

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

На правах рукописи

Ермилов Юрий Владимирович

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА АППАРАТОВ
РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАЩИТЫ И КОММУТАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОЛНОСТЬЮ
ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННЫХ САМОЛЕТОВ.**

Специальность 05.09.03. – «Электротехнические комплексы и системы»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
Доктор технических наук,
Профессор С.Б. Резников

Москва

2015 год

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ..... | 4 |
| | |
| ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ..... | 11 |
| 1.1.Сравнение систем электроснабжения для перспективных самолетов..... | 11 |
| 1.2. СППН с полупроводниковыми аппаратами защиты и коммутации..... | 12 |
| 1.3.Проблемы коммутации и защиты в бортовой СППН..... | 14 |
| 1.4.Анализ способов защиты от импульсов перенапряжения на ключевых элементах..... | 18 |
| 1.5.Многофункциональность и модульная архитектура преобразовательной и коммутационной аппаратуры..... | 30 |
| 1.6. Анализ существующих регуляторов (конверторов) постоянного напряжения..... | 31 |
| Выводы..... | 40 |
| | |
| ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНЫХ, СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ И АЛГОРИТМИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ АППАРАТОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАЩИТЫ И КОММУТАЦИИ СППН..... | 42 |
| 2.1. Аппараты регулирования защиты и коммутации (АРЗК)..... | 42 |
| 2.2. Коммутация в бортовой подсистеме распределения постоянного повышенного напряжения с использованием коммутационной шины..... | 56 |
| Выводы..... | 91 |

| | |
|--|-----|
| ГЛАВА 3. РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНОГО И "КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ" ПРОЦЕССОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ КАЗК ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ..... | 93 |
| Выводы..... | 105 |
| ГЛАВА 4 КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ..... | 107 |
| Выводы..... | 120 |
| ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И РЕКОМЕНДАЦИИ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ..... | 121 |
| 5.1. Экспериментальный макет..... | 121 |
| 5.2. Рекомендации к проектированию..... | 122 |
| Выводы..... | 126 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ..... | 127 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ..... | 130 |

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы.

К настоящему времени в области авиационно-бортового электрооборудования все большее распространение находит перспективная концепция "полностью электрифицированного самолета" (ПЭС), предполагающая исключение из бортовой системы управления подвижными плоскостями ЛА пневмо- и гидроприводов. Реализация указанной концепции требует значительного увеличения полной установленной мощности авиабортовой системы электроснабжения (СЭС) до величины 1,5 МВт и более [12], как например, на самолете Боинг-787 с 4-мя магистральными и вспомогательными генераторными каналами. В этой связи предполагается, что в качестве основной системы распределения электроэнергии будет система постоянного повышенного напряжения: СППН 270В или 540В, что отражено в зарубежных и отечественных ГОСТах. Авиационная система постоянного повышенного напряжения 270В имеет неоспоримые достоинства в сравнении с классической авиационной системой переменного напряжения 115/200В 400Гц:

Основным недостатком СППН, до настоящего времени сдерживающим их применение, является необходимость оснащения сетевых контакторов и автоматов защиты (от коротких замыканий и утечек в изоляции) громоздкими и недолговечными дугогасительными камерами.

Любая попытка реализации бездугового расцепления, например, с помощью транзисторов, натывается на сложность быстрого рассеивания (без перенапряжения) электромагнитной энергии последовательно-предвключенных сетевых индуктивных элементов, и суммируемой с ней энергией, потребляемой из сети за время спада тока (особенно большого при аварийном коротком замыкании (КЗ)). Возможность шунтирования сети фильтрами электролитическими конденсаторами с относительно большой энергоемкостью

ограничена и практически неприменима, из-за их нетермостойкости и низкой надежности (безотказности и срока службы).

Проблемам коммутации и защиты в СППН посвящено немалое число публикаций зарубежных и отечественных ученых. В последние два десятилетия наиболее значимые отечественные исследования в этой области принадлежат таким ученым как Е.В. Машуков, Д.А.Шевцов, Г.М. Ульященко, С.И. Вольский, С.Б. Резников, А.В. Гордон, А.В. Шмаков, Е.В. Распертов, В.Б. Черток и др.

Наиболее продвинутыми и обобщающими исследованиями в области полупроводниковых аппаратов защиты и коммутации (АЗК) для авиабортовых СППН 270В являются разработки д.т.н. проф. Машукова Е.В. и д.т.н., проф. Шевцова Д.А. Ими, в частности, рассмотрены два относительно эффективных способа поглощения энергии предвключенных индуктивностей при выключении транзисторного АЗК, являющихся более мощной альтернативой для полупроводникового ограничителя напряжения (ПОН), шунтирующего ключ:

- активное управление транзистором, обеспечивающее его стабилитронную характеристику и адиабатное поглощение энергии кристаллической структурой;
- шунтирование ключа разгрузочным (балластным) резистором и вспомогательным транзистором.

Первый из них, как будет доказано в 1-й главе, способен минимизировать величину поглощаемой энергии в пределе – до значения: $W_{Lcemu} \approx \frac{K_U}{K_U - 1}$, где K_U - кратность скачка напряжения в сети, но требует разработки специального "термоударостойкого" транзистора с большой теплоемкостью кристалла, а второй - не способен минимизировать указанную энергию, но более прост в реализации (на базе "термоударостойкого" балластного резистора).

С учетом вышеизложенного и тенденции к наращиванию установленной мощности СППН для ПЭС (до 1,5 МВт и более) представляется целесообразным дальнейшее развитие второго способа, но с более гибкой (регулируемой)

структурой разгрузочного (балластного) резистивного узла и обеспечением полной гальванической развязки.

Помимо вышеуказанной задачи, целесообразно при разработке АЗК учесть возможность обеспечения функций регулирования токов и напряжений в каналах электропитания, а также рекуперации электроэнергии.

Представляется также целесообразным для ускорения процесса реализации концепции ПЭС на сегодняшнем промежуточном этапе перехода от контактной к полупроводниковой защитно-коммутационной аппаратуре использовать сначала комбинированные СЭС переменного-постоянного тока с фрагментарным введением звеньев ППН (аналогично СЭС Боинга 787), только для параллельного включения каналов питания (без подключения нагрузок) а затем, по мере накопления опыта освоения п/п АЗК, постепенно расширять зоны цепей распределения ППН 270(540)В с учетом проблемы импортозамещения по элементной базе и поэтапной преемственности в схемотехнических и технологических разработках.

Исходя из современных требований к импортозамещению и к поэтапности внедрения новых технологий в авиапромышленности можно сделать следующие выводы

- штатная коммутация в СППН на базе транзисторных АЗК в настоящее время затруднена из-за отсутствия отечественных силовых транзисторных ключей с требуемыми параметрами.
- Использование вместо транзисторных ключей – отечественных тиристоров с искусственным запирающим (или двухоперационных) ограничено относительно большими статическими тепловыми потерями и соответствующей громоздкостью системы охлаждения.
- На переходном этапе внедрения СППН в качестве приемлемой альтернативы предлагается использование коммутационных шин и вспомогательных тиристоров с «редкоимпульсным» режимом работы

Из вышеуказанного следует, что тема настоящей диссертации является актуальной.

Цель работы:

Разработка высокоэффективных принципов и средств регулирования сетевого напряжения и коммутации цепей с учетом адиабатного поглощения электроэнергии разгрузочными узлами в аварийных быстродействующих выключателях (АБВ) и ее минимизации, а также бездуговой штатной коммутации в авиабортовых сетях постоянного повышенного напряжения (СППН 270 и 540В) и рекомендаций к проектированию аппаратов регулирования защиты и коммутации (АРЗК) для полностью электрифицированных самолетов (ПЭС).

Задачи, решаемые для достижения цели:

- обзор и анализ известных принципов и средств регулирования, защиты и коммутации в авиабортовых СППН;
- разработка нетрадиционных высокоэффективных принципов и схемотехнических решений и синтез принципиальных силовых электрических схем АРЗК (контакторных и п/п-х);
- аналитический расчет рабочих процессов и оптимизация законов управления;
- компьютерное моделирование процессов;
- экспериментальное подтверждение теоретических положений и разработка рекомендаций к проектированию и компьютерному моделированию.

Методы исследования: при решении поставленных задач использованы основные положения электротехники, математического анализа и теории автоматического управления. Компьютерное моделирование проводилось в программе Electronics Workbench 10.

Научная новизна диссертационной работы:

- разработан принцип обеспечения максимального быстродействия процесса аварийной коммутации (при ограничении сетевого перенапряжения с учетом электромагнитной энергии последовательно-предвключенных сетевых индуктивностей) для

минимизации энергии выделенной источником за время выключения тока в СППН;

- разработан нетрадиционный принцип построения конверторов на базе безреверсивного индуктивного накопителя, обеспечивающий безынерционность переключения направлений преобразования и высокое качество процессов регулирования.
- получено аналитическое выражение зависимости минимального адиабатного энергопоглощения в разгрузочном узле от величин тока короткого замыкания и допустимой кратности перенапряжения в сети;
- разработан принцип построения и алгоритм управления СППН, на базе коммутационной шины для штатной коммутации и устройств селективной защиты от КЗ;
- построена компьютерная модель КАЗК в среде Electronics Workbench 10, позволяющая оптимизировать законы управления и параметры схем.

Практическая значимость работы: в ходе исследовательской работы предложены схемотехнические решения для следующих устройств:

- комбинированный аппарат защиты и коммутации (КАЗК), позволяющий осуществлять аварийное расцепление в бортовой СППН, без перенапряжения на ключевом элементе;
- комбинированный аппарат защиты и коммутации переменного тока, позволяющий осуществлять рекуперацию электроэнергии;
- многофункциональный аппарат регулирования защиты и коммутации (АРЗК), обладающий расширенными функциональными возможностями, такими как аварийная коммутация, регулирование и стабилизацию с учетом коррекции коэффициента мощности (ККМ), а также обратимое преобразование переменного (3-х фазного) и постоянного напряжений;

- обратимый импульсный конвертор, с безынерционным переключением направлений преобразования и высоким качеством процессов регулирования;
- импульсный преобразователь напряжений с гальванической развязкой и защитой от «сквозных сверхтоков», позволяющий обеспечить питанием коммутационные шины для бездугового размыкания контакторов.

Основные положения выносимые на защиту:

- 1) разработанный способ обеспечения максимального быстродействия процесса аварийной защиты от КЗ (при ограничении ГОСТом перенапряжения в сети и с учетом последовательно-предвключенных сетевых индуктивностей) для минимизации адиабатно-поглощаемой энергии в балластном ограничителе из-за работы источника электропитания за время выключения тока в СППН;
- 2) полученное аналитическое выражение зависимости минимального энергопоглощения от аварийного тока и допустимой кратности перенапряжения в сети;
- 3) разработанные принцип построения и алгоритм управления системой распределения постоянного повышенного напряжения, предполагающий использование коммутационной шины с регулируемым напряжением для осуществления переключений в штатном режиме.
- 4) предложенные аналитические выражения и компьютерная модель, позволяющая оптимизировать законы управления и параметры схем КАЗК;
- 5) предложенное схемотехническое решение для комбинированного аппарата защиты и коммутации (КАЗК), позволяющего осуществлять аварийное расцепление в бортовой сети постоянного повышенного напряжения без перенапряжения на ключевом элементе;
- 6) разработанный двунаправленный комбинированный аппарат защиты и коммутации переменного-постоянного тока, допускающий рекуперацию электроэнергии;

- 7) разработанный аппарат регулирования защиты и коммутации, с расширенными функциональными возможностями, такими как аварийная коммутация, регулирование и двунаправленное преобразование напряжения.
- 8) разработанный нетрадиционный принцип построения конверторов на базе безреверсивного индуктивного накопителя, обеспечивающий безынерционность переключения направлений преобразования и высокое качество процессов регулирования.

Апробация работы: Основные результаты работы докладывались на научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике», Москва, 2013 год, и на научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике», Москва, 2014 год.

Публикации: Материалы, отражающие содержание диссертационной работы, и полученные в ходе ее выполнения, опубликованы в 5 статьях, в том числе в 4 статьях опубликованных в журналах рекомендуемых ВАК РФ и в 2 тезисах докладов на конференциях. Также были получены 9 патентов на полезную модель и 1 патент на изобретение.

ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ.

1.1 Сравнение систем электроснабжения для перспективных самолетов

К настоящему времени в области авиастроения активно ведется обсуждение создания так называемого, «полностью электрифицированного самолета» - ПЭС без гидро- и пневмо- приводов. Подобные разработки ведутся и в России. Первый российский полностью электрифицированный самолет может быть создан к началу следующего десятилетия. Создание силовой установки для полностью электрифицированного самолета и технологии его электрификации обсудили в ОАО «Авиадвигатель». Экспериментальную силовую установку было решено строить на базе двигателя ПС-90А. Для проведения летных испытаний нового оборудования предполагается создать летающую лабораторию на базе самолета Ту-214 (№ 64501) с дальнейшим его развитием до модернизированного Ту-214Э. Всего к реализации программы ПЭС планируется привлечь более 100 предприятий авиационной, радиоэлектронной и электротехнической промышленности, а также ряд ведущих академических институтов. Так, Центральный аэрогидродинамический институт им. проф. Н.Е. Жуковского (ЦАГИ) принимает активное участие в проекте разработки электрического шасси, которое обеспечивало бы руление самолета без включения двигателя и использования специальных тягачей. Предполагается, что экспериментальный образец такого шасси будет продемонстрирован уже на «МАКС-2015.»[14].

Одним из наиболее перспективных направлений развития авиационных систем электроснабжения (СЭС), является переход к СЭС с первичной системой постоянного повышенного напряжения (СППН). Частично концепция СППН реализована в составе СЭС самолета Boeing-787, но там такая подсистема является только промежуточной (подчиненной) – для параллельного включения каналов и неразветвленной, т.е. без собственной коммутационно-защитной аппаратуры (электромеханической или полупроводниковой).

Основным недостатком СППН, до настоящего времени сдерживающим их применение и по существу нейтрализующим все вышеупомянутые достоинства, является необходимость оснащения штатных сетевых контакторов и аварийных автоматов защиты (от коротких замыканий и утечек в изоляции) громоздкими и недолговечными дугогасительными камерами. Любые попытки реализации бездугового выключения сверхтоков, например - с помощью вакуумных выключателей, ключевых транзисторов и запираемых тиристоров, приводит к сложности рассеивания энергии предвключенных сетевых индуктивностей $\left(\frac{LI_m^2}{2}\right)$

и суммируемой с ней энергии сети $\left(\int_0^{t_{\text{выкл}}} UI dt\right)$ без перенапряжений на самом выключателе и параллельных сетевых нагрузках.

До настоящего времени для решения этой проблемы в СППН наземного транспорта использовались контакторы с дугогасительными камерами, отличающиеся недолговечностью, а также плохими массогабаритными показателями, что делает их непригодными для авиабортовых СЭС [7].

1.2. СППН с полупроводниковыми аппаратами защиты и коммутации.

В работе [1] описаны возможности использования полупроводниковых ключей для коммутации и защиты в бортовой сети пониженного напряжения 27В. Там же подробно описаны достоинства и недостатки контактной защитной аппаратуры (КЗА):

достоинства:

- нулевые остаточные токи (полная гальваническая развязка);
- простота и отработанность конструкции;
- относительно малая стоимость.

недостатки:

- большая протяженность управляющих и силовых цепей при размещении КЗА на борту летательного аппарата;
- низкое быстродействие;
- невысокая надежность контактных соединений;

- дугообразование при размыкании индуктивных и моторных нагрузок;
- ограниченные возможности контроля оборудования и селективной аварийной защиты;
- плохая электромагнитная совместимость;
- плохие эксплуатационные свойства (срок службы, частота регламентных работ) [1].

Низкое быстродействие контактной коммутационно-защитной аппаратуры приводит к ухудшению качества электропитания системы электроснабжения как минимум по трем причинам:

- из-за возникновения ударных токов при коротких замыканиях, вызывающих провалы напряжения сети;
- из-за перерывов питания при переключении шин;
- из-за того, что для обеспечения селективности защиты приходится сознательно увеличивать время срабатывания аппаратов [1].

Приведенные данные подтверждают вывод о том, что замена контактной коммутационно-защитной аппаратуры на бесконтактную аппаратуру позволяет существенно повысить качество электропитания авиационных систем электроснабжения за счет значительного уменьшения амплитуды и продолжительности аварийных токов, что, как следствие, заметно снижает провалы и всплески сетевого напряжения [1].

Применение бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуры улучшает качество диагностики системы электроснабжения, что обеспечивается развитым встроенным контролем в составе полупроводниковых аппаратов защиты и коммутации, способным выдавать информацию не только о состоянии шины потребителя, но и о состоянии самих аппаратов защиты и коммутации. В связи с этим полупроводниковые аппараты защиты и коммутации часто рассматривают как завершающие исполнительные агрегаты цифровых автоматизированных систем управления и контроля электрооборудования летательных аппаратов, и задачу проектирования таких систем не разделяют с

задачей проектирования бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуры. Основными достоинствами авиационных автоматизированных систем управления и контроля, объясняющими их бурное развитие и внедрение на борт летательных аппаратов в последнее время, являются:

- бесперебойность электроснабжения;
- сокращение продолжительности провалов напряжения при реконфигурации системы электроснабжения до единиц миллисекунд;
- повышение общей надежности системы электроснабжения на 20 - 25 %;
- сокращение затрат на техническое обслуживание;
- расширение числа диагностических узлов;
- уменьшение массы сети;
- снижение нагрузки на экипаж;
- сокращение сроков предполетной готовности.

На основании вышесказанного в [1] делается вывод о перспективности использования транзисторных АЗК.

1.3. Проблемы коммутации и защиты в бортовой СППН.

Как уже отмечалось в п 1.2 одной из основных проблем, стоящих на пути реализации СППН, является сложность бездуговой коммутации. Особенно остро эта проблема стоит при аварийном разрыве силовых цепей.

Не вдаваясь в подробный анализ процессов выключения транзисторного ключа, проведенный в [1], проведем краткую энергетическую оценку наиболее характерного оптимального по быстродействию процесса его выключения при коротком замыкании в нагрузке постоянного повышенного напряжения (270В) – в стабилитронном режиме.

При этом будем считать, что вся нагрузочная $R_H - L_H$ -цепь заблокирована идеальным обратным диодом, благодаря которому способна при выключении транзистора рассеять электромагнитную энергию своей индуктивности $\left(\frac{L_H I_m^2}{2} \right)$,

где I_m – максимальный отключаемый ток) в собственной резистивной цепи (R_n), не вызывая перенапряжений на транзисторе.

Пусть выключение транзистора производится в активном (усилительном) “стабилитронном” режиме с максимально допустимым постоянным напряжением U_m , со спадом тока до нуля, начиная с максимального значения I_m , за время спада t_{cn} .

Предвключенную цепь (от идеального источника напряжения до транзистора) будем считать для упрощения чисто индуктивной с паразитной индуктивностью сетевых проводов L_c . Тогда с учетом проводящего идеального блокирующего диода получаем временную зависимость спадающего тока – как решение простейшего дифференциального уравнения:

$$U_{II} = L \frac{dI}{dt} + U_m \quad (1)$$

$$\text{в виде линейной функции } I(t) = I_m - \frac{U_m - U_{II}}{L} \cdot t, \quad (2)$$

откуда время спада t_{cn} тока $I(t)$ до нуля будет:

$$t_{cn} = \frac{LI_m}{U_m - U_{II}}. \quad (3)$$

За это время транзисторный переход должен рассеять энергию, накопленную в паразитной предвключенной индуктивности и энергию, поступающую от источника питания:

$$\sum W = \frac{L_c I_m^2}{2} + \int_0^{t_{cn}} U_{\Pi} I(t) dt = \frac{L_c I_m^2}{2} + U_{\Pi} \frac{I_m}{2} t_{cn} \quad (4)$$

Подставив в (4) выражение (3), получаем окончательное выражение для адиабатно поглощаемой в транзисторном узле энергии:

$$\underline{\sum W = \frac{L I_m^2}{2} \cdot \frac{U_m}{U_m - U_{\Pi}} = \frac{L I_m^2}{2} \cdot \frac{K}{K - 1}}, \quad (5)$$

где $K = \frac{U_m}{U_{\Pi}} > 1$ – кратность перенапряжения на транзисторе в “стабиллитронном” режиме (или на шунтирующем ПОН).

Выражение (5) наглядно демонстрирует возможность снижения рассеиваемой в транзисторном узле энергии путем использования высоковольтного транзистора и ПОН. Заметим, что в пределе

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \sum W = \frac{L_c I_m^2}{2},$$

т.е. для «очень высоковольтного» транзистора поглощаемая им энергия минимальна и приближается к энергии, накопленной во время короткого замыкания в паразитной предвключенной индуктивности сети.

Реально, применив широко выпускаемый IGBT-транзистор с максимально допустимым напряжением $U_m = 1200\text{В}$ $\left(K = \frac{1200}{270} \approx 4.44\right)$ придется рассеять, а практически - адиабатно поглотить энергию

$$\sum W \approx 1.3 \frac{L_c I_m^2}{2}$$

т.е. энергию, превышающую $\frac{L_c I_m^2}{2}$ на 30%.

Так например, при максимальном токе короткого замыкания $I_m = 200\text{А}$ и паразитной предвключенной индуктивности сети $L_c = 1\text{мГн}$ эта энергия составит:

$$\sum W = \frac{1.3 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^4}{2} = 26 \text{ Дж} .$$

Указанный транзистор будет явно непригоден для адиабатного поглощения такой энергии. Кроме того заметим, что допустимый ГОСТом кратковременный импульс напряжения пока указан только для систем 27 В и обобщен на СППН 270(540)В (по "умолчанию") значением 600В. При выполнении требований ГОСТ указанная энергия в СППН 270В составит: $26 \square \frac{K}{K-1} \approx 26 \square \frac{2,2}{2,2-1} \approx 47,7 \text{ Дж}$, а в

СППН 540В: $26 \square \frac{1,1}{1,1-1} \approx 286 \text{ Дж}$, т.е. на порядок большую энергию.

1.4. Анализ способов защиты от импульсов перенапряжения на ключевых элементах

В [1] рассмотрены способы защиты от перенапряжения на ключевом элементе при коммутации RL нагрузок.

Первая группа способов базируется на использовании электротепловых свойств силовых МДП-транзисторов в качестве приемника электроэнергии. Сюда можно отнести:

- 1) плавное отключение силового транзисторного ключа по затвору с нормированной скоростью спада тока.

Вторая группа способов базируется на применении внешних средств защиты [1,9,10,13]:

- 1) диодов, блокирующих – нагрузку;
- 2) емкостных накопителей энергии (рис. 1.4.1);
- 3) варисторов (рис. 1.4.2);
- 4) разгрузочных резисторов (рис. 1.4.3);
- 5) полупроводниковых ограничителей напряжения (ПОН) (рис. 1.4.4.).

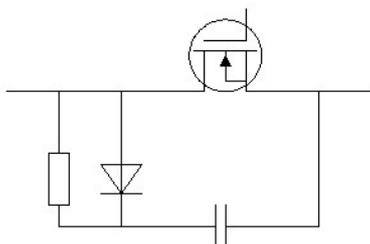


Рис.1.4.1

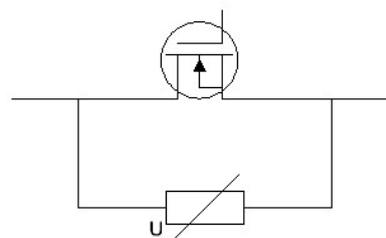


Рис.1.4.2

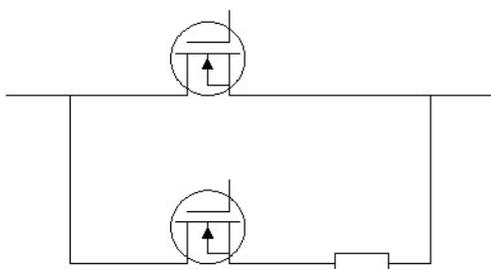


Рис.1.4.3

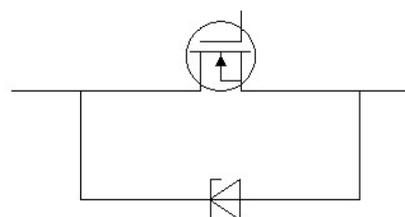


Рис.1.4.4

Рассмотрим некоторые способы защиты транзисторного ключа применительно к СППН.

Схема защиты транзистора с помощью полупроводниковых ограничителей напряжения.(рис.1.4.4.)

Одним из наиболее распространенных способов защиты транзисторов от перенапряжения, является шунтирование их полупроводниковыми ограничителями напряжения (рис.1.4.4.). Этот способ подробно описан в [10]

Плавное отключение силового транзисторного ключа.

В монографии [1] приводится анализ плавного отключения силового транзисторного ключа:

При быстром отключении силового транзисторного ключа (СТК) в режиме стабилизатора максимальный перегрев транзистора IRFP-3710 составляет 85°C при $I_{\text{откл}} = 12\text{A}$. Таким образом для управления RL-нагрузкой с номинальным током 1 А при $K_H = 12$ (K_H – кратность максимального тока нагрузки $I_{H_{\text{макс}}}$ при номинальном напряжении сети ($K_H = \frac{I_{H_{\text{макс}}}}{I_{H_{\text{ном}}}$)) потребуется два таких транзистора с общим током 80А, что недопустимо по габаритным соображениям.

При плавном отключении СТК в миллисекундном диапазоне максимальный перегрев практически аналогичен предыдущему. При $T_{\text{откл}} = 5\text{мс}$, что меньше 8,5 мс по ОСТ 101078-98, он составляет 80° . В данном случае необходимые затраты силовых транзисторов также недопустимо велики. [1]

Как уже отмечалось ранее, существует тенденция роста суммарной мощности, потребляемой бортовым электрооборудованием. Исследования показали, что мощность системы электроснабжения полностью электрифицированных самолетов должна быть увеличена примерно в 2-3 раза в зависимости от типа ЛА, мощность одного канала генерирования может достигать 300 кВт, мощность всей СЭС – 1,5 МВт [12]. Следовательно, величина протекающего тока в одном канале генерирования равна примерно 1кА. Однако транзистор может поглотить и рассеять сравнительно небольшое количество энергии, без перегрева и выхода из строя, поэтому для аварийной коммутации при коротком замыкании этот способ не подходит.

Шунтирование нагрузки обратным диодом позволяет замкнуть индуктивность нагрузки накоротко, при размыкании цепи. Однако данный способ не спасает от перенапряжения, вызванного обрывом тока в превключенных индуктивностях проводов, обмоток генераторов и фильтровых дросселей.

Схема защиты со снабберным конденсатором.

Одним из самых распространенных на сегодняшний день способов защиты транзисторов от скачков напряжения является использование снабберных конденсаторов рис. 1.4.1. В [9] описаны различные варианты снабберных схем.

Достоинством этих схем является простота, надежность, а также множество уже отработанных вариантов.[31]

Существенным недостатком данного способа является необходимость применения в качестве снабберов конденсаторов относительно большой энергоемкости, для поглощения энергии, накопленной в предвключенных индуктивностях, без перенапряжения на ключевом элементе. Это вынуждает применять электролитические конденсаторы, имеющие низкие термостойкость, безотказность.

Схема защиты с использованием балластного резистора.

Одним из вариантов защиты транзисторов от скачков напряжения является использование схемы, включающей так называемый, балластный или разгрузочный резистор Рис.(1.4.5) [3].

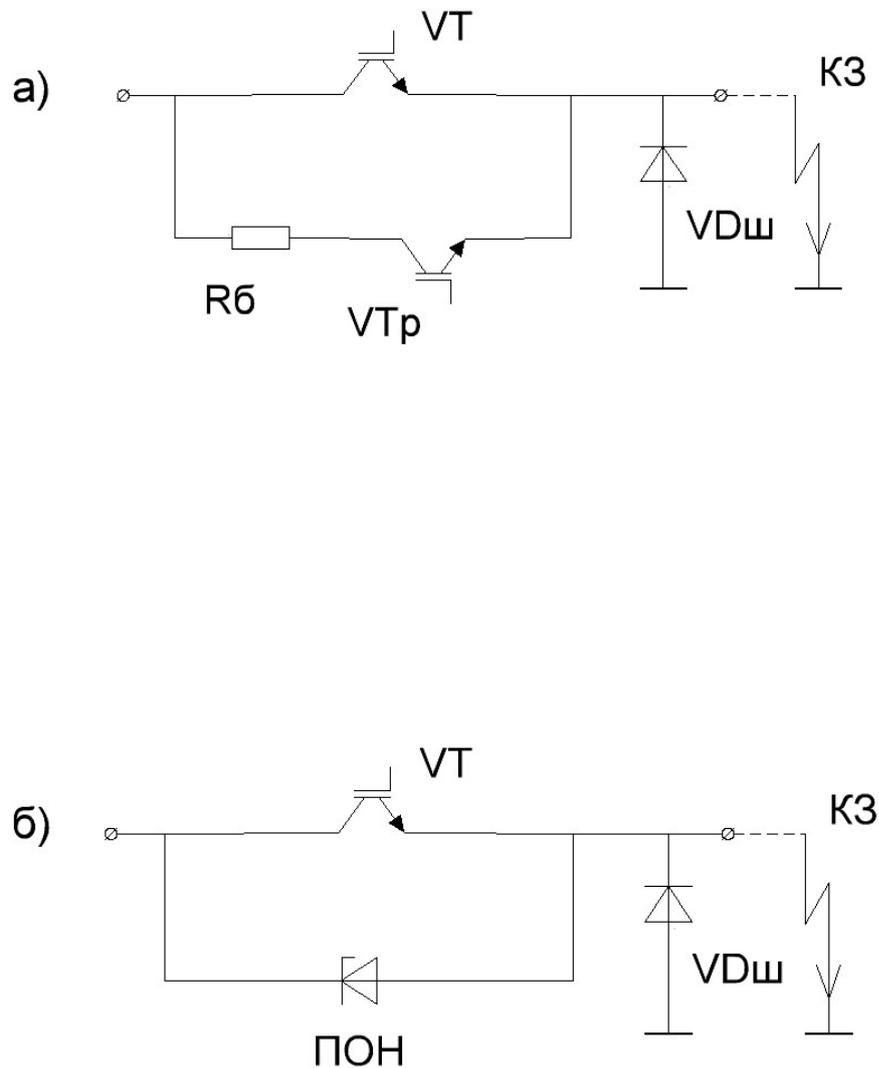


Рис.1.4.5

При аварийном размыкании цепи короткого замыкания включается коммутатор VTp и протекающий по цепи ток, перенаправляется в цепь Rб- VTp. Далее ток короткого замыкания спадает до уровня номинального за время приблизительно равное $4\tau = 4 \frac{L_{сету}}{R_B}$.

Эта схема наиболее близка по принципу действия к предлагаемому ниже комбинированному электронно-электромеханическому аппарату защиты и коммутации (КАЗК). Приведем расчет для энергии, адиабатно поглощенной и затем рассеиваемой в балластном резисторе и ПОН аварийных быстродействующих выключателей (АБВ) за время спада тока до номинального уровня. (Рис.1.4.6 и 1.4.7).

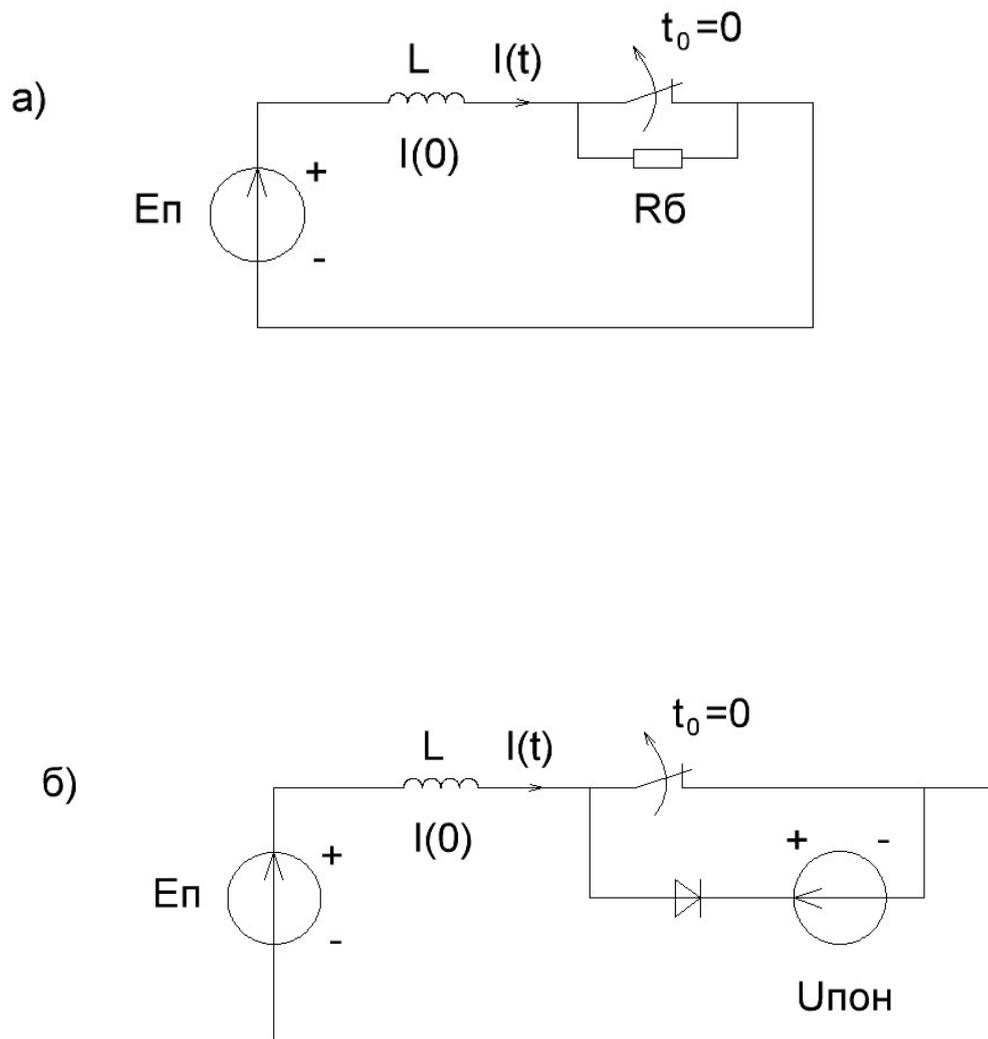


Рис.1.4.6

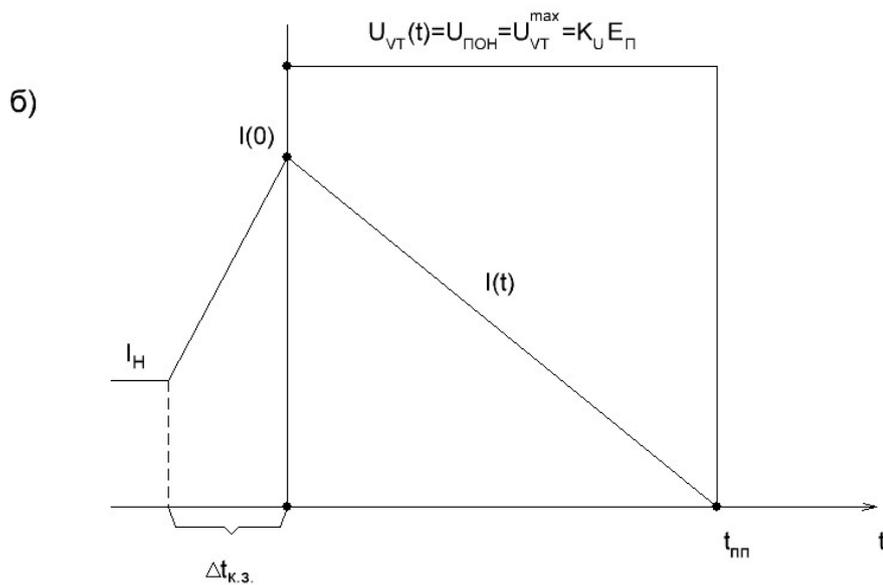
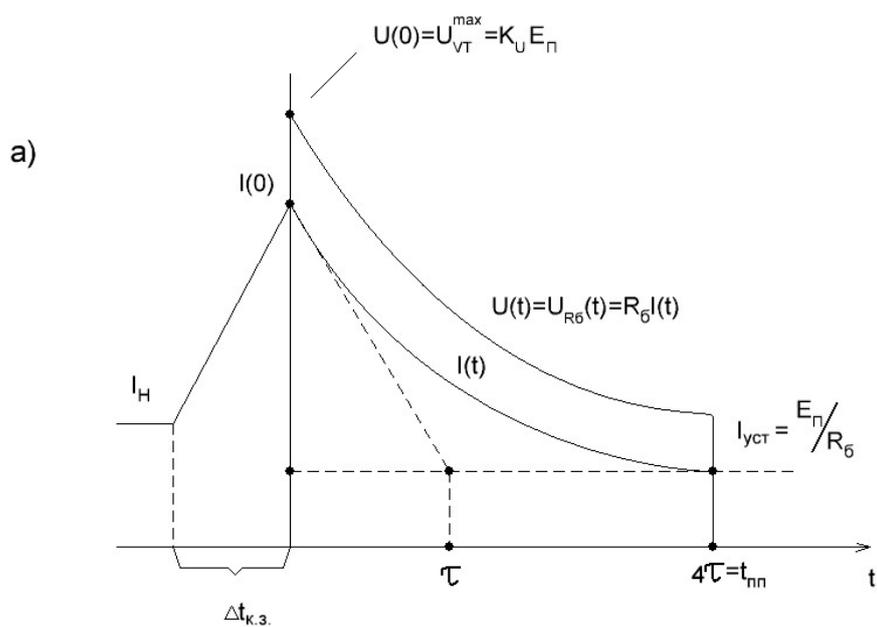


Рис.1.4.7

Типовые временные диаграммы тока короткого замыкания $I(t)$ и напряжения на транзисторе для а) $ABV_{R_б}$, б) $ABV_{ПОН}$

Временная функция спада тока $I(t)$ от начального значения: $I(0)$ до установившегося: $I_{ycm} = \frac{E_{II}}{R_B}$ определяется экспонентой:

$$I(t) = (I(0) - I_{ycm})e^{-t/\tau} + I_{ycm}, \quad (1)$$

где $\tau = L/R_B$ – постоянная времени переходного процесса, $I(0)$ – ток короткого замыкания к моменту выключения VT, определяемый быстродействием диагностики КЗ:

$$\Delta t_{К.З.} = \frac{L}{E_{II}}(I(0) - I_H);$$

I_H - номинальный ток нагрузки (до КЗ);

L – предвключенная индуктивность сети;

E_{II} - напряжение ЭДС источника питания сети.

