Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук

На правах рукописи

ЖМОДИКОВ Александр Леонидович

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

01.04.13 – Электрофизика, электрофизические установки

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель доктор технических наук Коротков С.В.

Санкт-Петербург – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ4
ГЛАВА 1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ10
ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ МАЛОГАБАРИТНЫХ
ТРАНЗИСТОРОВ И ТИРИСТОРОВ В НЕТИПОВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЕЖИМАХ
2.1. Разработка и исследование коммутаторов мощных субмикросекундных импульсов тока
на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором
2.2. Разработка и исследование коммутаторов мощных импульсов тока с субмикросекундным
фронтом на основе малогабаритных силовых тиристоров
2.3. Разработка и исследование коммутаторов мощных быстро нарастающих импульсов тока
на основе импульсных интегральных тиристоров
ГЛАВА З. ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ РЕВЕРСИВНО
ВКЛЮЧАЕМЫХ ДИНИСТОРОВ В НЕТИПОВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЕЖИМАХ44
3.1. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых
динисторов в режиме переключения субмикросекундным импульсом тока управления44
3.2. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых
динисторов в режиме коммутации субмикросекундных импульсов силового тока
3.3. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых
динисторов в режиме коммутации знакопеременных импульсов тока
ГЛАВА 4. МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ТИРИСТОРОВ И
БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ
4.1. Тиристорный генератор мощных микросекундных импульсов электромагнитного поля82
4.2. Транзисторный генератор микросекундных импульсов высокого напряжения
прямоугольной формы
4.3. Транзисторный генератор мощных электрических разрядов
4.4. Тиристорный генератор для исследования коммутационных возможностей реверсивно
включаемых динисторов
ГЛАВА 5. МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ РЕВЕРСИВНО
ВКЛЮЧАЕМЫХ ДИНИСТОРОВ (РВД)101
5.1. Генераторы мощных униполярных импульсов с коммутаторами на основе
высоковольтных блоков реверсивно включаемых динисторов101

3					
5.2.	РВД-коммутаторы	В	устройствах генерации мощных импульсных		
магнитных полей и мощных дуговых разрядов					
5.3. РВД-генератор мощных ударных волн в воде				110	
5.4. РВД-коммутаторы устройств накачки ксеноновых ламп в системе питания					
мощно	го неодимового лазера			114	
ЗАКЛН	ОЧЕНИЕ			122	
СПИС	ОК ЛИТЕРАТУРЫ			125	

Целью диссертационной работы является проведение исследований, направленных на создание высокоэффективных импульсных устройств, обеспечивающих коммутацию в физическую нагрузку мощности десятки и сотни мегаватт за время от сотен наносекунд до сотен микросекунд.

В настоящее время такие устройства используются [1-11] для питания импульсных лазеров и аэродинамических труб, в установках импульсного ускорения масс, в системах электроразрядной очистки сточных вод и атмосферного воздуха, в генераторах сильных магнитных полей и мощных ударных волн и во многих других областях современной электрофизики.

Известными областями использования мощных электрических импульсов являются [12-17]: машиностроение (очистка деталей после литья, магнитная штамповка изделий заданной формы), агропромышленная отрасль (дробление органических материалов и обеззараживания и утилизация животноводческих стоков), а также электроразрядные технологии, обеспечивающие разрушение устаревших сооружений и горных пород, дезинтеграцию кристаллосодержащих пород с целью извлечения драгоценных камней и очистку поверхности промышленных труб и технологических емкостей.

Быструю коммутацию больших электрических мощностей традиционно обеспечивают сравнительно недорогие электроразрядные ключи: управляемые разрядники, игнитроны, тиратроны и т.д. Однако современные мировые тенденции обусловливают переход к доминирующему использованию полупроводниковых ключей, известными достоинствами которых являются высокие коммутационные характеристики, бесшумность в эксплуатации, мгновенная готовность к работе и экологическая безопасность.

В этой связи задачи диссертационной работы, заключающиеся в разработке и исследовании мощных импульсных устройств на основе известных и новых полупроводниковых приборов, являются важными и актуальными.

Диссертация содержит введение, пять глав, заключение и список публикаций.

В первой главе рассмотрены перспективы использования в мощных импульсных устройствах электроразрядных ключей, традиционных полупроводниковых ключей, а также недавно разработанных в ФТИ им. А. Ф. Иоффе интегральных тиристоров (ИТ) и реверсивно включаемых динисторов (РВД).

Во второй главе показаны результаты исследований малогабаритных биполярных транзисторов с изолированным затвором (insulated gate bipolar transistors, IGBT), выпускаемых

фирмой Infineon Technologies, малогабаритных силовых тиристоров, выпускаемых АО «Протон-Электротекс» (г. Орел) и интегральных тиристоров, выпускаемых АО «ВЗПП-Микрон» (г. Воронеж), в нетрадиционных для них режимах коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом нарастания. Рассмотрена конструкция модернизированных интегральных тиристоров – импульсных интегральных тиристоров (ИИТ). Описаны мощные импульсные устройства на основе высоковольтных ключей в виде блоков последовательно соединенных IGBT-транзисторов, силовых тиристоров и ИИТ.

В третьей главе приведены результаты исследований РВД, выпускаемых ПАО «Электровыпрямитель» (г. Саранск), в нетрадиционном для них режиме переключения очень коротким импульсом тока управления с длительностью существенно меньше 1 мкс. Показано, что такой режим позволяет обеспечить высокие коммутационные характеристики РВД в силовых цепях с очень малой индуктивностью. Приведен оценочный расчет, позволяющий определить параметры цепей управления РВД, обеспечивающих условия их эффективного переключения. Определена возможность эффективного использования РВД в режиме коммутации мощных импульсов силового тока с нетрадиционно малой (субмикросекундной) длительностью. Показаны результаты исследования РВД модифицированной конструкции, позволяющей повысить их коммутационные характеристики при протекании силового тока обратной полярности. Описаны разработанные схемы РВД-генераторов мощных знакопеременных импульсов силового тока.

В четвертой главе рассмотрены малогабаритные устройства на основе силовых тиристоров и IGBT, обеспечивающие формирование мощных импульсов электромагнитного поля с субмикросекундным фронтом и микросекундных импульсов высокого напряжения прямоугольной формы. Описан мощный высокоэффективный транзисторный генератор высоковольтных электрических разрядов. Рассмотрен мощный тиристорный генератор, предназначенный для исследования коммутационных возможностей РВД в условиях промышленного производства.

В пятой главе приведены результаты разработки и исследования сильноточных РВДгенераторов и высоковольтных РВД-ключей, используемых для создания мощных дуговых разрядов, сильных импульсных магнитных полей и мощных ударных волн. Рассмотрены РВДключи, используемые в устройствах накачки ламповых модулей систем питания сверхмощных неодимовых лазеров.

В заключении сформулированы основные результаты проделанной работы.

Научной новизной обладают:

- результаты исследований IGBT-транзисторов, силовых тиристоров и импульсных интегральных тиристоров, обеспечивающие их высокую эффективность в малоизученных режимах коммутации мощных быстро нарастающих импульсов силового тока;

 результаты исследований модернизированных РВД, позволившие определить возможность их эффективного использования при коммутации мощных знакопеременных импульсов силового тока;

- схемотехнические решения, обеспечившие возможность построения мощных РВДгенераторов знакопеременных слабозатухающих импульсов тока;

 - схема транзисторного генератора высоковольтных электрических разрядов, обеспечивающая эффективное использование отраженной от нагрузки энергии без применения традиционных дополнительных цепей рекуперации;

- результаты исследований процесса переключения мощных РВД током управления субмикросекундной длительности, протекающим через их структуры в направлении, обратном силовому току, которые свидетельствуют о пренебрежимо малом влиянии на этот процесс «поверхностного эффекта»;

- способы построения импульсных устройств с рабочим напряжением десятки кВ на основе IGBT-транзисторов, тиристоров и РВД, обеспечивающие возможность их эффективного использования в различных электрофизических установках при коммутации импульсов тока с амплитудой сотни килоампер и скоростью нарастания десятки кА/мкс.

Методы исследования

Исследования проводились традиционными методами. Использовалось компьютерное моделирование исследуемых процессов. В процессе экспериментов применялась современная регистрирующая аппаратура – цифровые осциллографы, широкополосные измерители импульсов напряжения и импульсов тока. Особое внимание было уделено сочетанию высокой электрической прочности и малых размеров высоковольтных узлов разрабатываемых устройств и высокой помехозащищенности измерительной аппаратуры и генераторов сигналов управления.

Практическая значимость работы заключается в использовании разработанных мощных импульсных устройств в различных электрофизических установках, как в России, так и за рубежом:

- описанный в разделе 4.1 модульный тиристорный генератор, позволяющий за время 600 нс коммутировать в индуктор ток с амплитудой ~ 12 кА был использован для создания мощных

импульсов электромагнитного поля в Институте биологического и медицинского инженеринга Академии наук Китая (Biological & Medical Engineering Institute, Chinese Academy of Medical Sciences, Китай);

- описанный в разделе 4.2 транзисторно-тиристорный генератор, обеспечивающий на частоте 1 кГц формирование на барьерном реакторе микросекундных импульсов напряжения прямоугольной формы с амплитудой 30 кВ и фронтом 1,5 мкс, был использован для проведения биологических исследований в Антверпенском Университете (Universiteit Antwerpen, Бельгия);

- мощные высокоэффективные генераторы высоковольтных электрических разрядов в воде, построенные по схеме, описанной в разделе 4.3 были использованы в российских и зарубежных научно-исследовательских организациях: Институт электрофизики и электроэнергетики Российской Академии наук (Санкт-Петербург, Россия), Университет штата Северная Каролина (North Carolina State University, США), Нанкинский Университет Аэронавтики и Астронавтики (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Китай);

- описанный в разделе 4.4 модульный принцип построения тиристорного генератора для исследования коммутационных возможностей реверсивно включаемых динисторов (РВД) был использован в Хебейском институте исследований полупроводников (Hebei Semiconductor Research Institute, Китай) и в Научно-инженерном центре силовых полупроводниковых приборов (НИЦ СПП) ПАО "Электровыпрямитель" (г. Саранск);

- описанные в разделе 5.1 унифицированные РВД-ключи с рабочим током до 250 кА и рабочим напряжением 12 и 24 кВ были использованы в Исследовательском центре лазерной плавки Китайской академии физического инженеринга (Laser Fusion Research Center, Chinese Academy of Engineering Physics);

- описанный в разделе 5.2 блок РВД с рабочим напряжением 10 кВ был использован в Саровском физико-техническом институте Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» для создания импульсных магнитных полей с пиковыми значениями до 50 Тл;

- описанные в разделе 5.2 РВД-коммутаторы с рабочим напряжением 18 кВ были использованы в АО НИИЭФА им. Д.В. Ефремова (г. Санкт Петербург) для создания дугового разряда с энергией ~1 МДж;

- описанный в разделе 5.3 РВД-генератор мощных ударных волн в воде с энергоемкостью 100 кДж был использован в компании Hebei Junchi Concrete Co., Ltd. (Китай) для проведения работ по гидроударному разрушению горных пород и устаревших сооружений;

- описанные в разделе 5.4 высоковольтные ключи на основе последовательно соединенных РВД были использованы в лазерной установке мегаджоульного класса, разрабатываемой в

Институте лазерно-физических исследований Федерального государственного унитарного предприятия «Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научноисследовательский институт экспериментальной физики» (ИЛФИ ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», г. Саров).

Личный вклад автора состоит в том, что все основные результаты диссертационной работы получены лично им или при его непосредственном участии.

Автором были разработаны и изготовлены стенды для исследования мощных ключей на основе IGBT-транзисторов, силовых тиристоров, импульсных интегральных тиристоров и реверсивно включаемых динисторов и проведено экспериментальное исследование этих ключей в нетиповых импульсных режимах. Автор участвовал в разработке схем и конструкций описанных в диссертации мощных импульсных устройств и являлся ответственным исполнителем работ по их изготовлению и экспериментальному исследованию.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Разработанные способы построения малогабаритных ключей на основе IGBT-транзисторов, силовых тиристоров и импульсных интегральных тиристоров позволяют эффективно использовать эти приборы в нетрадиционном для них режиме коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом;

2. Разработанная схема транзисторного генератора высоковольтных электрических разрядов обеспечивает высокую эффективность использования отраженной от нагрузки энергии без применения традиционных дополнительных цепей рекуперации;

3. Эффективность процесса переключения мощных РВД с диаметром структур несколько сантиметров при субмикросекундной длительности тока управления практически не изменяется, если обеспечивается близкий по величине запускающий заряд, вносимый током управления при приложении обратного напряжения.

4. При использовании разработанных цепей управления РВД имеют малые коммутационные потери энергии в нетрадиционном для них режиме коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундной длительностью.

5. Разработанное устройство на основе коаксиального РВД-ключа и генератора мощных запускающих импульсов субмикросекундной длительности позволяет обеспечить уникальное для полупроводниковых устройств сочетание высокой амплитуды коммутируемых импульсов тока (~200 кА) и высокой скорости их нарастания (~40 кА/мкс).

6. Модифицированная конструкция РВД позволяет существенно уменьшить потери энергии при протекании обратного тока при незначительном увеличении потерь энергии в процессе протекания прямого тока.

7. Разработанные высоковольтные РВД- устройства обеспечивают высокую эффективность процессов генерации униполярных и знакопеременных импульсов тока с амплитудой десятки и сотни кА и могут быть использованы в различных мощных электрофизических установках.

Основные результаты диссертации докладывались на следующих международных конференциях:

1. XII Международная конференция по генерации мегагауссных магнитных полей и родственным экспериментам (MG-XII). Новосибирск, Россия, 13-18 июля 2008 г.

2. 4th Euro-Asian Pulsed Power Conference (EAPPC 2012). Karlsruhe, Германия, 30 сентября - 4 октября 2012 г.

3. 8th Euro-Asian Pulsed Power Conference (ЕАРРС 2021). Biarritz, Франция, 29 августа - 2 сентября 2021 г.

4. International Scientific Electric Power Conference (ISEPC 2021). Санкт-Петербург, Россия, 17-19 мая 2021 г.

5. International Scientific Conference on Electrical Engineering 2021 (ISCEE 2021). Санкт-Петербург, Россия, 20-21 мая 2021 г.

По теме диссертации опубликовано 17 научных работ в рецензируемых научных изданиях и журналах.

Диссертация содержит 131 страницу машинописного текста, 126 рисунков и список литературы из 89 наименований.

ГЛАВА 1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

На рис. 1.1 приведена типовая блок-схема мощной установки, обеспечивающей импульсное питание физической нагрузки. Она состоит из конденсатора, зарядного устройства (ЗУ), обеспечивающего накопление в конденсаторе требуемой энергии и коммутирующего устройства (КУ), обеспечивающего коммутацию накопленной энергии в нагрузку. Устройство зарядки должно обеспечивать малые потери энергии при зарядке конденсатора до штатного напряжения и иметь высокую надежность и эффективность в условиях короткого замыкания цепи нагрузки и в режимах отражения от нагрузки существенной энергии при изменении ее параметров. Коммутирующее устройство должно быть высокоэффективным при заданных параметрах коммутируемых в нагрузку импульсов тока и напряжении и высоконадежным в нештатных и аварийных режимах.



Рис. 1.1.

В современных мощных электрофизических установках (ЭФУ) зарядные устройства должны обеспечивать быстрое (единицы и сотни микросекунд) накопление энергии в конденсаторе, необходимое для создания частотных режимов его эксплуатации. Напряжение зарядки конденсатора, как правило, составляет единицы и десятки киловольт. Важным условием является также высокая помехозащищенность ЗУ в процессе быстрой коммутации энергии в нагрузку. Коммутирующие устройства современных ЭФУ должны быстро и эффективно коммутировать в цепь нагрузки энергию в диапазоне от единиц Дж до сотен кДж.

Одними из самых критичных элементов в мощных зарядных и коммутирующих устройствах ЭФУ являются ключи, которые должны быть способны блокировать высокое напряжение и коммутировать большой ток за очень короткое время. В качестве таких ключей могут быть использованы мощные управляемые разрядники с различным газовым составом межэлектродной среды и с различным давлением этой среды [18], а также тиратроны и игнитроны [19]. Основными достоинствами этих высоковольтных ключей являются сравнительно малые габариты, простая конструкция и высокая скорость переключения в хорошо проводящее состояние. Их основной недостаток заключается в относительно малом ресурсе надежной работы вследствие эрозии электродов.

Недостатком управляемых разрядников является также большое время восстановления электрической прочности после выключения, кроме этого, их рабочие характеристики сильно

зависят от величины блокируемого напряжения и внешних условий. Недостатком тиратронов является то, что они не обладают мгновенной готовностью к работе, так как нуждаются в предварительном прогреве генератора водорода. Игнитроны способны работать только в определенном положении, что исключает их применение в мобильных устройствах. В игнитроне используется ртуть, которая потенциально опасна при его аварийном разрушении.

В настоящее время мощные импульсные электрофизические установки разрабатываются в основном на основе полупроводниковых ключей [20-22], которые имеют большой эксплуатационный ресурс, сравнительно малые потери энергии, обладают мгновенной готовностью к включению, бесшумны при работе и не создают опасности загрязнения окружающей среды.

Несмотря на несомненные достоинства полупроводниковых ключей, изготовленных из новых перспективных материалов (карбид кремния, арсенид галлия и др), основным полупроводниковым материалом в настоящее время продолжает оставаться монокристаллический кремний.

Базовые типы кремниевых полупроводниковых ключей (транзисторы и тиристоры) известны уже несколько десятков лет, но они постоянно совершенствуются с целью повышения быстродействия и рабочего напряжения и уменьшения коммутационных потерь энергии.

Принципы работы кремниевых полупроводниковых ключей позволяют разделить их на биполярные, в которых в процессе протекания силового тока участвуют оба типа носителей заряда (электроны, и дырки), а также биполярно-полевые и полевые.

Наиболее высокими коммутационными возможностями и наиболее простой конструкцией обладают биполярные полупроводниковые ключи, которые управляются током, пропускаемым через управляющий электрод.

Хорошо известными биполярными полупроводниковыми ключами являются биполярные транзисторы (БТ). Они имеют три области с чередующимися типами проводимости – эмиттер, коллектор и базу, через которую пропускается ток управления. При достаточно большом токе управления происходит открытие исходно запертого коллекторного перехода и включение БТ.

Время включения БТ определяется диффузионной скоростью движения носителей заряда и может быть уменьшено только при уменьшении толщины базовой области. Но при этом снижается и напряжение пробоя БТ.

Современные мощные биполярные транзисторы имеют рабочее напряжение несколько сотен вольт и время включения сотни наносекунд. Они способны коммутировать токи сотни ампер.

Недостатком БТ является большая величина тока управления, необходимая для поддержания высокой проводимости при протекании мощного силового тока. Так, в мощных БТ она составляет не менее 5% от величины коммутируемого силового тока.

В этой связи большой интерес представляют широко используемые в настоящее время полевые транзисторы (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET). Они состоят из кремниевой подложки, на которой созданы две области с другим типом проводимости (сток и исток). Переключение MOSFET производится путем приложения к электроду управления (затвору) небольшого напряжения. Когда управляющее напряжение превышает пороговый уровень, то образуется инверсионный слой (канал), который соединяет сток и исток. Через этот канал протекает силовой ток. При снижении управляющего напряжения ниже порогового уровня канал быстро рассасывается, и транзистор выключается.

Поскольку MOSFET управляются напряжением и их входное сопротивление при запуске велико, то они потребляют гораздо меньшую мощность по цепи управления по сравнению с БТ. Полевые транзисторы имеют также меньшее время включения и выключения, что позволяет их использовать на более высоких частотах. Однако при увеличении рабочего напряжения сопротивление канала MOSFET существенно возрастает и ограничивает рабочий ток. Это обстоятельство препятствует их использованию в мощных импульсных устройствах.

Существенно больший ток при высоком рабочем напряжении способны коммутировать биполярно-полевые транзисторы (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT). Идея IGBT заключается в том, чтобы формировать ток базы мощного биполярного транзистора с помощью встроенного полевого транзистора. В результате обеспечиваются основные достоинства полевого и биполярного транзистора: малая мощность цепи управления и достаточно высокая проводимость при протекании силового тока. Определенным недостатком IGBT является большее, по сравнению с полевым транзистором, время выключения, которое определяется коммутационными характеристиками биполярной части его структуры.

Конструктивно IGBT состоит из большого количества элементарных ячеек на основе высоковольтных биполярных микротранзисторов и запускающих полевых микротранзисторов. Ячейки имеют характерный размер 10-15 МКМ. Электроды управления полевых микротранзисторов и силовые электроды биполярных микротранзисторов подключены к выводам корпуса (затвору, коллектору и эмиттеру). Включение IGBT осуществляется путем приложения маломощного импульса напряжения между затвором и эмиттером. После включения падение напряжения между коллектором и эмиттером IGBT сравнительно мало, так как определяется падением напряжения на биполярных микротранзисторах.

Современные технологические методы не позволяют изготовить чипы IGBT с площадью более 1см². В результате они имеют рабочий ток не более 100-200 А. Поэтому сильноточные IGBT-ключи имеют модульную конструкцию и состоят из нескольких чипов, заключенных в общий корпус.

В настоящее время фирмы Infineon Technologies, Semikron, Mitsubishi Group и другие выпускают IGBT-модули с рабочим током несколько килоампер, способные блокировать напряжение несколько киловольт.

Полевые и биполярно-полевые транзисторы допускают параллельное соединение. В высоковольтных ключах они соединяются последовательно. В настоящее время известны килоамперные транзисторные ключи с рабочим напряжением более десяти киловольт [23, 24]. Они состоят из большого количества транзисторов. Поскольку для каждого транзистора используется отдельная цепь управления, то при разработке таких ключей наиболее сложным является обеспечение синхронного включения транзисторов.

В импульсных устройствах очень большой мощности (десятки мегаватт и выше) используются кремниевые биполярные ключи в виде силовых тиристоров, которые принципиально отличаются от транзисторов тем, что их невозможно принудительно выключить в процессе протекания силового тока.

Структура тиристора представляет собой пластину монокристаллического кремния, в которой в результате диффузии легирующей примеси созданы четыре чередующихся слоя с разным типом проводимости (p+-n-p-n+). Эти слои имеют разную толщину и разную степень легирования. Базовый n-слой имеет наибольшую толщину и высокое удельное сопротивление. Тонкие сильно легированные эмиттерные p⁺ и n⁺-слои соединены, соответственно, с анодом и катодом тиристора. Базовый p-слой создается с сравнительно небольшой концентрацией легирующей примеси. Управляющий электрод подключается к базовому p-слою через сильнолегированную p⁺ область (базу).

Когда между анодом и катодом тиристора приложено положительное напряжение (плюс на аноде), то крайние p+-n и p-n+ переходы смещены в проводящем направлении, а центральный коллекторный n-p переход смещен в запорном направлении и блокирует приложенное напряжение. Для переключения тиристора по цепи «база-катод» пропускается небольшой ток включения. При этом катодный n⁺-слой инжектирует электроны, которые инициируют ответную инжекцию дырок из анодного p⁺-слоя. Инжектируемые носители лавинообразно заполняют базовые слои тиристора. В результате коллекторный переход открывается и тиристор переключается в проводящее состояние.

Проводимость тиристоров после переключения во многом определяется плотностью носителей, инжектируемых из эмиттерных p⁺ и n⁺-слоев, и существенно превышает проводимость вышерассмотренных IGBT-транзисторов, имеющих только один эмиттерный слой.

Так как подвижность электронов и дырок сравнительно мала, то быстрая модуляция проводимости тиристора невозможна при большой толщине базового п-слоя, необходимой для обеспечения высокого напряжения пробоя. Уменьшение толщины п-слоя при сохранении достаточно высокого пробивного напряжения достигается за счет создания в этом слое тонкой буферной п'-области, с достаточно сильным легированием. Однако даже при такой конструкции напряжение пробоя импульсных тиристоров, с малым временем переключения в хорошо проводящее состояние не превышает нескольких киловольт.

По этой причине увеличение мощности, коммутируемой тиристором, может быть обеспечена только при увеличении коммутируемого тока.

Из-за большого тангенциального сопротивления базового р-слоя плотность тока включения импульсного тиристора быстро уменьшается по мере удаления от базового контакта. Поэтому переключение тиристора происходит в узкой (сотни микрон) области вдоль границы базы с катодным эмиттером, а затем с небольшой скоростью (0,1-0,5 мм/мкс) [25] распространяется по всей площади.

Вследствие сравнительно малой ширины области первоначального включения высокая проводимость тиристора после переключения может быть обеспечена только при большой длине этой области. Поэтому в силовых тиристорах с большой допустимой скоростью нарастания тока используется так называемый «разветвленный электрод управления», который занимает существенную часть площади их структур. Однако при этом уменьшается площадь тиристора, через которую протекает силовой ток.

Современные силовые тиристоры имеют диаметр структур до 150 мм, рабочее напряжение до 6,5 кВ и способны в моноимпульсном режиме коммутировать токи с амплитудой до 200 кА с длительностью до несколько сотен мкс [26].

Основными проблемами при разработке мощных ключей на основе силовых тиристоров является их потенциальная ненадежность при последовательном соединении, обусловленная возможностью несинхронного включения. Уменьшение разброса моментов включения тиристоров достигается при использовании достаточно сложных цепей управления, формирующих мощные быстро нарастающие токи управления. Основным недостатком этих цепей является необходимость надежной изоляции от элементов силовой цепи.

В этой связи весьма перспективными являются импульсные устройства на основе мощных оптотиристоров. Так, например, в работе [27] при использовании мощных оптотиристоров ТФИ193-2500-42 с рабочим напряжением 4 кВ, изготовленных в ПАО «Электровыпрямитель» (г. Саранск), показана возможность коммутации импульсов тока с амплитудой ~100 кА и длительностью ~500 мкс.

Более интегрированную конструкцию области катодного эмиттера имеют мощные запираемые тиристоры GTO (Gate Turn Off), способные выключаться в цепи постоянного тока при пропускании через электрод управления запирающего тока с полярностью, противоположной включающему току.

Катодная часть GTO разбита на узкие ячейки, которые равномерно распределены по площади и соединены параллельно. При такой конструкции пропускаемый через электрод управления GTO запирающий ток позволяет прервать инжекцию электронов из n⁺ эмиттера, что обеспечивает последующее выключение тиристора. Несомненным достоинством рассмотренной интегрированной катодной части GTO является возможность однородного распределения по ее площади включающего тока. В результате обеспечиваются высокие коммутационные возможности GTO в импульсных режимах [28, 29].

