полярностей питающих импульсов трансформатора) [36-38]. В обоих случаях возникает не менее простая проблема ограничения коммутационных перенапряжений, возникающих при перекоммутации тока реактора из цепи источника или из коротко-замкнутой цепи в цепь первичной обмотки трансформатора. Здесь уместно указать на практическую нереализуемость варианта указанного смешанного конвертора напряжения и тока с трансформаторным выходом, предложенного сотрудниками Калифорнийского технологического института — Слободаном Куком и др. [36-

38]. Указанный вариант представляется неудачной попыткой модификации заслуженной и широко известной схемы одноключевого понижающе-повышающего бестрансформаторного конвертора с промежуточным емкостным фильтром- так называемой «схемы Кука» (или иначе- конвертора с топологией «Cuk») [35-37]. В предложенном ими варианте не предусматривается защита транзисторного ключа от указанных коммутационных перенапряжений, возникающих из-за наличия индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. В данной работе для обеспечения гальванической развязки в схемах конверторов предлагается вместо совокупности реактора и трансформатора использовать так называемый трансреактор (двухобмоточный дроссель) с обратно-ходовым режимом передачи энергии и с одновременной рекуперацией электромагнитной энергии индуктивности рассеяния в фильтровый или снабберные конденсаторы или ее временным сохранением (и даже накоплением вместе с энергией намагничивания) для парирования (фильтрации) пульсаций питающего напряжения, например, выпрямленно-сетевого.

4. Учитывая практическую эксплуатационную непригодность энергоемких электролитических конденсаторов в авиационно-космических бортовых условиях из-за их низких показателей надежности (термостойкости, безотказности и долговечности) предлагается полностью их исключить из состава входных, промежуточных и выходных емкостных фильтров, возложив их низкочастотные фильтрующие функции на высокочастотные импульсные регуляторы/стабилизаторы (так называемые, активные фильтры) и на вышеуказанные индуктивные накопители (реакторы и трансреакторы), несмотря на неизбежные связанные с этим массо-габаритные и энергетические издержки. Следует особо отметить, что на реакторный сглаживающий накопитель (фильтр) в отличие от электролитического емкостного можно возложить и функцию демодулирующего звена однополярно пульсирующего тока по закону: $I_L(t) = I_0 |\sin(\omega t)|$ в тех случаях, когда конверторный модуль, дополненный выходным коммутатором полярности, используется для реализации инвертора

синусоидального тока или напряжения, а также преобразователя частоты с аналогичными внешними характеристиками.

5. При выборе рациональной схемы конвертора следует по возможности исключать или по меньшей мере минимизировать число цепей для протекания так называемых «сквозных сверхтоков» (без достаточного ограничения) через два последовательно соединенных транзисторных ключа при их несанкционированном синхронном включении, например, из-за помех в их управляющих драйверах. Сюда же можно отнести рекомендации по ограничению «диодно-инверсных сверхтоков», когда роль одного из двух последовательных ключей играет обратно-включенный диод (или тиристор) с предварительным существенным прямым током, определяющим время, требуемое для восстановления диэлектрической прочности. В обоих случаях наиболее эффективным способом защиты является установка демпфирующего дросселя или трансреактора; однако при этом необходимо обеспечить так называемую «нерассеивающую демпферную цепочку» с передачей накапливаемой в ней энергии во входной или выходной фильтр конвертора. Последнее также относится к энергии так называемых «снабберных» конденсаторов, применяемых для формирования траектории запирающего транзистора с целью ограничения его коммутационных перенапряжений и динамических тепловых потерь.

6. При организации цепи поглощения энергии индуктивности рассеяния при отключении обмотки трансреактора или трансформатора, а также цепи ответвления разностного тока при подключении к обмотке трансформатора или трансреактора дроссельного звена с током, превышающим сонаправленный с ним ток обмотки, обычно используются фильтровые либо снабберные конденсаторы. Эта энергия, помноженная на частоту импульсной модуляции, определяет среднециклическую реактивную мощность ($Q_{ср} = \Delta W f_{мод}$), циркулирующую внутри преобразователя, и как следствие – его массогабаритные показатели и КПД. При этом обычно считается, что цепь поглощения должна иметь противонапряжение $U_{погл}$, превышающее ЭДС индукции (взаимоиндукции) E в цепи поглощаемого тока хотя бы незначительно, что и обеспечит спадание этого

тока и сброс накопленной энергии $\Delta W = LI_0^2 / 2$. Однако при этом совершенно не учитывается, что поглощающий элемент помимо энергии ΔW принимает также энергию $A = \int_0^{t_{\text{сп}}} \int_0^{t_1} U_{\text{погл}} I(t) dt$, где $t_{\text{сп}} \approx LI_0 / (U_{\text{погл}} - E)$ – время спада тока без учета активных сопротивлений. Учитывая равенство: $\int_0^{t_{\text{сп}}} I(t) dt \approx I_0 t_{\text{сп}} / 2$ нетрудно получить выражение для полной поглощаемой энергии [7]: $W_{\text{погл}} = \Delta W + A \approx K_U / (K_U - 1) \times \Delta W$, где $K_U = U_{\text{погл}} / E$ – кратность противонапряжения поглощающего элемента, из которого наглядно следует, что вышеуказанное заблуждение о достаточности выполнения условия: $K_U > 1$ может привести к неработоспособности устройства ($W_{\text{погл}} \rightarrow \infty$ при $K_U \rightarrow 1$). Отсюда также следует важная рекомендация: максимально возможно повышать величину противонапряжения поглощающего элемента (обычно- снабберного конденсатора) до значения порядка 60% от допустимого напряжения для коммутируемого транзистора (при этом желательно выполнение соотношения $K_U \geq 3 \dots 4$).

7. В обратноходовых импульсных модуляторах накопление электромагнитной энергии трансреактора производится за счет нарастания потокосцепления его первичной обмотки, а передача этой энергии (или ее части) в нагрузку (в фильтровый конденсатор) за счет скачкообразно выросшего потокосцепления вторичной обмотки при выключении тока в первичной. При этом электротехнический закон коммутации для взаимно-индуктивно связанных контуров не нарушается т.к. полное (суммарное) потокосцепление трансреактора при этом скачкообразно не изменяется. Однако, как показано в [39] КПД процесса передачи энергии из одного индуктивно-связанного контура в другой может быть существенно увеличен, если в момент коммутации тока первичного контура вторичный – короткозамкнут. Для этого рекомендуется предусмотреть в обратноходовых импульсных модуляторах наличие закорачивающего транзисторного ключа на вторичной стороне трансреактора.

8. Разработчиками преобразователей часто не учитывается статическая неустойчивость классических широтно-импульсных модуляторов в режиме

непрерывного тока реактора (или потокосцепления трансреактора) при неизменных входных и выходных напряжениях. Это означает, что при постоянном сколь угодно малом различии в разнополярных вольтсекундных интегралах на балластном дросселе его ток устремляется либо к недопустимой для коммутатора величине, либо спадает до нуля, переходя затем к прерывистому. Таким образом, при указанных условиях регулировать и стабилизировать среднециклическую величину тока дросселя можно лишь с помощью использования отрицательной обратной связи в цепи управления скважностью импульсов, обеспечивающей динамическую устойчивость. Не учёт разработчиками указанного обстоятельства обычно связан с тем, что в большинстве случаев величина хотя бы одной из фильтровых электроёмкостей модуляторов относительно невелика; поэтому при работе на активную нагрузку нарушается условие постоянства обоих внешних напряжений в течение десятков (или сотен) периодов ШИМ. Однако применение обратимых импульсных конверторов для взаимного питания двух авиационно-бортовых подсистем распределения постоянных напряжений (270В и 27В) или им подобных предполагает строгое постоянство входного и выходного напряжений конвертора, что делает целесообразным найти способы обеспечения статической устойчивости процесса широтно-импульсного регулирования преобразуемой мощности непосредственно или косвенно - путем регулирования среднециклического значения тока дросселя. Это может обеспечиваться введением регулируемой паузы Δt_{Π} между этапом нарастания тока (потокосцепления) с длительностью $t_{\text{ИМП}}$ и этапом его спадания с длительностью $(T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{ИМП}} - \Delta t_{\Pi})$, т.е. между этапами накопления энергии и ее дозированной передачи в нагрузку. В течение указанной паузы обмотка дросселя (трансреактора) замкнута накоротко шунтирующим транзистором. В этом случае удобно осуществлять дуальное управление: а) среднециклическим током дросселя I_{Lcp} путем регулирования коэффициента заполнения импульса $\gamma = t_{\text{И}} / T_{\text{ШИМ}}$ и б) среднециклической мощностью нагрузки $P_{\text{CP}} = \Delta W_{\text{д}} / T_{\text{ШИМ}}$, где

$\Delta W_{\text{д}} = L(I_{\text{Lmax}}^2 - I_{\text{Lmin}}^2)/2 = L|\Delta I_{\text{L}}|I_{\text{Lcp}}$, $\Delta I_{\text{L}} = \Delta t_{\text{п}}\Delta U_{\text{L}}/L = \gamma_{\text{п}}\Delta U_{\text{L}}/L$, $\Delta U_{\text{L}} = U_{\text{н}}$ или $\Delta U_{\text{А}} = |U_{\text{ист}} - U_{\text{н}}|$, в зависимости от типа модулятора, путем регулирования коэффициента заполнения паузы $\gamma_{\text{п}} = \Delta t_{\text{п}}/T_{\text{шим}}$. Естественно, что такое регулирование опирается на две отрицательные обратные связи (по I_{Lcp} и $|\Delta I_{\text{L}}|$) подобно так называемому изодромному регулированию (по $y(x)$ и dy/dx).

9. При реализации обратного преобразования электроэнергии не рекомендуется использование того же накопительного реактора (трансреактора), с обратным направлением (реверсом) тока (потокосцепления), т.к. указанный реверс может недопустимо снизить быстродействие регулирования. Это в первую очередь относится к синтезу инверторов синусоидального напряжения, регулируемых с отрицательной обратной связью по эталонному генератору синусоидального сигнала. При указанном регулировании для обеспечения удовлетворительной формы выходного напряжения необходимо в течение каждого его полупериода многократно пересекать кривые выходного и эталонного напряжения с целью их сближения (многократный реверс с перерегулированием). Поэтому для обеспечения обратимости (двунаправленности) преобразования рекомендуется использование однонаправленного реактора (трансреактора) с переменной (переключаемой) схемой цепей накопления и дозирования передачи энергии.

10. При схемно-модульном и коммутационно-временном расщеплении преобразуемой мощности рекомендуется использовать также отдельно-модульные трансформаторы и трансреакторы. При этом рекомендуется использовать не менее двух типов тех и других модулей: высоковольтных (в/в) и низковольтных (н/в) для обеспечения гибкости в выборе их последовательного, параллельного или смешанного соединения. Для магнитопроводов индуктивных накопителей рекомендуется использовать сердечники из ленточного аморфного железа (при $f_{\text{шим}}$ до 5-10 кГц) или феррита (при $f_{\text{шим}} > 10$ кГц). При выборе коэффициента трансформации предпочтение следует отдавать значению 1,

позволяющему максимально повысить коэффициент связи, применив двухленточную (плоскошинную) обмотку.

2.2. Новые схемотехнические решения для ОИК

Опираясь на приведённые критерии-рекомендации в разделе 2.1, при участии автора были разработаны и обоснованы новые схемотехнические решения для реализации ОИК в вариантах непосредственного и трансформаторного преобразователя [34].

2.2.1. Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого непосредственного импульсного конвертора (ОНИК)

На рис.2.2.1 приведены четыре варианта силовой схемы ОНИК с заземленными внешними выводами («трехполюсники»): а) с однообмоточным двунаправленным реактором (L_{\sim}) без накопления энергии; б,в,г) с двухобмоточными однонаправленными (по потокосцеплению) накопительными реакторами (T - $L_{1,2H\downarrow}$): б) с однополярным выходом, в,г) реверсивные - с двухполярным выходом (РОНИК): в) с двумя разнополярными входами, г) с двухполярными входом и выходом.

Первый вариант в зависимости от направления преобразования ($U_1 \rightarrow U_2$, $U_1 \rightarrow U_3$, $U_2 \rightarrow U_1$, $U_2 \rightarrow U_3$, $U_3 \rightarrow U_1$, $U_3 \rightarrow U_2$) может работать в режимах «повышения», «понижения» и «понижающе-повышающем», причем либо в «полярно-повторяющем», либо «полярно-инвертирующем». Однако, несмотря на указанную универсальность (многофункциональность), этот вариант в аспекте ранее перечисленных рекомендаций, помимо отсутствия гальванической развязки, присущего бестрансформаторным схемам, обладает следующими существенными недостатками:

1) отсутствие индуктивного накопителя с использованием регулярных пауз с сохранением потокосцепления;

2) низкое быстродействие переключения режимов прямого и обратного преобразования (из-за реверса тока в L_{\sim});

3) наличие цепи для возможных «сквозных сверхтоков» через двухтранзисторную стойку VT1,2, при несанкционированном одновременном проводящем состоянии ключей;

4) отсутствие двуполярного (реверсивного) выхода.

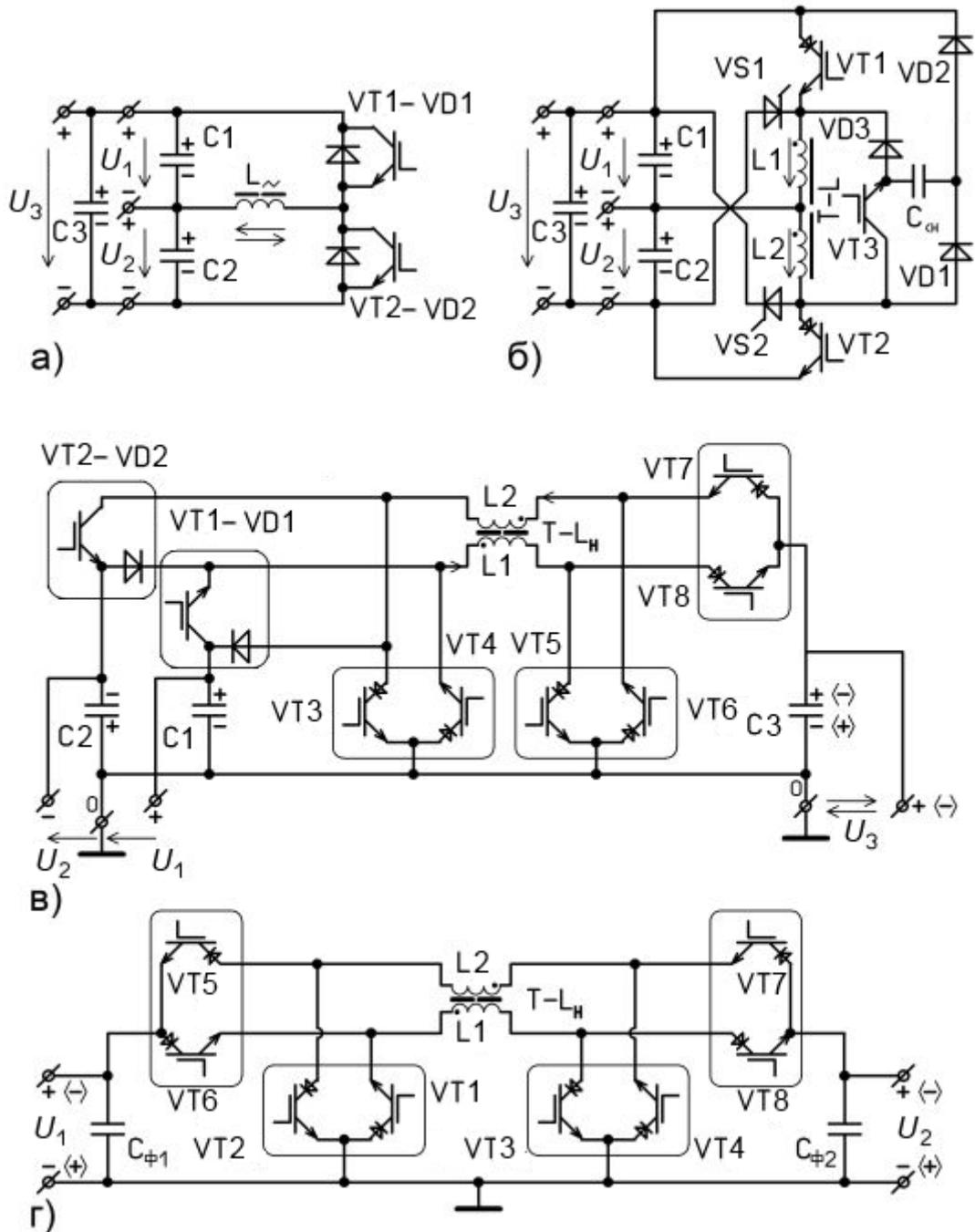


Рис.2.2.1

Следует отметить, что повысить быстродействие реверса тока можно путем применения режима прерывистых токов реактора. Однако при этом резко увеличатся амплитудные значения импульсов тока и существенно снизится КПД устройства.

Второй вариант схемы ОНИК (рис. 2.2.1,б) свободен от первых трех указанных недостатков и по сравнению с первым вариантом обладает несомненными преимуществами. Поэтому он в принципе может быть рекомендован для создания базового модуля ОНИК с однополярным (нереверсивным) выходом.

Рассмотрим работу схемы этого варианта для случая, когда источник питания подключен к выводам с напряжением U_3 . Тогда на выводах с напряжениями U_2 и U_1 появятся пониженные выходные напряжения с повторенными полярностями относительно общих для входа и выхода выводов. Каждый период $T_{\text{ШИМ}}$ широтно-импульсной модуляции включает в себя три интервала:

- 1) интервал импульса $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$, на котором включен VT1,
- 2) интервал паузы $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{ШИМ}}$, на котором включены VT3 и VS1,
- 3) интервал дозирования $(T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}}) = \gamma_{\text{д}} T_{\text{ШИМ}}$, где $\gamma_{\text{д}} = 1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}$, когда выключены все транзисторы и включен тиристор VS1.

Подробное описание процессов в Приложении 2-1.

Следует особо указать, что при переходе с одного из двух рассмотренных режимов на другой знак полного потокосцепления трансреактора T-L не изменяется, что обеспечивает высокое быстродействие регулирования (стабилизации) выходного напряжения U_3 с отрицательной обратной связью и сравнением с эталоном (например, по релейно-пороговому принципу, с изодромной обратной связью по производной (по току C3) и т.п.).

Третий и четвертый варианты схемы ОНИК (РОНИК, рис.2.2.1,в,г) свободны от всех четырех недостатков по сравнению с первым и обладают важным преимуществом по сравнению со вторым, а именно – имеют двуполярный (реверсивный) выход. Учитывая большую роль последнего обстоятельства при синтезе схем многофазных инверторов и преобразователей частоты, последний вариант (РОНИК рис.2.2.1,г) рекомендуется в качестве унифицированного базового модуля РОНИК. Данная схема реализуется на базе четырех двухтранзисторных однонаправленных стоек (например, IGBT с блокирующими диодами, как показано на рис.2.2.1,в), двухобмоточного трансреактора с антинасыщающим зазором в магнитопроводе и двух неполярных (пленочных) конденсаторов. В качестве блока управления могут быть применены широко выпускаемые микросхемные драйверы для двухтранзисторных стоек и одиночных транзисторов.

Как будет показано в следующих разделах, большинство импульсных преобразователей, включая многофазные и с расщепленными каналами, могут быть синтезированы на базе предлагаемого в качестве базового модуля РОНИК, т.к. он имеет общий (заземляемый) вывод и любое сочетание полярностей для входного и выходного напряжений. Однако существует ряд специфических преобразователей с требованием обязательной гальванической развязки вход-выход. В этой связи представляется также рациональным рассмотрение возможности создания унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем.

2.2.2. Выбор силовой схемы для унифицированного модуля обратимого трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИК) с индуктивным накопителем

На рис.2.2.2 приведены рациональные в (аспекте рассмотренных рекомендаций) варианты схем ОТИК с индуктивными (реакторными или трансреакторными) накопителями:

а) с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты (ИН \rightarrow В/В \leftarrow ИТ) и накопительным реактором (L_H);

б,в) с двумя встречными импульсными модуляторами (ИМ1,2) и накопительным трансреактором (Т- L_H): б) на базе промежуточного емкостного накопителя ($C_{п.н.}$) - с квадратичной регулировочной характеристикой и в) по схеме синхронно-двухключевого обратногоходового модулятора.

Первый вариант схемы ОТИК (рис.2.2.2,а) по структуре близок к классическим вариантам конверторов с промежуточным согласующим и гальваноразвязывающим трансформаторным звеном высокой частоты [40]. Однако он обладает рядом достоинств, соответствующих вышперечисленным рекомендациям:

1) на входе схемы вместо энергоемкого нетермостойкого, ненадежного и недолговечного электролитического фильтрового конденсатора установлены два пленочных конденсатора ($C_{ф1,2}$) с относительно малыми электроемкостями, обеспечивающими автоматическое антинасыщающее симметрирование трансформатора (Т) с первичной обмоткой в диагонали полумостового инвертора прямоугольного напряжения с обратным полумостовым выпрямителем;

2) выходной выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора является управляемым (VT3,4), что позволяет исключить на выходе дополнительный понижающий регулятор напряжения и совместить функцию выпрямителя с функцией обратного инвертора тока с предвключенным реактором (L_H);

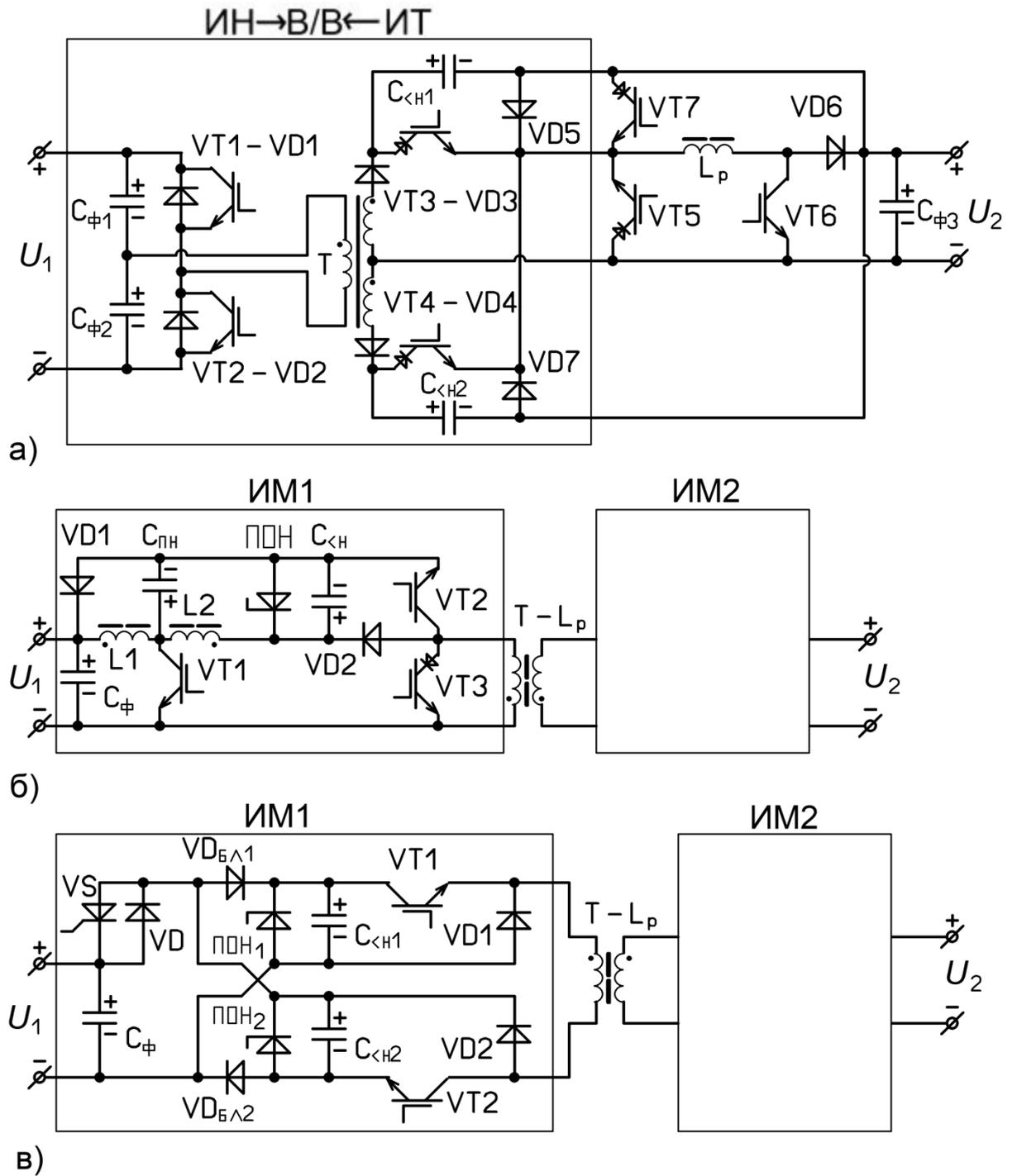


Рис.2.2.2

3) реактор (L_H) является накопительным, т.е. содержит цепь закорачивания для сохранения потокосцепления (энергии) и его (ее) дозирования в цепь нагрузки в обоих направлениях;

4) в схеме учтена важная рекомендация, рассмотренная выше, по поводу использования относительно высоковольтных снабберных конденсаторов для повышения КПД;

5) следует отметить, что искусственное симметрирование вольт-секундных параметров для трансформатора здесь не требуется, несмотря на его двухстороннее питание благодаря емкостному блокированию постоянной составляющей тока, а также благодаря тому, что при обратном питании он используется как трансформатор тока, а не напряжения.

Одним из недостатков этой схемы является относительно большое количество модулирующих транзисторных ключей (7 шт.). Другие варианты схем ОТИК призваны несколько ослабить этот недостаток и снизить число модулирующих ключей до шести и даже до четырех, причем попарно-синхронно включаемых. К более существенным недостаткам первого варианта (рис.2.2.2,а) относится наличие помимо реактора дополнительного моточного изделия – трансформатора с замкнутым магнитопроводом, плохо сочетаемым с печатным монтажом и каркасными катушками. Другие варианты свободны от этого недостатка.

Работа схемы первого варианта ОТИК (рис.2.2.2,а) в прямом направлении практически не требует пояснений. Стоит отметить, что двухтранзисторная стойка VT1 – VT2 с обратными диодами может иметь модульное исполнение с внутренним единым драйвером (с логическим запретом совместного включения) и не требует никакого широтно-импульсного регулирования (обычный генератор «меандра»). При этом функция регулирования выходных параметров возлагается на управляемый выпрямитель (VT3-VT4) и на шунтирующее звено VT5 или, в случае необходимости повышающей коррекции сильно пульсирующего выпрямленного напряжения - на повышающее звено: L_p -VT6.

В обратном направлении преобразования энергии схема работает в качестве инвертора тока. При синхронном включении VT7 и VT6 потокосцепление

реактора L_p нарастает за счет тока по цепи: $C_{ф3} - VT7 - L_p - VT5 - C_{ф3}$ на интервале времени импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$. После выключения $VT7$ и одновременного или опережающего включения $VT5$ этот ток приблизительно сохраняется в цепи: $L_p - VT6 - VT5$ в течение интервала паузы $t_{п} = \gamma_{п} T_{ШИМ}$. На третьем интервале: $(T_{ШИМ} - t_{и} - \Delta t_{п}) = (1 - \gamma_{и} - \gamma_{п}) T_{ШИМ}$ включен один из $VT3, VT4$ (поочередно на каждом периоде ШИМ) и $VT6$, а $VT5$ – выключен. При этом доза накопленной энергии реактора передается через трансформатор T (в этом направлении – «трансформатор тока») и входной выпрямитель ($VD1,2$) во входной емкостный фильтр $C_{ф1,2}$ и к выводам U_1 . Этот режим подобен «источнику тока», т.е. не зависит от соотношения между U_2 и U_1 (повышающе-понижающий).

Работа схем второго и третьего вариантов ОТИК (рис.2.2.2,б,в), как и их структуры обладают топологической симметрией для прямого и обратного направлений преобразования энергии. Входная часть этих схем близка к известным топологиям «Cuk», «Sepic» и «Zeta» с промежуточным емкостным фильтром (накопителем) [35]. Ключ $VT1$ одновременно участвует в двух модуляторах: входном - инвертирующем (повышающе-понижающем) с элементами $L1 - VT1 - C_{пр.ф.} - VD1$ и промежуточном – обратногоходовом с элементами: $C_{пр.ф.} - VT1 - T - L_H - VT2$ или $VD2$. К нестандартным решениям, во второй схеме (рис.2.2.2,б) относятся: а) шунтирующие цепи ($VT3$) на обеих обмотках трансреактора ($T - L_H$), обеспечивающие регулируемое накопление в нем энергии с высоким КПД ее трансформации; б) цепь подключения снабберного конденсатора $C_{сн}$ для снижения потерь за счёт ускоренного поглощения энергии индуктивности рассеяния обмоток трансреактора и ее полезного использования при разрядке через вспомогательную обмотку $L2$ дросселя $L1,2$ (отдельного или интегрированного по магнитопроводу с трансреактором $T - L_H$). В третьем варианте (рис.2.2.2,в) в состав каждого ИМ также введен тиристор VS (для возврата в $C_{ф}$ энергии индуктивности рассеяния $T - L_H$).

Третий вариант схемы ОТИК (рис.2.2.2,в) с импульсными модуляторами (ИМ1,2) на базе однократно-двухключевого обратногоходового простейшего

модулятора с обратным диодным выпрямителем (VD1,2) также обладает нетрадиционными особенностями: а) совмещением функций выпрямления и блокирования разрядки $C_{сн}$ в диодах VD1,2); введением встречно- параллельной тиристорно- диодной пары (VS- VD) для исключения «рекуперативного отсоса» энергии трансреактора при ее обратногодовой передаче в нагрузку (заметим, что для активного запираания VS достаточно на короткое время включить VT1и VT2 в ИМ1 и один из них в ИМ2).

Из всех рассмотренных вариантов схем ОТИК наиболее эффективными по массо-габаритным, энергетическим и надежностным показателям представляются последние два варианта (рис.2.2.2,б,в), рекомендуемые для реализации базовых унифицированных модулей с квадратичной и классической регулировочными характеристиками повышающе-понижающего режима: $(\gamma/(1-\gamma))^2$ и $\gamma/(1-\gamma)$. Первый вариант может составить им конкуренцию в определенных частных случаях, встречающихся при разработке подобных устройств.

2.2.3. Унифицированный базовый модуль ОТИК на базе «трансформаторной схемы Кука»

Возможное использование упомянутой выше «трансформаторной схемы Кука» и её дальнейшей модернизации с целью обеспечения двунаправленности преобразования энергии обеспечивается за счет предложений по схемотехническим решениям для исправления на рис.2.2.3.

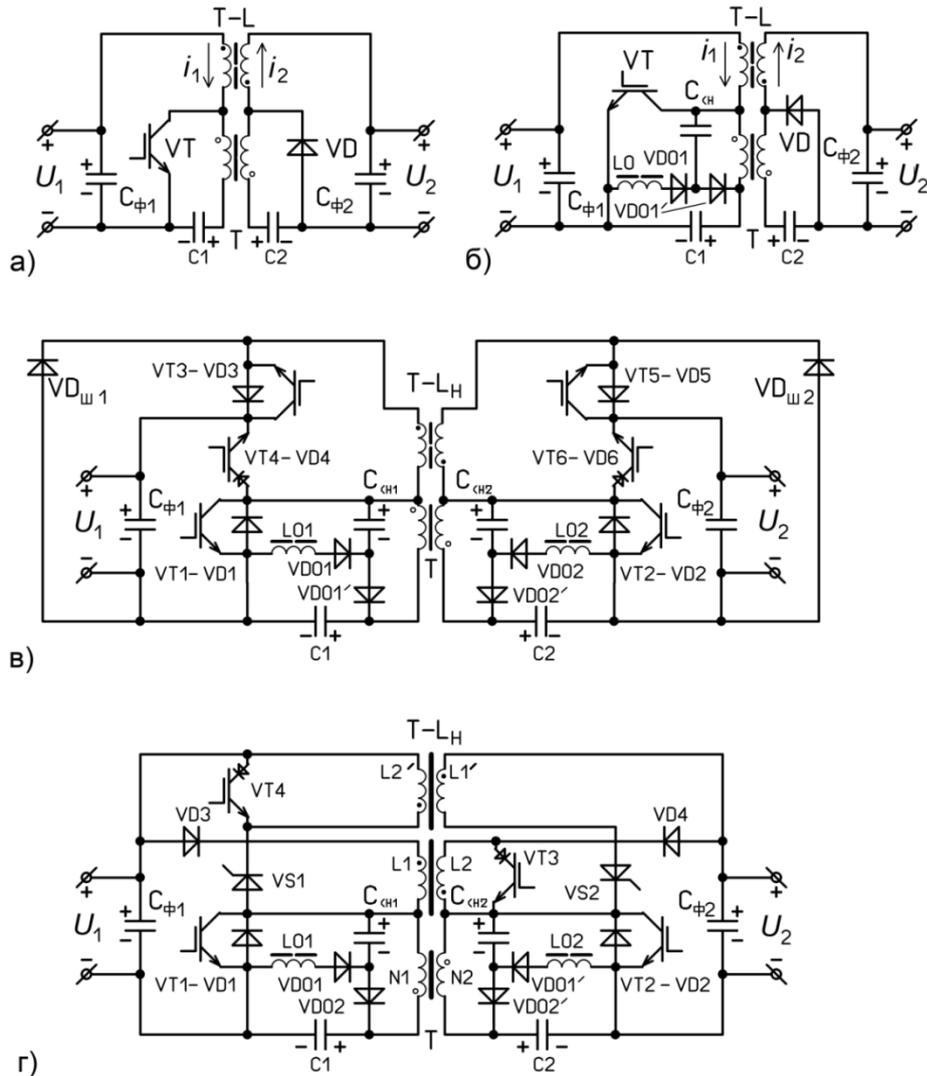


Рис.2.2.3

На рис.2.2.3 приведены этапы этой модернизации. На рис.2.2.3,а приведена исходная «трансформаторная схема Кука» [2-4], содержащая электронный ключ (VT), балластный трансреактор (Т-Л), развязывающий трансформатор (Т) с $K_{тр.}=1$, входной и выходной фильтровые конденсаторы ($C_{\phi 1,2}$), промежуточные фильтровые конденсаторы ($C1, C2$) и блокирующий диод (VD). Эта схема, как указывалось выше, практически неприемлема из-за перенапряжений на транзисторе при его выключениях, определяемых как: $2U_{C1} + L_{стр} \frac{di_1}{dt}$, где $U_{C1} \approx U_1$ - напряжение на промежуточном фильтровом конденсаторе $C1$, $L_{стр} L_{S1}$ - индуктивность рассеяния трансформатора (Т), приведённая к первичной цепи с током i_1 . Заметим, что шунтирование транзистора ограничительным элементом

(ПОН или R-C-VD цепью) также нерационально, так как приведёт к недопустимым тепловым потерям.

На рис.2.2.3,б добавлена «нерассеивающая» ограничительно-демпфирующая цепь ($C_{сн} - L0 - VD01,2$) со снабберным конденсатором ($C_{сн}$) и полярно-инвертирующей цепью его разрядки на $C1$ через $VT1$, $VD01$ и $VD02$. На рис.2.2.3,в использованы «зеркальная» симметрия схемной топологии, а также добавление двух двухключевых транзисторных стоек ($VT3-4$ и $VT5-6$) и двух шунтирующих диодов ($VD_{ш1,2}$). Эта схема по сравнению с исходной (рис.2.2.3,а) не только приобретает практическую работоспособность (без коммутационных перенапряжений и недопустимых тепловых потерь), но и имеет следующие существенные преимущества:

- 1) обеспечение двунаправленности преобразования энергии (обратимость) и
- 2) возможность накопления энергии в балластном трансреакторе (для исключения электролитических фильтровых конденсаторов с низкими термостойкостью, безотказностью и сроком службы, а также для обеспечения статической устойчивости при дуальном управлении по $\gamma_{и}$ и $\gamma_{п}$).

К существенному недостатку рассмотренной третьей схемы (рис.2.2.3,в) относится инерционность переключения направлений преобразования из-за реверса полного потокосцепления трансреактора.

Последняя схема (рис.2.2.3,г) ОТИК на базе нереверсивного накопительного трансреактора ($T-L_H$) со вспомогательными обмотками ($L2'$ и $L1'$), подключаемыми с помощью тиристоров ($VS1$, $VS2$) при обратном преобразовании, выполнена по модернизированной двунаправленной топологии («Cuk/Cuk»), позволяющей обеспечить практически безынерционное переключение направления преобразования. Схема работает следующим образом.

В общем случае схема последовательно-циклически реализует следующие три этапа: а) этап нарастания полного потокосцепления и накопления энергии

трансреактора (Т- L_H); б) этап приблизительного сохранения указанных потокосцепления и энергии и в) этап частичного спада полного потокосцепления с дозированной передачей части накопленной электромагнитной энергии в нагрузку. В исходном состоянии все транзисторы и тиристоры выключены. При этом первый промежуточный фильтровый конденсатор (С1) заряжен от источника питания до его напряжения U_1 .

Подробное описание процессов в схеме приведено в Приложении 2-2.

Следует особо отметить, что при переключениях направлений преобразования энергии с прямого на обратное и наоборот полное потокосцепление трансреактора (Т- L_H) не реверсируется по направлению, благодаря чему обеспечивается высокое быстродействие управления режимами.

Перечисленные достоинства последней схемы ОТИК (рис.2.2.3,г) в сочетании с небольшим количеством (4) модулирующих ключей позволяет рекомендовать её в качестве унифицированной базовой схемы ОИК.

Подводя выводы можно с уверенностью констатировать, что по сумме качеств с учётом десяти общих критериев-рекомендаций, приведённых выше, наиболее унифицированными схемами для использования в качестве базовых модулей РОНИК и ОТИК представляются четыре схемы, показанные на рис.2.2.1,г, рис.2.2.2,б,в и рис.2.2.3,г. Остальные приведенные схемы также могут оказаться полезными в некоторых специфических частных случаях.

С учетом фундаментальной важности модулей обратимых непосредственных и трансформаторных импульсных конверторов (ОНИК и ОТИК) для унифицировано – модульного синтеза более сложных обратимых импульсных преобразователей (выпрямительно – инверторных с ККМ и делителем/умножителем, инверторов и регуляторов синусоидальных токов и напряжений, непосредственных и каскадных преобразователей частоты и др.).

2.3. Новые схемотехнические и алгоритмические решения для ОВИП с коррекцией коэффициента мощности (ККМ)

Опираясь на приведённые критерии-рекомендации в разделе 2.1 при участии автора были разработаны и обоснованы [41] новые схемотехнические решения для реализации ОВИП [57].

2.3.1. Выбор силовой схемы нереверсивного обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) для его унифицированно-базового модуля

На рис.2.3.1 приведены варианты силовых схем нереверсивных (без переключения полярности) ОВИП с корректорами коэффициента мощности (ККМ), с импульсным делителем постоянного напряжения (ИДН) и с промежуточным трансреакторным накопителем/демодулятором (Т- $L_{н/д}$) [14, 23, 27, 35, 42, 58]:

а) на базе однофазного фрагмента Виенна-выпрямителя (В-В) с импульсным делителем напряжения (ИДН), совмещенным с обратногоходным конвертером тока (ОХ КТ).

б,в) с четырёх- и шестиключевыми мостовыми коммутаторами (МК1, МК2):

б) с прерывистыми входными и выходными токами (без снабберных конденсаторов) и

в) с непрерывными входными токами в выпрямительном и инверторном режимах (со снабберными конденсаторами $C_{сн}$).