Энергия, рассеиваемая в балластно-разгрузочном резисторе R_B за время переходного процесса:

$$W_{R_B} = R_B \int_0^{4\tau} I^2(t) dt = R_B \int_0^{4\tau} \left[(I(0) - I_{ycm})^2 e^{-2t/\tau} + 2I_{ycm} (I(0) - I_{ycm}) e^{-t/\tau} + I_{ycm}^2 \right] dt. \quad (2)$$

Для упрощения громоздкого выражения (2) воспользуемся законом сохранения энергии и заменим его более компактным выражением:

$$W_{R_B} = W_L(0) - W_{L_{ycm}} + A_{ucm.n.}, \quad (3)$$

где $W_L(0) = LI^2(0)/2$, $W_{L_{ycm}}(0) = LI_{ycm}^2/2$ - энергии предвключенной индуктивности, $A_{ист.н.} = E_{II} \int_0^{4\tau} I(t)dt$ - работа источника питания за время переходного процесса.

Величина $A_{ист.н.}$ с учетом (1) будет:

$$\begin{aligned} A_{ист.н.} &= E_{II} \int_0^{4\tau} \left[(I(0) - I_{ycm}) e^{-t/\tau} + I_{ycm} \right] dt \approx (I(0) - I_{ycm}) E_{II} \tau + E_{II} I_{ycm} 4\tau = \\ &= 3I_{ycm} E_{II} \tau + I(0) E_{II} \tau = E_{II} \tau \left(3 \frac{E_{II}}{R_B} + I(0) \right) = \frac{E_{II} L}{R_B^2} (3E_{II} + U_{VT}^{\max}) = \\ &= L \left(\frac{E_{II}}{R_B} \right)^2 (3 + K_U), \end{aligned} \quad (4)$$

где $K_U = \frac{U_{VT}^{\max}}{E_{II}}$ - кратность «перенапряжения» на ключе.

Подставив (4) в (3), получаем искомую величину:

$$W_{R_B} = W_L(0) - W_{L_{ycm}} + L \left(\frac{E_{II}}{R_B} \right)^2 (3 + K_U) = LI^2(0)/2 \cdot \frac{3K_U + 5}{K_U} \quad (5)$$

При $K_U = \frac{600B}{270B} = 2,2$ получаем $\frac{W_{R_B}}{W_L(0)} \approx 5,3$ (вместо $\frac{K_U}{K_U - 1} \approx 1,8$ для

$ABB_{ПОН}$).

Таким образом, количество адиабатно поглощенной балластным резистором R_B энергии, поступившей из питающей сети при спадании тока до номинального уровня, в 5 раз превышает энергию, запасенную в предвключенных индуктивностях, тогда как в схеме с использованием ПОН – только в 2 раза, при перенапряжении K_U равном 2,2.

Система «квазипостоянного тока повышенного напряжения»

Альтернативным способом решения проблем штатной коммутации в СППН является использование системы «квазипостоянного тока повышенного напряжения» (СКППН) на базе существующих авиационных контакторов, предназначенных для переменного тока (400 Гц, 200В) и дополнительных полупроводниковых или комбинированных полупроводниковых-контакторных устройств. [8].

На рис.1.4.8 приведены упрощенные структуры двух распределительных систем КППН:

- а) с асинхронно плавающими однополярными потенциалами (АПОП);
- б) с плавающим потенциалом коммутационной шины (ППКШ)

На рисунке также обозначены: ОДПН(АДН) – обратимый (активный) делитель постоянного напряжения; ДДТ – дифференциальный датчик тока.

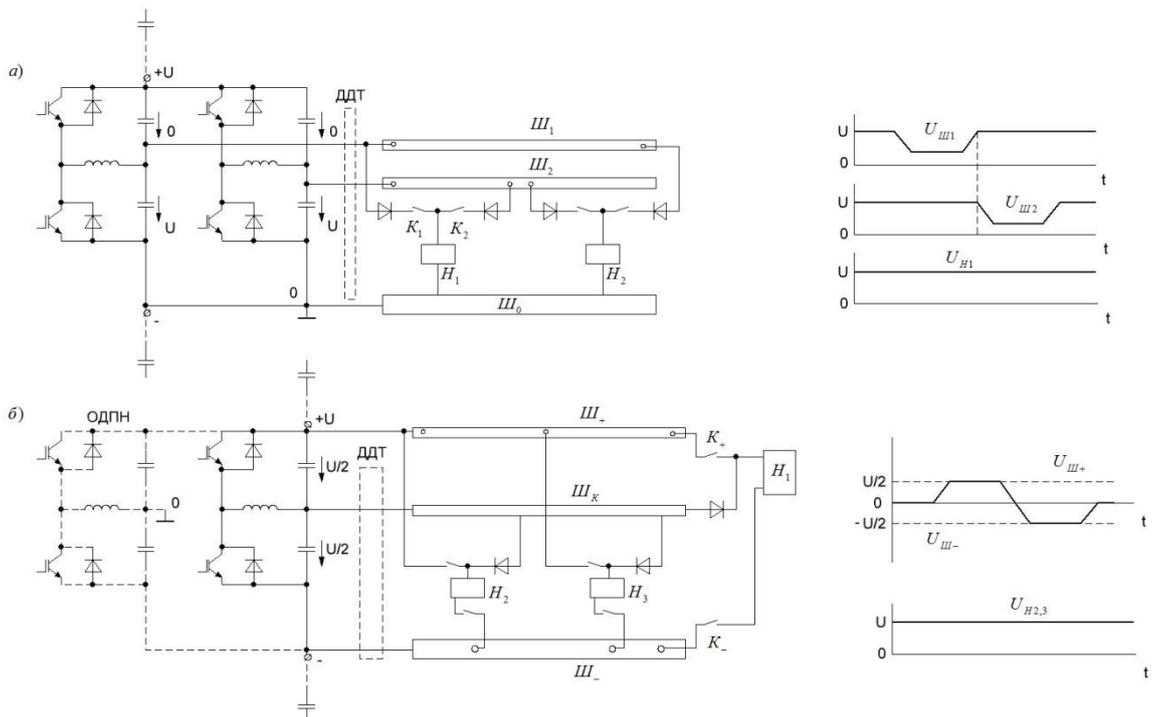


Рис.1.4.8

Первая структура содержит трехпроводный кабель и по два развязывающих (суммирующих) силовых диода в цепи каждой нагрузки. Обе структуры имеют три распределительные шины ($Ш_-, Ш_+, Ш_{0(K)}$), по два бездуговых контактора в

цепи каждой нагрузки, по схеме синхронизации управления ОДПН и контакторами (К), по дифференциальному датчику тока (ДДТ) для селективной защиты от пробоев, утечек изоляции и КЗ. Там же приведены временные диаграммы потенциалов шин ($U_{Ш1,2}, U_{ШК}$) и напряжения на остальных нагрузках ($U_{H2,3}$) при отключении данной нагрузки H_1 .

Первая система (рис. 1.4.8 а) работает следующим образом. В режиме питания нагрузок H_1 и H_2 оба расщепленные средние звенья ОДПН дублируют друг друга, обеспечивая закоротку своих верхних конденсаторов и заряженность нижних до напряжения питания U , подводимого к нагрузкам через замкнутые контакторы $K_{1,2}$. Для выключения первой нагрузки с помощью левых плеч среднего звена ОДПН сначала плавно снижается потенциал $U_{Ш1}$ шины $Ш_1$, затем выключается обесточенный контактор K_1 , после чего потенциал $U_{Ш1}$ плавно восстанавливается. Заметим, что на питание других нагрузок данная манипуляция не влияет, так как их питание дублируется по шине $Ш_2$. Далее аналогичная манипуляция, но с полным обнулением потенциала, производится с помощью правых плеч среднего звена ОДПН для обеспечения аналогичного бездугового выключения контактора K_2 , что также не сказывается на других нагрузках. Попутно заметим, что каждый из кабелей питания $Ш_1$ и $Ш_2$ рассчитан на половинный номинальный ток, невзирая на импульсную (двойную) перегрузку в интервале размыкания контактора.

Во второй системе (рис 1.4.8 б) в режиме питания нагрузок H_1, H_2 и H_3 основное (правое) звено ОДПН обеспечивает равную зарядку обоих конденсаторов до половины напряжения питания $\frac{U}{2}$. Для выключения третьей нагрузки (H_3) одновременно плавно обнуляется напряжение верхнего конденсатора и удваивается напряжение нижнего. При этом бывший нулевой потенциал $U_{ШК}$ коммутационной шины $Ш_К$ становится равным потенциалу

$U_{Ш+}$ шины $Ш_+$. Затем размыкается контактор K_+ , после чего опять одновременно напряжение верхнего конденсатора плавно повышается до U , а нижнего - обнуляется; далее размыкается контактор K_- , после чего схема управления плавно возвращает конденсаторы ОДПН в исходное состояние. При вышеуказанных манипуляциях напряжение между шинами $Ш_+$ и $Ш_-$ остается постоянным (U), чем обеспечивается бесперебойное питание остальных нагрузок (H_1 и H_2).

Второй комплект среднего звена ОДПН (показан пунктиром) может быть применим для искусственного заземления $Ш_K$ и фиксирования потенциалов $Ш_+$ и $Ш_-$.

Достоинства способа:

- бездуговое расцепление, а возможно, и безыскровое замыкание контакторов при повышенном напряжении питания; применимость групповых контакторов и контактных контроллеров;
- отсутствие реактивной мощности;
- питание от подсистемы генерирования без стабилизации частоты и даже без стабилизации напряжения;
- простота параллельного объединения сетей;
- снижение коммутационных помех (способность плавной коммутации);
- обеспечение селективно-дифференциальной защиты;
- возможность относительно простого аккумуляторного резервирования с рекуперацией энергии и подпитки пиковых нагрузок;
- отсутствие продольных помех из-за петлевых контуров для \vec{H} -помех (по сравнению с однопроводными системами с использованием корпуса). [5]

Недостаток данного способа заключается в плохой электромагнитной совместимости [4] из-за импульсного характера протекающего тока, и в необходимости дополнительного усложнения системы электроснабжения. [5]

Оба рассмотренных типа СКППН предназначены только для штатной (неаварийной) коммутации и не решают задачи быстродействующего аварийного выключения (при КЗ, перегрузках и др.). Указанную задачу решают только п/п аппараты защиты и коммутации (п/п АЗК и в частности – АБВ)

1.5. Многофункциональность и модульная архитектура преобразовательной и коммутационной аппаратуры.

В настоящее время все большую поддержку среди производителей авиационного электрооборудования приобретает концепция модульно-масштабируемой архитектуры. В [31] описаны преимущества данного подхода:

Модульная архитектура вторичных источников питания позволяет реализовать самые сложные задачи, используя широкую номенклатуру стандартных DC/DC- и AC/DC-преобразователей и других вспомогательных модулей. Подход, в основе которого лежат так называемые «унифицированные модули», сами по себе представляющие завершенные устройства, помогает упростить проектирование и ускорить процесс реализации готового продукта. В целом, использование модульной архитектуры питания имеет ряд преимуществ:

- Экономия времени проектирования. Источник питания зачастую проектируют в самую последнюю очередь, когда вся система уже практически завершена. Модульный принцип построения источника питания из стандартных изделий сокращает время проектирования самой системы питания, реализация которой начинается практически с нуля.
- Гарантия качества системы питания. Модульная архитектура питания предсказуема и надежна за счет качества стандартных изделий
- Возможность быстрого реагирования на вносимые изменения выходной мощности и напряжения. Эта особенность (масштабируемость) выводит проектирование системы на новый технологический уровень и упрощает выпуск источников питания [31].

Стоит отметить также улучшенную ремонтпригодность и относительную простоту регламентного обслуживания (с малым временем простоя транспорта).

Таким образом, ввиду вышеперечисленных преимуществ систем с модульной архитектурой, представляется целесообразным разработка АЗК с расширенными возможностями, такими как регулирование в частности – стабилизация напряжения и тока, а также двунаправленность (с учетом рекуперации электроэнергии).

1.6. Анализ существующих регуляторов (конверторов) постоянного напряжения.

Для обеспечения регулирования и стабилизации постоянного напряжения в системах электроснабжения, применяются DC-DC преобразователи (конверторы). Основной функцией этих аппаратов является преобразование постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины. На сегодняшний день известно большое количество различных схем конверторов. Классические варианты, такие как повышающий или понижающий преобразователь хорошо изучены. Далее рассматриваются различные варианты электрических принципиальных силовых схем конверторов, используемых в бортовых авиационных системах.

а). Повышающий преобразователь напряжения. (Рис.1.6.1)

Одним из самых распространенных схемотехнических решений при проектировании DC-DC преобразователей, является использование схемы повышающего конвертера. Достоинствами этой схемы являются: простота, небольшое количество последовательных полупроводниковых переходов, непрерывный входной ток. К недостаткам повышающего конвертера относятся низкие функциональные возможности, в частности, невозможность работы в режиме понижения напряжения. Стоит также отметить, что схема повышающего конвертера часто используется при проектировании корректоров коэффициента мощности (ККМ) в схемах выпрямителей.

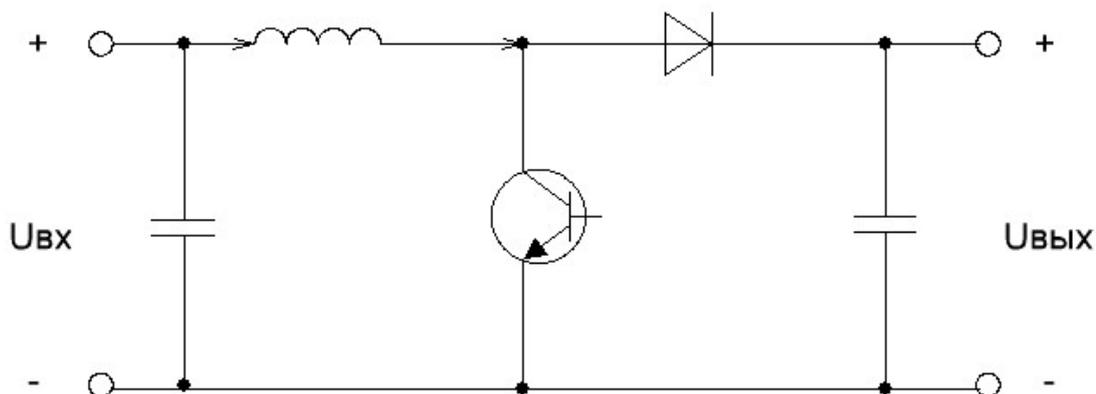


Рис.1.6.1

б). Понижающий конвертор напряжения. (Рис.1.6.2)

Схема понижающего конвертора напряжения также является часто используемой при проектировании DC-DC преобразователей. Достоинства схемы аналогичны достоинствам повышающего преобразователя - простота, относительно небольшое количество последовательных полупроводниковых переходов. Основным недостатком также являются узкие функциональные возможности (неспособность повышения напряжения).

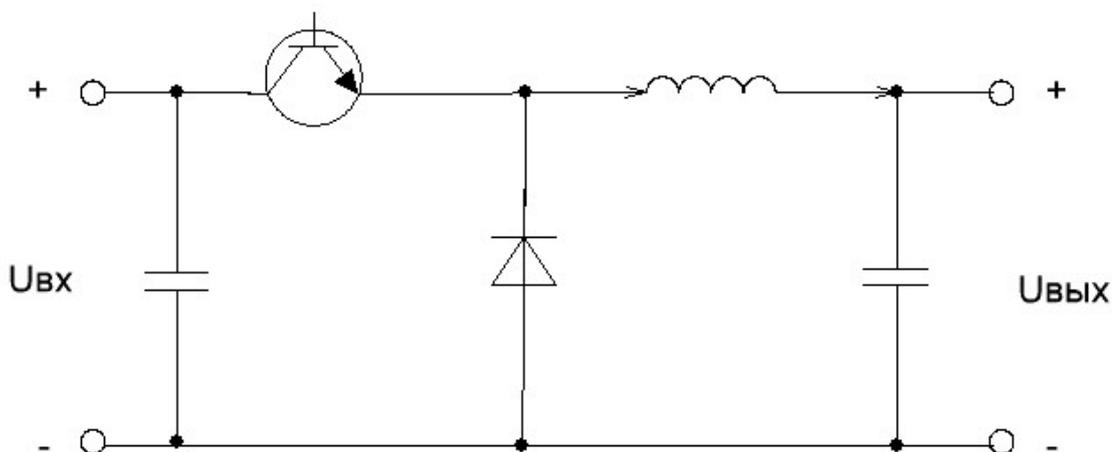


Рис.1.6.2

в). Полярно-инвертирующий конвертор. (Рис.1.6.3)

Достоинством полярно-инвертирующего конвертора является способность работать как в режиме повышения, так и в режиме понижения напряжения. В редких случаях функция изменения полярности является полезной, чаще всего, это приводит к усложнению схемы. К его недостаткам в сравнении с двумя вышерассмотренными является более низкий КПД из-за прерывистости обоих внешних токов.

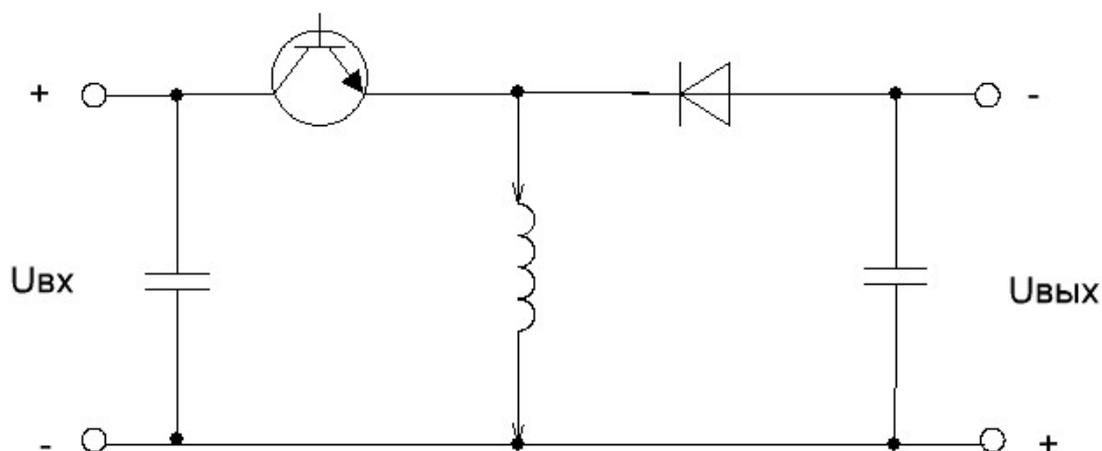


Рис.1.6.3

г). Преобразователь Кука. (Рис.1.6.4)

Данная схема подробно рассмотрена в [35]. К достоинствам схемы относятся:

- непрерывный, характер входного тока преобразователя, что не требует наличия входного LC-фильтра;
- непрерывный характер тока реактора, питающего выходную цепь преобразователя, что уменьшает необходимые значения накопительного конденсатора;
- возможность в принципе получения нулевой пульсации входного и выходного токов при создании соответствующей магнитной связи между обмотками двух реакторов;

– возможность исполнения с гальванической трансформаторной развязкой входной и выходной цепей и получение вследствие этого нескольких выходов с разными напряжениями. [35]

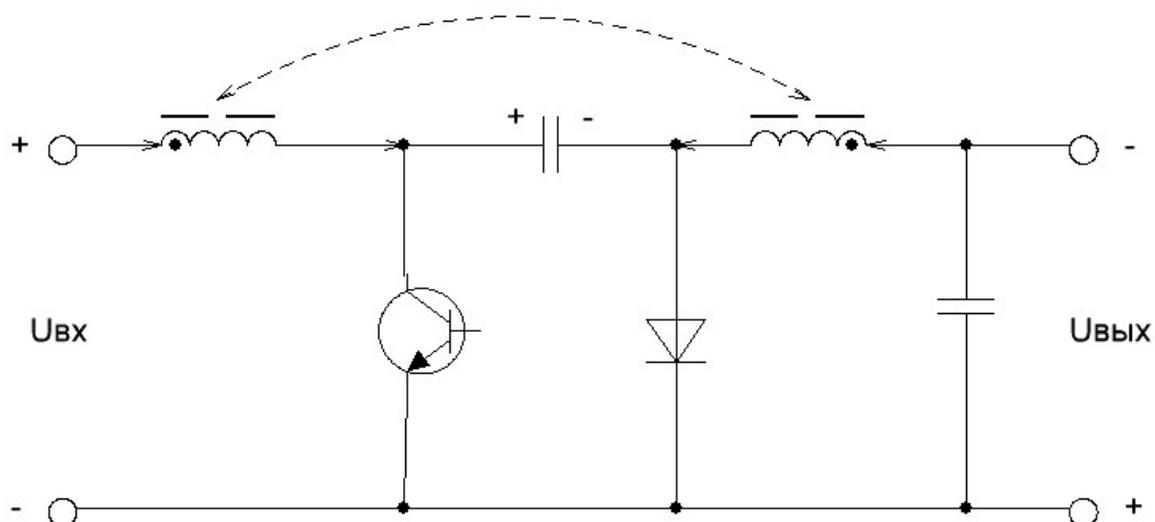


Рис.1.6.4

д). Преобразователь с топологией Зета (Рис.1.6.5).

Его достоинством являются простота и полярно-повторяемость, а недостатком – большая внутренняя реактивная мощность и, соответственно, – масса.

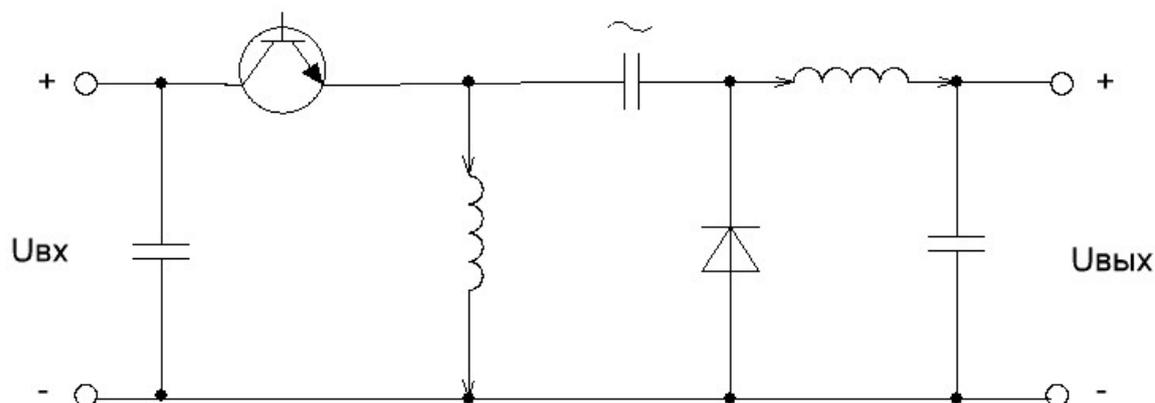


Рис.1.6.5

е). Повышающе-понижающий полярно-повторяющий двухключевой конвертор (Рис.1.6.6 – схема Поликарпова).

Он может работать как в режиме повышения, так и в режиме понижения напряжения. Однако, в отличие от вышеописанных преобразователей он требует использования двух транзисторов.

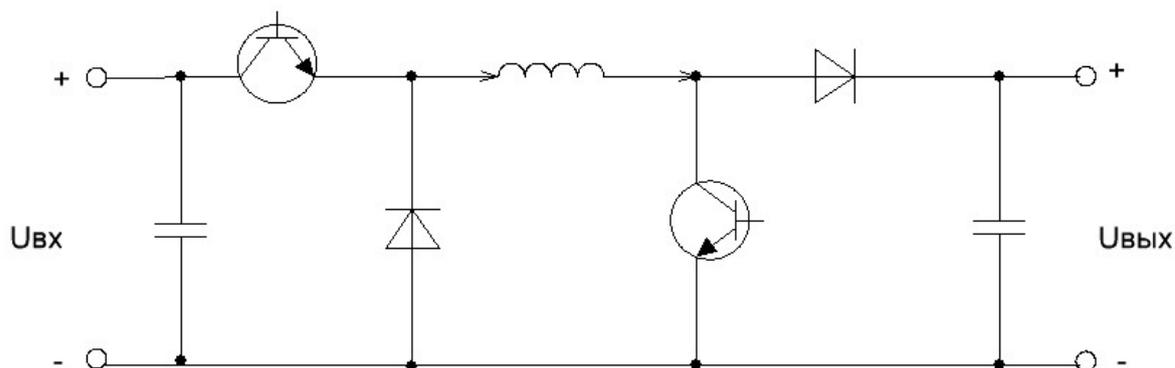


Рис.1.6.6

ж). Трансреакторные одноконтурные обратноходовой и прямоходовой конверторы (Рис.1.6.7 и 1.6.7).

Эти схемы широко распространены в слаботочных преобразователях. Достоинством является наличие гальванической развязки. Недостатками – работа в режиме прерывистого входного тока, следствием чего является высокий уровень электромагнитных помех, а также низкий КПД из-за поглощения полупроводниковым ограничителем напряжения энергии, накапливаемой в индуктивности рассеяния, зависящей от коэффициента связи.

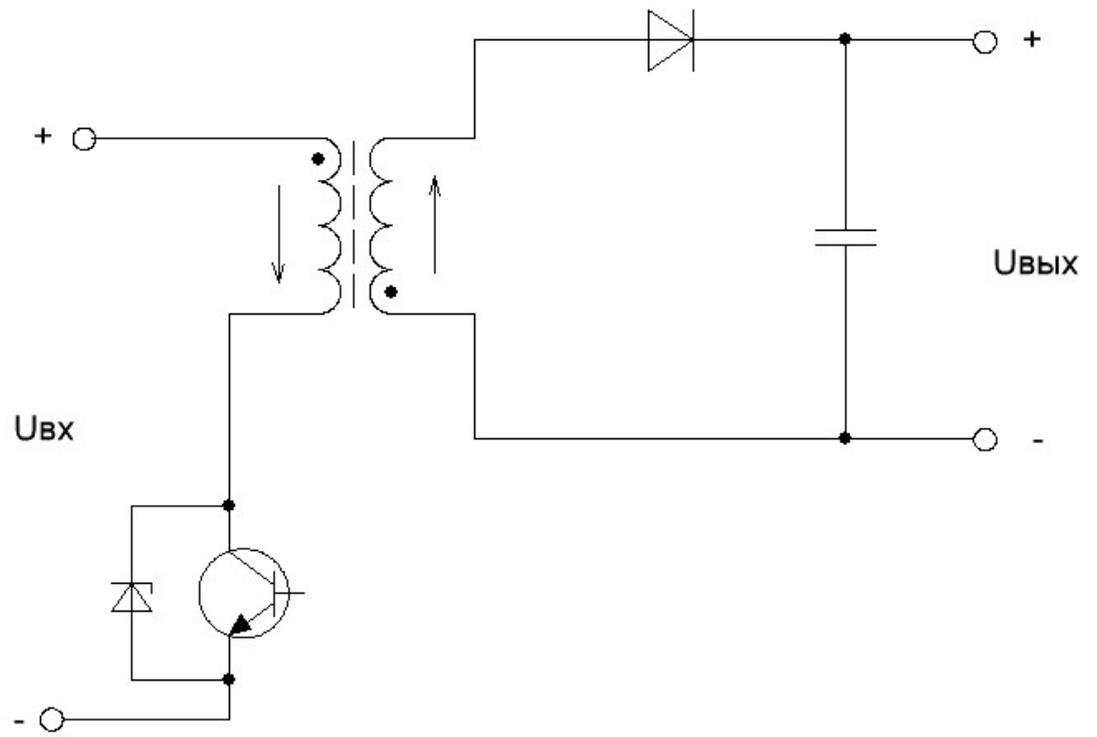


Рис.1.6.7

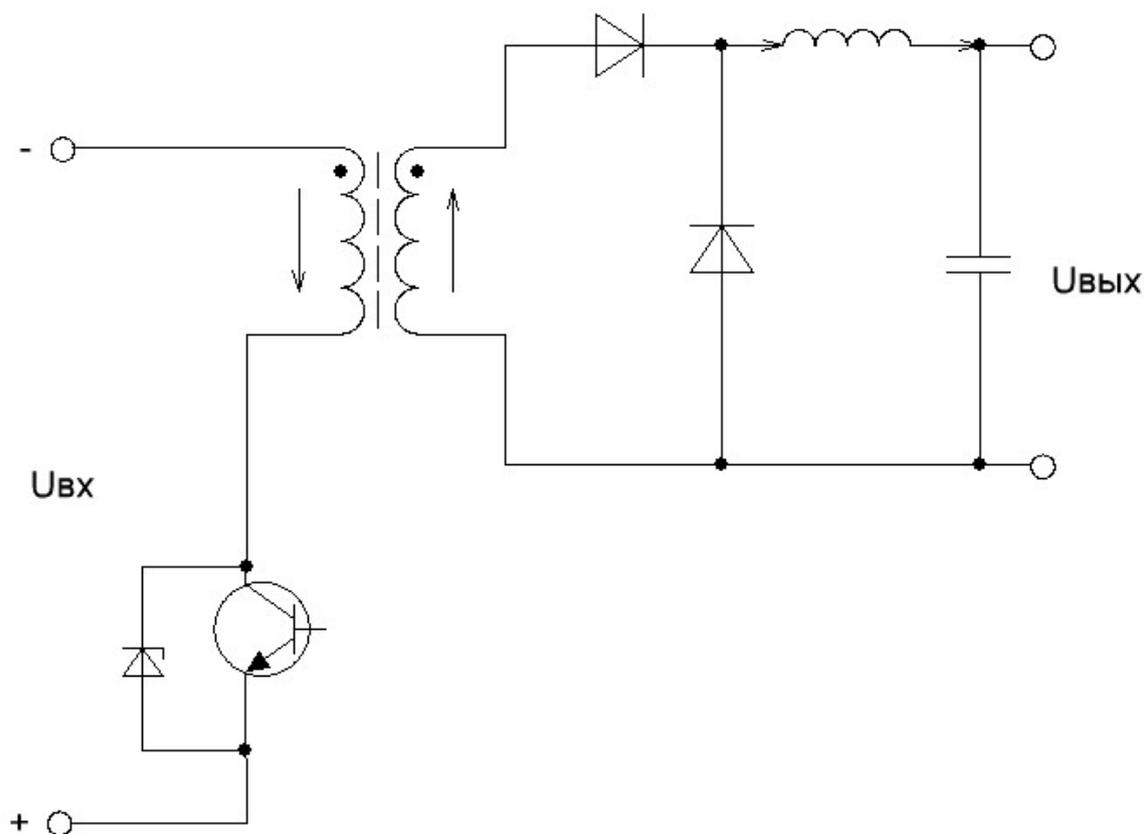


Рис.1.6.8

з). Однотактный трансреакторный прямоходовой конвертер "косой мост" (1.6.9).

В [36] приводятся следующие плюсы данной топологии:

- Напряжение на закрытых транзисторах не превышает величины напряжения питания. Среди однотактных конвертеров с трансформатором гальванической развязки ОПМК является лидером по этому параметру.
- Отсутствуют сквозные токи, характерные для двухтактных конвертеров: при коэффициенте заполнения $D < 0,5$ открывание ключевых транзисторов происходит при выключенных возвратных диодах, так как к этому моменту процесс размагничивания магнитопровода трансформатора уже завершен и ток в индуктивностях намагничивания и рассеивания равен нулю.

– Относительно просто достигается устойчивая работа ОПМК с замкнутой цепью обратной связи при различных способах регулирования напряжения/тока нагрузки.

– Топология ОПМК позволяет легко объединять несколько однотипных конвертеров для увеличения мощности, передаваемой в нагрузку. Возможны различные схемы объединения подобных модулей: последовательно/параллельно по напряжению питания (на первичной стороне силового трансформатора) либо последовательно/параллельно по выходу (на вторичной стороне силового трансформатора).

– На базе ОПМК могут быть построены как источники напряжения, так и источники тока, причем в последнем случае возможно регулирование «по среднему току» нагрузки или «по мгновенному (импульсному) току» силового транзистора/первичной обмотки трансформатора (peak-current mode control). Известно, что применение токового управления по мгновенному току ключа «противопоказано» в двухтактных конвертерах из-за их склонности к одностороннему подмагничиванию, вплоть до насыщения магнитопровода силового трансформатора. В случае ОПМК режим одностороннего, несимметричного перемгничивания магнитопровода силового трансформатора является штатным, и не приводит к его насыщению.