Основной недостаток конструкции и режима использования GTO заключался в том, что они не обеспечивают вывод из базовых областей всех носителей, накопленных при протекании силового тока. В результате выключение GTO начинается в момент, когда его сопротивление недостаточно мало и силовой ток имеет сравнительно большую величину. При этом на тиристорах возникает большой всплеск напряжения, обусловленный падением напряжения на индуктивности силовой цепи. Для защиты GTO от перенапряжений параллельно им подключаются мощные RC-цепи, в которых теряется большая энергия.

Рассмотренный недостаток был устранен в модифицированных GTO – запираемых тиристорах типа GCT (Gate Commutated Thyristor). В этих тиристорах рассмотренная проблема решается путем повышения степени интеграции запускающих катодных участков их структуры и при использовании так называемого «жесткого» выключения, когда запирающий ток имеет амплитуду, превышающую амплитуду силового тока и очень малое время нарастания (доли микросекунды).

Катодный эмиттер GCT состоит из нескольких тысяч узких эмиттерных полос, чередующихся с узкими базовыми полосами. При такой геометрии мощный запирающий ток эффективно воздействует практически на всю площадь катодного эмиттера. Малоиндуктивная конструкция вывода управляющего электрода GCT позволяет создавать высокую скорость нарастания тока управления.

В настоящее время фирма ABB Semiconductors AG выпускает GCT на кремнии диаметром 140 мм. Они имеют рабочее напряжение 6 кВ и способны выключать ток 6000 А. В режиме униполярных импульсов силового тока высоковольтные ключи на основе GCT, позволяют коммутировать импульсы тока с амплитудой 200 кА и длительностью 100 мкс [30].

Сложность разработки мощных цепей управления GCT обусловила создание запираемых тиристоров типа IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) [31], которые содержат малогабаритные цепи управления (драйверы). Основной производитель IGCT — фирма ABB Semiconductors AG.

Физические принципы работы запираемых тиристоров типа GCT и IGCT определяют необходимость использование очень мощных цепей управления. В этой связи несомненный интерес имеют результаты исследования недавно разработанных в ФТИ им. А. Ф. Иоффе опытных образцов модифицированных запираемых тиристоров, для выключения которых не требуются мощные цепи управления. Эти тиристоры были названы интегральными тиристорами (ИТ) [32-37].

Основным отличием ИТ от рассмотренных выше запираемых тиристоров является принципиально малая толщина и высокое легирование базового р-слоя.

Конструктивно структура ИТ выполнена аналогично структуре запираемого тиристора. Ее катодная часть состоит из большого числа узких чередующихся n^+ и p^+ – полос, которые определяют элементарные ячейки, показанные на рис. 1.2.



Рис. 1.2. Структура ИТ.

Включение элементарных ячеек ИТ инициируется коротким маломощным импульсом тока в цепи «К-УЭ» (катод - управляющий электрод). В результате из n⁺-эмиттера инжектируются электроны. Они очень быстро пролетают тонкий (4–5 мкм) базовый р-слой и инициируют встречную инжекцию дырок из примыкающего к аноду А эмиттерного p⁺-слоя. Этот процесс развивается лавинообразно, в результате чего базовые области ИТ заполняются электронно-дырочной плазмой высокой плотности, и он переходит во включенное состояние.

Расчеты и эксперименты показали, что выключение ИТ, содержащего эмиттерные n⁺полосы с шириной порядка 10 мкм может осуществляться без использования импульса запирающего тока управления при замыкании цепи «К-УЭ» низковольтным полевым транзистором MOSFET. При очень малом сопротивлении канала MOSFET и малой индуктивности цепи его подключения величина падения напряжения в цепи «К-УЭ» очень мала (не более 0.7 В). В результате прекращается инжекция электронов из n⁺-эмиттеров и обеспечивается быстрое выключение ИТ.

Опытные образцы ИТ с рабочей площадью 1 см² были изготовлены в АО «ВЗПП-Микрон» (г. Воронеж). В их структурах размеры элементарных ячеек соответствовали легко реализуемому в России топологическое разрешению ~1 мкм. По своим статическим и динамическим характеристикам разработанные ИТ с внешним полевым управлением при относительной простоте конструкции успешно конкурируют с запираемыми тиристорами такой же рабочей пощади, но их выключение осуществляется при существенно меньшей мощности цепи управления.

Перспективной альтернативой тиристорам в области больших мощностей являются разработанные в ФТИ им А. Ф. Иоффе двухэлектродные кремниевые полупроводниковые приборы (динисторы) [38], переключаемые с помощью управляющего плазменного слоя.

Идея переключения заключается в следующем. Если отказаться от электрода управления и каким-то образом создать в базовых областях четырехслойной тиристорной структуры равномерно распределенный слой электронно-дырочной плазмы, то внешнее силовое напряжение будет одновременно перемещать из этого слоя дырки в базовый р-слой, а электроны в базовый п-слой. Эти носители будут понижать потенциальный барьер эмиттерных переходов. В результате будет осуществляться однородная инжекция запускающих носителей в соответствующие базовые слои и однородное переключение динистора по всей рабочей площади. Необходимым условием такого переключения является обеспечение достаточной плотности плазмы в управляющем слое [39].

В ФТИ им. А. Ф. Иоффе были исследованы способы формирования управляющего плазменного слоя путем ионизации в мощном СВЧ-поле [40] и ионизации мощным импульсом

света [41, 42]. Все они дали хорошие результаты (осуществлена коммутация импульсов тока с амплитудой несколько килоампер и скоростью нарастания несколько килоампер в микросекунду), но не нашли широкого применения. Основная причина состояла в большой сложности специальных систем управления.

В результате новых исследований был разработан эффективный и легко реализуемый реверсивно-инжекционный способ формирования управляющего плазменного слоя [43], который осуществляется путем кратковременного изменения полярности исходного напряжения. Этот способ был реализован в реверсивно включаемых динисторах (РВД) [44, 45].

Для формирования управляющего плазменного слоя через четырехслойную структуру РВД пропускается обратный ток, достаточно равномерно распределенный по рабочей площади. В результате в приколлекторной области структуры РВД накапливаются дырки, которые образуют тонкий управляющий слой.

Результаты исследования различных конструкций РВД [46, 47] показали, что наиболее перспективной является конструкция, показанная на рис. 1.3.

Она создается с помощью традиционной диффузионной технологии, которая используется при изготовлении силовых тиристоров. Как и в тиристорах, требуемая термическая и dU/dt стойкость достигается с помощью равномерно распределенных шунтов (1) катодного n⁺-эмиттера. Принципиальной особенностью конструкции РВД является то, что в анодный эмиттер p⁺ введены шунты n⁺ (на рисунке они заштрихованы). Шунты n⁺ имеют малый диаметр (≤ 300 мкм) и распределены равномерно по площади эмиттера p⁺. Расстояние между шунтами n⁺ меньше ширины базовой области n.



Рис. 1.3. Структура РВД в силовой цепи.

Принцип работы РВД заключается в следующем. В исходном состоянии к его структуре от силовой цепи СЦ приложено прямое напряжение. Включение РВД осуществляется путем

кратковременного реверса этого напряжения. После включения блока БЗ запуска к структуре РВД прикладывается небольшое обратное напряжение, которое обеспечивает пробой низковольтного p-n⁺ перехода катодной части. В результате через шунты n⁺ анодной части РВД в базовый n-слой поступают потоки электронов (2). Они расширяются к коллекторному n-р переходу и образуют каналы обратной проводимости, через которые протекает ток управления I_{y} . Поскольку шунты n⁺ расположены на небольшом расстоянии друг от друга, то ток I_{y} распределяется практически равномерно по всей площади структуры РВД. В процессе протекания через РВД тока управления вблизи коллекторного п-р перехода создается слой дырок 3, который является источником запускающих носителей при последующем включении РВД. Однородность распределения дырок в запускающем слое определяется расстоянием между шунтами п⁺.

После восстановления на РВД исходной полярности напряжения дырки из слоя 3 перемещаются полем в р-базу и инициируют инжекцию электронов из катодного n⁺-эмиттера. Эти электроны инициируют ответную инжекцию дырок из анодного p⁺-эмиттера. В результате обеспечивается лавинообразное заполнение базовых областей РВД носителями тока, которое осуществляется сразу по всей рабочей площади РВД и без задержки относительно момента окончания тока І_у.

После переключения РВД через его структуру протекает ток I₀, формируемый силовой цепью СЦ. Переключение РВД проходит с малыми потерями энергии, если слой 2 не истощается полностью за время пролета электронов через р-базу. После окончания силового тока I₀ выключение РВД осуществляется в результате рекомбинации накопленной электроннодырочной плазмы.

Отсутствие задержки включения обеспечивает синхронное включение большого количества РВД при запуске общим током управления. Однородное по площади переключение определяет высокие коммутационные возможности РВД, которые возрастают пропорционально рабочей площади их структур.

В работах [48-52] были описаны основные принципы РВД-схемотехники, в публикациях [53-64] показаны результаты экспериментальных исследований опытных образцов мощных ключей на основе РВД, способных в микросекундном диапазоне коммутировать уникальные для современных полупроводниковых импульсных устройств импульсные мощности.

Задачей диссертационной работы является разработка полупроводниковых устройств на основе IGBT-транзисторов, силовых тиристоров, импульсных интегральных тиристоров и PBД, предназначенных для использования в нетрадиционных режимах коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом.

ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ МАЛОГАБАРИТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ТИРИСТОРОВ В НЕТИПОВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЕЖИМАХ

2.1. Разработка и исследование коммутаторов мощных субмикросекундных импульсов тока на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором

Очень малое время включения и выключения, а также сравнительно высокая проводимость во включенном состоянии создают определенные перспективы для использования биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT-транзисторов) в режимах коммутации быстро нарастающих импульсов тока.

Определенным недостатком IGBT-транзистора является то, что физические принципы его работы не позволяют обеспечить малые потери энергии в режимах с высокой скоростью нарастания силового тока, если величина предельно допустимого напряжения превышает 1,5 кВ. В результате в высоковольтных коммутаторах необходимо использовать большое количество IGBT-транзисторов, соединенных последовательно.

Известны высоковольтные коммутаторы [23], в которых включение последовательно соединенных IGBT производится индивидуальными низковольтными драйверами, цепи питания которых надежно изолированы от силовой цепи. Для включения драйверов используются генераторы оптических сигналов, имеющие сравнительно большую стоимость и существенный разброс моментов срабатывания, который определяет возможность перенапряжений на транзисторах при их несинхронном запуске.

В настоящее время основной областью применения IGBT-транзисторов являются мощные устройства преобразовательной техники, в которых длительность импульсов силового тока составляет десятки и сотни микросекунд. В этой связи были недостаточно исследованы возможности IGBT в режимах коммутации быстро нарастающих импульсов тока с длительностью единицы и доли микросекунды.

Для исследования коммутационных возможностей IGBT-транзисторов в режимах коммутации субмикросекундных импульсов силового тока был разработан испытательный стенд. Электрическая схема стенда показана на рис. 2.1. Она содержит силовую цепь L_0 - C_0 - $R_{\rm H}$, исследуемый транзистор T и цепь управления транзистора на основе драйвера MIC4452 (V) с рабочим током 10 A.

Исследовались малогабаритные транзисторы IRGPS60B120KD [66] с рабочим напряженим 1200 В, которые имели сравнительно малую стоимость и были доступны к приобретению. При сравнении большого числа одновременно приобретенных IRGPS60B120KD

был получен очень малый разброс моментов включения и выключения (менее 2 нс), определяющий перспективность использования этих транзисторов при последовательном соединении.



Рис. 2.1. Генератор с цепями управления транзисторов на основе микросхем с высокой изоляционной прочностью: R=100 Ом; D₀ - 80APF12PBF; D₁ - VS20BQ030TR.

Коммутационные возможности транзистора T₀ при быстром нарастании импульсов силового тока были исследованы в режиме с полным разрядом силового конденсатора C₀ без выключения транзистора. Униполярная форма силового тока достигалась путем подключения параллельно C₀ сборки диодов D₀.

Для обеспечения малых коммутационных потерь энергии использовался плотный монтаж элементов цепи управления, необходимый для создания малой индуктивности и высокой скорости нарастания запускающего напряжения, обеспечивающей малые коммутационные потери энергии [67].

На рис. 2.2 показаны осциллограммы быстро нарастающих импульсов силового тока (I₁, I₂) и падений напряжения (U₁, U₂) на типовом транзисторе T₀, полученные при амплитуде импульсов тока управления I_{y1}= 7 A и I_{y2}= 4 A.

Высокая скорость нарастания силового тока (~1,5 А/нс) обеспечивалась малой величиной индуктивности L₀. Амплитуда тока управления изменялась путем изменения величины резистора R₁. Силовые токи измерялись трансформатором тока TT в виде датчика Pearson current monitor 410. Для измерения падения напряжения на транзисторе T использовался пробник Tektronix P5100A.



Рис. 2.2. Осциллограммы силового тока (I₁, I₂) и напряжения на транзисторе T₀ (U₁, U₂) при I_{y1}= 7 A и I_{y2}= 4 A: 250 В/дел, 60 А/дел, 40 нс/дел.

Как видно из осциллограмм, увеличение амплитуды тока управления с 4 А до 7 А приводит к существенному уменьшению падения напряжения на исследуемом транзисторе.

На рис. 2.3 приведены осциллограммы напряжения на типовом транзисторе T (U₁, U₂), полученные при $I_{y1}=I_{y2}=7$ A в режимах с разной индуктивностью силовой цепи $L_{01}>L_{02}$, определяющей разную скорость нарастания импульсов силового тока I₁, I₂. Кривые I₃, U₃ получены при индуктивности L_{02} и $I_{y3}=9$ A.



Рис. 2.3. Осциллограммы силового тока (I₁, I₂, I₃) и напряжения на транзисторе T₀ (U₁, U₂, U₃), полученные при разных амплитудах тока управления и разных величинах индуктивности силовой цепи:

250 В/дел, 60 А/дел, 40 нс/дел.

Приведенные осциллограммы показывают, что даже незначительное увеличение скорости нарастания силового тока приводит к существенному всплеску напряжения на транзисторе. Амплитуда этого всплеска существенно уменьшается при увеличении амплитуды тока управления.

На рис. 2.4 показаны осциллограммы силового тока и напряжения на типовом транзисторе Т₀, полученные при амплитуде тока управления (9 А) в режимах с разной емкостью силового конденсатора C₀.



Рис. 2.4. Осциллограммы силового тока (I₁, I₂) и напряжения на транзисторе T₀ (U₁, U₂) при разной величине емкости силовых конденсаторов (C₀₁<C₀₂): 250 В/дел, 150 А/дел, 100 нс/дел.

Из осциллограмм видно, что в моменты коммутации, когда токи I_1 , I_2 практически равны, кривые U_1 , U_2 совпадают. Спустя T*=280 нс после включения транзистора ток I_2 нарастает до некоторой критической величины I*=330 A, при которой напряжение U_2 существенно возрастает. Ток I_1 достигает значения I* позже, чем ток I_2 , а затем нарастает с меньшей скоростью. При этом напряжение U_1 не возрастает даже при протекании тока I_1 с амплитудой 450 A.

Таким образом, можно сделать вывод, что для обеспечения малых потерь энергии в исследуемых IGBT-транзисторах скорость нарастания силового тока в каждом из моментов коммутации не должна превышать некоторую критическую величину.

При исследовании транзисторов в режимах формирования мощных импульсов с субмикросекундным фронтом была определена зависимость критического тока I* от времени его установления Т*. График зависимости приведен на рис. 2.5. Он позволяет определить условия коммутации, при которых падение напряжения на транзисторе в процессе коммутации силового тока не увеличивается резко.



Рис. 2.5. График зависимости тока I* от времени его установления T*.

Из приведенного графика следует, что при определенных условиях, исследуемые транзисторы IRGPS60B120KD могут эффективно коммутировать ток с субмикросекундным фронтом нарастания и амплитудой ~500 A, которая почти на порядок превышает предельно допустимое паспортное значение рабочего тока (60 A).

Как известно, в генераторах импульсов высокого напряжения гальваническая развязка цепей управления последовательно соединенных транзисторов от силовой цепи может быть обеспечена при использовании импульсных трансформаторов.

Наиболее простую конструкцию имеют трансформаторы с одним надежно изолированным витком в первичной обмотке, через который пропускается общий для всех транзисторов ток запуска. Недостатком одновитковых запускающих трансформаторов являются их большие габариты при большой длительности импульсов коммутируемого, которые определяются тем, что в процессе коммутации трансформаторы должны формировать запускающие импульсы напряжения с амплитудой не менее 15 В.

Простые расчеты показывают, что при приемлемых габаритах одновитковых трансформаторов, не превышающих габариты исследуемых транзисторов IRGPS60B120KD, длительность запускающих импульсов напряжения может достигать несколько микросекунд. В результате обеспечивается возможность разработки малогабаритных транзисторных генераторов мощных субмикросекундных импульсов высокого напряжения.

На рис. 2.6 приведена электрическая схема опытного генератора импульсов высокого напряжения на основе блока из восьми последовательно соединенных IGBT-транзисторов Т, для запуска которых используются трансформаторы Тр с кольцевыми ферритовыми сердечниками фирмы Epcos. Сердечники трансформаторов выполнены из материала N87 и

имеют размеры 16х9,6х6,3 мм, соизмеримые с размерами используемых транзисторов IRGPS60B120KD (20х16х5 мм).

Токи управления транзисторов Т в IGBT-блоке формируются цепью управления ЦУ. При включении транзистора T_y в одновитковые первичные обмотки Тр коммутируется ток I_{w1} с фронтом ~15 нс. В результате через вторичные обмотки w_2 протекают быстро нарастающие токи I_{w2} , и на затворах транзисторов Т возникают импульсы запускающего напряжения. Амплитуда этих импульсов ограничивается на допустимом уровне стабилитронами D_y .



Рис. 2.6. Генератор на основе последовательно соединенных IGBT-транзистора с цепями управления на основе импульсных трансформаторов. R=20 Ом; R_y=100 Ом; R_ш=120 кОм; C=200 нФ, D_y - BZV55C18;

D₀ - 80APF12PBF (2 посл.); D₁ - VS20BQ030TR; T_y - IRGPS60B120KD.

В процессе экспериментов использовались трансформаторы Тр с разным числом витков во вторичной обмотке: $w_2=3$ и с $w_2=6$. При этом обеспечивалась длительность импульсов запуска транзисторов T соответственно 1 и 2 мкс. Амплитуда импульсов тока I_{w2} во вторичных обмотках Тр регулировалась путем изменения напряжения зарядки конденсатора C.

При подключении вторичных обмоток Тр к затворам транзисторов Т витыми проводами токи I_{w2} практически не изменялись при увеличении длины витых пар от минимально возможной до 25 см. Полученный результат показывает, что в рассмотренных условиях большой коэффициент трансформации Тр и большая величина сопротивления R (20 Ом) позволяют считать цепь управления ЦУ генератором тока.

В опытном генераторе использовалась силовая цепь L_0 - C_0 - $R_{\rm H}$, которая при зарядке C_0 до напряжения 8 кВ формировала практически такие же импульсы силового тока, как и силовая цепь в стенде на рис. 2.1.

В процессе экспериментов были получены следующие результаты:

- если протекающие через обмотки w_2 токи управления последовательно соединенных транзисторов T такие же, как и ток управления транзистора T_0 в стенде на рис. 2.1, то на исследуемых T и T_0 обеспечивается практически одинаковое падение напряжения;

- при использовании трансформаторов с w₂=3 и с w₂=6 осциллограммы напряжения на транзисторах Т практически не изменяются, если обеспечивается одинаковая амплитуда и фронт импульсов тока в обмотках w₂.

Рассмотренный опытный генератор на основе IGBT-блока был испытан при силовом напряжении 8 кВ на частоте 200 Гц в режиме коммутации импульсов тока с амплитудой ~220 А, имеющих длительность ~1 мкс, фронт ~200 нс (рис. 2.7).

Трансформаторы Тр имели 5 витков во вторичных обмотках и формировали импульсы управления транзисторов Т с длительностью 1,5 мкс, которая превышала длительность импульсов силового тока. В результате в процессе коммутации силового тока транзисторы не выключались. Испытания проводились при естественном охлаждении. Нагрев элементов транзисторов Т практически не ощущался.



Рис. 2.7. Осциллограмма силового тока: 60 А/дел, 200 нс/дел.

На рис. 2.8 приведена фотография IGBT-блока, смонтированного на печатной плате. Тороидальные сердечники трансформаторов Тр закреплены соосно, что позволяет пропустить по центру сердечников изолирующую фторопластовую трубку. В трубку вставлен надежно изолированный провод, являющийся для каждого трансформатора витком первичной обмотки. Элементы R_y, D_y располагаются на обратной стороне печатной платы на минимальном расстоянии от выводов транзисторов Т.



Рис. 2.8. Блок последовательно соединенных IGBT-транзисторов.

Рассмотренный IGBT-блок был успешно использован для формирования прямоугольных импульсов высокого напряжения. В этом режиме в опытном генераторе использовался силовой конденсатора C_0 с емкостью 1 мкФ, который практически не разряжался в процессе протекания тока через IGBT-блок. Длительность этого тока определялась длительностью импульсов управления транзисторов (не более 1,5 мкс). Резистор $R_{\rm H}$ имел сопротивление 150 Ом. При зарядке C_0 до напряжения 8 кВ он ограничивал амплитуду импульсов силового тока на уровне ~53 А.

На рис. 2.9 приведена осциллограмма импульса напряжения на резисторе R_н, полученная при длительности импульсов управления транзисторов ~450 нс. Для измерения напряжения использовался пробник Tektronix P6015A.



Рис.2.9. Осциллограмма напряжения на резисторе R_н: 2 кB/дел, 100 нс/дел.

На рис. 2.10 приведена осциллограмма напряжения на заземленном транзисторе Т IGBTблока и осциллограмма напряжения на затворе этого транзистора.



Рис. 2.10. Осциллограммы напряжений на транзисторе Т (U_T) и на затворе транзистора Т (U₃): 200 В/дел, 5 В/дел, 100 нс/дел.

Как видно из осциллограмм на рис. 2.10, после окончания запускающего воздействия (момент *) напряжение на затворе транзистора быстро уменьшается. Этот процесс обусловлен разрядом емкости затвора транзистора T через резистор R_y . В результате транзистор выключается за время ~350 нс. Так как время разряда емкости затвора транзистора определяется величиной сопротивления R_y (100 Ом), то оно может быть уменьшено путем уменьшения этого сопротивления. Ограничивающим фактором являются коммутационные возможности цепи управления ЦУ, которая в процессе протекания силового тока должна формировать на резисторах R_y импульсы напряжения, необходимые для обеспечения высокой проводимости транзисторов.

Таким образом, проведенные исследования свидетельствуют о возможности создания малогабаритных высоковольтных транзисторных генераторов, способных в субмикросекундном диапазоне коммутировать мегаваттные импульсные мощности.

Так как тип используемых транзисторов не имеет принципиальных особенностей, то в разработанных схемах мощных генераторов могут быть использованы другие аналогичные IGBT-транзисторы.

В разделе используются материалы публикации автора [68].

2.2. Разработка и исследование коммутаторов мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом на основе малогабаритных силовых тиристоров

Известной альтернативой IGBT-транзисторам являются тиристоры. Их основным преимуществом является то, что в отличие от транзисторов, они имеют два эмиттера носителей тока, расположенные с противоположных сторон от базовых областей. В результате включение тиристора происходит путем двухсторонней инжекции запускающих носителей, которая обеспечивает интенсивную модуляцию проводимости широкой n-базы. Благодаря такому переключению плотность электронно-дырочной плазмы в n-базе тиристора существенно выше, чем в n-базе транзистора. Это определяет более высокую, по сравнению с транзистором, стационарную проводимость при протекании силового тока. В результате после окончания переходного процесса включения потери энергии в тиристорах существенно меньше потерь энергии в транзисторах с таким же предельно допустимым напряжением и с той же площадью полупроводниковой структуры. Принципиальным недостатком тиристоров является то, что они имеют большее, по сравнению с IGBT-транзисторами, время установления стационарной проводимости, затрудняющее их использование при очень коротком фронте силового тока.

Физические принципы работы тиристоров определяют увеличение времени их включения при увеличении предельно допустимого стационарного напряжения. В этой связи была исследована возможность разработки малогабаритных коммутаторов мощных быстро нарастающих импульсов тока на основе силовых тиристоров с предельно допустимым напряжением не более 2500 В. Для пилотных экспериментов были выбраны недорогие малогабаритные тиристоры ТБ133-250-24 с диаметром структур 30 мм, серийно выпускаемые в АО "Протон-Электротекс" (г. Орёл) [69].

В результате исследования 50 тиристоров ТБ133-250-24 в режиме коммутации мощных микросекундных импульсов тока было установлено, что минимальные потери энергии в тиристорах достигаются при создании тока управления с амплитудой >3 A и фронтом ~ 300 нс. Величина разброса моментов включения тиристоров достигала минимального значения (~ 80 нс) при амплитуде тока управления ~ 6A.

Ниже приведены результаты исследований тиристорного коммутатора мощных импульсов тока с рабочим напряжением 24 кВ, выполненного на основе блока из 14 последовательно соединенных тиристоров ТБ133-250-24.

Электрическая схема стенда для исследования высоковольтного тиристорного коммутатора приведена на рис. 2.11. Переключение тиристоров T₁-T₁₄ осуществлялось с помощью блока управления БУ и малогабаритных повышающих трансформаторов Tp,

имеющих один виток в первичной обмотке и пять вторичной. Так витков во как используемые трансформаторные цепи имели сравнительно большую индуктивность, то для создания высокой скорости нарастания токов управления тиристоров, необходимой для их достаточно синхронного включения, использовалось высокое напряжение зарядки конденсатора Ск (800 В). Резистор Rк с достаточно большим сопротивлением обеспечивал пренебрежимо малое влияние трансформаторных цепей на процесс формирования импульсов тока управления. Благодаря использованию мощной цепи управления ЦУ с выходным током 8 обеспечивал коммутацию в одновитковые транзистор Тк первичные А обмотки трансформаторов Тр короткого (~ 5 мкс) тока с амплитудой ~ 30 А, и фронтом ~ 300 нс. При этом через вторичные обмотки Тр протекали токи управления с амплитудой ~ 6 А. Варисторы V ограничивали всплески напряжения на тиристорах, обусловленные небольшим разбросом моментов их переключения. После включения блока тиристоров T_1 - T_{14} силовой конденсатор C_0 разряжался по цепи L₀-R₀. Блок диодов D исключал возможность его перезаряда.



Рис. 2.11. Схема стенда для исследования высоковольтного тиристорного коммутатора. С_к=150 нФ; C₀=130 нФ; R_к=24 Ом; R_y=1 Ом; R=1,5 МОм; R₀=2 Ом; L₀=1,5 мкГн; V: 14N102K, 2 посл.; Тр –феррит Ерсов N87 16х9,6х6,3 мм, w₁=1, w₂=5; Т_к: IRGPS60B120KD; T₁-T₁₄: ТБ133-250-24; D: 60EPF12, 24 посл.

