

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ**

**ХАРЬКОВСКАЯ НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ  
ГОРОДСКОГО ХОЗЯЙСТВА**

**А. Г. Сосков**

**УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЕ СИЛОВЫЕ  
КОММУТАЦИОННЫЕ  
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ АППАРАТЫ  
НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Монография

**ХАРЬКОВ  
ХНАГХ  
2011**

УДК 621.316:621. 382.2/3

ББК 31.264

С66

**Рецензенты:**

**В. С. Луников** - д.т.н., проф., Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»;

**Ю. В. Батыгин** - д.т.н., проф., Харьковский национальный  
автомобильно-дорожный университет.

Рекомендовано к печати Ученым Советом ХНАГХ,  
протокол № 3 от 26.11.2010 г.

**Сосков А.Г.**

**С66**

Усовершенствованные силовые коммутационные полупроводниково-  
вые аппараты низкого напряжения : монография / А. Г. Сосков, Харьк.  
нац. акад. город. хоз-ва. – Х. : ХНАГХ, 2011. – 156 с.

ISBN 978-966-695-205-2

Рассмотрены способы и схемы, обеспечивающие бездуговую коммутацию электрических цепей и использующие для этой цели мощные полупроводниковые приборы, выбраны из них наиболее подходящие для усовершенствования силовых коммутационных полупроводниковых аппаратов (ПА). Выполнены исследования тепловых режимов мощных управляемых полупроводниковых приборов, а также коммутационных перенапряжений, воздействующих на них, в условиях их применения в составе ПА и разработаны усовершенствованные методики их расчета. Предложены новые технические решения, позволяющие создавать конкурентоспособные силовые коммутационные ПА наиболее распространенных типов, и даны рекомендации по их рациональному применению.

Для специалистов, занимающихся разработкой и применением низковольтных силовых коммутационных ПА, а также для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальностям направления «Электротехника и электромеханика».

УДК 621.316:621.382.2/3

ББК 31.264

ISBN 978-966-695-205-2

© А. Г. Сосков, 2011

© ХНАГХ, 2011

## СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ. . . . .	5
ВВЕДЕНИЕ. . . . .	6
РАЗДЕЛ 1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И ЕГО АНАЛИЗ. . . . .	8
1.1. Краткая характеристика основных направлений развития силовых коммутационных аппаратов на базе мощных полупроводниковых приборов. . . . .	8
1.2. Анализ силовых схем для бездуговой коммутации электрических цепей и их классификация. . . . .	12
1.2.1. Силовые схемы для бездуговой коммутации цепей переменного тока . . . . .	12
1.2.2. Силовые схемы для бездуговой коммутации цепей постоянного тока. . . . .	22
1.3. Схемы управления и их анализ. . . . .	24
1.3.1. Схемы запуска управляемых полупроводниковых приборов бесконтактных полупроводниковых аппаратов. . . . .	24
1.3.2. Схемы управления полупроводниковыми ключами гибридных полупроводниковых аппаратов. . . . .	28
1.4. Тенденции развития управляемых мощных полупроводниковых приборов и их современное состояние. . . . .	37
1.5. Резюме. . . . .	44
РАЗДЕЛ 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ УПРАВЛЯЕМЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В УСЛОВИЯХ ИХ РАБОТЫ В КОММУТАЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АППАРАТАХ. . . . .	46
2.1. Общая характеристика состояния вопроса и постановка задачи исследования. . . . .	46
2.2. Теоретические исследования теплового режима силовых управляемых полупроводниковых приборов в импульсном режиме на базе упрощенных тепловых моделей. . . . .	49
2.2.1. Выбор и обоснование тепловых моделей мощных управляемых полупроводниковых приборов (тиристоров) . . . . .	49
2.2.2. Расчет температуры полупроводниковой структуры мощных тиристоров с припаянными контактами. . . . .	53
2.2.3. Расчет температуры полупроводниковой структуры мощных тиристоров с прижимными контактами. . . . .	63
2.3. Методика расчета теплового режима мощных управляемых полупроводниковых приборов в условиях длительного воздействия токовой нагрузки. . . . .	69
2.4. Резюме. . . . .	76

РАЗДЕЛ 3. ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ КОММУТАЦИОННЫХ АППАРАТОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ. . . . .	78
3.1. Основные причины возникновения коммутационных перенапряжений и способы их снижения. . . . .	78
3.2. Устройства ограничения перенапряжений для коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока с естественной коммутацией. . . . .	79
3.2.1. Краткий анализ устройств ограничения перенапряжений. . . . .	79
3.2.2. Переходные процессы в последовательно включенных RC-цепях и их расчет . . . . .	81
3.2.3. Методика расчета параметров защитных RC-цепей. Особенности выбора параметров RC –цепей. . . . .	88
3.3. Принципы построения устройств ограничения перенапряжений в аппаратах постоянного тока с емкостной принудительной коммутацией. . . . .	91
3.3.1. Анализ способов защиты от перенапряжений тиристорных ключей постоянного тока с учетом предвключенной индуктивности сети . . . . .	91
3.3.2. Расчет перенапряжений в полупроводниковых ключах постоянного тока с использованием устройств ограничения перенапряжений на базе линейных резисторов. . . . .	97
3.3.3. Демпфирование коммутационных перенапряжений в полупроводниковых ключах постоянного тока нелинейным резистором. . . . .	102
3.4. Принципы построения ограничителей перенапряжений на полупроводниковых ключах переменного тока с принудительной коммутацией . . . . .	111
3.5. Резюме. . . . .	115
РАЗДЕЛ 4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ СИЛОВЫХ КОММУТАЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АППАРАТОВ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ. . . . .	117
4.1. Бесконтактные автоматы-пускатели на базе мощных тиристоров с повышенной перегрузочной способностью. . . . .	117
4.2. Сверхбыстродействующие бесконтактные выключатели на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах. . . . .	123
4.3. Автоматизированные устройства пуска асинхронного двигателя на базе гибридных контакторов . . . . .	131
4.4. Гибридный контактор постоянного тока с улучшенными технико-экономическими характеристиками. . . . .	138
4.5. Резюме. . . . .	146
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ . . . . .	149

## ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АД	асинхронный двигатель
БАП	бесконтактные автоматы-пускатели
БД	блок датчиков
БЗ	блок защиты
БМП	блок микропроцессорный
БП	блок питания
БПА	бесконтактный полупроводниковый аппарат
БПК	блок принудительной коммутации
БТИЗ	биполярный транзистор с изолированным затвором
БУ	блок управления
ВАХ	вольтамперная характеристика
ВК	вспомогательный контакт
ВП	выключатель полупроводниковый
ВЭК	вспомогательный электронный ключ
ГК	главные контакты
ГПА	гибридный полупроводниковый аппарат
ГПК	гибридный полупроводниковый ключ
ГЭК	главный электронный ключ
Д	датчик
ДН	датчик напряжения
ДТ	датчик тока
К	контакт
ККА	коммутационный контактный аппарат
КПА	коммутационный полупроводниковый аппарат
МДП	металл-диэлектрик-полупроводник
МПП	мощный полупроводниковый прибор
НКУ	низковольтные комплектные устройства
НР	нелинейный резистор
ОК	отделительный контакт
ОП	ограничитель перенапряжений
ПА	полупроводниковый аппарат
ПК	полупроводниковый ключ
СЗ	схемы запуска
СУ	схема управления, система управления
УЗ	устройство защиты
УК	управляющий контакт
УПК	управляемые полупроводниковые приборы
УПП	управляемые силовые полупроводниковые приборы
ЭА	электрические аппараты
ЭДС	электродвижущая сила
CSTGBT	Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor
GCT	Gate Communicated Turn – Off Thyristor
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IEGT	Injection Enhanced Gate Transistor
HV	High Voltage
MCT	Mos Controlled Thyristor
PCM	Plugget Celf Merget
RTC	Real Time Control Circuit
SITh	Static Induction Thyristor)

## ВВЕДЕНИЕ

Силовые коммутационные электрические аппараты (автоматические выключатели, контакторы и т.п.) составляют основу комплектных устройств осуществляющих прием, распределение и управление потоками электрической энергии.

В условиях современного производства, характеризующегося все возрастающей интенсификацией технологических процессов, традиционные контактные электрические аппараты (ЭА) не всегда уже отвечают повышенным требованиям и, в первую очередь, к их износостойкости (коммутационной и механической) и быстродействию. Так, например, срок службы одного из самых надежных коммутационных аппаратов – электромагнитного контактора в условиях его эксплуатации при угледобыче в шахтах, а также в прокатном производстве металлургических заводов исчисляется от нескольких недель до нескольких месяцев. Классические пути совершенствования ЭА (дальнейшая модернизация контактной и дугогасительной систем, использование новых материалов и т.д.) не позволяют радикально улучшить их основные параметры, в том числе и указанные выше.

Наметившееся в последние десятилетия динамичное развитие силовой электроники, результатом которого явилось создание относительно недорогих полупроводниковых ключей, способных коммутировать токи в электрических цепях от сотен ампер до нескольких тысяч при рабочих напряжениях в сотни и тысячи вольт и мощности управления, измеряемой всего лишь единицами ватт, а также внедрение в схемотехнику интегральных микросхем и микропроцессорных устройств создали благоприятные условия для кардинального повышения качества ЭА путем использования при их построении указанных элементов и устройств.

Применение в коммутационных ЭА вместо механического ключа бесконтактного полупроводникового ключа (ПК), обеспечивающего бездуговую коммутацию электрических цепей и использование для его управления элементов микросхемотехники позволяет не только многократно повысить износостойкость и быстродействие новых аппаратов, но и осуществлять более сложные процессы управления электрооборудованием, чем операция «включено-выключено», выполняемая контактными ЭА. Такие аппараты сейчас называются бесконтактными полупроводниковыми аппаратами (БПА). Однако бесконтактные ПК этих полупроводниковых аппаратов (ПА) уступают традиционным механическим ключам по габаритам и стоимости, перегрузочной способности по току и напряжению. Потери электрической мощности в их цепи во включенном состоянии также примерно на порядок выше. Указанное естественно ограничивает области рационального применения БПА.

Стремление объединить в одном устройстве положительные качества как контактных ЭА (малые потери мощности во включенном состоянии), так и БПА (бездуговая коммутация цепи) привело к созданию гибридных полупроводниковых аппаратов (ГПА). У этих аппаратов параллельно главным контактам подключен ПК, обеспечивающий бездуговую коммутацию размыкающихся

контактов. Во включенном состоянии аппарата ПК шунтируются цепью главных контактов.

Таким образом, определились два основных пути в развитии ЭА, выполненных с применением элементов полупроводниковой техники:

- создание коммутационных БПА;
- создание коммутационных ГПА.

В 80-х годах прошлого века начался новый этап в развитии силовой электроники, связанный с созданием мощных полностью управляемых полупроводниковых приборов и, в первую очередь, двухоперационных (запираемых) GTO – тиристоров (Gate Turn Off Thyristor), GCT – тиристоров (Gate Communicated Turn – Off Thyristor) и особенно силовых быстродействующих биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ) или IGBT транзисторов (Insulated Gate Bipolar Transistor). Высокий уровень электронных технологий позволил организовать массовое производство этих приборов в виде интегральных модулей компактных конструкций типа IGCT (на базе GCT – тиристоров) и IGBT (на базе БТИЗ). Объединение в одном корпусе силовых приборов и схем их управления (драйверов) с различной степенью интеграции создало благоприятные условия для простой реализации различных законов управления мощнейшими электрическими потоками, включая формирование сигналов для защиты и диагностики. Такие модули получили название «интеллектуальных». Одновременно были созданы мощные однооперационные тиристоры, способные выдерживать кратковременные нагрузки в несколько десятков килоампер при относительно невысоких потерях мощности во включенном состоянии.

Все указанное явилось дополнительным мощным толчком к дальнейшему совершенствованию ранее разработанных гибридных и бесконтактных силовых коммутационных ПА путем использования в их главной цепи новых полупроводниковых приборов. Усовершенствованные аппараты благодаря таким прекрасным эксплуатационным качествам как высокая коммутационная износостойкость (до нескольких млн. циклов), сверхвысокий уровень быстродействия (до десятков микросекунд), расширенные функциональные возможности и удобство сочетания с микропроцессорными устройствами имеют реальные перспективы стать конкурентоспособными на мировом рынке невзирая на их высокую стоимость.

Исходя из вышеизложенного, материал данной работы, в которой представлены результаты разработки усовершенствованных ПА, является актуальным и представляет несомненный интерес для специалистов, работающих в области создания ЭА.

# Раздел 1

## СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И ЕГО АНАЛИЗ

### 1.1. Краткая характеристика основных направлений развития силовых коммутационных аппаратов на базе мощных полупроводниковых приборов

Низковольтные (до 1000 В) силовые коммутационные ЭА, выполненные с применением в главной цепи мощных полупроводниковых приборов (МПП), получили название коммутационных полупроводниковых аппаратов (КПА) [1]. Их развитие, как показывает анализ литературных источников [1 - 25], осуществляется по двум основным направлениям: создание силовых бесконтактных КПА и создание силовых гибридных КПА.

Бесконтактные КПА выполняют на базе таких МПП, как диоды, тиристоры, двухпозиционные тиристоры и мощные транзисторы.

Структурные схемы типичных бесконтактных КПА переменного тока изображены на рис. 1.1,а (полупроводниковый контактор) и рис. 1.1,б (полупроводниковый быстродействующий выключатель). ПК, как правило, состоящий из встречно-параллельно выключенных тиристоров по команде, задаваемой блоком управления (БУ), обеспечивает включение или отключение нагрузки. В полупроводниковом контакторе имеет место естественная коммутация тиристоров, в полупроводниковом быстродействующем выключателе – принудительная, что достигается с помощью блока принудительной коммутации (БПК). Блок защиты (БЗ) совместно с датчиком (Д) обеспечивает защиту цепи выключателем в аварийных режимах работы.

Применение МПП (например, тиристора) в качестве основного коммутирующего элемента позволяет не только исключить основные недостатки традиционных коммутационных контактных аппаратов (ККА), связанные с дуговыми процессами на контактах, но и получить устройства с принципиально новыми свойствами.

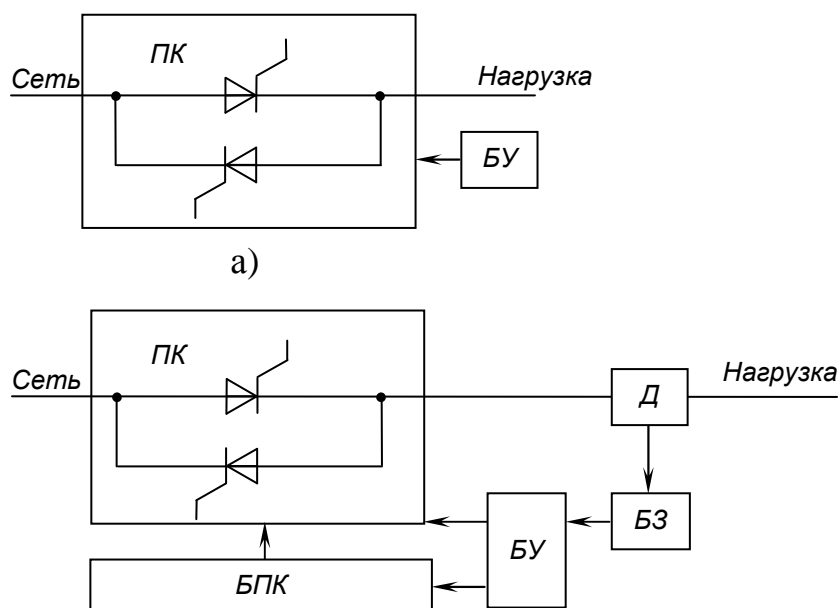


Рис. 1.1 – Структурные схемы типичных бесконтактных КПА (изображена одна фаза)



Основные преимущества бесконтактных КПА в сравнении с ККА [1, 2]:

- бездуговое отключение электрических цепей и высокая частота включений;
- повышенная надежность в эксплуатации благодаря отсутствию электрической дуги при коммутации, подвижных частей и кинематических связей;
- быстрое действие (время отключения) может составлять единицы и даже доли миллисекунды), позволяющее создавать качественно новую защиту электрических цепей с высоким уровнем токоограничения, а также обеспечивать бесперебойное электроснабжение;
- возможность наряду с выполнением функций обычных аппаратов регулировать напряжение (мощность), осуществлять реверс, торможение, регулирование скорости электроприводов и т.п.;
- незначительная мощность управления и удобное сочетание с современными средствами автоматики и микропроцессорной техники;
- высокая технологичность, обусловленная блочностью конструкции и возможностью использования унифицированных узлов;
- возможность применения во взрыво- и пожароопасных помещениях.

Наряду с перечисленными положительными качествами бесконтактные КПА имеют ряд недостатков, которые связаны со свойствами МПП и должны обязательно учитываться при проектировании КПА и определении областей их применения:

- большие потери энергии во включенном состоянии (на порядок и более чем у ККА), связанные с большим падением напряжения на МПП, требующие применения эффективных охлаждающих устройств;
- низкая перегрузочная способность (определенная тем, что температура полупроводниковой структуры массово выпускающих МПП не должна быть более 140° С). Охлаждение не улучшает этот показатель, так как теплоотводящий эффект охладителя (радиатора) сказывается по происшествию 2-4 с после появления тока нагрузки;
- низкий уровень выдерживаемого перенапряжения (в (3-5) раз меньше, чем у ККА) и критичность к скорости его нарастания;
- наличие гальванической связи нагрузки с источником;
- высокая стоимость и значительные габаритные размеры.

Перечисленные преимущества и недостатки бесконтактных КПА определили области их рационального применения [1 - 3]:

- для создания простых коммутационных аппаратов (контакторов, пускателей) повышенной надежности, работающих в режиме частых коммутаций;
- для получения высокого уровня быстрого действия (создание принципиально новых систем защиты электрических цепей и электрооборудования, быстродействующие устройства ввода резерва и т.п.);
- для создания коммутационных устройств, совмещающих функции защиты, управления и регулирования;
- в отраслях промышленности с высокой степенью автоматизации и компьютеризации;
- в опасных и неблагоприятных условиях эксплуатации.

В таких направлениях ведется разработка бесконтактных КПА в институтах «ВНИИЭлектроаппарат» (сейчас ЭНАС») (г. Харьков), НИИ «завод Электровыпрямитель» (г. Саранск), МЭИ (технический университет, кафедра «Электрические и электронные аппараты»)(г. МОСКВА), ХНАГХ (кафедра «Теоретическая и общая электротехника») (г.Харьков), НПО«ХЭМЗ» (г.Харьков) и др.

Стремление объединить в одном устройстве положительные качества контактных (малые потери в стационарном режиме) и бесконтактных (бездуговая коммутация) аппаратов привело к созданию гибридных КПА, в которых сочетаются полупроводниковые системы с контактными узлами ККА. Структурная схема такого аппарата, в котором решена задача радикального повышения коммутационной износостойкости, приведена на рис. 1.2.

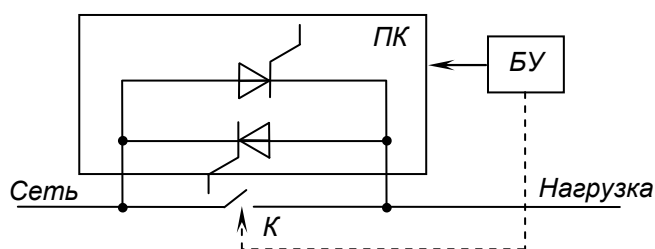


Рис. 1.2 – Структурная схема гибридного КПА (изображена одна фаза)

В качестве основного коммутирующего элемента используется гибридный полупроводниковый ключ (ГПК), состоящий из контактов (К) и шунтирующего их ПК. Последний как правило выполняется на базе мощных тиристоров, но возможно использование в нем и других МПП. Бездуговая коммутация обеспечивается путем шунтирования контактов в момент их размыкания ПК. Поскольку падение напряжения на последнем значительно ниже минимального напряжения образования дуги, то контакты размыкаются, практически без дуги. В процессе перетекания тока из цепи контактов в ПК дуга, конечно, существует, но поскольку время горения дуги при правильно выбранных параметрах индуктивности шунтирующей цепи незначительное (до нескольких десятков микросекунд), то результатом ее (дуги) разрушающего действия на контакты можно пренебречь. Отключение цепи производит ПК с помощью блока управления (БУ). Эти аппараты особенно эффективны в цепях переменного тока, где легко обеспечивается отключение тиристора при протекании тока через нуль. Протекание тока через ПК не превышает нескольких миллисекунд. Этого времени вполне достаточно для расхождения контактов на расстояние, при котором достигается необходимая электрическая прочность контактного промежутка. Во включенном состоянии аппарата ток протекает по замкнутым контактам. Поскольку падение напряжения на контактах значительно ниже напряжения включения полупроводниковых приборов, ток через ПК в этом случае не протекает.

Бездуговая коммутация тока позволяет проводить ряд полезных конструктивных изменений в ГПА:

- уменьшать растворы и провалы контактов;
- снижать мощность и габариты электромагнитного привода;
- сокращать междуполюсные расстояния.

Несмотря на увеличение габаритов аппарата из-за наличия полупроводникового блока монтажный объем аппарата при установке его в комплектное устройство сокращается из-за отсутствия ионизированного пространства.

Таким образом, гибридные КПА имеют некоторые преимущества как перед КПА, так и перед бесконтактными КПА [1, 2]:

по сравнению с ККА:

- практическое отсутствие коммутационного (электрического) износа контактов;

- более высокая механическая износостойкость (при соответствующих указанных выше конструктивных изменениях);

- отсутствие необходимости в сложных системах дугогашения;

- отсутствие ионизированного пространства;

- отсутствие потерь на горение дуги;

- сниженные эксплуатационные расходы;

по сравнению с бесконтактными КПА:

- незначительные потери энергии во включенном состоянии;

- пониженное значение прямого предельного тока МПП в сравнении с отключаемым током, отсутствие не только специальных систем охлаждения, но и охладителей (радиаторов). Это допустимо благодаря кратковременному режиму работы МПП (ток нагрузки протекает по ним лишь несколько миллисекунд);

- значительно более низкие габариты, масса, стоимость.

Наряду с этим гибридным аппаратам присуще наличие недостатков, свойственных как непосредственно ККА и бесконтактным КПА, так и принятому их сочетанию. Основным из них являются:

- низкая устойчивость к сквозным токам короткого замыкания (при электродинамическом отбросе контактов ток короткого замыкания протекает по МПП и выводит их из строя);

- возможность возникновения токонепроводящих пленок на контактах, вызывающих протекание тока через ПК при замкнутых контактах, что влечет за собой выход из строя МПП, не рассчитанных на такой режим.

Анализ основных свойств рассмотренных выше аппаратов показывает, что разработки гибридных схем наиболее рациональны для простых коммутационных аппаратов, работающих с большой частотой включения и большим числом включений и отключений, например, контакторов и пускателей работающих, в тяжелых режимах. Это подтверждается опытом работы институтов ВНИИЭлектроаппарат (г. Харьков), ВНИИВЭ (г. Донецк), ХНАГХ и др., а также анализом зарубежных работ в этом направлении.

Следует также отметить, что в последнее время наметился ряд работ, направленных на создание быстродействующих гибридных КПА, использующих индукционно-динамический привод и выполняющих функции быстродействующих выключателей и переключателей напряжения. Однако внедрение их в

промышленное производство сдерживается из-за низкой технологичности конструкции быстродействующих ГПК.

Таким образом, проведенный анализ позволил четко определить области рационального применения двух основных направлений в разработке ПА и место, занимаемое бесконтактными и гибридными КПА среди многообразия электрических аппаратов.

Кроме того, анализ работы известных КПА по патентным и техническим источникам [1, 4, 5, 7, 8] показывает, что они по назначению, принципам построения, по режимам работы как собственно КПА, так и МПП, входящих в их состав, существенно отличаются от устройств преобразовательной техники. Поэтому известные методы расчета преобразовательных устройств непосредственно непригодны для расчета КПА и требуют усовершенствования.

## **1.2. Анализ силовых схем для бездуговой коммутации электрических цепей и их классификация**

### **1.2.1. Силовые схемы для бездуговой коммутации цепей переменного тока**

Бездуговая коммутация цепей переменного тока осуществляется как бесконтактными, так и гибридными КПА.

Основным силовым узлом, обеспечивающим бездуговую коммутацию, является ПК. Обычно он состоит или из двух встречно-параллельно включенных тиристоров (рис. 1.3,а), или аналогичным образом включенных диода и тиристора (рис. 1.3,б) или из одного симистора (рис. 1.3,в). При этом первое и третье исполнения пригодны для однофазных и трехфазных схем, а второе исполнение может быть использовано в однофазных сетях с изолированной нейтралью при трехполюсном отключении. Поэтому при создании бесконтактных ПА целесообразно использовать только первое и третье исполнение ПК.

Коммутация тиристоров в этих ПК может быть естественной и принудительной (для быстродействующих аппаратов). Рациональные схемы принудительной коммутации тиристоров широко представлены в [1, 7, 26], и поэтому нет необходимости рассматривать их здесь. К тому же, в связи с тем, что введение схем принудительной коммутации в КПА существенно усложняет аппарат и многократно повышает его стоимость, их в настоящее время практически не используют при создании быстродействующих бесконтактных аппаратов переменного тока. Этому также способствовало появление в конце прошлого столетия полностью управляемых МПП, изготавливаемых в виде удобных интегральных модулей и не требующих применения громоздких схем принудительной коммутации. В настоящее время наиболее широкое применение получили два типа модулей: IGBT (на базе мощных биполярных транзисторов) и IGCT (на базе двухоперационных GCT-тиристоров).

На рис. 1.4 представлены схемы ПК, выполненные с применением этих модулей. Включение параллельно мощному биполярному транзистору (рис. 1.4,а) и мощному двухоперационному тиристорному (рис. 1.4,б) в обратном

направлении диодов обусловлено тем, что полностью управляемые МПП не выдерживают воздействия обратного напряжения. Наряду с очевидными преимуществами представленных ПК, связанными с возможностью практически мгновенного управления мощными потоками энергии с помощью маломощных сигналов управления, этим ПК присущ существенный недостаток, обусловленный большими потерями энергии во включенном состоянии, которые могут в (2,5-3) раза превосходить такие же потери в ПК, выполненных на тиристорах. Поэтому рассмотренные ключи предпочтительно применять при создании сверхбыстродействующих КПА, когда указанный недостаток будет компенсироваться радикальным упрощением аппарата благодаря упрощенной системе коммутации полностью управляемых МПП.

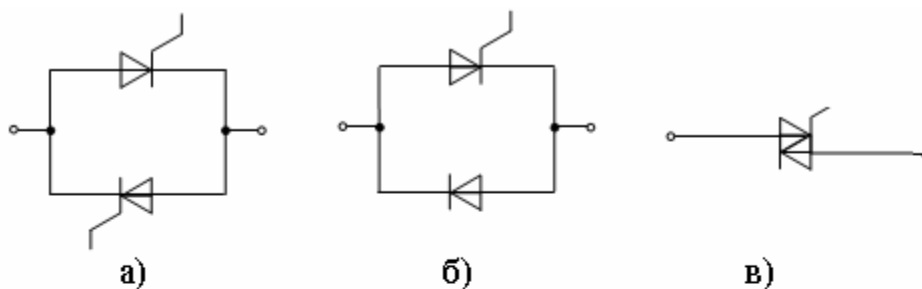


Рис. 1.3 – Наиболее распространенные исполнения ПК для бесконтактных ПА переменного тока



Рис. 1.4 – Исполнения ПК на базе полностью управляемых МПП

В гибридных аппаратах, в отличие от бесконтактных, бездуговая коммутация цепей может обеспечиваться большим количеством способов. Для проведения сравнительного анализа различных способов бездуговой коммутации на базе контактных аппаратов предложено разделение известных по патентной и технической литературе устройств бездуговой коммутации [1, 8, 27-29] на группы по сочетаниям характерных признаков (табл. 1.1).

Электрические схемы силовых цепей рассматриваемых устройств, приведены на рис. 1.5 – рис. 1.13.

К группе А относятся выключатели, в которых размыкание главного контакта происходит в момент, близкий к моменту перехода тока главной цепи через нулевое значение. Схема подобного устройства (см. рис. 1.5) состоит из главного контакта К, управляемого приводом V, на который сигнал управления подается устройством управления U, включающим в себя синхронизатор, связанный с трансформатором тока Т. Отключение контактом К тока главной цепи при его переходе через нулевое значение уменьшает дуговой износ и увеличи-

вадет коммутационную способность устройства, что позволяет повысить отключающую способность выключателей (преимущественно высоковольтных).

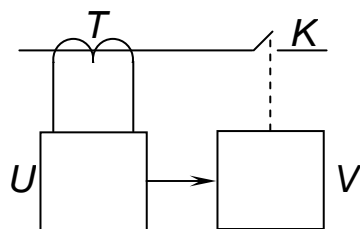


Рис. 1.5 – Электрическая схема силовой цепи устройства бездуговой коммутации группы А

Устройства бездуговой коммутации, составляющие группу В, содержат синхронизирующий вспомогательный контакт, подключенный параллельно главному, причем вспомогательный контакт управляется электромагнитным приводом, в катушках которого протекают токи, пропорциональные току главной цепи и смещенные по фазе на угол, обеспечивающий достаточное упреждение в срабатывании синхронизирующего контакта, учитывающее собственное время отключения вспомогательного контакта.

Некоторое упрощение кинематической части устройства в сравнении с устройствами групп А и В достигается в устройствах, относящихся к группе С, схема которых соответствует приведенной на рис. 1.6. Здесь главный контакт К2 совместно с электромагнитным приводом образуют быстродействующий поляризованный выключатель, который приводится в действие при размыкании контакта К1, зашунтированного токовой обмоткой электромагнитного привода.

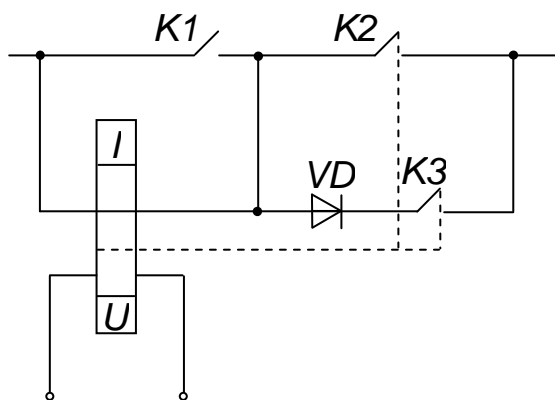


Рис. 1.6 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы С

Намагничивающая сила токовой обмотки направлена так, что размыкание К2 происходит при направлении тока в главной цепи, совпадающим направлением диода VD, поэтому К2 размыкается без дуги, а К3 размыкается позже К2, когда диод VD заперт.

Дальнейшим развитием устройств группы С являются устройства, образующие группу D, схема которых представлена на рис. 1.7.

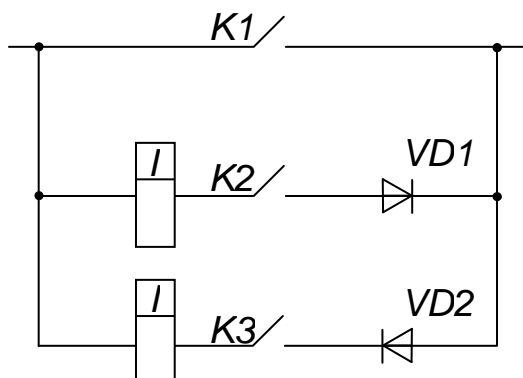


Рис.1.7 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы D

В них размыкание главного контакта K1 происходит в произвольный момент времени, и ток переходит в цепь вспомогательного контакта K2 или K3 в соответствии с проводящим направлением диодов VD1 или VD2. Вспомогательный контакт размыкается синхронно благодаря тому, что он удерживается токовой катушкой электромагнита, и удерживающая сила становится равной нулю при достижении током нулевого значения. Во включенном состоянии аппарата контакты K2 и K3 замкнуты под действием либо общего привода катушки, включенной последовательно с катушкой главного контакта, либо последовательных катушек, включенных в цепь главных контактов.

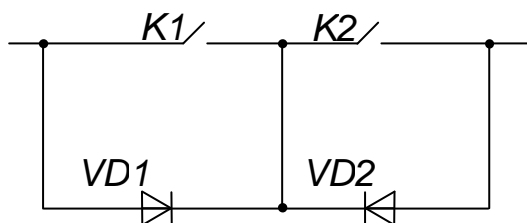


Рис. 1.8 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы E

Группу E составляют устройства, схема силовой цепи которых приведена на рис. 1.8. В случае, когда специальных требований к моменту размыкания контактов не предъявляется, бездуговая коммутация не обеспечивается, но время горения дуги существенно уменьшается. Если обеспечивать отключение контакта K1 при направлении тока, совпадающем с проводящим направлением вентиля VD1, то его размыкание произойдет без дуги, соответственно размыкание контакта K2 необходимо провести в следующий полупериод тока, когда вентиль VD1 заперт, тогда и контакт K2 размыкается без дуги. В большинстве устройств вентиль VD2 отсутствует, а в некоторых при отсутствии вентиля VD2 вентиль VD1 выполнен управляемым, это облегчает условия размыкания контакта K2, т.е. последний не имеет ограничения сверху по задержке после срабатывания контакта K1.

Устройство бездуговой коммутации, входящее в группу F (схема его представлена на рис. 1.9), имеет несколько отличный от рассмотренных выше принцип действия. В нем при размыкании главных контактов K1 включается коммутирующий ключ K2 (в качестве его предлагается механический контакт, управляемый вентиль и искровой разрядник). Благодаря колебательному перезаряду конденсатора C через контакт K1 интенсивность дугового разряда снижается и при соответствующем выборе момента и скорости размыкания контакта K1, а также параметров контура RLC может быть обеспечена и бездуговая коммутация.

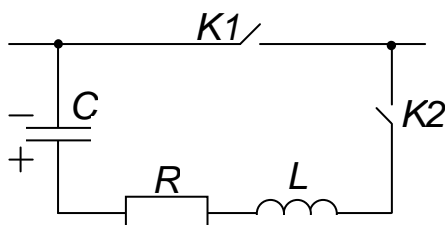


Рис. 1.9 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы F

К группе G относятся устройства, в которых параллельно главному контакту подключен восстанавливающийся предохранитель (схема устройства представлена на рис. 1.10.)

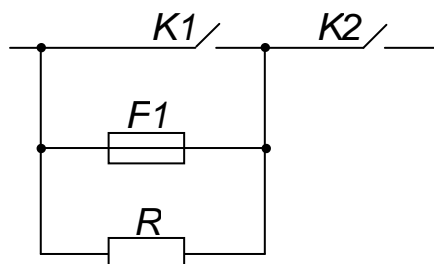


Рис. 1.10 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы G

Предохранитель F1 имеет корпус, внутри которого находится некоторое количество токоограничивающего материала, в качестве которого может использоваться щелочной металл. При отключении K1 ток переходит в цепь предохранителя F1, последний при протекании тока нагревается и часть токоограничивающего материала испаряется, а сопротивление цепи увеличивается. Ток в цепи уменьшается до достаточно малой величины, и цепь отключается при размыкании контакта K2.

Значительное распространение получили устройства, относящиеся к группе H (схема приведена на рис. 1.11) В этих устройствах параллельно контактам K подключается двунаправленный ключ VS, в качестве которого могут быть использованы два встречно-параллельно включенных тиристора, тиристор и диод или один симистор. Управление ключом VS должно обеспечивать его включенное состояние в момент размыкания контактов K и отсутствие управляющего сигнала в отключенном состоянии аппарата. Этот способ бездуговой коммутации реализован в контакторах серии H фирмы СЕМ (Франция) и в комбинированных гибридных контакторах КТ64 и КТП64.



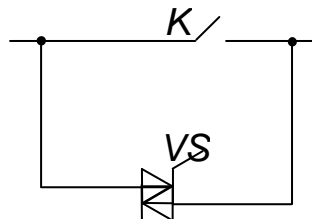


Рис. 1.11 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы Н

Чтобы обеспечить гальваническую развязку сети и нагрузки, последовательно с главным контактом К1, зашунтированным ключом, включается отдельный контакт К2. Такие устройства образуют группу I (см. рис. 1.12).

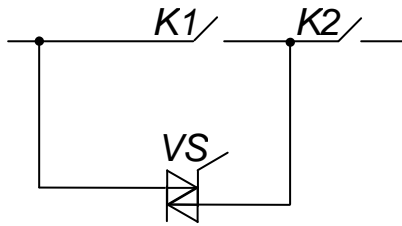


Рис. 1.12 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы I

Особое место в этой группе занимает устройство [1, 29], в котором в контактной системе аппарата используются несмешиваемые магнитная и электропроводная жидкости, причем последняя в роли подвижного контакта. Применение подвижного жидкостного контакта увеличивает износостойкость аппарата. Кроме того, в жидкометаллическом контакте отсутствует электродинамический отброс при коротком замыкании, и исключается связанная с этим явлением опасность включения симистора в аварийном режиме. Следует также отметить значительно меньшую опасность потери контакта в данной конструкции в связи с большой площадью контактирования жидкометаллического контакта, а также бесшумность работы устройства.

Однако промышленное производство таких аппаратов затруднено в связи с отсутствием дешевых способов производства электропроводных и магнитных жидкостей.

Для аналогичных целей отдельный контакт может быть включен в шунтирующую цепь. Эти устройства включены в группу J, схема которой приведена на рис. 1.13.

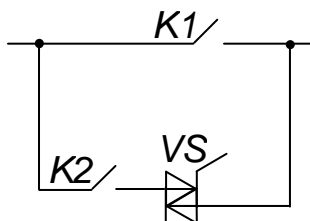


Рис. 1.13 – Электрическая схема силовой цепи устройств бездуговой коммутации группы J

В группах I и J отдельные контакты К2 размыкаются с запаздыванием по отношению к главным. К этому времени ключ VS уже отключен, и ток в цепи не протекает.

Рассмотренные группы способов бездуговой коммутации переменного тока подвергнуты сравнительному анализу по основным показателям, характеризующим коммутационные устройства.

1. Показатели качества бездуговой коммутации:

- обеспечение бездуговой коммутации при включении аппарата;
- отсутствие ограничений по нижнему пределу тока, коммутируемого без дуги;
- отсутствие ограничений по верхнему пределу тока, коммутируемого без дуги.

2. Показатели долговечности:

- высокая механическая износостойкость;
- высокая коммутационная износостойкость.

3. Показатели конструктивных характеристик аппарата:

- простота кинематической схемы;
- отсутствие необходимости в МПП;
- отсутствие необходимости в электронной схеме управления.

4. Показатели применения:

- отсутствие ограничений по характеру нагрузки;
- отсутствие ограничений по величине сквозного тока короткого замыкания;
- невозможность повреждения МПП внешним импульсом перенапряжения в отключенном состоянии аппарата.

5. Показатели безопасности:

- отсутствие гальванической связи сети и нагрузки в отключенном состоянии аппарата;
- возможность отключения нагрузки при пробое МПП.

6. Показатели стоимости: - перспектива снижения общей стоимости изделия.

Сочетание характерных признаков для рассматриваемых групп устройств приведено в табл. 1.1.

Таблица 1.1 - Сочетание характерных признаков для групп устройств бездуговой коммутации переменного тока на базе контактных аппаратов

Характерные признаки		Группа устройств бездуговой коммутации									
		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Коммутация	без перевода тока в шунтирующую цепь	0									
	с переводом тока в шунтирующую цепь		0	0	0	0	0	0	0	0	0
Размыкание главного контакта	синхронное	0									
	в определенный полупериод тока			0		0	0				
	в произвольный момент		0		0			0	0	0	0
Шунтирующая цепь	линейная с накопителем времени						0				
	нелинейная	с восстанавливающим предохранителем						0			
		с неуправляемым вентилем			0	0	0				
		с управляемым вентилем								0	0
Вспомогательный контакт	В главной цепи					0		0		0	
	В шунтирующей цепи		0	0	0						0
Размыкание вспомогательного контакта	синхронное		0	0	0						
	после главного контакта	в определенный полупериод тока					0				
		В произвольный момент							0		0

Результаты сравнения представлены в табл. 1.2, где указано только наличие качества (знаком «+») и отсутствие его (знаком «-»).

Следует отметить, что при оценке перспективы снижения общей стоимости изделий, определяющим является снижение цены комплектующих изделий, составляющих по стоимости от 50% до 70% стоимости устройств группы Н.

Таблица 1.2 - Сравнение способов бездуговой коммутации цепей переменного тока

Наименование показателей		Значение показателей для устройств бездуговой коммутации по группам									
		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Качество бездуговой коммутации	обеспечение бездуговой коммутации при включении аппарата	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+
	отсутствие ограничений по нижнему пределу тока	1)	2)	2)	2)	2)	3)	3)	3)	3)	3)
	отсутствие ограничений по верхнему пределу тока 4)	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Долговечность	высокая механическая износостойкость	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+
	высокая коммутационная износостойкость 5)	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+
Конструктивные характеристики аппарата	простота кинематической схемы	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+
	отсутствие необходимости в МПП	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	отсутствие необходимости в электронной схеме управления	-	+	+	+	+	-	+	-	-	-
Применение	отсутствие ограничений по характеру нагрузки 6)	+	+	-	-	-	-	+	-	-	-
	отсутствие ограничений по величине сквозного тока короткого замыкания	+	+	-	-	-	-	+	-	-	-
	невозможность повреждения МПП внешним импульсом перенапряжения	+	+	+	+	7) +	-	+	-	+	+
Безопасность	отсутствие гальванической связи сети и нагрузки					8) +	+	+	-	+	+
	возможность отключения нагрузки при пробое МПП					9) +	+	+	-	+	+
Стоимость	перспектива снижения общей стоимости изделия	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+

Примечания (к табл. 1.2):

1. Нижний предел тока, коммутируемого без дуги, ограничен возможностями схемы управления.

2. Нижний предел тока, коммутируемого без дуги, ограничен возможностями конструкции аппарата и принципиально не может стать сколь угодно малым.

3. Аналогично примечанию 1, но существует принципиальная возможность его снижения при любом значении.

4. Верхний предел тока, коммутируемого без дуги, ограничен перегрузочной способностью элементов, включенных в шунтирующую цепь.

5. Показатель для коммутационной износостойкости приведен в виде дроби, числитель которой характеризует сравнение абсолютных значений показателя, а знаменатель – сравнение отношения коммутационной и механической износостойкости для каждого способа коммутации.

6. Ограничения по характеру нагрузки определяются уровнем восстанавливающего напряжения на элементах шунтирующей цепи, так, например, при индуктивно-емкостной нагрузке может возникать резонанс напряжений, и тогда к шунтирующей цепи прикладывается напряжение, во много раз превышающее номинальное, что недопустимо по условиям работы примененных МПП.

7. Повреждение МПП внешним импульсом перенапряжения возможно в схемах устройств группы Е, в которых оба контакта главной цепи зашунтированы МПП.

8. Для схем устройств группы Е, указанных в примечании 7, гальваническая связь сети и нагрузки существует.

9. Для схем устройств группы Е, указанных в примечании 7, невозможно отключение нагрузки при пробое МПП.

Из сравнительного анализа следует, что способы бездуговой коммутации, относящиеся к группам G, H, I, J обладают значительными преимуществами перед остальными.

Эти способы обеспечивают высокое качество бездуговой коммутации при хороших показателях долговечности изделия. Некоторые из имеющихся недостатков (например, ограничения по нижнему пределу тока) могут быть устранены за счет схемного и конструктивного совершенствования изделия.

Наиболее велики преимущества у способа бездуговой коммутации, относящегося к группе G. Но эти преимущества имеют потенциальный характер из-за отсутствия разработанных восстанавливающихся предохранителей. Кроме того, проблематично число срабатываний такого предохранителя. Отсутствуют данные по ряду важных его показателей (зависимость интеграла Джоуля плавления и отключения от величины тока, время срабатывания и восстановления и т.п.). Поэтому указанный способ бездуговой коммутации из дальнейшего рассмотрения исключается. Также следует отметить, что способы бездуговой коммутации, относящиеся к группам I и J, требуют существенного изменения в конструкции существующих контактных аппаратов (введение дополнительного контакта, определенным образом связанного с главным контактом), что создает дополнительные сложности при разработке. Поэтому разработки гибридных ПА целесообразно вести на основе способа по группе H.

### 1.2.2. Силовые схемы для бездуговой коммутации цепей постоянного тока

В КПА постоянного тока бездуговая коммутация электрических цепей осуществляется также как и в КПА переменного тока, т.е. с помощью полупроводниковых ключей.

ПК постоянного тока подобно ПК переменного тока представляют электронные ключи, позволяющие включать и отключать нагрузку в цепь постоянного тока, а также регулировать ее мощность.

В КПА постоянного тока они используются в режиме относительно нечастых коммутаций цепи. Этот режим может чередоваться с кратковременным режимом регулирования мощности нагрузки, который осуществляется посредством изменения отношения длительности включенного и отключенного состояний, т.е. коэффициента заполнения. Этот режим характеризуется достаточно частыми коммутациями цепи и соответствует режиму электронного прерывателя.

Анализ схем бесконтактных ПК постоянного тока [1, 3, 4, 7, 10] показывает, что наиболее широкое распространение получил вариант ПК, силовая схема которого состоит из основного тиристора, через который источник постоянного тока подключается к нагрузке, и вспомогательных элементов блока принудительной коммутации (БПК), обеспечивающего запирающее действие на основной тиристор путем снижения его тока ниже тока удержания, т.е. ПК постоянного тока в этом случае является электронным ключом с принудительной коммутацией.

В настоящее время в связи с разработкой полностью управляемых МПП (IGBT и IGCT модулей) начали применяться ПК постоянного тока, силовая часть которых выполнена по схеме рис. 1.4. Преимущества и недостатки этого ключа показаны в предыдущем подразделе.

В гибридных КПА параллельно бесконтактному ПК подключены главные контакты (ГК) гибридного аппарата, которые шунтируют его во включенном состоянии устройства КПА. При отключении нагрузки ГК размыкаются и ток из их цепи под воздействием напряжения «короткой» электрической дуги переходит в цепь бесконтактного ПК. Процессы перетекания тока из цепи ГК в МПП полупроводникового ключа и эрозии ГК под действием «короткой» дуги достаточно исследованы в [8, 30, 31]. Поскольку процесс перетекания тока длится десятки микросекунд, то в инженерных расчетах можно считать, что ток из цепи ГК в цепь ПК переходит мгновенно. Работа гибридного ПК в дальнейшем полностью совпадает с работой бесконтактного ПК.

Таким образом, электронная часть гибридного ПК, как по своему составу, так и по принципу действия повторяет бесконтактный ПК. В этой связи в дальнейшем рассматриваем только бесконтактные ПК.

Наибольшее применение в КПА постоянного тока нашли ПК с параллельной и импульсной схемами емкостной принудительной коммутацией (рис. 1.14) [1]. Их еще часто в литературе называют схемой с коммутацией основного тиристора импульсом напряжения и схемой с коммутацией основного тиристора импульсом тока [4]. Работают вышеуказанные ПК следующим образом. Для включения главной цепи блок управления БУ подает управляющий импульс на

основной тиристор  $VS1$ , который подключает источник постоянного напряжения к нагрузке.

Для отключения цепи БУ подает управляющий импульс на коммутирующий тиристор  $VS2$ , который подключает предварительно заряженный конденсатор  $C1$  через коммутирующую индуктивность  $L1$  в запирающем направлении к основному тиристор  $VS1$ , обеспечивая его принудительное запираение. Полное отключение цепи произойдет при полном перезаряде конденсатора  $C1$  т.е. когда ток в цепи тиристора  $VS2$  станет равным нулю.

Сравнительный анализ, проведенный в [1] показывает, что ПК с импульсной схемой имеет существенные преимущества перед параллельной: в ней лучше используется заряд коммутирующего конденсатора, не увеличивается время отключения цепи с уменьшением тока нагрузки, характер нагрузки не влияет на параметры коммутации. Благодаря этому КПА постоянного тока с ПК с импульсной схемой коммутации будет иметь лучшие технико-экономические показатели.

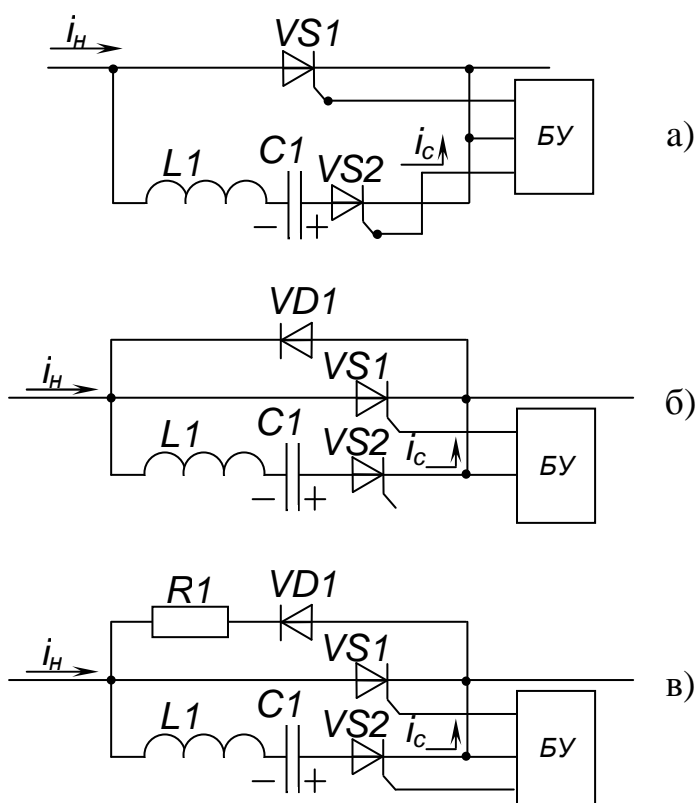


Рис. 1.14 – ПК постоянного тока со схемами принудительной коммутации:  
 а) – параллельной; б) – импульсной;  
 в) – импульсной с резистором в цепи обратно диода

Однако применение импульсной схемы ПК в том виде, как она изображена на рис. 1.14,б, затруднено из-за того, что при выключении тиристора  $VS1$  в результате колебательного перезаряда конденсатора  $C1$  [1] к этому тиристор прикладывается весьма низкое обратное напряжение на диоде  $VD1$ , а это влечет за собой резкое увеличение его собственного времени выключения по сравнению с паспортным [33]. Устранить этот недостаток можно, если последовательно с диодом  $VD1$  включить дополнительный резистор  $R1$  (рис. 1.14,в). В [1] предложено методику расчета элементов этой схемы в условиях ее работы в

КПА. Все это создает условия для успешного применения схемы (рис. 1.14,в) в КПА постоянного тока, где потери в контуре коммутации в сравнении с преобразовательными устройствами не являются определяющими.

Применение ПК, выполненных на базе IGBT и IGCT модулей, пока целесообразно только при создании сверхбыстродействующих коммутационных аппаратов. В этом случае их недостатки: высокая стоимость, большие потери энергии во включенном состоянии будут компенсироваться, как существенным упрощением конструкции аппарата из-за отсутствия схем принудительной коммутации, так и высоким уровнем токоограничения аварийных токов из-за сверх малого времени их отключения. Одной из основных проблем, которую необходимо будет решить при этом, является создание технических решений, обеспечивающих рациональное рассеивание накопленной энергии в индуктивностях отключаемой электрической цепи.

### **1.3. Схемы управления и их анализ**

#### **1.3.1. Схемы запуска управляемых полупроводниковых приборов бесконтактных полупроводниковых аппаратов**

Как было показано ранее в силовых бесконтактных КПА в качестве управляемых полупроводниковых приборов (УПК), составляющих основу ПК этих аппаратов, используются тиристоры (наиболее часто), симисторы, оптронные тиристоры, двухоперационные тиристоры (GTO – тиристоры) и биполярные транзисторы с изолированным затвором (БИЗ или IGBT). Первые три из перечисленных приборов являются не полностью управляемыми, так как их нельзя выключить путем воздействия на них управляющего импульса, остальные же приборы – полностью управляемые.

Для включения (выключения) этих приборов использованы схемы запуска (СЗ) [1]. СЗ предназначены для усиления и преобразования информационного сигнала систем управления КПА до сигнала с параметрами, необходимыми для гарантированного включения УПК ключей.

Общими требованиями, предъявляемыми к СЗ всех типов ПК, являются [1]:

- незначительная потребляемая мощность;
- малые габариты и масса;
- высокая помехоустойчивость и надежность.

В настоящее время при создании ПК полупроводниковых аппаратов самых различных типов наиболее широко используются тиристоры. Это объясняется тем, что они существенно превосходят другие УПК по достигнутому уровню рабочих номинальных токов и напряжений, величины которых у современных мощных тиристоров измеряются тысячами ампер и тысячами вольт соответственно. При этом, что особенно важно, их перегрузочная способность по току достигает уровня десятков килоампер при относительно малых потерях энергии во включенном состоянии. К тому же по стоимостным показателям и надежности работы они пока также превосходят все остальные полупроводниковые приборы. Недостатки тиристоров, связанные с низкими частотными свойствами (как правило, их рабочая частота находится в пределах до 500 Гц), не являются определяющими при работе их в составе относительно низкочастотных ПА. В этой связи мы наибольшее внимание уделим СЗ именно тиристоров.

В качестве наиболее универсальной СЗ тиристоров могут использоваться так называемые усилители-формирователи импульсов, которые широко применяются для включения тиристоров в преобразовательной технике. Они пред-



ставляют собой сочетание одновибратора, задающего требуемую длительность ( $t_u$ ) импульса управления, с импульсным усилителем с трансформаторным или оптронным выходом, обеспечивающим наряду с усилением сигнала исключение потенциальной связи между силовой схемой (высокий потенциал) и системой управления (низкий потенциал). Если для включения требуется «широкий» импульс управления (свыше 0,1-0,2 мс), то в схему усилитель-формирователь вводится еще и генератор импульсов, с помощью которого непрерывный сигнал управления превращается в прерывистый (происходит его модуляции), что существенно облегчает работу выходных элементов схемы и снижает ее габариты.

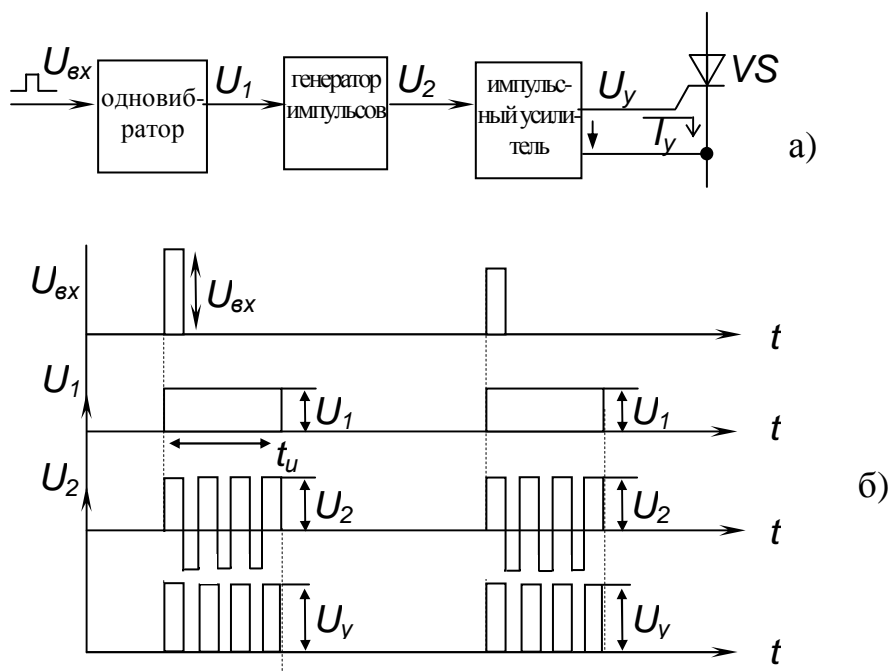


Рис. 1.15 – Структурная схема усилителя-формирователя импульсов (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

Структурная схема такого устройства приведена на рис. 1.15,а, а временные диаграммы, поясняющие работу схемы – на рис. 1.15,б. Работает данная схема следующим образом. При отсутствии сигнала с выхода системы управления ПА генератор импульсов находится в закрытом состоянии и на управляющий вход основного тиристора VS сигнал не поступает. С приходом сигнала на вход одновибратора он вырабатывает прямоугольный сигнал требуемой длительности  $t_u$  и включает на этот промежуток времени генератор импульсов. Импульсный усилитель усиливает импульсы генератора до величины, необходимой для надежного отпириания VS. В качестве генератора импульсов обычно используется мультивибратор. Возможные схемы импульсных усилителей как с трансформаторным, так и с оптронным выходом широко представлены в [1] и поэтому здесь не приводятся.

Рассмотренная СЗ тиристоров на базе усилителя-формирователя может использоваться в КПА как постоянного, так и переменного тока. Однако, она все же достаточно сложна, и поэтому в бесконтактных ПА наряду с этой схемой также применяются СЗ, в которых для создания управляющих импульсов используется анодное напряжение силового тиристора ПК.