– И, наконец, главное положительное свойство ОПМК, являющееся фактически совокупностью характеристик, перечисленных выше, — высокая надежность конвертора данного типа [36]

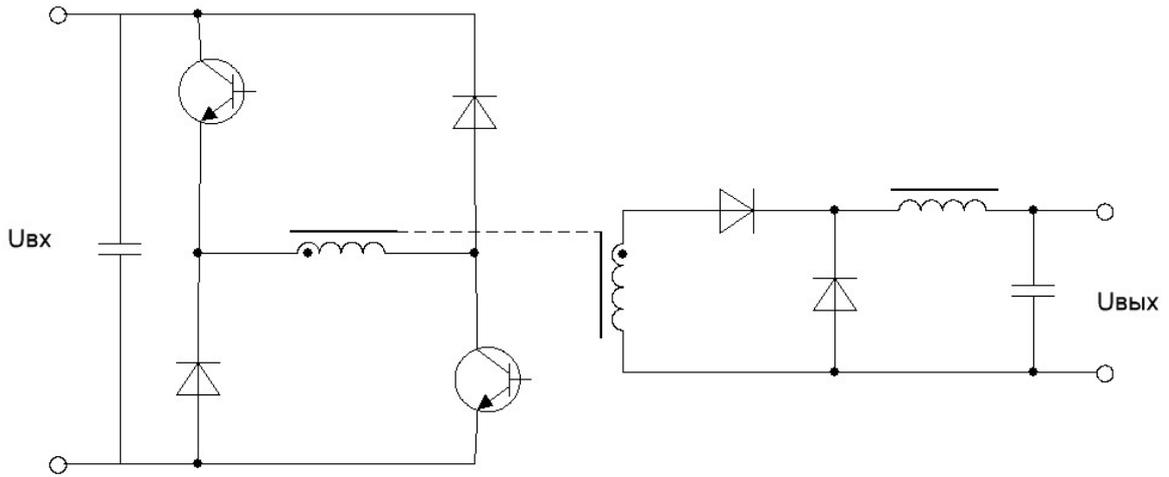


Рис.1.6.9

н). Преобразователь с топологией SEPIC. (1.6.10)

Близок по свойствам к топологии Зета с теми же недостатками

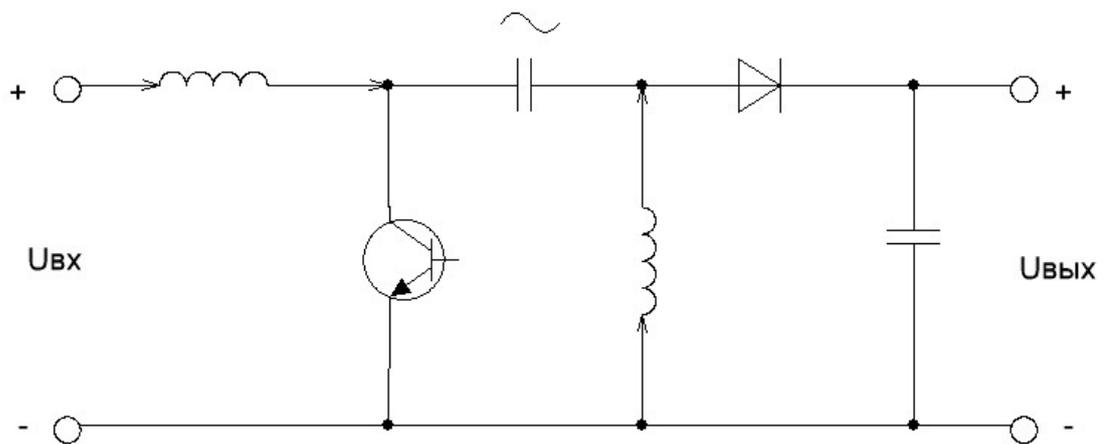


Рис.1.6.10

Несмотря на несомненные достоинства некоторых из приведенных схемотехнических решений, следует указать, что для построения унифицированного модуля, в составе АСЭС ППН, необходимы DC-DC преобразователи с более широкими функциональными возможностями и прежде всего двунаправленные (обратимые). Например, в системе взаиморезервирования подсистем 27В и 270В такой модуль должен иметь возможность работать в прямом и обратном режимах. Также, обратный режим необходим при рекуперативном торможении электроприводов. Но главным достоинством двунаправленности (обратимости) при сохранении направления потокосцепления реактора является безынерционность переключения направления преобразования необходимая для высокого качества процессов регулирования и стабилизации с обратной связью и сравнением с эталоном. Таким образом, представляется целесообразным разработать конвертор напряжения, способного работать как в режиме повышения, так и в режиме понижения напряжения, в прямом и в обратном направлении.

Выводы по главе.

В аспекте разработки концепции «полностью электрифицированного самолета» с подсистемой постоянного повышенного напряжения (СППН 270В и 540В) проанализированы современные способы штатной и аварийной защиты электронных ключей:

- 1) плавное отключение силового транзисторного ключа по затвору с нормированной скоростью спада тока, в частности «стабилитронный» режим;
- 2) емкостных накопителей энергии (снабберов); полупроводниковых ограничителей напряжения (ПОН); варисторов и др.,

Проанализированы существующие импульсные регуляторы и стабилизаторы постоянного напряжения. На основании представленного анализа,

сделан вывод о целесообразности, разработки принципиально новых способов защиты ключевого транзисторного аварийного быстродействующего выключателя (АБВ) для СППН. Поставлена задача разработки унифицированных многофункциональных модулей, совмещающих функции двунаправленного регулирования и стабилизации постоянного напряжения, в частности – обратимых импульсных конверторов – ОИК, и функции аварийной защиты от коротких замыканий, – аварийных быстродействующих выключателей (АБВ).

Также проведен анализ существующих конверторов напряжения, и сделан вывод о целесообразности разработки конвертора с более широкими функциональными возможностями.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНЫХ, СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ И АЛГОРИТМИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ АППАРАТОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАЩИТЫ И КОММУТАЦИИ СППН.

2.1. Аппараты регулирования защиты и коммутации (АРЗК).

2.1.1. Разработка принципиальной схемы АРЗК.

Для решения поставленной задачи защиты и коммутации в ходе исследований был разработан аппарат [18], позволяющий осуществлять бездуговое аварийное и штатное разъединение силовоточных питающих цепей бортовой системы постоянного повышенного напряжения (СППН), а также свести к минимуму адиабатно поглощаемую и частично рассеиваемую энергию, запасенную в предвключенных индуктивностях, и энергию, потребляемую из сети за время спада тока. Схема аппарата представлена на Рис. 2.1.1

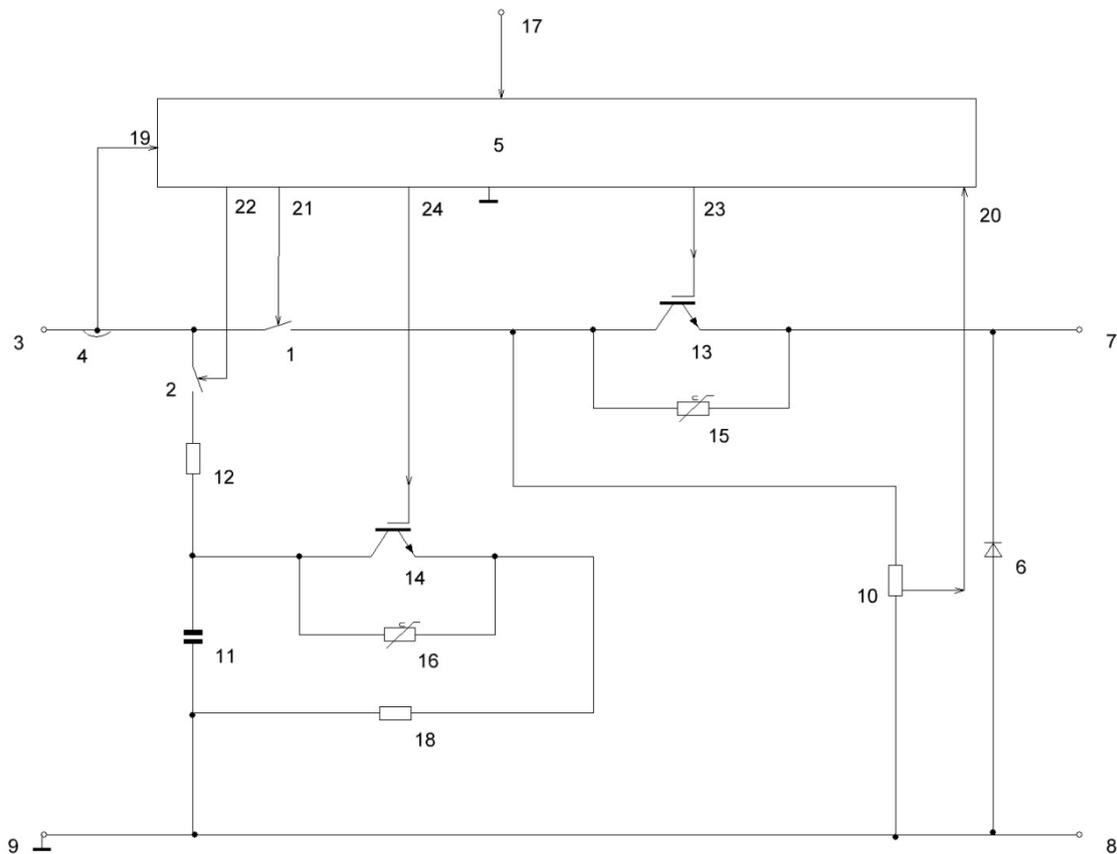


Рис. 2.1.1

Введение балластных резисторов 12,18, соответствующее соединение элементов и широтно-импульсное регулирование спадающего тока (стабилизация входного напряжения аппарата) позволили адиабатно поглотить и рассеять большую часть электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях сетевых цепей и потребленную из сети, снизив долю энергии, накапливаемую в конденсаторе, за время отключения нагрузки (спадания тока короткого замыкания).

В качестве электронных ключей 13 и 14 могут использоваться транзисторы (например, IGBT – ключи) или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры.

Два контактора 1 и 2 целесообразно заменить одним сдвоенным контактором с временным запаздыванием замыкания первых контакторов (для обеспечения готовности к защите к моменту включения транзисторного ключа)

Принцип работы устройства заключается в удержании (стабилизации) максимально допустимого напряжения на выводах 3-9, на протяжении времени спада тока короткого замыкания. Достигается это с помощью дозированного теплового поглощения и рассеяния энергии, накопленной в предвключенных индуктивностях и потребленной от источника, в термоударостойком резисторе [17].

В исходном состоянии контакторы 1,2 и электронные ключи 16,17 выключены.

Для перехода на рабочий режим питания нагрузки на командный вывод 17 командного устройства 5 подается внешний сигнал включения, который вызывает на его втором выходном выводе 22 сигнал включения второго контактора 2, после чего замыкаются его силовые контакты, и происходит зарядка конденсатора 11 от сети через разгрузочный резистор 12. Далее с первого выхода 21 командного устройства 5, подается сигнал на управляющий вывод первого контактора 1, обеспечивая замыкание его силовых контактов. После этого появляется сигнал на

третьем выходном выводе 23 командного устройства 5 и происходит подключение нагрузки к питающей сети путем включения ключа 13. В этом режиме оба контактора 1 и 2 остаются замкнутыми, электронный ключ 1 включен, а электронный ключ 14 выключен. При этом конденсатор 11 заряжен до напряжения, близкого к сетевому.

Переход на режим выключения питания нагрузки производится либо после снятия сигнала с командного вывода 17, либо по сигналам аварийного состояния (например, короткого замыкания в цепи нагрузки), поступающим на выводы обратных связей 19,20 командного устройства 5. В обоих случаях одновременно подаются сигналы на выключение первого электронного ключа 13, на выключение первого контактора 1 и на периодическое высокочастотное включение (широтно-импульсную модуляцию) второго электронного ключа 14.

Первым по времени выключается первый электронный ключ 13, и сетевой ток переключается из цепи нагрузки 3-4-1-13-7-нагрузка-8-9 в цепь второго контактора 3-4-2-12-11(и14-18)-9, после чего первый контактор 1 выключается, и сетевой ток продолжает спадать по цепи второго контактора 2. Величина сопротивления разгрузочного резистора 12 выбрана такой, что при наибольшем выключаемом токе (токе короткого замыкания в нагрузке) напряжение на запертом первом электронном ключе 13, в первый момент после запирающего ключа 13 скачкообразно поднялось, до максимально допустимого (по ГОСТ) сетевого напряжения U_m , которое и является рабочим напряжением запирающего первого электронного ключа 13. После этого, по мере зарядки конденсатора 11 сетевой ток и напряжение на резисторе 12 плавно (линейно) снижаются, а напряжение конденсатора 11 повышается, оставаясь в сумме с напряжением на 12 постоянным и равным граничному (U_m), не превышающему допустимого напряжения запирающего для первого электронного ключа 13 (с запасом в 30-40%). При этом производится стабилизация указанного суммарного напряжения с помощью регулируемой модуляции интервалов включенных состояний второго электронного ключа 14, т.е. путем регулирования мощности теплового

поглощения и рассеивания балластного резистора 18 за счет изменения среднеимпульсного напряжения на нем. Так как регулируемое напряжение на конденсаторе 11 в сумме с напряжением на резисторе 12 превышает (в K_U -раз) номинальное сетевое напряжение, то сетевой ток максимально быстро снижается до нуля, после чего выключается второй электронный ключ 14 и второй контактор 2, осуществляя вместе с выключенным контактором 1 гальваническую развязку между питающей сетью и нагрузкой, а также между сетью и элементами устройства.

Для повышения надежности устройства оба электронных ключа 13 и 14 зашунтированы полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН), благодаря чему обеспечивается ограничение напряжения на ключах, т.е. снижается опасность их пробоя.

Таким образом, большая часть электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях L сетевых цепей к моменту максимального (аварийного) тока I_m $\left(\frac{LI_m^2}{2} \right)$ и суммируемой с энергией, потребляемой из сети за время спада выключаемого тока $\left(\int_0^{t_{cn}} UI dt \right)$, где $U \approx U_m$ и I – сетевые напряжение и ток, t_{cn} – время спада тока), рассеивается в разгрузочном и балластном резисторах. Благодаря этому конденсатор 11 с электроемкостью C и максимальным напряжением U_m должен быть рассчитан на относительно небольшую энергоемкость, а следовательно, он и все устройство в целом будут иметь сравнительно небольшую массу, габариты и стоимость. Для штатной коммутации в слаботочных цепях питания с относительно небольшой предвключенной индуктивностью могут быть использованы ПОН или/и линейный (усилительный) режим выключения транзистора, описанные в [1]

2.1.2 Универсальный аппарат защиты и коммутации переменного тока (АЗК□).

Одним из недостатков предложенного выше КАЗК, является невозможность работы в режиме рекуперации электроэнергии, при работе электроприводов в режиме рекуперативного торможения (генераторном), а также при стартерном запуске силовой установки. Учитывая современные тенденции развития силовой электроники, такие, как многофункциональность и модульность, в ходе исследовательской работы был разработан АЗК с возможностью коммутации в цепи переменного тока. На Рис. 2.1.2 представлена силовая схема предлагаемого электронного аппарата защиты и коммутации (АЗК□).

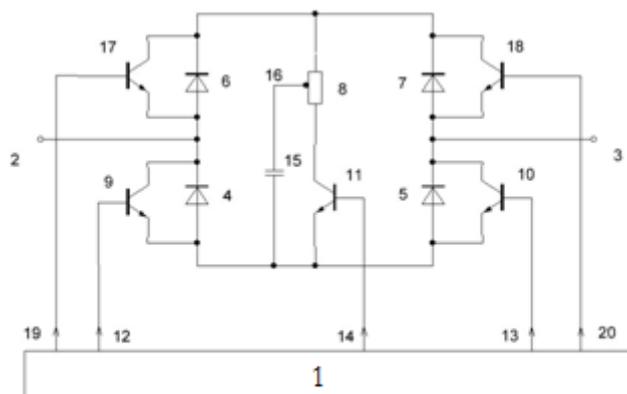


Рис. 2.1.2

Он содержит: блок управления 1, внешние выводы 2,3 для подключения устройства последовательно между источником питания и нагрузкой, однофазный четырехдиодный выпрямительный мост 4,5,6,7, балластный резистор 8, четыре однонаправленных электронных ключа 9,10,17,18. Балластный резистор выполнен с промежуточным выводом 16.

Устройство содержит также вспомогательный (шунтирующий) электронный ключ 11.

В качестве одного из возможных вариантов реализации описанной схемы предлагается каждый из диодов 4,5,6,7 выпрямительного моста вместе с соответствующим шунтирующим его электронным ключом 9,10,17,18 объединить конструктивно в составе соответствующего полевого транзистора (с внутренним обратным диодом).

Рассмотрим вариант питания нагрузки от источника питания постоянного тока, подключенного плюсовым выводом к внешнему выводу 2 устройства, а минусовым – непосредственно к минусовому выводу нагрузки, плюсовой вывод которой подключен к внешнему выводу 3 устройства.

Подключение нагрузки к источнику питания производится по команде, поступающей в блок управления 1, на основном выходном выводе 12 и дополнительном выходном выводе 20 которого появляются сигналы на отпирание электронных ключей 9 и 18. после отпирания указанных ключей от источника в нагрузку течет ток по двум параллельным ветвям: 2-9-5-3 и 2-6-18-3 (работа параллельно включенных силовых транзисторов описана в [11]). При этом конденсатор 15 остается незаряженным, т.к. его выводы и крайние выводы балластного резистора 8 эквипотенциальны (если пренебречь падениями напряжения на включенных ключах и диодах).

При подаче на блок управления 1 команды на отключение нагрузки (в штатном или аварийном режимах, например, при коротком замыкании в цепи нагрузки) с помощью блока управления производится выключение ключей 9 и 18 и одновременно начинается ШИМ-управление ключом 11 в течение некоторого заданного времени Δt , достаточного для спада тока. После этого ток от источника в нагрузку поступает в течение интервала времени Δt по цепям 2-6-8-11-5-3 и 2-6-8-16-15-5-3. При этом благодаря ШИМ-регулированию с обратной связью по напряжению с помощью блока управления 1 напряжение на выводах постоянного тока моста в сумме с напряжением на нагрузке стабилизируется в течение времени Δt на максимально допустимом для ключей уровне. Благодаря такому максимально возможному постоянному противонапряжению ток

потребляемый от источника спадает за минимальное время, что позволяет снизить до минимума энергию рассеиваемую в балластном резисторе 8 и представляющую собой сумму энергии отдаваемой источником за время Δt :

$$Q_{ист} = \int_0^{\Delta t} U_{П} i(t) dt, \text{ где } U_{П} - \text{напряжение питания, } i(t) - \text{линейно спадающий}$$

ток, и электромагнитной энергии, накопленной в индуктивных предвключенных элементах (обмотках, кабелях и проводах): $Q_L = \frac{LI_0^2}{2}$, где L – суммарная индуктивность цепей, $I_0 = i(0)$ – начальное значение тока нагрузки перед выключением ключей. Таким образом, принцип аварийного быстродействующего выключения аналогичен вышеописанному принципу работы КАЗК.

Все вышеописанное остается справедливым и для варианта питания нагрузки от источника питания переменного тока, т.к. силовая схема устройства имеет осевую симметрию, является реверсивной и обладает двунаправленностью преобразования. В зависимости от полярности напряжения источника питания к моменту выключения ключей 9,10,17,18 могут только меняться номера участвующих ключей и диодов, не влияя на физическую сущность описанных процессов.

На рис. 2.1.3 представлена схема канала питания нагрузок постоянного повышенного напряжения с групповым универсальным АЗК

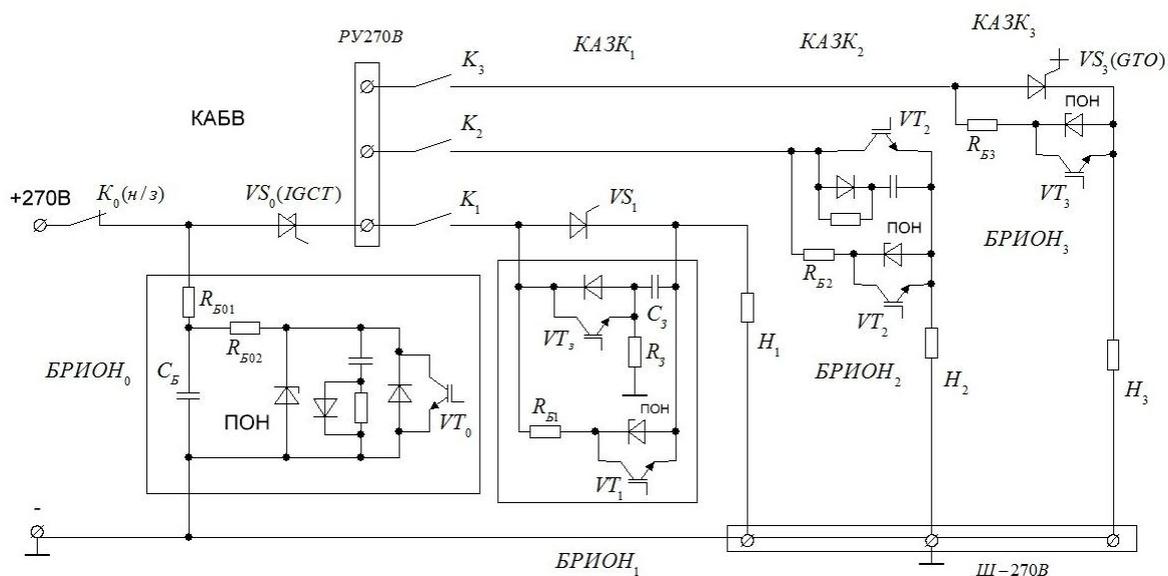


Рис.2.1.3

Для наглядности демонстрации функциональных назначений, в цепи каждого канала включены различные варианты АЗК. КАЗК1 - рассмотренное выше устройство, где транзистор, работающий в режиме ШИМ-модуляции, дополнительно защищен ПОНОм. КАЗК2 - контакторно- тиристорный аппарат защиты и коммутации, включающий также схему запираания. КАЗК3 - контакторно-транзисторный аппарат защиты и коммутации. КАЗК4 - контакторно - двухоперационно - тиристорный аппарат защиты и коммутации.

2.1.3 Двухнаправленный аппарат регулирования защиты и коммутации (ДАРЗК) постоянного тока на базе накопительного реактора и активного ограничителя напряжения с балластным резистором

В настоящее время все большее распространение в области авиационного электрооборудования приобретает концепция модульно-масштабируемой архитектуры, которая обеспечивает высокие производственную, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность. Такая архитектура предполагает использование многофункциональных импульсных преобразователей (МИП). В этой связи при разработке АЗК представляется целесообразным учесть

возможность обеспечения функции регулирования токов и напряжений в каналах электропитания.

В ходе диссертационной работы был разработан двунаправленный АРЗК для модульно-масштабируемой архитектуры системы распределения ПИИ.

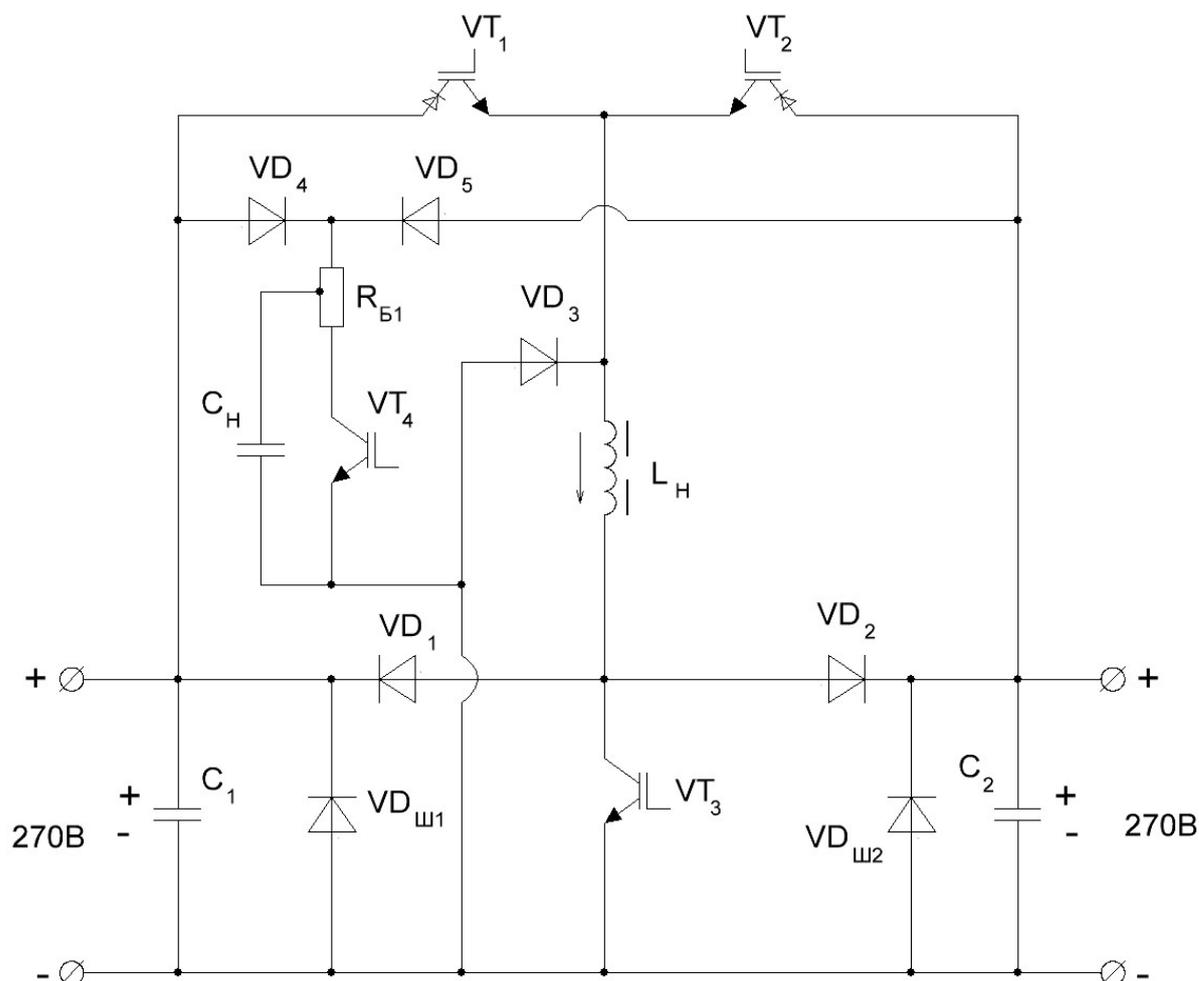


Рис.2.1.4

На рис. 2.1.4 приведена принципиальная силовая схема унифицированного модуля двунаправленного АРЗК на базе накопительного реактора L_H и активного ограничителя напряжения (АОН) с балластным резистором R_B . Основу схемы составляет четырехплечевой полупроводимый мостовой коммутатор с двумя параллельно-сонаправленными диодно-ключевыми стойками VD_1 – VT_1 и VD_2 – VT_2 , подключенными своими средними выводами к незаземленным внешним плюсовым выводам и зашунтированными своими крайними выводами

заземляющей третьей диодно-ключевой стойкой и накопительным реактором L_H . АОН состоит из двухдиодной объединительной стойки VD_{4-5} , двухсекционного балластного резистора R_{B1-2} , фильтрового конденсатора C_ϕ и модуляторного ключа VT_4 .

I. В штатном режиме работы распределительной сети ППН модуль обеспечивает стабилизацию выходного напряжения (вместе с остальными параллельными модулями) и тока (потокосцепления) накопительного реактора (для равномерного расщепления общего тока нагрузки. В зависимости от знаков величин отклонений сигналов датчиков напряжения и тока от соответствующих эталонных сигналов схема может работать в режимах повышения и понижения напряжения, как в прямом, так и в обратном направлении преобразования электроэнергии. Благодаря зеркально-осевой симметрии мостового коммутатора можно рассматривать только одно направление преобразования (например, от фильтра C_1 к фильтру C_2). На произвольном периоде широтно-импульсной модуляции $T_{ШИМ}$ формируются последовательные три этапа: а) этап нарастания тока реактора ($dI/dt > 0$) с длительностью импульса: $t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$; б) этап приблизительного сохранения тока ($dI/dt \approx 0$) с длительностью токозамыкающей паузы: $t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$ и в) этап частичного (или полного) спадания тока ($dI/dt < 0$) с длительностью: $T_{ШИМ} - t_{II} - \Delta t_{II} = (1 - \gamma_{II} - \gamma_{II}) T_{ШИМ}$. Рассмотрим поочередно указанные этапы в режимах понижения, повышения и в универсальном понижающе-повышающем режиме.

1. Режим понижения напряжения ($U_{C1} > U_{C2}$)

а) этап: $dI/dt > 0$ с током в цепи: $C_1 - VT_1 - L_H - VD_2 - C_2 - C_1$

б) этап: $dI/dt \approx 0$ с током в цепи: $L_H - VT_3 - VD_3 - L_H$ и $L_H - VT_2 - VD_2 - L_H$

в) этап: $dI/dt < 0$ с током в цепи: $L_H - VD_2 - C_2 - VD_3 - L_H$

2. Режим повышения напряжения ($U_{C1} < U_{C2}$)

а) этап: $dI/dt > 0$ с током в цепи: $C_1 - VT_1 - L_H - VT_3 - C_1$

б) этап: $dI/dt \approx 0$ с током в цепи: 1 б)

в) этап: $dI/dt < 0$ с током в цепи: $L_H - VD_2 - C_2 - C_1 - VT_1 - L_H$

3. Универсальный режим (понижения-повышения):

а) этап: $dI/dt > 0$ с током в цепи: 2а;

б) этап: $dI/dt \approx 0$ с током в цепи: 1б;

в) этап: $dI/dt < 0$ с током в цепи: 1в.

II. В аварийном режиме быстродействующие выключения при коротком замыкании в цепи нагрузки C_2 ключ VT_1 выключается а ключ VT_4 в АОН широтно-импульсно модулируется с алгоритмом стабилизации напряжения $U_{C1} = U_{C\phi} + IR_B = const$ на допустимом для VT_1 уровне. При этом минимизируется время спада питающего сетевого тока, а, следовательно, минимизируется энергия, поглощаемая за это время балластным резистором R_B , равная величине:

$$W_{R_{B1}} = \frac{I_{\max}^2 L_{\text{сети}}^2}{2 \frac{K_U}{K_U - 1}}, \text{ где } I_{\max} - \text{максимальное значение тока к.з., } L_{\text{сети}} -$$

суммарная предвключенная индуктивность сети (проводов, кабелей, обмоток генератора, трансформатора, дросселя фильтра); $K_U = \frac{U_{\max}}{U_{\text{ном}}}$ – кратность максимально-допустимого напряжения на запертом ключе VT_1 .

2.1.4. Многофункциональный аппарат регулирования защиты и коммутации перемено-постоянного тока (АРЗК□).

Следуя концепции модульной архитектуры на базе унифицированных модульных блоков, был разработан аппарат регулирования, защиты и коммутации перемено-постоянного тока (АРЗК□).

На рис.2.1.5 представлена схема аппарата регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АРЗК□) с заземленным общим выводом. Помимо функции регулирования защиты и коммутации он выполняет также функции реверсивного обратимого непосредственного импульсного конвертора (РОНИК); обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ) или иначе (в зависимости от приоритетности) – двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя с регулируемым инвертором синусоидального напряжения/тока (ДИВП-РИСН/Т). Обеспечение синусоидальной формы входного или/и выходного токов производится за счет формирования модульно-синусного закона однонаправленных (без инерционного реверса) пульсаций полного потокосцепления двухобмоточного накопительно-демодуляторного трансреактора ($L_1 - L_2$): $\psi(e) = \psi_0 |\sin(\omega t)|$ с перекоммутацией токов обмоток с помощью мостовых ШИМ-коммутаторов ($MK_{1,2}$). В схеме также использованы нерассеивающие (тепла) снабберные конденсаторы (C_{CH}) для защиты ключей и снижения коммутационных потерь и помехоизлучений.

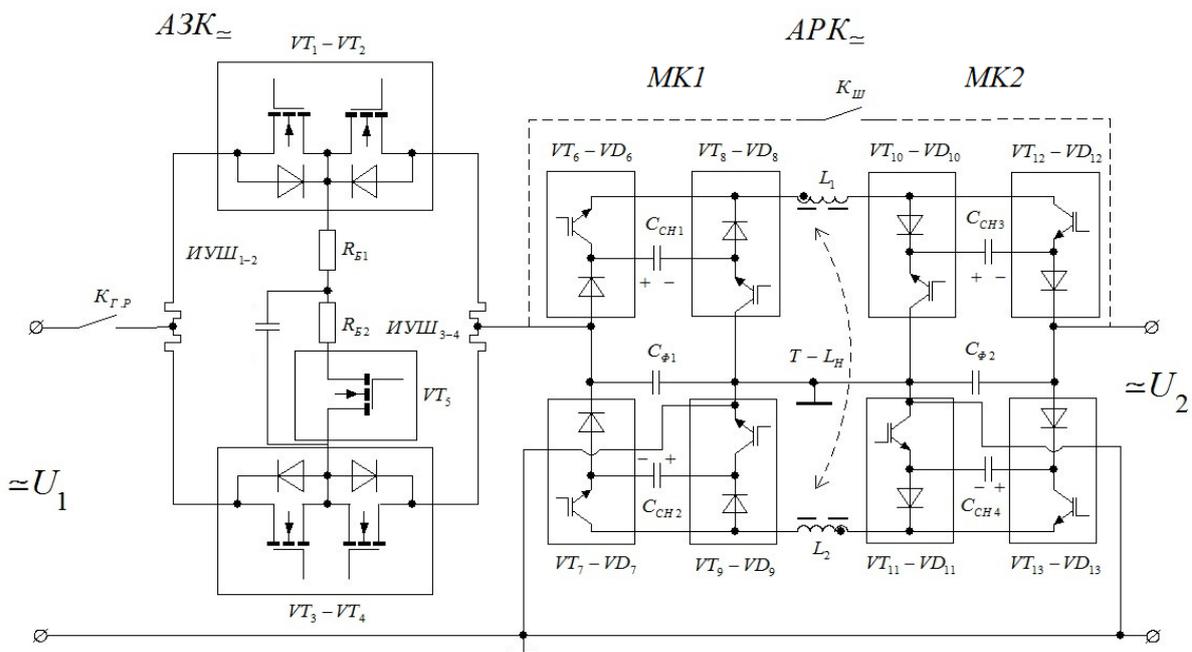


Рис.2.1.5

Данная схема может являться однофазной ячейкой трехфазной схемы, а также модулем для параллельно-расщепленной масштабируемой архитектуры АРЗК. В качестве любого из тринадцати транзисторов, входящих в состав двухключевых и диодно-ключевых стоек или отдельных, могут использоваться IGBT или MOSFET - транзисторы.

Далее рассматривается работа правой части этой схемы (АРК).

В прилагаемой таблице 1 приведены цепи прямого преобразования для шести возможных режимов.

Таблица 1

| Таблица. ЦЕПИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ | | | |
|--------------------------------------|------------------------------|------------------------------|--------------------------------|
| реж. пол. U_1 | понижающий (полярно-повтор.) | повышающий (полярно-повтор.) | полный (полярно-инвертирующий) |
| $U_{вых} > 0$ | | | |
| $U_{вых} < 0$ | | | |

Примечания: 1) ○ - I интервал с дл.: $t_p = \gamma T_{comm}$ □ - II интервал, причем с "нахлестом" (без паузы) с дл.: $(T - t_p) = 0 - \gamma T_{comm}$
 2) под изображением λ понимается транзистор IGBT или 2-х опер. тиристор (GTO, IGCT); $C_{сбл}$ - снабберный конденсатор

В силу однотипности процессов режимов при $U_{вых} > 0$ и при $U_{вых} < 0$ рассмотрим только случай при $U_{вых} > 0$ (верхние три схемы в таблице).

В понижающем режиме (полярно-повторяющем, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$) после очередного включения ключей 12,16 и 24 сначала происходит частичная быстрая разрядка снабберного конденсатора 27 по цепи : 27-12-31-24-23-6-16-27 до

напряжения, равного напряжению питания (U_5), после чего отпирается диод 11, и полное потокосцепление реактора 9 нарастает вместе с током в цепи : 5-11-12-31-24-23-6-5 в течение длительности импульса: $t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$, где $T_{ШИМ}$ - период широтно-импульсной модуляции, γ_{II} - коэффициент заполнения импульса. Затем ключ 12 выключается, а потокосцепление реактора 9 плавно частично снижается вместе с током в цепи: 31-24-23-6-16-15-31, поддерживаемым благодаря ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности: $T_{ШИМ} - t_{II} = (1 - \gamma_{II}) T_{ШИМ}$. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах временного интервала, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$ при повторении полярности напряжения.

В повышающем режиме (полярно-повторяющем, когда $U_{2-1} < U_{4-3}$) после очередного включения ключей 12 и 20 происходит нарастание полного потокосцепления реактора 9 вместе с током в цепи: 5--11-12-31-19-20-5 в течение длительности импульса $t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$. Затем ключ 20 выключается, а ключ 24 включается, а потокосцепление реактора 9 плавно частично снижается вместе с током в цепи: 31-24--23-6-5-12-31, поддерживаемым благодаря ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности: $T_{ШИМ} - t_{II} = (1 - \gamma_{II}) T_{ШИМ}$. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах временного интервала, когда $U_{2-1} < U_{4-3}$ при повторении полярности напряжения.