На рис. 2.12 приведена осциллограмма силового тока I_0 (~4 кА), протекающего через тиристорный блок, и падения напряжения U на тиристоре T_{14} в эксперименте, иллюстрирующем процесс переключения блока при существенно разных временах задержки включения тиристоров. Они получены при зарядке силового конденсатора C_0 до напряжения 24 кВ. Для проведения эксперимента тиристоры были специально подобраны: тиристоры T_1 - T_{13} имели сравнительно малый разброс моментов включения (<30 нс), а тиристор T_{14} включался с задержкой ~ 50 нс после остальных тиристоров в блоке.

Силовой ток измерялся малогабаритным датчиком тока Pearson current monitor 410, напряжение на тиристоре пробником Tektronix P5100A.

Представленные осциллограммы свидетельствуют о том, что даже в этих условиях разработанный коммутатор обеспечивает неопасный для отстающего тиристора всплеск напряжения и позволяет коммутировать мощные импульсы тока, нарастающие со скоростью несколько кА/мкс. Полученный результат определяет большие перспективы при его использовании.



Рис. 2.12. Осциллограммы тока I через тиристорный блок и напряжения U на отстающем тиристоре: 1 кА/дел, 500 В/дел, 400 нс/дел.

При достигнутом силовом токе были проведены тестовые испытания тиристорного коммутатора: 3 000 включений с частотой 0,1 Гц. После испытаний возможность деградации тиристорных структур была исследована традиционным способом путем измерения тока, протекающего через них при приложении рабочего напряжения (2,4 кВ). Величина этого тока (тока утечки) не увеличилась по сравнению с измеренной до испытаний. Это свидетельствует об отсутствии деградации тиристорных структур.

На рис. 2.13 приведена фотография разработанного тиристорного коммутатора. Тиристоры зажаты с усилием 100 кг/см², необходимым для создания качественного контакта полупроводниковых структур с основаниями металлокерамических корпусов, которые обеспечивают их защиту от влияния окружающей среды. Такое усилие достигается с помощью винтового прижимного устройства, закрепленного между монтажными капролоновыми пластинами. На переднем плане плата со статическими делителями напряжения и импульсные трансформаторы цепи запуска. Для подключения элементов платы к тиристорам и для выравнивания тиристоров при сборке используются тонкие алюминиевые пластины, расположенные между тиристорами. Выравнивание тиристоров осуществляется посредством

32 с диаметром ~1,5 коротких диэлектрических стержней MM, вставленных В центрирующие отверстия этих пластин. При сборке тиристоров стержни утапливаются в отверстиях, имеющихся в основаниях их корпусов.



Рис. 2.13. Блок тиристоров.

В разделе используется материал по публикации автора [70].

2.3. Разработка и исследование коммутаторов мощных быстро нарастающих импульсов тока на основе импульсных интегральных тиристоров

Описанные в разделе 2.2 результаты исследований малогабаритных силовых тиристоров показали, что при создании мощных быстро нарастающих импульсов тока управления они имеют сравнительно малые потери энергии при коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом.

Фундаментальное ограничение коммутационных возможностей силовых тиристоров при высокой скорости нарастания силового тока обусловлено тем, что из-за большого тангенциального сопротивления p- базы ток управления протекает через узкую область n⁺ - эмиттера. В результате при включении тиристора инициируются только участки его структуры, расположенные вблизи границы эмиттер-база.

Для создания большой площади первоначального включения суммарная длина границы эмиттер-база должна быть велика. В этой связи для коммутации мощных быстро нарастающих импульсов тока весьма перспективными представляются интегральные тиристоры (ИТ), разработанные в ФТИ им. А. Ф. Иоффе для использования в мощных преобразователях DC/AC в качестве альтернативы IGBT-транзисторам. Их конструкция описана в Главе 1.

Принципиальными достоинствами ИТ является очень малая толщина p-базы и высокая степень интеграции участков катодного эмиттера, разбивающих структуру ИТ на множество тиристорных ячеек. Такая конструкция позволяет обеспечить малые потери энергии при включении ИТ и быстрый вынос остаточной плазмы после окончания импульса силового тока путем замыкания цепи эмиттер-база внешним низковольтным полевым транзистором с очень малым электрическим сопротивлением.

Принципиально важным условием для эффективного использования ИТ в режимах коммутации быстро нарастающих импульсов тока является однородность начала процесса включения во всех тиристорных ячейках. Для этого требуется обеспечить симметричный подвод к ячейкам тока управления. Основной проблемой при реализации этого условия является то, что при быстром нарастании тока, пропускаемого через электрод управления ИТ, на однородность его распространения по тиристорным ячейкам существенное влияние оказывают собственные индуктивности ячеек. Условия, позволяющие выравнивать токи управления ячеек ИТ были реализованы в модернизированных импульсных интегральных тиристорах (ИИТ).

В элементарных ячейках ИИТ в прилегающих к р-базе областях были созданы специальные участки с небольшим омическим сопротивлением, обеспечивающие выравнивание

токов управления. В результате распределение тока управления определяется величинами этих сопротивлений, которые можно контролировать очень точно технологическими методами.

Цель исследований, описанных в этом разделе, состояла в определении предельных возможностей разработанных ИИТ при коммутации коротких быстро нарастающих импульсов силового тока.

Пилотные образцы ИИТ были изготовлены в АО «ВЗПП-Микрон» г. Воронеж. Они имели рабочую площадь ~0,2 см² (ИИТ-0,2) и предельно допустимое стационарное напряжение 2,7 кВ.

Исследование ИИТ-0,2 проводилось при использовании малоиндуктивной силовой цепи, состоящей из сборки керамических конденсаторов с общей емкостью 200 нФ, зашунтированной сборкой диодов «кроубар» (3 последовательно соединенных НЕR608). После включения через исследуемый тиристор протекал ток разряда силовых конденсаторов, который ограничивался только монтажной индуктивностью силовой цепи и собственным электрическим сопротивлением ИИТ-0,2. Так как величина монтажной индуктивности была очень мала (менее 100 нГн), то амплитуда силового тока во многом определялась величиной электрического сопротивления исследуемого ИИТ (коммутационными потерями энергии в нем после переключении).

На рис. 2.14 приведены типичные осциллограммы, иллюстрирующие переключение ИИТ-0,2 (кривые с индексом 1) и типового ИТ-0,2 без выравнивающих сопротивлений в р-базе (кривые с индексом 2). Исследуемые тиристоры имели одинаковые размеры и одинаковые характеристики в статическом режиме. Испытания проводились при напряжении зарядки силовых конденсаторов 2 кВ. Амплитуда тока управления тиристоров составляла ~7 А, фронт нарастания ~50 нс. Силовой ток измерялся малогабаритным датчиком тока Pearson current monitor 410, напряжение на тиристорах пробником Tektronix P5100A.



Рис. 2.14. Осциллограммы силового тока I и падения напряжения U при переключении ИИТ (индекс 1) и ИТ (индекс 2): 550 А/дел, 500 В/дел, 100 нс/дел.

Из осциллограмм видно, что ИИТ-0,2 при прочих равных условиях имеют меньшее падение напряжения по сравнению с ИТ-0,2, что обеспечивает более высокую амплитуду коммутируемого тока. Полученный результат свидетельствует о большей однородности процесса переключения ИИТ-0,2.

Так как разработанные ИИТ, так же, как и базовые ИТ, могут быть выключены путем принудительного прекращения инжекции электронов из n^+ – эмиттера при замыкании накоротко цепи эмиттер-база полевым транзистором с малым сопротивлением канала, то разработанные на их основе импульсные ИИТ-генераторы могут работать при очень большой частоте следования импульсов. Такая возможность определяется тем, что зарядка силового конденсатора может начинаться практически сразу после окончания импульса силового тока. В этом режиме ИИТ имеют очень высокую du/dt-стойкость, так как после шунтирования цепи эмиттер-база их включение практически невозможно.

В настоящее время наиболее мощными являются ИИТ с площадью структур ~1 см² (ИИТ-1), имеющие рабочее напряжение 2,5 кВ. Чип ИИТ-1 показан на рис. 2.15. Он имеет размер 11х9 мм. На рис. 2.16 показан внешний вид ИИТ-1 в стандартном металлокерамическом корпусе SOT-227.



Чипы ИИТ-1 были исследованы при коммутации мощных импульсов тока с микро и субмикросекундной длительностью. Эксперименты проводились в моноимпульсном и пакетноимпульсном режиме на стенде, собранном по схеме на рис. 2.17.

Стенд содержал малоиндуктивную силовую цепь C₀-L₀-R₀. В моноимпульсном режиме зарядка C0 осуществляется с помощью зарядного устройства $3Y_1$ через высокоомный резистор R. В частотном режиме – с помощью $3Y_2$. Разделительные диоды D₁, D₂ исключали влияние $3Y_1$ и $3Y_2$ друг на друга. Включение ИИТ производится драйвером 1 (MIC4452), формирующим ток управления с амплитудой ~5A и фронтом нарастания ~200 нс. После включения через ИИТ протекает ток разряда силового конденсатора C₀. Диод D₀ исключает перезарядку C₀ и обеспечивает униполярную форму тока. Принудительное выключение ИИТ осуществляется с

помощью полевого транзистора T, который включается драйвером 2 (MIC4451) спустя ~1 мкс после окончания силового тока.



Рис. 2.17. Электрическая схема стенда для исследования ИИТ. C=100 мкФ; R=100 кОм; R₁=R₂=3Ом; L=250 мкГн; D₀, D₂ - 80EPS12, два посл.; D₁ - HER308, два посл.

Для исследования коммутационных возможностей ИИТ-1 в моноимпульсном режиме в силовой цепи использовался низкоомный резистор R_0 , выполненный в виде короткого отрезка нихромовой ленты. Индуктивностью L_0 являлась собственная индуктивность этой ленты. Зарядка C_0 осуществлялась с помощью зарядного устройства $3Y_1$ через высокоомный резистор R. Ток зарядки был меньше тока удержания ИИТ, что позволяло обеспечить его надежное выключение без использования транзистора T.

На рис. 2.18 приведены осциллограммы импульсов тока через типичный ИИТ-1 (I₁, I₂, I₃) и напряжения на нем (U₁, U₂, U₃), которые соответствуют экспериментам, проведенным при использовании в силовой цепи конденсатора $C_0=2$ мкФ, заряжаемого до напряжения 2000, 2200 и 2400 В (кривые с индексом 1, 2 и 3). Осциллограммы с индексом 3 соответствуют эксперименту с разрушением ИИТ-1. Оно произошло при коммутации силового тока I₃=8,15 кА. При этом на кривой падения напряжения U₃ образовался характерный «горб», свидетельствующий о чрезмерном нагреве. Физической причиной появления «горба» является возрастание сопротивления п-базы из-за уменьшения подвижности носителей тока с ростом температуры. Сам же процесс разрушения, по-видимому, обусловлен шнурованием тока в область, где концентрация термогенерируемых носителей становится сравнимой с концентрацией инжектированных носителей в электронно-дырочной плазме.


Рис. 2.18. Осциллограммы силового тока и напряжения на ИИТ-1: 1,5 кА/дел. 500 В/дел, 200 нс/дел.

На рис. 2.19 показаны осциллограммы силового тока I₀=2,7 кА, полученные в тестовых экспериментах с новой силовой цепью с измененными параметрами элементов C₀, L₀, R₀. При тестировании ИИТ-1 в этом режиме их электрофизические характеристики не изменялись после 5000 включений с периодом 10 секунд.



Рис. 2.19. Осциллограммы силового тока (I₀) и напряжения (U) на ИИТ-1, полученные при тестовых испытаниях: 500 А/дел. 500 В/дел, 400 нс/дел.

На рис. 2.20 в разных масштабах приведены осциллограммы, иллюстрирующие процесс выключения ИИТ-1 при быстрой зарядке силового конденсатора C_0 большим током через индуктивность L=250 мкГн. Они получены в моноимпульсном режиме при неизменном напряжении источника U_2 (1кВ). Исходная зарядка C_0 осуществлялась от источника U_1 до напряжения 1 кВ (кривые с индексом 1) и 2 кВ (кривые с индексом 2). Величины L_0 , R_0 и C_0 составляли соответственно 0,4 мкГн, 1,2 Ом и 100 нФ. В качестве транзистора Т использовался полевой транзистор IRFB4137PbF с сопротивлением канала 56 мОм.



Рис. 2.20. Осциллограммы силового тока (I) и напряжения (U) на ИИТ-1 в процессе его выключения с помощью транзистора Т (момент включения транзистора выделен *): 500 В/дел, 1 мкс/дел, 100 А/дел (а), 15 А/дел (б)

Режим испытаний заключается в следующем. В исходном состоянии транзистор Т включен сигналом запуска от драйвера 2, а ИИТ выключен. Замыкание цепи эмиттер-база полевым транзистором обеспечивает надежную защиту ИИТ от самопроизвольного включения от неконтролируемых внешних воздействий.

Включение ИИТ осуществляется при включении драйвера 1, которое производится одновременно с выключением драйвера 2. В результате транзистор Т выключается, а в базовую цепь ИИТ коммутируется ток управления. Ток управления прерывается спустя 1 мкс после окончания силового тока путем выключения драйвера 1. Одновременно с выключением драйвера 1 осуществляется включение транзистора Т драйвером 2. При этом базовая цепь ИИТ шунтируется очень малым сопротивлением токопроводящего канала транзистора и обеспечивается быстрое выключение ИИТ, обусловленное прекращением инжекции электронов из n⁺-p –эмиттера и быстрым выносом остаточной плазмы.

Как видно из осциллограмм, через ИИТ после окончания силового тока протекает ток разряда конденсатора С. При выключении ИИТ он резко обрывается и коммутируется в параллельную цепь конденсатора C_0 . В результате происходит зарядка C_0 и напряжение на ИИТ нарастает. Малая величина зарядной индуктивности L обеспечивает малое время зарядки C_0 (не более 15 мкс), позволяющее работать на высокой частоте.

При коммутации силового тока I₁=250 А время выключения ИИТ, определяемое как интервал с момента включения транзистора Т до момента обрыва тока разряда конденсатора С, составляет не более 1,5 мкс. При коммутации тока I₂=500 А оно немного возрастает из-за увеличения концентрации остаточной плазмы, накопленной в структуре ИИТ при протекании силового тока.

При исследовании ИИТ-1 без принудительного выключения по цепи эмиттер-база (без транзистора Т) было определено время его выключения в результате рекомбинации носителей. Для этого в зарядном устройстве 3У₂ вместо диода D₂ был использован силовой тиристор. Он включался с задержкой ΔТ после окончания силового тока. В результате к ИИТ-1 прикладывалось напряжение зарядки силового конденсатора. При уменьшении задержки включения силового тиристора был определено минимальное время ΔT, при котором ИИТ-1 не выключался. Оно составило ~80 мкс.

На рис. 2.21 приведены осциллограммы, характеризующие процесс выключения ИИТ после протекания силового тока I₂=500A (рис.7) при использовании в цепи выключения транзисторов IRL7833SPbF, IRFB4137PbF и IRF640NSPbF с сопротивлением канала 3,8 мОм, 56 мОм и 150 мОм (кривые 1, 2 и 3 соответственно).



Рис. 2.21. Сравнительные осциллограммы тока через ИИТ-1 при использовании в цепи выключения транзисторов с разным сопротивлением канала: 15 А/дел, 1 мкс/дел.

Представленные осциллограммы позволяют сделать вывод о том, что для быстрого выключения ИИТ величина сопротивления канала выключающего транзистора Т должна быть не более нескольких десятков мОм. Уменьшение сопротивления канала менее 10 мОм фактически не приводит к уменьшению времени выключения. По-видимому, в этом случае на процесс выключения преобладающее влияние оказывает собственное сопротивление цепи управления.

Достигнутые малое время выключения ИИТ-1 и высокая скорость зарядки используемого силового конденсатора $C_0=100$ нФ определили предельную частоту коммутаций на уровне 50 кГц. При силовом напряжении 2 кВ такая частота позволяет коммутировать среднюю мощность ~10 кВт. Так как испытательный стенд не мог обеспечить такую мощность, то возможность использования ИИТ на частоте 50 кГц была подтверждена при коммутации пакета из 10 импульсов. На рис. 2.22 приведены осциллограммы пакета импульсов силового тока и напряжения на ИИТ-1, следующих с частотой 50 Гц.



Рис. 2.22. Осциллограммы коммутируемого тока (I) и напряжения на ИИТ (U) при пакетноимпульсном режиме работы: 100 А/дел, 500 В/дел, 10 мкс/дел.

Таким образом, результаты проведенных экспериментов показывают, что, не смотря на очень малую рабочую площадь, исследованные ИИТ-1 имеют очень высокие коммутационные возможности при коммутации мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом. Очень малое время выключения ИИТ в режиме принудительного выключения по цепи управления позволяет разрабатывать на их основе мощные генераторы с рабочей частотой десятки кГц.

Если ИИТ используются без транзисторной цепи принудительного выключения, то их запуск при последовательном соединении может быть легко осуществлен с помощью рассмотренной в разделе 2.2 цепи управления на основе импульсных трансформаторов.

На рис. 2.23 приведена электрическая схема опытного генератора мощных импульсов высокого напряжения на основе блока из 14 последовательно соединенных чипов ИИТ-1 (T₁-T₁₄), показанных на рис. 2.15.



Рис. 2.23. Электрическая схема стенда для исследования высоковольтного ИИТ-коммутатора. С₀=88 нФ; R₀=0,68 Ом; L₀=3 мкГн; D₀ - 80EPF, 25 посл.; V - JVR14N102K, два посл.;

D - HER508, два посл.; R=2 Мом; R_y=10 Ом; D_y - HER108; Tp_y: сердечник – кольцевой феррит Ерсов N87 размером 16х9,6х6,3 мм, w₁=1, w₂=5; T₃ - 40TPS; R₃=20 Ом; C₃=0,15 мкФ. Для выравнивания напряжения на ИИТ в статическом режиме параллельно каждому чипу подключен резистор R. Диоды D предохраняют тиристоры от пробоя обратным напряжением. Варисторы V устраняют возможность пробоя ИИТ всплесками прямого напряжения, возможными из-за небольшого разброса моментов их включения. Для уменьшения разброса моментов включения ИИТ их запуск осуществляется мощными быстро нарастающими импульсами тока с помощью цепи управления ЦУ. Токи управления тиристоров формируются с помощью импульсных трансформаторов Тру. Резисторы Ry повышают устойчивость ИИТ к переключению в режиме блокирования силового напряжения, диоды Dy исключают возможность пробоя низковольтных эмиттерных переходов тиристоров. Трансформаторы Тру выполнены повышающими, при этом электрическое сопротивление цепей вторичных обмоток оказывает очень малое влияние на процесс формирования тока управления. Использование одного витка в первичной обмотке позволяет легко обеспечить требуемую электрическую прочность межвитковой изоляции при размещении провода первичной обмотки в толстой фторопластовой трубке, пропущенной по оси соосно расположенных тороидальных сердечников трансформаторов Тру.

Токи управления тиристоров T₁-T₁₄ (~5 A) формируются при включении тиристора T₃. В результате через первичные обмотки Tp_y протекает быстро нарастающий ток разряда конденсатора C₃. Его амплитуда ограничивается резистором R₃. Малая индуктивность цепи разряда и достаточно высокое напряжение зарядки конденсатора C₃ (800 B) определяют высокую скорость нарастания тока управления T₁-T₁₄ (~10 A/мкс), необходимую для обеспечения малых коммутационных потерь энергии после их включения.

На рис. 2.24 показана осциллограмма выходного тока рассмотренного высоковольтного ИИТ-генератора, полученная при силовом напряжении 25 кВ. Его амплитуда составляет ~ 2,8 кА, а максимальная скорость нарастания ~3,5 кА/мкс.



Рис. 2.24. Осциллограмма выходного тока высоковольтного ИИТ-генератора: 500 А/дел, 400 нс/дел.

41

После окончания тестовых испытаний (3000 включений с интервалом 30 сек) была проведена проверка токов утечки через блок ИИТ-1 при приложении статического напряжения 25 кВ. Она не выявила изменений, по сравнении с измерениями до испытаний, что свидетельствует об отсутствие деградации структур ИИТ-1.

На рис. 2.25 приведена фотография разработанного малогабаритного блока ИИТ. С целью герметизации блок ИИТ был залит кремний-органическим компаундом КСТ. Предварительно структуры ИИТ-1 были покрыты традиционным для полупроводниковой техники компаундом КЛТ.



Рис. 2.25. Блок ИИТ-1 с рабочим напряжением 25 кВ.

Для исследования коммутационных возможностей высоковольтных ИИТ-коммутаторов при частотной коммутации мощных импульсов тока, показанных на рис. 2.24, был изготовлен аналогичный описанному выше блок последовательно соединенных корпусированных ИИТ-1, показанных на рис. 2.16. Его фотография приведена на рис. 2.26.



Рис. 2.26. Блок корпусированных ИИТ-1 с рабочим напряжением 25 кВ.

Блок состоит из 14 печатных плат, каждая из которых содержит корпусированный ИИТ-1 и элементы V, R, D, R_y, D_y, Tp (рис. 2.23). Платы закреплены одна над другой так, что тороидальные сердечники трансформаторов Tp_y располагаются соосно. В результате создается возможность пропускания через сердечники надежно изолированного провода, который является одновитковой первичной обмоткой трансформаторов. Этот провод обеспечивает надежную гальваническую развязку блока ИИТ от низковольтной цепи блока запуска.

В процессе исследований рассмотренный блок корпусированных ИИТ-1 с рабочим напряжением 25 кВ при слабом обдуве вентилятором обеспечил коммутацию импульсов тока с амплитудой ~2.7 кА и фронтом ~800 нс с частотой следования 100 Гц.

В разделе использован материал публикаций автора [71, 72, 73].

ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАТОРОВ НА ОСНОВЕ РЕВЕРСИВНО ВКЛЮЧАЕМЫХ ДИНИСТОРОВ В НЕТИПОВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЕЖИМАХ

3.1. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых динисторов в режиме переключения субмикросекундным импульсом тока управления

Реверсивно включаемые динисторы (РВД) были разработаны в ФТИ им. А. Ф. Иоффе специально для использования в мощных импульсных устройствах с очень высокими скоростями нарастания силовых токов. Принцип действия РВД описан в Главе 1. Их основное преимущество по сравнения с традиционными полупроводниковыми ключами определяется очень малыми коммутационными потерями энергии, обусловленными однородным по площади включением.

На основе рассмотренной в Главе 1 базовой конструкции РВД в НИЦ СПП ПАО "Электровыпрямитель" (г. Саранск) были разработаны реверсивно включаемые динисторы с диаметром структур до 76 мм и предельно допустимым стационарном напряжении до 3,5 кВ, имеющие очень малые коммутационные потери энергии.

На рис. 3.1а показаны выпускаемые в НИЦ СПП чипы реверсивно включаемых динисторов с диаметром 24 мм (на переднем плане) и корпусированные чипы (РВД123-20-20). На рис. 3.1б слева показаны чипы РВД с диаметром 50 и 76 мм, справа - корпусированный чип РВД с диаметром структуры 76 мм ((РВД173-200-20).



Рис. 3.1. РВД с диаметром 24, 50 и 76 мм (без корпусов и в изолирующих металлокерамических корпусах).

Принцип действия РВД определяет отсутствие задержки его включения после окончания импульса тока управления, пропускаемого в обратном направлении, по отношению к силовому току. В результате создается возможность одновременного включения большого количества параллельно и последовательно соединенных РВД, если они переключаются общим током управления. Такая возможность определяет надежную работу высоковольтных блоков РВД.

На рис. 3.2 приведена хорошо известная базовая схема импульсного генератора на основе РВД. Основным достоинством этой схемы является то, что в процессе запуска РВД она обеспечивает разделение силовой цепи СЦ и блока запуска БЗ. В результате силовой ток не оказывает существенного влияния на процесс переключения РВД и ток управления РВД практически равен выходному току БЗ. Для разделения СЦ и БЗ последовательно с РВД подключается дроссель с насыщающимся сердечником Др.

Исходно к РВД приложено напряжение зарядки силового конденсатора C_0 (U₀). В момент включения блока запуска БЗ большая исходная индуктивность разделительного дросселя Др препятствует резкому нарастанию силового тока I₀. При этом ток управления I_y фактически равен току I₅₃. В процессе протекания через РВД тока управления к сердечнику дросселя Др прикладывается напряжение зарядки конденсатора C₀ и он быстро насыщается. После насыщения сердечника индуктивность дросселя резко уменьшается, и не оказывает существенного влияния на процесс разряда C₀ через нагрузку Z. Если используется диодный блок D₀, то практически исключается возможность перезарядки C₀. При этом силовой ток имеет униполярную форму.



Рис. 3.2. Базовая электрическая схема генератора на основе РВД.

После коммутации силового тока сердечник дросселя Др приводится в исходное состояние выходным током низковольтного блока размагничивания БР, который протекает через обмотку размагничивания w_p . В результате при повторном запуске РВД диапазон изменения магнитной индукции в материале сердечника дросселя составляет $2B_s$ (B_s индукция насыщения) и достигается максимальная задержка резкого нарастания силового тока $\Delta T_m = 2B_s wS / U_0$ (w – число витков рабочей обмотки, S – площадь сечения сердечника).

На рис. 3.3 и рис. 3.4 показаны базовые схемы блока запуска (БЗ-1 и БЗ-2). Они содержат коммутаторы К и запускающие конденсаторы С.



В блоке запуска БЗ-1 конденсатор С заряжен до напряжения $U_c < U_0$. После включения ключа К через РВД протекает ток управления, являющийся током разряда конденсатора С. В блоке запуска БЗ-2 конденсатор С заряжен до напряжения силовой цепи U_0 . После включения ключа К через индуктивность L протекает ток перезарядки конденсатора С. В момент изменения полярности напряжения на конденсаторе С к РВД прикладывается обратное напряжение. При этом ток индуктивности L коммутируется в РВД и является током управления.

В рассмотренных блоках запуска величина разделительного сопротивления R много больше электрического сопротивления PBД во включенном состоянии. В результате практически исключается возможность перераспределения силового тока в цепь ключа K после переключения PBД.

Основными недостатком БЗ-2 является фактически пропорциональная зависимость амплитуды его выходного тока от величины напряжения силовой цепи. Кроме этого, для обеспечения такой же длительности тока управления, как в БЗ-1, дроссель Др должен обеспечивать более продолжительную задержку нарастания силового тока, так как он должен блокировать силовое напряжение в процессе перезарядки конденсатора С.