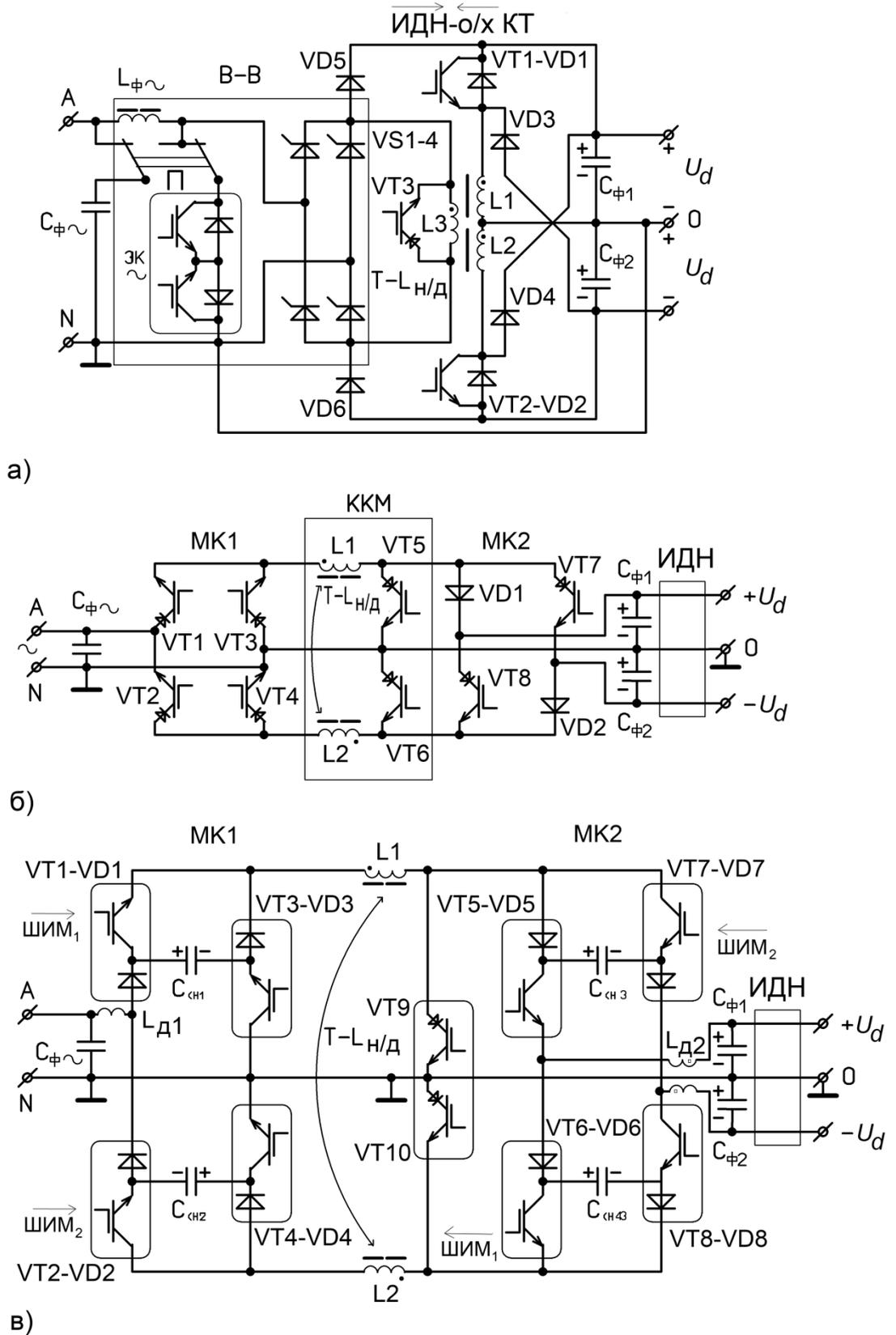


Рис.2.3.1

Первая схема (рис.2.3.1,а) работает следующим образом. В выпрямительном режиме двухпозиционный переключатель (П) находится в положении, показанном на рис.2.3.1,а. При этом с помощью широтно-импульсной модуляции управления электронным ключом переменного тока (ЭК~) Виенна-выпрямителя (В-В) с мостовым коммутатором (МК), представляющего собой двухполупериодный выпрямитель с удвоением амплитуды фазного напряжения, производится регулирование мгновенного (среднеимпульсного) значения входного тока с отрицательной обратной связью по эталонному синусоидальному сигналу, синфазному с питающим фазным напряжением (для приближения коэффициента потребляемой мощности к 1). Одновременно с этим производится регулирование (стабилизация) суммарного выпрямленного напряжения ($\pm U_d$) на крайних выводах двухконденсаторной фильтровой стойки ($C_{\phi 1,2}$). С помощью импульсного делителя напряжений (ИДН) на базе двух транзисторно-диодных ключей (VT1 – VD1 и VT2 – VD2), трансреакторного накопителя/демодулятора (Т- $L_{Н/Д}$) и двух возвратных диодов (VD3,4) производится активное перераспределение в заданном соотношении слагающих общего выпрямленного напряжения ($\pm U_d$), измеренных относительно среднего заземленного вывода (0), в частности – симметрирование напряжений $|+U_d|$ и $|-U_d|$ при любом соотношении нагрузок. В случае малейшего небаланса напряжений на конденсаторах $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ производится модуляция ключа, подключённого к конденсатору с большим напряжением. При этом ИДН работает как обратимый полярно-инвертирующий конвертор [34].

Следует обратить внимание на два существенных достоинства предложенной схемы ИДН:

- 1) в схеме отсутствуют цепи для «сквозных сверхтоков»;
- 2) при любой величине электромагнитной энергии, накопленной в трансреакторе, можно безынерционно переключать направление преобразования энергии без реверса полного потокосцепления трансреактора (высокое быстродействие регулирования).

В инверторном (рекуперативном) режиме переключатель (П) переводится в противоположное положение, отключая электронный ключ (ЭК~) и переключая фильтровый конденсатор ($C_{\phi\sim}$) со входа схемы на выводы переменного тока мостового коммутатора (МК). При этом ИДН переводится в режим обратногоходового конвертора тока (ОХ КТ) с обратным направлением преобразования потока электроэнергии (и в этом случае - безынерционно). В этом режиме транзисторы VT1 и VT2 периодически с периодом $T_{\text{шим}}$ включаются поочерёдно на регулируемое время импульса $\Delta t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$. Однако, между переключениями управления с одного транзистора на другой вводятся регулируемые паузы с длительностью $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$, в течение которых вспомогательная обмотка (L3) трансректора (Т-L_{Н/Д}) закорачивается шунтирующим третьим транзистором (VT3) для сохранения его полного потокосцепления (и энергии). При этом энергия индуктивностей рассеяния ($L_{S1,2}$) секций L1 и L2 основной обмотки трансректора рекуперирована обратно в фильтровые конденсаторы ($C_{\phi 1,2}$) через обратные диоды (VD3,4). По окончании очередной паузы транзистор VT3 также выключается, и за оставшееся от периода $T_{\text{шим}}$ время: $(T_{\text{шим}} - \Delta t_{\text{п}} - \Delta t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{п}} - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}})$ доза энергии трансректора передается входному фильтровому конденсатору ($C_{\phi\sim}$) и в питающую сеть через пару диагонально расположенных включенных управляемых вентилях (VS1, VS4 или VS2, VS3) мостового коммутатора (МК), минуя (через переключатель П) цепь входного фильтрового дросселя ($L_{\phi\sim}$).

Попутно заметим, что использование указанной паузы с закорачиванием вспомогательной обмотки (L3), во-первых, исключает «отсос» части энергии трансректора обратно в емкостную стойку $C_{\phi 1,2}$, т.е. снижает величину внутренней реактивной мощности и повышает КПД преобразователя, и, во-вторых, повышает статическую устойчивость замкнутой системы регулирования за счёт «дуального» управления по двум параметрам: $\gamma_{\text{и}}$ и $\gamma_{\text{п}}$.

С учётом приведённых в начале главы критериев-рекомендаций следует обратить особое внимание на провокационный характер кажущегося простым

способа обеспечения гальванической развязки входа и выхода путем исключения выпрямительных диодов VD5 и VD6 и использования так называемого «прямоходового» преобразования энергии через трансреактор (Т- L_H) с последующим выпрямлением через диоды VD1 и VD2. При такой «модернизации» даже при высоком значении коэффициента связи между основной и вспомогательной обмотками Т- L_H , близком к 1, придётся существенно усложнять схему путем введения снабберных конденсаторов и нерассеивающих демпферных цепей для плавного переключения тока $L_{\phi\sim}$ из цепи выключающегося ЭК \sim в цепь МК и L3 с индуктивностью рассеяния L_{S3} [34].

В этой связи, не имея преимущества – гальванической развязки, данная схема проигрывает второй схеме (рис.2.3.1,б) из-за наличия электромеханического сдвоенного переключателя (П). При этом проигрышем в числе электронных ключей (9 против 8) можно пренебречь, т.к. вместо двухтранзисторного ЭК \sim возможно применить однотранзисторный электронный ключ переменного тока на базе диодного моста с шунтирующим выходным транзистором.

Вторая схема нереверсивного ОВИП (рис.2.3.1,б) содержит входной четырёхключевой мостовой коммутатор (МК1), выходной шестиключевой мостовой коммутатор (МК2) с двумя несмежными диодными плечами (VD1,VD2), двухдроссельный накопительно-демодулирующий трансреактор (Т- L_H с дросселями L1 и L2), входной фильтровый конденсатор ($C_{\phi\sim}$) и выходную двухконденсаторную фильтровую стойку ($C_{\phi 1,2}$). Как и первая схема, она имеет общий заземленный вывод входа и выхода (N-0), позволяющий использовать её и в трёхфазном варианте, а также повышающий электробезопасность обслуживания.

По существу этот вариант является частным случаем третьего, варианта, описание которого подробно рассмотрено в Приложении 2-3.

Следует особо указать на обеспечение статической устойчивости процесса регулирования среднециклического (среднеимпульсного) значения потокосцепления (тока) и запасаемой электромагнитной энергии дросселей L1 и L2 в приведенных режимах благодаря дуальному (двухпараметрическому) управлению по величинам двух аргументов: γ_d и γ_u , в отличие от режимов «повышения» и «понижения» напряжений при их заданных значениях, обладающих только динамической устойчивостью с обязательным использованием цепей отрицательных обратных связей (иначе токи дросселей либо нарастают до недопустимых значений, либо становятся прерывистыми, снижая КПД преобразования).

Следует также отметить, что в предложенной схеме подключения снабберных конденсаторов C1-C4 и демпферных дросселей ($L_{d1,2}$) обеспечивается не только формирование траектории процессов "мягкой" коммутации транзисторных ключей для снижения их коммутационных потерь, помехоизлучений и напряжений, но и передача энергии, накапливаемой этими конденсаторами, в нагрузку (при очередном включении ключа), что также приводит к повышению надёжности и КПД устройства. Подобные демпфирующие цепи в литературе называют «нерассеивающими».

Основными достоинствами рассмотренного схемотехнического решения являются минимизация последовательно-каскадных преобразований энергий, рациональный поочередный выбор с помощью блока управления всех перечисленных выше режимов с наибольшим КПД как при прямом, так и при обратном (рекуперативном) преобразовании, исключение нетермостойких, ненадёжных и недолговечных электролитических выходных фильтровых конденсаторов, коррекция коэффициента мощности в режиме выпрямителя, а также обеспечение синусоидальной формы выходных тока и напряжения в режиме инвертора, даже при относительно малых электроёмкостях всех фильтровых конденсаторов (пленочных).

2.3.2. Выбор силовой схемы реверсивного ОВИП (РОВИП)

Реверсивные обратимые выпрямительно-инверторные преобразователи (РОВИП) по существу являются обратимыми преобразователями частоты (ОПЧ) с широкими диапазонами входной и выходной частот, включая «нулевую частоту» (постоянное напряжение). По своим функциональным возможностям РОВИП охватывают практически все основные виды импульсных преобразователей: конверторов, выпрямителей, регуляторов постоянного и переменного напряжений, инверторов синусоидальных токов и напряжений и собственно преобразователей частоты. При этом все перечисленные преобразователи являются обратимыми (двунаправленными) и содержат корректоры коэффициента мощности.

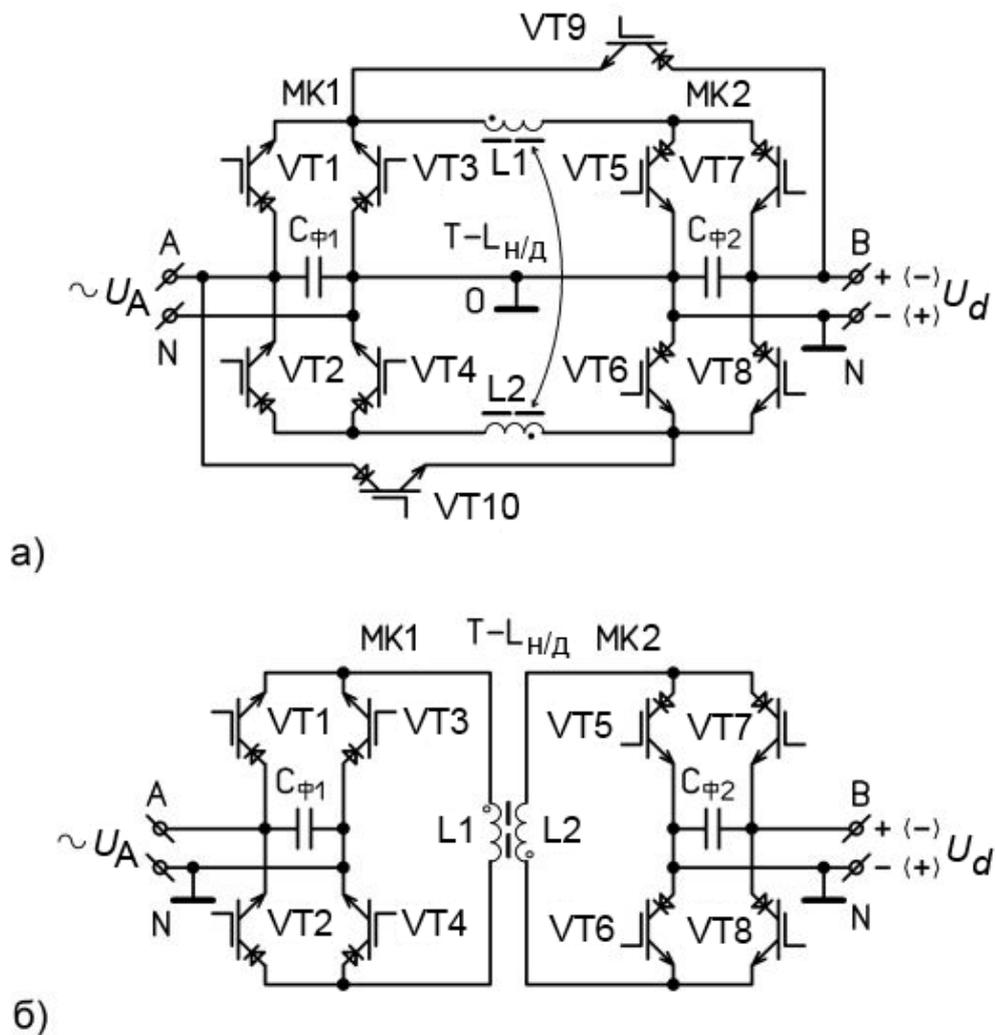


Рис.2.3.2

На рис.2.3.2 приведены два варианта силовых схем РОВИП с корректорами коэффициента мощности (ККМ) и с промежуточными индуктивными (трансреакторными) накопителями/демодуляторами (Т-L_{Н/Д}) [35]: а) с непосредственной связью; б) с трансформаторной связью (с гальванической развязкой входа и выхода). Первая схема содержит 10 транзисторов, вторая – 8.

Первая схема РОВИП (рис.2.3.2,а) обладает более высоким КПД благодаря способности работы в различных режимах в зависимости от соотношения между абсолютными величинами входного и выходного напряжений $|U_A|$ и $|U_d|$: 1) режим «понижения», 2) режим «повышения» и 3) режим «понижения-повышения».

Рассмотрим последний из перечисленных режимов – как наиболее универсальный. В простейшем импульсном инвертирующем модуляторе этот режим сопровождается инвертированием полярности. В рассматриваемой схеме этот режим возможен не только с инвертированием, но и с повторением полярности.

Пусть потенциалы выводов А и В положительны относительно общего заземлённого вывода N. При прямом преобразовании энергии (от А–N - к В–N) сначала потокосцепление трансреактора нарастает вместе с током в цепи: А-VT1-L1-VT5-N за время импульса $\Delta t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем в течение интервала паузы $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{шим}$ наростшее потокосцепление поддерживается приблизительно постоянным за счёт тока в цепи: L1-VT5-VT3-L1. Далее в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени $(1 - \gamma_{п} - \gamma_{и}) T_{шим}$ происходит передача дозы накопленной в трансреакторе энергии в нагрузку и частичное спадание его потокосцепления вместе с током в цепи: L1-VT7-В-N-VT3-L1, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции дроссельной обмотки L1. Далее указанные процессы периодически повторяются.

Рассмотрим теперь случай инвертирования полярности напряжения, когда потенциал вывода А положителен, а вывода В – отрицателен относительно заземленного общего вывода N. Этот случай отличается от рассмотренного

только последним временным интервалом, на котором потокосцепление частично спадает вместе с током в цепи: L1-VT5-N-B-VT9-L1.

Так как схема обладает центральной симметрией относительно заземленной точки 0, то при обратном направлении потока электроэнергии все процессы преобразования протекают аналогично рассмотренным.

Вторая схема РОВИП (рис.2.3.2,б) работает только в одном «обратноходовом» режиме и поэтому более проста в управлении. При прямом направлении преобразования энергии (от выводов А-N к выводам В-N) сначала включается одна из пар диагональных плеч (VT1-VT4 или VT2-VT3) первого мостового коммутатора (МК1), и полное потокосцепление трансреактора (Т-L_Н) нарастает вместе с током в цепи его первой обмотки (L1) за время импульса $\Delta t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем включается пара смежных шунтирующих плеч (VT5-VT6 или VT7-VT8) второго мостового коммутатора (МК2) и одновременно переключаются на противоположные пары диагонально расположенных плеч первого мостового коммутатора (например, вместо пары VT1-VT4 с небольшим опережением включается пара VT2-VT3). При этом полное потокосцепление трансреактора согласно электротехническому закону для взаимоиндуктивно связанных цепей сохраняется, но токи в его обмотках быстро (почти скачкообразно) перераспределяются: ток I_1 обмотки L1, поддерживаемый ЭДС самоиндукции её индуктивности рассеяния (L_{S1}), быстро спадает по цепи: L1-VT2-A-N-VT3-L1, рекуперировав небольшую часть энергии в $C_{\phi 1}$ в сеть а ток I_2 обмотки L2 быстро нарастает через шунтирующую пару транзисторных плеч (например, VT5-VT6) второго мостового коммутатора и остаётся затем приблизительно постоянным в течение длительности паузы $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{шим}$.

Затем ток I_2 переключают в цепь нагрузки: L2-VT7-B-N-VT6-L2, и происходит дозированная передача накопленной энергии трансреактора в нагрузку в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ промежутка времени: $(1 - \gamma_{п} - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом широтно-импульсной модуляции $T_{шим}$, однако с меньшим КПД, чем в первой

схеме (рис.2.3.2,а) без гальванической развязки, а следовательно – без рекуперации энергии индуктивности рассеяния.

Так как вторая схема имеет полную симметрию (относительно обеих ортогональных осей), то все процессы в ней идентичны для обоих направлений преобразования.

Однако имеется возможность без существенного усложнения силовой схемы РОВИП расширить её функциональные возможности, а именно – совместить в ней два ОВИП-канала: с регулируемыми инверторами синусоидального тока и синусоидального напряжения (РИСТ/Н).

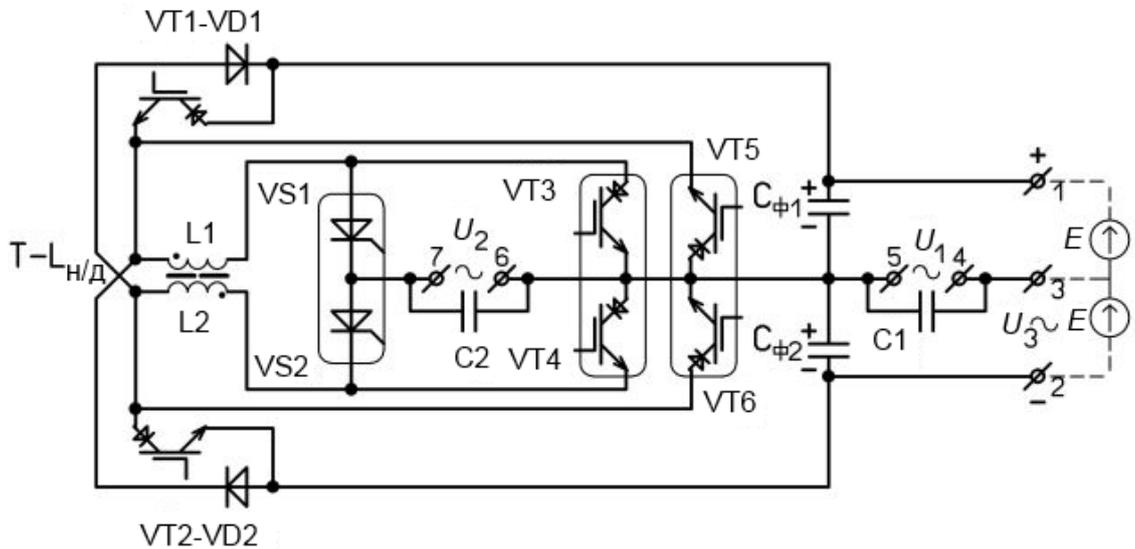


Рис.2.3.3

На рис.2.3.3 приведена силовая схема двухканального ОВИП с корректором коэффициента мощности (ККМ) на базе пяти двухвентильных стоек (двух диодно-транзисторных-VD1,2-VT1,2, одной двухтиристорной-VS1,2 и двух двухтранзисторных-VT3-VT4 и VT5-VT6). Она же может являться фрагментом трехфазного варианта.

Сначала рассмотрим режим РИСН. Этот режим является следствием работы устройства в качестве ОНИК с гармоническим синусно-пульсирующим однополярным выходным напряжением на выводах второго фильтрового конденсатора $C_{\phi 2}$: $U_{\phi 2}(t) = E + U_0 \sin(\omega t + \Psi_U)$, где $E = 0,5 U_{\text{пит}}$ – половина величины напряжения источника питания, U_0 – амплитуда выходного синусоидального

напряжения РИСН ($U_0 < E$). В этом случае на выходе РИСН имеется синусоидальное напряжение: $U_{1\sim} = U_0 \sin(\omega t + \Psi_U)$, регулируемое по амплитуде (U_0), частоте (ω) и фазовому сдвигу (Ψ_U). При этом конверторный режим может быть понижающим и повышающим.

В конверторно-понижающем режиме прямого преобразования устройство работает следующим образом. При включении VT1 и VT3 полное потокосцепление (Ψ) трансреактора T-L нарастает вместе с токами в цепях: 1 - VT1 - L1 - VT3 - $C_{\phi 2}$ - 2 и $C_{\phi 1}$ - VT1 - L1 - VT3 - $C_{\phi 1}$, заряжая фильтровый конденсатор $C_{\phi 2}$ и накапливая электромагнитную энергию трансреактора T-L в течение времени импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$, где $T_{шим}$ - постоянный период высокочастотной широтно-импульсной модуляции, $\gamma_{и}$ - коэффициент заполнения импульса. Затем выключается транзистор VT1, и потокосцепление частично плавно спадает вместе с током в цепи: L1 - VT3 - $C_{\phi 2}$ - VD2 - L1, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки L1, в течение времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$, продолжая заряжать конденсатор $C_{\phi 2}$. Далее указанные процессы периодически повторяются, заряжая $C_{\phi 2}$ до максимального напряжения ($E + U_0$).

После этого происходит обратное преобразование энергии, т.е. наступает конверторно-повышающий режим. После очередного одновременного включения VT2 и VT4 потокосцепление Ψ нарастает вместе с током в цепи: $C_{\phi 2}$ - VT4 - L2 - VT2 - $C_{\phi 2}$ в течение времени $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$, а после включения VT2 - частично плавно спадает вместе с током: L2 - VD1 - $C_{\phi 1}$ - VT4 - L2, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки L2, в течение времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$, заряжая конденсатор $C_{\phi 1}$ и передавая электромагнитную энергию обмотки L2 обратно в источник питания. Далее указанные процессы периодически повторяются.

Таким образом, напряжение на конденсаторе $C_{\phi 2}$ регулируется (путём изменения величины $\gamma_{и}$ по сигналам цепи обратной связи) по закону $U_{\phi 2} = E + U_0 \sin(\omega t + \Psi_U)$, а выходное напряжение РИСН имеет синусоидальную форму: $U_{1\sim} = U_{5-4} = U_{\phi 2} - E = U_0 \sin(\omega t + \Psi_U)$.

Далее рассмотрим режим прямого преобразования электроэнергии от выводов 1,2,3 к выводам 6,7, т.е. режим регулируемого инвертора синусоидального тока (РИСТ). Этот режим является следствием работы устройства в качестве ОНИК с модульно-синусно-пульсирующим однополярным (нереверсивным) полным потокосцеплением трансреактора Т-Л: $\Psi = \Psi_0 |\sin(\omega t)|$ и периодической перекоммутации токов обмоток L1,2 в цепь выходных выводов 6,7 для формирования выходного тока синусоидальной формы: $I = I_0 \sin(\omega t + \Psi_1)$. В этом случае трансреактор Т-Л используется в качестве демодуляторного индуктивного накопителя (Т-Л_{н/д}).

На этапе первого («положительного») полупериода выходного тока устройство работает следующим образом.

В режиме «понижения напряжения» ($U_{7-6} < U_{\phi 2} = 0,5 U_{\text{пит}}$) при одновременном включении VT1 и VS1 полное потокосцепление Ψ трансреактора Т-Л_{н/д} нарастает вместе с током в цепи: C_{φ1} – VT1 – L1 – VS1 – 7 – 6 – C_{φ1} в течение интервала времени $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$. Затем ключ VT1 выключается, а тиристор VS3 включается, и потокосцепление частично плавно снижается вместе с током в цепи: L1 – VS1 – 7 – 6 – VS3 – L1, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки L1 в течение времени: $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$.

В режиме «повышения напряжения» ($U_{7-6} > U_{\phi 2} = 0,5 U_{\text{пит}}$) при одновременном включении VT1 и VT3 полное потокосцепление Ψ трансреактора Т-Л_{н/д} нарастает вместе с током в цепи: C_{φ1} – VT1 – L1 – VT3 – C_{φ1} за время $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$, а затем после выключения VT3 и включения VS1 – частично плавно спадает вместе с током в цепи: L1 – VS1 – 7 – 6 – C_{φ1} – VT1 – L1, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки L1 и за счёт разрядки конденсатора C_{φ1}.

На этапе второго («отрицательного») полупериода процессы протекают аналогичным образом, но с участием обмотки L2 и конденсаторов C_{φ2}.

При работе в режиме обратного преобразования электроэнергии устройство работает как управляемый выпрямитель с импульсно-повышающим корректором коэффициента мощности. Этот режим практически ничем не отличается от

работы повышающих (бустерных) импульсных модуляторов и поэтому не требует подробного рассмотрения.

Во всех перечисленных режимах между интервалами нарастания и частичного спада полного потокосцепления Ψ трансреактора Т- $L_{н/д}$ возможно использование промежуточных интервалов (пауз): $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{шиим}$ с приблизительным сохранением потокосцепления и электромагнитной энергии трансреактора. На этих интервалах токи обмоток L1,2 протекают по замкнутым цепям: L1 – VT3 – VT5 – L1 и L2 – VT6 – VT4 – L2. По окончании указанных пауз выключаются либо транзисторы VT3, VT4, либо VT5, VT6. Использование указанных пауз с регулируемым коэффициентом $\gamma_{п}$ (относительной длительностью) позволяет обеспечить статическую устойчивость замкнутой системы отдельного регулирования выходных напряжений и величины полного потокосцепления Ψ трансреактора Т- $L_{н/д}$. Последнее обстоятельство позволяет, увеличив энергоёмкость накопительного трансреактора, снизить энергоёмкость фильтровых конденсаторов $C_{\phi 1,2}$, исключив электролитические конденсаторы с низкой надёжностью.

Режим выпрямления с коррекцией коэффициента мощности в схеме на рис.2.3.3 мало чем отличается от аналогичного режима в схеме на рис.2.3.1,б и поэтому особых комментариев не требует. Так например, при положительном полупериоде напряжения $U_{2\sim}$ (когда $V_7 > V_6$) постоянно включен тиристор VS2, а транзистор VT6 находится в режиме ШИМ. Нарастание тока I_{L2} происходит по цепи: 7 – VS2 – L2 – VT6 – 6, а его частичное спадание – по цепи: L2 – VD1 – $C_{\phi 1}$ – 6 – 7 – VS2 – L2. При этом в процессе регулирования коэффициента заполнения импульса управления VT6 форма тока I_{L2} поддерживается синусоидальной и синфазной с формой напряжения $U_{2\sim}$, чем обеспечивается коэффициент потребляемой мощности, близкий к 1.

На базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с ККМ (ОВИП-ККМ) могут быть построены схемы многофункциональных преобразователей с несколькими взаимосвязанными обратимыми каналами питания.

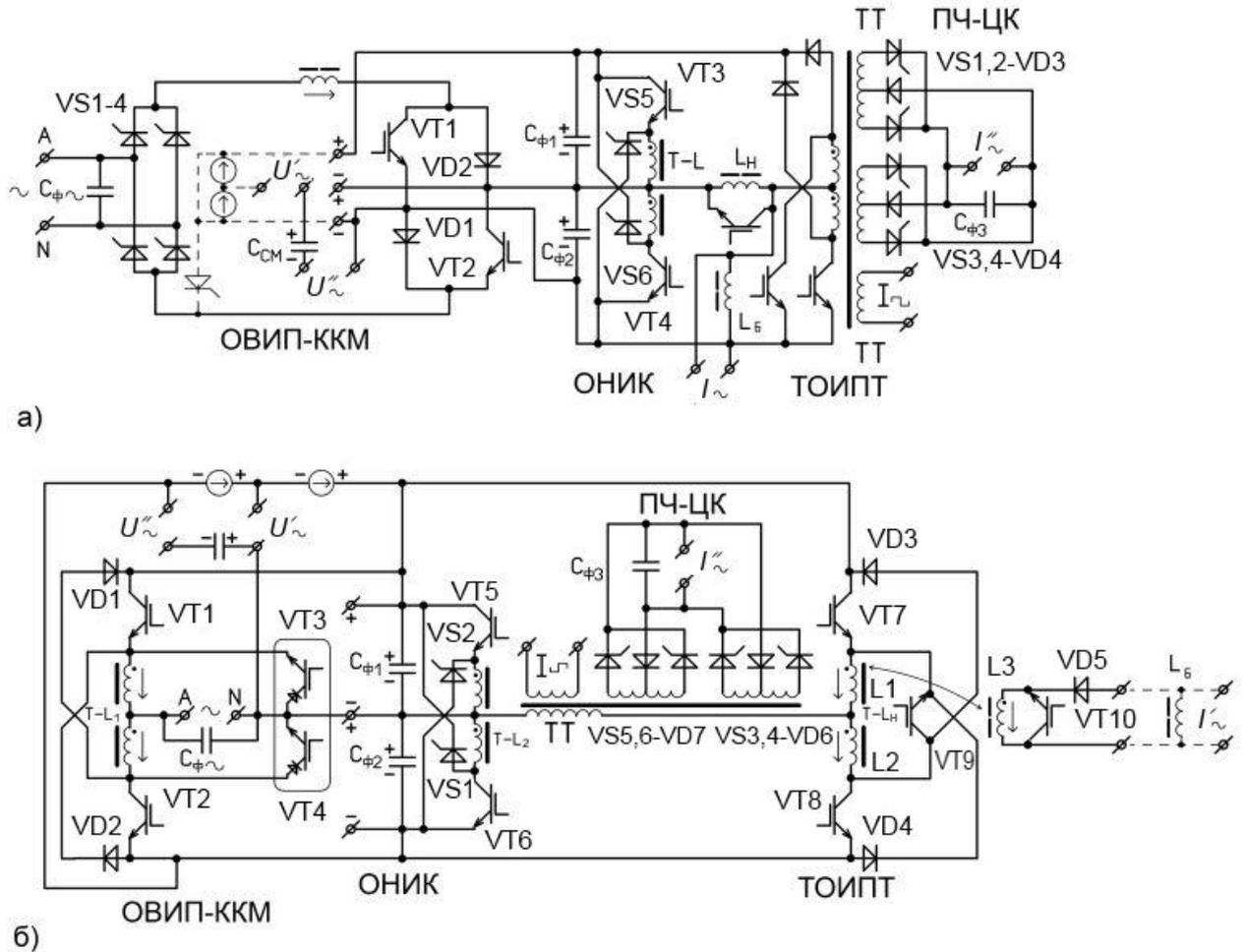


Рис.2.3.4

На рис.2.3.4 приведены силовые схемы multifunctionальных преобразователей с питанием от однофазной (а) и трехфазной (б) сетей на базе ОВИП-ККМ, ОНИК, трансформаторного обратимого инвертора прямоуглольного тока (ТОИПТ) и преобразователя частоты циклоконверторного тока (ПЧ-ЦК). Блок ТОИПТ предназначен для питания нагрузок со стабилловольтной зоной в вольтамперной характеристике (ВАХ). К ним могут относиться: газоразрядные нагрузки (осветительные лампы, лампы накачки твердотельных лазеров), полупроводниковые нагрузки (светодиодные светильники, полупроводниковые лазеры, стабилизаторы напряжения), выпрямительно-аккумуляторные нагрузки (зарядные устройства), выпрямительно-емкостные нагрузки (например, вторичные или резервные сети постоянного напряжения) с емкостными фильтрами и др. В обеих схемах блок ТОИПТ базируется на трансформаторе тока (ТТ) (в схеме рис.2.3.4,а – со средней точкой), не требующем симметрирования

вольт-секундных параметров напряжения, а также на предвключенном промежуточном накопительном реакторе (L_H на рис.2.3.4,а) или трансреакторе ($T-L_H$ на рис.2.3.4,б), используемом также для демодуляции выходного тока с выделением огибающей либо в форме: $I_0|\sin(\omega t + \Psi_1)|$, либо в форме: $I_{\pm} + I_0|\sin(\omega t + \Psi_1)|$ и последующей коммутации или смещения на величину I_{\pm} для получения выходного синусоидального тока (I_{\sim}). При этом в обеих схемах имеется два выходных канала синусоидального тока (I_{\sim} и I_{\sim}): один – непосредственный (со смещающим балластным дросселем L_B), а второй – через тиристорный преобразователь частоты циклоконверторного типа (ПЧ-ЦК).

К существенным достоинствам схем на рис.2.3.4 относятся следующие:

- 1) высокий коэффициент мощности в режиме выпрямления и в обратном режиме инвертирования (в однофазном и трехфазном вариантах);
- 2) широкие функциональные возможности за счёт нескольких внешних каналов с обратимым взаимным преобразованием электроэнергии с различными видами и параметрами токов и напряжений, включая функции преобразователей частоты и числа фаз;
- 3) возможность гальванической развязки между источниками и нагрузками;
- 4) отсутствие цепей для «сквозных сверхтоков» при несанкционированных включениях последовательно-согласно соединенных ключей (из-за помех в схеме управления);
- 5) возможность формирования внешних вольт-амперных характеристик «источников напряжения» и «источников тока» (причем, в виде семейств в соответствии с параметрами регулирования);
- 6) отсутствие реверса полного потокосцепления реакторов (трансреакторов) при переключениях направлений преобразования энергии, обеспечивающее высокое быстродействие регулирования параметров с помощью замкнутых систем с отрицательными обратными связями;

7) возможность исключения энергоёмких электролитических конденсаторов с низкими показателями надёжности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Важнейшим достоинством всех рассмотренных схем нереверсивных ОВИП является использование индуктивного накопителя в качестве демодулятора тока при инверторном режиме работы устройства. Указанная демодуляция сводится к тому, что среднеимпульсное полное потокосцепление трансреактора с помощью широтно-импульсного регулирования напряжения на его обмотках изменяется по закону «выпрямленного синуса»: $\Psi_{\Sigma}(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t)|$, благодаря чему после прохождения тока через мостовой коммутатор его среднеимпульсное значение приобретает синусоидальную форму, совпадающую по фазе с напряжением $U_{AN}(t)$.

Другим, не менее важным достоинством этих схем является безынерционность переключения направлений потока электроэнергии благодаря отсутствию необходимости реверса полного потокосцепления трансреактора, что позволяет использовать быстродействующую отрицательную обратную связь по эталонным сигналам.

Таким образом, благодаря использованию индуктивного накопителя/демодулятора рассмотренные схемы ОВИП являются также высококачественными регулируемыми инверторами синусоидального тока (РИСТ), которые даже при относительно малой величине электроёмкости фильтрового конденсатора ($C_{\phi-}$) могут также выполнять функцию регулируемых инверторов синусоидального напряжения (РИСН).

Наибольшей универсальностью по функциональным возможностям обладают базовый модуль реверсивного ОВИП (РОВИП) с корректором коэффициента мощности (ККМ) и трансреакторным накопителем/демодулятором, имеющим гальваническую развязку (см. рис.2.3.2,б), а также многофункциональный преобразователь в трехфазном варианте (см. рис.2.3.4,б). Остальные рассмотренные схемы представляются также рациональными для частных специфических применений.

2.4. Двухнаправленные инверторно-выпрямительные преобразователи (ДИВП) и регулируемые инвертора синусоидального тока (РИСТ)

Опираясь на приведённые критерии-рекомендации в разделе 2.1, автором в соавторстве были разработаны и обоснованы новые схемотехнические решения для реализации РИСТ/Н и ДИВП рассматриваемые ниже [43, 61].

2.4.1. Выбор силовой схемы регулируемого инвертора синусоидального тока (РИСТ) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП) для унифицированно-базового модуля

Под регулируемым инвертором тока понимается коммутатор полярности с предвключенным индуктивным звеном постоянного (для инвертора прямоугольного тока) или пульсирующего по модульносинусному закону (для инвертора синусоидального тока) потокосцепления, представляющим собой реактор или трансреактор.

Трёхфазные регулируемые инверторы синусоидального тока (ТРИСТ) могут успешно использоваться для повышения установленной мощности (подпитки) автономной системы генерирования с синхронным генератором, а также для питания электропривода на базе бесконтактного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами (типа БДПТ). В последнем случае для обеспечения режима рекуперативного торможения инвертор должен быть обратимым (двухнаправленным) по потоку электроэнергии, т.е. по существу представлять собой обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь (нереверсивный-ОВИП или реверсивный — РОВИП), варианты схем которого подробно рассмотрены в предыдущем разделе 2.3.

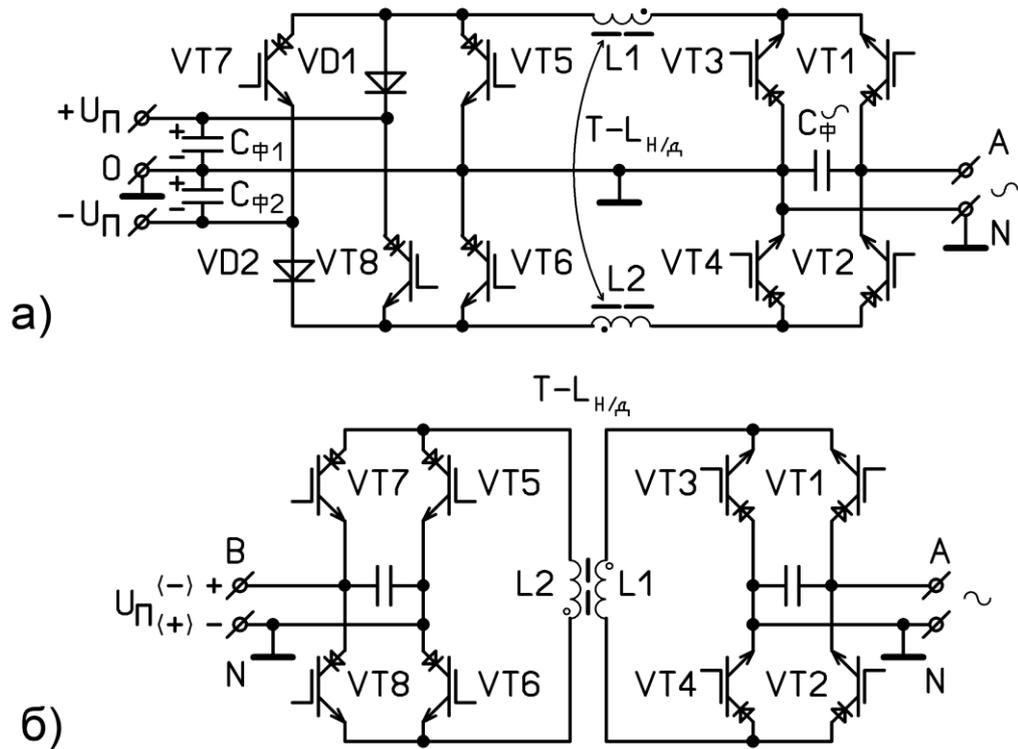


Рис.2.4.1

Для использования указанных схем ОВИП в качестве РИСТ наиболее подходящими представляются два варианта схем, заимствованных из раздела 2.3 и представленных на рис.2.4.1, а) и б) в более привычном для инверторов виде: а) РИСТ на базе ОВИП с непосредственной связью; б) РИСТ на базе РОВИП с трансформаторной связью. Второй вариант схемы РИСТ (рис.2.4.1,б) может также выполнять функцию обратимого преобразователя частоты (ОПЧ), варианты базовых модулей которого будут рассмотрены в разделе 2.5. Так как работа обеих схем (ОВИП и РОВИП) подробно описана в разделе 2.3, то их рассмотрение представляется излишним. Напомним только, что обе схемы пригодны для использования в трехфазных вариантах РИСТ (ТРИСТ), причём с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП) синусоидальных токов, а также - что первая схема потенциально может иметь существенно больший КПД благодаря регулярным переключениям токовых цепей для реализации «понижающего», «повышающего» и «понижающе-повышающего» (нейтрального) режимов, причём без рекуперации энергии индуктивностей рассеяния

трансреактора обратно в цепь источника. Однако вторая схема обладает существенным преимуществом – гальванической развязкой входных и выходных цепей, облегчающей синтез многофункциональных схем и повышающей электробезопасность обслуживания.

2.4.2. Новые (нетрадиционные) принцип синтеза и схемотехнические решения для унифицированно-базового модуля регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП).