Варианты таких схем приведены на рис. 1.16,а и б. Эти схемы достаточно про-

сты, и, кроме того, управляющий импульс подается на тиристор только в течение времени его включения, что делает эти схемы очень экономичными по потребляемой мощности. Наиболее эффективны такие схемы в ПА переменного тока с высоким уровнем сетевого напряжения.

Роль импульсных усилителей в схемах рис. 1.16, а и б выполняют оптронные ключи, с помощью которых формируются управляющие импульсы для надежного отпирания тиристоров ПК, а также исключается потенциальная связь между силовыми цепями и цепями управления. В качестве оптронных ключей используются либо оптронный тиристор U1 (рис. 1.16,а), либо оптронный симистор U1 (рис. 1.16,б). В нерегулируемых ПК, предназначенных для нечастых включений, вместо оптронных ключей обычно используются недорогие и высоконадежные магнитоуправляемые маломощные контакты (герконы).

Работают схемы следующим образом. При наличии сигнала на выходе системы управления (СУ) транзистор VT1 включен и на управляющую цепь оптронных ключей U1 подается необходимое для их отпирания напряжение. Когда напряжение на аноде силового тиристора, например VS1, достигнет значения, при котором ток через ограничительный резистор R2 станет равным отпирающему току  $I_{yo}$  этого тиристора, последний включится и зашунтирует главную цепь оптронного ключа U1, исключая при этом ток в цепи управления VS1. Т.е. ток в цепи управления VS1, как уже отмечалось ранее, существует только в течение времени его включения. В противоположную полуволну сетевого напряжения таким же образом будет включаться параллельный силовой тиристор.

При отсутствии сигнала на выходе СУ оптронные ключи заперты и управляющие сигналы на тиристоры ПК не подаются.

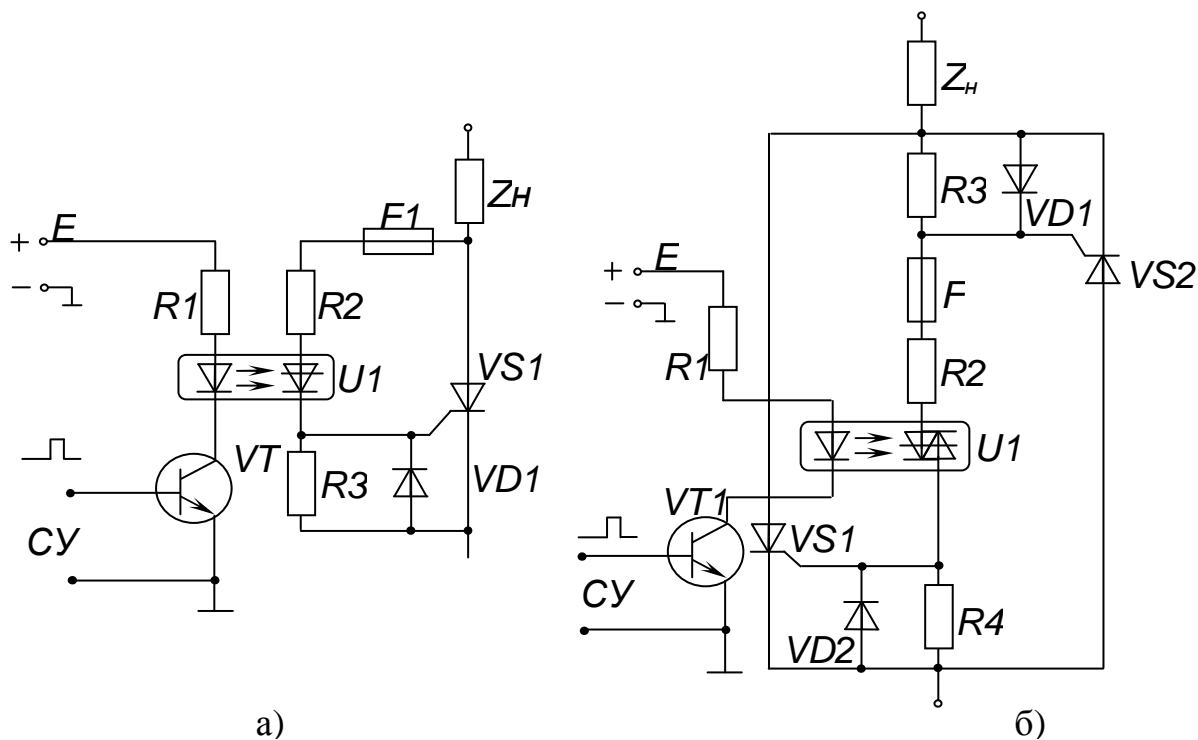


Рис. 1.16 – Схема запуска тиристоров от анодного напряжения:

- а) – с оптронным тиристором;
- б) – с оптронным симистором

Диоды VD1 и VD2 служат для защиты цепей управления тиристоров ПК от воздействия недопустимого обратного напряжения. Резисторы R3 и R4 выполняют роль согласующих элементов, а также повышают помехоустойчивость схемы.

Очевидно, что время включения ( $t_{в}$ ) силовых тиристоров будет максимальным при активной нагрузке ( $L_H = 0; R_H \neq 0$ ) и угле управления  $\alpha = 0$ . Это время можно определить из выражения:  $\sin \omega t_{в} \approx \frac{I_{yo}(R_2 + R_H)}{U_m}$ ;

$$t_{в} = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{yo}(R_2 + R_H)}{U_m}, \quad (1.1)$$

при  $R_H \ll R_2$   $t_{в} = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{yo} \cdot R_2}{U_m}$ ,

где  $\omega = 2\pi f$  - угловая частота;

$f$  - частота сети;

$U_m$  - амплитудное значение фазного напряжения сети.

Величина сопротивления ограничительного сопротивления резистора R2 при условии максимальной отдачи мощности определяется из выражения

$$R_2 = \frac{U_{yo}}{I_{yo}}, \quad (1.2)$$

где  $U_{yo}$  - отпирающее напряжение тиристора.

Однако полученное таким образом значение сопротивления должно обязательно удовлетворять неравенству

$$R_2 \geq \frac{U_m \sin \alpha}{I_{y \max}}, \quad (1.3)$$

где  $I_{y \max}$  - допустимое значение тока управления.

При активно-индуктивной нагрузке ( $L_H \neq 0; R_H \neq 0, R_H \ll R_2$ ) время включения силовых тиристоров будет определяться из равенства

$$\left(1 - e^{-\frac{t_{в}}{\tau}}\right) \cdot \frac{U_m \sin \alpha}{R_2} \cong I_{yo}, \quad (1.4)$$

где  $\tau = \frac{L_H}{R_2}$  - постоянная времени цепи управления;

$\frac{U_m \sin \alpha}{R_2} = I_{y \text{уст}}$  - установившееся значение тока в цепи управления;

$R_2$  - находят из выражений (1.2) и (1.3).

После соответствующих преобразований

$$t_{в} = \tau \ln \left(1 - \frac{I_{yo}}{I_{y \text{уст}}}\right). \quad (1.5)$$

СЗ тиристора от анодного напряжения широко используются в таких ПА переменного тока, как контакторы, выключатели и переключатели напряжения.

Рассмотренные варианты СЗ пригодны и для включения мощных симисторов и оптронных тиристоров.

Поскольку процессы включения и выключения полностью управляемых полупроводниковых приборов достаточно сложны, то в настоящее время для запуска двухоперационных тиристоров (IGCT-модулей) и БТИЗ (IGBT-модулей) используются стандартные схемы управления, которые называются драйверами. Они обеспечивают надежное включение и выключение этих приборов по сигналу управления (обычно с оптронной развязкой) и прекрасно сочетаются с цифровыми системами управления и элементами микропроцессорной техники.

Драйверы выполняются в интегральном исполнении и могут использоваться как в виде отдельных узлов (микросхем), так и в составе силовых блоков (модулей), включающих несколько полностью управляемых приборов, соединенных по стандартным схемам. Выпускают драйверы те же фирмы, что и изготавливают полностью управляемые силовые полупроводниковые приборы.

### 1.3.2. Схемы управления полупроводниковыми ключами гибридных полупроводниковых аппаратов

В гибридных ПА, как это следует из принципа их работы [1, 8], схема управления (СУ) бесконтактной частью аппарата должна обеспечивать не только надежное включение МПП, но и дополнительно обеспечивать определенную последовательность в работе контактной системы и бесконтактной части, необходимую для создания качественной бездуговой коммутации цепи. Это определило и специфику построения рассматриваемых СУ, и многообразие способов их создания [34].

Для удобства рассмотрения этих схем и их сравнительного анализа они разбиты по сочетанию характерных признаков на группы (см. табл. 1.3).

Варианты управления бесконтактной частью гибридного контактора, относящиеся к группе «а», представлены на рис. 1.17,а и б. Устройство, выполненное по варианту рис. 1.17,а, работает следующим образом. При нажатии на кнопку S1 (ПУСК) поступает переменное напряжение на первичную обмотку трансформатор Т1, со вторичных обмоток которого через выпрямительные мосты VD1 и VD2 напряжение поступает на управляющие переходы тиристоров VS1 и VS2.

Таблица 1.3

Характерные признаки		Группы вариантов управления				
		а	б	с	д	
Управление	вспомогательными контактами	+	+			
	бесконтактное			+	+	
Источник управляющего сигнала	посторонний	+		+		
	напряжение на главных контактах		+		+	
	ток в цепи главных контактов (ГК)					
Время действия управляющего сигнала	во включенном состоянии аппарата	+	-	+	-	
	в момент размыкания ГК		+		+	

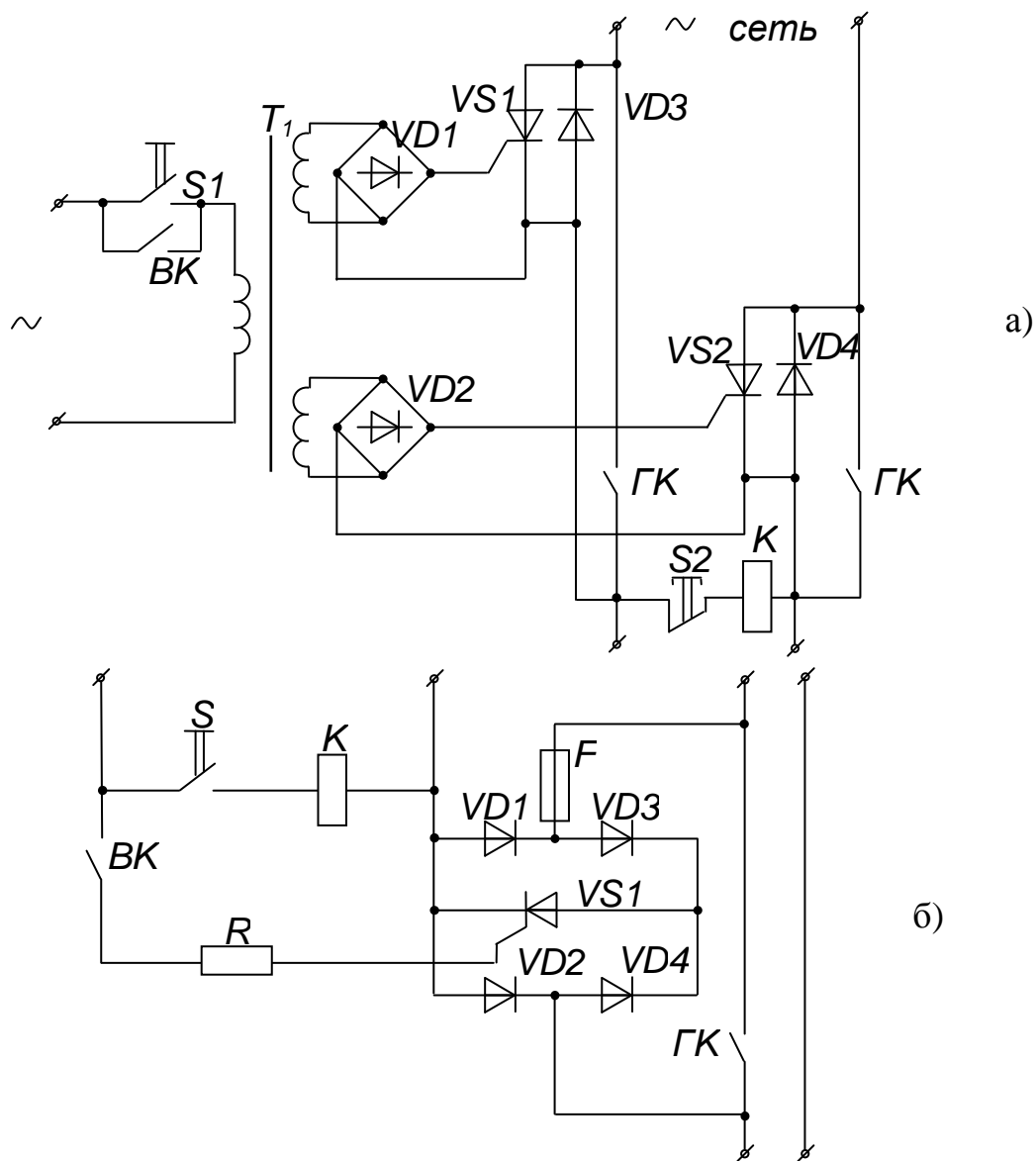


Рис. 1.17 – Варианты управления группы «а»

Последние включаются, напряжение сети подается на нагрузку и одновременно через размыкающую кнопку S2 (СТОП) на катушку контактора К. Контактор К включается и шунтирует своими главными контактами (ГК) цепи: тиристор VS1- диод VD3 и тиристор VS2 - диод VD4, вследствие чего ток нагрузки переходит в цепь ГК. Одновременно вспомогательный контакт (BK) шунтирует кнопку S1. Поэтому управляющий сигнал на тиристоры VS1 и VS2 подается в течение всего времени включенного состояния аппарата, при этом анодное напряжение на тиристорах, равное падению напряжения на замкнутых контактах ГК, достаточно мало, и по тиристорам VS1 и VS2 (равным образом и по диодам VD3 и VD4) ток не течет. Отключение аппарата производится нажатием кнопки S2, при этом цепь катушки К размыкается. Условие бездуговой коммутации при отключении соблюдается, если BK, шунтирующий кнопку S1, размыкается несколько позже ГК. Тогда к началу размыкания ГК тиристоры VS1 и VS2 по управлению включены, и ток нагрузки из цепи ГК переходит в

шунтирующую цепь. После размыкания ВК управление с тиристоров снимается, и они отключаются при переходе тока через нуль.

Устройство по варианту рис. 1.17,б работает аналогично рассмотренному выше, но здесь источник управляющего сигнала постоянного тока общий для цепи управления тиристора VS1 и катушки контактора К. Кроме того, здесь также должно быть обеспечено замыкание УК раньше замыкания ГК, а его размыкание позже размыкания ГК. В устройстве (см. рис. 1.18), относящемся к вариантам управления группы «в» должна быть обеспечена следующая последовательность срабатывания контактов:

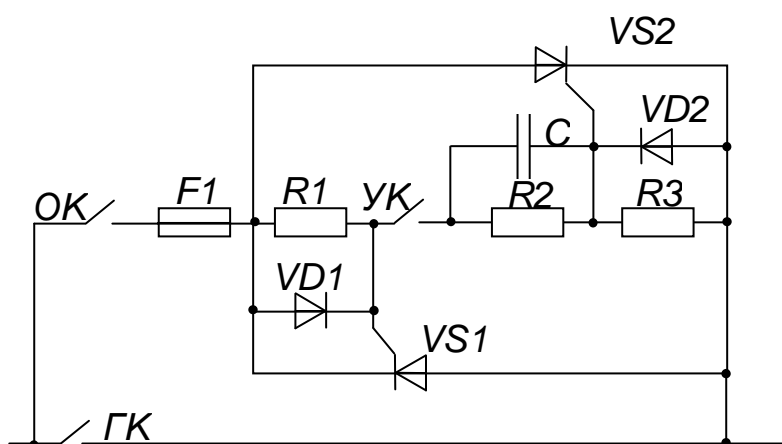


Рис.1.18 – Вариант управления группы «в»

последовательность срабатывания контактов:

1) при включении сначала замыкается отдельный контакт (ОК), затем управляющий контакт (УК), а затем главный контакт ГК;

2) при отключении вначале размыкается ГК, затем УК, а затем через промежуток времени не меньше полу-периода тока главной цепи – ОК.

При такой последовательности срабатывания контактов обеспечивается включение тиристоров VS1 и VS2 до замыкания ГК, что создает режим бездугового включения. После замыкания ГК с тиристоров снимается сигнал управления и анодное напряжение, а в начале размыкания ГК увеличивающееся падение напряжения на нем является управляющим сигналом и включает тиристор VS1 или VS2. Этим обеспечивается бездуговое отключение.

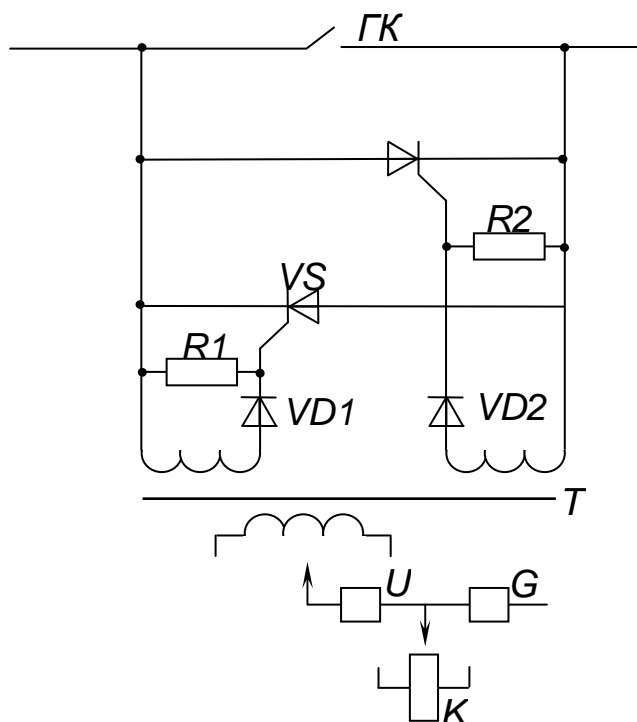


Рис. 1.19 – Вариант управления группы

К вариантам управления группы «с» относится устройство, в котором имеется бесконтактный генератор импульсов  $U$  (см. рис. 1.19), который через импульсный трансформатор  $T$  подает сигналы управления на тиристоры  $VS1$  и  $VS2$ . Генератор импульсов получает питание от источника постоянного тока  $G$  одновременно с катушкой контактора  $K$ , т.е. тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  включаются раньше замыкания  $ГК$ , что обеспечивает бездуговое включение. Имеющаяся в составе генератора импульсов цепь задержки обеспечивает поступление управляющего сигнала на тиристоры и некоторое время после снятия напряжения источника постоянного тока, чем обеспечивается бездуговое отключение.

Интерес представляет устройство, относящееся к группе «d» (см. рис.1.20).

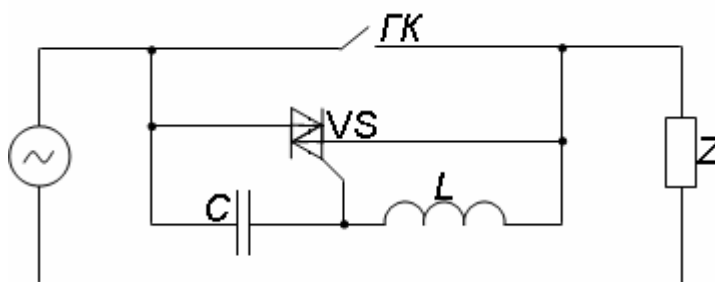
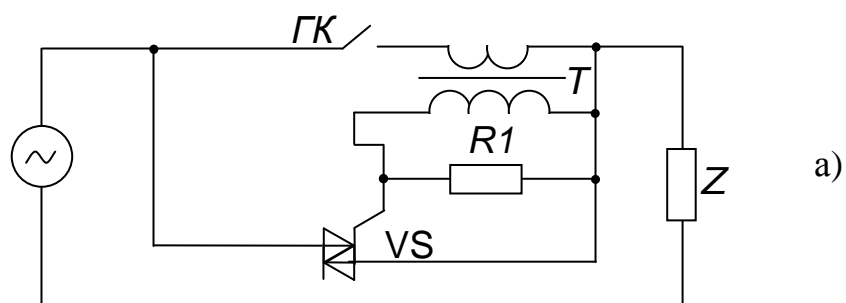
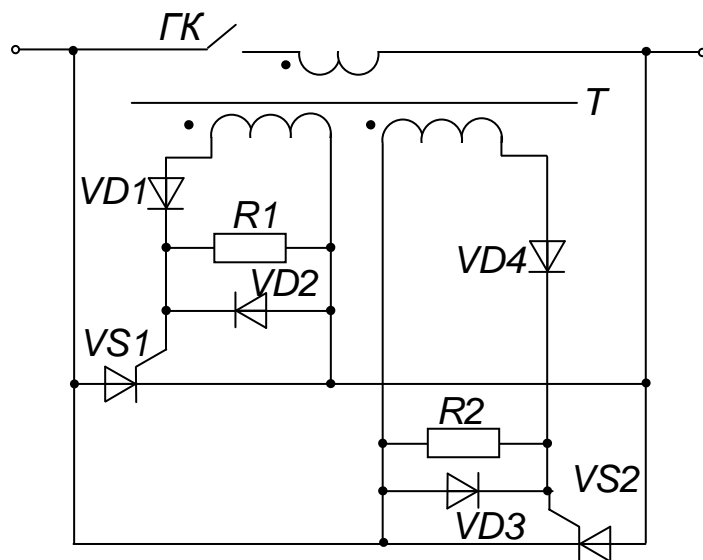


Рис. 1.20 – Вариант управления группы «d»



а)



б)

Рис. 1.21 – Варианты управления группы «e»

В нем цепь управления полупроводникового прибора VS состоит из реактивных элементов: конденсатора С и индуктивности L, величины которых подобраны таким образом, чтобы обеспечить включение МПП в начале процесса возникновения дуги на ГК. Однако схемой обеспечивается работа устройства лишь при совпадении фаз тока и напряжения, и использование его в аппаратах при различном характере нагрузки не представляется возможным.

Устройства, в которых управление соответствует варианту группы «е», имеют трансформатор Т, от вторичных обмоток которого поступает сигнал на управляющие переходы полупроводниковых приборов: симистора VS1 (см. рис. 1.21,а) или тиристоров VS1и VS2 (см. рис. 1.21,б). На этих рисунках показано схему управления, соответствующую [1, 34], где наилучшим образом реализованы достоинства этого способа управления. При размыкании ГК и протекании тока по главной цепи на вторичных обмотках возникает напряжение, и полупроводниковые приборы, шунтирующие ГК, подготовлены к включению. При расхождении ГК и увеличении падения напряжения на них ток из главной цепи переходит в шунтирующую цепь, причем этот процесс одинаков как при вибрации ГК, имеющей место при включении аппарата, так и при размыкании, соответствующему отключению аппарата. Когда ток переходит в шунтирующую цепь, снимается сигнал управления с полупроводниковых приборов. Последние выключаются при переходе тока через нулевое значение.

Существует ряд модификаций основного варианта группы «е» [34], в которых предложены оригинальные схемные решения, направленные как на снижение

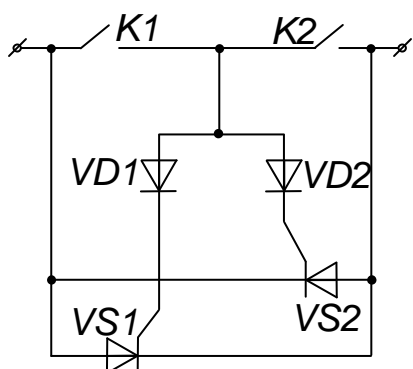


Рис. 1.22 – Вариант управления группы «б» для мостиковых контактов

потребляемой мощности СУ во включенном состоянии аппарата, так и на повышение устойчивости МПП и СУ к сквозным токам короткого замыкания.

Для аппаратов с мостиковыми ГК разработана достаточно простая схема управления [34] (см. рис. 1.22).

Эта схема является разновидностью схем группы «в». В ней K1 и K2 – два разрыва цепи, образованные мостиковым контактом. В отключенном состоянии аппарата (K1 и K2 разомкнуты) сигнал управления на тиристоры VS1 и VS2 не поступает. Во включенном состоянии аппарата K1 и K2 замкнуты, управляющие переходы тиристоров закорочены. Сигнал управления поступает на указанные приборы только в начале процесса размыкания контактов (при увеличении падения напряжения на K1 или K2) и приводит к включению одного из тиристоров, чем вновь снимается сигнал управления. При достижении током в цепи полупроводниковых приборов нулевого значения они отключаются, и процесс коммутации заканчивается. Эта схема имеет малые габариты и стоимость, достаточно надежна в работе, не имеет потерь энергии во включенном или отключенном состоянии аппарата.



Чтобы использовать преимущества указанной выше схемы и выполнить защиту МПП от повреждения при протекании сквозных токов короткого замыкания, разработано устройство [34], кинематическую схему которого приведено на рис. 1.23. Управляющий вывод полупроводникового ключа 1 соединен с контактным мостиком 2, расположенным в изоляционной траверсе 3, посредством контактного элемента 4, связанного гибкой связью (пружина 5) с той же изоляционной траверсой. При включении контактора траверса 3 перемещается в направлении, указанном на рис. 1.23.

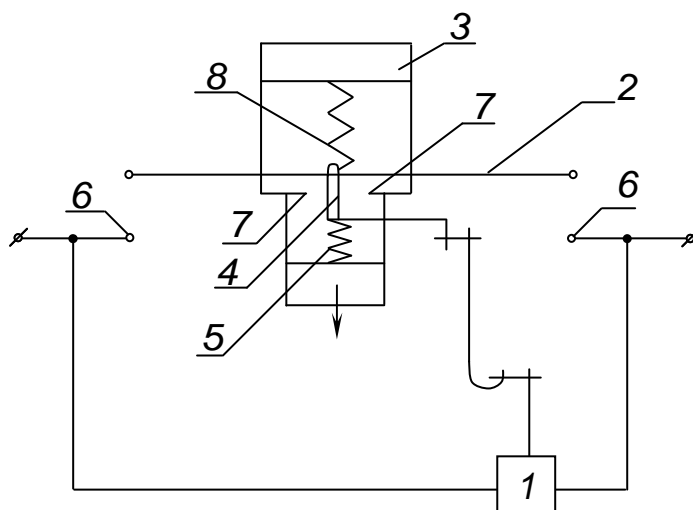


Рис. 1.23 – Устройство с защитой от повреждения при токе короткого замыкания

При касании мостикового контакта 2 с неподвижными контактами 6 соединение контактного элемента 4 с мостиковым контактом 2 сохраняется, но при дальнейшем перемещении траверсы 3 упоры 7 захватывают контактный элемент 4, и его электрическая связь с мостиковым контактом 2 нарушается. Необходимое контактное нажатие обеспечивается пружиной 8. То есть во включенном состоянии контактора управляющая цепь ключа 1 разорвана, и при возможном отбросе мостикового контакта 2 при протекании сквозного тока короткого замыкания включение полупроводникового ключа 1 произойти не может.

Рассмотренные группы вариантов управления бесконтактной частью гибридных ПА подвергнуты сравнительному анализу по следующим показателям.

1. Показатель качества бездуговой коммутации:

а) отсутствие ограничений по нижнему пределу тока, коммутируемого без дуги.

2. Показатель долговечности:

а) соответствие ресурса схемы управления коммутационной износостойкости ГК.

3. Показатели безотказной работы:

а) отсутствие возможности повреждения МПП при потере контакта ГК при включении;

б) возможность создания защиты МПП от повреждения при сквозных токах короткого замыкания

4. Показатели схемных и конструктивных характеристик аппарата:

а) отсутствие необходимости в постороннем источнике управляющего сигнала;

б) отсутствие необходимости усложнения кинематической схемы аппарата;

в) отсутствие потерь энергии в схеме управления во включенном состоянии аппарата;

г) габариты схемы управления.

Результаты сравнения представлены в табл. 1.4, куда показатели внесены под номерами, указанными выше. Наличие качества отмечено знаком «+», а его отсутствие знаком «-». Ввиду того, что такой показатель как габариты схемы управления может быть оценен только в сравнении с каким-то из рассмотренных вариантов, то вариант, принятый за уровень отсчета, обозначен «0». Вариант с большими габаритами (ухудшение качества) отмечен знаком «-», а с меньшими габаритами – знаком «+».

Таблица 1.4

Номер показателя		Значение показателей для вариантов управления по группам				
		a	b	c	d	e
1	а)	+	+	+	+	+
2	а)	-	+	+	+	+
3	а)	-	-	-	-	+
	б)	-	-	+	-	+
4	а)	-	+	-	+	+
	б)	-	-	+	+	+
	в)	-	+	-	+	+
	г)	+	+	-	+	0

По показателям безотказной работы необходимо сделать следующие замечания.

Потеря контакта при включении аппарата представляет опасность для тех ГПА, в которых МПП включаются раньше замыкания ГК. Тогда при включении аппарата ток из цепи МПП не переходит в цепь ГК, а длительно протекает в цепи МПП. А так как МПП в ГПА не рассчитаны на длительный режим работы, то это может привести к выходу их из строя. Кроме того, в ПА с предварительным включением МПП вероятность потери контакта возрастает, так как замыкание контактов происходит при напряжении на них равном падению напряжения на МПП, т.е. 1-1,5 В, что может оказаться недостаточным для разрушения окисных пленок на поверхности контакта. При протекании по замкнутым ГК сквозного тока короткого замыкания может иметь место электродинамический сброс контактов, сопровождающийся переходом тока из главной цепи в шунтирующую. Причем величина тока может превосходить значение предельно допустимого ударного тока для МПП, включенных в шунтирующую цепь, и это также может привести их к выходу из строя.

Из результатов сравнения следует, что для последующей разработки исключаются лишь варианты «а» и «d» по следующим причинам:

1) для варианта «а» необходим посторонний источник управляющего сигнала, что снижает эксплуатационные характеристики аппарата и затрудняет его применение в автоматизированных комплектных устройствах, где работоспособность должна обеспечиваться с высокой надежностью при значительном колебании напряжения сети;

2) вариант «d» работоспособен лишь в ограниченном диапазоне величины и характера нагрузки, что принципиально не соответствует требованиям, предъявляемым к коммутационным аппаратам.

Остальные варианты обладают как достоинствами, так и недостатками, причем последние нельзя считать принципиально неустраиваемыми.

Так основным недостатком СУ с трансформатором тока (в вариант «е») наряду с множеством ее преимуществ является наличие зоны возможного возникновения дуги при размыкании контактов при токах вблизи их перехода через нуль. Рассмотрим это положение более детально. Зона возможного возникновения электрической дуги при коммутации нагрузки для данного случая определяется из выражения [1]

$$2t_1 = \frac{2}{\omega} \arcsin \frac{I_{yo} W_2}{I_m W_1}, \quad (1.6)$$

где  $W_1$  и  $W_2$  - число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора тока (обычно  $W_1 = 1$ );

$I_m$  - амплитудное значение коммутируемого тока;

$t_1$  - время, при котором ток управления  $I_y$  равен  $I_{yo}$ .

Очевидно, что основным критерием, определяющим допустимую величину этой зоны, является электрический износ контактов.

Из [36] следует, что в первом приближении электрический износ контактов зависит от количества заряда, прошедшего через контакты в процессе существования на них дуги. Воспользуемся этим положением для оценки износа контактов.

Количество заряда, проходящего через дугу в данном устройстве, определяется в зависимости от момента размыкания ГК из следующих выражений:

$$q_1(t) = \int_t^{t_1} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\omega} (\cos \omega t - \cos \omega t_1), \quad (1.7)$$

если размыкание ГК происходит в промежутке времени  $0 < t < t_1$ , и

$$q_2(t) = \int_t^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\omega} (\cos \omega t + 1), \quad (1.8)$$

если размыкание ГК происходит в промежутке времени  $\frac{T}{2} - t_1 < t < \frac{T}{2}$ . В промежутке времени  $t_1 < t < \frac{T}{2} - t_1$   $q(t) = 0$ . В связи с тем, что процесс размыкания контактов носит случайный характер, то для оценки износа контактов необхо-

димо воспользоваться среднестатистическим значением количества заряда  $q_{cp}$ . На основании [37]

$$q_{cp} = \int_0^{t_1} q_1(t) f(t) dt + \int_{\frac{T}{2}-t_1}^{T/2} q_2(t) f(t) dt, \quad (1.9)$$

где  $f(t) = \frac{2}{T}$  - плотность распределения случайного аргумента (в нашем случае значения  $t$  равновероятно распределены внутри интервала времени от 0 до  $\frac{T}{2}$ ).

После соответствующих преобразований

$$q_{cp} = \frac{I_m}{\pi} t_1 (1 + \cos \omega t_1).$$

Тогда электрический износ контактов  $N_k$

$$N_k = A \frac{I_m}{\pi} t_1 (1 + \cos \omega t_1) \cdot n, \quad (1.10)$$

где  $A$  – коэффициент, учитывающий материал контактов;  
 $n$  – число циклов отключения.

Аналогичным образом получим подобные выражения для контактного аппарата

$$q'(t) = \int_t^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\omega} (1 + \cos \omega t). \quad (1.11)$$

Здесь предполагается, что при первом переходе тока через нуль дуга гаснет (т.е. рассматривается идеальный контактный аппарат).

$$q'_{cp} = \int_0^{T/2} q'(t) \frac{2}{T} dt = \frac{I_m}{\omega}; \quad N'_k = A \frac{I_m}{\omega} \cdot n. \quad (1.12)$$

Очевидно, что для определения меры электрического износа контактов в рассматриваемом гибридном ПА наиболее удобно воспользоваться отношением

$$\frac{N'_k}{N_k} = \frac{T}{2t_1(1 - \cos \omega t_1)}. \quad (1.13)$$

В табл. 1.5 приведены значения  $\frac{N'_k}{N_k}$  для разных  $t_1$ . Для удобства анализа

там же приведены значения вероятности бездуговой коммутации  $P = 1 - \frac{4t_1}{T}$  и

отношения  $\frac{I_y W_2}{I_m W_1}$ , соответствующие заданным значениям  $t_1$ .

Из табл. 1.5 следует, что для надежной работы контактов ГПА необходимо, чтобы величина зоны возможного возникновения дуги была меньше 2 мс ( $t_1 < 1$  мс). Как правило, это условие при расчете трансформаторов тока выполняется со значительным запасом. Причем, чем выше значение коммути-

руемого тока, тем меньше влияние зоны возможного возникновения дуги на износ контактов.

Таблица 1.5 - Значения  $\frac{N'_k}{N_k}$  для разных значений  $t_1$

$t_1, \text{мс}$	0	0,5	1	1,5	2	3	4	5
P	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,4	0,2	$\lim P \rightarrow 0$ при $t \rightarrow 5$
$\frac{I_{y0} w_2}{I_m w_1}$	0	0,156	0,308	0,453	0,587	0,808	0,95	1,0
$\frac{N'_k}{N_k}$	$\infty$	1440	204	61,2	26,2	8,6	3,8	2

Таким образом, разработки схем управления гибридных ПА переменного тока и их дальнейшее усовершенствование может идти по пути использования вариантов «в», «с», «е». При создании СУ гибридных ПА постоянного тока используются те же принципы, что и были рассмотрены выше при анализе СУ бесконтактных и гибридных ПК переменного тока.

#### 1.4. Тенденции развития управляемых мощных полупроводниковых приборов и их современное состояние

Поскольку управляемые мощные (силовые) полупроводниковые приборы (МПП) или силовые полупроводниковые ключи составляют основу силовых коммутационных полупроводниковых аппаратов, то изучение тенденции развития этих приборов, а также знание современного состояния обеспечивает осознанное, квалифицированное использование достижений этой техники в современном электроаппаратостроении.

Для того чтобы полно и качественно изложить данный материал, предварительно проведём обзор основных исторических этапов разработки силовых ключей и кратко оценим полученные при этом результаты. В специальной литературе [38, 39] принято деление на следующие этапы, представленные ниже в хронологическом порядке.

**1. Конец 40-х – начало 60-х годов.** Разработка основных типов управляемых полупроводниковых ключей (биполярных и униполярных транзисторов) на базе известных теорий твердотельной электроники. При этом повышение мощности приборов достигается за счёт увеличения физических размеров структуры. Для тиристорных ключей подобный подход обеспечивает увеличение коммутационных токов до 100 А и напряжений до 1000 В. Для транзисторов по-прежнему остаётся актуальной задача разработки прибора на большие токи с хорошими динамическими показателями.

**2. Конец 50-х – начало 70-х годов.** Разработка первых полупроводниковых ключей на базе вертикальных и многоканальных структур. Появление планарной и эпитаксиальной технологий, а также совершенствование диффузии в

полупроводниковые структуры. Осваивается серийное производство мощных биполярных и полевых транзисторных ключей, способных рассеивать мощность в несколько ватт и мощных тиристорных ключей на токи до 630 А и напряжения до 1500 В. Практическое применение мощных тиристорных ключей позволило выявить сильные и слабые стороны биполярных и униполярных приборов и сформулировать задачу создания более современной комбинированной структуры.

**3. 70-е годы.** Разработка составных транзисторных и тиристорных ключей на дискретных элементах, сочетающих преимущества биполярных и полевых приборов. Этот период можно характеризовать как схмотехнический этап в преддверии нового технологического скачка.

**4. Конец 70-х – начало 80-х годов.** Применение усовершенствованных подходов интегральной электроники в технологии силовых ПК. Разработка мощных гибридных модулей и создание первых поколений совмещённых биполярно-полевых монолитных структур. В этот отрезок времени удаётся повысить мощность, переключаемую приборами, более чем в 100 раз. Для транзисторных ключей уровень коммутируемых токов и напряжений составляет сотни ампер и тысячи вольт. Тиристорные ключи становятся полностью управляемыми и захватывают мегаваттный диапазон мощностей.

**5. 90-е годы.** Совершенствование технологии ПК в заданном диапазоне мощностей и предельных напряжений. Этот период характеризуется улучшением качественных показателей ключевых приборов по быстродействию и остаточным напряжениям.

**6. Конец 90-х годов – настоящее время.** Разработка новых поколений силовых ключей с применением субмикронных технологий. Внедрение управляющих структур с изолированным затвором в структуры мощных тиристорных ключей. Широкое применение «разумных» или «интеллектуальных» приборов, способных решать целый спектр задач как по управлению и защите, так и по диагностике. Конец XX века и начало XXI века по-прежнему демонстрируют тенденцию к созданию универсального ПК, управляемому по изолированному затвору с мощностью переключения, соответствующей «тиристорному» диапазону и остаточному напряжению, близкому к прямому напряжению обычного диода. Продолжается дальнейшее усовершенствование однооперационных тиристорных ключей в сторону повышения коммутируемых токов и напряжений сверх 10 кА и 10 кВ соответственно.

Таким образом, мы видим, что полувековой путь эволюционного развития полупроводниковых ключей устремлён к созданию ключа с «идеальными» свойствами, который должен иметь остаточное напряжение и токи утечки, равные нулю, мгновенно переключать бесконечно большие токи и блокировать бесконечно большие напряжения при нулевой мощности управления [38, 39]. По-видимому, это достижимо только в виртуальных задачах, например, при моделировании электронных схем на ЭВМ. Реальные ключи могут лишь в той или иной степени приближаться к идеальным.

Как следует из приведенного обзора [38 - 42] именно в 80-х годах начался наиболее динамичный этап в развитии силовой электроники, связанный с вне-

дрением в технологию управляемых СПП усовершенствованных методов интегральной электроники. Благодаря этому были созданы полностью управляемые СПП с параметрами, приближающимися к ключу с «идеальными» свойствами. Среди них наибольшее практическое применение получили мощные биполярные транзисторы с изолированным затвором (*IGBT*) и запираемые или двухоперационные тиристоры типов *GTO*, *GCT* и *IGCT* (*IGCT* с интегральным формирователем импульсов управления) и их интегральные сборки.

*IGBT* является компромиссным решением, позволяющим объединить положительные свойства полевого управления и биполярной проводимости, и является, таким образом, транзистором с комбинированной структурой. В настоящее время *IGBT* является наиболее совершенным серийно выпускаемым ключевым прибором комбинированного типа [38 - 40, 42]. Диапазоны токов и напряжений *IGBT* быстро расширяются и в настоящее время они практически полностью вытеснили в преобразовательной технике все остальные типы запираемых ключей в диапазоне мощностей от единиц до тысяч кВА. Однако следует отметить ряд недостатков этих приборов, обусловленных физическими особенностями их работы: весьма значительное для биполярного ключа падение напряжения в открытом состоянии, подверженность эффекту «защёлкивания» и, как следствие, пониженная стойкость к токам короткого замыкания, относительно невысокое по сравнению с МДП-аналогами (металл-диэлектрик-полупроводник) быстродействие.

Первое поколение *IGBT* (начало 80-х годов) по плотности тока в 20 раз превосходило МДП и в 5 раз биполярные транзисторы, хотя имело относительно высокие время выключения 10 – 20 мкс и напряжение во включённом состоянии 4 – 5 В. Совершенствование технологии управления временем жизни неосновных носителей повысило быстродействие *IGBT* до 200 – 300 нс. К концу 80-х годов были разработаны приборы второго поколения как дискретного, так и модульного типов на токи от десятков до сотен ампер с напряжением блокировки до 1200 В [39].

Включение дополнительного высоколегированного  $n^+$ -слоя, названного буферным, в структуру транзистора позволило повысить уровень пробивных напряжений и скорость переключения. Диапазон рабочих токов *IGBT* расширяется до сотен ампер путём использования модульных конструкций отдельных полумостовых и мостовых конфигураций. Таким образом, к концу 90-х годов применяется уже третье поколение этих транзисторов. Среди наиболее эффективных конструкций этого типа следует отметить модули серии ECONOPACK – фирмы Siemens и U-SERIES – фирмы Mitsubishi Electric [39].

На рис. 1.24 приведено зависимость напряжения насыщения от времени спада коллекторного тока для *IGBT*-ключей первых трёх поколений, наглядно иллюстрирующая тенденцию по снижению остаточного напряжения у этих поколений и показывающая, что по-прежнему остаётся актуальной задача по снижению указанного напряжения [38, 39].

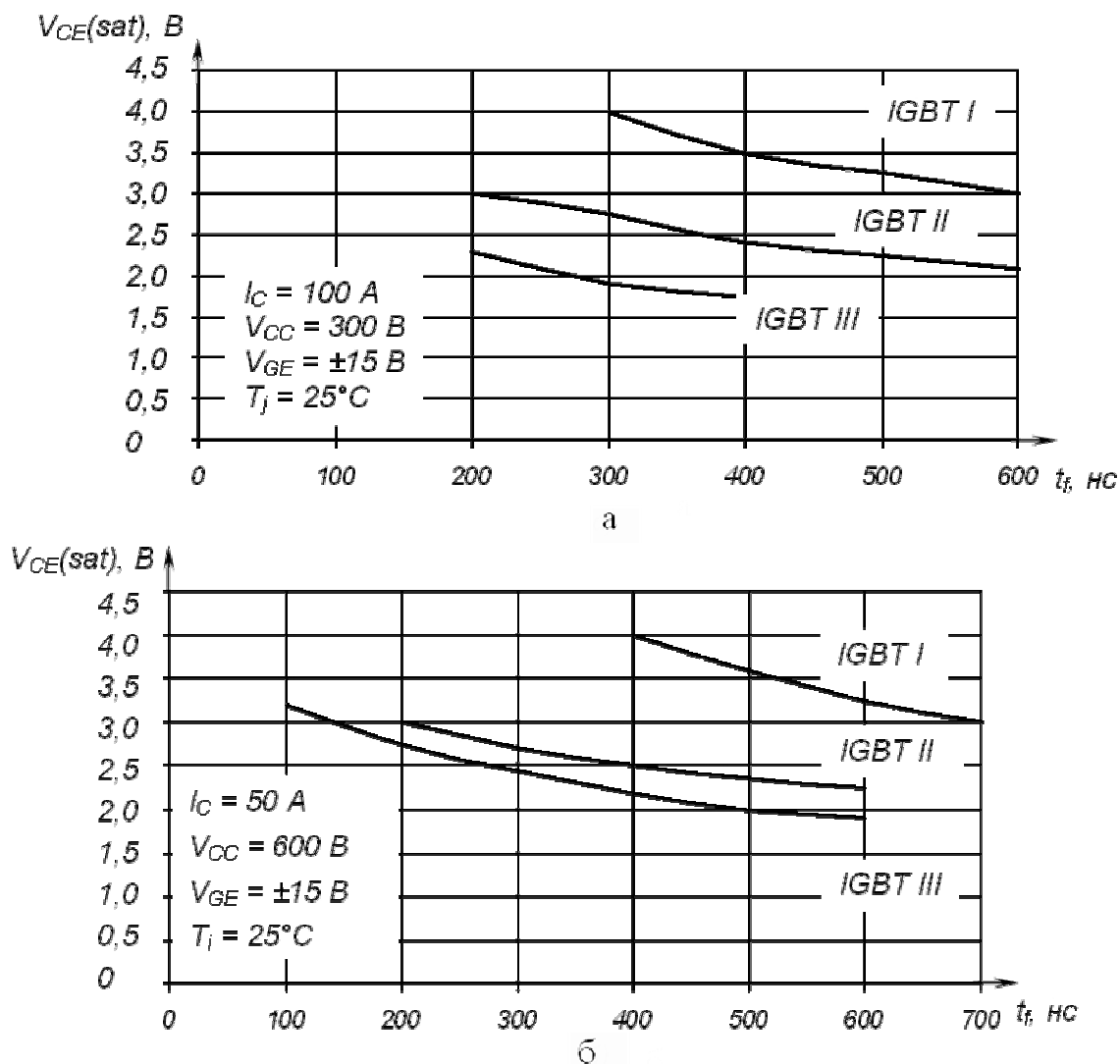


Рис. 1.24 - Зависимость напряжения насыщения IGBT-ключей разных поколений от времени спада коллекторного тока:  
 а – класс напряжения 600 В; б – класс напряжения 1200 В

В 90-е годы был наконец достигнут высоковольтный диапазон от 1300 В и более, традиционно считавшийся тиристорным, когда были разработаны так называемые *HV*-структуры *IGBT* (High Voltage) на класс напряжений 1700 В. В основу высоковольтного ключа была положена гомогенная структура *IGBT*, выполненная по планарно-эпитаксиальной технологии (*NPT*-структура). Для защиты от пробоя использовалось поликристаллическое кремниевое охранное кольцо, которое уменьшало кривизну поверхностных полей [38, 39].

Для уменьшения остаточных напряжений в структуре оптимизировалось время жизни носителей. Ключи были разработаны на токи до 300 А и имели остаточное напряжение 2,5 – 4 В при частоте переключений до 50 кГц. Аналогичные ключи были разработаны и на основе использования эпитаксиальной структуры (*PT*-структуры) *IGBT*, что позволило уменьшить остаточное напряжение до 2,7 В при токе 400 А. Уже в конце 90-х годов появились разработки *HV-IGBT* на напряжения 2500 – 3000 В.



В конце 90-х годов компания Mitsubishi Electric разработала новую технологию четвёртого поколения для приборов *PT-IGBT* на основе вертикального затвора Trench Gate. Главным результатом применения Trench-технологии стало существенное уменьшение статических потерь IGBT и выход на новый уровень остаточных напряжений: 1,6 В для приборов на 600 В и 1,8 В для приборов на 1200 В (рис. 1.25) [39].

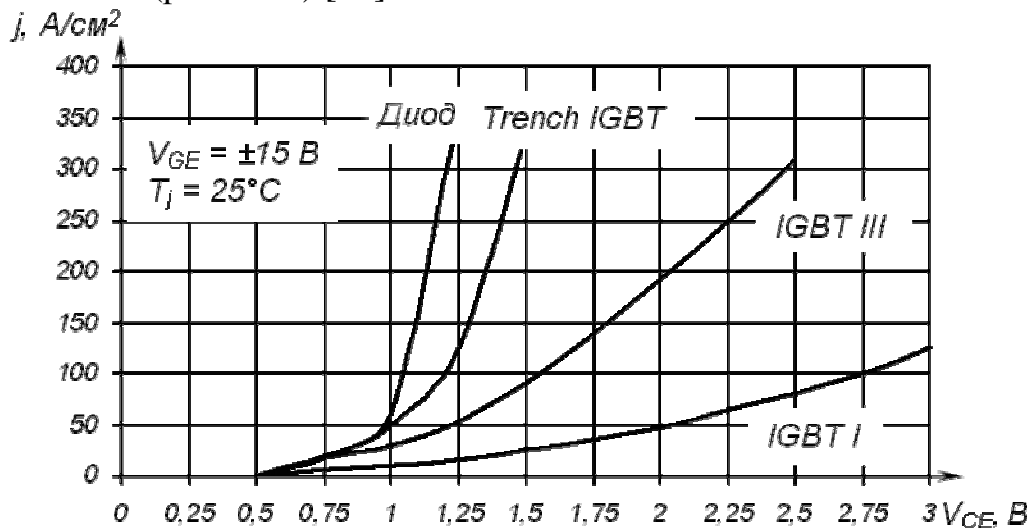


Рис. 1.25 - Сравнение ВАХ IGBT-ключей разных поколений с характеристикой диода

Кроме того, в эти приборы (серии *F*) была дополнительно введена схема защиты транзистора от короткого замыкания *RTC* (Real Time Control Circuit), предназначенная для мгновенного уменьшения напряжения на затворе со стандартных 15 В до 11 В. Следует, однако, отметить, что увеличение плотности упаковки вертикальных ячеек привело к существенному росту входной ёмкости прибора, что в свою очередь повысило мощность управления ключом и снизило его быстродействие [39].

К 2004 году всё той же компанией Mitsubishi Electric было представлено пятое поколение *IGBT*, получившее название *CSTGBT* (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor), т.е. биполярные транзисторы с изолированным вертикальным Trench-затвором с накопленными носителями [38, 39]. Они имеют дополнительный *n*-слой, создающий барьер, препятствующий проникновению дырок из базового эпитаксиального слоя в *p*-эмиттер. Это способствует накоплению носителей в базовом слое *IGBT* на границе с эмиттером и снижению остаточного напряжения до 1,8 – 2,0 В. В пятом поколении *IGBT* не применяется гибридная *RTC*-схема для ограничения тока короткого замыкания, поскольку проблема токовой перегрузки решена на самом кристалле *IGBT* благодаря новой технологии *Plugget Self Merget (PCM)*, в которой обеспечивается оптимизация «шага» вертикальных ячеек затвора с помощью подключения только необходимого их количества, обеспечивающего относительно низкий ток насыщения при перегрузке и снижение входной ёмкости.

Таким образом, на протяжении последних десятилетий усилия разработчиков *IGBT*-ключей постоянно направлены на снижение остаточного напряжения, повышение быстродействия и устойчивости переключения при всё возрастаю-

щих величинах токов и блокирующих напряжений прибора [38, 39]. Причём поставленные задачи решаются с каждым годом всё более качественно. Так в настоящее время фирма Toshiba Semiconductor разработала биполярный транзистор с изолированным затвором и увеличенной инжекцией *IEGT* (Injection Enhanced Gate Transistor). Этот прибор имеет прямое (остаточное) напряжение и плотность тока, соответственные мощным биполярным (обычным) тиристорам, а динамические параметры переключения характерные для *IGBT*. Сейчас производится несколько типов *IEGT*-модулей прижимной и паяной конструкций, в том числе и сверхмощных на ток 750 А и напряжение 6,5 кВ.

Технологическая революция 80-х годов не могла не затронуть стоящую несколько в стороне на непоколебимых позициях большой мощности тиристорную ключевую электронику. К середине 80-х годов этот класс приборов пополняется структурами с полевым запирающим и названными *MCT* (Mos Controlled Thyristor), которые отпираются и запираются полем при очень высоких плотностях тока (более 2000 А/см<sup>2</sup>). Однако разработка этих перспективных приборов столкнулась с серьёзной проблемой – резким снижением допустимой плотности тока с ростом числа структурообразующих элементов. Значительно больших успехов на тот период достигла технология запираемых или двухоперационных тиристоров – *GTO* (Gate Turn-off Thyristor). Хотя теоретический принцип запирающей *p-n-p-n*-структуры по электроду управления был известен ещё с начала 60-х годов, но только разработка интегральных многоячеековых структур позволяет наладить первые серийные выпуски мощных *GTO* к середине 70-х годов. Технологические успехи 80-х годов позволяют фирмам-изготовителям почти в 100 раз повысить мощность, переключаемую *GTO* (до 2,5 кА по току и 4,5 кВ по напряжению) [39]. В зависимости от обратного блокируемого напряжения различают структуры без шунтирования анодного перехода и с шунтированием, а также структуры со встроенным обратным диодом. Две последние обладают меньшим остаточным напряжением, хотя отдельные типы двухоперационных тиристоров были разработаны для высокочастотных схем средней мощности, основное применение *GTO* в мощных цепях среднего напряжения, где не могут быть использованы биполярные и полевые транзисторы. Например, к середине 80-х годов на *GTO* были разработаны инверторы напряжения для двигателей электровозов. Это позволило заменить на железнодорожном транспорте двигатели постоянного тока на более экономичные и надёжные двигатели переменного тока. После успехов в технологии *GTO* область применения однооперационных тиристоров (*SCR*) существенно сужается. Их развитие идёт по пути повышения рабочих токов и напряжений и к концу 80-х годов уже изготавливают на предельные токи до 3 кА и напряжения до 6 кВ.

Конкуренцию двухоперационным тиристорам составляют применяемые в тех же классах вентильных преобразователей индукционные тиристоры (*SITH* – Static Induction Thyristor), которые изготавливаются по комбинированной технологии. Важным преимуществом индукционных тиристоров (ИТ) перед *GTO* является малое прямое падение напряжения при относительно высоких рабочих напряжениях. Однако такие его недостатки как способность проводить ток при

нулевом смещении на затворе, а также сложная и дорогостоящая технология изготовления пока сдерживают его применение [38, 39].

Наступление комбинированных технологий на некогда считавшиеся неприступными позиции биполярных тиристорov заставляет разработчиков этих приборов двигаться дальше в область мегаваттных мощностей. Так компания Mitsubishi Electric разработала *GTO* на ток 6 кА и на напряжение 6 кВ, выполненный по многоячейковой технологии на шестидюймовой кремниевой пластине и в специальном корпусе с молибденовыми дисками (термокомпенсаторами), отделяющими пластину от медных оснований анода и катода. Коэффициент запираения у него равен примерно 5 – 6, а время выключения порядка 5 мкс. Тиристор выдерживает ударные токи до 40 кА и имеет остаточное напряжение при этом не более 6 В. Эти уникальные достижения оказались возможными благодаря оптимизации процесса шунтирования анодного р-п-перехода и созданию неравномерного распределения времени жизни носителей в области широкой *n*-базы, а также введением дополнительного высоколегированного  $n^+$ -слоя в прианодную часть *n*-базы (структура *p-n-v-p-n*) [39].

Сверхмощные однооперационные тиристоры в настоящее время изготавливаются на основе сверхвысоковольтной технологии (Ultra High Voltage) и имеют мощностные параметры 8 кВ и 3,6 кА для линий передачи постоянного тока и 12 кВ и 1,5 кА для статических переключателей переменного тока. Управляются подобные структуры импульсом света по световому кабелю.

В конце 90-х годов той же фирмой были разработаны тиристорные структуры с коммутацией тока в затвор управления, названные *GCT* (Gate Commutated turn-off Thyristor). Надо заметить, что работа *GCT* возможна только при специальной конструкции корпуса их электрода управления, обеспечивающей снижение индуктивности выводов до 2 – 4 мкГн. Это хорошо решается при сочетании *GCT* и блока формирователя импульсов управления в единой конструкции, названной интегрированным *GCT* или *IGCT*. Сегодня эти приборы производятся фирмами ABB Semiconductors и Mitsubishi Electric в таблеточных корпусах прижимной конструкции и рассчитаны на напряжение 6 кВ [39].

Общая диаграмма современного уровня рассмотренных силовых ПК в координатах представленных токов, напряжений и частот приведена на рис. 1.26 [39], а их техническая характеристика достаточно подробно отражена в справочных каталогах и других информационных материалах ведущих зарубежных фирм, занимающихся разработкой и выпуском этих изделий, среди которых, в первую очередь, следует отметить Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semicron и Motorola.

Следует отметить, что очень хорошие перспективы открываются в развитии современных управляемых ПК в связи с применением новых полупроводниковых материалов и прежде всего карбида кремния (*SiC*), что позволит существенно уменьшить токи утечки и сопротивление прибора в открытом состоянии, а также повысить рабочую температуру кристалла до 600 °С против 150 – 200 °С у кремния [38, 39, 42].