Существенными недостатками БЗ-1 являются необходимость использования дополнительного источника, обеспечивающего зарядку конденсатора С, а также более высокое, по сравнению с БЗ-2, исходное напряжения на ключе К: U_к=U₀+U_c.

Если выбран материал сердечника Др, то задержка резкого нарастания силового тока ΔT, определяющая длительность тока управления PBД, пропорциональна произведению wS, где wчисло витков его рабочей обмотки, а S- площадь сечения сердечника. Так как индуктивность дросселя в насыщенном состоянии пропорциональна произведению w²S, то при больших значениях w, S она может существенно ограничивать скорость нарастания силового тока I₀. Поэтому для обеспечения высокой dI₀/dt величина ΔT должна быть предельно мала.

При малой ∆Т требуемый для эффективного включения РВД запускающий заряд может быть обеспечен только при большом токе управления. Так, например, при длительности тока управления (1-1,5) мкс для эффективного включения РВД с диаметром структур 76 мм требуется ток управления амплитудой более 1 кА, нарастающий со скоростью > 1 кА/мкс.

До недавнего времени при таких импульсах тока управления разработка блоков запуска на основе полупроводниковых ключей с достаточно малыми габаритами была возможна только при использовании изготовленных за рубежом специальных импульсных тиристоров. В связи с большой стоимостью этих тиристоров и сложностью их закупки блоки запуска мощных РВД разрабатывались на основе цепей магнитного сжатия или при использовании дополнительных РВД с малой рабочей площадью.

В этой связи, существенный интерес представляют результаты исследований, изложенных в Главе 2, которые показывают возможность разработки малогабаритных коммутаторов мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом на основе IGBTтранзисторов и отечественных силовых тиристоров, а также на основе недавно разработанных в России интегральных импульсных тиристоров (ИИТ).

Целью исследований, рассмотренных в этом разделе, является использование этих результатов для разработки высокоэффективных импульсных РВД-устройств.

Вышеописанные проблемы при разработке малогабаритных высоковольтных коммутаторов быстро нарастающих импульсов тока управления РВД обусловили фактическое отсутствие экспериментов по исследованию РВД с субмикросекундной длительностью тока накачки.

Для оценки перспектив использования РВД в нетрадиционном режиме с очень короткой (субмикросекундной) длительностью тока управления были выбраны РВД123-20-20 с рабочим напряжением 2 кВ и диаметром структур 24 мм.

Исследования проводились на стенде, построенном по схеме на рис. 3.5. Силовая цепь содержала емкостной накопитель энергии ЕНЭ, выполненный в виде четырехзвенной формирующей линии, ключ K_2 и резистор R_0 . Для формирования тока управления РВД использовался блок запуска БЗ, содержащий ключ K_1 конденсатор C_y , монтажную индуктивность L_y , разделительный резистор R_y и диодный блок D_y , который обеспечивал медленный спад тока управления после достижения максимального значения.



Рис. 3.5. Электрическая схема стенда для исследований РВД. R₀=0,5 Ом, R=100 кОм, C_y=30 нФ, L_y=1мкГн, R_y=0,3 Ом.

В исходном состоянии ЕНЭ и конденсатор C_y заряжены до напряжения U_0 и U. Напряжение зарядки ЕНЭ и C_y приложено к ключам K_2 и K_1 , выполненными в виде – игнитронов ИРТ-3. Напряжение на РВД мало, так как он зашунтирован резистором R. После включения K_1 через РВД протекает ток управления I_y . После включения ключа K_2 через РВД протекает силовой ток I_0 . Резистор R_y имеет сопротивление существенно большее, чем сопротивление РВД во включенном состоянии и препятствует ответвлению силового тока в блок БЗ.

В процессе исследований изменялась амплитуда импульсов силового тока от 2,5 кА до 4 кА, а также амплитуда и длительность импульсов тока управления: от 150 до 500 А и от 500 до 900 нс, соответственно. Изменение амплитуды импульсов тока I₀, I_y осуществлялось путем изменения напряжения U₀ и U. Длительность тока I_y регулировалась при изменении задержки момента включения K₂ относительно момента включения K₁.

На рис. 3.6 и рис. 3.7 приведены характерные осциллограммы тока через РВД (І_{РВД}) и напряжения на РВД (U_{РВД}), полученные при токах управления с длительностью 0,9 мкс и 0,5 мкс, соответственно.

Измерения осуществлялись с помощью осциллографа Tektronix TDS3052C с полосой 500 МГц. Для измерения напряжения на РВД использовался делитель Tektronix P5100A. Для измерения импульсов тока использовался датчик тока Pearson current monitor 410.

С целью исключения влияния собственной индуктивности корпуса PBД123-20-20 на измеряемое падение напряжение в экспериментах использовались чипы PBД.



Рис. 3.6. Осциллограммы тока I_{PBД} и напряжения U_{PBД} при токе управления 500 A (а) и 200 A (б) с длительностью 900 нс: 800 А/дел, 100 В/дел, 1 мкс/дел.



Рис. 3.7. Осциллограммы тока через І_{РВД} и напряжения на U_{РВД} при токе управления 500 A (а) и 200 A (b) с длительностью 500 нс: 800 А/дел, 100 В/дел, 1 мкс/дел.

Как видно из осциллограмм, при одинаковом токе І_{РВД} падение напряжения на динисторах практически не изменяется, если в процессе протекания тока управления через их структуры пропускается одинаковый запускающий заряд.

Квазипрямоугольный импульс силового тока позволяет определить время установления стационарного падения напряжения на РВД. В представленных экспериментах оно составляет <1 мкс. Малая величина стационарного напряжения при токе ~4 кА (менее 10 В) и определяет очень малое установившееся сопротивление РВД (не более 2 мОм).

На рис. 3.8 приведены осциллограммы напряжения на РВД, полученные при одинаковых амплитудах и длительностях тока управления (400 A и 0,5 мкс) и разных амплитудах тока І_{РВД} (2,5 кА на рис. 3.8а и 4 кА на рис. 3.8б).



Рис. 3.8. Осциллограммы напряжения на РВД (U_{РВД}) при разных амплитудах силового тока через РВД (I_{РВД}) и одинаковой амплитуде и длительности тока управления: 800 А/дел, 100 В/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 3.9 показаны кривые зависимости потерь энергии в РВД при протекании силового тока 4 кА от амплитуды импульсов тока I_y. Кривые 1, 2 соответствуют длительности тока управления 900 нс и 500 нс.



Рис. 3.9. Зависимости потерь энергии в РВД от амплитуды тока управления при длительности тока управления 900 нс (1) и 500 нс (2).

Из кривых на рис. 3.9 следует, что при I_y > 150 А потери энергии в исследуемых РВД123-20-20 малы даже при очень малой длительности тока управления I_y (0,5 мкс).

Для исследования более мощных PBД153-90-20 с диаметром структур 50 мм в режиме переключения субмикросекундными импульсами тока управления был использован новый стенд. В отличие от схемы на рис. 3.5, в нем емкостной накопитель энергии ЕНЭ был выполнен в виде сборки силовых конденсаторов с емкостью ~10 мкФ. Он позволял при напряжении 4 кВ формировать импульсы силового тока с амплитудой до 10 кА, нарастающие со скоростью до 5 кА/мкс.

На рис. 3.10 приведены осциллограммы напряжения U на типичном корпусированном РВД153-90-20, полученные при силовом токе ~10 кА и токах управления 200 А (рис. 3.10а) и 160 А (рис. 3.10б) с длительностью ~2 мкс. Как видно из осциллограмм, даже при очень малом токе управления потери энергии в исследуемых РВД невелики.



Рис. 3.10. Осциллограммы тока I через РВД153-90-20 и напряжения U на динисторе: 2 кА/дел, 50 В/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 3.11 показаны аналогичные осциллограммы, полученные при длительности тока управления ~0,6 мкс. Амплитуды токов управления на осциллограммах рис. 3.11а и рис. 3.11б составляют ~800 А и ~ 600 А.



Рис. 3.11. Осциллограммы тока I через РВД153-90-20 и напряжения U на динисторе: 2 кА/дел, 50 В/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 3.12 показаны осциллограммы, иллюстрирующие переключение РВД153-90-20 при разных длительностях управляющего воздействия. Осциллограммы с индексами 1 и 2 соответствуют длительности тока управления ~2 мкс и ~0,8 мкс. В экспериментах амплитуды

токов управления (соответственно ~200 А и ~750 А) подбирались таким образом, чтобы обеспечивалось примерно одинаковое падение напряжения на динисторе после его включения.

Из осциллограмм на рис. 3.12 следует, что близкие по величине потери энергии в РВД153-90-20 достигаются, если через них пропускается близкий по величине заряд (~250 мкКл при длительности тока управления 2 мкс и ~280 мкКл при длительности тока управления 0,8 мкс). Поэтому можно сделать вывод о том, что эффективность запуска РВД153-90-20 в диапазоне изменения длительности тока управления (0,8-2) мкс практически одинакова.



Рис. 3.12. Сравнительные осциллограммы тока и напряжения на РВД153-90-20 при разных длительностях тока управления: 200 А/дел, 20 В/дел, 400 нс/дел.

Для исследования возможности эффективного использования субмикросекундных импульсов тока управления для переключения высоковольтных РВД-коммутаторов был разработан опытный высоковольтный генератор на основе блока из двух последовательно соединенных РВД153-90-20. Он был собран по схеме на рис. 3.2. Динисторы были зашунтированы высокоомными резисторами, обеспечивали равномерное которые распределение напряжения до момента их включения. Силовая цепь генератора содержала конденсатор C₀=10 мкФ, диодный блок D₀ (Д123-250-24, 2 последовательно), резистор Z=0,15 Ом и дроссель Др (сердечник из 5-ти тороидальных ферритов N87 с размером 63х38х25, w=3, w_P=1). Для восстановления исходного состояния сердечника Др использовался блок размагничивания БР с выходным током 3 А. Блок запуска БЗ был собран по схеме на рис. 3.3. Он содержал конденсатор С=0,1 мкФ, резистор R=0,3 Ом и шунтирующий диодный блок D (80EPF12 4 шт. последовательно). Индуктивность L составляла ~0,3 мкГн и определялась индуктивностью монтажных проводов. Ключ К был выполнен на основе импульсных интегральных тиристоров ИИТ-1, рассмотренных в разделе 2.2.

На рис. 3.13 приведены осциллограммы силового тока (I₀) и падения напряжения (U) на одном РВД153-90-20. Они получены при напряжениях зарядки силового конденсатора С₀ и конденсатора блока запуска С соответственно 4 кВ и 3,8 кВ.



Рис. 3.13. Осциллограмма силового тока (I₀) и напряжения на РВД153-90-20 (U): 2 кА/дел, 500 В/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 3.14а приведены полученные в этих условиях осциллограммы силового тока I_0 и выходного тока блока запуска I_{53} . На рис. 3.14б показаны осциллограммы выходного тока блока запуска (I_{53}) и напряжения на РВД, полученные в эксперименте, когда силовая цепь не использовалась. Разная форма токов I_{53} на осциллограммах рис. 3.14а и рис. 3.14б свидетельствует о том, что после включения РВД в блок запуска коммутируется небольшой ток из силовой цепи. Его величина определяется соотношением между сопротивлением разделительного резистора R цепи блока запуска и сопротивлением РВД при протекании силового тока.



Из приведенных осциллограмм следует, что при длительности запускающего воздействия ~500 нс и выходном токе блока запуска ~1 кА динисторы РВД153-90-20 имеют очень малые потери энергии при коммутации мощных импульсов силового тока, нарастающих со скоростью более 5 кА/мкс.

С целью определение перспектив использования РВД-коммутатора, состоящего из большого количества последовательно соединенных РВД153-90-20 был разработан мощный РВД-генератор с силовым напряжением 16 кВ. Его электрическая схема показана на рис. 3.15.



Рис. 3.15. Электрическая схема генератора на основе блока РВД153-90-20.

Генератор содержит малоиндуктивный коммутационный узел в виде коаксиального дросселя Др и блока РВД (см. фото на рис. 3.16) и четыре силовые цепи, состоящие из конденсаторов C_0 , демпфирующих резисторов R_0 и монтажных индуктивностей L_0 . Параллельно каждому C_0 с минимальной индуктивностью монтажа подключен блок шунтирующих диодов D_0 . Для включения блока РВД используется блок запуска Б3, содержащий ключ Т (блок интегральных импульсных тиристоров, показанный на фото рис. 2.25 в разделе 2.3), резистор R=0,5 Ом и конденсатор C=0,1 мкФ. Величина индуктивности L определяется индуктивностью монтажных проводов и составляет не более 0,4 мкГн.



Рис. 3.16. Коммутационный узел, состоящий из коаксиального дросселя и блока последовательно соединенных РВД153-90-20.

Малоиндуктивное подключение силовых цепей к коммутационному узлу осуществляется с помощью коаксиальных кабелей КК (КВИМ). Они имели длину ~3 м и подключались парами к выходным шинам коммутационного узла, расположенным оппозитно. В сердечнике дросселя Др были использованы магнитопроводы из сплава 86КГСР размером 100x25x20 мм. К моменту коммутации силового тока он перемагничивался до состояния насыщения постоянным током ~5 А, пропускаемым через одновитковую обмотку размагничивания w_R с помощью низковольтного блока размагничивания БР. При рабочем напряжении 16 кВ дроссель создавал задержку резкого нарастания силового тока ~0,6 мкс, которая определяла примерно такую же длительность тока управления I_у. Блок D₀ состоял из 8-ми последовательно соединенных диодов Д123-250-24. Диоды имели таблеточную конструкцию и рабочее напряжение 2,4 кВ. В качестве конденсаторов С0 использовались ИК-25-30-УХЛ4 с емкостью 25 мкФ и рабочим напряжением 30 кВ, имеющие очень малую собственную индуктивность (~40 нГн). Блок РВД состоял из 8 последовательно соединенных РВД153-90-20. Ограничение напряжения на РВД в статическом режиме обеспечивали варисторные сборки V (два последовательно соединенных варистора JVR-14N102K). Резисторы R₀ имели сопротивление ~80 мОм и были выполнены в виде коротких бифилярно сложенных лент их нихрома.

На рис. 3.17 приведены осциллограммы силового тока I₀ и выходного тока цепи запуска I. Они получены при зарядке конденсаторов C₀ и C до напряжения соответственно 16 кВ и 5 кВ.



Рис. 3.17. Осциллограммы силового тока I₀ (50 кА/дел) и тока I (300 А/дел): Масштаб по горизонтали – 2 мкс/дел.

Как видно из осциллограмм, выходной ток тока блока БЗ имеет амплитуду ~1,3 кА и фронт ~0,5 мкс. Амплитуда силового тока составляет ~180 кА, максимальная скорость нарастания ~ 40 кА/мкс. Достигнутое сочетание очень высокой амплитуды тока через блок РВД и очень высокой скорости его нарастания на момент проведения исследований являлось рекордным для высоковольтных полупроводниковых ключей.

Возможность формирования мощных субмикросекундных импульсов тока управления блоков РВД с помощью разработанного блока запуска БЗ определяет перспективы разработки РВД-генераторов с меньшей скоростью нарастания силового тока без разделительного дросселя в силовой цепи.

Электрическая схема такого генератора приведена на рис. 3.18. Она построена аналогично схеме на рис. 3.15 и содержит силовую цепь на основе конденсатора C_0 и высоковольтный коммутатор в виде блока РВД с блоком запуска БЗ. Основное отличие состоит в том, что в силовой цепи вместо разделительного дросселя Др используется разделительная индуктивность L_0 .



Рис. 3.18. Электрическая схема РВД-генератора без разделительного дросселя в силовой цепи.

В схеме на рис. 3.18 после включения блока тиристоров Т через индуктивности L и L_0 (L_0 >>L) протекают токи разряда конденсаторов C_0 и C. Величина индуктивности L много меньше величины индуктивности L_0 , поэтому при соответствующем выборе напряжения зарядки конденсаторов C и C_0 можно обеспечить режим работы генератора, при котором dI/dt >> dI_0/dt. В результате через блок PBД в течение короткого времени протекает ток управления I_y . Амплитуда и длительность тока управления определяются параметрами элементов схемы. В момент окончания тока управления напряжение на блоке PBД изменяет знак с обратного на прямое. При этом он без задержки включается и коммутирует мощный ток разряда силового конденсатора C_0 . В процессе разряда C_0 резистор R препятствует ответвлению силового тока в блок запуска БЗ.

Основной проблемой при разработке РВД-генераторов по схеме на рис. 3.18 является сильное влияние силовой цепи на процесс переключения блока РВД. В этой связи требуется точный расчет параметров блока БЗ, обеспечивающих требуемую амплитуду и длительность тока управления.

При расчете использовались экспериментальные результаты, полученные при исследовании вышерассмотренного блока БЗ (рис. 3.15) на основе элементов C=0,1 мкФ, L=0,4 мкГн, R=0,5 Ом.

Расчет проводился для силовой цепи: C₀=25 мкФ, L₀=10 мкГн, U₀=16 кВ, R₀=0,3 Ом. Эти параметры позволяли использовать в блоке РВД восемь последовательно соединенных РВД123-20-20 с небольшим диаметром структур (24 мм).

При расчете была использована модель РВД (рис. 3.19), которая позволяла определить падение напряжения на РВД при протекании тока управления, формируемого блоком запуска БЗ. РВД моделируется при использовании двух параллельных цепей: цепи обратного тока L-D_{обр}-R_{обр} и цепи прямого тока K-D_{пр}-R_{пр}. Эти цепи имитируют диодную и тиристорную часть структуры РВД.



Рис. 3.19. Расчетная модель РВД в процессе его переключения.

Исходное прямое напряжение на РВД (плюс на аноде) приложено к разомкнутому ключу К и к диоду Dобр. Одновременно с включением блока запуска производится включение ключа К, который затем не выключается. Быстро нарастающий ток управления I_v протекает по цепи R_{обр}-D_{обр}-L. Диоды D и D_{пр} препятствуют ответвлению тока I_v в цепь R-C и в цепь К-D_{пр}-R_{пр}. Таким образом, когда ток управления нарастает, то к РВД прикладывается напряжение U_{РВД}=U_L+U_{Rобр} (U_{Rобр}<U_L). В момент максимума тока управления U_L=0 и U_{РВД}=U_{Rобр}. После максимума тока I_v полярность напряжения на индуктивности L изменяется, диод D открывается и протекающий через индуктивность L ток коммутируется в цепь R-C. В результате после максимума тока управления UPBд=URoбp-UR. Параметры элементов Roбp, L, C и R подбираются так, чтобы расчетное U_{PBД} соответствовало реальному падению напряжения на динисторе в процессе протекания тока управления, которое определялось из осциллограмм на рис. 3.6 и рис. 3.7. Допустимым считалось расхождение результатов расчета с экспериментальными данными на уровне 10 %. Когда через РВД начинает протекать силовой ток Ірвд, то диод Добр выключается и к цепи K-D_{пр}-R_{пр} прикладывается напряжение исходной прямой полярности. Так как ключ К включен, то он не препятствует протеканию по этой цепи силового тока.

На рис. 3.20 показаны расчетные кривые, иллюстрирующие процесс формирования тока управления блока РВД в схеме на рис. 3.18, полученные при использовании рассмотренной упрощенной модели динисторов. Кривые на рис. 3.20а и рис. 3.20б соответствуют напряжению зарядки запускающего конденсатора С соответственно 3 кВ и 4 кВ. Блок РВД моделировался по схеме на рис. 3.19. Параметры элементов схемы соответствовали 8-ми последовательно соединенным динисторам. Расчет заканчивался в начале процесса коммутации силового тока, когда, исходя из осциллограмм на рис. 3.6 и рис. 3.7, сопротивление каждого РВД не превышает несколько десятков мОм. При расчете оно задавалось постоянным (R_{пр}=25 мОм).



Рис. 3.20. Расчетные диаграммы тока через блок РВД.

58

Из кривых на рис. 3.20 следует, что при $U_c=3$ кВ блок запуска БЗ обеспечивает очень малую амплитуду и длительность тока управления (~150 A и ~450 нс). Исходя из результатов исследований РВД123-20-20, такое слабое управляющее воздействие не может обеспечить эффективное включение этих динисторов. При $U_c=4$ кВ через блок РВД протекает достаточно мощный ток управления с амплитудой ~400 A и длительностью ~530 нс, который может обеспечить включение РВД123-20-20 с малыми коммутационными потерями энергии.

По результатам расчета по схеме на рис. 3.18 был изготовлен опытный генератор, в котором использовался блок РВД123-20-20, показанный на рис. 3.21.



Рис. 3.21. Блок последовательно соединенных РВД123-20-20 с рабочим напряжением 16 кВ.

На рис. 3.22 в разных временных масштабах приведены осциллограммы тока через блок РВД, полученные при напряжении зарядки запускающего конденсатора U_c=4 кВ. Осциллограмма на рис. 3.22a хорошо совпадает с расчетной кривой на рис. 3.20б.

Силовой ток через блок РВД имеет амплитуду ~15 кА и максимальную скорость нарастания ~1,3 кА/мкс. Амплитуда и длительность тока управления блока РВД составляют соответственно ~400 A и 500 нс. В таком режиме разработанный блок РВД имел малые потери энергии и успешно прошел тестовые испытания: 3000 коммутаций без изменения электрофизических характеристик динисторов.



Рис. 3.22. Осциллограммы тока через блок РВД.

Таким образом, результаты проведенных исследований показывают возможность эффективного переключения РВД с большим диаметром структур импульсами тока управления с длительностью несколько сотен нс. Такое короткое управляющее воздействие позволяет использовать в силовых цепях высоковольтных РВД-генераторов малогабаритные разделительные дроссели с очень малой индуктивностью, обеспечивающие очень высокую (десятки кА/мкс) скорость нарастания силового тока. Если скорость нарастания силового тока не превышает несколько кА/мкс, то эффективное переключение высоковольтных блоков РВД может быть обеспечено без разделительных дросселей с помощью разработанных блоков управления с высокой скоростью нарастания выходного тока.

В разделе использованы материалы публикаций автора [64, 73].

3.2. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых динисторов в режиме коммутации субмикросекундных импульсов силового тока

В этом разделе приведены результаты исследований, целью которых являлась оценка перспектив использования РВД в нетрадиционном режиме коммутации очень коротких (субмикросекундных) импульсов тока. Такие импульсы представляют большой интерес для многих современных импульсных технологий.

Отсутствие комплексных исследований РВД в субмикросекундном диапазоне объясняется исходно обозначенной областью их применения – для коммутации очень мощных быстро нарастающих микросекундных импульсов тока.

Исследование РВД при коммутации субмикросекундных импульсов тока проводилось на стенде, собранном по схеме, показанной на рис. 3.2 раздела 3.1.

Исследовались опытные структуры РВД с рабочей площадью ~ 1 см² (РВД-1). Они имели диаметр 12 мм и рабочее напряжение 2,3 кВ. Фото структур РВД-1 показано на рис. 3.23. В отличие от промышленно выпускаемых РВД в опытных динисторах расстояние между шунтами n⁺ анодного эмиттера было уменьшено с 600 мкм до 400 мкм с целью более равномерного распределения запускающих носителей по площади структуры РВД (рис.2.1) после окончания тока управления. Диаметр шунтов составлял ~200 мкм.



Рис. 3.23. Структуры РВД с диаметром 12 мм.

Результаты исследований РВД-1 иллюстрируются осциллограммами на рис. 3.24 и рис. 3.25. На рис. 3.24 приведены осциллограммы протекающего через РВД-1 субмикросекундного тока I=500 A и падения напряжения U. Они получены при переключении РВД-1 током управления с амплитудой 75 A и длительностью 300 нс. Длительность тока I составляет 0,9 мкс. Как видно из осциллограмм, потери энергии в РВД-1 малы.



Рис. 3.24. Осциллограммы тока (I) и напряжения (U) на РВД-1 при длительности силового тока 0,9 мкс:

100 А/дел, 250 В/дел, 200 нс/дел.

На рис. 3.25 приведены результаты испытаний РВД-1 в режиме коммутации силового тока с существенно меньшей длительностью (0,4 мкс), которая меньше длительности процесса установления стационарной проводимости в РВД. В этом режиме даже при амплитуде силового тока ~300 А падение напряжения на РВД-1 существенно выше, по сравнению в ранее рассмотренном режимом. Однако оно остается достаточно малым.



Рис. 3.25. Осциллограммы тока (I) и напряжения (U) на РВД-1 при длительности силового тока 0,4 мкс:

100 А/дел, 250 В/дел, 200 нс/дел.

Исследования РВД-1 при более высокой амплитуде импульсов силового тока были продолжены на стенде, собранном по схеме, показанной на рис. 3.5 в разделе 3.1. В качестве емкостного накопителя энергии ЕНЭ использовался конденсатор.

На рис. 3.26 показаны осциллограммы напряжения на РВД-1 (U1, U2) при разных амплитудах импульсов силового тока (I₀₁=5 кА и I₀₂=10 кА) и одинаковой амплитуде и длительности импульсов тока управления (соответственно 350 А и 600 нс). Из осциллограмм видно, что в этих условиях коммутационный пик напряжения на РВД-1 существенно возрастает при увеличении скорости нарастания силового тока.



Рис. 3.26. Осциллограммы напряжения на РВД-1 (U₁, U₂) при силовом токе I₀₁=5 кА и I₀₂=10 кА и токе управления I_y с амплитудой 350 А и длительностью 600 нс.

На рис. 3.27 приведены осциллограммы падения напряжения на РВД-1 (U₁, U₂) при силовом токе $I_0=10$ кА и длительности тока управления 400 нс. Осциллограмма U₁ получена при токе управления $I_{y1}=350$ А, осциллограмма U₂ при $I_{y2}=550$ А. Как видно из осциллограмм, величина пика напряжения существенно увеличивается при небольшом уменьшении амплитуды тока управления.



Рис. 3.27. Осциллограммы напряжения на РВД-1 (U₁, U₂) при силовом токе I₀ =10 кА и токе управления с амплитудой 350 А (I_{v1}) и 550 А (I_{v2}) и длительностью 400 нс.

В рассмотренном режиме коммутации мощных импульсов силового тока было установлено, что для эффективного переключения РВД-1 с диаметром 12 мм через их структуры в обратном направлении должен пропускаться заряд не менее 50 мкКл. В этих условиях величина пикового напряжения на динисторах слабо зависит от амплитуды и длительности тока управления, если величина управляющего заряда не изменяется.

Из осциллограмм на рис. 3.25-3.27 следует, что при протекании мощных быстро нарастающих импульсов тока падение напряжение на исследуемых динисторах мало, что определяет возможность их использования в частотном режиме.