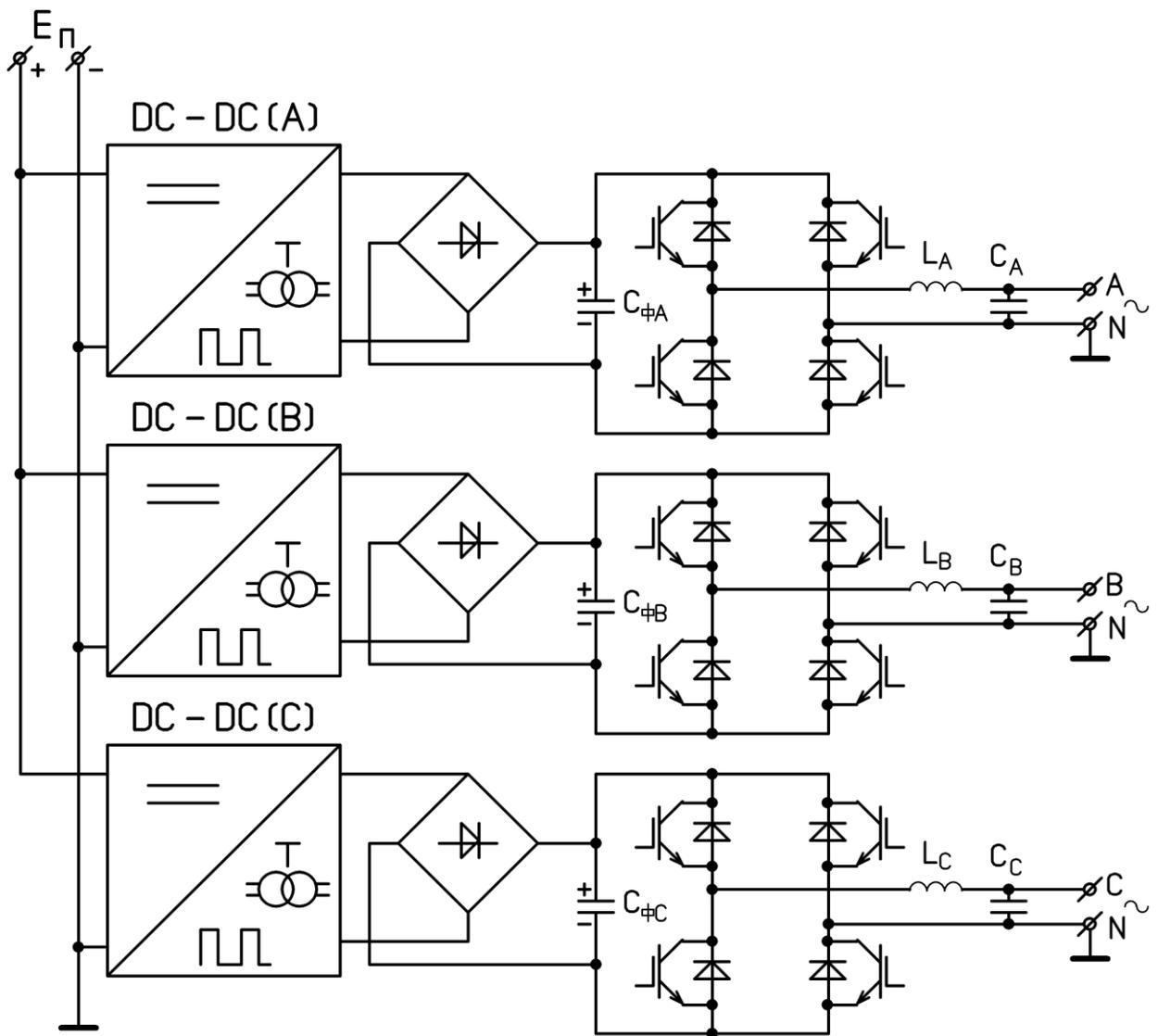


Рис.2.4.2

Под регулируемым инвертором напряжения обычно понимается реверсивный (полярно-инвертирующий) обратимый импульсный конвертор с предвключенным звеном постоянного напряжения (фильтровым конденсатором с относительно большой электроёмкостью) и с широтно-импульсным или/и амплитудно-ступенчатым формированием кривой (основной гармоники) выходного напряжения. Наиболее распространенной схемой трехфазного регулируемого инвертора синусоидального напряжения (ТРИСН) с общим заземленным входным и выходным выводом (заземленной «нейтралью») является трехмостовая схема, представленная на рис.2.4.2 и заимствованная из [15]. Схема может иметь удовлетворительную синусоидальную форму выходных фазных напряжений и обладает способностью отдельного регулирования АЧП фазных напряжений $U_{A,B,C}$. Однако она не удовлетворяет многим критериям-рекомендациям, перечисленным в разделе 2.1, а именно:

- не имеет обратимости (двунаправленности) преобразования потока энергии (если не считать незначительного накопления в фильтровых конденсаторах $C_{\Phi A,B,C}$, позволяющих циркулировать небольшой реактивной мощности цепей нагрузок и выходных индуктивных фильтров $L_{A,B,C}$);
- предполагает использование энергоёмких электролитических фильтровых конденсаторов ($C_{\Phi A,B,C}$) с низкими параметрами термостойкости, безотказности и срока службы;
- должна содержать устройства симметрирования вольтсекундных параметров питания развязывающих трансформаторов DC-DC-преобразователей для исключения «сверхтоков» из-за насыщения магнитопроводов;
- не обладает статической устойчивостью регулирования среднеимпульсных значений токов индуктивных фильтров ($L_{A,B,C}$) при широтно-импульсном регулировании мгновенных значений выходных напряжений, т.е. содержит дополнительные цепи отрицательных

обратных связей для обеспечения режимов «непрерывных токов» этих фильтров;

- имеет относительно низкий КПД из-за последовательно-каскадного преобразования энергии в фазных каналах.

Для исключения перечисленных недостатков предлагается применить новые (нетрадиционные) принцип синтеза и схемотехнические решения для унифицированного модуля РИСН с управляемыми АЧП.

Принцип заключается в суммировании выходного однополярного напряжения обратимого импульсного конвертора (ОИК), пульсирующего по гармоническому однополярно-синусному закону: $U_{\text{ОИК}} = U_{\pm} + U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, где $U_{\pm} > U_0$, с напряжением постоянного смещения: $U_{\text{СМ}} = -U_{\pm}$, созданным либо на основных выводах, либо с помощью промежуточного среднепотенциального вывода питающего источника постоянного тока.

Предлагаются принципиально новые (нетрадиционные) схемотехнические решения для силовой схемы унифицированно-базового модуля РИСН с управляемыми АЧП. Решения основаны на использовании «обратимого делителя постоянного напряжения» (ОДПН), предложенного в [7, 14, 44, 45] в качестве обратимого импульсного конвертора, регулируемого по вышеуказанному закону: $U(t) = U_{\pm} + U_0 \sin(\omega t)$. Для увеличения амплитуды выходного напряжения и коэффициента усиления системы управления можно использовать сравнение (вычитание) двух противофазно колеблющихся однополярных напряжений: $U_{1,2}(t) = U_{\pm} \pm 0,5U_0 \sin(\omega t)$ или сложение двух синфазно колеблющихся противопололярных напряжений: $U_{1,2}(t) = \pm U_{\pm} + 0,5U_0 \sin(\omega t)$. Далее рассмотрим структурно-схемные решения для реализации предложенного принципа.

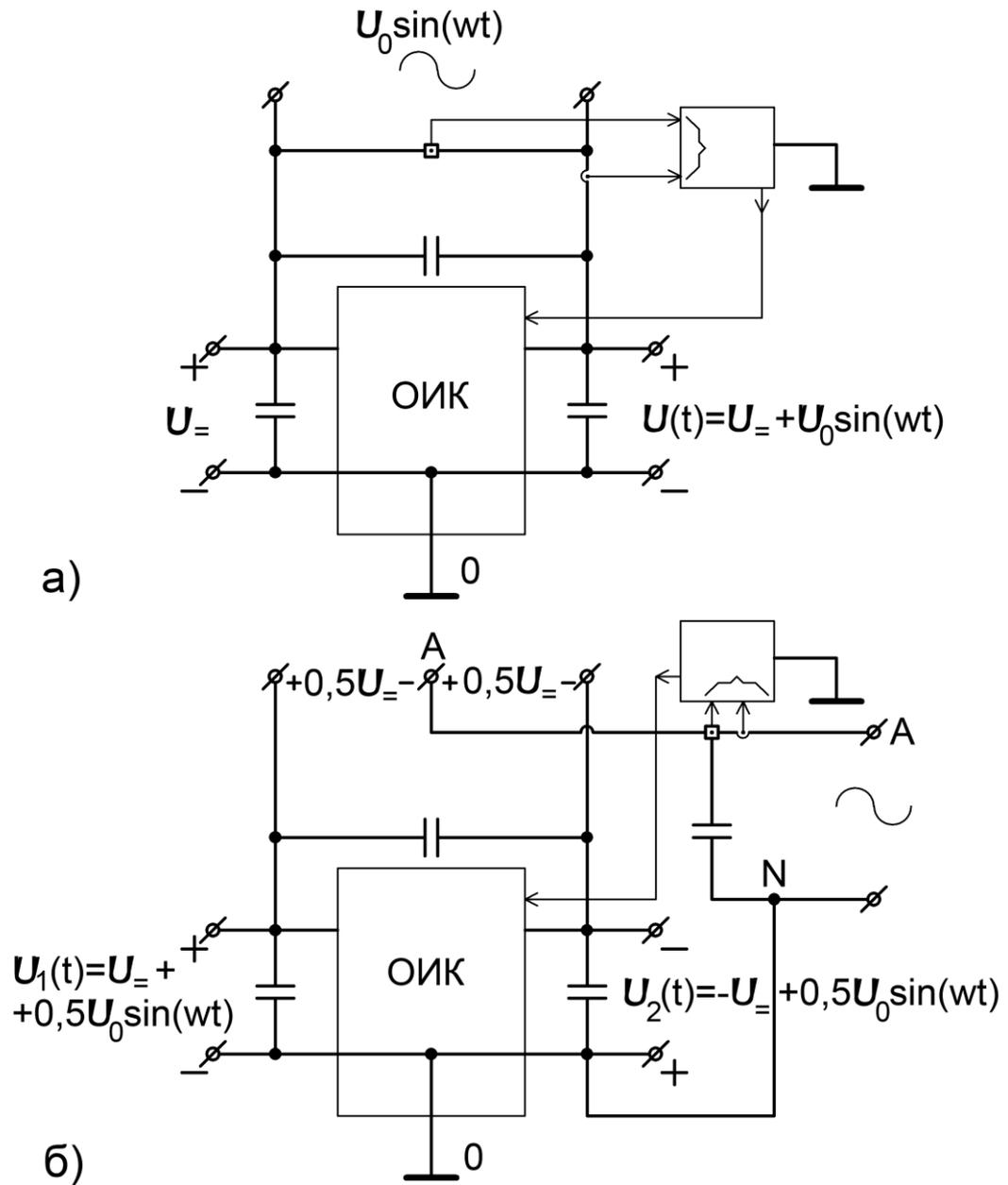


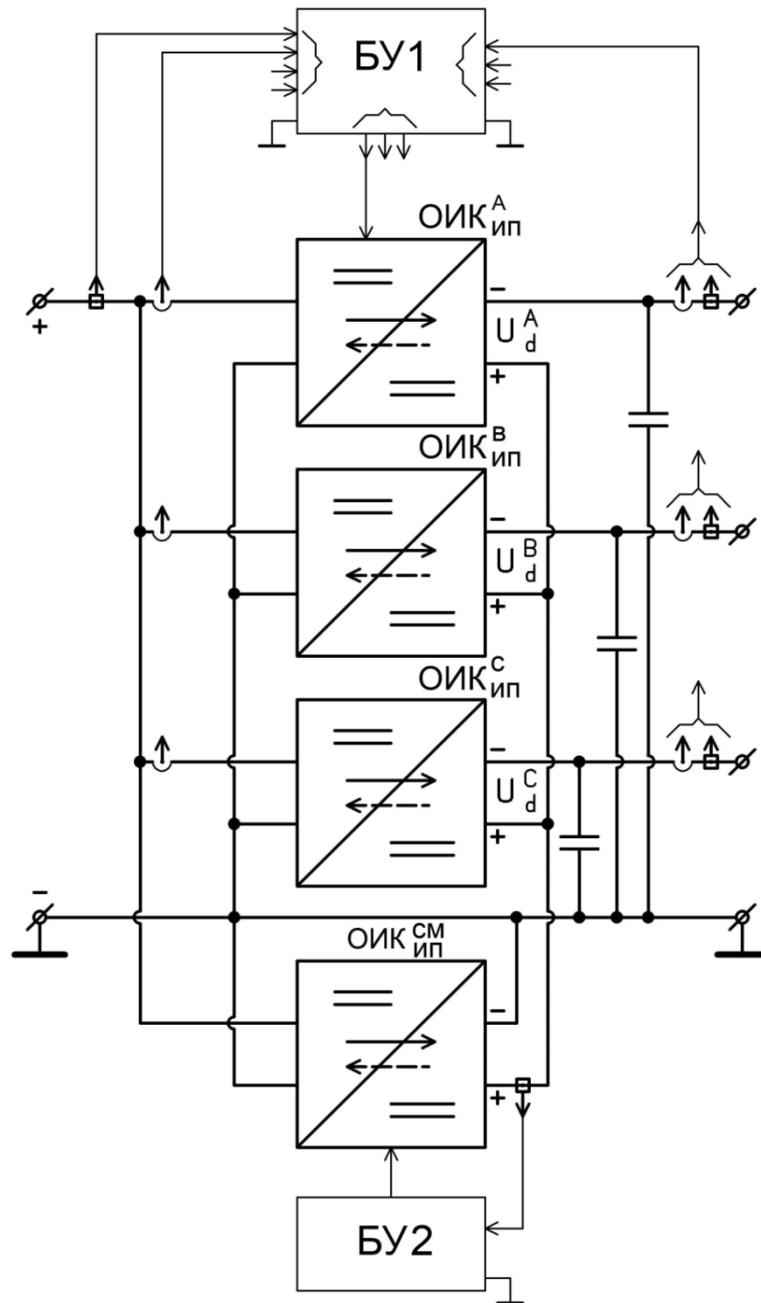
Рис.2.4.3

На рис.2.4.3 приведены два варианта схем однофазных РИСН на базе обратимого импульсного конвертора (ОИК): а) на базе ОИК с повторением полярности напряжения (ОИК_{ПП}) и б) на базе ОИК с инвертированием полярности напряжения (ОИК_{ИП}). Характерной особенностью обеих схем РИСН является наличие общего для его входа и выхода вывода (0). Однако в первой схеме этот вывод не входит в состав выходных выводов инвертора, тогда как во второй схеме – входит (N).

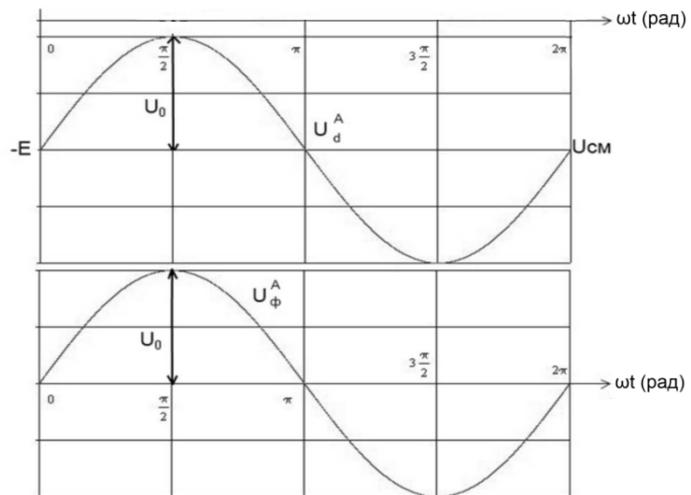
В первой схеме (рис.2.4.3,а) питание подается на входные выводы с постоянным напряжением U_{\pm} . На выходе ОИК_{ПП} формируется знакопостоянное пульсирующее напряжение $U_{\text{ОИК}}(t) = U_{\pm} + U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, где $U_{\pm} > U_0$. Тогда на выходных выводах РИСН возникает синусоидальное напряжение: $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ОИК}}(t) - U_{\pm} = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, регулируемое по величинам U_0 , $\omega = 2\pi f$ и φ_0 (рад).

Во второй схеме (рис.2.4.3,б) питание подается от источника постоянного напряжения U_{\pm} с промежуточным среднепотенциальным выводом (А). Подведенное к ОИК_{ПП} напряжение U_{\pm} распределяется на последовательно между собой соединенных входном и выходном фильтровых конденсаторах $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$, образуя два внешних напряжения ОИК: $U_1(t) = 0,5U_{\pm} + \Delta U(t)$ и $U_2(t) = 0,5U_{\pm} - \Delta U(t)$, где $\Delta U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, $0,5U_{\pm} > U_0$. Тогда на выходных выводах РИСН возникает синусоидальное напряжение: $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_1(t) - 0,5U_{\pm} = 0,5U_{\pm} - U_2(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, с регулируемыми параметрами: U_0 , $\omega = 2\pi f$ и φ_0 .

К преимуществам первой схемы (рис.2.4.3,а) относится необязательность наличия у источника питания промежуточного среднепотенциального вывода, а к недостаткам – отсутствие общего для входа и выхода вывода, что затрудняет реализацию трехфазного РИСН (ТРИСН). В этой связи вторая схема (рис.2.4.3,б) является предпочтительной для создания унифицированного базового модуля РИСН [59].



а)



б)

Рис.2.4.4

На рис.2.4.4 приведены блок-схема и внешние соединения трехфазного регулируемого инвертора синусоидальных напряжений (ТРИСН) на базе четырех ОИК_{ИП} (а), а также фазово-временные диаграммы напряжений (б): на выходе ОИК_{ИП}^А(U_d^A), на входе регулятора смещения ОИК_{ИП}^{СМ}(U_{CM}) и на фазном выходе ТРИСН (U_ϕ^A).

При выборе варианта силовой схемы ОИК_{ИП} для унифицированного базового модуля РИСН основными критериями-рекомендациями из перечисленных в начале параграфа являются: 1) обратимость; 2) наличие общего вывода входа и выхода; 3) отсутствие инерционного реверса потокосцепления накопительно-демодулирующего реактора при переключении направления преобразования; 4) отсутствие или хотя бы минимум цепей для возможных «сквозных сверхтоков».

В указанном аспекте рассмотрим сначала возможность модернизации широко распространенных в последнее десятилетия схем непосредственных импульсных конверторов с промежуточным емкостным фильтром по так называемым в зарубежной литературе топологиям: «СUK», «SEPIС» и «ZETA» [14, 46].

На рис.2.4.5 приведены разработанные варианты схем унифицированных конверторно-инверторных преобразователей (включая функцию РИСН) на базе повышающе-понижающих ОНИК с промежуточными емкостным фильтром (С) и накопительно-демодуляторными реакторами (L1,2): а) по совмещенным топологиям $\overline{CUK} / \overline{CUK}$; б) по совмещенным топологиям $\overline{SEPIK} / \overline{ZETA}$; в) с обратимым «квадратичным» пов/пон. конвертором.

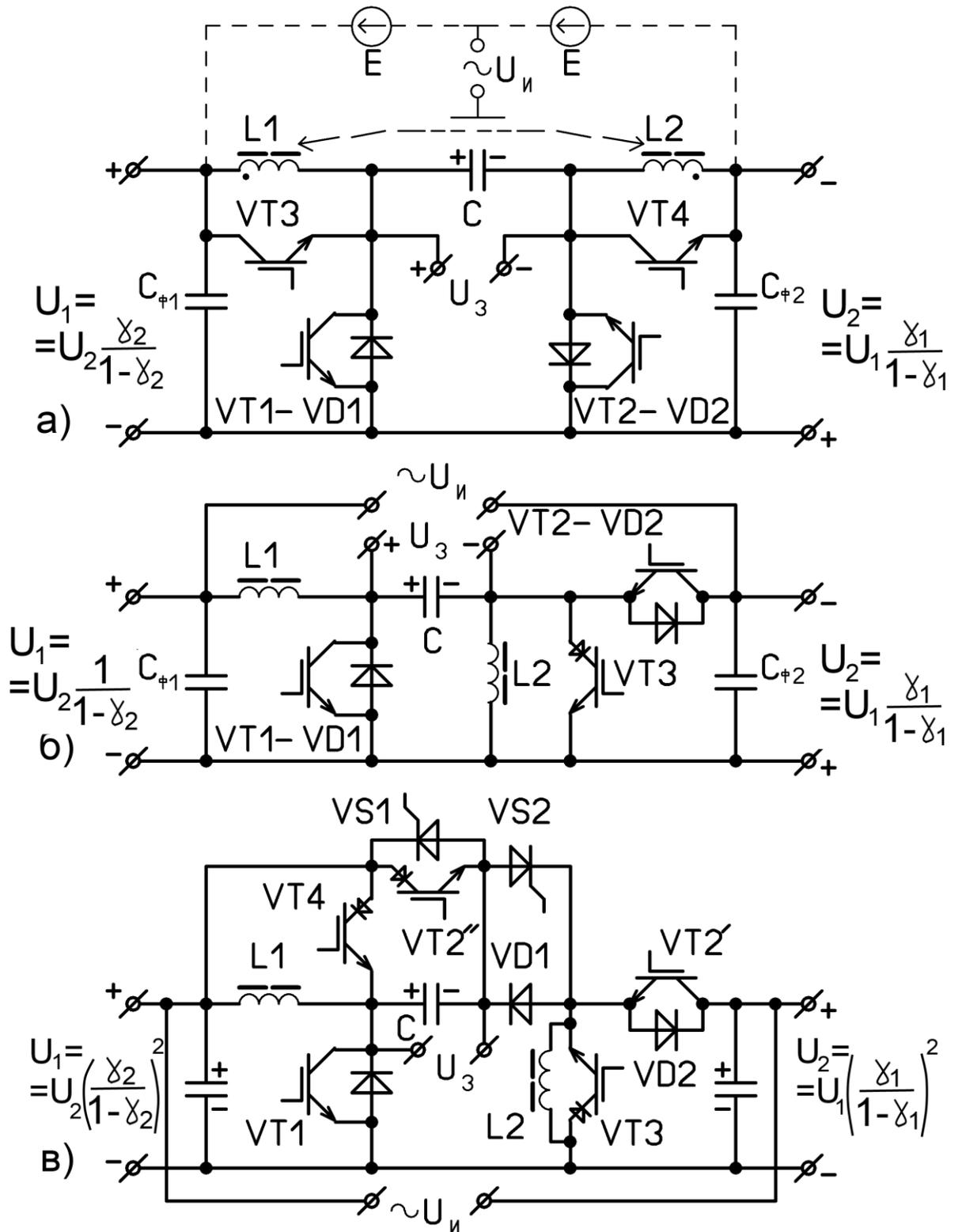


Рис.2.4.5

Первая схема (рис.2.4.5,а) по сравнению с трансреакторной схемой Кука, во-первых, дополнена до полной осевой («зеркальной») симметрии (VT2 и VD1), во-вторых, снабжена шунтирующими транзисторами (VT3 и VT4) и, в-третьих,

дополнена внешними выводами для подключения источника питания с промежуточным среднепотенциальным выводом для подключения инверторной нагрузки (с напряжением $U_{И}$). Регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3 и VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{ИП} являются соотношения: $U_2=U_1 \frac{\gamma_1}{1-\gamma_1}$ и $U_1=U_2 \frac{\gamma_2}{1-\gamma_2}$, где γ_1 и γ_2 - коэффициенты заполнения импульсов при широтно-импульсном управлении VT1 и VT2, соответственно.

Вторая схема (рис.2.4.5,б) по сравнению с топологией «SEPIC» (для прямого преобразования) дополнена элементами топологии «ZETA» (для обратного преобразования) и выходными выводами для нагрузки инвертора ($U_{И}$) и для дополнительной нагрузки конвертора (U_3). Регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3, VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{ИП} являются соотношения:

$$U_2=U_1 \frac{\gamma_1}{1-\gamma_1}; U_1=U_2 \frac{\gamma_2}{1-\gamma_2}; U_3=U_1.$$

Третья схема (рис.2.4.5,в) по сравнению с известной схемой «квадратичного» повышающе-понижающего конвертора дополнена элементами для обратного преобразования и выходными выводами инвертора ($U_{И}$). При этом регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3, VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{ИП} являются соотношения: $U_2=(\frac{\gamma_1}{1-\gamma_1})^2 \cdot U_1$; $U_1=(\frac{\gamma_2}{1-\gamma_2})^2 \cdot U_2$; $U_3=\frac{\gamma_1}{1-\gamma_1} \cdot U_1 = \frac{\gamma_2}{1-\gamma_2} \cdot U_2$.

Сравнительный анализ приведенных вариантов вообще затруднен, т.к. требует учета конкретных функций и назначения преобразователя. Однако можно констатировать их общие недостатки:

1) необходимость инерционного реверса токов (потокосцеплений) при переключениях направлений преобразования, снижающая быстродействие

регулирования выходных напряжений по эталонам (с отрицательными обратными связями);

2) наличие нескольких цепей для возможных «сквозных сверхтоков» (в первой схеме три цепи, во второй и третьей – по две цепи).

Кроме того, вторая и третья схемы не имеют общего вывода для трёх внешних пар выводов (U_1 , U_2 и U_{II}).

С учётом указанных недостатков следует констатировать, что все три рассмотренные схемы преобразователей нельзя считать рациональными для использования в качестве унифицированного базового модуля РИСН на базе предложенного принципа.

Возвращаясь к материалам раздела 2.2 предлагается для реализации нового принципа построения РИСН использовать наиболее рациональные рассмотренные схемы обратимых импульсных конверторов (ОИК).

На рис.2.4.6 представлены четыре варианта схем унифицированных базовых модулей регулируемых конверторно-инверторных преобразователей (КИП) с обратимыми непосредственными (а,б,в) и трансформаторным (г) импульсными конверторами (ОНИК и ОТИК) и с накопительно-демодулирующими трансреакторами (Т- L_H). Все четыре варианта способны реализовывать обе структуры РИСН, показанные на рис.2.4.3,а,б. Первые два варианта (рис.2.4.6,а,б) изображены в соответствии со структурой на базе ОИК_{инп} (рис.2.4.3,б), а вторые два варианта (рис.2.4.6,в,г) – со структурой на базе ОИК_{пп} (рис.2.4.3,а). Попутно заметим, что в последнем варианте шунтирование обмоток трансреактора на время пауз осуществляется путем включения транзистора VT1 при выключенном транзисторе VT2. Все четыре варианта максимально соответствуют перечисленным ранее критериям и рекомендуются для создания унифицированных базовых модулей регулируемых обратимых конверторно-инверторных преобразователей.

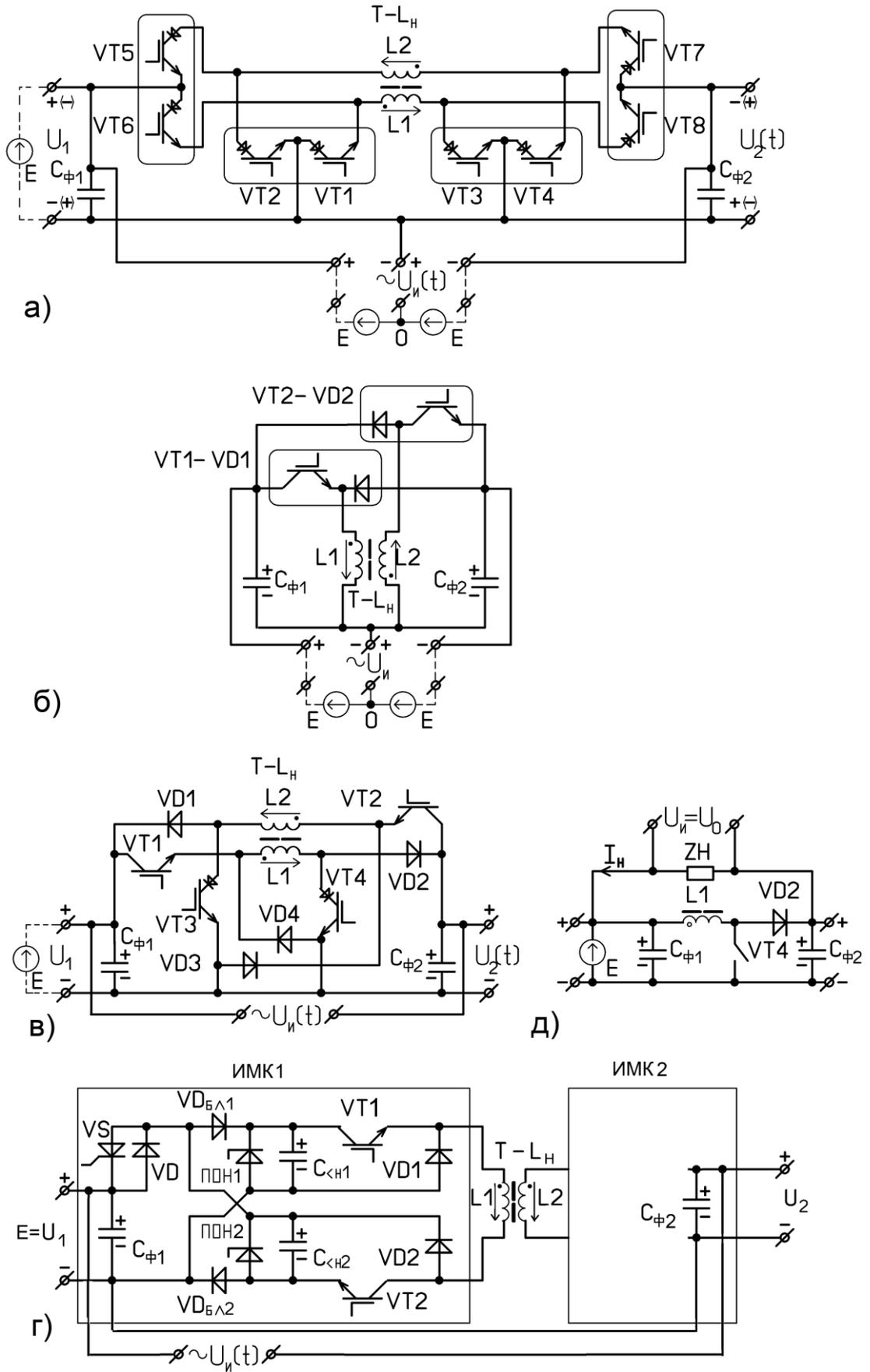


Рис.2.4.6

В заключение представляется целесообразным рассмотреть силовую схему унифицированного модуля с переключаемой структурой для синтеза силовой интегральной схемы (СИС) конверторно-инверторного многофункционального импульсного преобразователя (МИП) с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений (ИТ и ИН), представленную на рис.2.4.7.

Схема предназначена для выполнения следующих функций:

- 1) однофазный и трехфазный регулируемые инверторы синусоидального напряжения/тока (автономные, синхронно-компенсаторные, для самовозбуждения автономных асинхронных стартер-генераторов и др.);
- 2) обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ);
- 3) обратимый (двунаправленный) преобразователь частоты (ОПЧ) с промежуточным звеном постоянного напряжения/тока;
- 4) обратимый конвертор с промежуточным звеном высокой частоты и гальванической развязкой;
- 5) электронный балласт и регулятор (стабилизатор) напряжения/тока;
- 6) зарядное устройство для аккумуляторных и емкостных накопителей;
- 7) генератор импульсных токов и напряжений (ГИТ, ГИН) и вторичный источник импульсного питания (ВИИП) с демпфированием воздействий на питающую сеть.

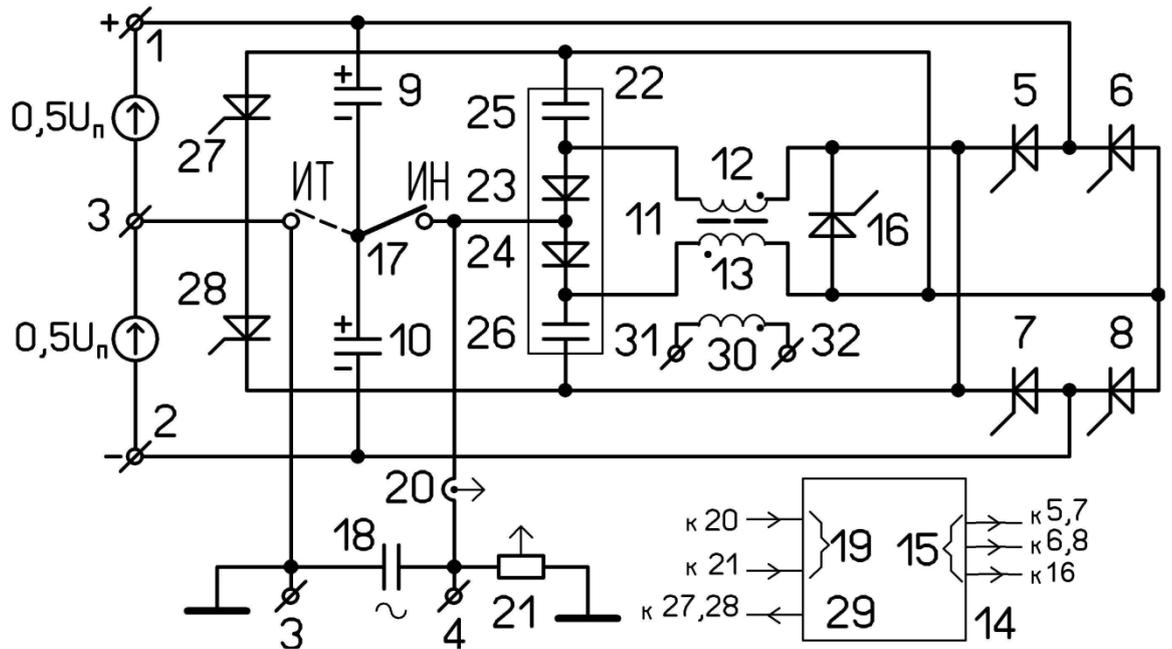


Рис.2.4.7

Схема МИП (рис.2.4.7) содержит: входные (1,2,3) и выходные (3,4) выводы, включая общий заземляющий (3), для подключения источника электропитания постоянного тока со среднепотенциальным заземленным выводом (например, бортовую сеть постоянного повышенного напряжения $0\pm 270\text{В}$ или $0\pm 135\text{В}$) и нагрузок переменного и/или постоянного токов; управляемый мостовой коммутатор с двумя электронными стойками 5-6 и 7-8, двухконденсаторную фильтровую стойку 9-10, трансреактор 11 со средним выводом секций 12-13 его основной обмотки, блок управления 14 с импульсно-модуляторными выходными выводами 15, дополнительный электронный ключ 16, двухпозиционный переключатель 17 и дополнительный выходной фильтровый конденсатор 18. Блок управления снабжен цепями обратных связей 19 по выходным параметрам переменного тока, имеющими датчики тока 20 и напряжения 21, за датчиками эталонных сигналов и вспомогательным выходным выводом 23. Трансреактор может иметь вспомогательную обмотку 27 с выводами 28, 29 для подключения вспомогательной нагрузки, например – выпрямительной. Для упрощения изображения транзисторные ключи на схеме представлены в виде управляемых вентилях, аналогичных вентилям 27 и 28.

Подробное описание работы схемы приведено в Приложении 2-4.

Подводя итоги: предложены схемотехнические решения для создания унифицированных базовых модулей конверторно-инверторных преобразователей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений, в частности – с использованием новых (нетрадиционных) принципов: а) накопительно-демодуляторного и б) суммирования пульсирующего и постоянного напряжений. Решения максимально соответствуют критериям-рекомендациям.

2.5. Модули обратимых непосредственных или каскадных преобразователей частоты, а также регуляторов параметров переменных и постоянных напряжений

Опираясь на критерии в разделе 2.1, были разработаны и обоснованы [47, 60] новые схемотехнические решения для реализации импульсных преобразователей частоты (ИПЧ).

Многофункциональные ИПЧ и регуляторы параметров переменного тока являются наиболее универсальными преобразователями силовой электроники и представляют собой комбинацию более простых преобразователей (обратимых конверторов, инверторов и выпрямительно-инверторных преобразователей), рассмотренных в предыдущих трех разделах работы.

Известные структуры и схемы ИПЧ имеют целый ряд существенных недостатков, среди которых можно особо отметить непригодность к модульно-масштабируемой архитектуре, низкие КПД, качество электроэнергии и надежность (термостойкость, долговечность и ремонтпригодность), большие масса, габариты и уровень помехоэмиссии (кондуктивной и электромагнитно-полевой).

Устройства однокаскадного преобразования частоты получили название преобразователей частоты с непосредственной связью или просто – непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) [29]. За рубежом непосредственные преобразователи повышенной частоты в низкую были названы циклоконвертерами [29, 48]. Как правило они выполняются в виде реверсивных выпрямителей на однооперационных тиристорах с отстающим фазовым («вертикальным») управлением моментами отпирания и естественным запирающим. Их применение ограничивается системами с первичной трехфазной, а чаще – многофазной сетью повышенной частоты (например, нестабильной частоты 360...800Гц и более – в первичных подсистемах генерирования авиационно-бортовых СЭС). При этом удовлетворительное качество выходной

электроэнергии достигается за счет относительно громоздких выходных L-C-фильтров, которые помимо большой массы имеют низкую надежность и снижают быстродействие регулирования амплитуды, частоты и фазы выходного синусоидального напряжения. Кроме того тиристорные НПЧ имеют низкий коэффициент потребляемой мощности и как следствие – большие тепловые потери и ухудшение качества электроэнергии в цепях первичного питания. В зависимости от уровня сложности схемы НПЧ могут быть однонаправленными и двунаправленными (обратимыми). Последние могут питать активно-индуктивные нагрузки, а также осуществлять рекуперацию энергии из нагрузки в питающую сеть.

Двух- и более каскадные преобразователи со структурой: выпрямитель-автономный инвертор принято называть преобразователь частоты с промежуточным выпрямлением или со звеном постоянного тока или напряжения (ПЧ-ЗПТ/Н) [29, 32, 49]. Для обеспечения двунаправленности (обратимости) преобразования ПЧ-ЗПТ/Н выполняется со структурой: два встречно включенных обратимых выпрямительно-инверторных преобразователя (ОВИП) с промежуточным звеном постоянного тока и напряжения [33, 43].

Важным достоинством обратимых преобразователей частоты со звеном постоянного тока или напряжения (ОПЧ-ЗПТ/Н) является возможность реализации их многофункциональности, рассмотренной ниже.

Наиболее существенным недостатком большинства известных ОПЧ-ЗПТ/Н является отсутствие общего нейтрально-нулевого вывода для входа и выхода а также среднеспотенциального вывода для ЗПН. В этой связи все рассматриваемые ниже схемы трехфазных ОПЧ-ЗПТ/Н имеют такой вывод, который во многих случаях целесообразно заземлять на корпус устройства и транспортного объекта.

Промежуточное звено постоянного тока или напряжения может быть бестрансформаторным или содержать трансформатор (тока или напряжения), обеспечивающий гальваническую развязку разнопотенциальных цепей,

согласование параметров тока и напряжения и возможность заземления общего нейтрально-нулевого вывода входа и выхода. При выборе трансформатора для гальванической развязки предпочтение следует отдать трансформатору тока, не требующему установки антинасыщающего устройства симметрирования вольт-секундных параметров разнополярных импульсов питающего напряжения.

2.5.1. Модернизация обратимых преобразователей частоты с бестрансформаторным звеном постоянного тока (ОПЧ-Б/ТЗПТ) на базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП) с промежуточным реактором.

К недостаткам классических трехфазных ОВИП, выполненных в виде управляемых (обычно – тиристорных) мостов, относятся: низкое качество электроэнергии переменного тока (несинусоидальность токов и как следствие – напряжений и инерционность их регулирования), низкий коэффициент мощности, большие помехоизлучения, а также большие тепловые потери в цепях питания и нагрузок и большие масса и габариты индуктивно-емкостных трехфазных фильтров переменного тока. Для исправления этих недостатков совершенно недостаточно применения вместо тиристоров современных транзисторных ключей. Необходимо радикально изменить принципы формирования синусоидальных токов и напряжений с помощью ключевых транзисторов.

В [41, 43] описан предложенный новый для силовой электроники принцип формирования выходного синусоидального тока (напряжения) с помощью модуляторного и демодуляторного каскадов, разделенных промежуточным накопительно-демодуляторным реактором (трансреактором). С помощью широтно-импульсного модулятора (ШИМ) в реакторе (трансреакторе) формируется модульно-синусное потокосцепление: $\Psi(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t + \varphi_0)|$, а с помощью демодулирующего (мостового или полумостового) коммутатора тока формируются синусоидальные выходные ток и напряжение: $I(t) = I_0 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_2)$. Этот принцип, в частности, может быть применен для

модернизации и объединения классических схем тиристорных циклоконверторно-обратимых непосредственных преобразователей частоты (ЦК-ОНПЧ) [41] и двухкаскадных (двумостовых) выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП1,2) или ИПЧ с промежуточным выпрямлением.

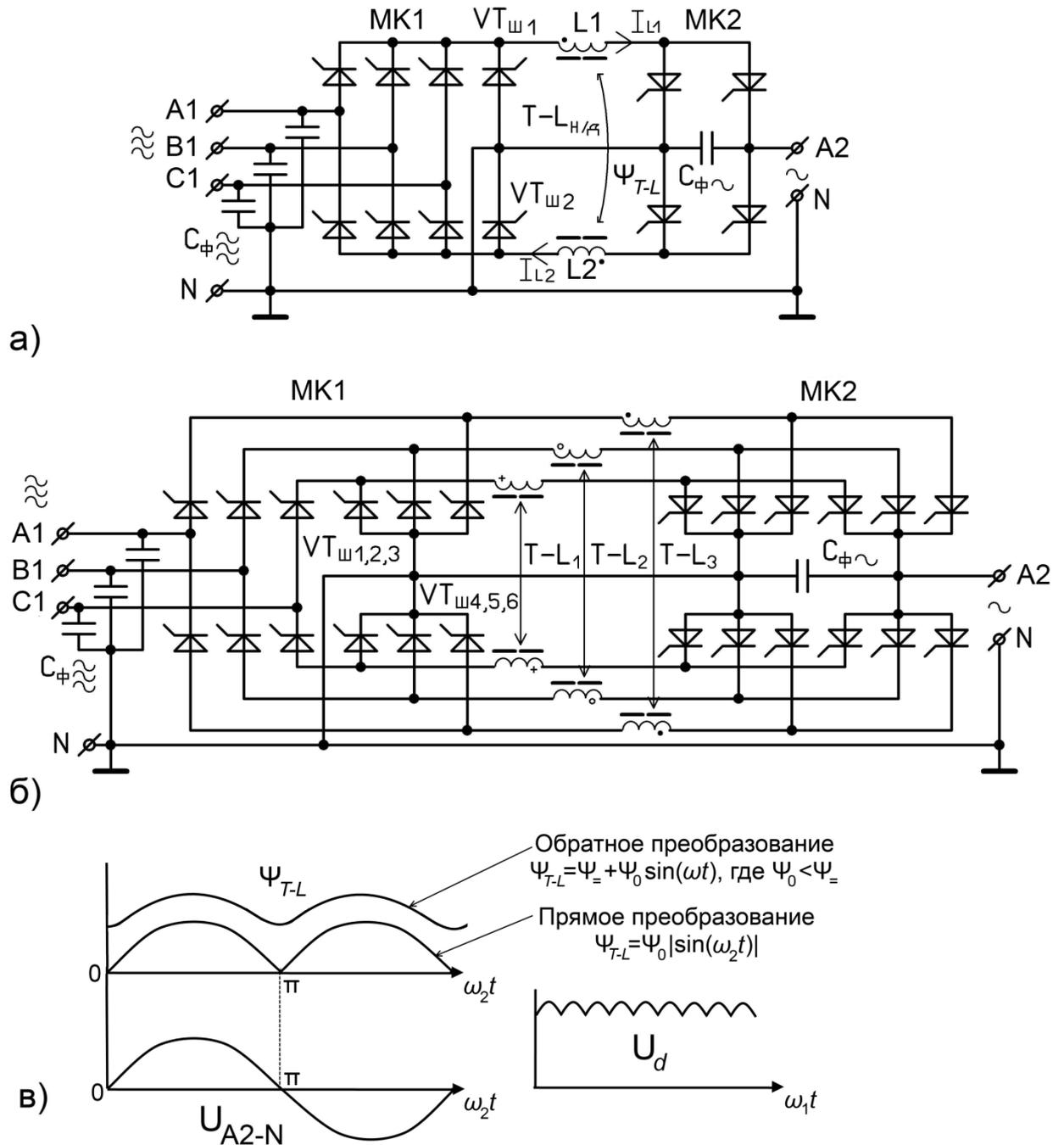


Рис.2.5.1

На рис.2.5.1 представлены силовые схемы 3/1- фазных ЦК-ОНПЧ с накопительно-демодулирующими трансреакторами (Т-Л): а) с одним трансреактором и б) с тремя трансреакторами, а также фазовременные диаграммы выпрямленных напряжений (U_d), полных потокосцеплений трансреакторов (Ψ_{T-L}) и выходного однофазного напряжения (U_{A2-N}) (в). Под полностью управляемыми вентилями, изображенными на рис.2.5.1, подразумеваются однонаправленные транзисторные ключи, например IGBT с обратнo-блокирующим диодом, показанный на рис.2.5.1,а отдельно, или двухоперационные тиристоры.

