



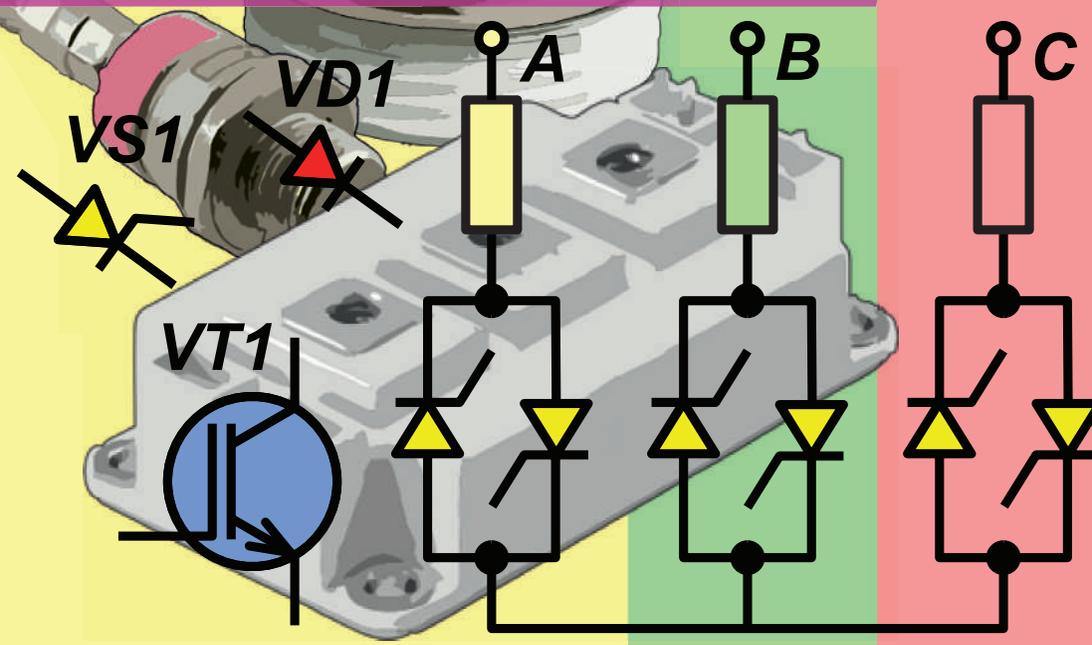
Уральский  
федеральный  
университет

имени первого Президента  
России Б.Н.Ельцина

Уральский  
энергетический  
институт

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ КОММУТАЦИОННЫХ АППАРАТОВ И РЕГУЛЯТОРОВ

Учебно-методическое пособие





Министерство образования и науки Российской Федерации  
Уральский федеральный университет  
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

# **ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ КОММУТАЦИОННЫХ АППАРАТОВ И РЕГУЛЯТОРОВ**

Учебно-методическое пособие

Рекомендовано методическим советом  
Уральского федерального университета  
для студентов вуза, обучающихся  
по направлению подготовки  
13.03.02 — Электроэнергетика и электротехника

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2017

УДК 621.316.7(075.8)

ББК 31.264я73

И88

Авторы:

В. И. Лузгин, С. Ю. Кропотухин, А. С. Коптяков, Д. А. Глушков

Рецензенты:

д-р техн. наук, проф. кафедры «Электрооборудование и электро-  
снабжение» *Г. К. Смолин* (ФГФОУ ВО «Российский государствен-  
ный профессионально-педагогический университет»);  
председатель Совета директоров ГК «РЭЛТЕК», канд. техн. наук  
*А. Ю. Петров*

Научный редактор — д-р техн. наук, доц. *И. В. Черных*

Исследование электронных коммутационных аппаратов и регу-  
ляторов : учебно-методическое пособие / В. И. Лузгин, С. Ю. Кро-  
потухин, А. С. Коптяков, Д. А. Глушков. — Екатеринбург : Изд-во  
Урал. ун-та, 2017. — 96 с.

ISBN 978-5-7996-2089-9

В учебно-методическом пособии рассматриваются принципы построения электронных коммутационных аппаратов и регуляторов постоянного и переменного тока большой мощности, приведены методы расчета электромагнитных процессов и выбора оборудования. В работе описаны экспериментальные стенды для выполнения научно-исследовательских работ с электронными аппаратами различного типа и даны методики обработки опытных данных и определения их характеристик.

Издание предназначено для студентов вуза, обучающихся по направлению подготовки 13.03.02 — Электроэнергетика и электротехника, и специалистов технических специальностей, может быть полезно для инженерно-технических работников предприятий и научно-исследовательских предприятий.

УДК 621.316.7(075.8)

ББК 31.264я73

ISBN 978-5-7996-2089-9

© Уральский федеральный  
университет, 2017

# Содержание

---

---

Введение .....	5
1. Исследование характеристик транзисторных реле .....	8
1.1. Основные принципы построения транзисторных реле .....	9
1.2. Разновидности реле с положительной обратной связью .....	12
1.2.1. Реле с коллекторной обратной связью .....	12
1.2.2. Реле с эмиттерной обратной связью .....	14
1.2.3. Реле с комбинированной обратной связью .....	14
1.3. Определение напряжений срабатывания и отпускания .....	15
1.3.1. Реле с коллекторной ОС .....	16
1.3.2. Реле с эмиттерной ОС .....	16
1.4. Расширение функций транзисторных реле .....	17
1.5. Экспериментальные исследования транзисторных реле .....	18
1.5.1. Описание экспериментальной установки .....	18
1.5.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований .....	20
1.6. Контрольные вопросы .....	21
2. Исследование характеристик тиристорных коммутационных аппаратов и регуляторов переменного тока .....	22
2.1. Однофазные регуляторы переменного тока .....	22
2.1.1. Силовые схемы .....	22
2.1.2. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при активной нагрузке .....	24
2.1.3. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при активно-индуктивной нагрузке .....	28
2.1.4. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при индуктивной нагрузке .....	31
2.2. Трехфазные регуляторы переменного тока .....	32
2.2.1. Силовые схемы трехфазных регуляторов .....	32
2.2.2. Анализ процессов трехфазного регулятора без нулевого провода при активной нагрузке .....	33
2.3. Схемы управления и автоматики .....	34
2.4. Экспериментальные исследования тиристорных переключателей переменного тока .....	36
2.4.1. Описание экспериментальной установки .....	37
2.4.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований .....	40
2.5. Контрольные вопросы .....	43

3. Исследование характеристик тиристорных коммутационных аппаратов постоянного тока с коммутирующим конденсатором.....	44
3.1. Свойства тириستоров и способы их выключения.....	45
3.2. Экспериментальные исследования тиристорных реле постоянного тока.....	52
3.2.1. Описание экспериментальной установки.....	52
3.2.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований.....	61
3.3. Контрольные вопросы.....	61
4. Исследование характеристик тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока с дозированной передачей энергии.....	63
4.1. Принципы построения схем тиристорно-конденсаторных регуляторов постоянного тока.....	64
4.2. Анализ электромагнитных процессов при работе тиристорного регулятора на активную нагрузку.....	67
4.3. Расчет характеристик тиристорных регуляторов постоянного тока без обратных диодов.....	72
4.3.1. Нагрузочные характеристики регулятора.....	73
4.3.2. Внешние характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов.....	79
4.3.3. Регулировочные характеристики.....	81
4.4. Расчет характеристик тиристорных регуляторов постоянного тока с обратными диодами.....	82
4.5. Экспериментальные исследования тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока.....	87
4.5.1. Описание экспериментальной установки.....	87
4.5.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований.....	90
4.6. Контрольные вопросы.....	92
Библиографический список.....	93

# Введение

---

**С**иловая электроника — это область электротехники, связанная с коммутацией и преобразованием электрической энергии. Современный этап развития силовой электроники, характеризующийся качественным скачком в развитии и массовом внедрении силовых электронных устройств, начался с промышленного освоения и серийного производства полностью управляемых быстродействующих силовых электронных ключей, мощность сигналов включения и выключения которых близка к нулю.

Создание современного поколения силовых полупроводниковых электронных приборов осуществлялось в двух основных направлениях: развитие полевых приборов и биполярных транзисторов с изолированным затвором (МОП-транзисторов и IGBT-транзисторов) и улучшение характеристик запираемых тиристоров (GTO, IGCT). Главным фактором, определяющим значимость и перспективность этих приборов, является их способность управлять большими потоками мощности по любому закону модуляции энергетических импульсов при минимальных мощностях, затрачиваемых на управление.

В настоящее время средствами силовой электроники нового поколения могут быть решены следующие задачи:

- обеспечение работы преобразователей переменного/постоянного тока в четырех квадрантах комплексной плоскости параметров переменного тока без применения средств искусственной коммутации ключей;

- получение токов и напряжений требуемой формы с регулированием их амплитуды, фазы и частоты в широких диапазонах;
- фильтрация высших гармоник тока (напряжения) несинусоидальной формы;
- регулирование амплитудно-частотных характеристик фильтрокомпенсирующих устройств;
- устранение кратковременных отклонений тока (напряжения) от допустимых значений;
- быстродействующая защита электронных устройств в аварийных режимах;
- обеспечение возможности более полного использования достижений современных информационных технологий, а также быстродействующих контроллеров в целях расширения возможностей управления регулируемым объектом.