Частотные испытания РВД-1 проводились в опытном генераторе, собранном по базовой схеме, показанной на рис. 3.2 в разделе 3.1. Для переключения динисторов использовался блок запуска, построенный по схеме, показанной на рис. 3.3 в разделе 3.1. В качестве запускающего ключа К использовался блок IGBT-транзисторов IRGPS60B120KD (см. раздел 2.1), который имел очень малое (менее 10 нс) время переключения в состояние с высокой проводимостью.

В силовой цепи использовались конденсатор $C_0=1$ мкФ и разделительный дроссель Др. Дроссель имел 6 витков в рабочей обмотке и сердечник из ферритов №87 с размером R50x30x20. После коммутации силового тока сердечник дросселя перемагничивался до рабочего состояния током ~1 А. В качестве нагрузки использовалась сборка малоиндуктивных резисторов типа ТВО с суммарным сопротивлением 0,3 Ом, которая охлаждалась потоком воздуха. Блок запуска содержал конденсатор C=40 нФ, разделительный резистор R=0,5 Ом и индуктивность ~1 мкГн. Диодные блоки «кроубар» были выполнены из 3-х последовательно соединенных диодов 80EPS12. В исходном состоянии конденсаторы С и С₀ были заряжены до напряжения U=3 кВ и U₀=2,3 кВ.

В результате проведенных экспериментов исследуемые РВД-1 на частоте 500 Гц были способны коммутировать в нагрузку импульсы силового тока с амплитудой ~2,5 кА и фронтом ~800 нс. Осциллограммы силового тока I_0 и напряжения U на типичных динисторах приведены на рис. 3.28. Они получены при переключении РВД-1 током управления с амплитудой ~400 А и длительностью ~400 нс. Увеличение частоты следования импульсов выходного тока рассмотренного генератора была ограничена предельной мощностью зарядных устройств, используемых для зарядки конденсаторов C_0 , C. Но очень малые потери энергии в динисторах определяют возможность создания РВД-генераторов с рабочей частотой несколько кГц.

64



Рис. 3.28. Осциллограммы напряжения U на РВД-1 при протекании тока I₀ с фронтом 800 нс.

На рис. 3.29 приведены осциллограммы тока I_0 через нагрузку R_0 и напряжения U на PBД-1, полученные в рассмотренном генераторе после изменения параметров силовой цепи, выполненных с целью уменьшения фронта импульсов основного тока. При использовании 4-х витков в дросселе Др и $C_0=0,1$ мкФ длительность фронта тока I_0 составила ~200 нс. Как видно из осциллограммы на рис. 3.29, при таком малом фронте нарастания силового тока на PBД-1 возникает существенный пик напряжения даже при амплитуде этого тока ~1,2 кА.



Рис. 3.29. Осциллограммы напряжения U на РВД-1 при протекании силового тока I₀ с фронтом 200 нс.

Для исследования возможности создания высоковольтных РВД-коммутаторов мощных субмикросекундных импульсов тока был изготовлен блок последовательно соединенных РВД-1 с рабочим напряжением 24 кВ. Блок был исследован на стенде, электрическая схема которого приведена на рис. 3.30. Фотография блока показана на рис. 3.31.

Схема на рис. 3.30 аналогична базовой схеме, приведенной на рис. 3.2 в разделе 3.1. Блок запуска БЗ обеспечивал амплитуду тока управления ~ 150 А. Он был построен аналогично блоку БЗ-2 в схеме на рис. 3.4 в разделе 3.1. В качестве запускающего ключа К был использован блок IGBT-транзисторов. Длительность тока управления блока РВД составляла ~ 400 нс и определялась временем перемагничивания сердечника Др до состояния насыщения. Ток блока размагничивания БР составлял ~5 А.



Рис. 3.30. Электрическая схема стенда для исследования высоковольтного блока РВД с диаметром структур 12 мм.

С₀=140 нФ; R₀=4 Ом; Др: сердечник из сплава 86КГСР (10 шт R40x20x10), w=6, w_p=1; С_y=4 нФ; L_y=12 мкГн; R_y=0,5 Ом; D₀: 80APF12, 25 посл.



Рис. 3.31. Блок последовательно соединенных РВД-1 с рабочим напряжением 24 кВ.

На рис. 3.32 приведена осциллограмма силового тока I_0 через нагрузку R_0 (~3 кА), полученная на частоте 100 Гц.



Рис. 3.32. Осциллограмма тока через нагрузку.

Таким образом, на основе малогабаритных РВД с диаметром структур 12 мм могут быть разработаны генераторы с килогерцовой рабочей частотой, способные коммутировать в нагрузку импульсы тока с амплитудой несколько кА и фронтом нарастания менее 1 мкс. Сравнительно большое время установления стационарной проводимости РВД препятствует их эффективному использованию в генераторах импульсов с фронтом менее 200 нс. Высокая надежность блоков последовательно соединенных РВД позволяет увеличить коммутируемую мощность до десятков кВт путем увеличения количества последовательно соединенных динисторов.

В разделе использованы материалы публикаций автора [74, 75].

3.3. Разработка и исследование мощных коммутаторов на основе реверсивно включаемых динисторов в режиме коммутации знакопеременных импульсов тока

Определенным недостатком базовых РВД являются достаточно большое падение напряжения при пропускании через них силового тока в обратном направлении. Это обстоятельство ограничивает коммутационные возможности РВД-коммутаторов при их использовании в импульсных технологиях, предполагающих возможность изменения полярности импульсов силового тока.

В качестве иллюстрации указанного недостатка на рис. 3.33 приведены сравнительные осциллограммы, полученные при исследовании РВД123-20-20 с рабочим напряжением 2 кВ и диаметром структуры 24 мм.

Здесь U_1 – падение напряжения при коммутации тока $I_1=5$ кА в прямом направлении, U_2 – падение напряжения при коммутации такого же обратного тока I_2 . Для сравнения на рисунке приведена осциллограмма падения напряжения на кремниевом диоде (U_3), имеющем такой же диаметр структуры и близкое рабочее напряжение.



Рис. 3.33. Сравнительные осциллограммы: 5 В/дел, 1 кА/дел.

Целью исследований, рассмотренных в этом разделе, являлась разработка конструктивных и схемотехнических решений, повышающих эффективность использования РВД-ключей в режимах коммутации мощных слабозатухающих знакопеременных импульсов тока.

Потери энергии при протекании обратного тока определяются сопротивлением каналов обратной проводимости в структуре РВД. Они могут быть уменьшены при увеличении суммарной площади этих каналов. Но при этом уменьшается рабочая площадь структуры РВД, определяющая потери энергии при протекании прямого тока.

В этой связи совместно с сотрудниками НИЦ СПП ОАО «Электровыпрямитель» была исследована возможность уменьшения потерь энергии в РВД в процессе протекания обратного тока при сохранении высоких коммутационных характеристик в процессе протекания прямого тока.

Такая возможность определяется тем, что основные потери при протекании прямого тока определяются электрическим сопротивлением широкой n-базы четырехслойной структуры PBД, которая при определенных условиях может достаточно однородно модулироваться даже при наличии каналов обратной проводимости вследствие расширения потоков носителей тока, инжектируемых из эмиттеров, прилегающих к n-базе.

Для проведения исследований в НИЦ СПП ОАО «Электровыпрямитель» была изготовлена опытная партия модернизированных РВД, которые имели конструкцию, показанную на рис. 3.34.



Рис. 3.34. Структура модернизированного РВД.

В отличие от базовых, в модернизированных РВД шунты n⁺ анодного эмиттера вертикально совмещены с шунтами 1 катодного эмиттера и имеют такой же диаметр. В результате образуются равномерно распределенные хорошо проводящие диодные секции 2 (на рис. 3.34 они заштрихованы). Такая конструкция модернизированных РВД предполагает возможность эффективной модуляции n-базы носителями, инжектируемыми из тиристорных p⁺-n-p-n⁺ секций. Как известно, потоки инжектируемых носителей расширяются к области n-р переход. Поэтому, если ширина секций 2 невелика, то они могут быть существенно заполнены инжектирующими носителями и силовой ток будет достаточно однородно распределен по всей рабочей площади структуры РВД.

Пилотные исследования модернизированных РВД с рабочим напряжением 2 кВ и диаметром структур 50 мм были проведены в ФТИ им. А. Ф. Иоффе. Для проведения

исследований был разработан испытательный стенд, позволяющий проводить эксперименты в режимах коммутации униполярных и знакопеременных импульсов тока.

Электрическая схема стенда приведена на рис. 3.35.



Рис. 3.35. Схема испытательного стенда.

Для формирования импульсов силового тока использовался опорный РВД (V₁) и силовая цепь СЦ на основе низкоиндуктивной сборки мощных конденсаторов.

При исследовании процесса коммутации униполярных импульсов обратного тока (режим A) модернизированный PBД (V₂) соединялся катодом к выводу (1), а анодом к выводу (2). В режиме коммутации униполярных импульсов прямого тока (режим Б) и знакопеременных импульсов тока (режим B) он подключался к выводам (1), (2) оппозитно. Благодаря шунтирующему резистору R_0 =5 кОм исходное напряжение на модернизированных PBД в режимах Б и В было невелико. В результате при измерении небольшого напряжения на них в процессе протекания импульсов тока исключалась возможность перенапряжений на входе осциллографа.

Переключение V₁ и V₂ осуществлялось с помощью одновиткового дросселя ДР с тороидальным насыщающимся сердечником из сплава 9КСР и блока запуска БЗ, в котором вывод 3 в режиме А был соединен с выводом 1, а в режимах Б и В – с выводом 2. Блок БЗ был выполнен по схеме на рис. 3.3 раздела 3.1. Он содержал блок последовательно соединенных интегральных импульсных тиристоров, запускающий конденсатор и резистора с сопротивлением 0,5 Ом. Сердечник ДР в режимах А и Б имел размеры $100 \times 50 \times 80$ мм, а в режиме В – $75 \times 25 \times 40$ мм. В режимах А и Б в силовой цепи СЦ использовался низкоомный демпфирующий резистор, выполненный из нихромовой ленты и конденсаторная сборка с емкостью 9000 мкФ. В режиме В резистор не использовался, а емкость сборки конденсаторов составляла 1500 мкФ.

При включении БЗ через V₁ (режим A) или через последовательно соединенные V₁, V₂ (режимы Б и B) в обратном направлении протекает короткий ток управления Iy. В процессе формирования тока I_y дроссель ДР имеет большую индуктивность и препятствует нарастанию тока силовой цепи СЦ. При этом ток I_y фактически равен выходному току ЦУ. В момент насыщения сердечника индуктивность дросселя становится очень мала и ток в цепи СЦ резко нарастает. После коммутации силового тока сердечник ДР перемагничивается до исходного состояния небольшим постоянным током, протекающим через обмотку w_p.

На рис. 3.36 показаны типичные осциллограммы падения напряжения на модернизированном РВД (U₁, U₂) и на базовом РВД (U₃, U₄), полученные при протекании обратного тока I₁, I₂ с амплитудой 12 и 18 кА. Структуры базовых РВД и модернизированных РВД были изготовлены из однотипного кремния, имели одинаковый диаметр и одинаковое рабочее напряжение. Изменение формы кривой U₄ свидетельствует о чрезмерном нагреве базового РВД. Его пробой произошел при токе ~ 20 кА.



Рис. 3.36. Осциллограммы напряжения на модернизированном РВД (U₁, U₂) и на базовом РВД (U₃, U₄) при протекании обратного тока I₁, I₂: 5 кА/дел, 5 В/дел; 40 мкс/дел.

Представленные на рис. 3.36 осциллограммы определяют сравнительно малые потери энергии в модернизированных РВД в режимах коммутации импульсов обратного тока. В результате они были способны коммутировать мощные импульсы обратного тока с амплитудой ~30 кА и длительностью ~ 300 мкс. Разрушение модернизированных РВД происходило при амплитуде обратного тока ~35 кА.

На рис. 3.37 показаны типичные осциллограммы, полученные при исследовании модернизированного РВД в режиме коммутации мощных импульсов прямого тока.



Рис. 3.37. Осциллограммы напряжения на модернизированном РВД (U₁-U₃) при коммутации тока I₁-I₃: 25 кА/дел, 5 В/дел, 40 мкс/дел.

Как видно из осциллограмм, модернизированный РВД имеет сравнительно малые коммутационные потери энергии при протекании мощных импульсов прямого тока. Предельным током является ток I₃=120 кА на котором на кривой U₃ появляется термогенерационный горб напряжения, свидетельствующий о чрезмерном нагреве.

В тестовом режиме при коммутации импульсов прямого тока с амплитудой ~90 кА модернизированные РВД выдерживали 1000 переключений без изменения электрофизических характеристик.

На рис. 3.38 приведена усредненная вольт-амперная характеристика, полученная при исследовании модернизированных РВД в режимах коммутации мощных униполярных импульсов прямого и обратного тока.



Рис. 3.38. Вольт-амперная характеристика модернизированных РВД.
На рис. 3.39а приведены осциллограммы падения напряжения на модернизированном РВД (U₁) и на базовом РВД (U₂), измеренные при коммутации тока I=90 кА. Они отличаются незначительно, что свидетельствует о близких возможностях этих приборов в режимах коммутации импульсов прямого тока.

Еще меньшее отличие кривых U₁, U₂ наблюдается на начальном этапе процесса коммутации тока I (рис. 3.39б), что подтверждает примерно одинаковую эффективность процесса переключения.



Рис. 3.39. Осциллограммы напряжения на модернизированном РВД (U₁) и на базовом РВД (U₂): а – при коммутации силового тока I (25 кА/дел, 5 В/дел, 40 мкс/дел);

б – в первые моменты процесса коммутации (5 В/дел, 2 мкс/дел).

Представленные на рис. 3.39 осциллограммы U₁, U₂ были получены при одинаковом токе управления с амплитудой ~1 кА и длительностью ~2 мкс. Меньшее обратное напряжение на модернизированном РВД при протекании тока управления дает ему определенное преимущество над базовым РВД, так как позволяет снизить потери энергии в БЗ.

На рис. 3.40 приведены типичные осциллограммы напряжения U₁-U₃ на модернизированном РВД, соответствующие начальному этапу коммутации тока I=90 кА при разных токах управления I_{y1}-I_{y3}.



Рис. 3.40. Осциллограммы напряжения на модернизированном РВД (U₁-U₃) на начальном этапе процесса коммутации тока I=90 кА при разных токах управления (I_{y1}-I_{y3}): 500 А/дел, 10 В/дел, 2 мкс/дел.

Как видно из осциллограмм, при переключении модернизированного РВД импульсом тока I_{y1}=1200 A с длительностью ~2,5 мкс коммутационный пик на кривой напряжения U₁ очень мал. При токе I_{y3}=400 A пик возрастает, но при этом уменьшается падение напряжение в процессе протекания тока управления.

На рис. 3.41 показанные на рис. 3.40 осциллограммы U₁, U₃ представлены в другом масштабе и дополнены кривыми мощностей потерь энергии P₁ и P₃.



Рис. 3.41. Осциллограммы силового тока I и напряжения на модернизированном РВД (U₁, U₃) при токе управления 1200 и 400 A и соответствующие им кривые мощности потерь энергии P₁, P₃: 25 кA/дел, 5 B/дел, 500 кBт/дел, 10 мкс/дел.

Из осциллограмм на рис. 3.41 следует, что при токах управления 1200 и 400 А, несмотря на существенное различие коммутационных пиков напряжения, обеспечивается практическое

равенство потерь энергии в процессе протекания прямого тока I=90 кА. Полученный результат обусловлен очень малой длительностью коммутационных пиков напряжения, возникающих в моменты времени, когда силовой ток I еще мал.

На рис. 3.42 показаны типичные осциллограммы падения напряжения на модернизированном РВД в режиме коммутации медленно затухающих знакопеременных импульсов тока с амплитудами первых полуволн прямого и обратного тока 90 и 65 кА. При использовании в этом режиме базового РВД его разрушение произошло при амплитуде первой полуволны прямого тока – 75 кА вследствие больших потерь энергии в процессе коммутации импульсов обратного тока.



Рис. 3.42. Осциллограммы напряжения U на модернизированном РВД:

а – при протекании знакопеременного силового тока I (25 кА/дел, 10 В/дел, 20 мкс/дел); б – при протекании тока управления Iу и в после переключения (1 кА/дел, 10 В/дел, 2 мкс/дел).

В рассмотренном режиме было проведено тестирование модернизированных РВД путем проведения 1000 коммутаций. После тестирования были измерены токи утечки через динисторы при рабочем напряжении 2 кВ. Они не изменились по сравнению и измеренными до испытаний, что свидетельствует об отсутствии деградации динисторных структур.

Таким образом, в результате проведенных исследований было установлено, что при коммутации мощных импульсов обратного тока потери энергии в модернизированных РВД примерно в 2 раза меньше по сравнению с базовыми РВД. При коммутации мощных импульсов прямого тока увеличение падения напряжения на модернизированных РВД относительно базовых РВД незначительно (~ 25%). В первые моменты после переключения потери энергии в базовых и модернизированных РВД практически одинаковы.

При использовании высоковольтных блоков РВД в генераторах знакопеременных слабозатухающих импульсов тока существенное уменьшение амплитуд импульсов обратного

тока может быть обеспечено с помощью подключения шунтирующего диодного блока. Однако в этом случае в диодный блок будет ответвляться значительная часть тока управления РВД.

На рис. 3.43 приведена схема разработанного генератора, в которой возможность ответвления тока управления блока РВД в шунтирующий диодный блок D устраняется путем использования в цепи этого блока малогабаритного дросселя Др₁. Дроссель Др₁ имеет большую исходную индуктивность и в течение короткого времени протекания через блок РВД тока управления препятствует ответвлению в шунтирующий блок D выходного тока блока запуска БЗ (I_{Б3}).



Рис. 3.43. Схема высоковольтного РВД-коммутатора знакопеременных импульсов с шунтирующим диодным блоком.

В процессе запуска блока РВД основной дроссель Др блокирует напряжение зарядки силового конденсатора C_0 . В момент включения блока РВД сердечник дросселя Др насыщен и конденсатор C_0 быстро разряжается через нагрузку Z. В результате через нагрузку протекает силовой ток I_0^{np} . Если сопротивление нагрузки мало, то конденсатор C_0 перезаряжается и через нагрузку протекает силовой ток обратной полярности ($I_0^{oбp}$).

Так как сердечник дросселя $Дp_1$ в момент изменения полярности силового тока имеет большую индуктивность (он перемагничен в процессе протекания через нагрузку тока I_0^{np}), то ток I_0^{o6p} в течении очень короткого времени протекает через РВД. Под воздействием падения напряжения на РВД сердечник $Дp_1$ быстро насыщается. В результате индуктивность $Дp_1$ становится очень мала и I_0^{o6p} перераспределяется в шунтирующий диод, электрическое сопротивление которого существенно меньше, чем сопротивление РВД.

На рис. 3.44 приведены осциллограммы ¹ тока через блок РВД (I₁) и тока через блок D (I_{D1}), полученные при исследовании опытного генератора, собранного по схеме на рис. 3.34.



Рис. 3.44. Осциллограммы тока через блок РВД (I₁) и через блок D (I_{D1}) в схеме на рис. 3.43: 10 кА/дел, 40 мкс/дел.

В генераторе конденсатор C₀=30 мкФ заряжался до напряжения 24 кВ. Нагрузка Z была выполнена из нихромовой ленты. Она имела сопротивление ~ 30 мОм и индуктивность ~ 4 мкГн. Для запуска блока РВД использовался блок БЗ-2, построенный по схеме на рис. 3.4 в разделе 3.1. Дроссель Др имел 5 витков в рабочей обмотке и 1 виток в обмотке перемагничивания. Сердечник Др выполнен из сплава 9КСР с прямоугольной петлей гистерезиса. Благодаря небольшой площади сечения сердечника (~25 см²) и малому числу витков индуктивность дросселя в насыщенном состоянии была существенно меньше индуктивности нагрузки. При этом он слабо влиял на процесс формирования силового тока. Дроссель Др₁ имел один виток в обмотке и сердечник с сечением 8 см². Сердечник был выполнен из сплава 9КСР с пологой петлей гистерезиса, поэтому ему не требовалось принудительное перемагничивание после протекания силового тока.

В блоках РВД и D использовались полупроводниковые приборы с диаметром структур 50 мм, изготовленные в НИЦ СПП ПАО "Электровыпрямитель" (г. Саранск). Блок РВД состоял из 12 динисторов РВД153-90-20, блок D – из 12 диодов Д153-70-20. К динисторам и диодам были подключены два последовательно соединенных варистора 14N112K, которые ограничивали напряжение на уровне ниже предельно допустимого.

Полученная достаточно большая амплитуда обратного тока через блок РВД определяется влиянием монтажных индуктивностей цепи РВД и диода D. При большой скорости нарастания силового тока они определяют сравнительно большое и практически одинаковое индуктивное сопротивление цепей РВД и D. При этом высокая проводимость диода не обеспечивает ожидаемого перераспределения тока из цепи РВД в цепь D.

На рис. 3.45 и рис. 3.46 показаны разработанные альтернативные схемы РВД-коммутаторов знакопеременных импульсов тока с уменьшенной токовой нагрузкой блока РВД.



Рис. 3.45 и 3.46. Электрические схемы диодно-динисторных коммутаторов знакопеременных импульсов тока.

На рис. 3.47 показаны сравнительные осциллограммы силового тока, протекающего через нагрузку Z в схемах на рис. 3.43 (I₀₁), на рис. 3.45 (I₀₂) и на рис. 3.46 (I₀₃). Они примерно одинаковы.



Рис. 3.47. Осциллограммы силового тока в схемах 1, 2, 3 (I₀₁, I₀₂, I₀₃): 22 кА/дел, 40 мкс/дел.

В схеме на рис. 3.45 токовая нагрузка блока РВД в обратном направлении радикально уменьшается благодаря использованию отсекающей цепи R-D₁. После восстановления запирающей способности диода D₁ обратный ток через блок РВД ограничивается резистором R на уровне, достаточном для устранения возможности его выключения к моменту коммутации повторного импульса прямого тока. В результате в цепь нагрузки коммутируется знакопеременный ток, практически такой же, как и в схеме на рис. 3.43 (см. осциллограммы I_{01} и I_{02} на рис. 3.47).

На рис. 3.48 приведены соответствующие схеме на рис. 3.45 осциллограммы тока через блок РВД (I₂) и через блок D (I_{D2}), полученные в тех же условиях коммутации, что и осциллограммы на рис. 3.44. В качестве резистора R использовался малогабаритный HVR 851221 с сопротивлением 0,56 Ом, в качестве диода D₁ – Д153-70-20.



Рис. 3.48. Осциллограммы тока через блок РВД (I₂) и через блок D (I_{D2}) в схеме на рис.4: 10 кА/дел, 40 мкс/дел.

Схема на рис. 3.46 в режимах коммутации коротких знакопеременных импульсов силового тока обеспечивает униполярную форму тока через блок РВД. При включении динисторов через блок РВД и дроссель Др протекает силовой ток прямой полярности. После достижения максимального значения он переключается в цепь блока D и медленно спадает с постоянной времени, определяемой величиной индуктивности дросселя Др в насыщенном состоянии и электрическим сопротивлением динисторов и диодов.

Силовой ток обратной полярности протекает через блок D. Так как падение напряжения на диодах невелико, то при этом резкого уменьшения скорости спада тока через блок РВД не происходит и в момент повторного изменения полярности силового тока через динисторы продолжает протекать ток в прямом направлении. При приложении к блоку D обратного напряжения он выключается и силовой ток прямой полярности коммутируется в блок РВД.

Соответствующие схеме на рис. 3.46 осциллограммы тока через диодный (I_{D3}) и динисторный (I₃) блоки приведены на рис. 3.49. Осциллограмма силового тока представлена на рис. 3.47 (I₀₃). Как видно из этой осциллограммы, силовой ток не имеет задержки резкого нарастания при изменении полярности.



Рис. 3.49. Осциллограммы тока через блок РВД (I₃) и через блок D (I_{D3}) в схеме на рис.5: 10 кА/дел, 40 мкс/дел.

На рис. 3.50 показаны определенные из рассмотренных осциллограмм графики изменения величин заряда, переносимого через блок РВД (Q) и через блок D (Q_D). Кривые с индексом 1 соответствуют схеме на рис. 3.43, с индексом 2 – схеме на рис. 3.45, с индексом 3 – схеме на рис. 3.46.



Рис. 3.50. Графики изменения величин заряда, пропускаемого через блоки РВД и D в схемах диодно-динисторных генераторов.

Так как величина заряда, коммутируемого в нагрузку в этих схемах примерно одинакова, то представленные графики свидетельствуют об определенном преимуществе схемы на рис. 3.45, обеспечивающей минимальный заряд, переносимый через блок РВД. Её основным недостатком является наличие дополнительных элементов (диод D₁ и резистор R).

Основным недостатком схемы на рис. 3.43 является достаточно большой ток, протекающий через РВД в обратном направлении. При этом возрастают потери энергии в динисторах. Основным достоинством схемы на рис. 3.46 является униполярная форма тока через РВД и наименьшее количество комплектующих элементов.

Таким образом, результаты рассмотренных исследований определяют возможность эффективного использования РВД-ключей в режиме коммутации мощных знакопеременных слабозатухающих импульсов тока.

В разделе использованы материалы публикаций автора [76, 77].

ГЛАВА 4. МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ТИРИСТОРОВ И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

4.1. Тиристорный генератор мощных микросекундных импульсов электромагнитного поля

На рис. 4.1 приведена электрическая схема разработанного тиристорного генератора, предназначенного для создания мощных микросекундных импульсов электромагнитного поля.



Рис. 4.1. Электрическая схема генератора: С=66 нФ; L=30 мкГн; R_c=4 Ом; Др: феррит N87 22,1x13,7x12,5 мм., 8 шт., Т: ТБ133-250-24, 14 посл.; D: HER308, 24 посл.; D_c: 60EPF12, 24 посл.

Генератор содержит четыре модуля на основе силовых конденсаторов С и полупроводниковых блоков Т, D, D_c. После одновременного включения тиристорных блоков Т в выходном индукторе $L_{\rm H}$ =0,8 мкГн формируется импульс тока с амплитудой ~12 кА и фронтом ~0,6 мкс.

Схема на рис. 4.1 работает следующим образом. После включения зарядного устройства ЗУ конденсаторы С быстро заряжаются до заданного высокого напряжения. После окончания процесса зарядки устройство ЗУ вырабатывает оптический сигнал на включение блоков Т. После включения блоков Т конденсаторы С быстро разряжаются через дроссели Др и индуктор L_н и обеспечивают коммутацию в L_н мощного выходного тока генератора I_н. Индуктивности L устраняют возможность перераспределения коммутируемого тока в блоки T с наименьшим электрическим сопротивлением. После включения блоков T дроссели Др формируют

небольшую задержку резкого нарастания токов разряда конденсаторов C, которая обеспечивает уменьшение потерь энергии в тиристорах. В процессе коммутации тока I_н конденсаторы C перезаряжаются и к нагрузке L_н прикладывается напряжение обратной полярности. Не поглощенная в нагрузке энергия рассеивается в резисторах R_c.