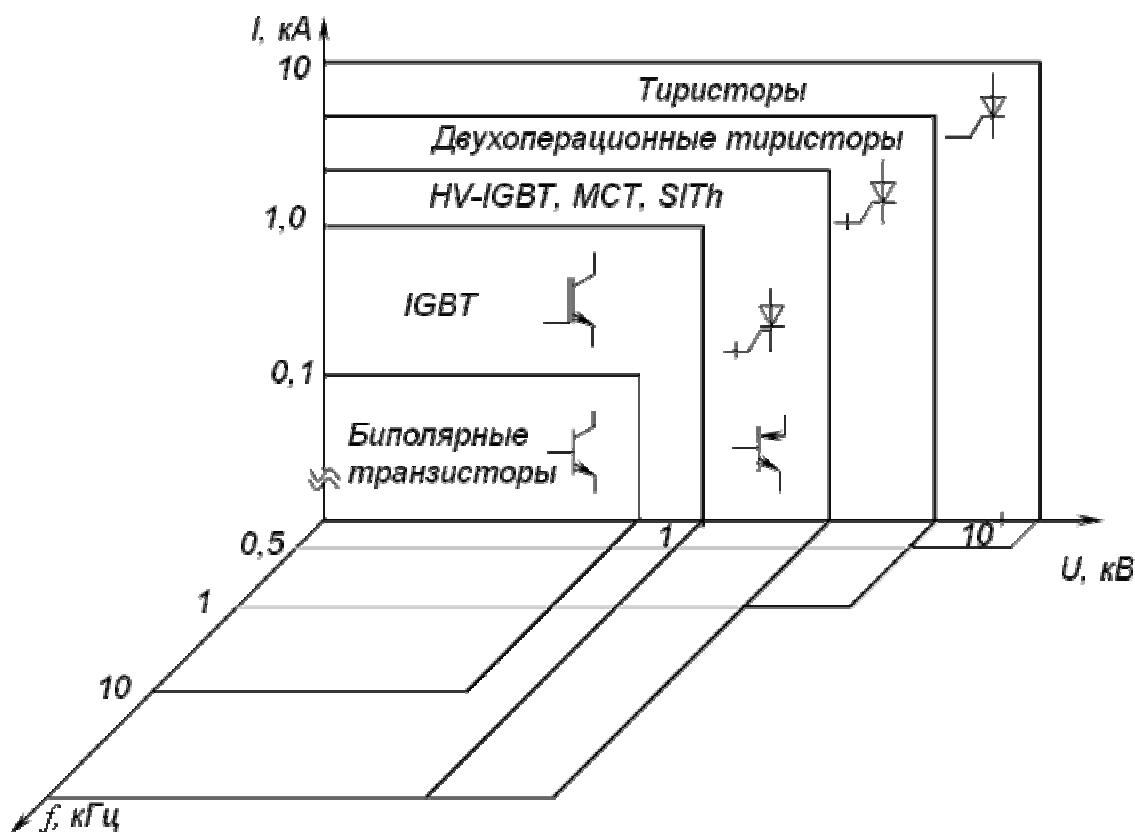


Рис. 1.26 - Диаграмма современного уровня развития силовых полупроводниковых ключей

Таким образом, в результате динамического развития электронных технологий, особенно в последние десятилетия, были созданы сверхмощные полупроводимые и полностью управляемые ПК, которые по своим параметрам все больше приближаются к идеальным ключам. Это обеспечило наличие широкого предложения указанных ПК на мировом рынке компонентов силовой электроники, что характеризуется доступной ценой и высоким качеством, т.е. были созданы благоприятные условия для дальнейшего усовершенствования ПА с целью получения конкурентоспособных образцов этих аппаратов.

## 1.5. Резюме

1. Показано, что наметившийся кризис в традиционных способах улучшения качества силовых коммутационных КА, с одной стороны, и интенсивное развитие силовой электроники и микросхемотехники, с другой стороны, привели к широкой электронизации низковольтного аппаратостроения.

В настоящее время определились следующие основные пути развития низковольтных аппаратов на основе элементов силовой электроники и микросхемотехники:

- создание бесконтактных КПА;
- создание гибридных КПА.

Применение указанных элементов электронной техники в аппаратах обеспечивает бездуговую коммутацию электрических цепей, повышает их коммутационную износостойкость и быстродействие, расширяет функциональные возможности и существенно упрощает управление их работой с помощью микропроцессорных устройств.

2. В результате всестороннего анализа достоинств и недостатков бесконтактных и гибридных КПА было установлено, что наиболее эффективно их использование в тяжелых режимах эксплуатации, при создании современных систем защиты с высоким уровнем токоограничения в аварийных режимах, в условиях повышенной взрыво- и пожароопасности, а также при построении высоконадежных автоматизированных НКУ.

3. На основании аналитического обзора способов и схем бездуговой коммутации электрических цепей с учетом разработанных критериев их оценки определены следующие принципы построения КПА:

- полупроводниковую часть силовой схемы бесконтактных и гибридных КПА переменного тока целесообразно выполнять на базе ПК с естественной коммутацией входящих в их состав тиристоров, а КПА постоянного тока - на базе полупроводниковых ключей на полностью управляемых МПП. В связи со сложностью и недостаточной надежностью принудительной емкостной коммутации ее применение в новых разработках следует исключить.

Полностью управляемые ПП (IGBT и IGCT модули) целесообразно использовать в цепях переменного и постоянного тока только при построении ПК для сверхбыстродействующих КПА, когда их высокая стоимость и большие потери энергии во включенном состоянии будут компенсированы эффектом сверхвысокого токоограничения аварийных токов;

- схемы управления полупроводниковыми ключами КПА предпочтительно строить на бесконтактном принципе с использованием для воздействия на управляющую цепь тиристоров либо их анодного напряжения, либо тока силовой цепи, при этом, эти схемы должны легко сочетаться с устройствами защиты автоматики и микропроцессорной техники. Для управления полностью управляемыми ПП наиболее целесообразно использовать стандартные схемы управления в интегральном исполнении (драйверы).

4. Анализ работы известных КПА по патентам и техническим источникам показал, что они по назначению, принципам построения, по режимам работы как собственно КПА, так и МПП, входящих в их состав, существенно отличаются от устройств преобразовательной техники. Поэтому известные методы расчета преобразовательных устройств непосредственно непригодны для расчета КПА и требуют усовершенствования. При этом показано, что габариты КПА, их стоимость и надежность работы в основном определяются выбранными режимами по току (теплу) и напряжению МПП, образующих силовую цепь этих аппаратов.

## Раздел 2

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ УПРАВЛЯЕМЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В УСЛОВИЯХ ИХ РАБОТЫ В КОММУТАЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АППАРАТАХ

### 2.1. Общая характеристика состояния вопроса и постановка задачи исследования

Элементная база современной силовой электроники, как уже отмечалось ранее, позволила расширить диапазон коммутируемых ПК мощностей до единиц мегаватт при существенном увеличении верхнего уровня частоты их коммутации до сотен килогерц. Это сделало возможным создание на их основе гибридных и бесконтактных коммутационных ПА управления, регулирования и защиты переменного и постоянного тока с высокими технико-экономическими показателями [1, 38-42].

Однако в связи с тем, что и современные ПК продолжают существенно уступать по габаритам, стоимости и перегрузочной способности по току контактными ключами традиционных аппаратов, по-прежнему является актуальным решение тепловых задач, направленных на определение оптимальных габаритов и стоимости, а также предельной перегрузочной способности ПК, выполненных, как правило, на основе мощных тиристоров и используемых в составе указанных выше аппаратов. Это положение усугубляется еще и спецификой работы последних, где ПК в отличие от устройств преобразовательной техники должны не только пропускать токи больших величин, но надежно и быстро их отключать, обеспечивая таким образом, нормальное функционирование потребителей электрической энергии.

Тепловой режим мощных УПП коммутационных ПА является главным фактором, определяющим как габариты и стоимость аппарата, так и уровень его надежной работы. Поэтому создание высокоточных методов расчета теплового режима УПП является одной из важнейших задач, которую необходимо решать при проектировании силовых КПА.

В самом общем виде тепловой режим УПП определяется характером токовой нагрузки, воздействующей на прибор, и его конструкцией. Характер токовой нагрузки на УПП в условиях их работы в силовых КПА хорошо изучен. Основные расчетные соотношения для нахождения этой нагрузки представлены в [1]. Специфика токовой нагрузки на УПП в коммутационных ПА состоит в том, что она носит импульсный характер с достаточно сложной формой токового импульса, причем, в гибридных КПА длительность этих импульсов носит еще и статистический характер. Такой характер токовой нагрузки существенно усложняет расчет теплового режима УПП, работающих в этих условиях и требует усовершенствования существующих методов расчета.

Основным параметром, характеризующим тепловой режим УПП, является температура его полупроводниковой структуры. Существует два основных метода определения этой температуры: графоаналитический и аналитический [1, 33, 42, 43].

В настоящее время для расчета температуры полупроводниковой структуры УПП наибольшее распространение получил первый метод, который основан на использовании графической зависимости переходного теплового сопротивления прибора от времени [1, 4, 33, 42].

Рассмотрим некоторые особенности, свойственные этому методу на конкретном примере расчета теплового режима УПП при воздействии на него импульса мощности произвольной формы. Реальная форма импульса мощности (рис. 2.1), рассеиваемая в полупроводниковой структуре, аппроксимируется соответствующей ступенчатой функцией, как показано на этом рисунке пунктиром. При этом площади, ограниченные реальной функцией и ступенчатой, должны быть равны.

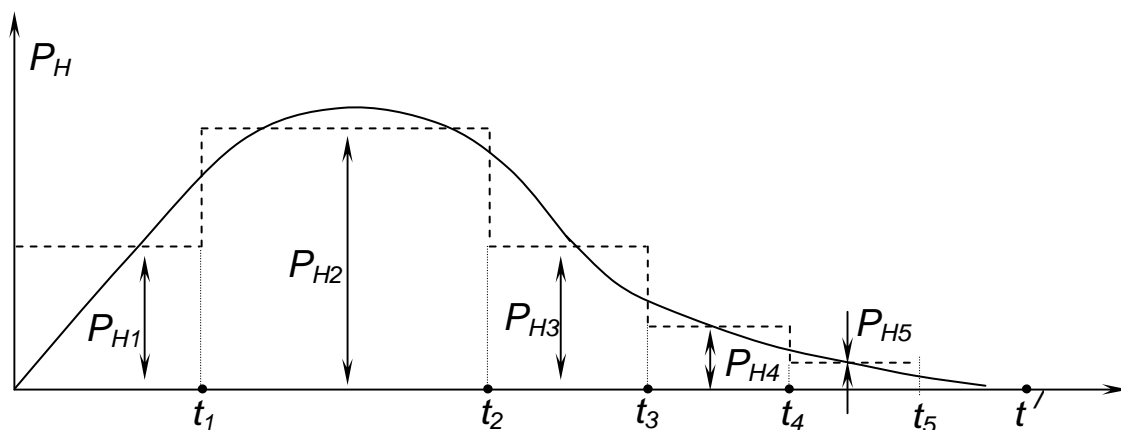


Рис. 2.1 - Аппроксимация графика мощности

Для полученной таким образом ступенчатой функции выражение для превышения температуры записывается в следующем виде

$$\theta(t_i) = P_{H1}(r_i - r_{i-1}) + P_{H2}(r_{i-1} - r_{i-2}) + \dots + P_{Hi}(r_{i-(i-1)}), \quad (2.1)$$

где  $\theta(t_i)$  - превышение температуры полупроводниковой структуры УПП в конце  $i$ -го элементарного импульса прямоугольной формы ( $i = 1, 2, \dots, 5$ );

$r_i$  - переходное тепловое сопротивление, соответствующее интервалу времени  $t_i$  (определяется по графику теплового сопротивления, приведенному в справочных материалах для рассматриваемого УПП);

$r_{i-k}$  - переходное тепловое сопротивление, соответствующее интервалу времени  $t_i - t_k$ , которое также определяется по указанному графику ( $k = 1, 2, \dots, 4$ ).

При расчете температуры перехода вне импульса, например в точке  $t'$  (рис.2.1)

$$\theta(t') = P_{H1}(r_{t'} - r_{t'-1}) + P_{H2}(r_{t'-1} - r_{t'-2}) + \dots + P_{Hi}(r_{t'-(i-1)} - r_{t'-i}), \quad (2.2)$$

где в соответствии с рис. 2.1  $i = 5$ , т.е.  $t_i = t_5$ .

В случае если известны аналитические выражения для импульса мощности и переходного теплового сопротивления, на основании интеграла Дюамеля формулу (2.1) можно представить в виде интегральной функции:

$$\theta = \int_0^t r_t(t - \tau) \left[ \frac{dP_H(\tau)}{d\tau} \right] d\tau. \quad (2.3)$$

При воздействии на УПП циклической нагрузки со сложной формой импульса мощности расчет по данной методике значительно усложняется и вести его необходимо или с помощью ЭВМ, или по приближенным формулам. Но это общий недостаток всех методов.

Таким образом, данная методика позволяет определять температуру полупроводниковой структуры УПП при воздействии на них как постоянной нагрузки, так и одиночных импульсов мощности произвольной формы.

Однако, в связи со сложностью определения величины теплового сопротивления в диапазоне малых времен (меньше 0,01 с) для мощных УПП она или вообще не приводится или, если и приводится, то не отличается требуемой точностью. Так, значения температуры перегрева тиристора Т-160, рассчитанные по величине переходного теплового сопротивления [33] при воздействии прямоугольного импульса тока нагрузки 600 А длительностью до 10 мс, в несколько раз превышают значение этой температуры, рассчитанные в условиях адиабатического нагрева только кремниевой полупроводниковой пластины этого прибора при воздействии на нее того же импульса [1]. Причем, чем короче импульс, тем различие в температурах более значительно.

В этой связи применение графоаналитического метода для расчета температуры силовых УПП при воздействии импульсов мощности малой длительности затруднено из-за отсутствия достоверных исходных данных и из-за сложности формы импульса мощности, особенно в гибридных КПА.

Аналитический метод расчета тепловых характеристик силовых УПП основан на численном решении уравнений нестационарной теплопроводности, составленных для внутренних элементов конструкции с учетом их взаимосвязи, геометрических размеров и характеристик применяемых материалов.

Изучение конструкции силовых УПП и, в первую очередь, мощных тиристоров, показывает, что в первом, самом общем приближении, теплофизическая модель прибора может быть представлена в виде многослойной системы разнородных пластин с внутренним источником тепла, расположенным в полупроводниковой структуре [1, 32, 43, 44]. Нестационарные тепловые процессы таких систем описываются системой нелинейных уравнений в частных производных с неоднородными граничными и начальными условиями. Аналитически такие системы, как правило, непосредственно неразрешимы, поэтому их решение выполняется, как уже отмечалось ранее, численными методами с помощью ЭВМ.

Однако при рассматриваемых малых длительностях токовых импульсов, имеющих место в УПП коммутационных ПА, реально предположение, что тепло за время импульса не успевает распространиться достаточно далеко от своего источника (полупроводникового перехода). Действительно, исследования разных авторов температурного поля мощных тиристоров показали, что при длительности импульса порядка 10 мс тепло практически не распространяется за пределы вольфрамовых термокомпенсаторов, т.е. за пределы выпрямительного элемента прибора [1, 46, 48]. Поэтому при анализе теплового режима ти-



ристоров, работающих в ПК в условиях воздействия кратковременной токовой нагрузки, достаточно будет ограничиться рассмотрением тепловой модели только выпрямительного элемента, что существенно упрощает решение задачи.

Таким образом, из приведенного выше следует, что наиболее приемлемым для расчета температуры УПП в условиях их специфической кратковременной (до 0,02 с) нагрузки в составе ПА является аналитический метод на основе обоснованно упрощенной теплофизической модели, а традиционный графоаналитический метод может успешно применяться только при более длительных воздействиях нагрузки.

## **2.2. Теоретические исследования теплового режима силовых управляемых полупроводниковых приборов в импульсном режиме на базе упрощенных тепловых моделей**

В работах [1, 3] показано, что силовые УПП работают в режиме импульсной нагрузки в гибридных КПА переменного тока, в гибридных и бесконтактных КПА постоянного тока, особенно в случаях, когда эти приборы используются в схемах принудительной емкостной коммутации и в схемах защиты от перенапряжений, а также в бесконтактных КПА переменного и постоянного тока при аварийных режимах в цепи нагрузки. Т.е. данный режим широко распространен в КПА и поэтому требует детального анализа, конечной целью которого является разработка инженерных методик расчета.

Как уже отмечалось ранее и как следует из работ [1, 3] наиболее приемлемым для расчета температуры кремниевой структуры УПП КПА в этом режиме является аналитический метод на основе обоснованно упрощенной модели.

### **2.2.1. Выбор и обоснование тепловых моделей мощных управляемых полупроводниковых приборов (тиристоров)**

Основным элементом конструкции мощного УПП (тиристора) является монокристаллическая пластина полупроводника (из кремния), на которой методами диффузии образовано несколько электронно-дырочных переходов. Кремниевая пластина совместно с термокомпенсаторами образует выпрямительный элемент, по конструкции которого современные мощные тиристоры делятся на две группы: тиристоры с припаянными контактами (штыревые тиристоры с гибким или жестким выводом) и тиристоры с прижимными контактами (таблеточные тиристоры). В первой группе тиристоров контакт между кремниевой пластиной с рп-структурой и вольфрамовыми термокомпенсаторами обеспечивается методом пайки (как на рис. 2.2,а), во второй припаивается только нижний термокомпенсатор. Контакт же между кремниевой пластиной и верхним медным основанием создается с помощью постоянного механического нажатия (как на рис. 2.2,б), обеспечиваемого конструкцией прибора. В связи с этим тиристоры с прижимными контактами являются более устойчивыми к воздействию температурных циклов и у них лучше условия отвода тепла от

кремниевой пластины. Поэтому тиристоры на токи свыше 250 А выполняются только в таблеточном исполнении.

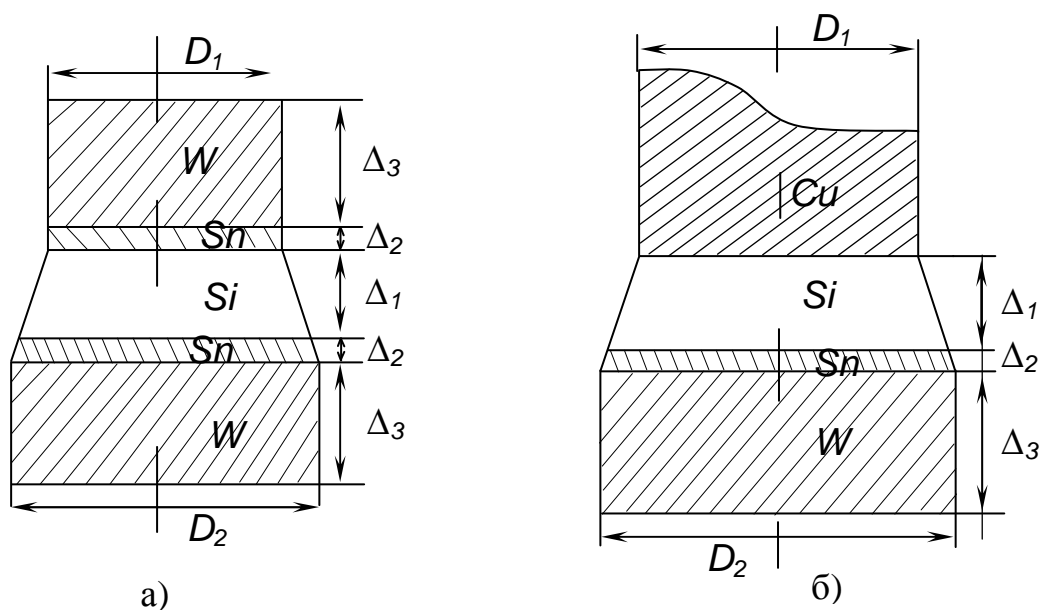


Рис. 2.2 – Варианты конструкции выпрямительных элементов мощных тиристорov: а) с припаянными контактами; б) с прижимными контактами

Изучение конструкции мощных тиристорov показывает [1, 47], что в первом, самом общем предположении теплофизическая модель УПП (тиристора) может быть представлена в виде многослойной системы разнородных пластин с внутренним источником тепла, расположенным в полупроводниковой структуре. Анализ таких систем, как уже указывалось выше, очень сложен и может быть проведен только с помощью ЭВМ [1, 43, 44].

Однако, при рассматриваемых малых длительностях (менее 0,02 с) токовых импульсов реально предположение, что тепло за время импульса не успевает распространиться достаточно далеко от своего источника (полупроводникового перехода). Действительно, исследования температурного поля мощных тиристорov на токи свыше 100 А с помощью ЭВМ показали, что при длительности импульсов (0,01 – 0,02)с тепло практически не распространяется за пределы вольфрамовых термокомпенсаторов [1, 46, 48, 49].

Таким образом, для анализа температурного режима тиристорov в схемах КПА достаточно ограничиться рассмотрением модели только выпрямительного элемента для конструкции тиристорov с прижимными контактами. Для менее мощных тиристорov с припаянными контактами, у которых толщина компенсаторов меньше, целесообразно в тепловой модели учитывать еще и прилегающие к этим термокомпенсаторам области нижнего медного основания и верхнего медного вывода.

В табл. 2.1 приведены основные геометрические размеры выпрямительных элементов современных мощных тиристорov ОАО «Электровыпрямитель»,

г. Саранск и ЗАО «Протон-электротекс», г. Орел, а также параметры прямой ветви их вольтамперной характеристики.

Таблица 2.1 - Основные геометрические размеры и параметры выпрямительных элементов современных мощных тиристоров

Тип тиристора	D <sub>1</sub> , мм	D <sub>2</sub> , мм	Δ <sub>1</sub> , мм	Δ <sub>2</sub> , мм	Δ <sub>3</sub> , мм	V <sub>1,3</sub> , мм <sup>3</sup>	U <sub>0</sub> , В	R <sub>∂</sub> , 10 <sup>-3</sup> Ом
T-100	20	25	0,35 - 0,37	0,1 - 0,2	1,2	144	1,17	252
T-160	20	25	0,35 - 0,37	0,1 - 0,2	1,2	144	1,05	140
T151-100	20	27	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	240	1,15	254
T161-160	20	27	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	240	1,15	140
T171-200	23	30	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	308	1,15	100
T171-250	23	30	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	308	1,1	83
T171-320	23	30	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	308	1,05	55
T2-320	23	30	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	308	1,36	90
T-500	32	40	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6	545	1,3	64
T252-1000	35	45	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6		1,10	256
T252-1250	35	45	0,47 - 0,58	0,1 - 0,2	1,4 - 1,6		0,95	216

Оценим влияние температурных изменений в таких упрощенных тепловых моделях на зависящие от температуры параметры, характеризующие ее температурное поле, т.е. мощность, рассеиваемую в полупроводниковом переходе, а также удельные теплоемкости и коэффициенты теплопроводности составляющих ее элементов. Основная мощность, рассеиваемая в тиристоре, выделяется в виде тепла в полупроводниковой структуре (по данным [1] более 95%). Величина этой мощности определяется прямым падением напряжения на полупроводниковом переходе

$$P = (U_0 + i \cdot R_{\partial}) \cdot i,$$

где  $U_0$  - пороговое напряжение;

$R_{\partial}$  - дифференциальное сопротивление.

Таким образом, зависимость мощности, рассеиваемой в полупроводниковом приборе, от температуры определяется характером температурных зависимостей  $U_0(T)$  и  $R_{\partial}(T)$ . Совместное их влияние по данным [33] обычно приводит к незначительному (в пределах до 10%) снижению мощности при повышении температуры перехода в диапазоне допустимых значений. Поэтому с достаточной степенью точности можно считать мощность, рассеиваемую в полупроводниковой структуре, независимой от температуры.

Для качественной оценки изменения теплоемкости и коэффициента теплопроводности материалов, составляющих выпрямительные элементы рассматри-

ваемых приборов, в табл. 2.2 и 2.3 приведены соответствующие данные, позволяющие выполнить эту оценку [1, 43, 45].

Таблица 2.2

Материал	Удельная теплоемкость (С) дж/г °С		Относительное изменение, %
	T = 20 °С	T = 100 °С	
Кремний (чистый)	0,72	0,78	+8,3
Вольфрам	0,133	0,135	+1,5
Медь	0,39	0,398	+2,05
Олово	0,22	0,231	+4

Таблица 2.3

Материал	Коэффициент теплопроводности (λ), Вт/см °С		Относительное изменение, %
	T = 20 °С	T = 100 °С	
Кремний (чистый)	1,23	1,12	- 8,9
Вольфрам	1,66	1,51	- 9,0
Медь	3,9	3,79	- 2,8
Олово	0,49	0,45	- 8,2

Как видно из данных этих таблиц, удельные теплоемкости и коэффициенты теплопроводности материалов, используемые в конструкции полупроводниковых приборов, изменяются с температурой незначительно, а поэтому с приемлемой погрешностью можно считать

$$C(T) = const \quad \text{и} \quad \lambda(T) = const.$$

Данные допущения хорошо согласуются с результатами работ [1, 43, 48, 49].

Для любой расчетной тепловой модели очень важны правильный выбор характера теплового источника (например, объемный или плоский). В связи с тем, что нет единого мнения о характере теплового источника в тиристорах [1], автор на примере известной наиболее простой двухслойной симметричной тепловой модели тиристора Т-160 проанализировал зависимость температуры полупроводниковой структуры от характера источника тепла (плоский или объемный) [46]. Результаты сравнения численных решений показывают, что при малых толщинах полупроводниковой структуры, как у существующих мощных полупроводниковых приборов, температурный режим структуры практически не зависит от выбора характера источника тепла. Результаты расчетов отличались не более чем на (2-4%). Таким образом, характер теплового источника в упрощенных тепловых моделях можно выбирать только исходя из удобства ма-

тематического решения уравнений теплопроводности. Такое заключение подтверждается и другими авторами [1].

Приведенный анализ позволяет перейти к непосредственному построению упрощенных тепловых моделей тиристорov, как с припаянными контактами, так и с прижимными.

### 2.2.2. Расчет температуры полупроводниковой структуры мощных тиристорov с припаянными контактами

Целью данного исследования является разработка аналитического метода расчета температуры полупроводниковой структуры широко распространенных мощных тиристорov (на токи до 320 А) с припаянными контактами при воздействии на них кратковременных (до 0,02 мс) импульсов тока произвольной формы, в том числе и имеющей место при использовании их в составе ПК коммутационных ПА.

В тиристорax этой конструкции, как уже отмечалось ранее, кремниевая пластина с полупроводниковой структурой находится через слой припоя в тесном тепловом контакте с верхним и нижним вольфрамовыми термокомпенсаторами, которые, в свою очередь, припаяны к выполненным из меди верхнему выводу прибора и нижнему его основанию соответственно.

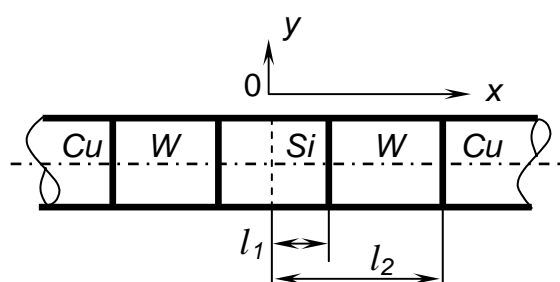


Рис. 2.3 – Тепловая модель тиристора с припаянными контактами

Автором предлагается тепловая модель (рис. 2.3) максимально отражающая реальную конструкцию тиристора с припаянными контактами, в которой учет слоев припоев был произведен за счет расширения слоя вольфрама на толщину, которая по тепловому сопротивлению была эквивалентна слою припоя [47].

Представление вывода прибора и его основания в виде полуограниченных тел не вносит в расчет заметной погрешности, так как за рассматриваемый короткий промежуток времени (до 0,02 с) тепло, как показано в [1, 48, 49], не успевает проникнуть более чем на несколько миллиметров вглубь этих материалов (для мощных тиристорov).

Расчет уравнений теплопроводности в предложенной модели проводится при следующих допущениях: отвод тепла от боковой поверхности при малом времени нагрева (0,02 с) отсутствует; распространение тепла в модели симметрично; все элементы конструкции (слои кремния, вольфрама и меди) имеют одинаковый диаметр, равный диаметру кремниевой пластины в ее узкой части; вся энергия потерь выделяется равномерно по объему слоя кремния; теплофизические параметры материалов не зависят от температуры; вольтамперная характеристика тиристора в прямом направлении аппроксимируется пороговым напряжением  $U_0$  и линейной зависимостью от тока при  $U > U_0$ , определяемой дифференциальным сопротивлением  $R_d$ . Правомерность таких допущений показана ранее. Форма импульса тока в тиристорe  $i_T$  принимается произвольной.

Характер тепловых процессов в предложенной тепловой модели тиристора в течение воздействия теплового импульса определяется следующей системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = a_1 \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2} + \frac{q}{c_1 \gamma_1}; \\ \frac{\partial \theta_2}{\partial t} = a_2 \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial x^2}; \\ \frac{\partial \theta_3}{\partial t} = a_3 \frac{\partial^2 \theta_3}{\partial x^2}, \end{cases} \quad (2.4)$$

где переменные и параметры с индексом 1 – для кремниевой пластины, с индексом 2 – для вольфрама, с индексом 3 – для меди;

$\theta$  – превышение температуры;

$a = \frac{\lambda}{c \cdot \gamma}$  – коэффициент температуропроводности;

$c$  – удельная теплоемкость;

$\gamma$  – удельная плотность;

$q = \frac{\rho(t)}{V_1}$  – удельная мощность, выделяемая в кремниевой пластине объе-

мом  $V_1$ ;

$P(t) = i_T(t)(U_0 + i_T(t)R_\partial)$ ;  $i_T(t)$  – мгновенное значение тока, протекающего через тиристор.

Решение системы уравнений (2.4) проводится при следующих граничных и начальных условиях: [47, 50, 51]:

$$1) x = 0; \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = 0; \quad 2) x = l_1, \quad \begin{cases} \theta_1 = \theta_2 \\ -\lambda_1 \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = -\lambda_2 \frac{\partial \theta_2}{\partial x}; \end{cases}$$

$$3) x = l_2, \quad \begin{cases} \theta_2 = \theta_3 \\ -\lambda_2 \frac{\partial \theta_2}{\partial x} = -\lambda_3 \frac{\partial \theta_3}{\partial x}; \end{cases} \quad 4) x \rightarrow \infty, \theta_3 = 0.$$

При  $t = 0$ ,  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0$ .

Используя интегральное преобразование Лапласа [52], получим систему уравнений (2.4) в операторной форме

$$\begin{cases} p\theta_1(p) = a_1 \frac{\partial^2 \theta_1(p)}{\partial x^2} + F_1(p), \\ p\theta_2(p) = a_2 \frac{\partial^2 \theta_2(p)}{\partial x^2}, \\ p\theta_3(p) = a_3 \frac{\partial^2 \theta_3(p)}{\partial x^2}, \end{cases}, \quad (2.5)$$

где  $F_1(p) = f_1(t) = \frac{q}{c_1 \gamma_1} = \frac{i_T(t)}{c_1 \gamma_1 V_1} (U_0 + i_T(t) R_\partial)$ .

Решения данной системы:

$$\begin{aligned} \theta_1(p) &= A_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_1}} x + A_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} x + \frac{F_1(p)}{p}, \\ \theta_2(p) &= B_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} x + B_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} x, \\ \theta_3(p) &= C_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_3}} x + C_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_3}} x. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Для определения коэффициентов воспользуемся граничными условиями. После соответствующих преобразований:

$$A_1 = 0;$$

$$A_2 = A = -\frac{F_1(p)}{p} \cdot \frac{b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1)}{L_1(p)};$$

$$L_1(p) = b_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 \left[ b_2 ch \frac{p}{a_2} (l_2 - l_1) + sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right] + ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 \left[ b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right];$$

$$b_1 = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \sqrt{\frac{a_2}{a_1}}; \quad b_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_3} \sqrt{\frac{a_3}{a_2}}; \quad B_1 = -B_2 L_2(p);$$

$$B_2 = \frac{A ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 + \frac{F_1(p)}{p}}{ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_1 - L_2(p) sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_1};$$

$$L_2(p) = \frac{b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2}{b_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2};$$

$$C_1 = -C_2 = \frac{B_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + B_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2}{sh \sqrt{\frac{p}{a_3}} l_2 - ch \sqrt{\frac{p}{a_3}} l_2}.$$

Подставив значения коэффициентов в выражения (2.6), можно получить в операторном виде температуру в любом слое модели. Для искомой температуры полупроводниковой структуры  $\theta_1(p)$  получим

$$\theta_1(p) = F_1(p) \left\{ \frac{1}{p} - \frac{ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} x \left[ b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right]}{p \cdot L_1(p)} \right\}, \quad (2.7)$$

или  $\theta_1(p) = F_1(p) F_2(p)$ , (2.8)  
где  $F_2(p)$  - выражение, стоящее в фигурных скобках.

Оригинал  $F_1(p)$  известен. Для нахождения оригинала  $F_2(p)$  воспользуемся теоремой обращения [53]

$$f_2(t) = \frac{2}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} F_2(p) \cdot e^{pt} dp. \quad (2.9)$$

Подынтегральная функция имеет при  $p = 0$  точку ветвления, поэтому используя контур интегрирования, изображенный на рис. 2.4, для которого согласно теореме Коши о вычетах:

$$\frac{1}{2\pi i} \int_L F_2(p) \cdot e^{pt} dp = \sum_{k=1}^n \text{res } F_2(p_k) \cdot e^{p_k t}, \quad (2.10)$$

где  $p_k$  - корень полинома  $L_1(p)$

Определим корни полинома  $L_1(p) = 0$ , введя следующие обозначения:

$$\frac{l_1}{\sqrt{a_1}} = p_1, \quad \frac{l_2 - l_1}{\sqrt{a_2}} = p_2, \quad \sqrt{p} = z = x + iy.$$

Тогда после соответствующей подстановки

$$L(z) = b_1 sh p_1 z (b_2 ch p_2 z + sh p_2 z) + ch p_1 z (b_2 sh p_2 z + ch p_2 z) = 0, \quad (2.11)$$

где  $p_1 > 0$ ,  $p_2 > 0$ ,  $b_1 > 0$ ,  $b_2 > 0$ .

Покажем также, что  $x > 0$ .

$p = re^{i\varphi}$ , где  $-\pi < \varphi < \pi$ .



$\sqrt{p} = z = r_1 e^{i\varphi_1}$ , где  $r_1 = \sqrt{r}$ ,  $\varphi_1 = \frac{\varphi}{2}$ , т.е.  $-\frac{\pi}{2} < \varphi_1 < \frac{\pi}{2}$ , что и требовалось

доказать.

Выделим в выражении (2.11) вещественную и мнимую части. Для этого воспользуемся следующими выражениями [53, 56]:

$$\begin{aligned} shp_1 z &= \cos p_1 y \cdot shp_1 x + i \sin p_1 y chp_1 x; \\ chp_1 z &= \cos p_1 y \cdot chp_1 x + i \sin p_1 y shp_1 x; \\ shp_2 z &= \cos p_2 y \cdot shp_2 x + i \sin p_2 y chp_2 x; \\ chp_2 z &= \cos p_2 y \cdot chp_2 x + i \sin p_2 y shp_2 x. \end{aligned}$$

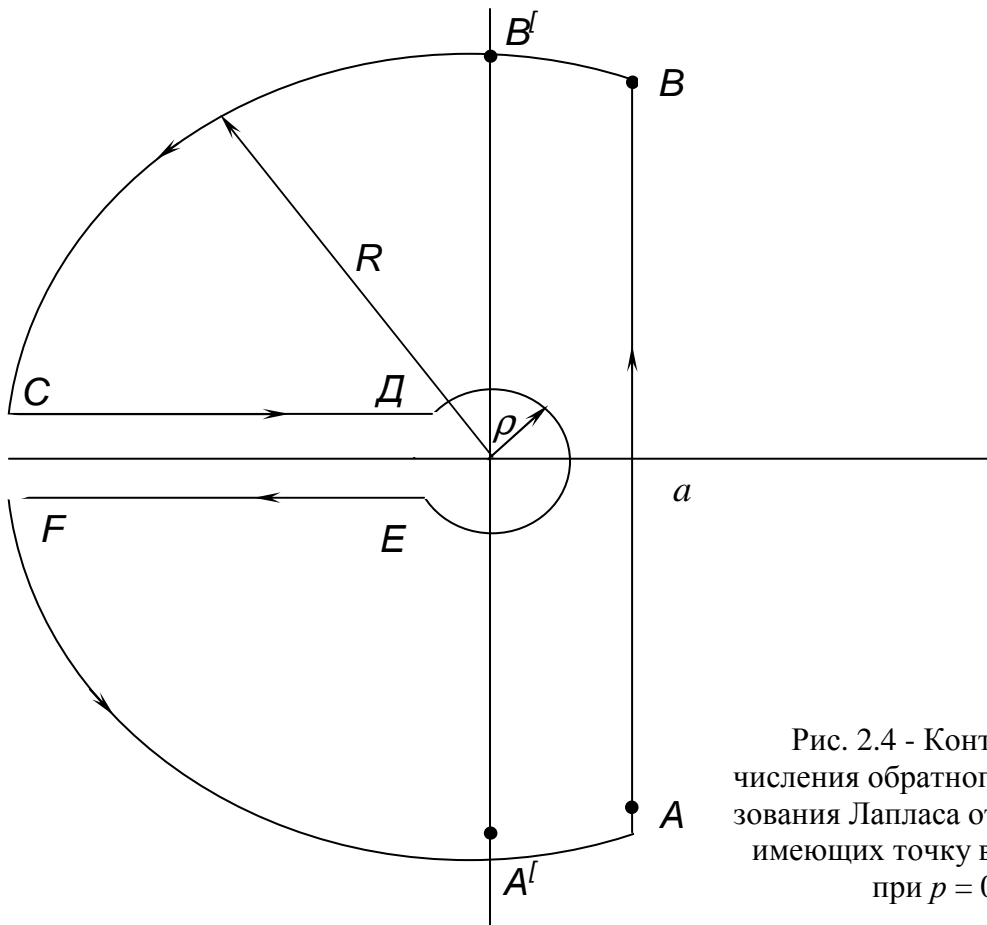


Рис. 2.4 - Контур для вычисления обратного преобразования Лапласа от функций, имеющих точку ветвления при  $p = 0$

После соответствующих преобразований получим

$$\begin{aligned} L(z) &= [\cos p_1 y \cos p_2 y (b_1 b_2 shp_1 x chp_2 x + k_1 shp_1 x shp_2 x + b_2 chp_1 x shp_2 x + chp_1 x chp_2 x) - \\ &- \sin p_1 y \sin p_2 y (b_1 b_2 chp_1 x shp_2 x + b_1 chp_1 x chp_2 x + b_2 shp_1 x chp_2 x + shp_1 x shp_2 x)] + \\ &+ i [\sin p_1 y \cos p_2 y (b_1 b_2 chp_1 x \cdot chp_2 x + b_1 chp_1 x shp_2 x + b_2 shp_1 x shp_2 x + shp_1 x chp_2 x) + \\ &+ \cos p_1 y \sin p_2 y (b_1 b_2 shp_1 x shp_2 x + b_1 shp_1 x shp_2 x + b_2 chp_1 x chp_2 x + chp_1 x shp_2 x)]. \end{aligned} \quad (2.12)$$

При  $L_1(z) = 0$ , также равны нулю вещественная и мнимая части, т.е.

$$\operatorname{Re} L_1(z) = 0, \operatorname{Im} L_1(z) = 0. \quad (2.13)$$

Проверим, имеет ли уравнение  $L_1(z) = 0$  вещественные корни. Для этого полагаем  $y = 0$ . Из уравнений (2.13)

$$b_1 b_2 shp_1 x chp_2 x + b_1 shp_1 x shp_2 x + b_2 chp_1 x shp_2 x + chp_1 x chp_2 x = 0.$$

Так как  $b_1, b_2, p_1$  и  $p_2$  положительны, то это равенство не удовлетворяется ни при каком положительном значении  $x$ . Следовательно, полиномы  $L_1(z)$  и  $L_1(p)$  не имеют положительных вещественных корней в соответствующих плоскостях.

Теперь проверим, имеются ли чисто мнимые корни в плоскости  $Z$ . Для этого полагаем

$$x = 0.$$

Рассмотрим уравнения (2.13), которые в этом случае будут иметь вид

$$\begin{cases} \cos p_1 y \cos p_2 y - b_1 \sin p_1 y \sin p_2 y = 0 \\ b_1 \sin p_1 y \cos p_2 y + \cos p_1 y \sin p_2 y = 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

В результате совместного преобразования данных уравнений получим

$$b_1 \sin p_1 y (\sin^2 p_2 y + \cos^2 p_2 y) = 0 \text{ или } \sin p_1 y = 0.$$

Данное решение не удовлетворяет системе (2.14). Отсюда заключаем, что  $L_1(z)$  не имеет чисто мнимых корней или  $L_1(p)$  не имеет вещественных отрицательных корней.

Остается выяснить имеются ли комплексные сопряженные корни. Для этого достаточно проверить имеются ли корни в первой четверти плоскости  $Z$ .

Введем обозначения в уравнениях (2.13):

$$f_1(x) = b_1 b_2 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + b_1 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + b_2 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x;$$

$$f_2(x) = b_1 b_2 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + b_1 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + b_2 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x;$$

$$f_3(x) = b_1 b_2 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + b_1 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + b_2 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x;$$

$$f_4(x) = b_1 b_2 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x + b_1 \operatorname{sh} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + b_2 \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{ch} p_2 x + \operatorname{ch} p_1 x \operatorname{sh} p_2 x.$$

Так как  $b_1, b_2, p_1, p_2$  и  $x$  положительны, то

$$f_1(x) > 0, \quad f_2(x) > 0, \quad f_3 > 0, \quad f_4(x) > 0.$$

В преобразованном виде уравнения (2.13) имеют вид

$$\operatorname{tg} p_1 y \cdot \operatorname{tg} p_2 y = \frac{f_1(x)}{f_2(x)}, \quad (2.15)$$

$$\operatorname{ctg} p_1 y \cdot \operatorname{tg} p_2 y = -\frac{f_3(x)}{f_4(x)}. \quad (2.16)$$

Уравнение (2.15) выполняется при  $\operatorname{tg} p_1 y$  и  $\operatorname{tg} p_2 y$  одного знака, уравнение (2.16) – при  $\operatorname{tg} p_1 y$  и  $\operatorname{tg} p_2 y$  разных знаков. Поэтому система (2.15) и (2.16) несовместима ни при каких значениях  $y$ , кроме, может быть, в точках разрыва функций  $\operatorname{tg} p_1 y$  и  $\operatorname{tg} p_2 y$ .

Исследуем эти точки:

$$1. \cos p_2 y = 0, \quad \sin p_2 y = \pm 1.$$

Для того, чтобы система имела решение, необходимо  $\sin p_1 y = 0$  из (2.15) и  $\cos p_1 y = 0$  из (2.16), что невозможно. Аналогичное положение имеет место и в других особых точках.

$$2. \cos p_1 y = 0, \quad \sin p_1 y = \pm 1.$$

$$3. \sin p_1 y = 0, \quad \cos p_2 y = \pm 1.$$

Итак, полином  $L_1(z)$  не имеет комплексных сопряженных корней. Следовательно, внутри рассматриваемого контура интегрирования полином  $L_1(p)$  не имеет корней.

Запишем выражение (2.9) в следующем виде:

$$f_2(t) = 1 - \frac{1}{2\pi i} I, \quad (2.17)$$

где

$$I = \int_{a-i_\infty}^{a+i_\infty} \frac{ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} x \left[ b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right]}{pL_1(p)} \cdot e^{pt} dp. \quad (2.18)$$

Рассмотрим интеграл (2.18) по заданному контуру (рис. 2.4)

$$I_L = I_{AB} + I_{C_R} + I_{C_\rho} + I_{CD} + I_{EF}.$$

Поскольку доказано, что подынтегральная функция корней не имеет, то в соответствии с теоремой Коши о вычетах  $I_L = 0$ . При  $R \rightarrow \infty$  интеграл  $I_{AB}$  превращается в искомый, тогда

$$I = -I_{C_R} - I_{C_\rho} - I_{CD} - I_{EF}. \quad (2.19)$$

Таким образом, для определения искомого интеграла необходимо найти значения интегралов на отдельных заданных участках.

1. Малая окружность.

$p = \rho \cdot e^{i\varphi}$ ,  $dp = \rho \cdot i \cdot e^{i\varphi} \cdot d\varphi$  при  $\rho \rightarrow 0$  подынтегральное выражение стремится к  $\frac{d\rho}{\rho}$ , т.е.

$$I_{C_\rho} = \int_{-\pi}^{\pi} i d\varphi = -2\pi i.$$

2. Большая окружность.

В соответствии с теоремой Жердана [56]

$$I_{C_R} = 0 \text{ при } R \rightarrow \infty.$$

3. Участок  $CD$ .

$$p = u^2 e^{i\pi}, \quad \sqrt{p} = u \cdot e^{i\frac{\pi}{2}} = u \cdot i, \quad \frac{dp}{p} = \frac{2du}{u}.$$

Подставив эти значения в подынтегральную функцию и, выполнив соответствующие преобразования, получим

$$I_{CD} = 2 \int_{\infty}^0 \frac{\cos p_1 \frac{x}{l_1} u [\cos p_2 u + i b_2 \sin p_2 u] \cdot e^{-u^2 t}}{u(A_0 + iB_0)} du,$$

где  $A_0 = \cos p_1 u \cos p_2 u - b_1 \sin pu \cdot \sin p_2 u$ ;

$B_0 = b_1 b_2 \sin p_1 u \cdot \cos p_2 u + b_2 \sin p_2 u \cdot \cos p_1 u$ ;

$u$  - действительная переменная.

4. Участок  $EF$ .

$$p = u^2 e^{-i\pi}, \quad \sqrt{p} = -ui,$$

$$I_{EF} = 2 \int_0^{\infty} \frac{\cos p_1 \frac{x}{l_1} u [\cos p_2 u - ib_2 \sin p_2 u] \cdot e^{-u^2 t}}{u(A_0 - iB_0)} du.$$

Подставим полученные выражения в формулу (2.19)

$$I = 2\pi i + 2 \int_0^{\infty} \frac{\cos p_1 \frac{x}{l_1} u [\cos p_2 u + ib_2 \sin p_2 u] e^{-u^2 t}}{u(A_0 + iB_0)} du -$$

$$- 2 \int_0^{\infty} \frac{\cos p_1 \frac{x}{l_1} u [\cos p_2 u - ib_2 \sin p_2 u] e^{-u^2 t}}{u(A_0 - iB_0)} du.$$

После соответствующих преобразований

$$I = 2\pi i - 4ib_1 b_2 \int_0^{\infty} \frac{\cos p_1 \frac{x}{l_1} u \cdot \sin p_1 u \cdot e^{-u^2 t}}{u(A_0^2 + B_0^2)} du.$$

Подставив это выражение в формулу (2.17), получим

$$f_2(t) = \frac{2b_1 b_2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin p_1 u \cdot \cos p_1 \frac{x}{l_1} u}{u(A_0^2 + B_0^2)} \cdot e^{-u^2 t} du. \quad (2.20)$$

На основании теоремы Бореля

$$\theta_1(x, t) = \int_0^t f_1(t - \tau) \cdot f_2(\tau) d\tau. \quad (2.21)$$

$$\theta_1(x, t) = K \int_0^t i_T(t - \tau) [U_0 + i_T(t - \tau) R_{\partial}] \int_0^{\infty} \frac{\sin p_1 u \cdot \cos p_1 \frac{x}{l_1} u \cdot e^{-u^2 \tau}}{u(A_0^2 + B_0^2)} du d\tau, \quad (2.22)$$

где  $K = \frac{2b_1 b_2}{\pi V_1 c_1 \gamma_1} = \frac{2\lambda_1 \sqrt{a_3}}{\pi \lambda_3 \sqrt{a_1} V_1 c_1 \gamma_1}$ ,  $0 < t \leq t_u$ ,  $t_u$  - длительность импульса тока.

Превышение температуры в центре кремниевой пластины ( $x = 0$ ) является основным, т.е. характеризует температуру в самой нагретой части структуры.

$$\theta_1(0, t) = \theta_m(t) = K \int_0^t i_T(t - \tau) [U_0 + i_T(t - \tau) R_{\partial}] \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (2.23)$$

где  $f_{2m}(\tau) = \int_0^{\infty} \frac{\sin p_1 u \cdot e^{-u^2 \tau}}{u(A_0^2 + B_0^2)} du$ .

Ниже приводятся выражения для определения температуры полупроводниковой структуры при воздействии импульсов тока наиболее распространенных форм в цепях электронных ключей при использовании их в составе коммутационных аппаратов:

а) импульс тока прямоугольный,  $i_T = I_u$ ,

$$\theta_m(t) = KI_u(U_0 + I_u R_{\partial}) \cdot \int_0^t f_{2m}(\tau) d\tau, \quad 0 < t \leq t_u, \quad (2.24)$$

где  $I_u$  - величина тока в импульсе;

б) импульс тока изменяется по синусоидальному закону,  $i_t = I_m \sin(\omega t + \varphi)$ ,

$$\theta_m(t) = KI_m \cdot \int_0^t \left\{ U_0 \sin[\omega(t - \tau) + \varphi] + I_m R_{\partial} \sin^2[\omega(t - \tau) + \varphi] \right\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (2.25)$$

$$0 < t \leq \frac{\pi - \varphi}{\omega},$$

где  $I_m$  - амплитуда тока,

$\varphi$  - угол включения тиристора,

$\omega = 2\pi f$ ,  $f$  - частота сети.

С помощью этого выражения определяется превышение температуры полупроводниковой структуры силовых тиристоров в однофазных гибридных ПК переменного тока и трехфазных ПК с нулевым проводом [1], когда в качестве двунаправленного полупроводникового ключа, включенного параллельно главным контактам, используются встречно-параллельно включенные тиристоры (см. рис. 1.11).

В трехфазных гибридных ПК без нулевого провода [1] форма импульса тока через тиристор меняется в зависимости от угла включения прибора  $\varphi$ , поэтому формулы для определения превышения температуры для этого случая усложняются. Выражения для определения токов через тиристор указаны в [1] (см. табл. 3.1 этого источника) и поэтому здесь не приводятся.

С целью иллюстрации правил пользования выражениями для токов через тиристоры, представленных в указанной таблице [1] для трехфазного гибридного ПК без нулевого провода, запишем формулы для определения превышения температуры структуры при изменении угла включения в следующих характерных зонах:

$$1) 0 < \varphi \leq \frac{\pi}{3}; \quad 2) \frac{\pi}{3} < \varphi \leq \frac{2\pi}{3}; \quad 3) \frac{2\pi}{3} < \varphi \leq \pi.$$

Для первой зоны

$$\theta_m(t) = KI_m \int_0^t \sin[\omega(t - \tau) + \varphi] \cdot \{U_0 + I_m R_{\partial} \cdot \sin[\omega(t - \tau) + \varphi]\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (2.26)$$

$$\text{при } 0 < \omega t \leq \left( \frac{\pi}{3} - \varphi \right)$$

$$\theta_m(t) = KI_m \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{\omega}} \sin[\omega(t-\tau)+\varphi] \cdot \{U_0 + I_m R_{\partial} \cdot \sin[\omega(t-\tau)+\varphi]\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau +$$

$$+ KI_m \frac{\sqrt{3}}{2} \int_{\frac{\frac{2\pi}{3}-\varphi}{\omega}}^t \sin\left[u(t-\tau)+\varphi+\frac{\pi}{6}\right] \cdot \left\{U_0 + I_m R_{\partial} \cdot \sin\left[u(t-\tau)+\varphi+\frac{\pi}{6}\right]\right\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, (2.27)$$

при  $\left(\frac{\pi}{3}-\varphi\right) < \omega t \leq \left(\frac{5\pi}{6}-\varphi\right)$ .

Для второй зоны

$$\theta_m(t) = KI_m \int_0^t \sin[\omega(t-\tau)+\varphi] \cdot \{U_0 + I_m R_{\partial} \cdot \sin[\omega(t-\tau)+\varphi]\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, (2.28)$$

при  $0 < \omega t \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi$ .

$$\theta_m(t) = KI_m \int_0^{\frac{2\pi-\varphi}{\omega}} \sin[\omega(t-\tau)+\varphi] \cdot \{U_0 + I_m R_{\partial} \cdot \sin[\omega(t-\tau)+\varphi]\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau +$$

$$KI_m \frac{\sqrt{3}}{2} \int_{\frac{\frac{2\pi}{3}-\varphi}{\omega}}^t \sin\left[\omega(t-\tau)+\varphi-\frac{\pi}{6}\right] \cdot \left\{U_0 + I_m R_{\partial} \sin\left[\omega(t-\tau)+\varphi-\frac{\pi}{6}\right]\right\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, (2.29)$$

при  $\left(\frac{2\pi}{3}-\varphi\right) < \omega t \leq \left(\frac{7\pi}{6}-\varphi\right)$ .

Для третьей зоны  $\theta_m(t)$  определяется по формуле (2.25). Поскольку в каждом из выражений (2.27) и (2.29) второй интеграл можно представить в виде разности двух интегралов с соответствующими пределами интегрирования (например, в первом выражении пределы интегрирования будут 0 - t и

$0 - \left(\frac{\frac{\pi}{3}-\varphi}{\omega}\right)$ , а во втором 0 - t и  $0 - \left(\frac{\frac{2\pi}{3}-\varphi}{\omega}\right)$ ), то эти выражения будут состо-

ять из отдельных формул типа (2.25), характерных для синусоидального импульса в однофазном режиме ПК. Поэтому определение превышения температуры структуры тиристорov в трехфазных ПК будет не сложнее, чем в однофазных.

в) импульс тока изменяется по экспоненциальному закону,  $i(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$ ,

$$\theta_m(t) = KI_0 \int_0^t \left( U_0 e^{-\frac{t-\tau}{\tau_1}} + I_0 R_{\partial} e^{-\frac{2(t-\tau)}{\tau_1}} \right) f_{2m}(\tau) d\tau, \quad 0 < t \leq t_u; \quad (2.30)$$

г) импульс тока представляет сумму синусоидальной и экспоненциальной составляющих. Такой ток имеет место в случае симметричного трехфазного короткого замыкания в цепи электронного ключа [1]

$$i_T = I_{nm} \left[ \sin(\omega t - \varphi_k) + e^{-\frac{t}{T_k}} \sin \varphi_k \right],$$

где  $I_{nm}$  - амплитудное значение установившегося тока короткого замыкания;

$\varphi_k$  - угол нагрузки в цепи короткого замыкания;

$T_k = \frac{L_k}{R_k}$ ,  $L_k$ ,  $R_k$  - суммарные значения индуктивности и активного сопротивления в контуре короткого замыкания.

протiwления в контуре короткого замыкания.

$$\theta_m(t) = KI_{nm} \int_0^t \left\{ \sin[\omega(t-\tau) - \varphi_k] + e^{-\frac{t-\tau}{T_k}} \sin \varphi_k \right\} \times \\ \times \left\{ U_0 + I_{nm} R_{\partial} \left\{ \sin[\omega(t-\tau) - \varphi_k] + e^{-\frac{t-\tau}{T_k}} \sin \varphi_k \right\} \right\} f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (2.31)$$

$0 < t \leq t_u$ , а  $t_u$  может в пределе достигать величины периода питающей сети  $T_c$  (для промышленной частоты  $T_c = 20$  мс).

Таким образом, зная аналитическое выражение для импульса тока через тиристор  $i_T(t)$ , мы всегда сможем с помощью ЭВМ, используя стандартные программы [44, 54] для численного решения выражения (2.23), найти перегрев полупроводниковой структуры тиристора на любом отрезке времени от 0 до  $t_u$ , в том числе и значение температуры структуры в конце импульса тока, которая и определяет возможность тиристора обеспечить надежное отключение электрической цепи.

### 2.2.3. Расчет температуры полупроводниковой структуры мощных тиристорov с прижимными контактами

Целью данного исследования является разработка аналитического метода расчета теплового режима широко распространенных мощных тиристорov (на токи свыше 320 А) с прижимными контактами при воздействии на них кратко-

временных (до 0,02 с) импульсов тока произвольной формы, в том числе и имеющих место при использовании их в составе полупроводниковых ключей коммутационных аппаратов.

На рис. 2.5 приведена предлагаемая автором расчетная тепловая модель УПП (тиристора) таблеточного типа с прижимными контактами [54, 55]. В ней кремниевая пластина полупроводниковой структуры прибора находится в тесном тепловом контакте справа с вольфрамовым термокомпенсатором, а слева с медным основанием прибора. Причем слои меди и вольфрама представлены в виде полуограниченных тел. Правомерность такой замены для малых отрезков времени (порядка 0,02 с) показана в [1, 55]. Кроме того, в модели не учтен тонкий слой (порядка 0,1 мм) припоя между кремниевой пластиной и вольфрамовым компенсатором и тонкая прокладка (до 0,2 мм) на основе олова между кремнием и медью. Эти слои компенсируются соответствующим увеличением толщины кремния, которая по тепловому сопротивлению равна убранным слоям, что также допустимо при малых толщинах слоев контактного материала [43].