Первая схема ЦК-ОНПЧ (рис.2.5.1,а) содержит входной трехфазный и выходной однофазный мостовые коммутаторы (МК1 и МК2), встречно соединенные между собой выводами постоянного тока через обмотки (L1 и L2) накопительно-демодулирующего трансреактора (Т-Л_{Н/Д}). Выводы переменного тока коммутаторов зашунтированы емкостными фильтрами ($C_{\phi 1}$ по схеме заземленной звезды и $C_{\phi 2}$ с заземлением одного вывода). Выводы постоянного тока первого коммутатора зашунтированы обратной двухтранзисторной стойкой ($V_{T_{Ш1,2}}$) с заземленным средним выводом, используемой для сохранения полного потокосцепления Ψ трансреактора (Т-Л_{Н/Д}) в паузах между высокочастотными переключениями транзисторов МК1,2 при их широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В ШИМ-режиме МК1 и МК2 позволяют реализовать двунаправленные повышение и понижение среднеимпульсных значений переменных напряжений $U_{A1,B1,C1-N}$ и U_{A2-N} . При прямом преобразовании обеспечивается синусоидальная форма выходных тока и напряжения благодаря модуляции среднеимпульсного значения полного потокосцепления трансреактора по закону: $\Psi_{T-L} = \Psi_0 |\sin(\omega_2 t + \varphi_\Psi)|$ с последующей демодуляцией (перекоммутацией направлений протекания в цепи нагрузки) токов ($I_{L1,2}$) и формирования синусоидального выходного тока и, соответственно, выходного напряжения (при линейной нагрузке).

Важным достоинством использования двухобмоточного трансреактора вместо промежуточного реактора в классических схемах преобразователей частоты [29,41] является однонаправленность (отсутствие реверса) полного

потокосцепления трансреактора при переключениях направлений преобразования. Это позволяет повысить быстродействие регулирования и качество переходных процессов в замкнутой системе управления преобразователем с отрицательными обратными связями по формам и параметрам токов и напряжений. Другим достоинством этой схемы является использование межкоммутационных (нулевых) пауз с сохранением потокосцепления Ψ_{T-L} за счет закоротки цепей токов I_{L1} и I_{L2} , позволяющее обеспечить статическую устойчивость системы регулирования потокосцепления при сохранении его непрерывности в течение каждого полупериода выходного тока (при прямом преобразовании).

Существенным недостатком рассмотренной схемы (рис.2.5.1,а) является низкое качество электроэнергии в трехфазной сети, а именно: прерывистые (прямоугольно-импульсные) токи с несинусоидальной огибающей и низкое значение коэффициента мощности, коррекция которого осуществляется только на этапах повышения напряжения.

Вторая схема ЦК-ОНПЧ с тремя трансреакторами (рис.2.5.1,б) позволяет отдельно регулировать формы фазных токов в трехфазной сети, обеспечивая при необходимости синусоидальность их огибающих и более высокий коэффициент мощности. Однако это достигается за счёт утраты двухключевых стоек МК2 и шунтирующих стоек ($VT_{ш1,2,3}$ - $VT_{ш4,5,6}$). Если выходная сеть также является трехфазной, то эта схема полностью утраивается, становясь практически неприемлемой из-за сложности, громоздкости и низкой надежности. Помимо указанного недостатка следует напомнить об отсутствии гальванической развязки между входом и выходом, снижающей надежность устройства и его электробезопасность, а также о его узких функциональных возможностях из-за отсутствия промежуточного звена постоянного напряжения.

2.5.2. Структура многофункционального каскадного обратимого преобразователя частоты с промежуточными индуктивно-емкостными звеньями постоянного тока и напряжения (ОПЧ-ЗПТН)

Классические ОПЧ-ЗПТН, содержащие входной управляемый мостовой выпрямитель (с функцией обратного инвертора тока), Г-образный L-C-фильтр низкой частоты и выходной мостовой инвертор напряжения (с функцией обратного неуправляемого выпрямителя), рассмотренные в [49], обладают узкими функциональными возможностями и практически неприменимы в транспортно-бортовых СЭС.

Предлагается два схемотехнических решения для модульной (модульно-масштабируемой) архитектуры многофункциональных ОПЧ-ЗПН двух видов: а) бестрансформаторных и б) трансформаторных (с гальванической развязкой) [62]. Эти решения объединены в обобщенной структуре.

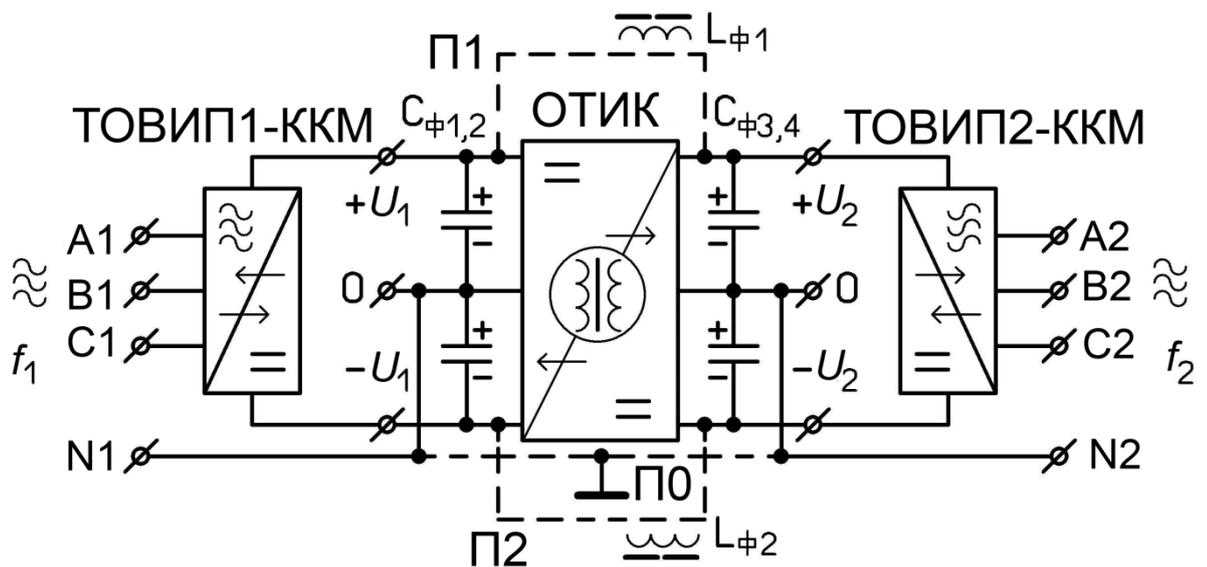


Рис.2.5.2

На рис.2.5.2 показана обобщенная структура ОПЧ-ЗПН на базе обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК с инверторным звеном высокой частоты) и трехфазных обратимых выпрямительно-инверторных

преобразователей (ТОВИП1,2) с коррекцией коэффициента мощности (ККМ). Для реализации бестрансформаторного варианта вместо ОТИК могут быть включены переключки (П0,1,2) или фильтровые дроссели (L1,2). Заметим, что заземляющую переключку (П0) рекомендуется использовать и в трансформаторном варианте, если обе трехфазные сети позволяют заземлять нейтрально-нулевые выводы на корпус объекта.

К основным функциональным возможностям ОПЧ-ЗПН относятся следующие:

- выпрямительное (трансформаторно-выпрямительное) устройство с коррекцией коэффициента мощности (ВУ или ТВУ с ККМ) и с расщеплением и регулированием выходных каналов (например, $0 \pm 135\text{В}$ или $0 \pm 270\text{В}$, 27В) и $U_- - \text{var}$ для питания двигателей постоянного тока);
- регулируемый обратимый конвертор с гальванической развязкой со среднепотенциальными выводами и с произвольно заданной внешней характеристикой;
- два гальванически развязанных однофазных или трехфазных регулируемых инвертора синусоидальных токов (напряжений) (РИСТ/ $_{H1,2}$);
- трехфазный статический синхронный компенсатор реактивной мощности (СК), а также якорный возбудитель асинхронного генератора или стартер-генератора ($\text{ЯВ}_{\text{АГ}}$ или $\text{ЯВ}_{\text{АСГ}}$);
- трехфазный обратимый преобразователь частоты с гальванической развязкой (ТОПЧ).

2.5.3. Схемы обратимых трансформаторных импульсных конверторов (ОТИК)

На рис.2.5.3 представлена силовая схема обратимого трансформаторного импульсного конвертора (ОТИК) с промежуточными параллельно-расщепленными трансформаторными инверторами прямоугольного тока (ИПТ_{1,2}) и накопительным трансреактором (Т- L_H). Каждый ИПТ содержит две транзисторно-диодные стойки (VT₁-VD₁ и VT₂-VD₂) и трансформатор тока (ТТ₁), имеющий первичную обмотку N₁ со средним выводом и две вторичные обмотки (N_{2,3}), подключенные через выпрямители (B_{1,2}) к входным и выходным выводам ($\pm U_1$ и $\pm U_2$), зашунтированным фильтровыми конденсаторами (C_{Ф_{1,2}}). Переключения цепей питания ИПТ для прямого и обратного преобразований электроэнергии осуществляется с помощью двухпозиционных трехвыводных управляемых переключателей (П_{1,2}), которые могут быть либо электромеханическими, либо полупроводниковыми («твердотельными»), в зависимости от требований к надежности и быстродействию. Трансформаторы тока (ТТ₁ и ТТ₂) инверторов прямоугольного тока (ИПТ_{1,2}) могут иметь общий магнитопровод (на рис. магнитная связь обозначена M_{ТТ}) однако более предпочтительным представляется раздельно-модульное исполнение идентичных по составу и зеркально-симметричных по схеме верхней и нижней частей ОТИК, что может способствовать повышению надежности и ремонтпригодности.

Работа инверторов прямоугольного тока (ИПТ_{1,2}) не требует подробного описания. Следует однако отметить рациональность и простоту полезной утилизации электромагнитной энергии индуктивностей рассеяния трансформаторов тока путём её передачи через обратные диоды (VD_{1,2}) и переключатели (П_{1,2}) обратно в фильтровые конденсаторы (C_{Ф_{1,2}}) для дальнейшего использования. Это позволяет повысить КПД устройства и исключить коммутационные перенапряжения на транзисторных ключах без специальных защитно-ограничительных цепочек со снабберными конденсаторами.

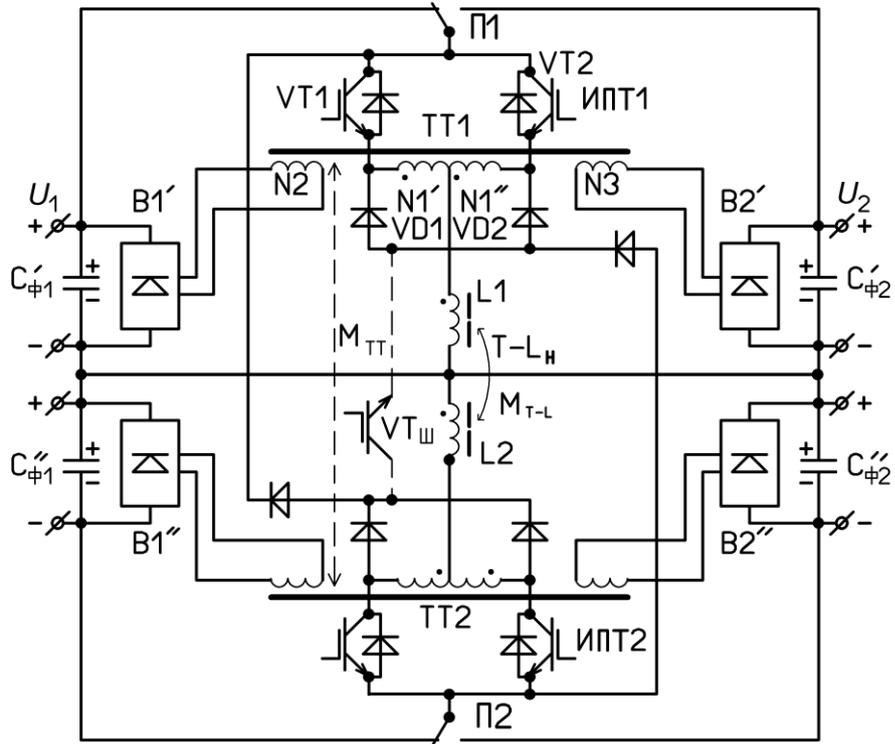


Рис.2.5.3

Если напряжение на нагрузке, приведенное через коэффициент трансформации к первичной обмотке трансформатора, превышает напряжение питания, то можно применить режим «повышения» напряжения, аналогичный используемому в обратноходовых трансреакторных импульсных конверторах. В этом режиме сначала включают одновременно оба ключа ($VT1$ и $VT2$), и полное потокосцепление трансреактора ($T-L_H$) нарастает вместе с током через «закороченный» трансформатор. Затем один из ключей (поочередно для каждого полупериода ШИМ) выключают, и указанное потокосцепление частично плавно спадает вместе с током, протекающим, например, по цепи: $L1-C''_{\phi}-P2-VD_{1,2}-N1-L1$, поддерживаемый ЭДС самоиндукции обмотки $L1$ трансреактора. При этом доза накопленной электромагнитной энергии трансреактора передаётся в нагрузку через вторичную обмотку трансформатора и выходной выпрямитель.

Если установить шунтирующий транзисторный ключ $VT_{ш}$ (показанный на рис.2.5.3 пунктиром), то появляется возможность между моментами окончания

нарастания потокосцепления трансреактора и начала его спада ввести регулируемую временную паузу с приблизительным сохранением потокосцепления. Это позволяет использовать трансреактор в качестве регулируемого промежуточного накопителя энергии, а также обеспечить статическую устойчивость в процессе регулирования и стабилизации за счёт дуального управления (двумя параметрами: коэффициентом заполнения импульса и относительной длительностью паузы).

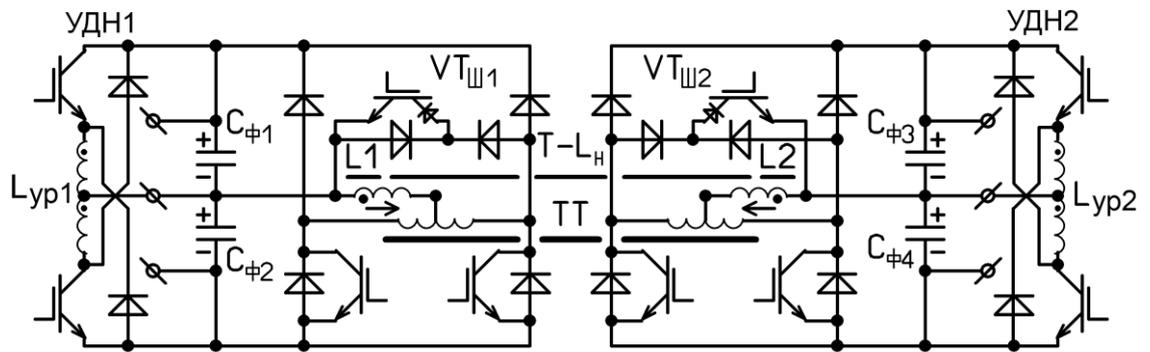


Рис.2.5.4

На рис.2.5.4 представлена силовая схема ОТИК с симметричным инвертором прямоугольного тока, накопительным трансреактором (Т-ЛН) и уравнительными делителями напряжения (УДН1,2). Инвертор выполнен на базе двухобмоточного трансформатора тока (ТТ) со средними выводами обмоток, включенных каждая во входную диагональ соответствующего мостового выпрямителя, зашунтированного по выходу двухконденсаторной фильтровой стойкой ($C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$). Питание на инверторы подается через соответствующие обмотки (L1,2) трансреактора, охваченные вместе с обмотками трансформатора шунтирующими транзисторами ($VT_{ш1,2}$). Эта схема ОТИК выгодно отличается от первой схемы (на рис.2.5.3) отсутствием переключателей направления преобразования, что придает ей более высокое быстродействие при реализации замкнутой системы регулирования и стабилизации.

2.5.4. Схемы обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП)

Помимо двунаправленности (обратимости) преобразования основными требованиями к ОВИП являются: наличие общего для входа и выхода нейтрально-нулевого и среднепотенциального вывода (желательно – заземленного), позволяющего выполнять ОВИП в трехфазном варианте, и наличие корректора коэффициента мощности (ККМ), снижающего тепловые потери и сохраняющего качество питающей электроэнергии переменного тока.

На рис.2.5.5 представлены варианты силовых схем ОВИП с корректором коэффициента мощности (ККМ), импульсным делителем напряжения (ИДН) и накопительным трансреактором (Т-L): а) с Виенна-выпрямителем (В-В) и обратно-ходовым конвертором тока (ОХ КТ); б) с двумя мостовыми коммутаторами (МК1,2). Эти схемы являются упрощенными вариантами схем, рассмотренных в [41]. Оба варианта схем могут рассматриваться как однофазные фрагменты трехфазных ОВИП (ТОВИП), т.к. имеют общий нейтрально-нулевой вывод для входа и выхода (на рис.2.5.5 он заземлен). Под управляемыми вентилями на схемах подразумеваются однонаправленные транзисторные ключи (например, RB-IGBT с обратно-блокирующими диодами) или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры (GTO, IGCT). В обеих схемах установлены шунтирующие ключи ($V_{Tш}$), позволяющие регулировать величину накапливаемой трансреактором электромагнитной энергии и обеспечить статическую устойчивость системы регулирования и стабилизации выходных параметров ОВИП.

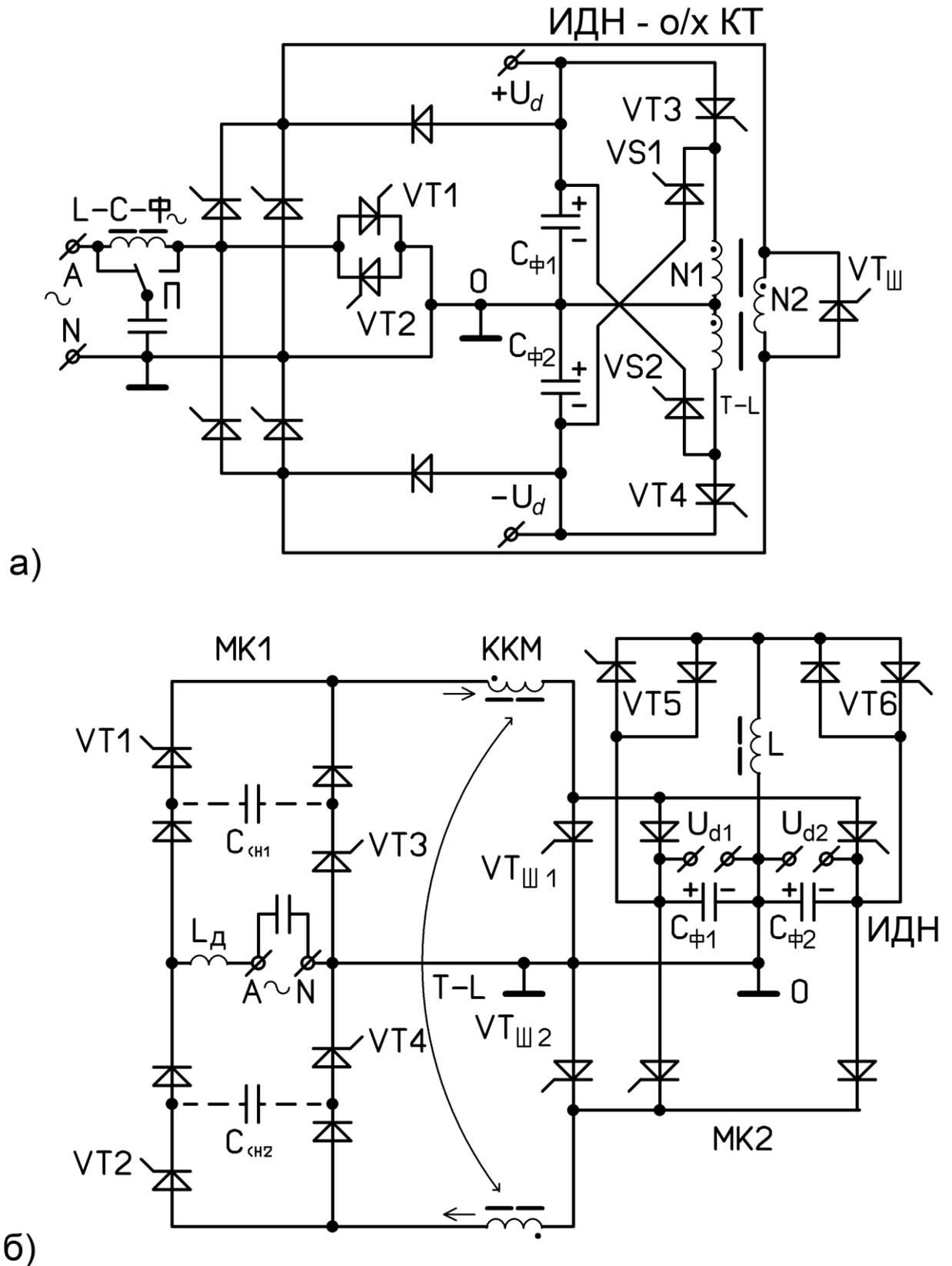


Рис.2.5.5

К достоинствам первой схемы (рис.2.5.5,а) можно отнести меньшее число полупроводниковых элементов и более простое управление. Однако к её

недостатку относится наличие двухпозиционного переключателя (П), который в случае его замены на полупроводниковый эквивалент добавляет два симистора или четыре тиристора. Ещё одним её недостатком является требование превышения напряжения на выходной конденсаторно-фильтровой стойке ($C_{\Phi 1,2}$) над удвоенной амплитудой питающего напряжения переменного тока из-за бустерного (повышающего) режима работы ККМ в схеме Виенна-выпрямителя (на базе транзисторных ключей VT1,2). Следует заметить, что при работе импульсного делителя напряжения (ИДН) в режиме обратно-ходового конвертора тока (при обратном преобразовании) набор электромагнитной энергии (нарастание полного потокосцепления) трансреактора (Т-L) может осуществляться поочередным включением одного из транзисторов (VT3,4) или сразу обоих, что позволяет одновременно совместить выполнение функций ИДН и КТ. Это также можно отнести к достоинствам первой схемы по отношению ко второй, в которой ККМ и ИДН разделены и схемно и функционально.

К недостаткам второй схемы (рис.2.5.5,б) можно отнести: а) необходимость установки снабберных конденсаторов ($C_{СН1,2}$) и демпферного дросселя (L_D) для обеспечения режима ККМ с понижением напряжения без коммутационных перенапряжений на транзисторах (VT1,2,3,4) и для обеспечения непрерывного входного тока и б) наличие цепи для возможного «сквозного сверхтока» при несанкционированном одновременном включении двух транзисторов (VT5 и VT6, например, из-за помех в управляющих драйверах). Однако второй недостаток легко исключить путем замены схемы ИДН на автотрансформаторную – аналогичную схеме ИДН на рис.2.5.5,а, но без вторичной обмотки (N2), с заменой двух обратных диодов на обратные тиристоры (VS1,2), если требуется отдельное регулирование напряжений U_{d1} и U_{d2} .

2.5.5. Схемы регуляторов переменного-постоянного напряжения

Регуляторы переменного-постоянного напряжения (РППН) можно отнести к частным случаям преобразователей частоты, позволяющим существенно

упростить их схемы, если не требуется регулировать частоту и временную фазу переменного напряжения (т.е. величину: $(\omega t + \Psi_U)$, задаваемую питающим напряжением).

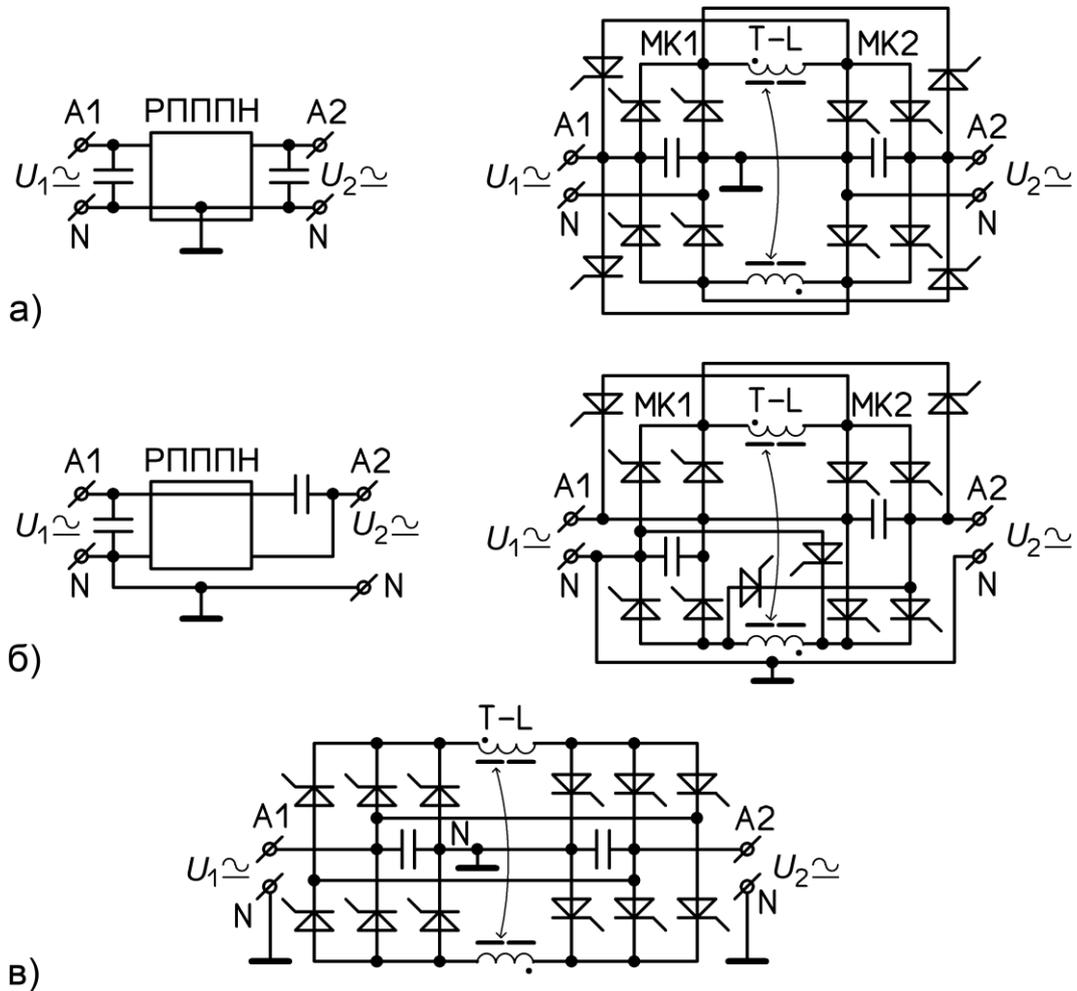


Рис.2.5.6

На рис.2.5.6 приведены схемы включения и принципиальные схемы импульсных регуляторов переменного-постоянного напряжения (РППН) на базе 3/1-фазного ЦК-ОНПЧ в режиме обратимого импульсного синхронно-реверсивного конвертора со знакопеременным питанием: а) с преобразованием полной мощности; б) с преобразованием мощности вольтдобавки; в) схема "а" в двухмостовой форме. Расщепление схем позволяет в однофазном варианте наращивать суммарную мощность при ограниченных токах транзисторных ключей. Благодаря двум мостовым коммутаторам (МК1,2) и расщепленному реактору (трансреактору Т-Л) для обоих направлений преобразования режим

может быть и понижающим и повышающим, причём без реверса полного потокосцепления T-L при переключениях этих направлений и полярностей напряжений, что является важным фактором для быстрого действия системы регулирования и стабилизации параметров выходного напряжения и коррекции коэффициента потребляемой мощности. Эти же схемы могут рассматриваться как однофазные фрагменты (модули) трехфазных РППН [2].

В тех случаях, когда требуется обязательная гальваническая развязка между питающей сетью и выходом РППН последний может содержать развязывающий трансформатор, желательно – высокочастотный. На рис.2.5.7 приведены две принципиальные силовые схемы РППН на базе трансформаторного импульсного модуляторно-демодуляторного высокочастотного звена (с трансформатором напряжения ТН) и двумя трехуровневыми полумостовыми ШИМ-инверторами с реверсивным питанием: а) с семи ключевыми инверторами; б) с девятью ключевыми инверторами; в) диаграмма трансформаторного напряжения.

В этой схеме трансформатор напряжения не требует специального антинасыщающего симметрирования вольтсекундных параметров разнополярных питающих высокочастотных импульсов благодаря наличию разделительно-фильтровых конденсаторов ($C_{Ф\sim}$) с относительно малой емкостью. Вторая из этих схем защищена от "сквозных сверхтоков" при несанкционированном включении ключей из-за воздействия на схему управления электромагнитного импульса молнии.

На рис.2.5.8 представлена улучшенная схема по сравнению с существующей и рассмотренной в Главе 1 на рис.1.2.2. Основным техническим результатом улучшения является расширение функциональных возможностей устройства, а именно – обеспечение внешней вольтамперной характеристики регулируемого «источника тока», снижение требований к качеству питающей электроэнергии, а именно – расширение диапазона допустимых средних уровней и размахов пульсаций питающего напряжения, например, выпрямленного сетевого, и кроме того, повышение надежности устройства – термостойкости, безотказности и срока службы за счет исключения электролитического емкостного фильтра, а также

исключение аварийного режима из-за насыщения трансформатора при асимметричных вольтсекундных параметрах.

Описание предлагаемого преобразователя подробно приведено в Приложении 2-5.

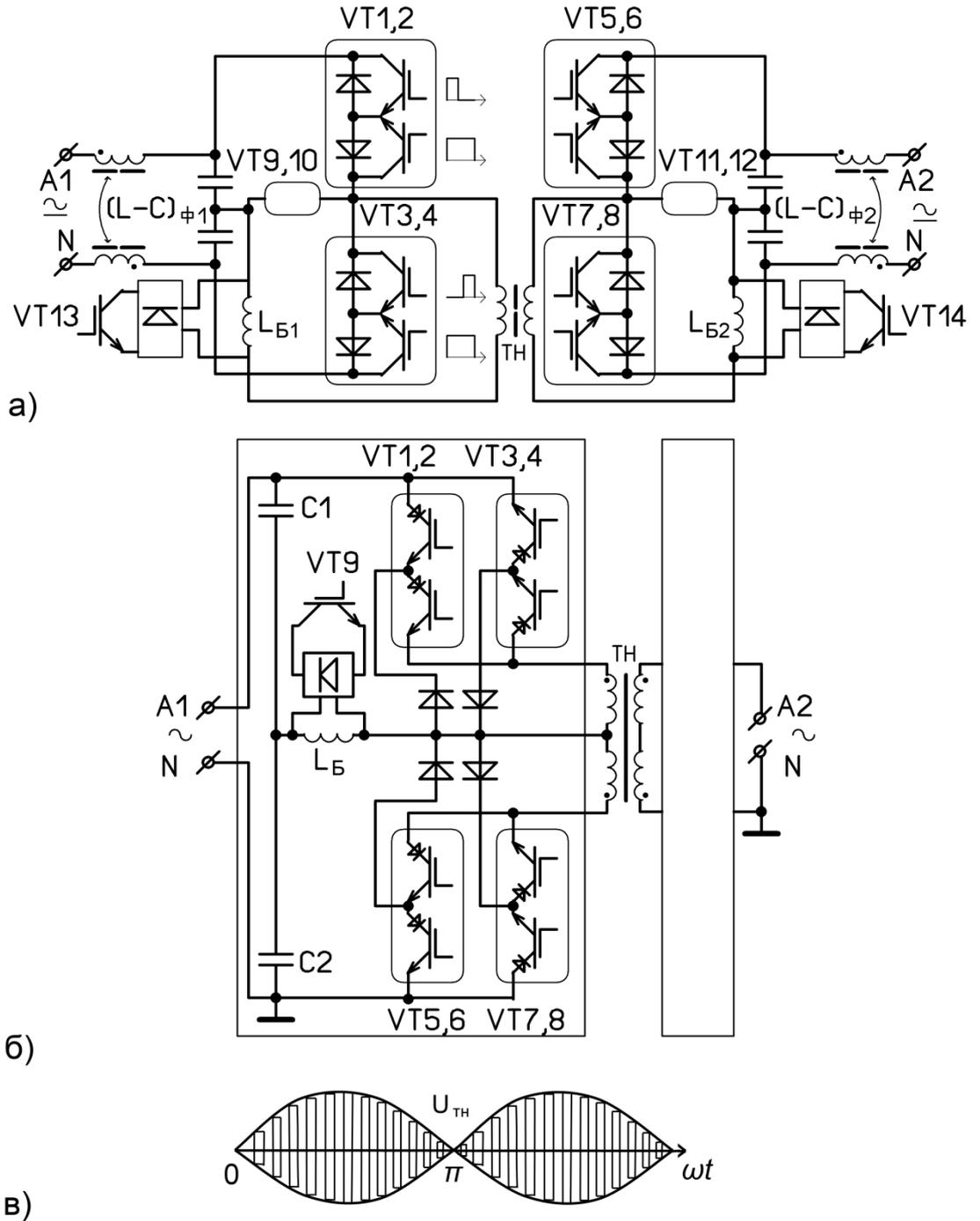


Рис.2.5.7

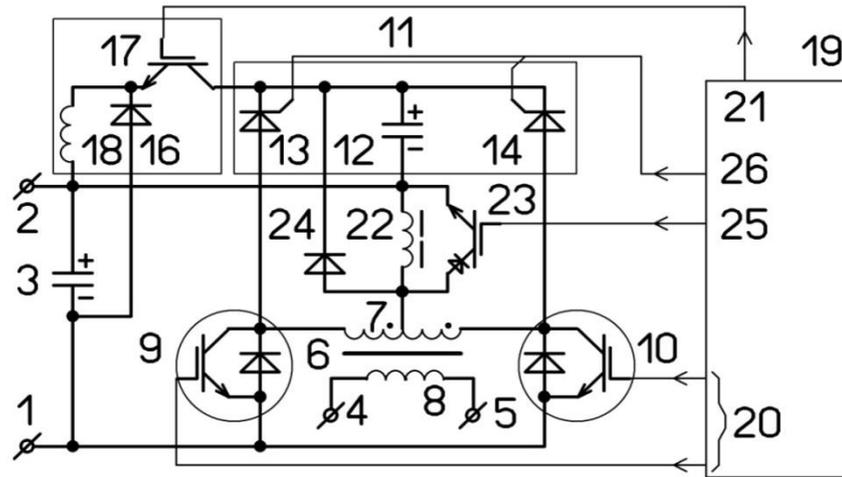


Рис.2.5.8

В заключение этого раздела следует указать на одно из важных применений рассмотренных РППН, а именно – в качестве синхронного компенсатора реактивной мощности в системах якорного самовозбуждения магистральных асинхронных стартер-генераторов, например – в авиационно-бортовых СЭС. Это позволяет существенно снизить массу и повысить надежность, КПД и качество электроэнергии подсистем генерирования автономных транспортно-бортовых систем электроснабжения, прежде всего - ПЭС.

2.6. Назначение и функциональные возможности распределенных авиационно-бортовых ИБП

Распределенный авиационно-бортовой ИБП переменного-постоянного тока представляет собой статический трехфазный преобразователь частоты с промежуточным распределительным звеном постоянного повышенного напряжения. Трехфазное напряжение питания первичного фидера каждого магистрального генератора переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц) с помощью соответствующего ИБП сначала преобразуется выпрямителем в постоянное повышенное напряжение 0 ± 135 В или 0 ± 270 В с возможностью параллельного подключения к промежуточному звену резервного источника питания (высоковольтной аккумуляторной батареи на 136 В, связанной через обратимый импульсный конвертор (ОИК) с низковольтной аккумуляторной батареей на 28 В, вентильного генератора вспомогательной силовой установки: ВГ-ВСУ или/и энергоемкого буферного конденсаторного накопителя на 270 или 540 В), а затем – в трехфазное напряжение общепортовой (или однопортовой) сети стабильной частоты 115/200 В, 400 Гц. Таким образом, ИБП по существу может считаться «кондиционером качества электроэнергии» с возможностью использования резервных каналов питания.

Помимо обеспечения на выходе ИБП качества электроэнергии, удовлетворяющего требованиям ГОСТ [6], он должен также удовлетворять требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС) с первичной сетью. Это означает следующее.

Высшие гармоники тока, создаваемые выпрямителем ИБП, могут содержать составляющие с частотами, кратными основной частоте питающего генераторного фидера (360...800 Гц) или сети (400 Гц), вызывающие существенные тепловые потери в проводах и магнитопроводах. Искажения синусоидальности тока влияют также на форму напряжения, питающего другие потребители, выводя качество питающей электроэнергии за предельные нормы, оговоренные в ГОСТ [6]. Поэтому выпрямитель ИБП должен обязательно

содержать в своем составе так называемый корректор коэффициента мощности (ККМ) [16], который выполняет следующие функции:

1) обеспечивает независимо от характера нагрузки потребление из сети (фидера) входного тока, имеющего практически синусоидальную форму и совпадающего по фазе с сетевым напряжением, благодаря чему входной коэффициент мощности близок к единице;

2) осуществляет регулируемое преобразование напряжения сети (фидера) переменного тока (нестабильной или стабильной частоты) в постоянное повышенное напряжение (270В или 540В), причем желательно – с общими заземленными нейтрально-нулевым входным и среднепотенциальным (нулевым) выходным выводами для обеспечения электроэнергетической совместимости потребителей ИБП с питающей трехфазной или однофазной сетью, повышения электробезопасности и надежности бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры, а также снижения интенсивности старения и вероятности пробоев изоляции.

3) обеспечивает питанием дополнительное распределительное устройство РУ f -var, U -const (115/200 В).

Наличие общего заземленного входного/выходного вывода авиационно-бортового ИБП подвигло рекомендовать для реализации концепции «полностью электрифицированного самолета» (без пневмо- и гидроприводов) использовать в качестве подсистем постоянного повышенного напряжения двух- и трехпроводные системы распределения: 0 ± 135 В или 0 ± 270 В (вместо ± 270 В и ± 540 В) [51, 52, 53, 54]. Предложенные комбинированные СЭС переменного-постоянного тока благодаря использованию четырех подсистем распределения (115/200 В, 360...800 Гц; 0 ± 135 В или 0 ± 270 В; 115/200 В, 400 Гц и ± 27 В) по сравнению с известными отечественными и зарубежными аналогами (например, СЭС «Boeing-787») имеют следующие преимущества:

1) обеспечивают энерго- и топливосбережение и снижение эксплуатационных затрат за счёт уменьшения последовательных каскадов преобразования электроэнергии от генераторов до основных потребителей, исключение генераторных пневмо- и гидроприводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) с низким КПД и высокими эксплуатационными расходами, а также снижение тепловых потерь из-за несинусоидальности входных токов выпрямителей для подсистем постоянного повышенного напряжения;

2) имеют высокую надежность (в частности – «живучесть») за счёт параллельного включения каналов электропитания и их взаиморезервирования, высокого качества электроэнергии и бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры;

3) обладают высокими технологичностью и ремонтпригодностью благодаря гибкой модульно-масштабируемой архитектуре с возможностью параллельного наращивания установочной мощности и автоматического отключения неисправного модуля (для последующей быстрой замены).

Наиболее существенным недостатком известных авиационно-бортовых ИБП являются их узкие функциональные возможности, а именно – однонаправленность, т.е. неспособность обратного преобразования (рекуперации) электроэнергии. Это затрудняет использование режима рекуперативного торможения в многочисленных бортовых электроприводах, а также реализацию взаиморезервирования питающих каналов, оптимизацию по КПД потоков электроэнергии и реализацию стартерных режимов магистральных генераторов. Была предпринята попытка устранения указанного недостатка с участием автора в [55] и предлагаются относительно простые структуры и силовые схемы трехфазных обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ) на базе трех унифицированных модулей для реализации авиационно-бортовых ИБП.