На рис. 4.2 приведены осциллограммы тока І_н через индуктор L_н и напря



Рис. 4.2. Осциллограммы выходного тока генератора I_н и напряжения на нагрузке U_н: 2,2 кА/деление, 5 кВ/деление, 400 нс/деление.

Как видно из осциллограмм, рассмотренный модульный генератор позволяет за время ~ 600 нс коммутировать в индуктор L_н ток с амплитудой ~ 12 кА. В этом режиме генератор был испытан на частоте 10 Гц, которая ограничивалась мощностью зарядного устройства ЗУ.

Блоки Т состояли из 14 последовательно соединенных тиристоров ТБ133-250-24 и были выполнены так же, как и тиристорный блок, показанный на рис. 2.13 раздела 2.2. Переключение тиристоров осуществлялось с помощью цепи запуска, выполненной по схеме на рис. 2.11 раздела 2.2. Она содержала блок управления БУ на основе транзисторного ключа и запускающего конденсатора, заряженного до напряжения 800 В, а также блок зарядки запускающего конденсатора БЗ, источник питания ИП с выходным напряжением 24 В и блок малогабаритных импульсных трансформаторов, обеспечивающих протекание через электроды управления тиристоров мощных импульсов тока с амплитудой ~ 6 А и фронтом ~ 0,3 мкс, которые обеспечивали их синхронное включения с малыми потерями энергии. Симметричное подключение модулей к нагрузке осуществлялось с помощью одинаковых широких шин. В результате обеспечивалось примерное равенство токов, протекающих через модули и высокая скорость нарастания этих токов.

На рис. 4.3 показана фотография модуля.



Рис. 4.3. Внешний вид модуля.

На рис. 4.4 приведена фотография разработанного модульного генератора.



Рис. 4.4. Модульный генератор микросекундных импульсов высокого напряжения.

В разделе используются материалы публикации автора [70].

4.2. Транзисторный генератор микросекундных импульсов высокого напряжения прямоугольной формы

На рис. 4.5 показана электрическая схема разработанного транзисторного генератора микросекундных импульсов высокого напряжения прямоугольной формы.

Генератор был использован в биологических исследованиях для питания барьерного реактора Z. Реактор имел дисковые электроды, к которым примыкали диэлектрические барьеры. При приложении высокого напряжения в промежутке между барьерами инициировался объемный разряд. Электроды имели диаметр от 5 до 20 мм. Величина межэлектродного расстояния составляла ~ 2 мм.



Рис. 4.5. Электрическая схема генератора прямоугольных импульсов: T₁ – IRGPS60B120KD; T – IRGPS60B120KD, 30 посл.; D₁, D₄ – HER308; D₂ – 60 EPF12; D₃ – HER308, 50 посл.; D₅ – HFBR-1522Z; D₆ – 1N4732A; L₁ – феррит N87 20x10x7 мм, w=20; L₂=530 мкГн; C₁=150 нФ; C₂=2,2 нФ; C=80 пФ; R₁= R₂=47 Ом; R₃=12 кОм; R₄=1,5 кОм, R₅=4,5 Мом; R₇=15 Ом.

Схема на рис. 4.5 работает следующим образом. В исходном состоянии конденсатор C₁ заряжен до заданного напряжения (не более 1 кВ). По оптическому сигналу с блока управления БУ производится включение цепи управления ЦУ₁, которая формирует импульс запуска IGBTтранзистора T₁. После включения транзистора T₁ конденсатор C₁ разряжается через первичную обмотку трансформатора Tp с большим коэффициентом трансформации. Ток вторичной обмотки Tp обеспечивает зарядку конденсатора C и емкости C_z реактора Z (C_z<<C) за время \sim 1,5 мкс до выбранного напряжения (20-30 кВ), величина которого определяется напряжением зарядки конденсатора C₁. После окончания процесса зарядки С и C_z диодный блок D_3 препятствует их разряду через вторичную обмотку трансформатора Тр. В результате напряжение на конденсаторе С и на реакторе Z практически не изменяется до момента включения транзисторного блока Т. После включения блока Т по цепи R_3 - L_2 протекает ток разряда конденсатора С. В результате запасенная в конденсаторе С энергия рассеивается в резисторе R_3 и напряжение на барьерном реакторе Z спадает до нуля за время ~ 4 мкс.

Для исключения возможности работы генератора при пробое барьерного реактора включение блока Т осуществляется только после того, как напряжение на реакторе Z нарастает до величины 10 кВ. В этом случае светодиод D₅ передает в блок управления БУ разрешающий сигнал. При наличии этого сигнала БУ вырабатывает оптический сигнал, который включает цепь управления ЦУ₂ с выбранной задержкой (3-10 мкс). Эта задержка определяет длительность плоской части импульса напряжения на барьерном реакторе Z.

Если по каким-то причинам (пробой барьерного реактора, короткое замыкание в выходной цепи генератора) напряжение на реакторе не достигает высокого уровня, то D_5 не вырабатывает сигнал готовности. В результате блок управления БУ не производит включение цепи ЦУ₂ и останавливает работу генератора. В таком аварийном режиме конденсатор C_1 перезаряжается до существенного обратного напряжения. Диод D_2 устраняет возможность приложения к транзистору T_1 обратного напряжения. Дроссель L_1 и цепи R_1 - D_1 , R_2 - C_2 устраняют перенапряжения на диоде D_2 в момент его выключения.

В рассмотренном генераторе блок Т состоял из 30 последовательно соединенных IGBTтранзисторов IRGPS60B120KD. Он был выполнен аналогично рассмотренному в разделе 2.1 и включался с помощью блока трансформаторов БТр. Цепь ЦУ₂ была построена по схеме на рис. 2.6. Она содержала конденсатор, заряженный до напряжения 300 В, запускающий транзистор и токоограничивающий резистор с сопротивлением 5 Ом. После включения запускающего транзистора конденсатор разряжался через последовательно соединенные одновитковые первичные обмотки импульсных трансформаторов блока БТр. В результате через затворы транзисторов блока Т протекают мощные быстро нарастающие токи управления, обеспечивающие их эффективное переключение.

На рис. 4.6 приведена осциллограмма импульса напряжения на барьерном реакторе Z с диаметром электродов 10 мм. Она получена при работе генератора на частоте 1 кГц.

86



Рис. 4.6. Осциллограмма напряжения на барьерном реакторе Z: 5 кВ/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 4.7 показана фотография узлов рассмотренного генератора прямоугольных импульсов.



Рис. 4.7. Фото узлов транзисторного генератора прямоугольных импульсов.

На рис. 4.8 приведена фотография рассмотренного генератора в корпусе.



Рис. 4.8. Внешний вид генератора прямоугольных импульсов высокого напряжения.

Достоинством рассмотренного генератора является то, что благодаря достаточно большой емкости конденсатора С напряжение на реакторе Z практически не изменялось при изменении диаметра электродов реактора от 5 до 20 мм, который определял величину его собственной емкости. В результате расширялся диапазон биологических исследований.

В разделе использован материал публикации автора [78].

4.3. Транзисторный генератор мощных электрических разрядов.

Основной трудностью при разработке высокоэффективных генераторов электрических разрядов является возможность резкого изменения электрического сопротивления нагрузки в процессе импульсного воздействия, которое может быть штатным (обусловленным физическими принципами технологического процесса) или аварийным. В таких условиях генератор должен сохранять работоспособность, а при штатном резком изменении сопротивления нагрузки он должен обеспечивать требуемые выходные параметры в следующем цикле коммутаций. Выполнение последнего требования является трудной задачей при достаточно высокой частоте следования импульсов.

Как показали исследования, рассмотренные в разделе 4.2, генераторы импульсов высокого напряжения могут быть построены на базе низковольтного емкостного накопителя энергии и повышающего импульсного трансформатора с большим коэффициентом трансформации. При малой длительности тока через первичную обмотку трансформатора малые габариты трансформатора могут быть обеспечены при использовании в его первичной обмотке только одного витка. При этом легко достигается надежная изоляция между обмотками трансформатора.

При резком уменьшении сопротивления нагрузки (например, при использовании электроразрядного реактора) в цепь первичной обмотки трансформатора возвращается значительная часть коммутируемой энергии. В устройствах, описанных в работах [79, 80] эта энергия возвращается в источник питания через специальные цепи рекуперации на основе импульсных трансформаторов. Недостатком этих устройств является то, что импульсные трансформаторы имеют значительные габариты и не обеспечивают высокий КПД процесса рекуперации.

На рис. 4.9 приведена разработанная схема генератора, в которой отраженная от нагрузки энергия возвращается в цепь зарядки емкостного накопителя С без использования дополнительных цепей рекуперации.

Эта схема обеспечивает высокостабильную величину напряжения зарядки конденсатора С в широком диапазоне режимов работе генератора (от короткого замыкания до холостого хода).



Рис. 4.9. Электрическая схема импульсного генератора с высокой эффективностью рекуперации энергии при резком изменении импеданса нагрузки

Принцип работы схемы на рис. 4.9 заключается в следующем. Когда включается транзистор T_2 , то через нагрузку Z протекает ток I_Z , являющийся током разряда конденсатора C. После окончания тока I_Z включается транзистор T_1 , а транзистор T_2 не выключается. В результате через устройство обратной связи УОС по цепи C_{8x} - T_1 - D_2 -L- D_3 - T_2 протекает ток I_L . Так как емкость конденсатора C_{8x} велика, (C_{8x} >>C), то ток I_L нарастает практически линейно. В момент, когда I_L достигает заданного значения, устройство УОС генерирует сигнал готовности, поступающий в блок управления. По этому сигналу блок управления выключает транзисторы T_1 , T_2 . В результате ток I_L начинает протекать через цепь L_1 -C- D_4 и конденсатор C заряжается до рабочего напряжения, которое определяется только током I_L в момент выключения транзисторов и не зависит от величины сопротивления нагрузки Z и от величины входного напряжения U_0 . Напряжение зарядки C может быть изменено, если устройство УОС будет настроено на генерацию сигнала готовности при другой величине тока I_L .

В рабочем режиме сопротивление нагрузки Z превышает волновое сопротивление цепи разряда конденсатора C: $\rho=(L_1/C)^{1/2}$. В результате ток нагрузки I_Z имеет униполярную форму и напряжение на конденсаторе C быстро спадает до нуля. Если Z < ρ , то конденсатор C перезаряжается до обратного напряжения. Затем C перезаряжается повторно. Диод D₃ препятствует протеканию обратного тока через транзистор T₂, поэтому ток повторной перезарядки C протекает по цепи D₄-D₁-D₂-L-L₁. Так как в процессе повторной перезарядки C транзистор T₂ включен, то в момент, когда на конденсаторе C восстанавливается исходная полярность напряжения, ток I_L начинает протекать через цепь D₃-T₂. Потери энергии в этой цепи малы, поэтому ток I_L практически не изменяется до момента включения транзистора T₁. После включения транзистора C₀. В результате D₁ выключается и по цепи T₁-D₂-L-D₃-T₂ протекает входной ток генератора I_{вх}. В момент, когда ток I_L достигает заданной величины, устройство VOC производит выключение T₁, T₂. В результате ток I_L коммутируется в

конденсатор С и обеспечивает его зарядку до заданного напряжения. На этом цикл работы генератора заканчивается.

На рис. 4.10 показаны осциллограммы напряжения на конденсаторе С и тока через индуктивность L, полученные в импульсном генераторе, изготовленном по схеме на рис. 4.9 со следующими параметрами элементов: C_{BX} =4000 мкФ, C=3 мкФ, L≈2500 мкГн, L₁≈1,5мкГн. Величина U_{BX} составляла 300 В. Выключение транзисторов T₁, T₂ производилось при токе I_L=30 А. Осциллограммы 1, 4 получены при Z=1,5 Ом. Осциллограммы 2, 5 и 3, 6 соответствуют Z=0,7 Ом и Z=0.



Рис. 4.10. Осциллограммы напряжения на конденсаторе С (1-3) и тока через индуктивность L (4-8) при разном сопротивлении нагрузки:

10 А/дел, 500 В/дел, 100 мкс/дел.

Из осциллограмм видно, что напряжение зарядки конденсатора C не изменяется при существенном изменении сопротивления нагрузки. Осциллограммы 2, 3 и 5, 6 показывают, что если Z мало, то после включения T_2 на конденсаторе C формируется обратное напряжение и на токе I_L появляется пьедестал. После включения T_1 ток I_L начинает линейно нарастать.

В качестве транзисторных коммутаторов T_1 , T_2 использовались сборки параллельно соединенных IGBT-транзисторов типа IRGPS60B120KDP. Коммутатор T_1 состоял из двух параллельно соединенных транзисторов, коммутатор T_2 из четырех. Для управления транзисторами использовались цепи на основе драйверов с выходным током ~10 А. Они содержали стабилизированные источники питания, изолированные от сети на напряжение 3 кV (NES-25-24). Большая амплитуда тока управления обеспечивала малые коммутационные потери энергии в T_1 , T_2 .

Разработанная схема устройства обратной связи УОС показана на рис. 4.11.



Рис. 4.11. Функциональная схема УОС.

Схема содержит преобразователь сетевого напряжения, датчик Холла (LAH 50-P от LEM) и компаратор на операционных усилителях LF411, который сравнивает опорный сигнал с сигналом от датчика Холла и при их равенстве генерирует выходной сигнал в усилитель на микросхеме MIC4452. Связь с системой управления СУ осуществлялась с помощью оптопередатчика HFBR-1522. Нестабильность УОС составляла < 5 %.

На рис. 4.12 приведены результаты расчета, выполненного для вышерассмотренных условий эксперимента. Кривые I_{L1} и U_{C1} соответствуют сопротивлению Z=1,5 Ом, кривые I_{L2} и U_{C2} – сопротивлению Z=0,7 Ом, кривые I_{L3} и U_{C3} – сопротивлению Z=0 Ом. Они хорошо соответствуют результатам эксперимента.



Рис. 4.12. Расчетные кривые напряжения на конденсаторе С и тока через индуктивность L при Z=1,5 Ом (U_{C1} и I_{L1}), Z=0,7 Ом (U_{C2} и I_{L2}) и при Z=0 Ом (U_{C3} и I_{L3}): 10 А/дел, 500 В/дел, 100 мкс/дел.

По результатам расчета был определен КПД генератора при коротком замыкании цепи нагрузки (Z=0), составляющий 96%. Он рассчитывался исходя из величины энергии, исходно

запасаемой в конденсаторе С (E=1,5 Дж), величины энергии, возвращаемой в конденсатор С после коммутации силового тока ($\Delta E^*=0,96$ Дж) и величины входной энергии, потребляемой из конденсатора С_{вх} ($\Delta E=0,6$ Дж).

На рис. 4.13 показаны расчетные кривые, иллюстрирующие возможность глубокого регулирования напряжения зарядки конденсатора С при неизменном входном напряжении (U_{Bx} =300 B), которое осуществляется путем изменения величины тока I_L, при котором производится выключение транзисторов T₁, T₂. Кривые I_{L1} и U_{C1} соответствуют току I_L=30 A, кривые I_{L3} и U_{C3} – току I_L=20 A. При расчете сопротивление нагрузки задавалось равным 1,5 Ом. В этом режиме напряжение зарядки конденсатора С также стабильно, но имеет разную величину.



Рис. 4.13. Расчетные кривые напряжения на конденсаторе С и тока через индуктивность L при I_L=30 A (U_{C1} и I_{L1}) и при I_L=20 A (U_{C3} и I_{L3}): 10 A/дел, 500 B/дел, 100 мкс/дел.

На рис. 4.14 приведены расчетные диаграммы, иллюстрирующие работу генератора при разном входном напряжении. Кривые U_{C1} и I_{L1} соответствуют U_{Bx} =300 B, кривые U_{C4} и I_{L4} - U_{Bx} =150 B. При расчете величины сопротивления нагрузки и тока через индуктивность L не изменялись (Z=1,5 ом, I_L =30 A). Как видно из диаграмм, в этом режиме напряжение зарядки конденсатора C практически не изменяется.



Рис. 4.14. Расчетные кривые напряжения на конденсаторе С и тока через индуктивность L при U_{вх}=300 В (U_{C1} и I_{L1}) и при U_{вх}=150 В (U_{C3} и I_{L3}): 10 А/дел, 500 В/дел, 100 мкс/дел.

По схеме на рис. 4.9 был разработан генератор искровых разрядов высокого напряжения с амплитудой ~30 кВ. Его электрическая схема приведена на рис. 4.15.



Рис. 4.15. Электрическая схема генератора импульсов высокого напряжения: C_{вх}=4000 мкФ; C=3 мкФ; C₁=3 нФ; L=2,5 мГн; L₁, L₂≈1,5 мкГн; T₁ – IRGPS60B120KDP, 2 паралл.; T₂ – IRGPS60B120KDP, 4 паралл.; D_{вх} - KBPC3506; D₁, D₂ – 80APF12; D₃ – 80APF12, 2 паралл.; D₄ - HER608, 50 посл.; Тр: сердечник из сплава 9КСР, 180х60х40 мм, w₁=1, w₂=35.

В схеме на рис. 4.15 импульсы высокого напряжения создаются с помощью повышающего трансформатора Тр с большим коэффициентом трансформации. Ток зарядки конденсатора С протекает через его первичную обмотку w₁ и намагничивает сердечник до рабочего состояния. Ток разряда конденсатора С обеспечивает зарядку выходного конденсатора С₁ до напряжения ~30 кВ. Это напряжение инициирует пробой межэлектродного промежутка в

разрядной камере Z. В результате через камеру Z протекает ток разряда конденсатора C_1 . Его амплитуда и скорость нарастания определяются сопротивлением канала разряда и величиной индуктивности L_2 , которая является индуктивностью монтажных проводов. Так как сопротивление канала разряда мало, то конденсатор C_1 многократно перезаряжается по цепи L_2 –Z. В результате практически вся запасенная в C_1 энергия (~1,35 Дж при зарядке C_1 до напряжения 30 кВ) рассеивается в камере Z.

Если разряд не успевает развиться к моменту зарядки конденсатора C_1 до максимального напряжения, то диодный блок D₄ исключает возможность разряда C₁ через обмотку w₂ трансформатора Tp. Если разряд возникает раньше окончания процесса зарядки C₁ или межэлектродный промежуток камеры Z закорочен, то конденсатор C перезаряжается до обратного напряжения и в нем остается энергия. Потом, как и в базовой схеме на рис. 4.9, она эффективно рекуперируется в цепь индуктивности L. Если пробой между электродами камеры Z не происходит, то конденсатор C₁ не разряжается. В результате при следующем включении транзистора T₂ к обмотке w₂ прикладывается практически постоянное напряжение зарядки конденсатора C₁, которое обусловливает насыщение сердечника трансформатора Tp. После насыщения сердечника конденсатор C перезаряжается до существенного обратного напряжения и схема на рис. 4.17 работает так же, как и базовая схема на рис. 4.9 при резком уменьшении сопротивления нагрузки.

Разработанный высоковольтный генератор был использован для создания разрядов в воде. Такие разряды широко применяются для очистки питьевых и сточных вод и для создания полезных для человека водных дисперсий наночастиц. Вода, обработанная электрическими разрядами, используется в сельском хозяйстве для повышения скорости роста и развития растений.

Фотография генератора показана на рис. 4.16.



Рис. 4.16. Внешний вид генератора высоковольтных разрядов в воде.

В наших экспериментах разряды создавались в разрядной камере, через которую пропускался поток воды (~2 л/мин). Камера была выполнена в виде кварцевой трубы с диаметром 60 мм, в которой располагались электроды на расстоянии ~10 мм друг от друга. Потенциальный электрод был выполнен в форме острия. Заземленный электрод имел форму цилиндра.

На рис. 4.17 приведены типичные осциллограммы тока I_Z через камеру Z и напряжения U_{C1} на конденсаторе C₁. Осциллограммы на рис. 4.17а получены при пробое межэлектродного промежутка камеры Z вблизи максимума напряжения U_{C1}, а на рис. 4.176 – на фронте напряжения U_{C1}. В этих условиях разрядный ток I_Z имеет амплитуду соответственно ~550 A и ~480 A. Фронт импульсов разрядного тока составляет ~150 нс. Так как сопротивление канала разряда мало, то конденсатор C₁ многократно перезаряжается по цепи L₂–Z.



Рис. 4.17. Осциллограммы разрядного тока (I_Z) и напряжения на конденсаторе C₁ (U_{C1}), полученные при пробое в камере Z вблизи максимума напряжения U_{C1} (a) и на фронте напряжения U_{C1} (б): 125 А/дел, 10 кВ/дел, 1 мкс/дел.

На рис. 4.18 приведены осциллограммы импульсов напряжения 1-5 на конденсаторе С и импульсов тока 6-10, протекающих через индуктивность L в схеме на рис. 4.15. Они получены на частоте 500 Гц и иллюстрируют работу генератора, когда разряд в камере Z возникает при разном напряжении U_{C1} . Импульсы 1 и 6 соответствуют пробою межэлектродного промежутка камеры Z на фронте напряжения U_{C1} , импульсы 2-10 получены при пробое вблизи максимума напряжения U_{C1} .



Рис. 4.18. Осциллограммы импульсов напряжения на конденсаторе С (1-5) и импульсов тока через индуктивность L (6-10): 200 В/дел, 5 А/дел, 1000 мкс/дел.

Если пробой происходит на фронте напряжения U_{C1} , то в конденсаторе C остается значительная энергия и он перезаряжается до большого обратного напряжения (кривая 1). Эта энергия рекуперируется в индуктивность L. В результате ток через индуктивность L существенно нарастает и на кривой 6 появляется значительный пьедестал. Если межэлектродный промежуток пробивается вблизи максимума напряжения U_{C1} , то величина рекуперируемой энергии невелика. В результате амплитуды обратного напряжения на кривых 2-5 и амплитуды пьедесталов на кривых 7-10 малы. Как видно из осциллограмм, при существенном изменении режимов работы разрядной камеры Z амплитуды импульсов тока через индуктивность L и импульсов напряжение на конденсаторе C практически нее изменяются.

На рис. 4.19 показана фотография разрядной камеры при частоте следования разрядов 500 Гц.



Рис. 4.19. Разрядная камера.

В разделе использованы материалы публикаций автора [81, 82].

4.4. Тиристорный генератор для исследования коммутационных возможностей реверсивно включаемых динисторов

В настоящее время основной проблемой при наладке серийного производства реверсивно включаемых динисторов является отсутствие специальных испытательных стендов, которые должны обеспечивать оригинальный способ включения РВД и тестовые исследования РВД в нетрадиционных для силовых полупроводниковых приборов режимах с очень большой амплитудой и скоростью нарастания коммутируемого тока.

В этой связи был разработан тиристорный генератор тестовых импульсов (ГТИ), обеспечивающий возможность исследования РВД при коммутации быстро нарастающих импульсов тока с очень высокой амплитудой (до 200 кА).

Электрическая схема ГТИ показана на рис. 4.20.



Рис. 4.20. Электрическая схема генератора тестовых импульсов.

С₁-С₁₂: 400 мкФ; R₁-R₁₂ (~35 мОм); R₁₃-R₂₄:1,1 кОм; R₂₅-R₃₆:100 кОм; R=2 кОм; V: CH2-2A - 560, 8 паралл.; V₁-V₁₂: VSR20D561K; R₀=470 Ом; L₁-L₁₂ (~0,5 мкГн); D₁-D₃₆: HER 608, 3 посл., Т: ТБ133-250-24, T₁-T₁₂ (ТБИ543-400-24).

Силовая цепь генератора состоит из 12-ти одновременно включаемых ячеек на основе конденсаторов C₁-C₁₂ и тиристоров T₁-T₁₂ (ТБИ543-400-24). К ячейкам подключены коаксиальные кабели КК₁-КК₁₂, которые обеспечивают симметричный подвод выходных токов ячеек к исследуемому РВД. Ток управления РВД формируется

блоком запуска БЗ на основе конденсатора С и тиристора Т (ТБ133-250-24). Малые коммутационные потери энергии в тиристорах Т, T₁-T₁₂ обеспечиваются в результате создания мощных импульсов тока управления с амплитудой 5 А и фронтом 0,5 мкс.

Принцип действия ГТИ заключается в следующем.

В исходном состоянии конденсаторы С и C_1 - C_{12} заряжены до напряжения U, U₀ в указанной на рисунке полярности. Напряжение на РВД не превышает несколько десятков вольт, так как он шунтирован резистором R (2 кОм). В результате для измерения небольшого падения напряжения на РВД после его переключения не требуется ограничитель напряжения, исключающий возможность зашкаливания луча осциллографа.

После включения тиристора T через PBД в обратном направлении протекает ток управления I_y. Его амплитуда и скорость нарастания определяются напряжением зарядки конденсатора C (от 300 B до 2300 B). Диодный блок D исключает возможность перезарядки C. При последующем одновременном включении тиристоров T_{1} - T_{12} через PBД в прямом направлении протекает мощный силовой ток. Величина задержки между моментами включения тиристоров T и T_{1} - T_{12} определяет длительность тока управления PBД.

Амплитуда и скорость нарастания силового тока определяются сопротивлением демпфирующих резисторов R_1 - R_{12} , напряжением зарядки конденсаторов C_1 - C_{12} (от 200 В до 1800 В), емкостью этих конденсаторов, а также индуктивностью цепей их разряда, включающую индуктивность кабелей и индуктивности L_1 - L_{12} . Элементы тиристорных ячеек рассчитаны таким образом, чтобы в процессе коммутации конденсаторы C_1 - C_{12} перезаряжались до небольшого (~500 В) напряжения. При этом обеспечивается высокая надежность конденсаторов и тиристоров.

В аварийных режимах (пробой кабеля, пробой демпфирующих резисторов и т.д.) диоды D_1 - D_{12} и варисторы (V_1 - V_{12}) ограничивают обратное напряжение на тиристорах T_1 - T_{12} на безопасном уровне, определяемом классификационным напряжением варисторов V_1 - V_{12} . Резисторы R_{13} - R_{24} обеспечивают полный разряд C_1 - C_{12} . Резистор R создает возможность разрядки конденсаторов C_1 - C_{12} , если имеются технологические ошибки в изготовлении РВД, и он не включается после пропускания тока управления. В этих условиях варистор V защищает блок БЗ от перенапряжения. Если произойдет несанкционированное включение силовых тиристоров, то V ограничивает напряжение на РВД. Диоды D_{13} - D_{36} разделяют силовые конденсаторы C_1 - C_{12} в процессе зарядки и в процессе разряда после включения ключа K_0 .