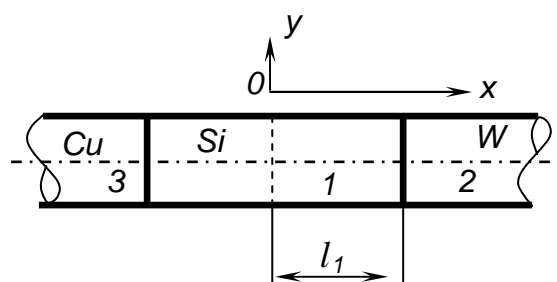


Рис. 2.5 – Расчетная тепловая модель УПП с прижимными контактами

Так как при прохождении через УПП импульса тока тепло выделяется в основном в *pn*-переходах центральной части кремниевой пластины, то для нашего случая целесообразно представить источник тепла в виде плоского источника, расположенного в центре кремниевой пластины.

Решение уравнений теплопроводности для этой модели проводится при следующих допущениях: начальная температура всех элементов модели одинакова; градиент температуры в плоскости, перпендикулярной продольной оси модели, равен нулю; выделением тепла во время токовой нагрузки в меди и вольфраме пренебрегаем; теплофизические параметры материалов не зависят от температуры; вольтамперная характеристика УПП в прямом направлении аппроксимируется пороговым напряжением  $U_0$  и линейной зависимостью от тока при  $U > U_0$ , определяемой дифференциальным сопротивлением  $R_D$ .

Форма импульса тока в УПП  $i_T(t)$  принимается произвольной.

Распределение температуры в данной несимметричной модели УПП определяется следующими системами уравнений [55]:

а) для правой части:



$$\begin{cases} \frac{\partial \theta}{\partial t} = a_1 \cdot \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2}, \\ \frac{\partial \theta_2}{\partial t} = a_2 \cdot \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial x^2}, \end{cases} \quad (2.32)$$

где переменные и параметры с индексом 1 относятся к кремниевой пластине, а с индексом 2 – к вольфраму;

$\theta$  - превышение температуры;

$a = \frac{\lambda}{c \cdot \gamma}$  - коэффициент температуропроводности;

$\lambda$  - коэффициент теплопроводности;

$c$  - удельная теплоемкость.

Граничные и начальные условия для системы уравнений (2.32) следующие:

$$1) x = 0, \quad -\lambda_1 \cdot \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = \frac{P_1(t)}{S}, \quad P_1(t) = \alpha(t) \cdot i_T(t) \cdot (U_0 + i_T(t) \cdot R_\partial),$$

где  $\alpha(t)$  - коэффициент, учитывающий долю мощности, которая уходит в правую часть модели;

$i_T(t)$  – мгновенное значение тока, протекающего через УПП;

$S$  - сечение кремниевой пластины в центре.

$$2) x = l_1, \quad \theta_1 = \theta_2, \quad -\lambda_1 \cdot \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = -\lambda_2 \cdot \frac{\partial \theta_2}{\partial x}. \quad 3) x \rightarrow \infty, \quad \theta_2 = 0,$$

при  $t = 0, \quad \theta_1 = \theta_2 = \theta_3;$

б) для левой части

$$\begin{cases} \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = a_1 \cdot \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2}, \\ \frac{\partial \theta_3}{\partial t} = a_3 \cdot \frac{\partial^2 \theta_3}{\partial x^2}, \end{cases} \quad (2.33)$$

где переменные и параметры с индексом 3 относятся к меди.

Граничные и начальные условия для системы уравнений (2.33) следующие:

$$1) x = 0, \quad -\lambda_1 \cdot \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = \frac{P_2(t)}{S}, \quad P_2(t) = (1 - \alpha(t)) \cdot i_T(t) \cdot (U_0 + i_T(t) \cdot R_\partial).$$

Остальные условия такие же, как и в предыдущем случае. Так как решения уравнений для левой и правой части идентичны, то рассмотрим решение только для правой части модели. Для решения системы уравнений (2.32) используется интегральное преобразование Лапласа. Система уравнений (2.32) в операторной форме относительно переменной  $p$  приобретет вид

$$\begin{cases} p \cdot \partial \theta_1(p) = \alpha_1 \cdot \frac{\partial^2 \theta_1(p)}{\partial x^2}, \\ p \cdot \partial \theta_2(p) = \alpha_2 \cdot \frac{\partial^2 \theta_2(p)}{\partial x^2}. \end{cases} \quad (2.34)$$

Решение данной системы [55]

$$\begin{aligned} \theta_1(p) &= A_1 \cdot e^{\sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot x} + A_2 \cdot e^{-\sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot x}, \\ \theta_2(p) &= B_1 \cdot e^{\sqrt{\frac{p}{\alpha_2}} \cdot x} + B_2 \cdot e^{-\sqrt{\frac{p}{\alpha_2}} \cdot x}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Так как при  $x \rightarrow \infty$ ,  $\theta_2(p) = 0$ , то  $B_1 = 0$ , т.е.  $\theta_2(p) = B_2 \cdot e^{-\sqrt{\frac{p}{\alpha_2}} \cdot x}$ .

На основании граничных условий 1 и 2 после соответствующих преобразований получим искомое выражение для определения максимального значения превышения температуры полупроводниковой структуры УПП ( $x = 0$ )

$$\theta_1(p, 0) = \theta_{\max}(p) = F_1(p) \left[ \frac{\sqrt{\alpha_1}}{\lambda_1 \cdot \sqrt{p} \cdot \left( 1 + k_{np} \cdot e^{-2 \cdot \sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot l_1} \right)} - \frac{\sqrt{\alpha_1} \cdot k_{np} \cdot e^{-2 \cdot \sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot l_1}}{\lambda_1 \cdot \sqrt{p} \cdot \left( 1 + k_{np} \cdot e^{-2 \cdot \sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot l_1} \right)} \right], \quad (2.36)$$

где  $F_1(p) = f_1(t) = \frac{P_1(t)}{S}$ ,  $k_{np} = \frac{b_{np} - 1}{b_{np} + 1}$ ,  $b_{np} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \cdot \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}}$ .

Для нахождения оригинала выражения (2.36) применим теорему Бореля [56]

$$F_1(p) \cdot F_2(p) = \int_0^t f_1(t - \tau) \cdot f_2(\tau) d\tau, \quad (2.37)$$

где  $F_2(p)$  - часть выражения (2.36), заключенная в квадратные скобки.

Так как оригинал  $F_1(p)$  известен, то остается найти только функцию  $f_2(\tau)$ , т.е. оригинал изображения  $F_2(p)$ . Для этого воспользуемся способом обратного преобразования Лапласа, основанном на разложении функции  $F_2(p)$  в ряд Маклорена. Выполнив соответствующие преобразования, получим

$$F_{2\max}(p) = \frac{\sqrt{\alpha_1}}{\lambda_1 \cdot \sqrt{p}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left( (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^{n-1} \cdot e^{-2 \cdot \sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot l_1 \cdot (n-1)} - (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^{n-1} \cdot e^{-2 \cdot \sqrt{\frac{p}{\alpha_1}} \cdot l_1 \cdot n} \right).$$

После выполнения обратного преобразования Лапласа [2,56]

$$f_{2\max}(t) = \frac{\sqrt{\alpha_1}}{\lambda_1} \cdot Z_{np}(n),$$

где

$$Z_{np}(n) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^{n-1} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot t}} \cdot e^{-\frac{\left(2 \cdot [n-1] \cdot l_1 / \sqrt{a_1}\right)^2}{4 \cdot t}} - (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^n \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot t}} \cdot e^{-\frac{\left(2 \cdot n \cdot l_1 / \sqrt{a_1}\right)^2}{4 \cdot t}} \right)$$

$$\text{или } Z_{np}(n) = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot t}} Z'_{np}(n).$$

Тогда на основании (2.37)

$$\theta_{np\max}(t) = \frac{\sqrt{a_1}}{\lambda_1 \cdot S \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \int_0^t a(t-\tau) \cdot i_T(t-\tau) \cdot (U_0 + i_T(t-\tau) \cdot R_{\partial}) \cdot \frac{1}{\sqrt{\tau}} \cdot Z'_{np}(n) d\tau, \quad (2.38)$$

где  $0 < t \leq t_u$ ,  $t_u$  - длительность импульса тока.

$$\text{Или } \theta_{np\max}(t) = \frac{1}{S} \cdot \int_0^t a(t-\tau) \cdot i_T(t-\tau) \cdot (U_0 + i_T(t-\tau) \cdot R_{\partial}) \cdot f_{np}(\tau) d\tau, \quad (2.39)$$

$$\text{где } f_{np}(\tau) = \frac{\sqrt{a_1}}{\lambda_1 \cdot \sqrt{\pi \cdot \tau}} \cdot Z'_{np}(n).$$

Выполнив аналогичные преобразования с системой уравнений (2.33), получим выражение для максимального превышения температуры полупроводниковой структуры для левой части модели:

$$\theta_{лев\max}(t) = \frac{1}{S} \cdot \int_0^t (1 - a(t-\tau)) \cdot i_T(t-\tau) \cdot (U_0 + i_T(t-\tau) \cdot R_{\partial}) \cdot f_{лев}(\tau) d\tau, \quad (2.40)$$

$$\text{где } f_{лев}(\tau) = \frac{\sqrt{a_1}}{\lambda_1 \cdot \sqrt{\pi \cdot \tau}} \cdot Z'_{лев}(n), \quad k_{лев} = \frac{b_{лев} - 1}{b_{лев} + 1}, \quad b_{лев} = \frac{\lambda_3}{\lambda_1} \cdot \sqrt{\frac{a_1}{a_3}}.$$

$$\text{Очевидно, что всегда } \theta_{np\max}(t) = \theta_{лев\max}(t). \quad (2.41)$$

Так как коэффициент температуропроводности у вольфрама ниже, чем у меди, то всегда

$$0 < \alpha(t) \leq 0,5.$$

Для нахождения функции  $\alpha(t)$  рассмотрим нагрев полуограниченной системы двух тел постоянным тепловым потоком  $q$ , расположенным, как и в рассматриваемой выше модели, на границе  $x = 0$ . Решение уравнений теплопроводности для этой системы приведено в [46]. Из [46] следует, что, например, для правой части рассматриваемой модели выражение для определения максимальной температуры  $\theta_{1\max}$  имеет вид

$$\theta_{1\max}(t) = q \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{a_1 \cdot t}}{\lambda_1} \cdot Z_{0np}(n), \quad (2.42)$$

где  $Z_{0np}(n) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^{n-1} \cdot \left\langle ierfc\left(\frac{(n-1) \cdot l_1}{2 \cdot \sqrt{a_1 \cdot t}}\right) - k_{np} \cdot ierfc\left(\frac{n \cdot l_1}{2 \cdot \sqrt{a_1 \cdot t}}\right) \right\rangle \right),$

$$ierfc(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{-x^2} - x \cdot (1 - erf(x)), \quad erf(x) = \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_0^x e^{-t^2} dt.$$

Очевидно, что в выражении (2.42) множитель при  $q$  есть переходное тепловое сопротивление полуограниченной системы.

Исходя из вышеизложенного, а также с учетом выражения (2.41) мы можем записать для любого момента времени

$$\frac{P_u}{S} \cdot [1 - \alpha(t)] \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{a_1 \cdot t}}{\lambda_1} \cdot Z_{0лев}(n) = \frac{P_u}{S} \cdot \alpha(t) \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{a_1 \cdot t}}{\lambda_1} \cdot Z_{0np}(n).$$

Откуда

$$\alpha(t) = \frac{Z_{0np}}{Z_{0лев}(n) + Z_{0np}(n)}. \quad (2.43)$$

В дальнейшем необходимо просчитать данное выражение (параметры  $k_{лев}$ ,  $k_{np}$ ,  $l_1$ ,  $\alpha_1$  зависят от материала и геометрических размеров конкретного УПП) для нескольких временных точек согласно заданному интервалу  $0 < t \leq t_u$ . Далее по полученным точкам функция  $\alpha(t)$  аппроксимируется полиномом порядка  $n$ , где  $n$  – число просчитанных временных точек. Например, для мощных таблеточных тиристоров типов Т253-800, Т253-1000 и Т253-1250 функция  $\alpha(t)$  аппроксимируется с погрешностью до 1% следующим полиномом [55]

$$\alpha(t) = 4761,5t^3 + 153,7t^2 - 9,4t + 0,5. \quad (2.44)$$

Таким образом, с помощью выражений (2.39) – (2.41) с учетом выражения типа (2.44), используя при этом стандартные программы для их численного решения, достаточно просто с высокой точностью рассчитать температуру полупроводниковой структуры широко распространенных мощных УПП таблеточного типа на номинальные токи от 250 А и выше при воздействии на них кратковременных (до 0,02 с) импульсов тока любой формы, заданной аналитически. Поскольку температура полупроводниковой структуры УПП является одним из основных факторов, определяющих их надежную работу в составе гибридных и бесконтактных аппаратов, то расчет ее с высокой точностью позволяет выбирать наиболее оптимальные режимы работы этих коммутационных аппаратов, обеспечивая при этом наиболее экономичный расход электрической энергии у потребителя.

### 2.3. Методика расчета теплового режима мощных управляемых полупроводниковых приборов в условиях длительного воздействия токовой нагрузки

В [1, 57] показано, что длительное воздействие токовой нагрузки на УПП силовых КПА имеет место для временных промежутков, начиная с десятых долей секунды и выше. Поэтому УПП под воздействием указанной нагрузки находится в следующих основных режимах работы силовых КПА:

- а) продолжительном;
- б) продолжительном с последующей кратковременной перегрузкой;
- в) кратковременном;
- г) повторно-кратковременном.

Токовая нагрузочная способность УПП в этих режимах так же, как и при воздействии импульса тока, определяется максимально допустимой температурой полупроводниковой структуры (перехода), которая не должна быть превышена в любых режимах работы прибора.

Расчет температуры структуры производится ранее указанным графо-аналитическим методом по известным значениям мощности потерь и теплового сопротивления [57], которое в рассматриваемом временном диапазоне достаточно точно отражает тепловые процессы, протекающие в УПП.

В расчетных соотношениях предполагается воздействие прямоугольного импульса мощности, в который преобразуются реальные импульсы мощности, причем среднее значение прямоугольного импульса мощности то же, что и реального (см. подраздел 2.1).

Правомерность такого преобразования доказана в [33-38]. На рис. 2.6 приведены мощности потерь и изменение температуры полупроводниковой структуры УПП при различных режимах работы КПА.

Допустимая мощность потерь полупроводниковой структуры в продолжительном режиме [57]

$$P_{T \max} = \frac{T_{j \max} - T_{окр}}{R_T}, \quad (2.45)$$

где  $T_{j \max}$  - максимально допустимая температура полупроводниковой структуры;

$T_{окр}$  - температура окружающей среды;

$R_T$  - установившееся тепловое сопротивление УПП с типовым охладителем при принятой в КПА системе охлаждения.

Допустимая мощность потерь в продолжительном режиме с последующей перегрузкой

$$P_{T(II) \max} = \frac{T_{j \max} - T_{окр} - P_T R_T}{r_{\tau_n}} + P_T, \quad (2.46)$$

где  $r_{\tau_n}$  - переходное тепловое сопротивление переход – окружающая среда в конце перегрузки.

Допустимая мощность потерь в кратковременном режиме

$$P_{T \max} = \frac{T_{j \max} - T_{окр}}{r_{t_u}}, \quad (2.47)$$

где  $r_{t_u}$  - тепловое сопротивление переход-окружающая среда УПП в конце импульса длительностью  $t_u$ , определяемое по графическим зависимостям переходного теплового сопротивления (при системе охлаждения принятой в КПА) от времени [33].

Работа КПА в повторно-кратковременном режиме возможна при различных частотах включения  $n = 1/T$  и различных продолжительностях включения ПВ =  $\frac{t_u}{T}$ , при этом допустимая мощность потерь определяется по формуле [57]

$$P_{T \max} = \frac{T_{j \max} - T_{окр}}{\frac{t_u}{T} R_T + \left(1 - \frac{t_u}{T}\right) \cdot r_{T+t_u} - r_T + r_{t_u}}, \quad (2.48)$$

где  $t_u$  - длительность импульса;

$T$  - длительность одного цикла;

$r_{T+t_u}$ ,  $r_T$ ,  $r_{t_u}$  - переходные тепловые сопротивления в соответствующие моменты времени.

Как уже отмечалось ранее, основным источником нагрева полупроводниковой структуры УПП являются потери в состоянии прямой проводимости.

В ПК переменного тока [57]

$$P = I_{Tcp} U_0 + (k_{\phi} I_{Tcp})^2 R_{\partial}. \quad (2.49)$$

В ПК постоянного тока

$$P = I U_0 + I^2 R_{\partial}, \quad (2.50)$$

где  $k_{\phi} = \frac{I_T}{I_{Tcp}}$  - коэффициент формы, который определяется в зависимости от типа ПК;

$I_T$  - действующее значение тока через УПП;

$I_{Tcp}$  - среднее значение тока через УПП;

$I$  - ток, протекающий в цепи ПК постоянного тока.

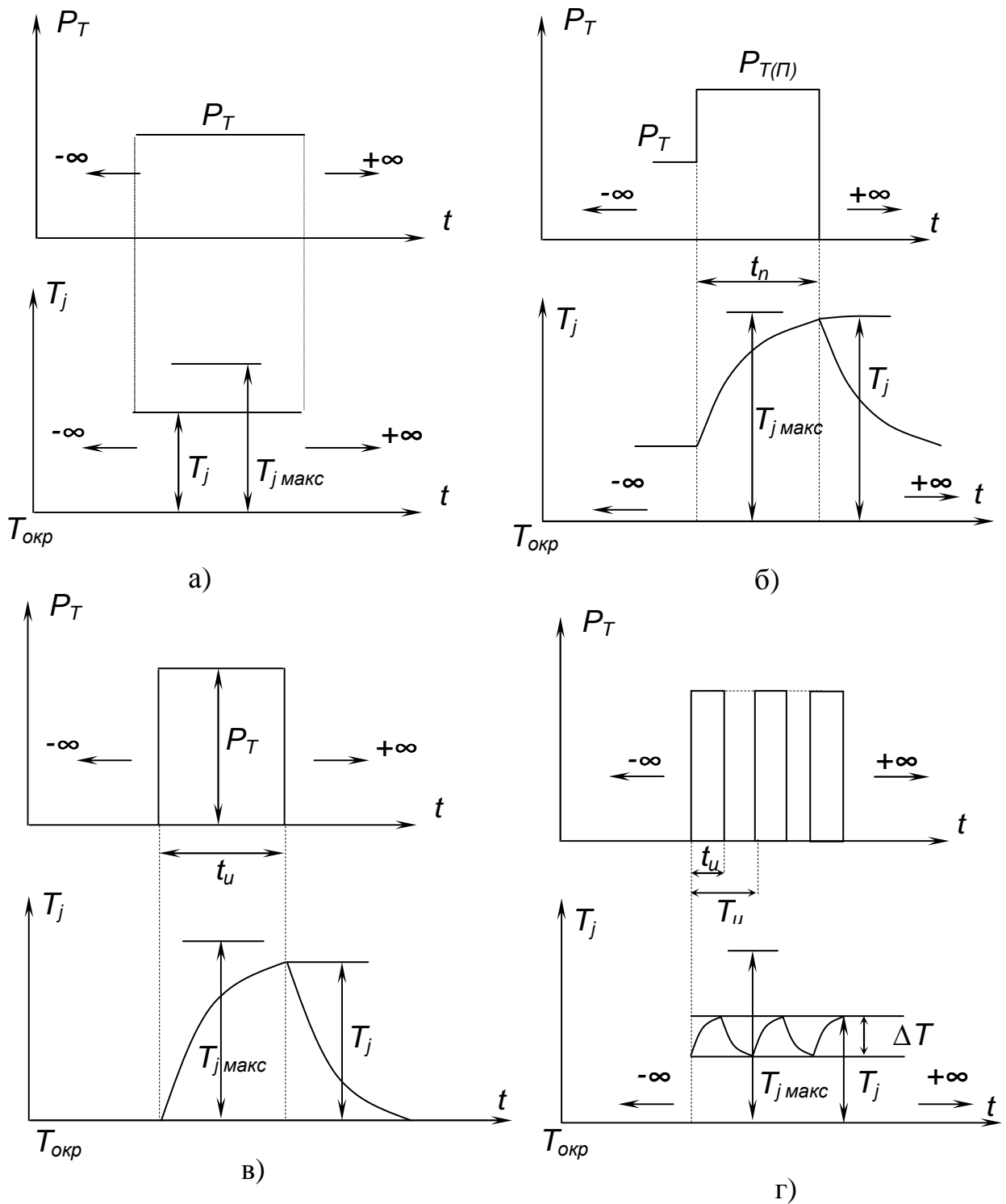


Рис. 2.6 – Мощность потерь и изменение температуры структуры (перехода) УПП при различных режимах работы КПА:  
а) продолжительный;  
б) продолжительный с последующей кратковременной перегрузкой;  
в) кратковременный; г) повторно-кратковременный

Подставив (2.49), (2.50) в (2.45) – (2.48), получим уравнения для определения допустимого среднего тока УПП при различных режимах работы.

В продолжительном режиме:

а) для переменного тока

$$I_{Tcp}^2 k_{\phi}^2 R_{\partial} + I_{Tcp} U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{R_T} = 0; \quad (2.51)$$

б) для постоянного тока

$$I^2 R_{\partial} + I U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{R_T} = 0. \quad (2.52)$$

В продолжительном режиме с последующей перегрузкой:

а) для переменного тока

$$I_{Tcp}^2 k_{\phi}^2 R_{\partial} + I_{Tcp} U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр} - P_T R_T}{r_{\tau_n}} - P_T = 0; \quad (2.53)$$

б) для постоянного тока

$$I^2 R_{\partial} + I U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр} - P_T R_T}{r_{\tau_n}} - P_T = 0. \quad (2.54)$$

В кратковременном режиме:

а) для переменного тока

$$I_{Tcp}^2 k_{\phi}^2 R_{\partial} + I_{Tcp} U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{r_{t_u}} = 0; \quad (2.55)$$

б) для постоянного тока

$$I^2 R_{\partial} + I U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{r_{t_u}} = 0. \quad (2.56)$$

В повторно-кратковременном режиме:

а) для переменного тока

$$I_{Tcp}^2 k_{\phi}^2 R_{\partial} + I_{Tcp} U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{\frac{t_u}{T} R_T + \left(1 - \frac{t_u}{T}\right) \cdot r_{T+t_u} - r_T + r_{t_u}} = 0; \quad (2.57)$$

б) для постоянного тока

$$I^2 R_{\partial} + I U_0 - \frac{T_{j\max} - T_{окр}}{\frac{t_u}{T} R_T + \left(1 - \frac{t_u}{T}\right) \cdot r_{T+t_u} - r_T + r_{t_u}} = 0. \quad (2.58)$$

При этом допустимое значение эффективного тока в одном полюсе ПК:

а) для переменного тока в случае двух встречно-параллельно включенных УПП

$$I_{\text{эф}} = I_{Tcp} k_{\phi} \sqrt{2} \quad ; \quad (2.59)$$

б) для постоянного тока

$$I_{\text{эф}} = I. \quad (2.60)$$



На основании полученных уравнений определяется номинальный ток и номинальный рабочий ток КПА, величина перепада температуры полупроводниковой структуры ( $\Delta T$ ), а также строится перегрузочная характеристика аппарата по току ( $t_u = f\left(\frac{I}{I_{ном}}\right)$ ), с помощью которой находится максимально допустимое время перегрузки.

Номинальный ток характеризует работу КПА в продолжительном режиме, номинальный рабочий ток – в повторно-кратковременном режиме. В последнем случае в качестве нагрузки аппарата (контактора или пускателя), как правило, выступает электрический двигатель, пусковой ток которого в несколько раз превышает номинальный.

Ток ПА:

- номинальный

$$I_{ном} = k_3 \cdot I_{эф}, \quad (2.61)$$

где  $k_3 < k_n k_n$  - коэффициент запаса;

$k_n$  - коэффициент надежности, значение которого рекомендуется принять равным 0,85 [1];

$k_n$  - коэффициент, учитывающий меру снижения тока  $I_{эф}$  в связи с возможностью длительной работы аппарата при пограничном токе ( $I_{ногр}$ ) срабатывания максимальной токовой защиты ( $I_{ногр} = 1,3 I_{ном}$ ).

Опыт эксплуатации гибридных и бесконтактных полупроводниковых аппаратов защиты и управления показал [1], что наиболее приемлемые значения  $k_3$  заключены в диапазоне (0,55-0,60):

- номинальный рабочий ток

$$I_{ном p} = \frac{k_3 \cdot I_{эф пв}}{k}, \quad (2.62)$$

где  $I_{эф пв}$  - допустимое значение эффективного тока одного полюса ПК в повторно кратковременном режиме;

$k$  - кратность пускового тока двигателя ( $k = 6$  – для переменного тока и  $k = 2,5$  – для постоянного тока).

Величина максимального перепада температуры полупроводниковой структуры ( $\Delta T$ ) характеризует надежность УПП при циклической нагрузке и определяется при повторно-кратковременном режиме на основании следующих выражений:

а) для переменного тока

$$\Delta T = [k I_{Тср} (U_0 + k_\phi k I_{Тср} R_\partial)] \cdot r_{t_u}; \quad (2.63)$$

б) для постоянного тока

$$\Delta T = k I_{ном p} (U_0 + k I_{ном p} R_\partial) \cdot r_{t_u}, \quad (2.64)$$

где  $I_{Tcr} = \frac{I_{ном p}}{\sqrt{2} \cdot k_{\phi}}$  - средний ток УПП соответствующий номинальному рабочему току;

$r_{t_u}$  - тепловое сопротивление переход-окружающая среда в конце импульса, длительность которого определяется из выражения  $t_u = \frac{T_u}{k^2}$ .

Зная величину  $\Delta T$  можно найти среднюю циклоустойкость УПП полупроводниковых аппаратов, работающих в повторно-кратковременном режиме. Циклоустойкость определяется усталостным характером остаточных механических напряжений при периодическом нагреве выпрямительного элемента УПП и рассчитывается по следующей формуле [1]

$$N = A \cdot \Delta T^{-a}, \quad (2.65)$$

где  $A$  и  $a$  – постоянные, учитывающие конструктивные особенности УПП.

Значения этих постоянных для наиболее распространенных УПП приведены в [8].

Перегрузочная характеристика ПА по току  $t_u = f\left(\frac{I}{I_{ном}}\right)$  строится по уравнениям (2.53) и (2.57) или (2.54) и (2.58) в зависимости от рода тока аппарата.

С помощью этих уравнений для заданного значения времени  $t_u$  находится допустимое эффективное значение тока  $I_{\text{эф}}$  одного полюса ПА, работающего либо в кратковременном режиме (уравнения (2.55) и (2.586)), либо в продолжительном с последующей перегрузкой (уравнения (2.53) и (2.54)). Затем находится

$$I = k'_3 I_{\text{эф}},$$

где  $k'_3 = 0,85$  – коэффициент запаса в этом режиме.

Очевидно, что защитная времятоковая характеристика ПА, должна проходить всегда ниже этой зависимости.

С целью иллюстрации использования предложенных выше соотношений были рассчитаны с помощью ЭВМ основные элементы силовой части наиболее массовых КПА – бесконтактных полупроводниковых контакторов на номинальные токи от 100 до 630 А, и номинальное напряжение 380 В  $f = 50$  Гц. При этом полупроводниковые ключи этих аппаратов выполнялись на базе двух встречно-параллельно включенных тиристоров со стандартными охладителями и естественной системой охлаждения. Наиболее важные результаты приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4 - Результаты расчета параметров основных элементов бесконтактных контакторов

Основные параметры контактора		Расчетные параметры			
номинальный ток, А	номинальное напряжение, В	тип силового тиристора	класс по напряжению	номинальный рабочий ток, А *	предельно коммутационная способность, КА
100	380	T133-320	10	80	3,0
160		T153-630		160	
250				200	
400		T253-1000		320	9,0
630		2параллельно		400	

Примечание. \* этот параметр рассчитан для частоты включений  $n = 1200$  вкл/час и продолжительности включения ПВ = 15%.

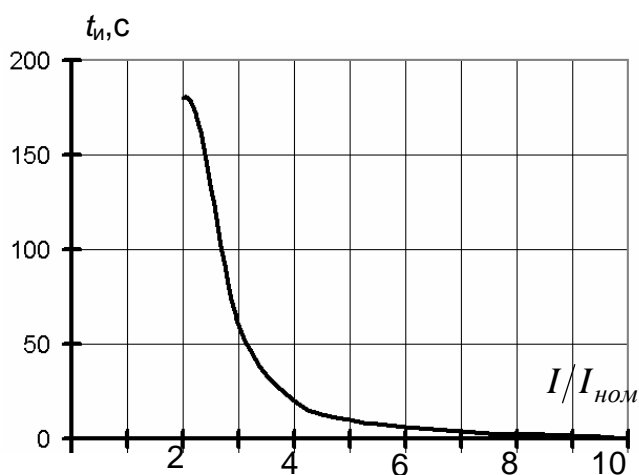


Рис. 2.7 – Перегрузочная характеристика по току бесконтактного полупроводникового контактора (силовые тиристоры типа T153-630,  $I_{ном} = 200$  А)

Результаты расчета перегрузочной характеристики по току ( $t_u = f\left(\frac{I}{I_{ном}}\right)$ ) контактора на  $I_{ном} = 200$  А приведены на графике рис. 2.7.

Таким образом, предложенная методика расчета теплового режима УПП силовых коммутационных ПА, работающих в длительном режиме, позволяет определить следующие важные параметры и элементы КПА: номинальный ток, номинальный рабочий ток, типы силовых тиристоров, циклоустойкость этих тиристоров, а также перегрузочную характеристику по току аппарата,

необходимую для выбора эффективной максимальной токовой защиты изделия, т.е. практически полностью оценить его технические возможности, а также массогабаритные и стоимостные показатели.

## 2.4. Резюме

1. Современные УПП силовой электроники позволили расширить диапазон коммутируемых мощностей ПК до единиц мегаватт при существенном увеличении верхнего уровня частоты их коммутации до сотен килогерц, что, в свою очередь, позволило создавать на их основе гибридные и бесконтактные силовые КПА защиты, управления и регулирования переменного и постоянного тока с высокими технико-экономическими показателями.

2. В связи с тем, что ПК и на обновленной элементной базе продолжают уступать по габаритам, стоимости и перегрузочной способности по току контактными ключами традиционных коммутационных аппаратов, по-прежнему, является актуальным решением тепловых задач, рассчитывающих тепловой режим УПП полупроводниковых ключей, который в итоге и определяет оптимальные габариты, стоимость, а также предельную перегрузочную способность ПК, составляющих основу силовых КПА.

3. Показано, что в самом общем виде тепловой режим УПП определяется характером токовой нагрузки на прибор и его характеристикой. При этом основным параметром, характеризующим этот режим УПП, является температура его полупроводниковой структуры, расчет которой существенно усложняется спецификой токовой нагрузки на УПП в силовых КПА.

4. В результате критического рассмотрения существующих методов расчета температуры полупроводниковой структуры УПП выявлено, что наиболее приемлемым для расчета температуры УПП в условиях их кратковременной (до 0,02 с) импульсной нагрузки в составе силовых КПА является аналитический метод решения уравнений теплопроводности на основе обосновано упрощенной теплофизической модели, а традиционный графоаналитический метод, использующий приведенные в каталогах временные зависимости переходного теплового сопротивления ключей, успешно применяется только при более длительных воздействиях нагрузки. При этом при работе УПП в импульсном режиме необходимо рассчитывать не только температуру полупроводниковой структуры в конце импульса нагрузки, но и максимальную температуру структуры при прохождении импульса, поскольку первый параметр определяет перегрузочную способность УПП, а второй при циклическом воздействии нагрузки – их срок службы (циклостойкость).

5. В результате анализа представленных в литературных источниках исследований теплового режима мощных КУПП (на рабочие токи свыше 50 А) при импульсном воздействии токовой нагрузки установлено, что тепло за время действия кратковременной нагрузки (до 0,01 с) практически не выходит за пределы выпрямительных элементов этих приборов. В этой связи упрощенные тепловые модели силовых УПП для исследования их теплового режима при кратковременной импульсной нагрузке рекомендуется разрабатывать на базе конструкции их выпрямительных элементов.

6. Показано, что современные УПП (тиристоры) по конструкции выпрямительных элементов делятся на две группы: тиристоры с припаянными контактами (штыревые тиристоры с гибким или жестким выводом), которые выпол-

няются на номинальные токи до 320 А и более мощные тиристоры с прижимными контактами (таблеточные тиристоры). В первой группе тиристоров контакт между полупроводниковой пластиной и вольфрамовыми термокомпенсаторами выпрямительного элемента обеспечивается методом пайки. Во второй – припаивается только нижний термокомпенсатор, контакт же между кремниевой пластиной и верхним медным основанием создается с помощью постоянного механического нажатия, обеспечиваемого конструкцией прибора. В этой связи с целью повышения точности расчета автор предлагает для менее мощных тиристоров с припаянными контактами, у которых толщина компенсаторов меньше, в тепловой модели наряду с выпрямительным элементом дополнительно учитывать и прилегающие к термокомпенсаторам области нижнего медного основания и верхнего медного вывода.

7. Предложены и обоснованы трехслойная симметричная теплофизическая модель для тиристоров с припаянными контактами и трехслойная несимметричная теплофизическая модель для тиристоров с прижимными контактами, которые адекватно отражают конструкцию указанных тиристоров, позволяя достаточно точно определять нестационарное температурное поле мощных приборов при воздействии кратковременной (до 0,02 с) импульсной нагрузки. Аналитические выражения, полученные в результате решения уравнений теплопроводности для этих моделей, позволяют с помощью ЭВМ, применяя стандартные программы, определить превышение температуры полупроводниковой структуры мощного тиристора практически при любой форме токового импульса. При этом точность расчета в сравнении с методиками, использующими известные двухслойные симметричные теплофизические модели тиристоров, существенно (до 20%) возросла, особенно для временных промежутков от 0,01 с до 0,02 с.

8. Разработанные автором аналитическое решение уравнений теплопроводности для сложной системы, состоящей из трех разных тел, может найти применение для широкого круга задач, по определению температуры твердых сред, находящихся в непосредственном тепловом контакте.

9. В результате анализа теплового режима УПП при длительном воздействии токовой нагрузки в наиболее характерных режимах работы силовых КПА получены основные расчетные соотношения для определения таких важнейших параметров КПА, как номинальный ток, номинальный рабочий ток, перегрузочная характеристика по току и т.п.

10. Предложенные методики расчета теплового режима УПП как при импульсной нагрузке, так и при длительной, позволяют использовать прогрессивные методы автоматизированного проектирования при разработке силовых КПА.

### Раздел 3

## ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ КОММУТАЦИОННЫХ АППАРАТОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

### 3.1. Основные причины возникновения коммутационных перенапряжений и способы их снижения

В процессе работы КПА как бесконтактных, так и гибридных к УПП полупроводниковых ключей в момент их выключения прикладывается восстанавливающееся напряжение, которое определяет уровень коммутационных перенапряжений на элементах ПК и в сети.

Характер восстанавливающегося напряжения на УПП полупроводниковых ключей определяется параметрами отключаемой цепи, режимом работы ключа (однофазный, трехфазный, естественная или принудительная коммутация), схемой соединения УПП, а также параметрами схемы устройства защиты от перенапряжений [1, 58, 59].

Основными причинами возникновения коммутационных перенапряжений являются:

- быстрый спад до нуля тока  $i$  в нагрузке индуктивного характера и появляющаяся в результате этого на индуктивности  $L$  ЭДС самоиндукции  $L \frac{di}{dt}$ , препятствующая спаданию тока ( $L = L_n + L_c$ , где  $L_n$  – индуктивность нагрузки, а  $L_c$  – индуктивность предвключенной КПА сети);

- преобразование электромагнитной энергии  $\frac{Li^2}{2}$ , накопленной в предкоммутационный период в предвключенной индуктивности сети  $L_c$  и индуктивности нагрузки  $L_n$  КПА, в потенциальную энергию  $\frac{CU^2}{2}$  конденсаторов  $C$ , используемых в КПА для целей коммутации и защиты.

Для надежной работы КПА необходимо, чтобы воздействующие на него перенапряжения не превышали допустимых значений для элементов ПК аппарата. Снижение величины перенапряжений, представляющих опасность не только для КПА, но и для сети, и нагрузок, производится устройствами защиты от перенапряжений, которые в дальнейшем будем называть ограничителями перенапряжений (ОП).

Особенностью защиты тиристорных ПК от перенапряжений является то, что необходимо ограничивать не только величину восстанавливающегося напряжения на тиристоре  $u_T$ , но и скорость его нарастания  $\frac{du_T}{dt}$ , которая также может явиться причиной несанкционированного включения и выхода из строя тиристоров [32, 60-62].

Таким образом, при правильном выборе параметров элементов ОП он

должен защищать элементы полупроводниковых ключей КПА от воздействия коммутационных перенапряжений в режимах, предусмотренных стандартами на коммутационные аппараты, а также исключать при этом опасное воздействие этого напряжения на нагрузку и сеть. Стоимость и габариты элементов ОП также должны быть приемлемыми.

## 3.2. Устройства ограничения перенапряжений для коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока с естественной коммутацией

### 3.2.1. Краткий анализ устройств ограничения перенапряжений

Защита силовых УПП (тиристоров) в КПА переменного тока с естественной коммутацией от перенапряжений как правило производится с помощью ограничителей перенапряжения (ОП), выполненных на RC-цепях [1, 4, 63, 64].

Наибольшее распространение получили ОП с параллельным подключением RC-цепей к защищаемому ПК аппарата (рис. 3.1). Методика расчета таких ОП представлена в [1, 58, 59]. Основным недостатком такого типа ОП является протекание через RC-цепь (при выключенном ПК) значительного тока утечки, ухудшающего качество отключения цепи аппаратом и снижающего электробезопасность в сети. Действующее значение тока утечки

$$I_{ут} = \omega CU ,$$

где  $\omega$  - угловая частота сети;

$C$  - емкость конденсатора RC-цепи;

$U$  – действующее напряжение сети.

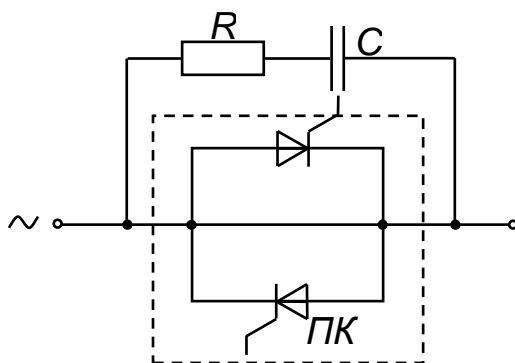


Рис. 3.1 - Ограничитель перенапряжений с параллельным подключением RC-цепи

Этот недостаток существенно усугубляется при частотах сети выше промышленной, что в современных системах электропотребления часто имеет место.

Некоторое уменьшение тока утечки достигается в ОП на рис. 3.2 [4, 63] с помощью диодных выпрямителей, но такое решение приводит к усложнению схемы ОП, радикально не устраняя недостаток параллельного подключения RC-цепи.

Устраняется недостаток вышеприведенных ОП при последовательном

подключении RC-цепей к ПК в соответствии с рис. 3.3 [64], где влияние токов утечки УПП выключенного ПК на величину остаточного напряжения нагрузки компенсируется RC-цепями, установленными со стороны нагрузки аппарата.

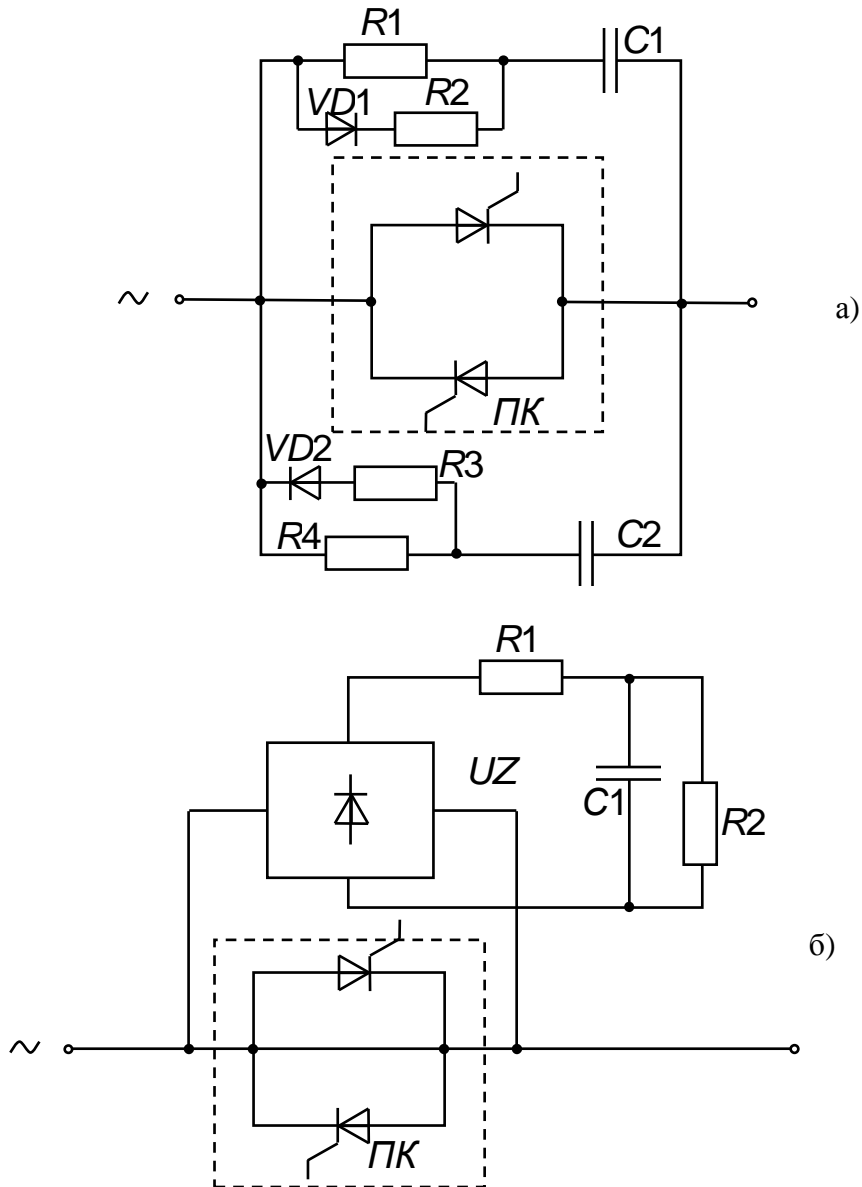


Рис. 3.2 - Ограничители перенапряжений с параллельным подключением RC-цепи к ПК и уменьшенными токами утечки



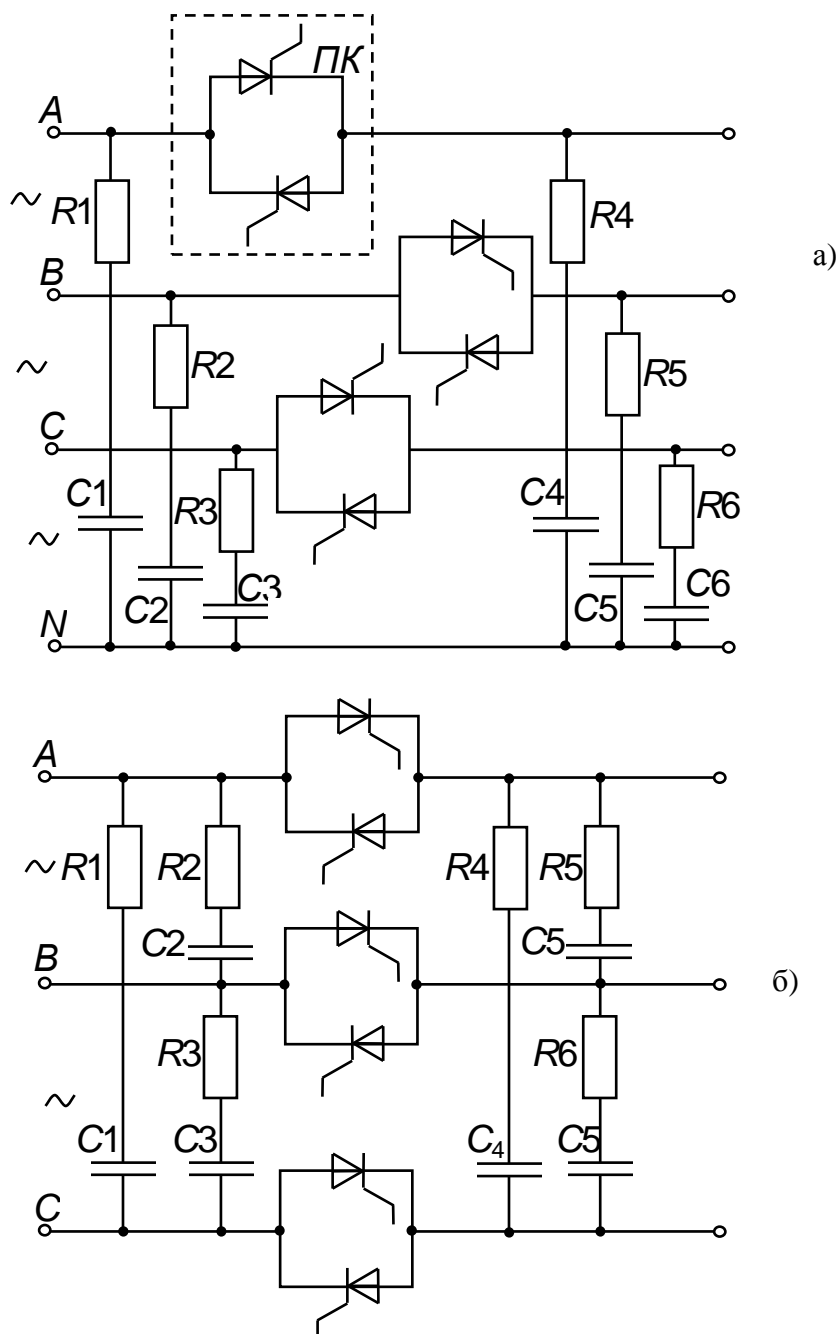


Рис. 3.3 - Ограничители перенапряжений с последовательным подключением RC-цепи к ПК в четырехпроводных (а) и трехпроводных (б) сетях

Проанализируем процессы, протекающие в этих ОП, более детально.

### 3.2.2. Переходные процессы в последовательно включенных RC-цепях и их расчет

Анализ процесса восстановления напряжения на ПК с последовательно включенными RC-цепями (рис. 3.3) выполняется с помощью расчетной схемы замещения, представленной на рис. 3.4.

В этой схеме:

$K$  – ключ, имитирующий работу первого из выключаемых ПК (например, в фазе А);

$E$  – эквивалентная ЭДС сети (принимается постоянной, поскольку длительность процесса ограничения перенапряжения значительно меньше полупериода сетевого напряжения  $T/2$  [59];

$L_c, R_c$  и  $L_n, R_n$  – эквивалентные индуктивность и активное сопротивление сети питания и нагрузки соответственно;

$R1C1$  и  $R2C2$  – защитные RC-цепи, установленные со стороны сети и нагрузки ПК.

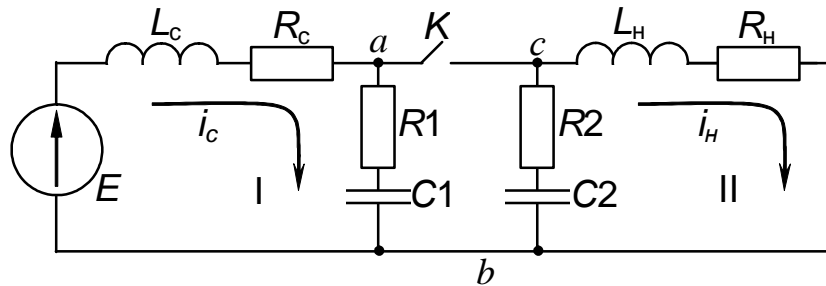


Рис. 3.4 - Расчетная схема контура коммутации

Эквивалентные параметры схемы замещения связаны с амплитудой фазного напряжения сети  $U_M$ , индуктивностью  $L_{кз}$  и активным сопротивлением  $R_{кз}$  фазного контура короткого замыкания сети, индуктивностью  $L_{нф}$  и активным сопротивлением  $R_{нф}$  фазной нагрузки следующими соотношениями [1, 7, 8]:

$$E = U_M, L_c = L_{кз}, R_c = R_{кз}, L_n = L_{нф}, R_n = R_{нф} - \text{для ОП рис. 3.3,а};$$

$$E = \frac{3}{2} U_M, L_c = \frac{3}{2} L_{кз}, R_c = \frac{3}{2} R_{кз}, L_n = \frac{3}{2} L_{нф}, R_n = \frac{3}{2} R_{нф} - \text{для ОП рис. 3.3,б}.$$

После размыкания ключа  $K$ , происшедшего в момент выключения ПК  $t_{\text{выкл}}$ , в схеме замещения (рис. 3.4) образуются два контура: сетевой I и нагрузки II. Процессы в контурах, исследуемые при допущении об идеальности ключевых свойств ПК, протекают независимо друг от друга.

Процесс, протекающий в сетевом контуре 1, описывается системой уравнений

$$\begin{cases} E = L_C \frac{di_c}{dt} + (R_1 + R_c) i_c + u_{c1}, \\ i_c = C_1 \frac{du_{c1}}{dt}, \quad u_{ab} = u_{c1} + R_1 i_c, \end{cases} \quad (3.1)$$

где  $i_c$  – ток сети и конденсатора  $C1$ :

$u_{c1}$  – напряжение на конденсаторе  $C1$ ;

$u_{ab}$  – напряжение между выводами  $R1C1$  – цепи.

Решение относительно напряжения  $u_{ab}$  с начальными условиями  $i_c(0) = I_0, u_{c1}(0) = E$ , выполняемое для колебательного режима перезаряда конденсатора  $C1$  (условие  $\omega_{01} > \alpha_1$ ) [65],

$$u_{ab} = E + I_0 R_1 \left( \frac{1 - \alpha_1 \tau_1}{\omega_{c61} \tau_1} \cdot \sin \omega_{c61} t + \cos \omega_{c61} t \right) \cdot e^{-\alpha_1 t}, \quad (3.2)$$

где  $I_0$  – ток тиристора, отключившего ток нагрузки ПК, в момент окончания рекомбинации его неосновных носителей;

$$\omega_{c\delta 1} = \sqrt{\omega_{o1}^2 - \alpha_1^2}; \quad \omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_c C_1}}; \quad \alpha_1 = \frac{1}{2}(R_1 + R_c)L_c; \quad \tau_1 = R_1 C_1.$$

Ток  $I_0$  определяется из следующего выражения [1]

$$I_0 = I_m \omega t_n,$$

где  $I_m$  – амплитуда отключаемого тока;

$t_n$  – время запаздывания обратного напряжения, по истечении которого начинает запирается тиристор (определяется по заданным параметрам тиристора: заряду обратного восстановления  $Q_{rr}$  и времени обратного восстановления  $t_{rr}$ ;

$Q_{rr} = \frac{I_0 t_{rr}}{2}$ ,  $t_n = 0,7 \cdot t_{rr}$ ). Значения  $Q_{rr}$  и  $t_{rr}$  для конкретного тиристора приведены в [33].

Скорость нарастания напряжения  $u_{ab}$

$$\frac{du_{ab}}{dt} = \frac{I_0}{C} \left[ (1 - 2\alpha_1 \tau_1) \cos \omega_{c\delta 1} t + \frac{(\alpha_1^2 - \omega_{c\delta 1}^2) \tau_1 - \alpha_1}{\omega_{c\delta 1}} \sin \omega_{c\delta 1} t \right] \cdot e^{-\alpha_1 t}. \quad (3.3)$$

Процесс, протекающий в нагрузочном контуре II, описывается системой уравнений

$$\begin{cases} L_H \frac{di_H}{dt} + (R_2 + R_H) \cdot i_H + u_{c2} = 0, \\ i_H = C_2 \frac{du_{c2}}{dt}, \quad u_{bc} = i_H R_2 + u_{c2}, \end{cases} \quad (3.4)$$

где  $i_H$  – ток нагрузки и конденсатора C2;

$u_{c2}$  – напряжение на конденсаторе C2;

$u_{bc}$  – напряжение между выводами R2C2–цепи.

Решение системы (3.4) относительно напряжения  $u_{bc}$  с начальными условиями  $i_H(0) = I_0$ ,  $u_{c2}(0) = E$  [65, 66]:

- для колебательного режима перезаряда конденсатора C2 (условие  $\omega_{o2} > \alpha_2$ )

$$u_{bc} = \left\{ \frac{I_0}{\omega_{c\delta 2} C_2} \left[ 1 - \alpha_2 \tau_2 + (\omega_{o2}^2 \tau_2 - \alpha_2) \frac{C_2 E}{I_0} \right] \sin \omega_{c\delta 2} t - [E - R_2 I_0] \cdot \cos \omega_{c\delta 2} t \right\} \cdot e^{-\alpha_2 t}; \quad (3.5)$$

- для апериодического режима перезаряда конденсатора C2 (условие  $\omega_{o2} < \alpha_2$ )

$$u_{bc} = (1 + p_1 \tau_2) A \cdot e^{p_1 t} + (1 + p_2 \tau_2) B \cdot e^{p_2 t}, \quad (3.6)$$

где  $\omega_{c\delta 2} = \sqrt{\omega_{o2}^2 - \alpha_2^2}$ ;

$$\omega_{o2}^2 = \frac{1}{\sqrt{L_H C_2}}; \quad \alpha_2 = \frac{(R_1 + R_2)}{2L_H}; \quad \tau_2 = R_2 C_2; \quad p_{1,2} = -\alpha_2 \pm \sqrt{\alpha_2^2 - \omega_{o2}^2};$$

$$A = \frac{(I_0 + p_2 C_2 E)}{C_2(p_1 - p_2)}; \quad B = \frac{I_0 + p_1 C_2 E}{C_2(p_2 - p_1)}.$$

Скорость нарастания этого напряжения:

- для колебательного режима перезаряда конденсатора С2

$$\frac{du_{bc}}{dt} = \frac{I_0}{C_2} \left\{ \left[ (1 - 2\alpha_2 \tau_2) + \frac{\omega_{02}^2 \tau_2 C_2 E}{I_0} \right] \cos \omega_{c\beta 2} - \frac{1}{\omega_{c\beta 2}} \left[ \tau_2 \left( \omega_{c\beta 2}^2 - \alpha_2^2 + \frac{\alpha_2}{\tau_H} \right) + \frac{\omega_{02}^2 C_2 E (\alpha_2 \tau_2 - 1)}{I_0} \right] \sin \omega_{c\beta 2} t \right\} e^{-\alpha_2 t}; \quad (3.7)$$

- для аperiodического режима перезаряда конденсатора С2

$$\frac{du_{bc}}{dt} = p_1(1 + p_1 \tau_2)A \cdot e^{p_1 t} + p_2(1 + p_2 \tau_2)B \cdot e^{p_2 t}. \quad (3.8)$$

Восстанавливающееся на ПК напряжение  $u_T$  представляет собой сумму напряжений RC-цепей

$$u_T = u_{ab} + u_{bc}. \quad (3.9)$$

Скорость нарастания восстанавливающегося на ПК напряжения

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{du_{ab}}{dt} + \frac{du_{bc}}{dt}. \quad (3.10)$$

Анализ зависимостей (3.2) – (3.10) показывает, что перенапряжения на ПК максимальны для колебательного перезаряда конденсаторов С1, С2 и  $R_c \rightarrow 0, R_H \rightarrow 0$ . В предельном случае ( $R_c = 0, R_H = 0$ ), выражения (3.2), (3.3), (3.5) и (3.7) приводятся к более простому виду:

$$u_{ab} = E \left\{ 1 + \frac{\chi_c}{Q_c} \left[ \frac{2Q_c^2 - 1}{\sqrt{4Q_c^2 - 1}} \sin \alpha_c \varphi_c - \cos \alpha_c \varphi_c \right] \cdot e^{-\frac{\varphi_c}{2Q_c}} \right\}, \quad (3.11)$$

$$u_{bc} = \frac{E}{Q_H} \left[ \frac{(2Q_H^2 - 1)\chi_H + Q_H}{\sqrt{4Q_H^2 - 1}} \sin \alpha_H \varphi_H - (Q_H - \chi_H) \cos \alpha_H \varphi_H \right] \cdot e^{-\frac{\varphi_H}{2Q_H}}, \quad (3.12)$$

$$\frac{du_{ab}}{dt} = \omega_{01} E \frac{\chi_c}{Q_c^2} \left[ (Q_c^2 - 1) \cos \alpha_c \varphi_c - \frac{3Q_c^2 - 1}{\sqrt{4Q_c^2 - 1}} \sin \alpha_c \varphi_c \right] \cdot e^{-\frac{\varphi_c}{2Q_c}}, \quad (3.13)$$

$$\frac{du_{bc}}{dt} = \frac{\omega_{02} \cdot E}{Q_H^2} \left\{ \frac{(2Q_H^2 - 1)Q_H + (1 - 3Q_H^2)\chi_H}{\sqrt{4Q_H^2 - 1}} \cdot \sin \alpha_H \varphi_H + [(Q_H^2 - 1)\chi_H + Q_H] \cdot \cos \alpha_H \varphi_H \right\} \cdot e^{-\frac{\varphi_H}{2Q_H}}, \quad (3.14)$$

где

$$Q_c = \frac{\sqrt{L_c}}{R_1}; \quad Q_c > 0,5; \quad Q_H = \frac{\sqrt{L_H}}{R_2}; \quad Q_H > 0,5; \quad \chi_c = \frac{I_0}{E} \sqrt{\frac{L_c}{C_1}}; \quad \chi_H = \frac{I_0}{E} \sqrt{\frac{L_H}{C_2}};$$

$$\varphi_c = \omega_{01}t; \quad \varphi_H = \omega_{02}t; \quad \alpha_c = \frac{\sqrt{4Q_c^2 - 1}}{2Q_c}; \quad \alpha_H = \frac{\sqrt{4Q_H^2 - 1}}{2Q_H}.$$

Рассмотрим упрощенный случай восстановления напряжения на ПК – при отсутствии активных потерь в контуре ( $Q_c = \infty, Q_H = \infty$ ), которому соответствует (рис. 3.5):

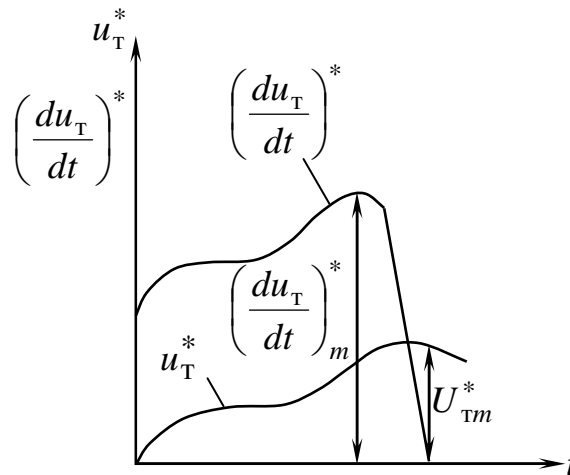


Рис. 3.5 - Диаграммы восстанавливающегося напряжения на тиристоре ПК  $u_T^* = \frac{u_T}{E}$

и скорости его нарастания  $\left(\frac{du_T}{dt}\right)^* = \frac{\left(\frac{du_T}{dt}\right)}{\left(\frac{I_0}{C_2}\right)}$ , отн.ед

$$u_T = E(1 + \chi_c \sin \omega_{01}t + \chi_H \sin \omega_{02}t - \cos \omega_{02}t); \quad (3.15)$$

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{I_0}{C_2} \left( n \cos \omega_{01}t + \frac{1}{\chi_H} \sin \omega_{02}t + \cos \omega_{02}t \right), \quad (3.16)$$

где  $n = \frac{C_2}{C_1}$ .