В понижающе-повышающем (полярно-инвертирующем режиме, при любом соотношении $U_{вх}$ и $U_{вых}$) после включения ключей 14, 22 и 18 происходит нарастание потокосцепления реактора вместе с током в цепи: 5-22-21-32-14-13-5 в течение длительности импульса $t_{II} = \gamma_{II} T_{ШИМ}$, а также частичная быстрая разрядка снабберного конденсатора 28 по цепи: 28-18-22-21-32-14-28. Затем ключи 14 и 22 выключаются, ключ 18 остается включенным, а включаются ключи 16 и 24, и полное потокосцепление реактора 9 частично плавно уменьшается вместе с током, перескочившим из цепи обмотки 32 в цепь обмотки 31: 31-24-23-6-16-15-31 и, поддерживаемым ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности

$T_{ШИМ} - t_{II} = (1 - \gamma_{II})T_{ШИМ}$. При этом энергия, накопленная в индуктивности рассеяния обмотки 32, передается не в цепь обмотки 31, а в снабберный конденсатор 28 вместе с током в цепи: 32-17-28-13-5-22-21-32 и вместе с частью энергии источника питания (от конденсатора 5). На следующем периоде ШИМ эта энергия используется в процессе преобразования при частичной разрядке конденсатора 28. Стоит отметить, что при допущении о единичном коэффициенте связи «перескок» тока из одной обмотки в другую электротехническому закону коммутации (о непрерывности полного потокосцепления магнитно-связанных контуров) не противоречит (при условии замыкания токов от ЭДС индуктивностей рассеяния). Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах выполнения условия инвертирования полярности напряжения (с произвольным соотношением напряжений U_{ex} и $U_{вых}$, т.е. U_{2-1} и U_{4-3}).

Если во всех трех рассмотренных режимах полное потокосцепление реактора 9 является непрерывным, то в пределах нескольких периодов ШИМ (в квазистатическом процессе) регулировочные характеристики для трех вышеописанных режимов будут соответствовать общеизвестным выражениям: 1)

$$U_{вых} = \gamma_{II}U_{ex}, 2) U_{вых} = \frac{1}{1 - \gamma_{II}}U_{ex}, 3) U_{вых} = \frac{\gamma_{II}}{1 - \gamma_{II}}U_{ex}$$

Рассмотренная схема предлагается в качестве универсального модуля многофункционального импульсного преобразователя (МИП) для построения СЭС с модульно-масштабируемой архитектурой.

2.2. Коммутация в бортовой подсистеме распределения постоянного повышенного напряжения с использованием коммутационной шины.

В данном разделе рассматривается концепция «коммутационной шины» для обеспечения бездуговой (и безыскровой) коммутации в подсистемах ППН ($\pm 270V$ или $0 \pm 270V$). Предлагается алгоритм работы, а также различные варианты вторичных импульсных источников питания для установки и регулирования напряжения на коммутационной шине.

2.2.1. Комбинированная авиационная система электроснабжения переменного-постоянного тока (АСЭС□□)

Альтернативным вариантом электронного коммутатора, работающего в штатном режиме в составе СППН, является штатное коммутирующее устройство включающее в себя, коммутационную шину Рис.2.2.1. Основным преимуществом этого подхода является возможность использования в качестве ключевых элементов стандартных авиационных контакторов переменного тока, таким образом, существенно упрощая внедрение за счет преемственности оборудования.

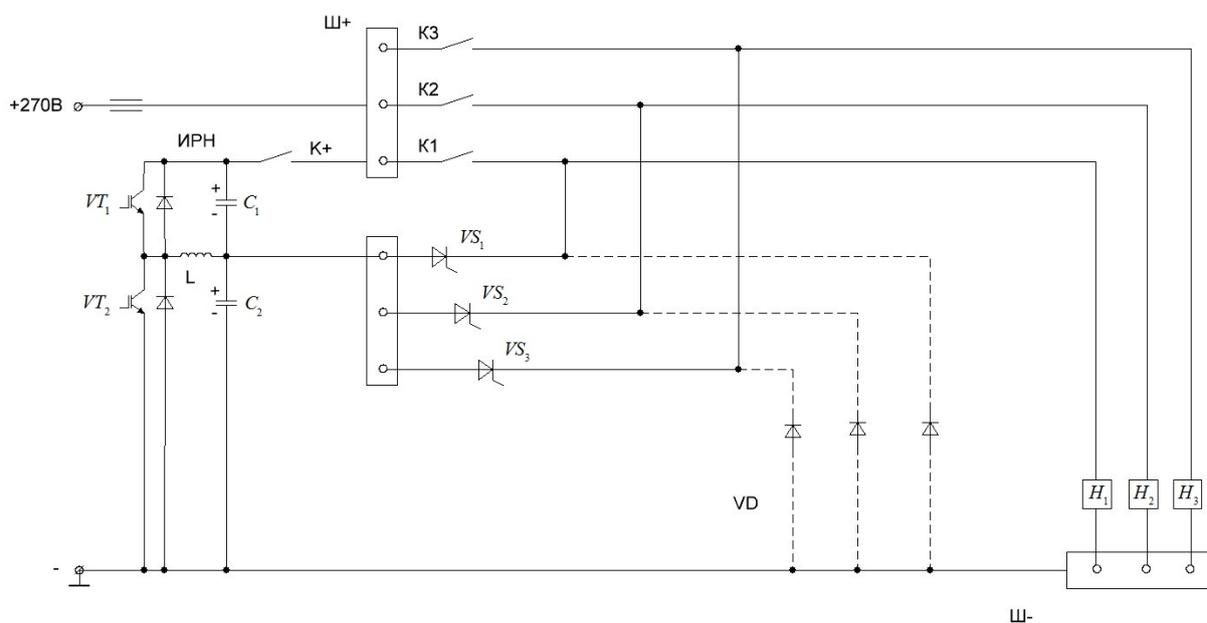


Рис.2.2.1

Принцип действия коммутационной шины подробно описан в главе 1, а также в [15]. В диссертационной работе предлагаются новый алгоритм управления коммутационной шиной, а также ряд устройств для регулирования напряжения на ней.

На Рис.2.2.2 представлена диаграмма напряжения на коммутационной шине.

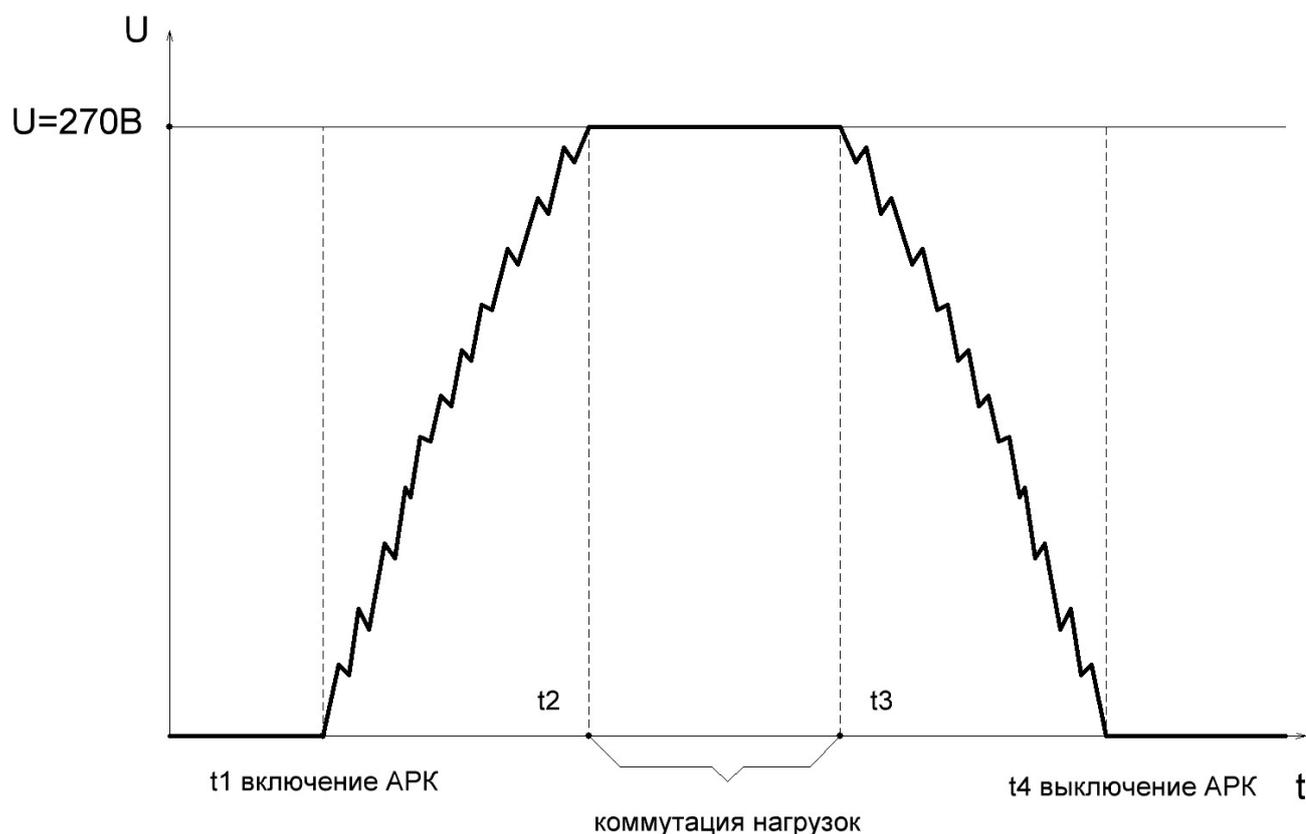


Рис.2.2.2

В начальный момент времени напряжение на выводе импульсного регулятора напряжения (ИРН) равно нулю. Для осуществления коммутации на блок ИРН подается управляющий сигнал. Напряжение на коммутационной шине $Ш_K$ начинает нарастать за время $t_2 - t_1$ пока не достигнет уровня питающего напряжения $U=270\text{В}$. Далее за время $t_3 - t_2$ происходит выключение контакторов K_1 , K_2 и K_3 . На последнем этапе происходит снижение напряжения на выводе ИРН до нуля.

Далее приводится упрощенная структура авиационной системы электроснабжения (АСЭС) без привода постоянной частоты вращения, в которой реализована вышеописанная концепция.

Основным схмотехническим способом повышения энергоэкономичности АСЭС без ППЧВ при обеспечении преимущества по отношению к стандартному бортовому электрооборудованию представляется выбор

многоканальной структуры с высокой степенью электроэнергетической экономичности и совместимости, т.е. с наименьшим числом последовательных преобразований (“малокаскадных” структур) на пути от первичного источника до потребителей электроэнергии.

На рис.2.2.3 представлена упрощенная структура одного канала многоканальной комбинированной автономной системы электроснабжения без ППЧВ с первичной системой генерирования и распределения переменного тока нестабильной частоты и тремя вторичными системами распределения : 1) СЧ – стабильной частоты (115/200В,400Гц); 2) ППН– повышенного постоянного напряжения ($0\pm 135\text{В}$) и 3) НПН– низкого постоянного напряжения ($\pm 27\text{В}$). [16]

распределительное устройство трехфазного напряжения нестабильной частоты $PY_{\approx}(200B, f - var)$, активный выпрямитель (АВ) со звеном повышенной частоты (ЗПЧ) (например, на базе циклоинверторов с коррекцией коэффициента потребляемой мощности – ККМ и аварийных трансформаторно-выпрямительных устройств – ТВУ с расщепленными каналами), автономный трехфазный обратимый инвертор стабильной частоты (ОИСЧ), распределительное устройство трехфазного напряжения 115/200В стабильной частоты $PY_{\approx}(200B, 400Гц)$, распределительное устройство постоянного повышенного напряжения (270В) с заземленной средней точкой (РУ ППН $0 \pm 135В$), распределительное устройство низкого постоянного напряжения 27В (РУ НПП, $\pm 27В$), а также аварийно-резервные устройства (АРУ, отделены пунктиром): аккумуляторная батарея (АБ) с напряжениями $\pm 135В$ и $\pm 28В$, снабженная транзисторным блоком активного выравнивания напряжений (БАВН), зарядное устройство (ЗУ) с питанием от АВ и повышающий конвертор (ПК) (возможно-обратимый) для аварийного питания РУ-ППН от РУ-НПП.

Для применения в качестве магистрального генератора ($\Gamma \sim$) магнитоэлектрического генератора (МЭГ) с постоянными магнитами в его приводном устройстве предусмотрен быстродействующий расцепитель (БР), защищающий всю систему от сверхтоков короткого замыкания.

В рассматриваемой структуре вместо диодов в цепи коммутационной шины $Ш_K$ применены тиристорные группы (VS_+ и VS_-). Это дает возможность исключить пульсации потенциалов на входных зажимах отключенных нагрузок при коммутационных манипуляциях. Пунктиром также показаны цепи диодного шунтирования ($VD_{Ш}$) индуктивных нагрузок.

Кроме того, в рассматриваемой структуре используется вариант двухпроводной СППН с ППКШ и заземленной нулевой шиной $Ш_0$ (СППН $0 \pm 135В$). Здесь для питания коммутационной шины ($Ш_K$) использован регулируемый блок питания (РБП) с двуполярным (дифференциальным)

выходным потенциалом относительно нулевого (заземленного) провода питания и нулевой шины

($Ш_0$).

В качестве потребителей могут использоваться нагрузки с заземленным “минусом” 135В, с заземленным “плюсом” 135В и с заземленной “средней точкой” 270В. К достоинствам этой системы относится также пониженное рабочее напряжение на изоляции кабелей, проводов и распределительных шин относительно заземленного корпуса объекта, благодаря чему ослабляется процесс старения изоляции, повышается ее надежность и электробезопасность.

В составе АСЭС в качестве первичного источника можно применить многофазный регулируемый (или нерегулируемый – с постоянными магнитами) вентильный генератор постоянного тока или отдельные: трехфазный синхронный генератор без ППЧВ и регулируемый (или нерегулируемый) выпрямитель.

Для повышения КПД преобразования регулируемый выпрямитель в некоторых случаях целесообразно выполнять интегрированным со схемой транзисторного корректора коэффициента потребляемой мощности (КММ), исключающего высшие гармоники во входном токе, а следовательно – сниженные тепловые потери и помехоизлучения в первичной сети, а также степень переразмеривания генератора.

В качестве выходного емкостного фильтра в КММ обычно используется батарея электролитических конденсаторов. Однако электролитические конденсаторы являются малонадежными элементами, особенно в широком диапазоне рабочих температур, и в большинстве случаев в бортовой аппаратуре неприменимы. Поэтому для рассматриваемых систем представляется целесообразным в составе преобразователей переменного тока применять пленочные (или бумажные) буферные конденсаторы, а их малую энергоемкость компенсировать активной фильтрацией с помощью ШИМ-управления

транзисторными выравнивающими модуляторами. Можно также применять схемы импульсных транзисторных выпрямителей или выходных конверторов. В этих случаях для питания плюсовой, минусовой и коммутирующей шин понадобятся три вторичных источника: с постоянным положительным потенциалом, с постоянным отрицательным потенциалом и с регулируемым двуполярным потенциалом относительно шины заземления.

2.2.2. Устройства для питания и регулирования напряжения на коммутационной шине.

Для реализации рассмотренного выше принципа коммутации, необходимы вторичные источники питания для подачи однонаправленного напряжения на коммутационную шину. В статье [15], для питания коммутационной шины предлагается использовать так называемый обратимый делитель постоянного напряжения (ОДПН). Однако данный аппарат обладает небольшими функциональными возможностями. Кроме того он имеет существенный недостаток - незащищенность от «сквозных сверхтоков» в случае одновременного включения (например, вследствие коммутационной помехи или электромагнитного импульса молнии) двух последовательно-включенных транзисторов.

В связи с этим в ходе исследовательской работы были предложены различные схемотехнические подходы к построению более высокоэффективных устройств для питания и регулирования напряжения на коммутационной шине. Следует отметить, что важным условием при проектировании преобразовательной техники (особенно – авиационной бортовой) является обеспечение высокой надежности и электромагнитной совместимости. Существующие на данный момент конверторы напряжения (в том числе ОДПН) не вполне удовлетворяют этим требованиям. Одним из недостатков, современных преобразовательных устройств, является необходимость использования

электролитических конденсаторов, имеющих низкую надежность и ограниченный срок службы. Рассмотрим обратимый импульсный конвертор.

а) Обратимый импульсный конвертор.

На рис.2.2.4 представлена структурно-принципиальная схема предлагаемого обратимого импульсного конвертора. [23]

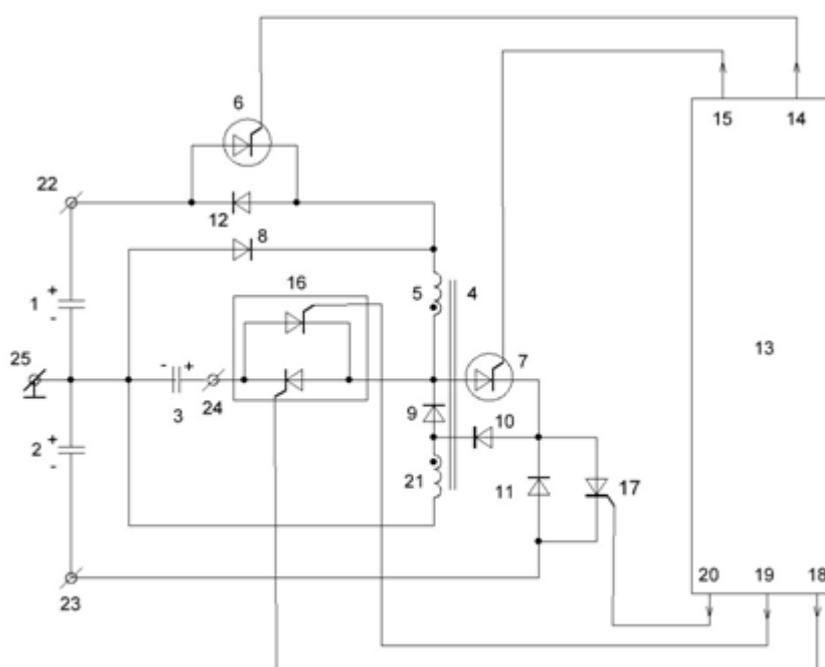


Рис.2.2.4

Он содержит: фильтровые входную двухконденсаторную стойку 1,2 и выходной конденсатор 3, дроссель 4 с первой обмоткой 5, первый и второй электронные модулирующие ключи 6,7, выпрямительные диоды 8,9,10,11,12 и схему управления 13 с первым и вторым модулирующими выходными выводами 14,15, двунаправленный и однонаправленный электронные ключи 16 и 17. Схема управления имеет также дополнительные выходные выводы 18,19,20, а дроссель

содержит также вторую обмотку 21, имеющую с его первой обмоткой общий магнитопровод. Устройство также имеет входные выводы 22,23 повышенного постоянного напряжения, выходной вывод 24 низкого потенциала и общий вывод заземления 25. Первый и второй дополнительные выводы 18 и 19 схемы управления 13 подключены к управляющим выводам двунаправленного электронного ключа 16, а третий вывод 20 – к управляющему выводу однонаправленного ключа 17.

Схема управления 13 выполнена с возможностью формирования широтно-регулируемых импульсов на обоих своих модулирующих выходных выводах 14,15 при прямом преобразовании повышенных напряжений входной двухконденсаторной стойки 1,2 в низкое напряжение выходного конденсатора 3 и формирования аналогичных импульсов на своем втором модулирующем выходном выводе 15 при обратном преобразовании низкого напряжения выходного конденсатора 3 в повышенные напряжения входной конденсаторной стойки 1,2; при этом при прямом преобразовании обеспечивается также подача отпирающих сигналов на своих дополнительных выводах 18,19,20 подключенных к двунаправленному ключу 16 и к однонаправленному ключу 17, а при обратном преобразовании – также подача отпирающего сигнала на своем дополнительном выводе 19, подключенном к двунаправленному ключу 16.

В качестве модулирующих электронных ключей 6 и 7 могут быть использованы транзисторы или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры. В качестве двунаправленного электронного ключа 16 могут быть использованы два параллельно-встречно включенных тиристора или транзистора, либо два последовательно-встречно включенных полевых транзистора МОСФЕТ с внутренними обратными диодами, либо симистор с двумя отдельными управляющими выводами. В качестве однонаправленного электронного ключа 17 можно использовать транзистор или однооперационный тиристор. Сердечник магнитопровода дросселя 4 имеет антинасыщающий зазор.

Рассмотрим работу импульсного конвертора. К входным выводам 22,23 и 25 подключают источник постоянного повышенного напряжения со средним выводом или два аналогичных источника, соединенных между собой последовательно-согласно. К выходному выводу 24 и общему выводу заземления 25 подключают источник постоянного тока низкого напряжения. Источники имеют возможность принимать обратно рекуперированную энергию (например, аккумуляторные батареи или электромашинные стартер-генераторы).

Сначала рассмотрим прямое преобразование повышенных напряжений на конденсаторах 1 и 2 входной фильтровой конденсаторной стойки в низкое напряжение на выходном фильтровом конденсаторе 3. Для этого на дополнительные выходные выводы 18 и 20 схемы управления 13 подаются отпирающие сигналы, включающие однонаправленный ключ 17 и двунаправленный ключ 16 (нижний тиристор). На модулирующие выходные выводы 14 и 15 схемы управления подаются широтно-регулируемые прямоугольные высокочастотные импульсы с синхронными фронтами и периодом модуляции T , включающие модулирующие ключи 6 и 7 с интервалами импульсов $t_{и6}$ и $t_{и7}$ соответственно. При включении ключей 6 и 7 токи в обмотках 5 и 21 дросселя 4 нарастают по цепям: 1-6-5-16-3-1 и 2-21-7-17-2 и благодаря согласному включению обмоток увеличивают их суммарное потокосцепление и электромагнитную энергию дросселя. Для упрощения рассмотрения примем условие $t_{и6} = t_{и7} = t_{6,7}$. Тогда после одновременного выключения ключей 6 и 7 токи обмоток 5 и 21 дросселя будут частично спадать по цепям: 5-3-8-5 и 21-3-16-21, заряжая конденсатор 3. Далее указанные процессы циклически повторяются с периодом модуляции T .

Таким образом, при прямом преобразовании обмотка 5 входит в состав классического понижающего конвертора, а обмотка 21 - в состав классического полярно-инвертирующего (понижающе-повышающего) конвертора.

Далее рассмотрим обратное преобразование низкого напряжения на конденсаторе 3 в повышенные напряжения и на конденсаторах 1 и 2. Для этого на дополнительный выходной вывод 19 схемы управления 13 подается отпирающий сигнал, включающий двунаправленный ключ 16 (верхний тиристор), а на модулирующий выходной вывод 15 подаются широтно-регулируемые прямоугольные высокочастотные импульсы с периодом T и интервалами $t_{и7}$. При включении ключа 7 ток в обмотке 21 дросселя 4 нарастает по цепи: 3-16-7-10-21-3, увеличивая суммарное потокосцепление и электромагнитную энергию дросселя. После выключения ключа 7 в соответствии с электротехническим законом о непрерывности суммарного потокосцепления взаимоиндуктивно-связанных обмоток произойдет скачкообразное перераспределение указанного тока (потокосцепления) на две токовые цепи: 21-2-11-10-21 и 5-12-1-3-16-21, заряжающие конденсаторы 2 и 1, соответственно. Далее указанные процессы циклически повторяются с периодом модуляции T .

Таким образом, при обратном преобразовании двухобмоточный дроссель 4 (трансреактор) образует цепи двух классических повышающих конверторов: полярно – инвертирующего и обратногоходового. При обоих преобразованиях (прямом и обратном) наилучшие энергетические характеристики будут соответствовать условию непрерывности суммарного потокосцепления дросселя 4.

Из всего вышесказанного можно заключить следующее. Устройство имеет высокую надежность и электромагнитную совместимость благодаря совместному заземлению среднего вывода входного 1,2 и вывода выходного 3 фильтровых конденсаторов, позволяющему при заземлении корпуса устройства, а возможно и нулевого вывода питающей сети, подключенной через выпрямитель к входной стойке 1-2, исключить паразитные емкостные связи между узлами схемы и пути распространения электромагнитных помех, а также повысить электробезопасность при эксплуатации устройства.

Кроме того, в предложенном устройстве достигается расширение функциональных возможностей, а именно – обеспечение обратного преобразования низкого выходного напряжения на конденсаторе 3 в два повышенных входных напряжения на конденсаторах 1,2, что является важным свойством при необходимости рекуперации энергии, например, при торможении электропривода или при взаимном резервировании сетей постоянного тока повышенного и низкого напряжений. Стоит отметить, что альтернативой обратимого импульсного конвертора является ДАРЗК рассмотренный ранее.

б) Импульсный преобразователь напряжений

Следуя вышеуказанному принципу модульно-масштабируемой архитектуры и многофункциональности модулей был разработан импульсный преобразователь напряжений [20], который может быть использован в бортовых сетях с предусмотренной возможностью рекуперации электроэнергии, в том числе и для питания коммутационной шины. Рис.2.2.5

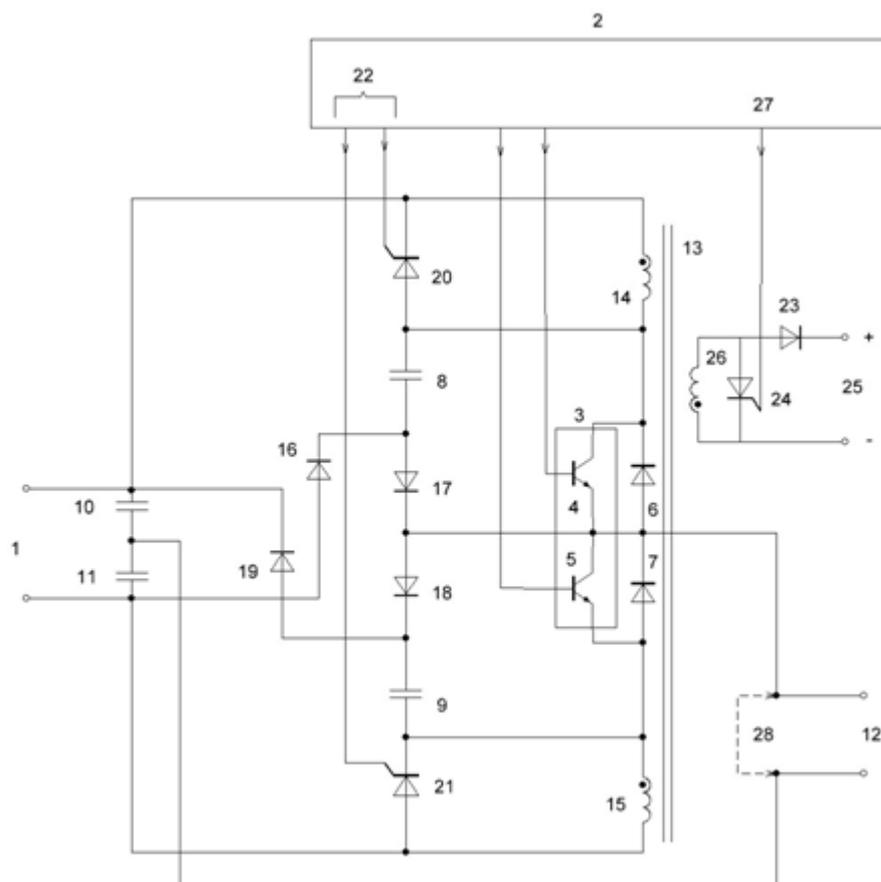


Рис.2.2.5

Дроссельные обмотки 14,15 трансреактора 13 имеют общий магнитопровод, причем их выводы, соединенные с входными выводами 1 устройства, являются разноименными, («начало» и «конец», обозначенные на Фиг. с помощью жирной точки и без нее).

В качестве ключей электронно-ключевой стойки 4-5 вместе с обратными диодами 6,7 можно использовать МДП-транзисторы, например – SPB07N60C3, а в качестве блока управления 2 – микросхемный драйвер полумоста IR2113S, широко представленный на рынке.

Рассмотрим принцип работы импульсного преобразователя напряжений.

Выходные выводы 1 устройства подключают к источнику постоянного или выпрямлено-пульсирующего знакопостоянного напряжения, а основные выходные выводы 12 – к нагрузке переменного прямоугольного напряжения, например – к трансформаторно-выпрямительному устройству или электронному балласту для газоразрядных ламп. При этом конденсаторы 10,11 емкостной стойки заряжаются каждый до половины напряжения питания.

На двух основных выходных выводах блока управления 2 после его включения появляются прямоугольные управляющие импульсы, сдвинутые по времени на 180 электрических градусов (противофазные), которые поочередно включают силовые ключи электронно-ключевой стойки 4-5.

После первого (а затем и каждого очередного) включения ключа 4 при выключенном ключе 5 происходит частичная разрядка конденсатора 10 и подзарядка конденсатора 11 через нагрузку по цепям 10-14-4-12-нагрузка-12-10 и 1-14-4-12-нагрузка-12-11-1, соответственно. При этом ток в обмотке 14 трансреактора 13 и его суммарное потокосцепление нарастают до определенных величин. После выключения ключа 4 и включения ключа 20 указанный ток замыкается на цепь 14-20 на время паузы необходимой для обеспечения статической устойчивости процесса преобразования.

После выключения ключа 20 указанный ток обмотки 14, поддерживаемый за счет ЭДС самоиндукции индуктивности рассеяния, сначала частично спадает по цепи 14-8-17-12-нагрузка-12-10-14, дозаряжая демпфирующий конденсатор 8, защищающий ключ 4 от перенапряжения, а затем перебрасывается во взаимноиндуктивно связанные с ней обмотки 15 и 23 (согласно электротехническому закону непрерывности суммарного потокосцепления) и спадает уже в них по цепи 15-16-17-18-9-15, дозаряжая второй демпфирующий конденсатор 9 за счет ЭДС взаимной индукции обмоток 14,15, и по цепи 23-24-25-нагрузка-25-23.

После первого (а затем и каждого очередного) включения ключа 5 при выключенном ключе 4 сначала происходит частичная разрядка демпфирующего конденсатора 9 по цепи 9-19-10-12-нагрузка-12-5-9, а затем частичная разрядка конденсатора 11 и подзарядка конденсатора 10 через нагрузку по цепям 11-12-нагрузка-12-5-15-11 и 1-10-12-нагрузка-12-5-1, соответственно. При этом ток в обмотке 15 трансреактора 13 и его суммарное потокосцепление нарастают до определенных величин. Выключения ключа 5 и включения ключа 21 ток обмотки 15 замыкается на цепь 15-21, на время паузы.

После выключения ключа 21 указанный ток сначала спадает по цепи 15-11-12-нагрузка-12-18-9-15, дозаряжая демпфирующий конденсатор 9, защищающий ключ 6 от перенапряжения, а затем, перебрасывается во взаимноиндуктивно связанные с ней обмотки 14 и 23 и спадает уже в них по цепи 14-8-17-18-19-14, дозаряжая демпфирующий конденсатор 8 за счет ЭДС взаимной индукции обмоток 14,15, и по цепи 23-24-25-нагрузка-25-23.

Далее вышеуказанные процессы периодически повторяются, вызывая на выходных выводах 12 прямоугольную переменную ЭДС, питающую нагрузку. Для повышения КПД передачи энергии в цепь дополнительных выходных выводов 25 устройства, рекомендуется синхронно с ключами 20 и 21 включать ключ 26, а выключать его с небольшим запаздыванием.

В случае несанкционированного одновременного включения обоих ключей 4 и 5 (например, от коммутационной помехи, проникшей в управляющие ключами драйверы) сквозной ток разрядки конденсаторной стойки 10-11 будет ограничен обмотками 14,15 трансреактора 13 за счет их существенной суммарной индуктивности, вчетверо превышающей индуктивность каждой из них (пропорционально квадрату удвоенного числа последовательно-согласно включенных витков).

В случае необходимости питания только нагрузки постоянного тока, подключенной к дополнительным выходным выводам 25 устройства, основные его выходные выводы 12 шунтируют с помощью проводящей перемычки 28. При этом на интервалах включенных ключей 4 и 5 производится только запасание дозы электромагнитной энергии в трансреакторе 13, на интервалах – сохранение этой энергии в нем, а на интервалах выключенных всех ключей – передача указанной дозы энергии в нагрузку.

Из вышесказанного следует, что с помощью трансреактора и демпфирующих конденсаторов осуществляются ограничения величин и крутизны фронтов нарастания рабочих и аварийно-сквозных токов цепях устройства, а также коммутационных напряжений на электронных ключах, что повышает надежность, снижает уровень излучаемых им помех.

в). Обратимый преобразователь напряжений

Как было сказано ранее, для рекуперации энергии, возвращаемой при торможении электропривода преобразователь (например, регулятор напряжения) должен обладать свойством обратимости. В ходе исследовательской работы был разработан обратимый преобразователь напряжений с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты [22], особенностью которого является отсутствие нетермостойких и ненадежных электролитических конденсаторов.

Далее рассматривается принцип работы обратимого преобразователя напряжений, представленный на Рис.2.2.6.

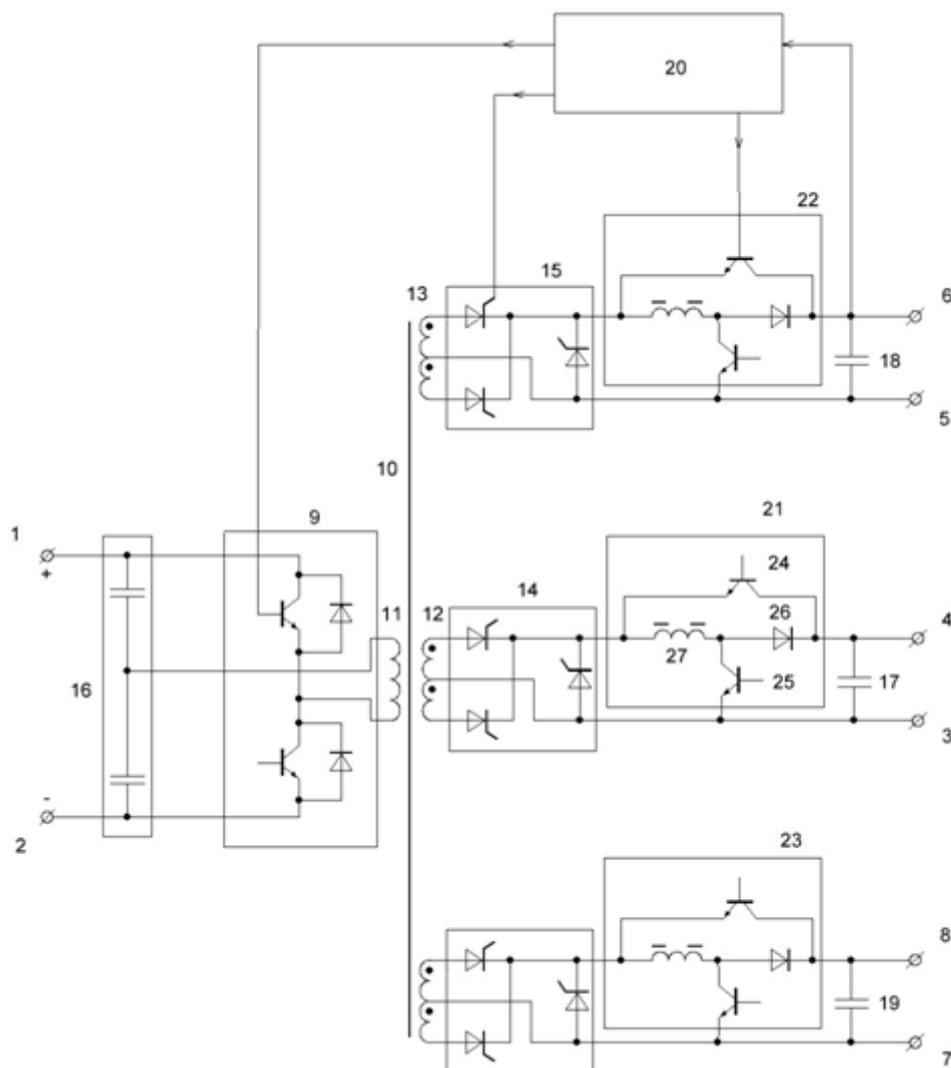


Рис.2.2.6

К выходным выводам 1-2 устройства подключают первичный источник постоянного тока, например, выход выпрямителя сетевого напряжения. В последнем случае на входе обратимого инвертора-выпрямителя 9 будет низкочастотно пульсирующее знакопостоянное напряжение, частично сглаженное малоэнергоемким конденсаторным фильтром 16. При подаче от внутреннего генератора схемы управления 20 на управляющие выводы инвертора-выпрямителя 9 высокочастотных импульсов на каждой паре выводов всех вторичных обмоток 12, 13 трансформатора 10 появляется высокочастотное несущее напряжение, промодулированное по амплитуде пульсирующей

низкочастотной огибающей в соответствии с формой выпрямленного сетевого напряжения.