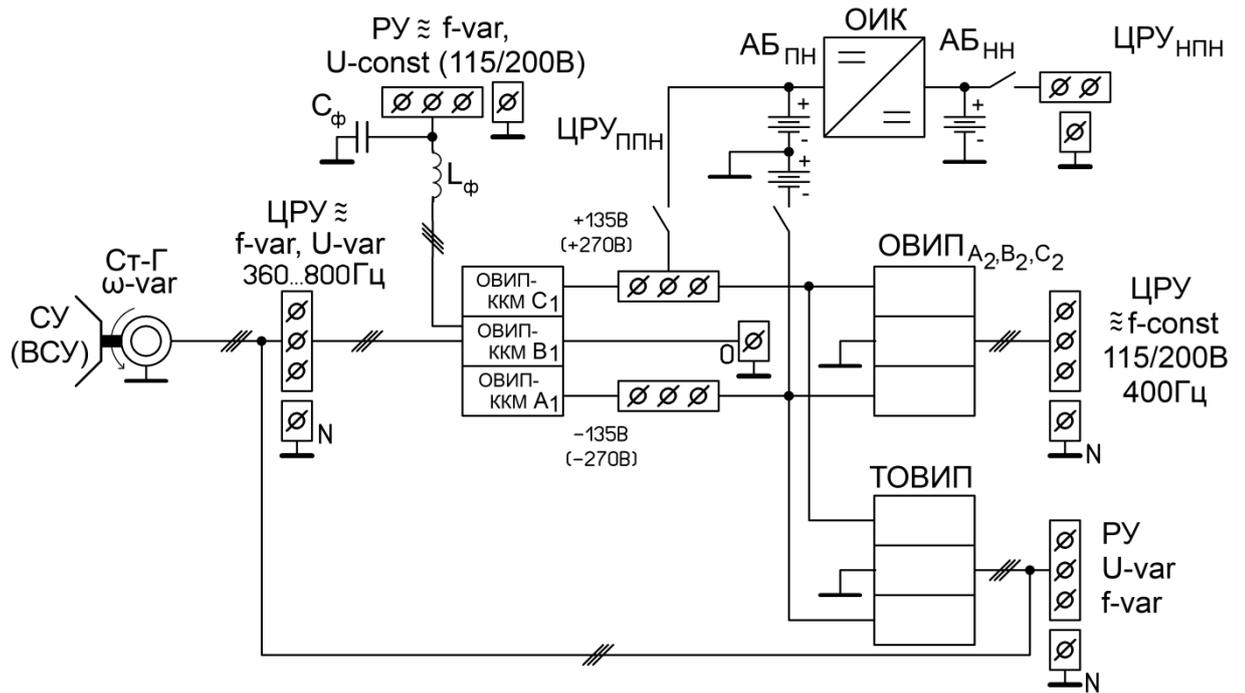


Рис.2.6.1

На рис.2.6.1 приведена структура одного магистрального канала авиационно-бортовой СЭС с распределенными ИБП на базе однофазных модулей ОВИП-ККМ, сгруппированных в трехфазные преобразователи. На нём использованы следующие обозначения: СУ - силовые установки (в том числе и вспомогательные); С-Г – стартер-генератор с переменной скоростью вращения (ω - var); ЦРУ – центральные распределительные устройства; ОИК – обратимый импульсный конвертор; АБ_{пн} и АБ_{нн} – аккумуляторные батареи повышенного и низкого напряжений.

2.6.1. Трехфазный обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ)

Силовая схема ТОВИП-ККМ представлена на рис.2.6.2. Для упрощения описания работы схемы в ней используется нумерация, принятая при патентовании. Схема состоит из трех однофазных ОВИП_{А,В,С}-ККМ, а также входных и выходных емкостных фильтров (26 и 6-7). ОВИП содержит:

трансреактор с обмотками 8-9, двухключевую стойку 10, мостовой коммутатор с тиристорными вентилями 12, 13 и транзисторными ключами 18, 19, а также демпфирующий блок 20 с двухвентильной стойкой 21-22 и снабберным конденсатором 23. В цепях входных и выходных выводов установлены датчики тока и напряжений для цепей обратных связей блока управления (БУ).

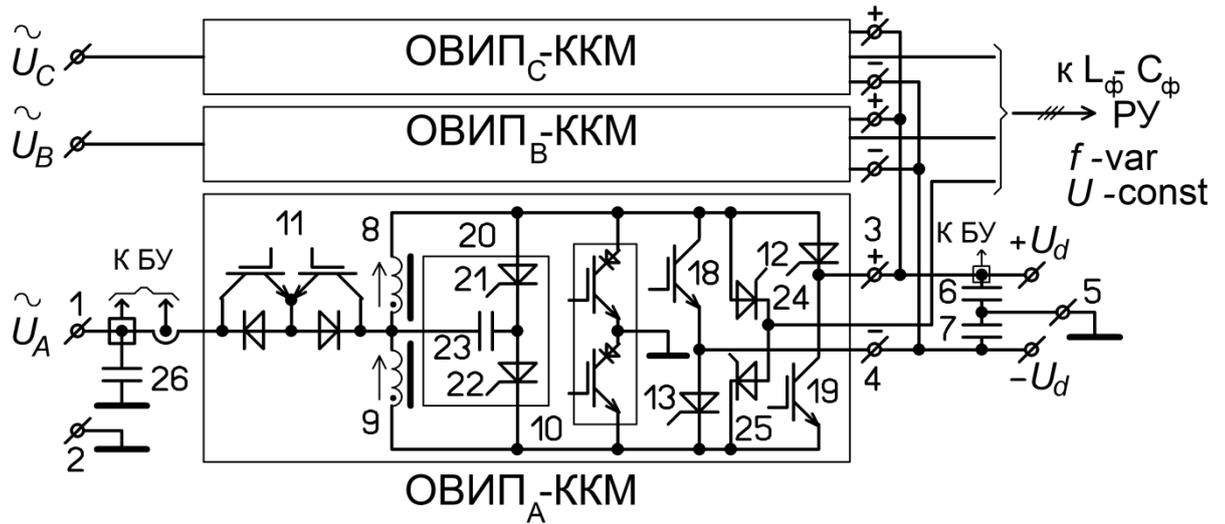


Рис.2.6.2

Подробное описание предложенной схемы описано в Приложении 2-6.

На базе вышеописанных унифицированных модулей ОВИП-ККМ построены ТОВИП для питания ЦРУ трехфазной постоянной частоты (400Гц) и РУ, питающих электроприводы с рекуперативным торможением, а также для питания стартер-генератора в стартерном режиме с регулированием напряжения и частоты (U -var, f -var) (См. рис.2.6.1).

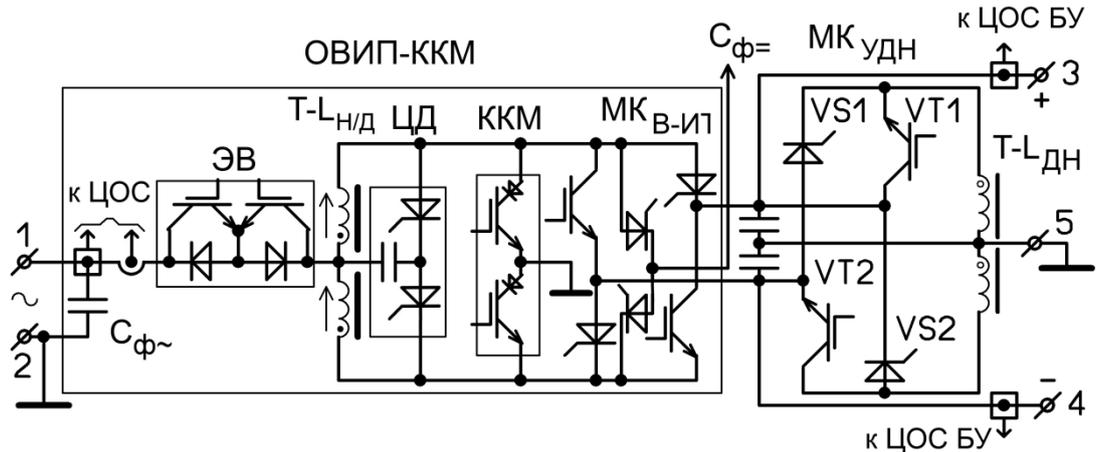


Рис.2.6.3

На рис.2.6.3 представлена силовая схема сочленения фазного модуля ОВИП-ККМ и объединенного емкостного фильтра с уравнивающим (дифференциальным) делителем напряжения (УДН). На схеме использованы следующие обозначения: 1-2 и 3-4-5 – входные и выходные выводы, включая общие заземленные; ЦОС – цепи обратных связей с датчиками токов и напряжений; $C_{\phi\sim}$ и $C_{\phi=}$ – емкостные фильтры переменного и постоянного напряжений; ЭВ – электронный выключатель; Т-Л_{Н/д} – накопительно-демодуляторный трансреактор; Т-Л_{ДН} – трансреактор делителя напряжения; МК_{УДН} – мостовой коммутатор дифференциального делителя напряжения; МК_{В-ИТ} – мостовой коммутатор выпрямителя-инвертора тока. Работа схемы МК_{УДН} сводится к поочередному включению тиристоров VS1,2 и последующему широтно-импульсному модулированию управления соответствующих транзисторов VT1,2. При этом каждая пара встречно включенных ключей (VS1 – VT1 и VS2 – VT2) с соответствующей секцией обмотки Т-Л_{ДН} и конденсаторами $C_{\phi=}$ представляет собой общеизвестный полярно-инвертирующий (понижающе-повышающий) конвертор. К основным достоинствам данной схемы УДН относятся: а) отсутствие цепей для «сквозных сверхтоков» при несанкционированных включениях пар ключей (например, из-за воздействий мощных электромагнитных импульсов – ЭМИ молнии и др. на цепи управляющих драйверов); б) однонаправленность (без реверса) непрерывного

потокосцепления трансреактора, повышающая быстродействие переключения направлений преобразования с помощью замкнутой системы регулирования (стабилизации) напряжений и позволяющая снизить требуемую энергоемкость фильтра $C_{\Phi=}$, исключив из его состава электролитические конденсаторы с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Следует заметить, что тиристоры VS1,2 в принципе могут быть заменены на диоды, однако наличие общего магнитопровода позволит при этом использовать только режим «понижения напряжения». А если разделить магнитопроводы, то работать будет можно в обоих режимах («понижения» и «повышения»), но исчезнет достоинство быстродействия переключения направлений преобразования.

На рис.2.6.4 приведена схема унифицированного модуля многофункционального импульсного преобразователя (МИП) с промежуточным трансформаторным звеном повышенной частоты (ТЗПЧ) на базе двух ОВИП (ОВИП_{0±135В} и ОВИП_{0±27В}) и трехфазного циклоконвертора (ТЦК). ОВИП_{0±135В} представляет собой полумостовой инвертор с балластным выходным реактором (L_B), демпфирующим трансреактором (Т-L) и снабберными конденсаторами, обеспечивающими мягкую коммутацию транзисторных ключей (без скачков тока при включении и скачков напряжения при выключении). Его работа на каждом такте (полупериоде $0,5T$ выходного тока) имеет следующие три этапа:

1. При включении ключа VT1 в момент времени $t_0=0$ происходит разряд снабберного конденсатора C_{CH1} , заряженного на предыдущем периоде, по цепи: C_{CH1} -VT1-L1-VD3- C_{CH1} до нулевого значения его напряжения U_{C1} . Одновременно ток I_{L1} имеет вторую нарастающую составляющую по цепи: $C_{\Phi1}$ -VT1-L1- L_B - $C_{\Phi1}$ - $C_{\Phi1}$.

2. В момент спада U_{C1} до 0 включается тиристор VS1, и ток I_{L1} частично замыкается по цепи: L1-VD3-VS1-L1, исключая перезаряд C_{CH1} обратной

полярностью и поддерживаясь за счёт ЭДС самоиндукции $L1$ до момента времени $t_{И} = \gamma \times 0,5T$.

3. В момент времени $t_{И}$ ключ $VT1$ выключается, и синхронным импульсом подтверждается включение тиристора $VS1$, после чего сначала происходит зарядка C_{CH1} по цепи: $C_{Ф1}-C_{CH1}-VS1-L1-L_{Б}-C_{Ф-}-C_{Ф1}$ (при этом диод $VD1$ заперт разностью напряжений на фильтровой стойке $C_{Ф1}-C_{Ф2}$ и C_{CH1}), а затем (когда указанная разность обнулится и начнет проводить диод $VD1$) ток нагрузки продолжит спадать до нуля по цепи: $L1-L_{Б}-C_{Ф-}-C_{Ф2}-VD1-L1$, поддерживаемый в течение времени $t_{спада}$ за счет ЭДС самоиндукции $L1$ и $L_{Б}$. Далее, после момента $t_0 + 0,5T$ наступает второй такт (полупериод) с участием симметрично расположенных элементов.

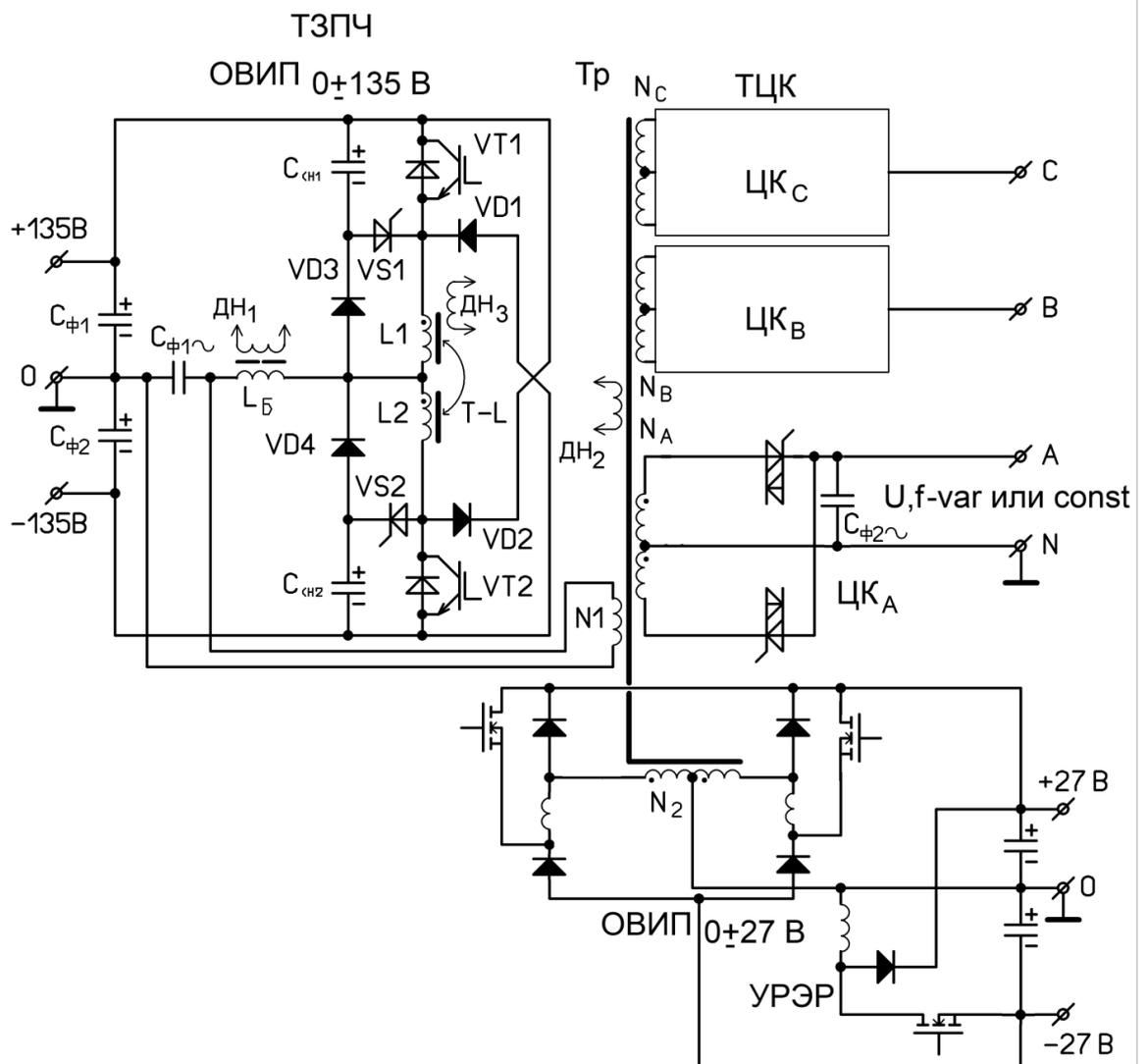


Рис.2.6.4

Трансформатор Тр благодаря токовым звеньям Т-Л и L_B работает в режиме "трансформатора тока" и поэтому не требует специальных мер и устройств для симметрирования вольт-секундных интегралов питающих импульсов напряжения, предотвращающего насыщение магнитопровода, что также является достоинством схемы. Во вторичных цепях трансформатора с высокочастотными прямоугольными токами установлены циклоконверторы ($ЦК_{A,B,C}$) для формирования низкочастотных трехфазных напряжений и обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь (ОВИП) низковольтным выпрямленным напряжением 27 В (или 0 ± 27 В) для двунаправленной связи с аккумуляторной батареей. При обратном (повышающем) преобразовании он работает в качестве высокочастотного инвертора прямоугольного тока с узлом рекуперации энергии рассеяния (УРЭР) из вспомогательного (нижнего) конденсатора в основной (верхний).

Параметры элементов L_1 , L_B и C_{CH1} целесообразно выбирать такими, чтобы к моменту времени: $t_0 + 0,5T$ ток нагрузки спал до нуля. В этом случае коммутация транзисторных ключей будет мягкой (при нулевых токах и напряжениях), что обеспечивает повышение КПД и надежности схемы. Однако возможны также режимы с непрерывным полным потокосцеплением (Ψ) трансреактора Т-Л, который благодаря накопленной среднециклической электромагнитной энергии позволит снизить требуемую энергоемкость фильтровой стойки $C_{\Phi 1} - C_{\Phi 2}$, исключив из нее электролитические конденсаторы с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Предложенные схемотехнические решения для синтеза авиационно-бортовых источников бесперебойного питания (ИБП) на базе унифицированных модулей ОВИП с ККМ и РИСТ/Н, в отличие от известных схем ИБП, обладают свойством обратимости (двунаправленности), позволяющим осуществлять рекуперацию электроэнергии в питающую сеть, взаиморезервирование каналов питания с помощью аккумуляторных батарей с повышенным и низким напряжениями и оптимизацию потоков электроэнергии.

2.7. Синтез комбинированной СЭС

Рассмотрим силовые схемы унифицированных модулей МИП, позволяющих синтезировать авиационно-бортовые комбинированные СЭС переменного-постоянного тока, вполне удовлетворяющие по своей эффективности основным критериям оптимальности. Приведены примеры указанного синтеза автономной комбинированной СЭС с четырьмя видами питающих напряжений, в частности - для "полностью электрифицированных самолетов" (ПЭС).

2.7.1. Синтез комбинированной СЭС с дифференциальным звеном постоянного повышенного напряжения (0 ± 135 В или 0 ± 270 В)

Первая из рассматриваемых СЭС построена на базе двух групп унифицированных модулей многофункциональных однофазных преобразователей двух видов (рис.2.7.1):

- а) Виенна-выпрямитель с корректором коэффициента мощности (В-В-ККМ);
- б) обратимый импульсный циклоконвертор-инвертор тока ($\overline{\text{ОИЦК}}/\overline{\text{ИТ}}$) с уравнивающим делителем напряжения (УДН);

Трехфазные группы В-В-ККМ и $\overline{\text{ОИЦК}}/\overline{\text{ИТ}}$ гальванически развязаны между собой с помощью промежуточного дифференциального звена постоянного повышенного напряжения: ЗППН 0 ± 135 В (или 0 ± 270 В) и звена гальванической развязки высокой частоты: ЗГРВЧ на базе полумостового обратимого инвертора напряжения-выпрямителя ($\overline{\text{ИН}}/\overline{\text{В}}$) с многообмоточным высокочастотным трансформатором (Тр).

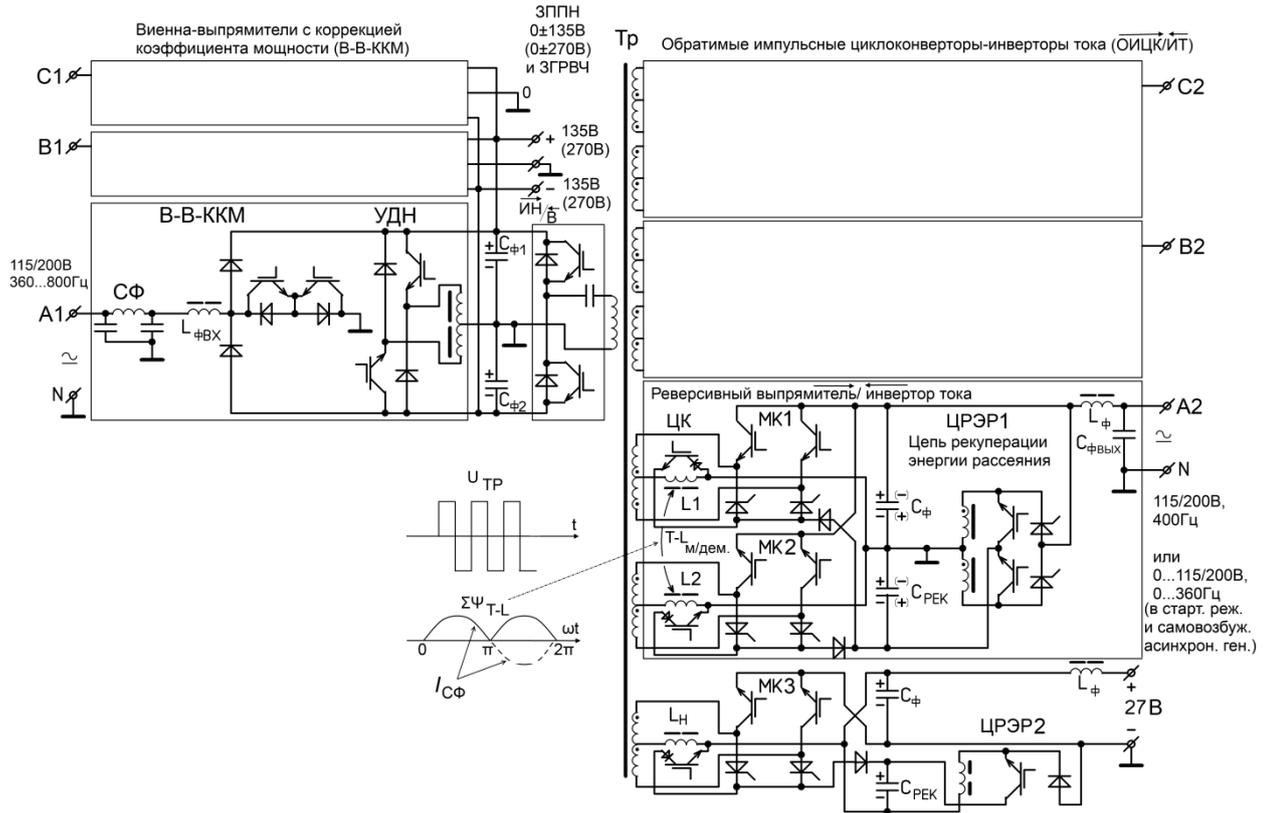


Рис.2.7.1

Основной особенностью приведенного на рис.2.7.1 схмотехнического решения является отказ от обратимости (двунаправленности) В-В-ККМ ввиду сложности её реализации с высоким качеством выходной электроэнергии при её обратном преобразовании (рекуперации или стартерного запуска первичного генератора). Роль обратного преобразования электроэнергии возлагается на $\overline{\text{ОИЦК}} / \overline{\text{ИТ}}$, который способен работать в следующих четырех режимах:

1) режим прямого преобразования высокой частоты (порядка 20 кГц с выхода $\overline{\text{ИН}} / \overline{\text{В}}$ через Тр) в стабильную низкую частоту 400 Гц (для питания распределительного устройства трехфазного напряжения высокого качества 115/200 В или 230/400 В, 400 Гц);

2) режим прямого преобразования высокой частоты в нестабильную частоту первичного асинхронного генератора (360...800 Гц для его самовозбуждения, возможно – в комбинации с синхронным компенсатором);

3) режим прямого преобразования с $U_{\text{ВЫХ}} - \text{var}$, $f - \text{var}$ (0...360 Гц) для запуска силовой установки с помощью стартер-генератора (обычно при $U/f \approx \text{const}$);

4) режим обратного преобразования в качестве инвертора высокочастотного тока с реверсивным питанием (т.е. повышающего преобразователя частоты 400 Гц/20 кГц) для рекуперации энергии в ЗППН.

Рассмотренные режимы в перечисленной последовательности представлены в Приложении 2-7.

Основной проблемой при построении схем трансформаторных инверторов прямоугольного тока («меандра») является обеспечение утилизации (рекуперации) электромагнитной энергии индуктивностей рассеяния трансформатора обратно во входной фильтровой конденсатор, т.е. обеспечение цепей для «внутренней реактивной мощности». В рассматриваемой схеме (рис.2.7.1) указанная энергия сначала поступает в добавочный фильтровой конденсатор рекуперации ($C_{\text{РЕК}}$) через тиристорные вентили, а затем возвращается в основной фильтровой конденсатор ($C_{\text{Ф}}$) через полярно-инвертирующий импульсный модулятор – цепь рекуперации энергии рассеяния трансформатора (ЦРЭР) на базе реактора (трансреактора) рекуперации и управляемого вентильно-ключевого моста.

Наличие низковольтной дополнительной обмотки трансформатора (Тр) и соответствующего дополнительного мостового коммутатора (МКЗ) позволяет реализовать не только питание вторичной подсистемы постоянного низкого напряжения (± 27 В) с целью зарядки резервного аккумулятора (28 В), но и обратное (резервное) питание от низковольтного аккумулятора всей системы электроснабжения (в течение короткого промежутка времени) или только жизненно-важных потребителей (в течение более длительного промежутка времени). Для этого дополнительный мостовой коммутатор переводится из режима выпрямителя в режим инвертора высокочастотного прямоугольного тока,

рассматриваемый выше. При этом отсутствие реверса питающего напряжения позволяет обойтись одним коммутатором.

2.7.2. Синтез СЭС с униполярным звеном постоянного повышенного напряжения (± 270 В)

На рис.2.7.2 приведена структура канала КСЭС с униполярным (не дифференциальным) звеном постоянного повышенного напряжения (ЗППН) ± 270 В с электромеханической коммутацией и модульно-масштабируемой архитектурой.

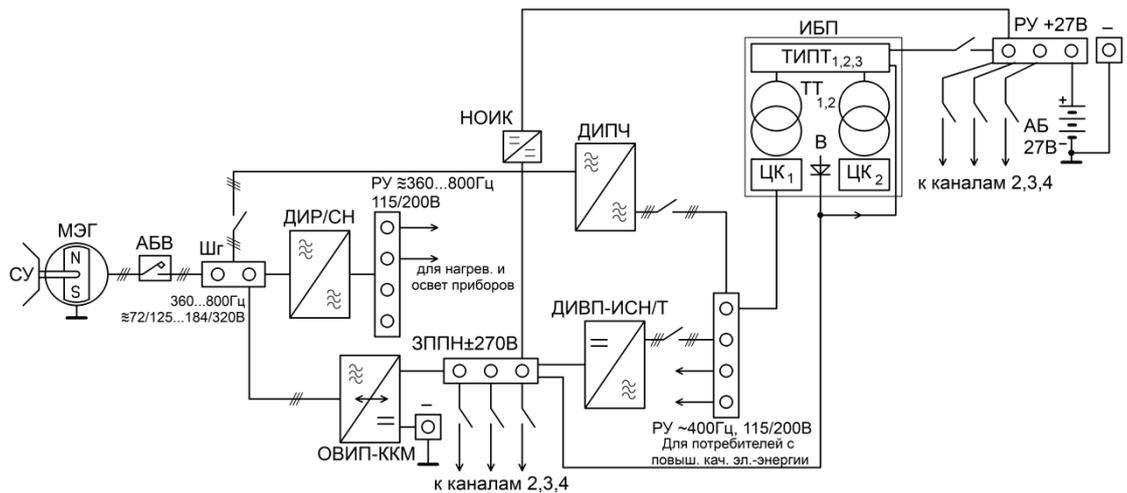


Рис.2.7.2

На рисунке приняты следующие обозначения: СУ – силовая установка; МЭГ – встроенный магнитоэлектрический генератор (стартер-генератор) с аварийным расцепителем валов; АБВ – аварийный быстродействующий выключатель; ЩГ – шина генератора; ДИР/СН – двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения (трехфазный, синхронно-реверсивный циклоконвертер - повторитель частоты с коррекцией коэффициента мощности – ККМ); ОВИП-ККМ – обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности; ДИВП-ИСН/Т – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального

напряжения/тока; НОИК – непосредственный обратимый импульсный конвертор; ИБП – источник бесперебойного питания со звеном высокой частоты на базе трех трансформаторных инверторов прямоугольного тока (ТИПТ1,2,3), двух трансформаторов тока (ТТ1,2) и двух циклоконверторов (ЦК1,2) с выходным трехфазным фильтром; АБ – аккумуляторная батарея; РУ – распределительные устройства; ЗППН – звено постоянного повышенного напряжения (униполярное).

Приведенная структура не требует специальной коммутационной аппаратуры для бездуговой коммутации цепей ППН±270 В, т.к. по аналогии с СЭС самолета Boeing 787 ЗППН используется только как промежуточное звено для связи 4х бортовых каналов питания без подключения к нему потребителей. Последние в соответствии с ГОСТ на авиационно-бортовые СЭС разделены на следующие три группы по видам электропитания: а) нагревательно-осветительные и подобные приборы с питанием от РУ переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц), но стабильного действующего значения трехфазного или однофазного напряжения (115/200 В); б) потребители с повышенным качеством электроэнергии переменного тока (400 Гц, 115/200 В) и в) потребители постоянного низкого напряжения (±27 В). При этой структуре необходимо установить двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения (ДИР/СН).

Для обеспечения питанием от шины генератора (Ш_Г) звена ЗППН±270 В и РУ 400 Гц, 115/200 В необходимы обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ) и двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального напряжения/тока (ДИВП-ИСН/Т). При этом в качестве резервной (не двухкаскадной) обратимой связи Ш_Г и РУ 400 Гц желательно использовать резервный непосредственный двунаправленный импульсный преобразователь частоты (ДИПЧ). Учитывая рациональность применения модульно-масштабируемой архитектуры всех четырех перечисленных

преобразователей, предлагается использовать для их реализации универсальный многофункциональный импульсный преобразователь (МИП).

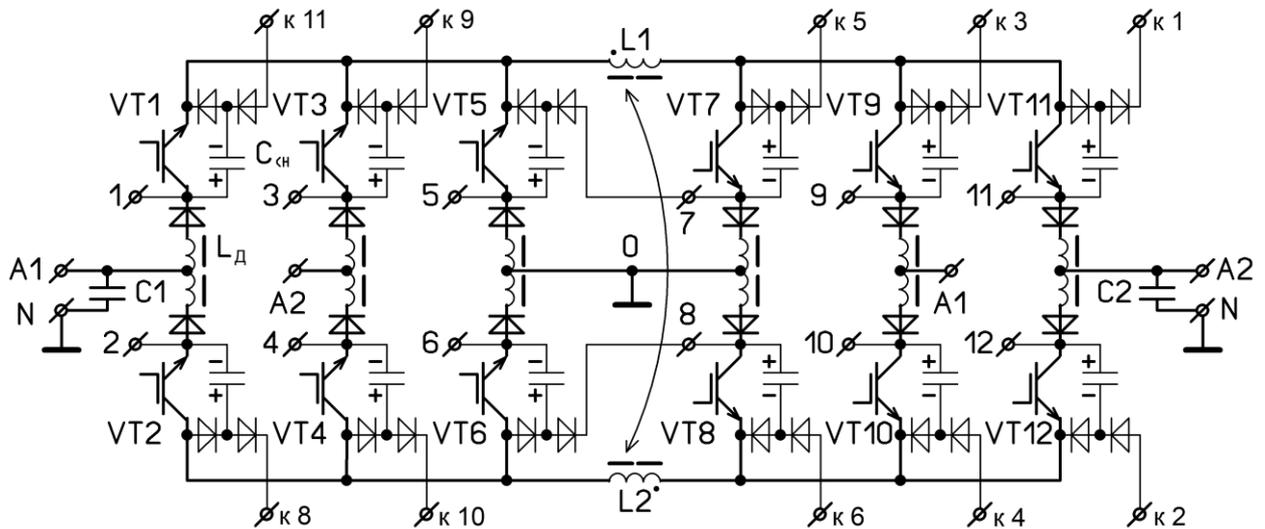


Рис.2.7.3

На рис.2.7.3 представлена силовая схема двухмодульного универсального МИП с двухобмоточным демодуляторным трансреактором ($L1-L2$) и нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками для «мягкой» коммутации (для снижения тепловых потерь и помехоизлучений). Каждый из модулей схемы представляет собой шестиплечевый мостовой коммутатор на базе диодно-транзисторных стоек в плечах, снабберных конденсаторов (C_{CH}), демпферных дросселей (L_D) и зарядно-разрядных двухдиодных стоек. Для снижения громоздкости изображения цепи связи между коммутаторами обозначены в виде разнумерованных точек (с 1 по 12) и адресных указателей ($k1, k2$ и т.д.). Схема обладает центральной симметрией относительно заземленной средней точки (0), что позволяет упростить анализ её работы.

Вместе с двунаправленностью преобразования электроэнергии (от внешних выводов $A1-N$ к внешним выводам $A2-N$ и обратно) схема обеспечивает реверс полярностей обоих внешних напряжений (U_{A1-N} и U_{A2-N}), а также допускает произвольное соотношение их мгновенных значений (в пределах допустимых для транзисторов). Преобразование ведется в режиме высокочастотной широтно-

импульсной модуляции (ШИМ). Постоянный период модуляции ($T_{\text{ШИМ}}$) содержит три чередующихся в произвольном порядке этапа: а) нарастания тока (полного потокосцепления) обмоток трансреактора ($dI/dt > 0$) с длительностью: $t_{\text{Н}} = \gamma_{\text{Н}} T_{\text{ШИМ}}$; б) частичного (или полного) спада тока ($dI/dt < 0$) с длительностью: $t_{\text{СП}} = \gamma_{\text{СП}} T_{\text{ШИМ}}$ и в) приблизительного сохранения тока ($dI/dt \approx 0$) с длительностью: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{Н}} - t_{\text{СП}} = (1 - \gamma_{\text{Н}} - \gamma_{\text{СП}}) T_{\text{ШИМ}}$.

Нарастание тока в обмотке L1 в зависимости от режимов понижения или повышения напряжений происходит по цепям: C1-VT1-L1-VT11-C2-C1 или C1-VT1-L1-VT7-C1. Спадание тока в обмотке L1 происходит, соответственно, по цепям: L1-VT11-C2-VT5-L1 и L1-VT11-C2-C1-VT1-L1. Приблизительное сохранение этого тока происходит в цепи: L1-VT7-VT5-L1.

Аналогичным образом (благодаря центральной симметрии схемы) модулируется ток обмотки L2 трансреактора.

В процессе широтно-импульсной модуляции с помощью регулирования двух взаимонезависимых параметров ($\gamma_{\text{СП}}$ и $\gamma_{\text{Н}}$) и цепей отрицательных обратных связей (на базе сравнения сигналов датчиков внешних токов и напряжений с эталонными сигналами) обеспечивается однонаправленная пульсация полного потокосцепления (ψ) трансреактора по модульно-синусному закону: $\psi(t) = \psi_0 |\sin(\omega t)|$. Благодаря низкочастотной перекоммутации токов трансреактора мостовыми коммутаторами на одном из фильтровых конденсаторов (C1 или C2) формируется низкочастотное синусоидальное напряжение вида: $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$ или в цепи одного из внешних выводов (A1 или A2) формируется синусоидальный ток вида: $I(t) = I_0 \sin(\omega t)$.

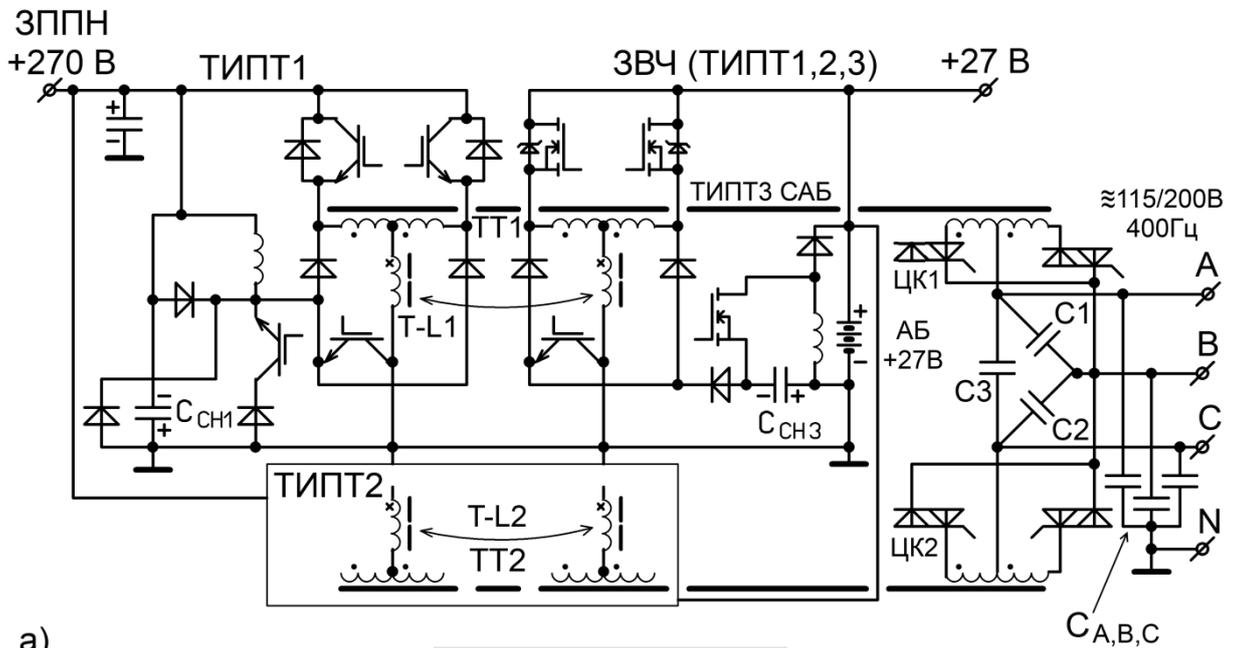
Таким образом, при выполнении функции выпрямителя схема осуществляет коррекцию коэффициента мощности (ОВИП-ККМ), а при работе в качестве инвертора синусоидального напряжения/тока – функцию регулятора амплитуды и временно-фазового сдвига.

Благодаря наличию общего заземления внешних выводов рассмотренная схема МИП пригодна для непосредственного (бестрансформаторного) синтеза трехфазных преобразователей с заземленными нейтрально-нулевыми выводами.

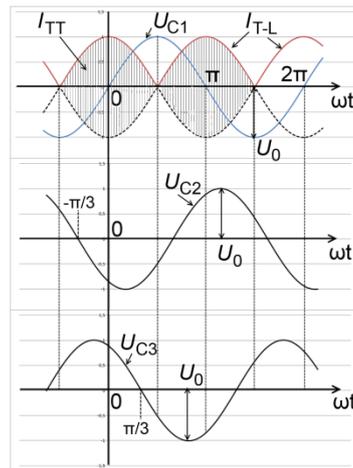
Реализация источника бесперебойного питания (ИБП) на базе аварийно-резервной низковольтной аккумуляторной батареи требует введения промежуточного трансформаторного звена высокой частоты (ТЗВЧ), причем – не только для гальванической развязки, но главное – для обеспечения приемлемого КПД. В непосредственном импульсном модуляторе при большой кратности преобразуемых напряжений (например, $270\text{В}/27\text{В}=10$) значительно возрастают тепловые потери: во-первых, из-за существенно-прерывистых («игольчатых») внешних токов в цепях повышенного напряжения, а во-вторых, из-за необходимости совмещения противоречивых требований к транзисторным ключам: большие допустимые токи (при низковольтном питании проводящих ветвей) и большие допустимые напряжения (при повышенном питающем напряжении непроводящих ветвей), что приводит к необходимости применения ключей с большими статическими и динамическими потерями (например, MOSFET – транзисторов с относительно большим сопротивлением канала или IGBT – ключей с большим напряжением насыщения).

В свою очередь, реализация ТЗВЧ на базе мостовых или полумостовых высокочастотных трансформаторных инверторов прямоугольного напряжения (ТИПН) сталкивается с относительно сложной проблемой антинасыщающего симметрирования параметров питающих импульсов на разнополярных полупериодах модуляции. Попытка замены двухтактных трансформаторных схем на одноктактные трансреакторные обратнородовые схемы сталкивается с не менее сложной проблемой нерассеивающей (тепла) утилизации энергии индуктивностей рассеяния обмоток трансреактора, определяющей внутреннюю реактивную мощность и как следствие – тепловые потери и удельные массо-габаритные характеристики.

Альтернативой указанного ТИПН является трансформаторный инвертор прямоугольного тока (ТИПТ), свободный от этих недостатков.



а)



б)

Рис.2.7.4

На рис.2.7.4 приведены силовая схема трехфазного МИП с ИБП и со ЗВЧ на базе трех ТИПТ1,2,3, двух трансформаторов тока (ТТ1,2) и двух циклоконверторов (ЦК1,2) с выходным трехфазным емкостным фильтром ($C_{1,2,3}$ $C_{A,B,C}$) – «а» и временные диаграммы токов и напряжений ЗВЧ и ЦК – «б».

Характерными элементами ТИПТ1,2,3 являются накопительно-демодуляторные трансреакторы (Т-Л1,2) для формирования прямоугольных токов в трансформаторах тока (ТТ1,2), а также снабберные конденсаторы ($C_{СН1,2,3}$) с

полярно-инвертирующими модуляторами для нерассеивающей утилизации энергии индуктивностей рассеяния ТТ путем её рекуперации в ЗППН 270 В и в АБ (27 В).

Выходное низкочастотное (400 Гц) трехфазное синусоидальное напряжение (115/200 В) формируется с помощью двух демодуляторно-накопительных трансреакторов (Т-Л1,2) и двух симисторных циклоконверторов (ЦК1,2) – т.е. циклических реверсивных выпрямителей (см. временные диаграммы). Помимо этого ИБП с помощью диодных (или тиристорных) выпрямителей обеспечивает аварийно-резервное питание ЗППН±270 В, а также зарядку аккумуляторной батареи.

Так как ИБП по своим внешним вольт-амперным характеристикам может выполнять функцию «источника тока», то он так же, как и вышерассмотренный МИП может являться модулем в расщепленной модульно-масштабируемой архитектуре канала КСЭС с униполярным ЗППН±270 В.

Рассмотренная структура модуля МИП (а по существу – КСЭС) может считаться наиболее рациональной, т.к. полностью удовлетворяет требованиям ГОСТ по заземлению на корпус ЛА минусового вывода униполярной СППН±270 В и не требует согласования частных технических условий, как дифференциальные ЗППН 0 ± 135 В или 0 ± 270 В, рассмотренные выше и в предыдущих разделах работы.

Заключение: рассмотренные силовые схемы унифицированных модулей многофункциональных преобразователей (рис.2.7.3 и рис.2.7.4) позволяют синтезировать авиационно-бортовые комбинированные СЭС переменного-постоянного тока, вполне удовлетворяющие всем перечисленным критериям (раздел 2.1) и приближающиеся по эффективности к оптимальным.