Так как ( $L_{k3} \ll L_H$ ), то практически всегда выполняется  $\omega_{02} \ll \omega_{01}$ . При этом зависимости для амплитуд восстанавливающегося напряжения на ПК  $U_{tm}$

и его скорости  $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_m$  можно выразить через амплитуды напряжений

$U_{abm}, U_{bcm}$  и скорости нарастания напряжений  $\left(\frac{du_{ab}}{dt}\right)_m, \left(\frac{du_{bc}}{dt}\right)_m$  на RC-

цепях каналов сети и нагрузки соответственно

$$\begin{cases} U_{\text{ТМ}} \leq U_{abm} + U_{bcm}, \\ \left( \frac{du_{\text{Т}}}{dt} \right)_m \leq \left( \frac{du_{ab}}{dt} \right)_m + \left( \frac{du_{bc}}{dt} \right)_m. \end{cases} \quad (3.17)$$

В частности при  $Q_c = \infty, Q_H = \infty$  имеем при следующих параметрах схемы

(рис. 3.4):  $R_1 = 0; R_2 = 0; \chi_c = 0,5; \chi_H = 0,15; \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = 3; n = 1$

$$\begin{cases} U_{abm} = E \left( 1 + \sqrt{1 + \chi_c^2} \right), \quad \left( \frac{du_{ab}}{dt} \right)_m = \frac{I_0}{C_1}, \\ U_{bcm} = \chi_H E, \quad \left( \frac{du_{bc}}{dt} \right)_m = \frac{I_0}{C_1} \sqrt{1 + \frac{1}{\chi_H^2}}. \end{cases} \quad (3.18)$$

При  $Q_c \neq \infty, Q_H \neq \infty$  будет выполняться

$$U_{abm} = u_{ab}|_{t=t_{H1}}, \quad \left( \frac{du_{ab}}{dt} \right)_m = \left( \frac{du_{ab}}{dt} \right)|_{t=t_{c1}},$$

$$U_{bcm} = u_{bc}|_{t=t_{H2}}, \quad \left( \frac{du_{bc}}{dt} \right)_m = \left( \frac{du_{bc}}{dt} \right)|_{t=t_{c2}},$$

где  $t_{H1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \arctg \frac{(Q_c^2 - 1)\sqrt{4Q_c^2 - 1}}{3Q_c^2 - 1}$  - время нарастания напряжения  $u_{ab}$  до

амплитудного значения, (корень уравнения  $\frac{du_{ab}}{dt} = 0$ );

$$t_{H2} = \frac{1}{\omega_{02}\alpha_H} \arctg \frac{[(1 - Q_H^2)\chi_H - Q_H]\sqrt{4Q_H^2 - 1}}{(2Q_H^2 - 1)Q_H + (1 - 3Q_H^2)\chi_H}$$
 - время нарастания напряжения

$u_{bc}$  до амплитудного значения, (корень уравнения  $\frac{du_{bc}}{dt} = 0$ );

$$t_{c1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \arctg \frac{(2Q_c^2 - 1)\sqrt{4Q_c^2 - 1}}{4Q_c^2 - 2Q_c^4 - 1}$$
 - время нарастания скорости  $\frac{du_{ab}}{dt}$  до

амплитудного значения, (корень уравнения  $\frac{d^2u_{ab}}{dt^2} = 0$ );

$$t_{c2} = \frac{1}{\omega_{02}\alpha_H} \arctg \frac{[(2Q_H^2 - 1)\chi_H - Q_H(Q_H^2 - 1)]\sqrt{4Q_H^2 - 1}}{(4Q_H^2 - 2Q_H^4 - 1)\chi_H + (1 - 3Q_H^2)Q_H}$$
 - время нарастания

скорости  $\frac{du_{bc}}{dt}$  до амплитудного значения, (корень уравнения  $\frac{d^2u_{bc}}{dt^2} = 0$ ).

Помимо рассмотренного режима восстановления напряжения сети на ПК, отключившем индуктивную нагрузку, можно выделить и два других характерных для RC-цепей режима работы: режим первого включения, когда на входы выключенного ПК скачком подается сетевое напряжение вышестоящим аппаратом при разряженных конденсаторах RC-цепей и режим выключения ПК тока короткого замыкания.

**Режим первого включения.** В этом режиме ключ  $K$  в схеме замещения (рис. 3.4) разомкнут, работает только сетевой контур I и процесс нарастания напряжения на ПК описывается уравнениями (3.1), решаемыми с нулевыми начальными условиями  $i_c(0) = 0$ ,  $u_c(0) = 0$ , откуда с учетом  $u_{ab} = u_T$  находим выражение для восстанавливающегося напряжения

$$u_T = E \left\{ 1 + \left[ (\sin \alpha_c \varphi_c) / \sqrt{4Q_c^2 - 1} - \cos \alpha_c \varphi_c \right] \right\} \cdot e^{-\frac{\varphi_c}{2Q_c}}.$$

Скорость восстановления напряжения

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{\omega_{01}}{Q_c} E \left[ \cos \alpha_c \varphi_c + (2Q_c^2 - 1) \sin \alpha_c \varphi_c / \sqrt{4Q_c^2 - 1} \right] \cdot e^{-\varphi_c/2Q_c}.$$

Времена нарастания напряжения  $u_T$  и скорости  $\frac{du_T}{dt}$  до амплитудных значений

$$t_{н1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{4Q_c^2 - 1}}{1 - 2Q_c^2} \text{ и } t_{с1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \operatorname{arctg} \frac{1 - Q_c^2}{1 - 3Q_c^2} \text{ соответственно.}$$

В пределе ( $Q_c = \infty$ ) для режима первого включения выполняется

$$\begin{cases} u_T = E(1 - \cos \omega_{01}t), & U_{Тm} = 2E, \\ \frac{du_T}{dt} = \omega_{oc} E \cdot \sin \omega_{01}t, & \left( \frac{du_T}{dt} \right)_m = \omega_{01}E. \end{cases} \quad (3.19)$$

Сравнив выражения (3.19) и (3.18) с учетом неравенств (3.17) видим, воздействующие на ПК перенапряжения в режиме отключения индуктивной нагрузки больше, чем в режиме первого включения.

**Режим выключения тока короткого замыкания.** В режиме отключения короткого замыкания, возникающего непосредственно на выходе КПА, выполняется  $u_{bc} = 0$  и  $u_T = u_{ab}$ . Зависимость для восстанавливающегося на ПК напряжения  $u_T = u_{ab}$  находится из решения уравнений (3.1) с начальными условиями  $i_c(0) = I_0$ ,  $u_{c1}(0) = 0$

$$u_T = E \left\{ 1 + \frac{1}{Q_c} \left[ \frac{(2Q_c^2 - 1)\chi_c + Q_c}{\sqrt{4Q_c^2 - 1}} \sin \alpha_c \varphi_c - (Q_c - \chi_c) \cos \alpha_c \varphi_c \right] \right\} \cdot e^{-\varphi_c/2Q_c}. \quad (3.20)$$

Скорость восстановления данного напряжения

$$\frac{du_T}{dt} = \frac{\omega_{01}E}{Q_c^2} \left\{ \frac{(2Q_c^2 - 1)Q_c + (1 - 3Q_c^2)\chi_c}{\sqrt{4Q_c^2 - 1}} \sin \alpha_c \varphi_c + [(Q_c^2 - 1)\chi_c + Q_c] \cos \alpha_c \varphi_c \right\} \cdot e^{-\frac{\varphi_c}{2Q_c}}. \quad (3.21)$$

Времена нарастания напряжений  $u_T$  и скорости  $\frac{du_T}{dt}$  до амплитудных значений

$$t_{n1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \arctg \frac{[(1 - Q_c^2)\chi_c - Q_c] \sqrt{4Q_c^2 - 1}}{(2Q_c^2 - 1)Q_c + (1 - 3Q_c^2)\chi_c} \text{ и}$$

$$t_{c1} = \frac{1}{\omega_{01}\alpha_c} \arctg \frac{[(2Q_c^2 - 1)\chi_c - Q_c(Q_c^2 - 1)] \sqrt{4Q_c^2 - 1}}{(4Q_c^2 - 2Q_c^4 - 1)\chi_c + (1 - 3Q_c^2)Q_c} \text{ соответственно.}$$

В пределе ( $Q_c = \infty$ ) для режима выключения тока короткого замыкания выполняется

$$\begin{cases} u_T = E(1 + \chi_c \sin \omega_{01}t - \cos \omega_{01}t) \\ U_{Tm} = E(1 + \sqrt{1 + \chi_c^2}), \\ \frac{du_T}{dt} = \omega_{01}E(\sin \omega_{01}t + \chi_c \cos \omega_{01}t), \\ \left(\frac{du_T}{dt}\right)_m = \omega_{01}E\sqrt{1 + \chi_c^2}. \end{cases} \quad (3.22)$$

Сравнив выражения (3.22) и (3.18) с учетом неравенств (3.17) видим, что воздействующие на ПК перенапряжения в режиме отключения тока короткого замыкания больше, чем в режиме отключения номинальной нагрузки (в частности из-за того, что при коротком замыкании величина тока  $I_0$  больше, чем в номинальном режиме).

Из данных анализа режимов работы  $RC$ -цепей следует, что параметры  $R1C1$ -цепи контура сети следует выбирать для режима выключения тока короткого замыкания, а  $R2C2$ -цепи контура нагрузки – для режима выключения тока номинальной индуктивной нагрузки.

### 3.2.3. Методика расчета параметров защитных $RC$ -цепей. Особенности выбора параметров $RC$ -цепей

Выбор параметров  $RC$ -цепей в ПК (рис. 3.4) производится с учетом нейтрализации влияния тока утечки выключенного тиристора ПК на величину остаточного напряжения отключенной нагрузки. Остаточное напряжение  $U_{ост}$ , обусловленное протеканием тока утечки тиристора, снижается при увеличении емкости  $R2C2$ -цепи канала нагрузки и оценивается с помощью коэффициента



$$K_{сн} = U_{ост} / U = \sqrt{\frac{1 + (\omega C_2 R_2)^2}{1 + [\omega C_2 (R_{ут} + R_2)]^2}},$$

где  $U$  – сетевое напряжение;

$R_{ут}$  – сопротивление утечки выключаемого тиристора ПК

$$\text{Так как } R_{ут} \gg R_2, \quad (\omega C_2 R_2)^2 \ll 1, \text{ то } C_2 > \frac{I_{ут.т} \sqrt{1 - K_{сн}^2}}{K_{сн} \omega U_{т.доп}}, \quad (3.23)$$

где  $I_{ут.т}$  – ток утечки выключенного тиристора, находящегося под его предельно допустимым прямым напряжением  $U_{т.доп}$ .

### Расчет параметров RC-цепей

Выполняется расчет с использованием формул табл. 3.1 (где  $I_m$  – амплитуда предкоммутационного тока нагрузки отключаемого ПК) и графических зависимостей, изображенных на рис. 3.6 и рис. 3.7. При расчете сетевой R1C1- цепи (рис.3.4) с помощью кривых следует полагать  $u = u_{ab}$ ,  $\chi = \chi_c$ ,  $Q = Q_c$ ,  $\omega_0 = \omega_{01}$ , а при расчете нагрузочной R2C2- цепи -  $u = u_{bc}$ ,  $\chi = \chi_n$ ,  $Q = Q_n$ ,  $\omega_0 = \omega_{02}$ . Производится расчет с учетом выполнения неравенств

$$U_{тm} < U_{т.доп}, \quad \left( \frac{du_{т}}{dt} \right)_m < \left( \frac{du_{т}}{dt} \right)_{доп}, \quad (3.24)$$

где  $\left( \frac{du_{т}}{dt} \right)_{доп}$  – допустимая для тиристора скорость нарастания напряжения.

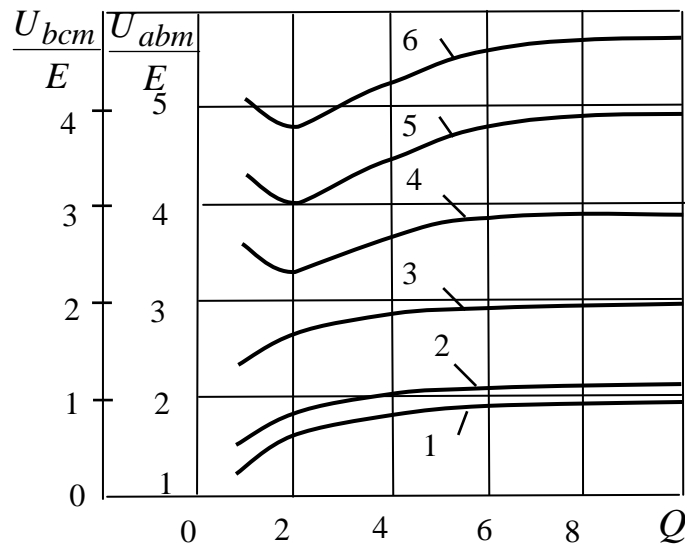


Рис. 3.6 - Зависимости  $U_{авт}$ ,  $U_{всм}$  от  $Q$  при следующих значениях  $\chi$ :

0–(1); 1–(2); 2–(3); 3–(4); 4–(5); 5–(6)

Исходными данными к расчету являются следующие параметры:  $U_m$ ,  $I_m$ ,  $I_{к.з.т.}$  (где  $I_{к.з.т.}$  – амплитуда установившегося тока короткого замыкания в сети),  $L_{н.ф.}$ ,  $U_{т.доп}$ ,  $I_{ут.т}$ ,  $K_{сн}$ .

Расчет выполняется в два этапа. На первом этапе рассчитываются параметры R1C1-цепи (рис. 3.4) для режима выключения тока короткого замыкания ( $L_{н.ф} = 0$ ), а на втором этапе – параметры R2C2-цепи для выключения тока номинальной индуктивной нагрузки ( $L_{н.ф} = 0$ ).

#### Алгоритм расчета параметров R1C1-цепи

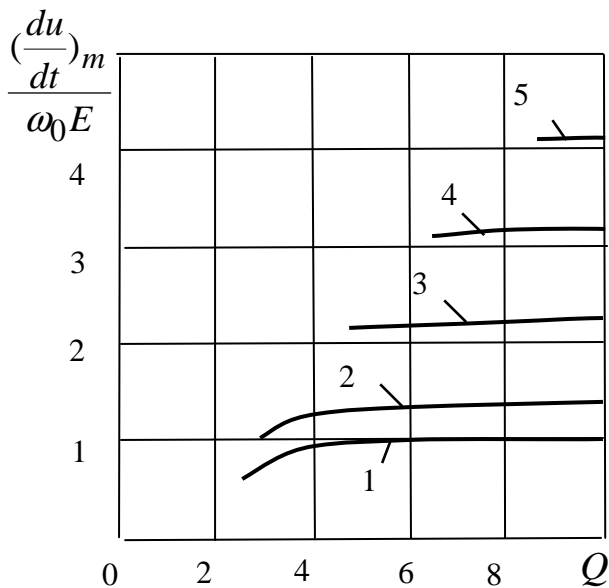


Рис.3.7 - Зависимость  $\left(\frac{du}{dt}\right)_m$  от  $Q$

при следующих значениях  $\chi$ : 0–(1);  
1–(2); 2–(3); 3–(4); 4–(5)

1. Вычисляют значение параметров  $E$ ,  $L_c$ ,  $I_0$  (при расчете  $I_0$  в формуле табл. 3.1 полагают  $I_m = I_{к.з.m}$ );

2. Задаются величинами R1C1 (для аппаратов, работающих в сетях с частотой 50 Гц сопротивления резисторов R1, R2 лежат в пределах 10-20 Ом, емкость конденсатора C1 – в пределах 0,1-1,0 мкФ, а емкость конденсатора C2 – в пределах 0,1-10,0 мкФ);

3. Вычисляют значения  $Q_c$ ,  $\chi_c$ ,  $\omega_{01}$ ;

4. По кривым рис. 3.6. и 3.7, с помощью табл. 3.1 находят величины амплитуд напряжения  $U_{тм} = U_{abm}$ . и скорости  $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_m = \left(\frac{du_{ab}}{dt}\right)_m$ ;

5. Проверяют выполнение неравенства (3.24) и при необходимости

повторяют расчет по п.п. 2-4, варьируя величинами R1, C1.

Таблица 3.1 - Формулы для расчета параметров RC-цепей

Параметр	Математическое выражение параметра	
	рис. 3.3,а	рис. 3.3,б
$L_c$	$L_{к.з.}$	$3L_{к.з.}/2$
$L_n$	$L_{н.ф.}$	$3L_{н.ф.}/2$
$E$	$U_m$	$3U_m/2$
$I_0$	$\sqrt{1,4Q_{rr}I_m\omega}$	
$Q_c$	$\sqrt{L_1/C_1}/R_1$	
$Q_n$	$\sqrt{L_n/C_2}/R_2$	
$\chi_c$	$I_0 \cdot \sqrt{L_c/C_1}/E$	
$\chi_n$	$I_0 \cdot \sqrt{L_n/C_2}/E$	
$\omega_{01}$	$1/\sqrt{L_c/C_1}$	
$\omega_{02}$	$1/\sqrt{L_n/C_2}$	

Эти же алгоритм и метод пригодны и для расчета RC-цепей, подключаемых параллельно ПК (рис. 3.1).

### **Алгоритм расчета параметров R2C2-цепи**

1. Вычисляют значения параметров  $L_n, I_0$ .
2. Задаются величинами  $R_2, C_2$ .
3. Вычисляют значения  $Q_n, \chi_n, \omega_{o2}$ .
4. По кривым на рис. 3.6 и 3.7, с помощью формул табл. 3.1 находят величины амплитуд напряжений  $U_{abm}, U_{bcm}$  и скоростей  $\left(\frac{du_{ab}}{dt}\right)_m, \left(\frac{du_{bc}}{dt}\right)_m$ .
5. По формулам (3.17) вычисляют значения  $U_{tm}, \left(\frac{du_T}{dt}\right)_m$ .
6. Проверяют выполнение неравенств (3.23), (3.24) и при необходимости повторяют расчет по п.п. 2 - 5, варьируя величинами  $R_2, C_2$ .

### **3.3. Принципы построения устройств ограничения перенапряжений в аппаратах постоянного тока с емкостной принудительной коммутацией**

#### **3.3.1. Анализ способов защиты от перенапряжений тиристорных ключей постоянного тока с учетом предвключенной индуктивности сети**

Создание и освоение промышленностью высокоэффективных силовых полностью управляемых полупроводниковых приборов типа IGBT (БТИЗ), IGCT и GTO позволит существенно расширить функции ПА, используемых в качестве коммутационных устройств в сетях переменного и постоянного тока. Однако в сетях постоянного тока, по-видимому, будут еще применяться из-за малых потерь во включенном состоянии тиристорные ПА с емкостной принудительной коммутацией [1], в которых коммутационный контур не только обеспечивает выполнение своей основной функции, но, что не менее важно, является поглотителем электромагнитной энергии сети. Как показывает анализ, проведенный в [67], энергия, накопленная в предвключенной индуктивности сети ( $L_c$ ), значительно влияет на процессы выключения и ведет к созданию высокого уровня перенапряжений. Поэтому вопрос проектирования таких аппаратов с учетом влияния предвключенной индуктивности является по-прежнему актуальным. В этой связи возникает необходимость в создании методики расчета коммутационных перенапряжений на ПК тиристорных ПА, учитывающей величину предвключенной индуктивности и влияние ее на коммутационные характеристики ПА.

При выключении ПК с принудительной коммутацией тока  $I$  в нагрузке с индуктивностью  $L = (L_C + L_n)$  электромагнитная энергия  $\frac{LI^2}{2}$ , накопленная в  $L$  в предкоммутационный период, преобразуется в потенциальную энергию  $\frac{CU^2}{2}$  коммутирующего конденсатора  $C$ . Это становится, как уже отмечалось

ранее, причиной значительных перенапряжений на конденсаторе, а следовательно и на других элементах ПК, находящегося под воздействием конденсаторного напряжения [8, 7, 10, 67, 68]. Ограничиваются конденсаторные перенапряжения с помощью ОП, параметры которого выбираются из условия защищенности элементов ПК, нагрузки и сети

$$U_{cmo} < U_{дон}, \quad (3.25)$$

где  $U_{cmo}$  – амплитуда ограниченного ОП напряжения на конденсаторе;

$U_{дон}$  – наименьшее из допустимых напряжений для перечисленных выше элементов.

Существует ряд способов ограничения конденсаторных перенапряжений [8, 68]. Для выбора наиболее рационального из них проведен их сравнительный анализ.

**Способ «А».** Ограничение перенапряжения увеличением емкости коммутирующего конденсатора до величины

$$C_э = LI_B^2 / \left[ (U_{cmo} - E)^2 - (U_B - E)^2 \right],$$

где  $L$  – эквивалентная индуктивность контура коммутации на стадии восстановления напряжения на ПК;

$U_B, I_B$  – ток и напряжение конденсатора в начальный момент восстановления напряжения сети на ПК;

$E$  – ЭДС питающей сети, при которой выполняются условия и принудительной коммутации, и защиты от перенапряжений ПК. Кратность  $n = C_э / C$  (отношение эквивалентной емкости  $C_э$ , к емкости  $C$ , необходимой для запира-ния ПК)

$$n > LI_B U_0 / \left\{ t_0 \left[ (U_{cmo} - E)^2 - (U_B - E)^2 \right] \right\},$$

где  $U_0$  – предкоммутационное напряжение заряда конденсатора;

$t_0$  – время, предоставленное схемой ПК на запира-ние тиристора.

Следует отметить, что приведенные выражения дают предельные значения для  $C_э$  и  $n$ , поскольку их вывод приводился без учета активных потерь в кон-туре коммутации.

Например, при  $L = 1 \text{ мГн}$ ,  $t_0 = 100 \text{ мкс}$ ,  $U_0 = U_B = E = 200 \text{ В}$ ,  $I_B = 500 \text{ А}$ ,  $U_{cmo} = 2E$ , имеем  $n > 25$ .

Отсюда видно, что при таком способе ограничения перенапряжения резко возрастают габариты, масса и стоимость ПК, а также полное время выключения цепи аппаратом.

**Способ «В»** является развитием способа «А» и отличается от последнего тем, что для уменьшения габаритов и массы в ПК совместно с традиционным металlobумажным конденсатором используется импульсный электролитиче-

ский конденсатор имеющий при одной и той же энергии  $\frac{CU_{ном}^2}{2}$  (где  $C$  и  $U_{ном}$  – номинальные емкость и напряжение конденсатора) значительно меньшие, чем у металlobумажного конденсатора габариты и массу [69].

Схема ПК, в котором реализован «В»- способ, показана на рис. 3.8,а, где С – предварительно заряженный металлобумажный конденсатор;  $C_{\partial}$  – разряженный в предкоммутационный период (через резистор  $R_{разр}$ ) импульсный электролитический конденсатор [7].

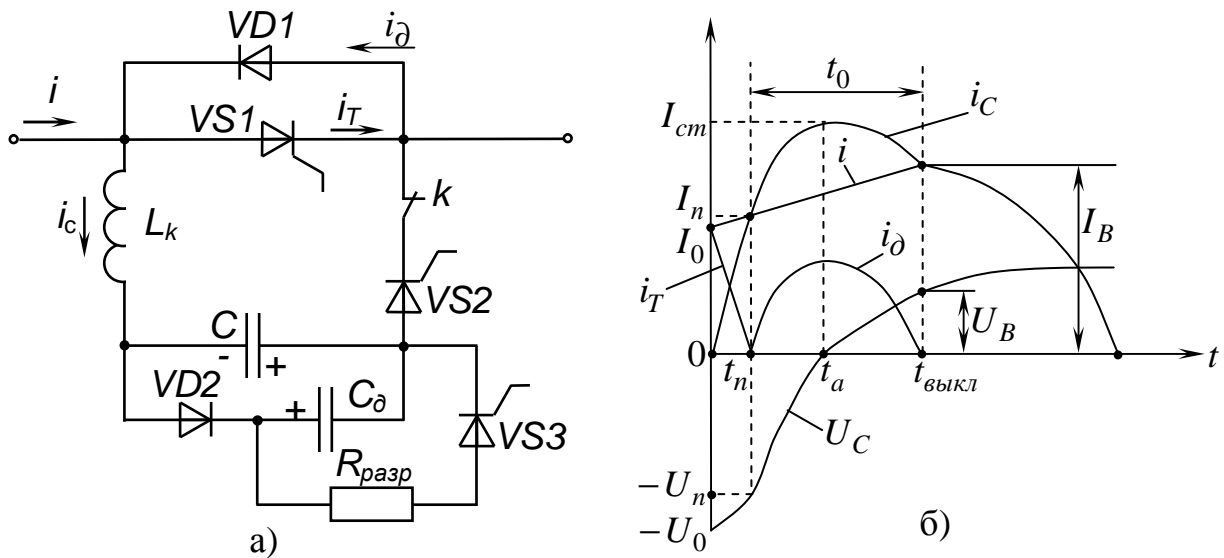


Рис. 3.8 - Тиристорный ПК с импульсной принудительной коммутацией постоянного тока с металлобумажным С и импульсным электролитическим  $C_{\partial}$  конденсаторами (а), диаграммы его работы (б)

Здесь при выключении главного тиристора VS1 контакты  $K$  замкнуты и после снятия управления с VS1 включается коммутирующий тиристор VS2. В интервале времени  $0 \leq t \leq t_a$  (рис. 3.8,б) диод VD2 заперт и процессы нарастания тока металлобумажного конденсатора  $i_c$  до амплитудного значения  $I_{cm}$  и спада до нуля его напряжения  $U_c$  протекают также, как и в ПК на рис. 1.14,б. В момент времени  $t_a$  (когда  $U_c = 0$ ) в схеме на рис. 3.8,а включается диод VD2 и параллельно металлобумажному конденсатору С подключается импульсный электролитический конденсатор  $C_{\partial}$ . Процесс, протекающий в интервале времени  $t_a \leq t \leq t_{выкл}$ , описывается уравнениями

$$i = I_0 + V[\pi/(2\omega_{0k}) + t], \quad i_c = I_{cm} \cos \frac{\omega_{0k}t}{\sqrt{1+n}},$$

$$u_c = \frac{U_0}{\sqrt{1+n}} \sin \frac{\omega_{0k}t}{\sqrt{1+n}}, \quad i_{\partial} = i_c - i,$$

где  $I_0, U_0$  – предкоммутационные ток нагрузки и напряжение конденсатора;  
 $V$  – скорость нарастания тока нагрузки;

$$\omega_{0k} = 1/\sqrt{L_k C}, \quad I_{cm} = \frac{U_0}{\sqrt{C/L_k}}, \quad n = C_{\partial}/C.$$

Коммутационные характеристики ПК (рис. 3.8,а) показаны на рис. 3.9, где

$$\eta = \frac{I_0 t_0}{C U_0}; \quad \chi_k = \frac{I_0}{I_{om}}; \quad V_0 = \frac{V_k}{V}; \quad V_k = \frac{U_0}{L_k}.$$

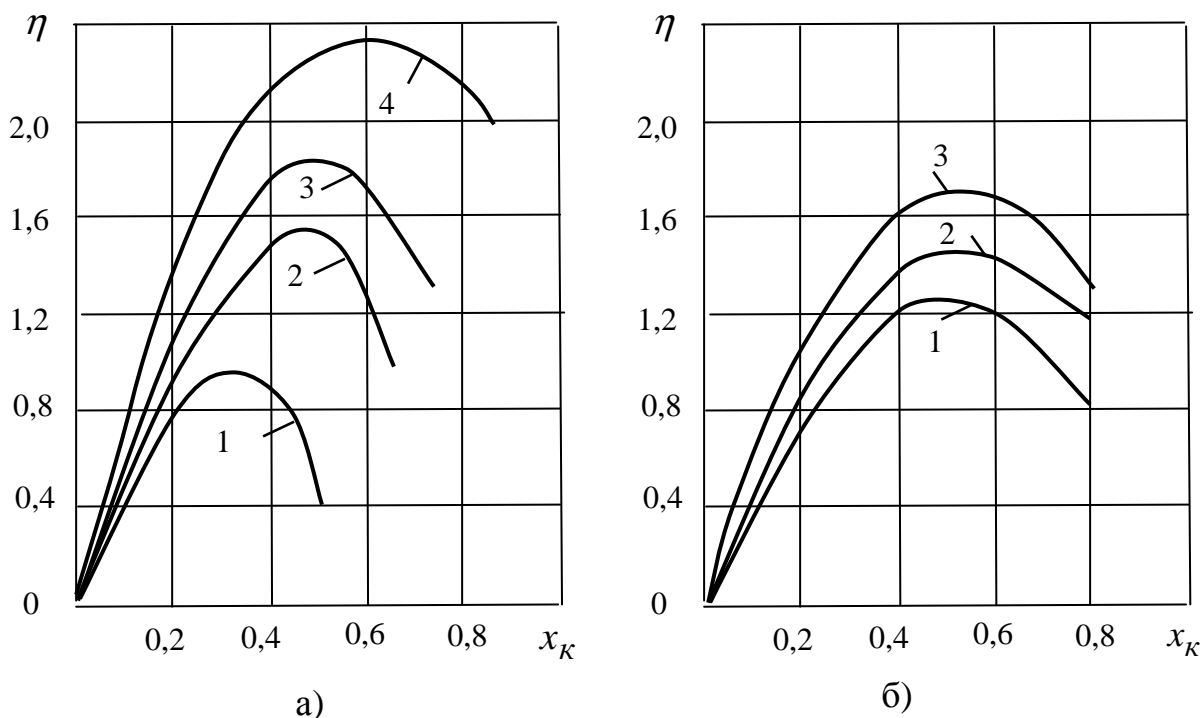


Рис. 3.9 - Коммутационные характеристики тиристорного ПК (рис.3.8):  
а) при  $n = 15$  и значения  $V_0$ : 5 – (1); 10 – (2); 15 – (3); 25 – (4)  
б) при  $V_0 = 10$  и значения  $n$ : 5 – (1); 10 – (2); 25 – (3)

При  $V = 0$  время  $t_0$ , отведенное схемой ПК (рис. 3,8, а) на запираение тиристора VS, подчиняется зависимости

$$t_0 = \frac{1 + \sqrt{1+n}}{\omega_{0k}} \arcsin \chi_n.$$

Достоинством способа является то, что импульсный электролитический конденсатор не только ограничивает перенапряжения, но и повышает отключающую способность ПК (эффективность такого повышения характеризуется коэффициентом  $K_{\text{эф}}$ , равным отношению времени  $t_0$  ПК рис. 3.8, а ко времени  $t_0$  ПК рис. 1.14, б)

$$K_{\text{эф}} = \frac{1 + \sqrt{1+n}}{2}.$$

Например, при  $n = 15$  имеет  $K_{\text{эф}} = 2,5$ .

Недостаток способа – ограниченная область применения, из-за относительно узкого диапазона рабочих температур импульсных электролитических конденсаторов (для конденсаторов К50-13, К50-17, К-50-21, К50-23 рабочая температура лежит в пределах от -10 до + 50° С [69].

**Способ «С».** Ограничение перенапряжений фильтрацией сетевого напряжения (рис. 3.10). Для ПК рис. 1.14,б кратность  $n = \frac{C_{\phi}}{C}$  емкости фильтрующего конденсатора  $C_{\phi}$  к емкости коммутирующего конденсатора  $C$  находится (без учета высокоомного разрядного резистора  $R_p$ ) из выражения [70, 71]

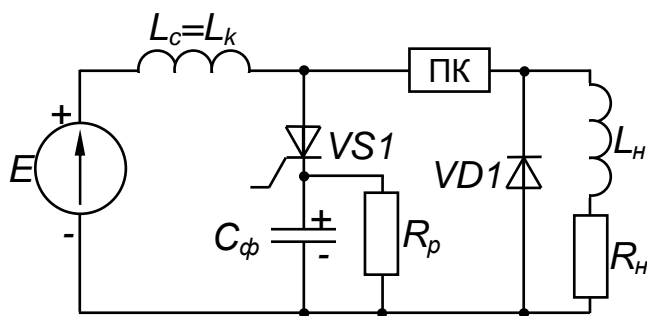


Рис. 3.10 - Схема подключения фильтрующего конденсатора  $C_\phi$  к тиристорному ПК с принудительной коммутацией постоянного тока

$$n = \frac{\chi^2 + (1 - U_B/E)^2}{(U_{c\text{мо}}/E - 1)^2} \quad \text{- при } U_B < E,$$

$$n = \frac{\chi^2 + \sqrt{\chi^4 + 4(U_{c\text{мо}}/E - 1)^2(U_B/E - 1)^2}}{2(U_{c\text{мо}}/E - 1)^2} \quad \text{- при } U_B > E,$$

где  $\chi = \frac{I_B}{E} \sqrt{\frac{L_c}{C}}$ .

Например, при  $U_B/E = 0,7$ ;  $U_{c\text{мо}}/E = 2$ ;  $I_B = 500$  А;  $L_c = L_{к.з} = 1$  мГн;  $C = 300$  мкФ;  $E = 200$  В имеем  $n = 19$ , т.е. «С» - способу присущ тот же недостаток, что и «А» - способу – увеличенные габариты и масса.

**Способ «Д».** Демпфирование перенапряжения резистором  $R$ , устанавливаемым в ПК последовательно с коммутирующим конденсатором (рис. 3.11,а) [10, 71].

При таком способе демпфирования напряжения коммутирующего конденсатора  $u_c$  на стадии восстановления напряжения сети на ПК нарастает по закону [65]

$$u_c = E[1 + (a \sin \omega_{c\phi} t + b \cos \omega_{c\phi} t)] \cdot e^{-\alpha t},$$

где  $a = \frac{2Q(\chi + b/Q)}{\sqrt{4Q^2 - 1}}$ ;  $b = \frac{U_B}{E} - 1$ ;  $\chi = \frac{I_B}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ,  $Q = \sqrt{\frac{L}{C}}/R$ ;  $Q > 0,5$ ;

$$\omega_{c\phi} = \omega_0 \sqrt{\frac{4Q^2 - 1}{2Q}}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \alpha = \omega_0/2Q.$$

Время нарастания напряжения конденсатора  $u_c$  до амплитудного значения

$U_{c\text{мо}}$ , найденное из решения уравнения  $\frac{du_c}{dt} = 0$ :

$$t_a = \frac{\arcsin \varphi}{\omega_{c\phi}} \quad \text{- при } \frac{U_B}{E} + \frac{\chi}{2Q} > 1;$$

$$t_a = \frac{\pi - \arcsin \varphi}{\omega_{c\phi}} \quad \text{- при } \frac{U_B}{E} + \frac{\chi}{2Q} < 1,$$

где  $\varphi = \frac{\chi}{\sqrt{\chi^2 + 4Q^2 [U_B/E + \chi/2Q - 1]^2 / (4Q^2 - 1)}}$ .

Графическая зависимость  $U_{cmo} = f(Q)$  при  $U_B = 0$  изображена на рис. 3.11,б, откуда видно, что для  $U_{cmo}/E < 2$  способ эффективен только при  $\chi < 1,5; Q < 2$ . Достоинство способа – простота реализации. Недостаток – снижение отключающей способности ПК, так как резистор  $R$  вносит затухание в контур коммутации также и на стадии запираания главного тиристора. Указанное существенно снижает область применения этого способа.

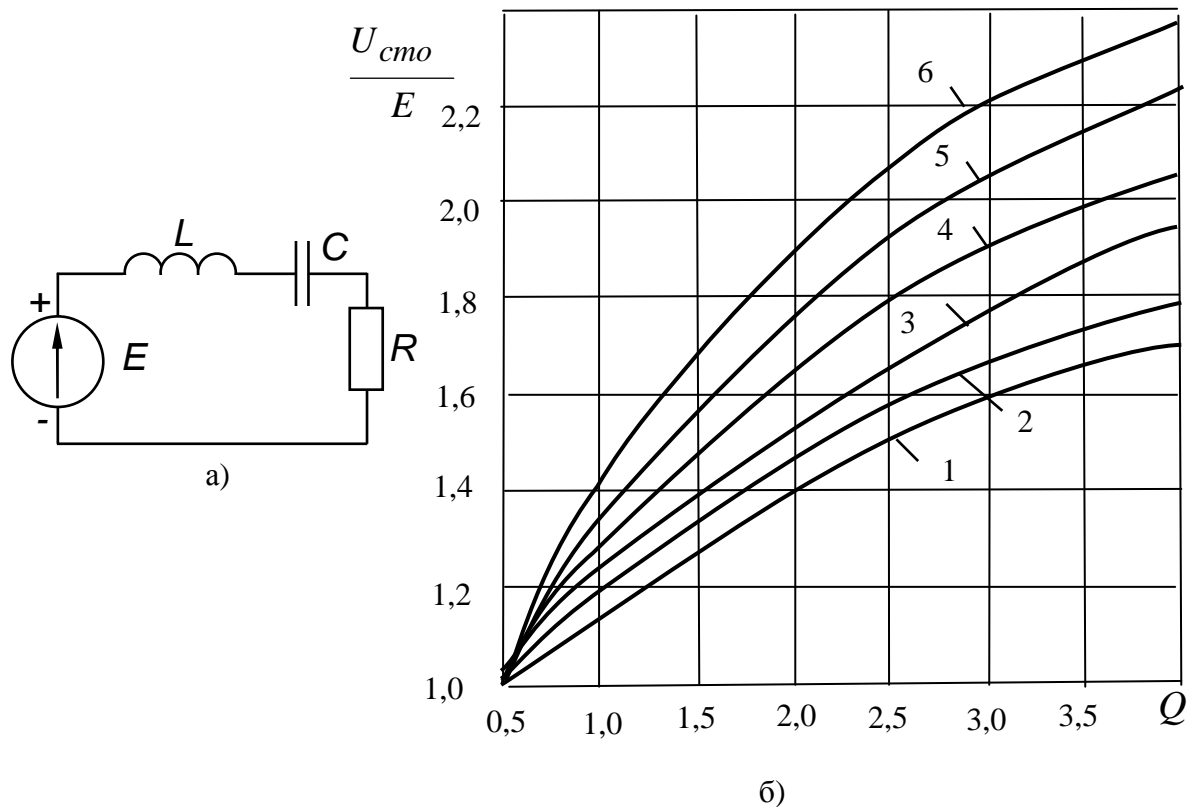


Рис. 3.11 - Расчетная схема замещения контура коммутации тиристорного ПК и резистором в цепи перезаряда конденсатора на стадии запираания тиристора а) и зависимость амплитуды напряжения на конденсаторе  $U_{cmo}$  от добротности колебательного контура перезаряда при  $U_B = 0$  и следующих значениях  $\chi$ :

0,25 – (1); 0,5 – (2); 0,75 – (3); 1 – (4); 1,25 – (5); 1,5 – (6)

Из проведенного анализа следует, что все выше рассмотренные способы демпфирования напряжения на коммутирующем конденсаторе имеют существенные недостатки, ограничивающие их реализацию в современных КПА постоянного тока.

В этой связи, по мнению автора, более перспективными являются способы снижения коммутационных перенапряжений, в которых демпфирование перенапряжений осуществляется либо с помощью линейного резистора, подключаемого с помощью вспомогательного полупроводникового ключа параллельно коммутирующему конденсатору (Е-способ), либо с помощью нелинейного резистора (варистора, стабилитрона и т.п.) подключенному параллельно указанному конденсатору непосредственно (F-способ).



При этих способах, в условиях с относительно невысокой частотой коммутаций КПА (до 2000 вкл/час) обеспечивается снижение уровня перенапряжений практически без увеличения габаритов, массы и стоимости ПК, а также без ухудшения его отключающей способности. Поэтому проанализируем последние два способа более детально.

### 3.3.2. Расчет перенапряжений в полупроводниковых ключах постоянного тока с использованием устройств ограничения перенапряжений на базе линейных резисторов

Как показано выше в бесконтактных и гибридных КПА постоянного тока, использующих ПК с емкостной принудительной коммутацией основного тиристора VS1 (рис. 3.12,а), из-за наличия предвключенной индуктивности уровень перенапряжений на коммутирующем конденсаторе С в конце процесса коммутации может многократно превосходить напряжение сети особенно при коммутации больших токов [1, 7]. Одним из наиболее эффективных способов его ограничения является способ, при котором через двухоперационный тиристор VS3 подключают параллельно емкости С резистор R2 (рис. 3.12,а) выполняющего функцию линейного ограничителя перенапряжений [67]. Уровень перенапряжений на конденсаторе, при котором следует подключить резистор, а также величина последнего определяются в результате анализа работы узла емкостной коммутации основного тиристора VS1 с подключенным линейным ограничителем перенапряжений (рис. 3.12,б) при заданных значениях предвключенной индуктивности  $L_c$ , максимального отключаемого тока нагрузки  $I_n$  и допустимого уровня перенапряжений на ПК. Для универсальности использования результатов анализа введем относительные величины:

$$i^* = \frac{i}{I_0}; \quad u_C^* = \frac{u_C}{U_{C0}},$$

где  $I_0, U_{C0}$  – ток сети и напряжение на емкости конденсатора в момент подключения линейного ограничителя перенапряжений.

Коэффициенты, характеризующие параметры схемы:

$$k_1 = \frac{R_1}{\rho}; k_2 = \frac{R_2}{\rho}; k_3 = \frac{U_{C0}}{\rho}; \chi = \frac{\rho I_0}{E} - \text{нагрузочный коэффициент, где}$$

$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . Тогда, используя известные методы [65, 66] для расчета переходных процессов в схеме (рис. 3.12,б), получим следующие выражения для тока сети и напряжения на С:

колебательный режим:

$$i^* = a_0 + e^{-\frac{\gamma \cdot \vartheta}{\sqrt{1-\gamma^2}}} (a_1 \cos \vartheta + a_{21} \sin \vartheta), \quad (3.26)$$

$$u_C^* = b_0 + e^{-\frac{\gamma \cdot \vartheta}{\sqrt{1-\gamma^2}}} (b_1 \cos \vartheta + b_{21} \sin \vartheta); \quad (3.27)$$

апериодический режим:

$$i^* = a_0 + e^{-\frac{\gamma \vartheta}{\sqrt{\gamma^2 - 1}}} (a_1 \operatorname{ch} \vartheta + a_{22} \operatorname{sh} \vartheta), \quad (3.28)$$

$$u_C^* = b_0 + e^{-\frac{\gamma \vartheta}{\sqrt{\gamma^2 - 1}}} (b_1 \operatorname{ch} \vartheta + b_{22} \operatorname{sh} \vartheta). \quad (3.29)$$

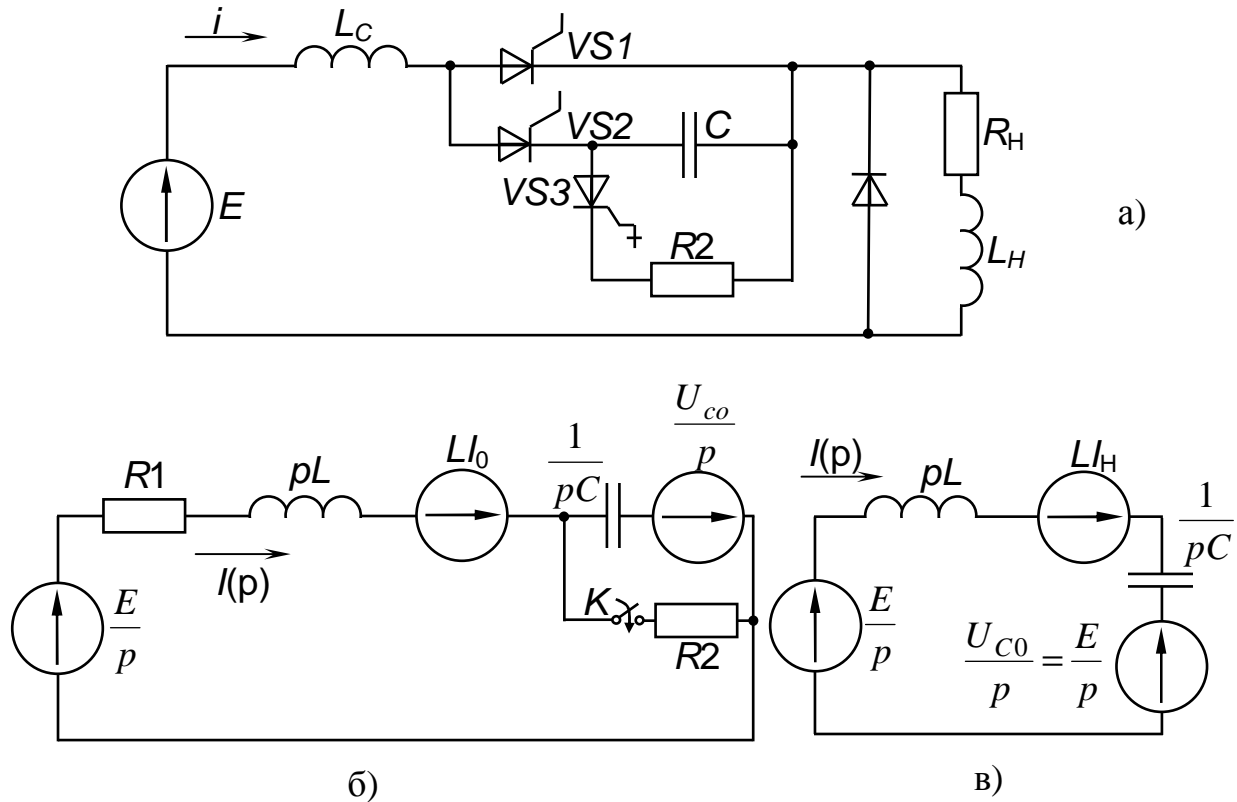


Рис. 3.12 - Узел емкостной коммутации тиристора с линейным ограничителем перенапряжений: а) принципиальная схема; б) полная расчетная схема ( $L=L_c + L_H$ ;  $R_1 = R_H$ ); в) расчетная схема от момента включения VD до включения VS3 при  $R_1 = 0$

В этих уравнениях [1, 67]

$$a_0 = \frac{1}{k_1 + k_2} \cdot \frac{1}{\chi}; a_1 = 1 - a_0; a_{21} = \frac{1 - k_3}{\sqrt{1 - \gamma^2} \cdot \sqrt{\frac{k_1 + k_2}{k_2}}} \cdot \frac{1}{\chi} + \frac{1}{\sqrt{1 - \gamma^2} \cdot k_2} - \frac{\gamma(1 + a_0)}{\sqrt{1 - \gamma^2}};$$

$$a_{22} = \frac{1 - k_3}{\sqrt{\gamma^2 - 1} \cdot \sqrt{\frac{k_1 + k_2}{k_2}}} \cdot \frac{1}{\chi} + \frac{1}{\sqrt{\gamma^2 - 1} \cdot k_2} - \frac{\gamma(1 + a_0)}{\sqrt{\gamma^2 - 1}};$$

$$b_0 = \frac{k_2}{k_1 + k_2}; b_1 = k_3 - b_0; b_{21} = \frac{\chi}{\sqrt{1 - \gamma^2} \cdot \sqrt{\frac{k_2}{k_1 + k_2}}} - \frac{k_3}{\sqrt{1 - \gamma^2} \cdot \sqrt{k_1 k_2 + k_2^2}} + \frac{\gamma \cdot b_1}{\sqrt{1 - \gamma^2}};$$

$$b_{22} = \frac{\chi}{\sqrt{\gamma^2 - 1} \cdot \sqrt{\frac{k_1 + k_2}{k_2}}} - \frac{k_3}{\sqrt{\gamma^2 - 1} \cdot \sqrt{k_1 k_2 + k_2^2}} + \frac{\gamma \cdot b_1}{\sqrt{\gamma^2 - 1}}; \quad \gamma = \frac{a}{\omega_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_1 k_2 + 1}{\sqrt{k_1 k_2 + k_2^2}},$$

где  $a = \frac{1}{2} \left( \frac{R_1}{L} + \frac{1}{R_2 C} \right)$ ;  $\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{LC}$ ;  $\vartheta = \omega_{св} t$ ; ( $\omega_{св} = \sqrt{\omega_0^2 - a^2}$  - для колебательного режима,  $\omega_{св} = \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$  - для апериодического режима).

Рост напряжения на коммутирующей емкости после включения линейного ограничителя перенапряжений будет иметь место, если при  $\vartheta = 0$   $\frac{du_c^*}{d\vartheta} > 0$ .

Отсюда находим соотношение параметров, при котором выполняется указанное условие. Оно идентично для колебательного и апериодического режимов

$$\chi > \frac{k_3}{k_2}. \quad (3.30)$$

При таком соотношении параметров амплитуда напряжения на емкости  $U_{см}^*$  может быть найдена по выражению (3.27) или (3.29) при подстановке в

него  $\theta_m$  - корня уравнения  $\frac{du_c^*}{d\vartheta} = 0$ :

– для колебательного режима

$$\theta_m = \arctg \frac{\sqrt{1 - \gamma^2} \cdot b_{21} - \gamma \cdot b_1}{\gamma \cdot b_{21} - \sqrt{1 - \gamma^2} \cdot b_1};$$

– для апериодического режима

$$\theta_m = \text{Arth} \frac{\sqrt{\chi^2 - 1} \cdot b_{22} - \gamma \cdot b_1}{\gamma \cdot b_{22} - \sqrt{1 - \gamma^2} \cdot b_1}.$$

Если соотношение (3.30) не соблюдается, то наибольшее значение напряжения на емкости имеет место при  $\vartheta = 0$ , т.е. в момент включения линейного ограничителя перенапряжений.

Полученные выражения позволяют получить зависимость кратности перенапряжения на емкости от нагрузочного коэффициента  $\chi$  при различных значениях параметров  $k_1, k_2, k_3$ .

В большинстве бесконтактных и гибридных КПА постоянного тока нагрузка шунтирована диодом, включенным встречно напряжению сети, благодаря которому исключается влияние индуктивности нагрузки на контур коммутации. Если полагать, что включение линейного ограничителя перенапряжений происходит после включения диода, шунтирующего нагрузку, то индуктивность контура равна индуктивности сети, а величиной активного сопротивления  $R_1$  в цепи можно пренебречь. Тогда значения коэффициентов, входящих в

выражения (3.26) - (3.29) существенно упрощаются:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{1}{2k_2}; \quad a_0 = \frac{2\gamma}{\chi}; \quad a_1 = 1 - a_0; \quad a_{21} = \frac{1}{\sqrt{1-\gamma^2}} \left( \gamma + \frac{1-k_3-2\gamma^2}{\chi} \right); \\ a_{22} &= \frac{1}{\sqrt{\gamma^2-1}} \left( \gamma + \frac{1-k_3-2\gamma^2}{\chi} \right); \quad b_0 = 1; \quad b_1 = k_3 - 1; \quad b_{21} = \frac{\chi - \gamma \cdot (k_3 + 1)}{\sqrt{1-\gamma^2}}; \\ b_{22} &= \frac{\chi - \gamma \cdot (k_3 + 1)}{\sqrt{\gamma^2-1}}. \end{aligned}$$

Нагрузочный коэффициент  $\chi$  и коэффициент  $k_3$  связаны между собой. Эту связь можно установить путем решения дифференциального уравнения цепи до момента подключения линейного ограничителя перенапряжений. Уравнение решается при следующих условиях: нагрузка активно-индуктивная, зашунтирована диодом; до включения диода ток нагрузки не успевает измениться; включение диода происходит при напряжении на емкости, равном напряжению сети; после включения диода активное сопротивление контура коммутируемого тока становится равным нулю; значение коэффициента  $k_3 \geq 1$ .

Расчетная схема цепи для этого случая приведена на рис. 3.12, в.

В результате решения находится величина

$$I_0 = I_n \sqrt{1 - \frac{C(U_{c0} - E)^2}{LI_n^2}},$$

где  $I_n$  – ток нагрузки.

Введя  $\chi_n = \frac{\rho I_n}{E}$  и учтя, что  $k_3 = \frac{U_{c0}}{E}$ ;  $\chi = \frac{\rho I_0}{E}$  получим

$$\chi = \sqrt{\chi_n^2 - (k_3 - 1)^2}. \quad (3.31)$$

Из последнего выражения получаем условия включения линейного ограничителя перенапряжения

$$\chi_n > k_3 - 1. \quad (3.32)$$

Из соотношения (3.30), учтя  $k_2 = \frac{1}{2\gamma}$ , получим  $\chi > 2\gamma \cdot k_3$ , откуда с учетом

(3.31) условие роста напряжения

$$\chi_n > \sqrt{(2\gamma \cdot k_3)^2 + (k_3 - 1)^2}. \quad (3.33)$$

Задаваясь величиной  $\chi_n$ , с помощью ЭВМ проводят расчет уровня перенапряжений на коммутирующей емкости при включенном линейном ограничителе перенапряжений по выражениям (3.27) и (3.29) при различных значениях параметров  $k_3, \gamma$ . Результаты расчета представлены на рис. 3.13. Эти графики позволяют по заданной величине  $\chi_n$  и допустимому уровню перенапряжений определить величину  $\gamma$ , следовательно, и величину активного сопротивления

R2, выполняющего роль линейного ограничителя перенапряжений.