Самой распространенной областью потребления электрической энергии является электропривод. Импульсная модуляция и цифровые средства управления позволяют перевести управление асинхронным двигателем на принципиально новый уровень, при котором возможно регулирование как скорости, так и момента асинхронного двигателя, приближая его по свойствам управляемости к двигателю постоянного тока. Значительный экономический и экологический эффект с применением управляемого электропривода достигается в электротранспорте, металлургическом прокатном производстве, при управлении газо- и гидроперекачивающими станциями.

Современные устройства силовой электроники обеспечивают повышение эффективности электроэнергетических систем и позволяют реализовать новые технологии управления потоками электроэнергии. К ним относятся устройства компенсации реактивной мощности в линиях электропередачи переменного тока, а также фильтрации высших гармоник тока и напряжения в системах электроснабжения, устройства симметрирования распределения нагрузки по фазам в трехфазных сетях и бесперебойного питания в системах электроснабжения (и др.).

Перспективным направлением развития коммутационной аппаратуры является создание электрических аппаратов с управляемой коммутацией, которая обеспечивается применением силовых полупроводниковых приборов для осуществления бездуговой коммутации электрической цепи, предотвращения опасных бросков тока и перенапряжений, увеличения ресурса оборудования и его надежности [2]. Для ограничения токов короткого замыкания в энергосистемах в последнее время разрабатываются сверхбыстродействующие выключатели с использованием тиристорной коммутации, в которых время коммутации многократно снижается по сравнению с обычным выключателем. Ограничители токов короткого замыкания с использованием силовой электроники являются новым типом устройств технологии гибкого управления линиями электропередачи переменного тока.

В настоящем пособии представлены материалы для выполнения научно-исследовательских работ с полупроводниковыми коммутационными аппаратами и регуляторами параметров электрической энергии на их основе. Изложены основные положения, которыми следует руководствоваться при выборе силовой схемы электронного аппарата постоянного и переменного тока. Приведены методики расчета характеристик электронных аппаратов постоянного и переменного тока, а также выбора силовых полупроводниковых вентилях и элементов силового оборудования. При выполнении научно-исследовательских работ следует руководствоваться установленным порядком экспериментального снятия характеристик и обработки данных при исследовании электронных аппаратов различного типа.

# 1. Исследование характеристик транзисторных реле

---

**Т**ранзисторные реле являются чувствительными элементами, срабатывающими по величине контролируемых параметров в системах автоматического управления, а также реагирующими органами устройств и систем защиты и предназначены для выявления аварийных режимов электроустановок путем контроля основных параметров электрической энергии: ток, напряжение, мощность, частота переменного тока, направление мощности и постоянного тока, гармонический состав. Контроль указанных параметров обеспечивает надежную защиту распределительной сети и основной массы потребителей. Эффективность действия защиты характеризуется такими параметрами, как чувствительность и надежность. Применение транзисторных реле в качестве реле защиты по сравнению с электромеханическими реле позволяет существенно улучшить их характеристики и уменьшить массогабаритные показатели, повысить быстродействие, обеспечить возможность регулирования коэффициента возврата и независимость параметров срабатывания от вида аварийного режима, минимизировать потребляемую мощность, повысить технологичность в их производстве.

## 1.1. Основные принципы построения транзисторных реле

---

При решении задач автоматического контроля, управления и регулирования в ряде случаев требуется, чтобы плавное изменение одной, управляющей, величины  $X$  вызывало скачкообразное изменение другой, управляемой, величины  $Y$  (рис. 1, *a*), Устройства, реализующие такой закон функциональной связи между двумя величинами (обычно электрическими), называют реле.

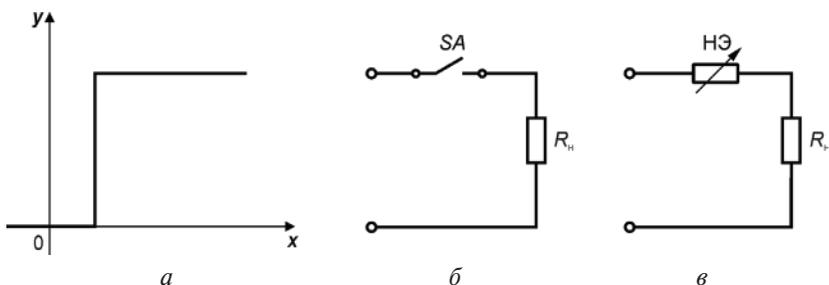


Рис. 1. Релейная характеристика (*a*) и схемы контактного (*б*) и бесконтактного (*в*) реле

По принципу воздействия на управляемую цепь реле делятся на контактные и бесконтактные. Контактные реле замыкают или размыкают цепь при помощи контактов  $SA$  (см. рис. 1, *б*), в бесконтактных реле требуемый эффект достигается за счет резкого изменения сопротивления нелинейного элемента  $HЭ$ , включаемого последовательно с управляемым объектом (см. рис. 1, *в*). В настоящее время в различных устройствах автоматики все большее применение находят бесконтактные реле, выполняемые на основе управляемых нелинейных элементов, которые обладают такими преимуществами, как отсутствие движущихся частей, отсутствие искро- и дугообразования при срабатывании, большой срок службы и т. д.

В данной работе исследуются транзисторные реле, которые дополнительно к указанным преимуществам бесконтактных реле имеют высокое быстродействие, малые габариты, повышенную вибростойкость [3].

Основой для построения транзисторных реле является двухкаскадный усилитель (рис. 2), выполненный на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$ .

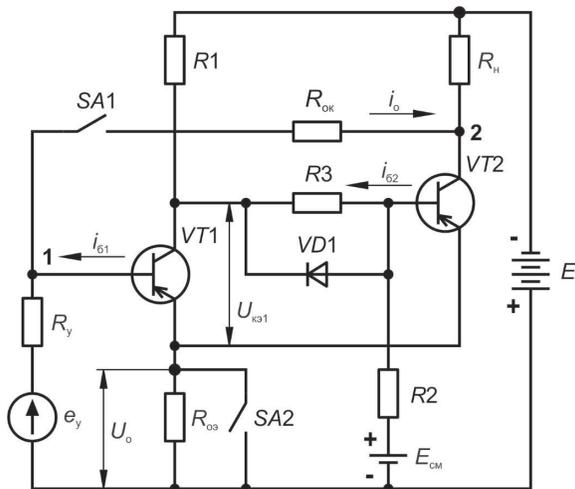


Рис. 2. Принципиальная схема транзисторного реле

Источник управляющего напряжения  $e_y$  с внутренним сопротивлением  $R_y$  включен между эмиттером и базой входного транзистора. Выходное напряжение первого каскада (напряжение  $U_{кз1}$  транзистора  $VT1$ ) через сопротивление межкаскадной связи  $R3$  (или через диод  $VD$ ) подается на вход второго каскада, то есть в цепь базы транзистора  $VT2$ . Нагрузка  $R_H$  усилителя обычно включается последовательно с выходным транзистором  $VT2$  (в принципе возможно подключение нагрузки параллельно выходному транзистору  $VT2$ ). Оба каскада усилителя подключены к общему источнику питания  $E_k$ . Для обеспечения надежного запираания выходного транзистора  $VT2$  (что бу-

дет соответствовать минимальному току нагрузки) применяется источник запирающего напряжения  $E_{см}$ , включаемый между эмиттером и базой транзистора  $VT2$ .

Допустим, что в исходном состоянии напряжение  $e_y$  имеет полярность, противоположную указанной на рис. 2, и величину  $e_{y1}$ , достаточную для того, чтобы транзистор  $VT1$  при заданном значении резистора  $R1$  находился в состоянии насыщения. В этом случае напряжение  $E_{см}$  обеспечивает надежное запирающее транзистора  $VT2$ , то есть он находится в состоянии отсечки, а ток нагрузки имеет минимальное значение (рис. 3, *a*).

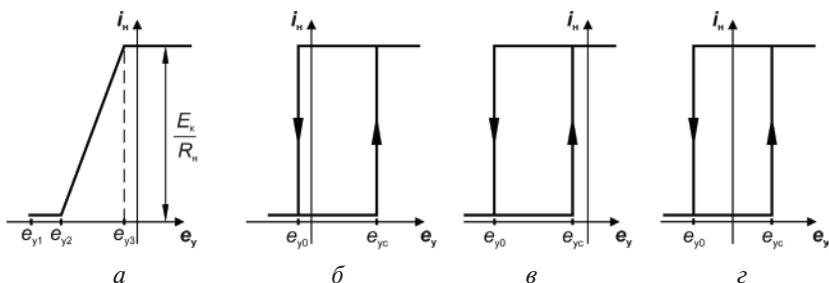


Рис. 3. Характеристики транзисторного реле:

*a* — без обратной связи; *б* — с обратной коллекторной связью; *в* — с обратной эмиттерной связью; *г* — с обратной комбинированной связью

Если теперь увеличивать относительную величину сигнала управления, то есть перемещать рабочую точку по оси абсцисс вправо, при некотором значении  $e_y$  транзистор  $VT1$  выйдет из состояния насыщения и его коллекторный ток начнет уменьшаться. Одновременно начинает возрастать падение напряжения  $U_{кэ1}$  на этом транзисторе, которое через сопротивление межкаскадной связи  $R3$  обеспечивает появление положительного базового тока  $i_{б2}$ , приводящего при значении  $e_y = e_{y2}$  к выходу транзистора  $VT2$  из состояния отсечки. Дальнейшее увеличение сигнала управления  $e_y$  приводит к полному отпиранию транзистора  $VT2$ , то есть переходу его в состояние насыщения при  $e_y = e_{y3}$ , и увеличивает ток нагрузки до максимально

возможного значения, равного примерно  $I_n = E_k/R_n$ . При снижении сигнала управления, то есть при смещении рабочей точки по оси абсцисс справа налево, процесс идет в обратном порядке. Сопротивление межкаскадной связи  $R_3$  может быть заменено диодом  $VD$ . В этом случае несколько возрастает общий коэффициент усиления усилителя и снижаются потери в нем.

