

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»



На правах рукописи

Сафонов Евгений Павлович

**РАЗРАБОТКА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ТОКОГРАНИЧИВАЮЩЕГО
УСТРОЙСТВА ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ АВТОНОМНЫХ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ**

2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

Фролов Владимир Яковлевич

Санкт-Петербург

2026

Оглавление

Введение.....	4
1. Исследование автономных энергосистем в условиях возникновения тока короткого замыкания	11
1.1. Анализ аварийных режимов работы судовой энергосистемы.....	14
1.2. Анализ возможных технических решений для управляемого ограничения тока короткого замыкания.....	24
1.3. Выводы по главе	38
2. Разработка токоограничивающего устройства для автономного электротехнического комплекса на примере судовой энергосистемы	40
2.1. Разработка компьютерной модели судовой энергосистемы	40
2.2. Управляемое токоограничивающее устройство на основе тиристорного преобразователя постоянного тока.....	50
2.3. Выводы по главе	61
3. Особенности переходных процессов исследуемой схемы токоограничивающего устройства	62
3.1. Анализ возможных перенапряжений на конденсаторной батарее	62
3.2. Определение времени разряда конденсаторной батареи.....	64
3.3. Учет разряда конденсаторной батареи в уравнениях переходного процесса токоограничивающего устройства.....	68
3.4. Расчет параметров токоограничивающего устройства: индуктивности, частоты и скважности работы основного ключа.....	70
3.5. Моделирование работы рассчитанной схемы токоограничивающего устройства в Matlab Simulink	75
3.6. Выводы по главе	77
4. Тепловой режим работы полупроводниковых устройств в составе токоограничителя	78
4.1. Разработка тепловозависимой модели вольт-амперной характеристики полупроводникового устройства	78
4.2. Расчет тепловой модели полупроводникового устройства	85
4.3. Моделирование теплового состояния полупроводниковых устройств в составе токоограничивающего устройства.....	93
4.4. Выбор диодов в контур поддержания тока короткого замыкания.....	95
4.5. Выводы по главе	101
5. Верификация разработанных моделей и методов расчета.....	102
5.1. Верификация тепловой модели полупроводникового устройства	102
5.2. Экспериментальное исследование работы токоограничивающего устройства	108
5.3. Выводы по главе	124
Заключение	126
Словарь терминов.....	128

Список литературы	130
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Алгоритм управления ТОУ	138
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Выбор конденсаторной батареи для контура искусственной коммутации.	142
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Ограничение скорости тока включения ПП тиристоров	146
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Расчет обратного тока восстановления запирающих свойств ПП устройств	153
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Программа расчета параметров токоограничивающего устройства	161
ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Расчет реактора контура КЗ	165
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж. Программа расчета токов насыщения для вольт-амперной характеристики ПП устройств	172
ПРИЛОЖЕНИЕ И. Применение исследуемой теплозависимой модели ВАХ ПП устройства в Matlab Simulink.....	173
ПРИЛОЖЕНИЕ К. Реализация алгоритма расчета параметров схемы электротепловой аналогии ПП устройства в коде Matlab	174
ПРИЛОЖЕНИЕ Л. Упрощенная модель ТОУ для исследования тепловых режимов ПП устройств с теплозависимыми ВАХ.....	179
ПРИЛОЖЕНИЕ М. Расчет распределения тока в параллельно подключенных ПП устройствах при наличии разницы в условиях охлаждения.....	181
ПРИЛОЖЕНИЕ Н. Акт о внедрении результатов диссертационной работы	184
ПРИЛОЖЕНИЕ П. Свидетельство о регистрации патента на полезную модель	185

Введение

подавляющее количество автономных и изолированных от объединённой энергосети электротехнических комплексов для своего функционирования используют накопители энергии большой мощности (такие как аккумуляторы, суперконденсаторы и так далее). Короткие замыкания на клеммах таких накопителей могут являться причиной масштабных аварий. С такими короткими замыканиями энергосистема, ввиду своей автономности, должна справляться самостоятельно с минимальными последствиями. К комплексам с подобной проблемой можно отнести крупные мобильные энергосистемы, использующие электродвижение (например, современные суда), а также промышленные объекты для добычи полезных ископаемых (такие как нефтяные платформы).

Рассматриваемые энергосистемы характеризуются как короткие сети без значительной реактивности соединительных элементов, имеющие высокую степень электрификации и большую плотность электрогенерации. Эти свойства выражаются в высокой скорости развития аварийных процессов со значительными по величине токами короткого замыкания (до 200-300 кА), которые уже на сегодняшний день превышают коммутационную способность используемых автоматических выключателей. Наиболее отчетливо данные проблемы наблюдаются в системе снабжения постоянного тока, что тесно связано с перспективой развития таких источников питания как магнетогазодинамические генераторы и топливные элементы. Помимо этого, также отметим более широкое использование в рассматриваемых комплексах литий-ионных аккумуляторов. Данный тип батарей имеет пониженное внутреннее сопротивление, что может вызвать дополнительное увеличение токов короткого замыкания.

Одним из немногих опытных способов комплексного решения данных проблем является применение взрывных предохранителей, которые способны отключать короткое замыкание такого уровня. По сравнению с автоматическими выключателями взрывные предохранители значительно проще в конструкции, более быстродействующие, компактные и дешёвые. Однако их использование может привести к снижению надёжности энергоснабжения из-за продолжительности операций по замене сработавших предохранителей. Помимо этого, эксплуатация предохранителей для отключения ударных токов короткого замыкания создаёт значительную угрозу прекращения электроснабжения нормально работающих участков цепи.

Выключатели на базе полностью или полупроводимых (схемы искусственной коммутации, или так называемые резонансные схемы или схемы создания искусственных нулей тока) полупроводниковых устройств достаточно хорошо изучены и имеют множество вариантов схемных решений для различных типов электротехнических комплексов. В связи с непрерывным

устойчивым развитием технологий мощных полупроводниковых устройств такие выключатели уже сейчас имеют приемлемую стоимость и хорошие массогабаритные показатели. Главное достоинство таких выключателей это способность достаточно быстро отключать большой ток короткого замыкания — в течение несколько сотен микросекунд с момента обнаружения аварийного состояния сети. Это значительно уменьшает риски для источников питания. Однако высокая точность последовательности отключения таких устройств достигается при условии полной замены всего коммутационного оборудования энергосистемы на полупроводниковые выключатели (с объединённой системой мониторинга и управления), что в зависимости от масштабов рассматриваемого объекта может быть весьма избыточным. Существует необходимость в дальнейшей проработке данных вопросов.

Для автономной системы, не имеющей подключения к внешней энергосистеме (как к аварийному источнику питания), важно обеспечить высокую степень надёжности работы, то есть в случае аварии как можно больше электроприёмников должны оставаться в работе. Для этого в таких системах внедряется определённый порядок работы коммутационного оборудования (селективность), основой которой являются задержки срабатывания автоматических выключателей, которые в свою очередь будут наиболее длительными у источников питания (синхронные генераторы, аккумуляторные батареи и тому подобное). Для уменьшения риска развития аварии и соблюдения селективности необходимо последовательно с источником питания устанавливать не выключатель, а токоограничивающее устройство способное в течение достаточно длительного периода времени ограничивать ток короткого замыкания.

В настоящее время опытно эксплуатируемые подходы к ограничению тока короткого замыкания, такие как различные схемы токоограничивающих реакторов, нелинейных сопротивлений и полупроводниковых ТОУ, имеют множество тех или иных недостатков — значительные массогабаритные показатели, дополнительная токовая нагрузка на элементы, недостаточная проработка и так далее. Такого рода недостатки для рассматриваемых систем являются критическими, что ставит вопрос о необходимости в разработке новых схемотехнических решений.

Степень разработанности темы исследования. Научным и практическим исследованиям в области ограничения тока короткого замыкания посвящены работы следующих научных деятелей: Александров Г.Н., Брилинский А.С., Евдокунин Г.А., Стернин В.Г., Григорьев А.В. Необходимо уделить особое внимание авторам работ, посвященных разработкам и исследованию переходных процессов в полупроводниковых коммутационных аппаратах: Фролов В.Я., Кукеков Г.А., Васерина К.Н., Лунин В.П., Сосков А. Г. и Соскова И. А. Однако вследствие роста максимальных токов короткого замыкания и усложнения схем защищаемых энергосистем возникает необходимость в новых разработках и более глубокой проработке задачи ограничения

аварийных токов для автономных электротехнических комплексов. К сожалению, несмотря на значительный объём работ, в данной области не было уделено должного внимания схмотехническим решениям управляемого ограничения аварийного тока на базе полупроводниковых устройств.

Объектом исследования является разработанное в диссертации электротехническое устройство для управляемого ограничения тока короткого замыкания, построенное на основе полупроводниковых приборов.

Предметом исследования являются электромагнитные переходные процессы в токоограничивающем устройстве автономного электротехнического комплекса и обусловленные ими тепловые режимы силовых полупроводниковых устройств.

Целью диссертации является разработка управляемого полупроводникового токоограничивающего устройства (ТОУ) постоянного тока для автономных электротехнических комплексов на основе предложенной методики расчета параметров его компонентов.

Для достижения этой цели требуется решение следующих конкретных *задач*:

1. Анализ селективности работы коммутационного оборудования на примере судовой энергосистемы и определение наиболее эффективной стратегии обеспечения надёжного электропитания ключевых узлов электротехнического комплекса.

2. Построение математической модели переходных процессов управляемого токоограничивающего устройства для сетей постоянного тока, основу которого составляет полупроводниковый тиристорный модуль с искусственной коммутации.

3. Разработка метода выбора и расчета параметров элементов разрабатываемого токоограничителя, которые учитывают эксплуатационные режимы работы этих элементов и их тепловое состояние для обеспечения надёжной работы элементов схемы при многократных аварийных перегрузках в сетях постоянного тока.

4. Разработка методики проведения экспериментального исследования разрабатываемого токоограничивающего устройства с целью валидации проведённого теоретического анализа.

Научная новизна

1. Разработан метод сравнительной оценки эффективности токоограничивающих устройств в аварийных режимах автономных судовых электротехнических комплексов, основанная на следующих критериях: степень снижения тока короткого замыкания и сохранение заданной селективности коммутационного оборудования.

2. Предложено новое управляемое полупроводниковое токоограничивающее устройство на базе тиристорного DC/DC преобразователя для сетей постоянного тока в составе

автономных электротехнических комплексов с пониженной токовой нагрузкой на элементы схемы.

3. Разработана методика расчета параметров элементов предложенной схемы токоограничителя, работающего в условиях сети автономного электротехнического комплекса судовой энергосистемы, подтвержденная экспериментальными исследованиями.

4. Разработана новая динамическая модель, позволяющая осуществлять точный расчет предельного теплового состояния полупроводниковых устройств, работающих в составе предложенной схемы управляемого токоограничивающего устройства.

Теоретическая значимость работы

1. На основании анализа режима работы судовой энергосистемы и режимов короткого замыкания обоснован метод защиты от аварийных режимов работы с помощью управляемого ограничения тока для обеспечения селективной работы коммутационного оборудования.

2. Разработан метод экспериментальных исследований, подтверждающий эффективность работы предложенной системы управляемого токоограничивающего устройства.

3. Теоретическая значимость исследования подтверждена научно-исследовательской работой, выполненной в рамках исследований по государственному заданию Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема FSEG-2023-0012).

Практическая значимость работы

1. Обосновано решение проблемы селективности работы коммутационного оборудования в условиях короткого замыкания в судовой энергосистеме путём внедрения разработанного управляемого токоограничивающего устройства.

2. Приведённая комплексная методика выбора элементной базы разработанного токоограничивающего устройства нацелена на обеспечение предложенному схмотехническому решению высокой степени простоты применения, гибкости и универсальности с учетом аварийных режимов работы судовой энергосистемы.

3. Практическая значимость подтверждается актом внедрения результатов диссертационного исследования (см. приложение Н).

Методология и методы исследования

Для решения поставленных задач были применены следующие методы научного исследования: расчетно-теоретическая проработка, компьютерное моделирование и эксперименты. В расчетно-теоретической проработке нашли в себе отражение итерационные методы (оптимизационные алгоритмы) решения неявно выраженных уравнений и методы расчета переходных процессов в электрических цепях путем решения дифференциальных уравнений. Компьютерное моделирование включало в себя разработку SPICE схем для

исследования тепловых и электрических переходных процессов, а также написание программного кода для расчета параметров таких схем. Реализация экспериментальных методов представляло из себя сборку экспериментальных стендов и проведение на них опытов с целью верификации математических/компьютерных моделей и доказательства функциональной части работы исследуемого устройства.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Установлено, что стратегия длительного управляемого ограничения тока короткого замыкания является наиболее обоснованной для обеспечения высокой надёжности электропитания судового электротехнического комплекса, что подтверждено анализом аварийных переходных процессов на основе предложенной схемы замещения энергосистемы.

2. Предложена схема управляемого токоограничивающего устройства для сетей постоянного тока на базе тиристорного преобразователя с искусственной коммутацией, обеспечивающая длительное поддержание аварийного тока на заданном уровне без полного отключения цепи; достоверность положения подтверждена экспериментальными исследованиями.

3. Разработана тепловая модель полупроводниковых устройств, учитывающая нестационарные процессы при многократных аварийных импульсах тока, обеспечивающая высокую точность оценки предельной тепловой нагрузки; достоверность положения подтверждена экспериментальными исследованиями.

Степень достоверности результатов работы

Выполненные исследования и полученные выводы, представленные в диссертации, подтверждаются корректным использованием общепринятых методов математического моделирования. Соответствие предложенной схемы полупроводникового токоограничивающего устройства заявленным функциям и достоверность разработанных математических моделей, вместе с предложенными алгоритмами расчета их параметров, были доказаны экспериментально.

Апробация результатов

Основные положения и результаты диссертационного исследования были представлены, доложены, и получили одобрение на международной конференции:

- Семинар по электротехнике, автоматизации и системам управления, теория и практическое применение – EEACS IEEE (г. Санкт-Петербург, 23–25 мая 2023 г.).

Также тема проблемы токоограничения в современных энергосистемах обсуждалась автором на следующих конференциях:

- международная конференция, посвященная 150-летию со дня рождения основателя электротехнического отделения Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого - М.А Шателена, (г. Санкт-Петербург, 26–27 апреля 2016 г.).

- международная научная электроэнергетическая конференция: ISEPC-2021 (г. Санкт-Петербург, 17–19 мая 2021 г.)

Также материалы диссертации неоднократно обсуждались на научных семинарах ВШЭС ФГАОУ ВО СПбПУ.

Диссертация выполнена в рамках исследований по государственному заданию Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема FSEG-2023-0012).

Публикации

По теме диссертации были опубликованы 8 научных работ. Две из них опубликованы в журнале *Energies*, который индексируются в научных базах Scopus и Web of Science как Q2. Данные статьи, согласно рекомендациям научно-аттестационной комиссии от «18» ноября 2024 года №6/10, приравниваются к публикациям в журналах Перечня ВАК с присвоением категории K1:

1. Safonov E. P. et al. A Semiconductor Current-Limiting Device Based on a DC Converter // *Energies*. – 2024. – Т. 18. – №. 1. – С. 58 (журнал *Energies* – Q1 и Q2).

2. Safonov E. et al. On the Problems of Current Limitations in Networks Based on Power Semiconductor Devices // *Energies*. – 2023. – Т. 16. – №. 16. – С. 5905 (журнал *Energies* – Q1 и Q2).

Одной из публикаций, согласно упомянутым рекомендациям, присвоен к категории K3:

3. Vostrov K., Frolov V., Safonov E. Development of current limiting device for short and autonomous networks // *Plasma Physics and Technology*. – 2017. – Т. 4. – №. 2. – С. 182-185.

Статьи в сборниках трудов конференции:

4. Safonov E. P., Frolov V. Y., Paramonov E. D. Semiconductor diode model with thermal behavior for a DC current limiting device // *2023 Seminar on Electrical Engineering, Automation & Control Systems, Theory and Practical Applications (EEACS)*. – IEEE, 2023. – С. 267-270 (журнал *Energies* – Q1 и Q2).

5. Safonov E., Lozinova N. Influence of excess eddy current core losses of saturable reactor on the process of semiconductor valve turn-on // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – IOP Publishing, 2019. – Т. 643. – №. 1. – С. 012080.

Также были опубликованы следующие работы в системе РИНЦ:

6. Сафонов Е. П., Дайновский Р. А., Лозинова Н. Г. Расчет параметров демпфирующих rc-цепей преобразователя с учетом обратного тока тиристора // *Научно-технические ведомости Севмашвтуза*. – 2019. – №. 2. – С. 11-17.

7. Сафонов Е. П., Востров К. И., Фролов В. Я. Разработка токоограничивающего устройства резонансного типа на основе кабельного трансформатора // *Неделя Науки СПбПУ*. – 2017. – С. 139-142.

8. Востров К. И., Сафонов Е. П., Фролов В. Я. Физическое моделирование токоограничивающего устройства резонансного типа //Неделя Науки СПбПУ. – 2017. – С. 143-145.

Получен патент на полезную модель:

Патент №226244, Российская Федерация, МПК H02H 9/02 (2006.01). Полупроводниковое токоограничивающее устройство для сетей постоянного тока: №2023135527: заявл. 27.12.2023 опубл. 28.05.2024 / Сафонов Е.П., Фролов В.Я.; заявитель ФГАОУ ВО "СПбПУ".

Личный вклад автора

Все основные результаты диссертационной работы получены соискателем лично. Автором был проведён анализ современного состояния исследуемой области и сформулированы задачи исследования. Автор самостоятельно разработал и реализовал предложенные в работе методики расчета с последующей интерпретацией полученных результатов. В ходе исследований автор принимал непосредственное участие в сборке экспериментальных стендов, в проведении экспериментов и в получении опытных данных. Автором осуществлялась организация и планирование экспериментов, а также обработка, анализ и обобщение полученных результатов.

Структура диссертационного исследования включает введение, пять глав, выводы по главам, заключение, список литературы (160 источников) и 13 приложений. Общий объем диссертации 185 страниц. В работе представлены 117 рисунков (включая 21 рисунок в приложениях), а также 8 таблиц (включая 2 таблицы в приложениях).

1. Исследование автономных энергосистем в условиях возникновения тока короткого замыкания

Автономные электротехнические комплексы – это энергосистемы, способные в относительно длительные периоды времени (в зависимости от предусмотренного запаса топливно-энергетического ресурса) поддерживать автономность своей работы – производство и преобразование электроэнергии, обеспечение потребителей комплекса электропитанием во всех возможных режимах работы, высокая степень защиты от аварий, общая система управления и так далее. Задачей любого автономного электротехнического комплекса является генерирование электроэнергии требуемого количества и качества, а также обеспечение бесперебойности его работы во всех возможных режимах [5]. Кратко охарактеризуем некоторые из таких комплексов (Рисунок 1.1, а, б).

Электросамолёты (Рисунок 1.1, а) – самолёты, приводимые в движение электрическим двигателем (другими словами, воздушные суда с turboэлектрической силовой установкой). Данная технология является одним из наиболее перспективных направлений развития воздушного флота, так как, по оценкам специалистов, переход на полностью электрифицированное оборудование даёт множество преимуществ – снижение потребления топлива, полной взлётной массы, прямых эксплуатационных расходов и тому подобное. [6]. Электрические схемы таких систем в своём составе имеют мощные звенья постоянного тока, которые могут работать как промежуточная ступень преобразования частоты (при двигателях и генераторах переменного тока) или непосредственная генерация (при двигателях и генераторах постоянного тока). Это подразумевает наличие мощных накопителей энергии типа суперконденсаторов и литий-ионных аккумуляторных батарей (АБ) для повышенной надёжности электроснабжения воздушного борта. Здесь авария таких накопителей будет иметь разрушительные последствия для всего комплекса.

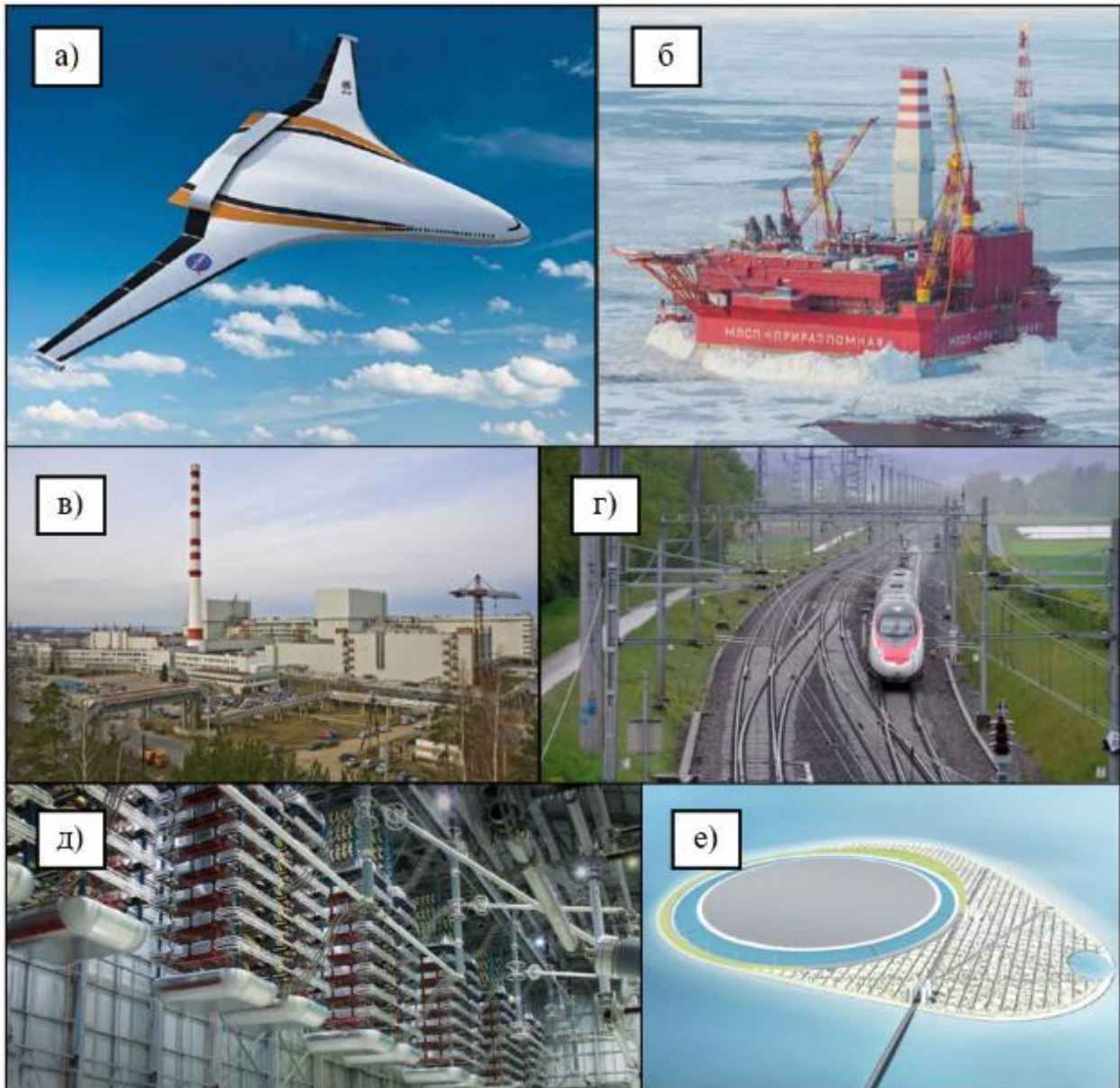


Рисунок 1.1 – Примеры электротехнических комплексов, использующие мощные накопители энергии: а) Электросамолёты (N3-X HWB [7]); б) Удалённые объекты добычи полезных ископаемых (платформа «Приразломная» [8]); в) АЭС (АЭС «Ленинградская» [9]); г) Железнодорожный транспорт (тяговые подстанции) [10]; д) Сети высоковольтной передачи постоянного тока (преобразовательные подстанции [11]); е) Остров «зеленой» энергетики. Манама, Бахрейн [12] (на стадии строительства)

Компоновке с постоянным током отдают наибольшее предпочтение из-за многообещающих результатов развития технологий энергоёмких аккумуляторов и топливных ячеек [13]. Данное обстоятельство в перспективе негативно отразится на максимальные токи короткого замыкания (КЗ) из-за отсутствия «сеточной» защиты (защита через прекращение подачи сигналов управления на полупроводниковые (ПП) устройства). Более того, исследования показывают, что наибольшее сокращение веса энергосистемы электросамолёта можно

достигнуть при повышении напряжения сети до 2 кВ (против 270 В на опытных проектах) [14]. Уже сейчас расчеты показывают возможность возникновения ударного тока КЗ до 330 кА [15]. Другим негативным обстоятельством является проблема частичных разрядов в разреженной атмосфере при полётах на большой высоте [16]. Все эти обстоятельства указывают на значительную уязвимость энергосистемы перспективных проектов электросамолётов.

Другие электротехнические комплексы с похожей проблемой – удалённые промышленные объекты добычи полезных ископаемых (Рисунок 1.1, б). К таким можно отнести нефтяные/газовые платформы на арктическом шельфе, территориально далеко расположенные от основной электросети страны разработанные или проектируемые месторождения меди, золота, олова и прочее сырьё за полярным кругом и в других труднодоступных для освоения места. Энергосистемы данных объектов характеризуются короткой сетью с большой плотностью электрогенерации, что может приводить к значительным максимальным уровням тока КЗ, достигающих 100 - 300 кА [17–19]. Большинство потребителей таких систем относится к первой особой категории, чья остановка электроснабжения может приводить, в частности, к сбоям в технологических процессах, что впоследствии может вызвать значительные экономические и материальные потери [20; 21]. Для улучшения показателей надёжности рассматривают более широкое применение немедленно готовых к работе бесперебойных источников питания (по крайней мере, в качестве временного резерва для ввода в работу более мощных резервных генераторов), таких как АБ [22–24].

Учитывая значительные выгоды от освоения ископаемых ресурсов Арктики, особую актуальность приобретают вопросы надёжности работы изолированных и удалённых энергетических комплексов, в частности их защиты от токов короткого замыкания (КЗ).

Отдельно отметим другие типы энергетических комплексов, в состав которых входят мощные накопители или сети постоянного тока, где КЗ может создать угрозу безопасной эксплуатации рассматриваемой системы: на атомных электростанциях (АЭС, Рисунок 1.1, в) решение проблемы надёжности работы систем собственных нужд АЭС находят в повышении степени ее автономности за счет установки АБ большой ёмкости [25; 26]; сети постоянного тока тяговой нагрузки (железнодорожный транспорт, Рисунок 1.1, г) [27–30]; высоковольтные сети передачи постоянного тока (Рисунок 1.1, д), в схемах которых, в целях повышения качества передаваемой энергии, присутствуют мощные конденсаторные батареи [31; 32]. Объекты «зелёной» энергетики (Рисунок 1.1, е), использующие накопители энергии для стабилизации электрогенерации [33–35].

Особое внимание в данной работе будет уделено судовым энергосистемам (СЭС), где большая часть аварийных случаев приходится на пожары, вызванные КЗ. Большая мощность

используемых энергоустановок и высокая степень электрификации современных судов, в совокупности с используемым низким напряжением, могут вызывать ударные токи КЗ до 200 кА и выше. В это же время номинальные токи генераторов приближаются к значениям 5500–6000 А [36]. В частности, здесь будут подробно рассмотрены системы постоянного тока, так как для СЭС такая система является наиболее перспективной с точки зрения наблюдаемых успехов в развитии промышленного освоения технологий магнитогазодинамических генераторов и топливных элементов [37]. Помимо этого, развитие сети постоянного тока для СЭС несет в себе цель повышение эффективности работы оборудования и экономия пространства [38]. Другим важным аргументом в пользу применения сетей постоянного тока для СЭС – уменьшение потерь. Сегодня многие современные суда совмещают в себе развитые сети постоянного и переменного тока, из-за чего цепочка преобразований снижает КПД электропередачи системы в целом до 50-60%. С этой точки зрения необходимо стремиться к тому, чтобы как можно большее число потребителей получали электроэнергию от основной сети постоянного тока [41].

1.1. Анализ аварийных режимов работы судовой энергосистемы

Отечественные исследователи еще пол века назад отмечали проблемы высоких уровней токов КЗ сетей постоянного тока СЭС, которые уже тогда достигали значений 120 кА [39]. Но уже сегодня расчеты аварийных режимов в СЭС показывают возможность возникновения максимальных ударных токов металлического КЗ до 130-250 кА [40]. Отдельно отметим, что опытные данные показывают эффективность токоограничивающих свойств дуги, из-за чего выдвигаются гипотезы принципиальной невозможности появления в СЭС тока дугового КЗ выше 200 кА [41].

Дальнейший рост токов КЗ неизбежен из перспективы высокой динамики роста мощности СЭС отечественного и зарубежного флота. Более того, с повышением мощности растут номинальные токи и объём распределительной аппаратуры, что способствует увеличению интенсивности потока отказов и снижению надёжности [41]. Эти факторы заставляют обратить пристальное внимание на проблемы эксплуатации современной СЭС.

Наиболее вероятные места возникновения КЗ — токопроводы главных распределительных щитов (ГРЩ), щитов постоянного тока (ЩПТ) и релейных щитов (РЩ), станции управления, пускатели. Относительно часто КЗ возникают в электрических машинах. В кабелях КЗ встречаются значительно реже и происходят, главным образом, вследствие перетирания изоляции об острые кромки корпусных или крепежных конструкций [41]. Наиболее частыми

причинами КЗ могут быть: попадание посторонних предметов на оголенные токоведущие части, механические деформации токоведущих элементов (например, при монтаже), нарушение изоляции под действием неблагоприятных внешних условий или коммутационных перенапряжений, ошибочные соединения при монтаже элементов разной полярности и так далее. [39].

Одним из самых мощных источников подпитки возможного КЗ в сети постоянного тока могут являться накопительные мощные источники питания – АБ. Ранее АБ применялись исключительно в качестве аварийных источников питания для поддержки непрерывной работы отдельных критических элементов инфраструктуры энергетического комплекса. В частности, это относится к аварийной системе внутренней связи рассматриваемого объекта [43]. Однако, с развитием технологии накопителей энергии и увеличением удельной ёмкости АБ, появилась возможность их применения в качестве источника аварийного электроснабжения всей СЭС, по крайней мере в момент ее перехода на питание от аварийных источников электроэнергии, так как автоматический запуск дизель-генераторов производится в течение 10–12 секунд [44]. Для повышения автономности перспективных дизельно-электрических научно-исследовательских подводных лодок АБ рассматривают как основной источник питания [45]. Более того, в последние десятилетия активно разрабатываются суда с полным электродвижением (Рисунок 1.2), что связано с целью повышения манёвренности, степени автоматизации и надёжности [46].

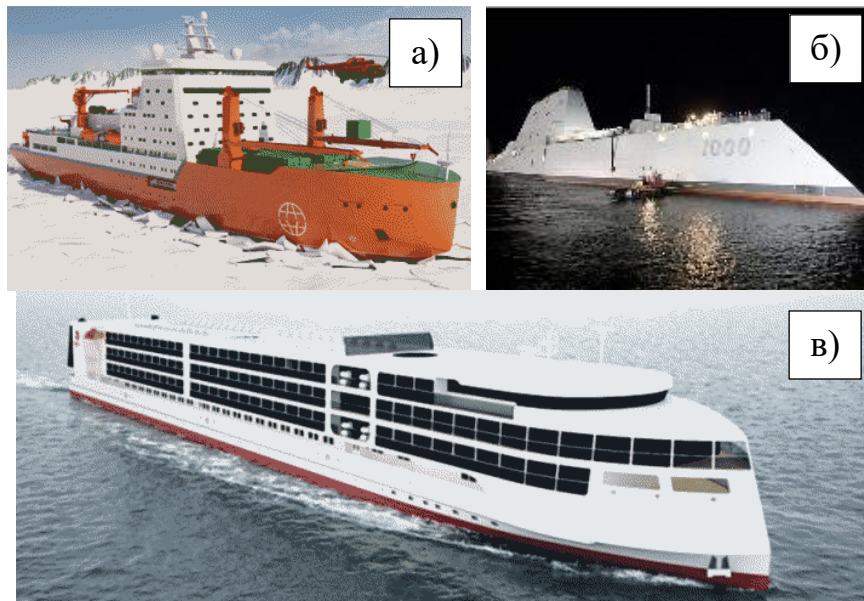


Рисунок 1.2 – Пример проектируемых и реализованных судов с полным электродвижением: а) научно-экспедиционное судно «Иван Фролов» [47]; б) эскадренный миноносец типа «Замволт». ВМС США [48]; в) пассажирское судно «Княгиня Ольга» [49]

На сегодняшний день отечественный флот в подавляющем большинстве случаев использует свинцово-кислотные АБ [45] - Рисунок 1.3, а. Данный тип АБ либо устарел, либо эксплуатируется на пределе теоретической эффективности и требует замены на более современный литий-ионный тип АБ - Рисунок 1.3, б, в. Литий-ионный тип АБ обладает относительно высокой энергетической плотностью, низким саморазрядом, отсутствием эффекта памяти, прост в обслуживании и обладает относительно большим сроком службы из на данный момент опытно эксплуатируемых. Согласно оценкам, литий-ионная АБ по сравнению со свинцово-кислотной АБ, при той же ёмкости, будет обладать меньшим объёмом (до 40 %) и меньшей массой (до 40 %), что является неоспоримым преимуществом для мобильных электротехнических комплексов [45].



Рисунок 1.3 – Аккумуляторы, применяемые в морском флоте: а) свинцово-кислотные АБ (аккумуляторное помещение проекта «Д-2» [50]); б) прототип литий-ионной АБ (совместная разработка аккумуляторной компании «Ригель» и ЦКБ МТ «Рубин» [51]); в) зарубежный образец литий-ионной АБ (разработка компаний «Yardney», «Lithion» (США), «SAFT» (Франция) и «GAIA» (Германия) [51])

АБ допускают кратковременное протекание токов КЗ. Однако длительное их присутствие может вызвать разрушение пластин аккумуляторов. Во избежание этого на зажимах АБ устанавливают автоматические выключатели (АВ) или предохранители [37].

Сегодня во всех реализуемых проектах мобильных автономных комплексов использование таких батарей рассматриваются как основное средство резервирования энергоснабжения [52].

Однако перед внедрением литий-ионных АБ необходимо решить проблему высоких токов КЗ, возникающих из-за более низкого внутреннего сопротивления, что требует дополнительного внимания при рассмотрении аварийных ситуаций [53]. В частности, отмечается особенность разработанных отечественных АБ, которая заключается в более низком (более чем в два раза)

внутреннем сопротивлении и, соответственно, с более высоким током разряда чем у аналогичных проектов, что делает сеть постоянного тока с АБ одним из наиболее уязвимых сегментов СЭС [54]. Отметим, что со схожей проблемой перехода на литий–ионные АБ уже столкнулись системы оперативного постоянного тока электрических станций и подстанций [55].

Сегодня вышеописанная проблема является одной из главных причин возникновения ситуации, когда рост отключающей способности АБ, которые применяют в рассматриваемых энергосистемах, отстаёт от роста максимальных уровней КЗ. Применяемые автоматические выключатели серии ВА, серии АМ (селективный, с магнитной защелкой, Рисунок 1.4) и А3700 имеют максимальную электродинамическую стойкость до 150, 120 и 100 кА соответственно, что ниже необходимой. Данные выключатели имеют очень низкую надёжность по отношению к отключению аварийных токов из-за нерешенных вопросов эффективного гашения дуги КЗ АБ [41].

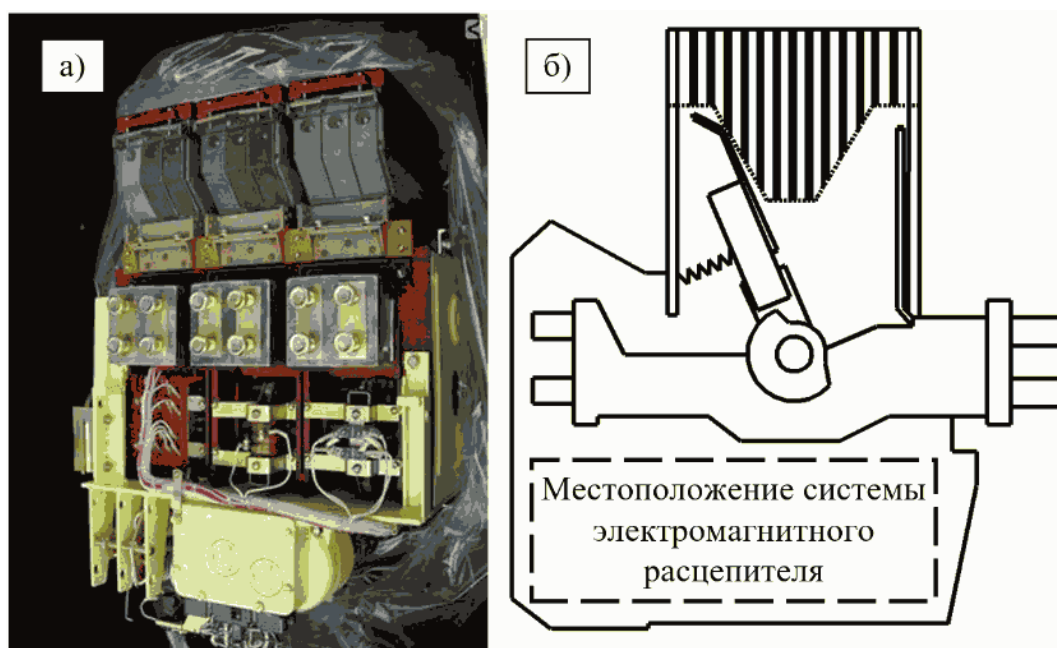


Рисунок 1.4 – Пример АБ, применяемых в СЭС. Серия АМ (номинальное напряжение 220 В (постоянный ток) и номинальный ток до 10 кА): а) внешний вид; б) упрощенный вид конструкции [56]

Недостаточная отключающая способность применяемых выключателей вынуждает ограничивать максимальную мощность СЭС. Для преодоления этого ограничения в системе устанавливают несколько энергоустановок с собственной системой шин (секцией), что приводит к удорожанию и усложнению всей СЭС. Структура такой СЭС должна обеспечивать

параллельную и отдельную работу генераторов, а также их защиту от токов КЗ [57]. Данное решение ухудшает устойчивость работы двигательной нагрузки при переходных процессах [41].

Несмотря на то, что внутреннее КЗ судовых источников питания наблюдаются очень редко, вероятная тяжесть от последствий такой аварии требует установки защиты [37].

Все аварийные сети следует выполнять таким образом, чтобы выход из строя отдельных аварийных приемников в аварийной ситуации (затопление, пожар и др.) не влиял на снабжение электроэнергией других, оставшихся в рабочем состоянии аварийных приемников [44].

Несмотря на то, что многие машины постоянного тока специально рассчитывают для длительного протекания аварийного тока (некоторые, например, в течение 0,5 с), с целью предотвращения преждевременного выхода из строя рекомендуется отключать КЗ мгновенно. Чтобы защитить такие машины, можно применять защитные аппараты с выдержкой времени при коротком замыкании с целью обеспечения возможности избирательности защиты [44].

К особенностям переходных процессов в СЭС, с точки зрения возникновения КЗ, относят: тяжелые переходные процессы из-за соизмеримости мощности генераторов и приводов; тяжелые аварийные условия; отсутствие значительной реактивности соединительной системы; относительно малые постоянные времени переходных процессов [5].

Последнее особенно ухудшает работу коммутационного оборудования. Для СЭС время переходных процессов составляет ~9–10 мс. То есть ко времени срабатывания автоматического выключателя (40–80 мс) он будет коммутировать полный аварийный ток [36].

Одним из немногих опытных способов комплексного решения данных проблем является применение взрывных предохранителей (Рисунок 1.5), которые способны отключать КЗ такого уровня [18,58]. По сравнению с автоматическими выключателями взрывные предохранители значительно проще в конструкции, более быстродействующие, компактные и дешёвые [59]. Однако их использование может привести к снижению надёжности энергоснабжения из-за продолжительности операций по замене сработавших предохранителей, и, следовательно, продолжительные паузы в электроснабжении потребителя [60]. Также важно помнить, что электрическая дуга в предохранителях при очень больших токах КЗ способна разрушить его, а это, в свою очередь, может привести к дальнейшему развитию аварии. Помимо этого, эксплуатация предохранителей для отключения ударных токов КЗ создаёт значительную угрозу прекращения электроснабжения неаварийных участков сети [56; 61; 62].

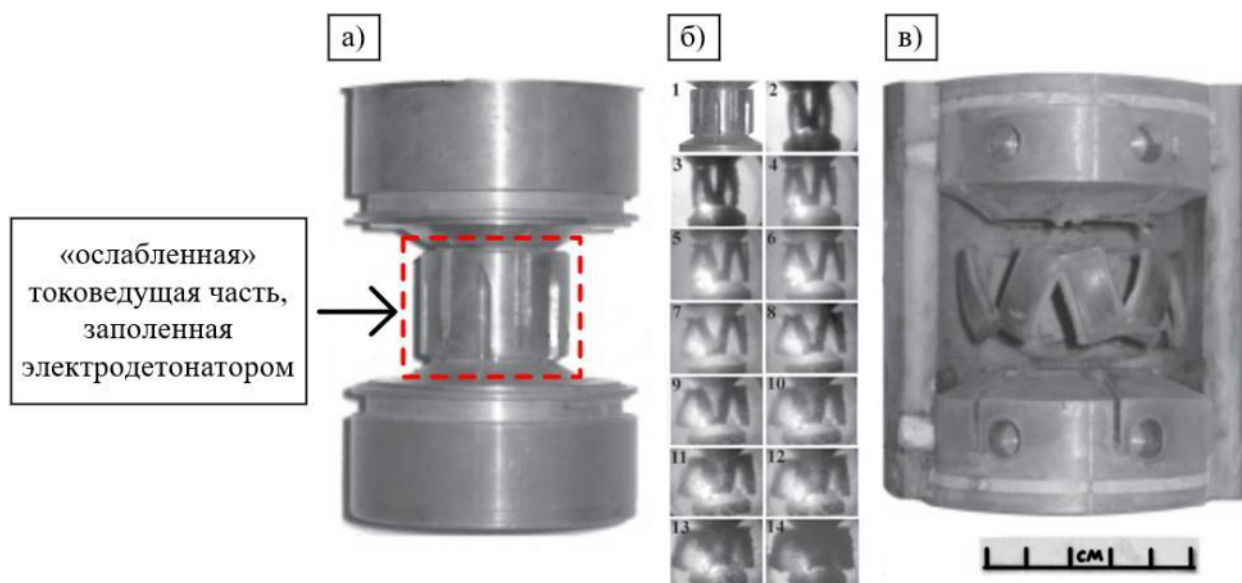


Рисунок 1.5 – Пример взрывного предохранителя [63]: а) до срабатывания; б) съёмка процесса срабатывания (разница между кадрами 50 мкс); в) после срабатывания

В связи с проблемами эксплуатации в современных судах отечественной постройки АВ практически полностью вытеснили предохранители. Однако в судах зарубежной постройки токоограничивающие предохранители продолжают эксплуатировать в комбинации с последовательно подключенным АВ. Это позволяет значительно упростить конструкцию АВ [56].

Общей проблемой ранее рассмотренных способов отключения аварийных токов может являться самоограничение тока дугowego КЗ за счет собственного сопротивления, из-за чего величина тока КЗ может быть относительно невелика и быть сопоставима с пусковыми токами, от которых АВ и предохранитель отстроены [41]. Следовательно, необходимо внедрение более совершенных (главным образом цифровых) способов идентификации наличия КЗ в энергосистеме.

Другим решением рассматриваемой проблемы может стать выключатель на основе схем искусственной коммутации, когда постоянный ток с помощью резонансной LC-цепи искусственно пересекает нуль (схемы на Рисунок 1.6, где «К» - ключ, инициализирующий колебания в LC-цепи). В целом, условно, такие схемы можно разделить на несколько типов: с механическим коммутатором [64; 65] (Рисунок 1.6, а), где разряд предварительно заряженного конденсатора осуществляется непосредственно на электрическую дугу (активная резонансная схема), либо где конденсатор предварительно не заряжен, а нуль тока достигается возбуждением колебаний в LC-цепи от отрицательного дифференциального сопротивления электрической дуги без использования ключа «К» (пассивная резонансная схема); с полупроводниковым

коммутатором, где конденсатор разряжается, доводит до нуля ток тиристора и прикладывает к нему обратное напряжение, тем самым отключая его [66] (Рисунок 1.6, б); и смешанные, где основная часть выключателя включает в себя и механические контакты и полупроводниковые устройства [67] (Рисунок 1.6, в).

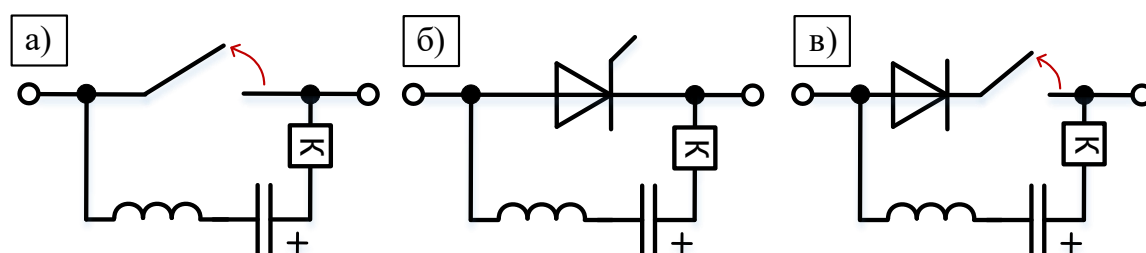


Рисунок 1.6 – Резонансные выключатели постоянного тока: а) с механическим выключателем; б) с полупроводниковым коммутатором; в) со смешанным коммутатором

В основном такие выключатели выполнены на базе мощных полупроводниковых устройств без механических контактов, что делает эти выключатели быстродействующими, то есть даёт способность осуществить отключение в течение нескольких сотен мкс [68–74]. Однако такое быстрое отключение аварийного тока не избирательно и может привести к преждевременной остановке электроснабжения неаварийных участков схемы [75]. С другой стороны, с помощью таких выключателей можно добиться весьма высокой степени селективности, но при условии полной замены всего силового коммутационного оборудования на полупроводниковые выключатели (с объединенной системой управления), что, в зависимости от масштабов рассматриваемой энергосистемы, может быть весьма избыточно [76].

Для селективности работы коммутационного оборудования применяют специальные типы АВ, снабженные замедлителями расцепления с разными интервалами срабатывания. При этом наименьшую задержку срабатывания имеют наиболее удалённые от источников питания (СГ, АВ и тому подобное) АВ, что обеспечивает наибольшую надёжность энергоснабжения системы (выключатель В4 на Рисунок 1.7). Следовательно, АВ, находящиеся в непосредственной близости от источников, будут иметь наибольшую задержку срабатывания, которая может достигать до 1 секунды, что достаточно много [57]. Именно АВ генераторов и межсекционные АВ выполняются со значительными выдержками по времени [77].

Рассматриваемые максимальные токи КЗ даже при очень малой длительности (20–30 мс) представляют серьёзную пожарную опасность для плотной кабельной укладки СЭС.

Температура плазмы дуги (5000–6000 °К) способна воспламенить почти любые материалы, в том числе металлические изделия толщиной 8–10 мм [41]. Уже при 100 мс открытого горения дуги постоянного тока выше 40–50 кА вызывает разрушение аварийного оборудования. Помимо этого, на площади радиусов 5–15 м происходит разбрызгивание металла, что с высокой вероятностью приводит к распространению пожара с выходом из строя рядом установленного прочего оборудования. Также дуга оказывает сильное физиологическое воздействие и сопровождается сильным звуковым ударом и опасным световым излучением [39]. Высокая температура дуги при такой длительности приводит к интенсивному испарению материалов контактов, из-за чего помещение с коммутационным оборудованием наполняется бурными токсичными парами двуокиси меди. Уже за 0,2 с горения дуги КЗ 20–30 кА продукты испарения металла полностью нарушают видимость в помещении объёмом 100 м³ и являются серьёзной угрозой для жизни [41].

Все аварийные сети следует выполнять таким образом, чтобы выход из строя отдельных участков энергосистемы в аварийной ситуации (затопление, пожар и др.) не влиял на снабжение электроэнергией других, оставшихся в рабочем состоянии приемников [44].

Рассмотрим применяемую на практике трехуровневую систему последовательности работы коммутационного оборудования в СЭС [78] на следующем примере (У1 – источник питания (ИП), У2 – распределительная система и потребители (П), У3 – потребители (П) на Рисунок 1.7). Время срабатывания коммутационных устройств на разных уровнях имеют значения $t_1(B1) > t_2(B2 \text{ и } B3) > t_3(B4 \text{ и } B5)$ (например, $t_1 = 1 \text{ с}$, $t_2 = 0.38 \text{ с}$, $t_3 = 0.1 \text{ с}$).

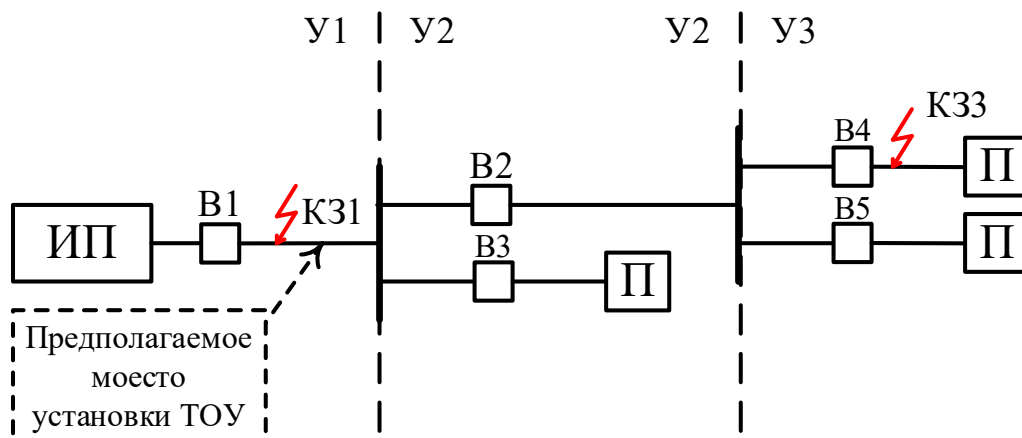


Рисунок 1.7 — Пример схемы участка энергосистемы для пояснения принципа селективной работы коммутационного оборудования

В случае возникновения КЗ в точке КЗ3 сработает только один выключатель В4, в то время как выключатели В1 и В2 не успеют сработать из-за более продолжительного времени срабатывания и П у В3 и В5 остаются с питанием. Однако у рассматриваемого принципа также есть и негативные следствия. Например, при возникновении КЗ в точке КЗ1, ИП будет оставаться в аварийном режиме по максимальной принятой задержке срабатывания, что создаёт значительную угрозу безопасности электротехнического комплекса (переход металлического КЗ в дуговое, перегрев генерирующих агрегатов, взрыв АБ и т.д.).

Для решения этой проблемы целесообразно последовательно с ИП устанавливать не выключатель, а токоограничивающее устройство (ТОУ) способное в течение относительно длительного времени (на уровне времен срабатывания АВ) ограничивать ток КЗ. Это позволит значительно снизить риски дальнейшего развития аварии, так как решение поставленной задачи через разработку новых механических АВ с повышенной устойчивостью к токам КЗ не устраняет вредных его проявлений, которые были рассмотрены в разделе работы [41].

Здесь необходимо упомянуть о проблеме низкого реактивного сопротивления соединительных элементов СЭС. По этой причине ближайший к точке возникновения замыкания АВ будет отключать аварийные токи всех ИП, то есть отключать ток близкий к максимально возможным аварийным значениям СЭС, так как быстродействие контактных защитных реле и выключателей уже сегодня приближаются к своим техническим пределам [41]. Здесь ТОУ у ИП будет способствовать улучшению условий отключения аварийных токов АВ.

Рассмотрим перспективную электрическую схему судна на полном электродвижении (Рисунок 1.8). На схеме ГЭД – главный электродвигатель. В отечественной проектной деятельности сложилась практика, согласно которой в разрабатываемые СЭС закладывают две полностью идентичные электростанции (здесь это левый и правый борт). В нормальном режиме работы оба борта электрически соединены и работают параллельно, попутно резервируя друг друга [45].

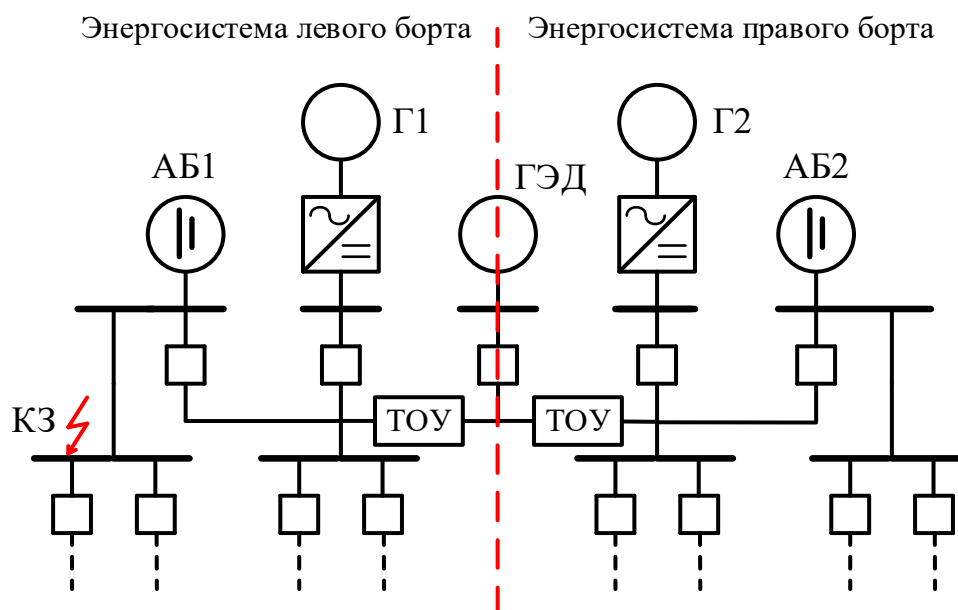


Рисунок 1.8 – Схема двухбортовой энергосистемы

У традиционных схем СЭС в нормальном режиме генераторы работают в буфере с АБ, то есть они находятся параллельно в работе при постоянном подключении к СЭС [45]. Постоянное подключение АБ к СЭС необходимо не только в случаях аварий в электрической схеме системы, но и при внезапных манёврах и снижении скорости вращения гребного вала, на котором расположены основные генераторы [44]. У перспективных научно-исследовательских подводных лодок с полным электродвижением в подводном положении питание осуществляется только от АБ, а параллельная работа генераторов и АБ осуществляется в надводном положении судна, в режиме зарядки АБ от генераторов. Другими словами, для воспроизведения наиболее тяжёлых аварийных режимов необходимо рассматривать СЭС при подключении всех источников питания в параллельную работу, что будет рассмотрено в разделе 2.1 работы.

При возникновении КЗ в близости от АБ (точка КЗ на Рисунок 1.8) необходимо снизить аварийные токи до уровня коммутационной способности АБ. Для этого происходят два события. Первое – срабатывают взрывные токоограничивающие предохранители, которые сегодня преимущественно рассматриваются в качестве ТОУ (блок «ТОУ» на Рисунок 1.8). Второе – отключение генераторов по сеточной защите в течение одного полупериода, принятой в системе переменного тока частоты работы этих генераторов. Если генераторы работают на частоте 400 Гц, то время отключения преобразователей составит порядка нескольких мс, что сопоставимо с временем срабатывания предохранителей. В такой ситуации трудно обеспечить селективность работы коммутационных устройств двух бортов, из-за чего вероятно срабатывание сеточной защиты генераторов обоих бортов (отключение генераторов Г1 и Г2). Здесь в работе остаётся

только АВ одного борта, в то время как другой борт будет полностью обесточен. Для основных электроприёмников судна (различного рода электроприводов) перерыв в электроснабжении в большинстве случаев недопустим, так как это приводит к нарушению работы энергетических установок и ответственных судовых систем (охлаждающие насосы, вентиляторы энергетических установок и т.д.) [79]. Тем более при срабатывании обоих предохранителей возникает угроза длительной остановки ГЭД.

Здесь также возможным решением проблемы будет использование устройств длительного ограничения КЗ вместо предохранителей, то есть без прерывания электрического соединения между двумя бортами. Рассмотрим преимущество длительного ограничения тока между бортами при таком же КЗ (точка КЗ на Рисунок 1.8).

Во-первых, не будет необходимости в отключении генератора Г2. Здесь аварийный ток от Г2 будет значительно меньше (из-за ограничения перетока посредством ТОУ) и, при правильной настройке уставки аварийного тока, можно добиться непрерывной работы преобразователя у Г2. Как правило, полупроводниковые ключи в составе преобразователя и обмотки генератора могут кратковременно выдерживать относительно небольшие перегрузки по току.

Во-вторых, после срабатывания сеточной защиты Г1 и автоматического выключателя (АВ) с последующей изоляцией аварийного участка от основной части энергосистемы часть потребителей левого борта (объём которой определяется зоной действия АВ) сохраняет питание от электростанции правого борта, что повышает общую надёжность энергосистемы.

В-третьих, свойство перспективного ТОУ оставаться длительно в работе до, во время и после КЗ, позволяет не останавливать питание ГЭД.

В-четвёртых, ограничение перетока тока КЗ между бортами позволит избежать значительной просадки напряжения неаварийного борта, тем самым повысить надёжность работы потребителей.

1.2. Анализ возможных технических решений для управляемого ограничения тока короткого замыкания

Наиболее распространённым способом ограничения тока КЗ является применение токоограничивающих реакторов (ТОР). Простота принципа работы и полная автономность обуславливают низкие финансовые затраты на создание устройства данного типа и простоту его реализации. Эффективность токоограничения ТОР подтверждается огромным опытом эксплуатации практически во всех областях электроэнергетики [80]. Однако с развитием

электротехники и с появлением более технологичных и принципиально новых подходов к ограничению тока КЗ стали заметны многочисленные недостатки ТОР. Во-первых, это проблема массогабаритных параметров, которая обусловлена следующими факторами [81]. Высокие электродинамические нагрузки от тока КЗ вынуждают увеличивать межвитковое расстояние, а компенсация при этом падающей индуктивности достигается увеличением числа этих витков. Помимо этого, относительные высокие тепловые потери от высоких номинальных токов вынуждают помещать обмотку реактора в масло, что требует дополнительного места для бака. Во-вторых, пассивное увеличение реактивности сети постоянного тока усложняет снижения тока КЗ до нуля, что создаёт дополнительную нагрузку на коммутационное оборудование [82]. В-третьих, применение ТОР может ухудшить устойчивость работы двигательной нагрузки при переходных процессах, что особенно критично для высокоманёвренных судов [41]. В-четвёртых, магнитное поле ТОР может влиять на нагрев стальных переборок и т.д.

Решение части перечисленных выше проблем ставит себе в задачу другой тип ТОР, управляемый подмагничиванием (Рисунок 1.9, а). Такое устройство имеет несколько обмоток – сетевую обмотку и обмотку управления (выводы последней на Рисунок 1.9, а, отмечены как «+» и «-»). Принцип действия состоит в следующем – в нормальном режиме работы защищаемой системы обмотка управления поддерживает магнитную систему ТОР в насыщенном состоянии, благодаря чему сетевая обмотка будет обладать низкой индуктивностью, тем самым не оказывая негативного влияния на систему. В момент возникновения КЗ сетевая обмотка должна создать компенсирующий магнитный поток, который выведет магнитную систему из состояния насыщения. Это значительно повысит индуктивность сетевой обмотки, что и будет способствовать ограничению тока КЗ [83].

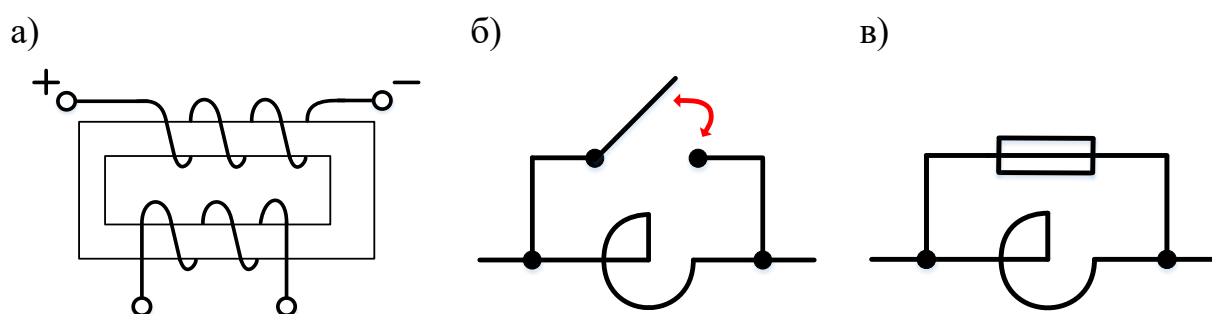


Рисунок 1.9 – ТОУ на основе реакторов (разновидности самого ТОР и вариантов его применения), а) ТОР, управляемый подмагничиванием; б) ТОР, шунтированный выключателем; в) ТОР, шунтированный предохранителем

Однако данный тип ТОУ имеет некоторые критические недостатки относительно рассматриваемых энергетических комплексов. В частности, к этим недостаткам относятся всё еще неудовлетворительные массогабаритные показатели, что связано с применением в больших объёмах электротехнической стали. Также к недостаткам можно отнести сниженную эффективность токоограничения по сравнению с ранее рассмотренным «классическим» ТОР [41].

Другими способами решения части проблем эксплуатации ТОР является его шунтирование выключателем (Рисунок 1.9, б) или плавким предохранителем (Рисунок 1.9, в). В обеих схемах нормальный ток замыкается не через реактор, а через параллельный шунтирующий элемент, что решает проблему больших потерь (позволяет улучшить массогабаритные параметры ТОР) и проблему влияния повышенной индуктивности на работу элементов энергосистемы. С другой стороны, данные схемы не лишены недостатков: присутствие механического коммутатора в схеме на Рисунок 1.9, б не позволяет ограничить ударный ток КЗ, а дешунтирование реактора в схеме на Рисунок 1.9, в может вызвать значительные перенапряжения [41].

В целом ТОУ на основе принципа повышения индуктивности может успешно справляться с задачей токоограничения КЗ, однако эксплуатация таких устройств имеет множество негативных последствий. Различного рода модификации схемы ТОР способна решить часть проблем только за счет появления новых, что свидетельствует об исчерпании технических возможностей из рассматриваемого типа ТОУ. Необходимо рассмотреть более технологичные пути ограничения КЗ.

С точки зрения функции токоограничения выгодно смотрятся такие материалы, которые способны значительно повышать собственное электрическое сопротивление от воздействия тока короткого замыкания (магнитное поле, электродинамическое воздействие, джоулев нагрев и т.д.), который и необходимо ограничить.

Наиболее известными в этом плане являются сверхпроводниковый ограничитель тока (СОТ). Эффект токоограничения достигается за счет выхода материала из состояния сверхпроводимости при достижении его критического тока/магнитного поля, в результате чего происходит резкое повышение электрического сопротивления этого материала. Главным преимуществом данной технологии является эффективность, которая на сегодняшний день экспериментально доказана. Некоторые подстанции в России имеют в своём составе опытно эксплуатируемые СОТ, разработанные и созданные отечественными компаниями [84].

СОТ можно подразделить на несколько основных типов:

- СОТ с параллельным сопротивлением [85–87];
- СОТ в диагонали моста [85; 88];

- СОР трансформаторного типа [85; 89];
- сверхпроводящий экран [90].

Распространение таких токоограничивающих устройств ограничено несколькими факторами. Во-первых, используемые материалы первого и второго поколения для СОР являются сложной в производстве мультикомпонитной керамикой. Помимо этого, сами сверхпроводниковые провода являются высоко технологичным продуктом, содержащими в себе многокомпонентную матричную структуру (первое поколение) или структуру с большим количеством тонких слоёв (второе поколение) [91]. Во-вторых, применяемые на практике СОР используются вместе с рефрижераторной системой, поддерживающей проводники в состоянии сверхпроводимости. По этой причине весь комплекс СОР имеет не самые удовлетворительные массогабаритные характеристики [92]. В-третьих, высокотемпературные сверхпроводниковые провода имеют ощутимые ограничения по плотности тока. Так, при длине провода более 100 метров (производитель ЗАО «СуперОкс») среднее значение критического тока составляет 912 А/12 мм при 77 °К (-196°С), а минимальное значение критического тока – 812 А/12 мм, стандартное отклонение – 10,6 А (1,2%) [92].

Другим известным материалом со схожими свойствами являются позисторы (термистор с положительным температурным коэффициентом или ПТК-термисторы). Позисторами называют приборы, выполненные на основе материала, способного увеличивать своё электрическое сопротивление при повышении собственной температуры. В частности, под позисторами понимают полупроводниковое устройство, способное увеличить своё электрическое сопротивление на несколько порядков в ограниченном температурном диапазоне (фазовый переход свойств материалов). Благодаря этому свойству позисторы нашли широкое применение как токоограничивающее устройство в различных схемах электроприборов и электрооборудования. В зависимости от материала позистора, механизм изменения сопротивления может несколько отличаться, но в целом его описывают как фазовый переход в следствие изменения конфигурации кристаллической структуры под воздействием температуры [93].

К преимуществам такого подхода токоограничения можно отнести следующее. Во-первых, автономность, так как повышение температуры можно достичь за счет собственного электрического сопротивления (джоулев нагрев). Во-вторых, относительно СОР материал для позистора много проще, технология изготовления более простая и менее дорогая.

Материалы, используемые в основе позистора, можно разделить на 4 группы [94]:

- позисторы на основе полимерных композитов [95; 96];
- позисторы на основе керамических композитов [97; 98];

- позисторы на основе оксида ванадия (III) [99–101];
- позисторы на основе титаната бария [102–105].

В деталях каждый из этих типов позисторных материалов имеет свой набор преимуществ и недостатков относительно друг друга. Но в общем можно отметить несколько основных препятствий к их применению в целях ограничения тока КЗ для рассматриваемых энергетических комплексов. Во-первых, относительно высокое удельное электрическое сопротивление еще до фазового перехода, из-за чего появляется проблема длительного протекания нормального тока сети. Как ранее обсуждалось в предыдущем разделе, данную проблему можно решить шунтированием (аналогично схемам на Рисунок 1.9, б и в) но со схожими издержками. Во-вторых, сложно обеспечить быстрое и равномерное изменение температуры тела позистора, из-за чего не всегда удастся ограничить первый ударный пик тока КЗ. И, с другой стороны, быстрое изменение температуры создаёт высокие температурные напряжения в материале, которые могут привести его к механическому разрушению. Третья проблема - нехватка экспериментальных исследований.

Далее рассмотрим токоограничивающие устройства на базе полупроводниковых устройств. Основу эффекта токоограничения здесь составляет широтно-импульсная модуляция. Другими словами, в данном случае ограничение тока КЗ достигается за счет кратковременного подключения источника питания к аварийному участку схемы с некоторой частотой в течении определенного промежутка времени.