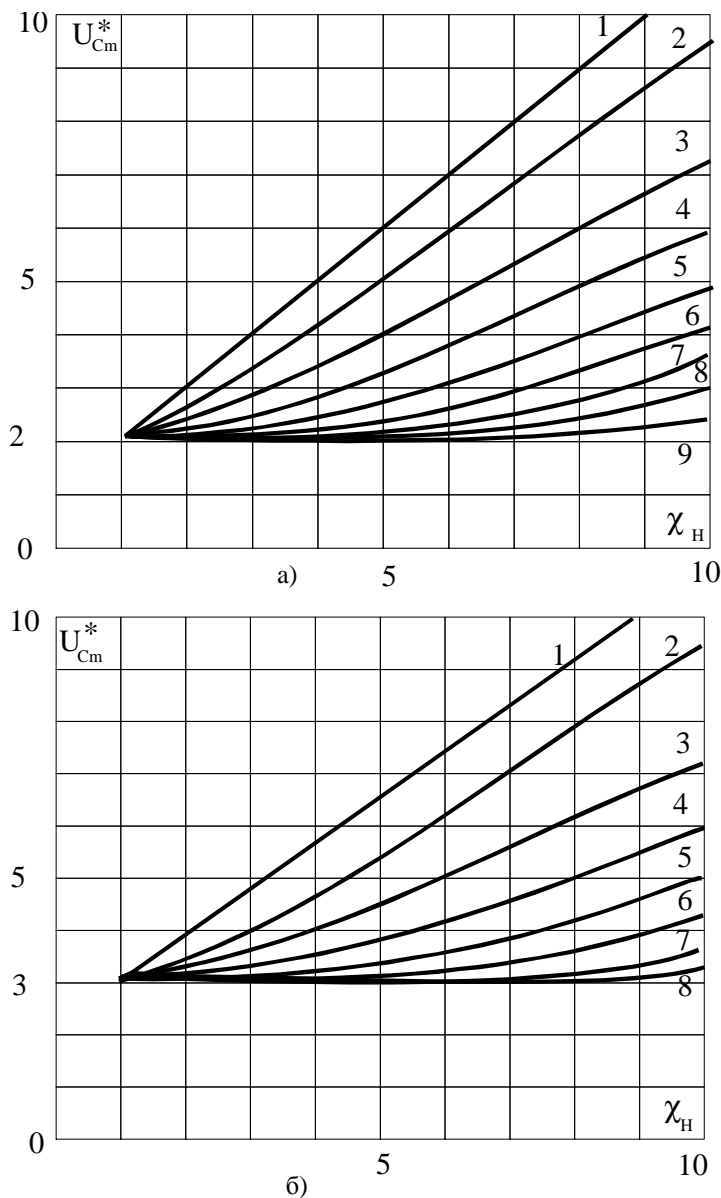


Рис. 3.13 - Зависимость  $U_{cm}^* = f(\chi_H)$ :

- а) при  $k_3 = 3$ ; 1 –  $\gamma = 0$ ; 2 –  $\gamma = 0,1$ ; 3 –  $\gamma = 0,3$ ;  
 4 –  $\gamma = 0,5$ ; 5 –  $\gamma = 0,7$ ; 6 –  $\gamma = 0,9$ ; 7 –  $\gamma = 1,2$ ; 8 –  $\gamma = 1,5$ ; 9 –  $\gamma = 2$

Двухоперационный тиристор VS3 целесообразно выключить при разряде конденсатора С в момент равенства напряжения на нем напряжению сети. Очевидно, что рассмотренный способ защиты от перенапряжений может быть рекомендован и для ПА, в которых ПК выполняется на базе IGBT или GTO-полупроводниковых приборов [3, 72].

Таким образом, полученные соотношения позволяют по заданному уровню перенапряжений и характеристике сети, в которую включено коммутирующее устройство, выбрать величину  $\gamma$ , следовательно, и величину R2. В частности, ПА постоянного тока на номинальный ток 630 А, работающего в сети с  $E = 220$  В и  $L_c = 0,5$  мГн с наибольшим током нагрузки  $I_H = 1500$  А, коммутирующей емкостью  $C = 700$  мкФ и напряжением включения линейного ограни-

чителя  $U_{c0} = 660$  В, параметры характеризующие режим, имеют значения:  $\chi_n = 5,7$ ;  $k_3 = 3$ . Амплитуда напряжения на емкости не должна превосходить 1000 В (соответственно классу примененных тиристоров и рабочему напряжению коммутирующих конденсаторов), следовательно,  $U_{cm}^* = 4,5$ .

Для этого аппарата (рис. 3.13) было найдено значение  $\gamma = 0,3$ , по которому определена величина  $R2 = 1,4$  Ом. Исследование образца с указанными параметрами при различной величине коммутируемого тока подтвердило хорошее совпадение экспериментальных данных с зависимостями, установленными теоретически.

Недостатки данного способа: некоторое усложнение схемы ПК постоянного тока из-за необходимости отключения тока резистора R2; увеличенная резистором R2 амплитуда импульса тока в сети при выключении. Они, как видим, не снижают общую положительную оценку способа.

В заключение следует отметить, что защита основного тиристора ПК от воздействия внешнего перенапряжения, а также от воздействия сетевого напряжения в реверсивных схемах ПК или в нереверсивных схемах ПК при включении вышестоящего аппарата обеспечивается с помощью традиционной защитной RC-цепи, подключенной параллельно тиристорам.

### 3.3.3. Демпфирование коммутационных перенапряжений в полупроводниковых ключах постоянного тока нелинейным резистором

Ограничение перенапряжений с помощью нелинейного резистора (НР) осуществляется путем его подключения либо параллельно коммутирующему конденсатору ПК, либо параллельно самому ПК. В КПА обычно применяется первый вариант. В качестве НР может использоваться стабилитрон [73], имеющий несимметричную вольтамперную характеристику (ВАХ) (рис. 3.14,а) или варистор [8] с симметричной ВАХ (рис. 3.14,б). Схемы подключения стабилитронов и варисторов к конденсаторам и ПК показаны на (рис. 3.15).

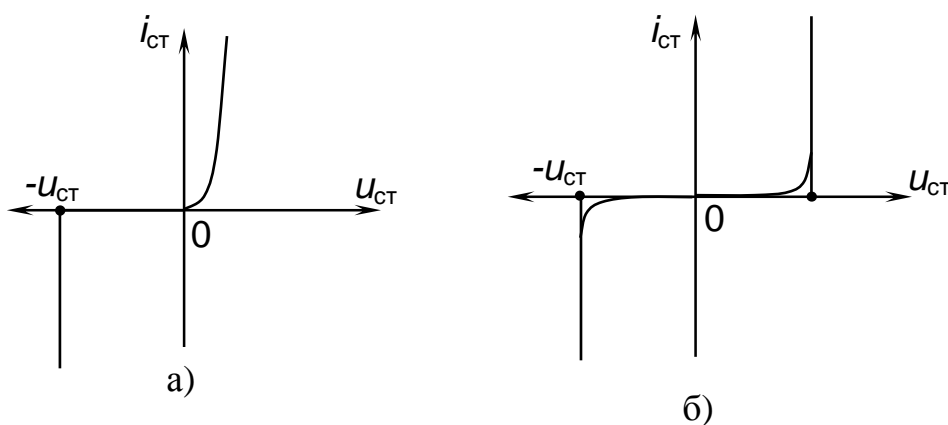


Рис. 3.14 - Вольтамперные характеристики стабилитрона (а) и варистора (б)

У варисторов ВАХ аппроксимируется [3, 7, 8] зависимостью  $I = kU^\alpha$ , где  $k$  – постоянная, значение которой зависит от размеров варистора, а значение  $\alpha$  зависит от материала варистора (для варистора из карбида кремния  $\alpha = 5$ , селенового  $\alpha = 10$  и оксидно-цинкового –  $\alpha > 30$ ). Оксидно-цинковые варисторы, имеющие улучшенные защитные характеристики ( $\alpha$  максимален) по сравнению с другими типами варисторов и значительно большую допустимую энергию  $W_{ст.дон.}$ , выделяемую в импульсе, чем у полупроводниковых стабилитронов (так, например, у варисторов серии СН2-2  $W_{ст.дон.} = 150$  Дж, в то время как у наиболее мощных стабилитронов 2С801А  $W_{ст.дон.} = 3$  Дж [8, 73]) предпочтительнее всего использовать в качестве ОП.

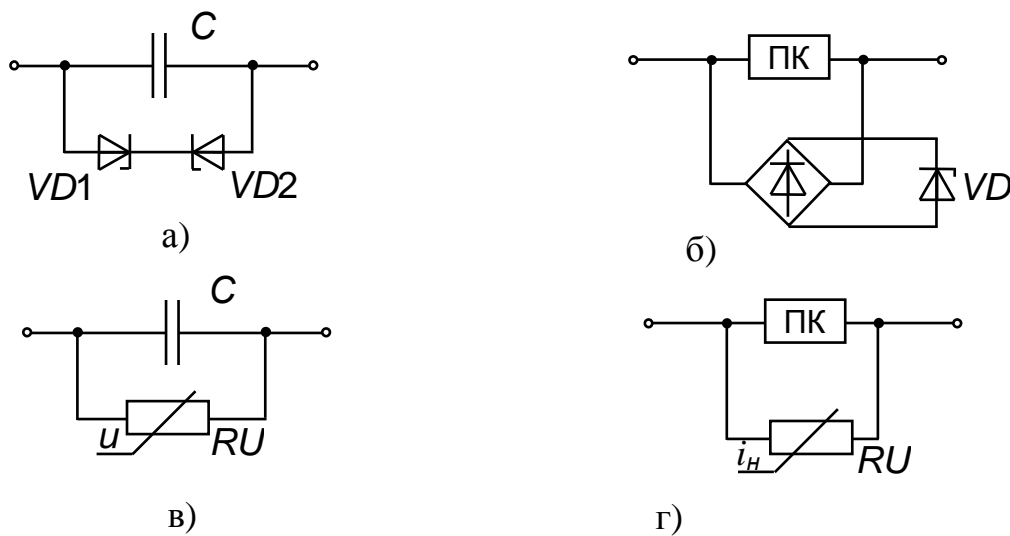


Рис. 3.15 - Схемы подключения стабилитрона (а, б) и варистора (в, г) к защищаемым конденсатору  $C$  и ПК

Достоинством варисторного ОП является: простота схемной реализации; малые габариты и масса; улучшенные защитные характеристики перенапряжения; протекание тока через ОП только на стадии ограничения перенапряжения; низкая стоимость. Конечно, по перегрузочной способности варисторный ОП уступает ОП, выполненному на линейном резисторе, рассмотренном в предыдущем подразделе.

Анализ процесса демпфирования восстанавливающегося напряжения на ПК варисторным ОП выполним для наиболее характерного случая отключения активно - индуктивной нагрузки с эквивалентными индуктивностью  $L_H$  и сопротивлением  $R_H$ , параллельно которой подключен обратный диод VD2 (рис. 3.16).

Процесс восстановления напряжения сети на выключенном основном (главном) тиристоре VS1 зависит от состояния диода VD2. Если напряжение  $U_B$  на конденсаторе  $C$  в момент спада до нуля тока в диоде VD1 меньше ЭДС сети  $E$ , то нарастание напряжения  $u_c$  на конденсаторе  $C$  до напряжения стабилизации варистора RU вначале происходит при выключенном диоде VD2. При этом процесс, протекающий в схеме на рис. 3.16 (без учета активных потерь  $R_{кз} = 0$ ,

$R_H = 0$  и неидеальности ключевых свойств ПП), описывается уравнениями:

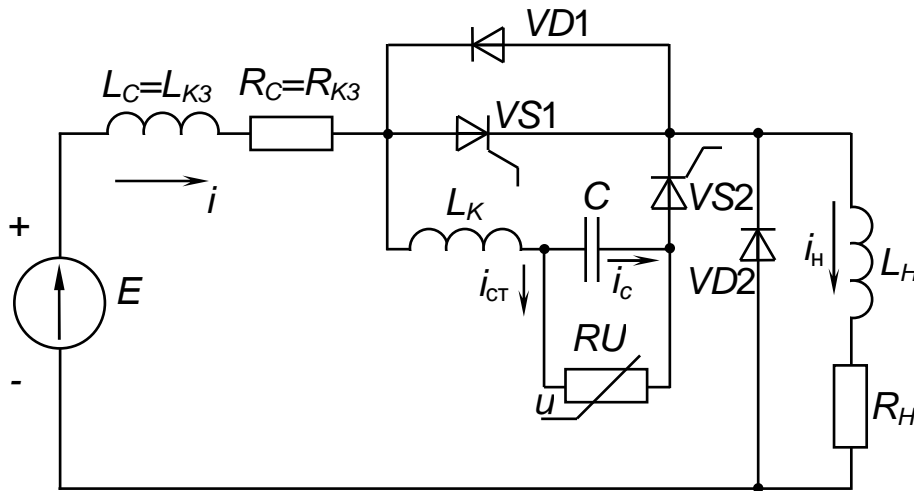


Рис. 3.16 - Схема контура коммутации тиристорным ПК с принудительной коммутацией постоянного тока и защитой конденсатора варистором, а нагрузки обратным диодом

$$\begin{cases} E = (L_{k3} + L_k + L_H) \frac{di}{dt} + u_c \\ i = i_c = i_H = C \frac{du_c}{dt} \end{cases}$$

Решение с начальными условиями  $i(0) = i_H(0) = I_B$ ,  $u_c(0) = U_B$ :

$$u_c = \frac{I_B}{\omega_{0H} C} \sin \omega_{0H} t + (U_B - E) \cos \omega_{0H} t + E; \quad (3.34)$$

$$i = i_c = i_H = I_B \cos \omega_{0H} t - \omega_{0H} C (U_B - E) \sin \omega_{0H} t, \quad (3.35)$$

где  $\omega_{0H} = \frac{1}{\sqrt{(L_{k3} + L_k + L_H) C}}$ .

Включение диода VD2 произойдет в момент времени  $t_\partial$  нарастания тока  $i$  до максимальной величины  $I_\partial$

$$t_\partial = (1/\omega_{0H}) \arcsin[(E - U_B)/U_1], \quad (3.36)$$

где  $U_1 = \sqrt{\left(\frac{I_B}{\omega_{0H} C}\right)^2 + (U_B - E)^2}$ .

Подстановка выражения (3.36) в уравнениях (3.34), (3.35) дает значения напряжения конденсатора  $u_c|_{t=t_\partial}$  и тока нагрузки  $i_H|_{t=t_\partial}$  в момент включения диода VD2.

Если же в начальный момент времени восстановления напряжения сети на основном тиристоре VS1 выполняется  $U_B > E$ , то нарастание напряжения на конденсаторе  $u_c$  до величины  $U_{cm}$  будет происходить при включенном диоде VD2.

В общем случае ( $U_B < E$  и  $U_B > E$ ) процесс, протекающий в схеме на



рис.3.16 с включенным диодом VD2, описывается уравнениями

$$\begin{cases} E = (L_{k3} + L_k) \frac{di}{dt} + u_c, \\ i = i_c = C \frac{du_c}{dt}, \quad i_H = i_H(0). \end{cases}$$

Решение с начальными условиями  $u_c(0) = U_{\partial} = E$ ,  $i(0) = i_H(0) = I_{\partial}$  при  $U_B < E$  и  $u_c(0) = U_B$ ,  $i(0) = i_H(0) = I_B$  при  $U_B > E$ :

$$u_c = \frac{i(0)}{\omega_{0c}C} \sin \omega_{0c}t + [u_c(0) - E] \cos \omega_{0c}t + E, \quad (3.37)$$

$$i = i_c = \omega_{0c}C \left\{ \frac{i(0)}{\omega_{0c}C} \cos \omega_{0c}t - [u_c(0) - E] \sin \omega_{0c}t \right\}, \quad (3.38)$$

где  $\omega_{0c} = \frac{1}{\sqrt{(L_{k3} + L_k)C}}$ .

Если бы варистор RU в схеме на рис. 3.16 отсутствовал, то при включенном диоде VD2 напряжение на конденсаторе  $u_c$  выросло до своего амплитудного значения  $U_{cm}$

$$U_{cm} = E + \sqrt{\left[ \frac{i(0)}{\omega_{0c}C} \right]^2 + E^2}. \quad (3.39)$$

Но при наличии варистора RU в схеме и  $U_{ст} < U_{cm}$  за интервал времени  $t_{вкл}$  напряжение на конденсаторе  $u_c$  нарастает (без учета динамического сопротивления варистора  $R_{\partial}$ ) только до величины напряжения стабилизации  $U_{ст}$  варистора RU

$$t_{вкл} = \frac{1}{\omega_{0c}C} \left[ \arcsin \frac{U_{ст} - E}{U_2} - \arcsin \frac{u_c(0) - E}{U_2} \right],$$

где  $U_2 = U_{ст} - E$ .

Решение уравнения (3.38) при  $t = t_{вкл}$  дает зависимость для тока сети  $i|_{t=t_{вкл}} = I_{вкл}$  в момент включения варистора RU

$$I_{вкл} = \omega_{0c}C \sqrt{\left[ \frac{i(0)}{\omega_{0c}C} \right]^2 + [u_c(0) - E]^2 - (U_{ст} - E)^2}. \quad (3.40)$$

После включения варистора RU в схеме на рис. 3.16 происходит спад до нуля его тока  $i_{ст}$ , описываемый уравнениями

$$E - U_{ст} = (L_{k3} + L_k) \frac{di}{dt}, \quad i = i_{ст} = i_H, \quad U_{ст} > E.$$

Решение уравнений с начальными условиями  $i(0) = I_{вкл}$

$$i = i_c = i_H = I_{вкл} - \frac{(U_{ст} - E) \cdot t}{L_{k3} + L_k}. \quad (3.41)$$

Спад до нуля токов происходит за время

$$t_{\text{сп}} = (L_{\text{кз}} + L_k) \frac{I_{\text{вкл}}}{U_{\text{ст}} - E}.$$

Энергия  $W_{\text{ст}}$ , выделяемая в варисторе  $R_U$  на стадии ограничения перенапряжения на конденсаторе  $C$  [1],

$$W_{\text{ст}} = \int_0^{t_{\text{сп}}} U_{\text{ст}} i_{\text{ст}} dt = \frac{(L_{\text{кз}} + L_k) I_{\text{вкл}}^2}{2(1 - u^*)}, \quad (3.42)$$

где  $u^* = E/U_{\text{ст}}$ .

Расчет защитных характеристик выполняется для наиболее напряженного режима работы ПК – отключение тока при коротком замыкании на его выходе (для выключателей) и отключение предельного тока в режиме резких коммутаций (для контакторов). При расчете защитных характеристик варистора обычно аппроксимируют его ВАХ с достаточной для инженерных расчетов степенью точности выражением [74]

$$u_{\text{ст}} = R_{\partial} i_{\text{ст}} + U_{\text{ст}}. \quad (3.43)$$

После нарастания напряжения на конденсаторе  $u_C$  до напряжения  $U_{\text{ст}}$  расчетная схема замещения контура коммутации с ПК на стадии ограничения перенапряжения имеет вид (без учета тока конденсатора – худший случай) (рис. 3.17), где  $L = L_{\text{к.з.}} + L_k$ .

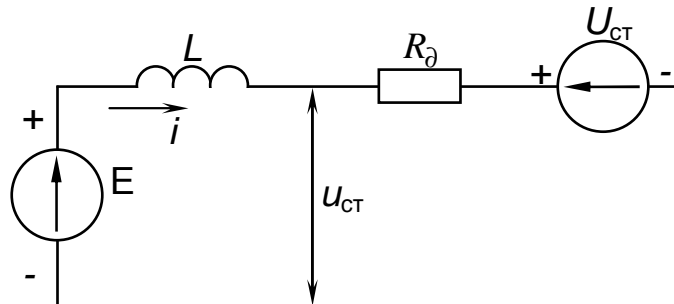


Рис. 3.17 - Расчетная схема замещения контура коммутации с варистором на стадии ограничения перенапряжения

Процесс, протекающий в ней, описывается уравнением

$$E = L \frac{di_{\text{ст}}}{dt} + u_{\text{ст}}.$$

Решение уравнения с учетом формулы (3.43) и начальным условием  $i_{\text{ст}}(0) = I_{\text{вкл}}$ , найденным из выражения (3.40) при  $i(0) = I_B$ ,  $u_C(0) = U_B$ ;

$$i_{\text{ст}} = (I_{\text{вкл}} + I_1) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - I_1, \quad (3.44)$$

где  $I_1 = \frac{U_{\text{ст}} - E}{R_{\partial}}$ ,  $\tau = \frac{L}{R_{\partial}}$ .

Время спада до нуля тока варистора

$$t_{\text{сп}} = \tau \ln(1 + I_{\text{вкл}}/I_1). \quad (3.45)$$

Амплитуда напряжения на конденсаторе ПК, ограниченная варистором,

$U_{ст0} = U_{ст}(0)$ , найденная при совместном решении уравнений (3.43) и (3.44),

$$U_{ст0} = (1 + ku^*)U_{ст},$$

где  $k = \frac{R_{\partial} I_{вкл}}{E}$ .

Энергия, выделяемая в варисторе при  $R_{\partial} \neq 0$

$$W_{ст} = \int_0^{t_{сн}} i_{ст} u_{ст} dt, \quad (3.46)$$

или после интегрирования с учетом выражений (3.43) – (3.45)

$$W_{ст} = \frac{LI_{вкл}^2}{2} \left\{ 1 + \frac{2}{k} \left[ 1 - \frac{1-u^*}{ku^*} \ln \left( 1 + \frac{ku^*}{1-u^*} \right) \right] \right\}. \quad (3.47)$$

При  $R_{\partial} = 0$

$$W_{ст} = \frac{LI_{вкл}^2}{2(1-u^*)}. \quad (3.48)$$

Оценить влияние динамического сопротивления варистора  $R_{\partial}$  на его защитные характеристики можно с помощью коэффициента напряжения  $k_u$ , представляющего собой отношение амплитуды напряжения  $U_{ст0}$  при  $R_{\partial} \neq 0$  к амплитуде  $U_{ст0} = U_{ст}$  при  $R_{\partial} = 0$

$$k_u = 1 + ku^*,$$

и коэффициента энергии  $k_w$ , представляющего собой отношение энергии  $W_{ст}$  при  $R_{\partial} \neq 0$  к энергии  $W_{ст}$  при  $R_{\partial} = 0$

$$k_w = (1 - \varepsilon) \left\{ 1 + \frac{2}{k} \left[ 1 - \frac{1-u^*}{ku^*} \ln \left( 1 + \frac{ku^*}{1-u^*} \right) \right] \right\}.$$

Например, при  $k = u^* = 0,5$  имеет  $k_u = 1,25$ ;  $k_w = 0,9$ , т.е. динамическое сопротивление увеличивает уровень напряжения на конденсаторе  $U_{ст0}$  и снижает энергию  $W_{ст}$ , выделяемую в варисторе.

Параметры варисторов, используемых в ПК, должны удовлетворять неравенствам:

$$\begin{cases} W_{ст} < W_{ст.доп}, \\ I_{вкл} < I_{ст.доп}, \\ t_{сн} < t_{доп}, \end{cases} \quad (3.48)$$

где  $I_{ст.доп}$ ,  $t_{доп}$  – допустимые амплитуда и длительность импульса тока варистора, при котором его энергия не превышает допустимую  $W_{ст.доп}$ .

Для реальных параметров контура коммутации силовых КПА величина  $W_{ст}$  может значительно превысить допустимое для современных типов варисторов значение  $W_{ст.доп}$ .

Например, при  $L = 1$  мГн,  $I_{вкл} = 1$  кА,  $\varepsilon = 0,5$  из выражения (3.47) имеем  $W_{ст} = 1$  кДж, в то время как у варисторов серии СН2-2  $W_{ст.доп} \leq 150$  Дж, а у вари-

сторов серии ВС-2  $W_{ст.доп} \leq 350$  Дж [1, 7, 8].

Для увеличения эквивалентной допустимой энергии ОП используется последовательно-параллельное соединение варисторов [7, 8, 75]. Такой способ (рис. 3.18,а) содержит  $n$  – параллельных ветвей, каждая из которых состоит из  $m$  – последовательно соединенных варисторов  $RU1 - RUM$  и одного балластного резистора  $R_{\sigma}$ , выравнивающего токи в параллельных ветвях.

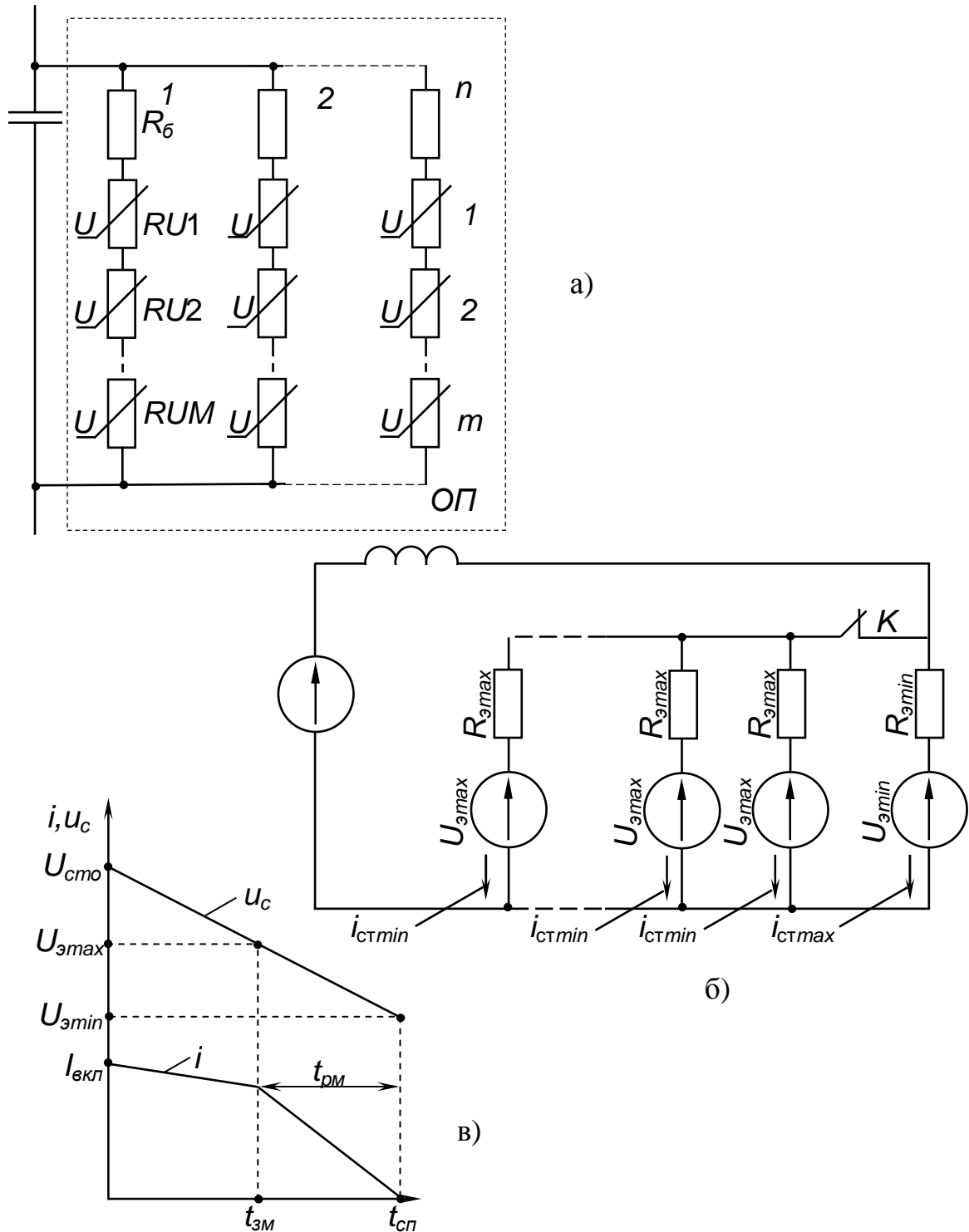


Рис. 3.18 - Ограничитель перенапряжений с параллельно-последовательным соединением варисторов (а), расчетная схема замещения контура коммутации с ограничителем перенапряжений (б) и диаграммы ее работы (в)

Расчет максимальной энергии  $W_{ст\ max}$ , выделяемой в одном варисторе ОП на рис. 3.18,а, выполняется для предельного случая неравномерности токораспределения в параллельных ветвях, которому соответствует установка в  $(n - 1)$ -ой ветви элементов с максимальными значениями параметров, а в оставшейся  $n$ -той ветви – с минимальными. При этом токи в  $(n - 1)$ -ой ветви будут одинаковы и минимальны, а ток в оставшейся  $n$ -той ветви - максимален. Очевидно, что и энергия, выделяемая в одном варисторе и пропорциональная квадрату тока (см. (3.48)), будет максимальной для варистора, установленного в  $n$ -той ветви с максимальным током.

Расчетная схема замещения контура коммутации с ОП (рис. 3.18,а), имеющим данное токораспределение, на стадии ограничения перенапряжения имеет вид (без учета тока конденсатора ПК) схемы на рис. 3.18,б, где  $L$  – эквивалентная индуктивность контура коммутации;  $R_{э\ max} = mR_{д\ max} + R_{б\ max}$ ,  $U_{э\ max} = mU_{ст\ max}$  – эквивалентные максимальное сопротивление и напряжение  $(n-1)$ -ой ветви с минимальными токами  $i_{ст\ min}$ ;  $R_{э\ min} = mR_{д\ min} + R_{б\ min}$ ;  $U_{э\ min} = mU_{ст\ min}$  – эквивалентные минимальные сопротивление и напряжение стабилизации  $n$ -той ветви с максимальными токами  $i_{ст\ max}$ ;  $R_{д\ max}$ ,  $R_{д\ min}$  – максимальное и минимальное динамическое сопротивление варистора;  $U_{ст\ max}$ ,  $U_{ст\ min}$  – максимальное и минимальное напряжение стабилизации варистора;  $R_{б\ max}$ ,  $R_{б\ min}$  – максимальное и минимальное сопротивление балластного резистора;  $K$  – ключ, имитирующий работу ОП (отключает ветви с токами  $i_{ст\ min}$  при спаде напряжения на ОП  $u_{сн}$  ниже  $U_{э\ max}$ ).

Условием протекания тока в ОП является нарастание напряжения на конденсаторе ПК  $u_c$  до величины  $U_{э\ min}$ , а условием замкнутого состояния ключа  $K$  и протекания тока во всех  $n$  – ветвях ОП является выполнение неравенства

$$I_{вкл} > (U_{э\ max} - U_{э\ min}) / R_{э\ min}, \quad (3.49)$$

где  $I_{вкл} = \omega_0 C \sqrt{\left(\frac{I_B}{\omega_0 C}\right)^2 + (U_B - E)^2 - (U_{э\ min} - E)^2}$  – ток сети  $i$  в момент

включения ОП, т.е. в момент выполнения условия перетекания тока ОП

$$u_c = U_{э\ min}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad L = L_{кз} + L_k.$$

При выполнении неравенства (3.49) процесс, протекающий в схеме замещения на рис. 3.18,б с замкнутым в интервале времени  $0 \leq t \leq t_{зм}$  (рис. 3.18,в) ключом  $K$ , описывается уравнениями:

$$\begin{cases} E = L \frac{di}{dt} + u_{он}, \\ u_{он} = R_{э\ min} \cdot i_{ст\ max} + U_{э\ min} = R_{э\ max} \cdot i_{ст\ min} + U_{э\ max}, \\ i = i_{ст\ max} + (n - 1) \cdot i_{ст\ min}. \end{cases}$$

Решение с начальным условием  $i(0) = I_{вкл}$ :

$$\begin{aligned} i_{ст\ min} &= \rho \cdot i_{ст\ max} - I_{н.б}, \\ i &= [1 + \rho(n-1)]i_{ст\ max} - (n-1)I_{н.б}, \\ i_{ст\ max} &= -I_* + Ae^{-t/\tau_{зм}}, \end{aligned} \quad (3.50)$$

где  $\rho = \frac{R_{э\ min}}{R_{э\ max}}$ ;  $I_{н.б} = (U_{э\ max} - U_{э\ min})/R_{э\ max}$  - ток небаланса;

$$I_* = (U_{э\ min} - E)/R_{э\ min}; \quad U_{э\ min} > E; \quad A = \frac{I_* + [I_{вкл} + (n-1)I_{н.б}]}{1 + \rho(n-1)};$$

$$\tau_{зм} = [1 + \rho(n-1)]L/R_{э\ min}.$$

Амплитуда максимального тока варистора

$$I_{ст\ max} = i_{ст\ max}(0) = [I_{вкл} + (n-1)I_{н.б}]/[1 + \rho(n-1)]. \quad (3.51)$$

Амплитуда ограниченного ОП напряжения на конденсаторе

$$U_{с\ то} = u_{он}(0) = R_{э\ min}I_{ст\ max} + U_{э\ min}. \quad (3.52)$$

Длительность замкнутого состояния ключа  $K$ , найденная из решения уравнения  $u_{он} = U_{э\ max}$

$$t_{зм} = \tau_{зм} \ln \frac{\rho A}{I_{н.б} + \rho I_*}. \quad (3.53)$$

В интервале времени  $t_{зм} \leq t \leq t_{сн}$  (рис. 3.18,в) ключ  $K$  в схеме замещения разомкнут и ток  $I$  спадает до нуля. При этом процесс, протекающий в схеме замещения, описывается уравнениями:

$$E = L \frac{di}{dt} + u_{он}, \quad u_{он} = R_{э\ min}i + U_{э\ min}.$$

Решение с начальным условием  $i(0) = \frac{I_{н.б}}{\rho}$

$$i = -I_* + B \cdot e^{-t/\tau_{рм}}, \quad (3.54)$$

где  $B = I_* + \frac{I_{н.б}}{\rho}$ ;  $\tau_{рм} = \frac{L}{R_{э\ min}}$

Время разомкнутого состояния ключа  $K$ , найденное из решения уравнения  $i = 0$ ,

$$\tau_{рм} = \tau_{рм} \ln \left( 1 + \frac{I_{н.б}}{\rho \cdot I_*} \right). \quad (3.55)$$

Время протекания тока через ОП

$$t_{сн} = t_{зм} + t_{рм}.$$

Максимальная энергия  $W_{ст.мах}$ , выделяемая в одном варисторе  $n$ -той ветви с током  $i_{мах}$ ,

$$W_{ст.мах} = \int_0^{t_{зм}} i_{ст.мах} (U_{ст.мин} + R_{\partial.мин} i_{ст.мах}) dt + \int_0^{t_{рм}} i (U_{ст.мин} + R_{\partial.мин} i) dt,$$

или после интегрирования с учетом выражений (3.50), (3.53) – (3.55)

$$W_{ст.мах} = I_* (R_{\partial.мин} I_* - U_{ст.мин}) t_{сн} + (k_1 \tau_{зм} A + k_2 \tau_{рм} B) \cdot (U_{ст.мин} - 2R_{\partial.мин} I_*) + \frac{R_{\partial.мин}}{2} (k_1 k_3 \tau_{зм} A^2 + k_2 k_4 \tau_{рм} B^2),$$

$$\text{где } k_1 = \left( I_{вкл} - \frac{I_{н.б}}{\rho} \right) / \{ I_{вкл} + (n-1)I_{н.б} + [1 + \rho(n-1)]I_* \};$$

$$k_2 = I_{н.б} / (\rho I_* + I_{н.б});$$

$$k_3 = \{ [2\rho(n-1) + 1]I_{н.б} / \rho + 2[1 + \rho(n-1)]I_* + I_{вкл} \} / \{ I_{вкл} + (n-1)I_{н.б} + [1 + \rho(n-1)]I_* \},$$

$$k_4 = (2\rho I_* + I_{н.б}) / (\rho I_* + I_{н.б}).$$

Расчет параметров ОП рис. 3.18,а производится с учетом выполнения ограничений (3.48), в которых вместо  $W_{ст}$ ,  $I_{вкл}$  следует полагать  $W_{ст.мах}$ ,  $I_{ст.мах}$ .

Особенностью применения и эксплуатации варисторов в КПА является ограничение его максимального установившегося тока для исключения недопустимого перегрева. В частности для варисторов СН2-2 длительный ток не должен превышать 0,1 мА. Такому току соответствует падение напряжения на варисторе 0,6 ÷ 0,8 от напряжения стабилизации (классификационного напряжения)  $U_{ст}$  [7, 8, 71].

Уровень ограничения перенапряжения варистором характеризуется защитным коэффициентом  $K_{защ} = \frac{U_{ст.к}}{U_{ст}}$ , где  $U_{ст.к}$  – падение напряжения на варисторе при протекании через него контрольного тока (для СН2-2  $I_{ст.к} = 100$  А,  $K_{защ} = 1,6$ ).

$$\text{Динамическое сопротивление варистора } R_{\partial} = (K_{защ} - 1) U_{ст} / I_{ст.к}.$$

$$\text{Для СН-2-2 } R_{\partial} < 0,6 U_{ст} / I_{ст.к}.$$

### 3.4. Принципы построения ограничителей перенапряжений на полупроводниковых ключах переменного тока с принудительной коммутацией

Такие ОП выполняются автономными и групповыми. Автономные ОП защищают от перенапряжений ПК, установленный в одном полюсе сети, а групповые ОП защищают сразу несколько ПК, установленных в разных полюсах сети и находящихся под разными электрическими потенциалами [75, 76].

Схема ПК с автономным ОП показана на рис. 3.19, где коммутирующий

конденсатор  $C_k$  на стадии дугогашения шунтируется параллельно соединенными резистором  $R_{ш}$  (подключаемым диодом  $VD5$  в момент смены полярности напряжения на конденсаторе и отключенном тиристоре  $VS1$  при спаде до нуля его тока) и варистором  $RU$ . Параллельное включение резистора  $R_{ш}$  и варистора  $RU$  позволяет повысить стабильность уровня ограничения перенапряжения (в сравнении с ОП на рис. 3.12,а) и уменьшить энергию варистора (в сравнении с ОП на рис. 3.16). Шунтирование конденсатора резистором  $R_{ш}$  в ПК переменного тока оправдано, учитывая естественную коммутацию тиристора  $VS2$  в схеме на рис. 3.19 в отличие от более сложной принудительной коммутации тиристора в ПК постоянного тока.

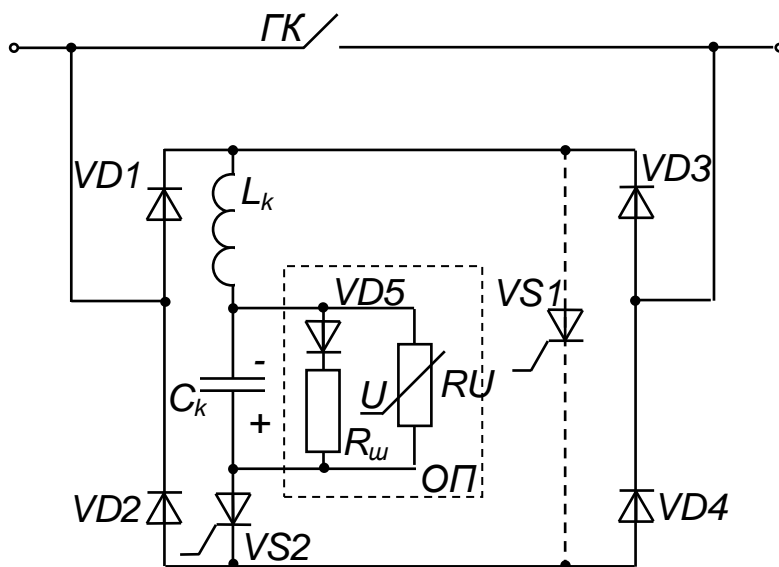


Рис. 3.19 - Гибридный ПК с принудительной коммутацией переменного тока и автономным ограничителем перенапряжений

Схемы трехфазных ПК с групповыми ПК показаны на рис. 3.20. В схеме на рис. 3.20,а ОП выполнен варисторным (используется параллельное или параллельно-последовательное соединение варисторов в соответствии с рис. 3.18,а). Подключаются варисторы к ПК диодным коммутатором  $VD1 - VD2$ . Расчет такого ОП выполняется так же, как и для сетей постоянного тока, учитывая, что длительность стадии ограничения напряжения значительно меньше длительности полупериода колебаний сети переменного тока – и, следовательно, напряжение сети переменного тока при расчете можно принять постоянным. При этом для расчета ОП в схеме на рис. 3.20,а можно воспользоваться полученными ранее зависимостями для схемы на рис. 3.18,а с учетом  $E = (3/2) \cdot U_m$ ,  $L = (3/2)L_{\phi}$ , где  $U_m$  - амплитуда фазного напряжения сети переменного тока;  $L_{\phi}$  - индуктивность фазной нагрузки.

В схеме на рис. 3.20,б ограничение перенапряжений производится параллельно соединенными резистором  $R_{ш}$  (коммутируемым тиристорами  $VS1$ - $VS6$  и диодами  $VD7$ - $VD12$ ) и варистором  $RU$  (коммутируемым диодами  $VD1$ - $VD12$ ). Включение тиристоров  $VS1$ - $VS6$  здесь происходит синхронно с появлением тока в варисторе  $RU$ .



Оценим влияние резистора  $R_u$  на характеристики варистора RU в схемах ОП на рис. 3.19 и 3.20,б.

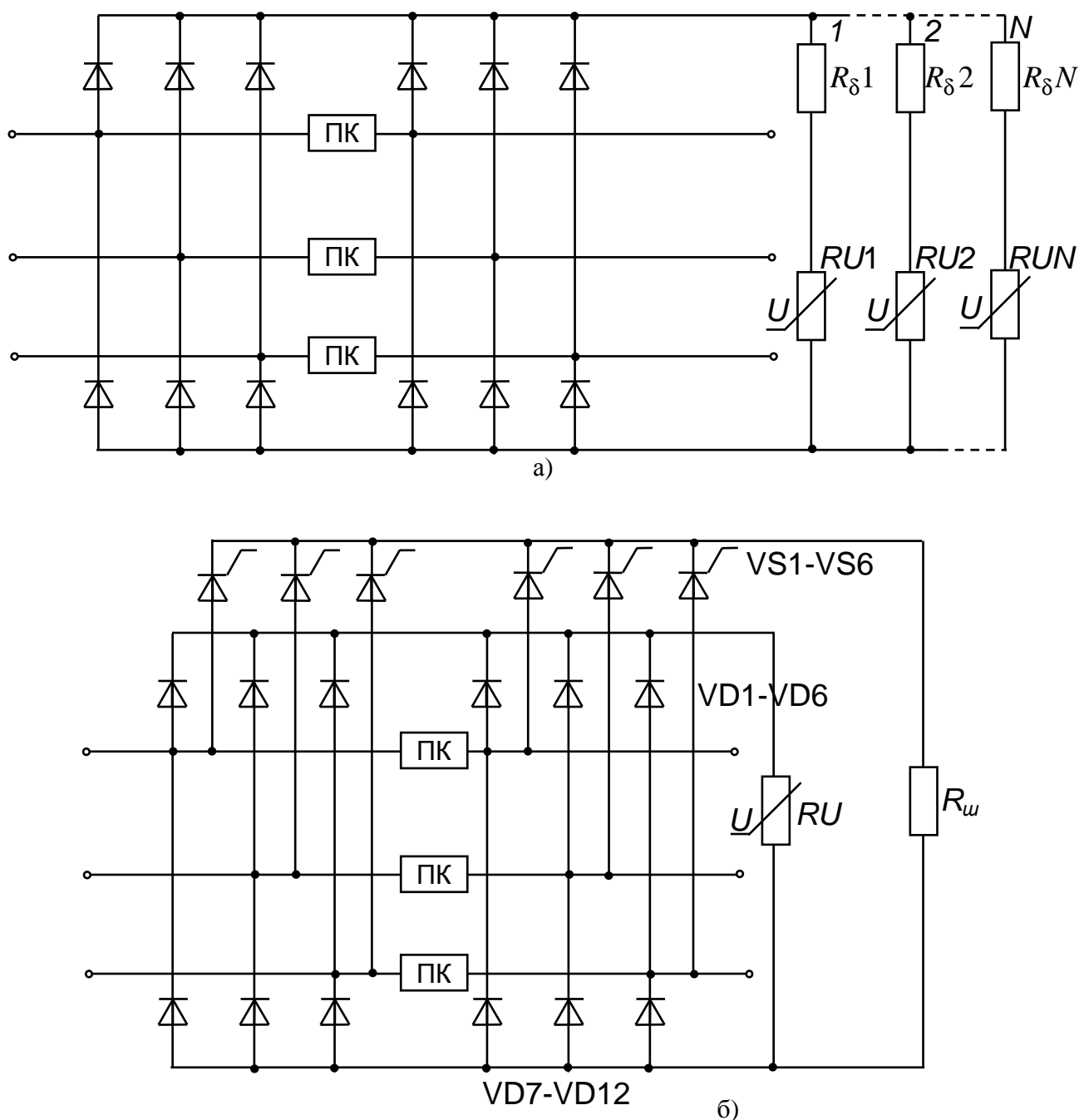


Рис. 3.20 - Групповые ограничители перенапряжений для трехфазных сетей переменного тока

На стадии ограничения перенапряжения на конденсаторах ПК (при появлении тока в варисторе RU) расчетная схема замещения контура коммутации с ОП (без учета токов конденсаторов ПК) будет иметь вид схемы на рис. 3.21, где  $U_{ст}$ ,  $R_d$  – напряжение стабилизации и динамическое сопротивление варистора RU;  $E = U_m$ ;  $L = L_\phi$  и  $E = 3/2 U_m$ ,  $L = 3/2 L_\phi$  для ПК рис. 3.19 и рис. 3.20,б соответственно

Процесс, протекающий в схеме замещения, описывается уравнениями:

$$\begin{cases} E = L \frac{di}{dt} + u_{ст} \\ u_{ст} = R_{\partial} i_{ст} + U_{ст} = i_{ш} R_{ш}, \\ i = i_{ст} + i_{ш}, \end{cases}$$

где  $u_{ст}$ ,  $i_{ст}$  – напряжение и ток варистора RU;

$i_{ш}$  – ток резистора  $R_{ш}$

Решение с начальным условием  $i(0) = I_{вкл}$  (где  $I_{вкл}$  – ток  $i$  в момент нарастания напряжения на входе ОП до величины  $U_{ст}$ ) для тока варистора [65]

$$i_{ст} = -I_* + [(I_{вкл} - I_{ш})/\rho + I_*] \cdot e^{-\frac{t}{\rho\tau}}, \quad (3.57)$$

где  $I_* = (U_{ст} - E)/R_{\partial}$ ;  $U_{ст} > E$ ;  $I_{ш} = U_{ст}/R_{ш}$ ;  $\rho = 1 + \frac{R_{\partial}}{R_{ш}}$ ;  $\tau = \frac{L}{R_{\partial}}$ .

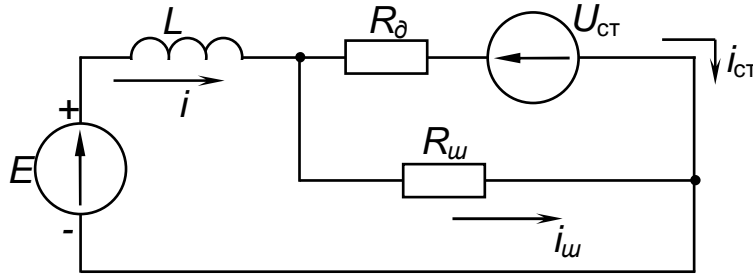


Рис. 3.21 - Расчетная схема замещения контура коммутации с ограничителем перенапряжений с параллельно включенными варистором и резистором

Время спада до нуля тока варистора

$$t_{сн} = \rho\tau \ln\{1 + [(\rho - 1)I_{вкл} - I_{ш}]/(\rho I_*)\}. \quad (3.58)$$

Напряжение варистора

$$u_{ст} = E + R_{\partial} [(I_{вкл} - I_{ш})/\rho + I_*] \cdot e^{-\frac{t}{\rho\tau}}. \quad (3.59)$$

Амплитуда напряжения на ОП

$$U_{оп} = u_{ст}(0) = E + R_{\partial} [(I_{вкл} - I_{ш})/\rho + I_*]. \quad (3.60)$$

Энергия  $W_{ст}$ , выделяемая в варисторе RU, шунтируемом резистором  $R_{ш}$

$$W_{ст} = \int_0^{t_{сн}} i_{ст} (R_{\partial} i_{ст} + U_{ст}) dt.$$

С учетом выражений (3.57) - (3.59)

$$W_{ст} = \frac{LI_{вкл}^2}{u^* k^2} \left\{ \rho(u^* - 1) \ln \left[ 1 - \frac{ku^* - 1}{\rho(u^* - 1)} + (ku^* - 1) \left( 1 + \frac{ku^* - 1}{2\rho u^*} \right) \right] \right\}, \quad (3.61)$$

где  $k = \frac{R_{\partial} I_{вкл}}{E}$ ;  $u^* = \frac{E}{U_{ст}}$ .

Если динамическим сопротивлением пренебречь ( $R_D = 0$ ) то

$$W_{ст} = \frac{L(I_{вкл} - I_{ш})^2}{2(u^* - 1)}. \quad (3.62)$$

Снижение энергии варистора RU резистором  $R_{ш}$  можно оценить с помощью коэффициента  $K_{сн}$ , равного отношению энергии, вычисляемой по формуле (3.42), к энергии, вычисляемой по формуле (3.62)

$$K_{сн} = \left( \frac{I_{вкл}}{I_{вкл} - I_{ш}} \right)^2 = \left( \frac{1}{1 - I_{ш}/I_{вкл}} \right)^2.$$

Например, при  $I_{ш}/I_{вкл} = 0,5$  имеем  $K_{сн} = 4$ .

Рассмотренные в этом подразделе автономные и групповые ОП пригодны и для защиты от перенапряжений исполнений ПК, выполненных на базе полностью управляемых полупроводниковых приборах. Кроме того, поскольку при выборе приведенных выше соотношений, необходимых для выбора защитных варисторов, не учитывался ток заряда коммутирующего конденсатора, то разработанная методика расчета ОП пригодна и для этих исполнений ПК.

### 3.5. Резюме

1. В процессе работы КПА как бесконтактных, так и гибридных к ПК в момент их выключения прикладывается восстанавливающееся напряжение, которое и определяет уровень коммутационных перенапряжений на элементы ПК и в сети. Характер этого напряжения определяется параметрами отключаемой цепи, режимом работы ключа (однофазный, трехфазный, естественная или принудительная коммутация), схемой соединения УПП, а также параметрами схемы устройств защиты от перенапряжений.

2. Основными причинами возникновения коммутационных перенапряжений при восстановлении напряжения являются:

- быстрый спад до нуля тока в нагрузке индуктивного характера и появляющаяся в результате этого на индуктивности (сети и нагрузки) ЭДС самоиндукции, препятствующая спаданию тока;

- преобразование электромагнитной энергии, накопленной в предкоммутационный период в индуктивности (сети и нагрузки), в потенциальную энергию конденсаторов, используемых в КПА для цепей коммутации и защиты.

3. Ограничение перенапряжений на УПП (тиристорах) наиболее рационально RC-цепями, подключаемыми к защищаемым УПП параллельно или последовательно. В КПА переменного тока, нагрузка которых изменяется в широких пределах, оптимальным (по критерию минимум тока утечки) является последовательное подключение RC-цепей. На основе анализа коммутационных процессов разработано методику расчета параметров RC-цепей, выполняемого с помощью универсальных графических зависимостей.

4. На основе системного анализа способов ограничения конденсаторных перенапряжений в КПА постоянного тока рекомендованы оптимальные (по критерию максимума надежности) способы – с помощью линейных и нелинейных резисторов (преимущественно варисторов).

При этом разработаны:

- методика расчета перенапряжений в ПК постоянного тока при наличии линейного ограничителя перенапряжений с учетом предвключенной индуктивности;

- методика расчета параметров нелинейного резистора с учетом влияния его динамического сопротивления как для случая индивидуального использования нелинейного резистора в ограничителе перенапряжений, так и для случая параллельного соединения нелинейных резисторов (при этом учитывается неравномерность токораспределения в параллельных ветвях с нелинейными резисторами), применяемого для увеличения допустимой мощности ограничителя перенапряжений.

5. Ограничение конденсаторных перенапряжений в КПА переменного тока с принудительной коммутацией рационально выполнять или нелинейным резистором, или параллельно соединенными нелинейным и линейным резисторами (при этом линейный резистор используется для снижения энергии, выделяемой в нелинейном резисторе на стадии ограничения перенапряжения).

Предложены как автономные, так и групповые ограничители перенапряжений, использующие эти принципы.

Разработана методика расчета параметров ограничителей перенапряжения для КПА переменного тока, как с емкостной принудительной коммутацией, так и с коммутацией с помощью полностью УПП.

## Раздел 4

# ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ СИЛОВЫХ КОММУТАЦИОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АППАРАТОВ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В силовых КПА мощные управляемые полупроводниковые приборы выполняют роль силового ключа, коммутирующего цепь нагрузки. С точки зрения разработчиков силовой части этих аппаратов указанный ключ должен обладать идеальными свойствами, т.е. мгновенно, при нулевой мощности управления, переключать бесконечно большие токи и блокировать бесконечно большие напряжения, иметь нулевые остаточные напряжение и ток утечки. Пока это достижимо только в виртуальных задачах, например, при моделировании электрических схем на ЭВМ. Практические ключи могут лишь в той или иной степени приближаться к «идеальным».

Современное состояние МПП достаточно подробно отражено в справочных каталогах и литературе по применению ведущих фирм-производителей этих приборов, среди которых необходимо отметить Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semikron, Motorola [38-40, 77-83], а также в подразделе 1.4. При этом наибольший интерес для разработчиков КПА среди новейших достижений представляют следующие силовые УПП: низкочастотные (до 500 Гц) однооперационные тиристоры (SCR) на номинальные токи до 5 кА и блокирующее напряжение до 10 кВ с биполярным механизмом проводимости, обладающие высокой перегрузочной способностью (до 70 кА в импульсе длительностью 10 мс) и наименьшими потерями мощности в открытом состоянии среди силовых УПП; высокочастотные (до 100 кГц) интегральные ключи IGBT модули, сочетающие положительные свойства полевого управления и биполярной проводимости, позволяющие коммутировать токи до нескольких кА при напряжениях до 2 кВ; среднечастотные (до 5кГц) интегральные IGCT модули, сочетающие в единой конструкции двухоперационные тиристоры типа GCT и блок их управления, рассчитанные на контролируемые (запираемые) токи до 4,5 кА и напряжение 6,5 кВ с потерями мощности в открытом состоянии близкими к тиристорам SCR типа.

Ниже рассмотрены принципы построения, результаты разработки и методы расчета наиболее распространенных КПА на базе указанных новейших приборов, которые по своим характеристикам наиболее близки к «идеальному» ключу.

### **4.1. Бесконтактные автоматы-пускатели на базе мощных тиристоров с повышенной перегрузочной способностью**

В связи с необходимостью постоянно снижать массогабаритные показатели коммутационных аппаратов, не ухудшая при этом их эксплуатационные характеристики, разработчики всегда стремились создать коммутационный аппарат, обеспечивающий предельную коммутационную способность на уровне автоматических выключателей и коммутационную способность на уровне пуска-

телей (контакторов). Такие аппараты, объединяющие в одном изделии защитный и пускорегулирующий аппараты, получили название автоматов-пускателей. К сожалению, образцы этих устройств, даже лучших, выполненных на основе традиционных решений, принятых при разработке контактной коммутационной аппаратуры, не отвечали поставленным требованиям. Т.е. эти автоматы-пускатели имели существенно худшие технические характеристики в сравнении с заменяемой парой - автоматический выключатель и пускатель. Использование в силовой цепи этих аппаратов мощных тиристорных ключей с повышенной перегрузочной способностью позволили успешно разрешить указанную проблему.

Бесконтактные автоматы-пускатели (БАП) должны удовлетворять следующим требованиям:

1) обеспечивать надежную работу в длительном, кратковременном и повторно кратковременном режимах с учетом специфических особенностей нагрузки;

2) безотказно выполнять защитные функции при возникновении ненормальных режимов работы (короткие замыкания, перегрузки, недопустимое снижение напряжения, обрывы фаз), при этом максимальные величины токов и напряжений в полупроводниковых элементах аппарата не должны превышать значения, равного 0,85 от предельно-допустимого значения указанных величин [1];

3) допускать высокую частоту включений, вплоть до плавного регулирования тока нагрузки;

4) обеспечивать минимальное время отключения цепи в аварийных режимах;

5) использовать при разработке систем управления и регулирования современные комплектующие изделия электронной промышленности, прогрессивные методы обработки информации, резервирования и диагностики;

6) обеспечивать возможность дистанционного управления для осуществления автоматизации управления;

7) обладать высокой технологичностью конструкции;

8) обеспечивать удобство и безопасность при обслуживании.

Наиболее целесообразно использовать БАП в качестве защитного аппарата, обеспечивающего управление работой потребителя (двигателя, нагревательной установки, плавильной печи и т.п.).

Наиболее полно отвечает указанным выше требованиям трехполюсный БАП переменного тока, электрическая схема которого представлена на рис. 4.1. Рассмотрение данного аппарата в качестве примера обусловлено тем, что КПА переменного тока имеют существенно большее применение, чем КПА постоянного. Так как все три полюса БАП полностью подобны друг другу, на электрической схеме показан только первый полюс.