Сравнение рис. 1, а и 3, а показывает, что характеристика простого двухкаскадного усилителя не является релейной, так как плавному изменению входной величины  $e_y$  соответствует плавное изменение выходной —  $i_n$ . Для получения релейной характеристики усилителя, подобной той, которая изображена на рис. 1, а, применяют обратные связи по напряжению или току. При наличии обратной связи величина базового тока  $i_{б1}$  транзистора  $VT1$  определяется не только управляющим сигналом, но и падением напряжения на выходном транзисторе или его эмиттерным током. Причем, если обратная связь положительна, то она вызывает дополнительное приращение базового тока входного транзистора  $VT1$ , совпадающее по знаку с первоначальным изменением этого тока, вызванным изменением управляющего сигнала  $e_y$ . В быстродействующих транзисторных реле применяется положительная обратная связь. Ниже для сокращения она будет называться просто «обратная связь». Различают три вида обратной связи: 1) коллекторная; 2) эмиттерная; 3) комбинированная.

## **1.2. Разновидности реле с положительной обратной связью**

---

### **1.2.1. Реле с коллекторной обратной связью**

Если соединить коллектор выходного транзистора  $VT2$  (точка 2 на рис. 2) с базой входного транзистора  $VT1$  (точка 1 на рис. 2) через сопротивление  $R_{ок}$ , получится усилитель с обрат-

ной коллекторной связью (это соответствует замкнутому положению ключа  $SA1$  на рис. 2, ключ  $SA2$  при этом также замкнут). По мере увеличения обратной связи, то есть по мере уменьшения сопротивления  $R_{ок}$ , характеристики усилителя становятся все круче и, наконец, при некотором значении  $R_{ок}$  усилитель переходит в релейный режим.

В этом случае схема работает следующим образом. Допустим, что в исходном состоянии транзистор  $VT1$  открыт, а  $VT2$  — закрыт, что соответствует отключенной нагрузке  $R_H$ . При относительном увеличении сигнала управления  $e_y$  (смещении рабочей точки по оси абсцисс вправо, см. рис. 3, б) оба транзистора —  $VT1$  и  $VT2$  — оказываются в активном состоянии, причем первый из них начинает закрываться, а второй открываться. Отпирание транзистора  $VT2$  приводит к тому, что падение напряжения на нем начинает уменьшаться, а это приводит к уменьшению тока  $i_o$  обратной связи. Уменьшение тока  $i_o$  снижает базовый ток  $i_{б1}$  транзистора  $VT1$  и приводит к еще большему его запираению. Запирание транзистора  $VT1$  приведет к еще большему отпиранию  $VT2$  и т. д. до того момента, пока транзистор  $VT2$  не окажется в состоянии насыщения. В этом режиме нагрузка  $R_H$  будет подключена, так как через нее протекает максимально возможный ток. Напряжение управления, при котором происходит подключение нагрузки реле, по аналогии с электромеханическими реле называется напряжением срабатывания —  $e_{yc}$ .

При уменьшении  $e_y$  (смещении рабочей точки по оси абсцисс влево) процесс протекает следующим образом. При некотором значении  $e_y$  оба транзистора вновь оказываются в активном состоянии, причем первый из них теперь открывается, а второй закрывается. Отпирание транзистора  $VT1$  вызывает запираение транзистора  $VT2$  и увеличивает падение напряжения на нем, а это, в свою очередь, увеличивает ток обратной связи  $i_o$ . Увеличение  $i_o$  приводит к еще большему отпиранию  $VT1$  и т. д. до того момента, пока транзистор  $VT2$  полностью не закроется. Такое состояние схемы снова будет соответствовать отклю-

ченной нагрузке. Напряжение управления, при котором происходит отключение нагрузки реле, называется напряжением отключения  $e_{yo}$ .

### 1.2.2. Реле с эмиттерной обратной связью

Обратная эмиттерная связь осуществляется путем включения сопротивления  $R_{оэ}$  в общую цепь эмиттеров обоих транзисторов (это соответствует разомкнутому положению ключа  $SA2$  на рис. 2, при этом ключ  $SA1$  также разомкнут). Допустим, что в исходном состоянии транзистор  $VT1$  открыт, а  $VT2$  закрыт, то есть нагрузка отключена. При увеличении сигнала  $e_y$  оба транзистора переходят в активное состояние, причем первый из них начинает закрываться, а второй открываться. Отпирание второго транзистора вызывает увеличение его эмиттерного тока, который на сопротивлении  $R_{оэ}$  создает падение напряжения  $U_o$ , увеличивающее запирающий ток первого транзистора. В результате этого первый транзистор еще более запирается, второй соответственно еще более отпирается и т. д. до момента, пока второй транзистор полностью не откроется и его эмиттерный ток перестанет изменяться. Это будет соответствовать включенному положению нагрузки (рис. 3, в). Если теперь уменьшать сигнал управления, транзистор  $VT1$  начинает приоткрываться, а транзистор  $VT2$  выходит из состояния насыщения. При этом его эмиттерный ток уменьшается и, следовательно, уменьшается падение напряжения на сопротивлении  $R_{оэ}$ , что способствует еще большему отпиранию транзистора  $VT1$ . Транзистор  $VT2$  запирается еще сильнее и т. д. до того момента, пока транзистор  $VT2$  окончательно не закроется, то есть нагрузка будет отключена.

### 1.2.3. Реле с комбинированной обратной связью

Для повышения эффективности работы транзисторного реле необходимо соблюдать следующие условия. Если сопротивление цепи управления  $R_y > R_n$ , то нужно применять реле с обрат-

ной коллекторной связью. Если  $R_y < R_n$ , нужно применять реле с обратной эмиттерной связью. Таким образом, реле как с коллекторной, так и с эмиттерной связью целесообразно применять только при определенной величине внутреннего сопротивления  $R_y$  цепи управления. Необходимо отметить также, что в реле с обратной коллекторной связью изменением сопротивления обратной связи можно изменять практически только напряжение срабатывания, а в реле с обратной эмиттерной связью изменением сопротивления обратной связи можно изменять только напряжение отключения. Для того чтобы снять ограничения по величине сопротивления цепи управления, а также иметь возможность отдельно регулировать напряжение включения и отключения, применяют реле с комбинированной обратной связью, в котором имеется как коллекторная, так и эмиттерная обратная связь. На рис. 2 это будет соответствовать замкнутому положению ключа  $SA1$  и разомкнутому положению ключа  $SA2$ . Особенностью работы такого реле является то, что при срабатывании реле определяющую роль играет обратная коллекторная связь, а при отключении — обратная эмиттерная связь. Возможность отдельного регулирования напряжения срабатывания и отключения позволяет получить такую характеристику реле, при которой его переход из одного состояния в другое обеспечивается только переменной знака управляющего напряжения, то есть реле становится поляризованным (см. рис. 3,  $z$ ), что в ряде случаев дает дополнительные преимущества реле.

### **1.3. Определение напряжений срабатывания и отпускания**

---

Срабатывание реле происходит при увеличении напряжения управления  $e_y$  с выходом транзистора  $VT2$  на границу отсечки, а отпускание — при увеличении  $|e_y|$  с выходом  $VT2$  на границу

насыщения. При малейшем дальнейшем изменении  $e_y$  транзистор VT2 переходит в активную зону, начинают изменяться выходные параметры реле и за счет действия механизма ОС развивается неуправляемый лавинообразный процесс, оканчивающийся либо полным открытием VT2 (при срабатывании), либо полным закрытием (при отпуске).

Определим напряжения срабатывания и отпускания при известных элементах схемы.

### 1.3.1. Реле с коллекторной ОС

Для входного контура (см. рис. 2) по второму закону Кирхгофа, учитывая положительные направления токов и напряжений, можно записать

$$e_y = -(i_{61} - i_o)R_y - u_{\text{эб1}}. \quad (1)$$

При отпуске реле (VT2 на границе насыщения) ток обратной связи  $i_o \approx 0$ :

$$e_{y0} = -R_y \cdot \frac{I_{\text{к1}(H_2)}}{\beta_1} - u_{\text{эб1}}^0, \quad (2)$$

где  $I_{\text{к1}(H)}$  — ток коллектора, а  $\beta_1$  — коэффициент усиления первого транзистора.