Выводы по Главе 2.

Рассмотренные в главе критерии оптимальности и схемотехнические и алгоритмические решения позволяют реализовать унифицировано-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока, приближающихся по своей эффективности к квазиоптимальным.

Указанный синтез представляется наиболее перспективной технологией в области практической силовой электроники транспортных средств. Особую роль он играет в авиационно-космических СЭС с повышенными требованиями к надежности, живучести, контроле- и ремонтпригодности (с учетом вынужденных простоев летательного аппарата), к массогабаритным и энергетическим показателям, к качеству электроэнергии, к ЭМС, к элементной и схемотехнической преемственности и возможности гибкого варьирования (наращивания) установленной мощности (модульно-масштабируемая архитектура).

Глава 3. Компьютерное имитационное и расчетное моделирование основных узлов МИП. Экспериментальное подтверждение основных положений и рекомендации к проектированию.

Для подтверждения работоспособности и эффективности предложенных во второй главе схем произведем расчет и моделирование основных узлов этих схем.

Рассмотрим узел рекуперации энергии рассеивания, используемый в предлагаемых схемах, в частности, на примере схемы по рис.2.5.8. На рис.3.1 представлена модернизированная схема (рис.2.5.8) с добавлением демпферно-снабберных цепочек и с измененной цепью шунтирования.

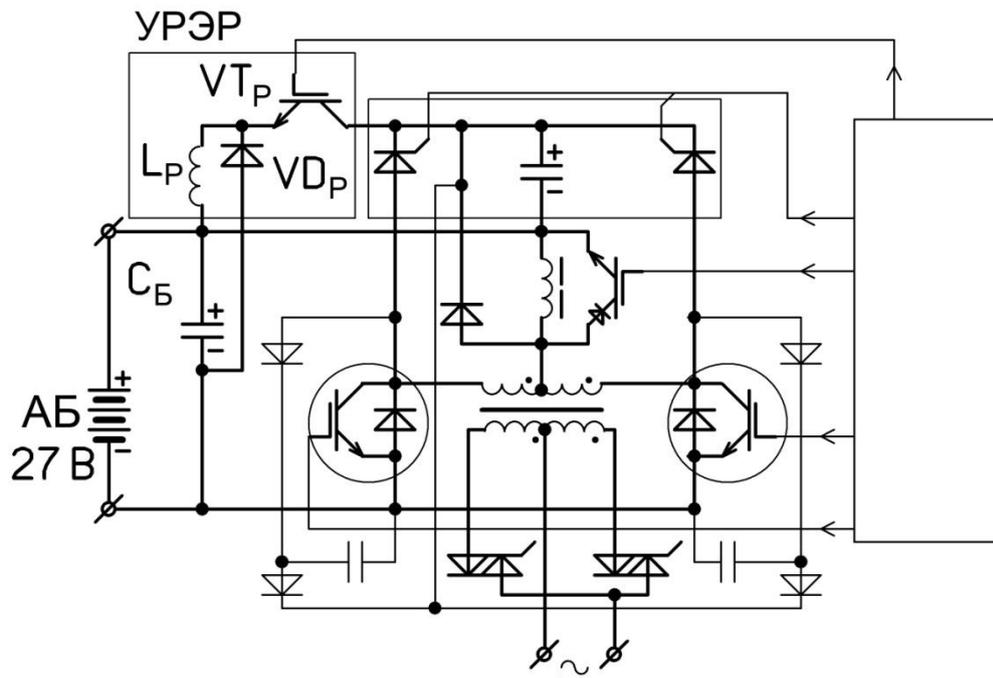


Рис.3.1

Энергия, накапливаемая в индуктивностях рассеяния трансформатора, сбрасывается в конденсатор C_B , на котором на протяжении всей работы схемы поддерживается напряжение, близкое к удвоенному напряжению питания и всегда немного выше него. Стабилизация напряжения на конденсаторе C_B на требуемом уровне обеспечивается за счет работы понижающего преобразователя, выполненного на транзисторе VT_p , диоде VD_p и дросселе L_p . Установленная

мощность УРЭР меньше установленной мощности основного преобразователя и определяется энергией, выводимой из индуктивностей рассеяния трансформатора.

Оценим мощность, на которую должен быть рассчитан УРЭР, при допущении, что все полупроводниковые элементы схемы — идеальные ключи, потери энергии в элементах схемы отсутствуют. Эквивалентная схема для этапа вывода энергии из индуктивностей рассеяния в конденсатор C_B изображена на рис.3.2 [25].

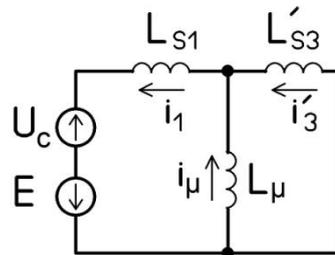


Рис.3.2

Эта схема справедлива при условии малых пульсаций напряжения на конденсаторе C_B . Тогда напряжение на конденсаторе (U_C) может быть принято постоянным, а конденсатор C_B эквивалентно заменен источником напряжения, равным U_C . Кроме того, предполагаем, что выходной выпрямитель за счет индуктивности в нагрузке стягивается в точку (заменяется замкнутым ключом) на всем интервале вывода энергии. При этом выводимая энергия будет наибольшей. Энергию, выводимую в конденсатор, можно представить как сумму энергии, накопленной к этому времени в индуктивностях рассеяния, и энергии, потребленной от источника питания на этапе вывода энергии в конденсатор. Пренебрегая током индуктивности намагничивания, можно считать, что ток индуктивностей рассеяния спадает от величины I_H' до нуля линейно. Обозначая время спада тока как $t_{СП}$, можно записать:

$$t_{СП} = \frac{I_H' \times (L_{S1} + L'_{S3})}{U_C - E} = \frac{I_H' \times L_{S\Sigma}}{U_C - E}. \quad (1)$$

Энергия, потребляемая от источника за время вывода энергии из индуктивностей рассеяния равна:

$$W_{ПОТР} = \int_0^{t_{СП}} E \times i_1(t) dt = \int E \times (I'_H - \frac{I'_H}{t_{СП}} \times t) dt = \frac{(I'_H)^2 \times L_{S\Sigma}}{2 \times (\frac{U_C}{E} - 1)}. \quad (2)$$

Накопленная к моменту запираания транзистора в индуктивностях рассеяния энергия может быть оценена следующим образом:

$$W_{НАК} = \frac{L_{S\Sigma} \times (I'_H)^2}{2}. \quad (3)$$

С учетом вышеприведенных двух выражений, мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, равна:

$$P_{ВСПОМ} = 2 \times f \times (W_{ПОТР} + W_{НАК}) = f \times L_{S\Sigma} \times (I'_H)^2 \times \frac{U_C}{U_C - E}. \quad (4)$$

где f — частота работы преобразователя.

При $U_C = 2 \times E$ мощность $P_{ВСПОМ} = 2 \times f \times L_{S\Sigma} \times (I'_H)^2$, при большем U_C мощность $P_{ВСПОМ}$ меньше. Приращение напряжения на конденсаторе C_B за один цикл вывода энергии из индуктивностей рассеяния может быть оценено из условия, что вся выводимая энергия накапливается в конденсаторе, и на интервале вывода передача энергии УРЭР пренебрежимо мала. Приращение энергии в конденсаторе ΔW_C равно:

$$\Delta W_C = \Delta U_C \times U_C \times C1 = W_{ПОТР} + W_{НАК} = \frac{(I'_H)^2 \times L_{S\Sigma}}{2} \times \frac{U_C}{U_C - E}. \quad (5)$$

где ΔU_C — приращение напряжения на конденсаторе C_B , тогда:

$$\Delta U_C = \frac{(I'_H)^2}{2 \times (U_C - E)} \times \frac{L_{S\Sigma}}{C1}. \quad (6)$$

На рис.3.3 показаны зависимости мощности, передаваемой вспомогательным преобразователем, от установленной мощности трансформатора при $U_C = 2 \times E$.

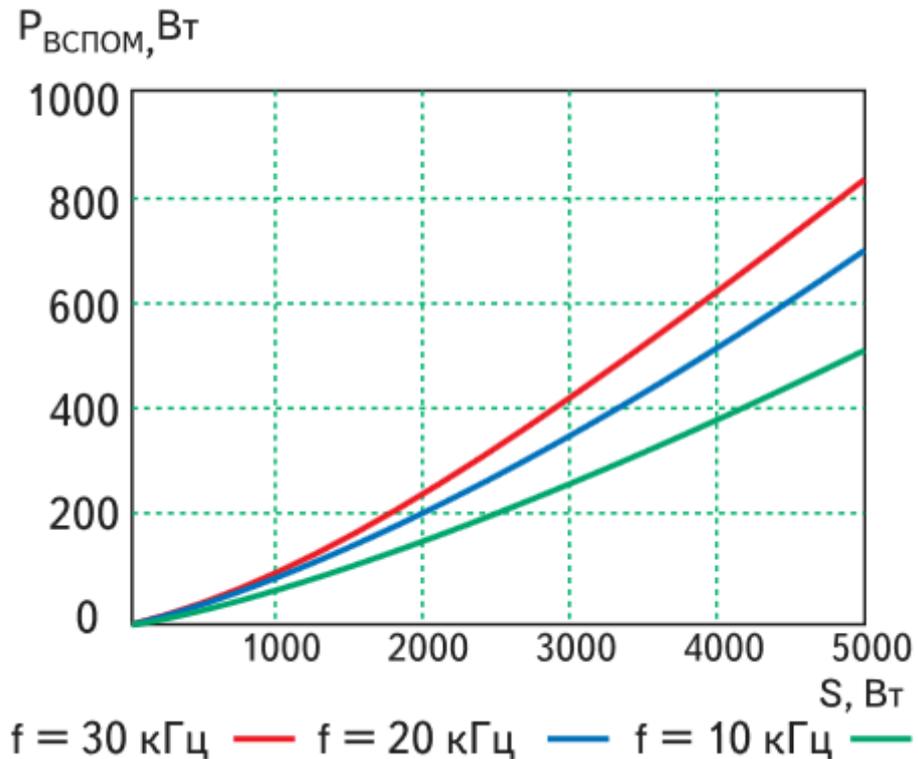


Рис.3.3

Для проверки эффективности приведенной выше схемы со вспомогательным преобразователем было проведено моделирование ее работы в системе моделирования MicroCap. Для устройства приняты следующие параметры: напряжение питания 24 В, частота работы основного преобразователя 30 кГц, УРЭР — 60 кГц. Мощность, передаваемая в нагрузку, равна 1400 Вт. В модели трансформатора, рассчитанного по указанной выше методике, учтены индуктивности рассеяния и индуктивность намагничивания.

В качестве управляемых полупроводниковых ключей VS1, VS2 использованы транзисторы IRFP2907, диоды VD1, VD2 — 35CGQ100. УРЭР построен на транзисторе VS3 типа IRF1310 и диоде VD3 (также 35CGQ100). По результатам моделирования КПД схемы — 96%. Полученный КПД учитывает также потери в полупроводниковых элементах схемы. Мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, — 285 Вт по результатам моделирования, по приведенной выше аналитической оценочной формуле — 324 Вт. Разница между результатами оценки и результатами моделирования может быть объяснена учетом потерь в полупроводниковых элементах схемы при моделировании.

На рис.3.4 показаны полученные при моделировании осциллограммы. Преобразователь работает в режиме, близком к максимальному коэффициенту заполнения импульсов транзисторов основного преобразователя (коэффициент заполнения равен 0,87). Моделирование показало, что включение ключа в одном из плеч схемы в то время, как в противоположном плече ток еще не спал, существенно замедляет спад этого тока, а также нарастание тока во включившейся обмотке.

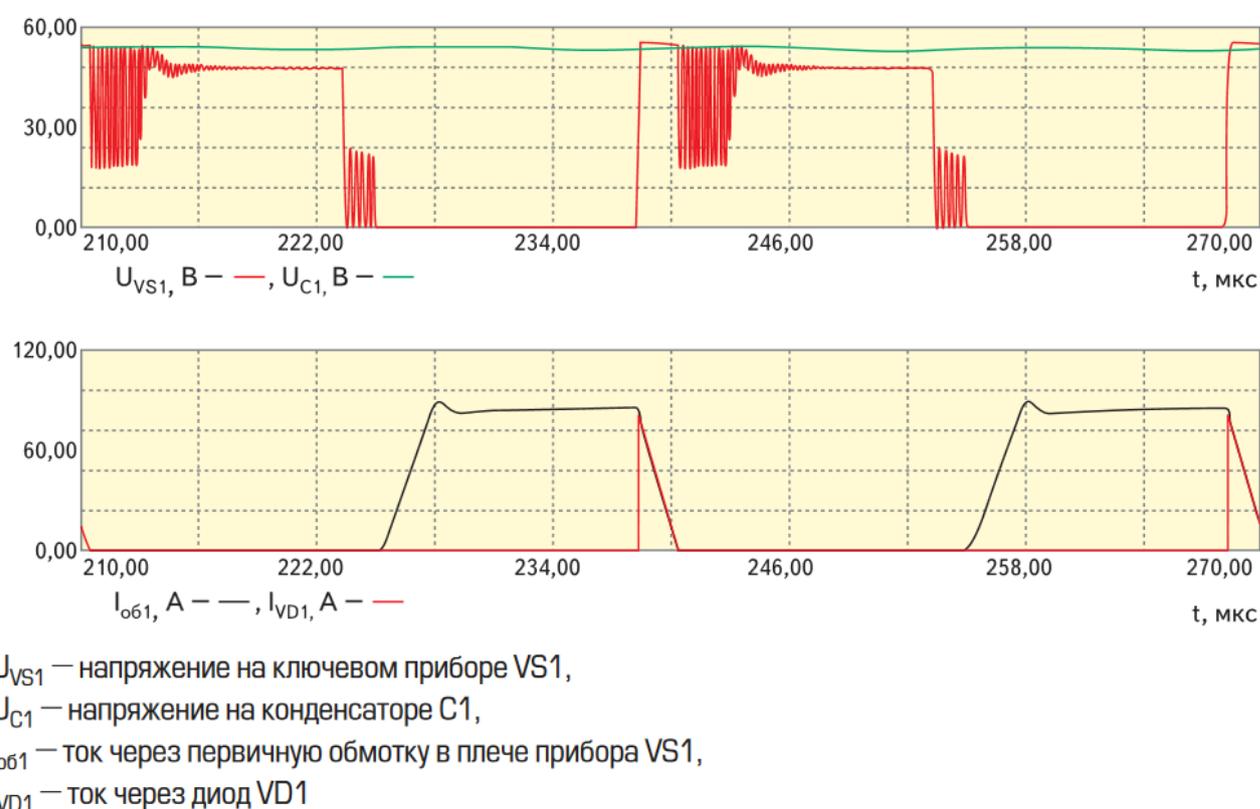


Рис.3.4

Это объясняется трансформацией напряжения на включившейся обмотке в противоположное плечо и трансформацией тока в обмотку включившегося плеча из обмотки противоположного. Поэтому предпочтительно включать ключевой прибор в одном из плеч не раньше, чем в противоположном плече ток спадет до достаточно малой величины.

Очевидно, что при уменьшении индуктивности рассеивания трансформатора снижается мощность вспомогательного источника, уменьшается длительность коммутации, что повышает КПД схемы и позволяет реализовать ее

работу на более высокой частоте. Широко известным методом снижения индуктивности рассеяния является применение в трансформаторе секционированных обмоток. На рис.3.5 показаны зависимости суммарной индуктивности рассеяния от установленной мощности трансформатора при $E = 24\text{В}$ для трансформатора с несекционированной обмоткой (аналогично рассматриваемому выше), рассчитанного на рабочую частоту 30 кГц, и для трансформаторов с секционированной обмоткой при числе элементов обмоток, равном двум, которые рассчитаны на частоты 30 и 50 кГц.

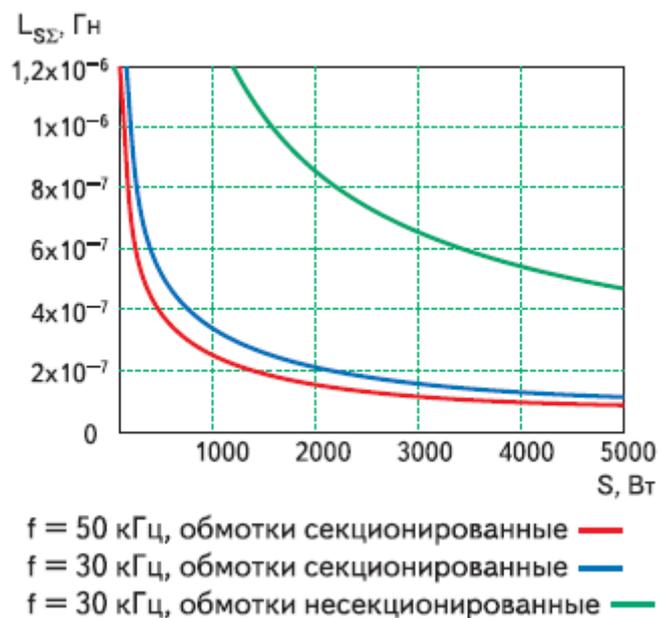


Рис.3.5

Следует отметить, что конструктивно выполнение мощного высокочастотного трансформатора с низковольтными (сильноточными) обмотками достаточно сложная задача.

Обычно сильноточные обмотки такого трансформатора выполняются в виде пластин с эффективной поверхностью охлаждения, часто обдуваемых с помощью внешнего вентилятора. В таких трансформаторах организация дополнительного силового вывода (либо организация секционирования обмоток) практически не усложняет его конструкцию, а следовательно, секционирование обмоток перспективно в этих применениях.

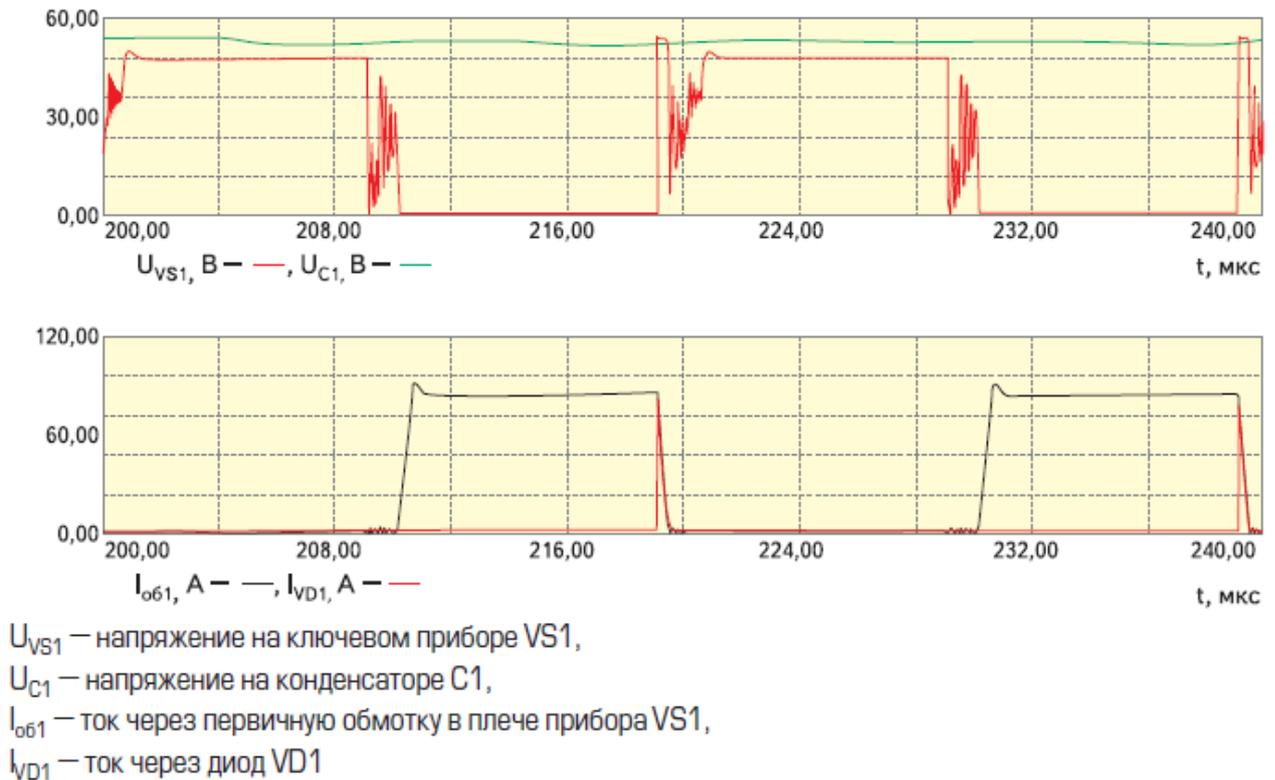


Рис.3.6

На рис.3.6 приведены осциллограммы, полученные при моделировании схемы с трансформатором с секционированными обмотками.

Снижение индуктивностей рассеяния предоставляет возможность сократить длительность интервалов коммутации, что в свою очередь позволяет реализовать работу преобразователя на большей частоте.

Для устройства приняты следующие параметры: напряжение питания 24 В, частота работы основного преобразователя 50 кГц, вспомогательного преобразователя — 100 кГц.

Мощность, передаваемая в нагрузку, равна 1700 Вт. По результатам моделирования КПД схемы достигает 97%. Мощность, передаваемая вспомогательным преобразователем, — 77 Вт по результатам моделирования, а по приведенной выше аналитической оценочной формуле — 97 Вт. Разница между результатами оценки и результатами моделирования может быть объяснена учетом потерь в полупроводниковых элементах схемы при моделировании. Недостатком рассмотренной выше схемы со вспомогательным преобразователем является то, что на интервале спада тока в обмотке этот ток

протекает через источник питания E . Вследствие этого энергия, которая поступает во вспомогательный преобразователь после каждого запираания транзистора основного преобразователя, оказывается больше, чем энергия, накопленная в индуктивности рассеяния трансформатора перед запираанием транзистора. Если исключить из контура протекания тока обмотки источник питания на интервале спада тока, то энергия, выводимая в источник, уменьшится, то есть, уменьшится мощность вспомогательного преобразователя. Уменьшение мощности вспомогательного преобразователя позволяет снизить стоимость и массо-габаритные показатели его элементов, упростить его конструкцию.

Для расчета демпфера необходимо провести анализ основных параметров: таких, как амплитудное значение тока, максимальная индуктивность в снабберной цепи и напряжения демпфера. Для этого приведем рис.3.2 к эквивалентной расчетной схеме на рис.3.7

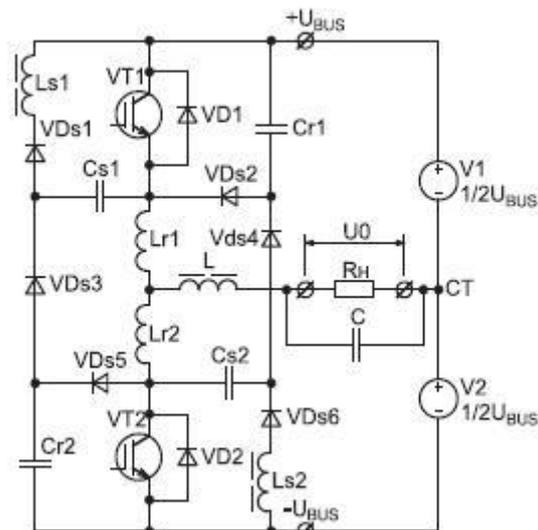


Рис.3.7

Рассмотрим интервал времени когда токи протекают в преобразователе в указанном на рис.3.8 порядке.

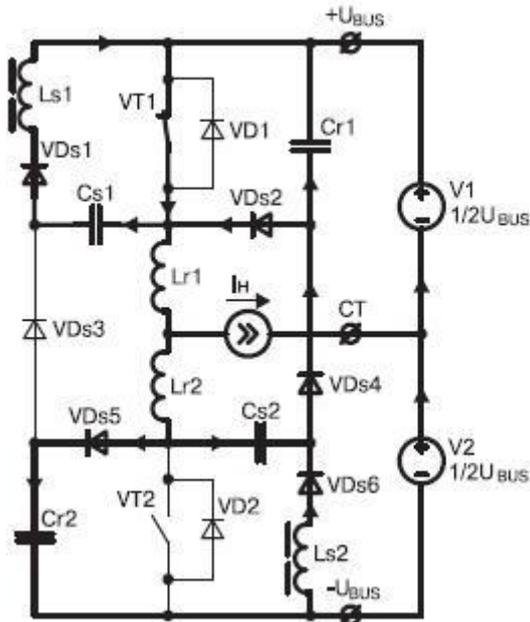


Рис.3.8

Определим амплитудный ток. В момент коммутации ток транзистора может возрасть до амплитудного значения I_A . Это значение тока важно знать, чтобы сделать правильный выбор транзистора или рассчитать элементы демпфера. Чтобы определить это значение прибегнем к упрощенной схеме преобразователя для момента включения, которая изображена на рис.3.9.

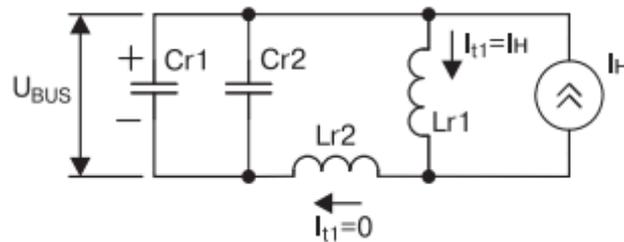


Рис.3.9

Из эквивалентной схемы (рис.3.9) исключены непроводящие транзисторы и диоды, а транзисторы и диоды, находящиеся в состоянии проводимости, заменены перемычками. Из эквивалентной схемы также исключен конденсатор $Cs2$, включенный последовательно с конденсатором $Cr1$, но имеющий во много раз большую емкость. Конденсаторы $Cr1$ и $Cr2$ включены параллельно и заряжены до напряжения U_{BUS} . Это вполне соответствует реальной схеме, где в рассмотренный период времени конденсатор $Cr1$ в самом деле заряжен до

напряжения U_{BUS} , а конденсатор $Cr2$ разряжен, но включен последовательно с напряжением U_{BUS} источника питания. На рис.3.8 указаны напряжения и токи в начальный момент времени t_1 . Так как через индуктивность $Lr1$ протекает ток источника тока I_H , не участвующий в колебательном процессе, а ток в индуктивности $Lr2$ равен нулю, то вся энергия колебательного контура в начальный момент времени сосредоточена в конденсаторах $Cr1$ и $Cr2$. Так как конденсаторы заряжены до напряжения U_{BUS} , то энергию колебательного контура можно определить по формуле:

$$M_C = (U_{BUS}^2 \times (Cr1 + Cr2)) / 2. \quad (7)$$

Если $Cr1 = Cr2 = Cr$, то

$$M_C = U_{BUS}^2 \times Cr. \quad (8)$$

В момент времени t_2 вся энергия из конденсаторов $Cr1$ и $Cr2$ будет передана в индуктивности $Lr1$ и $Lr2$. В результате этого колебательный ток в индуктивностях Lr возрастет до значения:

$$I_r = \sqrt{\frac{2M_C}{(Lr1 + Lr2)}}. \quad (9)$$

Если $Lr1 = Lr2 = Lr$, то

$$I_r = \sqrt{\frac{2U_{BUS}^2 \times Cr}{2Lr}} = U_{BUS} \sqrt{\frac{Cr}{Lr}}. \quad (10)$$

В соответствии с рис.3.9 колебательный ток в индуктивности $Lr1$ суммируется с током нагрузки. Амплитудное значение тока в индуктивности $Lr1$ и транзисторе VT1 можно найти по формуле:

$$I_A = I_r + I_H = U_{BUS} \times \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} + I_H. \quad (11)$$

Получаем формулу для вычисления индуктивности Lr :

$$Lr = \frac{U_{BUS}^2 \times Cr}{(I_A - I_{MAX})^2}. \quad (12)$$

Формула позволяет вычислить индуктивность L_r , соответствующую амплитудному значению тока транзистора

Определение напряжения демпфера. Энергия, накопленная в резонансной индуктивности L_r , передается в конденсатор C_s . При этом напряжение на конденсаторе U_s суммируется с напряжением питания U_{BUS} и прикладывается к запертому транзистору преобразователя. Зная максимальное напряжение питания и максимально допустимое напряжение транзистора, всегда можно определить максимальное напряжение U_s , до которого может заряжаться конденсатор C_s . Учтем, что при крайних значениях заполнения периода ШИМ используется только один конденсатор C_s . Другой в этом случае практически полностью заряжен.

Полную энергию в конденсаторе C_s можно определить как сумму энергий:

$$M_{C_s} = \frac{U_s^2 \times C_s}{2} = U_{BUS}^2 \times C_r + I_{MAX}^2 \times L_r. \quad (13)$$

Если задано значение напряжения демпфера U_s , то требуемую емкость конденсатора C_s можно найти по формуле:

$$C_s = \frac{2 \times (U_{BUS}^2 \times C_r + I_{MAX}^2 \times L_r)}{U_s^2}. \quad (14)$$

Определение максимальной индуктивности L_s . Энергия из конденсатора C_s передается в индуктивность L_s в момент включенного состояния соответствующего транзистора. При этом величина индуктивности L_s не должна превышать некоторого максимального значения, гарантирующего полную передачу всей энергии, накопленной конденсатором C_s за время предыдущего периода. Конденсатор C_s , подключенный к транзистору, работающему с минимальным заполнением, не успевает полностью разрядиться и поэтому в работе демпфера практически не участвует. Однако он периодически подзаряжается током, протекающим через него во время зарядки конденсатора C_r . При этом напряжение на конденсаторе C_s возрастает на небольшую величину, которую можно определить по формуле:

$$\Delta U_{C_s} \approx U_{BUS} \times \frac{C_r}{C_s}. \quad (15)$$

В результате на конденсаторе C_s накапливается «лишняя» энергия:

$$\Delta M_{C_s} = (2U_s + \Delta U_{C_s}) \times \frac{C_s \times \Delta U_{C_s}}{2}. \quad (16)$$

Следовательно, максимальное значение индуктивности L_s можно определить по формуле:

$$L_s \leq \frac{(U_s \times D_{MIN} \times T)^2}{2 \times \Delta M_{C_s}}. \quad (17)$$

Расчет демпфера. Расчет демпфера производится с использованием следующих исходных данных: T — период ШИМ преобразователя; D_{MIN} — минимальное заполнение периода ШИМ; I_{MAX} — максимальное амплитудное значение выходного тока; U_{BUS} — напряжение питания преобразователя; U_s — добавочное напряжение, вносимое демпфером; t_f — время спада тока транзистора; I_A — допустимое амплитудное значение тока транзистора. Определим исходные данные для конкретного примера расчета: $T = 30$ мкс ($f = 33$ кГц); $D_{MIN} = 0,1$; $I_{MAX} = 40$ А; $U_{BUS} = 350$ В; $U_s = 100$ В; $t_f = 110$ нс; $I_A = 100$ А. Рекомендуется следующая последовательность расчета демпфера:

1. Резонансный конденсатор C_r служит для увеличения длительности нарастания напряжения при выключении транзистора и создания условий коммутации, близких к ZVS. Чем больше величина емкости C_r , тем при более низком напряжении завершается процесс выключения транзистора и тем меньше потери выключения. Однако слишком большое значение этой емкости приводит к ограничению максимального заполнения ШИМ и искажению выходных импульсов преобразователя. Кроме того, при увеличении емкости C_r выше некоторого критического значения рост эффективности демпфера резко замедляется. При этом параллельно могут возрасти потери включения. Оптимальное значение емкости C_r можно найти по формуле:

$$C_r = \frac{(0,25...0,5) \times I_{MAX} \times t_f}{U_{BUS}} = \frac{(0,25...0,5) \times 100 \times 110 \times 10^{-9}}{350} =$$

$$= 0,0078...0,0157 \text{ (мкФ)}. \quad (18)$$

Для конденсатора C_r выбираем стандартное значение емкости $C_r = 0,01$ мкФ.

2. Резонансная индуктивность L_r служит для увеличения длительности нарастания тока при включении транзистора и создания условий коммутации, близких к ZCS. При увеличении значения этой индуктивности улучшаются условия включения транзисторов, но одновременно сужается диапазон изменения заполнения периода ШИМ-преобразователя (увеличивается минимальное и уменьшается максимальное значения заполнения периода ШИМ). Поэтому в наших интересах выбрать минимально возможное значение этой индуктивности. Найдем требуемую индуктивность L_r по формуле:

$$L_r \geq \frac{C_r \times U_{BUS}^2}{(I_A - I_{MAX})^2} = \frac{10 \times 10^{-9} \times 350^2}{(100 - 40)^2} = 0,34 \text{ (мкГн)}. \quad (19)$$

Чтобы иметь некоторый гарантированный запас по максимальному току, выбираем: $L_r = 0,5$ мкГн.

3. Требуемую емкость конденсатора C_s можно определить по формуле:

$$C_s \geq \frac{2 \times (U_{BUS}^2 \times C_r + I_{MAX}^2 \times L_r)}{U_s^2} =$$

$$= \frac{2 \times (350^2 \times 10 \times 10^{-9} + 40^2 \times 0,5 \times 10^{-6})}{100^2} = 0,4 \text{ (мкФ)}. \quad (20)$$

Для конденсатора C_s выбираем стандартное значение емкости $C_s = 0,47$ мкФ.

4. Теперь следует убедиться, что демпфер сохранит работоспособность при требуемом минимальном заполнении периода ШИМ. Зная длительность интервала можно определить минимальное заполнение по формуле:

$$D_{MIN} = \frac{\pi \times \sqrt{Lr \times Cr} + 0,5 \times \pi \times \sqrt{2 \times Lr \times Cs}}{T} = \frac{3,14 \times \sqrt{0,5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^{-9}}}{30 \times 10^{-6}} + \frac{0,5 \times 3,14 \times \sqrt{2 \times 0,5 \times 10^{-6} \times 0,47 \times 10^{-6}}}{30 \times 10^{-6}} = 0,043. \quad (21)$$

Если минимальное заполнение получается больше требуемого, то можно пересмотреть заданное допустимое амплитудное значение тока транзистора (I_A) в сторону увеличения.

5. Определим максимальное значение индуктивности L_s . Для этого сначала определим приращение напряжения на конденсаторе C_s по формуле:

$$\Delta U_{C_s} \approx U_{BUS} \times \frac{Cr}{C_s} = 350 \times \frac{10 \times 10^{-9}}{0,47 \times 10^{-6}} = 7,5. \quad (22)$$

Определим избыточную энергию поглощаемую конденсатором C_s :

$$\begin{aligned} \Delta M_{C_s} &= (2 \times U_s + \Delta U_{C_s}) \times \frac{C_s \times \Delta U_{C_s}}{2} = \\ &= (2 \times 100 + 7,5) \times \frac{0,47 \times 10^{-6} \times 7,5}{2} = 0,366 \text{ (мДж)}. \end{aligned} \quad (23)$$

Максимальное значение индуктивности L_s определим по формуле:

$$L_s \leq \frac{(U_s \times D_{MIN} \times T)^2}{2 \times \Delta M_{C_s}} = \frac{(100 \times 0,1 \times 30 \times 10^{-6})^2}{2 \times 0,366 \times 10^{-3}} = 123 \text{ (мкГн)}. \quad (24)$$

Чтобы иметь некоторый гарантированный запас по максимальному напряжению, выбираем: $L_s = 100$ мкГн.

Проверка результатов расчета. Для проверки результатов расчета было проведено моделирование преобразователя с нерассеивающим демпфером (рис.3.10).

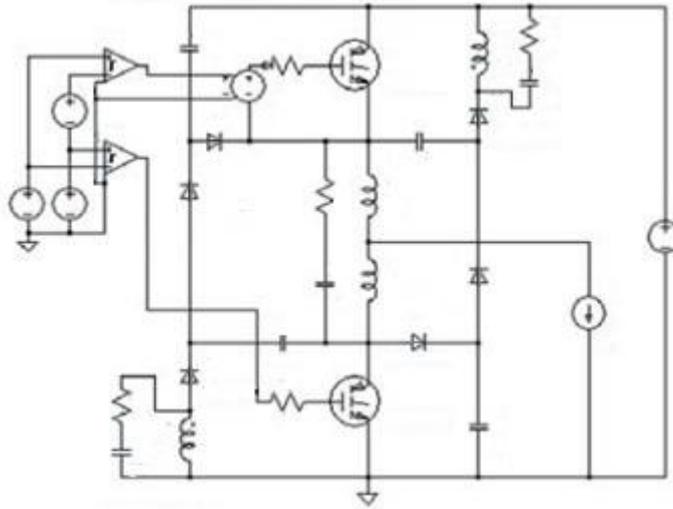


Рис.3.10

В процессе моделирования заполнение управляющих импульсов преобразователя плавно изменялось в диапазоне 0,1–0,9. При этом производился контроль тока в индуктивностях $Lr1$ и $Lr2$, а также напряжения на конденсаторах $Cs1$ и $Cs2$. Согласно результатам моделирования, контролируемые параметры не превышают заданных при расчете.

Рассмотрим узел ККМ для дифференциального источника питания со средней точкой предлагаемый к обязательному использованию в составе основных МИП, построенный на основании преобразователя топологии SEPIC (Рис 3.10) [56].

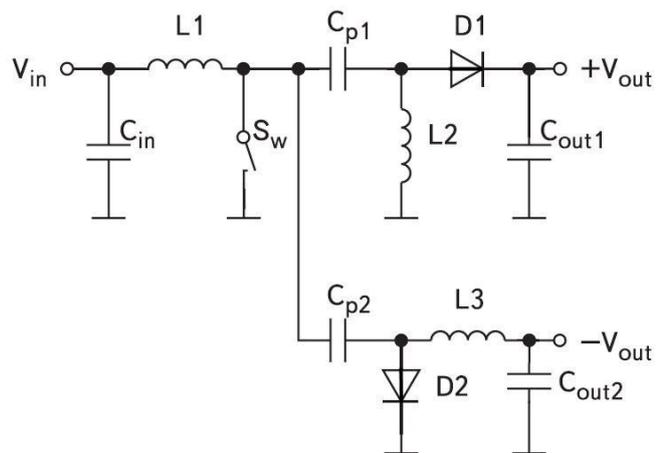


Рис.3.11

В данном случае основное отличие схемы от стандартной SEPIC топологии состоит в том, что номиналы индуктивностей $L2$ и $L3$ должны быть удвоены по

сравнению с расчётными, так как ток, поступающий через L1, распределяется на два выхода.

Для моделирования были приняты следующие параметры: диапазон входных напряжений от +4,5В до +12,5В, на выходе ККМ должны поддерживаться напряжения +11В и -11В, ток нагрузки для обоих выходных напряжений номинально 0,1А.

Определим минимально допустимые значения индуктивностей катушек, при которых схема будет работать в режиме непрерывных токов. Для индуктивности L1 формула имеет вид:

$$L1 > \frac{(U_{IN} - U_Q) \times (1 - D)}{2 \times I_{OUT} \times f_s} \quad (25)$$

где f_s - частота преобразования. Очевидно, что максимальное значение индуктивности получается для минимального коэффициента заполнения, D - коэффициент заполнения, U_{OUT} и U_{IN} - соответственно выходное и входное напряжения преобразователя, U_{diode} - падение напряжения на диоде, U_Q - падение напряжения на открытом ключевом транзисторе которым пренебрежём. Подставим значения остальных параметров и получим минимально допустимую индуктивность 43 мкГ.

Затем рассчитаем индуктивность выходной катушки по формуле:

$$L2 > \frac{(U_{IN} - U_Q) \times D}{2 \times I_{OUT} \times f_s} \quad (26)$$

Здесь максимальное значение индуктивности получается при максимальном коэффициенте заполнения, равном 0,72. Оно равно 39 мкГ. Для нашего двуполярного источника это значение необходимо удвоить: 78 мкГ.

Для выбора конкретных катушек индуктивности необходимо определить максимальный ток, который будет протекать через них в схеме. Он складывается из постоянной составляющей и амплитуды пульсаций. Для входной катушки постоянная составляющая тока будет равна:

$$I_{AWG} = \frac{D \times I_{OUT}}{1 - D}. \quad (27)$$

а для выходной катушки она равна выходному току. Двойная амплитуда пульсаций тока в катушке равна:

$$\Delta I_L = (U_{IN} - U_Q) \times D / L / f_s. \quad (28)$$

Отсюда максимальный ток через входную катушку будет равен 0,563А, а через выходную - 0,148А.

Для построения модели были выбраны индуктивности семейства B82462G4 фирмы EPCOS: B82462G4473M с номинальной индуктивностью 47 мкГ и активным сопротивлением до 0,34 Ома и B82462G4104M на 100 мкГ и 0,58 Ома.

Далее выбор полевого транзистора должен быть обусловлен возможностью выдерживать максимальное напряжение:

$$U_{SW\max} = U_{IN} + U_{OUT} + U_{diode}. \quad (29)$$

Максимальный ток через этот транзистор равен:

$$I_{SW\max} = I_{L1AWG} + I_{OUT} + (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) / 2 = 0,25 + 0,1 + 0,1 / 2 = 0,4 \text{ (A)}. \quad (30)$$

Под эти параметры выберем транзистор FDN5630 фирмы Fairchild Semiconductor с малыми потерями на переключениях.

Применяемый в схеме диод должен выдерживать тот же ток, что и ключевой транзистор, а его предельное обратное напряжение должно превышать сумму входного и выходного напряжений. Выбран диод Шотки MBR140SFT фирмы On Semiconductor с максимальным током 1А и обратным напряжением до 40В.

Разделительный конденсатор рассчитывается по следующей формуле:

$$C_p > \frac{L1 \times I_{OUT}^2}{(U_{IN} - U_Q)^2}. \quad (31)$$

Расчёт для модели составляет: 23 нФ.

Моделирование также производим в программе MicroCap по построенной модели в данной среде (Рис 3.12).