Указанные высокочастотные напряжения после выпрямления в выпрямителях-коммутаторах 14, 15 поступают в виде знакопостоянных пульсирующих напряжений на входы импульсных модуляторов 21, 22, 23. Дроссель 27 каждого модулятора выполняет функцию сглаживающего индуктивного накопителя, способного накапливать электромагнитную энергию тока, нарастающего по цепи 14-27-25, сохранять эту энергию, определяемую током в замкнутой цепи 27-26-24-27 или 27-25-14-27, и дозировано передавать ее в нагрузку и в выходной фильтр по цепи тока 27-26-4-3(17)-14-27. Для этого схема управления 20 периодически сначала включает ключи 24 и 25, затем выключает ключ 25, а потом включает ключ 24. При этом благодаря широтно-импульсному регулированию с участием цепей обратных связей производится стабилизация тока дросселя 27 и напряжения на нагрузке (регулированием коэффициентов заполнения импульсов управления ключами 25 и 24, соответственно).

В рекуперативном режиме источником энергии является устройство, подключенное к любой из пар выходных выводов 3-4, 5-6, 7-8. К ним могут относиться электромагнитные элементы активно-индуктивной нагрузки, например, приводной электродвигатель в режиме рекуперативного торможения, а также резервные источники питания, например, аккумуляторная батарея. Приемником энергии в этом режиме является первичный источник электропитания, подключенный к входным выводам 1-2 устройства.

В указанном режиме импульсные модуляторы 21, 22, 23 вместе с обратимыми выпрямителями-коммутаторами 14,15 выполняют функцию инвертора прямоугольного тока высокой частоты, питающего трансформатор 10 со стороны его вторичных обмоток 12, 13.

Для этого схема управления 20 периодически сначала одновременно включает ключи 24 и 25 импульсного модулятора, вызывая нарастание тока дросселя 27 по цепи 4-24-27-25-3, а затем одновременно выключает ключ 24 и включает (поочередно) один из вентиля инвертора-коммутатора (14, 15), подключенных ко вторичной обмотке (12, 13) трансформатора 10, вызывая частичное спадание тока дросселя по цепи 27-25-14-12-27. Далее, переменная ЭДС, индуцируемая в первичной обмотке 11 трансформатора 10 и выпрямленная обратными диодами обратимого инвертора-выпрямителя 9, передает электромагнитную энергию, накопленную в дросселе 27, в первичный источник электропитания и во входной конденсаторный фильтр 16.

Для сглаживания возможных низкочастотных пульсаций, возникающих со стороны выходных выводов устройства в рекуперативном режиме, можно использовать те же замкнутые цепи сохранения накопленной энергии дросселя: 27-26-24-27 и 27-25-14-27 (данный способ будет более подробно рассмотрен далее).

Заметим, что в рекуперативном режиме можно через трансформатор 10 осуществлять взаимное питание одних выходных выводов устройства от других, т.е. обеспечить резервные цепи питания для повышения аварийной живучести.

Таким образом, в обратимом преобразователе постоянного напряжения с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты обеспечивается повышение надежности устройства, а именно – термостойкости, безотказности и срока службы за счет исключения энергоемких электролитических конденсаторов, а также аварийной живучести за счет резервной взаимосвязи каналов питания.

г) Способ импульсного преобразования напряжения с помощью индуктивного накопителя(ПИН).

В рассмотренных преобразователях б) и в) применен способ импульсного преобразования напряжения с помощью индуктивного накопителя. Данное решение позволяет осуществлять преобразование с наибольшим КПД при любом соотношении входного и выходного напряжений (в понижающем и повышающем режимах), позволяет обеспечить статическую устойчивость преобразователя, а также улучшение качества выходного напряжения (в основном и дополнительных выходных каналах), а именно – стабильность при пульсирующем входном напряжении (например, выпрямленном-сетевом) и при возмущающих воздействиях со стороны нагрузки (например, сбросах и набросах), что, как отмечалось ранее, позволяющее исключить из состава преобразователя энергоемкие фильтровые электролитические конденсаторы с низкой надежностью (термостойкость, безотказность и безаварийный срок службы). ПИН позволяет также реализовать внешнюю вольтамперную характеристику, близкую к «источнику тока», а, следовательно, и параллельно-модульное расщепление.

Стоит отметить, что в режиме «повторения напряжения» на последнем этапе периода цикла одновременно производят рекуперацию части отдаваемой дозы полной энергии реактора обратно в источник питания путем подключения первичной обмотки реактора параллельно источнику через шунтирующий диод и управляемый рекуперативный вентиль.

Также одновременно с основной нагрузкой производят питание дополнительных нагрузок, для чего на последнем этапе периода цикла во всех указанных режимах часть отдаваемой дозы полной электромагнитной энергии реактора трансформируют в цепи его дополнительных обмоток, магнитосвязанных с его первичной обмоткой, и через них передается дополнительным нагрузкам через дополнительные выходные диоды и дополнительные выходные диоды и дополнительные выходные выводы преобразователя.

Во введенном режиме «регулирования мощности» длительность последнего этапа периода цикла регулируют с помощью блока управления с отрицательной

обратной связью по выходной мощности, среднециклическую величину которой определяют с помощью блока управления путем умножения измеряемой величины снижения мгновенного значения тока первичной обмотки реактора на последнем этапе ΔI на измеряемую и осредненную измерительным фильтром величину среднециклического значения этого тока $I_{cp} = \frac{I_{\min} + I_{\max}}{2}$, где I_{\min} и I_{\max} – мгновенные значения этого тока в начальный и конечный моменты последнего этапа, и постоянный коэффициент $K = \frac{L_1}{T}$, где L_1 - индуктивность указанной обмотки, T – период цикла, в зависимости от ее отклонения от задаваемого эталонного уровня.

При этом возможность отдельного взаимонезависимого регулирования выходного напряжения и суммарного потокосцепления (и энергии) реактора путем регулирования длительности последнего и первого этапов периода цикла, соответственно, позволяет обеспечивать статическую устойчивость преобразователя в произвольно заданных диапазонах входных и выходных параметров и возмущений, а также необходимый для стабилизации запас электромагнитной энергии реактора, заменяющего функционально исключенные из состава преобразователя энергоемкие электролитические конденсаторы.

Главная идея способа импульсного преобразования напряжений заключается в вышеуказанном трехэтапном дозировании, сохранении и передачи энергии от источника к нагрузке, проявляет новые свойства заключающиеся в повышении функциональной надежности процесса преобразования за счет обеспечения статической устойчивости и многоканальности преобразования и эксплуатационной эффективности преобразователя, а именно - термостойкости, безотказности и срока службы, а также в улучшении качества электропитания в частности – обеспечение режима «регулирования передаваемой мощности».

На рис.2.2.7. приведена структурно-принципиальная схема устройства, представляющего одну из возможностей реализаций предложенного способа импульсного преобразования постоянного напряжения.

На рис.2.2.8, рис.2.2.9 и рис.2.2.10 показаны токовые цепи устройства в режиме «понижения напряжения» для трех этапов периода цикла, соответственно.

На рис. 2.2.11, 2.2.12 и 2.2.13 показаны токовые цепи устройства в режиме «повышения напряжения» для тех же этапов.

На 2.2.14 показана токовая цепь устройства в режиме «повторения величины напряжения» для третьего этапа.

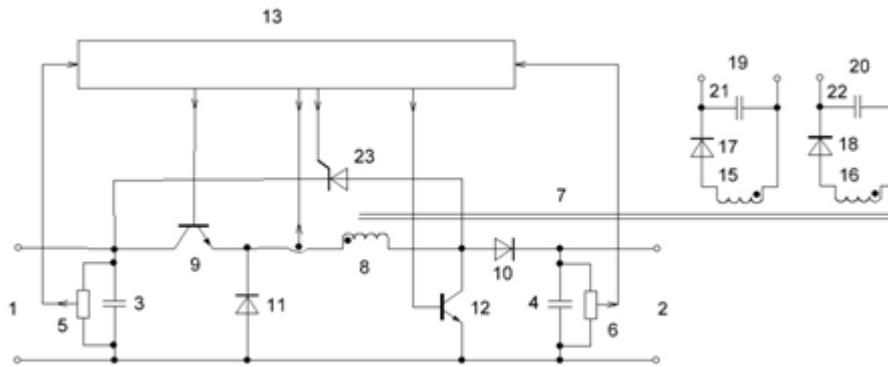


Рис.2.2.7

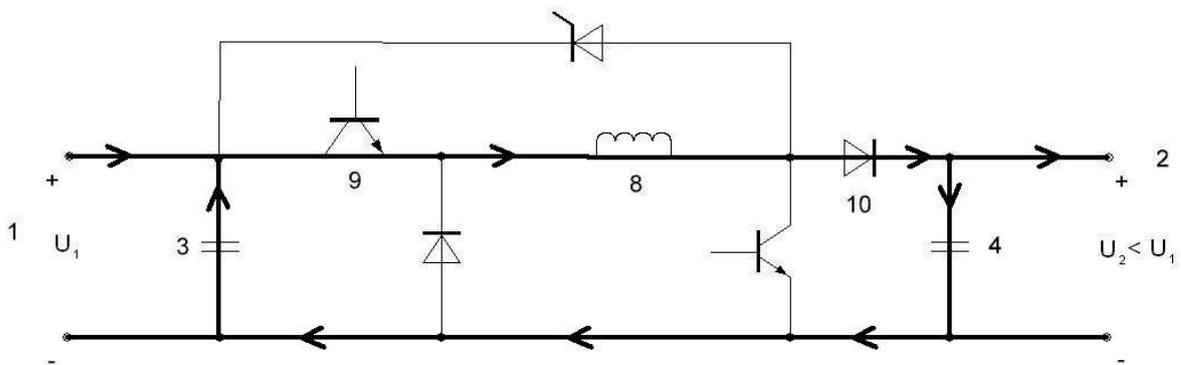


Рис. 2.2.8

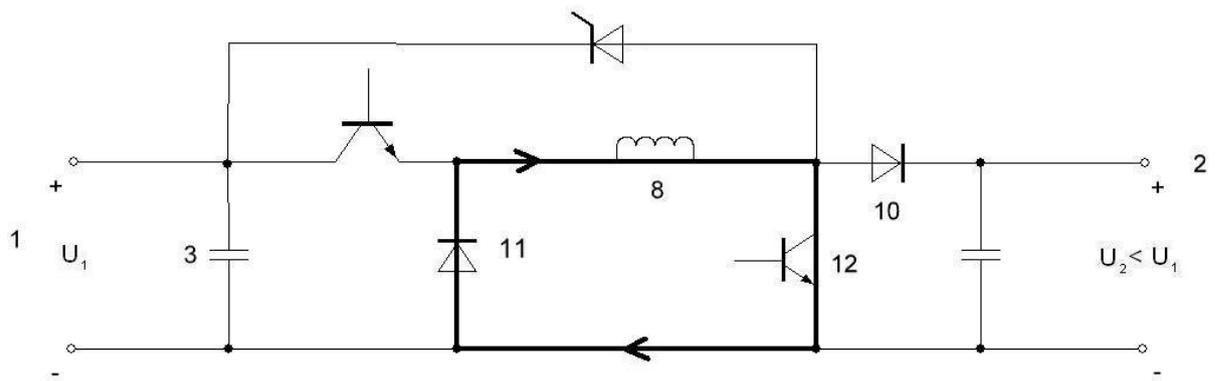


Рис. 2.2.9

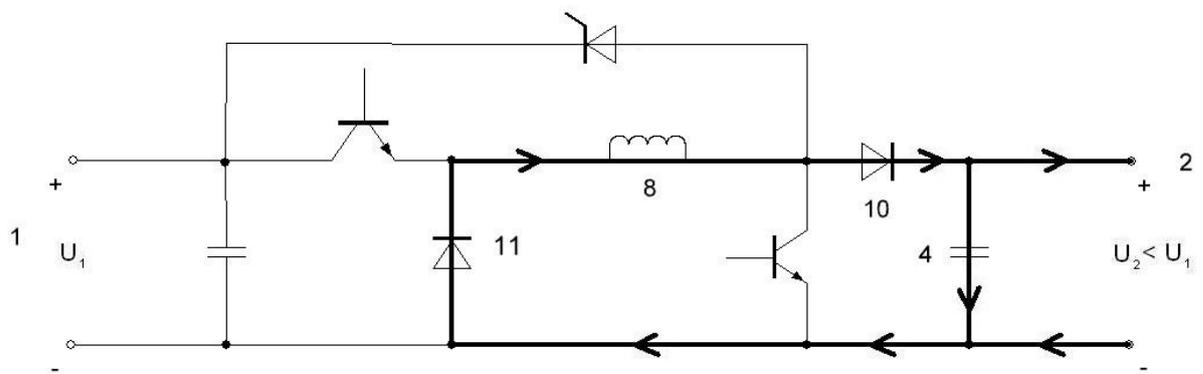


Рис. 2.2.10

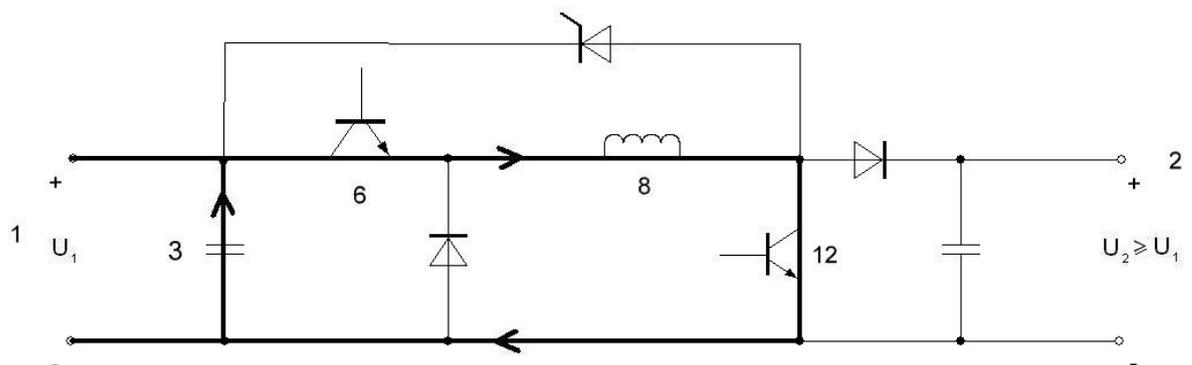


Рис. 2.2.11

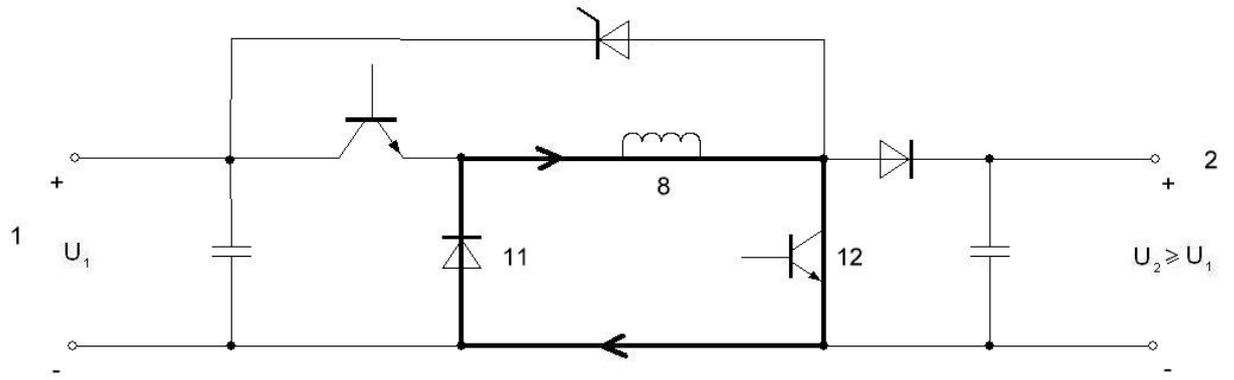


Рис. 2.2.12

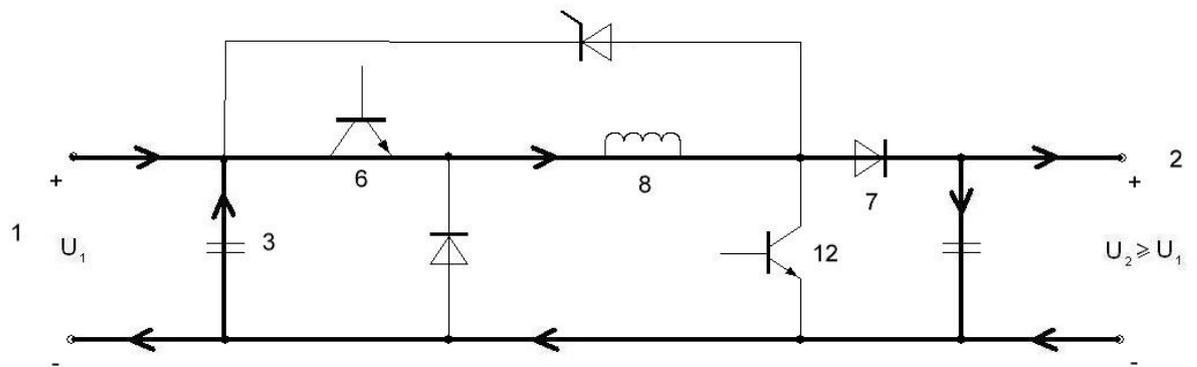


Рис. 2.2.13

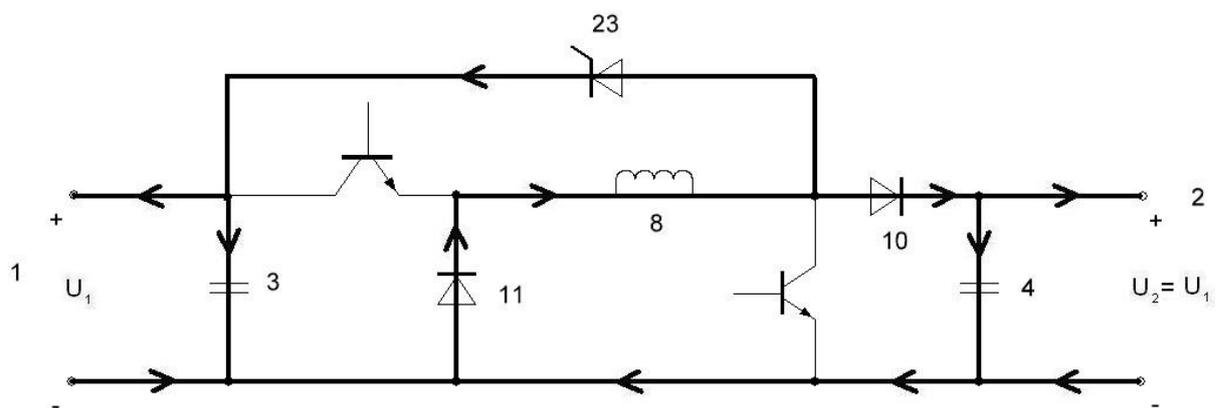


Рис. 2.2.14

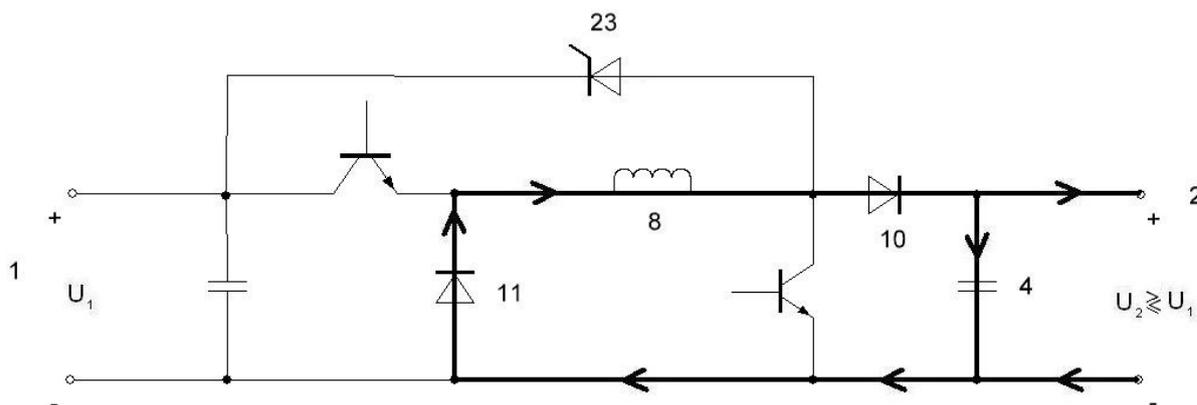


Рис. 2.2.15

Процесс преобразования напряжения.

Блок управления 13 непрерывно контролирует знак разности между мгновенными значениями напряжений на входных и выходных выводах 1 и 2 преобразователя и в зависимости от указанного знака и требований к выходным параметрам осуществляет один из следующих режимов широтно-импульсного регулирования с постоянным периодом чередующихся циклов:

- При положительной разности – режим «понижения напряжения»;
- При отрицательной разности – режим «повышение напряжения»;
- При нулевой разности – режим «повторение напряжения»;
- При требовании регулирования и стабилизации выходной мощности – режим «регулирования мощности».

При всех перечисленных режимах блок управления вырабатывает на своих основных выходных выводах, подключенных к управляющим выводам ключей 9 и 12, циклически чередующиеся с постоянным периодом пары прямоугольных импульсов, в общем случае – со взаимно-сдвинутыми по времени фронтами и срезами, сдвиги между которыми и относительные длительности импульсов ($\gamma_1 = \frac{t_{И1}}{T}$ и $\gamma_2 = \frac{t_{И2}}{T}$) регулируются блоком управления в зависимости от выбранного режима и от величины сигналов в его цепях обратных связей. На

дополнительном выходном выводе блока управления 13, подключенном к управляющему выводу управляемого рекуперативного вентиля 23, прямоугольные импульсы с тем же периодом и регулируемыми сдвигами фронтов и срезов вырабатываются только в режиме «повторения напряжения».

В режиме «понижения напряжения» срез каждого первого в паре импульса с длительностью $t_{И1} = \gamma_1 T$ совмещается по времени с фронтом второго импульса с длительностью $t_{И2} = \gamma_2 T$, образуя при этом в каждом периоде T три этапа: первый ($0 \leq t < \gamma_1 T$), промежуточный ($\gamma_1 T \leq t < (\gamma_1 + \gamma_2) T$) и последний ($(\gamma_1 + \gamma_2) T \leq t < T$). Токовые цепи устройства для этого режима показаны на 2.2.8 (на первом этапе), 2.2.9 (на промежуточном этапе) и 2.2.10 (на последнем этапе).

В этом режиме на первом этапе периода производят накопление дозы электромагнитной энергии в реакторе 7 с одновременной передачей через его первичную обмотку 8 дополнительной дозы энергии от источника питания, подсоединенного к выводам 1, в основную нагрузку, подсоединенную к выводам 2, путем включения обмотки 8 последовательно между источником и нагрузкой через замкнутый входной ключ 9 и выходной диод 10 при запертом (обратным напряжением) диоде 11 и разомкнутом ключе 12 (2.2.8). Длительность первого этапа ($\gamma_1 T$) регулируется блоком управления 13 с отрицательной обратной связью по току обмотки 8, в зависимости от его отклонения от заданного эталонного уровня.

На промежуточном этапе периода производят сохранение полной энергии реактора, имеющейся у него к моменту окончания первого этапа, путем закорачивания его первичной обмотки 8 цепью 11-12 при разомкнутом ключе 6 (2.2.9). Длительность промежуточного этапа ($\gamma_2 T$) регулируется косвенно – как остаточная часть периода за вычетом длительности первого и последнего интервалов, что обеспечивает устройству статическую устойчивость, т.к. для ее регулирования потребовалась бы положительная обратная связь по току обмотки 8, которая привела бы к потере статической устойчивости.

На последнем этапе того же периода производят передачу части полной энергии реактора, имеющейся у него к моменту начала данного этапа, с одновременной передачей через его первичную обмотку 8 дополнительной дозы энергии от источника в основную нагрузку путем включения обмотки 8 последовательно между источником и нагрузкой через замкнутый ключ 9 и диод 10 при разомкнутом ключе 12 (2.2.10). Длительность последнего этапа регулируется с помощью блока управления 13 с отрицательной обратной связью по выходному напряжению, измеряемому датчиком 6, в зависимости от его отклонения от заданного эталонного уровня.

В режиме «повышения напряжения» фронт каждого первого в паре импульса с длительностью $t_{И1} = \gamma_1 T$ совмещается по времени со срезом второго импульса с длительностью $t_{И2} = \gamma_2 T$, так же образуя при этом в каждом периоде T три этапа: первый ($0 \leq t < \gamma_1 T$), второй ($\gamma_1 T \leq t < \gamma_2 T$), и третий ($\gamma_2 T \leq t < T$). Токовые цепи устройства для этого режима показаны на 2.2.11 (на первом этапе), 2.2.12 (на промежуточном этапе) и 2.2.13 (на последнем этапе).

В этом режиме на первом этапе периода цикла производят накопление дозы энергии в реакторе с отбором ее от источника путем подключения обмотки 8 параллельно источнику через замкнутые оба ключа 6 и 12 (2.2.1). Длительность первого этапа регулируют, так же как и в режиме понижения.

Второй этап этом режиме реализуется так же, как и в режиме «понижения» (2.2.12).

На последнем этапе того же периода производится передача дозы полной энергии реактора, имеющейся у него к моменту начала данного этапа, с одновременной передачей через обмотку 8 дополнительной дозы энергии от источника в основную нагрузку путем включения обмотки 8 последовательно между источником и нагрузкой через замкнутый ключ 6 и диод 7 при разомкнутом ключе 12 (2.2.13). Длительность этого этапа регулируют так же, как и в режиме понижения напряжения.

В режиме «повторение напряжения» в добавление к импульсам, подаваемым на основные выходные выводы блока управления 13 в том же порядке, что и в режиме повышения напряжения, на дополнительный выходной вывод блока управления 13, подключенный к управляющему выводу вентиля 23, подаются дополнительные импульсы, фронт каждого из которых совмещен по времени с фронтом первого в ранее указанной паре импульса и со срезом второго, а срез – с фронтом второго.

Указанный режим по чередованию и топографии токовых цепей на первом и промежуточном этапах аналогичен режиму «повышения напряжения», а на последнем этапе периода цикла одновременно с операциями, указанными в режиме «повышения», производят рекуперацию части полной энергии реактора обратно в источник питания путем подключения обмотки 8 параллельно источнику через диод 11 и управляемый рекуперативный вентиль 23. (2.2.14).

Питание дополнительных нагрузок, подсоединенных к дополнительным выходным выводам 19, 20 преобразователя (см. 2.2.7) обеспечивается путем трансформаторного обратного преобразования. Передача части полной энергии реактора производится только на последнем этапе периода каждого цикла при любом из рассматриваемых режимов, когда полярность и величина ЭДС индукции каждой из дополнительных обмоток 15, 16 реактора 7 будут отпирающими для дополнительных выходных диодов 17,18. В случае резистивных дополнительных нагрузок напряжения на них будут соотноситься с напряжением на основной нагрузке в соответствии с отношениями чисел витков обмоток 15,16 к числу витков обмотки 8 (коэффициентами трансформации).

Рассматриваемый способ импульсного преобразования постоянного напряжения, благодаря дуальному управлению (с регулированием длительностей первого и последнего интервалов периода без жесткой их взаимосвязи) позволяет обеспечить жесткую статическую устойчивость преобразователя в широком диапазоне возмущающих воздействий со стороны источника (например, при использовании выпрямленного однофазного сетевого напряжения с большой

глубиной пульсаций) и со стороны нагрузки (например, сбросах и набросах). Указанное утверждение нетрудно обосновать на примере сравнительного анализа реализации режима «повышение напряжения» в устройстве (способе) - аналоге и в рассматриваемом устройстве (предложенном способе).

В конвертере, как и в классическом повышающем одноконтурном (бустерном) конвертере регулировочно-передаточная характеристика при условии непрерывности тока (потокосцепления) реактора при неучете активных потерь в элементах имеет вид: $K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-\gamma}$, где $\gamma = \frac{\Delta t_1}{T}$ - относительная длительность

первого этапа (коэффициент заполнения управляющего импульса для выходного шунтирующего ключа), T -период следования циклов, U_1 и U_2 - напряжения источника и нагрузки. Отсюда следует «жесткое» (однозначное) условие для обеспечения цикличности (циклического равновесия): $\gamma = 1 - \frac{1}{K_U}$. При

неизменных входном и выходном напряжениях, например при перекачивании энергии из одной энергоёмкой аккумуляторной батареи в другую с большим напряжением, для обеспечения квазистатического циклического равновесия необходимо строго удерживать величину γ на указанном постоянном уровне, что практически не реализуемо. Действительно, величина среднециклического значения тока обмотки реактора в указанном соотношении не участвует, то при даже незначительном отклонении γ от этой величины ток в обмотке будет либо неограниченно нарастать, пока не превысит максимальное допустимое значение для полупроводниковых приборов, либо снизится до нуля и станет пульсирующее-прерывистым, что исключит возможность использовать реактор в качестве стабилизирующего буферного фильтра (промежуточного индуктивного накопителя). Поэтому для поддержания условия непрерывности тока (потокосцепления), реакторной обмотки в устройстве (способе)-прототипе поддерживают динамическое равновесие (с малыми колебаниями) с помощью непрерывно действующей отрицательной обратной связью, причем с

комбинированной (компаундной) зависимостью по выходному напряжению и по току обмотки реактора. Указанная неспособность обеспечения статической устойчивости (устойчивого или безразличного равновесия) сужает диапазоны допустимых внешних воздействий, при которых преобразователь способен сохранять хотя бы динамическую устойчивость и не срываться в режим автоколебаний.

В устройствах для реализации предлагаемого способа при условии непрерывности тока в первичной обмотке реактора (или суммарного потокосцепления) и при неучете активных потерь в элементах первый и последний (третий) этапы описываются соотношениями:

$L\Delta I = U_1\gamma_1 T$ при $0 \leq t < \Delta t_1$ и $L|\Delta I| = (U_2 - U_1)\gamma_3 T$ при $T - \Delta t_3 \leq t < T$, где $\gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T}$ и $\gamma_3 = \frac{\Delta t_3}{T}$ - относительные длительности первого и третьего этапов

периода T . Введение промежуточного (второго) этапа с сохранением величины тока (потокосцепления) приводит к относительно «мягкому» (неоднозначному) условию для γ_1 и γ_3 : $\gamma_1 + \gamma_3 \leq 1$ Из вышеуказанных равенств следует соотношение:

$\frac{\gamma_1}{\gamma_3} = K_U - 1$ где $K_U = \frac{U_2}{U_1}$ - коэффициент передачи по напряжению.

Из указанных соотношений получаем «мягкое» условие равновесия (статической устойчивости) для дуального регулирования γ_1 и γ_3 : $\gamma_1 \leq 1 - \frac{1}{K_U}$ и

$\gamma_3 \leq \frac{1}{K_U}$, которые характеризуют большой запас по области статической

устойчивости и легко реализуемы в достаточно широких диапазонах внешних воздействий, например, глубины пульсаций входного напряжения и резких изменений параметров нагрузки.

Пример автономной системы электроснабжения на базе предложенных схемотехнических решений.

Рассмотрим пример автономной системы электроснабжения [6], в которой используются схемотехнические решения описанные выше.

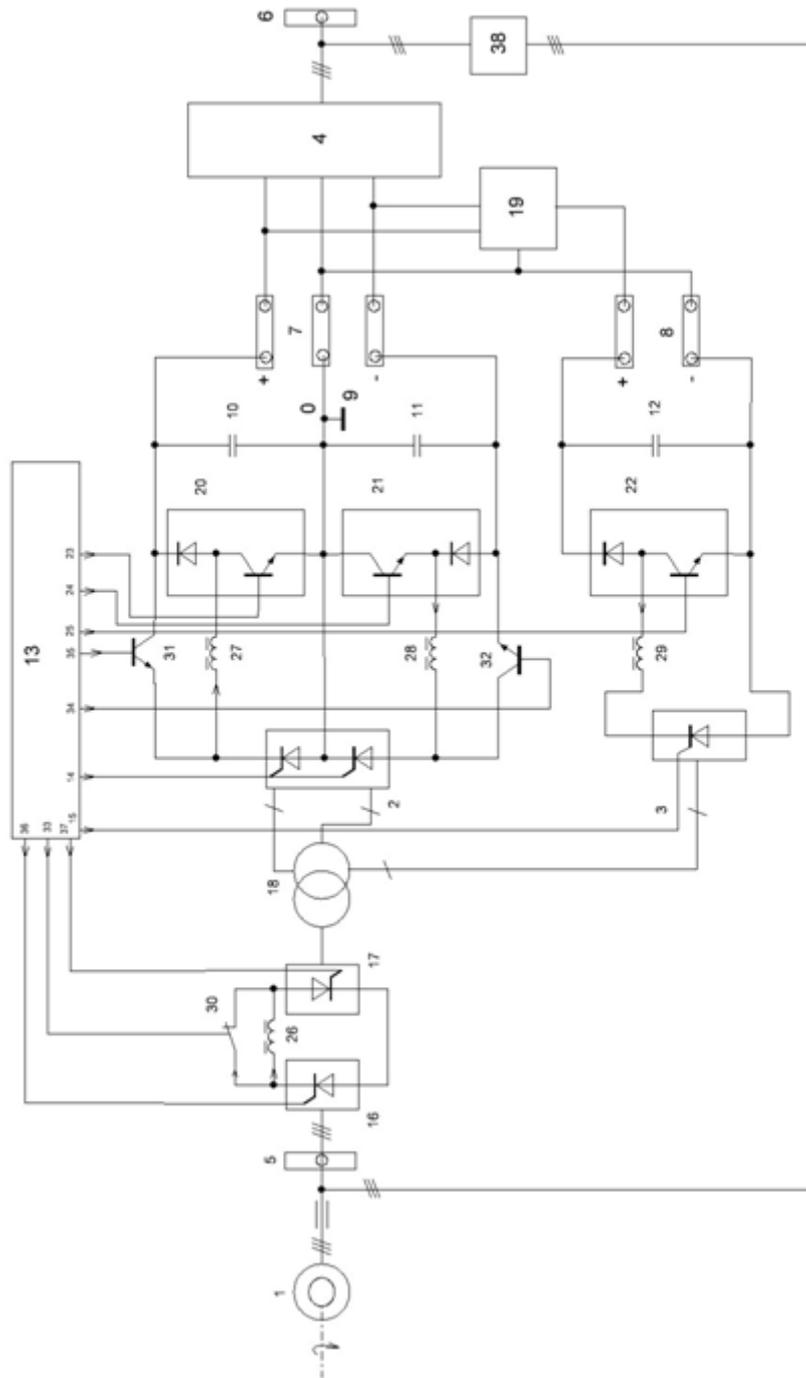


Рис. 2.2.16

Автономная система электроснабжения содержит электромашинный генератор 1 переменного тока, управляемые выпрямители 2,3 повышенного и низкого напряжения, трехфазный инвертор 4 переменного тока стабильной частоты, распределительные устройства 5,6 переменного тока нестабильной и стабильной частоты, распределительные устройства 7,8 постоянного тока повышенного и низкого напряжения с общим заземленным выводом 9, зашунтированные фильтровыми конденсаторами 10,11,12, схему управления 13 с основными выходными выводами 14,15, обратимые выпрямительно-инверторные преобразователи 16,17 низкой и повышенной частоты, трансформатор 18 с первичной и тремя вторичными обмотками, обратимый трехканальный конвертор 19, три электронные диодно-ключевые стойки 20,21,22.