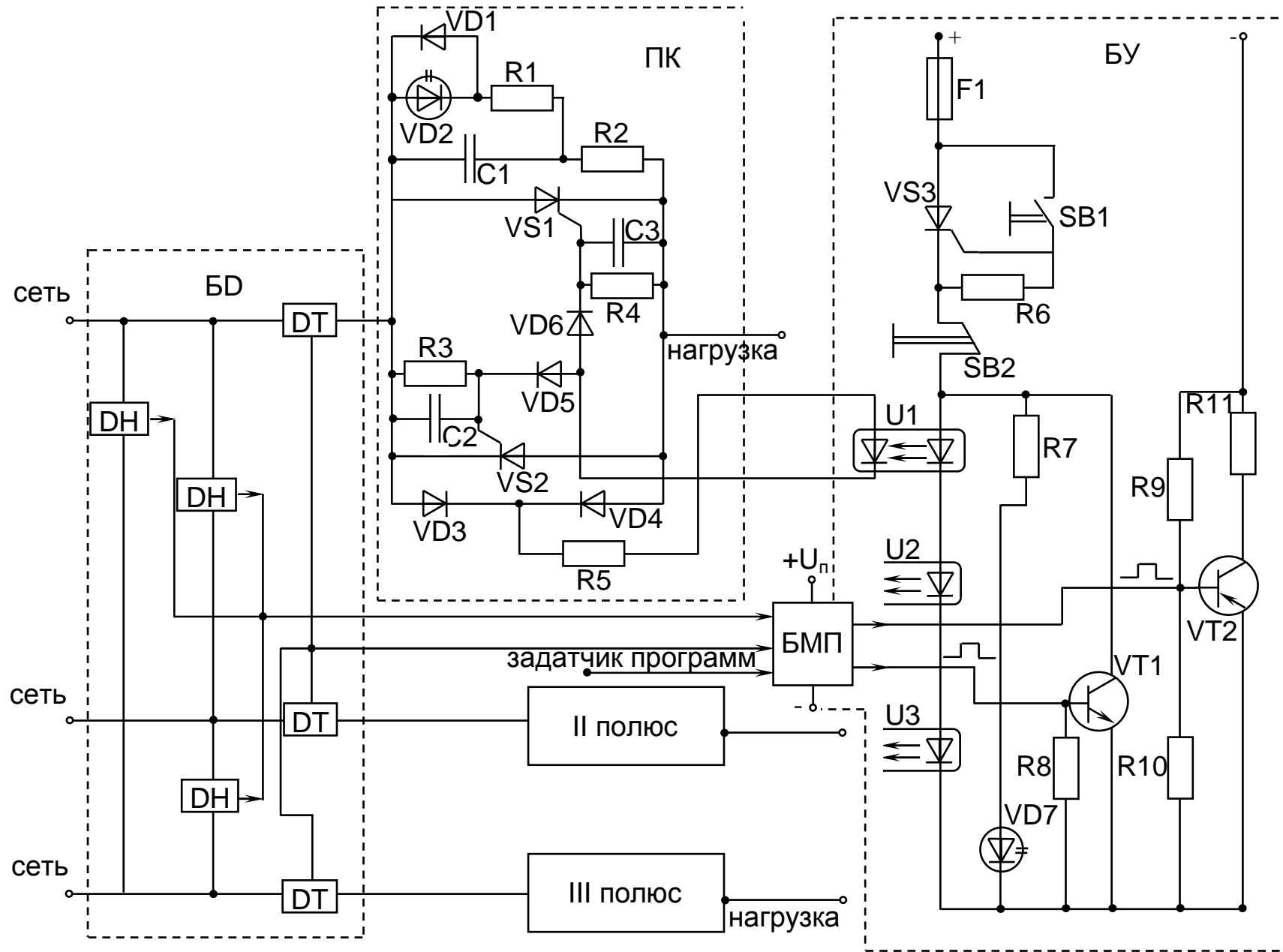


Рис. 4.1 - Схема электрическая бесконтактного автомата-пускателя переменного тока

Каждый полюс выключателя содержит следующие функциональные узлы:

- полупроводниковый (тиристорный) ключ ПК, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров VS1 и VS2;
- схему запуска, состоящую из оптронного тиристора U1, ограничивающего ток резистора R5, выпрямительного моста VD3-VD6, обеспечивающую подачу управляющего сигнала на тиристоры ПК во включенном состоянии аппарата;
- демпфирующую цепь, содержащую резистор R2 и конденсатор C1, служащую для ограничения амплитуды и скорости нарастания восстанавливающегося напряжения на тиристорах ПК;
- защитные элементы (резисторы R3, R4 и конденсаторы C2, C3), повышающие помехоустойчивость тиристоров ПК;
- цепь контроля, содержащую диод VD1, светодиод VD2 и резистор R1, служащую для сигнализации о работоспособности тиристоров ПК (в исправном состоянии ПК светодиод должен светиться в отключенном состоянии выключателя и должен погаснуть во включенном).

Кроме того, в состав БАП входят:

- блок управления БУ, состоящий из кнопок SB1 (Пуск) и SB2 (Стоп), малоомощного тиристора VS3, обеспечивающего подхват кнопки SB1, ограничивающего резистора R11, трех светодиодов оптронных тиристоров U1 – U3, транзисторного ключа VT1, шунтирующего светодиоды оптронных тиристоров, транзисторного ключа VT2, прерывающего ток тиристора VS3 и содержащий цепь контроля (резистор R7, светодиод VD7), сигнализирующую об исправной работе БУ;

- блок датчиков БД, содержащий датчики тока ДТ и датчики напряжения ДН;

- блока микропроцессорного БМП, обеспечивающего выдачу сигналов на выключение транзисторного ключа VT2 в ненормальных режимах работы выключателя на основании информации, поступающей с блока датчиков, а также на выключение – включение транзисторного ключа VT1, обеспечивая работу БАП в автоматическом режиме по заданной программе, которая может задаваться по отдельному входу БМП (Задатчику программы).

Работает рассматриваемый БАП следующим образом.

При нажатии кнопки SB1(Пуск) напряжение  $U_y$  через ограничивающий резистор R11 поступает на светодиоды оптронных тиристоров, обеспечивая таким образом подачу управляющего напряжения на тиристоры ПК и их включение. Силовые тиристоры первого полюса включаются по цепи: открытый оптронный тиристор U1, резистор R5, выпрямительные диоды VD3, VD6 (VD4, VD5), управляющий переход тиристора VS1 (VS2). При каждом последующем переходе тока в силовой цепи через нуль кратковременно возникающее напряжение на тиристорах приводит к их повторному включению по указанной выше цепи.

При нажатии кнопки SB2 (Стоп) цепь питания светодиодов оптронных тиристоров размыкается (тиристор VS3 переходит в непроводящее состояние), оптронные тиристоры выключаются. Вследствие этого при первом же переходе тока в силовой цепи через нуль тиристоры ПК отключаются, обеспечивая вы-



ключение БАП. При автоматическом управлении работой аппарата вместо кнопки SB2 используется транзисторный ключ VT1, шунтирующий цепь светодиодов оптронных тиристоров U1-U3. По программе, заданной по входу «Задатчик программ», БМП обеспечивает подачу положительных импульсов на вход VT1. При этом длительность положительного импульса определяет время выключенного состояния аппарата, а длительность паузы между импульсами – время включенного состояния. Полное выключение БУ по-прежнему осуществляется с помощью кнопки SB2.

В ненормальных режимах работы БАП по информации, поступающей с блока датчиков, БМП выдает положительный импульс уже на вход транзисторного ключа VT2, который, запираясь, прерывает ток в цепь тиристора VS3, обеспечивая выключение аппарата так же, как и в случае с нажатием кнопки SB2. Наличие микропроцессорного устройства позволяет запрограммировать любой необходимый закон работы защиты в аварийных режимах.

Конечно, в данном аппарате при необходимости вместо кнопок могут использоваться дополнительные транзисторные ключи.

Расчет схем управления и защиты производится известными методами [1, 39, 84-88].

Расчет силовой части автомата-пускателя базируется на методах расчета, представленных в разделах 2 и 3 данной работы, а также в [1, 38, 39].

Предлагается следующий алгоритм такого расчета:

- по заданному номинальному току аппарата на основе методов расчета токовой нагрузки и теплового режима УПП в непрерывном режиме работы выбирается тип силового тиристора (либо тиристорного модуля) по току, при этом предварительно предполагается, что напряжение класса тиристорov не менее  $2 U_{\text{мф}}$  ( $U_{\text{мф}}$  – амплитуда фазного напряжения);

- для выбранного типа тиристора (модуля) с помощью методов расчета теплового режима УПП в повторно-кратковременном режиме определяется номинальный рабочий ток БАП при заданных частоте и продолжительности включения, здесь же, используя методы прогнозирования циклоустойкости УПП, определяют, при необходимости, и этот параметр тиристорov;

- с помощью методов расчета теплового режима УПП в кратковременном режиме определяется перегрузочная способность аппарата по току ( $I/I_{\text{ном}} = f(t)$ ), при этом защитная характеристика устройства максимальной токовой защиты должна всегда проходить ниже этой характеристики;

- при заданном минимальном значении  $\cos \varphi_n$  с помощью методов расчета теплового режима УПП в импульсном режиме определяется максимально возможное значение ударного тока короткого замыкания, отключаемого без повреждения БАП, которое с учетом коэффициента запаса  $k_3 = 0,85$  и определяет предельную коммутационную способность аппарата;

- по заданному номинальному напряжению для выбранной схемы ПК с помощью методов расчета коммутационных перенапряжений на УПП при отключении активно-индуктивной нагрузки определяются оптимальные (по минимуму перенапряжению и его скорости нарастания) параметры защитной RC-цепи;

- на основании анализа результата расчета коммутационных перенапряжений на тиристорах в различных режимах работы БАП (реверс и отключение асинхронных двигателей, отключение короткого замыкания, воздействие внешних перенапряжений и т.п.), определяются максимально возможные значения коммутационных перенапряжений и скорости их нарастания, по которым выбирают класс тиристоров по напряжению и группу по  $du/dt$  с учетом  $k_3 = 0,85$ .

С учетом вышеуказанного с помощью ЭВМ были рассчитаны, основные элементы силовой части бесконтактных автоматов-пускателей на номинальные токи от 63 до 400 А. В качестве силовых тиристоров использовались наиболее совершенные образцы этих изделий фирмы Semikron [40].

Поскольку БАП всегда устанавливают вблизи потребителя, а значит он всегда, достаточно удален от источника питания, то полученные результаты предельной коммутационной способности БАП полностью отвечают предъявленным требованиям к этому типу аппаратов [1].

Таблица 4.1 - Результаты расчета параметров основных элементов силовой части БАП

Основные параметры БАП		Расчетные параметры					
Номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В	Тип силового тиристора	Класс по напряжению	Номинальный рабочий ток, А*	Параметры RC-цепи		Предельная коммутационная способность, кА
					R, Ом	C, мкФ	
63,0	380	Thyristor Modules SKKT250 (2 тиристора в модуле)	8	50	22,0	0,5	4,5
100,0		Thyristor Modules SKKT330 (2 тиристора в модуле)		80			4,5
160,0		Thyristor Modules SKKT500 (2 тиристора в модуле)		125			8,5
250	660	Line thyristor SKT 1000 (таблеточный)	14	200			10,0

400		Line thyristor SKT 1800 (таблеточный)		320			22,0
-----	--	---	--	-----	--	--	------

*Примечание: \* Этот параметр рассчитан для частоты включений  $n = 1200$  вкл/час, продолжительности включений  $ПВ = 15\%$ .*

#### **4.2. Сверхбыстродействующие бесконтактные выключатели на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах**

В последнее десятилетие полностью управляемые силовые полупроводниковые приборы (УПП) нашли самое широкое применение при создании вентиляльных преобразователей как ведомых сетью, так и автономных [38, 39, 42, 76]. Этому способствовали следующие факторы:

- высокие коммутационные параметры указанных приборов, например, современные силовые БТИЗ в состоянии коммутировать с частотой в несколько десятков килогерц токи в 1000 А и более при напряжении до 2000 В;
- удобство реализации при управлении этими приборами различных методов широтно-импульсной модуляции при высокой частоте несущего сигнала, недоступной для однооперационных тиристоров;
- удачное оформление конструкции УПП в виде модулей, выполненных на основе прогрессивной интегральной технологии и включающих не только несколько силовых приборов, соединенных по наиболее часто применяемым стандартным схемам, но и надежные схемы их управления (драйверы);
- широкое предложение указанных УПП на мировом рынке компонентов силовой электроники при доступной цене.

Особенно эффективно применение полностью управляемых УПП при создании силовых вентиляльных преобразователей, обладающих высокой электромагнитной совместимостью, т.е. тех, у которых принудительно формируется входной ток, повторяющий форму входного напряжения.

Применение указанных приборов при создании силовых коммутационных аппаратов пока сдерживается из-за высоких потерь мощности во включенном их состоянии (например, прямое падение напряжения на силовых БТИЗ в режиме насыщения составляет 2,5 ...3,7 В), а также из-за низкой перегрузочной способности. Этому также способствует некий фетишизм, присущий устоявшемуся набору стандартных технических решений, апробированных в течение десятилетий при конструировании силовых защитных аппаратов и базирующихся на необходимости обязательной коммутации этими аппаратами сверхтоков при коротком замыкании, неизбежно возникающих в защищаемой цепи из-за замедленного срабатывания традиционных контактных аппаратов, которые не в состоянии пропустить современные полностью управляемые УПП [89].

Использование в электроаппаратостроении быстродействующих полностью управляемых ПК на основе двухоперационных тиристоров (ГТО и ГТС-тиристоров), особенно силовых БТИЗ, позволяет создавать на их базе сверхбыстродействующие полупроводниковые выключатели (ВП), которые в состоянии коммутировать силовые цепи за время, не превышающее несколько микросекунд, т.е. практически мгновенно относительно скорости изменения аварийных

токов и напряжений в промышленных сетях. В результате создаются благоприятные условия для построения сверхбыстродействующих систем селективной защиты, автоматического повторного включения и бесперебойного электрообеспечения, а также для обеспечения сверхнизкого уровня токоограничения в аварийных режимах при самых неблагоприятных условиях их возникновения. Указанное, несомненно, компенсирует присущие сверхбыстродействующим ВП недостатки, связанные с относительно высокими потерями мощности в цепях этих аппаратов, а также с их высокой стоимостью.

В то же время быстрая коммутация электрических цепей вызывает определенные проблемы, связанные с наличием в коммутируемых цепях индуктивностей и выводом накопленной в них энергии при коммутации. Кроме того, быстротечность процессов при коммутации создает дополнительные проблемы при выполнении максимально-токовой защиты ВП с необходимым уровнем быстродействия.

Рассмотрим эти процессы более подробно на примере отключения ВП нагрузки однофазной цепи переменного тока.

На рис. 4.2,а представлена схема однополюсного сверхбыстродействующего ВП переменного тока, выполненного на основе силовых БТИЗ, (IGBT- модулей) и диаграммы, иллюстрирующие процессы изменения тока и напряжения при его отключении (рис. 4.2,б). Состав схемы выключателя и назначение основных его узлов [89]:

- главный электронный ключ ГЭК, состоящий из двух встречно-последовательно-параллельно включенных силовых БТИЗ VT1 и VT2, шунтированных обратными диодами VD1 и VD2. Параллельно транзисторам включена демпфирующая RC- цепь (резистор R2, конденсатор C1). Этот ключ обеспечивает замыкание и размыкание главной цепи выключателя;

- вспомогательный электронный ключ ВЭК, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров VS1 и VS2, демпфирующей RC- цепи (резистор R5, конденсатор C3), маломощного выпрямительного моста (VD3-VD6) и порогового стабилитрона VD7. Он включается одновременно с выключением ГЭК при превышении величиной ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки  $L_n$  величины напряжения стабилизации VD7 и обеспечивает вывод энергии, запасенной в этой индуктивности, путем ее рассеивания на сопротивлении нагрузки  $R_n$ ;

- ограничителя перенапряжений ОП, состоящего из одного или нескольких последовательно включенных оксиднополупроводниковых варисторов (R1), обеспечивающих рассеивание запасенной в предвключенной индуктивности  $L_c$  энергии при выключении ГЭК, не создавая при этом опасных перенапряжений на входе выключателя;

- датчик тока ДТ, на выходах которого формируются сигналы, пропорциональные току нагрузки  $i_n$  и скорости его изменения  $di_n/dt$ ;

- датчик напряжения ДН, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный напряжению на входе выключателя;

- устройство защиты УЗ, которое формирует на выходе сигнал при превышении напряжениями с выходов датчиков заданных пороговых значений (установок);

- схема управления СУ, которая управляет работой электронных ключей, как в режиме оперативных коммутаций по сигналам «ВКЛ», «ВЫКЛ», поступающих от органов дистанционного управления, так и в аварийном режиме по сигналу с выхода УЗ;
- блок питания БП, обеспечивающий подачу постоянных напряжений необходимого уровня в УЗ и СУ.

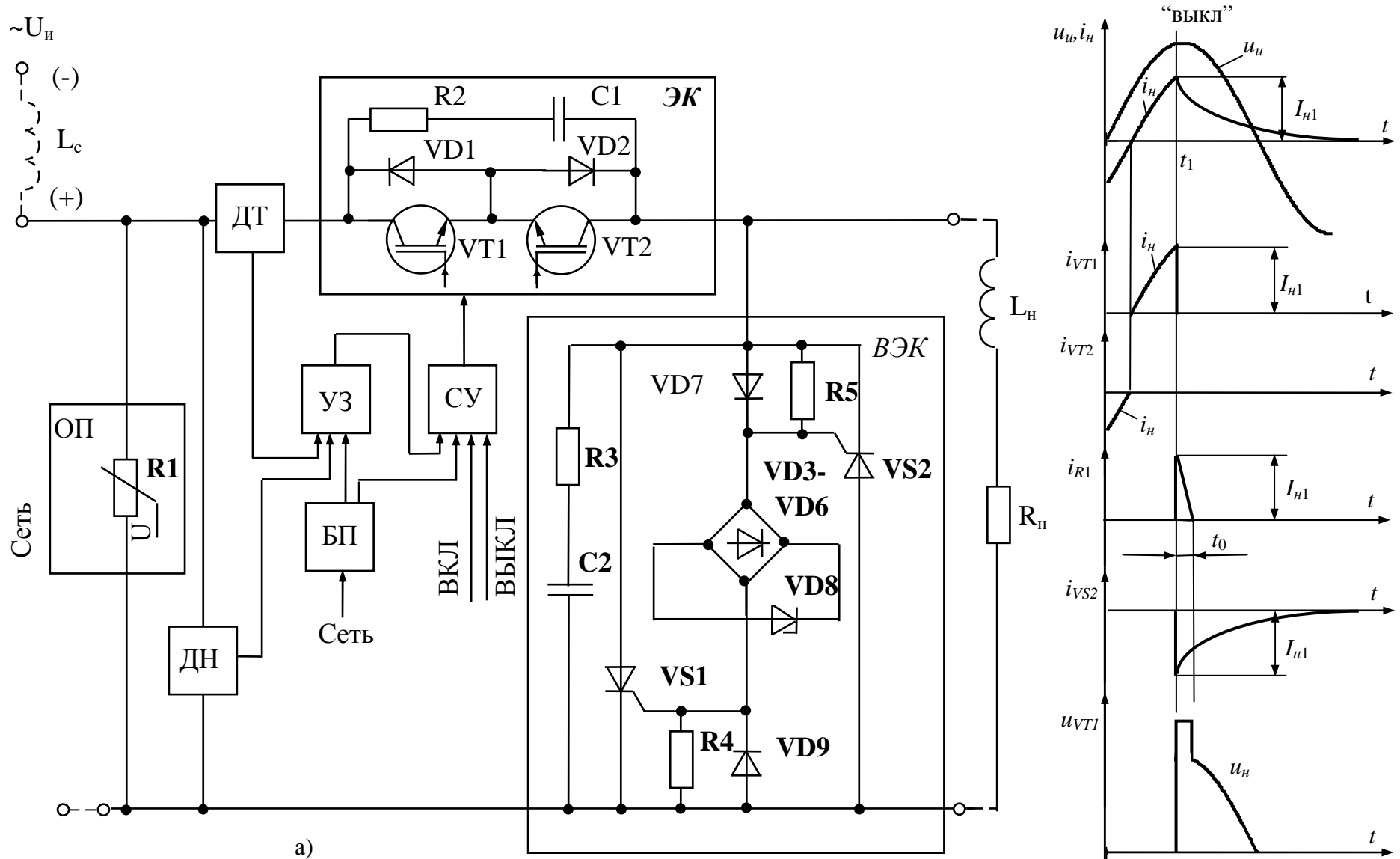


Рис. 4.2 - Однополюсный сверхбыстродействующий ВП переменного тока:  
а) – электрическая схема; б) диаграмма работы

Работает выключатель следующим образом. Во включенном состоянии аппарата СУ по сигналу «ВКЛ» обеспечивает работу транзисторов VT1 и VT2 в режиме насыщения путем подачи на затворы этих транзисторов небольшого положительного напряжения (до +15 В по отношению к эмиттеру). При этом

ток нагрузки  $i_n$  протекает всегда через последовательную цепь, состоящую из транзистора VT1 (или VT2) и диода VD2 (или VD1), создавая достаточно большое падение напряжения на полюсе выключателя (до 5 В). Об этом всегда необходимо помнить при использовании такого типа выключателей.

При аварийном отключении выключателя по сигналу УЗ или при оперативном отключении по сигналу «ВЫКЛ» СУ подает запирающие напряжения на затворы транзисторов VT1 и VT2 (-15 В по отношению к эмиттеру). Эти транзисторы практически мгновенно переходят в режим отсечки и размыкают главную цепь. Учитывая, что время выключения транзисторов (порядка одной микросекунды) мало по сравнению со временем изменения тока и напряжения, можно считать, что на интервале выключения транзисторов VT1 и VT2 ток  $i_n$  и входное напряжение практически постоянны. В этом случае электромагнитные процессы в схеме будут сходны с процессами отключения бесконтактным полупроводниковым контактором цепи постоянного тока [1]. Функцию обратного диода, замыкающего ток активно-индуктивной нагрузки ( $R_n, L_n$ ), в данном случае выполняет ВЭК, состоящий из встречно-параллельно включенных тиристорov VS1 и VS2, обеспечивающих рассеивание запасенной энергии в индуктивности  $L_n$  на сопротивлении нагрузки  $R_n$ .

Следует отметить, что внутреннее сопротивление источника переменного тока (генератора, трансформатора и др.) обычно имеет индуктивный характер, поэтому на рис. 4.2,а оно представлено эквивалентной индуктивностью  $L_c$  (предвключенная индуктивность). Последняя оказывает существенное влияние на процесс выключения аппарата, так как при этом всегда возникает необходимость выведения накопленной в ней энергии с обязательным ограничением перенапряжений на выключающихся транзисторах VT1 и VT2 на безопасном для них и сети уровне. Наиболее распространенным способом вывода этой энергии является рассеивание ее на нелинейных полупроводниковых элементах – варисторах или стабилитронах в виде тепловой энергии, имеющий наилучший показатель Дж/м<sup>3</sup>. В настоящее время наиболее энергоемкими являются ограничители перенапряжения (ОП) на основе оксидно-цинковых варисторов (СН2-2, РНС-60). Такие приборы имеют высокое быстродействие и нелинейную вольт-амперную характеристику, что позволяет эффективно ограничивать перенапряжения на ключевых элементах на заданном уровне за счет поглощения значительной дозы энергии, накопленной в индуктивности отключаемой сети. Встречно включенные стабилитроны или варисторы могут присоединяться как непосредственно на входе ВП (см. рис. 4.2,а), так и параллельно ключу выключателя по другим, менее распространенным схемам (см. раздел 3).

Рассмотрим процессы выключения ВП (рис. 4.2,б) более подробно. Предположим, что ток  $i_n$  протекает через включенный транзистор VT1 и диод VD2 и в момент времени  $t_1$  поступает сигнал на его запираение. В результате перена-

пряжений, возникающих на индуктивностях  $L_c$  и  $L_n$  при выключении транзистора VT1, варистор R1 пробивается и начинает проводить входной ток  $i_{вх}$ , протекающий через индуктивность  $L_c$ . На рис. 4.2,а полярность ЭДС самоиндукции показана в скобках. Одновременно происходит включение тиристора VS2 по следующей цепи: ЭДС самоиндукции  $L_n$ ,  $R_n$ , VD9, мост VD3-VD6, управляющий переход VS2 и – ЭДС самоиндукции  $L_n$ . При этом, как уже указывалось, накопленная энергия в  $L_n$  рассеивается в нагрузке  $R_n$ .

Для расчета энергии, рассеиваемой в варисторе R1, воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой (рис. 4.3).

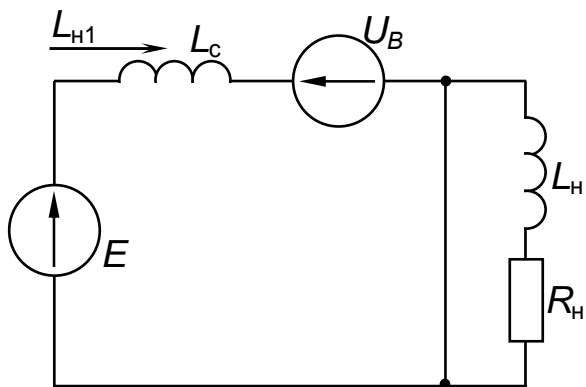


Рис. 4.3 - Упрощенная схема замещения ВП на интервале выключения

Предполагаем, что варистор имеет идеальную характеристику, т.е. напряжение стабилизации  $U_B$  не зависит от тока и равно напряжению пробоя варистора, определенному по вольтамперной характеристике при коммутируемом токе. Такое приближение приводит к погрешности в расчете энергии ( $W$ ) и времени отключения ( $t$ ) не более 10% [89].

Обычно выбирают  $U_B = (1,5 \div 2,0) \cdot E$ , где  $E = U_m$  - максимальное значение сетевого напряжения (рассматривается наиболее неблагоприятный режим для выключения). При этом  $I_{н1} = \sqrt{2} \cdot I_n \cos \varphi$ , где  $I_n$  - действующее значение отключаемого тока нагрузки, а  $\varphi$  - сдвиг по фазе между током нагрузки и напряжением сети. Переходной процесс в левой части схемы рис. 4.3 описывается следующим уравнением

$$E = L_c \frac{di}{dt} + U_B, \quad (4.1)$$

при  $t = t_1$ ;  $i = I_{н1}$ ;  $-\frac{di}{dt} = \frac{U_B - E}{L_c}$ .

Решение этого уравнения при указанных начальных условиях будет иметь следующий вид:

$$i = \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos \varphi - \left( \frac{U_B - E}{L_c} \right) \cdot t, \quad (4.2)$$

тогда время снижения тока до нуля

$$t_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos \varphi \cdot L_c}{U_B - E}, \quad (4.3)$$

т.е. мы считаем, что за время  $t_0$  напряжение в сети практически не изменяется.



Энергия

$$W = U_B \int_0^{t_0} i dt = \frac{1}{2} \cdot L_c \cdot I_{H1}^2 \cdot \frac{U_B}{U_B - E},$$

или

$$W = L_c \cdot (I_H \cdot \cos \varphi) \cdot \frac{u^*}{u^* - 1}, \quad (4.4)$$

где  $u^* = \frac{U_B}{E}$ .

Максимально возможная энергия, выделяемая в варисторе ( $\cos \varphi = 1$ )

$$W_{\max} = L_c \cdot I_{H1}^2 \cdot \frac{u^*}{u^* - 1}. \quad (4.5)$$

Спадающий ток в нагрузке (см. правую часть схемы рис.4.3) определяется из следующего очевидного выражения

$$i_H = \sqrt{2} \cdot I_H \cdot \cos \varphi \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (4.6)$$

где  $\tau = \frac{L_H}{R_H}$ .

Причем продолжительность этого процесса существенно выше, чем процесса, протекающего в варисторе. При последовательно-параллельно включенных варисторах используется методика, представленная в разделе 3.

В случае использования данного ВП в качестве выключателя постоянного тока необходимо его дополнить вторым ГЭК, который и образует второй полюс аппарата, обеспечивая, таким образом, нормальную работу выключателя при реверсе напряжения на нагрузке. При этом в каждом ГЭК вместо двух встречно включенных транзисторов используется только один с введением последовательно с ним диода, исключающего воздействие обратного напряжения на транзистор.

Для рассеивания мощности, запасенной в предвключенной индуктивности сети, могут использоваться и линейные резисторы. Один из вариантов схем защиты от перенапряжений с использованием линейного резистора представлен на рис. 4.4, на котором изображена силовая схема трехполюсного сверхбыстродействующего ВП переменного тока [89]. Обычно линейные резисторы (например, проволочные) применяются в тех случаях, когда энергия, запасенная в индуктивности сети  $L_c$ , превосходит энергетические возможности существующих варисторов и стабилитронов.

Трехполюсный ВП (рис. 4.4) состоит из следующих основных узлов:

- главных электронных ключей ГЭК<sub>А</sub>, ГЭК<sub>В</sub> и ГЭК<sub>С</sub>, выполненных по той же схеме, что и ГЭК на рис. 4.2,а. Эти ключи обеспечивают коммутацию главной цепи выключателя в нормальном и аварийном режимах;
- вспомогательного электронного ключа ВЭК1, выполненного на основе трехфазного тиристорного ключа, и обеспечивающего включение ограничи-

тельных линейных резисторов  $R_{огр}$  при отключении ВП;

- ограничительных линейных резисторов  $R_{огр}$ , предназначенных для ограничения перенапряжений на входе выключателя на безопасном уровне;

- вспомогательного электронного ключа ВЭК2, выполненного на силовых БТИЗ, включенных в треугольник, как и тиристоры в ВЭК1. ВЭК2 обеспечивает рассеивание энергии, запасенной в индуктивности нагрузки  $L_H$  в сопротивлении  $R_H$  при отключении выключателя;

- датчиков тока ДТ, на выходах которых формируются сигналы, пропорциональные току нагрузки каждого полюса  $i_H$  и скорости изменения этого тока  $di_H/dt$ ;

- датчиков напряжения ДН, на выходе которых формируются сигналы, пропорциональные линейным напряжениям трехфазной сети;

- устройства защиты УЗ, которое формирует на выходе сигнал для отключения ВП при превышении сигналами с выходов датчиков ДТ и ДН заданных пороговых значений (уставок);

- схемы управления СУ, которая управляет работой электронных ключей, как по сигналу УЗ в аварийном режиме, так и по сигналам «ВКЛ» и «ВЫКЛ» в режиме оперативных коммутаций. Причем по сигналу «ВЫКЛ» и сигналу с УЗ схема выдает сигналы на выключение ГЭК<sub>А</sub>, ГЭК<sub>В</sub> и ГЭК<sub>С</sub> и включение ВЭК1 и ВЭК2, а по сигналу «ВКЛ» СУ выдает сигналы только на включение главных электронных ключей.

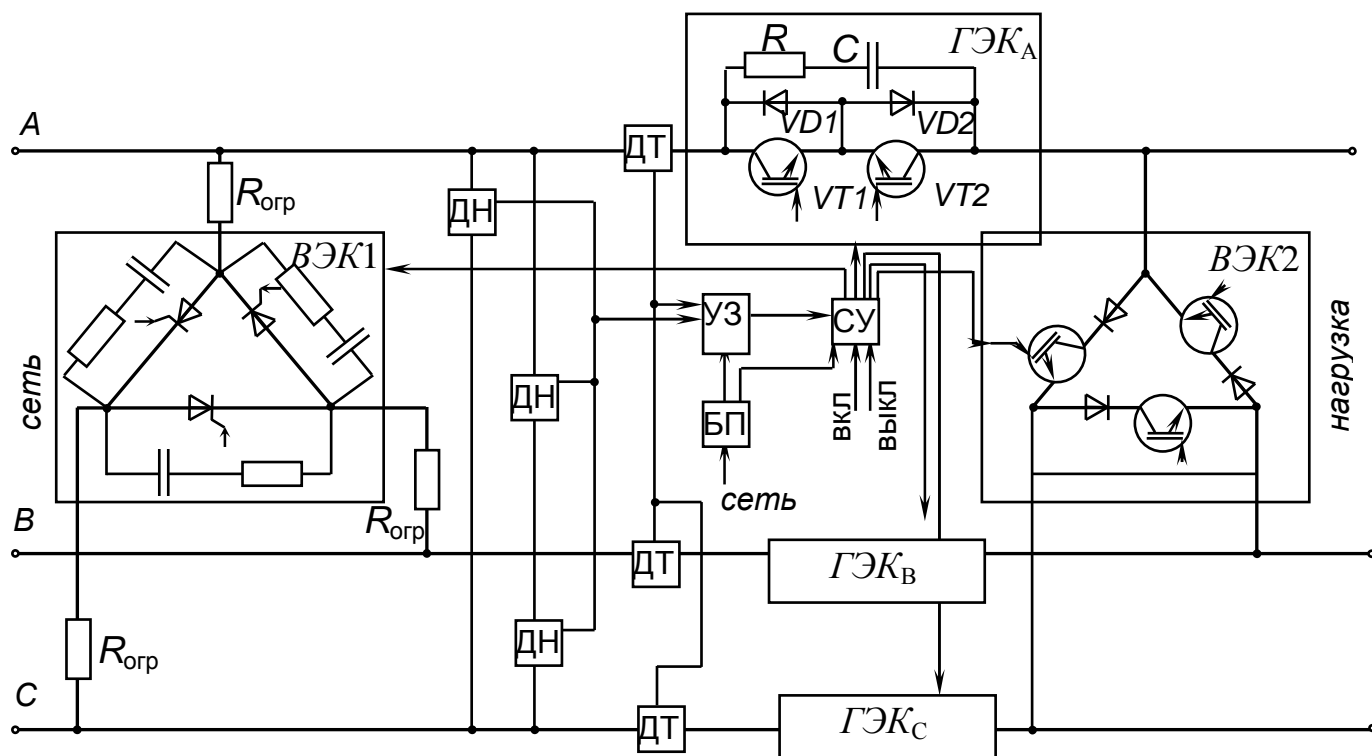


Рис. 4.4 - Трехполюсный быстродействующий ВП переменного тока

Очевидно также, что максимальная энергия, выделяемая в ограничительном резисторе  $R_{огр}$  при отключении выключателя при самых неблагоприятных условиях, должна быть

$$W_{\max} = \frac{U_{\phi}^2}{2 \cdot R_{огр} \cdot f_c}. \quad (4.7)$$

Для обеспечения безопасного уровня перенапряжений на входе выключателя в самом неблагоприятном случае, т.е. при отключении максимально допустимого для выключателя тока  $I_{\max.доп}$  (максимальная уставка по току) необходимо выполнить условие

$$R_{огр} \leq \frac{k_{пер} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\phi}}{I_{\max.доп}}, \quad (4.8)$$

где  $k_{пер} = 1,5 \dots 2,0$  – допустимый уровень перенапряжений.

Естественно, при отключении выключателем тока меньшего  $I_{\max.доп}$  уровень перенапряжений будет ниже. Учитывая практически неограниченные возможности рассматриваемых ВП по быстрдействию, кратность максимальной уставки по току срабатывания в режиме короткого замыкания обычно не превышает двух. Такое высокое токоограничение также обеспечивается благодаря использованию комбинированной защиты по току (по величине и скорости нарастания).

Рассмотренный трехфазный выключатель может использоваться и при построении сверхбыстродействующих устройств автоматического ввода резерва. В этом случае можно обойтись и без вспомогательного ключа ВЭК2, изменив несколько алгоритм переключения выключателей. Например, при переходе с основной сети на резервную необходимо одновременно подавать сигналы на отключение ГЭК ранее включенного выключателя, подключенного к основной сети и на включение ГЭК выключателя, подключенного к резервной сети. При возврате с резервной сети на основную порядок переключения ГЭК выключателей будет обратным.

Очевидно, что быстродействующие ВП могут выполнять не только функции аппаратов защиты и управления, но и обеспечивать плавное регулирование напряжения на выходе выключателя, т.е. выполнять функции регуляторов. В этом случае наиболее целесообразно применять для управления ключами ВП методы широтно-импульсной модуляции, которые прошли всестороннюю апробацию в системах управления различных преобразовательных устройств и особо хорошо себя зарекомендовали именно при управлении силовыми БТИЗ. Обеспечение даже при наличии достаточно "легких" сглаживающих фильтров практически синусоидальной формы потребляемого тока делает эти выключатели особенно привлекательными в современных условиях, когда требования к электромагнитной совместимости электротехнических и электронных устройств становятся определяющими при их выборе заказчиком.

Таким образом, наряду с очевидными недостатками сверхбыстродействующих ВП (большие потери энергии во включенном состоянии, низкая перегрузочная способность) им также присущи неоспоримые преимущества, большинство которых показаны выше. Поэтому для обеспечения рационального применения этих ВП необходимо, чтобы в каждом конкретном случае их использования преимущества ВП преобладали над недостатками, создавая результирующий технико-экономический эффект при эксплуатации.

### **4.3. Автоматизированные устройства пуска асинхронного двигателя на базе гибридных контакторов**

В настоящее время широкое распространение получили автоматизированные низковольтные комплектные устройства (НКУ), предназначенные для пуска асинхронных двигателей [91]. Обычно они выполняются на базе электромагнитных контакторов, включенных по реверсивной схеме, и защитного выключателя. При необходимости в эти НКУ могут дополнительно вводиться элементы автоматики, диагностики и устройства защиты от ненормальных режимов работы двигателя.

При эксплуатации указанного типа НКУ в условиях относительно нечастых пусков (до 30 вкл/час) и при отсутствии агрессивной и взрывоопасной среды эти устройства по своему ресурсу полностью удовлетворяют потребителей. Однако при применении их, например, в прокатном оборудовании металлургических заводов, в крановом оборудовании и т.п., где частота пусков асинхронного двигателя превышает сотни включений в час, использование НКУ становится неэффективным из-за низкой коммутационной износостойкости входящих в их состав электромагнитных контакторов. Особенно много проблем возникает при использовании рассматриваемых НКУ в угледобывающей, нефтегазовой и химической промышленности, где из-за наличия агрессивной и взрывоопасной среды коммутационные аппараты устанавливаются во взрывобезопасные оболочки. Выделение в закрытой среде в процессе интенсивной дуговой коммутации в большом количестве окислов азота при высокой влажности приводит к быстрому выходу из строя заключенных в оболочку коммутационных аппаратов. Так, например, при использовании НКУ в угольных комбайнах, электромагнитные контакторы необходимо менять не менее одного раза в месяц.

Автоматизированные НКУ, построенные на базе бездуговых гибридных контакторов, позволяют успешно решать указанные выше проблемы [1, 90]. Невзирая на то, что по стоимости они существенно превосходят НКУ, выполненные на базе обычных контакторов, их применение в рассмотренных выше случаях является эффективным не только технически, но и экономически благодаря тому, что по величине коммутационной износостойкости гибридные контакторы в десятки раз превосходят электромагнитные.

Ниже рассматриваются два варианта исполнения НКУ на базе гибридных контакторов. Первый из них целесообразно использовать при частых пусках асинхронного двигателя в нормальных условиях окружающей среды. Недостатком устройства является наличие токов утечки в цепи нагрузки при отключенных контакторах, которые обусловлены наличием тиристорных блоков, шунтирующих главные контакты.

Указанного недостатка лишен второй вариант исполнения НКУ, в котором введен дополнительный разделительный электромагнитный контактор, исключающий токи утечки в отключенном состоянии. Это исполнение НКУ пригодно к эксплуатации в агрессивных и взрывоопасных средах.

Электрическая схема первого исполнения НКУ приведена на рис. 4.5 [90]. В силовой схеме НКУ (рис. 4.5,а) применены: автоматический выключатель QF, обеспечивающий защиту нагрузки в режиме токов короткого замыкания и перегрузки, и два гибридных контактора КВ и КН, включенных по реверсивной схеме и обеспечивающих прямое и обратное вращение асинхронного двигателя АД. Схема управления НКУ (рис. 4.5,б) выполнена с использованием кнопок «Вперед», «Назад», «Стоп» и вспомогательных (размыкающих и замыкающих) контактов указанных выше контакторов.

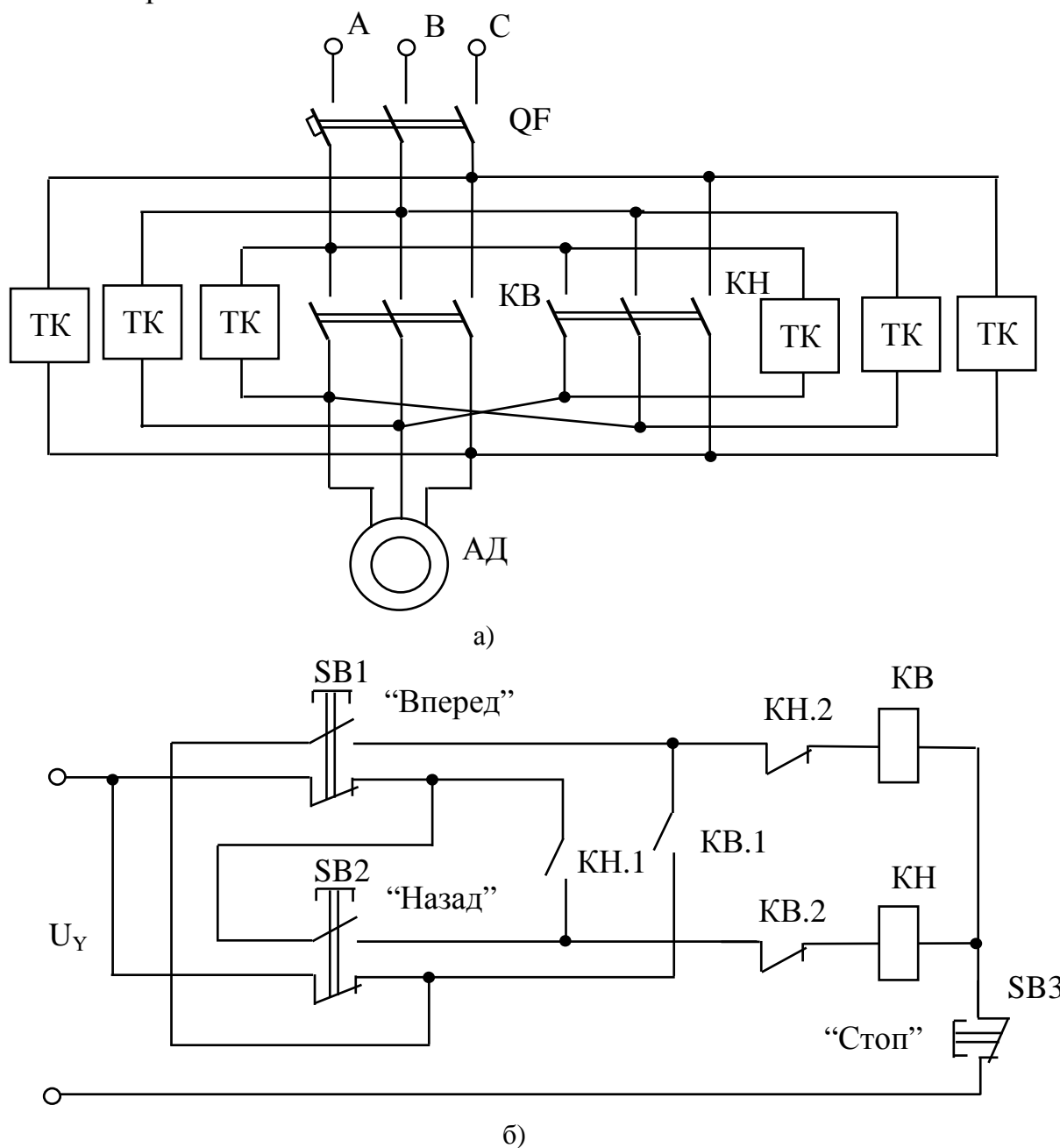


Рис. 4.5 - Автоматизированное НКУ пуска асинхронного двигателя на базе гибридных контакторов: а) силовая схема; б) схема управления

В зависимости от типа электромагнитного привода контакторов напряжение управления  $U_y$  может быть переменным или постоянным. Конечно, кнопочное управление при необходимости может быть заменено на автоматическое. В этом случае могут быть дополнительно введены системы диагностики и элементы дополнительных защит (например, от обрыва фазы и т.п.).

Кроме того, наряду с электрической блокировкой, которая обеспечивается с помощью размыкающих вспомогательных контактов КВ.2 и КН.2, в контакторах должна обязательно применяться и механическая блокировка, надежно исключающая механическое включение контактора КН при включенном контакторе КВ и наоборот. Включение последовательно с замыкающим контактом кнопки «Вперед» размыкающего контакта кнопки «Назад» и последовательно с замыкающим контактом кнопки «Назад» размыкающего контакта кнопки «Вперед» исключает попадание напряжения на катушки электромагнитов контакторов КВ и КН при одновременно нажатых кнопках «Вперед» и «Назад».

Порядок работы контакторов НКУ определяется режимом работы асинхронного двигателя. При пуске ранее отключенного двигателя, например по команде «Вперед», нажимают соответствующую кнопку, и напряжение управления  $U_y$  через размыкающий контакт кнопки «Назад», замыкающий контакт кнопки «Вперед», размыкающий вспомогательный КН.2 контактора КН и размыкающий контакт кнопки «Стоп» поступает на катушку электромагнита КВ. Таким образом обеспечивается замыкание главных контактов, подключающих силовое напряжение на асинхронный двигатель АД. Одновременно замыкаются вспомогательный контакт КВ.2 этого контактора, обеспечивая электрическую блокировку включения контактора КН.

Для реверса двигателя необходимо нажать кнопку «Назад», при этом размыкающий контакт этой кнопки разрывает цепь питания катушки электромагнита КВ, обеспечивая таким образом размыкание его главных контактов. Коммутация этих контактов благодаря наличию тиристорного ключа ТК, шунтирующего их, будет бездуговой. После отключения контактора КВ, его вспомогательный размыкающий контакт КВ.2 замыкается и напряжение управления поступит на катушку электромагнита КН, обеспечивая включение главных контактов, которые изменят порядок чередования фаз питающего напряжения, а следовательно и направление вращения АД. Одновременно замкнется вспомогательный замыкающий контакт КН.1, обеспечивая подхват кнопки «Назад» и разомкнется размыкающий контакт КН.2, восстанавливая при этом электрическую блокировку включения контактора КВ. Асинхронный двигатель будет вращаться в противоположном направлении.

Для отключения вращающегося двигателя необходимо нажать кнопку «Стоп», размыкающие контакты которой обеспечивают снятие напряжения  $U_y$  с катушки электромагнита контактора КН (или КВ).

На рис. 4.6 приведена электрическая схема второго исполнения НКУ, в котором наряду с гибридными контакторами КВ и КН, включенными по реверсивной схеме, применен дополнительный разделительный электромагнитный контактор КР [90].

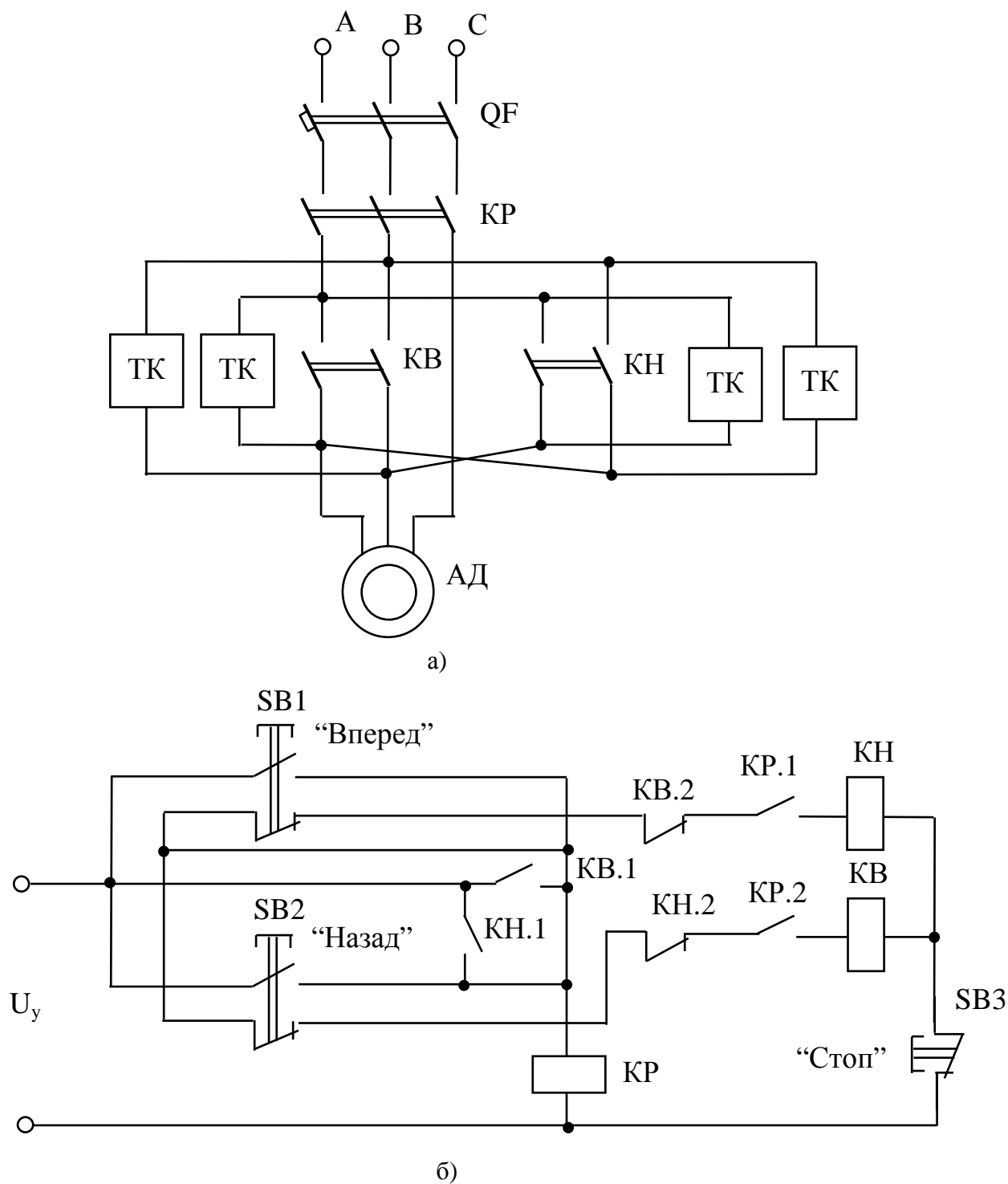


Рис. 4.6 - Автоматизированное НКУ пуска асинхронного двигателя повышенной надежности: а) силовая схема; б) схема управления

Алгоритм работы устройства следующий. При включении асинхронного двигателя АД первым включается контактор КР, а затем в зависимости от заданного направления вращения АД включается либо гибридный контактор КВ (команда «Вперед») либо контактор КН (команда «Назад»). При отключении асинхронного двигателя (по команде «Стоп») первым размыкается гибридный контактор КВ (или КН) обеспечивая бездуговую коммутацию электрической цепи. Затем, уже в обесточенном состоянии размыкается электромагнитный

контактор КР, исключая попадание токов утечки тиристорных ключей ТК в нагрузку. Кроме того, этот контактор также обеспечивает видимый разрыв в электрической цепи, наличие которого очень часто является обязательным (например, при применении НКУ во взрывоопасной окружающей среде). При работе НКУ только в режиме реверса, контактор КР находится всегда во включенном состоянии, и изменение направления вращения АД осуществляется путем коммутации только гибридных контакторов, причем порядок их включения такой же, как в предыдущем исполнении.

Схема управления, приведенная на рис. 4.6,б, обеспечивает работу НКУ в соответствии с вышеприведенным алгоритмом. Например, для пуска АД по команде «Вперед», нажимается кнопка «Вперед», и через ее замыкающий контакт напряжение  $U_y$  поступает на катушку электромагнита контактора КР, обеспечивая замыкание его главных контактов. Одновременно с их замыканием замыкаются и вспомогательные замыкающие контакты КР.1 и КР.2. При этом напряжение  $U_y$  через замыкающий контакт кнопки «Вперед», размыкающий контакт кнопки «Назад», вспомогательный размыкающий контакт КН.2 контактора КН, вспомогательный контакт КР.1 и размыкающий контакт кнопки «Стоп» подается на катушку электромагнита контактора КВ, обеспечивая замыкание его главных контактов. Одновременно включается вспомогательный замыкающий контакт КВ.1 и размыкается вспомогательный размыкающий контакт КВ.2, обеспечивая, таким образом, подхват кнопки «ВПЕРЕД» и электрическую блокировку включения контактора КН. Работа данного НКУ в режиме реверса аналогична работе первого исполнения НКУ в этом режиме.

Работа НКУ по команде «Стоп» происходит следующим образом. При размыкании замыкающего контакта кнопки «Стоп» размыкается цепь питания катушки электромагнита контактора КВ (или КН). Этот контактор выключается при бездуговом размыкании главных контактов. Одновременно размыкается вспомогательный замыкающий контакт КВ.1 (или КН.1) и разрывает цепь питания катушки электромагнита контактора КР. Он отключается, а его главные контакты разрывают уже обесточенную электрическую цепь, создавая в ней видимый разрыв.

Применение в данном НКУ разделительного контактора КР позволяет без снижения технических параметров НКУ использовать вместо трехполюсных гибридных контакторов более дешевые и простые двухполюсные. В результате стоимость второго исполнения НКУ будет даже ниже, чем первого.

На рис. 4.7 приведена унифицированная электрическая принципиальная схема (один полюс) гибридного контактора переменного тока [90, 91], которая является единой для аппаратов на номинальные токи от 100 до 630 А и номинальные напряжения 380В и 660 В частотой 50 Гц.



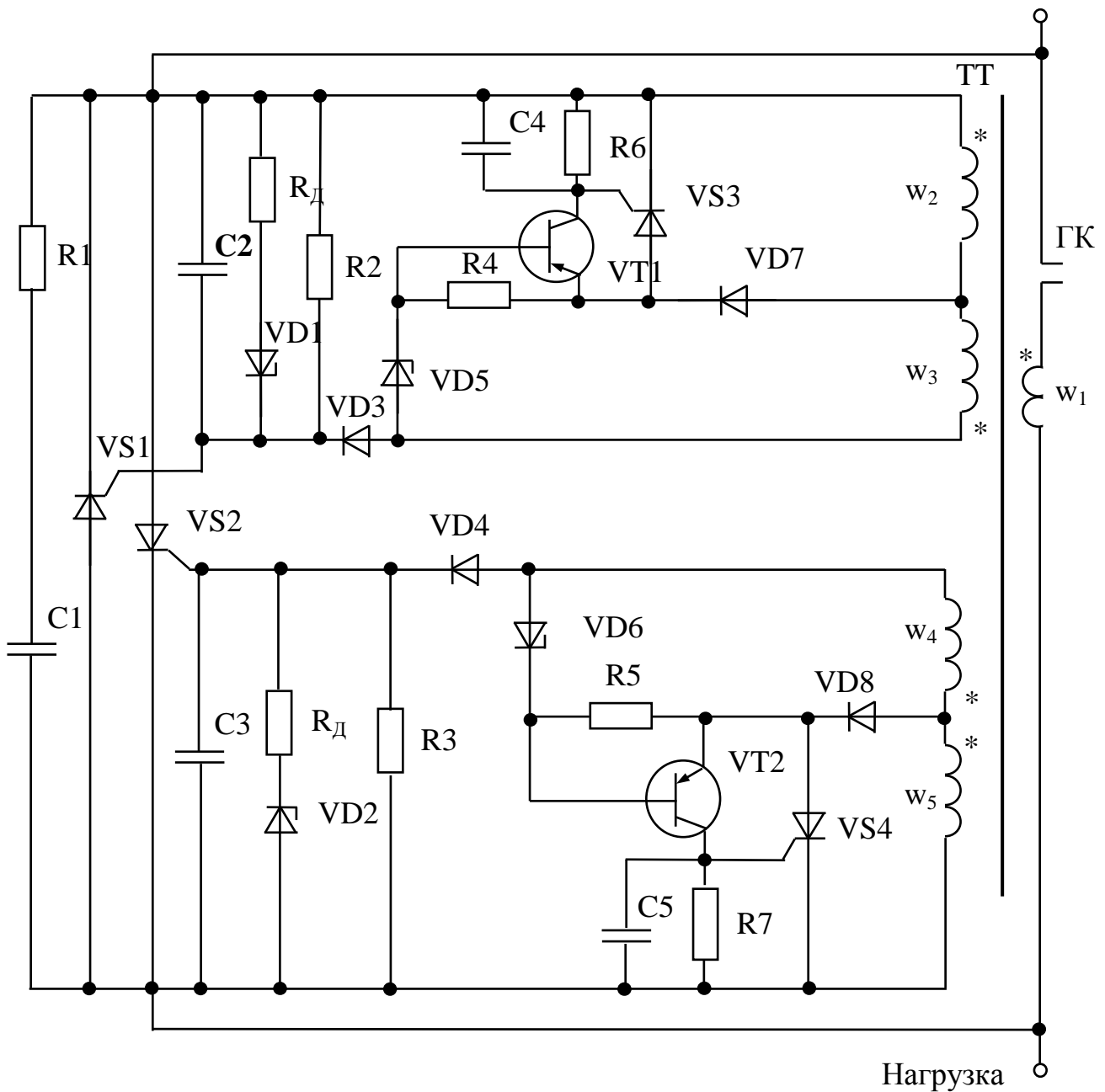


Рис. 4.7 - Принципиальная электрическая схема гибридного контактора переменного тока

В момент размыкания главных контактов ГК (как при вибрации контактов, так и при отключении контактора) силовой тиристор VS1 (VS2) включаясь, шунтирует ГК, исключая образование дуги на контактах.