Однако в рассматриваемых энергосистемах следует не допускать полного прекращения тока или его значительных пульсаций. Как обсуждалось выше, это необходимо для нормального срабатывания АВ. Также можно отметить, что длительная переменная электродинамическая нагрузка ухудшает механическое состояние соединительных элементов системы. Помимо этого, высокие уровни di/dt при включении/выключении ПП устройств могут создавать значительные перенапряжения в индуктивных цепях, а также могут создавать угрозу ложного срабатывания ПП устройств в составе преобразователей с последующем выходом его из строя. В этих целях в схеме ПП ТОУ необходимы дополнительные элементы, которые будут способствовать поддержке у тока постоянной составляющей. Для этого используются индуктивности, шунтируемые обратным (относительно направлению модулируемого тока) диодом. Схема простейшего ПП ТОУ приобретает следующий вид, показанный на Рисунок 1.10, а.

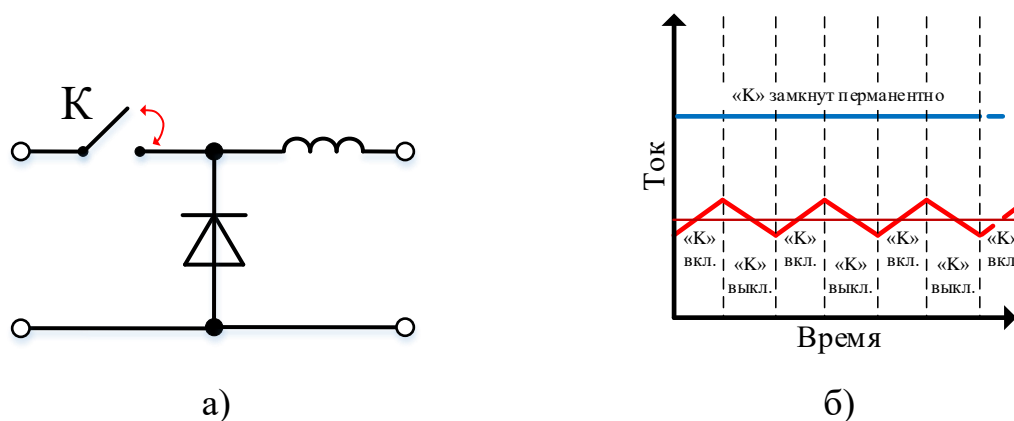


Рисунок 1.10 – Простейший ПП ТОУ (или DC/DC преобразователь).
а) электрическая схема; б) принцип работы

Можно обратить внимание, что схема на Рисунок 1.10 а полностью идентична схеме DC/DC преобразователя для понижения тока (так называемый прерыватель тока или «chopper») [106]. Такие преобразователи в качестве основного ключа (отмечен как «К» на Рисунок 1.10, а) в основном используют полностью управляемые ПП устройства, такие как IGBT транзисторы. Подобного рода схемы уже рассматривались другими специалистами в качестве перспективных для целей ограничения аварийных тока [107].

Здесь и далее, в частном порядке, под термином «основной» (например «основной ключ», «основной тиристор» и т.д.) подразумевается коммутационное устройство, которое несет на себе основную нагрузку от номинального тока в нормальном режиме работы системы, которую он коммутирует.

Если взглянуть на данный преобразователь с точки зрения применения его в силовых цепях (где и будут наблюдаться максимально возможные уровни токов КЗ) мы неизбежно столкнёмся с проблемой большой стоимости и значительных габаритов сборки основного ключа, так как IGBT транзистор, по сравнению с другими типами относительно мощных полупроводниковых устройств, имеет множество недостатков – большое падение напряжение включенного состояния, низкая перегрузочная способность и относительно большая стоимость за каждый ватт мощности устройства [108]. Ранее рассмотренные условия применения перспективного ограничителя обуславливают завышенные требования по токовой перегрузке к ПП устройствам [109]. Отметим также ограничение по максимальным уровням номинального тока и номинального напряжения, которое у промышленно освоенных IGBT устройств составляет 2 кВ/1000 А (10 кВ/5000 А у тиристоров, для сравнения). Это увеличивает число устройств в ключе и значительно усложняет его сборку – для каждого устройства сборки в

отдельности необходимо организовать систему управления, теплоотвод, соединительные элементы и т.д.

Рассмотрим следующую схему ПП ТОУ, показанную на Рисунок 1.11 [110].

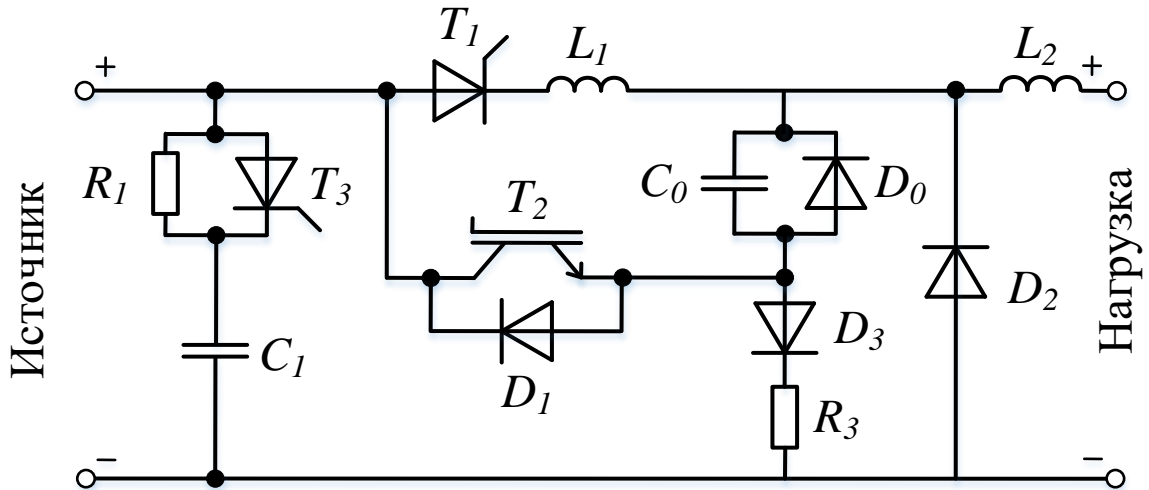


Рисунок 1.11 – Вариант ПП ТОУ. Обозначение элементов сохранено [111]

Кратко опишем работу и функционал данной схемы. В нормальном режиме работы системы номинальный ток замыкается по контуру «(И)сточник– T_1 – L_1 – L_2 –(Н)агрузка». В момент возникновения КЗ (со стороны «Н» схемы) транзистор T_2 осуществляет искусственную коммутацию тиристора (подробнее этот принцип описан ниже, на примере более простых схем) T_1 с помощью предварительного заряженного конденсатора C_0 . После успешного отключения T_1 аварийный ток полностью переходит в ветвь с транзистором T_2 и замыкается по контуру «И– T_2 – D_0 – L_2 –Н». Далее транзистор T_2 управляется через ШИМ и в целом схема начинает работать аналогично DC/DC преобразователю (Рисунок 1.10). В это время Диод D_0 шунтирует конденсатор C_0 . Элементы D_3 и R_3 создают контур для подзарядки конденсатора в нормальном режиме работы системы – «И– T_1 – L_1 – C_0 – D_3 – R_3 –И». Цепь, представленная R_1 , C_1 и тиристором T_3 , является демпфером входного тока. В режиме ограничения он сглаживает пульсации. Тиристор T_3 применяется для уменьшения потери активной энергии.

Данную схему можно рассмотреть, как возможный вариант практической реализации рассмотренной схемы на Рисунок 1.10. Основное отличие от нее заключается в применении в качестве основного ключа ПП тиристора, который не имеет возможности полноценного управления проводящего состояния через управляющий электрод. Это позволяет ощутимо снизить потери в ТОУ в нормальном режиме работы системы, однако не решает другие ранее рассмотренные негативные следствия использования IGBT.

Представляется логичной попытка разработки схожего по принципу работы ПП ТОУ без мощного IGBT устройства, где функцию основного и коммутирующего ключа совмещает в себе более мощный ПП тиристор. Однако здесь мы неизбежно сталкиваемся с проблемой отсутствия у него полной управляемости. Рассмотрим далее следующую схему полупроводникового аппарата – Рисунок 1.12, а.

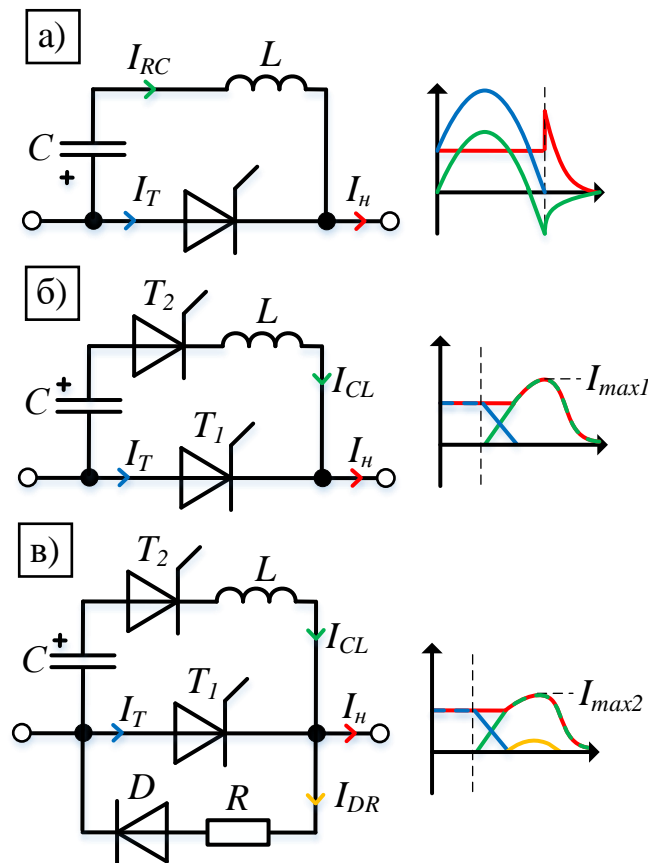


Рисунок 1.12 – Схемы искусственной коммутации тиристора.
 а) Импульсная схема с автоматическим отключением тока нагрузки;
 б) Схема искусственной коммутации тиристора;
 в) Модификация схемы искусственной коммутации тиристора

В данной схеме управляемое отключение тиристора достигается следующим образом. Конденсатор заряжен и поддерживает свой заряд, когда тиристор отключен. При включении тиристора управляющим импульсом через него начинают протекать ток нагрузки и ток разрядки конденсатора. На втором полупериоде колебательной перезарядки конденсатора в LC контуре ток направлен встречно к тиристор (току нагрузки), тем самым отключая его. Функционально данная схема полностью соответствует принципу действия ПП ТОУ, однако, как это видно на осциллограмме на Рисунок 1.12, а, разряд конденсатора будет способствовать увеличению

токовой нагрузки тиристора, что является особенно критическим обстоятельством с точки зрения функции ограничения тока КЗ. Также отметим трудность управления длительностью включенного состояния основного ключа из-за его зависимости от параметров LC контура.

Другая схема (Рисунок 1.12, б) данную проблему не наследует, но нуждается в дополнительных элементах – дополнительный «разрядный» тиристор, сторонний источник питания для заряда конденсатора и усложнение системы управления. Работает она следующим образом. Конденсатор предварительно заряжен указанной на рисунке полярностью. По тиристоры T_1 замыкается ток системы в нормальном состоянии. Для отключения этого тиристора на управляющий электрод тиристора T_2 подаётся сигнал на его включение. Разряд конденсаторной батареи доводит ток тиристора T_1 до нуля, после чего этот же конденсатор прикладывает к T_1 обратное напряжение, тем самым окончательно запирая его, рассеивая остаточный рекомбинационный заряд полупроводниковой структуры.

У рассматриваемой схемы можно отметить несколько недостатков. Первый – остаточный заряд конденсатора после запираания тиристора T_1 провоцирует некоторое повышение тока нагрузки (I_{max1}). Другая проблема – значительное время разряда конденсатора при работе схемы на нагрузку с низкой индуктивностью [106]. Дело в том, что недостаточная индуктивность контура «И–С– T_2 –L–Н» может способствовать переходу разряда конденсатора С (после отключения основного тиристора) от высокочастотного колебательного характера к длительному апериодическому, что в свою очередь увеличивает длительности включенного состояния тиристора T_2 и уменьшает частоту работы всего устройства. Это создаёт некоторые ограничения режима работы схемы относительно параметров нагрузки.

Для частичного решения обеих указанных проблем можно установить обратную к тиристоры T_1 разрядную ветвь из последовательно соединённых диода D и резистора R ($I_{max1} > I_{max2}$), как это показано на Рисунок 1.12, в [112].

Отдельно отметим роль L в схемах на Рисунок 1.12, б и в. Здесь индуктивность ветви искусственной коммутации выполняет функцию ограничения скорости нарастания тока для защиты тиристора от эффекта di/dt . В большинстве случаев магнитную систему такой индуктивности делают намагничивающейся, что позволяет ей до насыщенного состояния (высокая индуктивность) ограничивать di/dt , а после необходимого времени включения полупроводниковой структуры устройства насыщаться (низкая индуктивность). Это увеличивает скорость разряда конденсатора и придаёт контуру высокочастотный характер, что значительно сокращает время включенного состояния тиристора T_2 .

Случай модификации схемы на Рисунок 1.12, в, показана на Рисунок 1.13 [113].

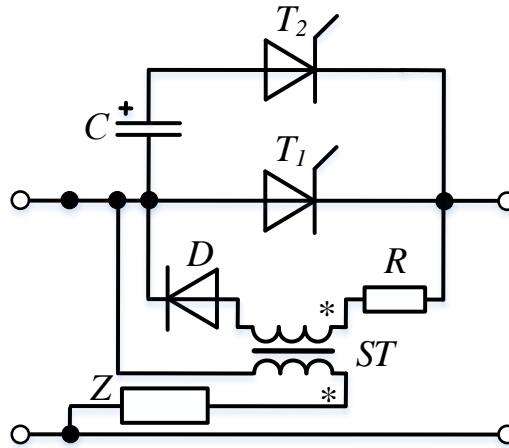


Рисунок 1.13 – Модификация схемы искусственной коммутации тиристора

Здесь насыщающийся реактор исполнен в виде трансформатора ST , одна из обмоток которого подключена на вход схемы через некоторое сопротивление Z . Это позволяет поддерживать магнитную систему в размагниченном состоянии, что в свою очередь даёт техническую возможность изготовления этого трансформатора с минимальным магнитным сопротивлением сердечника - без воздушных зазоров и из материалов с высокой магнитной проницаемостью (с кривой намагничивания приближенной к «идеальной» прямоугольной форме).

С точки зрения многократного переключения в течении определённых промежутков времени наибольшей проблемой рассмотренных схем на Рисунок 1.12, б, в, и Рисунок 1.13 является организация стороннего источника питания для конденсаторной батареи. По этой причине в рассматриваемых схемах стараются организовать заряд конденсатора через резонанс или непосредственно от сети, в которой будет установлено устройство (последнее, например, как в схеме на Рисунок 1.12, а). Примером заряда конденсатора для искусственной коммутации через переходные процессы в самой схеме является схема на Рисунок 1.14, а.

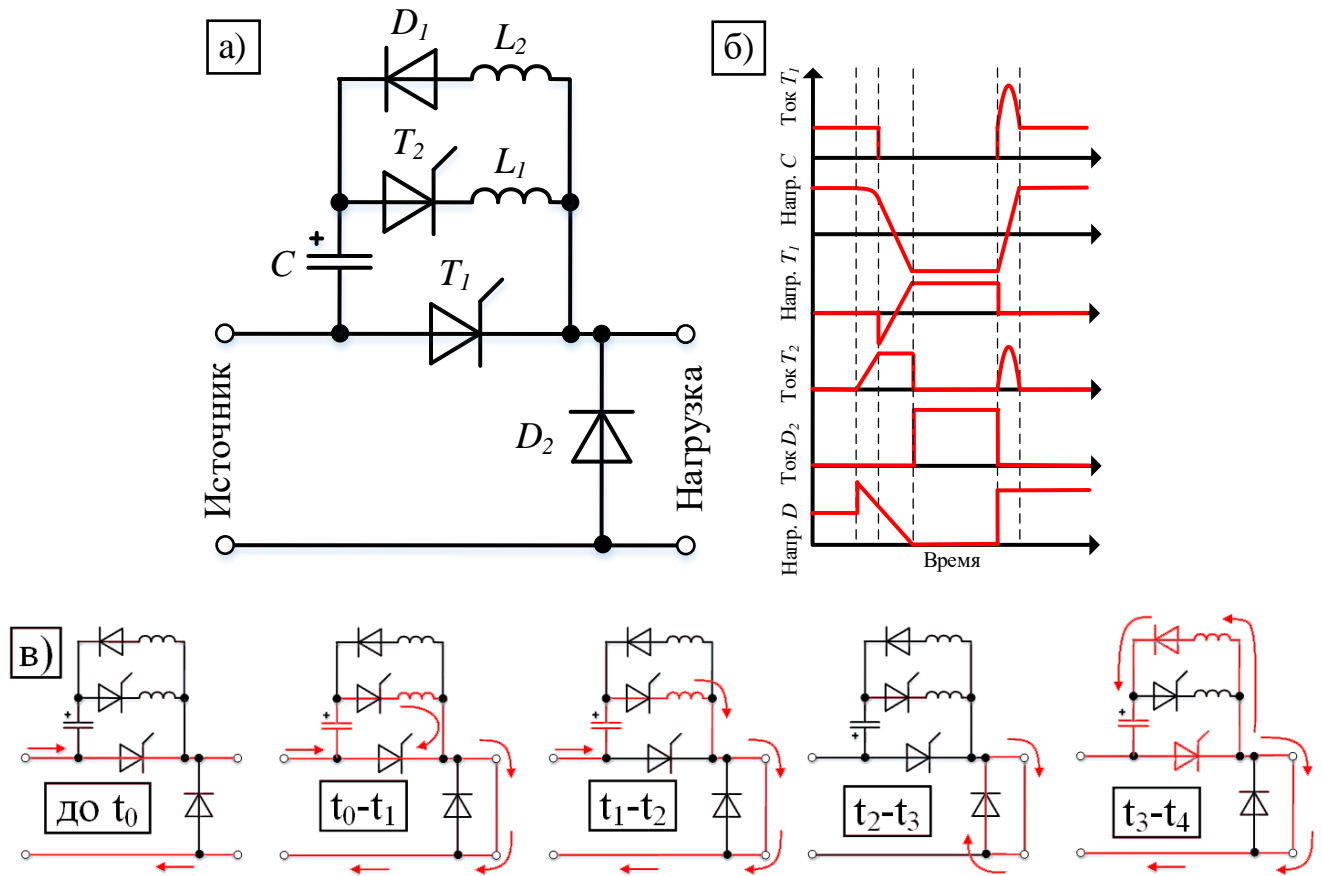


Рисунок 1.14 – Вариант ПП ТОУ на базе полупроводникового тиристора – параллельная ёмкостная коммутация. а) электрическая схема; б) Переходные процессы. в) Этапы переходных процессов на схемах. Обозначение элементов сохранено [114]

В нормальном режиме работы энергосистемы номинальный ток замыкается по контуру «И- T_1 -Н». Конденсатор заряжен до напряжения источника с полярностью, указанной на схеме Рисунок 1.14, а. В момент начала работы ПП ТОУ с помощью тиристора T_2 осуществляется искусственная коммутация тиристора T_1 . В момент окончательного разряда конденсатор C меняет полярность своего заряда на противоположный. Возвращение исконной полярности у C происходит в момент включения тиристора T_1 – конденсатор разряжается повторно в контуре « C - T_1 - L_2 - D_1 » снова меняя полярность.

Для облегчения понимания описанные переходные процессы показаны через Рисунок 1.14, б, где показаны осциллограммы токов и напряжений элементов схемы на Рисунок 1.14, а. Также, с этой же целью, на Рисунок 1.14, в, красными линиями показаны контуры замыкания тока в основные этапы работы схемы.

В целом схема способна выполнять требуемый функционал, однако, как и схема на Рисунок 1.12, а, дополнительно нагружает основной ключ T_1 в момент его включения дополнительным током перезаряда конденсатора. Но отметим – в отличие от схемы на Рисунок 1.12, а, в

рассматриваемой на данной момент схеме основной ключ способен управляемо находиться во включенном состоянии, и в тоже время выходить из него. Но при длительно включенном основном тиристоре конденсатор всё-таки будет требовать дополнительной подзарядки от стороннего источника питания.

Для решения данных проблем целесообразно организовать подзарядку конденсатора искусственной коммутации не через переходные процессы срабатывания основного ключа, а в момент его отключенного состояния (в бестоковую паузу). Пример такой схемы показан на Рисунок 1.15.

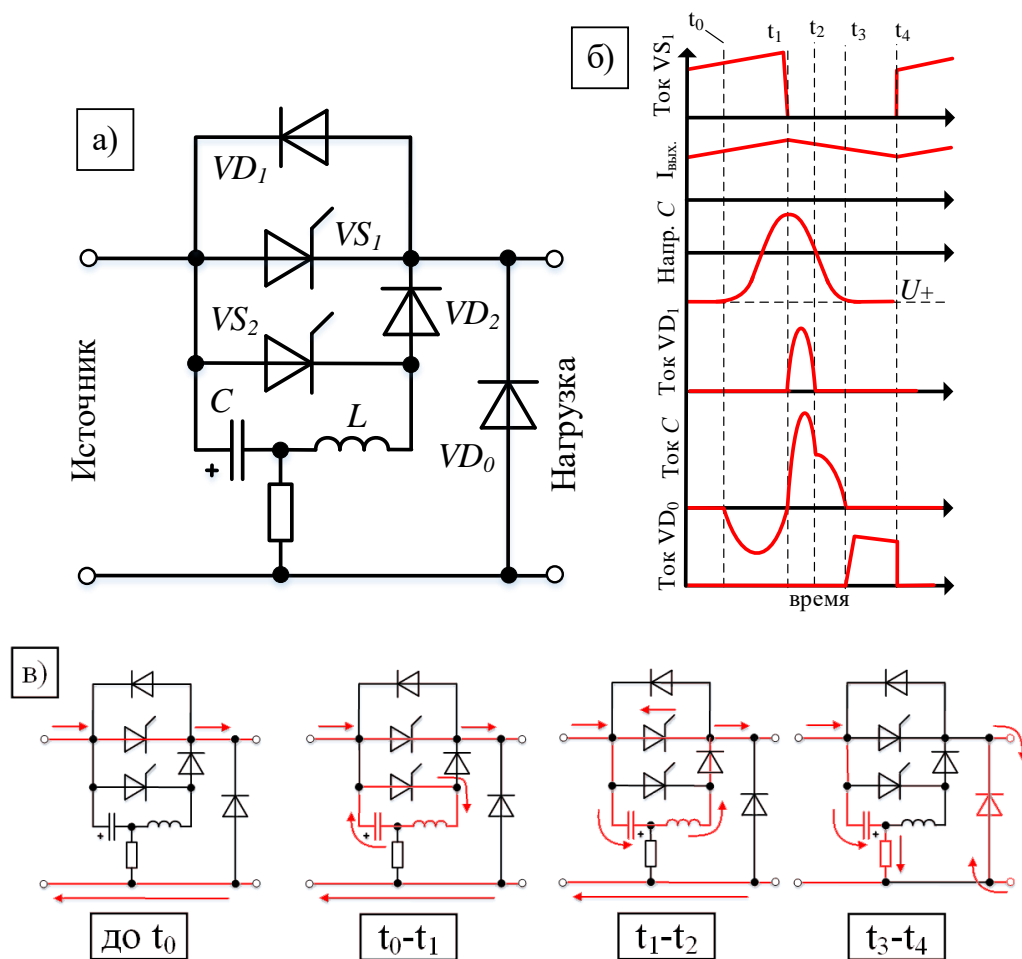


Рисунок 1.15 – Вариант III ТОУ на базе полупроводникового тиристора – параллельная токовая коммутация. а) Электрическая схема; б) Переходные процессы; в) Этапы переходных процессов на схемах. Обозначение элементов сохранено [115]

Здесь, как и ранее, в нормальном режиме работы энергосистемы номинальный ток замыкается через основной тиристор по контуру «И– VS_1 –Н». Конденсатор заряжается от сети через резистор с полярностью, указанной на схеме Рисунок 1.15, а. В момент начала работы

данной схемы коммутируется тиристор VS_2 , благодаря чему в колебательном LC контуре происходит смена полярности заряда конденсатора. После этого ток конденсаторной батареи замыкается через основной тиристор VS_1 по контуру « $C-L-VD_2-VS_1$ », тем самым осуществляя его искусственную коммутацию.

Для лучшего понимания, описанные переходные процессы показаны через Рисунок 1.15, б, где показаны осциллограммы токов и напряжений элементов схемы на Рисунок 1.15, а. Также, с этой же целью, на Рисунок 1.15, в, красными линиями показаны контуры замыкания токов в основные этапы работы схемы. В промежутке времени t_2-t_3 происходит замыкание разрядного LC контура на диод VD_1 после запираания тиристора VS_1 .

Проблемой данной схемы может являться повышенная токовая нагрузка на конденсатор. В относительно короткий промежуток времени искусственной коммутации (другими словами, высокая частота переходного процесса) основного ключа через конденсатор протекает большой ток, что в совокупности создаёт у него условия значительного тепловыделения. Для решения этой проблемы в подобных схемах целесообразно с помощью дополнительных ПП устройств создать дополнительные контуры для заряда/разряда конденсатора. Это даст больше возможности системе управления влиять на характер переходных процессов в схеме, что в итоге будет способствовать уменьшению токовой нагрузки на элементы. Пример такой схемы показан на Рисунок 1.16.

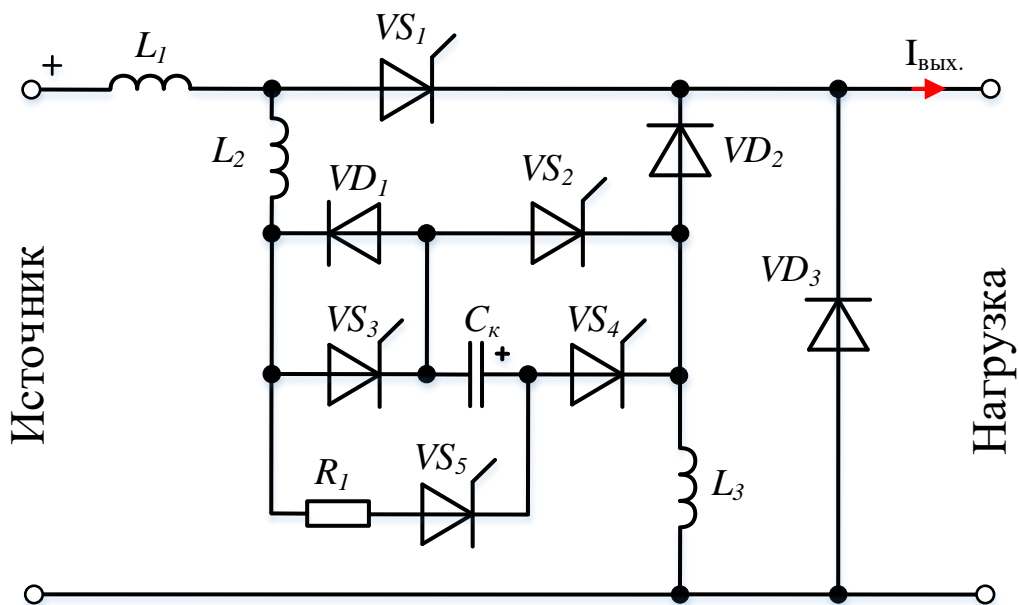


Рисунок 1.16 – Вариант ПП ТОУ на базе полупроводникового тиристора. С возможностью заряда конденсатора от источника питания. Обозначение элементов сохранено [130]

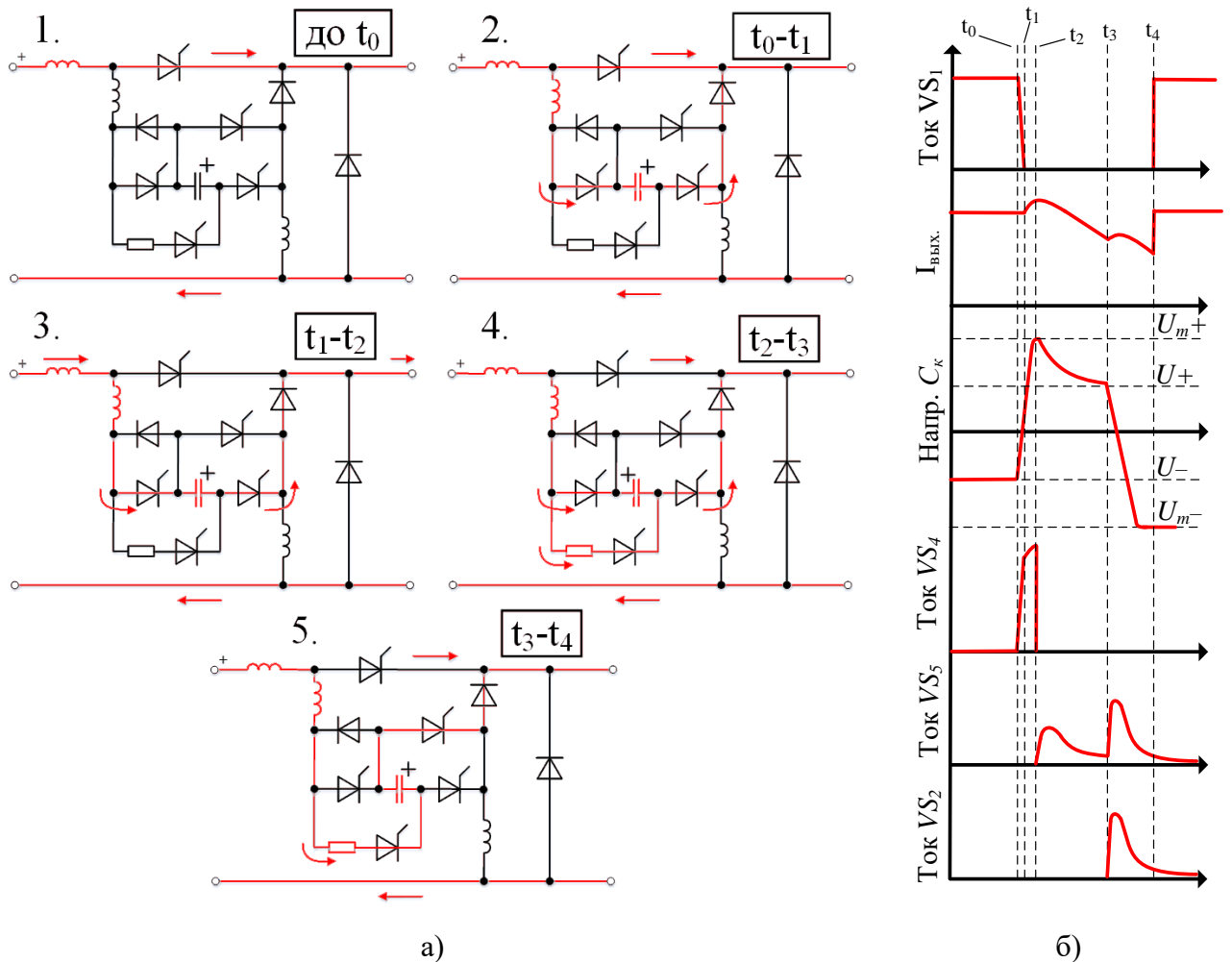


Рисунок 1.17 – Этапы работы схемы на Рисунок 1.16. а) Этапы переходных процессов на схемах; б) Сами переходные процессы

Работает данная схема следующим образом. В нормальном режиме работы (интервал «до t_0 » на Рисунок 1.17, а и б) энергосистемы конденсатор C_k заряжен до напряжения сети с полярностью, указанной на Рисунок 1.16. В момент обнаружения КЗ подаются сигналы управления на тиристоры VS_3 и VS_4 для создания контура искусственного нуля для тиристора VS_1 из элементов « C_k – VS_4 – VD_2 – VS_1 – L_2 – VS_3 » (интервал « t_0 – t_1 » на Рисунок 1.17, а и б). После отключения тиристора VS_1 конденсатор продолжает разряжаться на выход схемы, несколько повышая ток на выходе (момент времени « t_2 » на Рисунок 1.17, б). В этот же момент конденсатор в колебательном (квазирезонансном) режиме меняет свою полярность, из-за чего к нему может прикладываться напряжение до $(1.5–2) \cdot U$ сети. Для ограничения этого заряда конденсатор C_k шунтируется резистором R_1 через включение тиристора VS_5 (интервал « t_2 – t_3 » на Рисунок 1.17, а и б). Разряд конденсатора осуществляется через тиристор VS_3 , а после его выключения – через диод VD_1 . Сразу после этого (момент времени « t_3 » на Рисунок 1.17, б) для подготовки

конденсатора C_k к следующему циклу работы схемы включается тиристор VS_2 , образуя из элементов « $L_1-L_2-R_1-VS_5-VS_4-VD_2$ » зарядный контур.

Рассматриваемая схема решает проблему дополнительной токовой нагрузки основного ключа. Достигается это путём создания с помощью других ПП устройств нового контура, через который осуществляется заряд конденсаторной батареи искусственной коммутации от сети при выключенном основном ключе. Однако этот путь реализации данного решения в результате требует значительного числа ПП устройств, требующих четкой последовательности срабатывания, что увеличивает затраты на изготовление устройства и сложность организации его управления. Помимо этого, необходимо обратить внимание на то, что все управляемые ПП устройства данной схемы являются тиристорами. Это значительно ограничивает диапазон параметров схемы, так как их отключение требует приложении обратного напряжения в результате колебательных процессов. Также здесь отметим проблему перенапряжения на конденсаторе для искусственной коммутации.

В целом схема способна выполнять поставленные задачи и является перспективной с точки зрения применения ее для ТОУ.

Далее, в следующей главе, будет представлена новая схема для ПП ТОУ, которая, по сути, будет являться глубокой модернизацией ранее рассмотренных идей и принципов. Целью этой модернизации является сбалансированное техническое решение с точки зрения эффективности токоограничения, стоимости изготовления, массогабаритных характеристик, простоты управления, электрических потерь и т.д. Стоит задача создание электрической схемы, которая будет способствовать достижению поставленной цели.

1.3. Выводы по главе

Современные автономные и изолированные электротехнические комплексы столкнулись с проблемой значительных токов КЗ (300 кА и более), которая особенно ярко выражена в сетях постоянного тока. На сегодняшний день эксплуатируемые автоматические выключатели не способны успешно коммутировать такие токи. Другой опытный путь отключения КЗ – взрывные предохранители – имеют проблему оперативной замены после их срабатывания и проблему нестабильности времятоковых характеристик. Представляется выгодным решением данной проблемы через применение полупроводниковых выключателей. Однако массовая замена коммутационного оборудования системы на такой тип выключателя будет дорого стоить, а точечная замена может вызвать проблему селективности из-за высокого быстродействия. Любые

искусственные задержки срабатывания выключателя (в целях селективности) значительно повышают шансы эскалации аварии с окончательным выходом из строя отдельных систем комплекса. Для повышения надёжности эксплуатации электротехнических комплексов ставится вопрос не об отключении, а относительно длительном управляемом ограничении токов КЗ. В целях исследования этой стратегии в данной работе была поставлена задача создания модели схемы замещения судовой энергосистемы для анализа селективности работы коммутационного оборудования.

В качестве возможных способов длительного ограничения рассматривались устройства на основе токоограничивающих реакторов или материала с сильно нелинейно зависящим активным сопротивлением (позисторы и сверхпроводниковые материалы). Первые имеют проблемы с большими потерями в нормальном режиме работы и с неудовлетворительными массогабаритными характеристиками. Эта же проблема также свойственна для СОТ из-за необходимости в громоздкой охлаждающей системе. Материалы с позисторными свойствами недостаточно изучены и имеют к себе много вопросов по инерционности срабатывания и большого нормального сопротивления.

Также были рассмотрены полупроводниковые токоограничивающие устройства, в основу которых лежит преобразователь (прерыватель) постоянного тока. Анализ перспективных схем показал, что данный тип ТОУ в наибольшей степени отвечает поставленным задачам – решение должно быть эффективным с точки зрения токоограничения, иметь низкие номинальные потери, относительно простую сборку и удовлетворительные массогабаритные характеристики. Однако некоторые из рассмотренных технических решений не являются достаточно эффективными и требуют доработки с учетом современных достижений в области разработок мощных ПП устройств. По этому итогу в следующей главе будет предложена новая схема ПП ТОУ. Также поставлены задачи разработки и обоснования методики расчета и выбора электрических параметров элементов данной схемы.

2. Разработка токоограничивающего устройства для автономного электротехнического комплекса на примере судовой энергосистемы

2.1. Разработка компьютерной модели судовой энергосистемы

Рассмотрим более подробно ранее упомянутую проблему селективности работы коммутационного оборудования судовой энергосистемы. На Рисунок 2.1 показан пример рассматриваемой СЭС [45; 131]. Здесь обозначения на схеме: Г – дизель-генератор; И – инвертор; АБ – аккумуляторная батарея; В1–В9 – коммутационные устройства; ГЭД – главный электродвигатель; П – потребители. В данной схеме можно рассмотреть несколько уровней селективности.

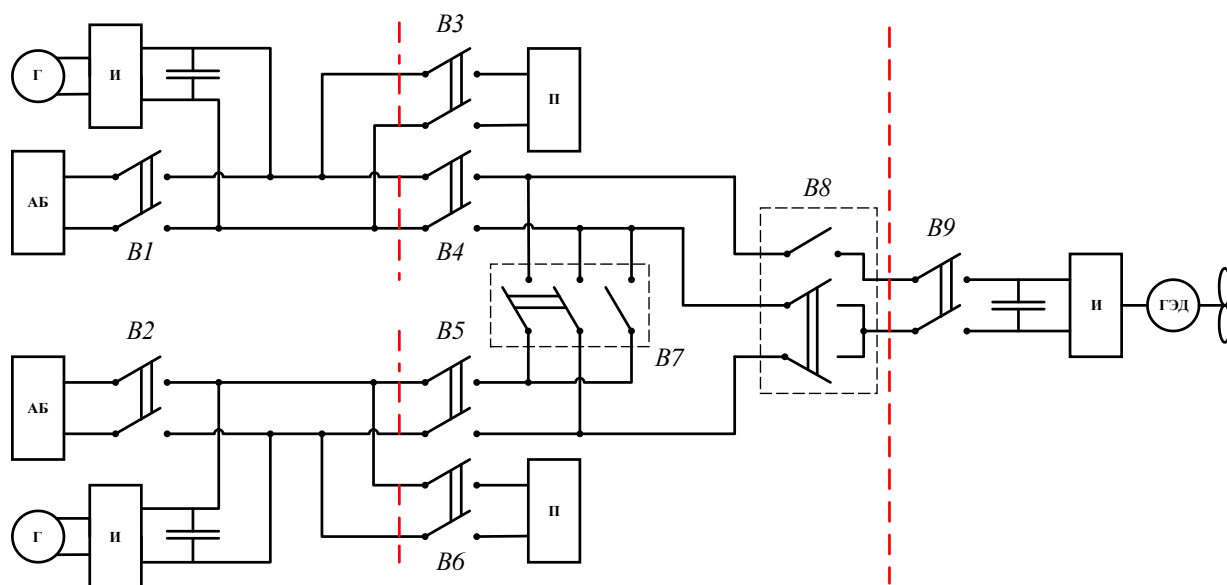


Рисунок 2.1 – Исследуемая схема ЭЭС

Первый уровень – преобразовательные комплексы (инверторы на Рисунок 2.1) и предохранители. Преобразователи по сигналу управления ПП устройств способны относительно быстро изолировать место КЗ от энергосистемы в течении нескольких миллисекунд (сеточная защита). Схожий по интервалу времени отключения будут иметь взрывные предохранители (устанавливаемые на место выключателя «В7»), которые осуществляют оперативное деление энергосистемы на левый и правый борт, уменьшая короткое замыкание в два раза. Также в этот

уровень селективности можно включить выключатели В3 и В6, не имеющие задержки отключения.

Второй уровень – выключатели «В4» и «В5», имеющие промежуточную задержку отключения (например, в 180 мс). Данные выключатели позволяют в случае КЗ в токораспределительной системе (соединяющие источники питания и ГЭД) сохранить питание потребителей энергосистемы повреждённого борта.

Третий уровень – выключатели В1 и В2, имеющие наиболее длительную задержку отключения от момента возникновения КЗ (например, в 380 мс). Данные выключатели уже предназначены исключительно для защиты самих АБ при возникновении КЗ непосредственной близости от них.

Рассмотрим наиболее тяжелый, с точки зрения последствий от КЗ, режим работы такой энергосистемы – параллельная работа (параллельное подключение) всех источников бортов – дизель-генераторы обеспечивают питание ГЭД и подзарядку АБ [45]. В такой ситуации все источники питания будут осуществлять подпитку тока КЗ. Такая схема показана на Рисунок 2.2.

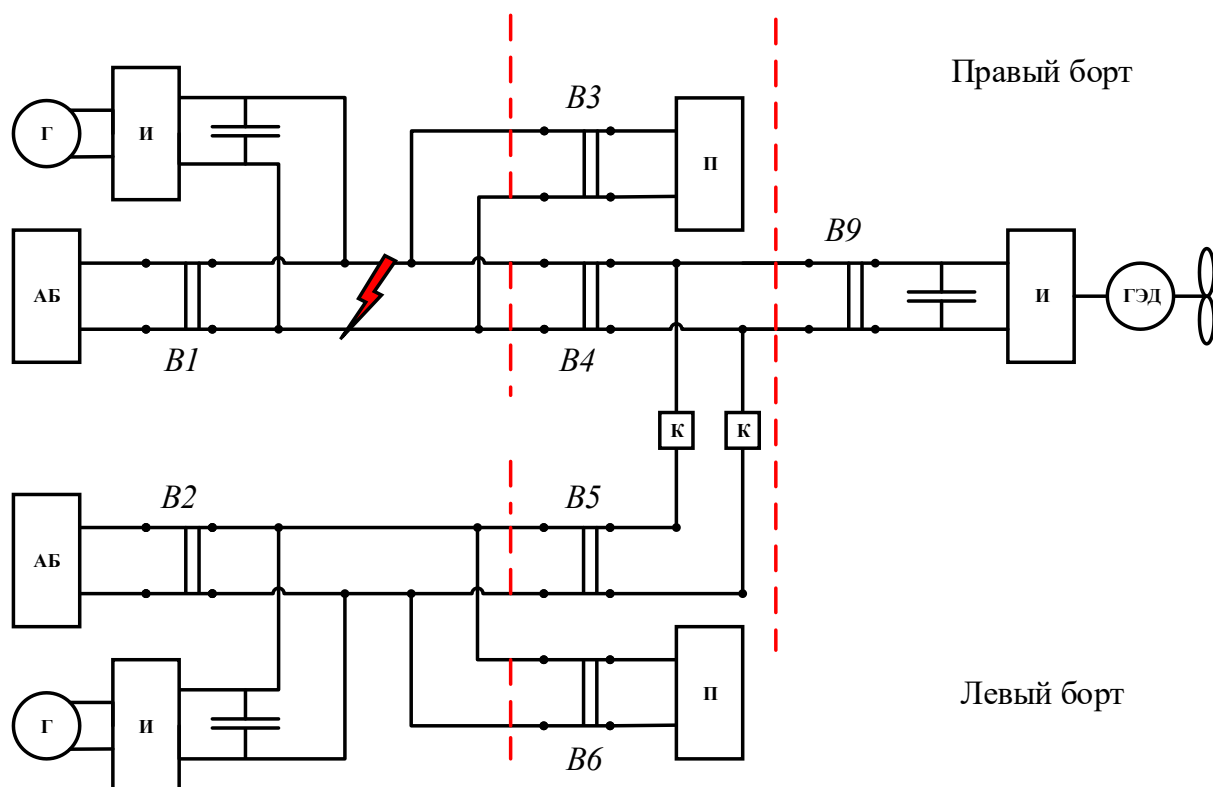


Рисунок 2.2 – Схема ЭЭС при параллельной работе всех источников питания. «Молнией» показано аварийный участок СЭС

В данной схеме, при возникновении короткого замыкания в непосредственной близости от аккумуляторной батареи правого борта, (обозначен «молнией» на Рисунок 2.2) возникает проблема преждевременного полного прекращения тока в автоматическом выключателе «В4» из-за срабатывания предохранителей, в результате чего не произойдёт полноценной изоляции аварийной секции от остальной энергосистемы. В свою очередь это означает, что через переключатель «В7» и «В8» (см. Рисунок 2.1), или через любые другие коммутационные блоки в месте «К», нельзя будет оперативно восстановить снабжение ГЭД за счет источников левого борта.

На Рисунок 2.3 представлена электрическая схема замещения ЭЭС, реализованная в программном пакете Matlab Simulink. Для моделирования переходных процессов отключения КЗ были использованы параметры, показанные в Таблица 1. Элементы другого борта относительно ГЭД симметричны.

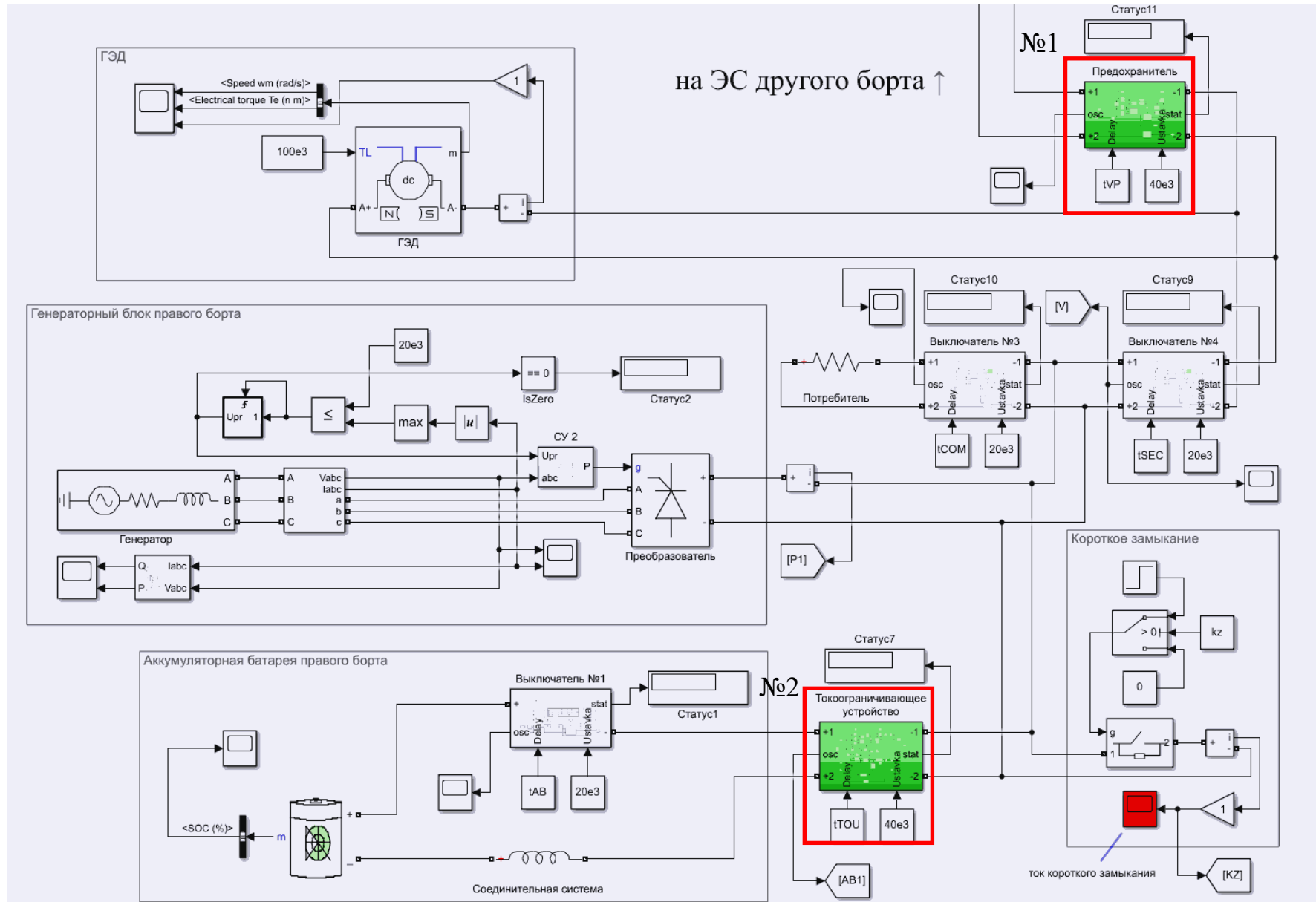


Рисунок 2.3 – Исследуемая схема замещения ЭЭС, реализованная в Matlab Simulink

Таблица 1 – Параметры схемы замещения СЭС

Наименование параметра	Значение
Номинальное напряжение	660 В
Номинальная ёмкость АБ	1800 А·ч
Отклик аккумулятора	30 с
Начальный заряд АБ	90 %
Активное сопротивление обмоток генератора	1 мкОм
Индуктивность обмоток генератора	35 мкГн
Частота выходного напряжения генератора	100 Гц
Индуктивность соединительной системы	8 мкГн
Индуктивность на выходе ТООУ	30 мкГн
Мощность потребителя	100 кВт
Механический момент на валу ГЭД	100 кН·м
Постоянная момента ГЭД	14 Н·м/А
Активное сопротивление якоря ГЭД	0,01 Ом
Суммарный момент инерции	4860 кг·м ²
Индуктивность якоря ГЭД	2 мГн

На данном этапе ТООУ (красная рамка под номером «2» на Рисунок 2.3) выведен из работы. Предохранитель (красная рамка под номером «1» на Рисунок 2.3) и блоки под наименованием «Выключатель №...» (нумерация соответствует Рисунок 2.2) реализована с помощью схемы, показанной на Рисунок 2.4. Схема работает следующим образом: при превышении тока заданного значения уставки оператор сравнения (левый Relational Operator) подаёт единицу на вход интегратора (Integrator). Следовательно, интегратор на выходе будет выдавать время, в течение которого через всю схему будет протекать аварийный ток. Если это время превысит установленную селективностью задержку срабатывания, то оператор сравнения (правый Relational Operator) выдаст сигнал на отключение (Ideal Switch). Здесь блок Edge Detector выступает в роли защиты от помех и от преждевременного срабатывания выключателя при кратковременном превышении тока уставки из-за переходных процессов запуска и переключений. При окончании этих процессов данный блок сбрасывает интегратор.

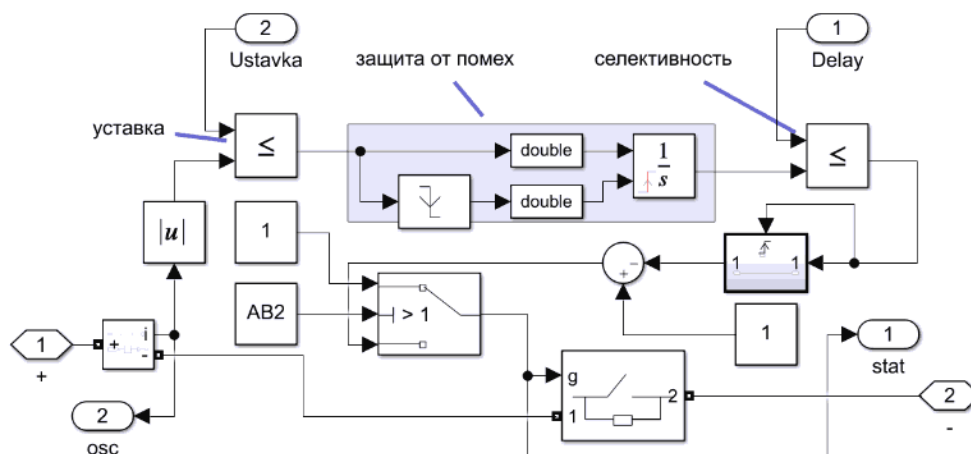


Рисунок 2.4 – Схема замещения предохранителей/выключателей для модели СЭС (на один полюс), реализованная в Matlab Simulink

На Рисунок 2.5 показан результат моделирования переходного процесса КЗ схемы на Рисунок 2.3 в программном пакете Matlab Simulink.

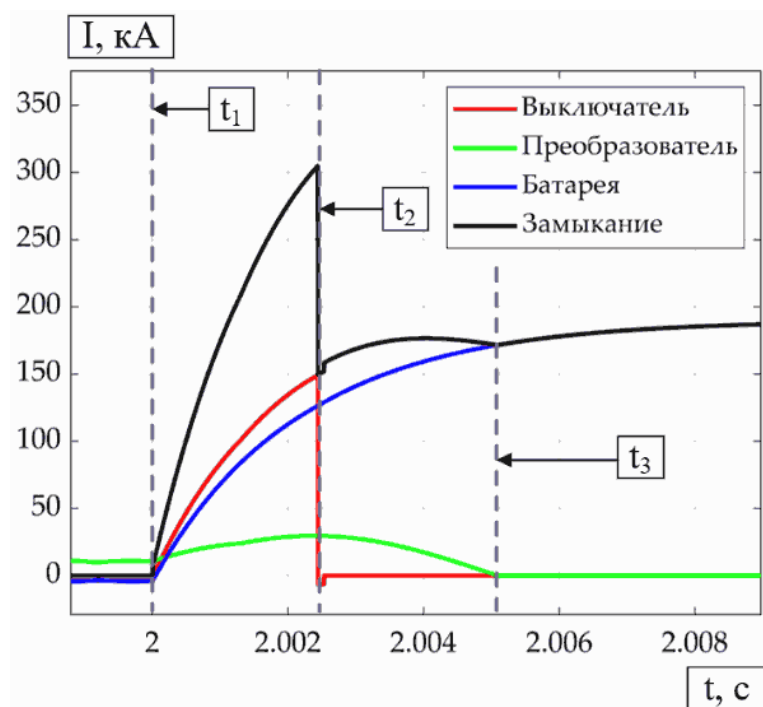


Рисунок 2.5 – Результаты моделирования схемы на Рисунок 2.3: красная кривая – ток в выключателе «В4»; зеленая и синяя кривая – ток преобразователя и АБ аварийного борта соответственно; черная кривая – ток КЗ.

Здесь моменты времени: t_1 – момент возникновения короткого замыкания; t_2 – срабатывание взрывного предохранителя; t_3 – срабатывание сеточной защиты преобразователя.

Далее КЗ отключается выключателем «В1», согласно его времени задержки срабатывания (на Рисунок 2.5 не показано).

Как можно увидеть из Рисунок 2.5 ток в выключателе «В4» (красная линия) прекратился после срабатывания предохранителя – задолго до истечения времени задержки, предусмотренного для его уровня селективности.

Как и ранее обсуждалось, необходимо для энергосистемы рассмотреть применение ТОУ, способного в течение необходимого времени управляемо ограничивать ток КЗ. В данном диссертационном исследовании в качестве основы разрабатываемого ТОУ рассматривается принцип работы понижающего преобразователя постоянного тока. Схема реализации такого устройства в Matlab Simulink показана на Рисунок 2.6.

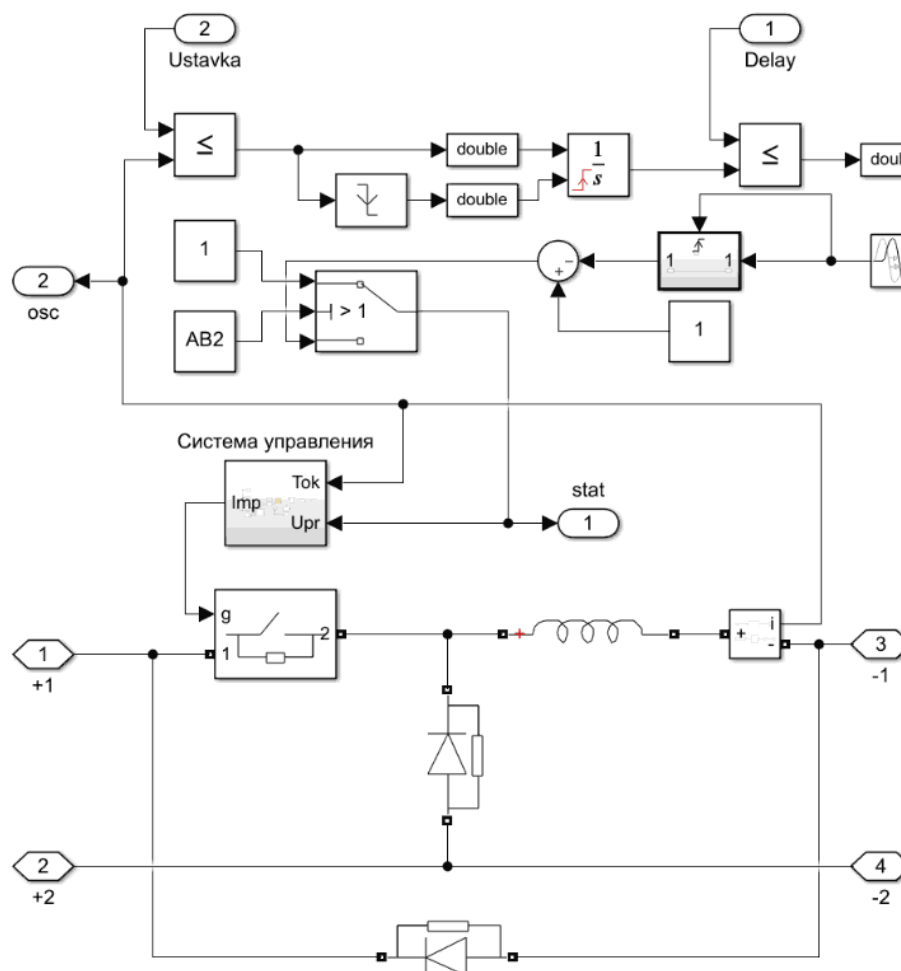


Рисунок 2.6 – Схема замещения токоограничивающего понижающего преобразователя, реализованная в Matlab Simulink

Верхняя часть рисунка представляет собой аналогичную схему, рассмотренной ранее на Рисунок 2.4. Здесь, вместо срабатывания выключателя/предохранителя, она инициализирует подачу сигналов управления на полностью управляемый ключ (Ideal Switch). Нижняя часть схемы является DC/DC преобразователем (Рисунок 1.10). Система управления преобразователем (устройство блока «Система управления» на Рисунок 2.6) подробно описана в приложении А.

На Рисунок 2.7 показан результат моделирования аналогичного, рассмотренному ранее в предыдущем разделе, переходного процесса КЗ, где на месте блоков «К» установлено токоограничивающее устройство (как показано на Рисунок 2.8, а).

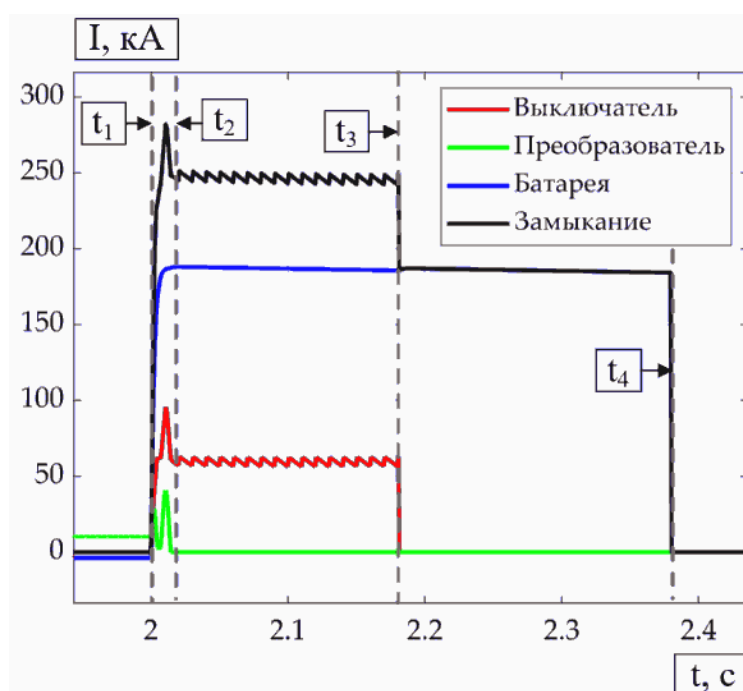


Рисунок 2.7 – Результаты моделирования схемы на Рисунок 2.2 при расположении ТОУ на межбортовых перемычках. Здесь: красная кривая – ток в выключателе «В4» (аналогичный ток в токоограничителе); зеленая и синяя кривая – ток преобразователя и АБ аварийного борта соответственно; черная кривая – ток КЗ.

Здесь моменты времени: t_1 – момент возникновения короткого замыкания; в интервале t_1 – t_2 – начало работы ТОУ; t_2 – работа сеточной защиты преобразователя; t_3 – срабатывание выключателя «В4» (180 мс). Далее, в момент времени t_4 , КЗ отключается выключателем «В1», согласно его времени задержки срабатывания (380 мс).

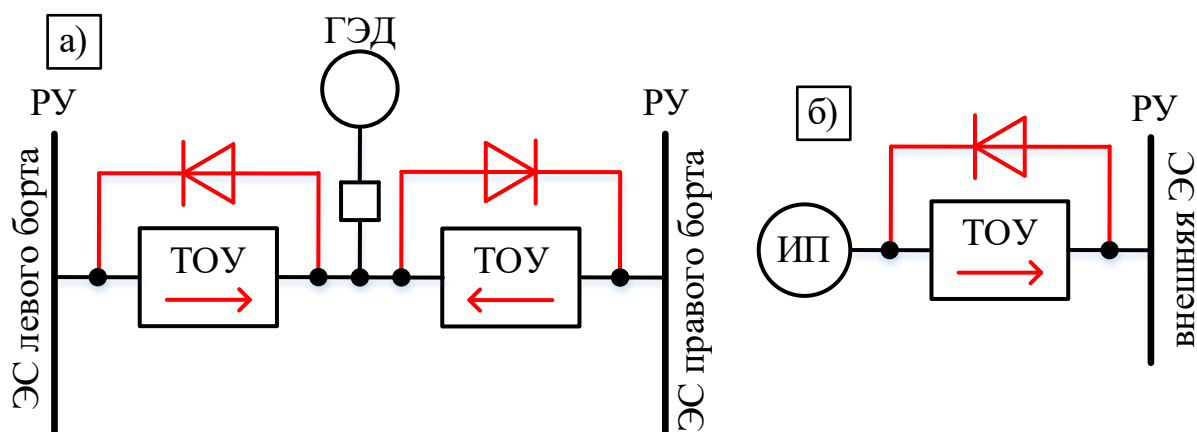


Рисунок 2.8 — Варианты расположения ТОУ в исследуемой СЭС. а) между бортами; б) непосредственно у источников питания (например АБ)

На Рисунок 2.7 можно увидеть, что ТОУ в такой ситуации способен длительно поддерживать достаточно высокий ток для успешного срабатывания выключателя «В4», изолируя аварийную сеть от ГЭД и ЭС правого борга. При этом ограниченный ток будет создавать меньше рисков развития аварии.

Выключатель «В1», в ранее рассмотренной конфигурации энергосистемы, будет отключать полный ток КЗ АБ, что будет выражаться в его большой стоимости из-за высоких требований к отключающей способности. С этой точки зрения следует рассмотреть другой вариант расположения ТОУ на схеме Рисунок 2.2 – вместо или последовательно выключателям «В1» и «В2», то есть на выводах АБ (как показано на Рисунок 2.3 (красная рамка под номером «2») и на Рисунок 2.8, б). Блоки «К» (Рисунок 2.2) при этом выведены и на их месте расположена соединительная система. Результаты моделирования аналогичного КЗ для такого варианта показаны на Рисунок 2.9.

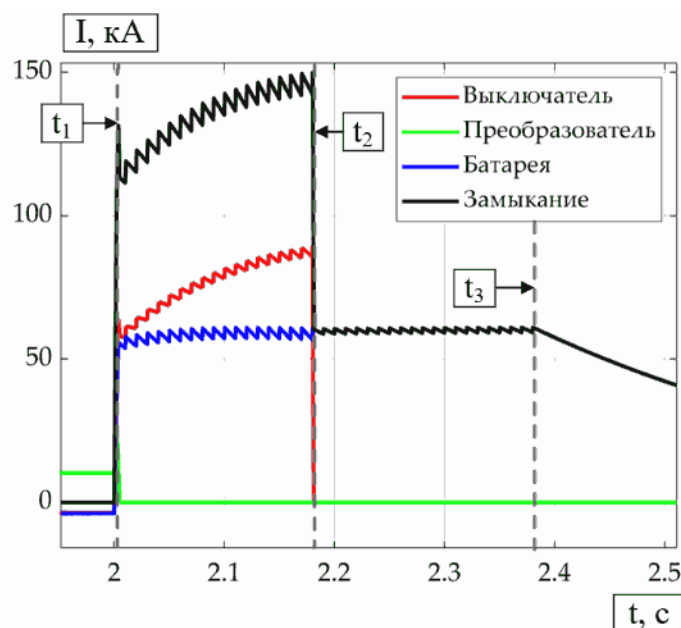


Рисунок 2.9 — Результаты моделирования схемы на Рисунок 2.2 при расположении ТОУ на выводах АБ. Здесь: красная кривая – ток в выключателе «В4» (аналогичный ток в ТОУ); зеленая и синяя кривая – ток преобразователя и АБ аварийного борта соответственно; черная кривая – ток КЗ.

Здесь моменты времени: t_1 – момент возникновения короткого замыкания и начало работы ТОУ; t_2 – срабатывание выключателя «В4» (180 мс); t_3 – срабатывание выключателя «В4» (380 мс). Далее КЗ затухает в контуре «КЗ-диод» прерывателя тока.

Данная конфигурация, помимо сохранения корректной последовательности срабатывания автоматических выключателей (которая способна будет обеспечить наименьшее время паузы питания ГЭД), также значительно сокращает аварийную нагрузку АБ, повышая надёжность их эксплуатации. Снижение же тока самого КЗ будет способствовать снижению негативных последствий от возникшей аварии.

Дополнительным, но не менее важным преимуществом рассматриваемого принципа, является свойство управления величиной ограниченного тока. Изменение тока подпитки КЗ (срабатывание выключателя «В4» на Рисунок 2.9) требует изменения скважности работы коммутационного устройства ограничителя с 3% до 1.3% для сохранения того же уровня ограниченного тока.

2.2. Управляемое токоограничивающее устройство на основе тиристорного преобразователя постоянного тока

Для достижения поставленной цели в данной диссертационной работе предложена к разработке новая схема управляемого ПП ТОУ, показанная на Рисунок 2.10.