Схема управления имеет также модулирующие выходные выводы 23,24,25. Система содержит также четыре сглаживающие реактора 26,27,28,29, три вспомогательных управляемых ключа 30,31,32. Схема управления имеет также командный вывод 33, вспомогательные модулирующие выходные выводы 34,35 и дополнительные выходные выводы 36,37, выпрямитель 2 повышенного напряжения выполнен обратимым с возможностью обратного инвертирования.

Выпрямительно-инверторный преобразователь 16 низкой частоты выполнен по схеме с корректором коэффициента мощности (например, по известной схеме Виенна-выпрямителя), а схема управления 13 выполнена с возможностью импульсного формирования синусоидальной формы входных токов корректора коэффициента мощности преобразователя 16 и их синхронизации с фазными напряжениями генератора переменного тока 1. Это может быть реализовано с помощью широко известной микросхемы «Корректор коэффициента мощности».

Рассмотрим принцип работы автономной системы электроснабжения [27].

Ротор синхронного генератора 1 переменного тока вводится в зацепление с валом приводного двигателя и после его разгона вращается, в общем случае - с

нестабильной угловой скоростью, в результате чего к шинам трехфазного распределительного устройства 5 переменного тока нестабильной частоты, питающее мощные нагревательные и другие нагрузки, некритичные к качеству электроэнергии.

В исходном состоянии вспомогательный управляемый ключ 30 замкнут, а ключи 30 и 32 выключены, что соответствует прямому направлению потока преобразуемой электроэнергии от генератора 1 к нагрузкам, подключенным к шинам распределительных устройств 6, 7 и 8, питающих нагрузки, критичные к качеству электроэнергии.

Выпрямительно-инверторный преобразователь 16 низкой частоты работает при этом режиме в качестве управляемого выпрямителя, питающего через замкнутый ключ 30 выпрямительно-инверторный преобразователь 17 повышенной частоты, работающий при этом режиме в качестве инвертора прямоугольного напряжения. Трансформатор 18 при этом выполняет функции гальванически развязанного расщепления и согласования трех выходных напряжений: повышенного, подводимого к управляемому выпрямителю 2 с заземленным средним выводом промежуточного (нулевого) потенциала, и низкого, , подводимого к управляемому выпрямителю 3.

Второй 27, третий 28 и четвертый 29 сглаживающие реакторы при этом работают в качестве буферных накопителей электромагнитной энергии постоянных токов, замыкающихся по цепям транзисторов электронных диодно-ключевых стоек 20, 21, 22 и выходных управляемых вентилей управляемых выпрямителей 2, 3.

Электронные диодно-ключевые стойки 20,21,22 одновременно с этим выполняют функцию стабилизаторов выходных напряжений на распределительных устройствах 7 и 8 (путем широтно-импульсной модуляции переключений направлений токов сглаживающих реакторов).

Обратимый трехканальный конвертор 19 осуществляет резервное взаимное питание распределительных устройств 7, 8 постоянного тока с помощью входящих в его состав понижающих и повышающих (бустерных) импульсно-ключевых модуляторов.

Инвертор 4 переменного тока преобразует постоянное повышенное напряжение распределительного устройства 7 в трехфазное синусоидальное напряжение, подаваемое на распределительное устройство 6 переменного тока стабильной частоты.

При необходимости рекуперации энергии, накопленной в цепях электродвигательных нагрузок (в режиме их рекуперативного торможения) или энергоемких индуктивных нагрузок, система переводится в режим обратного направления потоков электроэнергии от распределительных устройств 6,7,8 в генератор 1 переменного тока, работающий при этом в режиме электродвигателя переменного тока и возвращающий указанную энергию приводному двигателю (например, топливному авиадвигателю). Аналогичный процесс имеет место при стартерной раскрутке, приводного двигателя, от вспомогательного источника постоянного или переменного тока. Для этого вспомогательный управляемый ключ 30 размыкается, а ключи 31 и 32 включаются. При этом инвертор 4 переменного тока стабильной частоты переводится в режим обратного выпрямления. Обратные токи от шин распределительного устройства 7 повышенного напряжения через вспомогательные управляемые ключи 31, 32 и ключи электронных диодно-ключевых стоек 20 и 21 протекают по цепям второго 27 и третьего 28 сглаживающих реакторов, а также по цепям постоянного тока управляемого выпрямителя 2 повышенного напряжения, работающего в обратном инверторном режиме и питающего вторичные обмотки трансформатора 18 переменным прямоугольным напряжением повышенной частоты.

ЭДС индукции, возникающая в первичной обмотке трансформатора 18 через выпрямительно-инверторный преобразователь 17, работающий при этом в

режиме обратного выпрямителя, и через первый сглаживающий реактор 26 подается на выводы постоянного тока выпрямительно-инверторного преобразователя 16. Последний при этом переводится в режим обратного трехфазного инвертора тока и через распределительное устройство 5 питает якорные обмотки генератора 1 переменного тока.

Если энергия поступает из цепей нагрузок, подключенных к распределительному устройству 8 низкого напряжения, то она сначала преобразуется с помощью обратимого конвертора 19 и затем передается по вышеописанному тракту от распределительного устройства 7 к генератору 1.

Обратимый преобразователь 38 частоты способен осуществлять двустороннюю связь между распределительными устройствами 5, 6 переменного тока нестабильной и стабильной частоты как в штатных режимах (для разгрузки основного тракта, описанного выше), так и в аварийных режимах, а также способен увеличить пусковую мощность системы при стартерной раскрутке приводного двигателя.

Из приведенного описания работы следует, что в автономной системе обеспечивается обратимость и взаиморазветвленность (резервирование) направлений потоков электроэнергии, чем достигается повышение энергоэкономичности и надежности, в частности аварийной живучести системы.

Выводы по главе.

1. Разработан способ обеспечения максимального быстродействия процесса аварийной коммутации (при ограничении перенапряжения с учетом электромагнитной энергии последовательно-предвключенных сетевых индуктивностей для минимизации энергии поглощаемой балластно-разгрузочным резистором за время выключения тока в сетях постоянного

повышенного напряжения; получено аналитическое выражение зависимости минимального энергопоглощения от аварийного тока и допустимой кратности перенапряжения в сети.

2. Разработаны принцип построения и алгоритм управления подсистемы распределения постоянного повышенного напряжения (РППН), предполагающий использование коммутационной шины с регулируемым напряжением для бездуговых (и безыскровых) переключений, в штатном режиме.
3. Предложен ряд схмотехнических решений для реализации вышеупомянутых принципов: комбинированного аппарата защиты и коммутации (КАЗК) с аварийным быстродействующим выключателем (АБВ); реверсивного обратимого непосредственного импульсного конвертора (РОНИК); обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) или двунаправленного инверторно-выпрямительного преобразователя (ДИВП), в универсальном многофункциональном импульсном преобразователе (МИП□). Решения защищены приоритетом РФ.
4. разработан аппарат регулирования защиты и коммутации, с расширенными функциональными возможностями, такими как аварийная коммутация, регулирование и двунаправленное преобразование напряжения.
5. разработан нетрадиционный принцип построения конверторов на базе безреверсивного индуктивного накопителя, обеспечивающий безынерционность переключения направлений преобразования и высокое качество процессов регулирования.

ГЛАВА 3. РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНОГО И "КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ" ПРОЦЕССОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ КАЗК ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ.

На рис. 3.1.1 приведена упрощенная эквивалентная схема КАЗК для процесса отключения тока короткого замыкания ($I_{сети} = I_{КЗ}$), успевшего к моменту $t_0 = 0$ выключения электронного ключа (ЭК) достичь значения I_0 , определяемого величиной предвключенной индуктивности L и быстродействием устройства диагностики КЗ.

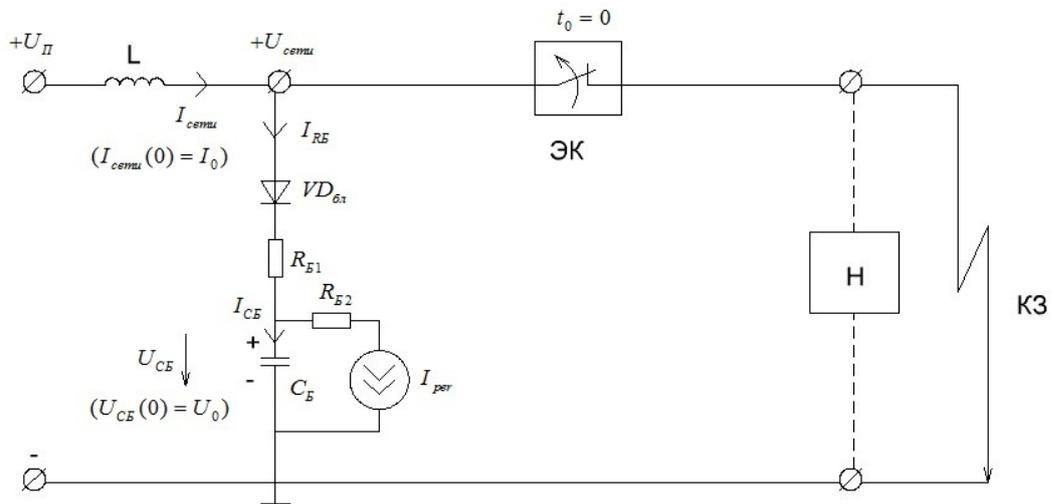


Рис.3.1.1

В соответствии с эквивалентной схемой исходным интегральным уравнением является следующее:

$$U_{СБ} = \frac{1}{C_B} \int_0^t (I_{сети} - I_{рег}) dt, \quad (1)$$

где $I_{рег} = f(\gamma_{VT_Б})$ - ток разрядного транзисторного ШИМ-регулятора. $I_{сети}$ - ток сети, $U_{СБ}$ и C_B - напряжение и емкость балластного конденсатора.

К (1) следует добавить следующее алгебраическое уравнение равновесия для сетевого напряжения на входе КАЗК:

$$U_{сему} = U_{СБ} + R_{Б1} I_{сему}, \quad (2)$$

где $R_{Б1}$ - сопротивление незашунтированного балластного резистора.

Величина тепловой энергии, рассеиваемой в балластном резисторе за время выключения тока $I_{КЗ}$, будет определяться выражением:

$$W_{КАЗК} = \frac{LI_0^2}{2} + \int_0^{t_{выкл}} U_{ИСТ} I_{сему}(t) dt \quad (3)$$

где $I_{сему}(t)$ промежуточная искомая оптимальная функция, доставляющая минимум функционалу $W_{КАЗК}$.

Так как уравнения (1) и (2) приводят к линейному дифференциальному уравнению первого порядка ($n=1$), то согласно теореме Фельдбаума (об "n-1" переключении) получаем условие для оптимального переходного процесса на интервале $t \in [0; t_{выкл}]$:

$$U_{сему} = const = U_{ЭК}^{max}; \quad I_{сему}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (U_{П} - U_{сему}) dt + I_0 = I_0(1 - kt), \quad (4)$$

где $K = \frac{1}{t_{выкл}}$ - коэффициент быстрогодействия выключения (1/с); $U_{ЭК}^{max}$ - максимальное рабочее напряжение выключенного электронного ключа (ЭК).

Подставляя условие (4) в уравнения (1) и (2), получаем систему:

$$\left. \begin{aligned} U_{СБ} &= U_{СБ}(0) + \frac{1}{C_B} \int_0^t (I_0(1 - kt) - I_{pez}(t)) dt, \\ U_{СБ} &= U_{ЭК}^{max} - R_{Б1} I_0(1 - kt), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

из которой путем вычитания равенств и дифференцирования получаем искомую оптимальную функцию для ШИМ - регулирования :

$$I_{pez}(t) = I_0(1 - k(t + \tau)) = I_0((1 - k\tau) - kt) \quad (6)$$

где $\tau = R_{Б1} C_B$ - постоянная времени балластной цепи.

При $t=0$: $I_{pez}(0) = I_0(1 - k\tau)$,

а при $t = t_{выкл} = \frac{1}{K}$: $I_{pez}(t_{выкл}) = -I_0k\tau$.

Подставив выражение (6) в (5), получаем систему выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_{CB} &= const = I_0k\tau, \\ U_{CB} &= (U_{ЭК}^{max} - R_{Б1}I_0) + R_{Б1}kI_0t. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При $t=0$ получаем: $U_{CB}^{оптум}(0) = U_{ЭК}^{max} - R_{Б1}I_0$ - начальное напряжение балластного конденсатора, а к моменту $t = t_{выкл}$ получаем: $U_{CB} = U_{ЭК}^{max}$ - конечное напряжение конденсатора при его зарядке постоянным током I_{CB} .

Таким образом, получаем, что для оптимального процесса необходимо к моменту выключения ЭК иметь конденсатор C_B заряженным до напряжения U_{CB} , зависящего от величины постоянного тока КЗ I_0 , которая собственно и достигается к этому же моменту. Отсюда следует, что при выбранной схеме реализация оптимального процесса (см.рис.3.1.2) невозможна.

В связи с вышесказанным рассмотрим первый вариант «квазиоптимального» процесса выключения КЗ - при естественной заряженности балластного конденсатора к моменту начала отключения $t_0 = 0$ до номинального напряжения сети, т.е. до напряжения питания: $U_{CB}^{квазиоптум}(0) = U_{ном}^{сети} \approx U_{П}$,

(8)

которое сохраняется в промежутке времени: от $t_{K3} < 0$ до $t_0 = 0$ благодаря наличию блокирующего диода $VD_{БЛ}$ (см. рис.3.1.4).

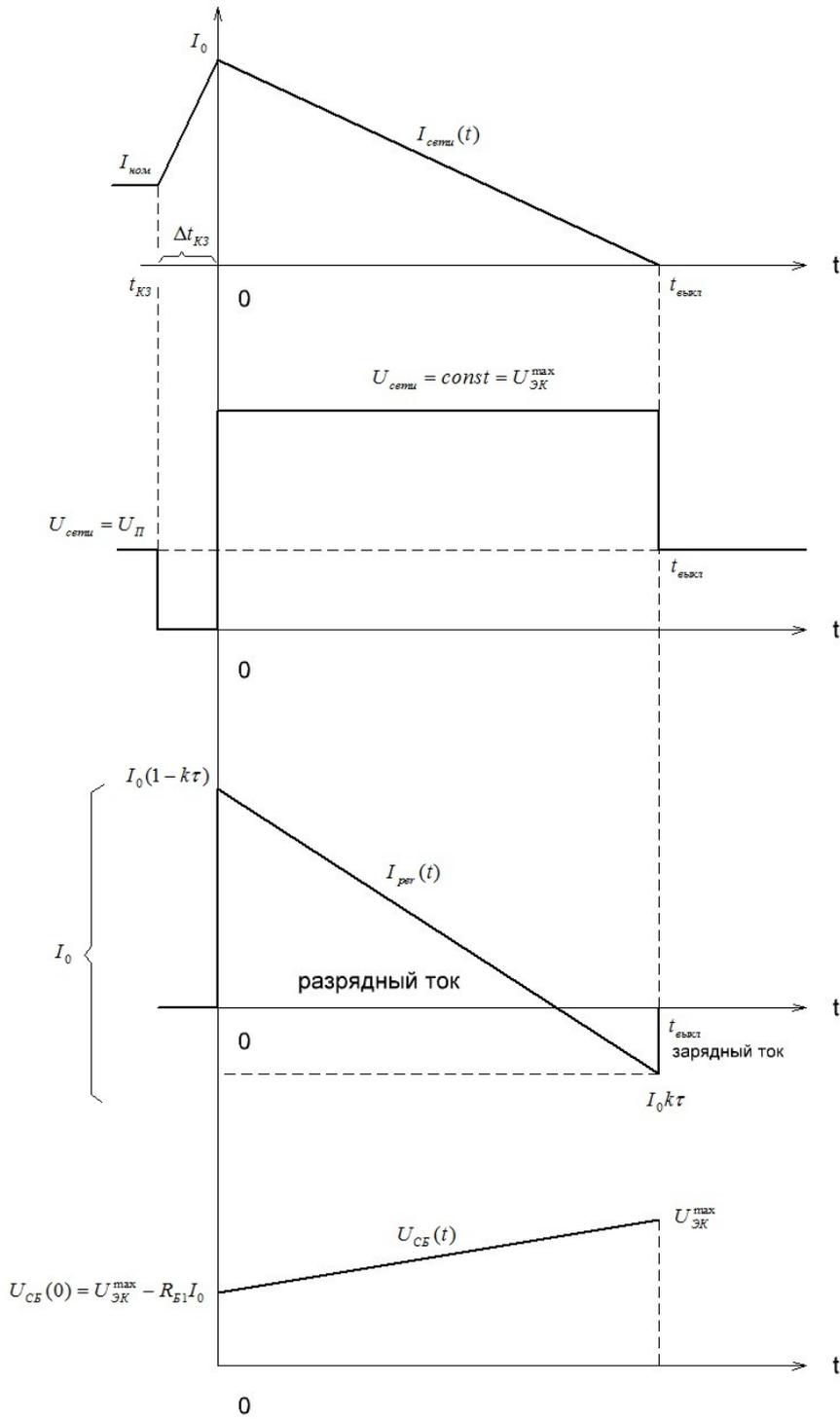


Рис.3.1.2

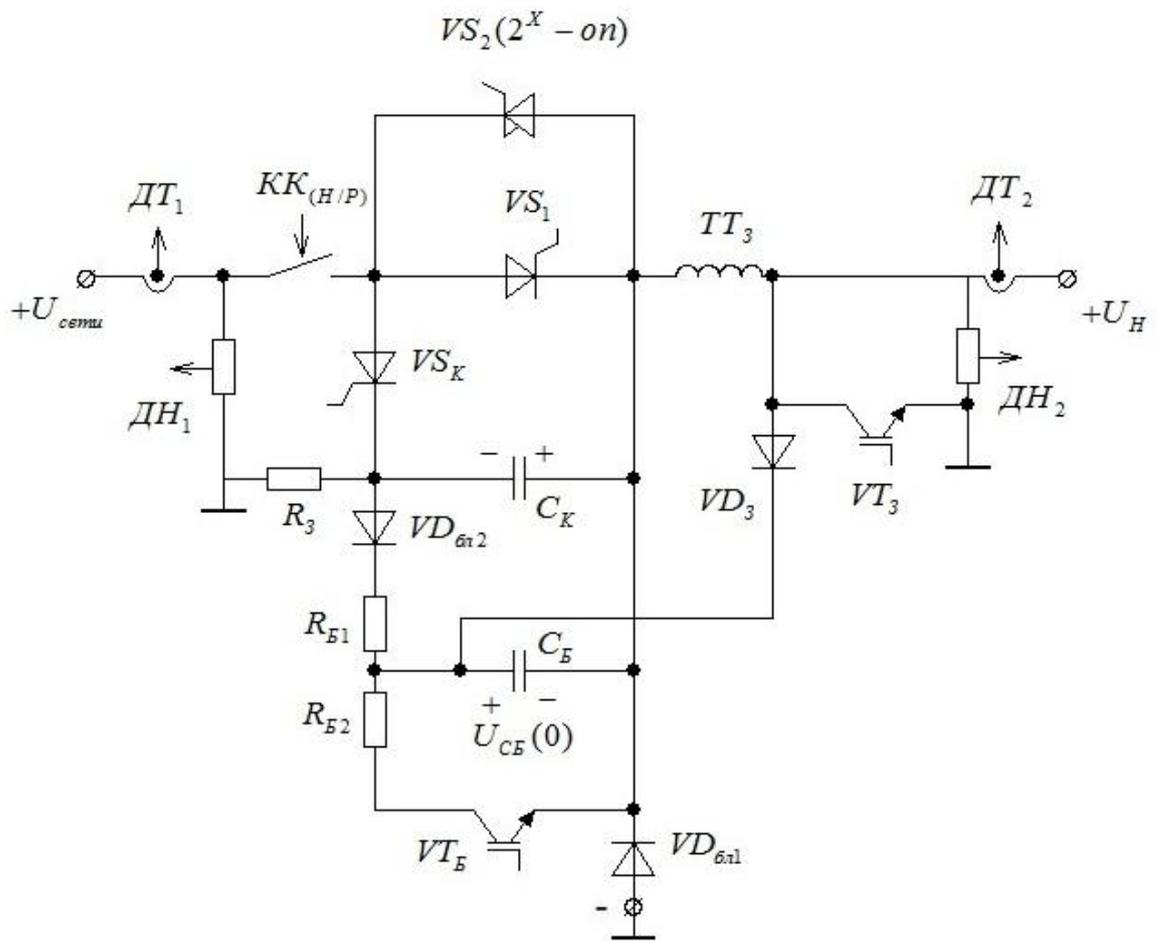


Рис.3.1.3

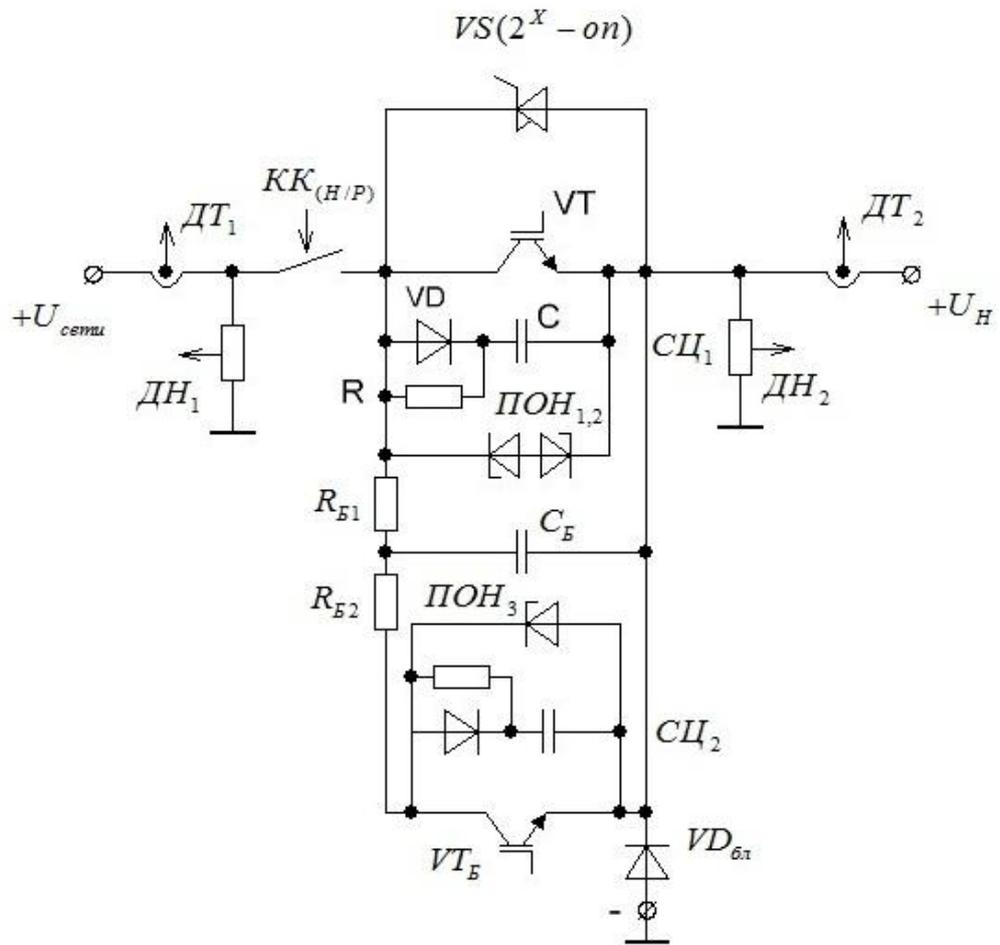


Рис.3.1.4

Для указанного первого «квазиоптимального» процесса вместо системы (7) запишем систему выражений:

$$\left. \begin{aligned} U_{сБ}(t) &= U_{\Pi} + K_U t, \\ I_{сБ} &= C_B \frac{dU_{сБ}}{dt} = const = K_U C_B. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $K_U = \frac{U_{\text{ЭК}}^{\max} - U_{\Pi}}{t_{\text{выкл}}}$ - крутизна нарастания напряжения на C_B (тангенс угла

наклона кривой $U_{CB}(t)$). Записав дифференциальное уравнение равновесия для цепи $L - R_{B1} - C_B$:

$$U_{\Pi} = L \frac{dI_{\text{сему}}}{dt} + R_{B1} I_{\text{сему}} + U_{CB}(t), \text{ а также начальное условие: } I_{\text{сему}}(0) = I_0,$$

получаем с учетом (8) линейное дифференциальное уравнение первого порядка с линейной функцией времени в правой части: $L \frac{dI_{\text{сему}}}{dt} + R_{B1} I_{\text{сему}} = U_{\Pi} - K_U t$,

(9)

которое приводится к виду $y' + P(t)y = Q(t)$:

$$I'_{\text{сему}} + \frac{R_{B1}}{L} I_{\text{сему}} = \frac{U_{\Pi}}{L} - \frac{K_U}{L} t, \quad (10)$$

где $P(t) = \text{const} = \frac{R_{B1}}{L}$; $Q(t) = \frac{U_{\Pi}}{L} - \frac{K_U}{L} t$, $y(t) = I_{\text{сему}}(t)$, $y(0) = I_0$.

Уравнение (10) имеет интегрирующий множитель $\mu = e^{\int P dt} = e^{\frac{t}{\tau}}$, где

$\tau = \frac{L}{R_{B1}}$ - постоянная времени цепи $L - R_{B1}$.

Общий интеграл находится по формуле:

$$y(t) = e^{-\int P dt} \left[\int Q e^{\int P dt} dt + C \right] = e^{-\frac{t}{\tau}} \left[\int \left(\frac{U_{\Pi}}{L} - \frac{K_U}{L} t \right) e^{\frac{t}{\tau}} dt + C \right],$$

где $\int \left(\frac{U_{\Pi}}{L} - \frac{K_U}{L} t \right) e^{\frac{t}{\tau}} dt = \frac{U_{\Pi}}{L} \int e^{\frac{t}{\tau}} dt - \frac{K_U}{L} \int t e^{\frac{t}{\tau}} dt = \frac{U_{\Pi} \tau}{L} e^{\frac{t}{\tau}} - e^{\frac{t}{\tau}} \frac{1}{\tau} t - 1 \frac{K_U}{L} \frac{1}{\tau^2}$.

Отсюда с учетом начального условия $I_{\text{сему}}(0) = I_0$ получаем выражение для

$$\text{решения: } I_{\text{сему}}(t) = \frac{U_{\Pi} \tau}{L} - (\tau t - \tau^2) + C = I_0 - \frac{\tau K_U t}{L}, \quad (12)$$

где $\tau = \frac{L}{R_{Б1}}$ - постоянная времени цепи $L - R_{Б1}$.

Подставив (12) в (9), нетрудно убедиться в правильности полученного решения. Таким образом, «квазиоптимальный» процесс отключения тока при коротком замыкании в нагрузке с помощью КАЗК определяется следующей системой временных функций:

$$\left. \begin{aligned} I_{сему}(t) &= I_0 - \tau \frac{K_U}{L} t = I_0 - \frac{K_U}{R_{Б1}} t; \\ U_{СБ}(t) &= U_{II} + K_U t; \\ I_{СБ} &= K_U C_B; \\ I_{пер}(t) &= I_{сему}(t) - I_{СБ} = \overbrace{(I_0 - K_U C_B)}^{I_{пер}(0)} - \frac{K_U}{R_{Б1}} t; \\ U_{сему}(t) &= U_{СБ}(t) + R_{Б1} I_{сему}(t) = U_{II} + K_U t + R_{Б1} (I_0 - \frac{K_U}{R_{Б1}}) = \\ &= const = U_{ЭК}^{max} = U_{II} + R_{Б1} I_0, \end{aligned} \right\} (13)$$

$$\text{где } K_U = \frac{U_{ЭК}^{max} - U_{II}}{t_{выкл}} \left(\frac{B}{C} \right), \quad \tau = \frac{L}{R_{Б1}} (c), \quad t_{выкл} = I_0 \frac{R_{Б1}}{K_U} = I_0 \frac{L}{\tau K_U}.$$

Заметим, что

$$\begin{aligned} I_{пер}(0) &= I_0 - K_U C_B \\ I_{пер}(t_{выкл}) &= I_0 - K_U C_B - \frac{K_U}{R_{Б1}} \frac{R_{Б1}}{K_U} I_0 = -K_U C_B \end{aligned}$$

Из последнего выражения следует, что

$$U_{ЭК}^{max} = U_{II} + R_{Б1} I_0, \quad (14)$$

откуда получаем выражение для выбора величины $R_{Б1}$ для термоударостойкого балластного резистора:

$$R_{Б1} = \frac{U_{ЭК}^{max} - U_{II}}{I_0} \quad (15)$$

На рис.3.1.5. приведены временные диаграммы для описанного первого «квазиоптимального» процесса выключения КЗ. Они отличаются от аналогичных диаграмм (приведенных на рис. 3.1.2) только величинами $U_{CB}(0)$ и $U_{ЭК}^{max}$.

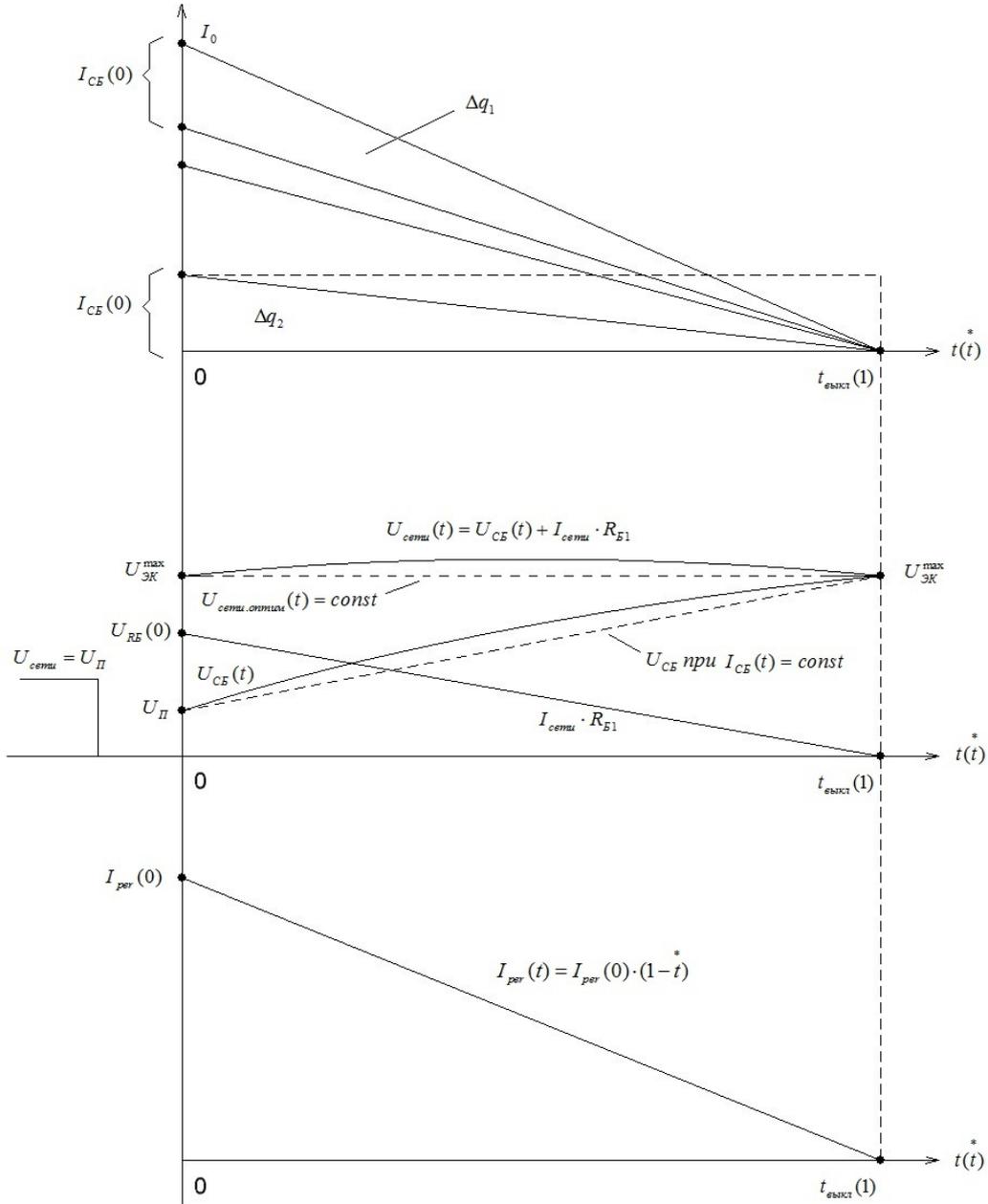


Рис.3.1.5

Энергия, выделяющаяся при этом на балластном резисторе $R_{Б1}$, имеет величину:

$$W_{R_{Б1}} = R_{Б1} \int_0^{t_{\text{выкл}}} I_{\text{сети}}^2 dt = R_{Б1} \int_0^{t_{\text{выкл}}} \left(I_0 - \frac{K_U}{R_{Б1}} t \right)^2 dt, \quad (16)$$

$$\text{где } t_{\text{выкл}} = I_0 \frac{R_{Б1}}{K_U}, \quad K_U = \frac{U_{\text{ЭК}}^{\text{max}} - U_{\text{П}}}{t_{\text{выкл}}}, \quad U_{\text{ЭК}}^{\text{max}} = U_{\text{П}} + R_{Б1} I_0.$$

Выражение (16) можно записать в виде:

$$W_{R_{Б1}} = R_{Б1} t_{\text{выкл}} \left(I_0^2 - I_0 \frac{K_U}{R_{Б1}} t_{\text{выкл}} + \left(\frac{K_U}{R_{Б1}} \right)^2 \cdot \frac{1}{3} t_{\text{выкл}}^2 \right), \quad (17)$$

$$\text{где } t_{\text{выкл}} = I_0 \frac{R_{Б1}}{K_U}.$$

Общая энергия, рассеиваемая в элементах КАЗК при выключении тока КЗ (I_0) при указанном процессе будет:

$$W_{\text{КАЗК}} = \frac{L I_0^2}{2} + U_{\text{П}} \int_0^{t_{\text{выкл}}} I_{\text{сети}} dt = \frac{L I_0^2}{2} \cdot \frac{K_U^*}{K_U^* - 1}, \quad (18)$$

$$\text{где } K_U^* = \frac{U_{\text{сети}}^{\text{max}}}{U_{\text{П}}} = \frac{U_{\text{ЭК}}^{\text{max}}}{U_{\text{П}}} - \text{кратность перенапряжения на входе КАЗК.}$$

Оба исследованных процесса имеют существенный общий недостаток: знакопеременный характер регулируемого тока $I_{\text{рег}}$, требующий наличия обратимого регулируемого источника тока - вначале - разрядного, а затем - зарядного. При этом разрядный ток реализуется весьма просто (например, так называемым ШИМ-чоппером с дополнительным балластным резистором R_2 , показанным ранее на рис. 3.1.3 и 3.1.4, а для реализации зарядного тока потребуется отдельный источник ЭДС.