На рис. 4.21 приведена осциллограмма выходного тока блока запуска БЗ, полученная при максимальном напряжении зарядки конденсатора С (2,3 кВ). Амплитуда тока составляет ~1,6 кА, длительность фронта ~1,8 мкс. На рис. 4.22 показана осциллограмма падения напряжения U на типовом РВД173-250-20 при силовом токе I₀=200 кА. Они получены при амплитуде и длительности тока управления РВД соответственно 1500 А и 1,5 мкс.



Для измерения падения напряжение на РВД ($U_{PBД}$) используется щуп Tektronix P5100A. Выходной ток блока БЗ измеряется трансформатором тока TT_{53} в виде датчика тока Pearson current monitor 410. Для измерения силового тока используется датчик тока TT_0 в виде CWT 600R фирмы PEM. На рис. 4.23 приведена фотография ГТИ.



Рис. 4.23. Внешний вид ГТИ.

ГЛАВА 5. МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ РЕВЕРСИВНО ВКЛЮЧАЕМЫХ ДИНИСТОРОВ (РВД)

5.1. Генераторы мощных униполярных импульсов с коммутаторами на основе высоковольтных блоков реверсивно включаемых динисторов

На рис. 5.1 показан эскизный чертеж разработанной унифицированной конструкции блока последовательно соединенных РВД. Эта конструкция позволяет использовать динисторы разных типов, которые существенно отличаются своими размерами и позволяет радикально изменять количество используемых РВД. Она обеспечивает высокую изоляционную прочность и позволяет создавать большое (~100 кг/см²) равномерно распределенное прижимное усилие, требуемое для создания малого контактного сопротивления.



Рис. 5.1. Унифицированная конструкция высоковольтного блока РВД.

Структуры РВД заключены в металлокерамические корпуса 1 таблеточного типа. С помощью прижимного винта 2 корпуса 1 зажаты между стальными фланцами 3, 4, которые с помощью болтов 6 закреплены на монтажных диэлектрических пластинах 5. Подвод тока к корпусам 1 осуществляется с помощью шин 8, 9. Для центрирования корпусов 1 и подключения к ним ограничителей статического напряжения используются тонкие алюминиевые пластины 7 Они плотно вставленные между монтажными пластинами 5. Центрирование осуществляется с помощью коротких диэлектрических стержней малого диаметра, которые вставлены в отверстия по центру пластин 7. Выступающие участки центрирующих стержней и утоплены в выборках крышек корпусов 1. Для равномерного распределения прижимного усилия используется толстый алюминиевый цилиндр 10 и шарик 12, который размещен между конусом

11 и центрирующей вставкой 13. Исходная величина прижимного усилия сохраняется в результате использования пружинных тарельчатых шайб 14 и накидных гаек 15.

В качестве примера исполнения на рис. 5.2 приведена фотография блока РВД с рабочим напряжением 24 кВ, выполненного по чертежу на рис. 5.1. Он состоит из 14 динисторов РВД173-250-20.



Рис. 5.2. Блок РВД с рабочим напряжением 24 кВ на основе РВД173-250-20.

К каждому РВД подключен ограничитель напряжения в виде двух последовательно соединенных варисторов JVR-14N102K с классификационным напряжением 1000 В. Он защищает от перенапряжений используемые РВД с предельно допустимым стационарным напряжением 2,3 кВ. Варисторы помещены в герметичный корпус, закрепленный на монтажной диэлектрической пластине (на переднем плане). Для подключения ограничителя напряжения используются изолированные провода, соединенные с алюминиевыми пластинами, расположенными между корпусами РВД (пластины 7 на рис. 5.1).

На рис. 5.3 показан эскизный чертеж унифицированной конструкции разделительных дросселей с насыщающимся сердечником. Она обеспечивает изоляционную прочность более 30 кВ и позволяет использовать в дросселях тороидальные магнитопроводы с существенно различными размерами. Один виток обмотки дросселей определяет их малую индуктивность в насыщенном состоянии, необходимую для достижения высокой скорости нарастания силового тока.

На рис. 5.3 одновитковая обмотка дросселя выполнена в виде алюминиевого стержня 2. Сердечник дросселя состоит из сборки тороидальных магнитопроводов 1, которые изолированы путем обмотки полимерной лентой и надеты на стержень 2. Для исключения возможности механических повреждений ленты сборка магнитопроводов 1 снаружи обмотана защитной пленкой. Для исключения пробоя между стержнем 2 и магнитопроводами 1 на стержень 2 намотано несколько слоев тонкой (190 мкм) лавсановой пленки 5 (ПЭТФИЛМ Ј 470). Количество слоев определяется величиной силового напряжения. Диаметр стержня 2 выбирается исходя из величины силового тока. Количество магнитопроводов 1 определяется величиной силового напряжения и требуемой задержкой резкого нарастания силового тока. Подвод силового тока к дросселю осуществляется через цанги 3. 4, прижатые к стержню 2 с помощью болтов 12. Для подключения дросселя к силовой цепи используются шины 6, 7, которые соединены с цангами 3 и 4 болтами 13. Для фиксирования магнитопроводов 1 на стержне 2 используются диэлектрические вставки 10, 11. Их толщина выбирается так, чтобы была исключена возможность пробоя между магнитопроводами 1 и цангами 3, 4. Для размещения провода одновитковой обмотки размагничивания в стержне 2 проделан паз 8. Этот провод надежно изолирован путем помещения в фторопластовую трубку. Для его вывода из конструкции дросселя в каждой силовой шине проделано отверстие 9.



Рис. 5.3. Унифицированная конструкция разделительного дросселя.

На рис. 5.4 показана фотография разработанных мощных РВД-коммутаторов с рабочим током до 300 кА, имеющих разное рабочее напряжение. На переднем плане коммутатор с рабочим напряжением 12 кВ (РВД-12кВ), на заднем – коммутатор с рабочим напряжением 24 кВ (РВД-24кВ).



Рис. 5.4. Мощные коммутаторы РВД-12кВ и РВД-24кВ.

Коммутаторы выполнены по схеме на рис. 5.5 и смонтированы на монтажных капролоновых панелях. Справа показаны блоки последовательно соединенных РВД, слева от них разделительные дроссели Др. Запускающие конденсаторы С находятся перед блоками РВД. В пластмассовых корпусах под монтажными панелями размещены цепи запуска и блоки размагничивания. Сборки варисторов V помещены в пластмассовые корпуса и закреплены справа от блоков РВД (на фото они не видны).



Рис. 5.5. Электрическая схема РВД-коммутаторов.

Блоки размагничивания содержат низковольтный источник тока и выходную индуктивность, которая защищает источник от воздействия импульса высокого напряжения, возникающего на обмотке размагничивания w_p в процессе перемагничивания сердечника дросселя силовым напряжением. Цепи запуска содержат последовательно соединенные резистор (~0,5 Ом), исключающий возможность перераспределения в них силового тока, токоформирующую индуктивность и запускающий ключ. В представленных РВД-коммутаторах ключ цепи запуска выполнен в виде малогабаритного блока последовательно соединенных импульсных интегральных тиристоров, рассмотренного в разделе 2.3.

В коммутаторе РВД-12кВ используются шесть РВД173-250-20 и батарея запускающих конденсаторов с емкостью 66 нФ. Коммутатор РВД-24кВ содержит 12 динисторов РВД173-250-20 и запускающий конденсатор с емкостью 22 нФ. В сердечниках разделительных дросселей используются магнитопроводы из сплава 9КСР, имеющие размер 125х45х20 мм. Сердечники дросселей в коммутаторах РВД-12кВ и РВД-24кВ содержат 7 и 14 магнитопроводов. При рабочем напряжении дроссели обеспечивают задержку резкого нарастания силового тока ~1,5 мкс. Диаметр алюминиевых стержней, выполняющих роль первичной обмотки дросселей составляет ~40 мм. Обмотки размагничивания дросселей выполнены в виде провода в силиконовой изоляции, помещенного в фторопластовую трубку.

Рассмотренные РВД-коммутаторы были испытаны в мощных импульсных устройствах в различных исследовательских организациях.

Так, коммутатор РВД-24кВ был тестирован на испытательном стенде в Китае (Division of Laser Engineering Research Center of Laser Fusion CAEP). На рис. 5.6 приведена осциллограмма импульса силового тока, полученная на этом стенде при силовом напряжении 23 кВ.



Рис. 5.6. Осциллограмма тока через РВД-24кВ: 30 кА/дел, 100 мкс/дел.

Как видно из осциллограммы, амплитуда импульса силового тока составляет ~170 кА, длительность импульса ~800 мкс, длительность фронта ~100 мкс. Стенд состоял из шести R-L-С цепей (С=440 мкФ, R=0,5 Ом, L=35 мкГн). Суммарная энергоемкость стенда при силовом напряжении 23 кВ составляла ~700 кДж.

После корректировки параметров стенда на нем были проведены испытания РВД-12кВ при коммутации силового тока с амплитудой 155 кА, фронтом ~100 мкс и длительностью ~400 мкс. В результате этих испытаний было установлено, что после 5000 коммутаций токи утечки через структуры РВД, измеренные при приложении стационарного рабочего напряжении 2 кВ практически не изменились. Это свидетельствует об отсутствии деградации РВД. На рис. 5.7 приведена фотография испытательного стенда с коммутатором РВД-12кВ.



Рис. 5.7. Испытательный стенд с коммутатором РВД-12кВ.

В разделе использованы материалы публикаций автора [83, 84].

106

5.2. РВД-коммутаторы в устройствах генерации мощных импульсных магнитных полей и мощных дуговых разрядов

На основе блока РВД с рабочим напряжением 10 кВ было разработано мощное коммутирующее устройство, которое было использовано в Саровском физико-техническом институте Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» для создания импульсных магнитных полей с пиковыми значениями до 50 Тл и длительностью ~25 мс [85]. Коммутирующее устройство обеспечивало разряд батареи конденсаторов C_0 с энергоемкостью ~300 кДж в высокодобротную цепь нагрузки. В рабочем режиме ток разряда составлял ~30 кА, а в аварийном режиме он мог достигать ~70 кА.

Схема коммутирующего устройства приведена на рис. 5.8. Она содержит блок РВД (РВД173-250-20, 5 последовательно), мощный диодный блок «кроубар» Д₀ (ДИ173-5000-22, 5 последовательно), блок маломощных диодов Д (Д143-1000-24, 5 последовательно), разделительный дроссель Др, демпфирующий резистор R (~50 мОм). К диодным блокам и блоку РВД были подключены варисторные ограничители напряжения V₁-V₃ (на схеме они не показаны). Перемагничивание сердечника Др и переключение блока РВД осуществлялось с помощью блока запуска и размагничивания. Блок запуска был построен по схеме на рис. 3.4 раздела 3.1.



Рис. 5.8. Электрическая схема коммутирующего устройства на основе РВД.

В схеме на рис. 5.8 при включении блока РВД батарея конденсаторов C_0 разряжается через высокодобротную цепь нагрузки $L_{\rm H}$ - $R_{\rm H}$. После того, как ток разряда достигает максимального значения он коммутируется в диодный блок «кроубар» $Д_0$. Цепь R-Д демпфирует колебания в цепи РВД, обусловленные сравнительно большой монтажной индуктивностью $L_{\rm пар}$ выходной цепи батареи конденсаторов C_0 .

На рис. 5.9 показана фотография коммутирующего устройства.



Рис. 5.9. Мощное коммутирующее устройство на основе РВД.

РВД-коммутаторы с рабочим напряжением 18 кВ на основе РВД153-90-20 с диаметром структур 50 мм были использованы в разработанных АО НИИЭФА им. Д.В. Ефремова (г. Санкт Петербург) конденсаторных ячейках мощного емкостного накопителя энергии с энергоемкостью ~ 1 МДж [86]. Накопитель состоял из 16 ячеек и был предназначен для работы на дуговую нагрузку. В каждой ячейке запасалась энергия ~65 кДж. Максимальная амплитуда тока, протекающего через РВД-коммутатор в рабочем режиме составляла ~60 кА.

На рис. 5.10 приведена электрическая схема конденсаторной ячейки.



Рис. 5.10. Электрическая схема конденсаторной ячейки

Ячейка собрана на конденсаторе C₁ с плотностью энергии 1 Дж/см³, изготовленном компанией AVX (ТРС Франция). Соединение конденсаторной ячейки с нагрузкой Z

108
выполняется коаксиальными кабелями типа ФКП. Блок запуска БЗ обеспечивает протекание через РВД тока управления.

В схеме ячейки последовательно со сборкой РВД включена сборка отсекающих диодов VD_1 ÷ VD_{10} . Она предотвращает протекание обратного тока через РВД и исключают включение РВД в случае появления напряжения на нагрузке до инициирования разряда ячейки. В состав конденсаторной ячейки кроме индуктора L и сборки кроубарных диодов включена также цепь гарантированного разряда конденсатора L_2 - R_2 - VD_{21} ÷ VD_{28} , которая обеспечивает протекание тока через РВД и сохраняет их проводящее состояние в режиме холостого тока. Защиту полупроводниковых приборов от возможных импульсных перенапряжений обеспечивают параллельно подключенные варисторы.

Фотография конденсаторной ячейки приведена на рис. 5.11.



Рис. 5.11. Субмегаджоульная конденсатора ячейка с РВД-коммутатором.

В разделе используется материал публикации автора [87].

5.3. РВД-генератор мощных ударных волн в воде

На основе РВД-коммутатора с рабочим напряжением 6 кВ в ФТИ был разработан генератор мощных ударных волн в воде. Он обеспечивал высокую эффективность известной гидроударной технологии, сущность которой заключается в формировании электрического разряда микросекундной длительности в небольшом объеме воды, предварительно созданном в разрушаемом объекте. При пробое воды происходит ее гидравлическое расширение, обеспечивающее разрушение объекта (крупногабаритных камней, бетона и устаревших сооружений).

Электрическая схема разработанного генератора приведена на рис. 5.12.

В этой схеме используется емкостной накопитель энергии в виде 6-ти силовых конденсаторов C₀ (K75-100). При рабочем напряжении накопителя 5,5 кВ он запасает энергию \sim 100 кДж. Параллельно каждому силовому конденсатору с минимальной индуктивностью монтажа подключен диодный блок D. В результате практически исключается перезарядка C₀ и силовой ток имеет униполярную форму, обеспечивающую высокую надежность работы PBД (PBД173-250-20) и конденсаторов C₀. Ток управления PBД формируется с помощью запускающего конденсатора C и цепи L-R-T. В качестве тиристоров T используются TБ133-250-24. Амплитуда и фронт тока управления составляют ~900 A и ~1,2 мкс.

Ударная волна в разрушаемом объекте создается с помощью разрядника, разработанного в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования Санкт-Петербургский Политехнический Университет (ФГАОУ ВО СПбПУ). Электроды разрядника расположены коаксиально и имеют длину ~50 см. Требуемая электрическая прочность изоляция между электродами обеспечивается путем многослойной обмотки внутреннего электрода 2. Внутренний электрод 2 крепится к крышке корпуса через демпферную систему, защищающую от воздействия высокого ударного давления. Наружный электрод 1 соединен с заземленным фланцем корпуса. Подключение разрядника к выходным шинам генератора осуществляется кабельным трактом в виде двух параллельно соединенных коаксиальных кабелей длиной 25 метров, обеспечивающей безопасность при разрушении объекта. Кабели разработаны в $\Phi \Gamma У \Pi$ «ОКБ кабельной промышленности» (г. Мытищи). Они имеют толстую резиновую оболочку, надежную при эксплуатации в открытой среде. Погонная индуктивность кабеля 0,16 мкГн/м, площадь сечения жилы 25 мм², наружный диаметр 19 мм. Фланец и крышка разрядника соединялись с кабельным трактом гибкими изолированными проводами.



Рис. 5.12. Электрическая схема РВД-генератора мощных ударных волн в воде. C₀=1100 мкФ; C=0,2 мкФ; C₁=C₂=300 нФ; C₃=4,7 мкФ; R₀=670 Ом; R=1,7 Мом; R₁=3кОм; R₂=1,2 Ом; R_y=18 Ом; R=0,68 Ом; L=2,7 мкГн; L₁=1 мГн; Др: 9КСР, 125х25х20 мм, w=1 N=7; Тр: феррит N87, 16х9,6х6,3 мм, w₁=1, w₂=5; Тр₁: ТП-115-1; V₀, V: 14N102K, 2 посл.; V₁: S20 K11; D: ДЛ123-320-18; D₁, D₂: HER308; D₃: HER 608; D₄: HER 608, 2 паралл.; T_y: 40TPS12; K: A1317-Л2800.65.11.100.

В процессе эксплуатации разрядник помещается в узкий (диаметр 30 мм) заполненный водой шпур глубиной ~50 см, который создается с помощью перфоратора в разрушаемом объекте. Конусная часть фланца разрядника позволяла плотно вставить фланец в шпур. На фланец надевалось массивное кольцо, позволяющее сохранить давление в шпуре в течение времени, необходимого для разрушения объекта.

После включения генератора к электродам разрядника прикладывается напряжение зарядки силовых конденсаторов. Так как внутренний электрод разрядника выступает на расстояние ~ 15 мм, то при приложении высокого напряжения разряд инициируется пробоем по поверхности изоляции. После пробоя через разрядник протекает выходной ток генератора. Его величина составляет (60-100) кА, в зависимости от электрического сопротивления канала разряда.

Управление работой генератора осуществляется с помощью выносного пульта. В качестве зарядного устройства ЗУ используется высоковольтный инвертор 701-060-220-10-Р, изготовленный в ООО «Оптосистемы» (г. Троицк).

После подачи входного напряжения ~220 В зарядное устройство ЗУ находится в режиме ожидания, контакты механического ключа К замкнуты. Конденсаторы C₁-C₂ заряжены до напряжения 600 В, сердечник дросселя Др размагничен до рабочего состояния. После нажатия на выносном пульте кнопки «Заряд» контакты ключа К размыкается и система управления СУ формирует сигнал на включение зарядного устройства ЗУ. В результате конденсаторы C₀, C начинают заряжаться.

После того, как напряжение на силовых конденсаторах достигает рабочего значения, их зарядка прекращается и ЗУ формирует сигнал готовности. Этот сигнал подается в систему управления СУ. В результате СУ формирует оптический сигнал запуска цепи управления ЦУ, которая формирует ток управления тиристора T_y . После включения T_y происходит разряд конденсаторов C_1 , C_2 через первичные обмотки трансформаторов Тр. В результате через вторичные обмотки Тр протекают токи управления тиристоров Т. После включения тиристоров Т через них протекает ток перезарядки конденсатора С. Когда напряжение на конденсаторе С изменяет полярность, то протекающий через индуктивность L ток замыкается через РВД и является током управления. Дроссель Др задерживает на 1,5 мкс резкое нарастание силового тока. За это время в структурах РВД накапливается достаточно большой запускающий заряд, обеспечивающий их эффективное включение при резком нарастании силового тока после насыщения сердечника Др.

В течение времени развития разряда выходной ток генератора очень мал. Протекающий через резистор R₀ небольшой ток разряда силовых конденсаторов поддерживает РВД в состоянии с высокой проводимостью.

Экстренная остановка работы генератора производится путем нажатия кнопки «Аварийное выключение». В этом случае система управления СУ принудительно останавливает зарядное устройство ЗУ и обеспечивает замыкание контактов ключа К. В результате ЗУ не формирует сигнал готовности, РВД не включаются, а силовые конденсаторы разряжаются через резистор R_0 .

На рис. 5.13 приведены типичные осциллограммы выходного тока и выходного напряжения генератора (кривые I и U).



Рис. 5.13. Осциллограммы выходного напряжения генератора (U) и выходного тока (I): 1 кВ/дел, 20 кА/дел, 400 мкс/дел.

На рис. 5.14 показана фотография разрушенного бетонного блока размером ~1м³. Разрядник находится в разломе блока. На рис. 5.15 приведена фотография разработанного РВД-генератора. Он имеет размер 1300х750х1450 мм.



Несомненным достоинством рассмотренного процесса разрушения является отсутствие далеко разлетающихся осколков материала, характерных для взрывных устройств. Кроме того, устраняется необходимость соблюдения серьезных мер, обеспечивающих безопасность при перевозке и хранении динамита.

В разделе использованы материалы публикаций автора [84, 88].

5.4. РВД-коммутаторы устройств накачки ксеноновых ламп в системе питания мощного неодимового лазера

В настоящее время в Институте лазерно-физических исследований Федерального государственного унитарного предприятия «Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» (ИЛФИ ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», г. Саров) проводятся работы по созданию мегаджоульной установки на основе сверхмощных неодимовых лазеров. Для питания лазеров используются импульсные ксеноновые лампы. Работа ламп осуществляется следующим образом: сначала они инициируются импульсом высокого напряжения и через них протекает достаточно мощный ток предионизации, затем в лампы коммутируется мощный импульс основного тока. Лампы соединены в модули. Для накачки ламповых модулей используются мощные генераторы с энергоемкостью ~0,8 МДж.

Структурная схема генератора накачки лампового модуля показана на рис. 5.16.



Рис. 5.16. Структурная схема генератора накачки импульсных ламп.

Генератор обеспечивает накачку лампового модуля Z, содержащего десять ветвей, состоящих из двух последовательно соединенных импульсных ламп. Генератор содержит цепь предионизации импульсных ламп R_n - C_n - K_n и основную цепь, состоящую из батареи конденсаторов C_0 , разделительного диода D_0 , коммутатора K_0 и блока из десяти индуктивностей L_0 , каждая из которых подключена к ламповой ветви коаксиальным кабелем.

В исходном состоянии батарея C_0 заряжена до напряжения $U_0=24$ кВ, а конденсатор C_{π} разряжен. После включения коммутатора K_{π} напряжение на входе цепи предионизации резко возрастает, и на лампах возникают импульсы высокого напряжения. В результате они инициируются и пропускают ток предионизации. Этот ток является током разряда батареи C_0 через конденсатор C_{π} . Так как емкость батареи C_0 много больше емкости конденсатора C_{π} , то C_{π} быстро заряжается до напряжения, близкого к напряжению U_0 . После окончания зарядки C_{π}

включается основной коммутатор K_0 . В результате через лампы протекает мощный ток накачки, являющийся током разряда батареи C_0 . В процессе накачки ламп через коммутатор K_n в обратном направлении протекает ток разряда конденсатора C_n . Его амплитуда близка к амплитуде тока, протекающего через K_n при зарядке C_n .

Эффективная работа ламповых модулей обеспечивается при следующих параметрах коммутаторов К_п и К₀.

Требования к коммутатору цепи предионизации Кп:

- Рабочее напряжение 24 кВ
- Максимальный ток 70 кА
- Скорость нарастания тока до 10 кА/мкс
- Форма импульса тока в рабочем режиме: два импульса разной полярности, каждый импульс имеет длительность около 200 мкс, апериодический разряд, амплитуду до 50 кА, скорость нарастания до 10 кА/мкс
- Разброс моментов срабатывания не более 1 мкс
- Вероятность появления преждевременных срабатываний или пропусков срабатываний не более 1/10000
- Срок службы не менее 20000 срабатываний

Требования к коммутатору КО:

- Рабочее напряжение 24 кВ
- Рабочий ток 250 кA
- Длительность импульса тока до 500 мкс
- Скорость нарастания тока до 10 кА/мкс
- Разброс моментов срабатывания не более 1 мкс
- Вероятность появления преждевременных срабатываний или пропусков срабатываний не более 1/10000
- Потери энергии в коммутаторе при токе 250 кА менее 10 кДж
- Срок службы не менее 20000 срабатываний.

Высокие коммутационные возможности РВД позволили использовать их в коммутаторах К₀ и К_п.

В качестве коммутатора основного тока K₀ в генераторе накачки импульсных ламп был использован силовой блок PBД₀, разработанный в НИЦ СПП ПАО "Электровыпрямитель" (г. Саранск) совместно с ИЛФИ ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» (г. Саров) [89].

Для создания условия эффективного переключения этого блока был разработан разделительный дроссель с насыщающимся сердечником (Др₀), блок размагничивания его сердечника (БР₀), а также блок запуска (БЗ₀).

Фотография дросселя Др₀ показана на рис. 5.17. Его сердечник состоит из 14 магнитопроводов размером 125х45х20, выполненных из сплава 9КСР. Конструкция дросселя обеспечивает возможность малоиндуктивного соединения с силовым блоком PBД₀.



Рис. 5.17. Разделительный дроссель Дро основной цепи генератора.

На рис. 5.18 показана фотография блока размагничивания БР₀ разделительного дросселя Др₀ основой цепи (в корпусе на рис. 18-а и с открытой крышкой корпуса на рис.18-б).



Рис. 5.18. Блок размагничивания БР₀ разделительного дросселя основной цепи.

Электрическая схема блока размагничивания БР₀ приведена на рис. 5.19. Напряжение питания 220 В, 50 Гц подается на клеммы 1-2 входного разъема RM18-7-zj «Сеть и готовность». Импульсы тока размагничивания следуют с частотой 50 Гц и формируются с помощью

понижающего сетевого трансформатора Тр и выпрямительного диода D_1 . Их амплитуда ограничивается резистором R_1 . Индуктивность L блокирует высокое напряжение, возникающее на обмотке размагничивания w_p в процессе протекания через дроссель Др импульса силового тока. При наличии тока размагничивания, индикатор И загорается и замыкаются выходные клеммы оптического реле DA, подключенные к выводам 6-7 входного разъема. Когда к клеммам 6, 7 подключают внешний тестирующий источник, то через них протекает небольшой ток, свидетельствующий о штатной работе блока БР. Диод D₂, конденсатор C₁ и варистор V₃ защищают реле DA от возможных перенапряжений, индуцируемых обмоткой размагничивания дросселя Др.



Рис. 5.19. Электрическая схема блока размагничивания БРО.

С₁=4,7 мкФ; С₂=3000 мкФ; R₁=0,68 Ом; R₂=51 ом; R_н=20 Ом; L=1000 мкГн; D₁ - HER608; D₂ - HER608, 2 паралл.; D₃ - 1N5819; V₁ - S20K230; V₂ - S20K11; V₃ - S20K11; DA - PVT412A.

На рис. 5.20 показана электрическая схема блока запуска БЗ₀, разработанного для включения силового блока РВД₀.