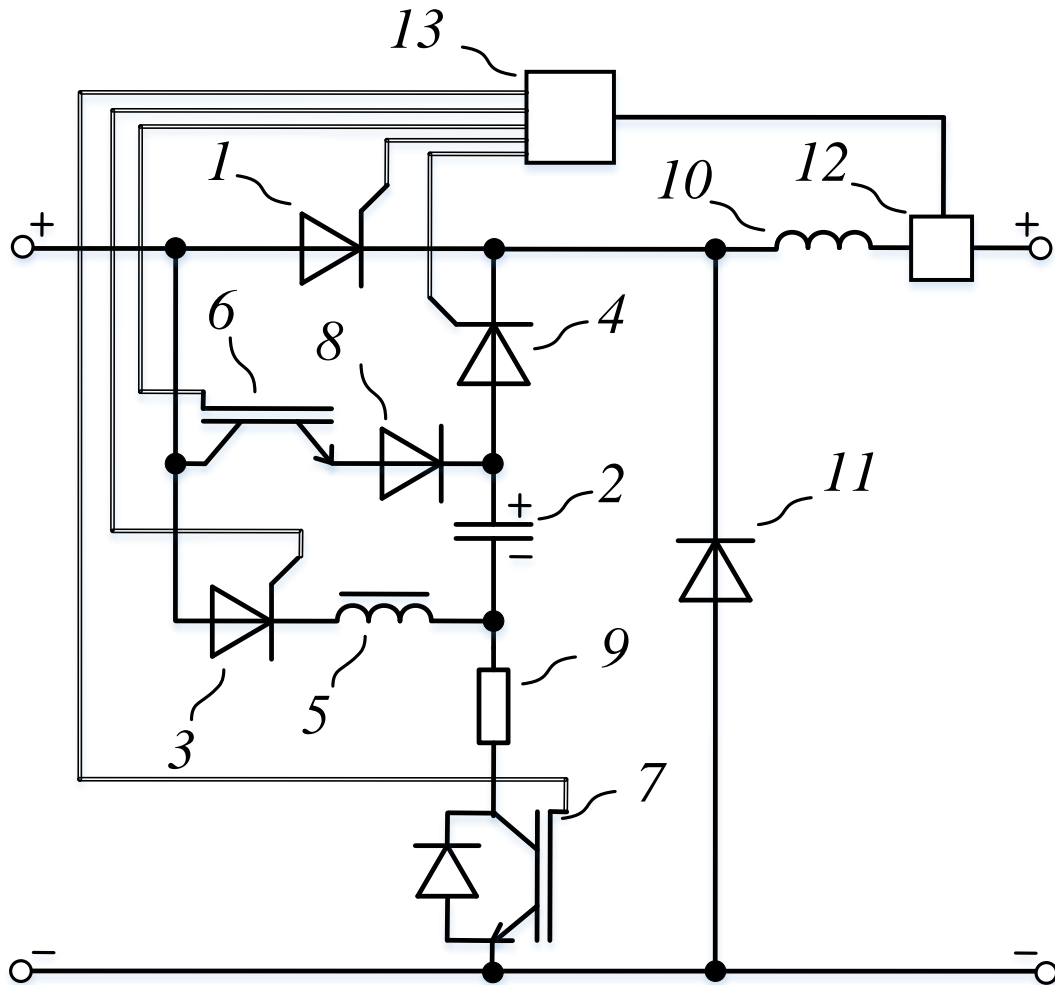


Рисунок 2.10 – Электрическая схема полупроводникового токоограничивающего устройства

Схема токоограничивающего устройства содержит параллельно соединенные тиристор 1 (основной тиристор) и цепь с конденсаторной батареей (КБ) 2, для разряда которой последовательно с КБ подключены тиристор 3, тиристор 4 (разрядные тиристоры) и насыщающаяся катушка индуктивности 5 (насыщающийся реактор или устройство защиты от эффекта di/dt далее в тексте). Таким образом элементы «1–4–2–5–3» образуют контур искусственной коммутации тиристора (1). Для заряда КБ последовательно подключены IGBT

транзистор 6, IGBT транзистор с обратным диодом 7 (зарядные транзисторы), диод 8 и резистор 9. Следовательно, КБ заряжается в контуре из элементов «(+)-6-8-2-9-7-(-)». Здесь обратные диод 8 и диод в составе элемента 7 предотвращают подачу обратного напряжения на IGBT транзисторы, а резистор 9 предназначен для ограничения зарядного тока КБ. Для поддержания тока КЗ на заданном уровне последовательно с тиристором 1 подключен контур, включающий в себя катушку индуктивности 10 и диод 11 (реактор и диод контура поддержания тока соответственно). При коротком замыкании на выходе ТОО (клеммы «+» и «-» на правой стороне Рисунок 2.10) образует «контур поддержания тока КЗ» (КПТ), состоящий из диода 11 и реактора 12. Кроме того, ТОО содержит блок для измерения тока 12 и блок управления полупроводниковыми устройствами 13. Отдельно отметим, что в случае необходимости схема может быть снабжена цепями ограничения скорости нарастания напряжения, такие как демпфирующие RC-цепи, и цепи защиты от перенапряжения на полупроводниковых устройствах, такие как ОПН (на схеме не указаны).

Для пояснения и лучшего понимания принципа работы предложенной схемы на Рисунок 2.11 показана последовательность срабатывания ПП устройств в его составе и пути протекания тока. Для этой же цели на Рисунок 2.12 показаны осциллограммы с приблизительными формами кривых тока и напряжения основных элементов схемы. Моменты времени соответствуют: T_0 – возникновение короткого замыкания; T_1 и T_3' – искусственная коммутация тиристора (1); T_2 и T_2' – его включение.

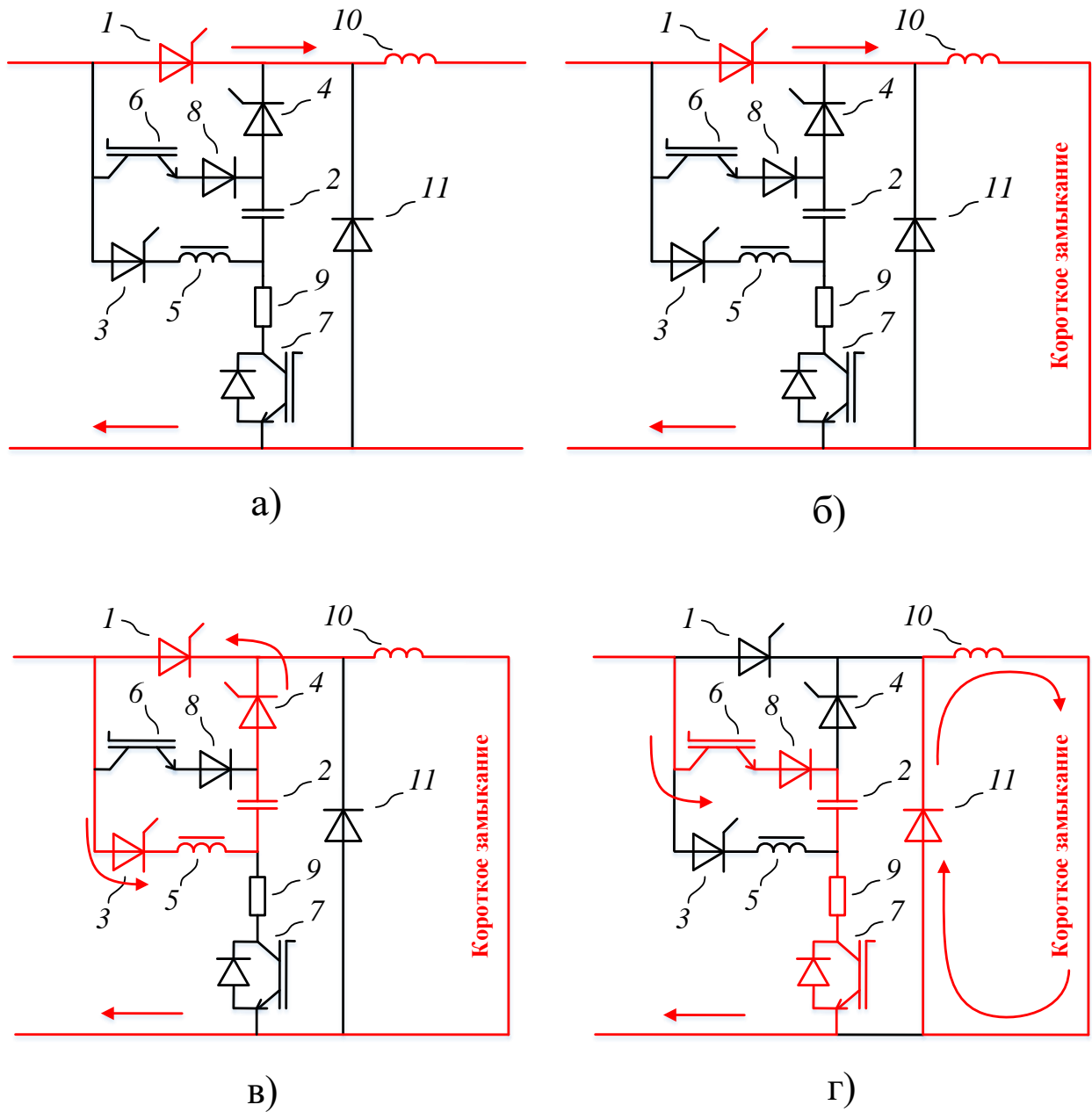


Рисунок 2.11 – Этапы работы токоограничивающего устройства.

а) нормальный режим работы (временной интервал до момента T_0 на Рисунок 2.12); б) рост тока в результате короткого замыкания (временной интервал T_0 - T_1 на Рисунок 2.12) или в результате включения тиристора (временные интервалы T_2 - T_3' на Рисунок 2.12); в) искусственная коммутация тиристора (1) (моменты времени T_1 и T_3' на Рисунок 2.12); г) Тиристор (1) выключен. Затухание тока в КПТ (временные интервалы T_1 - T_2 и T_3' - T_2' на Рисунок 2.12)

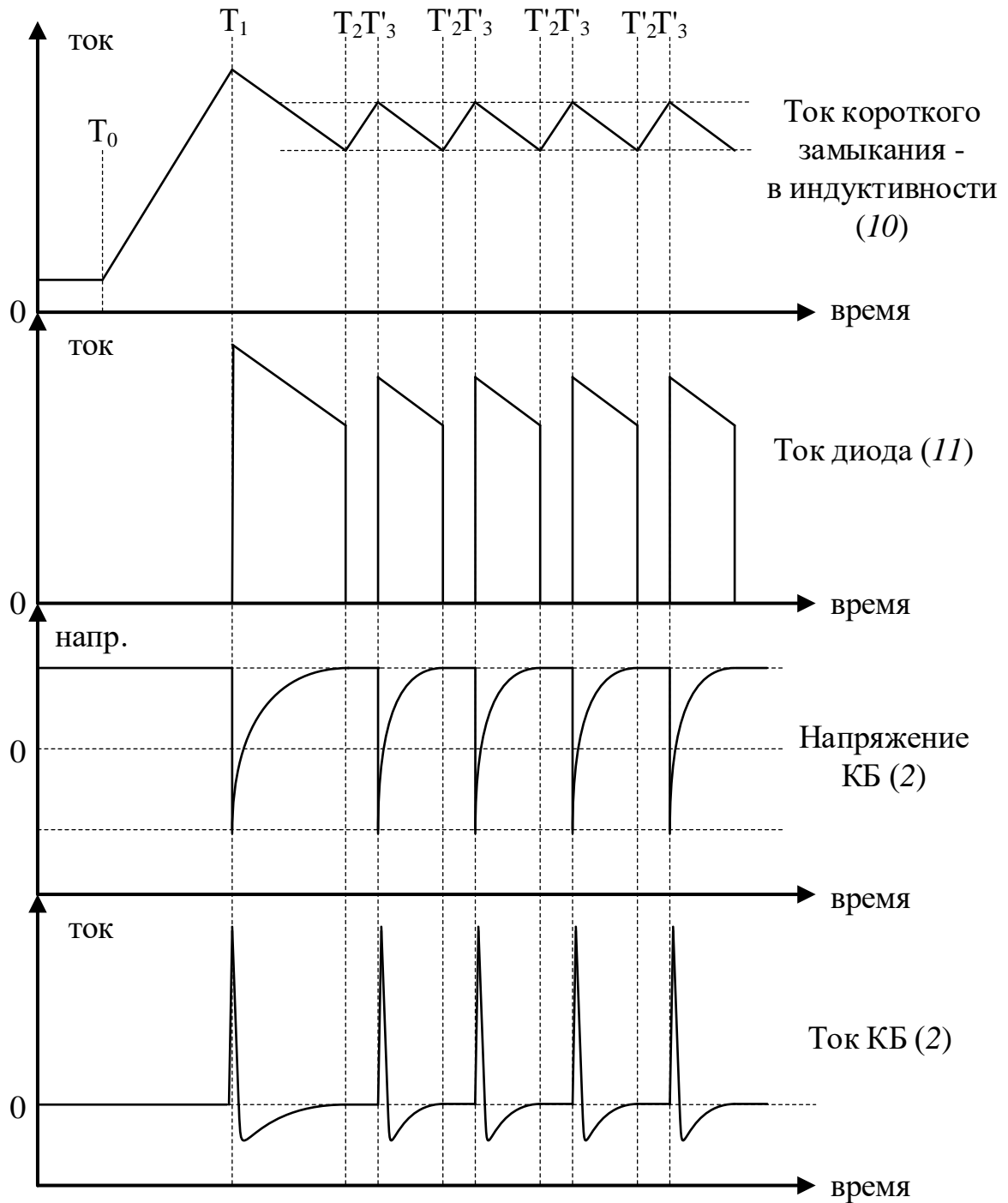


Рисунок 2.12 – Общие осциллограммы токов и напряжения основных элементов схемы токоограничивающего устройства для пояснения принципа работы устройства

В нормальном режиме работы энергосистемы ключ I находится во включенном состоянии (временной интервал до T_0 на Рисунок 2.12 и схема а на Рисунок 2.11). В случае роста тока при возникновении короткого замыкания в энергосистеме (временной интервал T_0 – T_1 на Рисунок 2.12 и схема «б» Рисунок 2.11) разрядные тиристоры 3 и 4 подключают КБ противотока, тем самым образуя контур искусственной коммутации основного тиристора 1 , доводя его ток до нуля

с приложением обратного напряжения, тем самым надёжно отключая его (моменты времени T_1 и T_3' на Рисунок 2.12). После отключения основного тиристора I ток КЗ продолжает циркулировать в КПТ (контур поддержания тока - контур из элементов ($I0-I1-K3$)), медленно затухая (временной интервал T_1-T_2 на Рисунок 2.12 и схема в на Рисунок 2.11). В это же время с помощью зарядных транзисторов 6 и 7 образуется контур из элементов («+»-6-8-2-9-7-«-»), через который осуществляется заряд КБ противотока (временной интервал T_1-T_2 на Рисунок 2.12 и схема г на Рисунок 2.11). Следующим этапом работы ПП ТООУ является повторное включение основного ключа на короткое замыкание и так далее, повторяя описанный выше цикл работы (временные интервалы $T'_3-T'_2$ и $T'_2-T'_3$ на Рисунок 2.12).

Особенностью работы данной схемы являются следующие моменты. Ограниченное время работы такого устройства (до 1 секунды) позволяет использовать полупроводниковые диоды и тиристоры на токах, значительно превышающих их номинальные значения (токи рабочих перегрузок), но без снижения надёжности работы этих ПП устройств. Заряд конденсаторной батареи противотока осуществляется в бестоковой паузе работы токоограничивающего устройства (когда основной тиристор I выключен – интервал времени T_3-T_2 на Рисунок 2.12), что снижает нагрузку на КБ 2 и основной ПП тиристор I . Это позволяет значительно сократить количество ПП устройств и КБ в сборках, что в свою очередь позволит повысить надёжность эксплуатации токоограничивающего устройства, или, при неизменном количестве компонентов, увеличить его мощность. Как следствием из вышеперечисленного, дополнительным преимуществом исследуемого устройства является сокращение массы и габаритов всего ТООУ на заявленную мощность, а также высокая степень гибкости в выборе его компонентов, что в свою очередь позволяет создать токоограничитель на широкий диапазон номинальных напряжений, номинальных токов и мощности КЗ. Отдельно отметим реактор КПТ ($I0$), который предполагает относительно малые массогабаритные параметры за счет низкого значения индуктивности, необходимого для работы рассматриваемого ПП ТООУ.

Анализ переходных процессов работы исследуемой схемы, осуществленный в данной диссертационной работе, показал следующую систему взаимосвязи ее параметров (Рисунок 2.13).



Рисунок 2.13 – Диаграмма системы взаимосвязи параметров исследуемого ТОУ

Для достижения поставленных задач необходимо рассчитать электрические параметры элементов схемы ТООУ (Рисунок 2.10). Для этого, в первую очередь, необходимо рассмотреть происходящие в ней переходные процессы, что в свою очередь позволит охарактеризовать зависимости ее выходных величин (тока и напряжения) от этих самых параметров.

На Рисунок 2.14 показана схема замещения рассматриваемого токоограничивающего устройства. На первом этапе тиристорный ключ с искусственной коммутацией заменен на абстрактный, полностью управляемый ключ. Такое допущение значительно упрощает анализ переходных процессов в схеме, что поможет дать первую численную оценку взаимозависимости параметров и сформировать вектор направления разработки метода расчетов компонентов исследуемого ТООУ. Однако это допущение оказывает ощутимое влияние на достоверность результатов расчетов. Данное обстоятельство будет подробно рассмотрено далее, в разделе 3.3 диссертации. Сейчас данную схему можно рассматривать как классический преобразователь постоянного тока (прерыватель, чоппер и тому подобное) на базе транзистора.

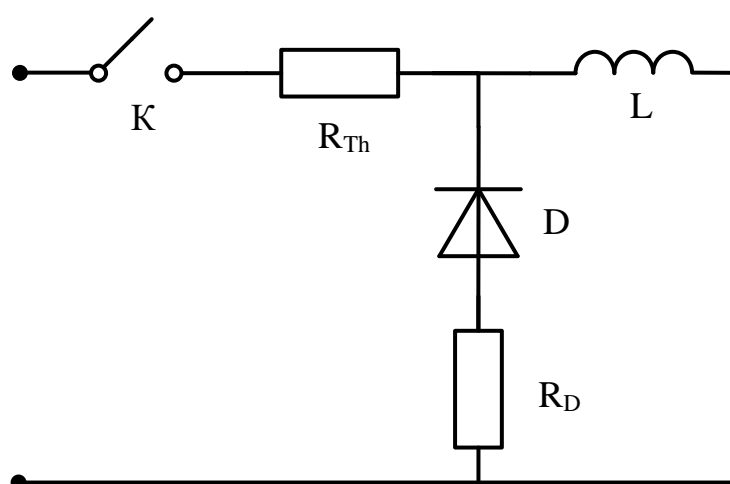


Рисунок 2.14 – Схема замещения токоограничивающего устройства

На данной схеме присутствуют следующие обозначения: K – полностью управляемый ключ (замещает основной тиристор со схемой искусственной коммутацией); R_{th} – динамическое сопротивление основного тиристора; L – индуктивность контура поддержания тока КЗ; D – диод контура поддержания тока КЗ; R_D – динамическое сопротивление диода контура поддержания тока КЗ.

Схема на Рисунок 2.14 может находиться в двух состояниях – когда ключ K находится в замкнутом положении (Рисунок 2.15, а) и в разомкнутом (Рисунок 2.15, б). В первом состоянии ток источника питания замыкается по контуру (показан красной обводной стрелкой) «источник

питания – основной ключ – реактор» и быстро растёт. Во втором состоянии источник питания отключен, и ток за счет самоиндукции реактора продолжает протекать в контуре «индуктивность-диод» и медленно затухать из-за наличия активного сопротивления диода.

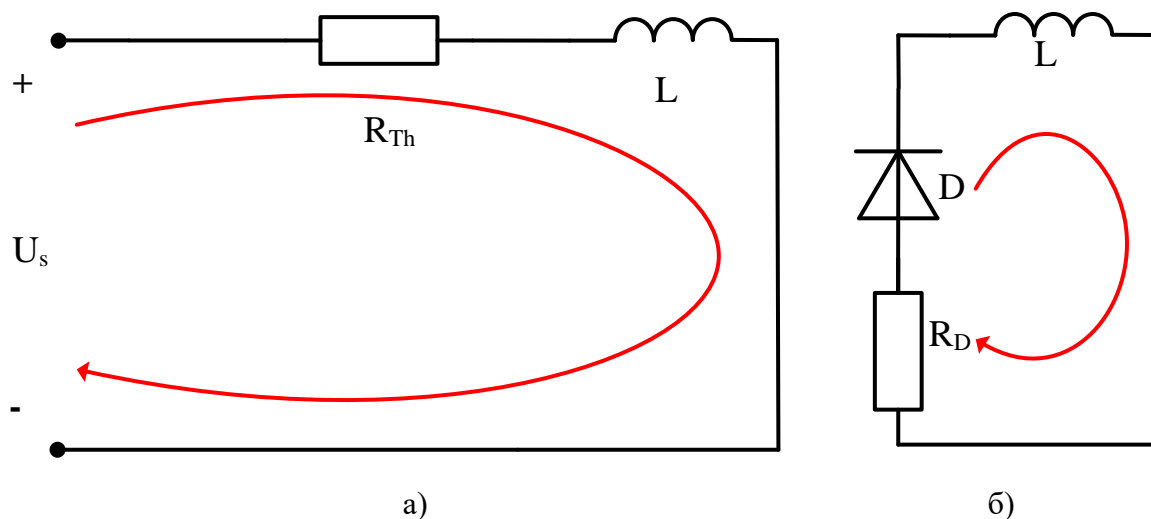


Рисунок 2.15 – Переходные процессы токоограничивающего устройства, а) тиристорный ключ включен; б) тиристорный ключ отключен

В момент, когда тиристорный ключ включен (Рисунок 2.15, а), справедливо выражение:

$$U_s = U_{Th} + U_L. \quad (2.1)$$

где

U_s – напряжение источника питания;

U_{Th} – падение напряжения на динамическом сопротивлении тиристора;

U_L – падение напряжения на катушке индуктивности.

В другой момент, когда тиристорный ключ отключен (Рисунок 2.16, б), справедливо выражение:

$$U_L + U_d = 0. \quad (2.2)$$

где

U_d – падение напряжения на диоде.

Дифференциальное уравнение напряжения на катушке индуктивности можно выразить следующим образом. Для случая, как показано на Рисунок 2.15, а:

$$U_L = L \cdot \frac{dI}{dt} = L \cdot \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on}}. \quad (2.3)$$

Аналогично для случая, показанного на Рисунок 2.15, б:

$$U_L = L \cdot \frac{dI}{dt} = L \cdot \frac{I_{min} - I_{max}}{t_{off}}. \quad (2.4)$$

где

I_{max} – максимальный ток пульсаций на выходе токоограничителя;

I_{min} – минимальный ток пульсаций на выходе токоограничителя;

t_{on} – временной интервал включенного состояния тиристора;

t_{off} – временной интервал отключенного состояния тиристора.

Данные величины показаны на вспомогательной осциллограмме на Рисунок 2.16.

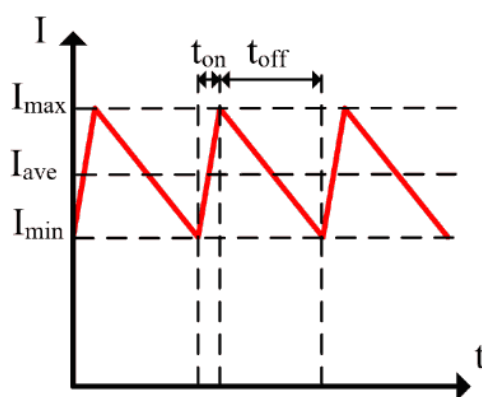


Рисунок 2.16 – Ток в катушке контура поддержания тока (ток на выходе токоограничителя/преобразователя)

Незначительно влияя на точность расчета, падение напряжения на полупроводниковом диоде и тиристоре можно представить в виде произведения среднего тока устройства (во временном интервале их работы) на их активное сопротивление:

$$U_D = R_D \cdot \frac{I_{max} + I_{min}}{2}, \quad (2.5)$$

$$U_{Th} = R_{Th} \cdot \frac{I_{max} + I_{min}}{2}. \quad (2.6)$$

Отметим, что при необходимости учета сопротивления источника питания (или, другими словами, источника подпитки тока КЗ) это сопротивление можно прибавить к R_{Th} . Также, если существует необходимость подключения дополнительного сопротивления в контур поддержания КЗ (например, для изменения скважности работы основного ключа), то это сопротивление надо прибавить к R_D (если оно подключено последовательно с диодом) или отдельно к R_D и R_{Th} (если оно подключено последовательно индуктивности).

Принимая во внимание выражения (2.3)–(2.6), система уравнений переходных процессов схемы на Рисунок 2.14, состоящая из выражений (2.1) и (2.2), приобретет следующий вид:

$$\begin{cases} U_s = \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on}} \cdot L + \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \cdot R_{Th} \\ -\frac{I_{max} - I_{min}}{t_{off}} \cdot L + \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \cdot R_d = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

После несложных преобразований, из системы (2.7) можно выразить I_{min} и I_{max} :

$$I_{min} = \frac{-2 \cdot t_{on} \cdot U_s \cdot (R_d \cdot t_{off} - 2 \cdot L)}{(2 \cdot L + R_d \cdot t_{off}) \cdot (2 \cdot L + R_{Th} \cdot t_{on})} \cdot \frac{1}{1 - \frac{(R_{Th} \cdot t_{on} - 2 \cdot L) \cdot (R_d \cdot t_{off} - 2 \cdot L)}{(2 \cdot L + R_d \cdot t_{off}) \cdot (2 \cdot L + R_{Th} \cdot t_{on})}} \quad (2.8)$$

$$I_{max} = \frac{-I_{min} \cdot (R_{Th} \cdot t_{on} - 2 \cdot L) + 2 \cdot t_{on} \cdot U_s}{(2 \cdot L + R_{Th} \cdot t_{on})} \quad (2.9)$$

Соответственно, средний ток:

$$I_{ave} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \quad (2.10)$$

Время включенного и выключенного состояния тиристора вычисляются по следующим формулам:

$$t_{on} = \frac{D}{f}, \quad (2.11)$$

$$t_{off} = \frac{1}{f} - t_{on}. \quad (2.12)$$

где

f – частота работы токоограничителя/преобразователя;

D – коэффициент заполнения токоограничителя/преобразователя (или, другими словами, скважность работы основного ключа).

Из анализа формул (2.8), (2.9) и (2.10) можно сделать следующие заключения:

- Частота работы токоограничивающего устройства f и индуктивность контура поддержания тока L не влияют на средний ограниченный ток I_{ave} , но влияют на разброс ΔI максимального I_{max} и минимального I_{min} значения пульсаций ограниченного тока;
- В то же время количество основных ключей в сборке (или, иными словами, динамическое сопротивление тиристорной сборки) оказывает слабое влияние на вышеуказанные токи;
- Число диодов в сборке N_d (или, иными словами, динамическое сопротивление диодной сборки) оказывает значительное влияние на величину пульсаций и его необходимо учитывать;

- Основное влияние на I_{ave} оказывают скважность работы основного ключа D и количество диодов N_d в контуре поддержания тока КЗ (в том числе и их динамическое сопротивление);
- Но сама скважность D не зависит от индуктивности L КПТ.

Известными (входными) параметрами математической модели считаются следующие: напряжение сети, U_s ; уровень ограниченного тока КЗ, I_{ave} и время работы ТООУ – данные параметры исходят из параметров, используемых в защищаемой сети автоматических выключателей; величина амплитуды пульсации ограниченного тока, $\Delta I = I_{max} - I_{min}$ – из требований электрооборудования защищаемой сети.

Согласно описанным закономерностям, был выработан следующий рекомендуемый перечень вычисляемых параметров электрической схемы и режима работы ТООУ:

1. Тип, количество, и, как следствие, динамическое сопротивление диодной сборки (диод (11) на Рисунок 2.10) КПТ. Определяются через анализ теплового режима работы ПП ключей.
2. Количество конденсаторов в КБ контура искусственной коммутации, N_k . Определяется из допустимой нагрузки на выбранные конденсаторы КБ. Здесь же, как следствие, рассчитывается общая электрическая ёмкость КБ.
3. Частота работы ТООУ, F . Определяется из допустимой нагрузки КБ.
4. Скважность работы основного тиристора, D и индуктивность контура КЗ, L . Определяются системой уравнений из (2.8), (2.9) и его производных.
5. Тип, количество, и, как следствие, динамическое сопротивление r_{thy} сборки основного тиристора. Определяются через анализ частотного и теплового режима работы ПП ключей.

Пункт 1 важен с точки зрения корректного расчета активного сопротивления контура КПТ, который в свою очередь влияет на скважность D работы основного тиристора. Пункты 2 и 3 опираются на данные допустимого длительного импульсного режима работы конденсаторов, параметры для которого были взяты из открытых источников, предоставляемых информационными ресурсами компаний-производителей. Пункт 4 в целом представляет собой решение системы из полученных уравнений с несколькими неизвестными. Параметры основного ключа в данном перечне рассчитываются в последнюю очередь, так как его динамическое сопротивление оказывает слабое влияние на переходные процессы в ТООУ. Здесь, в отличие от пункта 1, важное значение имеет частота работы ТООУ (в частности время включения и скорость нарастания тока) – предварительный анализ показывает строгие верхние пределы по времени включения основного ключа.

Необходимо отметить значительное влияние конденсатора ветви искусственной коммутации на особенности переходных процессов рассматриваемого токоограничивающего устройства. Сюда можно отнести его влияние на максимальный уровень ограниченного тока,

скорость отключения основного тиристора, длительность включенного состояния вспомогательных ПП устройств и т.д. Решению упомянутых проблем будет посвящена следующая глава данной диссертационной работы.

2.3. Выводы по главе

На основании приведённой схемы замещения была разработана компьютерная модель судовой энергосистемы, с помощью которой была раскрыта специфика селективности работы коммутационного оборудования рассматриваемого электротехнического комплекса. Доказано, что управляемое ограничение аварийного тока является наиболее выгодной стратегией борьбы с последствиями короткого замыкания с точки зрения безопасности энергоснабжения судового электротехнического комплекса.

Для осуществления такой стратегии в данной исследовательской работе была предложена новая электрическая схема устройства длительного управляемого ограничения тока короткого замыкания для решения проблемы селективности работы автоматических выключателей, работающих в составе автономного электросети постоянного тока, в частности, например, для судовой энергосистемы. Для оценки взаимосвязи электрических параметров устройства и параметров режима его работы была получена упрощенная электрическая схема замещения, согласно которой были выведены описывающие эти взаимосвязи аналитические выражения. Согласно данной оценки была определена последовательность расчета параметров токоограничивающего устройства.

3. Особенности переходных процессов исследуемой схемы токоограничивающего устройства

Во многом рассмотренные в этой главе особенности переходных процессов заключаются во влиянии разряда КБ контура искусственной коммутации на выходные параметры ТООУ. Как было указано выше, допустимая нагрузка данного КБ будет определять тип конденсатора, количество его единиц и частоту работы ТООУ (F). Перечень конденсаторов КБ, перспективных для схемы ТООУ, и выражение, определяющее допустимую их нагрузку, приведены в приложении Б. Также в главе продемонстрирована методика расчета выходной индуктивности ТООУ $L_{\text{кпт}}$, частоты f и скважности D работы основного ключа. Помимо этого, в данной главе показана модель схемы замещения исследуемого ТООУ в программном пакете Matlab Simulink и результаты моделирования ее работы.

3.1. Анализ возможных перенапряжений на конденсаторной батарее

Для конденсаторов контура искусственной коммутации необходимо определить изменение напряжения на КБ в моменте искусственной коммутации основного тиристора – $\Delta U_{\text{КБ}}$. Этот параметр будет определять номинал напряжения самого конденсатора и потери в нём. Рассмотрим подробнее процесс разряда КБ.

Два основных момента оказывают влияние на изменение напряжения КБ от начала до конца переходного процесса искусственной коммутации. Первый – колебательный процесс в $L_{\text{di/dt}}-C$ цепи (Рисунок 3.1, а). Без активного сопротивления, от начала до конца импульса тока, мы будем наблюдать изменение напряжения КБ от $+U_{\text{КБ}}$ до $-U_{\text{КБ}}$. ($\Delta U_{\text{КБ}} = 2 \cdot U_{\text{КБ}}$). Отметим, что в этом переходном процессе реактор в контуре КЗ не участвует из-за шунтирующего его диода. Второй – после окончания переходного процесса искусственной коммутации к обкладке разряженного КБ через тиристор Th_p подключен положительный полюс источника питания (Рисунок 3.1 б). Из этих двух обстоятельств можно сделать вывод, что в наихудшем случае изменение напряжения на КБ будет происходить от $+U_{\text{КБ}}$ до $-2 \cdot U_{\text{КБ}}$, то есть $\Delta U_{\text{КБ}}$ составит до $3 \cdot U_{\text{КБ}}$, что достаточно много. Нагрузку на КБ необходимо снизить.

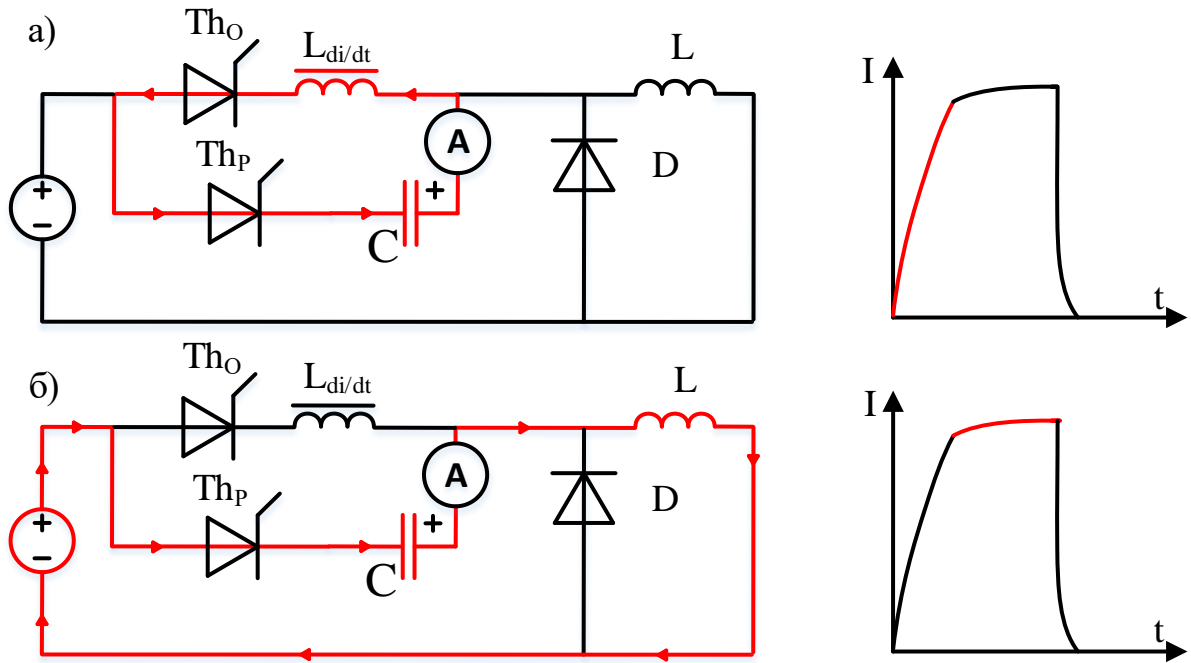


Рисунок 3.1 – Переходные процессы разряда КБ. а) примерный вид схемы и осциллограммы переходного процесса первого этапа; б) примерный вид схемы и осциллограммы переходного процесса второго этапа

Для снижения влияния колебательного переходного процесса рекомендуется как можно сильнее снизить индуктивность ветви искусственной коммутации, то есть изменение характера переходного процесса из колебательного в обычный разряд. Конкретнее – необходимо стараться как можно сильнее сократить длину токопроводов, соединяющих элементы ветви искусственной коммутации. Также необходимо рассмотреть установку реактора $L_{di/dt}$ за пределы ветви искусственной коммутации – последовательно к основному тиристор Th_0 (как показано на Рисунок 3.1). Это также целесообразно с точки зрения экономии, так как такой реактор будет в себе совмещать сразу несколько функций – снижение скорости тока включения основного тиристора и тиристора ветви искусственной коммутации, а также обеспечит снижение скорости подхода тока к нулю при отключении основного ключа, что снизит его коммутационные потери и перенапряжения.

Как альтернативу можно рассмотреть шунтирование реактора $L_{di/dt}$ обратным диодом с последовательным активным сопротивлением относительно небольшого значения. Этот резистор может значительно снизить токовую нагрузку на диод в процессе затухания тока в контуре «индуктивность-диод».

Влияние второго момента нивелировать не представляется возможным из-за особенностей переходных процессов исследуемой схемы.

В итоге можно констатировать, что изменение напряжения КБ $\Delta U_{\text{КБ}}$ для рассматриваемой схемы составит $\sim 2 \cdot U_{\text{КБ}}$ при соблюдении рассмотренных рекомендаций.

Отдельно отметим, что подзарядка КБ искусственной коммутации осуществляется с помощью полностью управляемых ключей (что показано на Рисунок 2.10). Это позволяет управлять напряжением заряда длительностью включенного состояния IGBT транзисторов, тем самым придавая свойства управляемости нагрузки КБ, что в свою очередь повышает гибкость в выборе её параметров. Рассмотренный же случай полного перезаряда считается как крайний, наиболее тяжелый и нуждающийся в более подробном рассмотрении.

3.2. Определение времени разряда конденсаторной батареи

Разряд КБ состоит из двух этапов. Первый этап (Рисунок 3.1 а) – разряд КБ для искусственной коммутации основного тиристора Th_0 . Здесь разряд КБ происходит в колебательном контуре $C-L_{\text{di/dt}}$. Дифференциальное уравнение такого контура имеет следующий вид:

$$\frac{d^2}{dt^2} \cdot I(t) + \frac{1}{L_{\text{di/dt}} \cdot C} \cdot I(t) = 0, \quad (3.1)$$

или

$$\frac{d^2}{dt^2} \cdot I(t) + \omega_1^2 \cdot I(t) = 0. \quad (3.2)$$

где

ω_1 – собственная резонансная частота $C-L_{\text{di/dt}}$ контура.

Решение этого уравнение принимает вид

$$I(t) = I_1 \cdot \cos(\omega_1 t - \varphi_1). \quad (3.3)$$

где

I_1 – максимальное значение тока рассматриваемого колебательного контура.

Необходимо предусмотреть, чтобы ток I_1 был несколько больше максимального значения пульсаций ограниченного тока, что бы гарантировать отключение основного тиристора, так как некоторая часть тока разряда КБ в первом этапе замыкается через контур КЗ, как показано на Рисунок 3.1, б. Но в тоже время это превышение не должно быть значительным, так как это увеличит полное время разряда КБ, что в свою очередь приведет к нежелательному увеличению его нагрузки. В первом приближении величиной тока КБ через L (через контур, показанный на Рисунок 3.1, б) можно пренебречь, так как $L \gg L_{\text{di/dt}}$.

Ток $I(t)$ можно принять за ток КЗ, протекающий через тиристор Th_0 (он будет обозначен здесь как $I_{Th_0}^{K3}$). Данное значение по сути является максимальным током, который должен быть отключен разрядом КБ. После несложных преобразований выражение для определения времени разряда КБ первого этапа t_1 принимает следующий вид:

$$t_1 = \frac{\arccos\left(I_{Th_0}^{K3}/I_1\right) - \varphi_1}{\omega_1}. \quad (3.4)$$

В начальный момент разряда ($t = 0$) ток будет равен нулю, следовательно, согласно выражению, начальная фаза разряда составит $\varphi_1 = \pi/2$. Ток I_1 определяется из уравнения баланса энергии конденсатора и катушки индуктивности:

$$C \cdot U_S^2 = L_{di} \cdot I_1^2. \quad (3.5)$$

где

U_S – напряжение предварительного заряда КБ с ёмкостью C .

Второй этап начинается после запираания основного тиристора Th_0 , когда разряд КБ продолжается через контур КЗ (Рисунок 3.1, б). Прежде чем рассматривать этот этап необходимо определить напряжение заряда КБ после первого этапа. Оно определяется другим решением ранее рассмотренного дифференциального уравнения (3.2), но для контура $L_{di}/dt-C$:

$$U_{КБ}^{ост} = L \cdot \frac{dI}{dt} = -\omega_1 \cdot L_{di} \cdot I_{Th_0}^{K3} \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1). \quad (3.6)$$

Время переходного процесса второго этапа в несколько раз больше, чем у первого этапа, и источник питания полностью замыкается через ветвь искусственной коммутации. Следовательно, в данном этапе необходимо этот источник питания учитывать в расчетах.

Далее рассчитаем начальную фазу тока. Она определяется из суммы остаточного напряжения КБ и напряжения источника питания, прикладываемых к реактору контура КЗ:

$$U_{КБ}^{ост} + U_S = \omega_2 \cdot L \cdot I_0 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2). \quad (3.7)$$

где

ω_2 – собственная резонансная частота $C-L$ контура.

После преобразований получим формулу начальной фазы тока второго этапа:

$$\varphi_2 = \arcsin\left(\frac{U_{КБ}^{ост} + U_S}{\omega_2 \cdot L \cdot I_0}\right). \quad (3.8)$$

Для расчета времени переходного процесса второго этапа t_2 будет использовано аналогичное к (3.7) выражение, но со следующими начальными условиями. Ток в цепи искусственной коммутации прекращается в момент начала затухания тока в контуре КЗ, так как диод D в этот момент начинает шунтировать индуктивность L на Рисунок 3.1, тем самым

значительно сокращая индуктивность контура и возвращает ему высокочастотный колебательный характер. В свою очередь это относительно быстро запирает полупроводниковые устройства этого контура. Следовательно, $dI/dt = 0$, и мы получаем:

$$\begin{aligned}\omega_2 \cdot L \cdot I_0 \cdot \sin(\omega_2 t_2 + \varphi_2) &= 0, \\ \sin(\omega_2 t_2 + \varphi_2) &= 0, \\ \omega_2 t_2 + \varphi_2 &= 0, \\ t_2 &= \frac{\omega_2}{\varphi_2}.\end{aligned}\tag{3.9}$$

Сумма t_1 и t_2 является полным временем разряда КБ.

$$\tau = t_1 + t_2.\tag{3.10}$$

Отметим, что здесь $L_{di/dt}$ при расчетах принимается как насыщенная и индуктивность первого этапа разряда КБ и определяется паразитной индуктивностью соединительных элементов. В (3.10) ко времени t_1 необходимо прибавить время включения тиристорных, инициализирующих разряд батареи противотока, когда реактор $L_{di/dt}$ находится в ненасыщенном состоянии так как $L_{di/dt}$ определяется именно этим временем.

Последовательное вычисление по выражениям (3.1)–(3.10) позволяет рассчитать время разряда КБ цепи искусственной коммутации. Данные выражения в дальнейшем будут использованы при составлении программы по расчету всех электрических параметров исследуемой схемы ТОУ.

Отметим следующую особенность рассматриваемого переходного процесса. Согласно схемам на Рисунок 2.11, в и г, во время второго этапа может возникнуть следующий нежелательный контур тока, показанный на Рисунок 3.2.

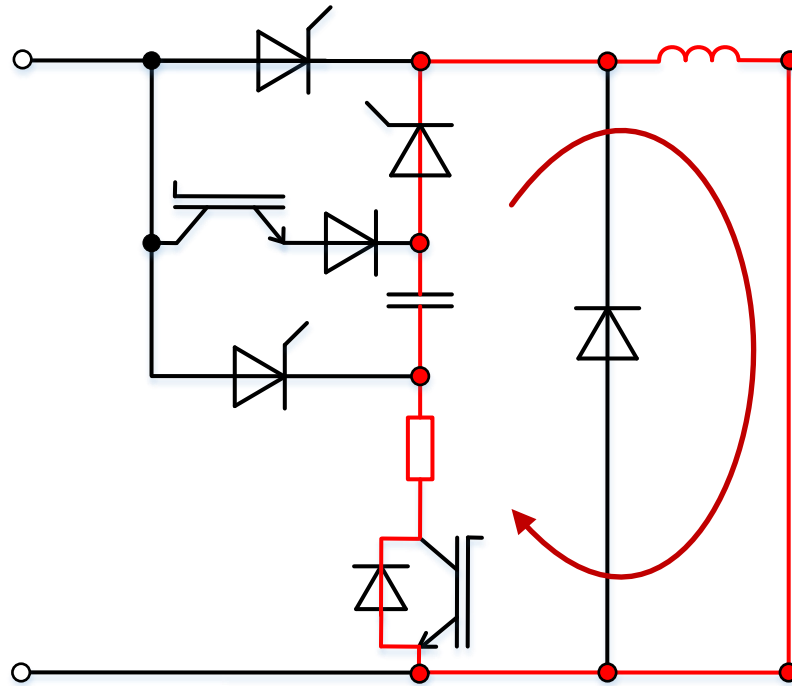


Рисунок 3.2 – Возможный нежелательный контур тока, возникающий при окончании процесса искусственной коммутации основного тиристора.

При низком сопротивлении зарядного резистора ток рассматриваемого контура может быть достаточно большим, чтобы длительно поддерживать один из разрядных тиристоров во включённом состоянии. Это может вызвать нарушение последовательности коммутации ПП устройств с последующем выхода их из строя. Для предотвращения такого тока в зарядную ветвь схемы ТОУ (Рисунок 3.3, а) необходимо подключить дополнительный диод (Рисунок 3.3, б).

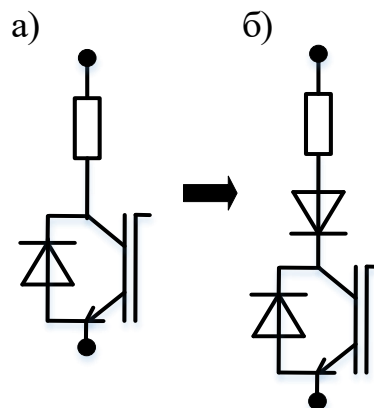


Рисунок 3.3 – Модификация зарядной ветви схемы ТОУ.

а) немодифицированная зарядная ветвь; б) модифицированная зарядная ветвь

Также отметим важность тщательного выбора демпфирующих RC-цепей для разрядных тиристоров для избегания неодновременности их отключения, что также может вызвать нарушение порядка коммутации.

3.3. Учет разряда конденсаторной батареи в уравнениях переходного процесса токоограничивающего устройства

Как видно из примера осциллограмм переходных процессов на Рисунок 3.1, после первого этапа разряда КБ ток контура КЗ несколько повышается. Для того чтобы это учесть, уравнение (2.7) необходимо модифицировать. Этот дополнительный ток обозначим как I_{dop} . Тогда рассматриваемая система уравнения примет следующий вид:

$$\begin{cases} U_s = \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on}} \cdot L + \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \cdot R_{Th} \\ -\frac{I_{max} + I_{dop} - I_{min}}{t_{off}} \cdot L + \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \cdot R_d = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

После аналогичных преобразований, из системы (3.11) получим новое выражение для расчета I_{min} :

$$I_{min} = \frac{-\frac{(R_d \cdot t_{off} - 2 \cdot L)}{(2 \cdot L + R_d \cdot t_{off})} \cdot \left(I_{dop} + \frac{2 \cdot t_{on} \cdot U_s}{(2 \cdot L + R_{Th} \cdot t_{off})} \right)}{1 + \frac{(R_{Th} \cdot t_{on} - 2 \cdot L) \cdot (2 \cdot L - R_d \cdot t_{off})}{(2 \cdot L + R_d \cdot t_{off}) \cdot (2 \cdot L + R_{Th} \cdot t_{on})}} \quad (3.12)$$

Выражение (2.9) для расчета I_{max} остаётся без изменений.

Отдельно отметим, что теперь обозначение I_{max} соответствует максимальному току основного тиристора, в то время как наибольший ток в контуре поддержания КЗ будет определяться из суммы I_{max} и I_{dop} .

Дополнительный ток разряда I_{dop} КБ состоит из двух компонент, обозначенных как I' и I'' :

$$I_{dop} = I' + I'' \quad (3.13)$$

Нарадания тока в контуре поддержания КЗ на величину I' происходит во время первого этапа разрядки КБ, как это можно увидеть из Рисунок 3.4 (временной интервал t_1). В это время пока не произошла полная искусственная коммутация основного тиристора. Через него источник питания всё еще подключен к КЗ, что обуславливает дальнейшее увеличение тока КЗ в данный временной интервал. Следовательно, I' можно рассчитать по следующей формуле:

$$I' = \frac{U_s \cdot t_1}{L} \quad (3.14)$$

Источником составляющей I'' является второй этап разряда КБ (t_2) или, другими словами, продолжение разряда КБ через контур КЗ после отключения основного тиристора. Выражения второго закона Кирхгофа для выделенного контура на Рисунок 3.1 б имеет вид

$$\frac{di}{dt} \cdot L + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt - U_C(0) = U_s. \quad (3.15)$$

После несложных преобразований и из ранее принятых допущений ($di/dt = (U_C(0)+U_s)/L$ и $di/dt = (I - I(0)) \cdot L/t$) из (3.15) получим:

$$\frac{U_C(0) + U_s}{2 \cdot L \cdot C} \cdot t^3 + \frac{I(0)}{C} \cdot t^2 - (U_C(0) + U_s) \cdot t + (I(t) - I(0)) \cdot L = 0, \quad (3.16)$$

или

$$I(t) = \left((U_C(0) + U_s) \cdot t + U_s - \frac{U_C(0) + U_s}{2 \cdot L \cdot C} \cdot t^3 - \frac{I(0)}{C} \cdot t^2 \right) / L + I(0). \quad (3.17)$$

где

$I(0)$ – начальные условия или ток контура КЗ;

$U_C(0)$ – остаточное напряжение КБ на момент начала второго этапа разряда КБ соответственно.

То есть: $I(0) = I_{max} + I'$ и $U_C(0) = U_C^{ocm}$ из (3.6); отметим, что $I'' = I(0) - I'$.

Производная по времени t выражения (3.16) даст квадратное уравнение, положительный корень которого будет равен $t'_2 = t_2/2$. Ранее было рассмотрено выражение (3.9), с помощью которого также можно было вычислить длительность второго этапа разрядки КБ. Следовательно, для (3.16):

$$I'' = \frac{I(t'_2)}{2} - I(0). \quad (3.18)$$

Введенные в данном разделе обозначения токов и временных интервалов для лучшего пояснения были показаны на Рисунок 3.4. Ее необходимо рассматривать как более подробную картину описания переходных процессов разряда КБ по отношению к Рисунок 2.16 и Рисунок 3.1.

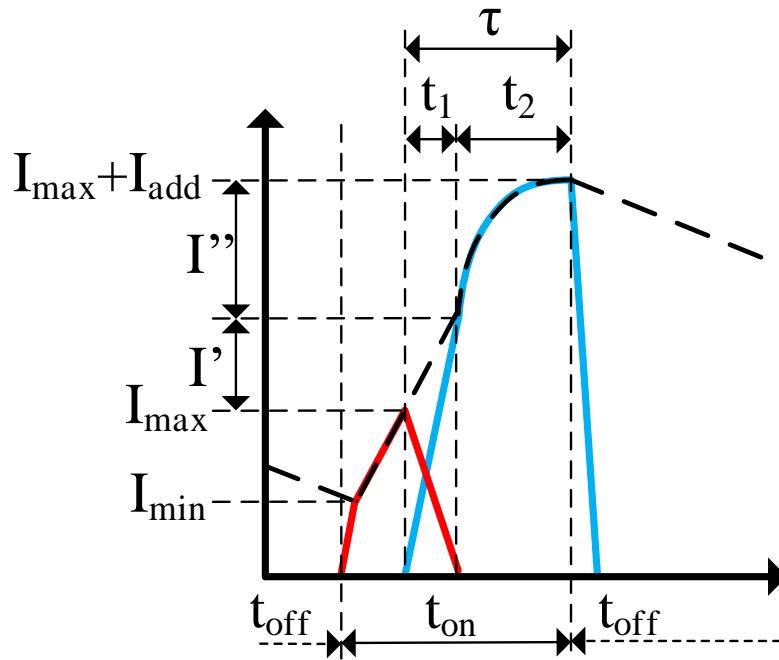


Рисунок 3.4 – Более подробная картина описания переходных процессов разряда КБ. Черная штриховая кривая – ток в контуре КЗ; красная кривая – ток основного тиристора; голубая кривая – ток разряда КБ.

3.4. Расчет параметров токоограничивающего устройства: индуктивности, частоты и скважности работы основного ключа

Ранее полученная картина взаимосвязи параметров (на Рисунок 2.13) исследуемой схемы ТОУ была получена из анализа уже рассмотренных в данной главе особенностей переходных процессов. На данной диаграмме стрелками указаны конкретные направления влияния параметров. Это косвенно указывает их порядок расчета. Однако можно обратить внимание на то, что полученная диаграмма зациклена. Примером такого цикла является наличие следующей взаимосвязи (на диаграмме, на Рисунок 2.13 – показана через красные линии): уравнения переходных процессов ТОУ (выражения (2.8) – (2.12) или (3.11) – (3.12)) при заданном токе ограничения КЗ и его пульсаций определяют индуктивность КПТ (L_2) → индуктивность L_2 оказывает сильное влияние на длительность разряда КБ (временной интервал t_2 и, следовательно, τ) → длительность разряда КБ определяют его загруженность; если нагрузка будет превышена, необходимо снизить частоту F или скважность D работы ТОУ → снижение F или D изменят размах пульсаций, что потребует пересчета L_2 и так далее.

Для разрешения таких циклов вся система решается в несколько итераций. Алгоритм цикла расчета одной итерации указан на Рисунок 3.5.

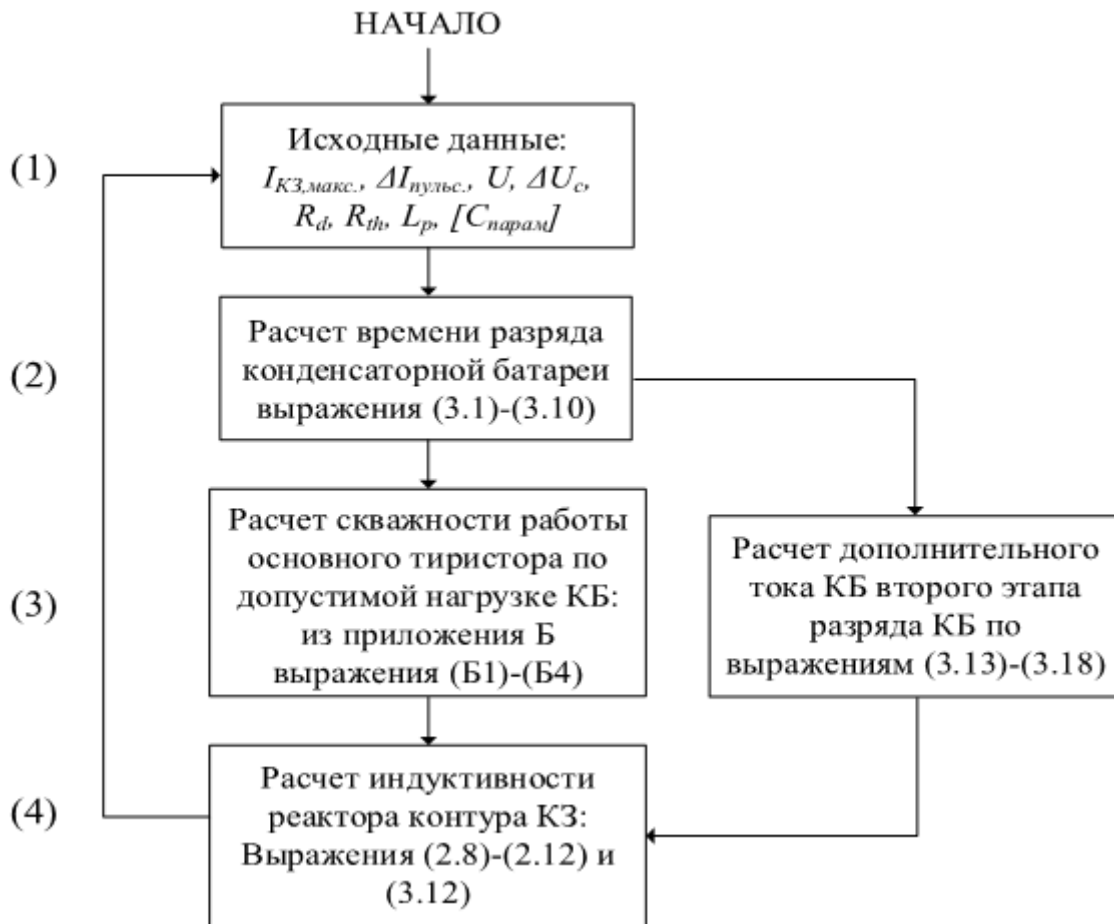


Рисунок 3.5 – Решение системы, показанной на Рисунок 2.13

В первой итерации для этапа (2) алгоритма индуктивность КПТ L_2 задаётся как первое приближение (например $L_2 = 1$ мкГн) и далее, на этапе (4), пересчитывается для более точного задания времени включенного состояния КБ τ в этапе (2) и т.д. в цикле. Выражение нагрузки конденсатора (по приложению Б) и (2.8)–(2.9) (следовательно, и (3.12)) являются неявно выраженными относительно параметров D и L – для их расчета используется итерационный метод половинного деления.

Исходными (входными) данными для алгоритма являются: $I_{КЗ,макс}$ – наибольшее значение ограничиваемого тока КЗ ($I_{КЗ,макс} = I_{КЗ,сред} + \Delta I_{КЗ,пульс}/2$); $\Delta I_{КЗ,пульс}$ – размах пульсаций тока КЗ (наибольшая разница между максимальным и минимальным значением ограничиваемого тока КЗ); U_s – напряжение источника питания (источник подпитки тока КЗ); напряжение заряда КБ – $U_{КБ}$ (принято как $U_s = U_{КБ}$); ΔU_c – максимальный размах пульсаций напряжения КБ при разряде; R_d – динамическое сопротивление диода контура поддержания тока КЗ; L_p – индуктивность контура разряда конденсатора для времени t_1 ; $[C_{парам}]$ – набор параметров из документации конденсатора из состава КБ для расчета его нагрузки.

Далее будут приведены дополнительные пояснения по параметрам алгоритма.

Размах изменения напряжения КБ ΔU_C при его разряде, согласно пункту 3.1 работы, принимается как $\Delta U_C = 2U_s$. Это не противоречит приложению Б, так как рассматриваемые конденсаторы отбирались по номинальному напряжению не меньше, чем 1 кВ.

Количество конденсаторов КБ выбиралось по максимальному току разряда, и, как следствие, это определяет суммарную электрическую ёмкость КБ. Другими словами – сумма максимального тока разряда каждого конденсатора равна максимальному току КЗ. Количество конденсаторов определяет массу и габариты всего КБ.

Сопrotивление диода контура КЗ получено по итогу анализа в разделе 4.4 и принято в алгоритме как три параллельно соединенных сопротивления по $R_\partial = 0.089$ Ом. Так как сопротивление основного тиристора оказывает незначительное влияние на переходные процессы в ТОО оно было выбрано в первом приближении как близкое к сопротивлению диода: три параллельно соединенных сопротивления по $R_m = 0,01$ Ом.

Индуктивность защиты ПП устройства от эффекта di/dt L_p отличается от L_l (соответствует L_l в насыщенном состоянии) и является паразитной индуктивностью соединительных элементов. L_p определяется особенностями конструктивного исполнения ТОО. В приложении В предложены способы расчета индуктивности нескольких вариантов защитных средств от данного эффекта. Также необходимо иметь ввиду, что рассматриваемая индуктивность косвенно защищает ПП устройство от значительных обратных токов восстановления запирающих свойств из-за высокой скорости подхода тока к нулю. Для численной оценки переходного процесса запираания ПП устройства в приложении Г предложена методика расчета кривой обратного тока. Здесь данный параметр будет принят как $L_p = 0,150$ мкГн, так как данная индуктивность является максимальной для всех вариантов, рассматриваемых компоновки КБ. То есть при использовании в расчетном алгоритме большей индуктивности, чем указано выше, некоторые КБ не смогут успешно отключить основной тиристор, так как ток разряда будет меньше тока КЗ.

Из изложенного получаем следующие исходные данные для алгоритма, представленные в Таблице 2.

Таблица 2 – Исходные данные для алгоритма расчета параметров ТОО

Обозначение	Параметр	Значение
U_s, U_{KB}	Напряжение источника питания / предварительного заряда КБ	660 В
$I_{K3,сред}$	Средний ограничиваемый ток КЗ	40 кА
$\Delta I_{K3,пульс}$	Размах пульсаций ограничиваемого тока КЗ	6 кА
ΔU_C	Размах напряжения на КБ	1320 В
L_p	Индуктивность устройства ограничения di/dt	0,2 мкГн
R_δ	Сопротивление диода контура КЗ	0,089 Ом
N_δ	Количество параллельно соединённых диодов контура КЗ	3 шт.
R_m	Сопротивление основного тиристора	0,1 Ом
N_m	Количество параллельно соединённых основных тиристоров	3 шт.

Здесь, при моделировании и расчетах, предполагается номинальный ток устройства в 8 кА. Следовательно, сопротивление нагрузки в нормальном режиме работы модели установлено как $U_s/8000 = 660/8000 = 82,5$ мОм. Внутреннее сопротивление источника питания очень мало и его можно принять как $R_s \ll R_m$. Как было упомянуто ранее, при необходимости его можно учесть за счет увеличения R_m на сопротивление источника. Сопротивление перемычки КЗ также очень мало и его можно принять, как $R_{sc} \ll R_\delta$. При необходимости его можно учесть за счет увеличения R_δ на сопротивление данной перемычки.

Расчет по алгоритму был проведен среди 60-ти вариантов КБ, для каждого из которых были получены параметры ТОО. При выборе конкретного ряда параметров необходимо опираться на следующие соображения – частота коммутации основного ключа F должна быть как можно выше, что обуславливает уменьшение индуктивности реактора контура КЗ L_2 , что в свою очередь улучшает его массогабаритные показатели. В тоже время необходимо обращать внимание на объём КБ, так как именно он будет занимать наибольшее место в конструкции ТОО. Промежуточные результаты расчетного алгоритма продемонстрированы на Рисунок 3.6. Для этого была написана программа Matlab, чей код был приведен в приложении Д.

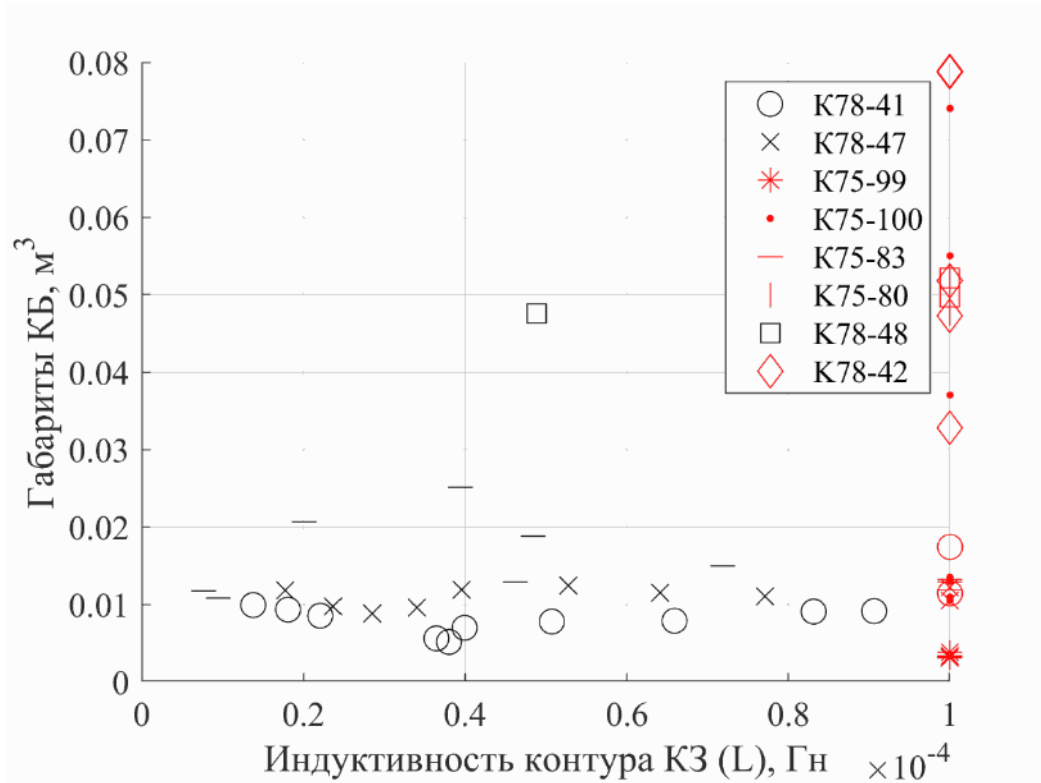


Рисунок 3.6 – Итоги расчета системы по предложенному алгоритму

Группа маркеров справа (прижатая к границе точечной диаграммы) на Рисунок 3.6 соответствует ряду параметров с индуктивностью, превышающей 100 мкГн. Часть из этих маркеров имеет красный цвет и означает несоответствие согласно критерию перегрузки конденсаторов по максимальному току.

Наиболее подходящий набор параметров ТОУ (низкие габариты КБ и низкое значение индуктивности L_2) были достигнуты с конденсаторами К75–83, К78–41 и К78–47. Они были указаны в Таблица 3.

Таблица 3 – Рассчитанные параметры ТОУ

Конд.	C_k , мкФ	L_2 , мкГн	F , Гц	D	V , м ³	t_{on} , мкс	N , шт.
К75–83	8	7,643	26,362	0,000976	0,0117	37,025	135
К75–83	10	9,508	20,788	0,001188	0,0108	57,138	100
К78–41	4	13,764	14,358	0,001113	0,009907	77,544	430
К78–47	6	17,740	11,211	0,000991	0,011842	88,424	430
К78–41	6	18,081	10,928	0,001277	0,009324	116,893	287

В приложении Е приведены рекомендации по расчету реактора контура КЗ L_2 – расчет индуктивности, электродинамических воздействий и тепловой нагрузки.

3.5. Моделирование работы рассчитанной схемы токоограничивающего устройства в Matlab Simulink

Далее будут продемонстрированы результаты моделирования схемы ТОУ на Рисунок 2.10. (с учетом модификаций на Рисунок 3.3) с рассчитанными параметрами из Таблица 3. Реализация данной схемы в Matlab Simulink имеет следующий вид, показанный на Рисунке 3.7.