В связи с вышеизложенным представляется целесообразным рассмотреть второго «квазиоптимального» процесса, при котором регулируемый ток будет однополярным (только разрядным):

$$I_{\text{рег}}(t) = I_{\text{рег}}(0) - K_I t, \quad (19)$$

$$\text{где } K_I = \frac{I_{\text{рег}}(0)}{t_{\text{выкл}}} - \text{крутизна спада тока регулирования.}$$

Из этого выражения и системы уравнений равновесия:

$$\left. \begin{aligned} U_{II} &= L \frac{dI_{сети}}{dt} + R_{Б1} I_{сети} + U_{СБ}(t) \\ U_{СБ}(t) &= \frac{1}{C_B} \int_0^t (I_{сети} - I_{пер}) dt + U_{СБ}(0) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где $I_{сети}(0) = I_0$, $U_{СБ}(0) = U_{II}$,

получаем линейные дифференциальные уравнения второго порядка:

$$I''_{сети} + \frac{1}{\tau} I'_{сети} + \frac{1}{LC_B} I_{сети} = \underbrace{\left(\frac{-K_I}{LC_B} \right)}_m t + \underbrace{\frac{I_{пер}(0)}{LC_B}}_n,$$

$$\left. \begin{aligned} I_{сети}(0) &= I_0 \\ \frac{dI_{сети}}{dt} &= -\frac{R_{Б1}}{L} I_0 \end{aligned} \right\} \quad \text{где} \quad (21)$$

Характеристическим для нее будет уравнение:

$$p^2 + \frac{1}{\tau} p + \frac{1}{LC_B} = 0,$$

корнями которого являются:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau} \pm \sqrt{\frac{1}{4\tau^2} - \frac{1}{LC_B}}, \quad \text{где } D = \frac{1}{4\tau^2} - \frac{1}{LC_B} \text{ - дискриминант, } \tau = R_{Б1} C_B \text{ -}$$

постоянная времени цепи $L - R_{Б1}$; $LC_B = \frac{T_0^2}{4\pi^2}$; T_0 - резонансный период контура $L - C_B$

Для определения знака дискриминанта D запишем соотношение, вытекающее из начальных условий. Например, при $U_{ЭК}^{\max} = 1000B$, $U_{II} = 270B$ и

$$I_0 = \frac{10кВт}{270B} \cdot 3 \approx 110A$$

имеем:

$$I_0 R_{B1} + U_{II} = U_{ЭК}^{\max}, \text{откуда } R_{B1} = \frac{U_{ЭК}^{\max} - U_{II}}{I_0} \approx \frac{1000B - 270B}{I_0} = \frac{730B}{110A} = 70\text{Ом}$$

Пусть емкость C_B пленочного конденсатора на напряжение 1000 В будет $C_B \approx 10\mu\text{Ф}$, предвключенная индуктивность $L \approx 20\mu\text{Гн}$. Тогда D надо посчитать и убедиться что $D > 0$, что соответствует аperiodическому (а не колебательному) процессу.

Для существенного упрощения схемы реализации искомого закона управления $I_{per}(t)$ и аналитического исследования выберем в качестве второго "квазиоптимального" процесса такой процесс, при котором искомый ток $I_{per}(t)$ будет таким же однополярным, но линейно падающим от $I_{per}(0) < I_0$ до 0 за время $t_{выкл}$, по аналогии с линейно падающим током сети от I_0 до 0. Тогда разностный ток зарядки конденсатора C_B ($I_{CB} = I_{сему}(t) - I_{per}(t)$) также будет линейно падающим от $I_{CB}(0) = I_0 = I_{per}(0)$ до 0. При этом напряжение на балластном резисторе R_{B1} ($U_{R_{B1}} = I_{сему} R_{B1}$) также будет линейно падающим, а напряжение на C_B возрастающим по выпуклой параболе:

$$U_{CB}(t) = at^2 + bt + c$$

от начального значения: $U_{CB}(0) = U_{II}$ до конечного: $U_{CB}(t_{выкл}) = U_{ЭК}^{\max}$, равного максимально допустимому для ЭК.

Неопределенные коэффициенты квадратного трехчлена (22) а, b и с нетрудно найти из следующих граничных условий:

$$C = U_{CB}(0) = U_{II}; \quad (22)$$

$$t_{выкл} = -\frac{b}{2a} - \text{абсцисса вершины параболы};$$

$$U_{ЭК}^{\max} = at_{выкл}^2 + bt_{выкл} + U_{II} - \text{ордината вершины},$$

откуда получаем:

$$a = -\frac{U_{ЭК}^{\max} - U_{\Pi}}{t_{выкл}^2} = -\frac{\Delta U}{t_{выкл}^2} < 0; \quad b = 2\frac{U_{ЭК}^{\max} - U_{\Pi}}{t_{выкл}} = 2\frac{\Delta U}{t_{выкл}}, \quad (23)$$

где $\Delta U = U_{ЭК}^{\max} - U_{\Pi}$ - абсолютное перенапряжение в сети.

Подставив (23) в (22), получаем функцию $U_{CB}(t)$ в виде:

$$U_{CB}(t) = a(t - t_{выкл})^2 + U_{ЭК}^{\max} = -\Delta U(t^* - 1)^2 + U_{ЭК}^{\max}, \quad (24)$$

где $t^* = \frac{t}{t_{выкл}}$ - относительное (безразмерное) время.

Граничными условиями процесса будут:

$$1) \quad \text{при } t=0: I_{CB}(0) = I_0 - I_{пер}(0); \quad U_{\Pi} + I_0 R_{Б1} = U_{ЭК}^{\max} \quad (25)$$

$$2) \quad \text{при } t = t_{выкл}: I_{CB} = 0$$

Быстродействие процесса можно оценить по формуле:

$$t_{выкл} = \frac{2C_B \Delta U}{I_{CB}(0)} = \frac{2C_B \Delta U}{I_0 - I_{пер}(0)},$$

которую нетрудно получить из уравнения зарядно-разрядного баланса для

C_B :

$$\Delta = \frac{1}{2} I_{CB}(0) t_{выкл} = C_B \Delta U = C_B (U_{ЭК}^{\max} - U_{\Pi})$$

На рис. 3.1.5 приведены временные диаграммы для второго "квазиоптимального" процесса выключения тока короткого замыкания с помощью АЗК с однополярным линейно спадающим током регулирования КАЗК ($I_{пер}$). Заметим, что площади заштрихованных прямоугольного и косоугольного треугольников с размерностью зарядов $\Delta q_{1,2}$ согласно принципу Кавальери равны между собой.

Выводы по главе.

Второй "квазиоптимальный" процесс выключения КЗ по основному критерию минимума рассеиваемой в КАЗК энергии весьма близок к оптимальному, и при этом достаточно прост в реализации.

Проведенная аналитическая оптимизация импульсного управления предложенного комбинированного аппарата защиты и коммутации для авиационно-бортовых систем электроснабжения (СЭС) постоянного повышенного напряжения (СППН) позволяет создать указанные выключатели с минимальной рассеиваемой энергией, а следовательно - реализовать концепцию высокоэффективных по надежности и "полетной" ("стартовой") массе "полностью электрифицированных самолетов".

На основании вышеприведенных результатов в программной среде Multysim 12 построена модель КАЗК. В качестве ключевых элементов были выбраны транзисторы IRGPC50S из библиотеки элементов. Остальные элементы модели были выбраны идеальными. Также, для сравнения, были построены модели используемых на данный момент устройств.

ГЛАВА 4 КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ.

Проведено компьютерное моделирование рассматриваемых устройств. Основная цель моделирования - проверка работоспособности устройства, а также сравнение КАЗК с существующими на данный момент схемными методами защиты от импульсных напряжений. Модели созданы в программе Electronics Workbench 10. Величина предвключенной сетевой индуктивности равна 1 миллигенри. Как упоминалось ранее, данная величина складывается из индуктивности кабелей, индуктивности обмоток генераторов, а также индуктивности дросселя корректора коэффициента мощности. В качестве источника питания выбран идеальный источник постоянного напряжения. Напряжение задано 270 В. Так как в программе Workbench Multisym соединительные провода являются идеальными проводниками, в схему введен резистор $R1=1\text{Ом}$, симулирующий активное сопротивление магистральных кабелей. Для упрощения компьютерной модели, но при этом сохранения качества, и точности описания заданного процесса, в схеме (Рис.4.1.1) электромеханический коммутатор отсутствует. Диод добавлен D1 для предотвращения электромагнитных колебаний в контуре, образованном индуктивностью L2 и емкостью C2.

1). Моделирование схемы аппарата защиты и коммутации с использованием снабберного конденсатора.

Построена модель схемы защиты силового ключевого элемента от перенапряжения, с использованием, так называемого, снабберного конденсатора (Рис.4.1.1)

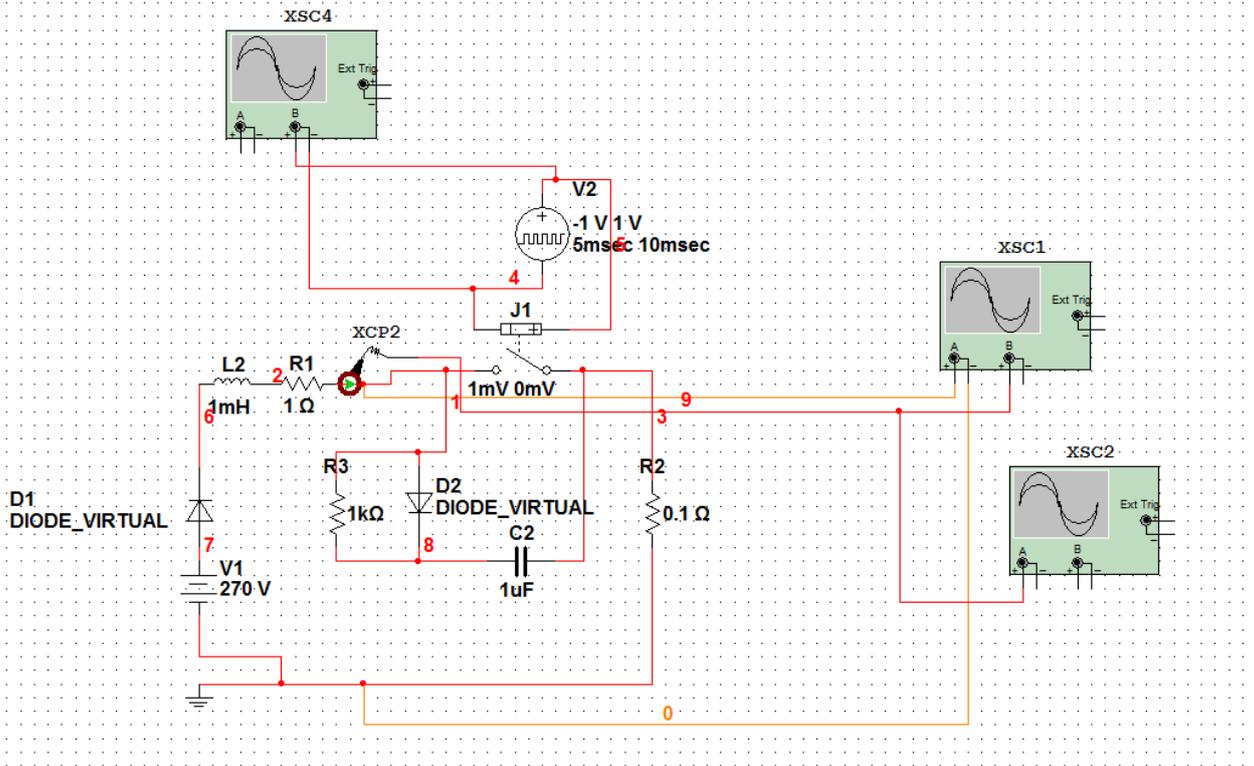


Рис.4.1.1

Данная схема широко применяется в устройствах силовой электроники. Ее достоинством является простота и высокая надежность. Коммутационные аппараты в которых используется данное схемотехническое решение подходят для использования в слаботочных цепях постоянного повышенного напряжения для штатной коммутации. Однако оно не подходит для защиты ключевых элементов в составе коммутационно-защитной аппаратуры, в цепях с протекающими токами порядка сотен ампер. Емкость снабберного конденсатора в составе модели равна 1 микрофарад что соответствует емкости реального конденсатора К73-17 рассчитанного на максимальное напряжение 630 вольт.

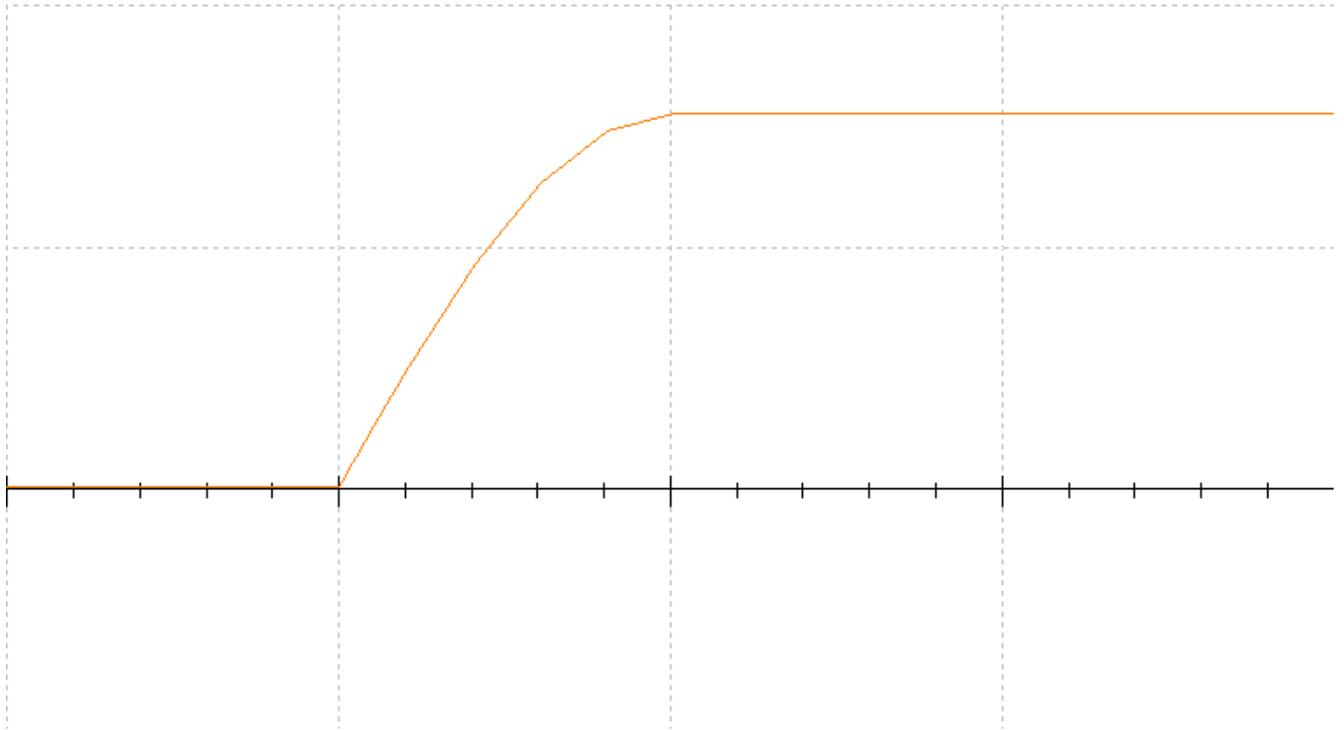


Рис.4.1.2

На рис.4.1.2 представлена осциллограмма напряжения на выводах снабберного конденсатора С2.

Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/5киловольт. На осциллограмме видно, что импульс перенапряжения на ключевом элементе более 5 кВ, что в разы превышает допустимый уровень (по ГОСТ).

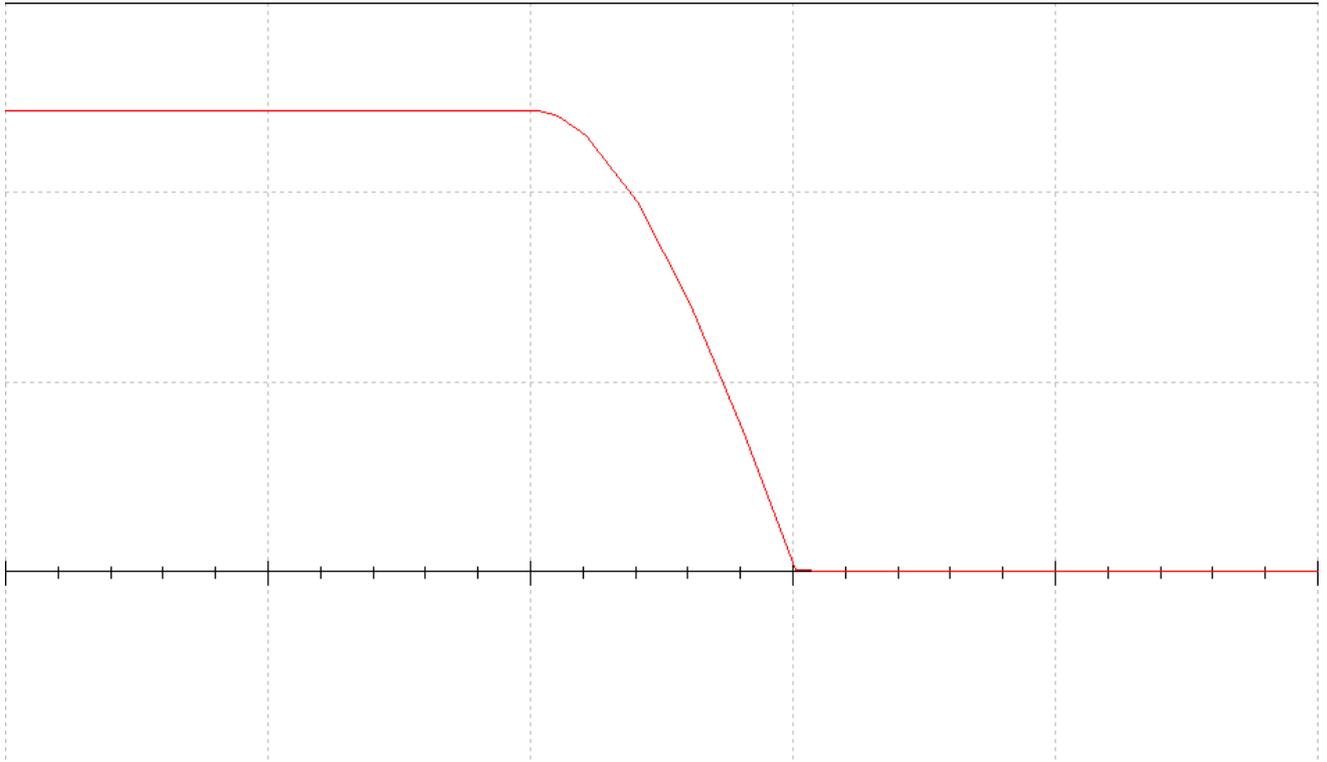


Рис.4.1.3

На рис. 4.1.3 представлена осциллограмма тока, проходящего через датчик тока ХСР2. Масштаб: по оси абсцисс - 1деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/100 ампер.

2). Схема аппарата защиты и коммутации с использованием шунтирующего резистора и конденсатора.

Построена модель схемы защиты с использованием балластного конденсатора и резистора (рис.4.1.4). Емкость балластного конденсатора как и в предыдущем случае равна 1 микрофарад.

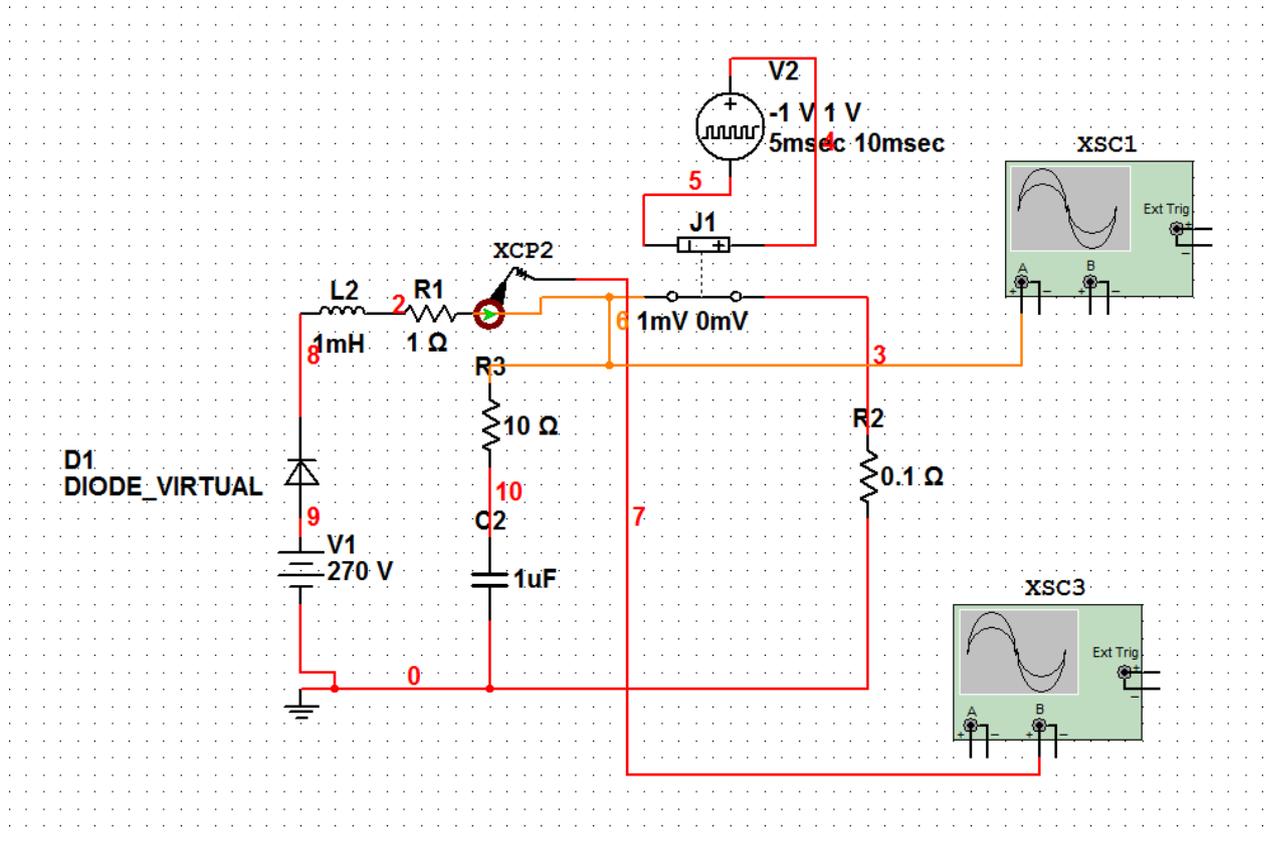


Рис.4.1.4

Так же как и в предыдущем случае на осциллограммах видно что уровень перенапряжения значительно превышает предельно допустимый, что делает невозможным использование таких схем в силовых цепях постоянного повышенного напряжения.

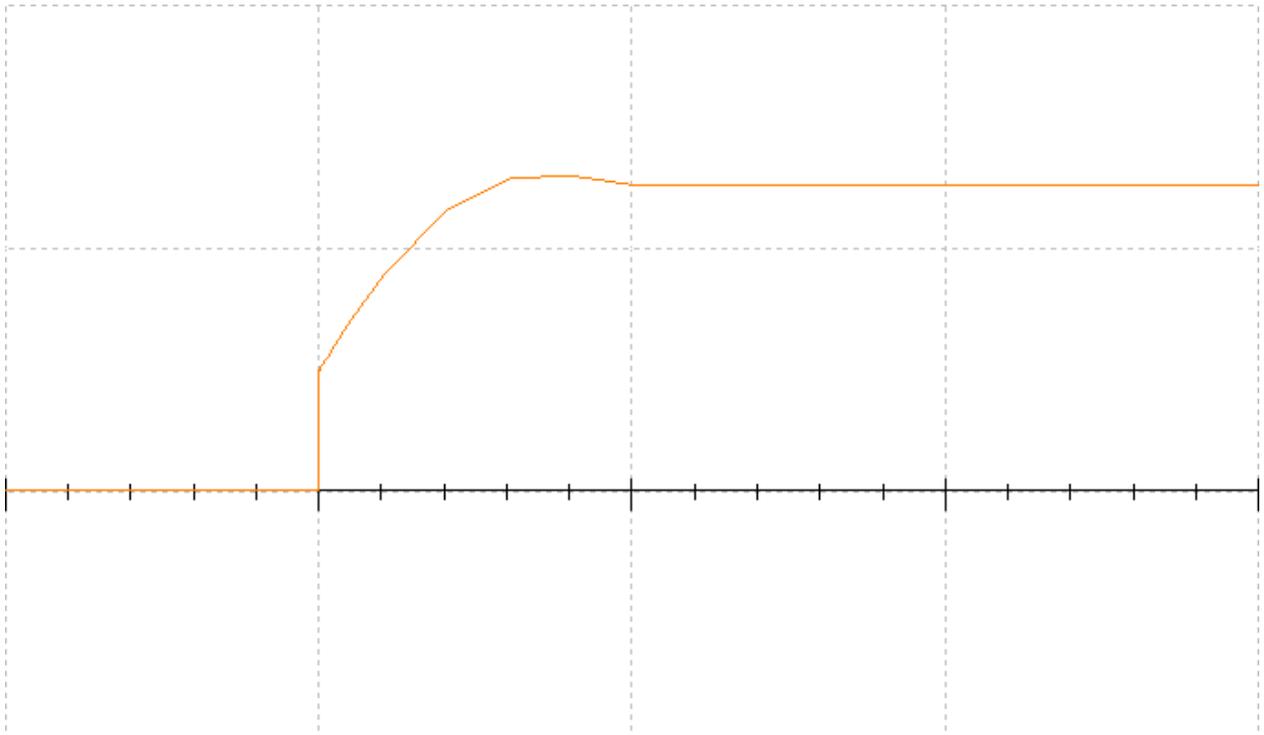


Рис.4.1.5

На рис.4.1.5 представлена осциллограмма напряжения на резисторе R2 и конденсаторе C2. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/5киловольт.

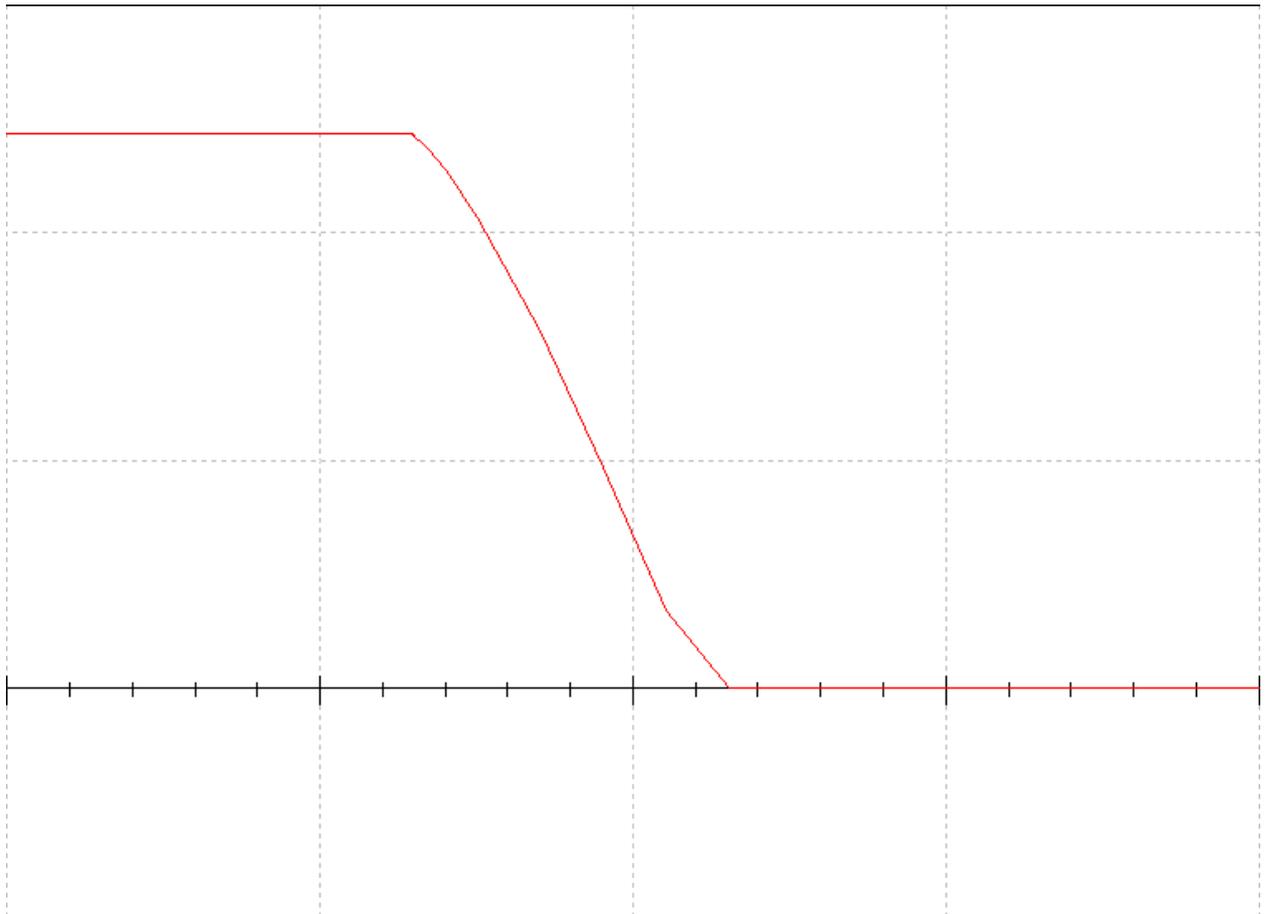


Рис.4.1.6

На рис.4.1.6 представлена осциллограмма тока через датчик тока ХСР2. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/100ампер.

3). Схема с использованием разгрузочного резистора.

Наиболее близким к предлагаемому устройству является схема с использованием так называемого разгрузочного резистора Рис.4.1.7 В главе 1 приведен расчет энергии, которую необходимо поглотить разгрузочному резистору за время спада тока до номинального уровня.

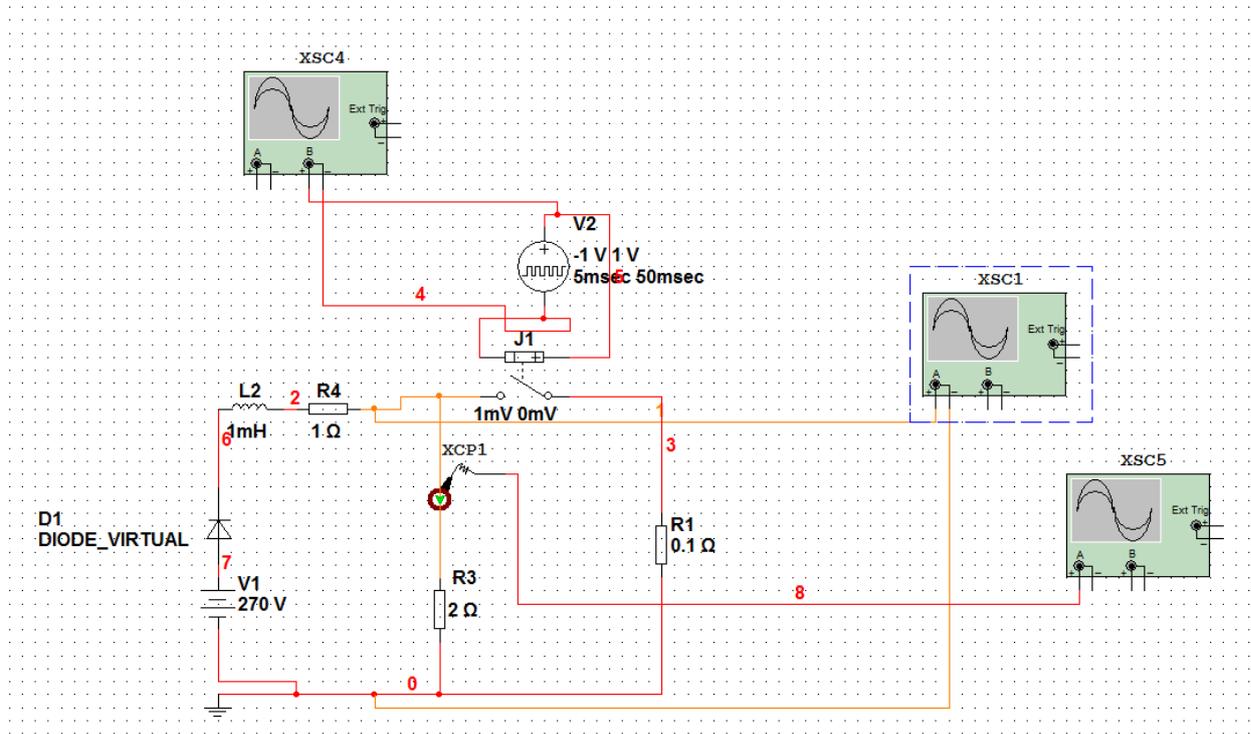


Рис.4.1.7

Ниже приведены осциллограммы напряжения на силовом ключе, и тока через резистор R3.

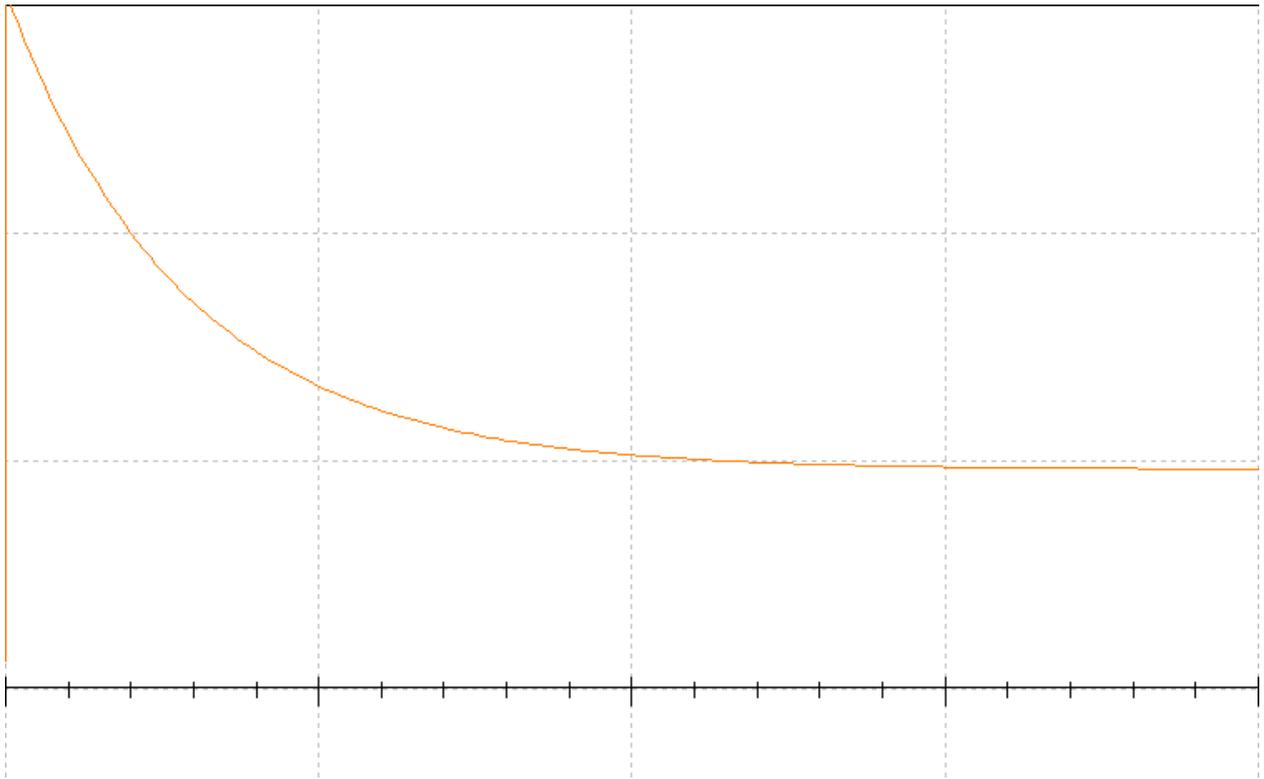


Рис.4.1.8

На рис.4.1.8 представлена осциллограмма напряжения на выводах резистора R3. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 500микросекунд; по оси ординат - 1деление/200 вольт.