После подачи напряжения питания ~220 В происходит зарядка запускающего конденсатора C_{3an} . О наличие напряжения питания сигнализирует индикатор И. В момент, когда напряжение зарядки C_{3an} достигает рабочего значения U_{3an} =800 В на вход блока запуска и контроля поступает оптический сигнал готовности. При этом замыкаются контакты оптического реле DA и выходные клеммы «Готовность» замыкаются накоротко. Через них от внешнего тестирующего источника протекает небольшой ток, свидетельствующего о штатной работе БЗ₀. Запуск блока РВД₀ осуществляется путем подачи оптического сигнала управления на разъем «Оптический запуск». При этом блок запуска и готовности осуществляет включение тиристора T_{3an} и конденсатор C_{3an} разряжается через первичные обмотки трансформаторов Tp. В результате формируются быстро нарастающие импульсы тока управления тиристоров T,

обеспечивающие их эффективное включение. После включения тиристоров Т через них протекает ток разряда конденсатора С с амплитудой ~1,8 кА. В момент максимума разрядного тока напряжение на конденсаторе С изменяет знак, к блоку РВД₀ прикладывается обратное напряжение и через него протекает ток индуктивности L, затухающий с постоянной времени L/R. Этот ток является током управления блока РВД₀. После включения блока РВД₀ резистор R препятствует ответвлению силового тока в БЗ₀.



Рис. 5.20. Электрическая схема блока запуска БЗ₀.

С=66 нФ; С_{зап}=0,56 мкФ; R=0,47 Ом; L=3,6 мкГн; R_T=1 МОм; R_y=1 Ом; R_{зап}=18 Ом; R_и=20 Ом; Тр: сердечник феррит №87 16х9,6х6,3 мм, w₁=1, w₂=5; V: 14D102K, 2 посл.; Т: ТБ133-250-24, 14 посл.; Т_{зап} - 40TPS12; DA - PVT412A.

Фотографии блока БЗ₀ показаны на рис. 5.21. На фото рис. 5.21а показан блок БЗ₀ в корпусе, а на рис. 5.21б без корпуса. На рис. 5.21б слева показан блок тиристоров Т. Он был описан в Главе 2 (Раздел 2.2). Справа – сборка запускающих конденсаторов С (3 шт по 22 нФ). Над блоком тиристоров размещена цепь L-R.



Рис. 5.21. Блок запуска основного РВД-коммутатора.

На рис. 5.22 приведена фотография разработанного РВД-коммутатора цепи предионизации импульсных ламп. Он был построен по схеме РВД-коммутатора знакопеременных импульсов, описанной в Разделе 3.3.



Рис. 5.22. РВД-коммутатор цепи предионизации.

Справа показан блок диодов D (14 последовательно соединенных Д153-70-20). Слева от диодного блока находится диодно-динисторный блок, состоящий из 14 последовательно соединенных PBД153-90-20 и отсекающего диода D₁ (Д153-70-20). На передних монтажных пластинах диодного и диодно-динсторного блоков закреплены пластмассовые корпуса с варисторами, исключающими возможность перенапряжений на PBД и диодах в статическом режиме. В верхней части монтажной пластины диодно-динисторного блока расположен

защитный резистор R=0,56 Ом (HVR 851221). Нижние электроды блоков соединены широкой шиной. Между верхними электродами блоков расположен одновитковый разделительный дроссель L, препятствующий ответвлению тока управления из блока РВД в блок D. Сердечник дросселя выполнен из сплава 9КСР с пологой петлей гистерезиса. В результате высокая стабильность процессов его перемагничивания обеспечивалась без использовании блока перемагничивания.

Блок запуска коммутатора цепи предионизации (Б 3_{n}) был выполнен так же, как и описанный выше Б 3_{0} . Отличие состояло в том, что в Б 3_{n} в сборке запускающих конденсаторов С использовалось только два конденсатора с емкостью 22 нФ. В результате амплитуда выходного тока блока Б 3_{n} была немного меньше, по сравнению с блоком Б 3_{0} . Это было обусловлено меньшим диаметром РВД, используемых в коммутаторе предионизации.

Большое время задержки включения ламп накачки (несколько мкс) позволило эффективно переключать блок РВД без использования в цепи предионизации разделительного дросселя насыщения.

При использовании вышерассмотренных коммутирующих РВД-устройств разработанный в ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО» генератор накачки лампового модуля был успешно использован в ИЛФИ ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ». На рис. 5.24 показаны осциллограммы основного тока генератора I₀ и тока предионизации ламп I_п, полученные при силовом напряжении 24 кВ.



Рис. 5.23. Осциллограммы тока предионизации І_п и основного тока І₀.

Фотография генератора накачки лампового модуля показана на рис. 5.24.



Рис. 5.24. Генератор накачки лампового модуля.

- 1 блок запуска РВД-коммутатора цепи предионизации (БЗп).
- 2-РВД-коммутатор цепи предионизации (Кп).
- 3 разделительный дроссель основной цепи генератора (Др).
- 4 блок запуска основного РВД-коммутатора (БЗ₀).
- 5 конденсатор цепи предионизации (Сп).
- 6 силовой блок РВД (К₀).
- 7 конденсаторы основной цепи (С0).
- 8 разделительный диод (D₀).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации описаны оригинальные исследования известных и новых полупроводниковых ключей, позволяющие существенное улучшить их коммутационные возможности в режимах с высокой скоростью нарастания тока. Показаны разработанные схемы и конструкции высокоэффективных полупроводниковых устройств, способных коммутировать микро- и субмикросекундные импульсы с мощностью десятки и сотни мегаватт. Приведены результаты использования разработанных импульсных устройств в различных областях импульсной электрофизики.

В результате проведенных исследований:

1. Разработаны высоковольтные ключи на основе малогабаритных последовательно соединенных IGBT-транзисторов IRGPS60B120KD с рабочим током 60 A и рабочим напряжением 1,2 кВ, которые благодаря использованию разработанных цепей управления способны коммутировать субмикросекундные импульсы тока с амплитудой до 500 A.

2. Разработаны малогабаритные ключи с рабочим напряжением 24 кВ, выполненные на основе последовательно соединенных тиристоров ТБ133-250-24 с рабочим током 250 А и рабочим напряжением 2,4 кВ, способные коммутировать микросекундные импульсы тока с амплитудой 4 кА и фронтом 0,7 мкс.

3. Установлено, что разработанные при участии автора импульсные интегральные тиристоры (ИИТ) с рабочим напряжением 2,5 кВ и площадью структур 1 см² в моноимпульсном режиме способны коммутировать микросекундные импульсы тока с амплитудой ~3 кА и фронтом ~400 нс, а в пакетно-импульсном режиме могут работать на частоте 50 кГц, при амплитуде и длительности импульсов коммутируемого тока соответственно 500 А и 1 мкс.

4. Разработаны малогабаритные ИИТ-ключи с рабочим напряжением 25 кВ, которые на частоте 100 Гц позволяют коммутировать микросекундные импульсы тока с амплитудой 2,7 кА и фронтом 800 нс.

5. Показана возможность эффективного переключения мощных реверсивно включаемых динисторов (РВД) с диаметром структур несколько сантиметров импульсами тока управления с очень малой (субмикросекундной) длительностью, позволяющей существенно сократить габариты и индуктивность дросселя насыщения, используемого для исключения влияния силовой цепи на процесс переключения РВД.

6. Разработан коммутатор, состоящий из дросселя насыщения и блока последовательно соединенных РВД с диаметром структур 50 мм, который при силовом напряжении 16 кВ способен коммутировать импульсы тока с уникальными для полупроводниковых ключей

параметрами (амплитуда 180 кА, длительность 30 мкс, максимальная скорость нарастания 40 кА/мкс).

7. Показана возможность эффективного использования малогабаритных РВД-ключей для коммутации мощных субмикросекундных импульсов тока, позволяющая расширить диапазон использования РВД с традиционного микросекундного уровня до уровня сотен наносекунд.

8. Установлено, что при протекании импульсов обратного тока коммутационные возможности модернизированных РВД с увеличенной площадью каналов обратной проводимости в 2 раза превышают возможности базовых РВД, а при протекании мощных импульсов прямого тока уменьшаются незначительно.

9. Разработаны высоковольтные коммутаторы слабозатухающих знакопеременных импульсов тока на основе блоков РВД, в которых малые потери энергии в динисторах обеспечиваются путем уменьшения амплитуды протекающих через них импульсов обратного тока.

Разработан малогабаритный тиристорный генератор импульсов напряжения с амплитудой ~15 кВ, позволяющий на частоте 10 Гц формировать в индукторе импульсы тока с амплитудой
 кА и фронтом 1 мкс, которые обеспечивают высокую амплитуду электромагнитного поля.

11. Разработан малогабаритный транзисторный генератор прямоугольных импульсов, который позволяет на частоте 1 кГц формировать на барьерном реакторе микросекундные импульсы напряжения с амплитудой 30 кВ и фронтом ~1,5 мкс.

12. Разработан принцип построения генераторов мощных электрических разрядов, который позволяет эффективно использовать энергию, отраженную от разрядной камеры при изменении моментов ее пробоя и при изменении сопротивления канала разряда. Показаны результаты исследования опытного образца такого генератора, способного на частоте 500 Гц при уровне напряжения 30 кВ формировать импульсы разрядного тока в воде с амплитудой ~ 500 А и фронтом 150 нс.

13. Разработан мощный модульный тиристорный генератор, который обеспечивает возможность исследования РВД при коммутации импульсов тока с амплитудой до 200 кА в условиях промышленного производства.

14. Разработаны унифицированные высоковольтные РВД-ключи, предназначенные для использования в различных мощных электрофизических установках. Показана возможность их использования в генераторе импульсных магнитных полей с пиковыми значениями до 50 Тл и в высоковольтных конденсаторных модулях установки для получения дуговых разрядов с энергией ~1 МДж.

15. Разработано РВД-устройство с энергоемкостью 100 кДж, обеспечивающее гидроударное разрушение бетонных блоков с объемом до 1 м³.

123

16. Разработаны мощные РВД-ключи с рабочим напряжением 24 кВ и рабочим током 250 кА, которые были использованы в генераторах энергоемкостью 1,1 МДж, обеспечивающих накачку сверхмощных неодимовых лазеров.

Перспективы развития разработанных полупроводниковых импульсных устройств определяются возможностью многократного увеличения их мощности путем повышения уровня выходного напряжения и амплитуды выходных импульсов тока.

принципы построения разработанных высоковольтных блоков тиристоров, Так, транзисторов и реверсивно включаемых динисторов позволяют в несколько раз увеличивать их напряжение путем увеличения количества рабочее последовательно соединенных полупроводниковых приборов. Значительное увеличение амплитуды выходного тока в разработанных устройствах может быть обеспечено при параллельном соединении полупроводниковых блоков, а также при увеличении площади используемых в них полупроводниковых структур. Средняя мощность импульсных устройств может быть повышена в результате увеличения частоты следования выходных импульсов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Pulsed power conditioning system for the Megajoule laser/ D. Rubin de Cervens [et al.] // Proceedings of the 14th IEEE International Pulsed Power Conference (Dallas, Texas, USA, 15-18 June 2003). – Piscataway: IEEE Press, 2003. – P. 89-92.

Prague Asterix laser system / K. Jungwirth [et al.] // Physics of Plasmas. – 2001. – Vol. 8. – No.
 5. – P. 2495-2501.

3. Галахов И. В. О создании емкостного накопителя энергии для лазерной установки ИСКРА-5 / И. В. Галахов, В. М. Мурутов. – Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2016. – 189 с.

Experimental investigation of the action of pulsed electrical discharges in liquids on biological objects / N. M. Efremov [et al.] // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2000. – Vol. 28. – No. 1. – P. 224-229.

5. Пролонгированная микробная устойчивость воды, обработанной импульсными электрическими разрядами / В. А. Коликов [и др.] // Журнал технической физики. – 2007. – Т. 77. – Вып. 2. – С. 118-125.

 Main results of investigations of pulsed electric discharges in water carried out at IEE RAS / Ph. G. Rutberg [et al.] // High Temperature Material Processes. – 2010. – Vol. 14. – No. 1–2. – P. 175-184.

7. Foster J. E. Plasma-based water purification: challenges and prospects for the future // Physics of Plasmas. – 2017. – Vol. 24. – No. 5. – P. 055501.

 Бакшт Р. Б. Сравнительный анализ излучательных характеристик одно- и двухкаскадных лайнеров / Р. Б. Бакшт, И. М. Дацко, В. И. Орешкин // Физика плазмы. – 1996. – Т. 22. – № 7. – С. 622–628.

9. Мощный газоразрядный источник ВУФ (13.5 нм) излучения / В. М. Борисов [и др.] // Физика плазмы. – 2002. – Т. 28. – № 10. – С. 952–956.

10. Pavlovski A. I. Application of a supersonic magnetic field for heating and confinement of thermonuclear plasma / A. I. Pavlovski, C. V. Karpov, A. L. Mozgovoi // Book of Abstracts of the 7th International Conference on Megagauss Magnetic Field Generation and Related Topics (Capob 5-10 α Br. 1996 г.). – Саров, 1996. – Р. 91.

11. Multipulse discharge in the chamber of electric discharge launcher / A. V. Budin [et al.] // IEEE Transactions on Magnetics. – 1999. – Vol. 35. – No. 1. – P. 189-191.

12. High-voltage pulsed generator for dynamic fragmentation of rocks / B. M. Kovalchuk [et al.] // Review of Scientific Instruments. – 2010. – Vol. 81. – No. 10. – P.103506-1-7.

13.Breakdown and destruction of heterogeneous solid dielectrics by high voltage pulses / I. V. Lisitsyn [et al.] // Journal of Applied Physics. – 1998. – Vol. 84. – No. 11. – P. 6262-6267.

14. Timoshkin V. I. Plasma channel miniature hole drilling technology / V. I. Timoshkin, J. W. Mackensie, S. J. MacGregor // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2004. – Vol. 32. – No. 5. – P. 2055-2061.

15. Doiphode P., Minimization of energy input to fluids for rock-fracturing experiment / P. Doiphode, S. Chaturvedi // Journal of Applied Physics. – 2001. – Vol. 89. – No. 11. – P. 6024-6032.

16. Комплексная установка для дезинтеграции и выделения ограночного кристаллосырья из продуктивных пород / В. И. Курец [и др.] // Обогащение руд. – 1989. – №4. – С. 40-41.

17. Тютькин В. А. Состояние и перспективы развития магнитно-импульсных установок очистки оборудования от налипших материалов // Металлофизика, механика материалов и процессов деформирования. Материалы Второй Международной научно-технической конференции «Металлдеформ-2004» (Самара, 28-30 июня 2004 г. Секция 3.). – Самара, 2004. – С. 33.

18. Харлов А. В. Многокулонные газовые разрядники и их применение в импульсной технике (обзор) // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 1. – С. 5-29.

19. Месяц Г. А. Импульсная энергетика и электроника / Г. А. Месяц. – М.: Наука, 2004. 704 с.

20.Lehr J. Foundations of pulsed power technology / J. Lehr, P. Ron. – Piscataway: IEEE Press, 2017. – 659 c.

21.Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications / H. Bluhm. – Berlin, Heidelberg: Springer, 2006. – 341 c.

22. Белоус А. И. Основы силовой электроники / А. И. Белоус. – М.: Техносфера, 2019. – 424 с.

23. High repetitive pulsed power modulator based on IGBT switches for PSII application / H. J. Ryoo [et al.] // 16th IEEE International Pulsed Power Conference (Albuquerque, NM, USA, 17-22 June 2007). – Piscataway: IEEE Press, 2007. – P. 1618-1621.

24. High-Voltage IGBT Switching Arrays / D. A. Fink [et al.] // IEEE Transactions on Magnetics. - 2009. - Vol. 45. - No. 1. - P. 282-287.

25. Исследование начального этапа процесса включения тиристоров путем регистрации рекомбинационного излучения / Белов А. В. [и др.] // Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. – 1970. – № 5. – С. 15-17.

26. Singh H. High action thyristors for pulsed applications / H. Singh, C. R. Hummer // Digest of Technical Papers. 12th IEEE International Pulsed Power Conference (Monterey, CA, USA, 27-30 June 1999). – Piscataway: IEEE Press, 1999. – Vol. 2. – P. 1126-1128.

27. Serebrov R. A. Semiconductor switches in a counter-pulse capacitor bank / R. A. Serebrov, R. Sh. Enikeev, B. E. Fridman // 2011 IEEE Pulsed Power Conference (Chicago, IL, USA, 19-23 June 2011). – Piscataway: IEEE Press, 2011. – P. 1542-1548.

28. Podlesak T. F. Preliminary evaluation of super GTOS in pulse application / T. F. Podlesak, R.
L. Thomas, F. M. Simon // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2005. – Vol. 33. – No. 4. – P.
1235-1239.

29. Flack T. Characterization of an n-Type 4-kV GTO for pulsed power applications / T. Flack, C. Hettler, S. Bayne // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2016. – Vol. 44. – No. 10. – P. 1947-1955.

30. Welleman A. High current, high voltage solid state discharge switches for electromagnetic launch / A. Welleman, R. Leutwyler, J. Waldmeyer // Proceedings of the 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology Applications (Victoria, BC, Canada, 10-13 June 2008). – Piscataway: IEEE Press, 2008. – P. 1-5.

31. Welleman A. Design and reliability of a high voltage, high current solid state switch for magnetic forming applications / A. Welleman, R. Leutwyler, S. Gekenidis // Acta Physica Polonica A. – 2009. – Vol. 115. – No. 6. – P. 986-988.

32. Статические и динамические характеристики мощного интегрального тиристора с внешним полевым управлением / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 2005. – Т. 75. – Вып. 7. – С. 80-87.

33. Особенности процесса выключения мощного интегрального тиристора с внешним полевым управлением / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 2006. – Т. 76. – Вып. 5. – С. 76-81.

34. Исследование статических характеристик и особенностей процесса переключения интегрального тиристора с внешним полевым управлением / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 2008. – Т. 78. – Вып. 12. – С. 78–84.

35. Высоковольтный интегральный тиристор с полевым управлением / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83. – Вып. 1. – С. 105-109.

36. Исследование процесса выключения интегрального тиристора импульсом базового тока / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 2017. – Т. 87. – Вып. 11. – С. 1682-1686.

37. Исследование процесса выключения интегрального тиристора со встроенной системой управления / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2019. – № 4. – С. 42-46.

38. Тучкевич А. В. Новые принципы коммутации больших мощностей полупроводниковыми приборами / А. В. Тучкевич, И. В. Грехов. – Л.: Наука, 1988. – 115 с.

39. Уваров А. И. Критический заряд включения тиристора / А. И. Уваров // Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов: сборник статей – Л.: Наука, 1969. – С. 151-157.

40. Грехов И. В. Управление мощными полупроводниковыми переключателями с помощью СВЧ излучения / И. В. Грехов, А. Ф. Кардо-Сысоев, А. В. Крикленко // Физика и техника полупроводников. – 1982. – Т. 16. – № 10. – С. 1729-1733.

41. Мощный наносекундный тиристорный переключатель, коммутируемый импульсом света / Волле В. М. [и др.] // Журнал технической физики. – 1981. – Т. 51. – № 2. – С. 373-379.

42. Мощный оптоэлектрический переключатель микросекундного диапазона / И. В. Грехов [и др.] // Письма в Журнал технической физики. – 1982. – Т. 8. – № 14. – С. 853-855.

43. Горбатюк А. В., Грехов И. В., Коротков С. В., Яковчук Н. С. Способ переключения тиристора с обратной проводимостью. Свидетельство на изобретение 1003699 СССР // Б. И. – 1983. – № 39. – С. 259.

44.О новой возможности быстрой коммутации больших мощностей приборами тиристорного типа / А. В. Горбатюк [и др.] // Письма в Журнал технической физики. – 1982. – Т. 8. – № 11. – С. 685-688.

45. Superpower switch of microsecond range / I. V. Grekhov [et al] // Solid-State Electronics. – 1983. – Vol. 26. – No. 11. – P. 1132.

46.О новой возможности быстрой коммутации больших мощностей силовыми полупроводниковыми приборами / А. В. Горбатюк [и др.] // Журнал технической физики. – 1982. – Т. 52. – № 7. – С. 1369-1374.

47. Мощный переключатель микросекундного диапазона – реверсивно включаемый динистор / И. В. Грехов [и др.] // Журнал технической физики. – 1983. – Т. 53. – №. 9. – С. 1822-1826.

48. Горбатюк А. В. Двухступенчатый импульсный запуск мощных динисторных переключателей / А. В. Горбатюк, И. В. Грехов, С. В. Коротков // Электротехника. – 1984. – № 11. – С. 42-46.

49. Грехов И. В. Исследование реверсивно включаемых динисторов в сильноточных импульсных режимах / И. В. Грехов, С. В. Коротков, Н. С. Яковчук // Электротехника. – 1986. – № 3. – С. 44-46.

50. Грехов И. В. Основные принципы построения мощных импульсных и высокочастотных генераторов на основе реверсивно включаемых динисторов / И. В. Грехов, С. В. Коротков // Электротехника. – 1991. – № 11. – С. 26-30.

51. Грехов И. В., Полупроводниковые переключатели и генераторы микросекундных импульсов мега- и гигаваттного диапазонов мощности / И. В. Грехов, С. В. Коротков // Известия РАН. Сер. Энергетика. – 1998. – № 1. – С.107-115.

52. Коротков С. В. Коммутационные возможности реверсивно включаемых динисторов и принципы РВД-схемотехники (обзор) // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 4. – С. 5-39.

53. Мощный модулятор микросекундного диапазона на реверсивно включаемых динисторах / В. П. Гончаренко [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 5. – С. 155-157.

54. РВД-генератор субмикросекундного диапазона для импульсных лазеров / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1996. – № 3. – С.111-114.

55. Мощный РВД-генератор для эксимерного лазера / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1996. – № 3. – С. 115-118.

56. Генератор высокочастотных гармонических колебаний на базе реверсивно включаемых динисторов / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1996. – № 4. – С. 64-66.

57.Высоковольтный РВД-коммутатор в схеме импульсного удвоения напряжения / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1997. – № 4. – С.49-52.

58. Мощные коммутаторы микросекундного диапазона на основе высоковольтных блоков реверсивно включаемых динисторов / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1997. – № 5. – С. 51-54.

59. Генератор мощных высоковольтных импульсов на основе реверсивно включаемого динистора для систем питания электрофильтров / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1997. – № 5. – С. 125-127.

60. Высокочастотный генератор на основе реверсивно включаемых динисторов для мощных систем индукционного нагрева / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2000. – № 1. – С. 70-73.

61.Высоковольтный РВД-преобразователь / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 97-101.

62. Высоковольтный РВД-переключатель с цепью управления на основе звеньев магнитного сжатия / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 91-93.

63. Высоковольтные РВД-переключатели субмегаамперных импульсов тока / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 1. – С. 53-55.

64. Р.в.д. переключатель микросекундных импульсов гигаваттного диапазона мощности / Ю. В. Аристов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2007. – №2. – С. 91-95.

65. Analog Devices. 5.0 kV rms, single channel digital isolator. ADuM210N. Data sheet. Режим доступа: www.datenblatt-pdf.com/download.php?id=1100645 (дата обращения: 15.05.2022).

66. Infineon Technologies. Insulated gate bipolar transistor with ultrafast soft recovery diode. IRGPS60B120KD. Data sheet. Режим доступа: www.infineon.com/dgdl/infineon-IRGPS60B120KD-DataSheet-v01_00-EN.pdf (дата обращения: 15.05.2022)

67. Модульный д.д.р.в.-генератор для наносекундных импульсных технологий / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2016. – №3. – С. 37-42.

68. Коммутаторы мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом нарастания на основе последовательно соединенных IGBT-транзисторов / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2018. – № 1. – С. 42-47.

69. AO "Протон-Электротекс". ТБ133-250-24. Информационный лист. Режим доступа: www.proton-electrotex.com/files/project_5610/tmp_download_file/TF133-250-24_rus_v1.2.pdf (дата обращения: 15.05.2022).

70. Коротков С. В. Высоковольтный тиристорный генератор мощных импульсов тока с субмикросекундным фронтом / С. В. Коротков, А. Л. Жмодиков, Д. А. Коротков // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 3. – С. 55-59.

71. Грехов И. В. Высоковольтный импульсный интегральный тиристор / И. В. Грехов, А. Л. Жмодиков, С. В. Коротков // Приборы и техника эксперимента. – 2015. – № 1. – С. 67-69.

72. Исследование высоковольтных интегральных импульсных тиристоров в моноимпульсном и пакетно-импульсном режимах / И. В. Грехов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2016. – № 3. – С. 32-36.

73. Малогабаритные коммутаторы мощных микросекундных импульсов на основе в.и.и.т. и р.в.д. / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2017. – №1. – С. 56-59.

74. Коротков С. В. Перспективы использования реверсивно включаемых динисторов в режимах коммутации субмикросекундных импульсов тока / С. В. Коротков, А. Л. Жмодиков // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – №1. – С. 68-71.

75. Korotkov S. V. Compact generators of high-power fast-rising pulses with closing switches in the form of reversely switched dynistors / S. V. Korotkov, A. L. Zhmodikov // Review of Scientific Instruments. – 2021. – Vol. 92. – No. 10. – P. 104703-1-5.

76. Высоковольтные диодно-динисторные коммутаторы мощных знакопеременных импульсов тока / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – №4. – С. 61-66.

77. Исследование реверсивно включаемых динисторов, модернизированных с целью уменьшения потерь энергии при коммутации импульсов обратного тока / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2018. – № 3. – С. 45-50.

78. Коротков С. В. Тиристорный генератор микросекундных прямоугольных импульсов высокого напряжения / С. В. Коротков, А. Л. Жмодиков, Д. А. Коротков // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 3. – С. 45-49.

79. Генератор электрических разрядов в воде / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 2. – С. 47-50.

80. Устройство электроразрядной обработки воды для проведения биологических исследований / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2019. – № 4. – С. 109-113.

81.Высокоэффективный генератор мощных высоковольтных импульсов с микросекундной длительностью / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 3. – С. 50-54.

82. Коротков С. В., Аристов Ю. В., Жмодиков А. Л. Генератор высоковольтных разрядов в воде // Патент РФ № 179088. Приоритет 15 ноября 2017. Заявка 2017139806. Полезная модель.

83.РВД-коммутатор мощных импульсов тока / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2010. – № 1. – С. 172-173.

84. Мощные коммутаторы на основе реверсивно включаемых динисторов для высоковольтных импульсных технологий / С. В. Коротков [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 3. – С. 58-62.

85.Компактная исследовательская установка сильных импульсных магнитных полей до 50 Тл / Ю. Б. Кудасов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2015. – № 6. – С. 78-83.

86.A 0.5-Mj 18-kV module of capacitive energy storage / B. E. Fridman [et al.] // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2011. – Vol. 39. – No. 2. – P. 769-774.

87. Конденсаторная ячейка емкостного накопителя энергии с коммутатором на основе реверсивно включаемых динисторов / Б. Э. Фридман [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 6. – С. 51-57.

88. Microsecond range RSD-based generators for pulse power technologies / S. V. Korotkov [et al.] // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2013. – Vol. 41. – No. 10. – Part 1. – P. 2879-2884.

89. Коммутаторы импульсов тока на основе реверсивно-включаемых динисторов для мощных электрофизических установок / Арзев А. Г. [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 4. – С. 33-43.