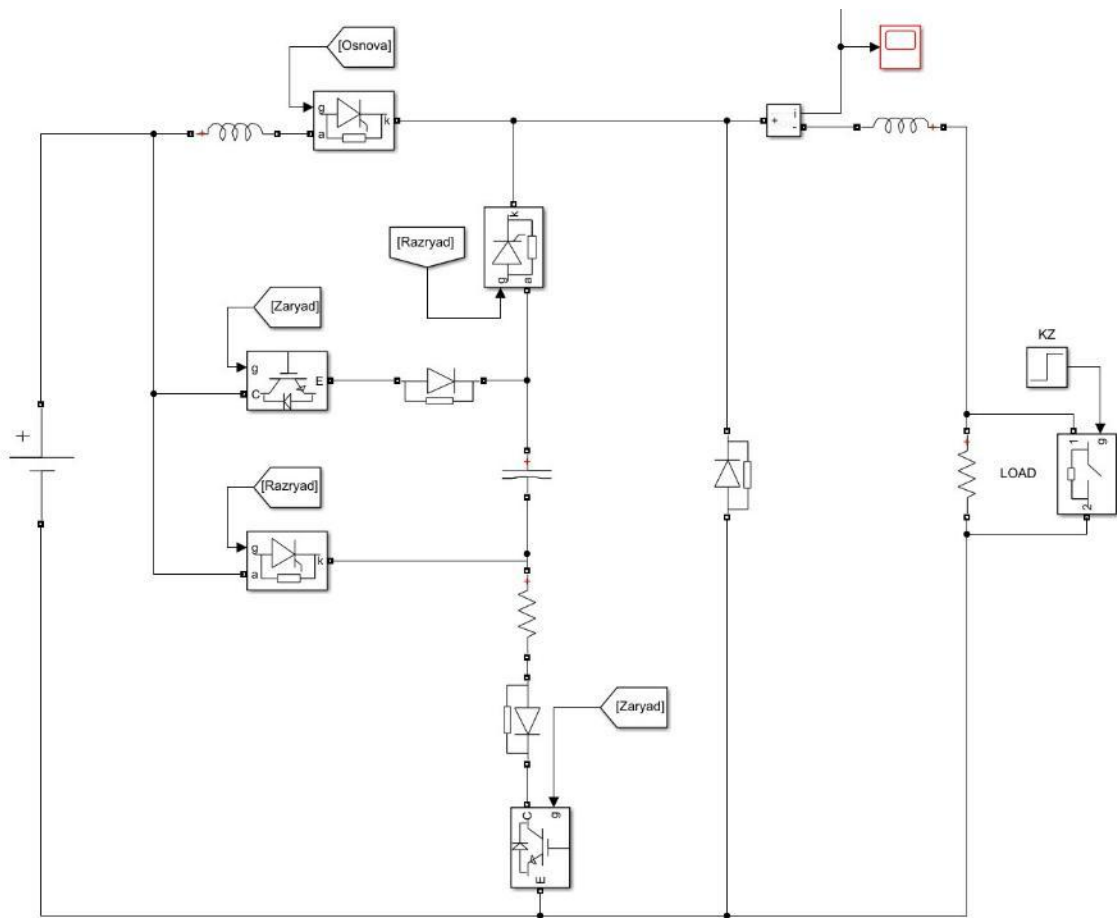


Рисунок 3.7 – Реализация схемы исследуемого ТОУ в Matlab Simulink

Результаты ограничения тока КЗ, полученные из модели на Рисунок 3.7 (красный блок «Score»), для полученных параметров из Таблица 3 показаны на Рисунок 3.8.

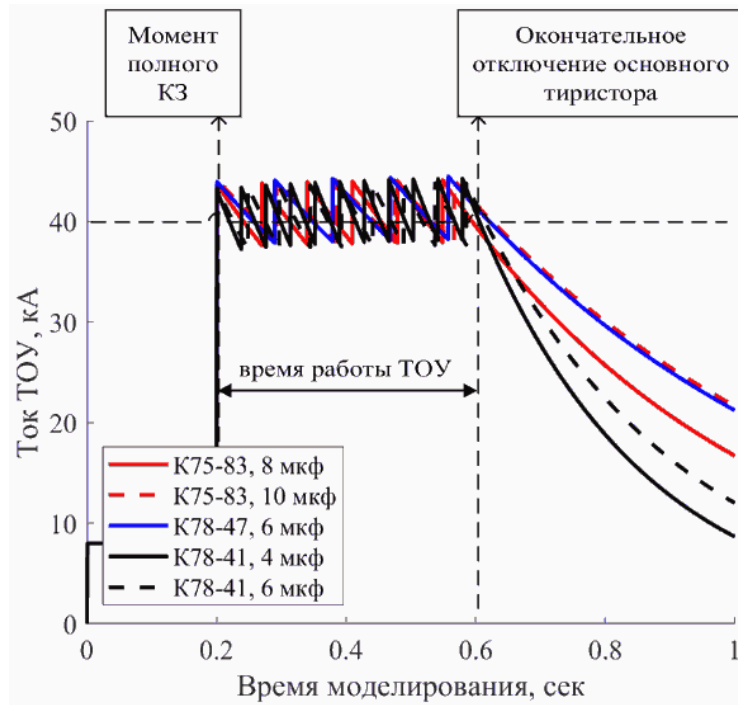


Рисунок 3.8 – Результаты моделирования схемы на Рисунок 3.7 по параметрам из «Таблица 3»

Также в качестве результата моделирования на следующем рисунке показан переходный процесс разряда КБ (отключение основного тиристора), который ранее подробно был рассмотрен в разделе 3.3 (Рисунок 3.4). Пример для конденсатора K75-83, 8 мкФ, показан на Рисунке 3.9.

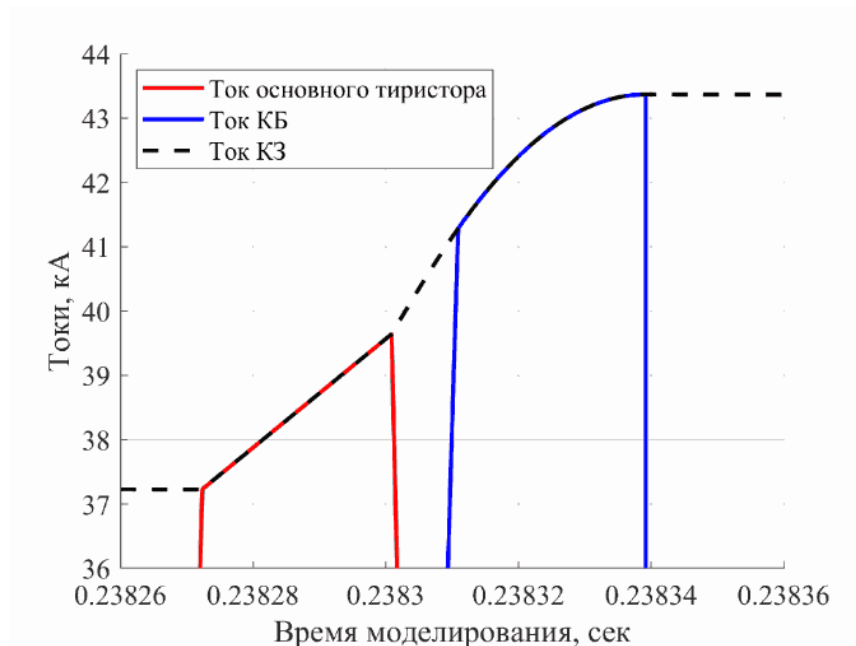


Рисунок 3.9 – Переходные процессы разряда КБ. Результаты моделирования в Matlab Simulink

3.6. Выводы по главе

Через анализ переходных процессов исследуемого ТОО была получена система взаимосвязи параметров его схемы. Для решения этой системы и получения численных значений этих параметров был предложен алгоритм расчета, который, исходя из требуемого значения ограниченного тока, величины его пульсации и длительности, позволяет определить следующее:

- Параметры для расчета допустимой нагрузки КБ ветви искусственной коммутации (частота включения основного ключа, F и длительность разряда, τ);
- Параметры самой батареи конденсаторов: тип конденсатора и объём всей батареи;
- Параметры для расчета теплового состояния ПП устройств в составе ТОО (длительность включенного состояния основного ключа, t_{on} и скважность его работы, D);
- Выходная индуктивность ТОО (индуктивность КПП – 10 на Рисунок 2.10).

4. Тепловой режим работы полупроводниковых устройств в составе токоограничителя

Как отмечалось ранее – одним из наиболее характерных особенностей рассматриваемого ТООУ является относительно длительная работа ПП устройств в режиме значительных токовых перегрузок без достижения критических температур рп-переходов, которые способны вывести его из строя. Исходя из этого, в данном разделе работы, сформирована следующая цель исследования – разработка точной тепловой модели нагрева полупроводникового устройства, согласованной с экспериментальными данными. В частности, речь пойдёт о тепловых моделях диода и тиристора, так как именно эти элементы в составе ПП ТООУ будут нести на себе основную токовую нагрузку. Поставлена задача разработки компьютерной модели тепловозависимой вольт-амперной характеристики (ВАХ) ПП устройств для программного пакета Matlab Simulink.

4.1. Разработка тепловозависимой модели вольт-амперной характеристики полупроводникового устройства

В данном разделе описана разработанная модель полупроводникового устройства, которая может достаточно точно описывать поведение его ВАХ в зависимости от изменения температуры полупроводникового кристалла (рп-переходов). Наиболее простой моделью ВАХ рп-перехода является модель Шоттки, которая описывается следующим выражением [116]:

$$I = I_s \cdot \left(\exp \left[\frac{e \cdot V}{k \cdot T} \right] - 1 \right). \quad (4.1)$$

где

I_s – ток насыщения диода (показан на Рисунок 4.1);

e – заряд электрона;

V – напряжение, прикладываемое к диоду;

k – постоянная Больцмана;

T – температура диода/полупроводника (в градусах Кельвина).

Внешний вид такой «идеальной» ВАХ диода показана на Рисунок 4.1.

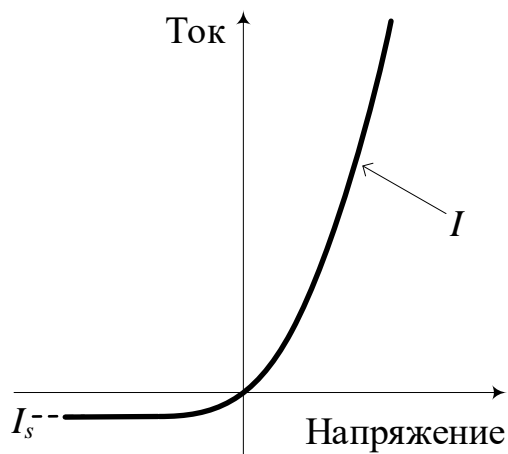


Рисунок 4.1 – «Идеальная» ВАХ диода (по модели Шоттки)

Выражение (4.1) учитывает только процессы диффузии электронов и дырок в р-п области, а также инжекцию и экстракцию неосновных носителей заряда. Помимо этого, в полупроводниковой структуре можно учесть следующие аспекты, влияющие на форму ВАХ [117]:

1. Ток генерации и рекомбинации электронов и дырок в самом полупроводнике;
2. Условия высокой инжекции неосновных носителей заряда ($p_n \ll n_n$);
3. Последовательное сопротивление диода R_s имеет ненулевое значение (в «идеальном» диоде $R_s = 0$);
4. Параллельное сопротивление диода R_p имеет конечное значение (в «идеальном» диоде $R_p = \infty$);
5. Высокое обратное напряжение, приложенное к диоду, может вызвать пробой рп перехода;
6. Обратный ток диода, вызванный процессом восстановления запирающих свойств рп перехода;

Влияние тока генерации-рекомбинации и условия высокой инжекции будут учитываться за счет введения коэффициента неидеальности рп-перехода « n », а также за счет более точного расчета тока насыщения, который будет получен аналитически из экспериментальной ВАХ полупроводникового прибора. Последовательное сопротивление будет учтено непосредственно. Параллельное сопротивление диода (пункт 4) не учитывается в силу его очень большого значения (10-100 МОм). Данное допущение не окажет существенного влияния на результаты расчета модели.

Достаточно полную вольт-амперную характеристику диода можно представить в следующем виде:

$$I = I_s^{n=1} \cdot \left(\exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot I)}{n_1 \cdot k \cdot T} \right] - 1 \right) + \\ + I_s^{n=2} \cdot \left(\exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot I)}{n_2 \cdot k \cdot T} \right] - 1 \right) + \frac{V - R_s \cdot I}{R_p}. \quad (4.2)$$

где

n_1 и n_2 – коэффициент неидеальности для диффузионной части выражения и для части, отвечающей за процессы генерации-рекомбинации соответственно.

Данные коэффициенты можно оценить как $n_1 = 1$ и $n_2 = 2$ [117].

Данное выражение состоит из трех частей. Первая часть выражения, с членами $I_s^{n=1}$ и n_1 , отвечает за диффузионный ток диода. Вторая часть, с членами $I_s^{n=2}$ и n_2 , отвечает за процессы генерации и рекомбинации, происходящие в ходе захвата носителей заряда примесями, что соответствует условиям высокой инжекции. Последняя часть моделирует параллельное (шунтирующее) сопротивление диода и, для упрощения, в дальнейшем рассматриваться не будет.

В выражении (4.2) I_s и R_s также имеют зависимость от температуры. Сопротивление кремниевого кристалла в исследуемом температурном диапазоне (от 25 °C до $T_j = \text{max}$) имеет форму близкую к линейной, и ее можно описать следующим выражением:

$$R'_s = R_s \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)). \quad (4.3)$$

где

α – коэффициент пропорциональности;

R_s – базовое удельное сопротивление, соответствующее температуре T_0 .

Ток насыщения зависит от температуры как [118]:

$$I_s \propto T^3 \cdot e^{\left(\frac{-E_g}{k \cdot T} \right)}. \quad (4.4)$$

где

E_g – ширина запрещенной зоны.

Исходя из этого выражение (4.2) приобретает следующий вид:

$$I = I_s^{n=1} \cdot \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \cdot \left(\exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \cdot I)}{n_1 \cdot k \cdot T} \right] - 1 \right) + \\ + I_s^{n=2} \cdot \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \cdot \left(\exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \cdot I)}{n_2 \cdot k \cdot T} \right] - 1 \right). \quad (4.5)$$

где

$\gamma = T^3 \cdot \exp(-E_g/k \cdot T)$;

γ_0 – γ для температуры 25 °C.

Для модели (4.5) необходимо определить параметры - $I_s^{n=1}$, $I_s^{n=2}$. Коэффициент a для кремния известен и примерно составляет 0.0030-0.0035. Значение E_g – вычисляется из формулы (4.6) и также имеет зависимость от температуры [119]:

$$E_g = 1.17 - 4.73 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{T^2}{T + 636} \right) [eV]. \quad (4.6)$$

Далее будет предложен алгоритм определения остальных параметров для (4.5) через техническую документацию конкретного полупроводникового устройства.

Из всех присутствующих величин в выражении (4.5) - величина тока насыщения в обоих режимах конкретного ПП устройства трудно поддается расчетам, так как она определяется такими физическими величинами как коэффициент диффузии дырок, концентрацией электронов и тому подобное. Здесь $I_s^{n=1}$ и $I_s^{n=2}$ будут рассчитаны по двум точкам известной формы ВАХ (обозначенные как I_1, U_1 и I_2, U_2).

В инженерной практике для описания ВАХ полупроводниковых диодов и тиристоров часто применяется следующая полуэмпирическая формула:

$$U = A + B \cdot I + C \cdot \ln(I + 1) + D \cdot \sqrt{I}. \quad (4.7)$$

где

A, B, C и D – коэффициенты, определяемые из эксперимента.

В основном, в технической документации представляются два набора этих коэффициентов, которые соответствуют температуре рп-перехода в 25 °С и некоторой условно максимальной температуре рп-перехода, зависящей от типа ПП устройства и от технологии его изготовления (для рассматриваемых каталогов компании АО «Потон-Электротекс» эта температура составляет 125 °С для тиристоров и 175 °С для диодов).

Выражение (4.7) состоит из четырех членов, к каждому из которых, в некоторой степени, можно привязать те или иные физические аспекты функционирования полупроводника. Член « A » отвечает за напряжение потенциального барьера р-п переходов, также известный как «напряжение отсечки» U_0 . Член « $B \cdot I$ » отвечает за падение напряжения на низколегированных областях структуры полупроводника. Именно этот член практически полностью определяет падение напряжения на полностью включенном ПП устройстве. Член « $C \cdot \ln(I+1)$ » отвечает за процесс диффузии/рекомбинации электронов и дырок в р-п области. Член « $D \cdot \sqrt{I}$ » отвечает за электронно-дырочное рассеивание (ЭДР) в структуре полупроводника [120]. Коэффициент D , в выражении (4.7), является «подгоночным» параметром и досконально не отражает физику явления ЭДР. Зависимость формы ВАХ полупроводника от ЭДР трудно поддается эмпирическому расчету. Само же влияние ЭДР наблюдается только при довольно больших

плотностях тока (1-3 кА/см²). Дополнительно отметим, что гипотетический коэффициент D имеет тепловую зависимость как $\propto (T/T_0)^{-1.5}$ [120].

Для решения поставленной задачи необходимо решить следующую систему, параметры которой соответствуют некоторой конкретной температуре (здесь это 25 °С так как зависимость известна и приводится в каталогах производителя ПП устройств):

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{e \cdot (U_1 - R_s \cdot I_1)}{k \cdot T}\right) & \exp\left(\frac{e \cdot (U_1 - R_s \cdot I_1)}{2 \cdot k \cdot T}\right) \\ \exp\left(\frac{e \cdot (U_2 - R_s \cdot I_2)}{k \cdot T}\right) & \exp\left(\frac{e \cdot (U_2 - R_s \cdot I_2)}{2 \cdot k \cdot T}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_s^{n=1} \\ I_s^{n=2} \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

где

I_1, U_1 и I_2, U_2 – ранее упомянутые две известные точки из ВАХ, описываемой выражением (4.7).

Система решается методом обратной матрицы:

$$\begin{bmatrix} I_s^{n=1} \\ I_s^{n=2} \end{bmatrix} = \text{inv} \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{e \cdot (U_1 - R_s \cdot I_1)}{k \cdot T}\right) & \exp\left(\frac{e \cdot (U_1 - R_s \cdot I_1)}{2 \cdot k \cdot T}\right) \\ \exp\left(\frac{e \cdot (U_2 - R_s \cdot I_2)}{k \cdot T}\right) & \exp\left(\frac{e \cdot (U_2 - R_s \cdot I_2)}{2 \cdot k \cdot T}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}.$$

Для наиболее точной интерпретации ВАХ устройства рекомендуется выбрать первую точку в начальной зоне наибольшего изгиба характеристики. Вторую точку – в зоне линейной зависимости, когда ток устройства в несколько раз превышает его номинальное значение.

Параметры токов насыщения были рассчитаны для нескольких полупроводниковых устройств – для диодов Д173–6300 и Д173–4000, и для тиристора Т243–400 (АО «Потон-Электротекс», г. Орёл, Россия) и показаны в Таблица 4. Первый и второй будут использоваться для примера как мощное ПП устройство и их параметры также будут применяться в схемах замещения ПП ТОУ, а третий будет использован в эксперименте для верификации тепловой модели.

Таблица 4 – Рассчитанные значения токов насыщения полупроводниковых приборов

Полупроводниковое устройство	$I_s^{n=1}$	$I_s^{n=2}$
D173-6300 (диод)	$1.305 \cdot 10^{-13}$	$3.517 \cdot 10^{-8}$
D173-4000 (диод)	$2.309 \cdot 10^{-18}$	$3.812 \cdot 10^{-7}$
T243-400 (тиристор)	$7.539 \cdot 10^{-21}$	$8.453 \cdot 10^{-9}$

Программный код Matlab, с помощью которого был реализованы приведенные выше расчеты, представлен в приложении Ж.

На Рисунок 4.2 показаны кривые полученных ВАХ устройств, указанных в Таблица 4.

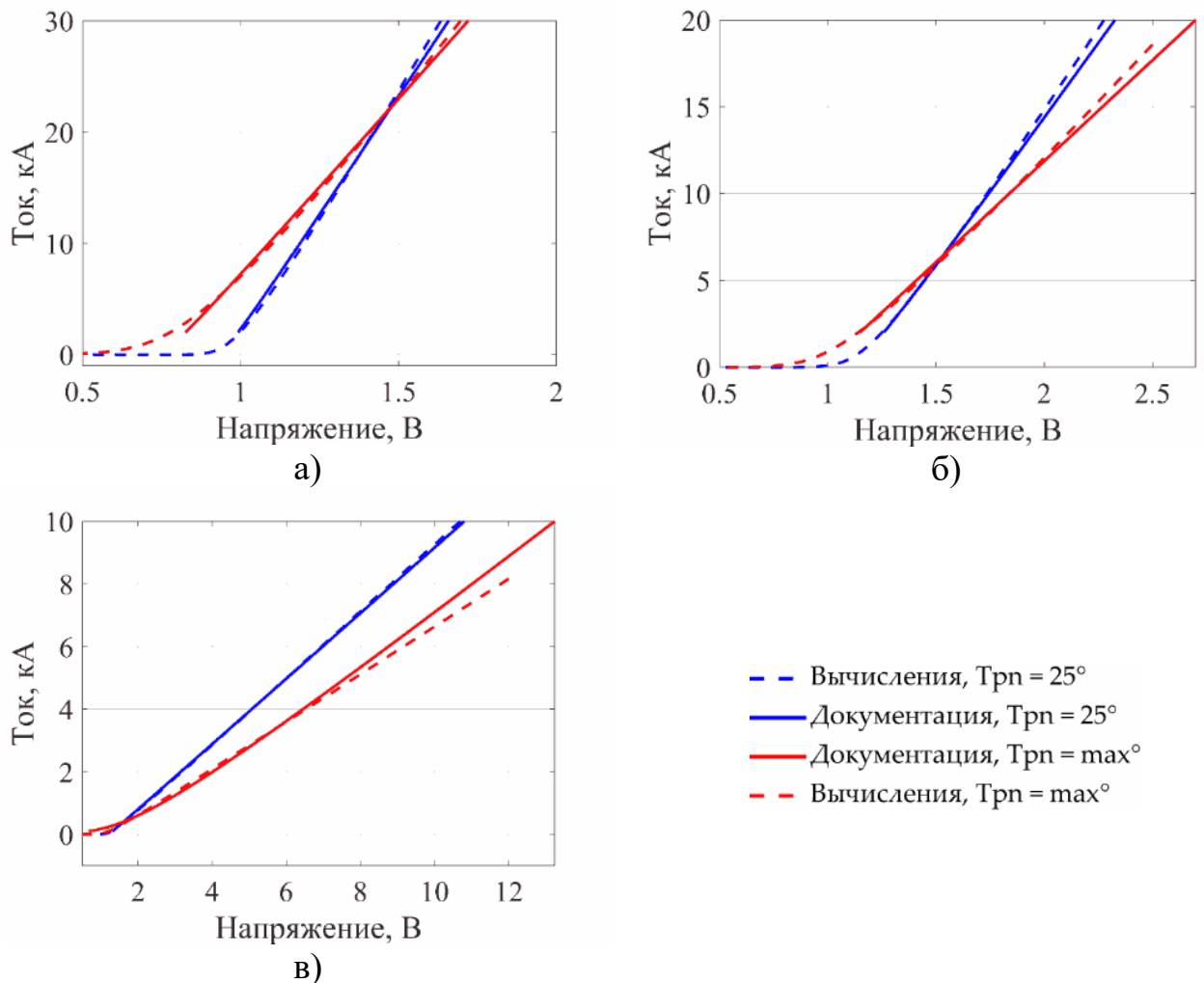


Рисунок 4.2 – Вольт-амперные характеристики полупроводниковых устройств, полученные с помощью выражения (4.5): а) Д173-6300 (диод); б) Д173-4000 (диод); в) Т243-400 (тиристор)

Так как функция (4.5) является неявно выраженной, то будет использован итерационный подход к ее решению. Наиболее подходящим для исследуемой ВАХ является метод Ньютона. Данный метод отличается от других (метод половинного деления, метод хорд и т.д.) относительно быстрой сходимостью, но при весьма строгих требованиях к функции:

- Существование второй производной функции $f(x)$ на исследуемом промежутке;
- Удовлетворение первой производной условию $f'(x) \neq 0$ для всех значение x на исследованном промежутке;
- Знакопостоянство $f'(x)$, $f''(x)$ для всех x на исследуемом промежутке (то есть функция $f(x)$ либо возрастает, либо убывает на исследуемом промежутке, сохраняя при этом направление выпуклости).

Полученная функция ВАХ диода (4.5) удовлетворяет всем указанным выше требованиям и, следовательно, метод Ньютона может быть применён.

В общем виде алгоритм метода Ньютона будет реализован циклом, условием выхода из которого будет $f(x) < e$, где $f(x)$ – выражение (4.5), приведенная к виду $f(x) = 0$, e – погрешность используемого метода, принятая как 10^{-3} . В теле цикла находится сам непосредственно метод Ньютона:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)}. \quad (4.9)$$

где

n – шаг цикла.

Определим производную $f'(x_n)$. Она будет имеет следующий вид:

$$I = I_s^{n=1} \cdot \exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot I)}{k \cdot T} \right] \cdot \frac{-e \cdot R_s}{k \cdot T} + \quad (4.10)$$

$$+ I_s^{n=2} \cdot \exp \left[\frac{e \cdot (V - R_s \cdot I)}{2 \cdot k \cdot T} \right] \cdot \frac{-e \cdot R_s}{2 \cdot k \cdot T}.$$

Итоговый код, записанный в блок «MATLAB function», представлен в приложении И. Входными параметрами данной функции являются V_t – напряжение, прикладываемое к полупроводнику; T – температура кристалла полупроводника, I_s – ток насыщения, x_0 – значение тока полупроводника в предыдущем шаге моделирования

Внешний вид блока представлен на Рисунок 4.3.

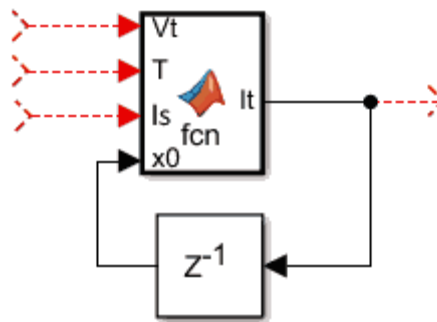


Рисунок 4.3 – Внешний вид блока, моделирующий ВАХ диода в программном пакете Matlab Simulink

Дадим пояснение к входной переменной x_0 . Каждый цикл метода Ньютона начинается с некоторого начального или «нулевого» значения. Если x_0 будет иметь определенное значение (например $x_0 = 0$), не меняющееся в процессе моделирования, то с повышением тока полупроводника количество итераций метода будет неуклонно расти, замедляя процесс моделирования. Что бы это избежать, x_0 при каждом шаге моделирования будет принимать

предыдущее значение тока полупроводника I_t . То есть начальными условиями для вычисления тока является соседняя точка ВАХ. Благодаря этому метод Ньютона находит решение уравнения (4.5) всего за 2-3 итерации.

4.2. Расчет тепловой модели полупроводникового устройства

Работа исследуемой схемы ПП ТОУ ограничена относительно небольшим временным интервалом (несколько сотен мс). Здесь нужно дать оценку необходимого количества диодов в параллельной сборке для такого режима работы, когда ток ПП устройства значительно превышает номинальный, то есть рассматривается работа диода/тиристора в режиме рабочих перегрузок. Эта оценка в перспективе позволит сократить количество полупроводниковых устройств в параллельной сборке, что положительно скажется на стоимости, надёжности и габаритах всего ПП ТОУ.

Допустимая токовая перегрузка полупроводникового устройства в первую очередь определяется критической температурой рп-перехода. Для тиристора, согласно технической документации, эта температура составляет до 150–170 °С. Если при такой температуре к нему будет приложено прямое напряжение, то может произойти его непроизвольное включение из-за тепловой зависимости эффекта dU/dt (потеря запирающей способности). У диодов данная температура имеет несколько большее значение (200–300 °С) и связано уже с приложением обратного напряжения – обратные токи насыщения диода при таких температурах достигают достаточно больших значений, чтобы вызвать обратную положительную связь и привести к тепловому пробую устройства [121].

Другой критический температурный порог для ПП устройства – температура плавления припоя. Припой используется в собранной структуре при соединении кремниевого кристалла и термокомпенсаторов, а также в соединении собранной структуры и медных электродов. В первом случае используются низкотемпературные припои (у современных промышленных припоев температура плавления составляет 220–240°С [123]). Для соединения кремниевого кристалла и термокомпенсационной пластины используется их сплавление с эвтектикой Al–Si при температуре 577°С [124]. При моделировании тепловых режимов необходимо учитывать температуру не только рп-перехода, но и других слоёв полупроводникового устройства. Это связано с тем, что тепловой пробой — инерционный процесс: его развитие после прохождения токовых импульсов в значительной степени определяется температурным градиентом между слоями и требует времени для достижения критической температуры. То есть достижение

температуры потери запирающей способности однозначно не указывает на выход ПП устройства из строя в отличие от температуры плавления припоев.

До момента прикладывания напряжения пробоя (когда ПП устройство находится в запертом состоянии для той или иной полярности) температура полупроводниковой структуры без пагубных последствий может в несколько раз превышать температуру теплового пробоя, что связано с эффективностью теплопередачи внутри структуры устройства (пример процесса показан на Рисунок 4.4 [122]). Критические значения температур для рассматриваемых ПП устройств – 125°C для тиристора и 175°C для диода (отметим, что речь идёт именно о мощных ПП устройствах на номинальные токи и напряжения в несколько кА и кВ) – связана именно с потерей запирающей способности [125; 126]. Температура T_{\max} , с точки зрения эксплуатации ПП устройства, определяет длительную его работу в составе преобразователя сети промышленной частоты (10 мс прямого тока включенного состояния и 10 мс обратного тока отключенного состояния) с высокой вероятностью возникновения дальнейшего неконтролируемого увеличения обратного тока утечки вплоть до окончательного теплового пробоя. Даже при достижении такой температуры ПП устройство не теряет способности пропуска через себя значительного по величине прямого импульса тока, так как при отключении дальнейшая тепловая эскалация ограничена только одним импульсом тока восстановления запирающей способности и длительным протеканием обратного тока утечки, чего недостаточно. Здесь уже критическими температурами будут являться такие величины, которые приводят процессу шнуrowания прямого тока (резкое уменьшение сопротивления в нагретой зоне и стягивание тока в шнур): 400–600°C. Абсолютно критической температурой является температура плавления кремния: 1412°C [121].

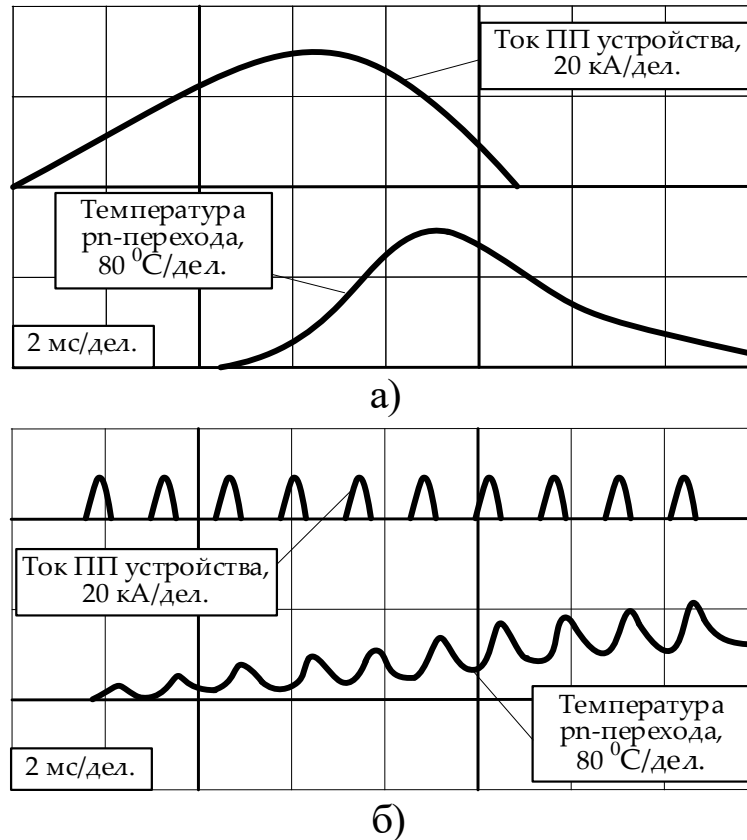


Рисунок 4.4 – Осциллограммы токов полупроводникового устройства и температуры его полупроводниковой структуры: (а) для одиночного импульса тока; (б) для множества последовательных импульсов [122]

Известным способом расчета теплового состояния полупроводникового устройства является расчет через переходное тепловое сопротивление, чье значение зависит от продолжительности тока импульсного нагрева (пример показан на Рисунок 4.5) [127]. Достоинством данного способа является его простота – необходимо знать только мощность и время импульса, по которому, согласно данным завода изготовителя, выбирается переходное тепловое сопротивление. В тоже время существенным недостатком расчета является отсутствие универсальности – импульсы сложной формы необходимо разбивать на более простые составляющие и для каждого проводить расчет приращения тепловой энергии в слое структуры. Также этот способ не учитывает передачу и отвод тепловой энергии в слоях структуры устройства. Всё это говорит о невозможности применения или излишних затрат на реализацию данного способа расчета в динамической модели Matlab Simulink.

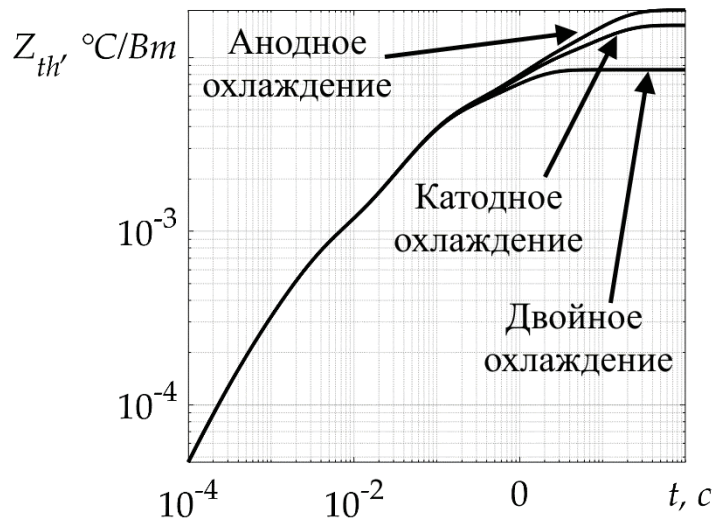


Рисунок 4.5 — Пример зависимости теплового сопротивления от длительности временного интервала воздействующего импульса тока (для Д173-6300)

Другим способом расчета теплового состояния ПП устройства является метод электротепловой аналогии, где слоистая структура устройства (показанная на Рисунок 4.6) представляется в виде электрических RC-цепей (Рисунок 4.7), где электрический ток эквивалентен тепловому потоку, а напряжение – тепловому градиенту [124]. Сами элементы данной схемы представляют собой следующие эквиваленты: источник тока - источник тепла ПП устройства (полупроводниковая структура), активное сопротивление – тепловое сопротивление, электрическая ёмкость – теплоёмкость.

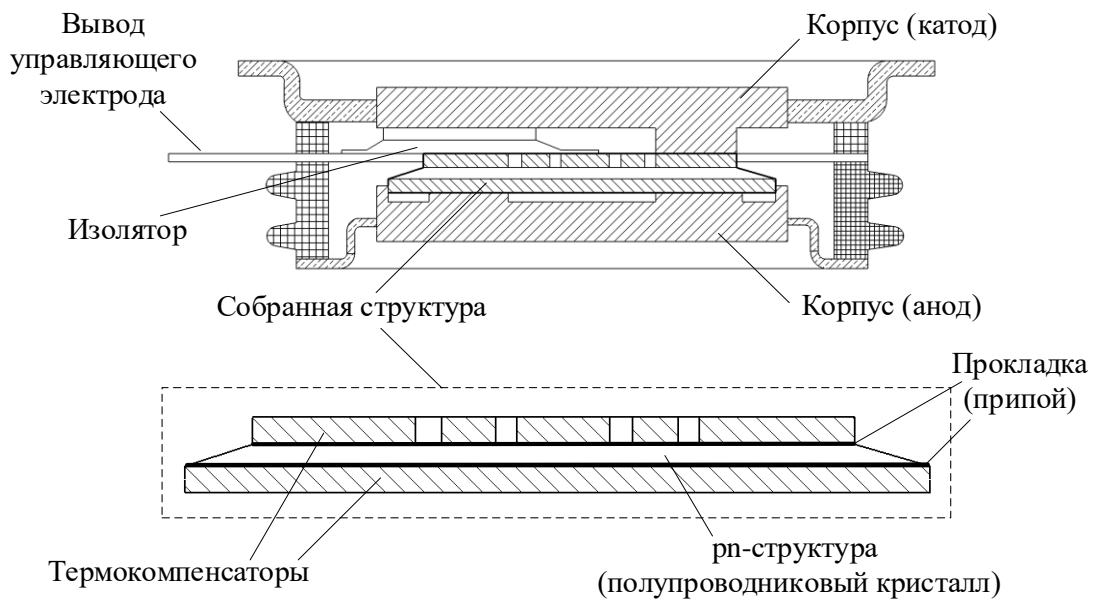


Рисунок 4.6 — Устройство тиристора таблеточной конструкции

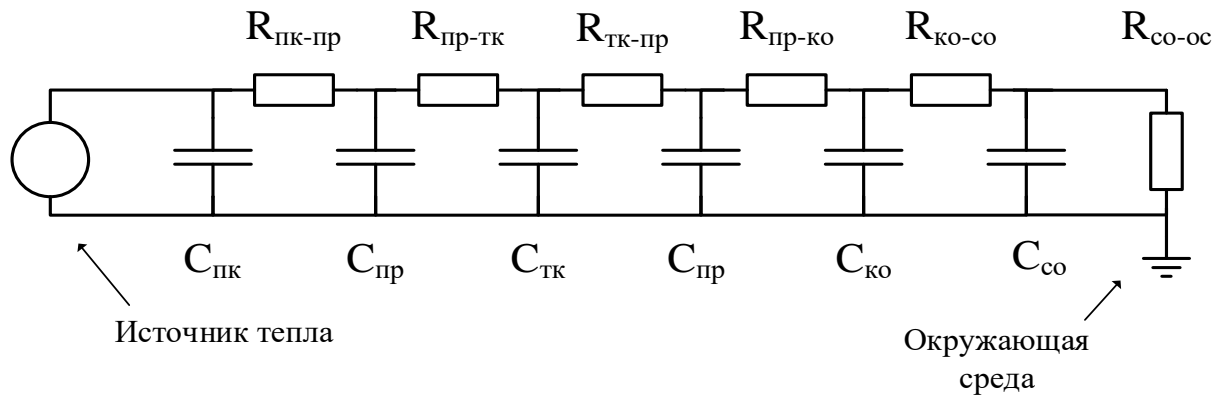


Рисунок 4.7 – Пример применения принципа электротепловой аналогии к структуре полупроводникового диода или тиристора. Здесь C и R – теплоёмкость слоя и тепловое сопротивление между слоями соответственно (используются следующие обозначения: пк – рп-переход, пр – прокладка, тк – термокомпенсатор, ко – корпус, со – радиатор, ос – окружающая среда)

Использование такой схемы позволяет производить расчет тепла различных слоёв полупроводникового устройства для любой формы и длительности импульса. Также данную схему удобно внедрять в программную среду Matlab Simulink. Это позволяет оценивать тепловое состояние ПП устройств при моделировании работы ТОУ в рамках одной модели. Недостатком данной методики является сложность расчетов параметров элементы схемы на Рисунок 4.7, что особенно касается полупроводникового кристалла и термокомпенсирующих пластин.

Известно, что переходное тепловое сопротивление Z_T в операторном виде представляет из себя дробно рациональную функцию отношения полиномов, все коэффициенты которого являются вещественными функциями тепловых параметров элементов его конструкции – тепловыми сопротивлениями R_p и теплоёмкостями C_p , как показано в выражении (4.11) [128].

$$Z_T(p) = \frac{1}{C_1(p) + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{C_2(p) + \frac{1}{R_2 + \dots + \frac{1}{C_m(p) + \frac{1}{R_m}}}}}} \quad (4.11)$$

Данное обстоятельство указывает на непосредственную связь между электротепловой аналогии и переходным тепловым сопротивлением. В свою очередь это означает, что известные из технической документации ПП устройств характеристики переходного теплового сопротивления можно использовать для расчетов параметров тепловой схемы замещения полупроводникового устройства. Ниже будет предложена методика такого расчета.

На Рисунок 4.8 показана предложенная функциональная диаграмма для определения параметров ранее рассмотренной электротепловой схемы (Рисунок 4.7). Основу этой диаграммы составляют два способа расчета температуры полупроводникового кристалла. Первый способ – с помощью выражения (4.5) определяется падение напряжения на полупроводниковом устройстве, и соответственно, его мгновенная мощность. Эта мгновенная мощность определяет тепловой поток в схеме электротепловой аналогии, которая, в свою очередь определяет нагрев структуры полупроводника. Вторым способом – при известной ширине импульса и характеристике переходного теплового сопротивления определяется тепловое сопротивление полупроводниковой структуры. Далее, при известной выделенной мощности, определяется градиент θ изменения температуры структуры ($\theta = P/Z_T$). Изначальным источником энергии является синусоидальный однократный импульс тока, шириной от 100 мкс до 1 с, и амплитудой, равной максимальному ударному току устройства I_{FSM} .

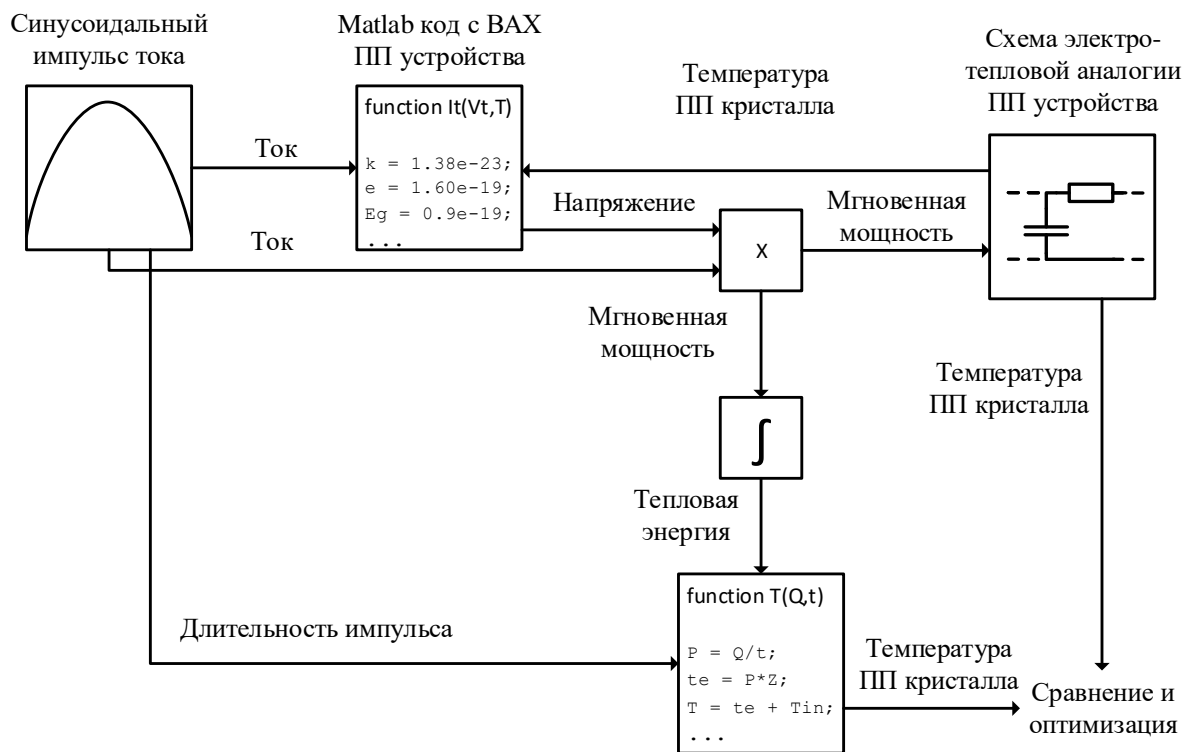


Рисунок 4.8 — Функциональная диаграмма реализации алгоритма расчета параметров эквивалентной тепловой модели полупроводникового устройства в среде Matlab Simulink

С помощью специального алгоритма (Рисунок 4.9) осуществляется подбор параметров для тепловой модели (Рисунок 4.7) таким образом, чтобы эта тепловая модель осуществляла эквивалентный, по отношению ко второму способу, нагрев структуры.

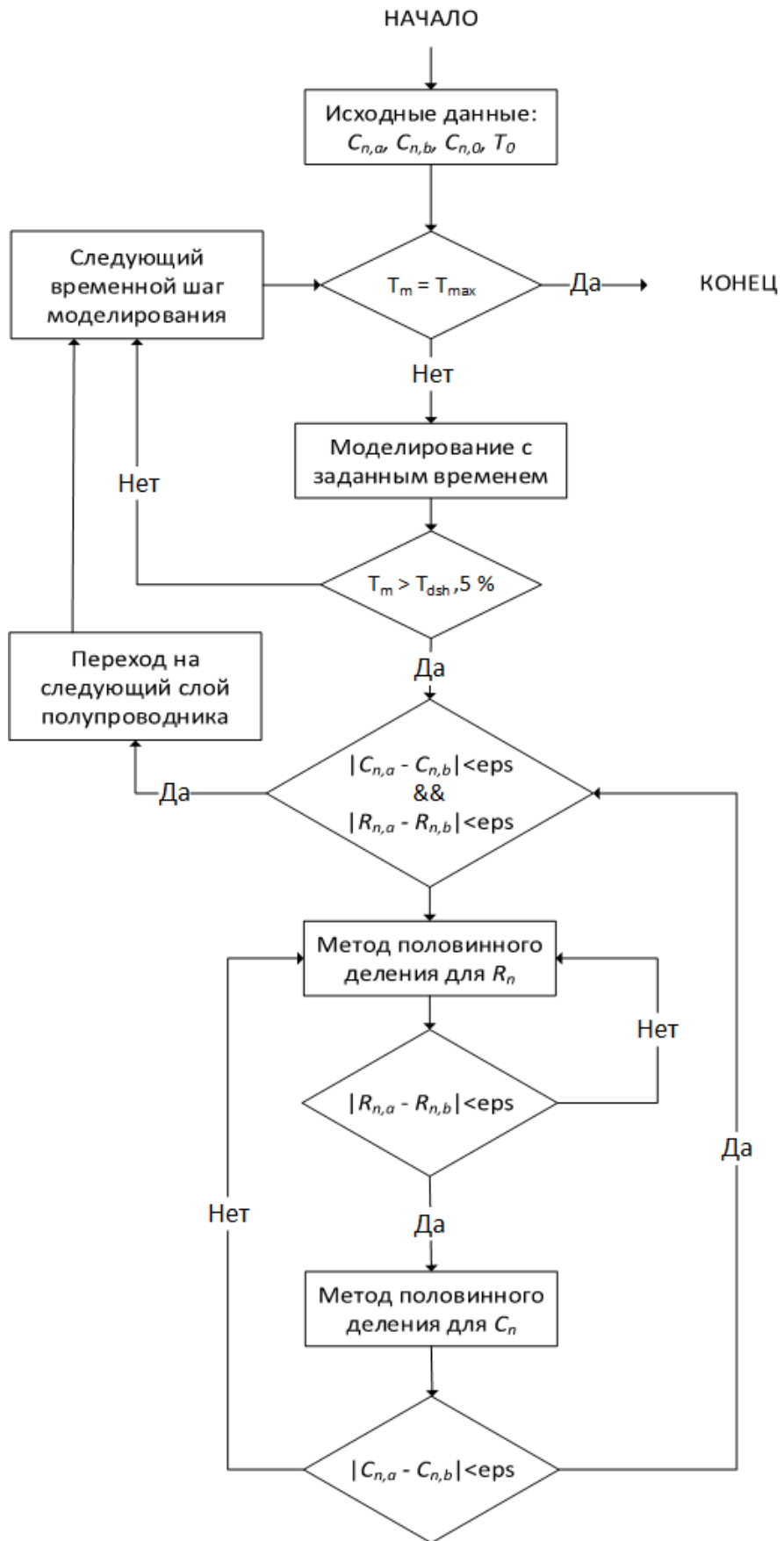


Рисунок 4.9 — Алгоритм расчета параметров схемы электротепловой аналогии полупроводникового диода или тиристора

Ядро алгоритма осуществляет следующую последовательность действий. Условие, когда необходимо осуществить подбор параметров следующего слоя (здесь и далее для подбора параметров схемы используется итерационный метод половинного деления) является разница в 5% между моделируемой температурой рп-перехода, и температурой, полученной через тепловое переходное сопротивление. Сначала осуществляется полный цикл итераций для выбора теплового сопротивления слоя, после чего одна итерация выбора теплоёмкости, и так до тех пор, пока не будет выполнено условие для обоих параметров одновременно. Исключением здесь является первый цикл алгоритма, когда определяется теплоёмкость рп-перехода. При первом расчете алгоритма (происходящий для времени теплового импульса в 100 мкс) можно считать, что вся энергия теплового импульса полностью поглощается кремниевым кристаллом и, из-за наличия теплового сопротивления (то есть из-за тепловой инерции), эффективно не передаётся остальным слоям структуры. При моделировании установлено, что изменение температуры кристалла на 5% из-за соседних к кристаллу структур начинает происходить при продолжительности теплового импульса ≈ 700 мкс и более.

Изначально схема предполагает неограниченно большое количество RC слоёв. Да начала моделирования тепловые сопротивления R и теплоёмкости C принимаются многим больше, чем они могут быть. Это обеспечивает увеличение температуры структуры по мере увеличения эквивалента теплового импульса, что в свою очередь позволяет настраивать модель на понижение теплового сопротивления и теплоёмкости. Если всё же в модели наблюдается понижение температуры по мере увеличения длительности импульса, то алгоритм выбирает наименьшее ранее рассчитанное тепловое сопротивление и повышает его до тех пор, пока температура структуры не начнет расти по мере увеличения длительности импульса. Реализация описываемого алгоритма с помощью кода Matlab и моделей Simulink продемонстрирована в приложении К.

В Таблица 5 представлены результаты расчета описанных алгоритмов для исследуемых полупроводниковых приборов - диоды D173–6300, D173–4000 и тиристор T243–400.

Таблица 5 – Рассчитанные параметры тепловой схемы замещения полупроводниковых приборов

Номер слоя ПП прибора	D173–6300		D173–4000		T243–400	
	C, Дж/К	R, К/Вт	C, Дж/К	R, К/Вт	C, Дж/К	R, К/Вт
1	2,1218	3,47e-4	2,1218	3,47e-4	0,510	14,94e-4
2	2,2997	3,47e-4	2,6961	3,47e-4	0,430	5,63e-4
3	6,924	1,91e-3	7,1186	1,91e-3	2,881	3,67e-3
4	58,382	2,21e-3	71,282	1,91e-3	839,411	0,1
5	539,417	0,1	672,319	0,1	–	–

Эти результаты расчета можно сопоставить с реальной структурой тиристора (Рисунок 4.6). По мере увеличения номера слоя наблюдается увеличение его теплоёмкости – сначала, как источник теплового потока, идёт рп-переход (толщина несколько сотен мкм), потом термокомпенсирующие пластины (несколько мм), а далее более массивный медный корпус ПП устройства. Однако это сопоставление не является точным, так как структура тиристора многими местами несимметрична относительно некоторых осей. Например, рп-переход профилируется (простой случай - торцевые фаски, как показано на Рисунок 4.6) в целях снижения поверхностного поля при обратном смещении [124]. Из-за этого теплоотвод со стороны катода и анода может быть несимметричным. Также на это влияют встроенные электроды, припой, прокладки и т.д. Их тепловые ёмкости и сопротивления, в рамках разработанного алгоритма, определить проблематично, но в целом они учтены за счет рассчитанных абстрактных слоёв.

Оценим достоверность полученной теплоёмкости по следующим данным. Согласно [121], по напряжению пробоя полупроводникового устройства можно грубо оценить толщину кремниевой пластины, которая для 1 кВ составит около 400 мкм. Также из технической документации устройства можно предположить диаметр кристалла в ≈ 80 мм. При известной удельной теплоёмкости и плотности кристаллического кремния ($c = 712$ Дж/кг \cdot °С и 2330 кг/м³ соответственно) получаем 3.34 Дж/°С, что схоже с ранее полученным значением. Другой пример – расчет теплоёмкости медной части ПП устройства. Например, масса ПП устройства Д173–6300, согласно документации, составляет 1500 г. Если предположить, что эту массу полностью определяет именно вес медной части (что справедливо для мощного ПП устройства – Рисунок 4.6), то теплоёмкость медной части составит ≈ 600 Дж/°С (при удельной теплоёмкости меди в 400 Дж/(кг \cdot К)), что также сопоставимо с расчетными данными из «Таблица 5».

4.3. Моделирование теплового состояния полупроводниковых устройств в составе токоограничивающего устройства

В данном разделе будет моделироваться работа ранее описанного токоограничивающего устройства (раздел 2.2), где диод (Д173-6300) будет моделируется с помощью выражения (4.5), с параметрами из Таблица 4 и тепловой модели (Рисунок 4.7), с параметрами из Таблица 5. В общем виде схема моделирования токоограничивающего устройства в программном пакете Matlab Simulink показана на Рисунок 4.10.

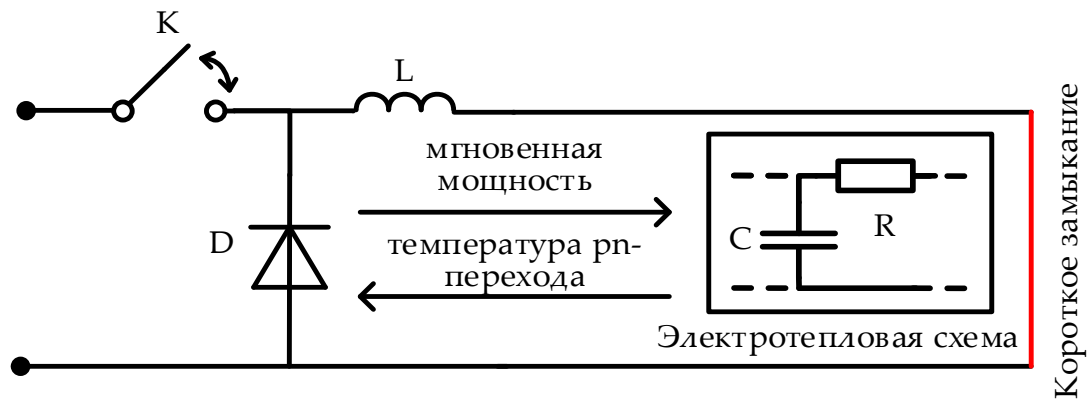


Рисунок 4.10 – Схема демонстрации работы токоограничивающего устройства с тепловой моделью вольт-амперной характеристики диода. Схема для моделирования в Matlab Simulink.

Были приняты следующие параметры моделирования для данной схемы: время работы токоограничивающего устройства – 400 мс; частота работы ключа «К» – 30 Гц; скважность работы ключа «К» составляет 0.6%; напряжение источника питания короткого замыкания – 660 В; индуктивность контура короткого замыкания – 10 мкГн; начальная температура диода – 25°C; количество диодов в параллельной сборке – 3; максимальная температура полупроводникового кристалла диода - 175°C.

На Рисунок 4.11 показаны результаты моделирования схемы (Рисунок 4.10).

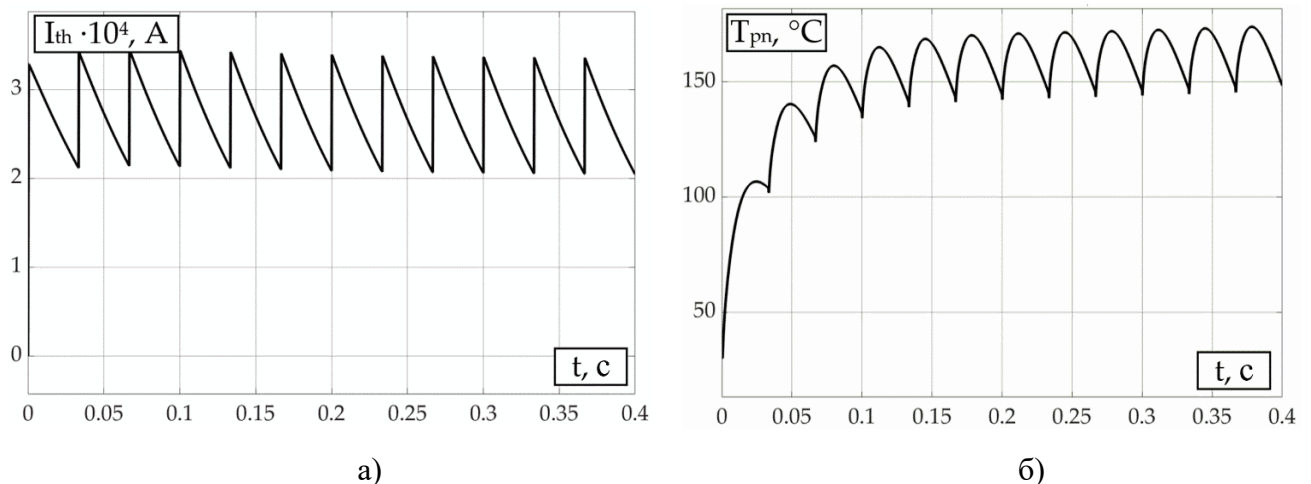


Рисунок 4.11 – Результаты моделирования схемы на Рисунок 4.10 (время моделирования 0.4 с): а) ограниченный ток короткого замыкания; б) Температура pn-перехода диода.

После 100-150 мс от начала работы токоограничивающего устройства за один такт работы максимальная температура кристалла одного диода повышается примерно на 1°C. Такая

стабилизация температуры обеспечивается за счет относительно высокой теплоёмкости медного корпуса диода.

Модель Matlab Simulink для получения кривых тока и температуры для Рисунок 4.11 продемонстрирована в приложении Л.

4.4. Выбор диодов в контур поддержания тока короткого замыкания

Анализ системы уравнений ТОУ ((2.8) и (2.9)) ранее указал на значительное влияние динамического сопротивления диода контура поддержания тока КЗ на такие параметры, как средний ограниченный ток I_{ave} , скважность работы преобразователя D и так далее.

При выборе диода приняты следующие допущения. Согласно предварительному анализу, скважность работы ТОУ в рассматриваемых системах будет составлять всего несколько процентов и менее. Также, по предварительной оценке, частота работы устройства не будет превышать 100 Гц. Из этого можно сделать вывод, что почти вся рассеиваемая в диоде энергия будет обусловлена джоулевым нагревом. Потери энергии в процессе отключения и включения полупроводникового устройства будут сравнительно малы.

Потери на включении малы даже при больших частотах коммутации (до 10 кГц) и будут ограничены всего несколькими процентами от всех тепловых потерь при такой частоте [129]. Потери на отключение значительно больше, чем потери при включении, но также относительно малы из-за низкой частоты работы ТОУ. Следовательно, выбор диодов по нагреву от постоянного, длительно протекающего тока не окажет значительного влияния на точность расчетов и будет принят как наиболее удобный.

Рассмотрим один диод Д173-6300, чья динамическая тепловая ВАХ и параметры тепловой схемы замещения были получены ранее. При постоянном токе КЗ в 40 кА нагрев рп-перехода от 30°C до критической температуры (175°C) достигается за 50–60 мс. Следовательно, для снижения токовой нагрузки на один диод, необходимо рассматривать параллельную сборку, что в свою очередь требует более детального рассмотрения проблемы баланса тока между ПП устройствами.

Соблюдение равномерной нагрузки параллельно соединённых ПП устройств является сложной задачей, где необходимо учесть большое количество различного рода технических условий. Сюда входит одинаковый температурный режим, монтажное усилие, ВАХ и так далее. Также важно помнить, что полупроводниковые материалы обладают отрицательным температурным коэффициентом, то есть в параллельном соединении полупроводников может

наблюдаться обратная положительная связь – если один из диодов нагрет более остальных в сборке (например, при плохом контакте с охлаждающей системой) он уменьшит своё электрическое сопротивление, что влечет за собой увеличение его тока, что в свою очередь увеличит интенсивность его нагрева и т.д. Это усугубляет неравномерность нагрузки.

Наиболее известными способами выравнивания тока в параллельно включенных ПП устройствах (в частности, диодов) являются схемные решения, такие как включение последовательных резисторов и индуктивные делители тока [130]. Такие способы сталкиваются с очевидным недостатком в необходимости применения дополнительных элементов, что негативно сказывается на надёжности, стоимости и массогабаритных показателях, особенно когда речь идет об относительно больших значениях выравниваемого тока.

Здесь необходимо отметить, что для диода контура КЗ применение резистивного делителя считается допустимым так как этот диод участвует в работе ТОО весьма ограниченный промежуток времени, а требуемое сопротивление резистора не превысит несколько сотен мкОм, что выразится в небольшом тепловыделении и в малых габаритах. Также отметим, что использование такого сопротивления для исследуемого ТОО может быть обусловлено необходимостью управления временными (частотными) характеристиками ТОО. Другими словами, слишком низкое активное сопротивление контура КЗ может негативно сказываться на временных характеристиках работы ТОО, что в свою очередь имеет негативные последствия для электрических параметров компонентов схемы.

Рассмотрим способ выравнивания тока через работу ПП устройств в режиме перегрузки, или, другими словами, работа в области выше точки температурной инверсии ВАХ. Рассмотрим такой режим работы более подробно.

В области 1 на Рисунок 4.12 ВАХ диода демонстрирует отрицательный температурный коэффициент. В этой области работы полупроводника при повышении температуры активное сопротивление снижается из-за увеличения концентрации неосновных носителей заряда вследствие увеличения концентрации ионизированных атомов примеси в процессе термогенерации [132]. В участке области 1, где ВАХ двух температур достигает наибольшей разницы, в базовом n-слое почти вся примесь ионизирована и данный слой начинает вести себя как металл – проводимость снижается в следствии увеличения тепловых колебаний атомов или ионов кристаллической решетки, увеличения рассеивания на атомах и ионах примесей и увеличение рассеивания на дефектах решетки. При дальнейшем увеличении тока интенсивность процесса ионизации продолжает снижаться, а процессы рассеивания увеличиваться и при достижении значения тока выше точки температурной инверсии ВАХ диода полупроводник демонстрирует положительный температурный коэффициент (область 2). То есть, если один из диодов в сборке нагрет более остальных - он увеличит своё электрическое сопротивление,

уменьшит ток и уменьшит интенсивность нагрева, тем самым будет происходить автоматическое распределение тока в сборке.

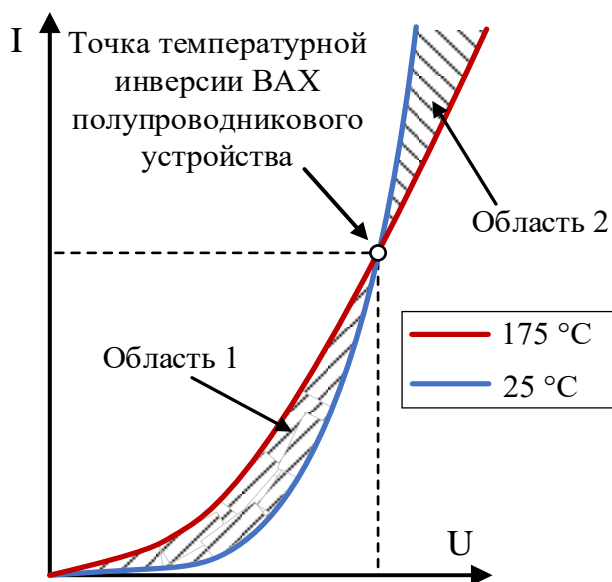


Рисунок 4.12 – Температурная инверсия ВАХ диода

Так как режим токоограничения исследуемого устройства изначально подразумевает работу диодов контура КЗ в режиме значительной токовой перегрузки, то рассмотренное ранее явление будет применено как основной способ равномерного распределения нагрузки в параллельной сборке.

Для более детального описания данного явления рассмотрим следующую модель. Два диода (здесь это, ранее рассмотренный в разделе 4.1, диод Д173-6300) подсоединены между собой параллельно, и сонаправлены (к обоим ПП устройствам прикладывается одинаковое напряжение). Оба диода обладают симметричными ВАХ, но тепловое сопротивление системы охлаждения одного из диодов больше на 15%, чем у другого. На Рисунок 4.13 показаны результаты, полученные из этой модели.

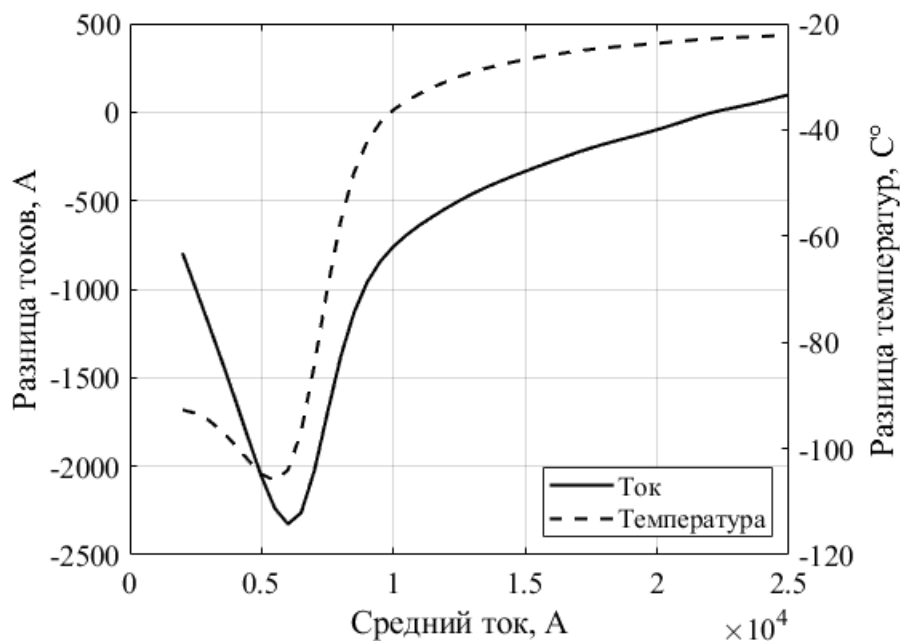


Рисунок 4.13 – Влияние температурной инверсии ВАХ на токовую и температурную нагрузку двух параллельно включенных диодов Д173-6300

Горизонтальная шкала на Рисунок 4.13 (общая для обеих кривых) отображает средний между двумя параллельными диодами ток.

Диод с большим тепловым сопротивлением будет разогреваться сильнее и зависимости на Рисунок 4.13 построены таким образом, что все точки кривых соответствуют ситуации, где рп-переход данного диода разогрет до максимальной температуры, не выводящей его из строя. Следовательно, другой диод будет менее разогрет, и разница температур этих двух диодов показана штриховой кривой через правую шкалу. Разные температурные режимы двух параллельных диодов будут означать, что они будут работать в разных точках ВАХ и, следовательно, иметь разные динамические сопротивления, что в свою очередь вызывает небаланс токов. Эта разница токов показана на Рисунок 4.13 через сплошную кривую (левая шкала).