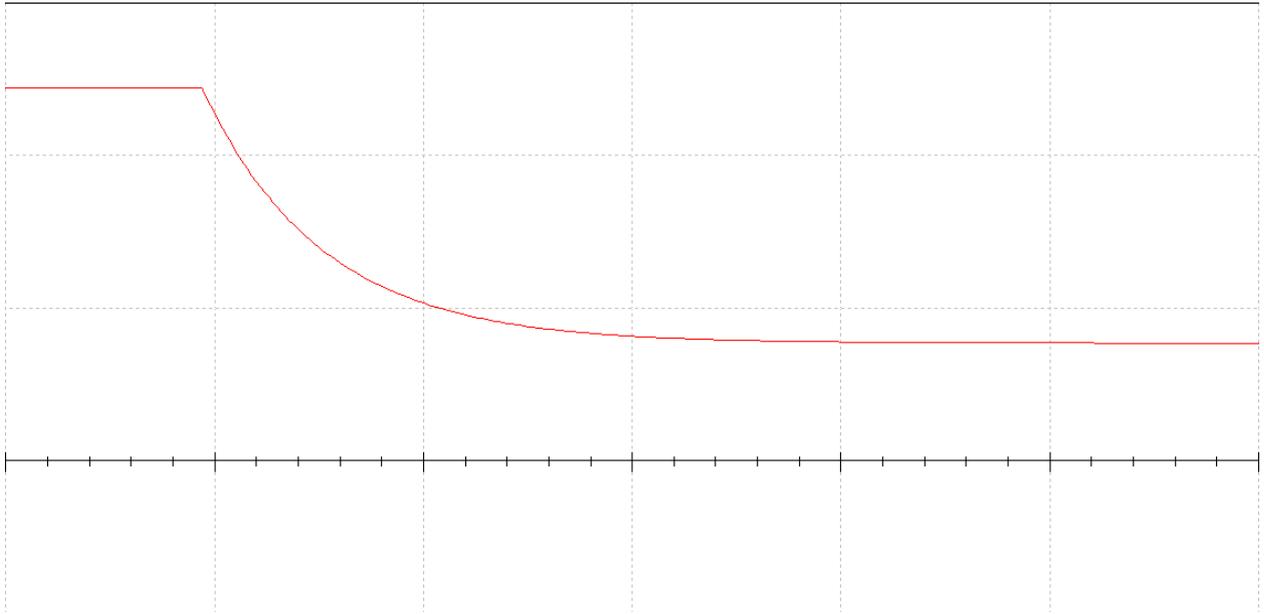


Рис.4.1.9

На рис.4.1.9 представлена осциллограмма тока через датчик тока ХСР1. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 500микросекунд; по оси ординат - 1деление/100 ампер.

На осциллограмме тока Рис.4.1.9 видно, что ток через разгрузочный резистор R3 спадает до номинального значения приблизительно за 2 миллисекунды.

4). Схема рассматриваемого аппарата защиты и коммутации.

Построена компьютерная модель комбинированного аппарата защиты и коммутации (Рис.4.1.10.).

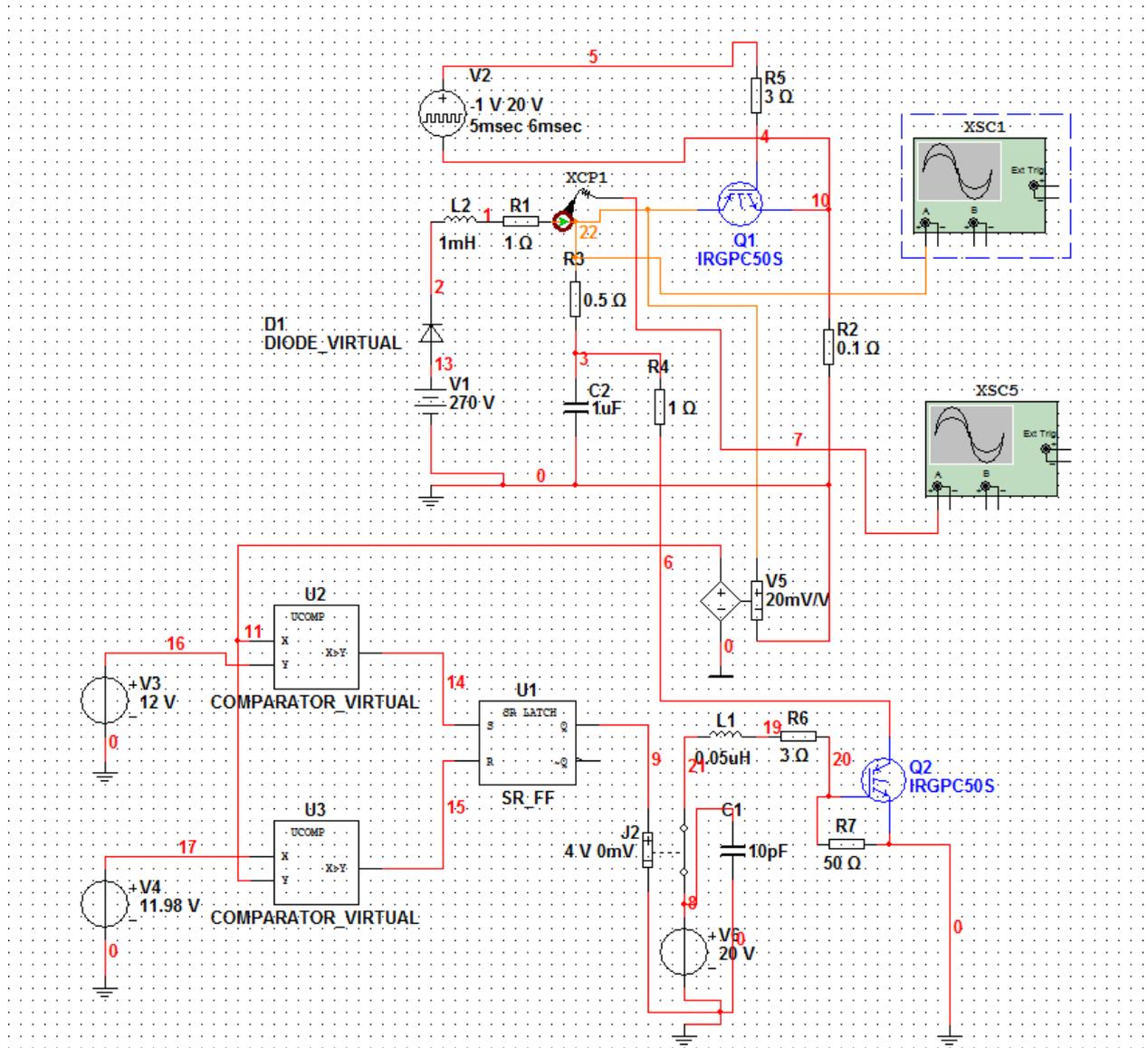


Рис.4.1.10

В модели использован виртуальный транзистор, взятый из библиотеки элементов программы Electronics Workbench 10. Как и в предыдущих случаях начальное значение напряжения на конденсаторе C2 равняется 270 вольт. Ниже приводятся параметры реального полупроводникового элемента являющегося прототипом IRGPC50S. Модель работает следующим образом. При обнаружении превышении заданного напряжения на транзисторе Q1 и нагрузке, срабатывает компаратор U2, и на неинвертирующем выводе RS-триггера U1 устанавливается единица, запуская драйвер, отпирающий транзистор Q2. Конденсатор C2 начинает разряжаться через резистор R4. Напряжение на транзисторе Q1 и

нагрузке R2 начинает снижаться, до заданного минимального уровня. Далее срабатывает компаратор U3, переключая триггер U1. Таким образом, транзистор Q2 переходит в запертое состояние. Напряжение на полупроводниковом ключе Q1 и нагрузке R2 начинает повышаться, и весь цикл повторяется заново. На Рис. изображена осциллограмма напряжения на конденсаторе C2 и нагрузке R2. Видно, что напряжение на ключевом элементе поддерживается на максимально допустимом уровне, на протяжении всего времени спада тока до нулевого уровня Рис.4.1.13.

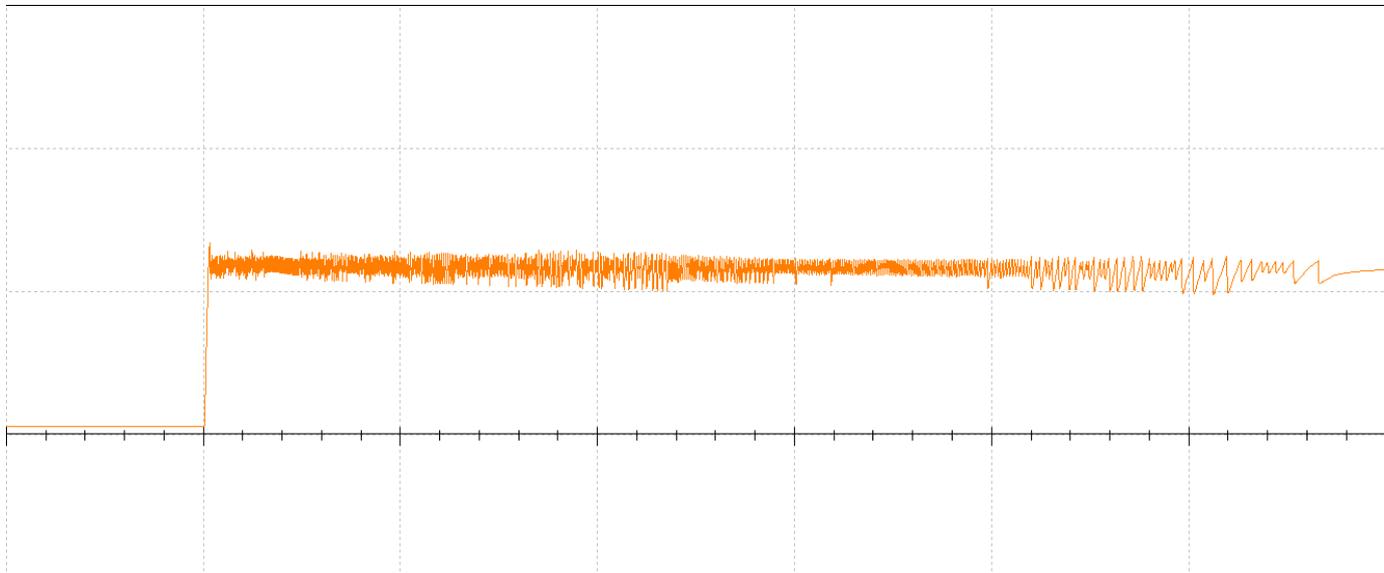


Рис.4.1.11

На рис.4.1.11 представлена осциллограмма напряжения на резисторе R2 и конденсаторе C2. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/500 вольт.

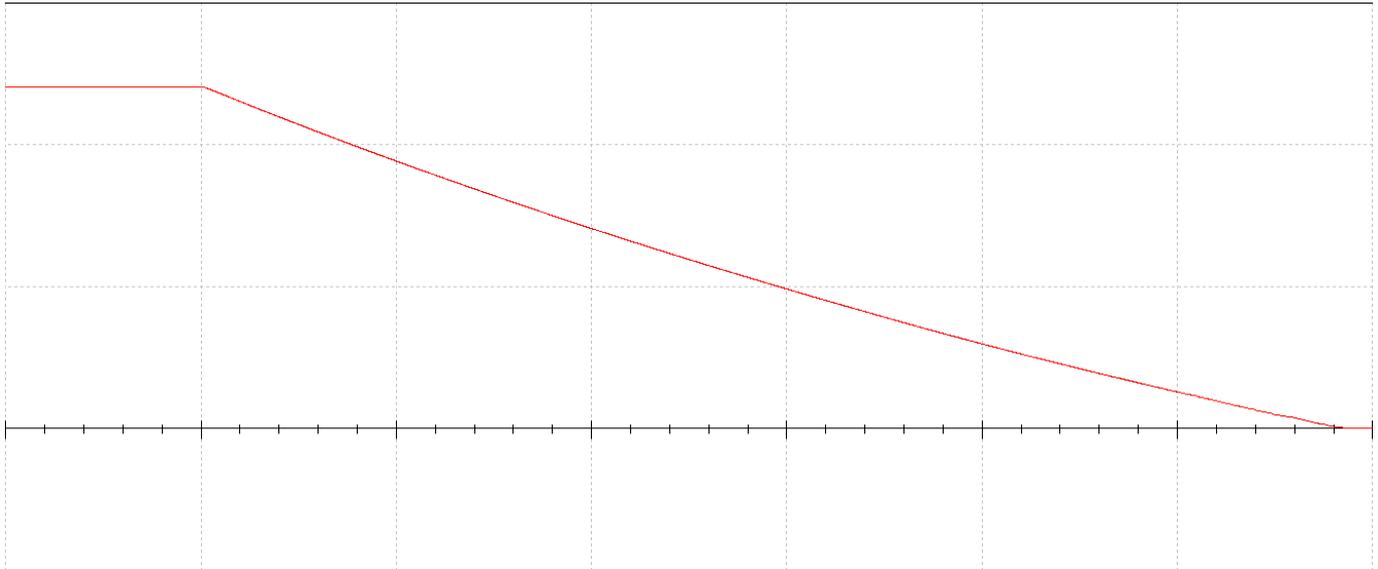


Рис.4.1.12

На рис.4.1.12 представлена осциллограмма тока через датчик тока ХСР1. Масштаб: по оси абсцисс - 1 деление/ 100микросекунд; по оси ординат - 1деление/100ампер.

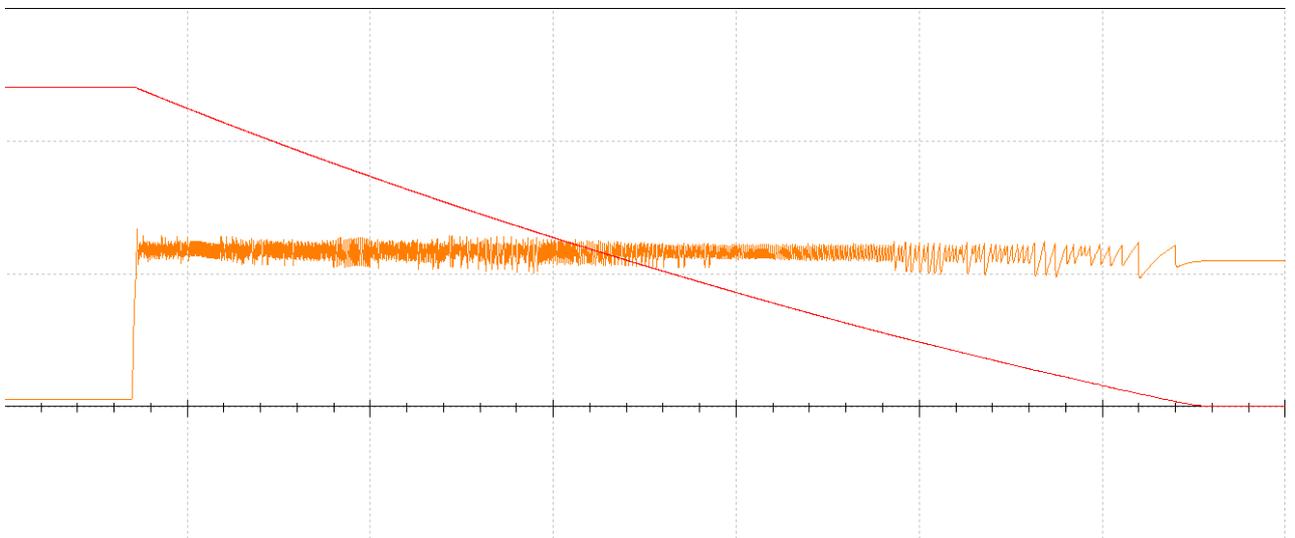


Рис.4.1.13

Таким образом, достигается максимально быстрый спад тока до нулевого уровня при удержании предельно допустимого напряжения на транзисторе

Выводы по главе.

1. В программе Electronics Workbench 10 построена компьютерная модель КАЗК. Также, для сравнения, построены компьютерные модели наиболее часто используемых устройств защиты силовых полупроводниковых ключей.
2. Проведен сравнительный анализ и показаны преимущества предлагаемого устройства.
3. Результаты компьютерного моделирования совпадают с проведенными математическими расчетами.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И РЕКОМЕНДАЦИИ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ

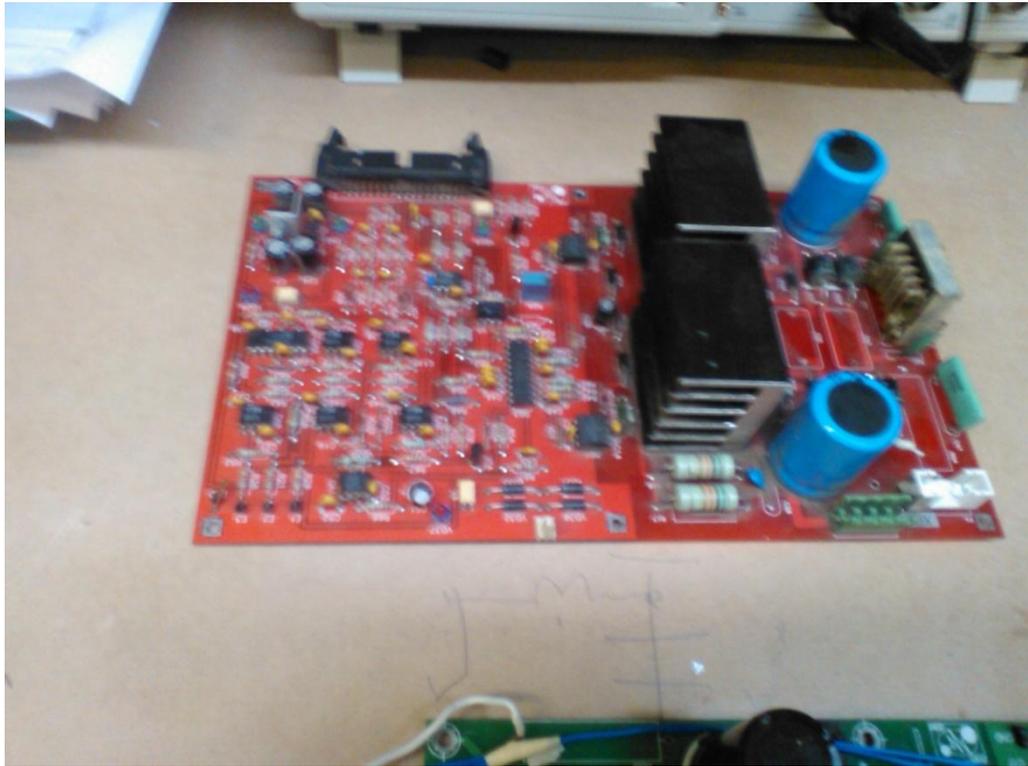


Рис.5.1.1

5.1. Экспериментальный макет.

В ходе исследовательской работы были проведены испытания КАЗК на макетном образце (Рис. 5.1.1). Результаты испытаний незначительно отличаются от результатов моделирования (с погрешностью по интегральным параметрам 5-10%). На Рис.5.1.2 представлены осциллограммы напряжения на конденсаторе и тока короткого замыкания.

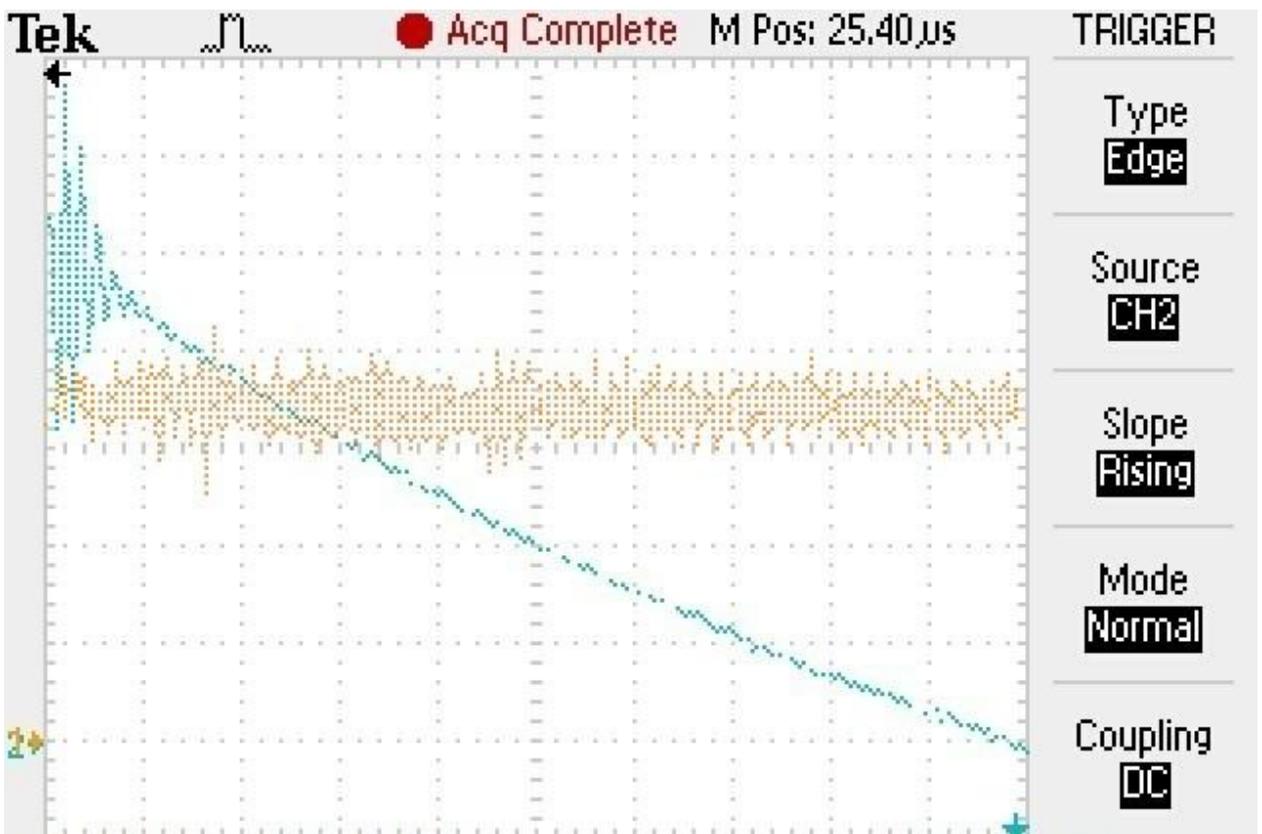


Рис.5.1.2

При проведении эксперимента обнаружилось, что из-за паразитной индуктивности балластного резистора, на ключевом элементе во время коммутации возникал импульс перенапряжения, превышающий по амплитуде допустимый. Вследствие этого представляется целесообразным дополнительная защита транзисторов полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН).

5.2. Рекомендации к проектированию.

При проектировании аварийного быстродействующего выключателя (АБВ в составе АРЗК), представляется целесообразным:

1. Использовать алгоритм управления, блок-схема которого изображена на Рис. 5.2.1.

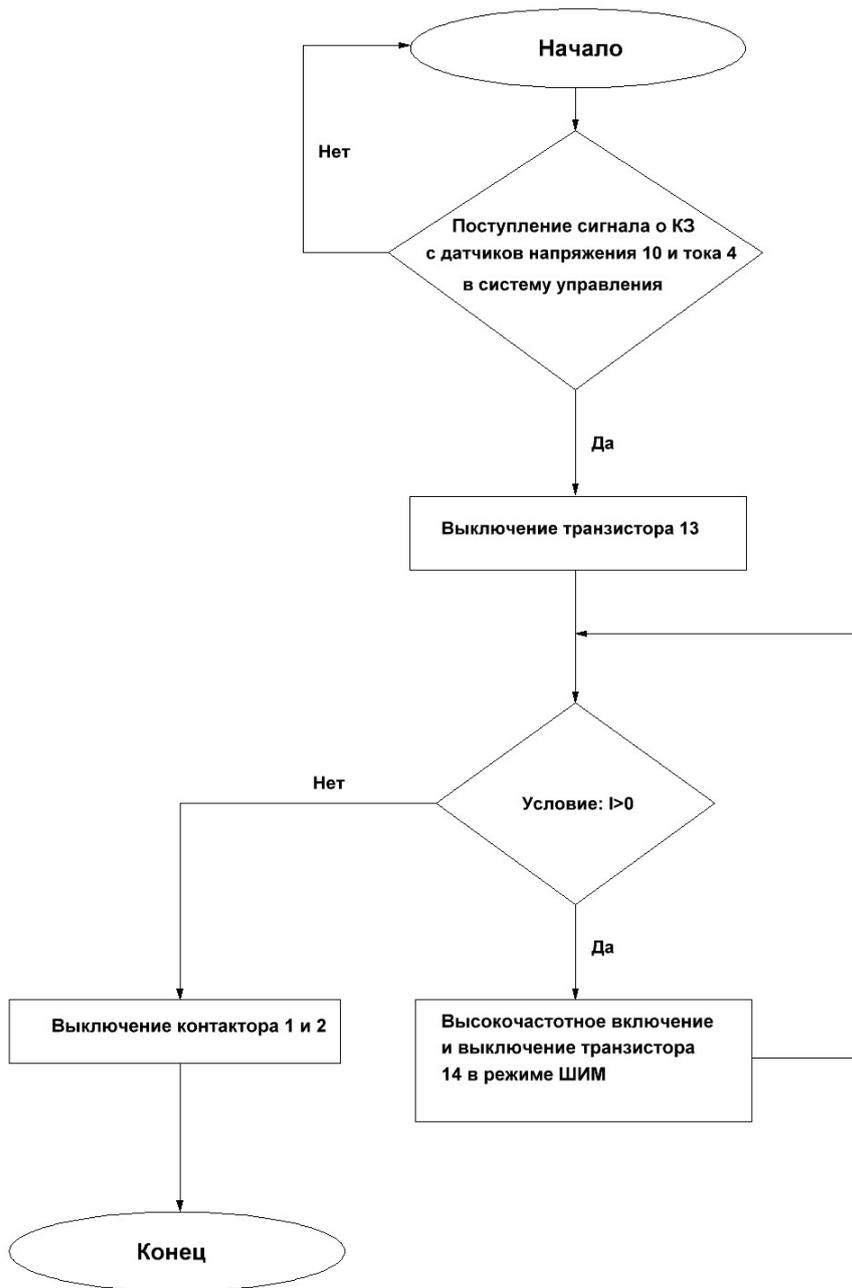


Рис.5.2.1

2. Для оптимизации параметров схемы использовать компьютерную модель АБВ описанную в главе 3
3. Для расчета энергии, поглощаемой балластным резистором в составе АБВ при условии поддержания напряжения сети на максимально допустимом уровне,

использовать формулу, представленную в главе 1: $\sum W = \frac{LI_m^2}{2} \cdot \frac{U_m}{U_m - U_{II}} = \frac{LI_m^2}{2} \cdot \frac{K}{K-1}$,

где $K = \frac{U_m}{U_{II}} > 1$ – кратность перенапряжения на транзисторе.

4. Для расчета времени рассеивания, в АБВ, энергии, накопленной в предвключенных индуктивностях проводов и обмотках генераторов использовать формулу: $t_{cn} = \frac{LI_m}{U_m - U_{II}}$ представленную в главе 1.

При проектировании устройства регулирования напряжения на коммутационной шине, представляется целесообразным:

1. . Использовать способ импульсного преобразования напряжений, представленный в главе 2.
2. Использовать алгоритм управления, блок-схема которого изображена на рис.5.2.2.



Рис.5.2.2

Выводы по главе.

1. Результаты проведенных экспериментальных исследований совпали с результатами компьютерного моделирования и подтвердили работоспособность способа обеспечения максимального быстродействия процесса аварийной коммутации (при ограничении сетевого перенапряжения с учетом электромагнитной энергии последовательно-предвключенных сетевых индуктивностей).
2. Предложены рекомендации к проектированию и алгоритм управления для КАЗК.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработан принцип бездуговой аварийной коммутации силовых цепей постоянного повышенного напряжения, позволяющий отказаться от использования в контакторах громоздких дугогасительных камер.
2. На базе вышеуказанного способа разработана схема двунаправленного электронно-электромеханического комбинированного аппарата защиты и коммутации (КАЗК) на базе аварийного быстродействующего выключателя (АБВ).
3. Разработан многофункциональный аппарат регулирования, защиты и коммутации, обладающий расширенными функциональными возможностями, такими как двунаправленная коммутация, регулирование и преобразование напряжения.
4. Разработан принцип построения и алгоритм управления для бортовых подсистем постоянного повышенного напряжения предполагающие использование коммутационных шин для осуществления индивидуальной и групповой коммутации нагрузок в штатном режиме.
5. Предложены схемотехнические решения для импульсных блоков питания и регулирования (стабилизации) напряжения на распределительных коммутационных шинах.
6. Предложен способ преобразования напряжения, в котором для сглаживания пульсаций используется накопительный реактор, позволяющий исключить электролитические конденсаторы, с низкими показателями надежности (термостойкости безотказности и срока службы)
7. В программе Electronics Workbench 10 построена компьютерная модель КАЗК. Также, для сравнения, построены компьютерные модели наиболее часто используемых устройств защиты силовых полупроводниковых ключей. Проведен сравнительный анализ и показаны преимущества предлагаемого устройства.

8. Разработан аппарат регулирования защиты и коммутации, с расширенными функциональными возможностями, такими как аварийная коммутация, регулирование и двунаправленное преобразование напряжения.

9. Разработан нетрадиционный принцип построения конверторов на базе безреверсивного индуктивного накопителя, обеспечивающий безынерционность переключения направлений преобразования и высокое качество процессов регулирования.

10. Результаты проведенных экспериментальных исследований совпали с результатами компьютерного моделирования и подтвердили работоспособность принципа обеспечения максимального быстродействия процесса аварийной коммутации (при ограничении сетевого перенапряжения с учетом электромагнитной энергии последовательно-предвключенных сетевых индуктивностей)

11. Проведена аналитическая оптимизация импульсного управления предложенного комбинированного аппарата защиты и коммутации для авиационно-бортовых систем электроснабжения (СЭС) постоянного повышенного напряжения (СППН).

12. Предложены рекомендации к проектированию и алгоритм управления для КАЗК.

Результаты, полученные в ходе диссертационной работы, могут быть использованы при разработке авиационной бортовой коммутационной аппаратуры, а также регуляторов и преобразователей напряжения в комбинированных системах электроснабжения постоянно-переменного тока, полностью электрифицированных самолетов (ПЭС). Предложенные схемотехнические решения и способы позволяют создать универсальные аппараты регулирования защиты и коммутации (АРЗК), способные обеспечить бездуговую коммутацию в силовых цепях постоянного повышенного напряжения, а также работать в режиме регулирования или в режиме коррекции коэффициента мощности в обратимых выпрямительно-инверторных преобразователях с рекуперации электроэнергии электроприводов.

Представляется перспективным дальнейшее развитие подсистем электроснабжения постоянного повышенного напряжения, внедрение модульной архитектуры регуляторов напряжения, а также разработка централизованных цифровых систем диагностики и предотвращения аварийных режимов в составе авиационной системы электроснабжения.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.

1. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Улященко Г.М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009-188с.
2. В.П.Иванов и др. Применение вакуумных выключателей для коммутации цепей постоянного и переменного тока на подвижном составе железнодорожного транспорта. Ж.Электротехника, №11, 1998г., с.41,42.
3. Патент на изобретение № 2178928. Выключатель постоянного тока (варианты). Белашенко М.Д., Ломанов А.В., Савенков А.И., Резников С.Б., Станкевич В.А., Куземин А.А., Бюлл.№3 от 27.01.2002г.
4. С.Б.Резников, В.Г.Болдырев, В.В.Бочаров, В.П.Булеков, В.А.Постников. Совместимость транспортных электроэнергетических комплексов с системами высоковольтного питания. Учебное пособие. Под ред. С.Б.Резникова.-М.: Изд-во МАИ, 2007.-268с.
5. С.Б.Резников, В.В.Бочаров, Кириллов В.Ю., Постников В.А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. –М.: Из-во МАИ-ПРИНТ, 2010.-512с.
6. [Сергей Грузков](#), [Сергей Останин](#), [Анатолий Сугробов](#), [Александр Токарев](#), [Павел Тыричев](#) Электрооборудование летательных аппаратов : учебник для вузов. В двух томах /под ред.С.А.Грузкова-М.: Издательство МЭИ, Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов, 2005 – 568 с.
7. А.С. СССР №143503 от 1989г. Устройство для коммутации цепей питания потребителей электроэнергии / Бочаров В.В., Болдырев В.Г., Дубенский Г.А., Красильников А.А., Резников С.Б., Бюлл.№20, от 30.05.1989г.
8. С.Резников, В.Бочаров, С.Коняхин, Е.Парфенов,. Бездуговая коммутационная аппаратура для перспективных транспортных систем электроснабжения с повышенным постоянным напряжением. Силовая электроника, №3, 2011г., с.4-6

9. Колпаков А., Ламп Йохим. Проблемы проектирования IGBT&инверторов: перенапряжения и снабберы. Компоненты и технологии 2005. №5.
10. Новиков П.А. Защита от перенапряжения: что выбрать?. www.electrum-av.com. Ресурс Electrum AV.
11. Колпаков А.. Особенности параллельного соединения модулей IGBT. Компоненты и технологии 2005. №8.
12. С.Б.Резников, В.В.Бочаров, И.А. Харченко. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов. . –М.: Изво МАИ-ПРИНТ, 2014.-160с
13. Дмитриев В. Красавина М. Варисторы для ОПН. «старение» в процессе эксплуатации. Новости электротехники. Журнал№1(61) 2010 год
14. (<http://www.energeticsdigest.ru/2014/04/v-rossii-poyavitsya-polnostyu-elektricheskij-samolet/>). Ресурс Energeticsdigest.
15. Станислав Резников, д. т. н. Владимир Бочаров, к. т. н. Сергей Коняхин, к. т. н. Евгений Парфенов. Бездуговая коммутационная аппаратура для перспективных транспортных систем электроснабжения с повышенным постоянным напряжением Силовая Электроника, № 3'2011.
16. Энергоэкономичная структура комбинированной автономной системы электроснабжения без стабилизации частоты вращения генератора. Авторы: В.В. Бочаров, С.Ф. Коняхин, С.Б. Резников, И.Н. Соловьев, Ю.В. Ермилов. Практическая силовая электроника №2(46) 2012. год.
17. Комбинированный электронно-механический аппарат защиты и коммутации для систем распределения постоянного повышенного напряжения. Авторы: В.В. Бочаров, С.Ф. Коняхин, С.Б. Резников, И.Н. Соловьев, Ю.В. Ермилов. Практическая силовая электроника №2(50) 2013 год
18. Выключатель постоянного тока. Патент на полезную модель №112797. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Коняхин С.Ф. Ермилов Ю.В.

19. Автономная система электропитания. Патент на полезную модель №124454. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Коняхин С.Ф. Ермилов Ю.В.
20. Импульсный преобразователь напряжений. Патент на полезную модель №125416. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Руруа К.С., Ермилов Ю. В.
21. Импульсный преобразователь частоты. Патент на полезную модель №125426. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Ермилов Ю. В.
22. Обратимый преобразователь постоянного напряжения с инверторно-трансформаторным звеном высокой частоты. Патент на полезную модель №125787. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Ермилов Ю. В.
23. Обратимый импульсный конвертор. Патент на полезную модель №125426. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Руруа К.С., Ермилов Ю. В.
24. Многофазный регулируемый инвертор. Патент на полезную модель №124858. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Коняхин С.Ф. Ермилов Ю.В.
25. Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Патент на полезную модель №127547. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Коняхин С.Ф. Ермилов Ю.В.
26. Способ импульсного преобразования постоянного напряжения и устройство для его осуществления. Патент на полезную модель №2510871. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Ермилов Ю. В.
27. Автономная система электроснабжения. Патент на полезную модель №126223. Авторы: Резников С.Б.Бочаров В.В. Харченко А.И., Ермилов Ю. В.
28. Многофункциональные конверторно-инверторные преобразователи для авиационных систем электроснабжения. Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск №71. 2013год Авторы: Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Ермилов Ю. В., Харченко А.И.

- 29.: Резников С.Б., Бочаров В.В., Лавринович А.В., Ермилов Ю. В., Харченко А.И. Универсальные аппараты регулирования защиты и коммутации переменного тока с модульной архитектурой для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов. Журнал Практическая силовая электроника №2(54). 2014 год.
30. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. ГОСТ54073-2010.
31. Угринов Павел. Ограничение напряжения на ключевом транзисторе в однофазном преобразователе напряжения. Силовая электроника №1 2004 год.
32. <http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/8602/doc/55647/>.
Проектирование силовых схем. Ресурс «Время электроники».
33. Целлер Петер, Шитцш Фалько Барлаге Ютта, Хоффарт Стефан, Рихтер Бернхард. Ограничитель напряжения. Патент на изобретение № 2282294.
34. Федосов Алексей Александрович. Система электропитания с защитой радиоэлектронных приборов от импульсных перенапряжений. Патент на изобретение № 2275726
35. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. Учебное пособие, 5-е издание. – М.:Юрайт, 668с.
36. Однофазный прямоходовый мостовой конвертер: области применения и развитие схемотехники. Сергей Петров. Силовая электроника №5, 2009 г.