Основным элементом схемы управления тиристорами является трансформатор тока ТТ. При замыкании контактов ГК и возникновении тока в первичной цепи ТТ, последний попеременно подает отпирающие сигналы на управляющие электроды тиристоров VS1 и VS2 по цепям: вторичные обмотки  $w_2$ ,  $w_3$  и диод VD3 – в один полупериод тока главной цепи; вторичные обмотки  $w_4$ ,  $w_5$  и диод VD4 – в последующий полупериод тока главной цепи ( $w_2 \gg w_3$ ,  $w_5 \ll w_4$ ).

При коммутации контактором тока нагрузки существует зона возможного

образования дуги на ГК, когда тиристор не в состоянии включиться. Эта зона существует в течение времени, пока ток во вторичных обмотках ТТ меньше тока управления тиристором. Зона возможного образования дуги уменьшается с увеличением коммутируемого тока. Наличие этой зоны при правильно выбранном количестве витков обмоток ТТ практически не влияет на электрический износ контактов (см. раздел 1)

Для исключения влияния на работу схемы внешних магнитных полей, источником которых являются гибкие выводы тиристором, выводные провода контактора и близлежащие токопровода, ТТ выполнен с секционированными вторичными обмотками: каждая из четырех вторичных обмоток разделена на 2 равные части, причем каждая из этих частей располагается на противоположных сторонах магнитопровода. Образованные таким образом части обмоток соединены между собой так, что наводимые в каждой паре обмоток ЭДС от собственного поля суммируются, а от внешнего – вычитаются.

Стабилитроны VD1 и VD2 ограничивают напряжение на управляющих переходах тиристором VS1 и VS2 в пределах допустимых значений.

Резисторы  $R_d$  выравнивают токи в управляющих цепях тиристором VS1, VS2 и в цепях стабилитронов VD1, VD2.

Включение в цепи управления тиристором VS1 и VS2 шунтирующих R2, R3 и конденсатором C2, C3 повышает помехоустойчивость схемы.

Цепь R1, C1 служит для снижения амплитуды и скорости нарастания восстанавливающегося напряжения на тиристорах в момент их выключения, а также исключает включение тиристором от кратковременных перенапряжений в сети.

Для предотвращения выхода из строя тиристором при сквозных токах короткого замыкания, вызывающих отброс ГК и превышающих максимально допустимую перегрузочную способность тиристором, применяется специальная схема защиты.

Рассмотрим работу схемы защиты в полуволну первичного тока, соответствующую проводимости тиристором VS1. При сквозном токе короткого замыкания, превышающем 10-ти кратный номинальный ток контактора (максимальный коммутируемый ток контактора), но меньшем тока, при котором происходит отброс ГК, напряжение на обмотке  $w_3$  становится достаточным для пробоя стабилитрона VD5. Транзистор VT1 открывается падением напряжения на резисторе R4 и подает сигнал на управляющий переход маломощного тиристором VS3. Включаясь, он шунтирует цепь управления силового тиристором VS1. Параметры вторичной обмотки  $w_3$  подобраны таким образом, что при отпирании VS3 на управляющий переход тиристором VS1 поступает отрицательный сигнал, предотвращающий включение силового тиристором VS1 при отскоке контактов. В следующую полуволну первичного тока тиристор VS4 аналогичным образом шунтирует управляющий переход тиристором VS2. Диоды VD7 и VD8 исключают попадание обратного напряжения на переходы транзистором VT1 и VT2.

Предложенная унифицированная схема гибридных контакторов обеспечивает бездуговую коммутацию цепей, как при включении контактора, так и при его отключении. Качество бездуговой коммутации не зависит от характера на-

грузки и колебаний питающего напряжения. Сигнал управления подается только при наличии тока в цепи ГК, т.е. полностью исключена возможность повреждения тиристоров при потере контакта в цепи ГК. Элементы схемы управления работают в облегченном режиме (при разомкнутых ГК схема полностью обесточена, а при протекании тока нагрузки элементы схемы нагружаются поочередно в течение одного полупериода). Следовательно, аппарат, выполненный по данной схеме, максимально полно удовлетворяет требованиям, предъявляемым к гибридным контакторам по надежности.

Опыт промышленной эксплуатации этих контакторов показал, что они обеспечивают коммутационную износостойкость в 5 млн. циклов при эксплуатации в условиях категории основного применения контакторов АС-4.

В настоящее время под руководством автора разработано ряд усовершенствованных гибридных контакторов переменного тока, выполненных на уровне изобретений [92-94], которые можно успешно применять при создании рассматриваемых НКУ.

Автоматизированные НКУ реверсивного пуска асинхронного двигателя, выполненные на базе гибридных контакторов, целесообразно использовать в тяжелых условиях эксплуатации и, в первую очередь, при частых пусках двигателя (более 30 вкл/час).

При эксплуатации НКУ данного типа во взрывоопасной среде рекомендуется использовать исполнение комплектного устройства с дополнительно введенным разделительным электромагнитным контактором. Предложенный алгоритм работы НКУ обеспечивает бестоковую коммутацию электрической цепи этим контактором, т.е. практически неограниченную его коммутационную износостойкость.

#### **4.4. Гибридный контактор постоянного тока с улучшенными технико-экономическими характеристиками**

Гибридные контакторы постоянного тока также как и переменного сочетают положительные качества как контактных аппаратов (малые потери мощности во включённом состоянии), так и бесконтактных (бездуговая коммутация цепи). В этих аппаратах параллельно главным контактам подключен силовой полупроводниковый ключ, который обеспечивает бездуговую коммутацию контактов при их размыкании. Во включённом состоянии аппарата силовой ПК зашунтирован ГК. Принцип коммутации, как и для контакторов переменного тока, состоит в переводе тока из цепи контакторов во вспомогательную параллельную цепь и последующее прерывание тока. В связи с необходимостью принудительного прерывания тока во вспомогательной цепи силовые схемы и схемы их управления более многообразны и сложны по сравнению с контакторами переменного тока.

Как показал ранее проведенный анализ, будущее развитие гибридных контакторов постоянного тока связано с освоением силовых, полностью управляемых приборов на номинальные токи до 1000 А и напряжение до 1500 В, и существенным снижением их стоимости, а также с улучшением защитных характеристик варисторов.

Гибридные контакторы постоянного тока наиболее тяжёлых категорий применения DC-4 и DC-5, которые для них являются основными, должны в режиме нормальных коммутаций включать и отключать токи до  $2,5 I_{\text{ном.р.}}$  при  $U_{\text{ном.р.}}$  и постоянной времени  $T$  до 10 мс, в режиме редких коммутаций до  $4 I_{\text{ном.р.}}$  при  $1,1 U_{\text{ном.р.}}$  и  $T = 15$  мс [1, 95]. Указанные режимы имеют место при включении и отключении заторможенных или медленно вращающихся электродвигателей переменного и постоянного тока, а также при их торможении противотоком.

В настоящее время лучшими по технико-экономическим характеристикам из ранее разработанных в Украине гибридных контакторов постоянного тока являются контакторы серии КП81, на номинальные токи 100-630 А и напряжение 220 В [1].

Силовая цепь контакторов этой серии включает:

- главные контакты ГК1 и ГК2 электромагнитного контактора серии КТП6000 двухполюсного исполнения. Растворы ГК1 и ГК2 отрегулированы таким образом, что ГК2 размыкается с запаздыванием по отношению к моменту размыкания ГК1. Время запаздывания составляет 7 – 9 мс. Такое построение контактной системы контактора позволяет применить бездуговую коммутацию только контактов ГК1. Контакты ГК2 размыкаются в обесточенном состоянии и обеспечивают гальваническую развязку нагрузки и источника питания;

- силовой ПК, обеспечивающий бездуговое размыкание ГК1.

Силовой ПК в свою очередь состоит из следующих узлов [1]:

1) основной тиристор, шунтирующий главные контакты ГК1 контактора, в момент размыкания которых ток из них переходит в цепь основного тиристора, чем обеспечивается практически бездуговое размыкание контактов (на ГК1 имеет место «короткая дуга» в течение времени перетекания тока из их цепи в тиристор, которое измеряется десятками микросекунд);

2) устройство емкостной принудительной коммутации, которое предназначено для выключения основного тиристора и состоит из коммутирующего тиристора, коммутирующего конденсатора, коммутирующей индуктивности, диода и резистора, шунтирующего основной тиристор;

3) устройство предварительного заряда коммутирующего конденсатора, состоящее из вспомогательного тиристора и указанной выше индуктивности;

4) схема управления, обеспечивающая включение основных элементов контактора и защиту тиристорной схемы при отклонении параметров сети от нормируемых. Основная часть схемы построена на реле, выполненных на базе высоконадежных магнитоуправляемых контактов (герконов) типа КЭМ-1 и КЭМ-2;

5) демпфирующую цепь, которая ограничивает скорость нарастания напряжения на полупроводниковых приборах при подаче напряжения на силовую цепь контактора;

6) диод, шунтирующий цепь нагрузки и исключаяющий влияние индуктивности нагрузки на цепь коммутации.

Эти контакторы обеспечивают практически бездуговую коммутацию главных контактов как при включении, так и при выключении контактора, а также

гальваническую развязку между сетью и нагрузкой. Однако им свойственны следующие недостатки:

- невозможность применения в реверсивных схемах включения;
- большие габариты устройства принудительной коммутации основного тиристора,
- большая масса и высокая стоимость из-за использования в качестве коммутирующего конденсатора дорогого неполярного конденсатора большой емкости;
- наличие дополнительного устройства, которое обеспечивает предварительный заряд коммутирующего конденсатора;
- высокий уровень коммутационных перенапряжений из-за рассеивания энергии, накопленной в индуктивности сети;

Указанные недостатки обусловили основные проблемы, которые необходимо решать при усовершенствовании гибридных контакторов постоянного тока:

- снижение массы, габаритов и стоимости ПК как основного узла, определяющего эти показатели для контактора в целом;
- обеспечение надёжного контакта в цепи ГК при включении контактора;
- создание ПК с узлом принудительной коммутации основного тиристора, использующим наиболее рациональное использование энергии, запасённой в коммутирующем конденсаторе, для выключения указанного тиристора;
- обеспечение предварительного заряда коммутирующего конденсатора без применения дополнительного источника питания;
- создание высоконадёжных СУ с управлением током, протекающим по цепи ГК, и без использования для их питания дополнительных источников;
- обеспечение приемлемого для низковольтных цепей постоянного тока уровня перенапряжений в диапазоне токов, коммутируемых контактором.

Как было показано в разделе 1, решать эти проблемы целесообразно на базе ПК, в которых в качестве МПП применяется полностью управляемый полупроводниковый прибор (IGBT-транзистор либо двухоперационный тиристор). Это позволит исключить недостатки, присущие схемам емкостной принудительной коммутации ранее используемых однооперационных тиристоров, с одной стороны. Достигнутые высокие технические характеристики полностью управляемых МПП, их приемлемая цена и доступность на мировом рынке электронной продукции, с другой стороны, создают реальные предпосылки для создания гибридных контакторов, в которых будут максимально устранены сформулированные выше недостатки.

В Харьковской национальной академии городского хозяйства на кафедре теоретической и общей электротехники в рамках госбюджетной тематики под руководством автора были разработаны схемы гибридных контакторов постоянного тока, выполненные на основе изобретения [96], в которых в основном устранены приведенные выше недостатки существующих схем.

На рис. 4.8 представлена электрическая схема первого варианта гибридного контактора постоянного тока, выполненного на базе IGBT-транзистора

(рис. 4.8, а) и второго варианта – на базе двухоперационного тиристора (рис. 4.8, б), используемого в качестве основного МПП силового ПК.

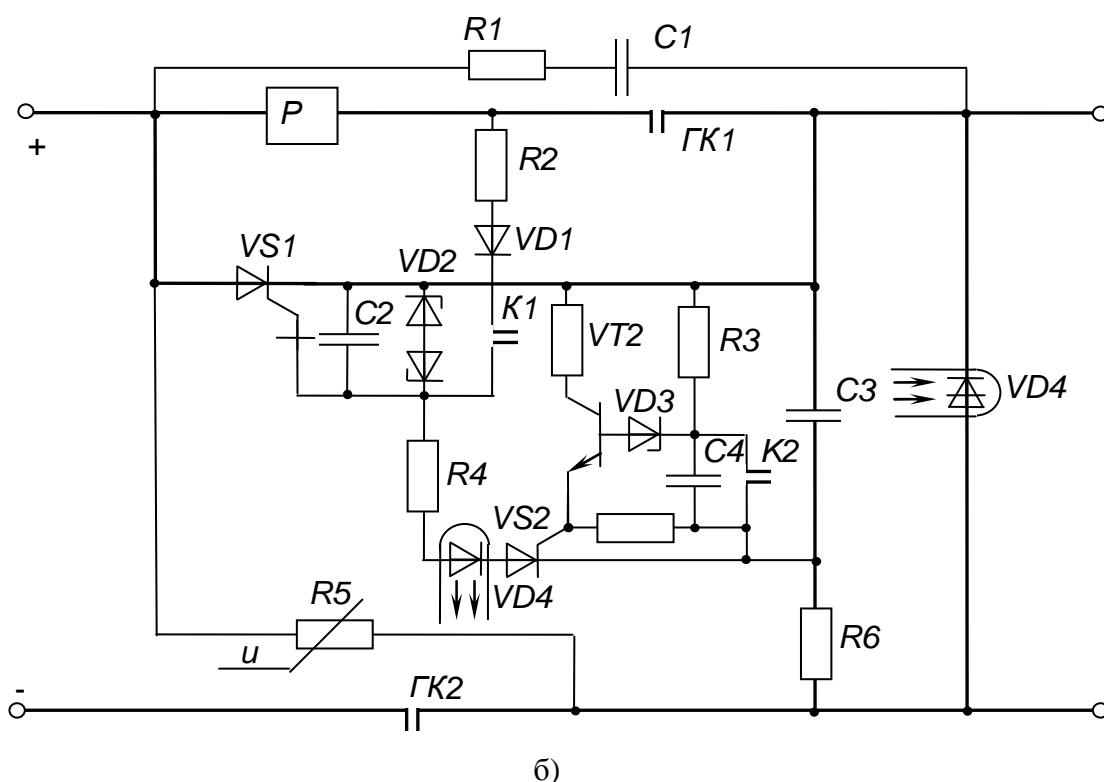
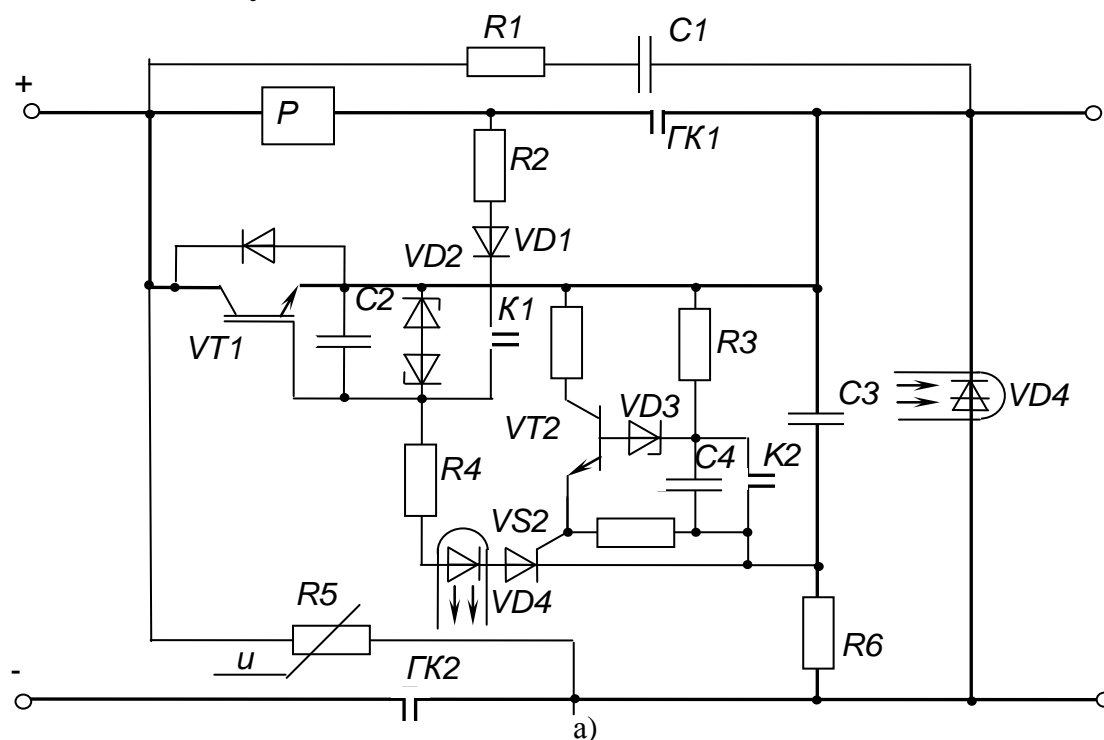


Рис. 4.8 - Электрическая схема варианта гибридного контактора постоянного тока:  
а) выполненного на базе IGBT-транзистора; б) выполненного на базе двухоперационного тиристора

Гибридный двухполюсный контактор постоянного тока содержит в каждом полюсе по одному главному контакту ГК1 и ГК2, причем растворы этих контактов отрегулированы таким образом, что второй главный контакт ГК2

размыкается после размыкания первого (время задержки составляет 7 – 9 мс), полностью управляемый МПП, например, IGBT-транзистор VT1 или двухоперационный тиристор VS1, включенный параллельно реле тока Р и первому главному контакту ГК1, а реле тока Р включено последовательно с главным контактом ГК1, устройство принудительной коммутации, которое состоит из коммутирующего тиристора VS2, коммутирующего конденсатора С3 и ограничивающего резистора R4, элемент задержки времени, который состоит из резистора R3 и конденсатора С4, и пороговый элемент VD3. В контактор также введены конденсатор С2 и ограничитель напряжения VD2, включенные параллельно входной цепи полностью управляемого МПП VT1 (рис. 4.8, а) или VS1 (рис. 4.8, б), диод VD1, резистор R2, зарядный резистор R6, второй замыкающий контакт К2 реле тока Р, включенный параллельно конденсатору С4 элемента задержки времени, транзисторный ключ VT2, ограничитель перенапряжений R5, подключенный между входным зажимом первого полюса и выходным зажимом второго полюса контактора, и оптронный тиристор VD4, включенный между выходными зажимами контактора, при этом входная цепь полностью управляемого МПП VT1 (рис. 4.8, а) или VS1 (рис. 4.8, б) через замыкающий контакт К1 реле тока Р, диод VD1 и резистор R2 подключены параллельно главному контакту ГК1, а через ограничивающий резистор R4, входную цепь оптронного тиристора VD4 и коммутирующий тиристор VS2 – параллельно коммутирующему конденсатору С3, катод же коммутирующего тиристора VS2 через зарядный резистор R6 подключен за главным контактом ГК2 к аноду оптронного тиристора VD4. Параллельно коммутирующему конденсатору С3 также подключен элемент задержки времени, конденсатор С4 которого через пороговый элемент VD3 подключен ко входной цепи транзисторного ключа VT2, а его выходная цепь через управляющую цепь коммутирующего тиристора VS2 подключена к коммутирующему конденсатору С3.

На рис. 4.8 элементы аппарата ГК1, ГК2, VT1 (рис. 4.8, а) или VS1 (рис. 4.8, б), Р образуют главную цепь аппарата, элементы С2, VD2, VD1, R2, К1 – цепь управления включением полностью управляемым МПП, а элементы VS2, R4, VT2, VD3, R3, С3, С4, К2 – цепь управления выключением полностью управляемого МПП. В качестве контактов К1 и К2 реле тока Р использованы магнитоуправляемые герметичные контакты (герконы).

В отключенном состоянии аппарата главные контакты ГК1 и ГК2 разомкнуты и все его элементы обесточены.

При включении аппарата при замыкании главных контактов ГК1 и ГК2 и протекании тока в главной цепи (цепи, содержащей главные контакты) реле тока Р срабатывает и его контакты К1 и К2 замыкаются. Коммутирующий конденсатор С3 устройства принудительной коммутации через зарядный резистор R6 с малым сопротивлением быстро заряжается практически до напряжения сети. Большая величина сопротивления резистора R3 элемента задержки времени обеспечивает малый ток, и, следовательно, малую мощность, потребляемую цепями управления полностью управляемым МПП во включенном состоянии контактора. В этом состоянии, когда главный контакт ГК1 замкнут, VT1 (рис. 4.8, а) или VS1 (рис. 4.8, б) обесточен, поскольку значение падения

напряжения на замкнутых главных контактах ГК1 во всем диапазоне рабочих токов контактора не превышает 0,5 В, то есть управляющий сигнал на включение полностью управляемого МПП отсутствует.

При выключении аппарата при размыкании главного контакта ГК1 на нем возникает «короткая дуга», в результате чего происходит резкий рост падения напряжения на нем, под действием которого через резистор R2 и диод VD1 происходит включение полностью управляемого МПП, в результате чего он переходит в полностью включенное состояние.

Ток из цепи главного контакта ГК1 и реле тока Р переходит в цепь полностью управляемого МПП. При полном перетекании тока из цепи главного контакта ГК1 реле тока Р выключается, его контакты К1 и К2 размыкаются и цепь управления полностью управляемым МПП обесточивается.

Максимальное прямое падение напряжения на открытом полностью управляемом МПП не более 1,5 – 3,5 В, что является недостаточным для возникновения дуги на главном контакте ГК1. Следует отметить, что в момент перехода тока из цепи главных контактов из-за наличия индуктивности в цепи коммутации (главные контакты вместе с полностью управляемым МПП) возникает «короткая» дуга, однако этот процесс из-за малого значения указанной индуктивности продолжается несколько десятков микросекунд и поэтому не оказывает существенного влияния на коммутационную износостойкость главных контактов.

При горении «короткой дуги» на главном контакте ГК1 контакты К1 и К2 реле тока Р остаются замкнутыми и размыкаются только после полного перетекания коммутируемого тока из главной цепи в шунтирующую цепь (цепь полностью управляемого МПП). Длительность протекания тока нагрузки через полностью управляемый МПП обеспечивается элементом задержки времени и составляет около 3 мс, что вполне достаточно для размыкания главных контактов ГК1 на расстояние, безопасное для электрического пробоя контактного промежутка. Главный контакт ГК2 при этом еще остается замкнутым.

Для поддержания в открытом состоянии IGBT-транзистора (рис. 4.8, а) на это время применяется дополнительно введенный конденсатор С2, включенный параллельно входной цепи полностью управляемого МПП VT1. Напряжение, до которого был заряжен этот конденсатор в промежуток времени, когда на главных контактах ГК1 существует «короткая» дуга, достаточно для поддержания полностью управляемого МПП во включенном состоянии в течение вышеупомянутых 3 мс. Диод VD1 не позволяет разрядиться конденсатору С2 через резистор R2 и открывает полностью управляемый МПП VT1 в этот промежуток времени. Без этого конденсатора IGBT-транзистор работал бы в активном режиме, и на нем выделялась бы значительная мощность. В отличие от IGBT-транзистора двухоперационный тиристор VS1, применяемый в качестве полностью управляемого МПП (рис. 4.8, б), при получении управляющего сигнала на включение автоматически остается в полностью открытом состоянии.

Полное выключение коммутируемой цепи происходит после полного перетекания тока из главной цепи в шунтирующую и расхождение главных контактов ГК1 на расстояние, безопасное для электрического пробоя контактного



промежутка, после чего полностью управляемый МПП выключается. Поскольку главный контакт ГК2 отрегулирован таким образом, что его размыкание произойдет через 7 – 9 мс позже размыкания главного контакта ГК1, он размыкается без дуги. После размыкания главного контакта ГК2 обеспечивается гальваническая развязка сети и нагрузки, а контактор полностью обесточивается.

Для исключения влияния индуктивности нагрузки на уровень коммутационных перенапряжений при отключении контактора в схемах применяется оптронный тиристор VD4, шунтирующий цепь нагрузки при выключении полностью управляемого МПП VT1 (рис. 4.8, а) или VS1 (рис. 4.8, б). Применение оптронного тиристора вместо диода, шунтирующего нагрузку, позволяет применять предлагаемый контактор в реверсивных схемах включения. Для снижения влияния энергии, накопленной в индуктивности сети при прерывании тока нагрузки, и предотвращения возникновения перенапряжений на контакторе в схему введён ограничитель перенапряжений R5, который тоже срабатывает при выключении полностью управляемого МПП. В качестве ограничителя перенапряжений используются последовательно-параллельно включенные энергоёмкие варисторы (см. раздел 3).

При вибрациях главных контактов ГК1 полностью управляемый МПП включается аналогично тому, как это описано для случая отключения контактора. Однако, конденсатор С4 элемента задержки времени за время отскока главных контактов не успевает зарядиться до напряжения, необходимого для пробоя порогового элемента VD3, управляющего подачей запирающего сигнала на полностью управляемый МПП. Таким образом, устройство принудительной коммутации при вибрациях главных контактов не работает.

Предлагаемый гибридный двухполюсный контактор постоянного тока имеет повышенный срок службы и повышенную надежность работы за счет того, что в качестве МПП, шунтирующего главные контакты контактора в момент их размыкания, использован полностью управляемый полупроводниковый прибор, например, IGBT-транзистор или двухоперационный тиристор. Контактор имеет значительно уменьшенные габариты, массу и стоимость из-за упрощения схемы управления этими приборами, а также за счет предложенного схемного решения. В качестве коммутирующего конденсатора использован полярный (электролитический) конденсатор с небольшой емкостью, в результате чего существенно снижаются габариты, масса и стоимость контактора. В предлагаемом контакторе существенно снижен уровень перенапряжений за счет введения нелинейного ограничителя перенапряжений. Предлагаемый контактор обеспечивает гальваническую развязку сети и нагрузки.

Также предлагаемый гибридный двухполюсный контактор постоянного тока обеспечивает отсутствие зоны коммутации с дугой как при включении, так и при выключении аппарата. Его работа не зависит от типа привода, который обеспечивает коммутацию контактной системы аппарата. Поэтому он может применяться как аппарат управления, так и защиты. В сравнении с существующими аппаратами этого типа за счет предложенных схемных решений и экономного режима работы комплектующих, у него уменьшены габариты и

стоимость, и повышена надежность его работы, при этом эти показатели практически доведены до уровня, достигнутого в контакторах переменного тока.

Схему гибридного контактора на рис. 4.8, а с использованием IGBT-транзистора в качестве полностью управляемого МПП целесообразно использовать при коммутации токов до 500 – 600 А, то есть для контакторов на номинальные токи ( $I_{ном}$ ) до 160 А, из-за того, что они (IGBT), рассчитанные на большие токи ещё не выпускаются массово, а если выпускаются, то имеют большую стоимость. В отличие от этих приборов двухоперационные тиристоры выпускаются преимущественно для работы в цепях с большими токами, что и определяет область использования схемы рис. 4.8,б ( $I_{ном} > 160$  А). Исходя из того, что в схеме на рис. 4.8, а целесообразным является использование коммутирующего конденсатора с ёмкостью 1 – 2 мкФ, а в схеме на рис. 4.8, б значительно большей ёмкости, контактор на рис. 4.8, а следует использовать в случаях, когда решающую роль играют массогабаритные показатели контактора.

**Выводы.** 1. Предлагаемые гибридные контакторы постоянного тока:

- обеспечивают практически бездуговую коммутацию цепи, как при включении аппарата, так и при его выключении;
- позволяют применять контакторы в реверсивных схемах включения;
- имеют значительно повышенную надежность работы из-за упрощения схемы управления полностью управляемым МПП.

2. В предлагаемых контакторах:

- снижены масса, габариты и стоимость силового ПК как основного узла, определяющего эти показатели для контактора в целом;
- узел принудительной коммутации силового ПК обеспечивает наиболее рациональное использование энергии, запасённой в коммутирующем конденсаторе, для выключения тиристора;
- предварительный заряд коммутирующего конденсатора обеспечивается без применения дополнительного источника питания;
- силовой ПК управляется током, протекающим по цепи ГК без использования дополнительных источников питания.

3. Предложенные схемы обеспечивают приемлемый для низковольтных цепей постоянного тока уровень перенапряжений в диапазоне токов, коммутируемых контактором.

4. Гибридные контакторы, выполненные на базе IGBT-транзистора, целесообразно использовать на номинальные токи до 160 А, а выполненные на базе двухоперационного тиристора – на номинальные токи свыше 160 А.

5. Эти аппараты целесообразно использовать в тяжёлых режимах эксплуатации, например, при частых пусках электродвигателей, в условиях повышенных требований пожаро- и взрывобезопасности, например, в электрическом транспорте, в угольной и металлургической промышленности и т.д.

## 4.5. Резюме

1. В последние два десятилетия в силовой электронике были достигнуты значительные успехи в создании полностью управляемых МПП (IGBT – и IGCT – модулей), а также в дальнейшем усовершенствовании однооперационных тиристорных (SCR). В результате были получены силовые полупроводниковые ключи с параметрами, максимально приближающимися к уровню «идеального» ключа. Их широкий ассортимент, приемлемая цена и доступность на рынке электронной продукции создали благоприятные условия для дальнейшего усовершенствования ранее разработанных коммутационных ПА, которые по своим стоимостным и массогабаритным показателям стали все менее удовлетворять требованиям современных промышленных производств.

2. В настоящем разделе представлены результаты разработки таких наиболее характерных представителей силовых коммутационных ПА, как автоматов – пускателей, сверхбыстродействующих автоматических выключателей, гибридных контакторов переменного и постоянного тока и наиболее распространенного автоматизированного НКУ для управления асинхронным двигателем на базе гибридных контакторов, в которых максимально использованы достигнутые успехи.

3. В связи с необходимостью постоянно снижать стоимостные и массогабаритные показатели коммутационных аппаратов, не ухудшая их эксплуатационных характеристик, разработчики на протяжении многих десятилетий стремились создать коммутационный аппарат, обеспечивающий предельную коммутационную способность на уровне автоматических выключателей и коммутационную износостойкость на уровне пускателей (контакторов). Такие аппараты, объединяющие в одном изделии защитный и пускорегулирующий аппараты, получили название автоматов-пускателей. Показано, что образцы этих устройств, даже лучших, выполненных на основе традиционных решений, принятых при разработке контактной коммутационной аппаратуры, не отвечают поставленным требованиям, т.е. эти автоматы-пускатели имели существенно худшие технические характеристики в сравнении с заменяемой парой - автоматический выключатель и пускатель. И только использование в силовой цепи этих аппаратов новых мощных тиристорных ключей модульного исполнения с повышенной нагрузочной способностью в сочетании с применением микропроцессорных устройств для их управления позволили успешно разрешить указанную проблему.

4. На базе методов расчета, представленных в разделах 2 и 3, используя предложенный автором алгоритм расчета, рассчитаны основные элементы силовой части бесконтактных автоматов-пускателей на номинальные токи от 63 до 400 А и номинальные напряжения 380 и 660 В частоты 50 Гц. В качестве силовых ПК этих аппаратов использовались наиболее совершенные образцы этих изделий модульного исполнения фирмы Semikron. Эти аппараты существенно превосходят лучшие образцы контактных аппаратов по коммутационной износостойкости и все же несколько уступают автоматическим выключателям по уровню предельной коммутационной способности. Однако, поскольку БАП це-

лесообразно использовать в качестве защитного аппарата, обеспечивающего управление работой потребителя (двигателя, нагревательной установки, плавильной печи и т.п.), находящегося, как правило, на относительно больших расстояниях от питающего трансформатора, то указанный недостаток не является определяющим при их эксплуатации в этих условиях.

5. С появлением полностью управляемых МПП (особенно IGBT транзисторов и IGCT- тиристоры) стало возможным создание сверхбыстродействующих выключателей с временем выключения в несколько микросекунд без применения сложных и малонадежных узлов емкостной принудительной коммутации. Одна из основных задач, которую необходимо решать при создании таких выключателей, связана с необходимостью выхода накопленной энергии из предвключенной индуктивности сети и индуктивности нагрузки в момент резкого обрыва тока в электрической цепи при выключении аппарата. Наиболее удачно позволяют решать эту задачу (при ограничении коммутационных перепадов напряжений на безопасном уровне) включенные параллельно входным контактам выключателя либо мощные варисторы, либо линейные резисторы, включаемые с помощью быстродействующего полупроводникового ключа.

Сверхбыстродействующим ВП наряду с очевидными недостатками (большие потери энергии во включенном состоянии, высокая стоимость) присущи и несомненные преимущества (быстродействие, высокий уровень токоограничения в аварийных режимах, который может достигать уровня  $2I_{ном}$  при наличии комбинированной защиты по величине тока и его скорости нарастания, возможность плавного регулирования тока нагрузки, используя методы широтно-импульсной модуляции). Поэтому для обеспечения рационального применения этих ВП необходимо, чтобы в каждом конкретном случае их использования преимущества сверхбыстродействующих ВП преобладали над недостатками, создавая результирующий положительный технико-экономический эффект при эксплуатации.

6. Основными областями применения ВП являются следующие:

- использование их для защиты ответственных потребителей, требующих повышенного быстродействия и токоограничения;
- создание селективных многоступенчатых защит с максимальной выдержкой на отключение в 3-4 раза меньшей, чем у лучших традиционных контактных выключателей;
- обеспечение бесперебойного питания электрических нагрузок первой категории путем применения быстродействующих систем автоматического включения резерва;
- использование ВП в качестве автоматизированных НКУ для управления электрическими машинами переменного и постоянного тока

7. При эксплуатации автоматизированных НКУ, предназначенных для реверсивного пуска асинхронных двигателей, в условиях частых пусков (прокатное оборудование металлургических заводов, крановое оборудование и т.п.) их целесообразно выполнять на базе гибридных контакторов переменного тока. Применение последних позволяет повысить коммутационную износостойкость устройства до нескольких миллионов циклов, обеспечивая за счет этого доста-

точно высокий экономический эффект при применении этих достаточно дорогостоящих изделий.

8. Недостатком указанных НКУ является наличие токов утечки в цепи нагрузки при отключенных контакторах, которые создаются в тиристорных блоках, шунтирующих главные контакты. Для их устранения в рассматриваемое НКУ вводится дополнительный разделительный электромагнитный контактор, исключающий токи утечки в отключенном состоянии. Это исполнение НКУ пригодно к эксплуатации в агрессивных и взрывоопасных средах.

9. Алгоритм его работы следующий. При включении асинхронного двигателя первым включается разделительный контактор  $K_p$ , а затем в зависимости от заданного направления вращения двигателя включается либо гибридный контактор  $K_B$  (команда "Вперед") либо контактор  $K_H$  (команда "Назад"). При отключении двигателя (по команде "Стоп") первым размыкается гибридный контактор  $K_B$  (или  $K_H$ ), обеспечивая бездуговую коммутацию электрической цепи. Затем, уже в обесточенном состоянии размыкается электромагнитный контактор  $K_p$ , исключая протекание токов утечки тиристорных блоков в нагрузке. Кроме того, этот контактор также обеспечивает видимый разрыв в электрической цепи, наличие которого очень часто является обязательным (например, при применении НКУ во взрывоопасной окружающей среде, на транспорте и т.д.). При работе НКУ только в режиме реверса контактор  $K_p$  находится всегда во включенном состоянии, а изменение направления вращения осуществляется путем коммутации гибридных контакторов.

10. Разработанный на уровне изобретения гибридный двухполюсный контактор постоянного тока имеет повышенный срок службы и повышенную надежность работы за счет того, что в качестве МПП, шунтирующего главные контакты контактора в момент их размыкания, использован полностью управляемый полупроводниковый прибор, например IGBT- транзистор или двухоперационный тиристор. Контактор имеет значительно уменьшенные габариты, массу и стоимость из-за упрощенной схемы управления этими приборами, а также за счет того, что в качестве коммутирующего конденсатора использован полярный (электролитический) конденсатор с небольшой емкостью. В нем также существенно снижен уровень перенапряжений за счет введения нелинейного ограничителя перенапряжений, представляющего последовательно-параллельное соединение энергоемких варисторов, этот контактор обеспечивает гальваническую развязку сети и нагрузки, и может использоваться в реверсивных схемах включения двигателей.

11. Показано, что гибридные контакторы, выполненные на базе IGBT-транзисторов целесообразно использовать на номинальные токи до 160 А, а выполненные на базе двухоперационных тиристоров – на номинальные токи свыше 160 А. При этом их применение технико-экономически обоснованно только в тяжелых режимах эксплуатации (частые пуски и реверс электродвигателей, пожаро- и взрывоопасная среда и т.п.).

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Сосков А.Г. Полупроводниковые аппараты: коммутация управление, защита: учеб. для студ. вузов / А.Г. Сосков, И.А. Соскова; под ред. А.Г.Соскова. – К.: Каравелла, 2005. – 344 с.
2. Основные направления развития низковольтных электронных аппаратов и их анализ / А.Г. Сосков, И.А. Соскова, Я.Б. Форкун, В.Г. Ягуп // Вестник Харьковского государственного политехнического института. – 2000. – Вып. 128. – С. 158 – 164.
3. Сосков А.Г. Современные направления развития низковольтных электронных контакторов постоянного тока / А.Г. Сосков, И.А. Соскова, Я.Б. Форкун // Вестник Харьковского государственного политехнического института.– 2000. – Вып. 84. – С. 176 – 178. – (Серия «Новые решения в современных технологиях»).
4. Электрические и электронные аппараты: учеб. для студ. вузов / под ред. Ю.К. Розанова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Информэлектро, 2001. – 420 с.
5. Кукеков Г.А. Полупроводниковые электрические аппараты / Г.А. Кукеков, К.Н. Васерина, В.П. Лунин. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 256 с.
6. Сосков А.Г. Тиристорные коммутационные устройства: учебное пособие / А.Г. Сосков. – К.: УМК ВО, 1989. – 120 с.
7. Дикань С.В. Аппараты систем бесперебойного электроснабжения / С.В. Дикань, К.К. Намиток. – К.: Техніка, 1989. – 174 с.
8. Могилевский Г.В. Гибридные электрические аппараты низкого напряжения / Г.В. Могилевский. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 232 с.
9. Шопен Л.Б. Бесконтактные электрические аппараты автоматики: учебник для студ. вузов / Л.Б. Шопен. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 567 с.
10. Могилевский Г.В. Полупроводниковые аппараты защиты / Г.В. Могилевский, В.Е. Райнин, В.И. Гребенник. – М.: Энергоатомиздат, 1980. – 168 с.
11. Поскробко А.А. Бесконтактные коммутационные полупроводниковые устройства на переменном токе / А.А. Поскробко, В.Б. Братолобов. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.
12. Бесконтактные устройства защиты для низковольтных электрических аппаратов / Г.В.Могилевский, В.Е.Райнин, А.Г.Сосков, Б.Н.Устименко. – М.: Энергия, 1971. – 88 с.
13. Meyer J.-M. ADC Hybrid Circuit Breaker with Ultra Fast Contact Opening and Integrated Gate-Communicated Thyristors (IGCT) / J.-M. Meyer, A Rufer // Bulletin of Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne, Switzerland. – 2001. – Vol. 5. - P. 14 – 20.
14. Atmaji A.M.S. Hybrid Switching: A Review of Current Literature / A.M.S. Atmaji, J.G.J. Sloot // IEEE-Proceedings of EMPD, 1998. - Vol. 2. – P. 683 – 688.
15. Collart P. A New High Speed DC Circuit Breaker: the DHR / P. Collart, S. Pellichero // IEEE Colloquium on Electronic – Aided Current – Limiting Circuit Breaker – Developments and Applications, feb. 1989.: Digest № 1989/137. – С. 28 – 31.

16. 400 V Class High-Speed Current Limiting Circuit Breaker for Electric Power System / T. Genji, O. Nakamura, M. Isozaki, M. Yamada, T. Morita, M. Kaneda // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1994. – Vol. 9. – P. 1428–1438.
17. Czucha J. Some Aspects of Ultra Fast Contact Opening at Current Interruption by a Hybrid Circuit Breaker / Czucha J // : materials of 31-nd Universities Power Engineering Conference [«UPEC'97»], (UK, Manchester, September 1997) / Department of Energy. – Manchester, 1998. – Vol. 1. – P. 166 – 169.
18. Dirut current hybrid breakers: A design and its realization /by Ali M.S. Atmadji. – Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2000, 176 p.
19. Smith R.K. Solid state distribution current limiter and circuit breaker: application requirements and control strategies/ R.K.Smith // IEEE Trans. on Power Delivery: - 1993. - Vol.8, № 3: - P. 1155 - 1164.
20. Collart P. A Super High Speed intelligent Circuit Breaker / P. Collart, S. Pellichero // GEC Alstom Technical Review, 1992. – № 9 – P. 35 – 42.
21. Lacosta R. Reduction of Switching with GTO-thyristors: materials of conference /Lacosta R.//[«7<sup>th</sup> International Conference Switching Arc Phenomena (SAP)»], (Poland, Lodz, 27 September – 1 October, 1993). – Lodz, 1993. – P. 264 – 267.
22. Hasan S. The Critical Switching Parameters of a New Hybrid AC Low Voltage Circuit Breaker without and with ZnO Varistor / S. Hasan // 6<sup>th</sup> Int. Symp. On Short-Circuit Currents in Power Sistem, September 1994, Liege, Belgium, P. 311 – 318.
23. Johnson D.E. Commutating Direct Current out of a Vacuum interrupter with a GTO-thyristor / D.E. Johnson // IEEE Trans. on Magnetics. – 1986. – Vol. Mag. – 22, №6. – P. 1552 – 1557.
24. IGBT or IGCT: Considerations for very high power applications: materials of Forum [Eropeen des Semiconducteurs de Puissance], (Calamart, October 22, 1997) / executive editor E. Carrol. – Calamart , 1997. – 136 p.
25. Pat. 49777332 США, МКИ G 2 5F1/20 Power switching apparatus / White R.C.; declarant and patentee Sundatrand Corp. Filed. – №347532; declared 04.05.89; published 11.01.90, НКУ 287/89.
26. Забродин Ю.С. Узлы принудительной конденсаторной коммутации тиристоров / Ю.С. Забродин. – М.: Энергия, 1974. – 129 с.
27. Сосков А.Г. Сравнительный анализ способов бездуговой коммутации электрических цепей переменного тока и их классификация / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2005. – № 6. – С. 70 – 74.
28. Могилевский Г.В. Сравнение способов уменьшения интенсивности дугообразования в коммутационных аппаратах переменного тока / Г.В. Могилевский, В.Г. Бенсман, В.Д. Коломийцев // Низковольтное аппаратостроение. – Тр. ВНИИР, г.Чебоксары. – 1980. - № 7 – С.21-30.
29. А. с. 741332 СССР, МКИ<sup>2</sup> Н 01 Р9/30. Комбинированный контактор переменного тока / А.Г. Сосков, В.А. Богуславский (СССР). – №2564246/24-07; заявл. 03.01.78; опубл. 15.06.80, Бюл. №22.

30. Колосов В.В. Повышение быстродействия и устойчивость к токам короткого замыкания автоматических переключателей питания: дис.. канд. техн. наук: 05.09.06 / В.В. Колосов. – Х.: ХПИ, 1982. – 279 с.
31. Глебова Е.Г. Исследование электрического износа контактов в аппаратах с бездуговым размыканием: дис. канд. техн. наук: 05.09.06 / Е.Г. Глебова. – Х.: ХПИ, 1978. – 202 с.
32. Блихер А. Физика тиристорov / А. Блихер. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 264 с.
33. Чебовский О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: [справочник] / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – 2-е, изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
34. Сосков А.Г. Анализ схем управления бесконтактной частью гибридных аппаратов переменного тока / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Вісник національного технічного університету «ХПІ». – 2002. – № 14.– С. 116 – 124.
35. А. с. 335728 СССР, МКИ<sup>2</sup> Н 01 Р9/30. Контактор переменного тока с бездуговой коммутацией / Г.В. Могилевский, А.Г. Сосков, В.Д. Коломийцев (СССР). – № 1300729/24-7; заявл. 06.01.69; опубл. 11.04.72, Бюл. № 13.
36. Хольм Р. Электрические контакты / Р. Хольм; пер. с англ. П.Э. Брускина, А.А. Рудницкого. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1961. – 464 с.
37. Вентцель Е.С. Теория вероятностей и её инженерные приложения / Е.С. Вентцель, А.А. Овчаров. – М.: Наука, гл.ред. физ.-мат. лит., 1988.– 480 с.
38. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – 2-е, изд. перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2005. – 384 с.
39. Колонтаєвський Ю.П. Електроніка та мікросхемотехніка: підруч. для студентів ВНЗ / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков; за ред. А.Г.Соскова. – 2-е, вид. переробл. і допов. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
40. Semicron: innovation + service: catalog. – 700 MB. [Elektronik resource]– Germany: Semicron corp., 2005. – 1 электрон. опт. Диск (CD-ROM); 12 см. Систем. требования: Pentium; 32 Mb RAM; Windows 95/ 98/ XP/ MS-Word 97-2000.
41. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 206 с.
42. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учеб. для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк.–М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
43. Рабинирсон А.А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов / А.А. Рабинирсон, Г.А. Ашкинази. – М.: Энергия, 1976. – 296 с.
44. Самарский А.А. Численные методы: учебное пособие для вузов / А.А. Самарский, А.В. Гулин. – М.: Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 432 с.
45. Чиркин В.С. Теплофизические свойства материалов / В.С. Чиркин – М.: Физматгиз, 1959. – 356 с.
46. Намитоков К.К. К методике расчёта нестационарного температурного поля тиристорov / К.К. Намитоков, А.Г. Сосков, С.М. Юрченко // Электромеханика. – 1988. – № 11. – С. 79 – 82.



47. Сосков А.Г. Расчёт нагрева мощных тиристорov с припаянными контактами в составе электронных ключей при воздействии импульсов тока произвольной формы / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2003. – № 2.– С. 55 – 57.
48. Соскова И.А. Исследование нагрева силовых тиристорov в полупроводниковых ключах электронных аппаратов / А.Г. Сосков, И.А. Соскова // *Вестник Харьковского государственного политехнического института*. – 2000. – Вып. 45. – С. 61 – 63. - (Серия «Новые решения в современных технологиях»).
49. Соскова И.А. Исследование нагрева полупроводниковой структуры силового тиристорa в импульсном режиме на основе упрощённой модели / И.А. Соскова // *Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: сб. науч. тр. Харьковского государственного политехнического университета*. – 1999. – Вып. 7.- 4.3. – С. 160 – 165.
50. Лыков Л.В. Теория теплопроводности / Л.В. Лыков. – М.: Высшая школа, 1967. – 599 с.
51. Пехович А.И. Расчеты теплового режима твердых тел / А.И. Пехович, В.М. Жидких.– М.: Энергия, 1968. - 302 с.
52. Деч Г. Руководство к практическому применению Лапласа и Z-преобразования / Г.Деч. – М.: Наука, 1973. - 258 с.
53. Лаврентьев М.А. Методы теории функции комплексного переменного / М.А.Лаврентьев, Б.В.Шагат. – М.: Наука, 1973. – 569 с.
54. Сосков А.Г. Тепловые расчеты мощных тиристорov с припаянными и прижимными контактами в составе электронных ключей при воздействии кратковременных токовых импульсов произвольной формы / А.Г.Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // XXXI1 научно-техническая конференция преподавателей, аспирантов и сотрудников Харьковской национальной академии городского хозяйства: программа и тез. докл. : в 3-х ч. 4.2. Городской электро-транспорт , электроснабжение и освещение городов.-Х.: ХНАГХ, 2004. – С. 38-40.
55. Сосков А.Г. Расчёт температурного режима силовых полупроводниковых приборов с прижимными контактами при воздействии кратковременных токовых импульсов произвольной формы / А.Г. Сосков , П.Н. Алаев, И.А. Соскова // *Коммунальное хозяйство городов: научн.-техн. сб.*– К.: Техніка, 2003. – Вып. 49.– С. 142 – 148.
56. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. –М.: Наука, 1968. 720 с.
57. Методика расчета теплового режима мощных управляемых полупроводниковых приборов силовых коммутационных аппаратов при длительном воздействии токовой нагрузки /А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), И.А. Соскова, П.Н. Алаев // *Світлотехніка та електроенергетика*. – 2006. – № 7-8.– С. 70-76.
58. Сосков А.Г. Расчёт перенапряжений на тиристорax полупроводниковых ключей при отключении нагрузки / А.Г. Сосков, И.А. Соскова // *Вестник Харьковского государственного политехнического института*. – 2000. – Вып. 79. – С. 71 – 73. - (Серия «Новые решения в современных технологиях»).

59. Сосков А.Г. Определение перенапряжений на тиристорах полупроводниковых аппаратов при отключении активно-индуктивной нагрузки / А.Г.Сосков, Л.В.Елфимова, И.А. Соскова // Низковольтные аппараты защиты и управления: сб. науч. тр. – Х.: АО ЭНАС, 1993. – С. 65 - 76.
60. Тиристоры: технический справочник; пер. с англ. В.А. Лабунцова. – М.: Энергия, 1971. – 560 с.
61. Челноков В.Е. Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов / В.Е. Челноков, Ю.А. Евсеев. – М.: Энергия, 1973. – 279 с.
62. Иванов В.И. Полупроводниковые приборы. Тиристоры: справочник / В.И. Иванов, А.И. Аксёнов, А.М. Юшин.–М.: Энергоатомиздат, 1988. – 448 с.
63. Могилевский Г.В. Улучшение процесса демпфирования восстанавливающегося напряжения на тиристорах / Г.В. Могилевский, В.Г.Бенсман // Аппараты низкого напряжения. тр. ВНИИР Чебоксары. – 1982. - С. 24-30.
64. Дикань С.В. Ограничение коммутационных перенапряжений в быстродействующих аппаратах / С.В.Дикань. // XXVIII научно-технической конференции преподавателей, аспирантов и сотрудников Харьковской академии городского хозяйства: тез. докл.: в 3-х ч. 4.2. Городской электротранспорт, электроснабжение и освещение городов. –Х.: ХНАГХ, 1996. - С. 21.
65. Основы теории цепей: учеб. для вузов / Г.В.Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов.- 5-е, изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
66. Попов В.П. Основы теории цепей: учеб. для вузов / В.П. Попов. - . 2-е, изд. перераб. и доп. – М.: Высш. шк. , 1998 – 574 с.
67. Соскова И.А. Расчет перенапряжений в полупроводниковых ключах электронных аппаратов постоянного тока с учетом предвключенной индуктивности сети / И.А Соскова, П.Н.Алаев // Вісник нац. техн. ун-ту «ХПИ». Тематичний збірник наукових праць «Нові рішення у сучасних технологіях». - Х.: НТУ «ХПИ», 2001. - № 14. – С. 323 - 329.
68. Могилевский Г.В. Анализ методов защиты от коммутационных перенапряжений в бесконтактных выключателях постоянного тока / Г.В. Могилевский, А.В. Лифар // Низковольтное аппаратостроение. тр. ВНИИР. Чебоксары: - 1977. - С. 90 - 102.
69. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: справочник / В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гуревский и др.; под ред Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат. 1989. – 656 с.
70. Лифар А.В. Быстродействующие коммутационные элементы систем бесперебойного электроснабжения: автореф. дис. канд. техн. наук / А.В. Лифар. – Х. : ХПИ. 1981. – 24 с.
71. Дикань С.В. Исполнительные и реагирующие органы автоматических переключателей питания электроприёмников: автореф. дис. канд. техн. наук / С.В.Дикань. – Х.: ХПИ. 1982. – 24 с.
72. Сафи А.А. Тиристорные контакторы постоянного тока: автореф. дис. канд. техн. наук / А.А.Сафи. – М.: МЭИ – ТУ, 1999. – 20 с.
73. Диоды: справочник /О.П. Григорьев, В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, С.П. Пожидаев. – М.: Радио и связь, 1990. – 336 с.

74. Дикань С.В. Расчетные состояния в варисторных ограничителях импульсных перенапряжений / С.В. Дикань, К.К. Намитоков, В.П.Абрамова // Вестник Харьк. гос. политехн. Ун-та, научн. - техн. сб.. – 1996.- Вып. № 92. – С. 119 - 122.- (Серия «Электроэнергетика и преобразовательная техника»).
75. Гринберг Л.Я. Контактно-вентильный выключатель – новый коммутационный аппарат для тяговых сетей метрополитена: автореф. дис... канд. техн. наук: спец. 05.09.01 «Электрические машины и аппараты» / Л.Я. Гринберг. – М.: МЭИ, 1981. – 24 с.
76. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: справочное пособие / Б. Уильямс; пер. с англ. Н.Н. Ильин. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 462 с.
77. Eschrich F. IGBT Modules Simplify Inverter Design. / F. Eschrich. – Frankfurt: Fuji Electric, PSIM Europe, 1996. – 82 p.
78. Силовые полупроводниковые приборы: справочник / под ред. В.В. Токарева; пер. с англ. – М.: Энергия, 1995. – 256 с.
79. Matsuda H. New Advanced Power Semiconductors Toshiba Corporation / H. Matsuda. // – Tokyo: Power Conversion, 1999. – 139 p.
80. Mitsubishi Semiconductors. High Power Semiconductors. – [First Edition.]. – Tokyo: Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor Marketing Division, 1995. – 189 p.
81. Современные решения в области промышленной и силовой электроники на основе компонентов фирмы Infineon Technologies AG: материалы науч.-практ. семинара, 6 – 9 июня 2000 г., Москва / отв. ред. А.Н. Третьяков. – М.: МЭИ, 2000. – 424 с.
82. Флоренцев С.Н. Состояние и тенденции развития силовых IGBT-модулей / С.Н. Флоренцев // Электротехника. – 2000. – № 4. – С. 18 – 26.
83. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники: материалы докл. междунар. науч.-техн. семинара [«Применение силовой электроники в электротехнике»], Москва, 18 октября 2000 г.: тезисы докладов. – М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2000. – С. 145 – 150.
84. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк; пер. с нем. А.И. Иванов. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
85. Хорвиц П. Искусство схемотехники: В 3-х т.; пер. с англ. / П. Хорвиц, У. Хилл. – 4-е., изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993.
86. Електротехніка і мікросхемотехніка: підруч. для студентів ВНЗ : у 4-х т. / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Е.В.Сенько та ін.; за ред. В.І. Сенько. – К.: Обереги, 2000.
87. Токхайм Р. Микропроцессоры: Курс и упражнения: /пер. с англ. Р. Токхайм; под ред. В.Н. Грасевича. - М.: Энергоатомиздат, 1988. – 336 с.
88. Макарычев Ю.М. Микропроцессоры в электрических аппаратах / Ю.М. Макарычев, С.Ю.Рыжков, Т.П.Жизарева – М.: Изд-во МЭИ, 1997. – 265 с.
89. Сосков А.Г. Сверхбыстродействующие бесконтактные выключатели на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Электротехніка і Електромеханіка. – 2004. - № 2. – С. 46-50.

90. Сосков А.Г. Автоматизированные устройства пуска асинхронного двигателя на базе гибридных контакторов / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Светотехника и электроэнергетика . – 2004. - № 2 .С. 46 - 50.

91. А. с. 748542 СССР, МКИ<sup>2</sup> Н 01 Р9/30, Н 01 Р9/54. Контакттор переменного тока с бездуговой коммутацией / Г.В. Могилевский, А.Г. Сосков и др. (СССР). – №2690009/24-7; заявл. 04.12.78; опубл. 25.07.80, Бюл. № 26.

92. Пат. 22023 Україна, МПК<sup>8</sup> Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний контакттор змінного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаєва) І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2006 11929; заявл. 13.11.2006; опубл. 10.04.2007, Бюл. № 4.

93. Пат. 24209 Україна, МПК<sup>8</sup> Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний контакттор змінного струму / А.Г. Сосков, Я.Б. Форкун, Н.О. Рак (Сабалаєва), І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2007 00596; заявл. 22.01.2007; опубл. 25.06.2007, Бюл. № 9.

94. Пат. 30660 Україна, МПК<sup>8</sup> Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний комутаційний апарат змінного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаєва), О.Ю. Поліщук; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства. – № u2007 10952; заявл. 03.10.2007; опубл. 11.03.2008, Бюл. № 5.

95. Контакттори електромагнітні низьковольтні. Загальні технічні умови: ДСТУ2846-94.- [Чинний від 1994-01-01].- К: Держстандарт України, 1994 - IV, 5с.- (Національний стандарт України).

96. Пат. 33171 Україна, МПК<sup>8</sup> Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний двополюсний контакттор постійного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Сабалаєва, І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2008 01870; заявл. 13.02.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. № 11.

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**СОСКОВ** Анатолій Георгійович

**УДОСКОНАЛЕНІ СИЛОВІ КОМУТАЦІЙНІ  
НАПІВПРОВІДНИКОВІ АПАРАТИ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ**

Монографія

(Рос. мовою)

Відповідальний за випуск доц. *Я. Б. Форкун*  
Редактор *З. М. Москаленко*  
Комп'ютерне верстання *І. В. Волосожарова*  
Дизайн обкладинки *Г. А. Коровкіна*

Підп. до друку 15.02.2011  
Друк на ризографі  
Зам. №

Формат 60x84/1/16  
Ум. друк. арк. 9,2  
Тираж 500 пр.

Видавець і виготовлювач:  
Харківська національна академія міського господарства,  
вул. Революції, 12, Харків, 61002  
Електронна адреса: [rectorat@ksame.kharkov.ua](mailto:rectorat@ksame.kharkov.ua)  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:  
ДК №731 від 19.12.2001