Как можно увидеть на Рисунок 4.13, с повышением напряжения (или, другими словами, с увеличением среднего тока) разница токов и температур несколько увеличивается, а затем начинает снижаться. Отметим, что пик разницы токов и температур напрямую никак не связан с положением точки температурной инверсии ВАХ. И вообще, эксплуатация ПП устройства в области 1 и 2 (Рисунок 4.12) не будет однозначно указывать об отсутствии или наличии выравнивания между устройствами тока в режиме перегрузок. Но можно сделать однозначный вывод, что для достижения наилучших условий баланса нагрузки между двумя ПП устройствами

необходимо увеличивать их средний ток как можно выше точки температурной инверсии. Чем выше средний ток, тем ниже будет разница температур между параллельными ПП устройствами.

В итоге получаем, что для двух (ток в одном диоде – 20 кА) параллельных диодов Д173–6300 (с разными условиями теплоотвода в 15%) разница температур составит примерно $\approx 30^\circ\text{C}$, а при трех (ток в одном диоде – 13.3(3) кА) – $\approx 20^\circ\text{C}$.

Результаты компьютерного моделирования показали, что ранее рассматриваемый диод Д173–6300 при начальной температуре рn-перехода 30°C может выдерживать постоянный ток КЗ в 40 кА в течение 71.3 мс с разогревом до критической температуры рn-перехода в 220°C . Также надо помнить об необходимости закладывать запас по перегреву, так как имеют место быть повышенная температура окружающей среды (охладителя), нагрев от токоведущих элементов, разброс ВАХ, разница в условиях охлаждения и ошибки в монтаже.

Два включенных в параллель таких диода (в каждом примерно по 20 кА тока) могут работать до критической температуры в течении 593 мс, что в целом достаточно для поставленной задачи (163°C при 400 мс). Однако здесь точка температурной инверсии ВАХ находится довольно высоко и кратно превышает его номинальный ток (Рисунок 4.2, а). По этой причине рассмотрим другой диод – Д173–4000, менее мощный, но чья точка температурной инверсии ВАХ находится гораздо ниже (Рисунок 4.2, б), чем у диода Д173–6300.

Аналогичные, как и на Рисунок 4.13, зависимости были получены для диода Д173–4000 и показаны на Рисунок 4.14. Алгоритм получения такого рода зависимости описан в приложении М.

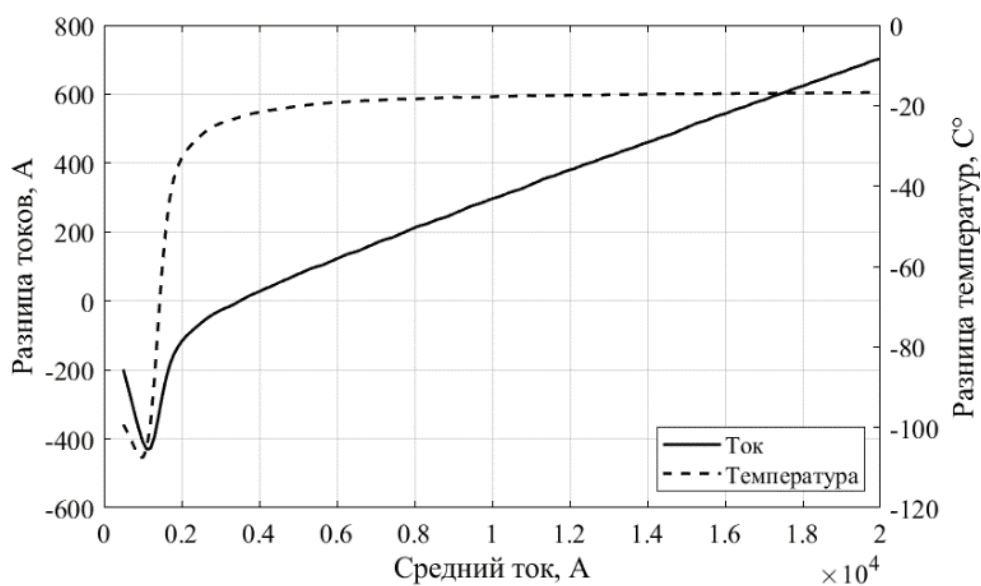


Рисунок 4.14 — Влияние температурной инверсии ВАХ на токовую и температурную нагрузку двух параллельно включенных диодов Д173-4000

Результаты компьютерного моделирования показали, что диод Д173–4000 при начальной температуре рп-перехода 30°C может выдерживать постоянный ток КЗ в 40 кА в течение 48,7 мс до разогрева до критической температуры в 220°C. Каждый из двух включенных в параллель таких диодов (в каждом примерно по 20 кА тока) в течение 400 мс работы ТОО разогреваются до 157 °С (Рисунок 4.15). Данный вариант является наиболее подходящим – покрывает время работы автоматического выключателя, обеспечивает высокую эффективность выравнивания тока от перегрузок и обладает безопасным запасом по теплу.

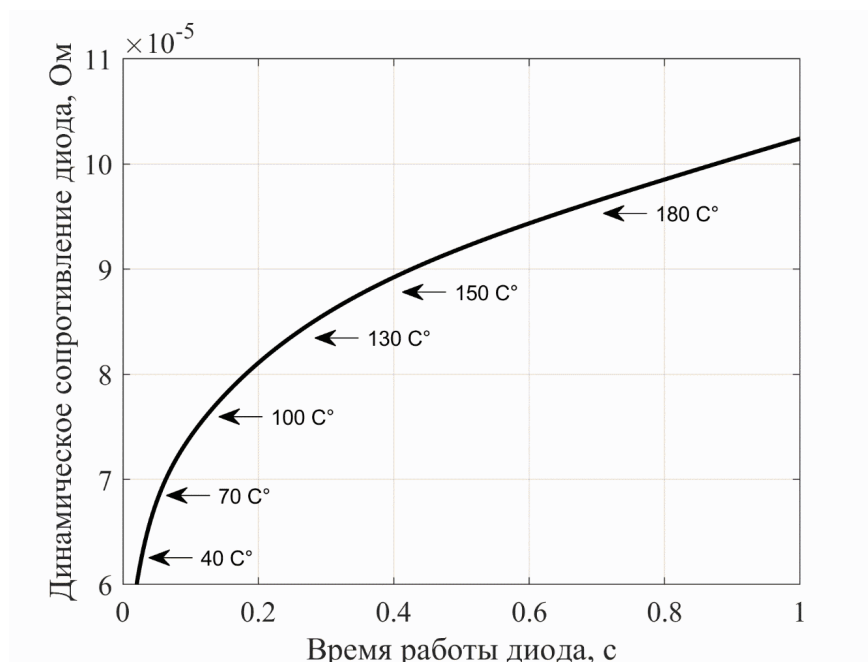


Рисунок 4.15 – Зависимость динамического сопротивления диода Д173-4000 от времени пропускания через него постоянного тока в 20 кА

Минимальное динамическое сопротивление диода за 400 мс работы ТОО составило 0.059 мОм, а максимальное – 0,089 мОм.

Как было отмечено ранее, в пункте 4.3 работы, уже за 100–150 мс работы ТОО температура рп-перехода ПП устройства стабилизируется на заложенном при проектировании ограничении. Это позволяет в алгоритме расчета электрических параметров схемы ТОО (раздел 3.4 работы) динамическое сопротивление диода контура поддержания тока КЗ принять за постоянное значение, которое будет соответствовать заложенному максимуму на конец интервала времени его работы (400 мс и 157 °С) – 0,089 мОм.

Отдельно отметим, что в рассматриваемом ТОО для баланса тепловой нагрузки можно в алгоритме управления предусмотреть режим попеременного неполного включения основного ключа. Например, можно представить два параллельных тиристора в сборке, пропускающих через себя номинальный ток. Если, посредством данных системы мониторинга температуры,

будет обнаружено неравномерное распределение нагрузки – оба тиристора в сборке отключаются через искусственную коммутацию для последующего кратковременного включения в работу наименее нагруженного устройства сборки. При выравнивании теплового состояния выключенные тиристоры в сборке вновь включаются. Такой подход не может являться основным способом выравнивания тока, но в общем повысит надёжность устройства, особенно в режиме ограничения тока.

4.5. Выводы по главе

Разработанная динамическая модель полупроводникового устройства, учитывающая тепловую зависимость вольт-амперной характеристики, предназначена для точного расчёта его теплового состояния и сопротивления в переходных режимах с использованием компьютерного моделирования. Предложена методика определения параметров данной модели. Данная модель рассчитана на работу в паре с тепловой схемой замещения ПП устройства, построенной на основе метода электротепловой аналогии. Для тепловой схемы также был предложен алгоритм расчёта ее параметров. Данные разработки позволяют улучшить сборку ПП устройств, предназначенных для работы в режимах длительных токовых перегрузок. Показан пример применения продемонстрированных моделей в Matlab Simulink в рамках предложенной схемы ТОУ.

Также в данной главе в качестве основного способа распределения токовой нагрузки в параллельной сборке ПП устройств была рассмотрена их эксплуатация выше точки температурной инверсии ВАХ.

5. Верификация разработанных моделей и методов расчета

Для подтверждения разработанных моделей и методик были проведены несколько экспериментов. Целью первого эксперимента стала верификация тепловой модели поведения ВАХ ПП устройства (раздел 4.1 работы) и методики расчета тепловой схемы замещения ПП устройства (раздел 4.2 работы). Для этого через тиристор Т243–400 был пропущен мощный импульс тока и, посредством измерения падения напряжения на тиристоре, была осуществлена оценка нагрева его рп-перехода, которая в свою очередь сравнивалась с результатами рассчитанной тепловой модели. Целями второго опыта являлись доказательство способности эффективного токоограничения разработанной схемы и верификация ее математической модели (разделы 2.2 и 3.3 работы). Для этого был собран прототип ТООУ, который, в рамках эксперимента, ограничивал ток короткого замыкания мощной конденсаторной батареей.

5.1. Верификация тепловой модели полупроводникового устройства

Для формирования мощного (в несколько раз превышающего номинальный ток используемого ПП устройства) синусоидального импульса тока был собран стенд, чья электрическая схема представляет собой колебательный LC-контур с предварительно заряженной конденсаторной батареей. Разряд данной КБ инициируется тиристором Т243–400 (АО «Протон–Электротекс», г. Орёл, Россия), который в рассматриваемых опытах сам является объектом исследования. Электрическая схема стенда показана на Рисунок 5.1.

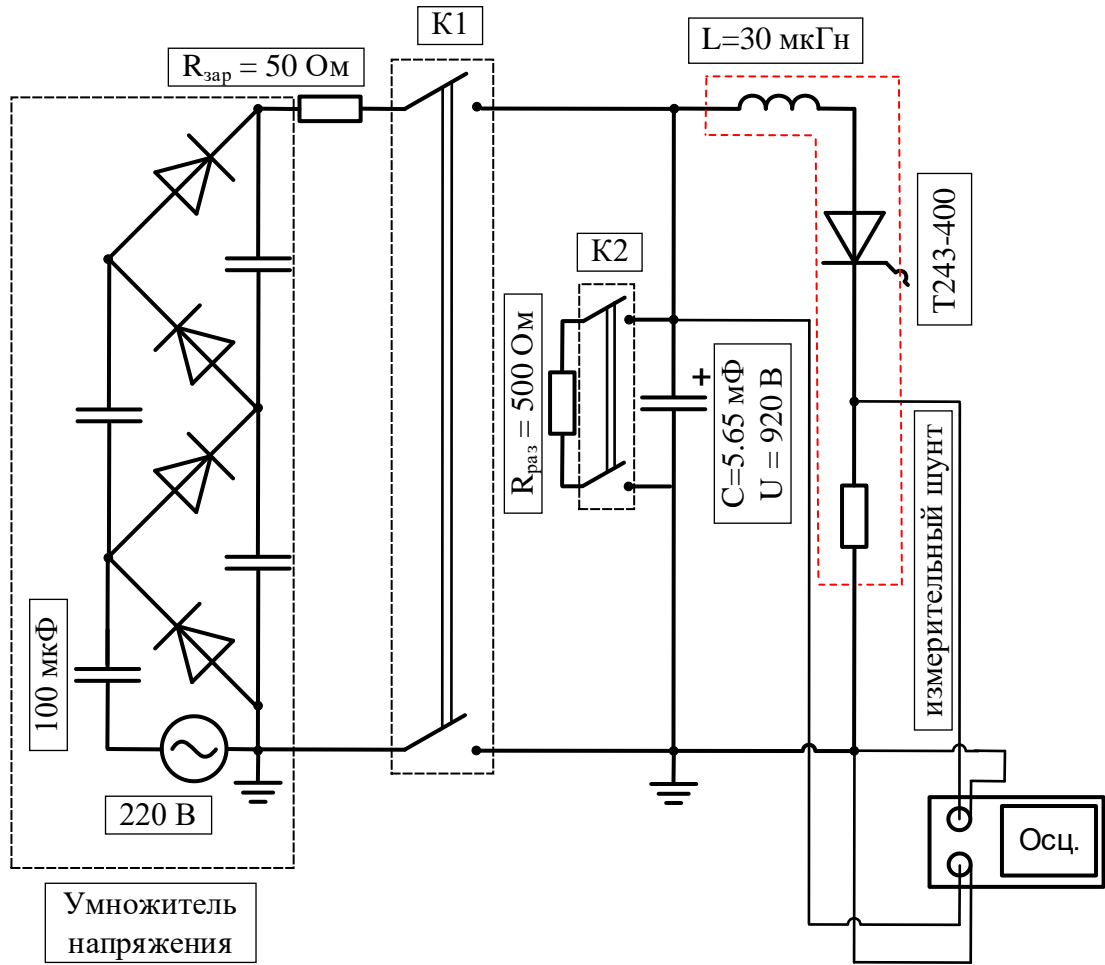


Рисунок 5.1 – Электрическая схема стенда для первого эксперимента

Элементы электрической схемы на Рисунок 5.1 имеют следующие параметры: $C \approx 5.65$ мФ; $L \approx 30$ мкГн. Напряжение предварительного разряда КБ стенда – 920 В. Следовательно, ожидаемая ширина синусоидального импульса тока составит 1.3 мс, а ожидаемая амплитуда импульса ≈ 9000 А. В действительности измеряемый ток был несколько меньше, что вероятно связано с паразитным активным сопротивлением соединительных элементов и реактора, что также было учтено в компьютерной модели. Контакт «К1» отвечает за заряд конденсаторной батареи. Контакт «К2» необходим для снятия остаточного напряжения с конденсатора после его разряда для дальнейшего безопасного обслуживания схемы.

Внешний вид собранного экспериментального стенда показан на Рисунок 5.2.

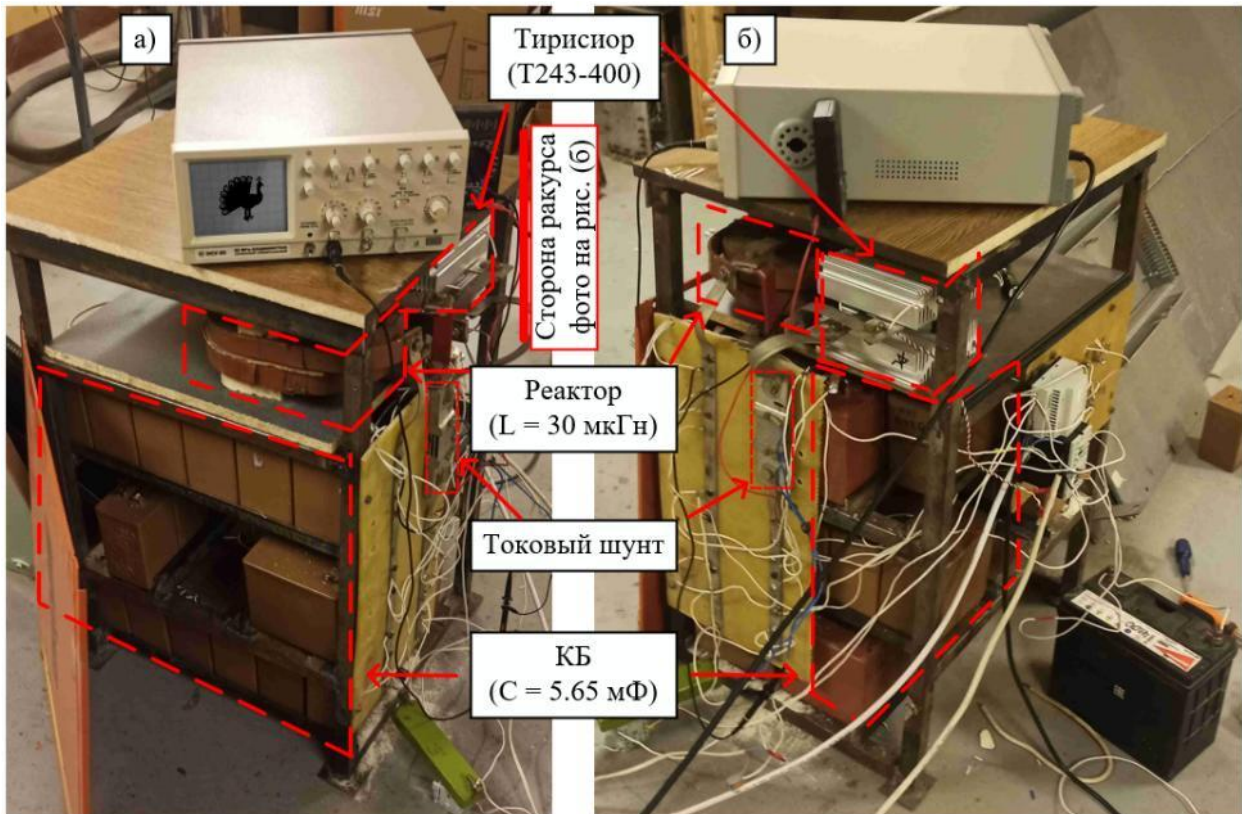


Рисунок 5.2 – Фотографии стенда для первого эксперимента: а) вид 1; б) вид 2

Запись изменения падения напряжения на тиристоре осуществлялась с помощью осциллографа и щупа с резистивным делителем. Ток записывался также с помощью осциллографа, который измерял падение напряжения на токовом шунте (сопротивление токового шунта $R_{ш} = 100 \text{ мкОм}$), подключенном последовательно в контур (показан на Рисунок 5.2).

Основной проблемой осциллографирования тока данным способом является сильное влияние реактивного сопротивления шунта на форму кривой тока (полученная осциллограмма показана на Рисунок 5.3). Для решения данной проблемы с помощью программного пакета Comsol Multiphysics была осуществлена оценка паразитной индуктивности шунта, которая составила $L_{ш} \approx 48 \text{ нГн}$. С помощью известных нормальных и паразитных параметров шунта была «восстановлена» действительная форма кривой тока, которая будет показана на Рисунок 5.5, б.

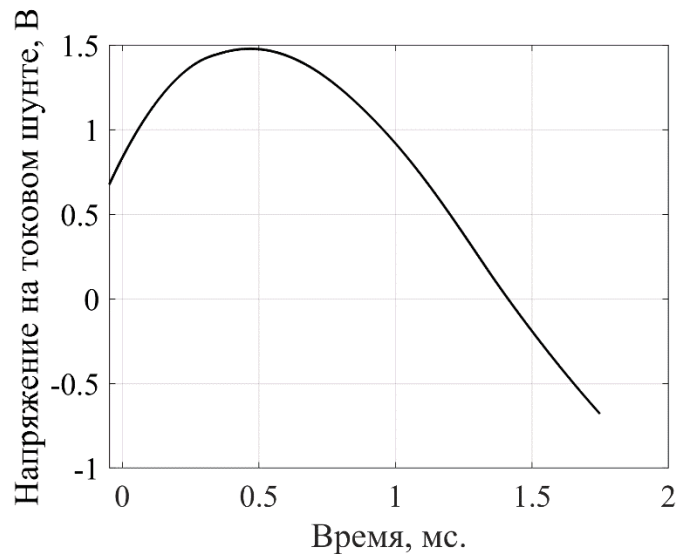


Рисунок 5.3 — Осциллограмма напряжения, полученная измерениями на токовом шунте

В общем схема Matlab Simulink, с помощью которой осуществлялось сравнение данных модели и эксперимента (в том числе и «восстановление» исходных кривых тока), имеет следующий вид (Рисунок 5.4):

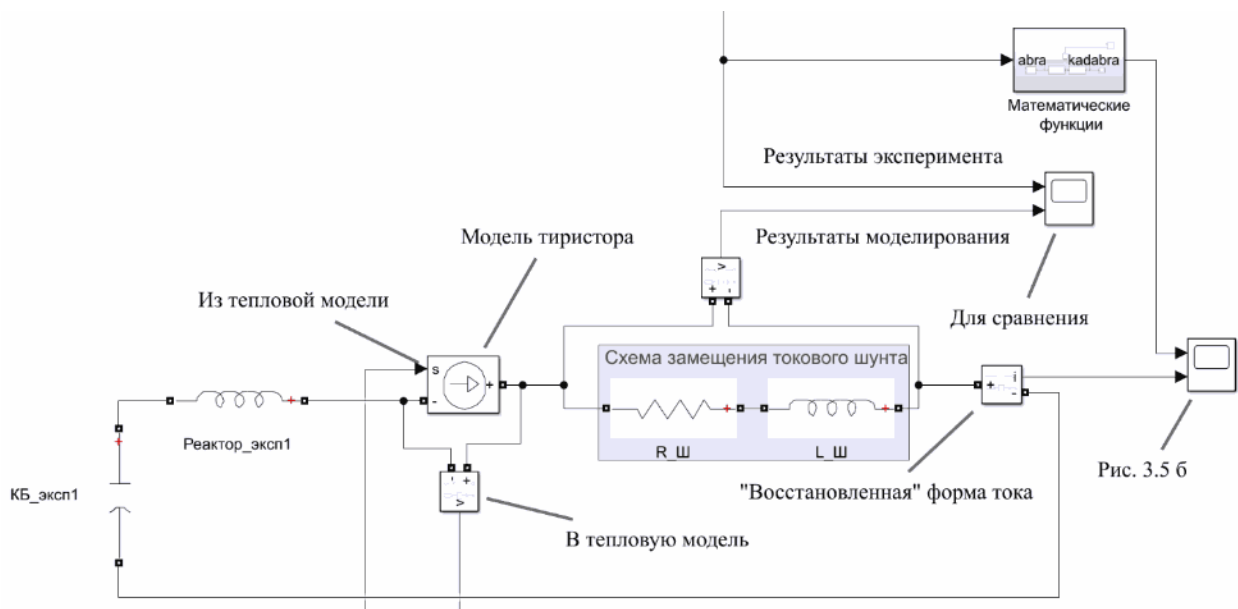


Рисунок 5.4 – Схема Matlab Simulink для анализа результатов эксперимента

В целом методика проведения эксперимента состоит в следующем: 1). Подключение клемм осциллографа на токовый шунт и тиристор (режим записи осциллографа по уставке/триггеру); 2). Заряд КБ от сети через умножитель до ≈ 1000 В (максимальное напряжение конденсаторов);

3). Подача импульса управления на тиристор Т243–400 (Разряд КБ); 4). Запись осциллограмм падения напряжений на тиристоре и токовом шунте.

Результаты эксперимента и их сравнение с рассчитанной моделью показаны на Рисунок 5.5, Рисунок 5.6 и Рисунок 5.7. Напряжение предварительного заряда КБ – 920 В. На Рисунок 5.5 показаны результаты сравнения импульса тока (эксперимент и расчет) через тиристор Т243-400. По этим данным была рассчитана рассеиваемая в устройстве тепловая энергия (Рисунок 5.6).

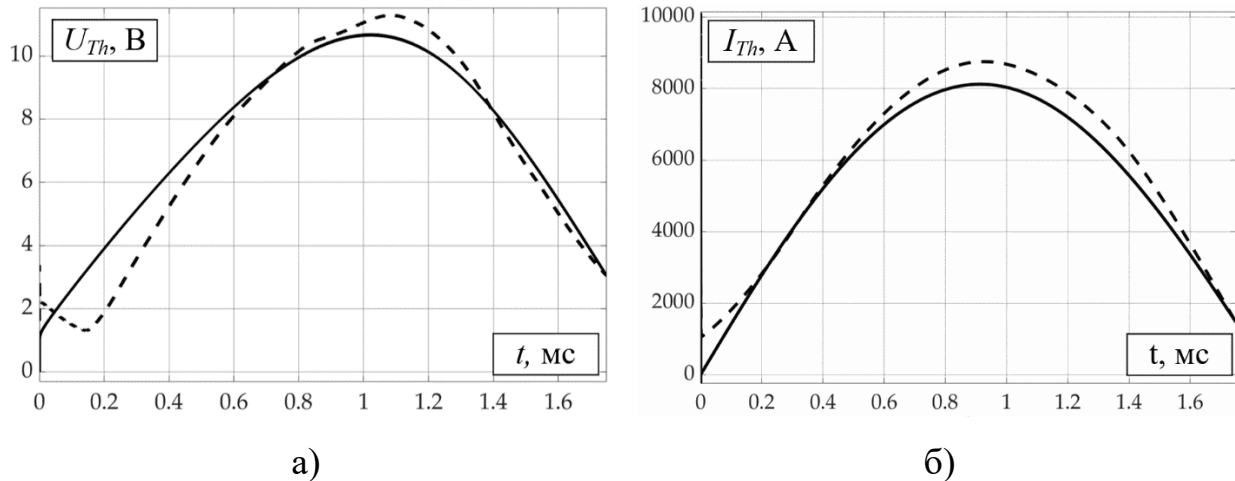


Рисунок 5.5 – Результаты эксперимента (пунктирная линия) по пропуску через тиристор Т243-400 импульса тока и результаты расчетов (сплошная линия): а) Осциллограмма напряжения, прикладываемого к ПП устройства; б) Осциллограмма тока ПП устройства

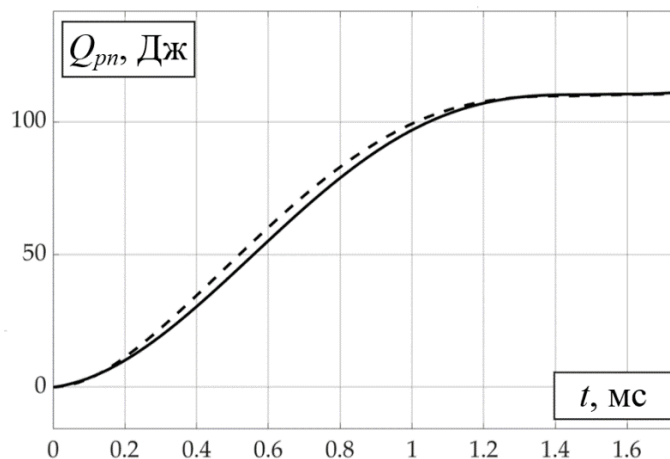


Рисунок 5.6 – Энергия, рассеянная в pn-переходе ПП устройства. Пунктирная кривая – рассчитанная по результатам эксперимента. Сплошная кривая – рассчитанная с помощью компьютерной модели

Процесс диссипации энергии на экспериментальной и расчетной кривых демонстрирует хорошую точность рассчитанных электрических и тепловых параметров устройства. Также,

согласно результату на Рисунок 5.5, была рассчитана динамика изменения температуры полупроводникового прибора (Рисунок 5.7):

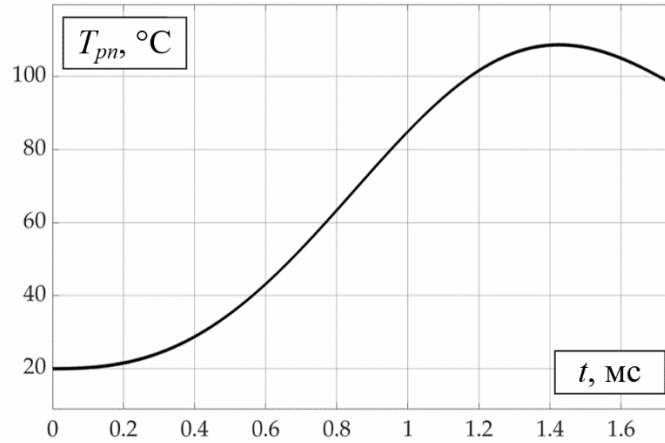


Рисунок 5.7 – Рассчитанное по экспериментальным данным изменение температуры рп-перехода ПП устройства

На Рисунок 5.8 показаны динамические вольт-амперные характеристики T243–400, полученные в результате расчета и эксперимента. Максимальная температура компьютерной модели тиристора составила 108.6°C.

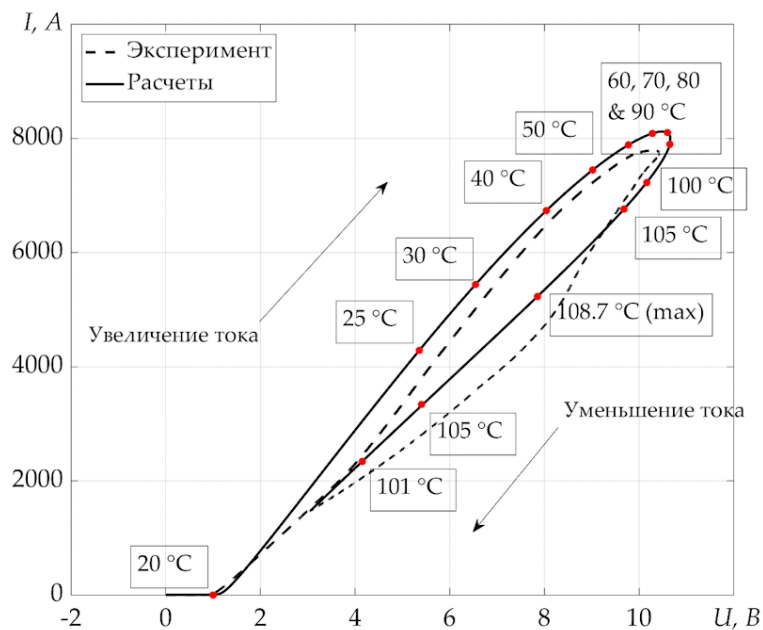


Рисунок 5.8 – Динамическая вольт-амперная характеристика T243-400. Сплошная кривая – результаты расчета. Пунктирная кривая – результаты эксперимента

5.2. Экспериментальное исследование работы токоограничивающего устройства

Для второго эксперимента ранее фигурирующий в тексте стенд был модернизирован – электрическая ёмкость конденсаторной батареи увеличена до 12.5 мФ. Выделенные красной рамкой элементы на Рисунок 5.1 выведены из состава схемы. По общей идее конденсаторная батарея должна разряжаться на короткую (короткое замыкание) через установленный ТОУ. То есть ТОУ будет ограничивать ток КЗ, источником которого будет являться эта батарея. По сути стенд состоит из двух основных частей – ТОУ (фотографии на Рисунок 5.9 и Рисунок 5.10, а также часть элементов на фотографии Рисунок 5.12, именуемые здесь как «контур поддержания тока» – КПТ) и КБ импульсной установки (фотография на Рисунок 5.11).

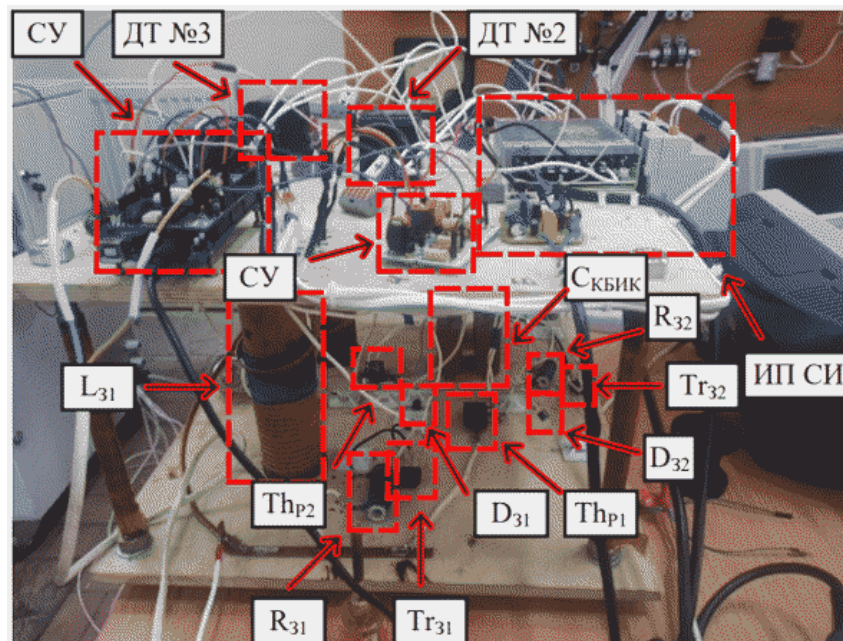


Рисунок 5.9 – Внешний вид экспериментального ТОУ. Фотография №1

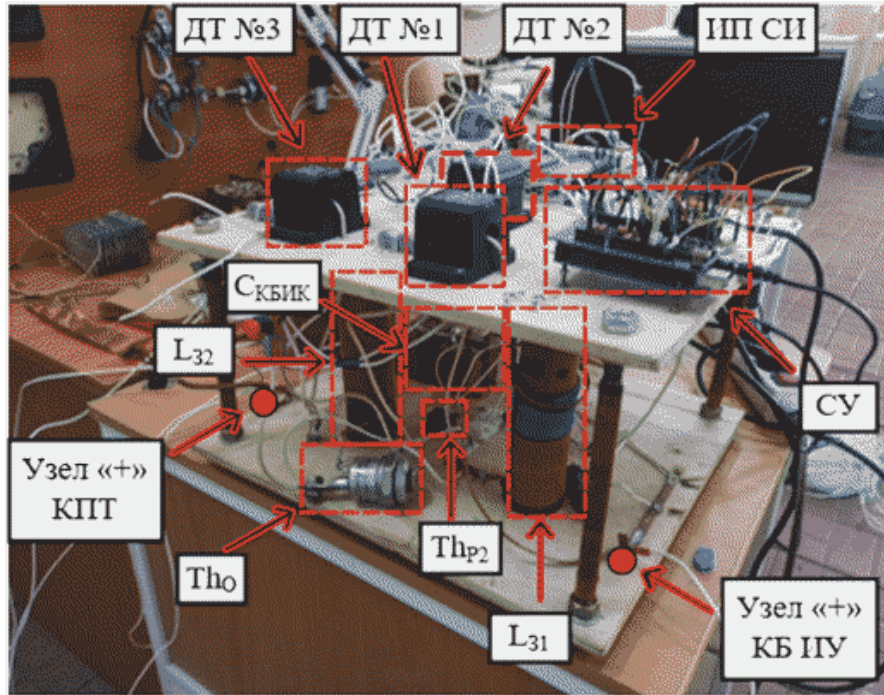


Рисунок 5.10 – Внешний вид экспериментального ТОО. Фотография №2

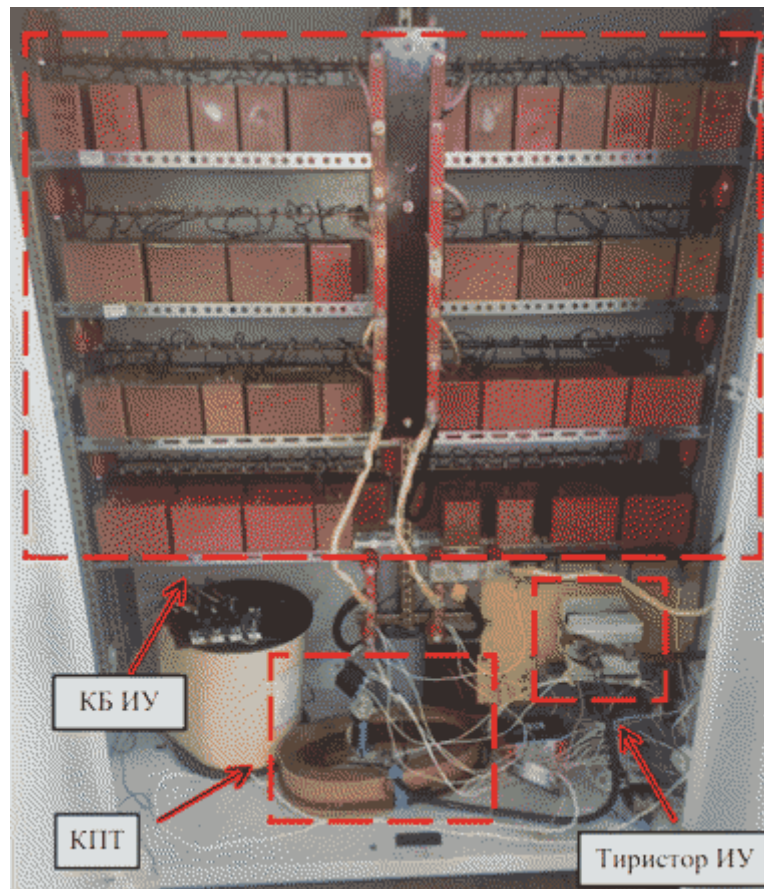


Рисунок 5.11 – Фотография внешнего вида шкафа КБИУ

Здесь будут даны некоторые пояснения к Рисунок 5.9, Рисунок 5.10 и Рисунок 5.11. Тиристор ИУ (который ранее, как описано в разделе 5.1, использовался для разряда КБ) зашунтирован и в экспериментах не используется, и далее на приведенных схемах не обозначен. КПП – общее обозначение для части элементов ТООУ, не входящих в его основную конструкцию (Рисунок 5.11 и Рисунок 5.12). КПП состоит из диода $D_{\text{КПП}}$, реактора $L_{\text{КПП}}$ и некоторой абстрактной перемычки КЗ. На фотографиях фигурируют следующие сокращения: КПП – контур поддержания тока; СУ – система управления; ДТ – датчик тока; ИП – источник питания; СИ – система измерений; ИУ – импульсная установка; КБИУ – конденсаторная батарея импульсной установки.

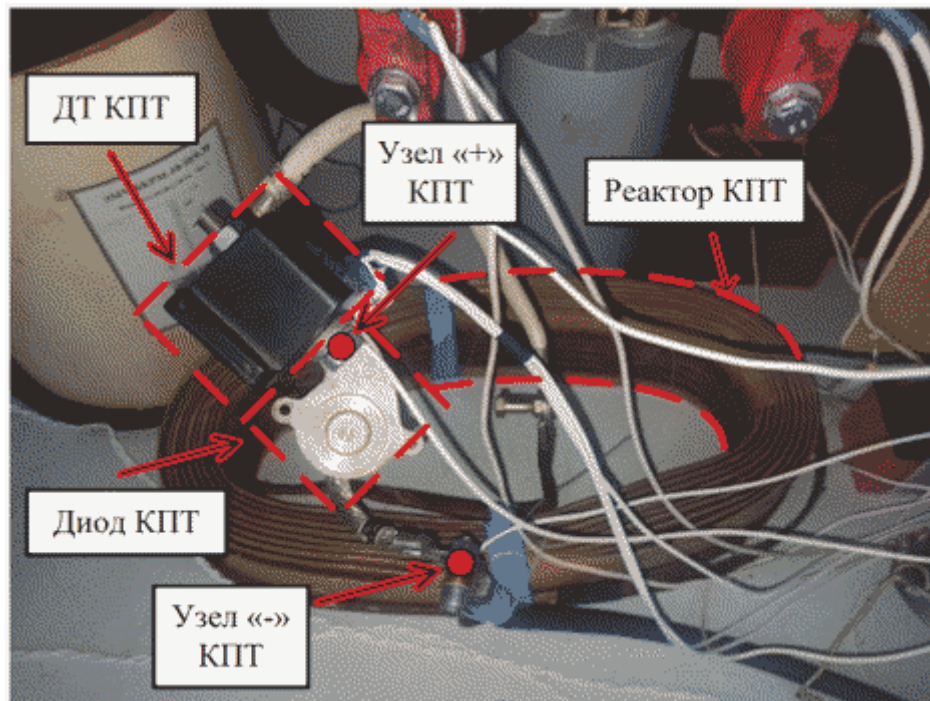


Рисунок 5.12 – Фотография элементов КПП

Полная электрическая схема установки на Рисунок 5.9 – Рисунок 5.12 показана на Рисунок 5.13.

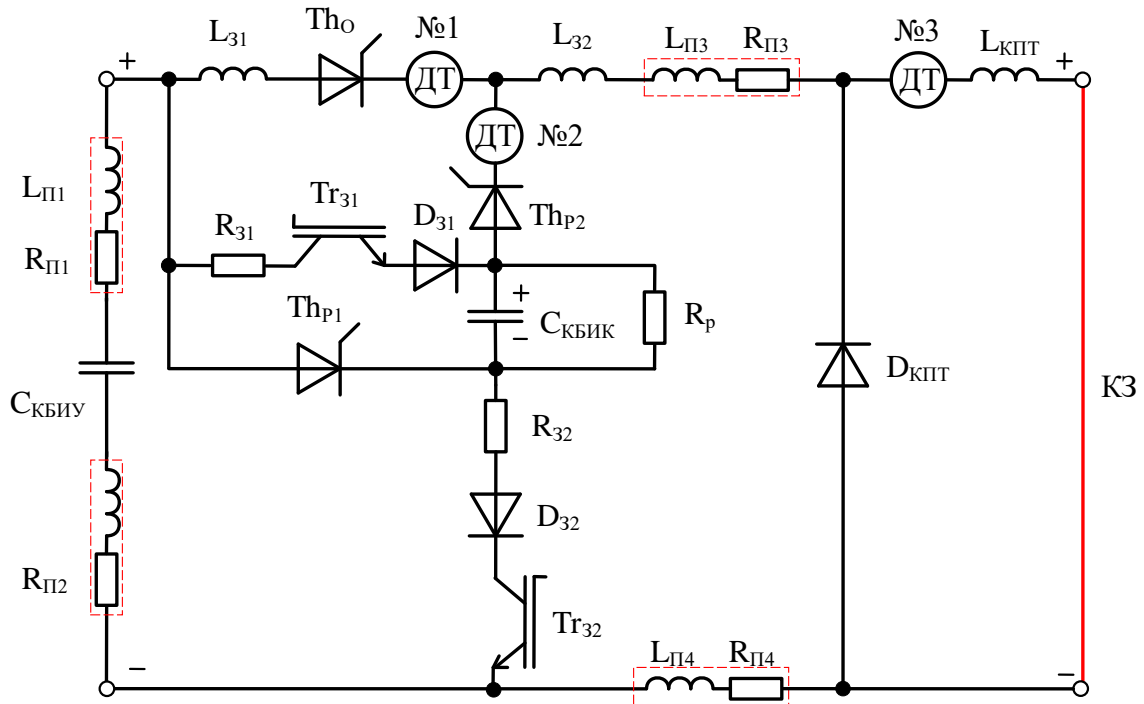


Рисунок 5.13 – Электрическая схема экспериментальной установки

Резистор высокого сопротивления R_p (910 кОм), шунтирует конденсатор ветви искусственной коммутации. Это необходимо для разряда КБИК при длительном простое ТООУ в целях безопасной обслуживании схемы.

Обозначение переключки КЗ на схеме в реальности не присутствует, а катод $D_{КПТ}$ и контакт реактора $L_{КПТ}$ соединены напрямую непосредственно, как это можно увидеть на фотографии на Рисунок 5.12. Данное техническое решение было принято с целью исключения длинных соединительных элементов в КПТ и минимизации его активного сопротивления.

В «Таблица б» расшифрованы элементы схемы на Рисунок 5.13, и указаны их параметры.

Таблица 6 – Параметры электрической схемы экспериментальной установки

Обозначение	Расшифровка	Параметры
С _{КБИУ}	Конденсаторная батарея импульсной установки;	С _{КБИУ} = 12.5 мФ
L _{П1} , L _{П2} R _{П1} , R _{П2}	Паразитная индуктивность и сопротивление проводов, соединяющих С _{КБИУ} с основной частью ТООУ;	L _{П1-4} = 2,5 мкГн R _{П1-4} = 30 мОм
L _{П3} , L _{П4} R _{П3} , R _{П4}	Паразитная индуктивность и сопротивление проводов, соединяющих основную часть ТООУ с КПТ;	
L _{З1} , L _{З2}	Защитные воздушные реакторы (защита от эффекта di/dt);	L _{З1-2} = 7 мкГн
Th ₀	Основной тиристор (ТЧ 100-10);	U _{ТМ} = 2 В t _q = 30 мкс
ДТ №1-3	Датчики тока;	–
R _{З1} , R _{З2}	Зарядные резисторы;	R _{З1-2} = 50 Ом
D _{З1} , D _{З2}	Диоды контура зарядки КБ;	–
С _{КБИК}	Конденсаторная батарея для искусственной коммутации основного тиристора;	С _{КБИК} = 54 мкФ
Tr _{З1} , Tr _{З2}	Транзисторы для зарядки С _{КБИК} в бестоковую паузу	–
Th _{Р1} , Th _{Р2}	Тиристоры для инициализации разряда С _{КБИК} ;	–
D _{КПТ}	Диод КПТ;	U _{ТМ} = *
L _{КПТ}	Реактор КПТ;	L ^{**} = 780 мкГн R ^{**} = 0.037

Падение напряжения на диоде (помечено как «*» в Таблице 6) не постоянно и соответствует его ВАХ. В компьютерной модели это также было учтено в схеме замещения, как будет показано далее. Значения активного сопротивления и индуктивности реактора КПТ (помечено как «**» в Таблице 6) зависят от скин-эффекта и эффекта близости, что также было учтено в компьютерной модели.

В таблице под основной частью ТООУ подразумевается само ТООУ без КПТ (без элементов D_{КПТ} и L_{КПТ}).

Отметим следующие отклонения от изначальной схемы. Во-первых, в экспериментальной схеме присутствует несколько зарядных резисторов. По сути, один изначальный резистор (резистор, обозначенный номером «9» на Рисунок 2.10) был разделен на два и размещен в двух последовательных ветвях зарядного контура (то есть активное сопротивление зарядного контура не изменилось). Данная мера несла собою цель превентивной защиты от сверхтоков транзистора Tr_{З1}, которые могли возникнуть в случае ошибочной коммутации ПП устройств, в результате которой в проводящем состоянии одновременно могли находиться ПП устройства Tr_{З1} и Th_{Р2}. Отметим, что во время экспериментов данной проблемы с СУ не возникало.

Во-вторых, в экспериментальной схеме катушки индуктивности, предназначенные для защиты ПП устройств от эффекта di/dt (L_{З1} и L_{З2}), имеют воздушный сердечник. Это было сделано с целью упрощения сборки экспериментальной установки. Данное упрощение можно

считать приемлемым, так как параметры критической скорости нарастания токов, используемых ПП устройств, достаточно высоки относительно принятых параметров экспериментальной схем.

Помимо указанной выше цели, также была поставлена цель разработки компьютерной модели электрической схемы замещения исследуемого ТООУ в программном пакете Matlab Simulink и ее верификации. Данная схема выполнена на основе схемы на Рисунок 5.13 и представлена на Рисунок 5.14. Параметры элементов модели соответствуют тем, что указаны в Таблица 6.

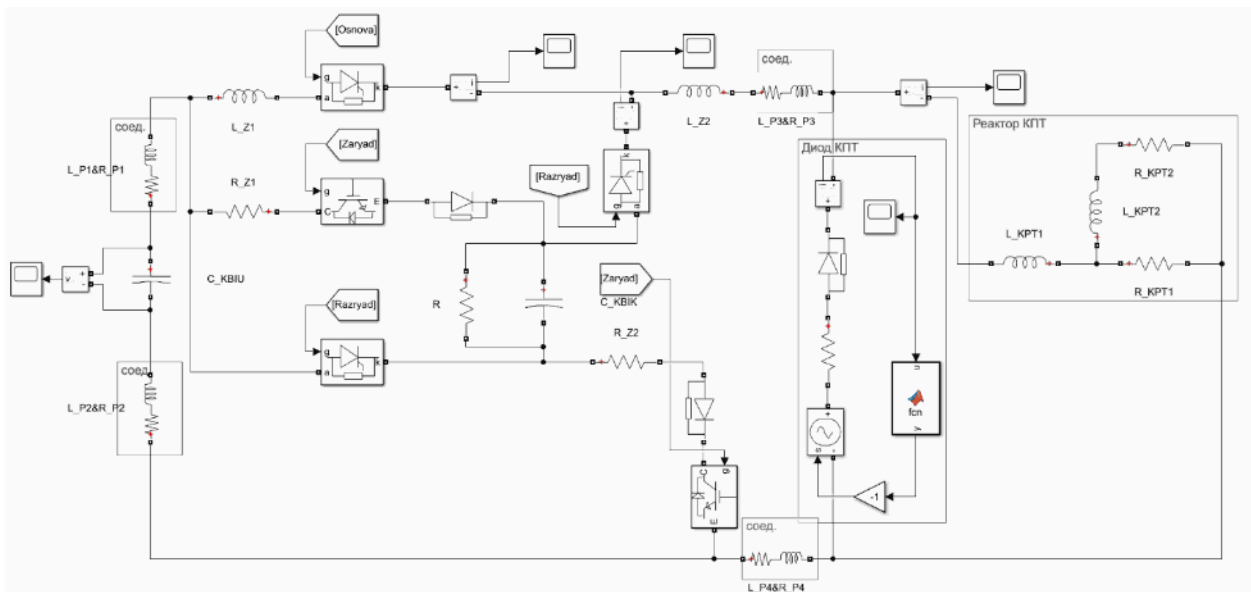


Рисунок 5.14 – Схема замещения ТООУ в Matlab Simulink

Некоторые моменты на рассматриваемой схеме требуют более подробного рассмотрения. Первый момент – падение напряжения на диоде КПТ (ВЧ–200–10) нелинейно и соответствует его ВАХ, показанной на Рисунок 5.15.

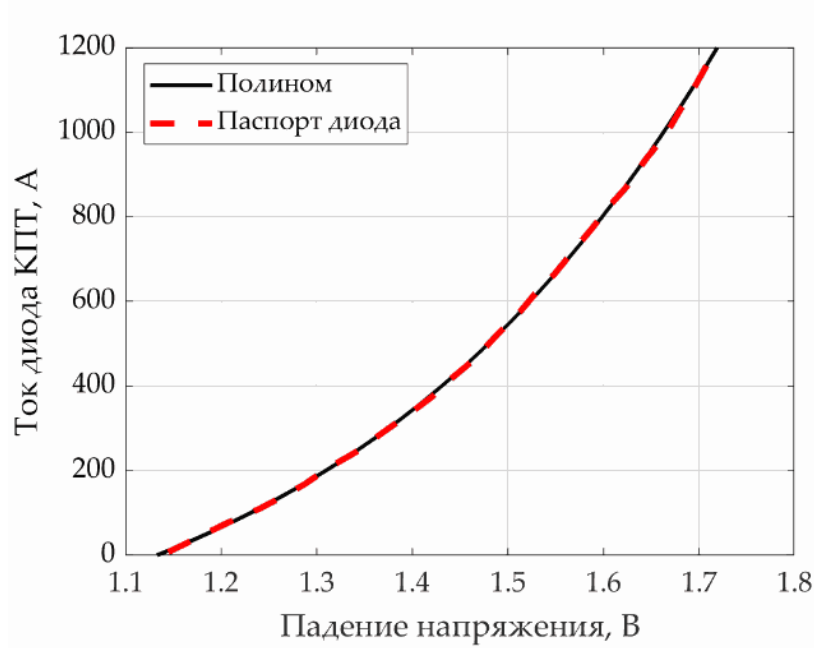


Рисунок 5.15 – ВАХ диода КПТ (ВЧ-200-10)

ВАХ диода (красная штриховая линия на Рисунок 5.15) в модели Matlab Simulink реализована через функцию полинома 3-ей степени, входным аргументом которой является напряжение, а на выходе функции – ток:

$$I_a(U_a) = p_1 \cdot U_a^3 + p_2 \cdot U_a^2 + p_3 \cdot U_a + p_4. \quad (5.1)$$

Для улучшения производительности компьютерной модели схема замещения диода реализована через управляемый источник напряжения («Voltage Controlled Source»). Следовательно, для решения обратной задачи (выход полинома – ток, а вход источника – напряжение) в блоке «Matlab Function» помимо полинома используется оптимизационный алгоритм (метод половинного деления). Коэффициенты полинома приняты как: $p_1 = 1731$, $p_2 = -4971$, $p_3 = 5516$ и $p_4 = -2386$. Кривая ВАХ, полученная с помощью описанного полинома, показана на Рисунок 5.15 через черную сплошную линию.

Второй момент – влияния скин-эффекта и эффекта близости на индуктивность и активное сопротивление реактора КПТ. Рассмотрим данный феномен подробнее.

По примеру тока на выходе ТООУ, показанного на Рисунок 3.4, можно увидеть, что скорость сигнала может изменяться достаточно в широком диапазоне. В следствие этого, из-за наличия в витках реальной обмотке скин-эффекта и эффекта близости, мы будем наблюдать динамическое изменение активного сопротивления и индуктивности реактора, вызванного неравномерным распределением плотности тока в сечении проводника обмотки [154–156]. Оба рассматриваемых эффекта перераспределяют плотность тока ближе к поверхности проводника (Рисунок 5.16). Во-первых, это уменьшает эффективное сечение проводника, тем самым увеличивая его активное

сопротивление с ростом частоты (скорости) сигнала. Во-вторых, увеличение плотности тока у поверхности проводника способствует увеличению интенсивности электромагнитного взаимодействия между витками реактора, тем самым увеличивая его индуктивность.



Рисунок 5.16 – Примерный вид распределения плотности тока в сечении витков прямоугольной формы

Для учета данных явлений электрическая схема реактора (Рисунок 5.17, а) будет модернизирована (Рисунок 5.17, б), согласно рекомендациям из [157]:

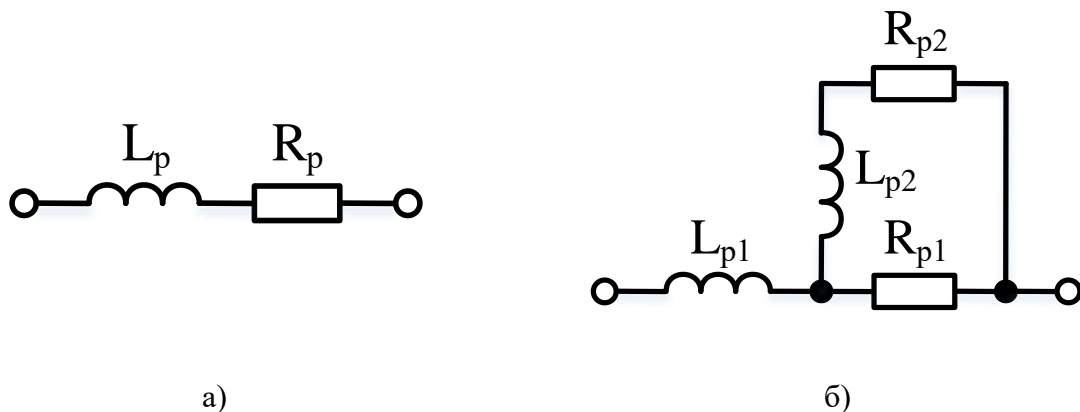


Рисунок 5.17 – Схема замещения реактора КПТ. а) без учета эффекта близости и скин-эффекта; б) с учетом эффекта близости и скин-эффекта

Оценка параметров новой схемы замещения реактора КПТ будет осуществляться по следующим известным выражениям [158; 159]:

$$K_R = \operatorname{Re}(\alpha \cdot h \cdot \operatorname{cth}(\alpha \cdot h)) + \frac{m^2 - 1}{3} \cdot \operatorname{Re}\left(2 \cdot \alpha \cdot h \cdot \operatorname{th}\left(\frac{\alpha \cdot h}{2}\right)\right), \quad (5.2)$$

$$K_L = \frac{3 \cdot \operatorname{Im}(\alpha \cdot h \cdot \operatorname{cth}(\alpha \cdot h)) + (m^2 - 1) \cdot \operatorname{Im}\left(2 \cdot \alpha \cdot h \cdot \operatorname{th}\left(\frac{\alpha \cdot h}{2}\right)\right)}{m^2 \cdot |\alpha^2 \cdot h^2|}. \quad (5.3)$$

где

Re – мнимая часть комплексного числа;

Im – действительная часть комплексного числа соответственно;

cth – гиперболические котангенс;

th – гиперболические тангенс;

α – обратная величина к толщине скин-слоя, $1/m$ ($\alpha = \sqrt{i \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot \eta}$);

i – мнимая единица;

ω – круговая частота сигнала;

μ_0 – магнитная постоянная;

η – коэффициент заполнения реактора ($\eta = N \cdot a/b$);

N – число вертикальных слоёв реактора;

a – ширина провода прямоугольного сечения;

b – ширина обмотки реактора;

σ – удельная проводимость материала проводника;

h – высота обмотки реактора;

m – полное количество слоёв обмотки реактора.

Данные геометрические параметры для наглядности изображены на Рисунок 5.18.

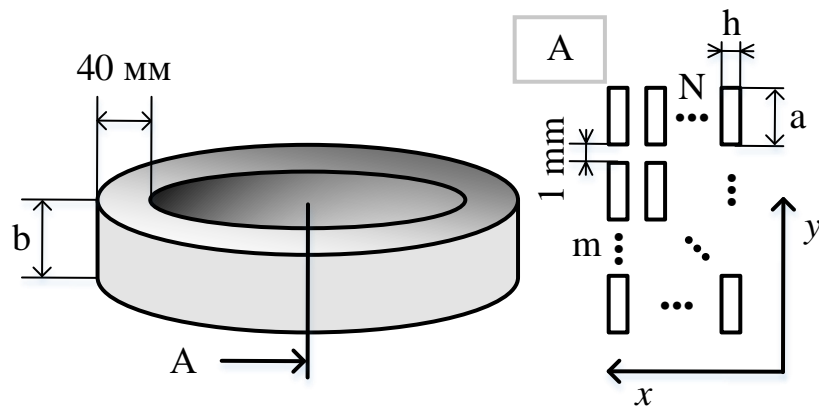


Рисунок 5.18 – Схематическое изображение реактора КПТ с указанием его геометрических параметров для расчета влияния скин-эффекта и эффекта близости

Значение самих параметров принято следующее: b – 63 мм; h – 2 мм; a – 11.6 мм; N – 5; m – 9; σ – 55 МСм.

Коэффициенты K_R и K_L определяют увеличение активного сопротивления и индуктивности с ростом частоты относительно постоянного тока. То есть:

$$L_p'(\omega) = L_p \cdot K_L(\omega), \quad (5.4)$$

$$R_p'(\omega) = R_p \cdot K_R(\omega). \quad (5.5)$$

где

L_p – постоянная индуктивность, соответствующая постоянному току;

R_p – постоянное сопротивление, соответствующее постоянному току;

$L_p'(\omega)$ – индуктивность L_p , приведённая к соответствию с переменной частотой ω с помощью коэффициента K_L ;

$R_p'(\omega)$ – сопротивление R_p , приведённое к соответствию с переменной частотой ω с помощью коэффициента K_R ;

Параметры L_{p1} , L_{p2} , R_{p1} и R_{p2} определяются исходя из соответствия в широком спектре частот (от 0 до ≈ 1000 Гц) полного электрического сопротивления схемы на Рисунок 5.17, б, и значений, полученных с помощью выражений (5.2) и (5.3).

В итоге было получено: $L_{p1} = 700$ мкГн; $L_{p2} = 350$ мкГн; $R_{p1} = 1.5$ Ом; $R_{p2} = 43$ мОм. Именно эти значения были использованы в схеме замещения реактора КПТ для моделирования работы ТОУ в Matlab Simulink.

Порядок проведения одного эксперимента состоит в следующем:

1. КБИУ от внешнего источника питания заряжается до определенного напряжения (от 300 до 600 В);
2. Установки осциллографов на запись сигналов напряжения с ДТ (триггер по превышению сигнала заданного уровня);
3. На плату управления посылается сигнал на начало работы ТОУ;
4. После окончания работы ТОУ (400 – 600 мс) осциллограммы сигналов с ДТ сохраняются на внешний цифровой носитель;
5. Дозаряд КБИУ до определенного уровня и т.д.

Важно отметить, что по сути ТОУ уже включается на короткое замыкание. Это будет в дальнейшем видно на осциллограммах тока на выходе ТОУ, где можно обратить внимание на нарастание среднего тока в начале работы ТОУ, а потом на некоторое снижение далее. Здесь можно представить следующий режим работы – ТОУ подключает КБ к неисправной энергосистеме, в которой уже присутствует металлическое КЗ. ТОУ тут же начинает свою работу. Наличие аварийного тока (ограниченного, но не ниже тока срабатывания АВ) в сети позволяет осуществить коммутацию АВ по селективности и отключить аварийный участок системы. Ограниченный ток позволит значительно сократить негативные последствия от аварии.

Опыты проводились при нескольких частотах работы ТОУ: 36, 48 и 81 Гц. Изменение частоты производилось через перепрограммирование платы управления. Для каждой из этих частот напряжение предварительного заряда КБИУ поднималось до 300, 400 и 500 В. Исключение составляет только 81 Гц, где напряжение в исследовательских целях было поднято

до 600 В. Некоторые элементы ТОО не были рассчитаны на такое напряжение, но, как будет показано далее, исследуемое устройство успешно сработало. Однако при дальнейшем увеличении напряжении (до 700 В) начали из строя выходить зарядные резисторы, после чего было принято решение прекратить опыты.

Ядром системы управления является плата Arduino Mega 2560 (показана как СУ на Рисунок 5.9 и Рисунок 5.10). Данная плата запрограммирована на выдачу по внешней команде оператора в течение определенного промежутка времени (0.4 – 0.6 с) трёх периодических сигналов прямоугольной формы с одинаковой частотой, разной ширины и с разным сдвигом по времени относительно друг друга. Из данных сигналов с помощью собранных драйверов формируются импульсы управления для: 1) Основного тиристора (ТЧ100–10); 2) Разрядные тиристоры (ТО125–12.5–10); 3) Зарядные IGBT транзисторы (MSG15T120HLC0). Примерный вид одного периода сигналов на выходе платы управления показан на Рисунок 5.19, где красный сигнал относится к основному тиристор, синий – к разрядным тиристорам, а зеленый – к транзисторам. Касательно последнего можно сказать, что длительность включенного состояния транзисторов сопоставима с $\approx t_{off}$ или, другими словами, КБИК заряжается на протяжении всего времени отсутствия электрической связи КБИУ и КЗ. Пунктирами на Рисунок 5.19 показаны сигналы соседних периодов.

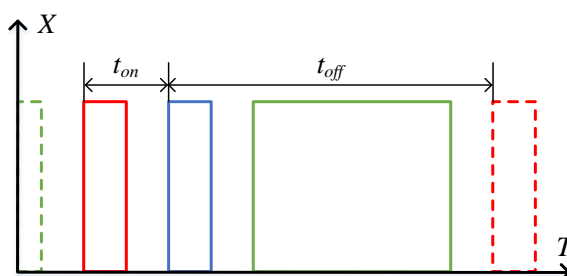


Рисунок 5.19 – Импульсы, генерируемые платой управления экспериментальной установки

Отметим, что система управления не замкнута, то есть на ее вход приходит только сигнал для инициализации работы ТОО без обратной связи по току или по другим сигналам.

Во всех экспериментах $t_{on} \approx 220$ мкс, что связано с техническими ограничениями используемой системы управления.

В ходе работы ТОО с помощью датчиков тока (ДТ) на эффекте Холла осуществлялась запись трёх осциллограмм – ток основного тиристора (ДТ №1 на Рисунок 5.10 и Рисунок 5.13), ток разрядного контура (ДТ №2 на Рисунок 5.9, Рисунок 5.10 и Рисунок 5.13) и ток на выходе ТОО (ДТ №3 на Рисунок 5.9, Рисунок 5.10 и Рисунок 5.13).