При срабатывании реле (VT2 на границе отсечки) напряжение срабатывания

$$e_{yc} = E_k \cdot \frac{R_y}{R_{\text{ок}} + R_{\text{н}}} - R_y \cdot \frac{I_{\text{к1}(O_2)}}{\beta_1} - u_{\text{эб1}}^c. \quad (3)$$

### 1.3.2. Реле с эмиттерной ОС

Для входного контура (рис. 2) согласно второму закону Кирхгофа

$$e_y = -i_y \cdot R_y - U_o - u_{\text{эб1}}. \quad (4)$$

При срабатывании реле ( $VT2$  на границе отсечки), когда  $I_{с2} = 0$ , полагая  $\beta_1 \gg 1$ , имеем

$$e_{yc} = -I_{к1(O_2)} \left( \frac{R_y}{\beta_1} + R_{o3} \right) - U_{эб1}^c. \quad (5)$$

При отпускании реле ( $VT2$  на границе насыщения) получаем напряжение отпускания

$$e_{yo} = -\frac{E_k \cdot R_{o3}}{R_H + R_{o3}} - R_y \frac{I_{к1(H_2)}}{\beta_1} - u_{эб1}^o. \quad (6)$$

## **1.4. Расширение функций транзисторных реле**

---

Полученные математические выражения параметров срабатывания и отпускания реле с коллекторной ОС и с эмиттерной ОС позволяют определить основные характеристики транзисторных реле, такие как чувствительность, коэффициент возврата, быстродействие и факторы, влияющие на них.

Следует отметить, что транзисторный двухкаскадный усилитель тока, лежащий в основе схем транзисторных реле, из-за относительно невысоких коэффициентов усиления по току транзисторов не позволяет обеспечить высокую чувствительность реле.

Развитие электронных технологий принципиальным образом изменило возможности расширения функций и улучшения характеристик современных транзисторных реле. В настоящее время в транзисторных реле в качестве релейного элемента используются операционный усилитель с обратной положительной связью и силовой транзистор типа МОП-БТ для коммутации цепей постоянного тока. Усложнение схем электронной защиты и расширение функций транзисторных реле обусловило создание реле в едином корпусе по интегральной технологии, так называемые «интеллектуальные реле» [6].

## 1.5. Экспериментальные исследования транзисторных реле

---

---

*Цель исследования* — ознакомление с различными схемами построения транзисторных реле и их характеристиками при различных видах обратной связи.

### 1.5.1. Описание экспериментальной установки

Принципиальная схема установки приведена на рис. 4. Она состоит из собственно реле, нагрузки  $R_n$ , блока питания, измерительных приборов и переключателей, позволяющих включать и отключать обратную связь или изменять ее величину. Собственно реле выполнено на транзисторах  $VT1$  (входном) и  $VT2$  (выходном). В схему реле входят резисторы  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  межкаскадной связи, а также резисторы  $R_{ок}$  обратной коллекторной связи, которые включаются переключателем  $SA1$ , и резисторы  $R_{оз}$  обратной эмиттерной связи, которые включаются переключателем  $SA2$ . Нагрузка  $R_n$  включена последовательно с выходным транзистором  $VT2$ . Блок питания выполнен на силовом трансформаторе  $T1$  и включает в себя три изолированных выпрямителя  $VD1$ ,  $VD2$ ,  $VD3$  с фильтровыми конденсаторами  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ . Выпрямитель  $VD1$  обеспечивает коллекторное напряжение для входного  $VT1$  и выходного  $VT2$  транзисторов, а также питание нагрузки. Выпрямитель  $VD2$  обеспечивает питание входной цепи реле, причем резистор  $R4$  позволяет изменять величину и полярность входного напряжения, а резистор  $R_y$  позволяет регулировать величину сопротивления в цепи управления реле. Выпрямитель  $VD3$  служит для надежного запираания транзистора  $VT2$  в режиме «выключено». Измерение входного напряжения осуществляется при помощи вольтметра  $PV1$  ( $0 \pm 2$  В), а измерение выходного тока — при помощи амперметра  $PA1$  ( $0 \div 1$  А). Переключатель  $SA3$  служит для изменения пределов измерения вольтметра  $PV1$ .

Эскиз панели экспериментального стенда транзисторного реле представлен на рис. 5. Переключатели  $SA1$ ,  $SA2$ , резисторы  $R4$  ( $e_y$ ),  $R_y$  расположены в нижней части панели. Измерительные приборы и переключатель пределов измерения вольтметра  $SA3$  расположены в верхней части панели.

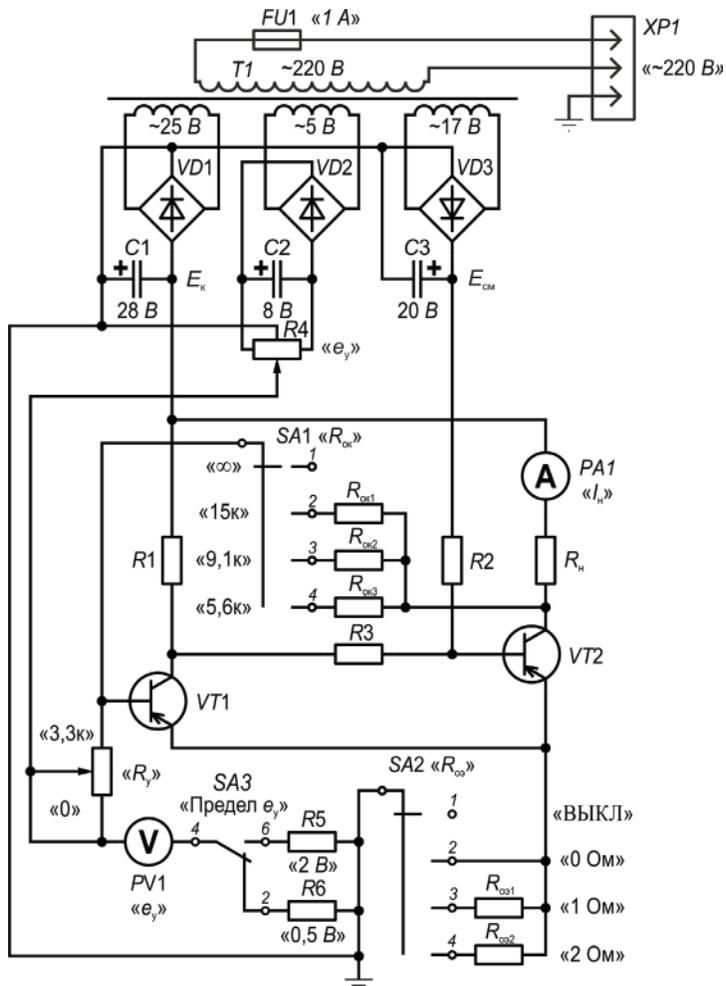


Рис. 4. Схема экспериментальной установки

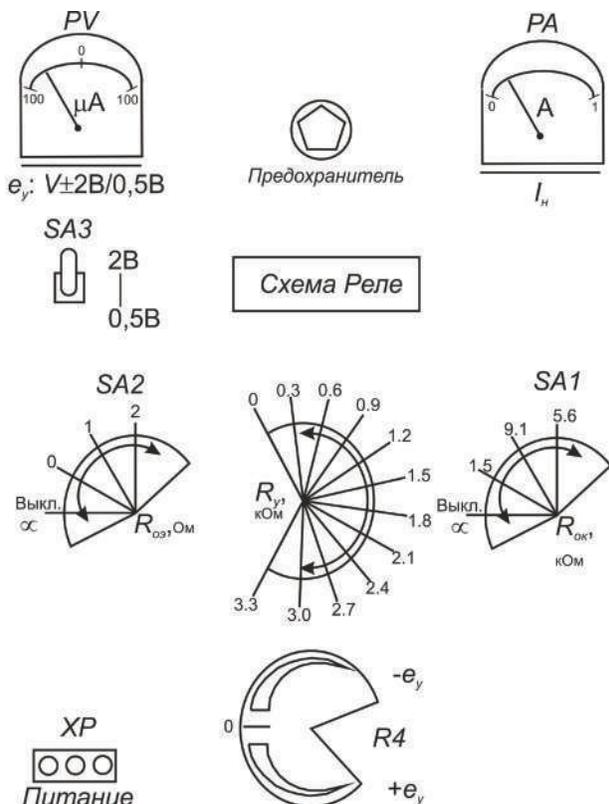


Рис. 5. Эскиз панели экспериментальной установки «транзисторное реле»

### 1.5.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований

- 1) Ознакомиться со схемой экспериментальной установки и назначением органов управления.
- 2) Поставить органы управления в следующее положение:
  - 2.1) переключатель SA1 — в положение « $\infty$ »;
  - 2.2) переключатель SA2 — в положение «0»;
  - 2.3) переключатель SA3 — в положение «2»;
  - 2.4) резистор  $R_y$  — в положение « $R_{y\text{ макс}}$ ».

- 3) Подать на схему питающее напряжение 220 В и проверить не «зашкаливают» ли приборы.
- 4) Снять зависимость  $i_n = f(e_y, R_y)$  в режиме без обратных связей.
- 5) Снять зависимость  $i_n = f(e_y, R_{ок})$  при  $R_y = \text{const}$  и  $R_{оэ} = 0$  в режиме с обратной коллекторной связью.
- 6) Снять зависимость  $i_n = f(e_y, R_{оэ})$  при  $R_y = 0$  и  $R_{ок} = \infty$  в режиме с обратной эмиттерной связью.
- 7) Снять зависимость  $i_n = f(e_y)$  при  $R_y = 0$  и  $R_y = R_{y\text{макс}}$  в режиме с обратной комбинированной связью.

## 1.6. Контрольные вопросы

---

---

1. Какое влияние оказывает положительная обратная связь на характеристики двухкаскадного транзисторного усилителя?
2. В чем сущность коллекторной и эмиттерной обратной связи?
3. Чем отличаются реле с коллекторной и эмиттерной обратной связью с точки зрения их применения в схемах автоматики?
4. Какие преимущества дает комбинированная обратная связь?
5. В каких конкретных схемах могут быть применены быстродействующие транзисторные реле?