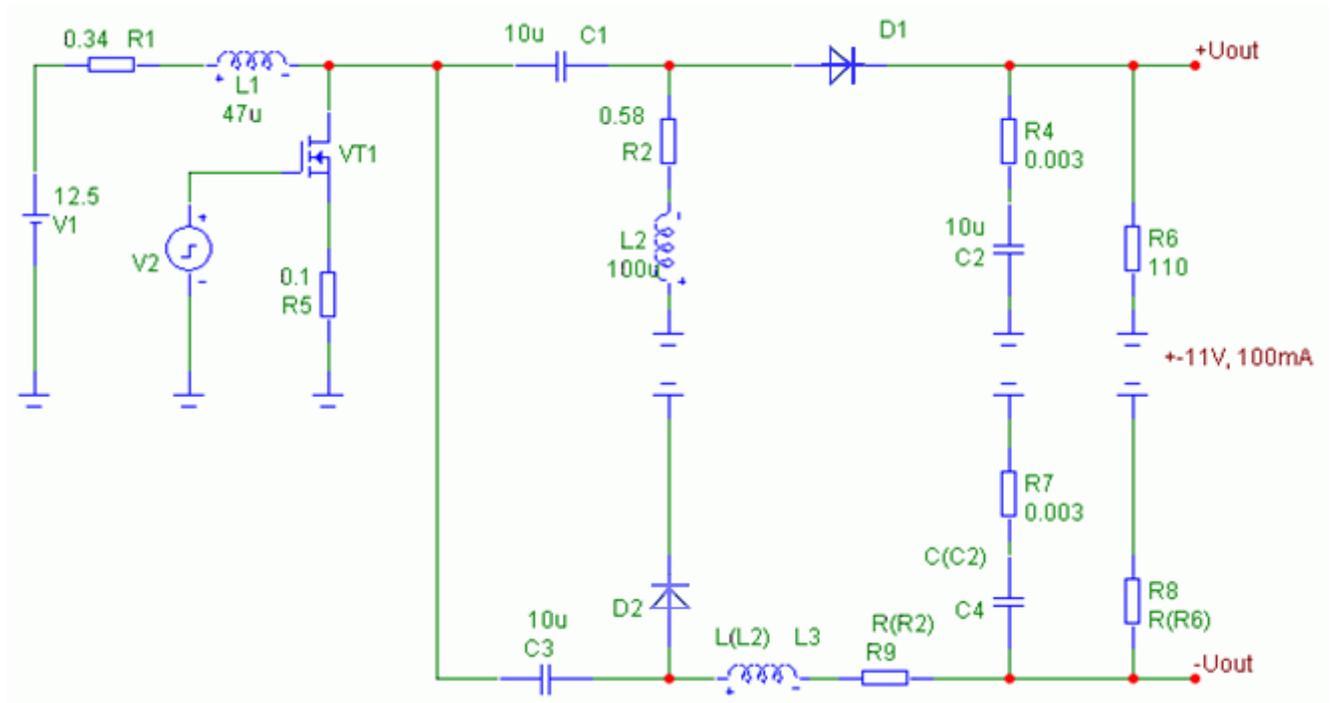


Рис.3.12

На этой схеме резисторы R1, R2 и R9 отображают паразитные сопротивления катушек L1, L2 и L3, резисторы R4 и R7 - паразитные сопротивления многослойных керамических конденсаторов C2 и C4. Резисторы R6 и R8 имитируют нагрузку. Резистор R5 - это токоизмерительный резистор для схемы ограничения тока LM3488MM. Запись вида L(L2) возле L3 означает, что индуктивность L3 равна индуктивности L2.

Элемент V2 - это импульсный генератор (библиотечный компонент Pulse Source). Он имитирует управляющую микросхему LM3488MM.

Для управления были заданы следующие параметры показанные на рис.3.13.

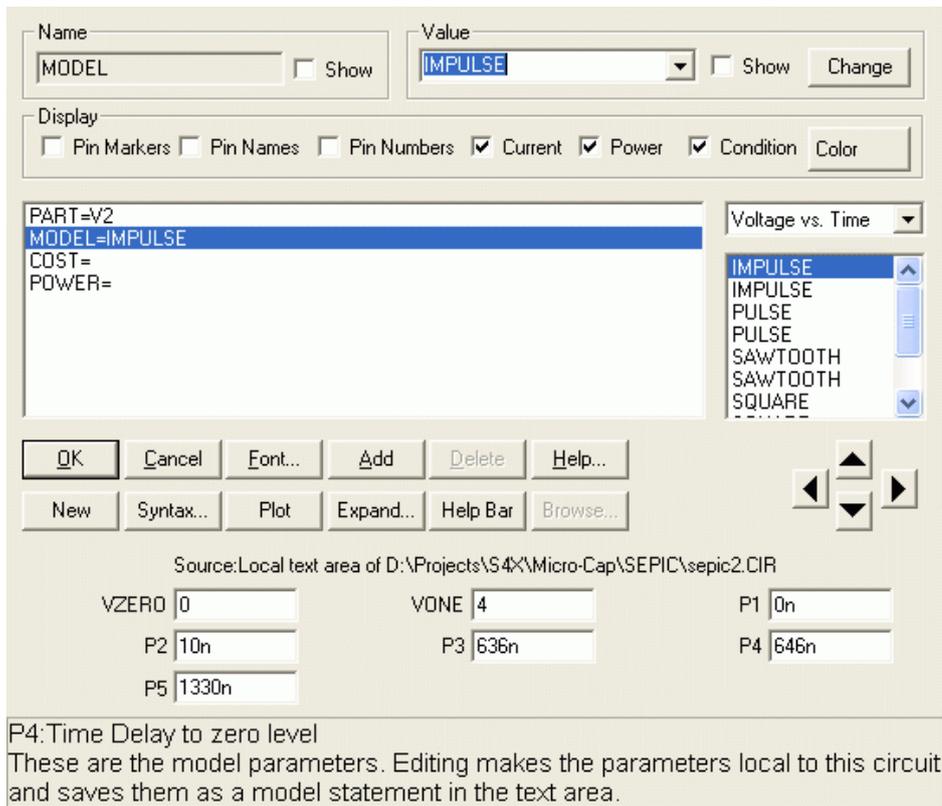


Рис.3.13

Уровни импульсов заданы в полях VZERO (нижний уровень) и VONE (верхний уровень). Нижний уровень, очевидно, должен быть равным нулю, а верхний уровень — равным 4В, для контроля в ходе моделирования надёжности открывания ключевого транзистора FDN5630 при напряжении питания 4,5В. Поля P1..P4 задают временные параметры импульсов. На рисунке показаны эти параметры для наименьшего коэффициента заполнения.

В результате выполнения имитационного моделирования были получены графики изменения во времени выходных напряжений (верхний график рис.3.14) и токов через индуктивности (нижний график рис.3.14). Напряжение на отрицательном выходе и ток через его катушку удобно отобразить инвертированными, чтобы все графики лежали выше оси абсцисс.

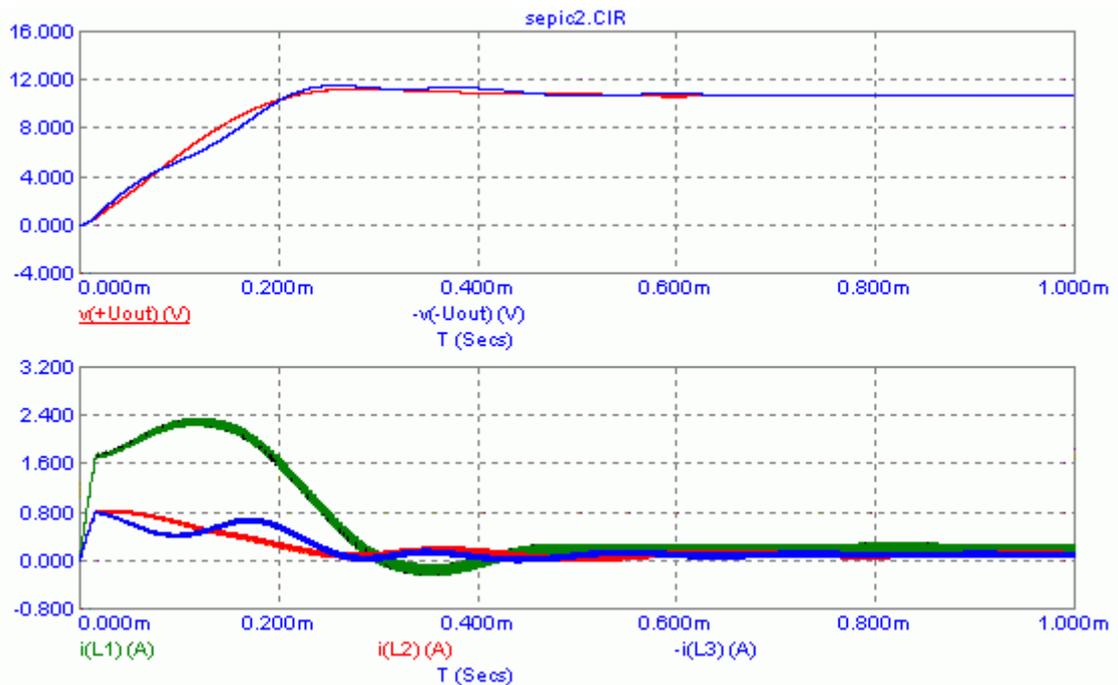


Рис.3.14

Очевидно, что бросок тока более 2А после включения схемы будет в реальности сглажен схемами плавного старта и ограничения тока, встроенными в микросхему управления LM3488MM. На верхнем графике видно, что полученные выходные напряжения близки к расчётному значению 11В.

При детальном увеличении масштаба по осям времени, напряжений и токов в области установившегося режима на рис.3.15. видно, что максимальный двойной размах пульсаций выходного напряжения (на выходе положительного напряжения) не превышает 7 мВ. Нижний график показывает, что схема работает в режиме непрерывных токов, так как ток через любую катушку в любой момент времени превышает 36 мА.

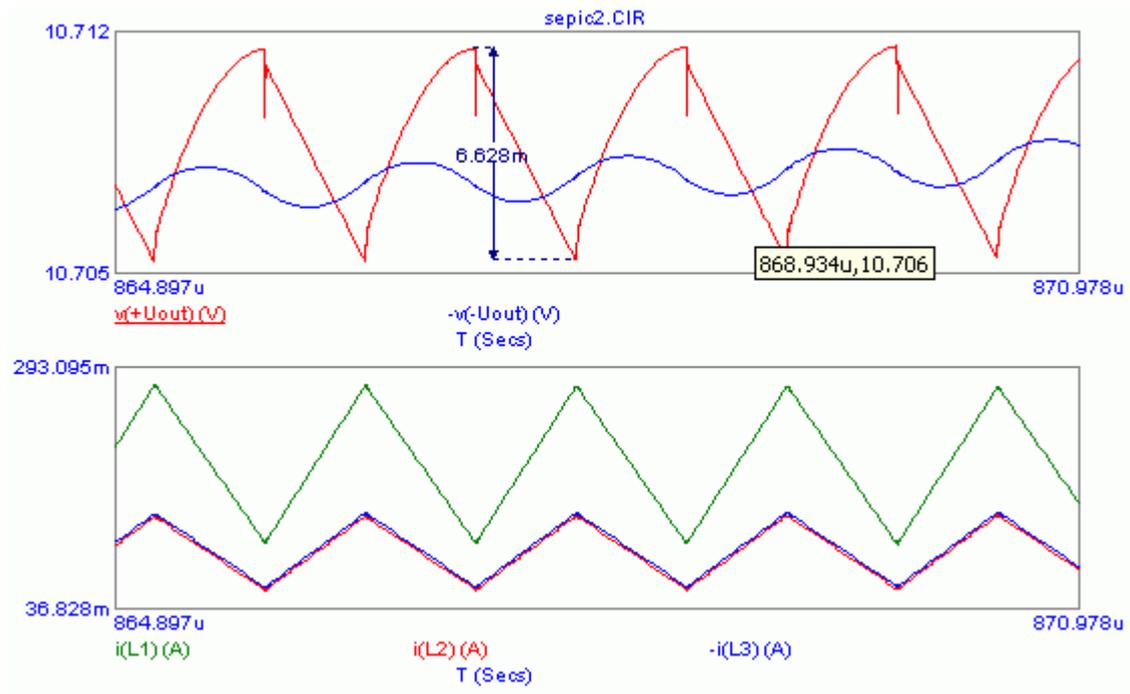


Рис.3.15

В случае с заданной асимметричной нагрузкой уменьшим нагрузочный резистор R_6 вдвое, чтобы ток, отбираемый от верхнего плеча, был вдвое больше. Такая ситуация может иметь место, например, при питании от положительного источника некоторого меньшего количества потребителей. Результат показан на рис.3.16.

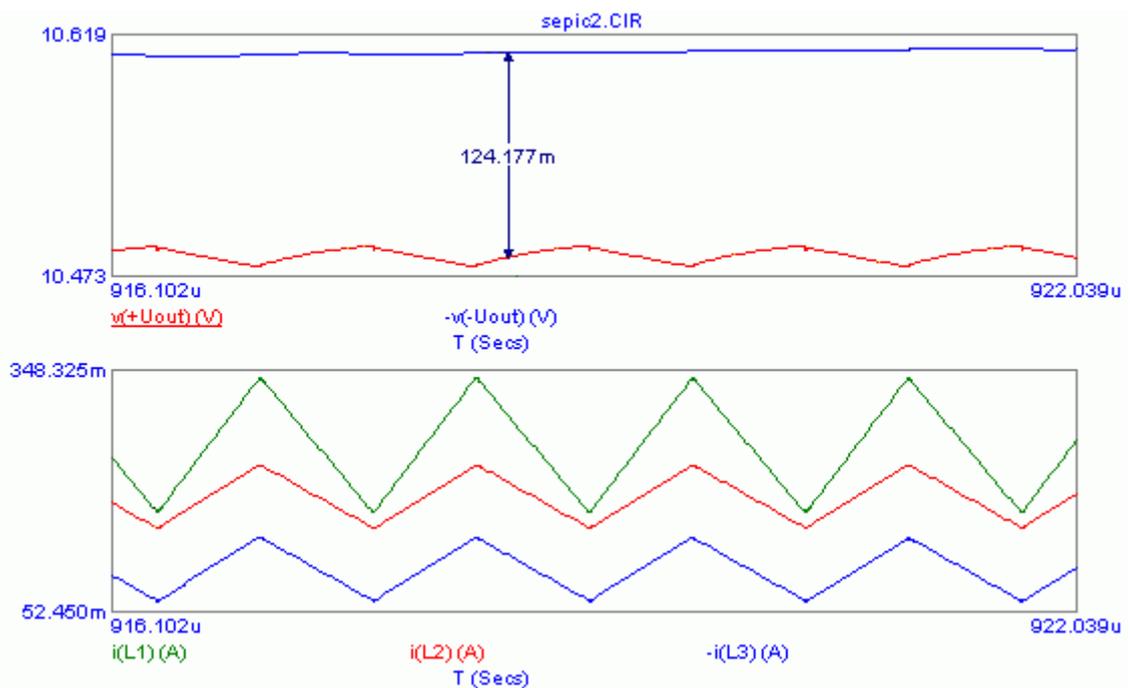


Рис.3.16

На рисунке видно, что средняя разница между модулями положительных и отрицательных выходных напряжений не превышает 125 мВ, или около 1%. Такая асимметрия является приемлемой как в масштабе имитационной модели, так и с прогнозом на реальное устройство.

Экспериментальное подтверждение.

В ходе работы было проведено экспериментальное исследование: подтверждение основных положений и сопоставление полученных результатов с результатами компьютерно-имитационного моделирования.

Принципиальная схема лабораторного макета трансформаторного двунаправленного инверторно-выпрямительного и коверторного преобразователя (модуля МИП для ИБП) приведено на рис.3.17. Исследования рассмотренного МИП по схеме рис.3.17 было проведено на лабораторном макете (рис.3.18) с параметрами, рассчитанными для модели по формулам (18)-(24).

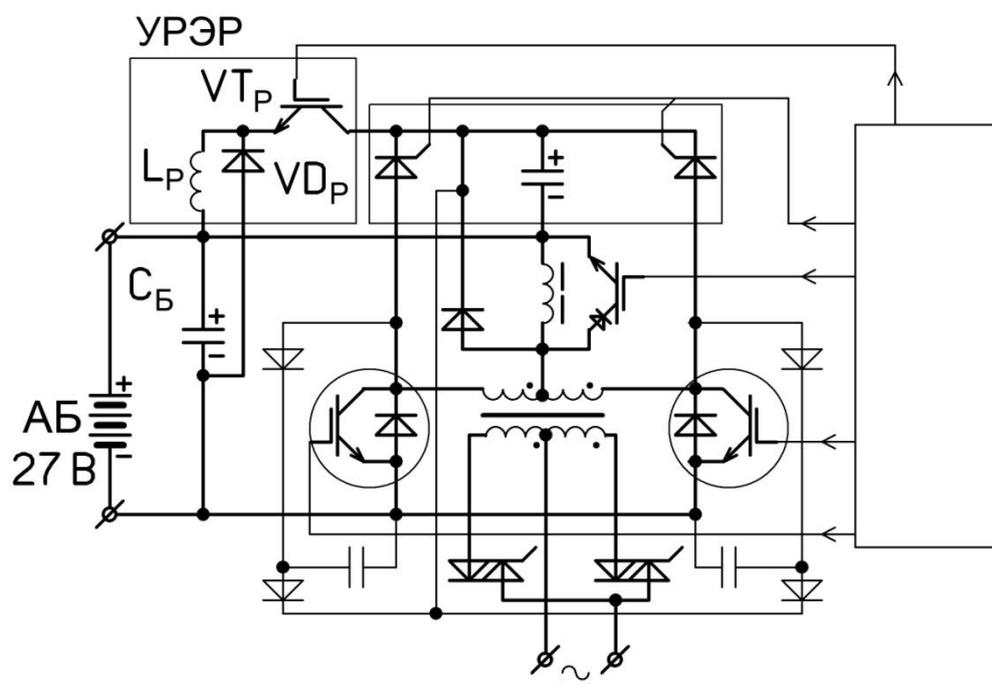


Рис.3.17

Результаты экспериментов отличаются от результатов проведенного моделирования с удовлетворительной погрешностью: по интегральным

величинам – не более 7%, а по мгновенным значениям тока и напряжения – в пределах 13-18%). Полученные осциллограммы напряжения и тока представлены на рис.3.19 и рис.3.20.



Рис.3.18

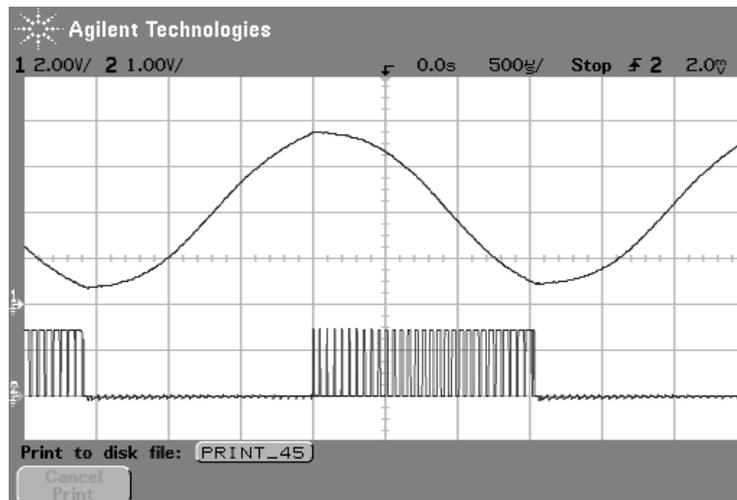


Рис.3.19

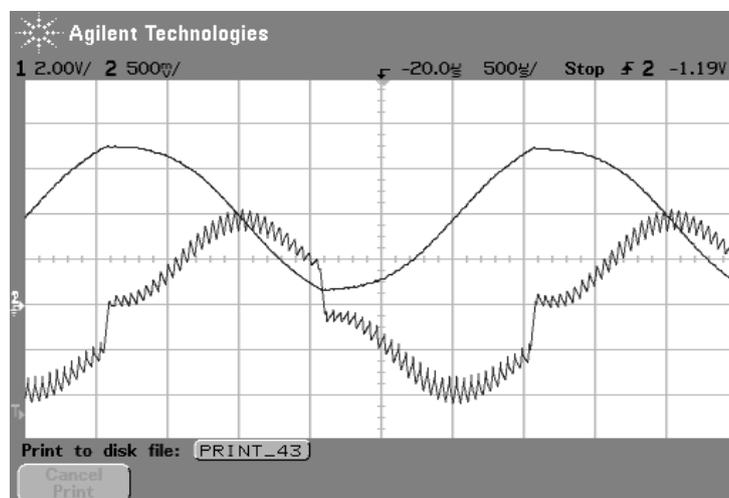


Рис.3.20

На основании проведенных исследований сформулированы рекомендации к проектированию предлагаемых многофункциональных статических преобразователей:

1. Для оптимизации параметров схемы использовать расчетные формулы (1)-(31) и компьютерную модель, приведенные в данной главе.
2. Обеспечить обратимость (двунаправленность) преобразования для взаиморезервирования питающих сетей, рекуперации электроэнергии торможения приводов и т.п.
3. Наличие общего (желательно заземленного) входного- выходного вывода, позволяющего реализовывать многофазность, параллельное многотактное расщепление и электробезопасность и т.п.
4. Для обеспечения гальванической развязки предлагается использовать трансреактор (двухобмоточный дроссель) с обратно-ходовым режимом передачи энергии и с одновременной рекуперацией электромагнитной энергии индуктивности рассеяния в фильтровый или снабберные конденсаторы.
5. Полностью исключить электролитические конденсаторы из состава входных, промежуточных и выходных емкостных фильтров.
6. Исключить (или хотя бы минимизировать число) цепи для возможных, так называемых, «сквозных сверхтоков» (без достаточного ограничения) и несдемпфированных «диодно-инверсных сверхтоков».
7. Предусмотреть в обратноходовых импульсных модуляторах наличие шунтирующего транзисторного ключа на вторичной стороне трансреактора для повышения КПД преобразования.
8. Введение регулируемой паузы $\Delta t_{\text{п}}$ между этапом нарастания тока (потокосцепления) с длительностью $t_{\text{имп}}$ и этапом его спадания с длительностью $(T_{\text{шимм}} - t_{\text{имп}} - \Delta t_{\text{п}})$ т.е. между этапами накопления энергии и ее дозированной передачи в нагрузку, позволяющее повысить устойчивость системы регулирования и осуществлять «дуальное» регулирование (стабилизацию).

9. При обратном преобразовании электроэнергии не использовать реверс полного потокосцепления реактора (трансреактора) для повышения быстродействия в переходных процессах.

10. При схемно-модульном и коммутационно-временном расщеплении преобразуемой мощности рекомендуется использовать также отдельно-модульные трансформаторы и трансреакторы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В соответствии с формулировкой цели исследования разработаны схемотехнические и алгоритмические решения и рекомендации для проектирования многофункциональных импульсных преобразователей (МИП) с высокой массо-энергетической, надежностной и технологической эффективностью и максимальной степенью импортозамещения номенклатуры компонентов, а также с требуемой электромагнитной и электроэнергетической совместимостью (ЭМС и ЭЭС) для перспективных авиационно-бортовых КСЭС с модульно-масштабируемой архитектурой, в частности – для полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

2. В работе предложен нетрадиционный базовый способ формирования внешних вольт-амперных характеристик «регулируемых источников тока» для МИП, в том числе - обратимых (двунаправленных), с использованием накопительно-демодуляторного реактора (трансреактора) с однополярным потокосцеплением и трехуровневым ШИМ-управлением, обеспечивающий синусоидальную форму выходных токов без дополнительных громоздких L-C фильтров за счет безынерционного переключения направлений преобразования электроэнергии.

3. Предложен нетрадиционный способ преобразования постоянного напряжения в синусоидальное с внешней вольт-амперной характеристикой «регулируемого источника напряжения» на базе обратимого непосредственного импульсного конвертора (ОНИК, по типу «транспортёр заряда»), позволяющий за счет суммирования синусоидально-пульсирующего знакопостоянного напряжения с постоянным напряжением отрицательного смещения и безынерционности переключения направлений преобразования обеспечить высокое качество выходного напряжения при относительно малой энергоемкости сглаживающего фильтра.

4. Предложен нетрадиционный способ рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансреакторов и трансформаторов, а также нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ) для «мягкой»

коммутации и защиты от сверхтоков и перенапряжений в электронных ключах импульсных преобразователей через взаимно-перекрестные коммутационные цепи, обеспечивающий снижение внутренней реактивной мощности и тепловых потерь и позволяющий улучшить массо-энергетические и надежность характеристики и показатели ЭМС преобразователей.

5. Предложен способ трехуровневой широтно-импульсной модуляции напряжения накопительно-демодуляторного реактора (трансреактора) для «дуального» регулирования (наряду с выходным параметром) среднеимпульсного значения его полного потокосцепления и обеспечения статической устойчивости системы управления с отрицательной обратной связью во внутреннем контуре (внутренняя коррекция).

6. Предложены схемные и алгоритмические решения для реализации токозамыкающих пауз в вышеуказанном способе трехуровневой ШИМ напряжения накопительно-демодуляторных трансреакторов с совмещением функций их шунтирования и рекуперации энергии нерассеивающих ДСЦ, повышающие КПД трансреакторного преобразования энергии.

7. С помощью компьютерно-имитационного моделирования и экспериментальных исследований подтверждены работоспособность, а также массо-энергетическая и надежность эффективность (по КПД, удельной мощности, коэффициенту мощности, кратности резервирования, уровню помехоизлучений, исключению цепей для сквозных и диодно-инверсных сверхтоков и электролитических конденсаторов), подтверждены теоретические положения и проверены предложенные способы обратимого и многофункционального импульсного преобразования электроэнергии.

8. Получены приближенные выражения для определения внутренней реактивной мощности процессов преобразования энергии в основных узлах (УРЭР, ККМ и ДСЦ), позволяющие минимизировать удельные массогабаритные параметры МИП.

9. На базе многокритериальной оценки эффективности известных способов, структур, а также схмотехнических и алгоритмических решений для основных

типов импульсных преобразователей в аспектах их массо-энергетических, надежностных и технологических характеристик сформулированы пути повышения их эффективности и расширения функциональных возможностей, включая обратимость (двунаправленность) и повышение качества электроэнергии во внешних цепях.

10. Разработаны новые (нетрадиционные) схемотехнические и алгоритмические решения, реализующие вышеуказанные способы и модернизированы известные решения для базовых унифицированных модулей МИП, которые помимо многофункциональности обеспечивают высокие показатели удельной мощности, надежности, КПД, качества входной и выходной электроэнергии, а также электроэнергетическую и электромагнитную совместимость (ЭЭС и ЭМС) с авиационно-бортовым оборудованием.

11. Разработаны рекомендации к проектированию МИП для авиационно-бортовых СЭС;

Результаты, полученные в ходе диссертационной работы, могут быть использованы при модернизации существующих авиационно-бортовых СЭС для повышения их производственных и эксплуатационных характеристик, а также при разработке перспективных комбинированных систем электроснабжения постоянно-переменного тока, полностью электрифицированных самолетов (ПЭС). Предложенные схемотехнические и алгоритмические решения позволяют реализовать модульно-масштабируемую архитектуру преобразователей энергии с высокой производственной, монтажной и ремонтно-эксплуатационной технологичностью и повысить общую эффективность авиационно-бортовых СЭС, в частности для ПЭС.

Личный вклад автора заключается в:

- разработке схем импульсных преобразователей и путей повышения их эффективности, за счет расширения функциональных возможностей и повышения качества электроэнергии;
- разработке новых схемотехнических и алгоритмических решений для унифицированных модулей МИП с использованием модульно-

масштабируемой архитектуры, обеспечивающие высокие показатели удельной мощности, надежности, технологичности, КПД и качества электроэнергии;

- предложенной схемы высокоэффективных демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ) для «мягкой» коммутации с защитой электронных ключей от перенапряжений, в частности — в многоключевых стойках, а также для защиты от «сквозных» и «диодно-инверсных» сверхтоков, обеспечивающие снижение внутренней реактивной мощности и повышение быстродействия в переходных режимах;

- предложенных схемных и алгоритмических решениях для повышения КПД обратноходового трансформаторного преобразования энергии;

- определении на основе экспериментальных исследований эффективности предложенных решений и сравнение с расчетными значениями.

Представляется также перспективным расширение области использования результатов исследований на судовые и наземно-транспортные СЭС и стационарные электротехнические комплексы с модульно-масштабируемой архитектурой.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

СЭС — система электроснабжения

СГ — синхронный генератор

ЛА — летательный аппарат

КСЭС — комбинированная система электроснабжения

ЗППН — звено постоянного повышенного напряжения

ППН — постоянное повышенное напряжение

ИВЭП — источник вторичного электропитания

ИДН — импульсный делитель напряжения

ЭМС — электромагнитная совместимость

ЭЭС — электроэнергетическая совместимость

ЭДС — электродвижущая сила

СУ — силовая установка

ККМ — корректор коэффициента мощности

МИП — многофункциональный импульсный преобразователь

ПЭС — полностью электрифицированный самолет

ИБП — источник бесперебойного питания

ДСЦ — демпферно-снабберная цепочка

В-В — Виенна-выпрямитель

ТИПТ — трансформаторный инвертор прямоугольного тока

ОИК — обратимый импульсный конвертор

ОВИП — обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь

ОНИК — обратимый непосредственный импульсный конвертор

ДИВП — двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь

ДИПЧ — двунаправленный импульсный преобразователь частоты

УРЭР — узел рекуперации энергии рассеивания

ЭМИ — электромагнитный импульс

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. 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.
2. 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.
3. 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.
4. Методы обеспечения параллельного включения транзисторных инверторов. Воронина Л.Н., диссертации на соискание учёной степени кандидата наук.
5. Научно-технические проблемы электропитания / Труды Всероссийской научно-технической конференции -М.: ЗАО "ММП-Ирбис", 2011. - 1111 с.:ил.
6. ГОСТ Р 54073 – 2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. Москва, Стандартиформ, 2011.
7. 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. Шапиро Л.Я. Машины двойного питания. – М.: МЭИ, 1983. – 60 с.
12. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Ульященко Г.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. 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.
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. Резников С.Б. Самолетная система электроснабжения квазипостоянного повышенного напряжения// Авиакосмическое приборостроение, 2004, №4, с.62-67.
18. Резников С.Б. Самолетная система электроснабжения с распределенным преобразованием «переменная скорость – стабильная частота»// Авиакосмическое приборостроение, 2004, №4, с.56-62.

19. 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.

20. 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.

21. 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.

22. 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.

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

24. 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.

25. А. Царенко, Д. Серегин. К вопросу построения мощных DC/DC-преобразователей, питающихся от низковольтных сетей, Силовая Электроника, №3, 2006г., с.68-72, стр.70, рис.1

26. Патент на полезную модель №125416. Импульсный преобразователь напряжений, Бюлл. №6, 27.02.2013, Резников С.Б., Бочаров В.В., Ермилов Ю.В., Руруа К.С., Харченко И.А.

27. 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.

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

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

30. 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 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. С. Кук, С. Ненахов. Новый DC/ DC- преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами. Силовая электроника, №2, 2004 г., с.62-64.

37. U.S.Patent, Jan.15, 1980, 4, 184, 197, S.Cuk.

38. 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).

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. отд-ние, 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 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 Г.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. «Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного 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. «Унифицированно-модульный 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. Гуренков. 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. Дмитрий Иоффе. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC// Компоненты и технологии, 2006, №9. с.126-132.

57. Патент на полезную модель №138899. Обратимый преобразователь переменного 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. Трёхфазный 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. Двухнаправленный 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.

Приложение 1

1й критерий: Требования к видам систем электроснабжения.

Вид и качество электроэнергии авиационно-бортовых систем электроснабжения нормируется требованиями ГОСТ Р 54073 – 2010 [6]. В соответствии с ним на борту ЛА могут использоваться, в том числе и одновременно, четыре вида систем распределения:

- трехфазного переменного тока нестабильной частоты 360...800 Гц с номинальным фазным напряжением 115 В;
- трехфазного переменного тока стабильной частоты 400 Гц с номинальным фазным напряжением 115 В;
- постоянного тока повышенного напряжения 270 (540) В;
- постоянного тока низкого напряжения 27 В.

Системы распределения постоянного тока должны использовать корпус ЛА в качестве обратного отрицательного провода или в дополнение к нему. В технически обоснованных случаях допускается использовать двухпроводные системы.

Следует отметить, что один из описываемых ниже вариантов структуры системы распределения постоянного повышенного напряжения (СППН) 270 (или 540) В с использованием корпуса ЛА для организации средне-потенциального «нулевого» вывода источника питания (так называемая, дифференциальная система постоянного повышенного напряжения).

СППН 0 ± 135 В или 0 ± 270 В в принципе не противоречит ГОСТ, но требует отдельного частного согласования. При этом в качестве технического обоснования целесообразности её использования можно отметить следующее [7]:

- расширение функциональных возможностей системы, а именно - непосредственное питание нагрузок постоянного тока напряжением 135 В (или 270 В) с любой полярностью заземления, а также полумостовых преобразователей (инверторов и конверторов), что позволяет, в том числе, исключить применение

электролитических конденсаторов для организации среднеспотенциального вывода питания, наличие которых снижает надежность (термостойкость, безотказность и долговечность) бортовых электроэнергетических комплексов;

- существенный выигрыш в массо-габаритных, надежность, стоимостных и технологических показателях электромеханической коммутационной аппаратуры (реле, контакторов и автоматов защиты) благодаря упрощению устройств дугогашения и в аналогичных показателях полупроводниковой коммутационной аппаратуры благодаря повышению запаса по коммутационным перенапряжениям для транзисторных ключей;

- более медленное старение изоляции проводов кабелей и обмоток под воздействием постоянных и переменных (высокочастотных) составляющих напряжения провода относительно корпуса объекта;

- существенно большая электробезопасность и меньшая вероятность пробоя изоляции на корпус;

- более простое, надежное, компактное, легкое и дешёвое резервное оборудование: менее высоковольтные аккумуляторные батареи или батареи электроёмких суперконденсаторов (ионисторов), подключаемые в параллель с сетью.

2й критерий: Энерго- и топливная экономичность и надежность первичной подсистемы генерирования.

Этот критерий по существу сводится к минимизации тепловых потерь в подсистемах: генерирования (включая привод вала генератора), распределения (в центральных и периферийных кабелях, в коммутационной аппаратуре) и вторичного преобразования (в трансформаторно-выпрямительных устройствах, преобразователях частоты, инверторах, конверторах, регуляторах/стабилизаторах и др.), а также к способности указанных подсистем обеспечивать рекуперацию энергии торможения электродвигателей приводов различного назначения в накопители, в сеть или, в пределе, - обратно в авиадвигатель для его частичной разгрузки и снижения расхода топлива.

С точки зрения энерго-топливной экономичности становится очевидной упомянутая выше тенденция отказа от применения ППЧВ для магистральных бортовых синхронных генераторов. ППЧВ, преобразующие всю или основную потребляемую бортовым электроэнергетическим комплексом мощность, имеют относительно низкий КПД и требуют больших эксплуатационных затрат из-за частых регламентных работ с вынужденными простоями ЛА. Кроме того, они практически не могут обеспечить надежную параллельную работу синхронных генераторов переменного тока из-за частых сбросов, набросов и перекоммутаций нагрузок [1, 7, 8].

Эти обстоятельства приводят к необходимости выбора в качестве базы для комбинированной системы генерирования электроэнергии переменного и постоянного тока одного из следующих видов генераторов:

а) бесконтактные синхронные генераторы следующих типов:

- магнитоэлектрический – с вращающимися постоянными магнитами;
- с каскадным электромагнитным возбуждением, в частности, с синхронным возбуждителем и вращающимся выпрямителем.

- индукторный - с пульсирующим знакопостоянным рабочим магнитным потоком в воздушном зазоре (например, двухъякорный с осевым потоком возбуждения) [7, 9];

- комбинированный (например, с коммутацией потока, со смешанным магнитоэлектрическим и электромагнитным возбуждением и др.) [9];

б) асинхронный генератор (с малым скольжением) с устройством якорного возбуждения на базе электромашинного синхронного компенсатора и/или инвертора напряжения [9, 10];

в) машина двойного питания, например, двухкаскадная асинхронная машина с фазными противовключенными роторами или асинхронизированный синхронный генератор (АСГ) с каскадным возбуждением [7, 10, 11].

Учитывая более, чем двукратный диапазон изменения частоты вращения вала генератора и пропорциональную зависимость реактивной мощности возбуждения от скольжения, а также современные достижения в области силовой

преобразовательной техники, можно констатировать, что из перечисленных выше электрических машин наиболее перспективными по функциональной надежности и массо-габаритным показателям являются высокооборотные асинхронный генератор с якорным самовозбуждением от транзисторного преобразователя частоты и от электромашинного синхронного компенсатора, а также встроенный в силовую установку, магнитоэлектрический генератор (МЭГ) без собственных подшипников (с увеличенным втрое воздушным зазором – 1,2 мм вместо 0,4 мм).

В этой связи подлежит исследованию вопрос о целесообразности применения и выбора мощности параллельно подключенных к асинхронным генераторам электромашинных синхронных компенсаторов (Э/МСК), т.е. перевозбужденных синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов или с бесконтактным электромагнитным возбуждением и мощным роторным демпферным контуром (типа беличьей клетки или омеднения) для собственного асинхронного электрозапуска и для повышения качества электроэнергии в переходных режимах. Применение Э/МСК позволяет существенно разгрузить статический синхронный компенсатор (ССК) т.е. инвертор или преобразователь частоты, повысив его надежность и улучшив массогабаритные показатели. Существенным является тот факт, что в качестве Э/МСК наряду с магнитоэлектрическими с успехом можно применить уже давно разработанные и широко применяемые в существующих бортовых. СЭС бесконтактные синхронные генераторы с каскадным возбуждением через вращающий выпрямитель или выпускаемые промышленностью двухпакетные бесконтактные индукторные генераторы [9].

3й критерий: Максимум общего КПД для подсистемы распределения и преобразования электроэнергии с учетом ограничительных требований по функциональной надежности и живучести.

Для удовлетворения этому критерию следует так распределить и сгруппировать вторичные преобразователи электроэнергии (централизованные, групповые и периферийно-индивидуальные), а также шины соответствующих распределительных устройств, чтобы минимизировать число последовательных

преобразовательных каскадов с соответствующими КПД ($\eta_{1,2,3}$) на пути от первичной подсистемы генерирования до каждого из потребителей (т.е. повысить КПД каждого канала: $\eta = \eta_1 \times \eta_2 \times \eta_3 \times \dots$).

При этом накладываемые ограничительные требования по функциональной надежности и живучести, связанные с обеспечением безопасности полетов и с необходимостью выполнения полетных заданий, заставляют предусмотреть перекрестные взаимосвязи питающих каналов, а также наличие резервных каналов (иногда – многократное резервирование). Кроме того, следует учитывать, что параллельная работа питающих каналов не только обеспечивает «горячий резерв», но и позволяет улучшить качество электроэнергии в переходных режимах за счет увеличения общей установленной мощности объединенной системы питания (снижения её внутреннего импеданса).

Поскольку наиболее просто осуществить параллельную работу звеньев постоянного напряжения, то в качестве промежуточных звеньев во всех каналах питания (по числу силовых установок на борту) наиболее рационально выбрать упомянутые выше дифференциальные СППН 270: 0 ± 135 В или 0 ± 270 В.

4й критерий: Максимальная приемственность по отношению к современной, широко распространенной номенклатуре защитно-коммутационной и преобразовательной аппаратуры с учетом максимального импортозамещения в номенклатуре изделий силовой электроники.

Относительно указанного критерия наименее приемлемой (по причине практически полной неприменимости в ней существующих реле, контакторов и автоматов защиты) является униполярная СППН 270 В или 540 В. Переход на дифференциальную систему 0 ± 135 В не может радикально изменить ситуацию. Активно разрабатываемая сегодня бесконтактная аппаратура защиты и коммутации [12] еще не может покрыть весь диапазон токов (нагрузок) современного бортового электроэнергетического комплекса. В этой связи наиболее рациональным способом аварийного размыкания цепей СППН 270 В (или 540 В) представляется применение комбинированных полупроводниково-электромеханических защитно-коммутационных аппаратов [2, 7, 13].

Сложность проблемы бездугового размыкания цепей питания с повышенным напряжением часто недооценивается. Поскольку размыкаемую индуктивную нагрузку легко зашунтировать обратным диодом, то разработчики часто ошибочно считают, что энергоемкость адиабатно-поглощающего ограничительно-балластного звена в размыкателе (резистивного, емкостного, полупроводникового или смешанного типа) определяется только энергией $\frac{LI_0^2}{2}$, накопленной при максимальном токе I_0 в предвключенной индуктивной цепи (с суммарной индуктивностью L источника питания, фильтров и подводящего кабеля). При этом не учитывается энергия $A_{ист} = \int_0^{t_p} U_n I(t) dt$, потребляемая тем же поглощающим звеном от источника питания с напряжением U_{Π} при спадающем токе $I(t)$ за время полного размыкания t_p . В [7, 13] показано, что величина $A_{ист}$ может в несколько (даже в десятки) раз превышать величину $\frac{LI_0^2}{2}$ и существенно определяется величиной перенапряжения, возникающего на размыкателе из-за ЭДС самоиндукции в L и искусственно ограниченного поглощающим звеном. Минимальная энергоемкость поглощающего звена $(\frac{LI_0^2}{2} \times \frac{k_U}{k_U - 1})$ тем меньше, чем выше кратность перенапряжения: $k_U = U_{MAX}/U_{\Pi}$, формируемого им и по возможности стабилизируемого в процессе поглощения. Поэтому при $U_{\Pi} = 135$ В или 270 В (вместо 270 В или 540 В) указанная энергоемкость будет существенно ниже при том же допустимом значении U_{MAX} (600 В – по ГОСТ).

5й критерий: Удовлетворительное качество электроэнергии на входах потребителей и преобразователей.

Этот критерий предусматривает обеспечение и минимизацию запасов для граничных величин показателей качества электроэнергии по отношению к величинам, оговоренным ГОСТом, для входных цепей потребителей. По отношению к преобразователям электроэнергии (централизованным, групповым и

периферийно – индивидуальным) это означает максимальное приближение их входных и выходных импедансов к "квазилинейно-резистивно-постоянным" т.е. обеспечивающим при линейно-резистивной нагрузке максимальное совпадение временных диаграмм токов и напряжений в относительных единицах (по отношению к периферийно-индивидуальным преобразователям это относится только к их входному импедансу).