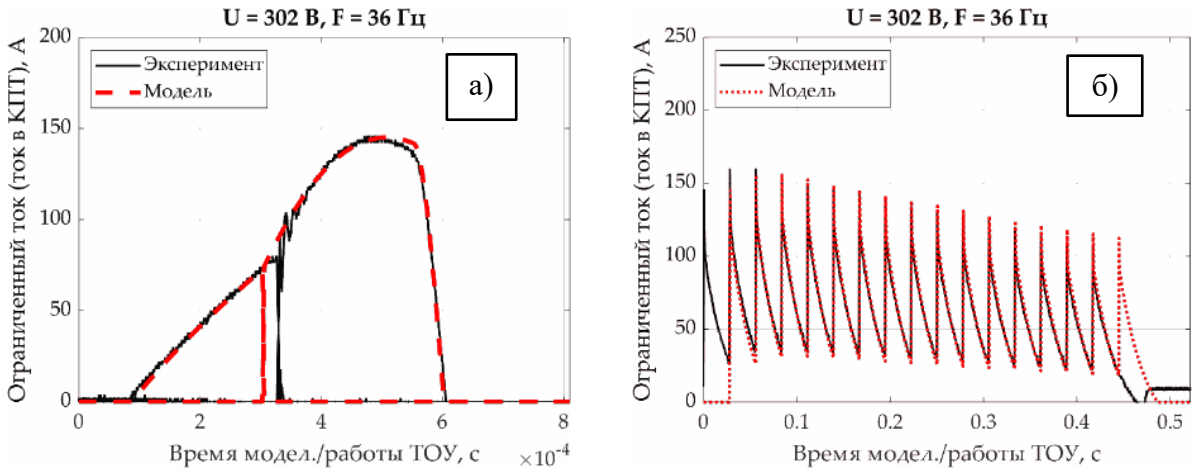


Рисунок 5.20 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 302 \text{ В}$, $f = 36 \text{ Гц}$). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОО

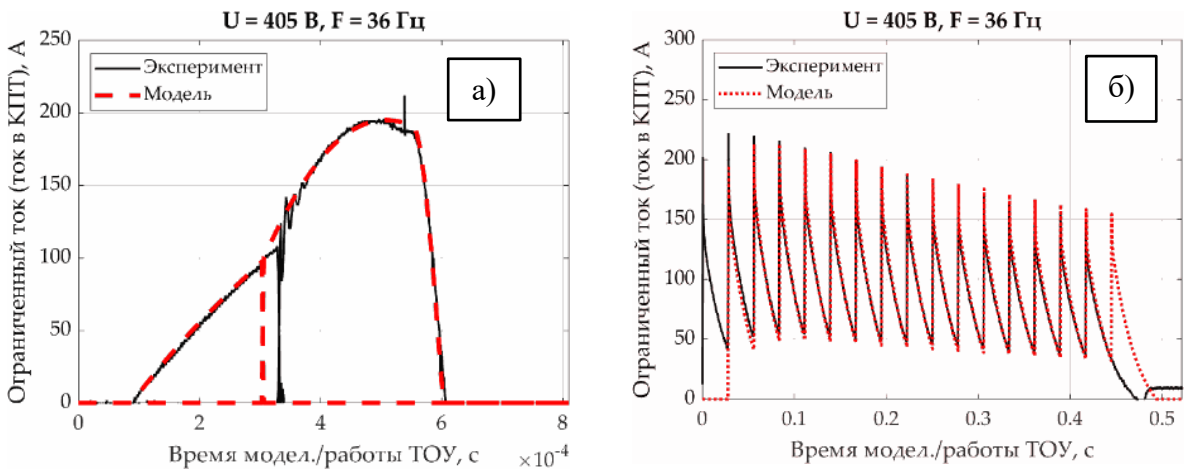


Рисунок 5.21 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 405 \text{ В}$, $f = 36 \text{ Гц}$). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОО

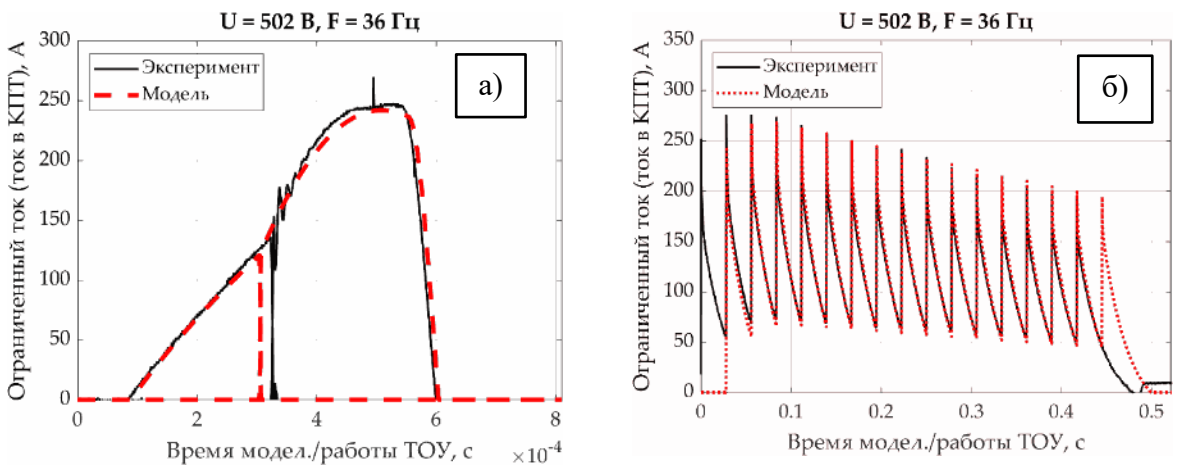


Рисунок 5.22 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 502 \text{ В}$, $f = 36 \text{ Гц}$). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОО

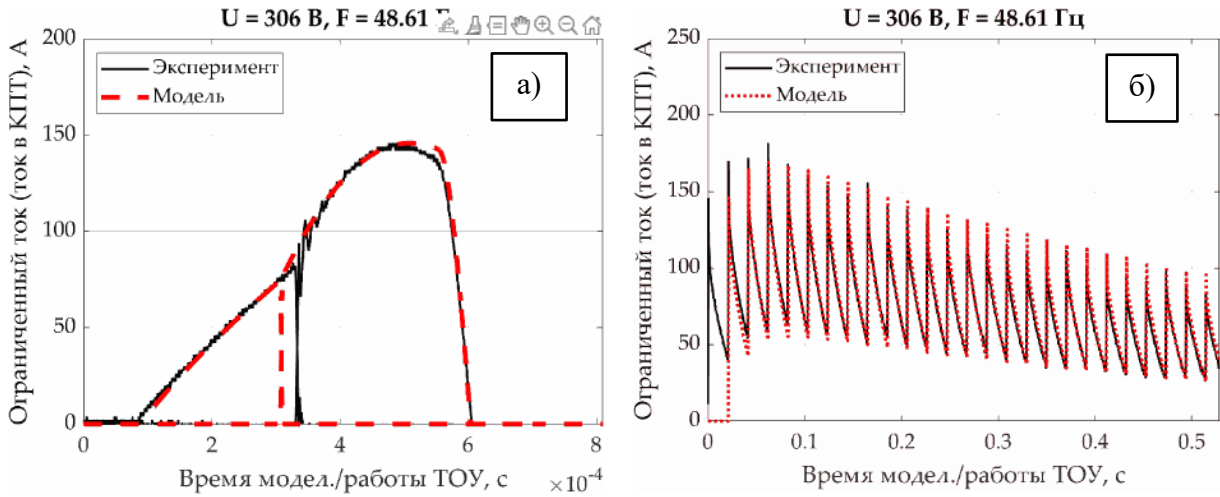


Рисунок 5.23 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 306$ В, $f = 48.61$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

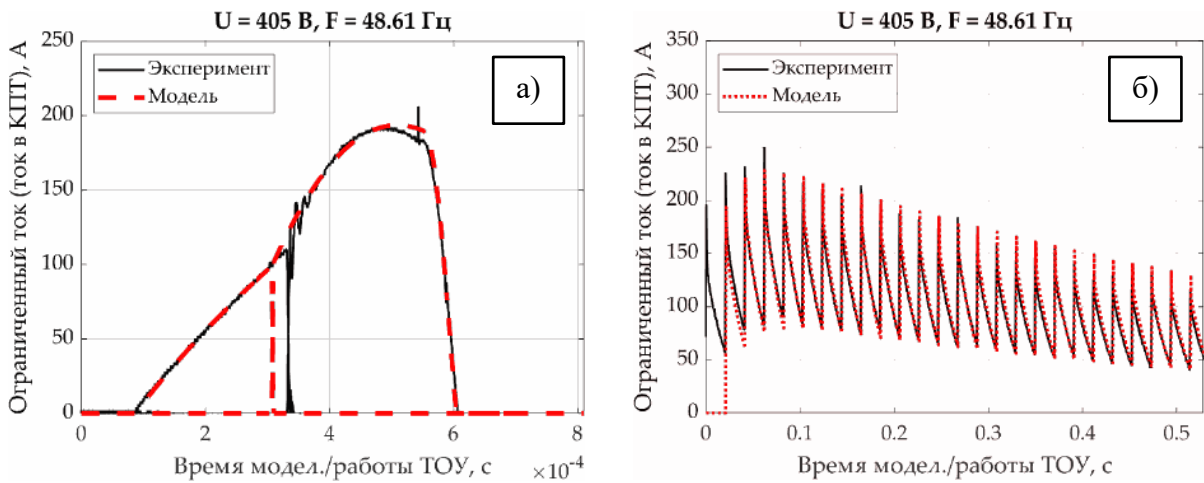


Рисунок 5.24 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 405$ В, $f = 48.61$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

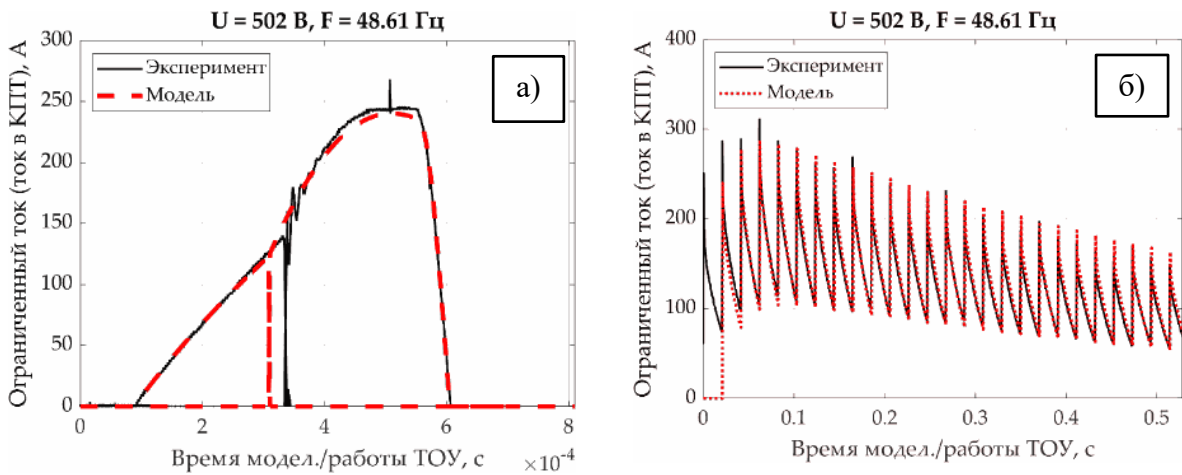


Рисунок 5.25 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 502$ В, $f = 48.61$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

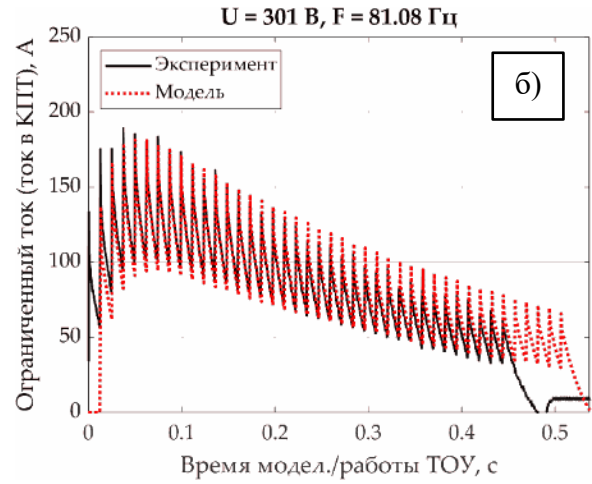
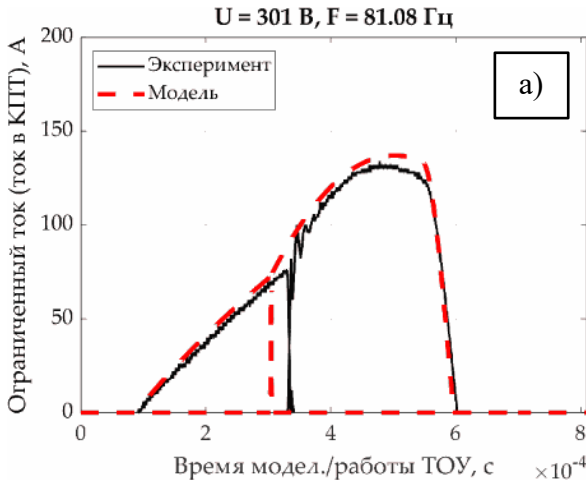


Рисунок 5.26 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 301$ В, $f = 81.08$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

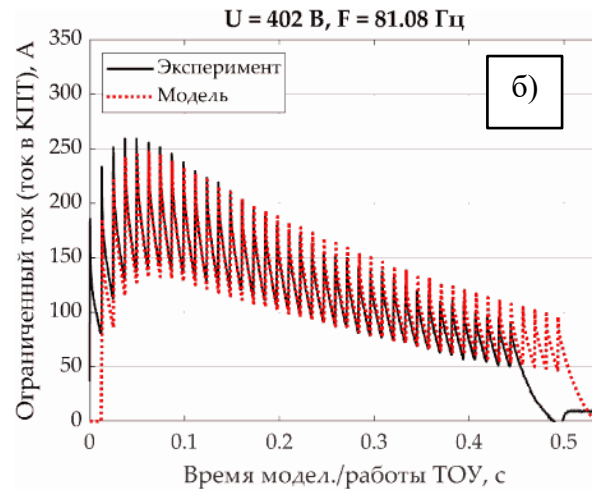
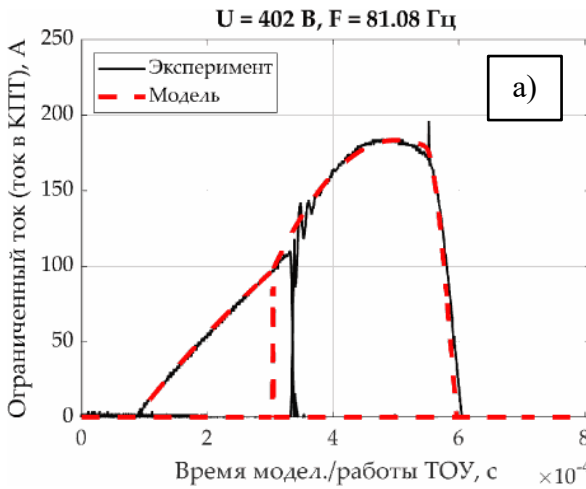


Рисунок 5.27 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 402$ В, $f = 81.08$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

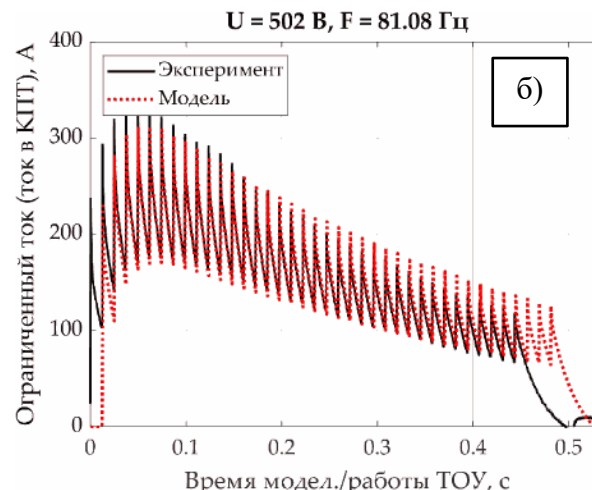
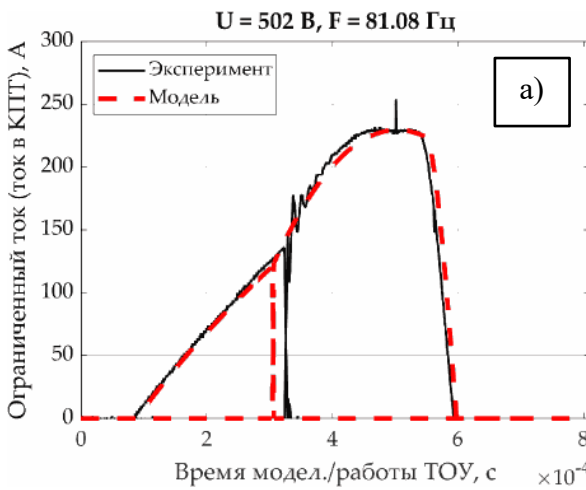


Рисунок 5.28 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 502$ В, $f = 81.08$ Гц). а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

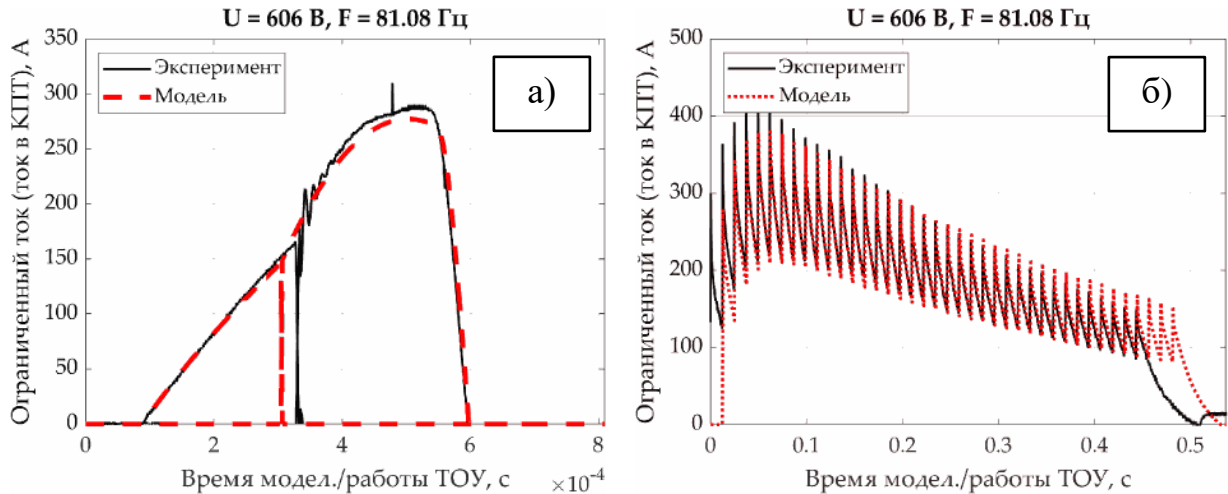


Рисунок 5.29 – Сравнение результатов экспериментов и модели ($U = 606 \text{ В}$, $f = 81.08 \text{ Гц}$).
 а) искусственная коммутация; б) Ток на выходе ТОУ

Для наглядной демонстрации эффективности работы токоограничивающего устройства на Рисунок 5.30– Рисунок 5.39 представлены дополнительные кривые выходного тока экспериментального ПП ТОУ, на которых представлены максимальные значения токов неограниченного короткого замыкания (н.о. кз) и ограниченного короткого замыкания (о. кз) КБИУ. Там же представлены значения интегралов Джоуля [160].

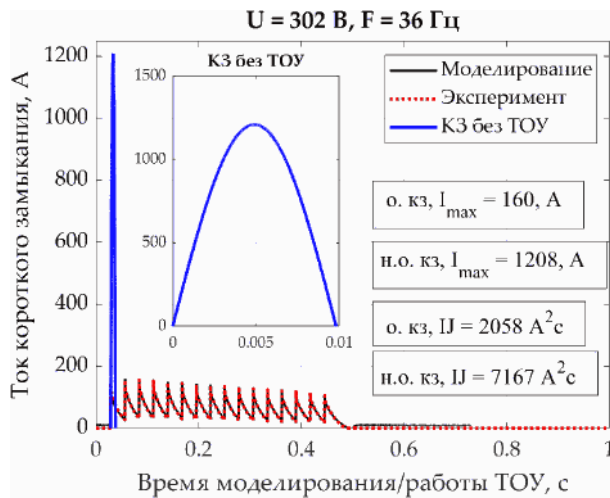


Рисунок 5.30 – Дополненный Рисунок 5.20

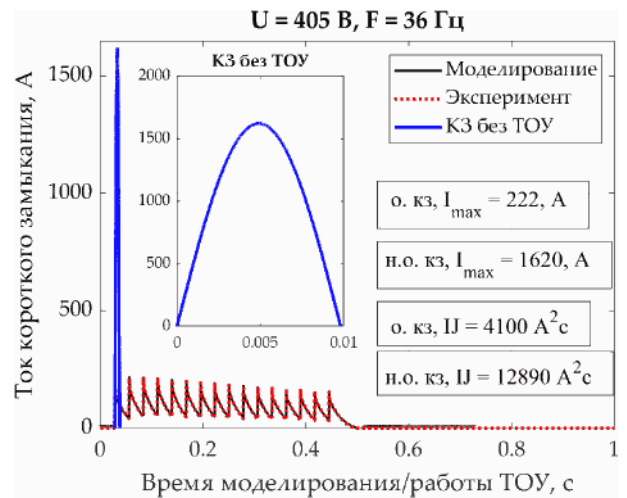


Рисунок 5.31 – Дополненный Рисунок 5.21

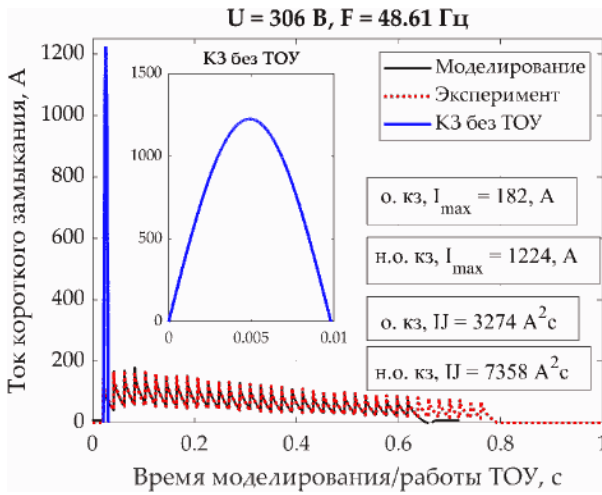


Рисунок 5.32 – Дополненный Рисунок 5.22

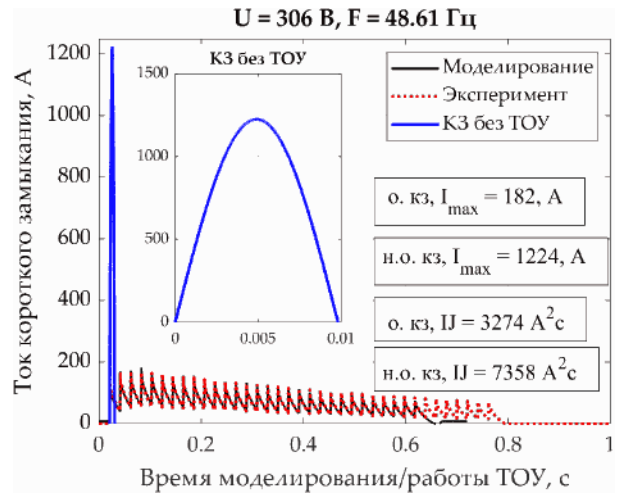


Рисунок 5.33 – Дополненный Рисунок 5.23

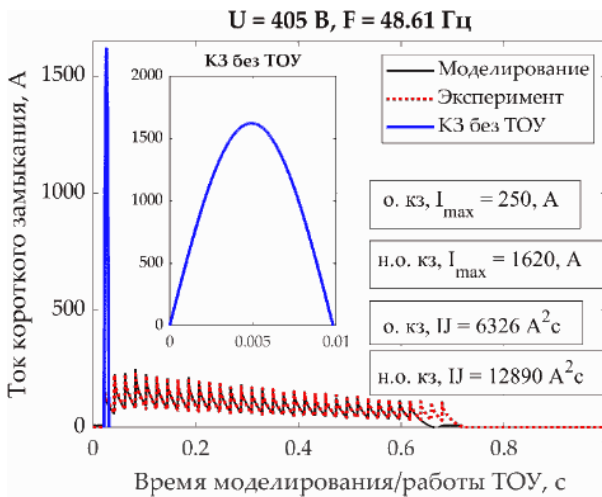


Рисунок 5.34 – Дополненный Рисунок 5.24

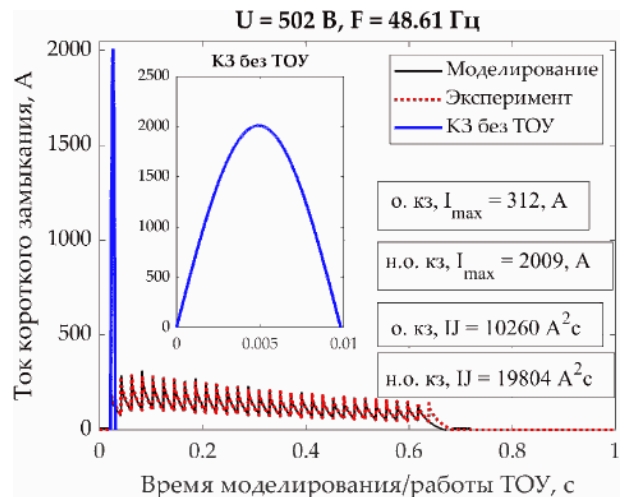


Рисунок 5.35 – Дополненный Рисунок 5.25

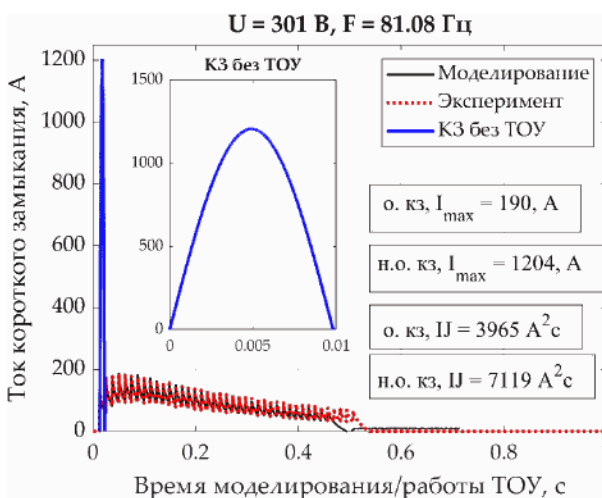


Рисунок 5.36 – Дополненный Рисунок 5.26

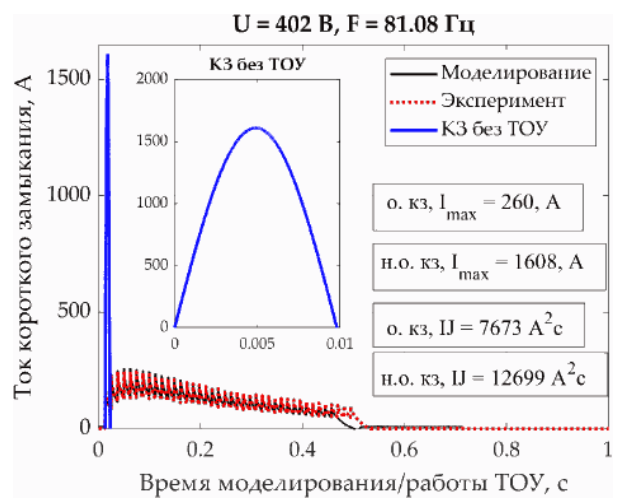


Рисунок 5.37 – Дополненный Рисунок 5.27

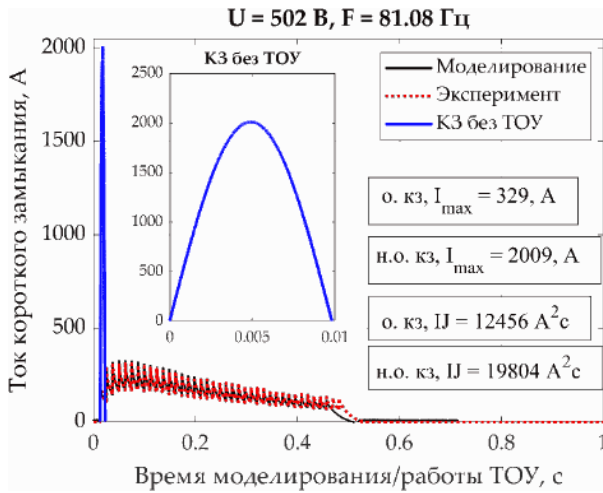


Рисунок 5.38 – Дополненный Рисунок 5.28

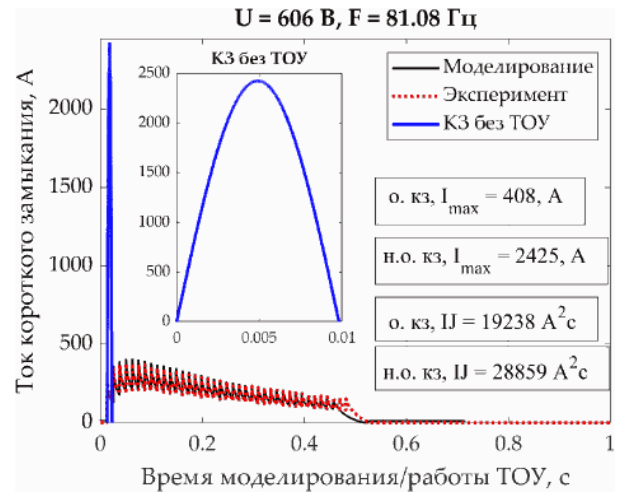


Рисунок 5.39 – Дополненный Рисунок 5.29

5.3. Выводы по главе

Задача первого цикла опытов (раздел 5.1) состояла в верификации предложенной компьютерной модели теплозависимой ВАХ и в проверке достоверности полученных параметров тепловой схемы замещения (электротепловая аналогия) диода/тиристора. Для этого через тиристор T243-400 был пропущен синусоидальный импульс тока, который значительно превышал его номинальное значение. Это вызвало динамическое (отклонение от статической ВАХ) изменение кривой падения напряжения вследствие нагрева полупроводникового кристалла. Данная кривая была записана и сопоставлена с другой аналогичной кривой, которая была получена из собранных компьютерных моделей. Их сравнение (Рисунок 5.8) показало достаточно высокую точность компьютерной модели, и полученные результаты этой модели принимаются как достоверные.

Задача второго цикла опытов (раздел 5.2) состояла в экспериментальном доказательстве наличия у разрабатываемого устройства способности эффективного ограничения аварийного тока и верификация компьютерной модели ПП ТОУ. Для этого на основе схемы на Рисунок 2.10 был собран экспериментальный стенд исследуемого ПП ТОУ, который в ходе опытов ограничивал ток короткого замыкания конденсаторной батареи большой ёмкости. При сравнении результатов опытов с результатами компьютерного моделирования были обнаружены значительные отклонения, которые были вызваны динамическим изменением индуктивности и активного сопротивления обмотки реактора КРТ из-за неравномерного распределения тока в витках. Для учета влияния эффекта близости и скин-эффекта в схему замещения ПП ТОУ были введены соответствующие изменения. Среднее отклонение полученных из окончательной

компьютерной модели результатов относительно экспериментальных данных для различных конфигураций управления ПП ТОУ (Рисунок 5.20 – Рисунок 5.29) составило: $U = 606 \text{ В}$, $F = 81 \text{ Гц}$ – 3.09%; $U = 502 \text{ В}$, $F = 36 \text{ Гц}$ – 3.53%; $U = 405 \text{ В}$, $F = 36 \text{ Гц}$ – 4.88%; $U = 302 \text{ В}$, $F = 36 \text{ Гц}$ – 4.52%; $U = 502 \text{ В}$, $F = 81 \text{ Гц}$ – 3.95%; $U = 402 \text{ В}$, $F = 81 \text{ Гц}$ – 3.89%; $U = 301 \text{ В}$, $F = 81 \text{ Гц}$ – 10.09%; $U = 502 \text{ В}$, $F = 49 \text{ Гц}$ – 3.18%; $U = 405 \text{ В}$, $F = 49 \text{ Гц}$ – 4.78%; $U = 306 \text{ В}$, $F = 49 \text{ Гц}$ – 5.46%. Эффективность токоограничения наглядно продемонстрирована на Рисунок 5.30–Рисунок 5.39, в том числе посредством интеграла джоуля.

Таким образом, проведённый цикл экспериментов подтвердил работоспособность и эффективность ПП ТОУ в широком диапазоне режимов и позволил уточнить физическую модель устройства с учётом высокочастотных эффектов, что повысило достоверность компьютерного моделирования для дальнейших этапов проектирования и внедрения.

Заключение

В диссертации решена научно-техническая задача обоснования и разработки нового полупроводникового токоограничивающего устройства, способного длительно управляемо ограничивать токи короткого замыкания в автономных системах постоянного тока.

В ходе исследования были достигнуты следующие основные результаты:

1. Обоснована стратегия управляемого токоограничения как предпочтительный подход к защите автономных систем постоянного тока. Показано, что данная стратегия позволяет сохранить селективность работы автоматических выключателей и снизить тепловое и электродинамическое воздействие аварийного тока, тем самым предотвращая эскалацию повреждений.

2. Предложена новая схема полупроводникового токоограничивающего устройства, основанная на преобразователе постоянного тока с искусственной коммутацией, которая сочетает высокую эффективность ограничения, низкие потери в нормальном режиме и приемлемые массогабаритные показатели.

3. Разработана математическая модель предложенной схемы, на основе которой получены аналитические соотношения, связывающие электрические параметры устройства с требуемыми характеристиками аварийного режима (уровень ограниченного тока, его пульсации, длительность ограничения). На этой основе предложена методика последовательного расчёта параметров режима работы токоограничивающего устройства и параметров элементов, входящих в состав его схемы.

2. Создана динамическая тепловая модель полупроводниковых устройств, учитывающая зависимость формы вольт-амперной характеристики от теплового состояния силовых полупроводниковых устройств в переходных режимах. Модель интегрирована с тепловой схемой замещения, построенной по методу электротепловой аналогии, что позволило повысить точность расчёта теплового состояния при длительных токовых перегрузках.

3. Экспериментально подтверждена работоспособность предложенного токоограничивающего устройства и достоверность разработанных моделей. Первый цикл опытов верифицировал тепловую модель полупроводниковых приборов, второй — подтвердил способность устройства эффективно ограничивать аварийный ток и обеспечивать соответствие расчётных и экспериментальных данных в широком диапазоне напряжений (301–606 В) и частот управления (36–81 Гц). Среднее отклонение между моделью и экспериментом не превысило 5,5%, за исключением граничного режима (10,09%), что свидетельствует о высокой адекватности модели. Максимальное значение тока КЗ было уменьшено в 6–7,5 раз (наиболее глубокое

ограничение составило с 2425 А до 408 А). Тепловой импульс КЗ (интеграл джоуля) был уменьшен в 1.5–2.3 раза (в наиболее тяжелом случае с 28859 А²·с до 19238 А²·с).

Таким образом, в диссертационной работе предложен и экспериментально обоснован новый подход к защите автономных систем постоянного тока, основанный на управляемом токоограничении на базе полупроводникового преобразователя. Полученные теоретические и экспериментальные результаты вносят вклад в развитие средств защиты в судовых и иных автономных систем, открывают возможности для повышения селективности, устойчивости и живучести современных электротехнических комплексов.

Разработанные модели, методики расчёта и схемно-технические решения могут быть использованы при проектировании и модернизации систем электроснабжения транспортных средств, энергоустановок с накопителями, микросетей и других автономных объектов, где критически важны надёжность и безопасность при аварийных режимах.

Словарь терминов

Слово (термин)	Трактовка
Автономный электротехнический комплекс	— комплекс технических средств, предназначенный для генерации, преобразования, распределения, накопления и управления электроэнергией, функционирующий без электрической связи с внешней энергосистемой и обеспечивающий электроснабжение потребителей за счёт собственных источников энергии.
Бестоковая пауза	— временной интервал в цикле работы полупроводникового токоограничивающего или коммутационного устройства, в течение которого основной силовой ключ (например, тиристор, IGBT, MOSFET) находится в закрытом (отключённом) состоянии.
Зарядный/ разрядный	(контур, транзистор, контактор и т.д.) — элемент или совокупность элементов электрической схемы, предназначенных для заряда или разряда конденсаторной батареи.
Искусственная коммутация	— принудительное приведение электрического тока до нуля в определённых элементах цепи, требующих этого с целью перехода в отключенное, непроводящее состояние посредством внешнего воздействия, не зависящих от естественной динамики тока в отключаемой цепи.
Контур постоянного тока	(синоним в рамках настоящей диссертации: контур короткого замыкания, контур поддержания тока) — выходной контур полупроводникового токоограничивающего устройства или понижающего преобразователя тока, в котором, посредством управления скважности работы основного ключа, поддерживается заданный уровень непрерывного тока.
Конденсаторная батарея противотока	— конденсаторная батарея, специально включённая в схему с целью принудительного доведения результирующего тока до нуля в определённом участке цепи.
Основной ключ	(синонимы в рамках настоящей диссертации: основной тиристор) коммутационное устройство, которое несет на себе основную нагрузку от номинального тока в нормальном режиме работы системы, которую он коммутирует.
Полупроводниковая часть прибора	(синонимы в рамках настоящей диссертации: pn-переход, полупроводниковый кристалл, кремниевый кристалл, полупроводниковая структура) — условное обозначение функциональной полупроводниковой составляющей дискретного полупроводникового устройства (диода, биполярного/полевого транзистора, тиристора и др.), включающей активные области (например, p- и n-слои, pn-переходы).
Полупроводниковое устройство	— электронный прибор на основе полупроводниковых материалов, предназначенный для управления, преобразования или прерывания электрического тока (например, диоды, тиристоры, IGBT, MOSFET).
Понижающий преобразователь	(синонимы в рамках настоящей диссертации: прерыватель тока, чоппер) — устройство импульсного управления током в цепи постоянного тока, построенное на основе полупроводникового ключа, включающего и отключающего цепь с заданной

	скважностью и частотой, с целью регулирования, ограничения или полного прерывания тока.
Размах	(пульсаций, напряжения, тока) — разница максимального и минимального значения длительного устойчивого гармонического сигнала.
Селективность	Свойство системы защиты или коммутации обеспечивать избирательное (целенаправленное) действие — то есть отключение только повреждённого участка цепи (или выполнение коммутации в заданном узле), минимизируя влияние на остальные, исправные участки энергосистемы.
Сеточная защита	— аварийное отключения силового преобразователя путём прекращения подачи управляющего сигнала на полупроводниковые устройства.
Соединительные элементы	(синонимы в рамках настоящей диссертации: соединительные элементы, система токоведущих частей) — компоненты, предназначенные для создания электрического и механического контакта между токоведущими частями электрической цепи.
Температурная инверсия вольт-амперной характеристики	— явление в полупроводниковых устройствах, когда при превышении определённой температуры у его динамического сопротивления наблюдается положительный температурный коэффициент (при превышении температуры устройства увеличивается его активное сопротивление).
Электродвижение	— совокупность технических средств, процессов и методов, обеспечивающих преобразование электрической энергии в механическую и управление движением исполнительных механизмов.
Эффект di/dt	— явление неравномерного распределения плотности тока по активной площади кристалла тиристора при его включении, вызванное превышением допустимой скорости нарастания анодного тока (di/dt), что приводит к локальному перегреву и может вызвать тепловой пробой устройства.
Эффект du/dt	— возможность непреднамеренного включения тиристора при высокой скорости нарастания прямого напряжения в закрытом состоянии, обусловленная протеканием ёмкостного тока через структуру прибора, что может привести к аварийному режиму и выходу тиристора из строя.

Список литературы

1. Safonov E. P. et al. A Semiconductor Current-Limiting Device Based on a DC Converter //Energies. – 2024. – Т. 18. – №. 1. – С. 58.
2. Safonov E. et al. On the Problems of Current Limitations in Networks Based on Power Semiconductor Devices //Energies. – 2023. – Т. 16. – №. 16. – С. 5905.
3. Safonov E. P., Frolov V. Y., Paramonov E. D. Semiconductor diode model with thermal behavior for a DC current limiting device //2023 Seminar on Electrical Engineering, Automation & Control Systems, Theory and Practical Applications (EEACS). – IEEE, 2023. – С. 267-270.
4. Патент №226244, Российская Федерация, МПК H02H 9/02 (2006.01). Полупроводниковое токоограничивающее устройство для сетей постоянного тока : №2023135527 : заявл. 27.12.2023 опубл. 28.05.2024 / Сафонов Е.П., Фролов В.Я. ; заявитель ФГАОУ ВО "СПбПУ". URL: <https://patents.google.com/patent/RU226244U1/ru> (дата обращения 30.12.2024)
5. Голиков С.П. Конспект лекций по курсу «Динамические процессы и устойчивость судовых электроэнергетических систем». Керченский государственный морской технологический университет, 2014 г. – 64 с.
6. Тулинова Е. Е. и др. Обзор разработок полностью электрических самолетов //Электричество. – 2016. – №. 4. – С. 15-25.
7. G. V. Brown, “Weights and efficiencies of electric components of a turboelectric aircraft propulsion system,” in Proc. Amer. Inst. Aeronaut. Astronaut. Aerosp. Sci. Meeting, 2011, pp. 1–18.
8. Кузьмин В. В., Варакин М. С. МЛСП «Приразломная»--уникальная нефтедобывающая платформа //Морской вестник. – 2020. – №. S1. – С. 31-33.
9. Ленинградская АЭС [Электронный ресурс]: Википедия. Свободная энциклопедия. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Ленинградская_АЭС (дата обращения: 18.10.2024).
10. Railway Traction Power Supply [Электронный ресурс]: Hitachi Energy: <https://www.hitachienergy.com/products-and-solutions/substations/railway-traction-power-supply> (дата обращения: 18.10.2024).
11. Solutions G. E. G. High voltage direct current systems //Broschüre, Datei Name: GEA-31971. – 2016.
12. The green power island [Электронный ресурс]: <http://www.greenpowerisland.dk/> (дата обращения: 18.10.2024).
13. Schefer H. et al. Discussion on electric power supply systems for all electric aircraft //IEEE access. – 2020. – Т. 8. – С. 84188-84216.
14. Liou M. F. et al. Aerodynamic design of the hybrid wing body with nacelle: N3-X propulsion-airframe configuration //34th AIAA Applied Aerodynamics Conference. – 2016. – С. 3875.
15. Venuturumilli S. et al. DC line to line short-circuit fault management in a turbo-electric aircraft propulsion system using superconducting devices //IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2019. – Т. 29. – №. 5. – С. 1-6.
16. Christou I. et al. Choice of optimal voltage for more electric aircraft wiring systems //IET Electrical Systems in Transportation. – 2011. – Т. 1. – №. 1. – С. 24-30.
17. KN H. et al. Analysis of load flow and short circuit studies of an offshore platform using ERACS software. – 2008.
18. de Souza M. F. et al. Fault current limiters: a case study of protection and operational continuity for FPSOs //Electrical Engineering. – 2021. – Т. 103. – №. 4. – С. 2035-2045.
19. Vostrov K., Frolov V., Safonov E. Development of current limiting device for short and autonomous networks //Plasma Physics and Technology. – 2017. – Т. 4. – №. 2. – С. 182-185.
20. Ершов М. С., Егоров А. В., Трифонов А. А. Некоторые особенности и обеспечения надежности электроснабжения потребителей объектов обустройства морских месторождений нефти и газа //Территория Нефтегаз. – 2009. – №. 6. – С. 98-101.

21. Скребнева Е. В., Шаев С. М. Перспективы использования автономных источников питания для нужд горнодобывающей отрасли Кузбасса. – 2017.
22. Егоров А. В., Леонова Н. Н., Садчиков Н. В. Некоторые вопросы резервирования энергоисточников объектов обустройства морских нефтегазовых месторождений //Территория Нефтегаз. – 2010. – №. 11. – С. 78-83.
23. Кузнецова Е. С. и др. Анализ применения третьего независимого источника электроэнергии //Наука и современное образование: актуальные вопросы, достижения и инновации. – 2022. – С. 25-29.
24. Савина Н. В., Лисогурская Л. Н., Лисогурский И. А. Накопители электрической энергии как средство повышения надёжности и экономичности функционирования электрической сети //Международный научно-исследовательский журнал. – 2020. – №. 2-1 (92). – С. 63-70.
25. Старжинский А. Л. Определение надёжности схем электроснабжения собственных нужд атомной электрической станции //Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2015. – №. 3. – С. 24-31.
26. Карчин В. В., Мельдин Е. В., Питев А. Н. Перспективы применения систем накопления энергии в системах электроснабжения собственных нужд АЭС //Глобальная ядерная безопасность. – 2023. – №. 3 (48). – С. 17-25.
27. Xiang B. et al. A CO 2/O 2 mixed gas DC circuit breaker with superconducting fault current-limiting technology //IEEE Transactions on power delivery. – 2019. – Т. 35. – №. 4. – С. 1960-1967.
28. Peng J. et al. A DC combined apparatus for DC 1.5 kV rail transit traction systems //2021 International Conference on Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE). – IEEE, 2021. – С. 1-4.
29. Morton J. S. Circuit breaker and protection requirements for DC switchgear used in rapid transit systems //IEEE transactions on industry applications. – 1985. – №. 5. – С. 1268-1273.
30. Radu P. V. et al. Short-circuit fault current modeling of a dc light rail system with a wayside energy storage device //Energies. – 2022. – Т. 15. – №. 10. – С. 3527.
31. Zhou W. et al. Comprehensive analysis, design, and experiment of shoot-through faults in MMC based on IGCT for VSC-HVDC //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Т. 36. – №. 6. – С. 6241-6250.
32. Balzer G., Saciak A., Hanson J. Calculation of Short-Circuit Currents of HVDC Installations for the Planning and Operation of Secure AC Networks //2024 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – IEEE, 2024. – С. 269-276.
33. Степаненко В. П. Выбор накопителей в изолированных энергосистемах с возобновляемыми источниками энергии //Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). – 2017. – №. 3. – С. 217-227.
34. Kebede A. A. et al. A comprehensive review of stationary energy storage devices for large scale renewable energy sources grid integration //Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2022. – Т. 159. – С. 112213.
35. Паравян Т. М., Потапова С. О. Возобновляемые источники энергии и литий-ионные аккумуляторы: риск для окружающей среды или шаг вперед в «зеленой» энергетике //XXI века». – 2023. – с. 107.
36. Каракаев А. Б., Луканин А. В. Проблемы исследования электрокоммуникаций и обеспечения устойчивости кораблей и судов к авариям //Эксплуатация морского транспорта. – 2011. – №. 2. – С. 67-70.
37. Яковлев Г. С. Судовые электроэнергетические системы //Учебник.-изд. – 1987.
38. Hansen J. F., Wendt F. History and state of the art in commercial electric ship propulsion, integrated power systems, and future trends //Proceedings of the IEEE. – 2015. – Т. 103. – №. 12. – С. 2229-2242.
39. Короткие замыкания в электроустановках постоянного тока / В.В. Жуков. — М.: Издательство МЭИ, 2005. — 160 с., ил.
40. Карандашов А. Ю. и др. Развитие электрической защиты дизель-электрических подводных лодок //Судостроение. – 2000. – №. 3. – С. 17-19.

41. Приходько В. М. Ограничение аварийных токов в судовых электроэнергетических комплексах: научная монография. – СПб.: СПГУВК, 2010. – 424 с.
42. Российский морской регистр судоходства. Правила классификации и постройки морских судов: в 17 ч. - СПб: РМРС, 2018. - Ч. III. -Устройства, оборудование и снабжение. - 106 с.
43. Катанович А. А., Черенков А. В. Принципы построения системы аварийной внутрикорабельной радиосвязи //Судостроение. – 2002. – №. 6. – С. 31-35.
44. Судовые электроэнергетические комплексы: учебное пособие/Авт.-сост.: В.М.Суменков, В.А.Жуков.- Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2008.- 280с.
45. Дядик А.Н. Корабельные энергетические системы / А.Н. Дядик, Б.В. Никифоров. – Новочеркасск: Колорит, 2012. – 680 с.
46. Вершинин В. И. и др. Создание систем электродвижения для судов различного назначения //Труды Крыловского государственного научного центра. – 2019. – №. 1 (387). – С. 107-122.
47. Новое научно-экспедиционное судно «Иван Фролов»: проект, характеристики и задачи [Электронный ресурс] // Paluba.media. — URL: <https://paluba.media/news/53972> (дата обращения: 11.10.2025).
48. Doerry N. The evolution of the electric warship //Naval Engineers Journal. – 2014. – Т. 126. – №. 1. – С. 173-186.
49. Григорьев А. В., Воробьев С. В. Результаты испытаний единой электроэнергетической системы и системы электродвижения пассажирского судна" Княгиня Ольга" //Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала СО Макарова. – 2021. – Т. 13. – №. 1. – С. 139-149.
50. Никифоров, Б. Химические источники тока на флоте в настоящем и будущем: учебное пособие / Б. Никифоров. — Электрон. дан. — Москва: Litres, 2024. — (Электронная библиотека Litres).
51. Romanovsky V., Nikiforov V., Avramenko A. Improvement of lithium-ion rechargeable battery (LIRB) for Electric Ships //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2021. – Т. 2131. – №. 4. – С. 042100.
52. Шульга Р. Н., Смирнова Т. С. Использование судовой энергетики для жизнеобеспечения арктических объектов //Российская Арктика. – 2020. – №. 1. – С. 23-36.
53. Никифоров Б. В. и др. Литий-ионные аккумуляторные батареи в качестве основных источников электроэнергии дизель-электрических подводных лодок //Судостроение. – 2010. – №. 2. – С. 25-27.
54. Никифоров Б. В., Русин А. И., Скачков Ю. В. Российские аккумуляторы нового поколения для ДЭПЛ //Судостроение. – 1999. – №. 4. – С. 40-41.
55. Герасимов А. С. и др. Применение накопителей энергии с использованием литий-ионных аккумуляторных батарей в системах оперативного постоянного тока //Известия НТЦ Единой энергетической системы. – 2015. – №. 2. – С. 26-37.
56. Судовые электрические станции. Никифоровский Н. Н., Норневский Б. И., Изд-во «Транспорт», 1974 г., стр. 1—432
57. Сергиенко Л. И., Миронов В. В. Электроэнергетические системы морских судов: Учебник для мореходных училищ. — М.: Транспорт, 1991. — 264 с
58. EMERY F. T. Current limiting protector for low voltage, high current applications //Naval Engineers Journal. – 1989. – Т. 101. – №. 3. – С. 267-273.
59. Benouar M. Pyrotechnique circuit interrupter for the protection of electrical systems //IEEE transactions on power apparatus and systems. – 1984. – №. 8. – С. 2006-2010.
60. Mafra G. R. F. Q. et al. Application of a resistive superconducting fault current limiter in a distribution grid //Electric Power Components and Systems. – 2016. – Т. 44. – №. 18. – С. 2084-2098.
61. Chen L. et al. Selective Protection Analysis Method for DC Power Plant Propulsion Systems in Electric Ships //Journal of Electrotechnology, Electrical Engineering and Management. – 2024. – Т. 7. – №. 2. – С. 6-11.
62. Wei L. I. et al. Short Circuit Analysis and Selective Protection of Ship DC Power System //2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE). – IEEE, 2020. – С. 1662-1667.

63. Сивков А. А., Сайгаш А. С., Климова Г. Н. Использование сверхбыстродействующих взрывных коммутационных аппаратов для повышения надежности функционирования систем электроснабжения //Фундаментальные исследования. – 2013. – №. 4-2. – С. 328-334.
64. Qi L. et al. A novel forced resonant mechanical DC circuit breaker by using auxiliary oscillation switch for zero-crossing //IEEE Transactions on Power Electronics. – 2021. – Т. 36. – №. 11. – С. 12202-12206.
65. Ängquist L. et al. Design and test of VSC assisted resonant current (VARC) DC circuit breaker. – 2019.
66. Кукеков Г. А., Васерина К. Н., Лунин В. П. Полупроводниковые электрические аппараты //Учебное пособие для вузов. Л., Энергоатомиздат. – 1991.
67. Кучинский В.Г. Электрические аппараты постоянного тока: Учебное пособие. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2012. 200 с.
68. R. Ouaida, M. Berthou, D. Tournier, и J.-F. Depalma, «State of art of current and future technologies in current limiting devices», представлено на 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), IEEE, 2015, сс. 175–180.
69. С. Gu, P. Wheeler, A. Castellazzi, A. J. Watson, и F. Effah, «Semiconductor devices in solid-state/hybrid circuit breakers: Current status and future trends», *Energies*, т. 10, вып. 4, сс. 495–495, 2017.
70. R. Kapoor, A. Shukla, и G. Demetriades, «State of art of power electronics in circuit breaker technology», представлено на 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2012, сс. 615–622.
71. A. Shukla и G. D. Demetriades, «A survey on hybrid circuit-breaker topologies», IEEE Transactions on Power Delivery, т. 30, вып. 2, сс. 627–641, 2014.
72. F. Luo, J. Chen, X. Lin, Y. Kang, и S. Duan, «A novel solid state fault current limiter for DC power distribution network», представлено на 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2008, сс. 1284–1289.
73. L. Yi и J. Moon, «Bidirectional QZ-source DC circuit breaker», IEEE Transactions on Power Electronics, т. 37, вып. 8, сс. 9524–9538, 2022.
74. Z. Lv и др., «Analysis and Design of the High Current Rising Rate Hybrid DC Current Limiting Circuit Breaker», *Electronics*, т. 12, вып. 12, сс. 2657–2657, 2023.
75. Rozine, V. and M.H. Adams. Protective device problems and solutions. in 2010 Conference Proceedings IPEC. 2010. IEEE.
76. Shen Z. J., Miao Z., Roshandeh A. M. Solid state circuit breakers for DC micrgrids: Current status and future trends //2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM). – IEEE, 2015. – С. 228-233.
77. Брунав, Я.П. Судовые электрические сети / Я.П.Брунав, Ю.Г.Татьянченко. Л.: Судостроение, 1982. - 200 с.
78. Kim S., Dujic D., Kim S. Protection coordination in DC shipboard power systems: challenges, current status and new technologies //25th International Conference on Electricity Distribution-CIRED. – 2019.
79. Лейкин В. С. Судовые электрические станции и сети //М.: Транспорт. – 1982. – Т. 256.
80. Сафонов Е. П. Токоограничивающее устройство 220 кВ, 1000 А резонансного типа: бакалаврская работа: 13.03. 02. – 2017.
81. Varetsky Y., Gajdzica M. Study of short circuit and inrush current impact on the current-limiting reactor operation in an industrial grid //Energies. – 2023. – Т. 16. – №. 2. – С. 811.
82. Ouaida R., de PALMA J. F., Gonthier G. DC GRIDS: New over current protection //2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). – IEEE, 2016. – С. 1-10.
83. Брилинский А. С., Евдокунин Г. А. Моделирование и анализ токоограничивающих свойств реактора, управляемого подмагничиванием //Известия Российской академии наук. Энергетика. – 2013. – №. 4. – С. 36-46.

84. Мойзых М. Е. и др. Первое в энергосистеме России токоограничивающее устройство на основе высокотемпературной сверхпроводимости //Электричество. – 2021. – №. 4. – С. 4-16.
85. Noe M., Steurer M. High-temperature superconductor fault current limiters: concepts, applications, and development status //Superconductor science and technology. – 2007. – Т. 20. – №. 3. – С. R15.
86. Yuan X., Hazelton D. W. Matrix-type superconducting fault current limiter : пат. 6664875 США. – 2003.
87. Hobl A. et al. Design and production of the ECCOFLOW resistive fault current limiter //IEEE transactions on applied superconductivity. – 2013. – Т. 23. – №. 3. – С. 5601804-5601804.
88. Yazawa T. et al. Design and test results of 6.6 kV high-Tc superconducting fault current limiter //IEEE transactions on applied superconductivity. – 2001. – Т. 11. – №. 1. – С. 2511-2514.
89. Xin Y. et al. Development of saturated iron core HTS fault current limiters //IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2007. – Т. 17. – №. 2. – С. 1760-1763.
90. Винтер Э. Р., Гуляшинов А. А., Кадочникова Н. С. Современные токоограничители на высокотемпературных сверхпроводниках //Сборник статей международной научно - практической конференции 20 ноября 2016 г. – С. 67–73.
91. Malozemoff A. P. Second-generation high-temperature superconductor wires for the electric power grid //Annual review of materials research. – 2012. – Т. 42. – №. 1. – С. 373-397.
92. Moyzykh M. et al. First Russian 220 kV superconducting fault current limiter (SFCL) for application in city grid //IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2021. – Т. 31. – №. 5. – С. 1-7.
93. Safonov E. et al. The Specifics of PTC Thermistor Applications for Limiting Surge Currents //Energies. – 2024. – Т. 17. – №. 2. – С. 318.
94. Bell J. G., Graule T., Stuer M. Barium titanate-based thermistors: Past achievements, state of the art, and future perspectives //Applied Physics Reviews. – 2021. – Т. 8. – №. 3.
95. Doljack F. PolySwitch PTC devices-a new low-resistance conductive polymer-based PTC device for overcurrent protection //IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology. – 1981. – Т. 4. – №. 4. – С. 372-378.
96. Skindhøj J., Glatz-Reichenbach J., Strumpler R. Repetitive current limiter based on polymer PTC resistor //IEEE Transactions on Power Delivery. – 1998. – Т. 13. – №. 2. – С. 489-494.
97. Newnham R. E. Composite electroceramics //Ferroelectrics. – 1986. – Т. 68. – №. 1. – С. 1-32.
98. Wang D. J. et al. Design for high-performance functional composite thermistor materials by glass/ceramic composing //Journal of materials research. – 1999. – Т. 14. – №. 7. – С. 2993-2996.
99. Kokabi H. R. et al. Electrical characterization of PTC thermistor based on chromium doped vanadium sesquioxide //Materials Science and Engineering: B. – 1996. – Т. 38. – №. 1-2. – С. 80-89.
100. Pech-Canul M. I., Ravindra N. M. (ed.). Semiconductors: synthesis, properties and applications. – Springer, 2019.
101. Surikov V. I. et al. Low-temperature heat capacity $VO_{2\pm\delta}$ and solid solutions $V_{1-x}Fe_xO_2$ //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2018. – Т. 1050. – №. 1. – С. 012083.
102. Park K. Characteristics of porous $BaTiO_3$ -based PTC thermistors fabricated by adding graphite powders //Materials Science and Engineering: B. – 2004. – Т. 107. – №. 1. – С. 19-26.
103. Acosta M. et al. $BaTiO_3$ -based piezoelectrics: Fundamentals, current status, and perspectives //Applied Physics Reviews. – 2017. – Т. 4. – №. 4.
104. Kulwicki B. M., Purdes A. J. Diffusion potentials in $BaTiO_3$ and the theory of PTC materials //Ferroelectrics. – 1970. – Т. 1. – №. 1. – С. 253-263.
105. Nemoto H., Oda I. Direct examinations of PTC action of single grain boundaries in semiconducting $BaTiO_3$ ceramics //Journal of the American Ceramic Society. – 1980. – Т. 63. – №. 7-8. – С. 398-401.
106. Cuk S.M. and Middlebrook R.D. DC-to-DC switching converter: пат. 4184197 США. – 1977.

107. Ким Хё Сон (김호성). Устройство ограничения аварийного тока с функцией сглаживающего фильтра для сетей постоянного тока (평활필터 기능을 갖는 직류용 고장전류제한기); пат. 101301879 Корея. – 2012.
108. Ramkumar M. S. et al. Review and Evaluation of Power Devices and Semiconductor Materials Based on Si, SiC, and Ga-N //Journal of Nanomaterials. – 2022. – Т. 2022. – №. 1. – С. 8648284.
109. Васюков И. В., Гринченков В. П., Большенко А. В. Моделирование процессов в быстродействующем полупроводниковом выключателе //Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2014. – №. 4. – С. 49-52.
110. Luo F. et al. A novel solid state fault current limiter for DC power distribution network //2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – IEEE, 2008. – С. 1284-1289.
111. Li H. et al. A novel topology and control strategy of DC fault current limiter //INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference. – IEEE, 2009. – С. 1-4.
112. Сосков А. Г., Соскова И. А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита //К.: Каравелла. – 2005.
113. Burch D. E. Capacitor commutated circuits wherein charge is dissipated after commutation : пат. 3548216 США. – 1970.
114. Subrahmanyam V. Electric drives: concepts and applications //(No Title). – 1996.
115. Сен. П. Тиристорные электроприводы постоянного тока: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с., ил.
116. Sah C. T., Noyce R. N., Shockley W. Carrier generation and recombination in pn junctions and pn junction characteristics //Proceedings of the IRE. – 1957. – Т. 45. – №. 9. – С. 1228-1243.
117. Grundmann M. Physics of semiconductors. – Berlin : Springer, 2010. – Т. 11. – С. 1.
118. Rideout V. L. A review of the theory, technology and applications of metal-semiconductor rectifiers //Thin Solid Films. – 1978. – Т. 48. – №. 3. – С. 261-291.
119. Levinshtein M. (ed.). Handbook series on semiconductor parameters. – World Scientific, 1997. – Т. 1.
120. Матюхин С., Ставцев А. Моделирование температурной зависимости вольт-амперной характеристики силовых полупроводниковых приборов //Силовая электроника. – 2009. – №. 23. – С. 51-53.
121. Абрамович М. И., Бабайлов В. М., Либер В. Е. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. – 1992.
122. Васерина К. Н. и др. Полупроводниковая элементная база электрических аппаратов: учебное пособие. – 2017.
123. Шойерманн У., Колпаков А. Раздвигая границы. Легко ли поднять рабочую температуру силовых модулей до+ 200° С? //Силовая электроника. – 2014. – Т. 3. – №. 48. – С. 20-24.
124. Taylor P. D. (ed.). Thyristor design and realization. – John Wiley & Sons, Inc., 1987.
125. Obreja V. V. N. The PN junction passivation process and performance of semiconductor devices //2007 30th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). – IEEE, 2007. – С. 287-292.
126. Obreja V. V. N. An experimental investigation on the nature of reverse current of silicon power pn-junctions //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2002. – Т. 49. – №. 1. – С. 155-163.
127. Diebold E. J., Luft W. Transient thermal impedance of semiconductor devices //Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics. – 1961. – Т. 79. – №. 6. – С. 719-726.
128. Давидов, П. Д. "Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов." (1967).
129. Евсеев Ю. А., Дерменжи П. Г. Силовые полупроводниковые приборы: Учебник для техникумов. – Энергоиздат, 1981.

130. Кукеков Г. А., Васерина К. Н., Лунин В. П. Полупроводниковые электрические аппараты: учебное пособие. – 1981.
131. Никифоров Б. В. Корабельные системы электродвижения : дис. – Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Санкт-Петербург, 2006.
132. Панюшкин Н. Н. Физика полупроводников и полупроводниковые приборы. – 2002.
133. Кучинский Г. С. и др. Силовые электрические конденсаторы //М.: Энергоатомиздат. – 1992. – Т. 3. – С. 320.
134. Кучинский, Г.С. Высоковольтные импульсные конденсаторы / Г.С. Кучинский. – Ленинград: Энергия, Ленинградское отделение, 1973. – 175 с.: ил.: 0.60.
135. Гулевич А. И., Киреев А. П. Производство силовых конденсаторов. Учебное пособие для подготовки рабочих на производстве. – 1981.
136. Li H. et al. Effect of pulsed discharge current on lifetime performance of metallized polypropylene film capacitors //IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. – 2014. – Т. 21. – №. 3. – С. 957-963.
137. Belko V. O. et al. Metallized film capacitors degradation under high electrodynamic load //2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). – IEEE, 2017. – С. 1120-1122.
138. Калантаров П. Л. Расчёт индуктивностей. – 1986.
139. Милн-Томсон Л. Эллиптические интегралы // Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и таблицами / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган; пер. с англ. под ред. В. А. Диткина и Л. Н. Карамзиной. — М.: Наука, 1979. — С. 401—441. — 832 с.
140. ГОСТ, Р. "50254-92. Короткие замыкания в электроустановках." Методы расчета в электроустановках переменного тока напряжения до 1 (1993).
141. Эккерт, Э. Р., и Р. М. Дрейк. "Теория тепло-и массообмена." М.–Л.: Госэнергоиздат (1961)
142. ГОСТ 28899-91 Расчет эффективных параметров магнитных деталей
143. McLyman C. W. T. Transformer and inductor design handbook. – CRC press, 2004.
144. Kazimierzuk M. K. High-frequency magnetic components. – John Wiley & Sons, 2009.
145. Hurley W. G., Wölfle W. H. Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications. – John Wiley & Sons, 2013.
146. Van den Bossche A., Valchev V., Filchev T. Improved approximation for fringing permeances in gapped inductors //Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344). – IEEE, 2002. – Т. 2. – С. 932-938.
147. Waldmeyer J., Backlund B. Design of rc snubbers for phase control applications //Semiconductors. – 2008.
148. Kao Y. C., Davis J. R. Correlations between reverse recovery time and lifetime of pn junction driven by a current ramp //IEEE Transactions on Electron Devices. – 1970. – Т. 17. – №. 9. – С. 652-657.
149. Grover F. W. The calculation of the inductance of single-layer coils and spirals wound with wire of large cross section //Proceedings of the Institute of Radio Engineers. – 1929. – Т. 17. – №. 11. – С. 2053-2063.
150. Grover F. W. Inductance calculations: working formulas and tables. – Courier Corporation, 2004.
151. Стернин В.Г., Карпенский А. К. Сухие токоограничивающие реакторы, М. – Л., издательство «Энергия», 1965, 256 с.
152. Maragos G., Beji T. Review of convective heat transfer modelling in cfd simulations of fire-driven flows //Applied Sciences. – 2021. – Т. 11. – №. 11. – С. 5240.
153. Teertstra P., Yovanovich M. M., Culham J. R. Analytical forced convection modeling of plate fin heat sinks //Journal of Electronics Manufacturing. – 2000. – Т. 10. – №. 04. – С. 253-261.
154. Belevitch V. Lateral skin effect in a flat conductor //Philips tech Rev. – 1971. – Т. 32. – №. 6. – С. 221-231.
155. Payne A. Skin effect, proximity effect and the resistance of circular and rectangular conductors [Электронный ресурс]. URL:

- https://www.researchgate.net/publication/351306996_SKIN_EFFECT_PROXIMITY_EFFECT_AND_THE_RESISTANCE_OF_CIRCULAR_AND_RECTANGULAR_CONDUCTORS
156. Wojda R. P., Kazimierzuk M. K. Proximity effect winding loss in rectangular conductors //Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo 2010-2013. – 2013. – С. 159-164.
157. Kim S., Neikirk D. P. Compact equivalent circuit model for the skin effect //1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1996. – Т. 3. – С. 1815-1818.
158. Dowell P. L. Effects of eddy currents in transformer windings //Proceedings of the Institution of electrical Engineers. – IET Digital Library, 1966. – Т. 113. – №. 8. – С. 1387-1394.
159. Haefner S. J. Alternating-current resistance of rectangular conductors //Proceedings of the Institute of Radio Engineers. – 1937. – Т. 25. – №. 4. – С. 434-447.
160. ГОСТ Р 52736-2007. Короткие замыкания в электроустановках. Методы расчета электродинамического и термического действия тока короткого замыкания

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(рекомендуемое)

Алгоритм управления ТОУ

В рассмотренном примере управление реализовано как автоколебательная система, где при подаче на ее вход единичного сигнала (например, свидетельствующий о превышении тока сети некоторой уставки) на выходе возникнет меандр с определенными скважностью D и временным интервалом t_1-t_2 . В общем виде представленная на следующем рисунке.

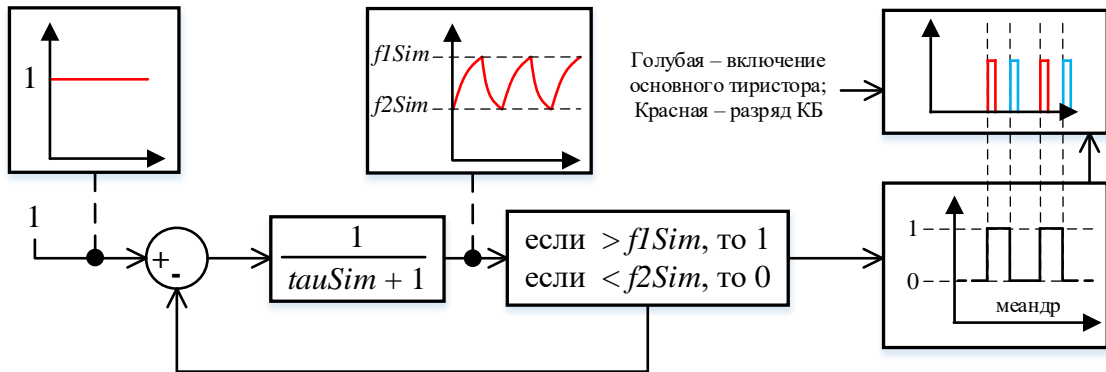


Рисунок А.1 – Диаграмма автоколебательной системы

Здесь поставлена следующая задача – расчет параметров τ_{sim} , $f1Sim$ и $f2Sim$ из диаграммы на рисунке А.1.