## **2. Исследование характеристик тиристорных коммутационных аппаратов и регуляторов переменного тока**

---

---

**Р**азвитие силовых полупроводниковых приборов, обладающих недостаточным для контактных аппаратов быстродействием и низкой мощностью управления, вызвало интенсивную разработку электронных коммутационных аппаратов, осуществляющих не только операции «включено-выключено», выполняемых контактными аппаратами, но и функции регулирования параметров электрической энергии [4].

Переменный ток позволяет широко использовать обычные не полностью управляемые тиристоры с естественной коммутацией и применять принцип фазового регулирования напряжения на выходе коммутационного аппарата.

### **2.1. Однофазные регуляторы переменного тока**

---

---

#### **2.1.1. Силовые схемы**

Как известно, однооперационный тиристор является полупроводниковым прибором с неполным управлением, то есть для его выключения требуется изменение направления анодного тока или напряжения. В тиристорных регуляторах переменного тока это обеспечивается изменением полярности напряжения питающей сети.

Рассмотрим схемы однофазных регуляторов.

В схеме рис. 6, *а* последовательно с нагрузкой включены два встречно-параллельных тиристора  $VS1$  и  $VS2$ . При закрытых тиристорах напряжение на нагрузке равно нулю. При отпирании тиристорах на нагрузке появляется симметричное синусоидальное напряжение, так как встречно-параллельные тиристоры обеспечивают подачу положительной и отрицательной полуволн питающего напряжения на нагрузку при подаче на них импульсов управления синхронно с напряжением сети.

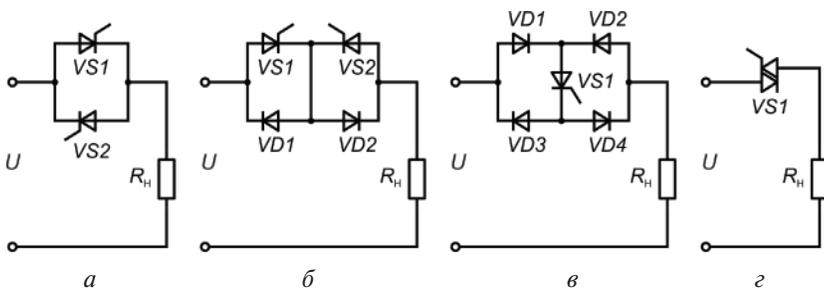


Рис. 6. Схемы однофазных регуляторов переменного тока:

- а* — со встречно-параллельными тиристорами; *б* — со встречно-включенными тиристорами и диодами; *в* — диодно-мостовая с тиристором в диагонали;
- г* — с симистором

В рассмотренной схеме для отпирания тиристорах требуется два разнопотенциальных источника управляющих импульсов. В схеме рис. 6, *б* оба тиристора управляются от одного общего источника, что упрощает систему управления. Однако в этой схеме, во-первых, требуется два дополнительных диода; во-вторых, при открытом регуляторе ток протекает одновременно по тиристорам и диодам (например, в один из полупериодов по тиристорам  $VS1$  и диоду  $VD2$ ), что вызывает увеличенные потери напряжения в регуляторе по сравнению со схемой рис. 6, *а*.

Используя диодный мост, можно одним тиристором переключать обе полуволны переменного тока (см. рис. 6, *в*). В этом случае уменьшается в два раза число тиристорах и соответствен-

но уменьшается мощность источника управления, что дает некоторые преимущества этой схеме. Однако она также имеет свои недостатки. Во-первых, требуется четыре дополнительных диода; во-вторых, ток протекает здесь одновременно по трем элементам: тиристор и двум диодам, что еще более снижает КПД такого регулятора; в-третьих, в данной схеме тиристор должен иметь хорошие динамические параметры, в частности, уменьшенное время восстановления управляемости. В противном случае при снятии управляющих импульсов тиристор не будет отключать цепь нагрузки, так как время, предоставляемое для восстановления его управляемости, в последней схеме резко сокращается по сравнению с предыдущими.

Существенное упрощение схемы однофазного регулятора достигается применением симметричных тиристоров (см. рис. 6, *з*). Однако последние уступают обычным тиристорам по предельно допустимым значениям токов и напряжений, а также по динамическим характеристикам.

### **2.1.2. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при активной нагрузке**

Наибольшее распространение имеет схема однофазного регулятора переменного тока со встречно-параллельными тиристорами (см. рис. 6, *а*).

При активной нагрузке ток и напряжение совпадают по форме. Угол управления  $\alpha$  может изменяться в пределах от 0 до  $\pi$ . На рис. 7 приведены диаграммы тока и напряжения на нагрузке в функции от  $\vartheta = \omega t$  при разных углах включения тиристоров,  $\omega$  — угловая частота питающего напряжения  $u$ . Диаграммы показывают, что при увеличении  $\alpha$  уменьшается угол проводимости тиристоров  $\lambda$ , изменяется форма выходного напряжения и тока в нагрузке.

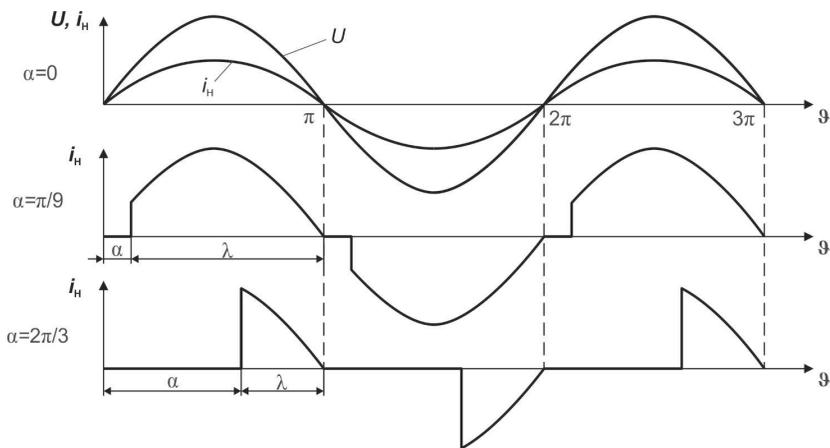


Рис. 7. Диаграммы тока и напряжения регулятора со встречно-параллельными тиристорами при активной нагрузке

Регулятор со встречно-параллельными тиристорами позволяет осуществлять регулирование и стабилизацию выходного напряжения, которые достигаются изменением формы кривой напряжения при фазовом управлении угла включения тиристоров в пределах  $0 \leq \alpha \leq \pi$ . Действующее значение напряжения на активной нагрузке регулируется по закону:

$$U_{\text{н.д}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U \cdot \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (7)$$

где  $U$  — действующее значение входного напряжения.

Действующее значение тока в нагрузке определяется по формуле

$$I_{\text{н.д}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (8)$$

где  $I_m = \frac{U_m}{R_n}$ .

Среднее значение тока в нагрузке находится из выражения

$$I_{н.ср} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_n d\vartheta = \frac{I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_m}{\sqrt{2}} (1 + \cos \alpha). \quad (9)$$

Изменение формы кривой выходного напряжения приводит к возрастанию коэффициентов формы, одинаковых при активной нагрузке для напряжения и для тока:

$$K_{\phi} = \frac{I_n}{I_{н.ср}} = \frac{\pi}{1 + \cos \alpha} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (10)$$

При регулировании угла управления  $0 \leq \alpha \leq \pi$  ток и напряжение на нагрузке изменяются от максимальных значений до 0 и имеют несинусоидальную форму.

На рис. 8 приведены регулировочные характеристики действующего напряжения на нагрузке ( $U_{нд}^*$ ) и его гармонических составляющих ( $U_{m1}^*$ ,  $U_{m3}^*$ ,  $U_{m5}^*$ ,  $U_{m7}^*$ ) в относительных единицах.

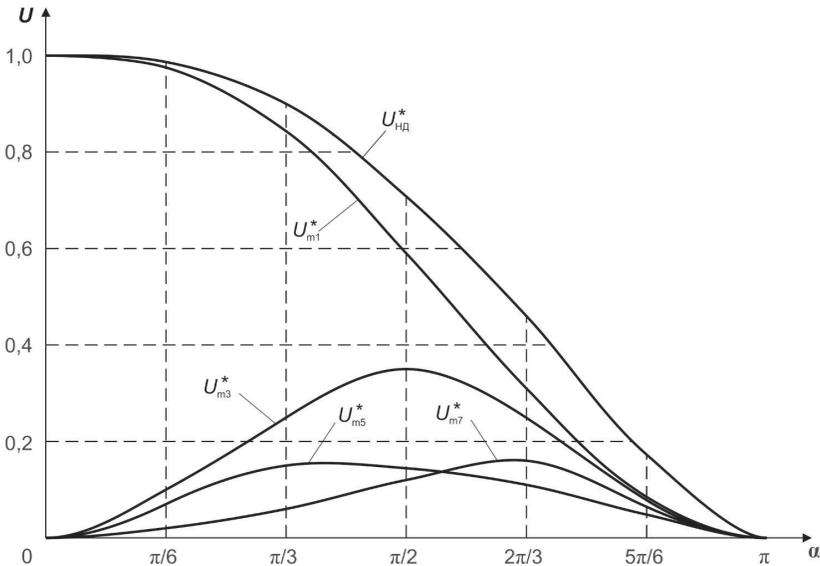


Рис. 8. Регулировочные характеристики однофазного регулятора при работе на активную нагрузку