Указанный критерий косвенно характеризует излишние запасы по массо-габаритным, энергетическим и стоимостным показателям, заложенным при проектировании данного преобразователя (в частности, для его фильтровых элементов или сложных цепей регулирования). Так, например, вместо обычной схемы мостового неуправляемого выпрямителя целесообразно установить выпрямитель с корректором коэффициента мощности (ККМ), например, по схеме Виенна-выпрямителя, рассмотренного ниже.

бй критерий: Минимум удельной добавленной резервной массы для стартерного и аварийных режимов.

Критерий характеризует минимальное отношение массы ΔG устройств, добавленных к каждому из питающих каналов СЭС для его резервирования, к кратности этого резервирования: $\Delta \check{G} = \Delta G / k_{\text{РЕЗ}}$ и относится к каждому из 4-х каналов комбинированной СЭС переменного-постоянного тока. Чтобы наилучшим образом удовлетворить данному критерию ($\Delta \check{G} \rightarrow \min$) нужно постараться на ранних стадиях синтеза структуры и проектирования узлов СЭС использовать схемотехнические решения, обеспечивающие перекрестные взаимосвязи каналов и цепей питания, не требующие добавления громоздких, малонадежных и дорогих вспомогательных устройств. В качестве наглядных примеров рациональных способов взаимного резервирования каналов электропитания можно привести структуру преобразователя частоты (ПЧ) с добавлением в неё резервного звена постоянного низкого напряжения 27 В (так называемого, источника бесперебойного питания – ИБП), подключенного к резервной аккумуляторной батарее. Взаимная связь каналов повышенного ($0 \pm 135(270)$ В) и низкого (27 В) напряжений осуществляется с помощью обратимого конвертора. Таким образом,

все 4 канала питания оказываются снабженными резервным источником – аккумуляторной батареей. При этом для распределительных устройств (РУ) предполагается, что в случае отказа в первичном источнике РУf-var переводится на питание от РУf-const с ещё более высоким качеством электроэнергии. Сравнивая этот вариант структуры СЭС с вариантом на базе высоковольтной аккумуляторной батареи с напряжением 136 В, нетрудно убедиться, что при той же кратности резервирования для каждого из 4-х каналов добавленная масса аккумуляторной батареи будет существенно меньше в первом варианте, т.к. при одинаковых электроемкостях батарей (а точнее – величинах запасенных зарядов $q=It$, в [А·ч]) низковольтная батарея на 28 В имеет существенно меньшую массу за счет меньшего конструктивного коэффициента (14 гальванических элементов вместо 68). Следовательно, по критерию минимума удельной добавленной резервной массы явно выигрывает вариант с низковольтной аккумуляторной батареей, даже если обратимый конвертор подстраховать аналогичным вторым, включенным в параллель с первым (горячий резерв).

7й критерий: Производственная, монтажная и ремонтно-регламентная технологичность и пригодность для модульно-масштабируемой архитектуры.

8й критерий: Ожидаемая удельная себестоимость 1 кВт установленной мощности.

Последние два критерия тесно взаимосвязаны между собой и с четвертым критерием и достаточно широко освещены в литературе [2, 14].

Приложение 2-1

Для рис.2.2.1,б:

Схема работает следующим образом.

На первом интервале происходит нарастание полного (суммарного) потокосцепления двухобмоточного реактора L1,2 вместе с токами в цепях: C3-VT1-L1-C2-C3 и C1-VT1-L1-C1.

На втором интервале это потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в короткозамкнутой цепи: L1-L2-VT3-L1. При этом разностный ток обмоток, определяемый их разными начальными условиями и индуктивностями рассеяния (т.е. неидеальной взаимоиндуктивной связью), быстро спадает до нуля по цепи зарядки C2 :L1-C2-VS1-L1, после чего тиристор VS1 запирается нулевым током.На последнем интервале потокосцепление частично спадает, передавая дозу накопленной к началу интервала электромагнитной энергии в нагрузку с током по цепи: L1-C2-VS1-L1. При этом энергия индуктивности рассеяния обмотки L2 поглощается снабберным конденсатором C_{сн} вместе с быстро спадающим током в цепи: L2-VD1-C_{сн}-VD3-L1-L2. Указанная энергия затем опять передается реактору на третьем интервале следующего периода ШИМ при разрядке C_{сн} по цепи: C_{сн}-VD2-VT1-L1-L2-VT3-C_{сн} .

Если принять условия: постоянства напряжений на конденсаторах в течение нескольких периодов ШИМ и непрерывности полного потокосцепления трансреактора, то в квазистатическом циклическом режиме регулировочные характеристики будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_2(\gamma_{и}, \gamma_{п}) = U_3 \gamma_{и} / (1 - \gamma_{п}), \\ U_1(\gamma_{и}, \gamma_{п}) = U_3 [1 - \gamma_{и} / (1 - \gamma_{п})] . \end{cases}$$

Если исключить паузу из перечисленных интервалов, то получим классические характеристики для питающего ШИМ-регулирования со стабилизацией тока реактора с помощью отрицательной обратной связи по одному параметру:

$$\begin{cases} U_2(\gamma_n) = \gamma_n U_3, \\ U_1(\gamma_n) = (1 - \gamma_n) U_3. \end{cases}$$

Аналогичным образом схема будет работать в режиме повышающего ШИМ, если источник питания подключить к выводам с напряжением U_2 . В этом случае с помощью модулированного управления транзисторами VT2 и VT3 будет реализован режим повышения напряжения с повторением полярности (от U_2 к U_3) и режим понижения – повышения напряжения с инвертированием полярности.

Работу третьего варианта силовой схемы ОНИК (рис.2.2.1,в) следует рассмотреть отдельно для случая полярного повторения U_3 и U_1 (\pm) и случая полярного инвертирования U_3 относительно U_1 (\mp). При этом в каждом из указанных случаев возможны два направления преобразования электроэнергии: прямое (от выводов с $U_{1,2}$ к выводам с U_3) и обратное (от выводов с U_3 к выводам с $U_{1,2}$). При каждом из указанных направлений возможны три режима работы: а) режим «понижения», б) режим «повышения», в) режим «повышения-понижения» в зависимости от скважности импульсов ШИМ. И наконец, каждый период ШИМ ($T_{\text{ШИМ}}$) в указанных режимах имеет три этапа: этап нарастания полного потокосцепления T-L на интервале импульса с длительностью $t_n = \gamma_n T_{\text{ШИМ}}$, этап приблизительного сохранения потокосцепления на интервале паузы с длительностью $\Delta t_n = \gamma_n T_{\text{ШИМ}}$ и этап дозированной передачи энергии T-L в нагрузку на интервале дозирования с оставшейся длительностью $(T_{\text{ШИМ}} - t_n - \Delta t_n) = (1 - \gamma_n - \gamma_n) T_{\text{ШИМ}}$.

Т.к. рассматривать все возможные варианты случаев, направлений, режимов и этапов (36 сочетаний) нецелесообразно из-за схожести процессов, то ограничимся рассмотрением наиболее универсального режима «повышения-

понижения» для одного сочетания полярностей (повторения полярности U_3 и U_1), но в двух направлениях преобразования (прямом и обратном).

Режим прямого преобразования. При включении VT1 и VT5 происходит нарастание тока в цепи: C1-VT1-L1-VT5-C1 за время $t_{\text{и}}$. Затем при включении VT4 и выключении VT1 (VT5 остается включенным) происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления T-L с током в цепи: L1-VT5-VT4-L1. По истечении интервала паузы $\Delta t_{\text{п}}$ VT8 –включается, а VT5 выключается, и ток в L1 частично спадает по цепи: L1-VT8-C3-VT4-L1. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{шим}}$.

Режим обратного преобразования. При включении VT7 и VT3 происходит нарастание тока в цепи: C3-VT7-L2-VT3-C3. Затем при включении VT6 и выключении VT7 (VT3 остается включенным) происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления T-L с током в цепи: L2-VT3-VT6-L2. За время $t_{\text{и}}$ по истечении интервала паузы $\Delta t_{\text{п}}$ VT3 выключается, и ток в L2 частично спадает по цепи: L2-VD1-C1-VT6-L2. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{шим}}$.

Приложение 2-2

Для рис.2.2.3,г:

Предлагаемая схема работает следующим образом.

На этапе нарастания полного потокосцепления при включенном транзисторе VT1 ток в основной первичной обмотке L1 трансреактора нарастает по цепи: $C_{\phi 1} - VD3 - L1 - VT1 - C_{\phi 1}$, ток в первичной обмотке N1 трансформатора нарастает благодаря частичной разрядке конденсатора C1 по цепи: $C1 - N1 - VT1 - C1$, а ток во вторичных обмотках L2 и N2 нарастает благодаря ЭДС индукции обмотки N2 по цепи: $N2 - L2 - VD4 - C_{\phi 2} - C2 - N2$ в течение длительности импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$, где $\gamma_{и}$ – коэффициент заполнения импульса.

На этапе приблизительного сохранения полного потокосцепления и энергии трансреактора при включённом транзисторе VT3 и выключенном с небольшим запаздыванием (для снижения потерь) транзисторе VT1 ток в обмотке L2 после начального резкого нарастания приблизительно сохраняется в коротко-замкнутой цепи $L2 - VT3 - L2$ за счёт ЭДС самоиндукции этой обмотки, встречно-направленные токи обмоток L1 и N1 интенсивно спадают по цепям зарядки снабберного конденсатора $C_{сн1}: L1 - C_{сн1} - VD02 - C1 - C_{\phi 1} - VD3 - L1$ и $N1 - C_{сн1} - VD02 - N1$, затем становятся однонаправленными и сравниваются по величине, заряжая конденсатор C1 за счёт ЭДС самоиндукции обмотки L1, частично спадая по цепи $L1 - N1 - C1 - C_{\phi 1} - VD3 - L1$. При этом ток во вторичной обмотке N2 благодаря её ЭДС индукции поддерживается, спадая в цепи: $N2 - C2 - VD2 - N2$ и заряжая конденсатор C2 в течение длительности паузы $\Delta t_{п}$.

На этапе частичного спада полного потокосцепления с дозированной передачей энергии трансреактора в нагрузку после выключения транзистора VT3 ток основной вторичной обмотки L2 частично спадает по цепи: $L2 - VD4 - C_{\phi 2} -$

VD2 – L2, передавая дозу энергии трансреактора в нагрузку. Длительность этого этапа занимает оставшееся от периода $T_{\text{ШИМ}}$ время: $(T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}}) = \gamma_{\text{д}} T_{\text{ШИМ}}$.

Далее перечисленные этапы периодически повторяются, реализуя прямое дозированное преобразование энергии. При этом энергия, накапливаемая в снабберном конденсаторе $C_{\text{сн1}}$, передается в промежуточный фильтровый конденсатор C1 при каждом последующем включении транзистора VT1 через балластный дроссель L01 и двухдиодную стойку VD01-VD02 по так называемой схеме инвертирующего импульсного модулятора.

Коэффициенты заполнения чередующихся с паузами ($\Delta t_{\text{п}}$) относительных интервалов $\gamma_{\text{и}}$ и $\gamma_{\text{доз}}$ регулируются с отрицательными обратными связями таким образом, чтобы обеспечить: а) стабилизацию или регулирование требуемой величины выходного напряжения, б) устойчивость и непрерывность поддержания полного потокосцепления трансреактора ($T \cdot L_{\text{н}}$) и наличие минимальных запасов накопленной в нем энергии для обеспечения возможности его использования в качестве промежуточного фильтрового накопителя (демодулятора). Благодаря этому обеспечивается возможность при пульсирующем однополярном входном напряжении (U_1 , например, выпрямлено-сетевом) исключить энергоемкие электролитические фильтровые конденсаторы с низкой надежностью (термостойкостью, безотказностью и сроком службы) за счёт увеличения энергоемкости трансреактора с большей надёжностью.

В режиме обратного преобразования энергии постоянно включены тиристоры VS1 и VS2, а вместо транзисторов VT1 и VT3 широтно-модулируются транзисторы VT2 и VT4. В этом режиме вместо основных обмоток L1 и L2 в работе участвуют вспомогательные обмотки L2' и L1' трансреактора. При этом все вышеперечисленные процессы происходят аналогичным образом.

Приложение 2-3

Для рис.2.3.1,в:

Третий вариант силовой схемы модуля ОВИП (рис.2.3.1,в) также содержит: фазный входной вывод А, разнополярные выходные выводы $\pm U_d$ и общий для входа и выхода заземлённый нейтрально-нулевой вывод (N-0), накопительно-демодулирующий трансреактор Т- $L_{Н/Д}$ с двумя балластными дросселями L1, L2 и общим магнитопроводом, двухконденсаторную фильтровую стойку $C_{\phi 1,2}$ с заземлённым средним выводом, два выпрямительно-инверторных моста В – ИМ1,2 с диодно-транзисторными стойками (VT1-4 – VD1-4 и VT5-8 – VD5-8) и снабберными конденсаторами ($C_{сн}$) в каждом и двухтранзисторную заземляющую стойку VT9,10 с обратно-блокирующими диодами в коллекторных цепях транзисторов. На входе и выходе установлены демпферные дроссели (L_D), обеспечивающие совместно со снабберными конденсаторами "мягкую" коммутацию ключей.

На каждом полупериоде фазного напряжения U_A как при прямом, так и при обратном преобразовании необходимо выделять три чередующихся режима работы в зависимости от соотношения между абсолютными величинами мгновенных значений входного и выходного напряжений:

- 1) режим «повышения» напряжения;
- 2) режим «понижения» напряжения и
- 3) «повышающее-понижающий» режим.

В каждом из указанных режимов могут существовать три временных интервала: нарастания импульса тока (потокосцепления) дросселя ($t_{имп}$), паузы с приближённым сохранением тока (потокосцепления) ($\Delta t_{п}$) и дозирования энергии с частичным спаданием тока (потокосцепления) ($\Delta t_{дозы}$). При этом предпочтительными по КПД являются режимы с непрерывными токами

дросселей (точнее – с непрерывным суммарным потокоцеплением трансреактора).

В связи с наличием горизонтально-осевой симметрии расположения элементов силовой схемы (верхней и нижней её частей) представляется достаточным рассмотрение только этапа «положительного» полупериода напряжения U_A .

Таблица

полуциклы напр. источн.	Токовые цепи		Цепи нарастания тока дросселя на интервале $\gamma_{и}T_{шим} = \Delta t_{имп}$.	Цепи приближ. сохранения тока дросселя на интервале паузы $(1-\gamma_{д}-\gamma_{п})T_{шим}$	Цепи частичного спада тока дросселя на интервале дозы $\gamma_{д}T_{шим} = \Delta t_{дозы}$	Условия непрерывности токов дросселей (регулируемые характеристики)	
	Режимы работы						
Положительный полупериод	Прямое преобразование энергии	1	Повышение напряжения	$A_1 - VT_1 - L_1 - VT_9 - 0(N_1)$		$L_1 - VT_5 - C_{\phi 1} - 0(N_1) - C_{\phi 1} - VT_1 - L_1$	$U_+ = \frac{1}{1 - \gamma_{и}} \cdot U_A$
		2	Понижение напряжения	$A_1 - VT_1 - L_1 - VT_5 - C_{\phi 1} - 0(N_1)$		$L_1 - VT_5 - C_{\phi 1} - 0(N_1) - VT_3 - L_1$	$U_+ = \gamma_{и} \cdot U_A$
		3. Повышающе- понижающий режим. Этапы:	накопления энергии	$A_1 - VT_1 - L_1 - VT_9 - 0(N_1)$			$\frac{\gamma_{и} \cdot U_A}{\gamma_{д}}$ $=$ U_+
			сохранения энергии		$L_1 - VT_9 - 0(N_1) - VT_3 - L_1$		
			дозирования энергии			$L_1 - VT_5 - C_{\phi 1} - 0(N_1) - VT_3 - L_1$	
	Обратное преобразование (рекуперация) энергии	4	Повышение напряжения	$C_{\phi 1}(U_+) - VT_6 - L_2 - VT_4 - 0$		$L_2 - VT_2 - A_1(C_{\phi \sim}) - N_1 - 0(C_{\phi 1}) - VT_6 - L_2$	$U_A = \frac{1}{1 - \gamma_{и}} \cdot U_+$
		5	Понижение напряжения	$C_{\phi 1}(U_+) - VT_6 - L_2 - VT_2 - A_1 - N_1 - 0$		$L_2 - VT_2 - A_1(C_{\phi \sim}) - N_1 - 0 - VT_{10} - L_2$	$U_A = \gamma_{и} \cdot U_+$
		6. Повышающе- понижающий режим. Этапы:	накопления энергии	$C_{\phi 1}(U_+) - VT_6 - L_2 - VT_4 - 0(N_1)$			$\frac{\gamma_{и} \cdot U_+}{\gamma_{д}}$ $=$ U_A
			сохранения энергии		$L_2 - VT_4 - 0(N_1) - VT_{10} - L_2$		
			дозирования энергии			$L_2 - VT_2 - A_1(C_{\phi \sim}) - 0(N_1) - VT_{10} - L_2$	

Все возможные режимы работы и токовые цепи для «положительного» полупериода сведены в прилагаемую таблицу. Там же указаны условия непрерывности токов дросселей в пределах рассматриваемых полупериодов, т.е. «регулируемые» характеристики прямого и обратного преобразований: $+U_d = |U_A| f_{рег}(\gamma_{и}, \gamma_{д})$ и $|U_A| = +U_d \varphi_{рег}(\gamma_{и}, \gamma_{д})$, где $\gamma_{и} = \Delta t_{имп} / T_{шим}$ – коэффициент заполнения импульса с длительностью $\Delta t_{имп}$; $T_{шим}$ – период широтно-импульсной модуляции; $\gamma_{д} = \Delta t_{дозы} / T_{шим} = (1 - \gamma_{и} - \gamma_{п})$ – относительная длительность передачи выходной дозы энергии дросселя; $\gamma_{п} = \Delta t_{п} / T_{шим}$ – относительная длительность паузы.

В качестве наглядных примеров рассмотрим наиболее универсальные (повышающее-понижающие) режимы с этапами «накопления, сохранения и дозирования энергии», обозначенные в таблице под номером 3 для процесса прямого преобразования энергии (выпрямления) и под номером 6 для процесса

обратного преобразования (инвертирования). Токовые цепи для указанных процессов показаны в таблице.

Режим №3 (выпрямительный).

При очередном синхронном включении транзисторов VT1 и VT9 потокосцепление дросселя L1 нарастает вместе с током в цепи: A_1 -VT1-L1-VT9-0(N_1) на интервале $\gamma_{и}T_{шим} = \Delta t_{имп}$. Затем ключ VT1 выключается, а ключ VT3 включается, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в замкнутой накоротко цепи: L1-VT9-0(N_1)-VT3-L1 за счёт ЭДС самоиндукции дросселя L1 на интервале паузы $(1 - \gamma_{д} - \gamma_{и})T_{шим}$ (при малом активном сопротивлении обмотки дросселя). Затем ключ VT9 выключается, а ключ VT5 включается, после чего потокосцепление дросселя L1 частично снижается вместе с током по цепи: L1-VT5- $C_{ф1}$ -0(N_1)-VT3-L1, передавая дозу (часть) накопленной к этому моменту электромагнитной энергии дросселя L1 в нагрузку за счёт его ЭДС самоиндукции (независимо от соотношения между напряжениями $|U_A|$ и U_+) на оставшемся интервале времени $\gamma_{д}T_{шим} = \Delta t_{дозы}$.

После этого указанные процессы периодически повторяются, осуществляя прямое преобразование энергии в соответствии с регулировочной характеристикой: $U_+ = \frac{\gamma_{и}}{\gamma_{д}} \cdot |U_A|$.

Режим №6 (инверторный).

При очередном синхронном включении транзисторов VT4 и VT6 потокосцепление дросселя L2 нарастает вместе с током в цепи: $C_{ф1}$ -VT6-L2-VT4-0(N_1)- $C_{ф1}$ на интервале $\gamma_{и}T_{шим} = \Delta t_{имп}$. Затем ключ VT6 выключается, а ключ VT10 включается, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в замкнутой накоротко цепи L2-VT4-VT10-L2 за счёт ЭДС самоиндукции дросселя L2 на интервале паузы $(1 - \gamma_{д} - \gamma_{и})T_{шим}$ (при малом активном сопротивлении обмотки дросселя). Затем ключ VT4 выключается, а ключ VT2 включается, после чего потокосцепление дросселя L2 частично снижается вместе с током по цепи: L2-VT2-A- $C_{ф-}$ -N-0-VT10-L2, передавая дозу (часть) накопленной к этому моменту электромагнитной энергии дросселя L2 в нагрузку за счёт его ЭДС самоиндукции

(независимо от соотношения между напряжениями $|U_A|$ и U_+) на оставшемся интервале времени $\gamma_d T_{\text{шим}} = \Delta t_{\text{дозы}}$. После этого указанные процессы периодически повторяются, осуществляя обратное преобразование энергии в соответствии с регулировочной характеристикой: $|U_A| = \frac{\gamma_{\text{и}}}{\gamma_d} \cdot U_+$.

Приложение 2-4

Для рис.2.4.7:

Схема работает следующим образом.

1. Если для нагрузки переменного (или постоянного) тока требуется вид внешней вольт-амперной характеристики питающего её устройства, соответствующий «источнику напряжения» (что соответствует случаю двигательной нагрузки), то переключатель 17 находится в положении, указанном на рис.7 и показан сплошной перемычкой (в правом положении).

Блок управления 14 формирует на своих выходных выводах 15 высокочастотные широтно-управляющие импульсы, регулируемые цепями обратных связей 19 по выходным параметрам (по току и напряжению), а на выводах 29-релейно-сигнальные импульсы.

В исходном состоянии конденсаторы фильтровой стойки 9-10 заряжены каждый до напряжения, равного половине напряжения источника питания $U_{1-2}=U_{\Pi}$. При очередном включении ключа 5 происходит нарастание полного потокосцепления трансреактора 11 вместе с током в цепи: 9-5-12-23-17-9, нарастающим в течение промежутка времени импульса: $t_{и}=\gamma_{и}T_{шим}$, где $T_{шим}$ - период широтно-импульсной модуляции, $\gamma_{и}$ - коэффициент заполнения (относительная длительность) импульса. При этом часть (доза) энергии конденсатора 9 переходит в запасаемую электромагнитную энергию трансреактора 11. Далее, в общем случае, включается ключ 16 и выключается ключ 5 после чего происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 вместе с приблизительно постоянным током в закороченной цепи: 12-23-24-13-16-12, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции его основной обмотки в течение промежутка времени паузы $\Delta t_{\Pi}=\gamma_{\Pi}T_{шим}$, где γ_{Π} - относительная длительность паузы. Далее ключ 16 выключается, а ключ 7 включается, и потокосцепление трансреактора частично

спадают вместе с током в цепи: 12-23-17-10-7-12 за оставшееся от периода $T_{\text{ШИМ}}$ время: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{п}} - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{ШИМ}}$. При этом часть (доза) электромагнитной энергии трансреактора перекачивается в конденсатор 10 фильтровой стойки 9-10. Кроме этого происходит передача части энергии в цепь вспомогательной нагрузки, подключенной к выводам 31-32 за счёт э.д.с индукции вспомогательной обмотки 30 трансреактора, а также сброс энергии индуктивности рассеяния секции 13 основной обмотки трансреактора в снабберный конденсатор 25 по цепи: 13-25-23-24-13, предотвращающая скачок перенапряжения на выключаемом ключе 16. При следующем очередном включении ключа 16 избыточная энергия конденсатора 25 рекуперирует в цепь секции 12 трансреактора вместе с током его разрядки по цепи: 25-16-12-25. Далее указанные процессы периодически повторяются, перекачивая энергию конденсатора 9 и источника питания в конденсатор 10 и во вспомогательную нагрузку.

После зарядки конденсатора 10 до напряжения, близкого к напряжению $U_{\text{п}}$ источника питания, блок управления 14 изменяет вышеописанный алгоритм управления на сходный, приводящий к перекачке энергии конденсатора 10 обратно в конденсатор 9. Это легко прослеживается благодаря зеркально-осевой симметрии силовой схемы устройства.

Далее указанные процессы периодически повторяются с относительно низкой циклической частотой $\omega = 2\pi f$, где f – частота выходного синусоидального напряжения: $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{4-3}(t) = U_{10}(t) - 0,5U_{\text{п}}$, где $U_{10}(t) = 0,5U_{\text{п}} + U_0 \sin(\omega t)$ – однополярное гармонически пульсирующее напряжение на конденсаторе 10, U_0 – амплитуда синусоидального выходного напряжения: $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 \sin(\omega t)$, $U_0 < 0,5U_{\text{п}}$.

С помощью изменения вышеуказанных параметров $\gamma_{\text{п}}$ и $\gamma_{\text{и}}$ блоком управления 14 производятся: обеспечение синусоидальной формы выходного напряжения; регулирование его параметров (амплитуды, частоты и фазового сдвига относительно тока), а также регулирование среднеимпульсной величины $\Psi_{\text{=}}$ однополярного пульсирующего полного потокосцепления трансреактора 11:

$\Psi(t) = \Psi_{\text{с}} + \Psi_0 \sin(\omega t)$, где Ψ_0 - амплитуда переменной составляющей потокосцепления.

2. Если для нагрузки переменного тока требуется вид внешней вольт-амперной характеристики питающего её устройства, соответствующий «источнику тока» (что соответствует, например, случаю подпитки от устройства автономной сети с компенсирующими конденсаторами или автономной сети с активными нагрузками), то переключатель 17 переводят в противоположное состояние (левое положение пунктирной перемычки на рис.2.4.7). В этом случае роль демодулирующего звена (промежуточного накопительного буфера) возлагается не на емкостную фильтровую стойку 9-10, а на трансреактор 11.

При этом в зависимости от полярности выходного напряжения (переменного или постоянного) нарастание (накопление) полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 производится за счёт токов в секциях 12, 13 (по отдельности или сразу в обеих секциях) его основной обмотки. Так как схема мостового коммутатора импульсного преобразователя напряжений имеет зеркально-осевую симметрию, то достаточно рассмотреть работу устройства в указанном режиме только для полупериода одной полярности выходного напряжения $U_{\text{вых}}=U_{4-3}$, а именно – когда потенциал вывода 4 положителен относительно заземленного вывода 3. При этом следует различать два случая: а) случай повышения напряжения, когда $U_{4-3} > 0,5U_{1-2}$ и б) случай понижения напряжения, когда $U_{4-3} < 0,5U_{1-2}$.

2а) Случай повышения напряжения. На первом этапе при включении диагонально расположенных ключей 5 и 8 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 1-5-12-23-24-13-8-2, преобразуя энергию источника питания в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$. Затем на втором этапе ключи 5 и 8 выключаются, а включается ключ 16, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с почти постоянным током в закороченной цепи: 12-23-24-13-16-12 в течение длительности паузы:

$\Delta t_{\Pi} = \gamma_{\Pi} T_{\text{ШИМ}}$. Затем на третьем этапе включается ключ 28, ключ 5 остаётся включенным, а ключ 16 выключается, и полное потокосцепление трансреактора частично спадает вместе с токами в цепях: 12-23-4-3-9-5-12; 30-31-32-30 и 13-25-23-24-13 (за счёт ЭДС самоиндукции взаимоиндуктивности и индуктивностей рассеяния) в течение оставшегося от периода $T_{\text{ШИМ}}$ времени: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\Pi} = (1 - \gamma_{\Pi} - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{ШИМ}}$. При этом происходит зарядка снабберного конденсатора 25, предотвращающего перенапряжение на выключаемом ключе 16 и возвращающего накопленную при этом дозу энергии обратно в трансреактор при следующем очередном включении ключа 16 (по цепи разрядки: 25-16-12-25). Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} > 0,5U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного переменного напряжения устройства.

2б) Случай понижения напряжения. На первом этапе при включении ключа 5 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 9-5-12-23-4-3-17-9, преобразуя энергию конденсатора 9 и источника в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$. Затем повторяются второй и третий этапы вышеописанного случая повышения напряжения (этапы приблизительного сохранения и спада потокосцепления) с той лишь разницей, что на последнем этапе ключ 5 выключен, а включается вентиль 28 и обеспечивает цепь спада тока: 12-23-4-328-12, минуя конденсатор 9. Далее эти процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} < 0,5U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного напряжения.

Приложение 2-5

Для рис.2.5.8:

Предлагаемый преобразователь работает следующим образом. К входным выводам 1,2 подключают источник постоянного или пульсирующего знакопостоянного напряжения, например выход выпрямителя однофазного сетевого напряжения. К выходным выводам 4,5 подключают нагрузку переменного тока повышенной частоты, например, газоразрядную, светодиодную, выпрямительно-аккумуляторную, выпрямительно-емкостную и другие, требующие питания от «источника тока» (с задаваемым регулируемым током, не зависящим от напряжения на нагрузке).

На основных модуляторных выходных выводах 20 и на дополнительном выходном выводе 21 блока управления 19 формируются широтно-модулированные высокочастотные импульсные сигналы с постоянным периодом $T_{ШИМ}$.

Если мгновенные значения напряжения источника U_{2-1} превышает величину напряжения на нагрузке $U_{4-5} \cdot K_{ТР}$, приведенного через коэффициент трансформации ($K_{ТР}$) к одной секции (половине) первичной обмотки 7 трансформатора 6, то устройство работает в режиме «понижения напряжения». При включении ключа 9 в нулевой момент времени $t=0$ ток реактора 22 нарастает по цепи: 2-22-7-9-1, трансформируя часть энергии источника в нагрузку (через контур намагничивания трансформатора) и запасая часть электромагнитной энергии в контуре индуктивностей рассеяния трансформатора 6 и в реакторе 22 в течение длительности включающего импульса: $t_{И} = \gamma_{И} T_{ШИМ}$, где $\gamma_{И}$ - коэффициент заполнения импульса. После выключения ключа 9 и включения вентиля 13 ток реактора частично или полностью плавно спадает по цепям: 22-7-13-12-22 и 22-24-12-22, поддерживаемый за счёт ЭДС самоиндукции в 22, заряжая конденсатор 12 ограничительной цепи 11 в течение длительности паузы: $\Delta t_{II} \leq$

$0,5T_{ШИМ} - t_{И} = (0,5 - \gamma_{И})T_{ШИМ}$. В момент времени $t=0,5T_{ШИМ}$ включается ключ 10, и указанные процессы повторяются с учетом осевой («зеркальной») симметрии силовой схемы устройства. Далее описанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$.

В режиме «повышения напряжения» ($U_{2-1} \leq U_{4-5} \cdot K_{ТР}$) устройство работает по типу так называемых, повышающих (бустерных) импульсных модуляторов. При одновременном (синхронном) включении ключей 9 и 10 первичная обмотка 7 трансформатора 6 коротко-замыкается по намагничивающему контуру (благодаря вычитанию потокоцеплений её секций), сохраняя только часть индуктивности рассеяния. При этом ток реактора 22 ускоренно нарастает под действием приложенного к нему напряжения, приближающегося к напряжению питания, в течение длительности $t_{И} = \gamma_{И}T_{ШИМ}$. Затем включается ключ 23 а ключи 9,10 – выключаются. При этом ток реактора в течение длительности паузы $\Delta t_{П} = \gamma_{П}T_{ШИМ}$ приблизительно сохраняется в замкнутой накоротко цепи: 22-23-22 благодаря ЭДС самоиндукции реактора, а токи секций первичной обмотки 7 трансформатора 6 относительно быстро спадают по цепям зарядки конденсатора 12 через диоды 13 и 14. По окончании длительности паузы один из ключей (9 или 10) двухключевой стойки 9-10 включается вместе с выключением шунтирующего ключа 23, и ток реактора 22, подзарядив конденсатор 12 через диоды 13,14 и 24, плавно, но быстро переключается в цепь намагничивающего контура трансформатора 6, трансформируя часть (дозу) накопленной в реакторе электромагнитной энергии и энергии источника в нагрузку. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$, но с чередованием выключений ключей 9 и 10, обеспечивающим перемагничивание магнитопровода трансформатора 6. При этом трансформатор 6 по своей функции является «трансформатором тока», не требующим противонасыщающего «симметрирования» вольт-секундных параметров разнополярных питающих импульсов. Благодаря переключению режимов «понижения» и «повышения» напряжений устройство может работать в

широком диапазоне средних уровней и размахов пульсаций напряжения питающего источника, например однофазного выпрямителя. Энергия, регулярно накапливаемая в конденсаторе 12 ограничительной цепи 11, передается (рекуперирует) в питающий источник или во входной фильтровый конденсатор 3 через цепь 15 рекуперации энергии рассеяния, представляющую собой общеизвестный «понижающий» импульсный конвертор.

При относительно малой энергоемкости фильтрового конденсатора 3 и существенных пульсациях питающего напряжения (например, выпрямленного сетевого – однофазного) функцию сглаживающего фильтра может выполнять реактор 22 при соответствующем увеличении его энергоемкости ($0,5LI^2$). Это позволяет исключить энергоемкие электролитические конденсаторы из состава устройства, выполнив конденсаторы 3 и 12 пленочными, бумажными или керамическими.

Приложение 2-6

Для рис.2.6.2:

Режим прямого преобразования электроэнергии (выпрямления и стабилизации напряжения).

Так как схема устройства обладает осевой (зеркальной) симметрией, то достаточно рассмотреть её работу только для одного полупериода переменного питающего напряжения U_{1-2} , например, для которого $U_{1,2}=V_1-V_2>0$, где V_1 и V_2 – потенциалы выводов 1 и 2. При этом будем считать, что выполняется условие повышения напряжения: $U_{3-5}>U_{1-2}$.

При очередном включении верхнего ключа стойки 10 и двунаправленного ключа 11 полное (суммарное) потокосцепление обмоток 8-9 нарастает вместе с током в цепи: 1-11-8-10-2 в течение длительности импульса управления: $t_{и}=\gamma_{и}T_{шим}$, где $\gamma_{и}$ – относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса. Затем включается вентиль 12, а ключ 10 выключается (ключ 11 остаётся включенным), и указанное потокосцепление частично плавно спадает вместе с током в цепи: 8-12-6-5-2-1-11-8, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки 8 в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени: $T_{шим}-t_{и}=(1-\gamma_{и})T_{шим}$. Далее процессы периодически качественно повторяются в течение всего полупериода питающего напряжения U_{1-2} , заряжая фильтровый конденсатор 6. Аналогичные процессы протекают и на втором полупериоде напряжения U_{1-2} , но с участием второй дроссельной обмотки 9 и с зарядкой фильтрового конденсатора 7.

В рассмотренном режиме прямого преобразования электроэнергии схема работает в обычном режиме повышающего (бустерного) корректора коэффициента мощности, т.е. с помощью регулирования параметра $\gamma_{и}$, в зависимости от отклонений сигналов в цепях обратных связей от эталонных

сигналов, обеспечивает синусоидальность формы входного тока, а также его синхронность и синфазность с питающим напряжением. При этом коэффициент потребляемой от источника мощности приближается к единице. Помимо этого происходит стабилизация амплитуды переменного входного напряжения для питания РУ f -var, U -const (115/200 В) через выходную двухвентильную стойку 24-25 (рис.2.6.2) и фильтр L_{Φ} - C_{Φ} (рис.2.6.1).

В режиме обратного преобразования (т.е. рекуперации электроэнергии) питание схемы осуществляется от выводов 3-4-5, и схема функционирует как инвертор синусоидального тока, формируемого в цепях выводов 1-2 и фильтрового конденсатора 26. При указанном направлении преобразования схема может работать в трех режимах: «понижения напряжения», «повышения напряжения» и в режиме «дозирования энергии» (или иначе: «понижающее-повышающем режиме»). Рассмотрим их поочередно.

1. Режим «понижения напряжения» ($U_{3-5} \approx U_{5-4} > |U_{1-2}|$).

При очередном включении ключа 19 потокосцепление обмоток нарастает вместе с током в цепи: 3-19-9-11-26-2-5, в течение времени $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем включается нижний ключ стойки 10 (ключ 11 остаётся включенным), а ключ 19 выключается, и потокосцепление плавно частично спадает вместе с током в цепи: 9-11-26-2-10-9, поддерживаемым за счёт ЭДС самоиндукции обмотки 9, в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{шим}$.

2. Режим «повышения напряжения» ($U_{3-5} \approx U_{5-4} < |U_{1-2}|$).

При очередном включении ключей 18 и 19 и вентиля 22 блока демпфирования 20 потокосцепление обмоток нарастает вместе с токами в двух цепях: 3-19-9-8-18-4 и 23-22-9-23 (за счёт напряжения снабберного конденсатора 23, заряженного на предыдущем временном интервале) в течение длительности импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем включаются нижний ключ стойки 10, ключ 11 и вентиль 21 блока демпфирования 20, а ключи 18,19 выключаются, и

потокосцепление плавно частично спадает вместе с токами в двух цепях: 9-11-26-2-10-9 (за счёт ЭДС самоиндукции обмотки 9) и 8-21-23-8 (за счёт ЭДС индуктивности рассеяния обмотки 8), заряжая фильтровый конденсатор 26 и снабберный конденсатор 23 в течение оставшегося от периода $T_{\text{ШИМ}}$ времени: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{ШИМ}}$. Далее процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$.

3. Режим «дозирования энергии» («понижающее-повышающий»).

Этот режим универсален, т.к. пригоден при любом соотношении входного и выходного напряжений и обладает статической устойчивостью системы регулирования параметров выходного синусоидального тока и среднеимпульсного значения полного потокосцепления дроссельных обмоток благодаря дуальному управлению по двум взаимонезависимым параметрам относительных длительностей нарастания потокосцепления ($\gamma_{\text{и}}$) и его приблизительного сохранения (паузы - $\gamma_{\text{п}}$).

При очередном включении ключей 18, 19 и вентиля 22 полное потокосцепление дроссельных обмоток 8-9 нарастает вместе с током в цепи: 3-19-9-8-18-4 в течение длительности импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$. При этом в начальной стадии процесса нарастания потокосцепления, пока ток обмотки 8, начинаясь с нуля, не сравняется по величине с уже имеющимся и нарастающим током обмотки 9, разностный ток протекает по цепи зарядки снабберного конденсатора: 9-23-22-9, после чего зарядка конденсатора 23 прекращается, а общий ток обмоток продолжает нарастать. Затем включается вентиль 13 и выключается ключ 19 (ключ 18 остается включенным), и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в цепи: 9-8-18-13-9 в течение длительности паузы: $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{ШИМ}}$. Затем ключ 18 выключается, а включаются нижний ключ стойки 10, ключ 11 и вентиль 21 блока демпфирования 20, и потокосцепление плавно частично спадает вместе с токами в двух цепях: 9-11-26-2-10-9 (за счёт ЭДС самоиндукции обмотки 9) и 8-21-23-8 (за счёт ЭДС индуктивности рассеяния обмотки 8) в течение оставшегося от периода $T_{\text{ШИМ}}$ времени: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} -$

$\gamma_{\text{П}})T_{\text{ШИМ}}$. Далее вышеуказанные процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$, дозируя поступающую на выход (в конденсатор 26) энергию путем регулирования параметра $\gamma_{\text{П}}$.

Следует отметить, что режим «дозирования энергии» функционально заменяет рассмотренные выше режимы «понижения» и «повышения» напряжения; однако проигрывает им по КПД. Поэтому его рекомендуется применять только с целью использования дроссельных обмоток в качестве промежуточного накопителя энергии и демодулятора выходного переменного тока с целью исключения из состава емкостного фильтра 6-7 энергоемких электролитических конденсаторов, имеющих низкую надежность (термостойкость, безотказность и срок службы).

Приложение 2-7

Для рис.2.7.1:

1. Режим прямого преобразования высокой частоты в стабильную низкую.

В этом режиме каждый из двух циклоконверторных мостовых коммутаторов МК1 и МК2 работает в течение одного из полупериодов стабильной низкой частоты выходного тока ($I_{C\Phi}$) в качестве высокочастотного двухполупериодного управляемого полумостового выпрямителя со средней точкой вторичной обмотки трансформатора. При этом работают только транзисторные ключи мостовые коммутаторы (МК1 и МК2), фильтровый конденсатор (C_{Φ}) и выходной индуктивно-емкостный фильтр L_{Φ} - $C_{\Phi, \text{ВЫХ}}$. При этом полное потокосцепление трансреактора ($\Sigma \Psi_{T-L}$) пульсирует по модульно-синусному закону: $\Psi_0 |\sin(\omega t)|$ синхронно с полупериодами тока фильтрового конденсатора: $I_{C\Phi}$, так показано на временной диаграмме (рис.2.7.1).

2. Режим прямого преобразования высокой частоты в нестабильную частоту первичного асинхронного генератора (360...800 Гц) для его якорного самовозбуждения.

При этом выходные выводы преобразователя (А2, В2, С2) подключены к фазным якорным обмоткам магистрального асинхронного стартер-генератора.

В этом режиме основной функцией циклоконверторных мостовых коммутаторов МК1 и МК2 является обеспечение практически постоянной относительно небольшой величины скольжения (до 5-7%) магистрального асинхронного стартер-генератора с опережающим («емкостным») током в фазной якорной обмотке. При этом мощность, потребляемая на самовозбуждение генератора, приблизительно составляет те же 5-7% от его полной мощности. Питание преобразователя может осуществляться либо от вторичной сети ППН

0 ± 135 В (0 ± 270 В), либо от самой якорной обмотки генератора, подключенной к входным выводам А1, В1, С1.

3. Режим прямого преобразования с регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения: $U_{\text{ВЫХ}} - \text{var} (0\dots 115/200 \text{ В})$ и $f - \text{var} (0\dots 360 \text{ Гц})$ для стартерного запуска (обычно при $U/f \approx \text{const}$).

В этом режиме мостовые коммутаторы МК1 и МК2 помимо регулирования низкой частоты переключений токов трансреактора (Т-Л) осуществляют также широтно-импульсное регулирование выпрямленного напряжения. При этом амплитуда напряжения развязывающего трансформатора остается неизменной (стабилизированной), т.к. он питает также канал низковольтного выпрямителя (27 В).

4. Режим обратного преобразования в качестве инвертора высокочастотного (20 кГц) прямоугольного тока с реверсивным (знакопеременным) питанием для рекуперации энергии из нагрузки в звено постоянного повышенного напряжения (ЗППН 0 ± 135 В или 0 ± 270 В).

В этом режиме двухобмоточный трансреактор Т-Л имеет постоянное суммарное (полное) потокосцепление ($\Sigma\Psi \approx \text{const}$), а перекоммутацию тока каждой из его обмоток осуществляют транзисторные ключи (VT1,2). Этот режим целесообразно осветить более подробно.