Для лучшего пояснения алгоритма расчета параметров автоколебательной системы прибегнем к аналогии от передаточной функции к заряду/разряду конденсатора (переходные процессы в простейшей RC цепи):

$$U_C(t) = U \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad (A.1)$$

$$U_C(t) = U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (A.2)$$

За настраиваемую основу возьмём данные выражения со следующими условиями – постоянную времени переходного процесса примем как $\tau = 1$ с; следовательно, за 1 секунду заряда конденсатора от источника с напряжением U происходит изменение напряжения от 0 до $U \cdot (1 - e^{-1})$, и наоборот при разряде конденсатора с предварительным зарядом U за 1 секунду будет снижение напряжения до $U \cdot e^{-1}$. Так как напряжение заряда конденсатора может быть неполным и отличным от напряжения источника – примем U за неизвестную x , а мгновенный заряд конденсатора при заряде и разряде обозначим как U_1 и U_2 соответственно. Получим следующее:

$$U_1(x) = x \cdot (1 - e^{-1}), \quad (A.3)$$

$$U_2(x) = x \cdot e^{-1}. \quad (A.4)$$

Данные выражения задают базовые свойства поведения рассматриваемой передаточной функции с произвольным управляющим воздействием и без прямой связи с временем. Необходимо привязать их к требуемым конкретным временным интервалам. Для этого А.3 и А.4 ограничиваются во всем временном диапазоне двумя горизонтальными прямыми, которые описываются следующими выражениями:

$$U'_1 = A_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_{sim}}}\right), \quad (A.5)$$

$$U'_2 = A_2 \cdot e^{-\frac{t_2}{\tau}} \quad (\text{A.6})$$

где τ – постоянная времени; t_1 – время заряда от U'_2 до U'_1 при напряжении A_1 ; A_1 – напряжение источника (входное воздействие на передаточную функцию; здесь и далее $A_1 = 1$ В); t_2 – процесс разряда от U'_1 до U'_2 при нулевом входном воздействии; A_2 – напряжение конденсатора перед началом процесса разряда, которое определяется выражением А.3, то есть:

$$A_2(x) = U_2(x) = x \cdot e^{-1}. \quad (\text{A.7})$$

Для выполнения поставленной задачи необходимо найти такое значение x , чтобы:

$$U_1(x) = U'_1, \quad (\text{A.8})$$

$$U_2(x) = U'_2. \quad (\text{A.9})$$

Согласно А8 и А9 получаем выражения для вычисления следующих временных интервалов:

$$t_1(x) = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{U_1(x)}{A_1}\right) - t_0(x), \quad (\text{A.10})$$

$$t_2(x) = -\tau \cdot \ln\left(\frac{U_2(x)}{A_2(x)}\right). \quad (\text{A.11})$$

где t_0 – процесс заряда до $U_2(x)$ (является временем предварительного заряда) при напряжении A_1 и имеет следующее выражение:

$$t_0(x) = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{U_2(x)}{A_1}\right). \quad (\text{A.12})$$

Описываемые переходные процессы для наглядности показаны на рисунке А.2.

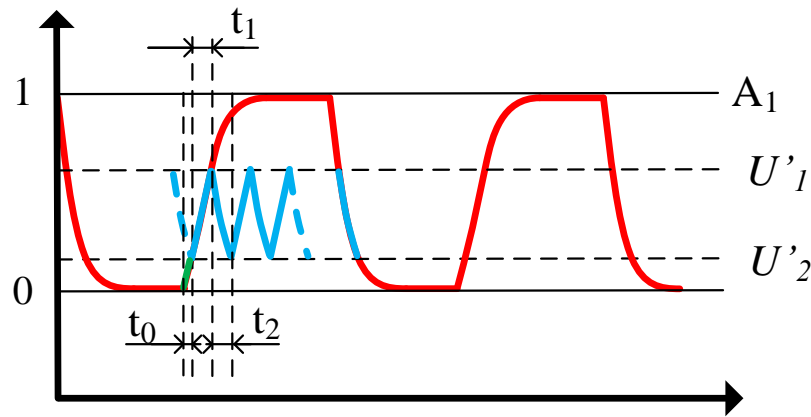


Рисунок А.2 — Переходные процессы передаточной функции. Красная кривая –настраиваемая базовая передаточная функция ($U_1(x)$ и $U_2(x)$); синяя – целевая передаточная кривая (ограниченная U'_1 и U'_2); зеленая кривая – интервал времени предварительного заряда для расчета t_1 .

Основной критерий подбора неизвестной x является соответствие временных интервалов t_1 и t_2 заданной скважности D , что можно выразить следующей функцией:

$$D = \frac{t_1(x)}{t_1(x) + t_2(x)}. \quad (\text{A.13})$$

В конечном итоге получаемая система, состоящая из уравнений (A3)-(A.13), сводится к поиску единственной неизвестной x . Последним этапом является перерасчет постоянной времени по выражению (A.6), имеющее вид

$$\tau = \frac{-t_1}{\ln\left(\frac{A_1 - U_2(x)}{A_1 - U_1(x)}\right)}. \quad (\text{A.9})$$

В диаграмму (в модель) на рисунке A.1 закладываются следующие значения:

$$\tau_{\text{Sim}} = \tau,$$

$$f1_{\text{Sim}} = U'_1,$$

$$f2_{\text{Sim}} = U'_2.$$

Основной смысл алгоритма заключается в определении параметров рассмотренной автоколебательной системы при заданной скважности D и времени включенного состояния основного коммутатора. Если задать в алгоритм скважность $D = 0.5$ (время заряда и разряды одинаковы) и $t_1 = 1$ сек., то на выходе мы получим необходимое воздействие на передаточную функцию: $x = 1$ (раннее воздействие обозначено было как $A_1 = 1$).

На рисунке A.3 изображена реализация диаграммы на рисунке A.1 в среде Matlab Simulink.

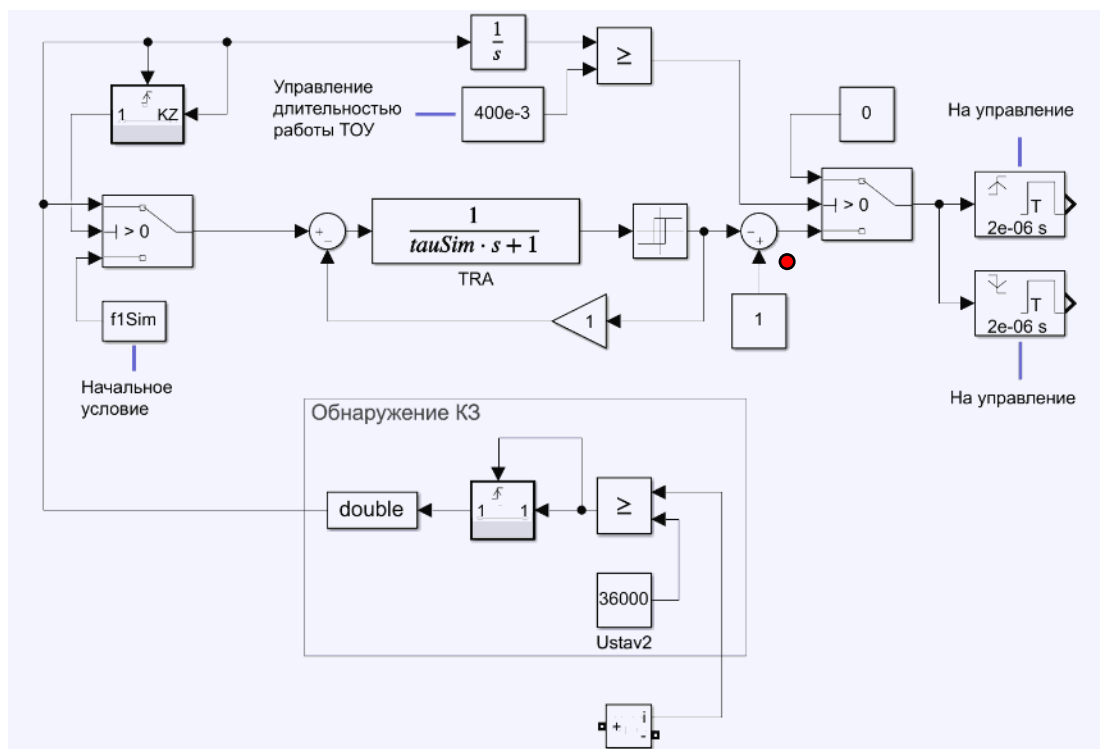


Рисунок A.3 — Реализация автоколебательной системы в среде Matlab Simulink

В номинальном режиме на выходе системы (обозначено красной точкой) удерживается единица, а на входе значение, обозначенное как «Начальное условие» – специальная константа, которая позволит мгновенно переключить блок Relay на выдачу «1» в момент подачи «1» на вход передаточной функции, что далее через сумматор даст «0». Переход от «1» до «0» регистрируется блоком «Monostable», который в свою очередь отправляет сигнал фиксированной длительности

на искусственную коммутацию основного тиристора (разряд КБ). Другой блок «Monostable» наоборот, регистрирует переход от «0» до «1» и включает основной тиристор. Эти процессы показаны на рисунке А.1 в его правой части.

Код Matlab для расчета параметров схемы Matlab Simulink на рисунке А.3 приведен далее.

НАЧАЛО КОДА

```
D = 0.5;
t_on = 1;

f1Ard = @(x) x*(1 - 1/exp(1));
f2Ard = @(x) x*(1/exp(1));

A1 = 1;
A2 = @(x) f1Ard(x);
tauConst = 1;

t0 = @(x,tau) -tau*log(1 - f2Ard(x)/A1);
t1 = @(x,tau) -tau*log(1 - f1Ard(x)/A1) - t0(x,tau);
t2 = @(x,tau) -tau*log(f2Ard(x)/A2(x));

Dx = @(x,tau) t1(x,tau)/(t1(x,tau) + t2(x,tau)) - D;

a = 1e-12; %нижний предел оптимизации
b = 1e12; %верхний предел оптимизации
eps = 1e-7; %точность расчета
i = 0;
while abs(a - b) > eps
    c = (a + b)/2;
    if ((Dx(c,tauConst)*Dx(a,tauConst))<0)
        b = c;
    else
        a = c;
    end
    i = i + 1;
end

xSim = c;

tauSim = t_on/(log((A1-f2Ard(xSim))/(A1-f1Ard(xSim))));

f1Sim = f1Ard(xSim);
f2Sim = f2Ard(xSim);
```

КОНЕЦ КОДА

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(обязательное)

Выбор конденсаторной батареи для контура искусственной коммутации

Допустимые параметры работы конденсатора в импульсном режиме определяются следующими соотношениями:

$$2.4 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta U^2 \cdot C_r \cdot F \cdot \lg \frac{1.8}{F \cdot \tau} + 1.2 \cdot \Delta U^2 \cdot C_r^2 \cdot F \cdot \frac{R_A}{\tau} \leq \frac{20}{R_T}, \quad (\text{Б.1})$$

$$1.1 \cdot \Delta U \cdot C_k \cdot F \cdot \sqrt{\frac{F}{\tau}} \leq I_0, \quad (\text{Б.2})$$

$$\Delta U \leq 1.5 \cdot U_r, \quad (\text{Б.3})$$

$$I_m \leq I_{max}. \quad (\text{Б.4})$$

где

ΔU – размах импульсного напряжения (изменение напряжения конденсатора от максимального до минимального уровня после разряда) (В);

C_r – ёмкость конденсатора (Ф);

F – частота следования импульсов (Гц);

R_A – эквивалент активного сопротивления обкладок конденсатора: параметр, определяемый из технической документации конденсатора (Ом);

R_T – эквивалент теплового сопротивления корпуса конденсатора (теплоотвод конденсатора): параметр, определяемый из технической документации конденсатора ($^{\circ}\text{C} / \text{W}$);

τ – длительность импульса тока разрядки (с);

I_0 – ток контактной системы: параметр, определяемый из корпуса конденсатора (А);

U_r – номинальное напряжение конденсатора (В);

I_m – амплитуда импульса тока разрядки (А);

I_{max} – максимальная допустимая амплитуда импульса тока разрядки (А).

Данные соотношения, как и ранее рассмотренная формула ВАХ ПП устройства (4.7), имеют полуэмпирический характер и отдельные члены формул (Б.1) – (Б.6) отвечают за разные физические аспекты работы плёночных конденсаторов. Кратко рассмотрим их.

Выражение (Б.1) представляет собой мощность потерь КБ P_k , которая складывается из потерь в рабочем диэлектрике и потерь в изоляции пакета от корпуса P_u (левая часть выражение Б.1) и потери в токоведущих частях P_a внутри конденсатора (правая часть выражение (Б.1)) [133]:

$$P_k = P_u + P_a. \quad (\text{Б.5})$$

Мощность потерь P_u при синусоидальной форме напряжения рассчитывается как

$$P_u = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_k \cdot U^2 \cdot \text{tg } \delta. \quad (\text{Б.6})$$

где

C_k – ёмкость конденсатора;

$\text{tg } \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

Тангенс угла диэлектрических потерь в выражении (Б.6) соответствует синусоидальному сигналу определённой частоты. Если к конденсатору будет прикладываться импульс более сложной формы, то сигнал раскладывают на гармонические составляющие с соответствующими $\text{tg } \delta_n$ для каждой частоты n или через составление схемы замещения с параллельно включенными релаксантами и т.д. [133]. В выражении (Б.1) $\text{tg } \delta$ заменен на логарифм декремента колебания сигнала Δ_k разряда конденсатора с некоторыми эмпирическими коэффициентами [134]:

$$\ln \Delta_k = \pi \cdot \text{tg } \delta. \quad (\text{Б.7})$$

Потери мощности в обкладках конденсатора P_n в первом приближении можно представить через его действующий ток I_{KB} и через активное сопротивление его обкладок R_{KB} :

$$P_a = I_{KB}^2 \cdot R_{KB}. \quad (\text{Б.8})$$

Для расчетов режимов работы конденсатора с импульсами заряда-разряда произвольной продолжительности можно принять следующие преобразования – $I = \frac{U}{X_C}$, $X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$, $f^2 = F/\tau$, $U = \Delta U$. В итоге из выражения (Б.8) получим близкое к правой части выражения (Б.1) формулу:

$$P_a = \Delta U^2 \cdot C^2 \cdot F \cdot \frac{R_{KB}}{\tau}. \quad (\text{Б.9})$$

где

τ – длительность импульса тока разрядки, с;

F – частота следования импульсов, Гц.

Выражение (Б.2) является отдельным ограничением по теплоотводу для контактной системы конденсатора (узел, отвечающий за соединение металлических обкладок конденсатора с его контактами, как показано на рисунке Б.1) и зависит от типа исполнения его корпуса [135].

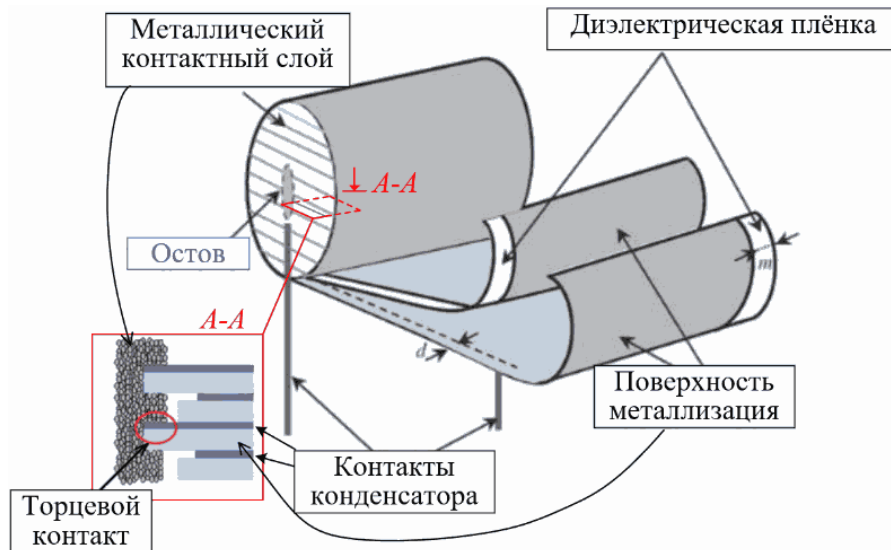


Рисунок Б.1 – Конструкция металлопленочного конденсатора [137]

Также плёночный конденсатор имеет ограничения по максимальному току разряда (Б.4) или по скорости изменения напряжения (Б.3), что по сути одно и то же, так как:

$$I_k = C_k \cdot \frac{dU}{dt}. \quad (\text{Б.10})$$

Данное ограничение связано с несколькими процессами, происходящими в плёночном конденсаторе при импульсном разряде [136]:

- 1) Кратковременные импульсы тока большой амплитуды нагревают конденсатор и способствуют температурной деформации диэлектрических плёнок, что может создавать локальную потерю электрического контакта в области торцевого контактирования (рисунок Б.1);
- 2) Значительная плотность тока может стать причиной расплавления контактных соединений с образованием электрической дуги и последующим взрывным разрушением всего конденсатора;

- 3) При последовательном самовосстановлении тонкий слой алюминия в месте дефекта быстро испаряется и вытесняется наружу от места пробоя, что приводит к уменьшению электрической ёмкости. Когда плёночный конденсатор теряет 5% своей электрической ёмкости, срок его службы считается исчерпанным.

Необходимо определить следующие параметры для системы выражений (Б.1-Б.4): изменение напряжения на конденсаторе искусственной коммутации в момент разряда ΔU ; электрическая ёмкость этой батареи C ; время ее разряда τ ; частота работы ТООУ F . Остальные параметры для данной системы определяются из технической документации конденсаторов и приведены в таблице Б.1. В работе к рассмотрению для сборки КБ будут предложены следующие конденсаторы предприятия ЗАО “ЭЛКОД”: К78–41, К78–47, К75–99, К75–100, К75–83, К75–80, К78–48, К78–42.

Таблица Б.1 – Параметры конденсатора

Конденсатор	U_n , В	C , мкФ	R_A , мОм	R_T , °С/Вт	D_k , мм	S_k , мм	$\text{tg } \delta$	I_m , А	I_0 , А
К78-41	1000	4	97	21,7	90	16	3	100	8
	1000	6	64	19,1	90	19	3	150	8
	1000	8	48	17,4	90	21	3	200	8
	1000	10	39	16,1	90	23	3	400	8
	1000	12	32	15,1	90	24	3	400	8
	1000	20	19	12,6	90	30	3	500	80
	1000	40	8,5	9,8	90	42	3	880	80
	1000	60	6	8,5	90	50	3	1240	80
	1000	80	5	7,7	90	60	3	1560	80
	1000	100	4	7,1	90	65	3	1850	80
	1000	200	2	5,6	90	92	3	2940	80
1000	400	1	4,4	90	127	3	3710	80	
К78-47	1000	6	78	22	85	18	3	100	8
	1000	8	58	20	85	20	3	150	8
	1000	10	47	18	85	22	3	200	8
	1000	20	23	14	85	28	3	300	8
	1000	40	12	11	85	36	3	400	25
	1000	60	8	9,7	85	45	3	600	25
	1000	80	6	8,8	85	50	3	800	25
	1000	100	5	8,1	85	55	3	1000	80
	1000	200	2	6,4	85	75	3	2000	80
	1000	400	1	5	85	105	3	3500	80
К75-99	1000	100	8	12,1	90	33	3	1270	25
	1000	200	4	9,5	90	44	3	2460	40
	1000	400	2	7,5	90	60	3	4680	40
	1000	800	1	5,9	90	85	3	8670	40
	1000	1000	1	5,5	90	92	3	10490	40
К75-99	1000	100	8	12,1	90	33	3	1270	25
	1000	200	4	9,5	90	44	3	2460	40
	1000	400	2	7,5	90	60	3	4680	40
	1000	800	1	5,9	90	85	3	8670	40
	1000	1000	1	5,5	90	92	3	10490	40

Продолжение таблицы Б.1

Конденсатор	U_n , В	C , мкФ	R_A , мОм	R_T , °С/Вт	D_k , мм	S_k , мм	$\text{tg } \delta$	I_m , А	I_0 , А
К75-99	1000	100	8	12,1	90	33	3	1270	25
	1000	200	4	9,5	90	44	3	2460	40
	1000	400	2	7,5	90	60	3	4680	40
	1000	800	1	5,9	90	85	3	8670	40
	1000	1000	1	5,5	90	92	3	10490	40
К75-100	1600	2000	1	2,54	200	135	3	18000	100
	1600	2400	0,83	2,38	200	150	3	21000	100
	1600	3000	0,67	1,91	288	135	3	27000	100
	1600	3900	0,51	1,8	288	150	3	35000	100
	1600	7500	0,27	1,17	175	460	3	67000	150
	1600	7500	0,18	0,81	260	460	3	98000	150
	1600	7500	0,13	0,62	350	460	3	135000	150
К75-83	1000	2	27	33	75	20	3	100	25
	1000	4	16	25	75	25	3	170	25
	1000	6	11	21	75	30	3	220	25
	1000	8	8	19	75	34	3	320	25
	1000	10	7	17	75	38	3	430	40
	1000	20	15	10	140	36	3	380	40
	1000	40	8	8	140	48	3	1100	40
	1000	60	6	7	140	58	3	1100	40
	1000	80	4	6	140	67	3	1100	40
	1000	100	3	6	140	75	3	2300	40
К75-80	1200	750	3,5	1,92	290	135	3	5000	90
	1200	750	1,26	1,92	290	135	3	5000	90
	1200	910	3,4	1,82	290	150	3	6000	90
	1200	910	1,16	1,82	290	150	3	6000	90
	1200	1500	3,3	1,65	290	185	3	10000	90
	1200	1500	1,06	1,65	290	185	3	10000	90
К78-48	680	2200	0,22	1,2	290	135	3	5000	300
	680	2200	0,22	1,2	290	135	3	5000	300
	680	4300	0,11	1,7	290	150	3	6000	300
	1100	4300	0,11	1,7	290	150	3	6000	300
	1100	8200	0,06	1,1	290	185	3	10000	300
	1100	8200	0,06	1,1	290	185	3	10000	300
К78-42	1000	2000	1,43	2,54	200	135	3	5000	150
	1000	3000	1,3	1,91	288	135	3	5000	150
	1000	3900	1,29	1,80	288	150	3	6000	150
	1000	5600	1,27	1,61	288	185	3	6000	150
	1000	10000	1,38	1,11	160	185	3	10000	150

ПРИЛОЖЕНИЕ В

(рекомендуемое)

Ограничение скорости тока включения ПП тиристоров

Одним из критических технических параметров ПП тиристора является ограничение по скорости возрастания тока при его включении – эффект di/dt . Наличие микронеоднородностей в зоне присоединения управляющего электрода к ПП структуре обуславливает неравномерность включения р-п перехода (даже при больших токах управления), из-за чего в начальный момент времени (непосредственно после подачи сигнала управления) в проводящее состояние входит только относительно небольшая площадь устройства ($0,1-0,5 \text{ мм}^2$). Если анодный ток будет нарастать значительно быстрее, чем площадь включения, то в рассматриваемой области будет происходить локальный перегрев. Это может привести к оплавлению и полному выходу устройства из строя. Также наличие значительного температурного градиента приведет к образованию микротрещин, что в дальнейшем приведет к механическому разрушению полупроводникового кристалла. Защита тиристора от эффекта di/dt чаще всего достигается за счет параметров электрической схемы, куда он подключен.

Кроме эффекта di/dt значительная скорость изменения тока может способствовать значительному заряду обратного восстановления при отключении ПП устройства, что может вызвать проблему перенапряжений.

На рисунке В.1 показаны контура включения основного (а) и разрядных (б) тиристоров. Красными обводными линиями показаны сами контура, а стрелки указывают направление тока в них.

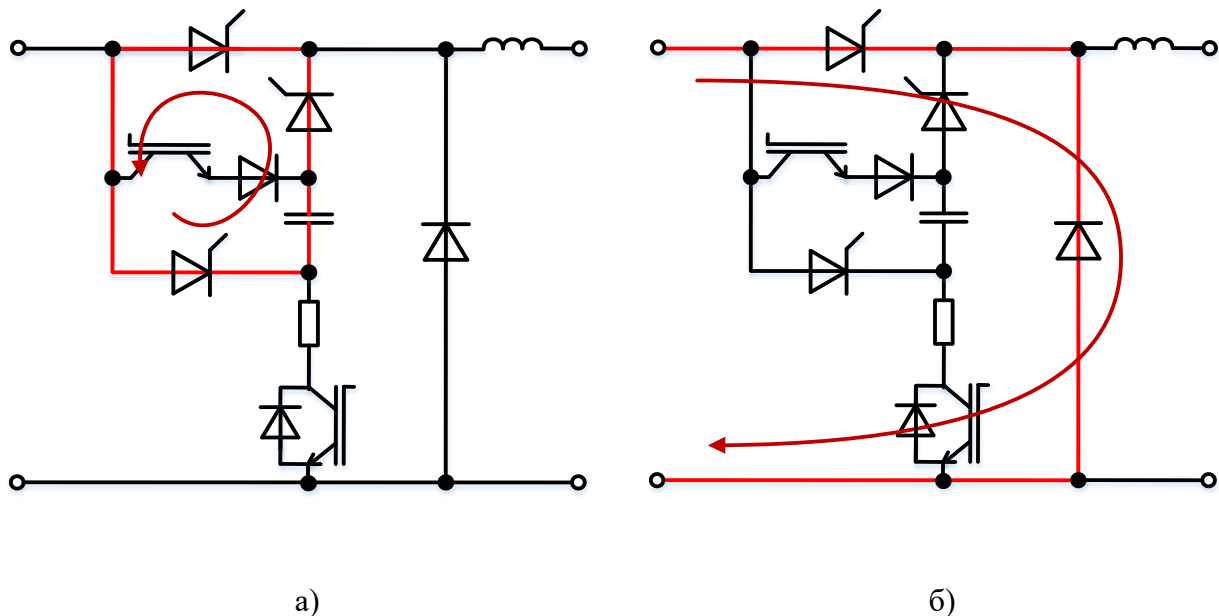


Рисунок В.1 – Контура включения ПП тиристоров (без устройств ограничения di/dt). а) включение разрядных тиристоров; б) включение основного тиристора

В данном приложении будут рассмотрены два варианта защиты тиристоров от большого di/dt за счет увеличения индуктивности схемы – через определенные длины соединительных элементов (рисунок В.2, а) и через добавление магнитной системы к этим соединительным

элементам (рисунок В.2, б). Первый относительно прост в исполнении, но может негативно сказаться на габаритные показатели ТОУ. Также постоянное большое значение защитной индуктивности снижает амплитуду разрядного тока, что потребует увеличения ёмкости КБ. Второй вариант требует установки сердечников.

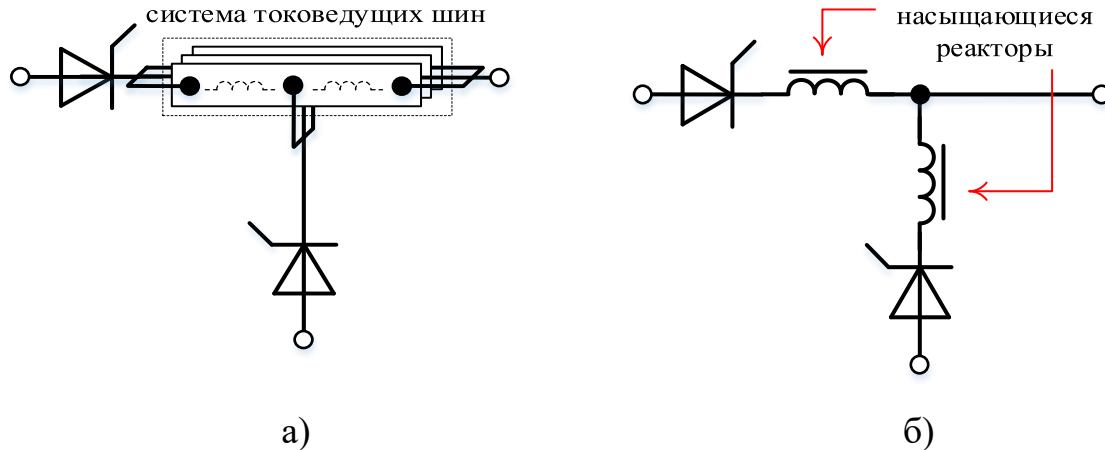


Рисунок В.2 – Ограничение di/dt . а) через индуктивность соединительных элементов; б) через насыщающиеся реакторы

Максимальная скорость включения мощных полупроводниковых тиристоров ($I_{TAV} > 4$ кА, $U_{RRM} > 1000$ В), используемых в качестве основного ключа, составляет $(di/dt)_{crit} = 1000$ А/мкс. Для других тиристоров в рассматриваемом ТОУ (используемых для разряда КБ) данное значение будет принято как $(di/dt)_{crit} = 2000$ А/мкс. Следовательно, ненасыщенные индуктивности контуров коммутации основного и разрядных тиристоров (согласно $U_L = L \cdot di/dt$ при $U_L = 660$ В) будет составлять 660 и 330 нГн соответственно.

В.1 Методика расчета индуктивностей соединительной системы ТОУ

Так как электрическая схема устройства имеет большое количество узлов, рекомендуется исполнять соединительные элементы ТОУ через шины с прямоугольной формой сечения. Это увеличит надёжность болтовых и сварных соединений и облегчит монтаж.

Для расчета индуктивности провода прямоугольного сечения применяется формула из справочника Калантарова [138] для токов высокой частоты, что обусловлено относительно высокими значениями di/dt в моменты включения тиристора:

$$L_{bus} = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot l}{\tilde{g}} - 1 \right). \quad (B.1)$$

где

l – длина провода;

\tilde{g} – параметр, отвечающий за геометрическую конфигурацию шины.

Параметр \tilde{g} зависит от соотношения сторон b и c прямоугольного сечения провода и рассчитывается по формуле

$$4 \cdot \tilde{g} = \frac{c}{E - k'^2 K}. \quad (B.2)$$

где

K – полный эллиптический интеграл первого рода с модулем k ;

E – полный эллиптический интеграл второго рода с модулем k ;

Эллиптические интегралы определяются согласно формуле

$$\frac{E' - k^2 \cdot K'}{E - k'^2 \cdot K} = \frac{b}{c}. \quad (\text{B.3})$$

где

K' – полный эллиптический интеграл первого рода с дополнительным модулем $k' = \sqrt{1 - k^2}$;

E' – полный эллиптический интеграл второго рода с дополнительным модулем $k' = \sqrt{1 - k^2}$.

Сами эллиптические интегралы первого и второго рода с модулем k можно вычислить с помощью степенных рядов (B.4) и (B.5) соответственно [139]. K' и E' считаются по этим же формулам, но модуль k заменяется на $\sqrt{1 - k^2}$.

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{(2 \cdot n)!}{2^{2 \cdot n} \cdot n!^2} \right)^2 \cdot k^{2 \cdot n}, \quad (\text{B.4})$$

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{(2 \cdot n)!}{2^{2 \cdot n} \cdot n!^2} \right)^2 \cdot \frac{k^{2 \cdot n}}{1 - 2 \cdot n}. \quad (\text{B.5})$$

Расчет K , E , K' и E' для (B.1) осуществляется с помощью итерационного алгоритма – метода половинного деления, где модуль k будет принят как единственный корень функции (B.3) и где полные эллиптические интегралы первого и второго рода рассчитываются по формулам (B.4) и (B.5).

Так как у рассматриваемого узла токоведущая функция является основной, выбор его параметров осуществляется по тепловой нагрузке, где необходимо рассматривать параллельное соединение шинпроводов. То есть необходимо учитывать снижение общей индуктивности всей рассматриваемой токоведущей системы при увеличении числа параллельно включенных проводников. Такую систему можно выразить с помощью следующей матрицы:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & \dots & M_{1m} \\ M_{21} & L_{22} & \dots & M_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & \dots & L_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \\ \vdots \\ di_n/dt \end{bmatrix}. \quad (\text{B.6})$$

где L – собственная индуктивность n -го провода;

M – взаимная индуктивность n -го и m -го проводника;

U_n – напряжение источника n -го контура;

di_n/dt – мгновенная скорость изменения силы тока.

Матрица рассматривает случай электрически не связанных между собой, но связанных через взаимную индуктивность n число контуров. При параллельном подключении индуктивностей к ним будет прикладываться одинаковое напряжение, то есть $U_1 = U_2 = \dots = U_n$, а общая эквивалентная индуктивность такой схемы рассчитывается по следующей формуле:

$$L_{eq} = \frac{U_t}{\left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{di_n}{dt} \right)}. \quad (\text{B.7})$$

где

U_t – некоторое пробное напряжение (в расчете было принято как $U_t = 1$ В).

Определение взаимной индуктивности шин рассматривается как общий расчетный случай двух находящихся в относительной близости друг от друга проводников с током [138]:

$$M = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\ln \frac{l + \sqrt{l^2 + h^2}}{h} - \frac{\sqrt{l^2 + h^2}}{l} + \frac{h}{l} \right). \quad (\text{B.8})$$

где l – длина провода;

h – расстояние между параллельными проводами.

Например, для системы из трёх прямоугольных шин (длина шин 0,88 м; расположены горизонтально; находятся в одной плоскости; каждая шина имеет высоту 10 см и 1 см в ширину; и расстояние между шинами – 10 см) эквивалентная индуктивность составит 0,386 мкГн.

При выборе расстояния между токоведущими шинами h можно ориентироваться по двум критериям – электродинамическая стойкость и отсутствие взаимного теплового влияния.

При электродинамическом расчете необходимо опираться на два критерия – допустимые механические напряжения проводника $\sigma_{дон}$ и допустимая нагрузка на изолятор $F_{дон}$. Первый критерий принимается как 70% от временного сопротивления разрыву материала шины. Максимальное же напряжение в материале рассчитывается по формуле:

$$\sigma_{max} = \frac{F_{max} \cdot l}{\lambda \cdot W}. \quad (\text{B.9})$$

где F_{max} – максимальная сила, воздействующая на крайний проводник однолинейной сборки, Н; l – длина пролёта шин, м; W – момент сопротивления поперечного сечения шины, м³; λ – коэффициент, зависящий от условия закрепления шин [140].

F_{max} рассчитывается по формуле

$$F_{max} = F_{12} + F_{13} + \dots + F_{1n}. \quad (\text{B.10})$$

где F_{1n} – электродинамическое усилие между крайним проводником и n проводником горизонтальной сборки.

В свою очередь:

$$F_{1n} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot k_p \cdot k_\phi \cdot i_1 \cdot i_2. \quad (\text{B.11})$$

где

k_p – коэффициент распределения, который зависит от геометрических размеров проводников и взаимного пространственного расположения;

k_ϕ – коэффициент формы, учитывающий несимметричность магнитного поля вокруг токопроводящих элементов, где поперечное сечение отлично от круглого, и зависит от формы поперечного сечения.

Значения обоих коэффициентов можно определить по материалам ГОСТ 50254-92 [140]. В частности, для проводника круглого сечения $k_\phi = 1$. i_1 и i_2 – токи, протекающие по проводникам, А.

Описанные формулы необходимо применять в случае монтажа шинопровода с помощью опорных изоляторов. Причем минимальная разрушающая нагрузка этого опорного изолятора должна составлять 140 % от полученного из (B.10). В случае использования шинодержателей производители сами регламентируют зависимость электродинамической стойкости конструкции от расстояния между проводниками. Здесь остаётся только выбрать длину пролёта шин, что связано с ограничением по максимальному механическому напряжению самого проводника.

Под отсутствием взаимного теплового влияния подразумевается отсутствие теплообмена между пограничными тепловыми слоями поверхностей, которые сами являются источником тепла. Другими словами, каждый проводник должен быть расположен на достаточном расстоянии от другого проводника, чтобы не создавать для них взаимную дополнительную тепловую нагрузку.

Толщину пограничного слоя можно оценить по следующей формуле [141]:

$$\delta = 3.93 \cdot \left(\frac{v}{a} \right)^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(0.952 + \frac{v}{a} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{g \cdot \beta \cdot \vartheta_x}{v^2} \right)^{-\frac{1}{4}} \cdot x^{\frac{1}{4}}. \quad (\text{B.12})$$

где

ν – кинематическая вязкость воздуха, м²/с;

a – коэффициент температуропроводности воздуха, м²/с;

g – ускорение свободного падения, м/с²;

β – объёмный коэффициент теплового расширения воздуха, 1/К;

θ_x – разность температур поверхности (источника тепла) и температуры среды вне пограничного слоя;

x – расстояние от нижнего края вертикальной поверхности, м.

Например, толщина пограничной тепловой зоны для шины высотой 12 см в случае естественной конвекции составит $h = 1,58$ см (рассчитано для воздуха температурой 70 °С: $\nu = 20,02 \cdot 10^{-6}$ м²/с, $a = 2,72 \cdot 10^{-6}$ м²/с, $\beta = 2,95 \cdot 10^{-6}$ 1/К). То есть рекомендуемое расстояние между шинами по теплу составит $2 \cdot h = 3,16$ см.

Формула (В.12) не учитывает переход ламинарного потока в турбулентный и рассчитывает толщину пограничного слоя только для первого случая. Определить состояние движения потока можно с помощью критерия Грасгофа:

$$Gr = \frac{g \cdot x^3 \cdot \beta \cdot \theta_x}{\nu^3}. \quad (\text{В.13})$$

Переход от ламинарного потока в турбулентный начинается при достижении критерия значения порядка $Gr \approx 10^9$. Для воздуха с температурой 50°С максимальная длина вертикальной поверхности, в приграничной тепловой зоне которой будет ламинарный поток, составит 0,88 м. При увеличении высоты поверхности пограничный тепловой слой начинает расширяться гораздо быстрее, чем это описано формулой (В.12).

В.2 Методика расчета нелинейной индуктивности для ограничителя di/dt

Другой рассматриваемый вариант – повышение индуктивности токоведущей системы за счет добавления материалов с высокой магнитной проницаемостью. Здесь, в первую очередь, индуктивность системы будет зависеть от магнитного сопротивления сердечника:

$$R_m = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e}. \quad (\text{В.14})$$

где

μ_0 – магнитная постоянная;

μ_r – относительная магнитная проницаемость материала;

S_e – эффективная поперечная площадь сердечника, м²;

l_e – эффективный путь магнитной линии сердечника, м.

Для выбора и расчета S_e и l_e можно руководствоваться ГОСТ 28899-91 [142].

Если в качестве материала для сердечника рассматриваются материалы с высокой магнитной проницаемостью (например, электротехническая/трансформаторная сталь), то магнитная система ограничителя di/dt нуждается в введении магнитных зазоров из-за высокой величины рабочих токов рассматриваемого устройства. Следовательно, формула (В.14) должна их учитывать:

$$R_m = R_c + R_{\Delta 1} + R_{\Delta 2} + \dots + R_{\Delta n}, \quad (\text{В.15})$$

или

$$\frac{l_T}{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot S_e} = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} + \frac{\Delta_1}{\mu_0 \cdot \mu_1 \cdot S_e} + \frac{\Delta_2}{\mu_0 \cdot \mu_2 \cdot S_e} + \dots + \frac{\Delta_n}{\mu_0 \cdot \mu_n \cdot S_e}. \quad (\text{В.16})$$

где

$R_{\delta n}$ – магнитное сопротивление n -го зазора, А/м;

Δ_n – длина воздушного промежутка n -го магнитного зазора, м;

μ_n – относительная магнитная проницаемость среды n -го магнитного зазора.

В случае распределенного магнитного зазора (рисунке В.3, а), где все зазоры воздушные и имеют одинаковые, относительно малые промежутки, то из выражения (В.16) можно получить формулу для расчета эквивалентной магнитной проницаемости μ_e магнитной системы с зазором:

$$\mu_e = \frac{l_e + n \cdot \Delta}{n \cdot \Delta + \frac{l_e}{\mu_r}} \quad (\text{В.17})$$

где

n – число зазоров.

Индуктивность магнитной системы и максимальную магнитную индукцию в объёме сердечника можно оценить по формулам:

$$L = \frac{\mu_r \cdot \mu_e \cdot S_e}{l_e}, \quad (\text{В.18})$$

$$B = \frac{L \cdot I}{S_e}. \quad (\text{В.19})$$

где

I – ток в индуктивности L , А.

Также необходимо помнить об альтернативе введению воздушных зазоров - использование материалов с распределенным зазором, который вводится в материал на этапе изготовления сердечника. В этом случае для расчета магнитного сопротивления системы достаточно будет использовать формулу (В.15).

Если число зазоров относительно мало, и они достаточно широкие, то при расчетах необходимо учитывать краевой поток рассеивания (рисунок В.3, б). Из-за наличия значительного воздушного зазора магнитный поток стремится распространиться как можно шире, чтобы скомпенсировать снижение магнитной проводимости системы. Этот краевой магнитный поток может несколько повысить общую магнитную проводимость системы и тем самым увеличить индуктивность проводника с током. Для учета этого явления вводят поправочный коэффициент F , который можно рассчитать по эмпирическим уравнениям:

$$L' = F \cdot L. \quad (\text{В.20})$$

При сравнении результатов моделирования в COMSOL Multiphysics® и результатов численного расчета было установлено, что в рассматриваемой конфигурации с единственным проводом наиболее удачно коэффициент краевого потока описывается следующим выражением [143] (также были рассмотрены аналогичные выражения поправочного коэффициента из работ [144],[145] и [146]):

$$F = 1 + \frac{\delta}{\sqrt{A}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h_w}{\delta}\right). \quad (\text{В.21})$$

где

δ – длина воздушного зазора;

A – поперечная площадь магнитной системы;

h_w – высота «окна» магнитной системы (или, для рассматриваемого случая, высота токоведущей шины, как показано на рисунок В.3, г).

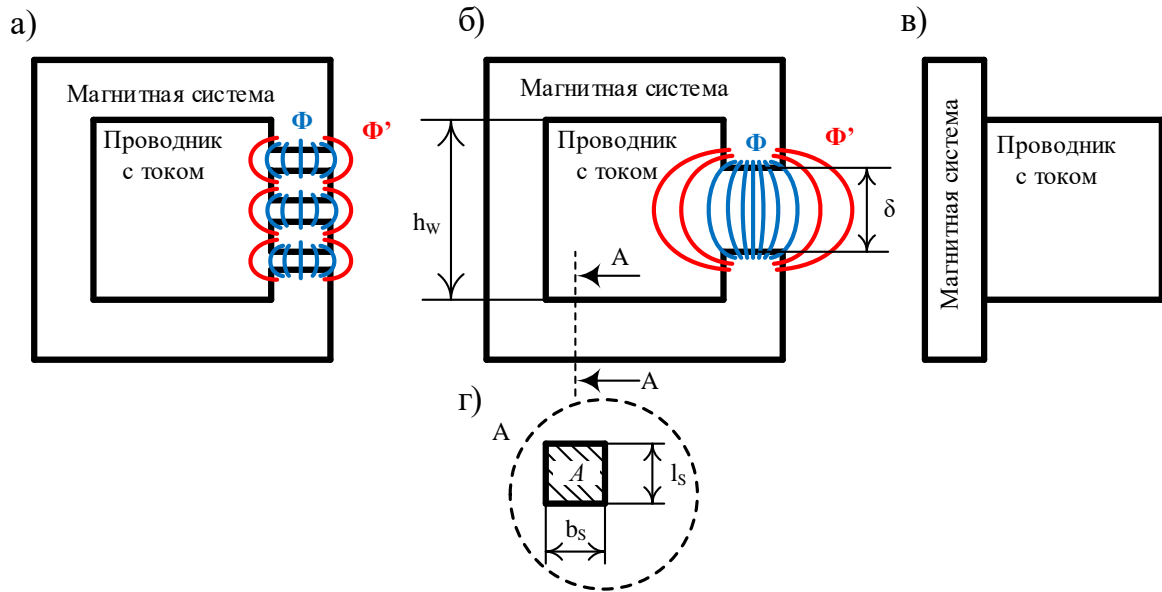


Рисунок В.3 – Варианты магнитных систем для устройства ограничения di/dt . а) система с распределенным магнитным зазором; б) система с одним магнитным зазором; в) магнитная система стержневого вида

Например, сердечник шириной $b_w = 1$ см, высотой $h_w = 12$ см и длиной $l_s = 9$ см (третья проекция или размер сердечника вдоль проводника) при ширине единственного воздушного зазора в $\Delta = 4,6$ мм даёт проводнику индуктивность в 665,8 нГн, что обеспечит скорость роста тока включения ниже критической - ≈ 991 А/мкс. При этой скорости, ко времени полного включения тиристора (принято как 1,6 мкс от подачи сигнала управления), максимальная индукция в сердечнике (по выражению (В.19)) достигнет $\approx 1,48$ Тл, что близко к значению насыщения электротехнической стали.

Также отметим следующее. В базовых слоях ПП устройства из-за очень высоких плотностей тока в момент включения тиристора возникают сильные электрические поля, при которых электроны и дырки могут двигаться с максимальными скоростями, равными дрейфовым скоростям насыщения. При этих условиях базовые слои тиристора ведут себя как индуктивности и могут ограничивать нарастание тока [129]. По этой причине приведенные ранее индуктивности необходимо рассматривать как верхнюю оценку их значений.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г
(рекомендуемое)

Расчет обратного тока восстановления запирающих свойств ПП устройств

Во время работы ТООУ ПП устройства в течение относительного небольшого промежутка времени множество раз коммутируют ток, который многократно превышает номинальный ток устройства. Значительные величины тока, скорости тока и изменение температуры рп-перехода оказывают сильное влияние на процесс отключения ПП устройства – восстановление запирающих свойств тиристора. Для учета данного явления в компьютерной модели необходимо разработать способ корректной интерпретации кривой обратного тока в SPICE схемах.

Известно несколько способов описания – через экспоненту и гиперболический секанс [147]:

$$\begin{cases} I_{rrc}(t) = \frac{dI}{dt} \cdot t, & t < t_a; \\ I_{rrc}(t) = I_{rr} \cdot e^{-\frac{t-t_a}{\tau}}, & t > t_a; \end{cases} \quad (\text{Г.1})$$

$$\begin{cases} I_{rrc}(t) = \frac{dI}{dt} \cdot t, & t < t_a; \\ I_{rrc}(t) = I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t-t_a}{\tau}\right), & t > t_a. \end{cases} \quad (\text{Г.2})$$

На рисунке Г.1 представлены кривые, описывающие системы уравнений (Г.1) и (Г.2). Эти кривые имеют одинаковую скорость нарастания, площадь и амплитуду.

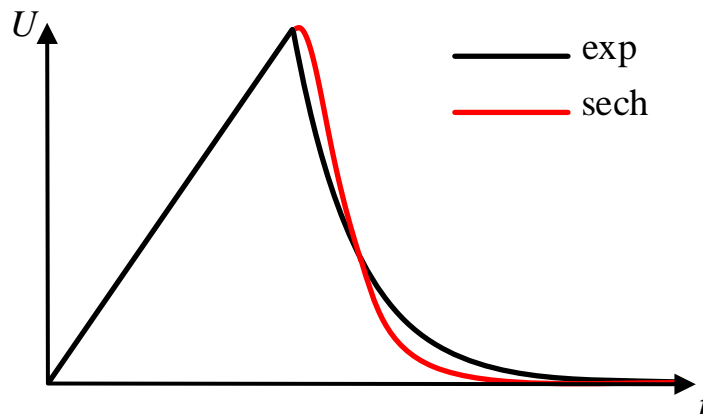


Рисунок Г.1 – Кривые обратного тока восстановления
полупроводникового устройства

Описание кривого участка обратного тока через гиперболический секанс, согласно известным экспериментальным данным, более точно описывает кривую обратного тока, однако выбор её параметров и реализация является более сложной задачей [147]. Экспоненциальный способ гораздо проще в моделировании так как переключение с линейного на кривой участок происходит в пике обратного тока, что отличается от описания через гиперболический секанс.

Необходимо провести оценку перенапряжений на полупроводниковом устройстве, что дают разные способы.

Восстановление напряжения на полупроводниковом устройстве начинается в момент изгиба тока, то есть, когда кривая начинает отклоняться от линейного закона. Из-за разного характера изменения тока в пике мы будем наблюдать разный характер восстановления напряжения. Рассмотрим это явление на примере простой электрической цепи, схема которой показана на рисунке Г.2.

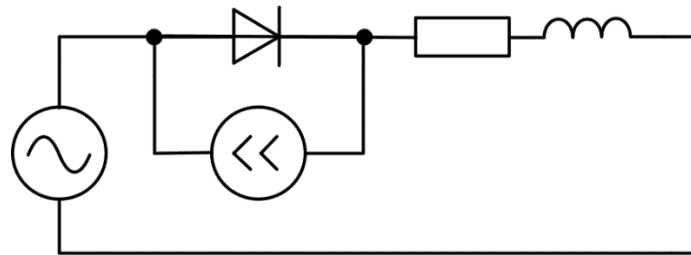


Рисунок Г.2 – Схема для моделирования напряжения ПП устройства при восстановлении его запирающих свойств

В данной схеме амплитуда напряжения источника питания – 5000 В. Нагрузка $R = 1 \text{ Ом}$, $L = 3 \text{ мГн}$. Управляемый источник тока моделирует ток обратного восстановления.

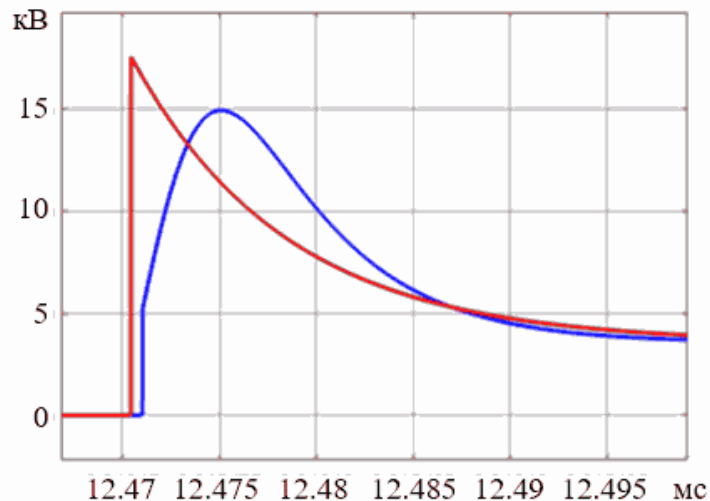


Рисунок Г.3 – Результаты моделирования схемы, изображенной на рисунке Г.2

Как видно из результатов моделирования на рисунке Г.3, экспоненциальный способ описания кривой обратного тока может дать значительную переоценку импульса перенапряжения на полупроводниковом устройстве. Остановимся на методе описания обратной кривой тока через гиперболический секанс и математически опишем его. В полном виде система (Г.2) выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} I_{rrc}(t) = \frac{dI}{dt} \cdot t, & t < t_1; \\ I_{rrc}(t) = I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau}\right), & t > t_1. \end{cases} \quad (\text{Г.3})$$

где

t_1 – момент перехода обратного тока от линейной части к тригонометрической;

t_2 – интервал времени между переходом t_1 и пиком обратного тока I_{rr} (рис. Г.4);

τ – время переходного процесса затухания обратного тока восстановления.

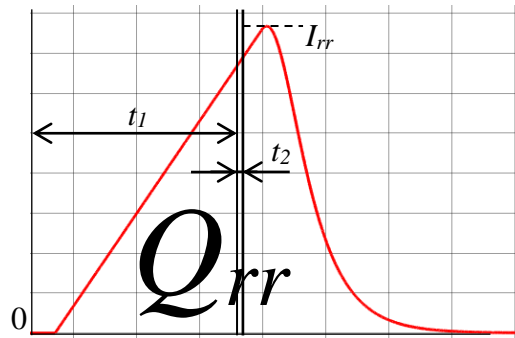


Рисунок Г.4 – Параметры, описывающие интерпретацию обратного тока ПП устройства через гиперболический секанс

Как можно увидеть из системы Г.3, неизвестными величинами здесь являются три – t_1 , t_2 и τ . Значения заряда обратного восстановления Q_{rr} и максимального обратного тока I_{rr} зависят от скорости подхода тока к нулю и известны из технической документации конкретных ПП устройств. Для вычисления неизвестных величин составим систему из трех нелинейных уравнений

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} \cdot t_1 = I_{rc}(t_1), \\ \frac{dI}{dt} = I'_{rc}(t_1), \\ Q = \int_0^{t_1} \frac{dI}{dt} \cdot t \cdot dt + \int_{t_1}^{\infty} I_{rc}(t) \cdot dt. \end{cases} \quad (\text{Г.4})$$

Система (Г.4) состоит из выражений, которые описывают следующие условия:

- 1) В момент времени t_1 значения линейной и гиперболической составляющей равны между собой;
- 2) В момент времени t_1 производные линейной и гиперболической составляющей равны между собой;
- 3) Интеграл всего обратного тока равен заряду обратного восстановления полупроводникового устройства.

Здесь 3-е выражение оправдано параметрами ПП устройства, в то время как первые два отвечают за отсутствие разрывов в функции, описывающей кривую обратного тока.

Однако система (Г.4), при относительно большой скорости подхода тока к нулю, может не иметь решений, так как у кривой обратного тока может не быть производной совпадающей с dI/dt из-за значительной площади этой кривой (то есть из-за низкого получаемого значения $I'_{rc}(t_1)$). Из

этих соображений систему (Г.3) необходимо дополнить гиперболической функцией, описывающей кривую обратного тока в интервале времени t_1 - t_2 . Это значительно увеличит стабильность алгоритма расчета. Дополненная система будет иметь вид:

$$\begin{cases} I_{rrc}(t) = \frac{dI}{dt} \cdot t, & t < t_1; \\ I_{rrc1}(t) = I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_1}\right), & t_1 < t < t_2; \\ I_{rrc2}(t) = I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_2}\right), & t > t_2. \end{cases} \quad (\text{Г.5})$$

Обратим внимание, что в системе (Г.5) появились новые переменные – τ_1 и τ_2 . Всего количество неизвестных становится 4 – t_1 , t_2 , τ_1 и τ_2 . Это требует дополнительного уравнения для системы (Г.4), которое будет формироваться из известного интервала времени протекания через полупроводниковое устройство обратного тока. Теперь получаем

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} \cdot t_1 = I_{rc1}(t_1), \\ \frac{dI}{dt} = I'_{rc1}, \\ I_{rc2}(t_{rc}) = I_{rct}, \\ Q = \int_0^{t_1} \frac{dI}{dt} \cdot t \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{rc1}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{\infty} I_{rc2}(t) \cdot dt. \end{cases} \quad (\text{Г.6})$$

где

t_{rc} – полное время обратного тока, отсчитываемое от момента пересечения тока нуля до момента, когда обратный ток после пика достигает некоторого значения I_{rct} .

Ток I_{rct} будет принят в расчетах как 20-25% от I_{rcm} .

Тригонометрические участки обратного тока полупроводникового устройства:

$$I_{rcn}(t) = I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_n}\right). \quad (\text{Г.7})$$

Производная выражения (Г.7):

$$I'_{rcn}(t) = -\frac{I_{rr} \cdot \sinh\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_n}\right)}{\tau_n \cdot \cosh^2\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_n}\right)}. \quad (\text{Г.8})$$

где

\sinh – гиперболические синус и косинус соответственно;

\cosh – гиперболические синус и косинус соответственно.

Интеграл выражения (Г.7):

$$\int I_{rc}(t) = 2 \cdot I_{rr} \cdot \tau_n \cdot \operatorname{arctg}\left(\exp\left(\frac{t - t_1 - t_2}{\tau_n}\right)\right). \quad (\text{Г.9})$$

Здесь предлагается следующий алгоритм решения системы (Г.6). Основа этого алгоритма – поиск подходящего значения τ_1 в широких пределах. Получаемый набор t_1 , t_2 , τ_1 , τ_2 отсеивается на предмет соответствия с Q_{rr} (выполнение равенства четвертого выражения системы (Г.6)). Первый этап – решение второго выражения из (Г.6):

$$0 = -\frac{I_{rr} \cdot \sinh\left(\frac{-t_2}{\tau_n}\right)}{\tau_n \cdot \cosh^2\left(\frac{-t_2}{\tau_n}\right)} - \frac{dI}{dt}. \quad (\Gamma.10)$$

В этом выражении параметр t_2 неявно выражен. Его значение вычисляется с помощью итерационного метода половинного деления. Обратим внимание на следующее ограничение – выражение (Г.10) имеет несколько корней, (как показано на рисунке Г.5 – корни «1.» и «2.») из-за чего необходимо более точно выбирать начальные условия метода.

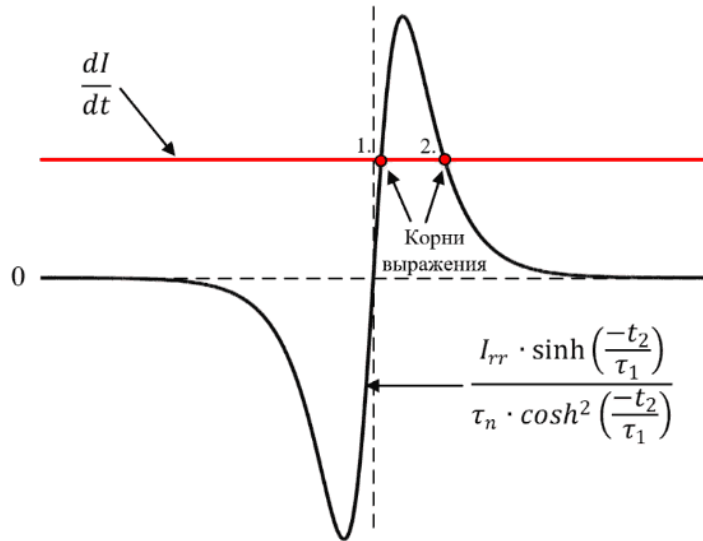


Рисунок Г.5 – Корни выражения (Г.10)

Анализ выражения показал, что первый корень даёт наиболее удовлетворительный результат, что выражается в более плавных переходах обратного тока в моменты времени t_1 и t_2 . Следовательно, непосредственно перед применением итерационного алгоритма, необходимо найти максимум функции (Г.10) для текущего τ_1 , что и будет являться верхней границей выбранного итерационного метода. Нижняя граница будет нулём.

После выбранного τ_1 и рассчитанного t_2 начинается второй этап, где рассчитывается t_1 . Условия равенства производных (второе выражение системы (Г.6)) после несложных преобразований приобретет вид:

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dt} \cdot t_1 &= I_{rc}(t_1), \\ \frac{dI}{dt} \cdot t_1 &= I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{-t_2}{\tau_1}\right), \\ t_1 &= \frac{I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{-t_2}{\tau_1}\right)}{\frac{dI}{dt}}. \end{aligned} \quad (\Gamma.11)$$

Третий этап – через условия равенства линейной функции dI/dt и гиперболической кривой в момент времени t_1 (третье выражение в системе (Г.6)) рассчитывается τ_2 . Само выражение имеет вид

$$I_{rr} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{t_{rc} - t_1 - t_2}{\tau_2}\right) = I_{rct}. \quad (\Gamma.12)$$

Для того что бы в явном виде выразить τ_2 необходимо применить к (Г.12) обратную тригонометрическую функцию арсеканса (arsech). Получим

$$\tau_2 = \frac{t_{rc} - t_1 - t_2}{z}. \quad (\Gamma.13)$$

где

$$z = \operatorname{arsech}\left(I_{rct}/I_{rcm}\right) = \ln\left(\frac{1}{I_{rct}/I_{rcm}} + \sqrt{\frac{1}{I_{rct}/I_{rcm}^2} + 1}\right).$$

Для дальнейших расчетов соотношение I_{rct}/I_{rcm} будет принято как 0.25.

Набор t_1, t_2, τ_1 для выбранного τ_2 используются в четвертом выражении (Г.6) для проверки соответствия с Q_{rr} :

$$Q_{rr} = \frac{dI}{dt} \cdot \frac{t_1^2}{2} + 2 \cdot I_{rr} \cdot \tau_1 \cdot \operatorname{arctg}\left(e^{-t_1/\tau_1}\right) - 2 \cdot I_{rr} \cdot \tau_1 \cdot \operatorname{arctg}\left(e^{-t_2/\tau_1}\right) + \\ + 2 \cdot I_{rr} \cdot \tau_2 \cdot \frac{\pi}{2} - 2 \cdot I_{rr} \cdot \tau_2 \cdot \operatorname{arctg}\left(e^{-t_1/\tau_2}\right).$$

Тот набор t_1, t_2, τ_1, τ_2 , который даёт наиболее близкий к Q_{rr} результат считается наиболее подходящим и используется для построения кривой обратного тока восстановления.

В ранее рассмотренных выражениях присутствуют паспортные параметры устройства, значения которых зависит от скорости подхода тока к нулю - I_{rrm}, Q_{rr} и t_{rc} . Внешний вид этих характеристик представлен на рисунке Г.6 для диода Д173-4000 производства АО «Протон Электротекс».

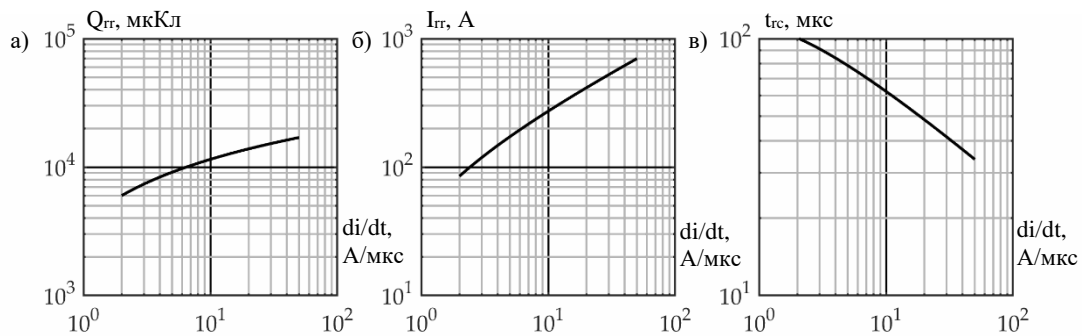


Рисунок Г.6 – Паспортные характеристики тиристора, зависящие от скорости подхода тока к нулю. а) – заряд обратного восстановления (Q_{rr}); б) – ток обратного восстановления (I_{rr}); в) – время обратного восстановления (t_{rc})

Для удобства ввода характеристик (показанных на рисунке Г.6) в программный код и компьютерные модели их можно интерпретировать в виде простых функций.

Характеристику $Q_{rr}(di/dt)$ (рисунке Г.6, а) с хорошей точностью можно описать с помощью натурального логарифма:

$$Q_{rr} \approx \alpha_{Qrr} \cdot \ln\left(\frac{di}{dt}\right) + \beta_{Qrr}. \quad (\Gamma.14)$$

Характеристику $I_{rr}(di/dt)$ (рисунок Г.6, б) также с хорошей точностью можно описать с помощью степенной функции:

$$I_{rr} \approx \alpha_{Irr} \cdot \left(\frac{di}{dt} \right)^{\beta_{Irr}} - \gamma_{Irr}. \quad (\text{Г.15})$$

Характеристику $t_{rr}(di/dt)$ в свою очередь вычисляется уже из рассчитанных Q_{rr} и I_{rr} по формуле:

$$t_{rr} \approx \gamma_{trr} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot I_{rr}}{dI/dt}}. \quad (\text{Г.16})$$

Кривые на рисунке Г.6 построены с помощью выражений (Г.14) – (Г.16).

Вышеупомянутые коэффициенты α_n и β_n вычисляются из двух известных точек паспортных характеристик. Коэффициенты γ_n настраиваются после, вручную, исходя из наибольшего соответствия формы кривой по отношению к паспортной зависимости.

Отметим, что выражения (Г.14) – (Г.16) не имеют прямого отношения к описанию физических процессов в полупроводниковой структуре и используются только в целях оптимизации работы компьютерных моделей.

Результаты, демонстрирующие работу описываемых этапов расчета, показаны на рисунке Г.7.

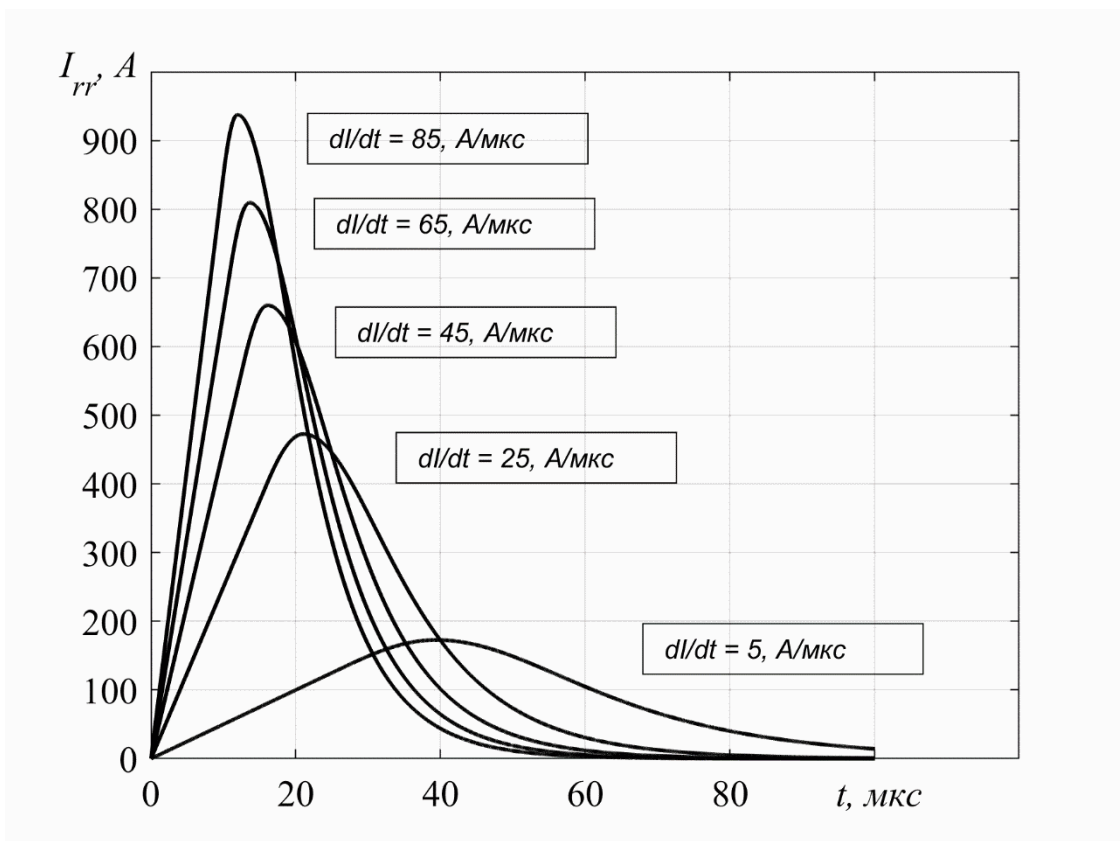


Рисунок Г.7 – Результаты расчета обратного тока восстановления запирающих свойств ПП устройства

Приведённые в документации зависимости (на рисунке Г.7) обычно относят к конкретному значению температуры рп-перехода (максимального, здесь $T_j = 175^\circ\text{C}$) и тока (прямого, здесь $I_{FM} = 1000\text{ A}$).

При прямом смещении рп-переходов дырки и электроны из n^+ и p^+ областей насыщают n -область базы. Общее количество заряда Q_{rr} связанное с прямым током ПП устройства, описывается следующим выражением [148]:

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau} - \int_V \Delta \cdot J_p dv, \quad (\text{Г.17})$$

или

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau} + I(t). \quad (\text{Г.18})$$

где Q – полный заряд базы, инжектированный дырками ($Q \approx Q_{rr}$);
 τ – время жизни неосновных носителей зарядов базы (дырок);
 I и J_p – ток и плотность тока дырок соответственно.

При постоянном значении прямого тока I_d предыдущее выражение примет следующий вид:

$$Q = \tau \cdot I_d. \quad (\text{Г.19})$$

Помимо полученной однозначной зависимости заряда обратного восстановления Q от прямого тока, также данное выражение отражает прямую зависимость данного заряда от τ . В свою очередь τ [148]:

$$\tau = \frac{kT}{q} \cdot \left[\frac{dV}{dt} \right]^{-1}. \quad (\text{Г.20})$$

где T – температура; k – постоянная Больцмана; q – единичный заряд.

Зависимость формы кривой обратного тока по системе (Г.6) от температуры рп-перехода и прямого тока ПП устройства показаны на рисунке Г.8, а и б соответственно.