Основная гармоника выходного напряжения и ее фазовый сдвиг также зависят от угла управления и могут быть определены как результат разложения кривой выходного напряжения в ряды Фурье:

$$U_{m1} = U_m \sqrt{\frac{\sin^4 \alpha}{\pi^2} + \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)^2}, \quad (11)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{\sqrt{\left(\frac{\sin 2\alpha}{\pi}\right)^2 + \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)^2}}. \quad (12)$$

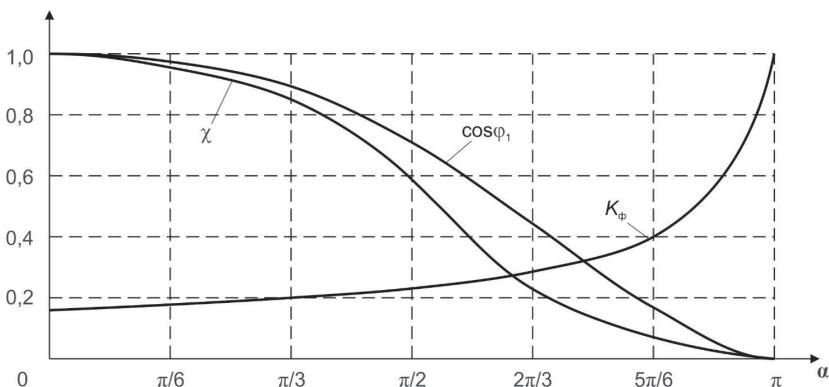


Рис. 9. Зависимость коэффициента мощности  $\chi$ ,  $\cos \varphi_1$ -фазового сдвига основной гармоники напряжения на нагрузке, коэффициента формы кривой выходного напряжения  $K_\Phi$  от угла включения тиристоров  $\alpha$

Показатели качества потребляемой энергии могут быть оценены коэффициентом искажения формы выходного тока и напряжения:

$$v = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}U_{н.д}} = \sqrt{\frac{\frac{\sin^4 \alpha}{\pi^2} + \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)^2}{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}} \quad (13)$$

и коэффициентом мощности как отношение активной мощности к полной мощности нагрузки:

$$\chi = \frac{P}{S} = v \cdot \cos \varphi_1. \quad (14)$$

Графическое представление некоторых характеристик приведено на рис. 9.

### 2.1.3. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при активно-индуктивной нагрузке

Схема регулятора и диаграммы его работы приведены на рис. 10.

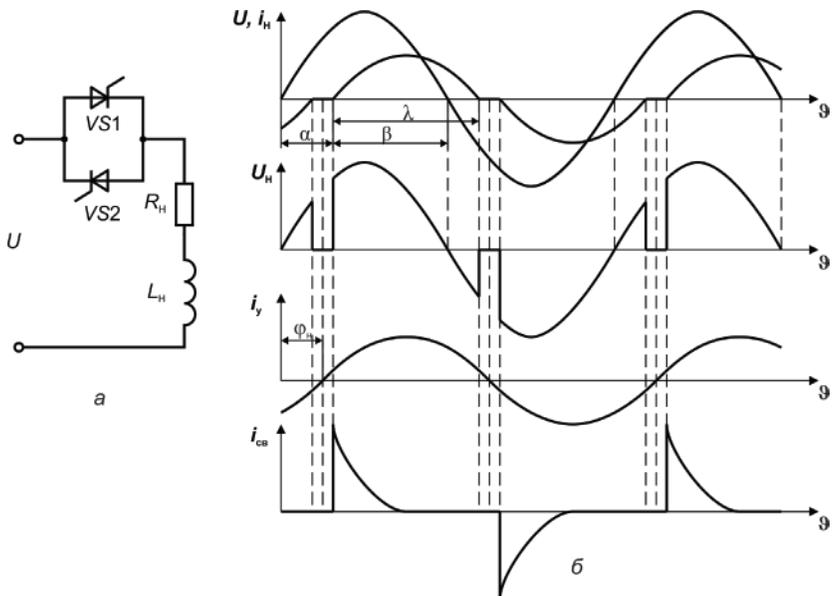


Рис. 10. Схема регулятора (а) и диаграммы его работы на активно-индуктивную нагрузку (б)

При включении тиристорov  $V S1$ ,  $V S2$  развивается переходный процесс в цепи нагрузки, ток в которой может быть представлен в виде суммы двух составляющих — свободной  $i_{св}$  и установившейся  $i_y$ :

$$i_H = i_{св} + i_y = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \left[ \sin(\vartheta - \varphi_H) - \sin(\alpha - \varphi_H) e^{\frac{\alpha - \vartheta}{\omega \tau}} \right], \quad (15)$$

где  $\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ ;  $\tau = \frac{L_H}{R_H}$ ;  $\alpha$  — угол включения тиристорov;

$\tau$  — постоянная времени цепи;  $\varphi_H$  — угол сдвига фаз.

Длительность  $\lambda$  протекания тока  $i_H$  через тиристор можно определить, приравняв к нулю (15).

В зависимости от соотношения углов  $\alpha$  и  $\varphi_H$  изменяется максимальное значение тока  $i_H(\vartheta)$  и угол проводимости тиристорov  $\lambda$ , что обуславливает возможность трех различных режимов протекания тока:

$$\left. \begin{array}{l} 1) \alpha > \varphi_H; \lambda < \pi \\ 2) \alpha < \varphi_H; \lambda > \pi \\ 3) \alpha = \varphi_H; \lambda = \pi \end{array} \right\}. \quad (16)$$

При  $\alpha < \varphi_H$   $\lambda$  увеличивается свыше  $\pi$ , что приводит к несимметричному режиму работы, вызванному тем, что к моменту подачи импульса управления на следующий тиристор, предшествующий тиристор находится в проводящем состоянии еще некоторое время. Рабочими режимами регулирования являются режимы в диапазоне  $\varphi_H \leq \alpha \leq \pi$ .

При  $\alpha = \varphi_H$  свободная составляющая отсутствует и мгновенное значение тока на интервалах проводимости тиристорov определяется из выражения

$$i_H = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sin(\vartheta - \varphi_H). \quad (17)$$

Действующее значение тока и напряжения на нагрузке при  $\alpha = \varphi_H$  можно найти по формулам:

$$I_H = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\varphi_H}^{\pi + \varphi_H} \sin^2(\vartheta - \varphi_H) d\vartheta}, \quad (18)$$

$$I_{H,д} = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sqrt{\left(1 - \frac{\varphi_H}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi_H}{2\pi}\right)}, \quad (19)$$

$$U_{H,д} = U \sqrt{1 - \frac{\varphi_H}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi_H}{2\pi}}. \quad (20)$$

При изменении соотношения индуктивной и активной составляющих сопротивления нагрузки диапазон регулирования выходного напряжения уменьшается, т. к. угол регулирования должен быть в пределах  $(\varphi_H \leq \alpha \leq \pi)$ . Регулировочные характеристики  $U_{H,д}^*(\alpha)$  (рис. 11) при различных значениях  $\varphi_H$  имеют значительную нелинейность, обусловленную влиянием высокого уровня гармонических составляющих.

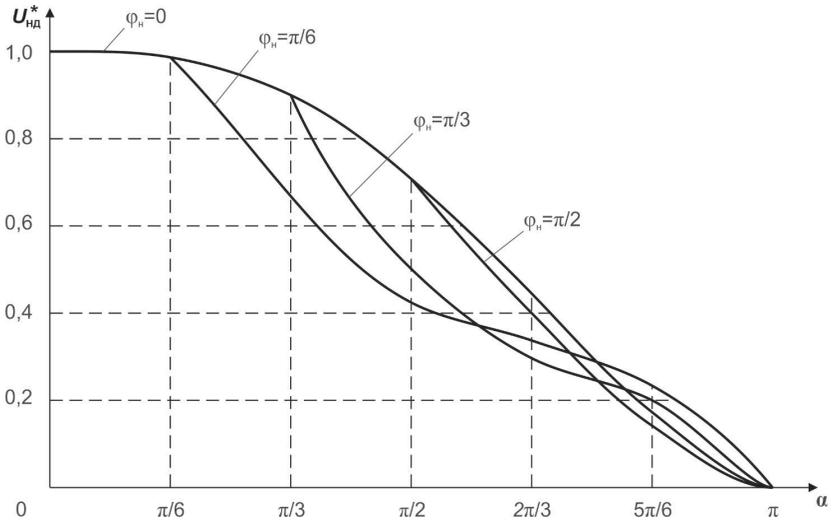


Рис. 11. Регулировочные характеристики однофазного регулятора при работе на активно-индуктивную нагрузку

При  $\varphi_n = \pi/2$  нагрузка становится индуктивной, а силовая цепь регулятора со встречно-параллельными тиристорами и индуктивностью может использоваться как регулируемое индуктивное сопротивление в схемах компенсации реактивной мощности систем энергоснабжения.

### 2.1.4. Анализ процессов в схеме однофазного регулятора при индуктивной нагрузке

Работа на индуктивную нагрузку отличается отсутствием затухания свободной составляющей тока  $i_{св}$ , так как  $\tau = L_n/R_n$  стремится к бесконечности.