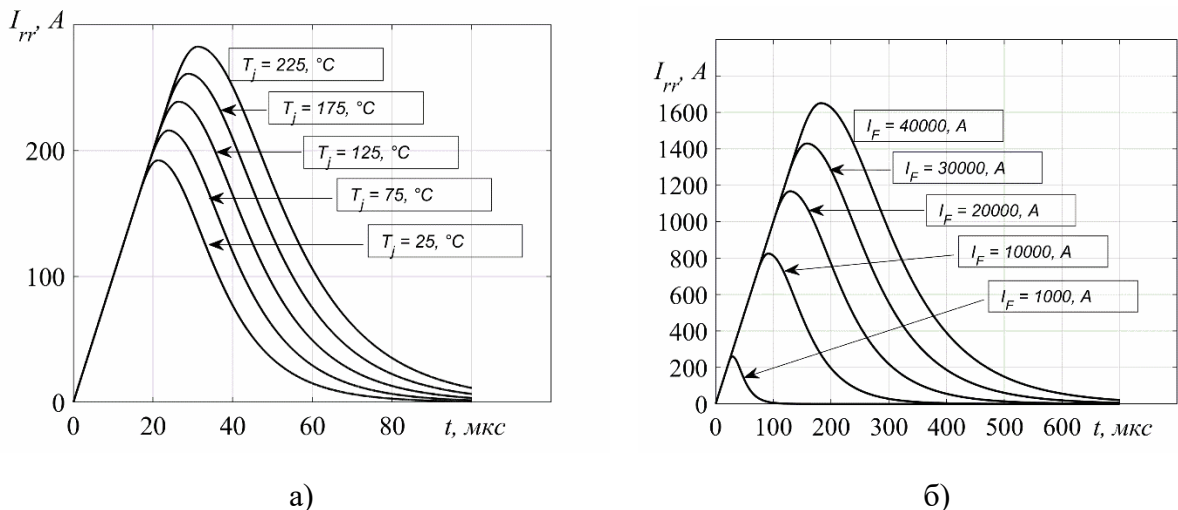


Рисунок Г.8 – Дополнительные результаты расчета обратного тока восстановления запирающих свойств ПП устройства: а) При изменении температуры рп-перехода T_j ($I_F = 1000\text{ A}$, $di/dt = 10\text{ A/мкс}$); б) При изменении прямого тока ПП устройства I_F ($T_j = 175^\circ\text{C}$, $di/dt = 10\text{ A/мкс}$)

ПРИЛОЖЕНИЕ Д (справочное)

Программа расчета параметров токоограничивающего устройства

Здесь представлен реализованный через код Matlab программа алгоритма расчета параметров ТООУ.

Входными данными программы являются следующие параметры: средний ток ограниченного КЗ; размах пульсаций ограниченного тока; напряжение источника питания; размах напряжения на КБ в момент разряда; динамические сопротивления ПП устройств; параметры конденсаторов КБ из приложения Б.

Выходными данными программы являются: индуктивность контура КЗ; электрическая ёмкость КБ; оценочные габариты КБ; частота работы ТООУ; скважность работы основного тиристора;

Программа учитывает нагрузку КБ по току и мощности и дополнительные токи разряда КБ после запираания основного тиристора.

НАЧАЛО КОДА

```
count = 1; %счетчик для записи полученных данных в итоговые таблицы
%Внешние параметры (начальные)
Iave = 40e3; %ток короткого замыкания
coff = 15/100; %Коэффициент пульсаций
Ipulse = Iave*coff; %Ток пульсаций
delU = 660*2; %изменение напряжения конденсатора от максимума до минимума
Vs = 660; %напряжение источника питания
Rdiode = 89e-6; %сопротивление диода
Rd = Rdiode/3; %уменьшение сопротивление в следствии параллельного соединения
Rigbt = 100e-6; %сопротивление тиристора
Rt = Rigbt/3; %уменьшение сопротивление в следствии параллельного соединения
%Параметры конденсаторных батарей из ПРИЛОЖЕНИЯ
ryad = 1:8;
for vv = ryad
    switch vv %параметры конденсаторных батарей из ПРИЛОЖЕНИЯ Б
        case 1 %конденсатор К-78-41
            DataCond = [1000, 4e-6, 97e-3, 21.7, 100, 90, 16, 3, 8;...
                        1000, 6e-6, 64e-3, 19.1, 150, 90, 19, 3, 8;...
                        1000, 8e-6, 48e-3, 17.4, 200, 90, 21, 3, 8;...
    end
    %цикл по "hh" - это цикл по каждому конденсатору отдельно
    SDC1 = size(DataCond);
    SDC2 = SDC1(1);
    ryad2 = 1:SDC2;
    for hh = ryad2
        Cond = DataCond(hh, :);
        %здесь приведен список используемых в расчете параметров конденсатора
        %(взято из технической документации конденсаторов "ЭЛКОД")
        Ur = Cond(1); %Номинальное напряжение конденсатора
        Cr = Cond(2); %Электрическая ёмкость конденсатора
        Ra = Cond(3); %Электрическое сопротивление конденсатора (Ом)
        Rtt = Cond(4); %Тепловое сопротивление конденсаторов (оС/Вт)
        Iraz = Cond(5); %максимальный разрядный ток конденсатора
        Dlina = Cond(6); %габаритный показатель конденсатора №1
        Shir = Cond(7); %габаритный показатель конденсатора №2
        tg = Cond(8); %тангенс угла потерь (в расчетах не используется)
        IO = Cond(9); % критический ток обусловленный типом исполнения конденсатора

        %рассчитаем ёмкость всего КБ (все конденсатора соединены параллельно)
        %число единиц конденсаторов определяется из максимального разрядного тока
```

```

Ncond = ceil((1.0*(Iave + Ipulse/2))/Iraz);
Ckb = Cr*Ncond;

%Из критической скорости нарастания тока при включении тиристора
%рассчитывается необходимая индуктивность ограничителя di/dt
didt = 1000e6; %критическая скорость нарастания тока
Lraz = Vs/didt; %индуктивность ограничителя di/dt
Lraz = 0.150e-6;

L = 30e-6; %начальное приближение индуктивности реактора контура КЗ
for ww = 1:20 %расчет времени работы КБ
Ikz = Iave + Ipulse; %максимальный ток КЗ, который должен быть отключен разрядом
КБ
C = Ckb; %электрическая ёмкость КБ
U = Vs; %напряжение заряда КБ
L2 = L; %индуктивность реактора контура КЗ
L1 = Lraz; %индуктивность устройства ограничения di/dt
w01 = 1/sqrt(L1*C); %собственная частота колебания контура КБ (1 этап)
w02 = 1/sqrt(L2*C); %собственная частота колебания контура КБ (2 этап)
I01 = sqrt((C*(U^2))/L1); %максимальный ток разряда (1 этап)
phi = pi/2; %начальная фаза разрядапервого этапа
t1 = -(acos(Ikz/I01) - phi)/w01; %длительность этапа 1 разряда КБ
Uost = w01*L1*I01*sin(w01*t1 + phi);%остаточный разряд КБ после первого этапа
I02 = sqrt((C*((Uost)^2))/L2); %доп. ток от конденсатора второго этапа
I022 = U*t1/L2; %доп. нарастание тока во время разряда КБ первого этапа
phi123 = asin((U+Uost)/(w02*L2*Ikz)); %начальная фаза второго этапа
t2 = phi123/w02; %время длительности второго этапа
tau = t1+t2; %полное время разряда КБ
I0222 = U*t2/L2;
%Расчет дополнительного тока в контуре КЗ от разряда КБ второго этапа
bDiff = ((Iave + Ipulse/2)/C);
aDiff = (Uost+U)/(L2*C);
cDiff = (-Uost-U);
Disc = bDiff^2 - 4*cDiff*aDiff;
t1Diff = (-bDiff + sqrt(Disc))/(2*aDiff);
Idop = +((Uost + Vs)*t1Diff/(2*L2) + 1*I022);
IaveOP = Iave;
IpulseOP = Ipulse;
Tdop = tau;
%Найдём частоту работы преобразователя из допустимого импульсного режима
%конденсатора (ElCons) с помощью метода половинного деления
%Допускаемые параметры импульсного режима определяются соотношениями:
f = @(F) 2.4*(1e-4)*(delU^2)*Cr*F*log10(1.8/(F*tau)) +...
1.2*(delU^2)*(Cr^2)*F*Ra/tau - 20/Rtt; %сама формула
aF = 0.1; %нижний предел оптимизации
aFverif = aF;
bF = 50000; %верхний предел оптимизации
bFverif = bF;
epsF = 1e-7; %точность расчета
i = 0;
while abs(aF - bF) > epsF
cF = (aF + bF)/2;
if ((f(cF)*f(aF)) < 0)
bF = cF;
else
aF = cF;
end
i = i + 1;
end
F = cF; %Итоговая частота работы ТОУ

%Выражение для расчетов параметров ТОУ было разделено на несколько частей

```

```

%для удобства чтения и представлено в виде функций
f1A = @(D) 2*(1/F)*(D)*Vs*(-2*L+Rd*(1/F)*(1-D));
f1B = @(D) (+2*L + Rd*(1/F)*(1-D))*(Rt*(1/F)*(D) + L*2);
f1D = @(D) (Rt*(1/F)*(D) - 2*L)*(-2*L + Rd*(1/F)*(1-D));
fldop = @(D) Idop*(-2*L + Rd*(1/F)*(1-D))/(+2*L + Rd*(1/F)*(1-D));
flmin = @(D) -((f1A(D)/f1B(D)) + fldop(D))/(1 - (f1D(D)/f1B(D)));
flmax = @(D) (-flmin(D)*(Rt*(1/F)*(D) - L*2) + 2*(1/F)*(D)*Vs)/(Rt*(1/F)*(D) +
2*L);
f1 = @(D) -IaveOP + (flmax(D) + Idop + flmin(D))/2;
%формула выше

aD = 0.00001; %нижний предел оптимизации
aDverif = aD;
bD = 1; %верхний предел оптимизации
bDverif = bD;
epsD = 1e-6; %точность расчета
i = 0;
while abs(aD - bD) > epsD
    cD = (aD + bD)/2;
    if ((f1(cD)*f1(aD))<0)
        bD = cD;
    else
        aD = cD;
    end
    i = i + 1;
end
D = cD; %Итоговая скважность работы основного ключа ТОУ
t_on = D/F;

%Выражение для расчетов параметров ТОУ было разделено на несколько частей
%для удобства чтения и представлено в виде функций
f2A = @(L) 2*(1/F)*(D)*Vs*(-2*L+Rd*(1/F)*(1-D));
f2B = @(L) (+2*L + Rd*(1/F)*(1-D))*(Rt*(1/F)*(D) + L*2);
f2D = @(L) (Rt*(1/F)*(D) - 2*L)*(-2*L + Rd*(1/F)*(1-D));
f2dop = @(L) Idop*(-2*L + Rd*(1/F)*(1-D))/(+2*L + Rd*(1/F)*(1-D));
f2min = @(L) -((f2A(L)/f2B(L)) + f2dop(L))/(1 - (f2D(L)/f2B(L)));
f2max = @(L) (-f2min(L)*(Rt*(1/F)*(D) - L*2) + 2*(1/F)*(D)*Vs)/(Rt*(1/F)*(D) +
2*L);
f2 = @(L) -IpulseOP + (Idop + f2max(L) - f2min(L));

aL = 1e-7; %нижний предел оптимизации
aLverif = aL;
bL = 1e-4; %верхний предел оптимизации
bLverif = bL;
epsL = 1e-8; %точность расчета
i = 0;
while abs(aL - bL) > epsL
    cL = (aL + bL)/2;
    if ((f2(cL)*f2(aL))<0)
        bL = cL;
    else
        aL = cL;
    end
    i = i + 1;
end
L = cL; %Итоговая индуктивность контура КЗ
end

%Определение общего объема конденсаторной батареи
Volume = Ncond*(Dlina/1000)*((Shir/1000)^2);
% 1.1*delU*Cr*sqrt(F/tau)
%Зарядный резистор

```

```
Rzar = 1*(1/(C*2/(D/F)));  
count = 1 + count;  
%Данные для таблицы 4  
DataBaza(count,1) = Cond(2);  
DataBaza(count,2) = L;  
DataBaza(count,3) = F; %ceil(F*0.4)  
DataBaza(count,4) = D;  
DataBaza(count,5) = Volume;  
DataBaza(count,6) = D*(1/F);  
DataBaza(count,7) = Ncond;  
end  
end
```

КОНЕЦ КОДА

Для уменьшения громоздкости кода содержание условного оператора выбора «switch» с аргументом «vv» сокращено. В операторах значений «case» (всего их 8 – с первого по восьмой) записаны параметры конденсаторов. В одном «case» записаны параметры конденсаторов одного типа. Одна строка (как показано в примере кода для конденсатора K78-41) соответствует одному конденсатору.

После запуска программы образуется ряд данных «DataBaza», чьи данные легли в основу Таблица 3.

ПРИЛОЖЕНИЕ Е
(справочное)

Расчет реактора контура КЗ

Для реактора КПП (элемент «10» на Рисунок 2.10) рекомендуется плоская дисковая (однослойная) конфигурация. Такая конфигурация обеспечивает высокую электродинамическую стойкость, хорошие условия теплоотвода и простоту изготовления реактора. Из минусов можно отметить низкую итоговую индуктивность из-за однослойного исполнения и большой ширины шины, из которой реактор будет изготавливаться. Предполагается, что в качестве намотки будет использоваться медная электротехническая шина, максимальное сечение которой (согласно открытым данным производителей) может составлять до 100x8–120x10 мм.

Для реактора КПП необходимо рассмотреть следующие критические стороны эксплуатации: оценка габаритов из известной индуктивности, температура витков реактора в нормальном режиме работы энергосистемы и их электродинамические усилия в режиме работы ПП ТОО (ограничение КЗ). Далее, в данном приложении, будут предложены методики расчета вышеперечисленных аспектов. Наиболее важным критерием при выборе методик расчета является их применимость в рамках единого алгоритма (программы) расчета параметров ПП ТОО. Другими словами, рассматриваемые выражения должны быть аналитическими и иметь возможность быть интерпретированы в виде программного кода без применения сторонних приложений, табличных данных и тому подобное.

Здесь будут приняты следующие универсальные для всех трёх рассматриваемых аспектов геометрические параметры (отмечены на рисунке Е.1): R – внутренний радиус реактора; D – ширина витка (или электротехнической шины); L – длина витка; B – расстояние между витками; N – число витков. Также, для удобства, имеем: r – радиальный размер обмотки ($r = D \cdot N + B \cdot (N - 1)$); d – средний диаметр обмотки ($r = R + D \cdot N/2 + B \cdot (N - 1)/2$).

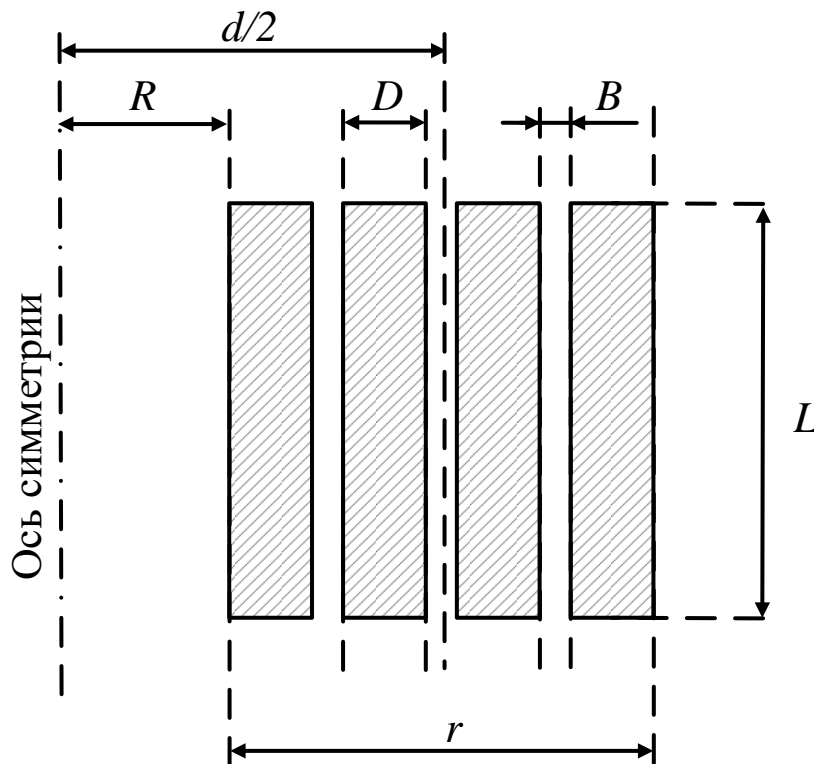


Рисунок Е.1 – Рассматриваемая для реактора КПП геометрическая конфигурация

Е.1 Расчет индуктивности

Из перечня известных методик расчета дисковой (однослойной спиральной) катушки из витков прямоугольного сечения [138; 149; 150] поставленным критериям наиболее соответствует подход Калантарова, в работах которого различного рода табличные значения геометрических параметров выведены аналитически и интерпретированы конкретными выражениями.

Рассмотрим подробнее. В общем, рассматриваемый метод расчета отталкивается от определения индуктивности плоской (одномерной, без учета высоты витка/шины) сплошной (без учета межвиткового расстояния) дисковой катушки – L_0 . Далее, с помощью расчетного поправочного коэффициента Δ , определяется окончательная индуктивность целевой геометрической конфигурации реактора:

$$L = L_0 - \Delta. \quad (\text{E.1})$$

Индуктивность плоской (дисковой) катушки:

$$L = \frac{\mu_0}{8\pi} \cdot N^2 \cdot d \cdot \Psi. \quad (\text{E.2})$$

где

Ψ – величина, значение которой зависит от соотношения $\rho = r/d$.

Величину Ψ можно определить по нескольким формулам, где выбор определенной зависит от параметра ρ . При его малых значениях:

$$\Psi = 4 \cdot \pi \cdot \left[\left(1 + \frac{\rho^2}{24} + \frac{11}{2880} \cdot \rho^4 + \dots \right) \cdot \ln \frac{4}{\rho} - \frac{1}{2} + \frac{43}{288} \cdot \rho^2 + \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{150} \cdot \rho^4 + \dots \right]. \quad (\text{E.3})$$

Если значения ρ достаточно высоко ($\rho > 0.5$):

$$\Psi = \frac{(1 + \rho)^3}{\rho^2} (1.7424 + 3.29 \cdot \gamma^4 \cdot \ln \gamma - 2.27 \cdot \gamma^3 + \\ + 0.3702 \cdot \gamma^5 + 0.0826 \cdot \gamma^7 + 0.0312 \cdot \gamma^9 \dots). \quad (\text{E.4})$$

Для определения Δ может служить формула:

$$\Delta = \frac{\pi}{8} \cdot \mu_0 N^2 d \left[\frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{\gamma} \cdot \alpha \cdot \left(1 + \frac{\alpha^2}{5} + \frac{\alpha^2 \rho^2}{15} - \frac{2}{35} \alpha^4 \dots \right) + \right. \\ \left. - \left(\frac{\alpha^2}{8} - \frac{\alpha^4}{64} + \frac{7}{384} \alpha^2 \rho^2 \right) \cdot \ln \left(\frac{4}{\rho} \right) - \frac{1}{6\gamma^2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha^2}{5} + \frac{\alpha^2 \rho^2}{15} \right) \cdot \ln(\gamma) + \right. \\ \left. - \frac{\alpha^2}{8} - \frac{25}{72} \cdot \frac{1}{\gamma^2} + \frac{\alpha^2 \rho^2}{2304} - \frac{1}{180} \cdot \frac{1}{\gamma^4} - \frac{23}{288} \cdot \frac{\alpha^2}{\gamma^2} - \frac{31}{2304} \alpha^2 \dots \right]. \quad (\text{E.5})$$

где $\alpha = L/d$ и $\gamma = r/L$.

Данное выражение справедливо для короткой катушки ($\alpha \ll 1$), которая и будет использоваться в перспективном ПП ТООУ. Также для расчета Δ для других α можно найти в [138].

Далее будет приведен результат расчета индуктивности для следующей конфигурации: $R = 0,05$ м; $D = 0,01$ м; $B = 0,03$ м; $L = 0,12$ м. Индуктивность дисковой плоской катушки по (E.2) составит 37,38 мкГн. Индуктивность объёмного реактора (по рисунку E.1) составит несколько меньше – 29,56 мкГн.

Е.2 Расчет электродинамических усилий

Хорошей точностью расчета электродинамических усилий в обмотке, по мнению автора работы [151], является метод Пирязевой. На основе дифференцирования выражения взаимной индуктивности двух коаксиальных витков с током получены следующие формулы для расчета электродинамических усилий:

Радиальное усилие, действующее на виток радиусом ρ_1 от витка радиусом ρ_2 ,

$$F_x = 0.03205 \cdot \frac{\beta}{\sqrt{\delta}} \cdot \mathbf{k} \cdot \left(\frac{2 - \mathbf{k}^2}{1 - \mathbf{k}^2} \cdot \mathbf{E} - 2 \cdot \mathbf{K} \right), \quad [\text{кГ/ка}^2]. \quad (\text{E.6})$$

где

$$\beta = \frac{x}{\rho_2}; \quad \delta = \frac{\rho_1}{\rho_2};$$

x – расстояние между витками по вертикали;

\mathbf{K} – полный эллиптический интегралы от модуля $\mathbf{k} = \frac{2\sqrt{\delta}}{\sqrt{(1+\delta)^2 + \beta^2}}$ первого рода;

\mathbf{E} – полный эллиптический интегралы от модуля $\mathbf{k} = \frac{2\sqrt{\delta}}{\sqrt{(1+\delta)^2 + \beta^2}}$ второго рода;

Для расчета данных интегралов можно воспользоваться формулами (B.4) и (B.5)).

Если всё-таки реактор многослойный (относительно вертикали) или существует необходимость реализации индуктивности в КПТ через несколько реакторов, чьи горизонтальные плоскости симметрии не совпадают, также стоит учесть аксиальное усилие:

$$F_p = 0.03205 \cdot \mathbf{k} \cdot \sqrt{\delta} \cdot \left(2 \cdot \mathbf{K} - \frac{2 - \mathbf{k}^2}{1 - \mathbf{k}^2} \cdot \mathbf{E} + \frac{1}{\delta} \cdot \frac{\mathbf{k}^2}{1 - \mathbf{k}^2} \cdot \mathbf{E} \right), \quad \left[\frac{\text{кГ}}{\text{ка}^2} \right]. \quad (\text{E.7})$$

Помимо взаимного (между витками) электродинамического усилия на виток также действует усилие, созданное собственным током. Для случая $\rho/r > 10$ с достаточной точностью можно полагать:

$$F_x = 0.0641 \cdot \left(\ln \left(8 \cdot \frac{\rho}{D} \right) - 0.75 \right), \quad \left[\frac{\text{кГ}}{\text{ка}^2} \right]. \quad (\text{E.8})$$

Необходимо обратить внимание на то, что выражения (E.6)-(E.8) дают результат в системе МКГСС. Для получения усилия в системе СИ (Н, Ньютоны) необходимо домножить результат, полученный по формулам (E.2)–(E.4), на ускорение свободного падения и квадрат тока [кА] КЗ. В итоге:

$$F = (F_p + F_x) \cdot g \cdot I_{\text{КЗ}}^2, \quad [\text{Н}]. \quad (\text{E.9})$$

На рис. E2 показан пример результата расчет электродинамического усилия для следующей конфигурации: $R = 0,05$ м; $D = 0,01$ м; $B = 0,03$ м; $L = 0,12$ м.

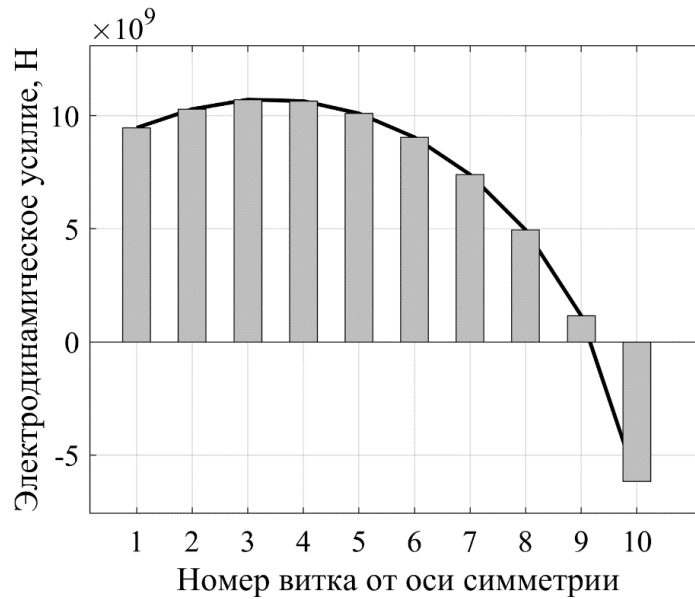


Рисунок Е.2 – Результаты расчета электродинамического усилия в реакторе КПТ

Ток реактора – 20 кА, так как далее тепловые расчеты покажут необходимость использования нескольких реакторов. В данном случае их число принято как два.

Е.3 Расчет тепловой нагрузки

В первую итерацию расчета теплового режима представим самый простой случай – витки единственного в схеме реактора КПТ находятся в спокойном воздухе (комнатной температуры – $T_0 = 30^\circ\text{C}$) и достаточно удалены друг от друга, не оказывая значительного теплового влияния друг на друга (как обсуждалось ранее, в приложении В). Это эквивалентно вертикально расположенной в пространстве одиночной шине. Сечение примем наибольшее из доступного – 120×10 мм. Поставлена задача определить максимальный ток для такой шины или ток, который не приведёт шину к нагреву выше критической температуры – 90°C (температура, при которой начинается ухудшение механических свойств меди). Для этого в первую очередь обозначим физические константы, которые далее будут фигурировать в выражениях. Они указаны в таблице Е.1. Расчеты в данном приложении несут оценочный характер и, для упрощения, далее рассматриваемые константы приняты как независимые от температуры среды ($T_0 = 30^\circ\text{C}$).

Таблица Е.1 – Физические константы для расчета температурного режима в реакторе

Обозначение	Определение	Значение ($T_0 = 30^\circ\text{C}$)
ρ_0	Плотность среды (воздух)	1,165
η	Динамическая вязкость (воздух)	$18,610 \cdot 10^{-6}$
Pr	Число Прандтля (воздух)	0,703
λ	Коэффициент теплопроводности (воздух)	0,0259
ρ_{Cu}	Удельное электрическое сопротивление (медь)	$1,68 \cdot 10^{-8}$
α	Температурный коэффициент сопротивления (медь)	0,0043

Уравнение теплового баланса:

$$I^2 \cdot \rho_o \cdot (1 + \alpha T_{\text{крит}}) \frac{l}{S} = K_T \cdot F \cdot (T_{\text{крит}} - T_0). \quad (\text{E.10})$$

где l – длина шины;

F – площадь теплоотвода с поверхности шины;

S – площадь поперечного сечения шины;

I – ток шины;

K_T – коэффициент теплопередачи.

Левая часть выражения (E.10) представляет собой джоулев нагрев шины, а правая – условия теплоотвода с ее поверхности. Примем теплоотвод с торцов шины как незначительный. Следовательно, $F = 2 \cdot L \cdot l$. Можно сократить длину шины с обеих сторон выражения (E10). В итоге выражение для допустимого тока шины примет вид:

$$I = \sqrt{\frac{2 \cdot D \cdot L^2 \cdot K_T \cdot F \cdot (T_{\text{крит}} - T_0)}{\rho_o \cdot (1 + \alpha T_{\text{крит}})}}. \quad (\text{E.11})$$

Необходимо определить K_T , которое можно рассчитать с помощью числа Нуссельта:

$$K_T = \frac{Nu \cdot \lambda}{L}. \quad (\text{E.12})$$

Число Нуссельта рассчитывается следующим образом [152]:

$$Nu = \begin{cases} 0.54 \cdot Ra^{1/4} & \text{для } 10^4 < Ra < 10^7, \\ 0.15 \cdot Ra^{1/3} & \text{для } 10^7 < Ra < 10^{11}. \end{cases} \quad (\text{E.13})$$

где

Ra – число Рейнольдса.

В свою очередь

$$Ra = Gr \cdot Pr = \frac{g \cdot \beta \cdot (T_{\text{крит}} - T_0) \cdot L^3}{\eta^2} \cdot Pr. \quad (\text{E.14})$$

где

Gr – число Грасгофа.

С помощью формулы E.11 в итоге имеем максимальный ток шины в 2.756 кА. Это довольно мало и для рассматриваемых систем потребует установки в параллель от 2 до 4 реакторов на основе такой шины. В свою очередь это потребует дополнительного кратного увеличения объёма реакторной системы из-за уменьшающейся индуктивности. Необходимо рассмотреть вариант активного охлаждения.

Хорошо изученным и наиболее приближенным к рассматриваемому случаю (рисунок E.1) является обдув потоком воздуха радиаторной системы, состоящих из прямых параллельных металлических пластин. Для такого случая известна формула расчета числа Нуссельта [153]:

$$Nu = \left[\frac{1}{\left(\frac{Re_b^* \cdot Pr}{2}\right)^n} + \frac{1}{\left(0.664 \cdot \sqrt{Re_b^*} \cdot Pr^{1/3} \cdot \sqrt{1 + \frac{3.65}{\sqrt{Re_b^*}}}\right)^n} \right]^{-1/n}. \quad (\text{E.15})$$

где

n – эмпирический коэффициент.

Число Рейнольдса для канала из двух параллельных пластин конечной длины рассчитывается как:

$$Re_b^* = Re_b \cdot \frac{B}{L}, \quad (E.16)$$

$$Re_b = \frac{u \cdot \rho_0 \cdot B}{\eta}. \quad (E.17)$$

где

u – скорость потока воздуха между пластинами.

Дальнейший расчет допустимого тока/температуры витков реактора осуществляются аналогично, с помощью выражений (E.11) и (E.12).

Для определения эмпирического коэффициента были проведены расчеты тепловой нагрузки на реактор в программном пакете Comsol Multiphysics. Было рассмотрено несколько конфигураций, где варьировались расстояние между витками и скорость потока воздуха между пластинами. Температура воздуха – 30°C. Параметры модели представлены в таблице E.2.

Таблица E.2 – Исходные данные для расчета тепловой нагрузки на реактор в программном пакете Comsol Multiphysics

Определение	Обозначение	Значение			
Высота обмотки (широкая сторона шины)	L [м]	0,12			
Толщина обмотки (узкая сторона шины)	D [м]	0,01			
Число витков	N	10			
Внутренний радиус обмотки	R [м]	0,05			
Ток в витке	I [А]	4000			
Расстояние между витками	B [м]	0,03	0,03	0,02	0,02
Скорость потока воздуха между витками	u [м/с]	1,58	2,98	3,47	1,88
		1	2	3	4
		Номер конфигурации			

По результатам моделирования были получены следующие установившиеся значения средней температуры витков реактора: конфигурация 1 – 127°C; конфигурация 2 – 102°C; конфигурация 3 – 97°C; конфигурация 4 – 117°C. Такое температурное поведение формула (E.15) может описывать при значении эмпирического коэффициента $n = 0,8$ (рисунок E.3). При этом наблюдаемое максимальное расхождение между аналитической моделью (E.15) и результатами модели Comsol Multiphysics составило 3,03%.



Рисунок Е.3 — Сравнение результатов полученных температур нагрева витков реактора из аналитической модели (круглый маркер) и компьютерной модели Comsol Multiphysics (маркер-крестик)

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж (справочное)

Программа расчета токов насыщения для вольт-амперной характеристики ПП устройств

НАЧАЛО КОДА

```

%Пример расчета для ПП устройства Д173-4000-28 (Протон электротекс, Россия)
k = 1.380649e-23; %постоянная Больцмана
e = 1.60217663e-19; %заряд электрона
T = 273 + 25; %комнатная температура
T2 = 175; %максимальная температура pn перехода
%Паспорт ВАХ (для температуры pn-перехода 25 и 175 градусов Цельсия)
A25 = 1.01061726; A175 = 0.80623444; B25 = 0.00005712; B175 = 0.00008939;
C25 = 0.01751723; C175 = 0.02883414; D25 = -0.00078256; D175 = -0.00126898;
%*Активное сопротивление резистора (базовое при 25)
Rs = 0.000051;
%Температурный коэффициент электрического сопротивления
alpha = 0.0027;
%рекомендуемые для расчета точки (для рассматриваемого ПП устройства)
I = [1000 40000];
%Полуэмпирическая формула расчета ВАХ (паспорт)
U25 = A25 + I.*B25 + C25.*log(1+I) + D25*sqrt(I);
%система уравнения по выражению (2.20)
syst = [(exp(e*(U25(1) - Rs*I(1)))/(k*T)) - 1) (exp(e*(U25(1) - Rs*I(1)))/(2*k*T)) - 1); ...
        (exp(e*(U25(2) - Rs*I(2)))/(k*T)) - 1) (exp(e*(U25(2) - Rs*I(2)))/(2*k*T)) - 1)
];
Tok = [I(1); I(2)];
Js = syst\Tok;
%тепловая зависимость ширины запрещенной зоны
Eg = (1.17 - 0.425 - (4.73.*1e-4).*((T.^2)./(T + 636)))*e;
%новая формула тепловой зависимости ВАХ по выражению (2.17)
%расчет ВАХ для комнатной температуры (25 градусов Цельсия)
f1 = @(Ugr,Igr) -Igr + Js(1)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(k*T)) - 1) ...
      + Js(2)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298)))) ...
      *(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(2*k*T)) - 1);
%Построение паспортной ВАХ для сравнения (25 градусов Цельсия)
Ipr = 0:1:6000;
Upr = A25 + Ipr*B25 + C25*log(1+Ipr);
%построение графиков
fimplicit(f1,[0.5 2.5 -1000 I_1],'b--','LineWidth',LW)
hold on
I = I_0:0.001:I_1;
U25 = A25 + I.*B25 + C25.*log(1+I);
plot(U25,I,'b','LineWidth',LW)
U125 = A175 + I.*B175 + C175.*log(1+I) + D175*sqrt(I);
plot(U125,I,'r','LineWidth',LW)
%аналогичный расчет для температуры pn-перехода 175 градусов Цельсия
T = 273 + 175;
Eg = (1.17 - 0.425 - (4.73.*1e-4).*((T.^2)./(T + 636)))*e;
f2 = @(Ugr,Igr) -Igr + Js(1)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(k*T)) - 1) ...
      + Js(2)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298)))) ...
      *(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(2*k*T)) - 1);
fimplicit(f2,[0.5 2.5 -1 I_1],'r--','LineWidth',LW)

```

КОНЕЦ КОДА

Полученный в итоге ВАХ показан на Рисунок 4.2 б.

ПРИЛОЖЕНИЕ И

(справочное)

Применение исследуемой теплозависимой модели ВАХ ПП устройства в Matlab Simulink

Здесь представлен код для блока «MATLAB Function», необходимый для моделирования теплозависимой ВАХ ПП устройства. Входными параметрами функции являются: V_t – напряжение, прикладываемое к ПП устройству; T – температура рп-перехода; J_s – ток насыщения ПП устройства (два значения); x_0 – начальное условие (значение тока предыдущего шага расчета Matlab Simulink).

НАЧАЛО КОДА

```
function It = fcn(Vt,T,Js,x0)
Ugr = Vt; %Напряжение на ПП устройстве
Xkm = x0; %Начальное условие
k = 1.380649e-23; %Постоянная Больцмана
e = 1.60217663e-19; %Заряд электрона
%Ширина запрещенной зоны
EgP = 0.45;
Eg = (1.17 - EgP - (4.73.*1e-4).*(T.^2)./(T + 636)))*e;
Rs = 0.000051; %активное сопротивление
alpha = 0.0027; %температурный коэффициент электрического сопротивления
%Оригинал выражения ВАХ ПП устройства
f = @(Igr) -Igr + Js(1)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*...
    (exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(k*T)) - 1)...
    + Js(2)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*...
    *(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(2*k*T)) - 1);
%Его производная
df = @(Igr) -1 + Js(1)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*...
    (exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(k*T))*...
    ((-e*Rs*(1+alpha*(T-298)))/(k*T)))*...
    + Js(2)*(((T^3)*exp(-Eg/(k*T)))/(((298)^3)*exp(-Eg/(k*298))))*...
    *(exp(e*(Ugr - Rs*(1+alpha*(T-298))*Igr)/(2*k*T))*...
    ((-e*Rs*(1+alpha*(T-298)))/(2*k*T)));
e = 1e-7;
Yo = f(x0);
kk = 1;
while abs(Yo) > e
    Xk = Xkm - f(Xkm)/df(Xkm);
    Xkm = Xk;
    Yo = f(Xk);
    kk = kk + 1;
end
It = Xkm;
КОНЕЦ КОДА
```

На выходе функция возвращает ток ПП устройства. Само ПП устройство моделируется как источник тока.

ПРИЛОЖЕНИЕ К
(справочное)

**Реализация алгоритма расчета параметров схемы электротепловой аналогии ПП
устройства в коде Matlab**

Реализация алгоритма расчета параметров модели электротепловой аналогии ПП устройства (схематично показанной на Рисунок 4.9) в коде Matlab показана далее:
НАЧАЛО КОДА

```
%Запуск расчета параметров тепловозависимой ВАХ ПП устройства
run("Grundman_proton_D1734000_EgMEGA");
Tinit = 273 + 25; %начальная температура
%ИНИЦИАЛИЗАЦИЯ (начальные условия)
Cpn = 10; %теплоёмкость pn-перехода
Rpn_tc = 10; %тепловое сопротивление переход-термокомпенсатор
Ctc = 100; %теплоёмкость термокомпенсатора
Rtc_case = 10; %тепловое сопротивление термокомпенсатор-корпус
Ccase = 10000; %теплоёмкость корпуса
Rcase_rad = 10; %тепловое сопротивление корпус-радиатор
Crad = 100000; %теплоёмкость радиатора
Rrad_air = 10; %тепловое сопротивление радиатор-воздух
Tfix = 100*ones(1,18*2);
eps = 0.05; %ошибка метода половинного деления
err = 0.05; %ошибка расхождения темп. для перехода на расчет след. слоя
for kkk = 1:18
    if fix(kkk/2) == kkk/2 %если номер четный (резистор)
        RC(kkk) = 0.1; %начальное значение для модели
        RCinit(kkk) = RC(kkk);
        A(kkk) = 10; %предельное значение оптимизации
        A1(kkk) = A(kkk);
        B(kkk) = 1e-7; %минимальное значение оптимизации
        B1(kkk) = B(kkk);
    else %конденсатор
        RC(kkk) = 1000; %начальное значение для модели
        RCinit(kkk) = RC(kkk);
        A(kkk) = 10000; %предельное значение оптимизации
        A1(kkk) = A(kkk);
        B(kkk) = 0.1; %минимальное значение оптимизации
        B1(kkk) = B(kkk);
    end
end
%ряд временных интервалов моделирования переходного процесса
Tsim_count = [0.0001:0.0001:0.001, 0.0012:0.002:0.01, 0.015:0.005:0.4];
length_Tsim_count = length(Tsim_count); %длина вектора Tsim_count для цикла
breakcond = 0; A = A1; B = B1; step = 1; ggg = 1;
for pp = 1:length_Tsim_count %цикл по времени моделирования
    if Tsim_count(pp) > 0.1
        BC = 5e-6;
    else
        BC = 5e-6;
    end
    Tsim = Tsim_count(pp);
    out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400"); %Запуск моделирования
    if pp == 1
        i = 0; %метод половинного деления для термокомпенсатора
        while abs(A(step) - B(step)) > eps
            C(step) = (A(step) + B(step))/2;
            RC(step) = A(step);
            out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
        end
    end
end
```

```

f_a = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data));
RC(step) = C(step);
out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
f_c = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data));

if f_c*f_a < 0
    B(step) = C(step);
else
    A(step) = C(step);
end
    i = i + 1;
end
end
%температура из модели согласно модели и паспорту
Tm = out.model.Data(length(out.Q_dif.Data));
Tdsh = out.datasheet.Data(length(out.datasheet.Data));

if Tm < Tdsh
%если теплота модели уменьшилась, перейти на предыдущий уровень
%это должен быть уровень с наименьшим тепловым сопротивлением
    i = 0;
    iii = step - 1;
    A(iii) = A1(iii);
    B(iii) = B1(iii);
    Rfix = RC(iii);
    while abs(A(iii) - B(iii)) > eps1
%метод половинного деления для термокомпенсатора
        C(iii) = (A(iii) + B(iii))/2;
        RC(iii) = A(iii);
        out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
        f_a = out.model.Data(length(out.model.Data))*(0.99) -
out.datasheet.Data(length(out.datasheet.Data));
        RC(iii) = C(iii);
        out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
        f_c = out.model.Data(length(out.model.Data))*(0.99) -
out.datasheet.Data(length(out.datasheet.Data));
        if f_c*f_a < 0
            B(iii) = C(iii);
        else
            A(iii) = C(iii);
        end
        i = i + 1;
    end
end
if abs(Tm - Tdsh)/Tm > err
%при соблюдении условия переход на следующий слой
    eps1 = 1e-4; eps2 = 1e-1; ggg = 1 + ggg; step = step + 2;
    Tfix(step) = Tsim; %фиксация времени перехода на новый слой
    RC(step) = RC(step)*2;
    ii = 0; iii = 0;
    while abs(A(step - 1) - B(step - 1)) > eps1 || abs(A(step) - B(step))
> eps2
        Tm = out.model.Data(length(out.Q_dif.Data)); %температура из
модели согласно модели
        Tdsh = out.datasheet.Data(length(out.datasheet.Data));
%температура из модели согласно паспорту
        if abs(Tm - Tdsh)/Tm > 0.01 && ii > 0 && breakcond == 0
            A(step - 1) = RC(step - 1)*5;
            B(step - 1) = RC(step - 1)/5;
            A(step) = RC(step)*5;
            B(step) = B1(step)/5;
        end
    end
end

```

```

breakcond = 0;
while abs(A(step - 1) - B(step - 1)) > eps1
    C(step - 1) = (A(step - 1) + B(step - 1))/2;
    RC(step - 1) = A(step - 1);
    out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
f_a = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data)); %разница энергий
    RC(step - 1) = C(step - 1);
    out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
f_c = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data)); %разница энергий
    if f_c*f_a < 0
        B(step - 1) = C(step - 1); %конденсатор
    else
        A(step - 1) = C(step - 1); %конденсатор
    end
    ii = ii + 1;
    if RC(step - 1) < BC || RC(step - 1) > 9
        for qqq = 1:length(RC) %запись для сравнения
            RCzap2(qqq,ggg) = RC(qqq);
        end
        RC(step) = RCinit(step); %возвращаем обратно
        RC(step - 1) = RCinit(step - 1); %возвращаем обратно
        breakcond = 1; %выход из цикла
        break
    end
end
C(step) = (A(step) + B(step))/2;
RC(step) = A(step);
out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
f_a = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data));
    %разница энергий
RC(step) = C(step);
out = sim("DetCjcUniversal_0711_D173400");
f_c = out.Q_dif.Data(length(out.Q_dif.Data));
    %разница энергий
if f_c*f_a < 0
    B(step) = C(step); %резистор
else
    A(step) = C(step); %резистор
end
iii = iii + 1;
if breakcond == 1
    step = step - 2;
    A(step - 1) = A1(step - 1);
    B(step - 1) = B1(step - 1);
    A(step) = A(step);
    B(step) = B1(step);
end
end
end
end
end

```

КОНЕЦ КОДА

В схеме на Рисунок 4.9 функциональный блок «Моделирование с заданными параметрами» или команда «sim("DetCjcUniversal_0711_D173400")» из кода выше подразумевает запуск расчета тепла рп-перехода с помощью функциональной схемы на Рисунок 4.8, чья реализация показана далее:

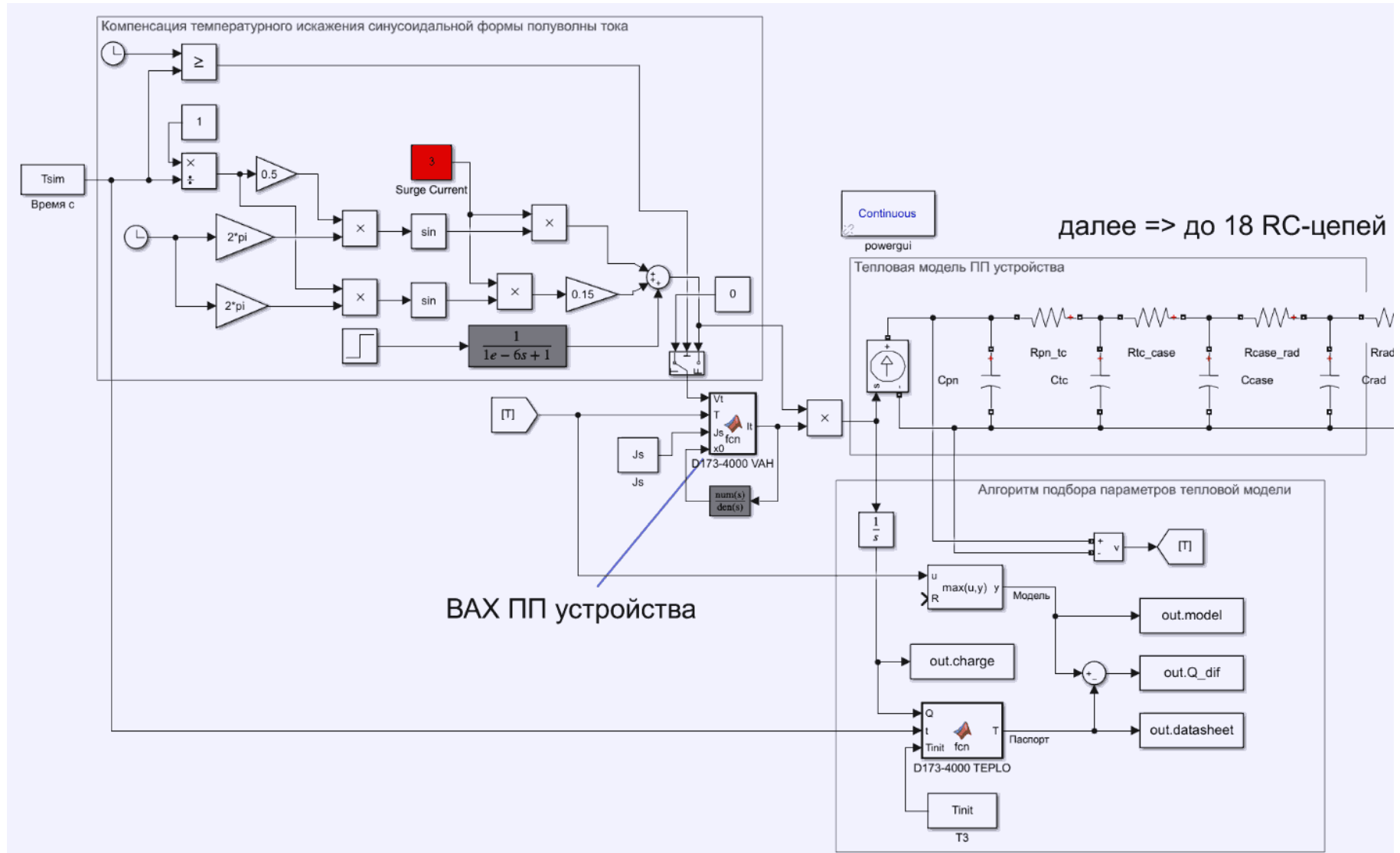


Рисунок К.1 – Схема реализации алгоритма расчета параметров эквивалентной тепловой модели полупроводникового устройства в среде Matlab Simulink

Из-за того, что диод изменяет свою ВАХ от влияния температуры, форма прикладываемого напряжения должна несколько отличаться от синусоидальной формы. Это необходимо для получения синусоидальной полуволны тока моделируемого ПП устройства. Начальный импульс напряжения должен быть резким, выводя диод на линейный участок ВАХ. Импульс должен содержать отрицательную вторую гармонику, амплитуда которой составляет 10–15% от напряжения, соответствующего максимальному току импульса. Это реализовано с помощью блоков на рисунке К.1, чья совокупность обозначена областью с наименованием «Компенсация температурного искажения синусоидальной формы полуволны тока».

Также на рисунке К.1 требуют отдельного пояснения следующие блоки. Красным выделен блок максимального приложенного напряжения. Теоретически его значение может быть произвольным, но для достоверности он был выбран приблизительно сопоставимым по значению с паспортным параметром «Импульсное прямое напряжение, U_{FM} ». Серым выделены блоки передаточных функций, применяемые для разрешения заикленности или для более плавного включения ПП устройства в целях предотвращения ошибок расчета дифференциальных уравнений.

На рисунке К.1 блок «MATLAB function», с обозначением ТЕРЛО, имеет следующий код (обозначен как «function T(Q,t)» на Рисунок 4.8):

НАЧАЛО КОДА

```
function T = fcn(Q,t,Tinit)
%Тепловые параметры ПП устройства (взято из документации ПП устройства)
R_dvuh = [0.00007989 0.002973 0.0005936 0.000846 0.00005975 0.003948];
taul_dvuh = [1.688 0.06219 0.002329 0.138 0.0003243 0.9533];
Zjc_dvuh = 0;
%формирование зависимости теплового сопротивления от длительности
%временного интервала воздействующего импульса тока
for k = 1:6
    Zjc_dvuh = Zjc_dvuh + R_dvuh(k)*(1-exp(-t/taul_dvuh(k)));
end
%расчет теплового потока
P = Q/t;
%Расчет температуры по тепловому закону Ома
teta = P*Zjc_dvuh;
%Итоговая температура
T = teta + Tinit;
End
```

КОНЕЦ КОДА

ПРИЛОЖЕНИЕ Л (справочное)

Упрощенная модель ТОО для исследования тепловых режимов ПП устройств с теплозависимыми ВАХ

В данном приложении представлена упрощенная (по отношению к схеме в разделе 4.3 работы) модель для исследования теплового режима диода с теплозависимым ВАХ в контуре КЗ – рисунок Л.1. Упрощение заключается в представлении основного коммутационного устройства ТОО – IGBT ключ с обратным диодом вместо тиристора с искусственной коммутацией (также, с аналогичными результатами, можно использовать блок «идеального» ключа – «ideal switch»). Цель такого упрощения заключается в снижении вычислительного объема поставленной задачи.

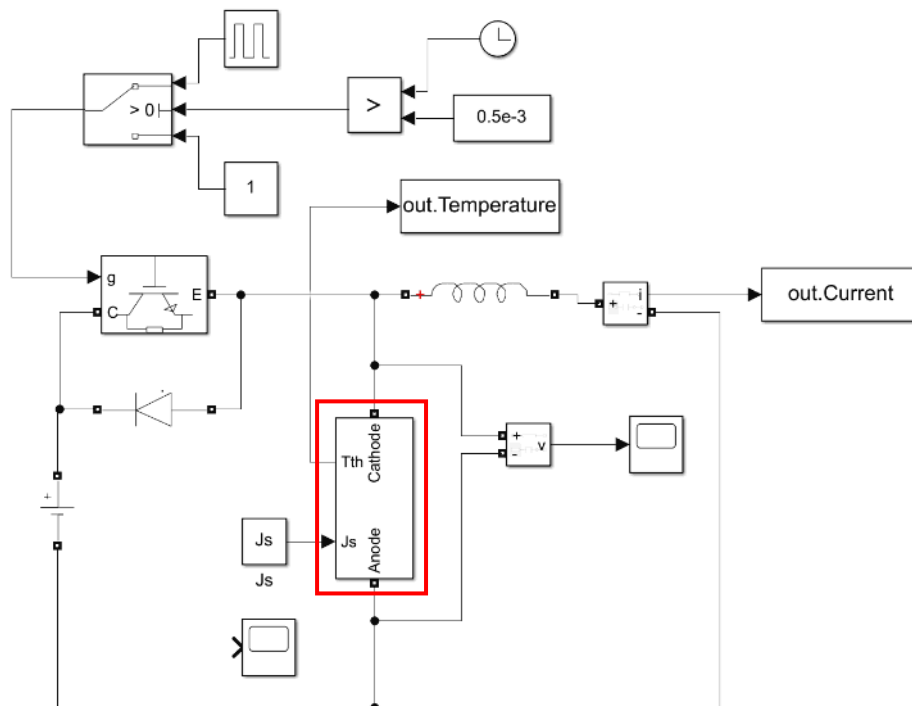


Рисунок Л.1 – Упрощенная модель ТОО

Красной рамкой на рисунке Л.1 обозначен блок, отвечающий за моделирование диода с теплозависимой ВАХ. Содержание этого блока показано на рисунке Л.2.

Сегмент 1 на рисунке Л.2 - блок «MATLAB Function», отвечающий за моделирование теплозависимой ВАХ ПП устройства (подробнее в приложении И). Сегмент 2 на рисунке Л.2 – блок «Saturation», ограничивающий прямое падение напряжения на диоде до 10 В. При относительно большом интервале дискретизации в начальный момент включения диода в прямом направлении к нему может прикладываться достаточно большое напряжение (вплоть до напряжения источника питания) из-за чего оптимизационные алгоритмы ВАХ (подробнее в разделе 4.1) не могут корректно рассчитать ток ПП устройства. Если это напряжение не ограничить, то необходимо значительно снижать шаг дискретизации с последующим увеличением ресурсоёмкости вычислений. Сегмент 3 на рисунке Л.2 – RC-цепь с параметрами 10 нФ и 0,1 Ом. В целом данный сегмент выполняет аналогичные функции, что и сегмент 2. Сегмент 4 на рисунке Л.2 – управляемые источники тока. Количество этих источников

соответствует количеству включенных в параллель ПП устройств. Сегмент 5 на рисунке Л.2 – тепловая схема замещения ПП устройства.

Также отметим, что с помощью упрощенной модели ТОУ осуществлялась верификация выведенных формул переходных процессов ТОУ – выражения (2.8)–(2.12).

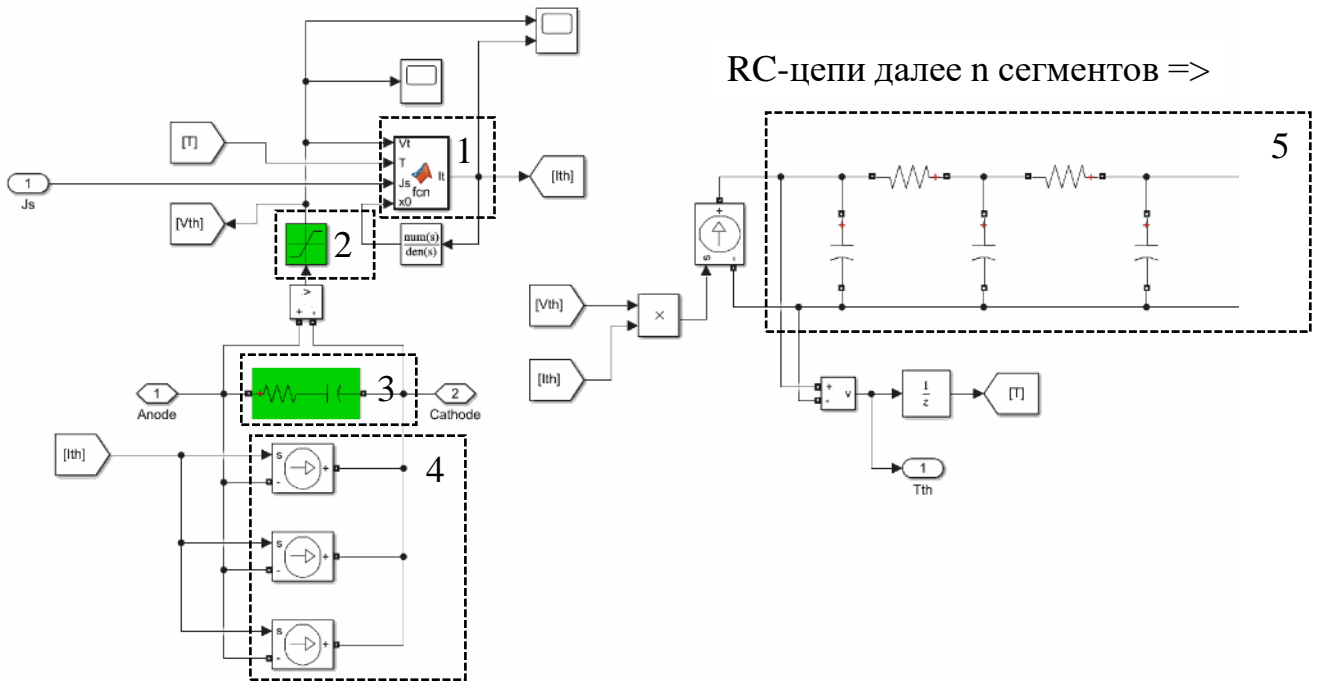


Рисунок Л.2 – Реализация температурозависимой модели ПП устройств в среде Matlab Simulink

ПРИЛОЖЕНИЕ М

(обязательное)

Расчет распределения тока в параллельно подключенных ПП устройствах при наличии разницы в условиях охлаждения

К параллельно включенным ПП устройствам прикладывается одинаковое напряжение, но может быть разный ток из-за разницы в ВАХ. Она может быть вызвана ее статистическим разбросом при производстве или разницей в условиях охлаждения этих ПП устройств и т.д. Смысл ниже приведенного алгоритма – среди двух приборов с идентичными температурозависимыми ВАХ, но с разной температурой, мы проверяем широкий диапазон токов с целью поиска таких его значений, которые вызывают у этих двух ПП устройств одинаковое падение напряжения.

Изначально, как было написано ранее, тепловое сопротивление двух параллельно включенных ПП устройств отличаются на 15%. В первой итерации расчетов мы предполагаем, что ток во обоих подключенных параллельно ПП устройствах, как и температуры рп-переходов, одинаковые. Следовательно, оба ПП перехода будут генерировать одинаковый тепловой поток, но из-за разницы тепловых сопротивлений будут иметь разную температуру. При разной температуре оба устройства будут работать на отличающихся ВАХ и иметь различие в пропускаемых токах. Это изменит генерируемый ими тепловые потоки и изменит температуру и т.д. до наступления установившегося режима. Далее на диаграмме вышесказанное продемонстрировано в схематическом виде:

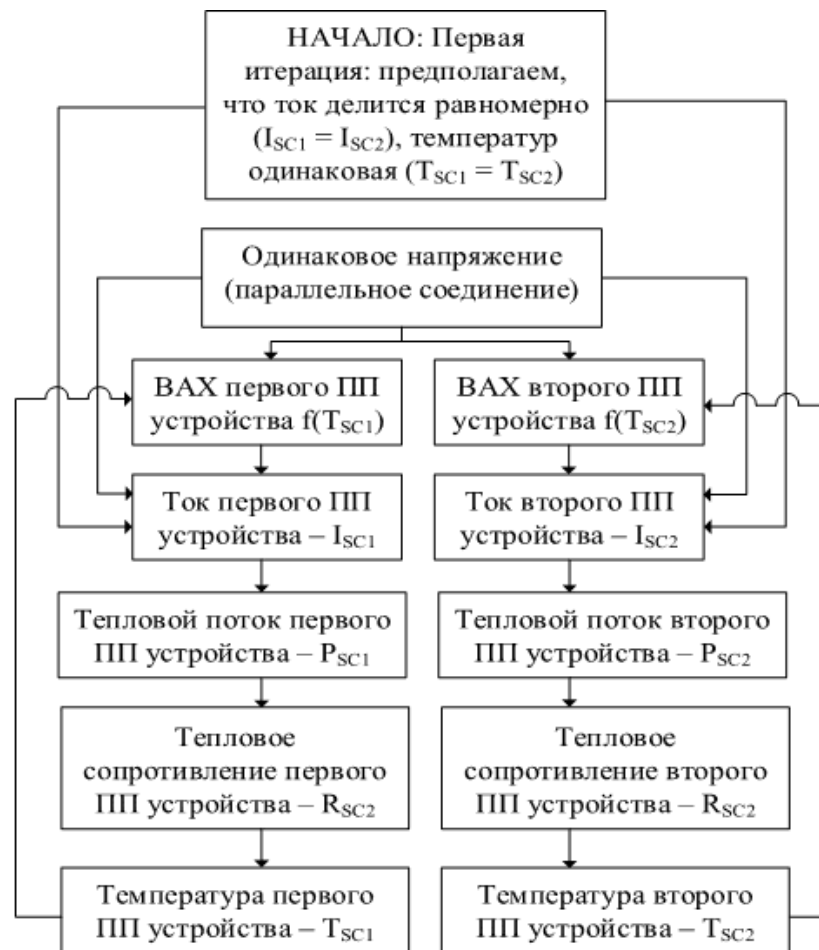


Рисунок М.1 — Алгоритм расчета распределения тока в параллельно включенных ПП устройствах при наличии разницы в условиях охлаждения

На основе данного алгоритма была написана следующая программа для Matlab:
НАЧАЛО КОДА

```
Tbaz = 25; %номинальная температура ПП прибора (рп-перехода)
Tmax = 175; %максимальная температура ПП прибора

%% Коэффициенты ABC вольт-амперной характеристики ПП устройства (паспорт)
%индекс 1 - для номинальной температуры
%индекс 2 - для максимальной температуры
A1 = 1.01061726;
A2 = 0.80623444;
B1 = 0.00005712;
B2 = 0.00008939;
C1 = 0.01751723;
C2 = 0.02883414;

%% Расчет температурных коэффициентов
alpha = (A2 - A1)/(A1*(Tmax - Tbaz));
beta = (B2 - B1)/(B1*(Tmax - Tbaz));
gamma = (C2 - C1)/(C1*(Tmax - Tbaz));

% Первая итерация
Icom2 = 1000:200:40000; %диапазон токов для исследования инверсии ВАХ
T0 = 25; %начальная температура
T1 = T0; %начальная температура первого ПП устройства
T2 = T0; %начальная температура второго ПП устройства
disturb = 1.15; %отклонение температурного сопротивления
Rth = 0.0085 + 0.0020; %сумарное полное тепловое сопротивление тиристора (из
паспорта)
Rth1 = Rth; %тепловое сопротивление первого тиристора без искажения
Rth2 = Rth*disturb; %тепловое сопротивление первого тиристора без отклонения

I11 = 0;
I22 = 0;
for ii = 1:length(Icom2) %цикл для тока анод-катод ПП устройства
    Icom = Icom2(ii);
    %сначала предполагаем, что он делится равномерно
    I1 = Icom/2;
    I2 = Icom/2;
    for tt = 1:5 % цикл для одинаковой температуры для каждого цикла по току
        %(один из приборов нагрет до максимума)
        for oo = 1:10 %несколько циклов для уточнения
            %Расчет падения напряжения на ПЕРВОМ включенном в параллель ПП устройстве
            U11 = A1*(1 + alpha*(T1 - Tbaz)) + ...
                B1*(1 + beta*(T1 - Tbaz))*I1 + ...
                C1*(1 + gamma*(T1 - Tbaz))*log(1 + I1);
            %Расчет падения напряжения на ПЕРВОМ включенном в параллель ПП устройстве
            U22 = A1*(1 + alpha*(T2 - Tbaz)) + ...
                B1*(1 + beta*(T2 - Tbaz))*I2 + ...
                C1*(1 + gamma*(T2 - Tbaz))*log(1 + I2);
            P1 = I1*U11; %Мгновенная мощность первого ПП устройства
            P2 = I2*U22; %Мгновенная мощность второго ПП устройства
            T1 = P1*Rth1; %Температура перехода первого ПП устройства
            T2 = P2*Rth2; %Температура перехода второго ПП устройства

            I12 = round(Icom*0.8/2):10:round(Icom*1.2/2); %Берем массив с значениями
            тока для подбора

            %Получаем ряд напряжений для первого ПП
            U1 = A1*(1 + alpha*(T1 - Tbaz)) + ...
                B1*(1 + beta*(T1 - Tbaz))*I12 + ...
                C1*(1 + gamma*(T1 - Tbaz))*log(1 + I12);
```

```

%Получаем ряд напряжений для второго ПП
U2 = A1*(1 + alpha*(T2 - Tbaz)) + ...
     B1*(1 + beta*(T2 - Tbaz))*I12 + ...
     C1*(1 + gamma*(T2 - Tbaz))*log(1 + I12);

U12dif = zeros(length(I12),length(I12)); %инициализация

for oooo = 1:length(I12) %циклы для создания матриц разности напряжений
for ooo = 1:length(I12)
    U12dif(ooo,oooo) = abs(U1(oooo) - U2(ooo)); %берем разницу этих
напряжений
end
end

for ooooo = 1:10000 %цикл для поиска точки одинакового напряжения
    minimum = min(min(U12dif)); %минимальная разность напряжений
    [b,a] = find(U12dif == minimum); %Ищем номер позиции в массиве для
нахождения минимума разности напряжений
    I1 = I12(a); % далее находим ток в первом ПП устройстве
    I2 = I12(b); % далее находим ток во втором ПП устройстве
    if (I2 + I1) == Icom %если сумма токов совпадает со средним током -
расчет закончен
        break
    else %если нет - расчет продолжается
        U12dif(b,a) = 1000;
    end
end
if I1 == I11 && I2 == I22 %если токи с предыдущей итерации совпадают с
нынешней
    %то дополнительные итерации для уточнения тока не нужны
    break
else
    I11 = I1;
    I22 = I2;
end

end
Rth2 = Tmax/P1; %здесь фиксируется максимальная температура ПП перехода
Rth1 = Rth2/disturb;
end
Idif(ii) = I1 - I2; %разность токов для построения графиков
Tdif(ii) = T1 - T2; %разность температур для построения графиков
end

```

КОНЕЦ КОДА

С помощью данного кода были получены Рисунок 4.13 и Рисунок 4.14, на которых представлены зависимости разности температур (переменная «Tdif» из кода выше) и токов (переменная «Idif» из кода выше) в двух параллельно включенных ПП устройствах от среднего тока (переменная «Icom2/2» из кода выше).

ПРИЛОЖЕНИЕ Н
(справочное)

Акт о внедрении результатов диссертационной работы



АО «Новая ЭРА»

195248, Санкт-Петербург, ул. Партизанская 21, Телефон: +7(812)610-0240, +7(812)909-0240, Факс +7(812)303-8977, E-mail: info@newelectro.ru
ИНН 7806008174, КПП 780601001, ОГРН 1027804176047, ОКПО 23100968

Исх. №

По месту требования

06.10.2025

АКТ

Использования результатов диссертации Сафонова Е.П. на тему: «Разработка полупроводникового токоограничивающего устройства постоянного тока для автономных электротехнических комплексов»

Настоящим актом подтверждается, что положения и результаты исследований, представленные в диссертации Сафонова Е.П. планируются к внедрению и апробации в рамках продолжения опытно-конструкторских работ АО «Новая ЭРА» по созданию токоограничивающих устройств для стендовой корабельной электроэнергетической системы с полным электродвижением.

СОГЛАСОВАНО

Директор конструкторского бюро
Главный конструктор

А.И. Ивановский

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

С.В. Савков



Рисунок Н.1 – Акт внедрения

ПРИЛОЖЕНИЕ П
(справочное)

Свидетельство о регистрации патента на полезную модель



Рисунок П.1 – Свидетельство о регистрации патента на полезную модель