Диаграммы работы регулятора на индуктивную нагрузку, приведенные на рис. 12, показаны при угле включения тиристоров  $\alpha = \pi/2$ . Для упрощения введем угол управления  $\beta = \pi - \alpha$ , который изменяется в пределах  $0 < \beta < \pi/2$ .

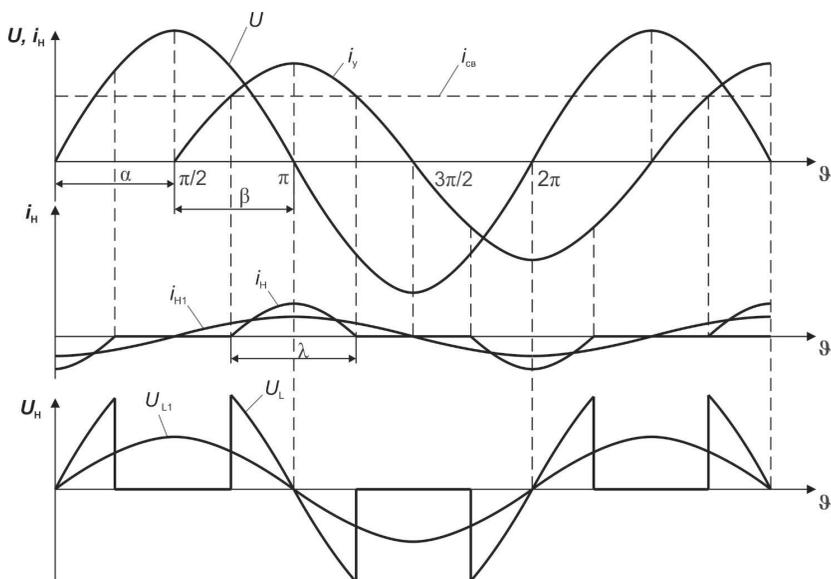


Рис. 12. Диаграммы тока и напряжения регулятора при работе на индуктивную нагрузку

Действующее значение первой гармоники

$$I_{H1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_m \left( \beta - \frac{\sin 2\beta}{2} \right), \quad (21)$$

где  $I_m = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{\omega L_H}$  — амплитуда тока в установившемся режиме при  $\beta = 0$ .

Из этого выражения видно, что с ростом угла  $\beta$  от 0 до  $\pi/2$  первая гармоника тока уменьшается, что эквивалентно увеличению индуктивного сопротивления

$$X_{\text{экв}} = \frac{\pi X_H}{2\beta - \sin 2\beta}, \quad (22)$$

где  $X_H = \omega L_H$  — индуктивное сопротивление реактора.

В диапазоне регулирования  $0 < \beta < \pi/2$  ( $X_{\text{экв}}(\beta)$ ) изменяется от  $X_{\text{экв}} = \omega L_H$  до  $X_{\text{экв}} = \infty$ ,  $\beta = 0$ . Таким образом, тиристорный регулятор с индуктивностью  $L_H$  на выходе можно рассматривать как индуктивность, регулируемую системой электронного управления. Такой способ регулирования широко используется в электроэнергетике для компенсации реактивной мощности в устройствах, состоящих из параллельно соединенных групп конденсаторов и реактора со встречноключенными тиристорами.

---

## 2.2. Трехфазные регуляторы переменного тока

---

### 2.2.1. Силовые схемы трехфазных регуляторов

Трехфазные переключатели переменного тока выполняются на основе однофазных схем (рис. 13), где  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  симметричная система трехфазного напряжения  $u$ .

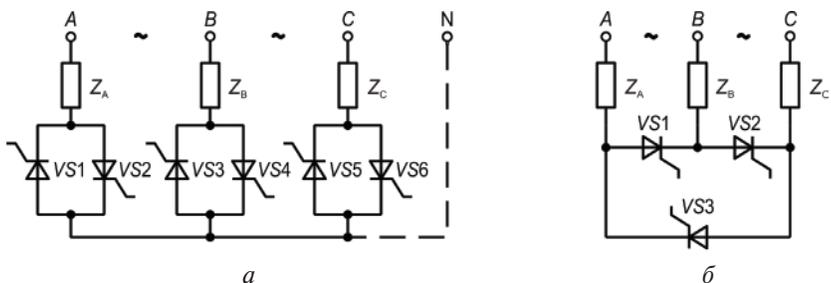


Рис. 13. Принципиальные схемы трехфазных регуляторов переменного тока

Режим работы в схеме (см. рис. 13) существенно зависит от наличия нулевого провода. В схеме с нулевым проводом токи через тиристоры во всех фазах независимы друг от друга и режимы работы характеризуются уравнениями, приведенными для однофазной схемы.

В схеме (см. рис. 13, а) без нулевого провода работа всех трех фаз взаимосвязана и для протекания тока нагрузки необходимо открытое состояние тиристоров одновременно в двух либо трех фазах. В этом варианте тиристоры защищены от токов короткого замыкания при замыкании нагрузки в одной из фаз на землю.

Схема (рис. 13, б) содержит три тиристора. При активной нагрузке для регулирования выходного тока от максимума до нуля фаза управляющего импульса должна изменяться в диапазоне от  $0$  до  $210^\circ$ . При активно-индуктивной нагрузке этот диапазон уменьшается.

## 2.2.2. Анализ процессов трехфазного регулятора без нулевого провода при активной нагрузке

Действующее значение напряжения на активной нагрузке для разных интервалов угла управления  $\alpha$  определяется следующими уравнениями:

Для диапазона  $0 < \alpha < \pi/3$ :

$$U_{н.д} = \sqrt{2}U \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]}. \quad (23)$$

Для диапазона  $\pi/3 < \alpha < \pi/2$ :

$$U_{н.д} = \sqrt{2}U \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left[ \frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right]}. \quad (24)$$

Для диапазона  $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ :

$$U_{н.д} = \frac{\sqrt{2}}{2} U \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{5}{3} - 3\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha + \frac{3 \sin 2\alpha}{4} \right)}. \quad (25)$$

### 2.3. Схемы управления и автоматики

---

Схемы управления и автоматики тиристорных регуляторов должны выполнять следующие функции:

1. Ручное или дистанционное включение регулятора.
2. Ручное или дистанционное отключение регулятора.
3. Отключение регулятора при перегрузке в соответствии с заданной токовременной характеристикой.
4. Отключение переключателя за минимально возможное время при возникновении короткого замыкания в нагрузке.
5. Отключение регулятора при снижении питающего напряжения ниже заданного уровня.

Кроме этого, к схемам управления и автоматики могут быть установлены и другие требования.

Рассмотрим структурную схему и назначение основных блоков схемы управления тиристорным переключателем (рис. 14). Для включения регулятора необходимо обеспечить надежное отпирание тиристорных регуляторов в течение каждого положительного полупериода, то есть в общем случае при комплексной переменной нагрузке нужно правильно подобрать фазу

управляющего импульса по отношению к анодному напряжению. Так, например, в однофазном переключателе при активной нагрузке и максимальной мощности управляющий импульс должен формироваться в момент  $t_0$  перехода фазного напряжения через нуль (см. рис. 6, а). В схеме управления момент начала формирования отпирающего импульса задается блоком синхронизации и при необходимости блоком сдвига фазы.

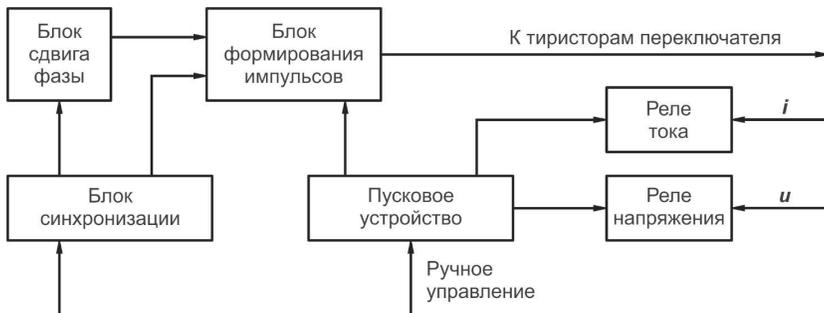


Рис. 14. Структурная схема управления тиристорного переключателя переменного тока

Оптимальной формой отпирающего импульса для тиристора считается прямоугольная. Поэтому следующим основным элементом схемы управления должен быть блок формирования импульсов, который может одновременно усиливать отпирающий импульс. В качестве формирователей в маломощных регуляторах используются обычно транзисторные импульсные формирователи, например блокинг-генераторы; в мощных переключателях могут быть использованы тиристорные формирователи-модуляторы.

Для отключения регулятора при перегрузке или при возникновении короткого замыкания схема управления должна иметь реле тока, которое выдает импульс на отключение с выдержкой времени, зависящей от величины перегрузки. Срабатывание этого реле происходит от датчика, который обычно выполняется на трансформаторах тока, включенных последовательно с нагрузкой.

Для отключения регулятора при снижении напряжения в схеме управления должно быть предусмотрено реле напряжения, которое срабатывает от датчика, выполненного на трансформаторе напряжения. С этой целью обычно используется транзисторное реле с обратной положительной связью.

Включение и отключение регулятора осуществляет пусковое устройство, которое приводится в действие как от блока ручного управления, так и от реле тока или напряжения.

Тиристорный регулятор, кроме основной функции: включать и отключать нагрузку, может осуществлять регулирование напряжения или тока нагрузки. Для этой цели в схеме управления преобразователем должно быть предусмотрено фазосдвигающее устройство, которое позволяет сдвигать момент начала формирования отпирающего импульса тиристора по отношению к его анодному напряжению. На рис. 7, где показана форма тока  $i_n$  через однофазную активную нагрузку при различных углах сдвига  $\alpha$  управляющего импульса, видно, что с увеличением угла запаздывания отпираания тиристорov по отношению к моменту нарастания положительного анодного напряжения действующее значение тока (напряжения) нагрузки падает.

В зависимости от требований, предъявляемых к тиристорному переключателю, те или иные блоки схемы управления могут быть опущены или объединены.

## **2.4. Экспериментальные исследования тиристорных переключателей переменного тока**

---

*Цель исследования* — ознакомление с принципами построения электронных коммутационных аппаратов переменного тока, а также с конкретными типами тиристорных регуляторов переменного тока.

### 2.4.1. Описание экспериментальной установки

На рис. 15, 16 приведена упрощенная схема тиристорного преобразователя напряжения серии ПН-ТТ с фазовым управлением выходного напряжения.

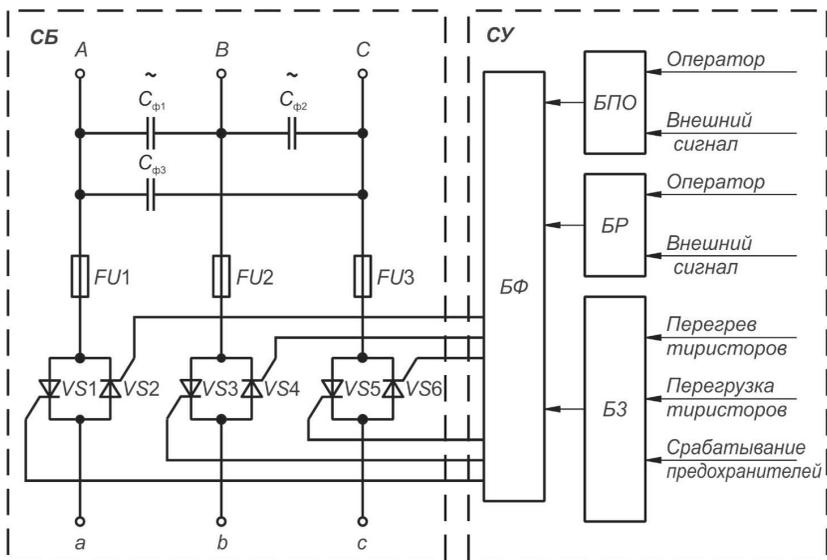


Рис. 15. Упрощенная схема тиристорного регулятора

Схема регулятора напряжения состоит из силового блока СБ и системы управления СУ. Силовой блок СБ содержит тиристоры  $VS1-VS6$ , предохранители  $FU1-FU3$  и фильтровые конденсаторы  $C_{\phi 1}-C_{\phi 3}$  для уменьшения влияния регулятора ПН-ТТ на питающую сеть. Силовые тиристоры  $VS1-VS6$  обеспечивают выполнение основной функции регулятора напряжения: бесконтактное включение с плавным стартом без броска пускового тока в нагрузку (плавное изменение угла управления  $\alpha$  от максимального значения  $180^\circ$  к значению, заданному регулятором «Управляющий сигнал» системы управления) и отключение нагрузки, регулирование напряжения или тока нагрузки.

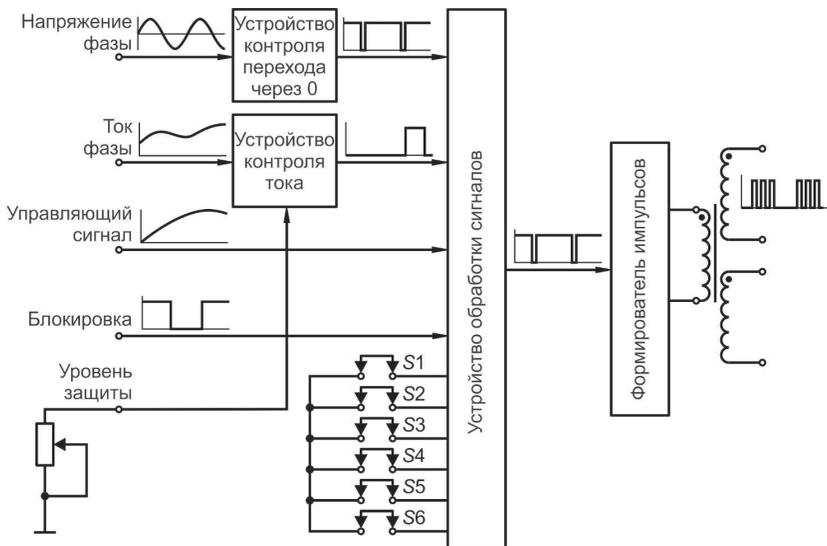


Рис. 16. Структурная схема ПН-ТТ из технической документации

Быстродействующие предохранители  $FU1–FU3$  обеспечивают защиту тиристоров от токов короткого замыкания.

Система управления СУ состоит из блока формирования БФ управляющих импульсов для тиристоров  $VS1–VS6$ , блока пуска и отключения БПО, блока регулирования БР и блока защиты БЗ.

Блок формирования БФ управляющих импульсов обеспечивает формирование необходимых по форме и мощности управляющих импульсов для тиристоров  $VS1–VS6$ . Блок БПО обеспечивает включение и отключение нагрузки либо путем нажатия оператором кнопок «Пуск» и «Стоп», либо включение и отключение нагрузки от внешнего сигнала. Блок регулирования обеспечивает необходимый угол фазового регулирования, т. е. угол отпирания тиристоров  $VS1–VS6$ , либо в соответствии с положением резистора задания угла, которое устанавливает оператор, либо в соответствии с внешним управлением, в том числе и по заданной программе. Блок защиты БЗ обеспечивает от-

ключение нагрузки при перегреве тиристоров  $VS1-VS6$ , либо при перегрузке по току тиристоров  $VS1-VS6$ , либо при срабатывании предохранителей  $FU1-FU3$ .

Для тепловой защиты тиристоров может быть использован контактный биметаллический термодатчик  $SK1$  (см. схему ПН-ТТ) или терморезистор, устанавливаемый на охладителе.

Уровни срабатывания защит устанавливаются на заводе-изготовителе. При необходимости возможна проверка защит ПН-ТТ от перегрева тиристоров и от срабатывания силовых предохранителей.

а) Для проверки срабатывания защиты от перегрева тиристоров необходимо:

- снять любой провод с контактов термодатчика  $SK1$  (если применен биметаллический термовыключатель). В экспериментальной установке применен терморезистор с отрицательным ТКС косвенного подогрева — проверка срабатывания защиты производится шунтированием измерительной цепи резистором  $1\text{ кОм}$  через кнопку со значком «Т, -Х-» (установлена на дополнительной панели ПН-ТТ «Проверка срабатывания защит» (ПСЗ));
- подать напряжение питания на изделие;
- убедиться в загорании светодиода «Т» на двери преобразователя при нажатии на кнопку «Т, -Х-».

б) Для проверки срабатывания защиты при выходе из строя силовых предохранителей необходимо:

- переключить перемычкой замыкающиеся контакты предохранителей  $FU1...FU3$  [схема ПН-ТТ], в экспериментальной установке используется замыкание цепи сигнализации срабатывания предохранителя контактами кнопки «Т, -Х-»;
- подать напряжение питания на изделие и убедиться в загорании светодиода «-Х-» расположенного на двери преобразователя после нажатия на кнопку «Т, -Х-».

При необходимости ограничить ток нагрузки в диапазоне от  $1,0$  до  $0,1 I_{\text{ном}}$ , заданный уровень установить резистором  $R2$

(см. схему ПН-ТТ) «Уровень защиты» преобразователя. В установке для проверки защиты применено включение дополнительной обмотки в трансформаторе устройства контроля тока переключателем со значком «I» (снижение уровня уставки защиты в два раза  $5/2,5$  А). При срабатывании защиты по току преобразователь отключается и включается светодиод «I» на двери.

В работе исследуется тиристорный регулятор, схема которого приведена на рис. 17. Для уменьшения мощности экспериментальной установки питание силовой части выполнено через понижающий трансформатор Т1 ТТ-0,63 380/37 В при сохранении питания схемы управления и синхронизации от 380 В.

Схема однофазного включения нагрузки в фазе С приведена на рис. 17. Ключ нейтрали замкнут.

Включение преобразователя и переключение управления с местного на дистанционное следует производить при сигнале управления равном нулю, т. е. потенциометр «R1 — Задание», расположенный на двери преобразователя, должен находиться в положении против часовой стрелки до упора.

В качестве нагрузки могут быть использованы лабораторные реостаты. Измерение токов и напряжений производится щитовыми приборами, а визуальное наблюдение процессов осуществляется с помощью электронного осциллографа.

Возможные схемы подключения трехфазной нагрузки к переключателю напряжения приведены на рис. 18.

#### **2.4.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований**

1. Собрать однофазную схему по рис. 17.
2. Зафиксировать по стрелочным приборам включение и отключение нагрузки.
3. Зафиксировать (сфотографировать) осциллограммы напряжения и тока на входе, вентилях и нагрузке во включенном и отключенном состоянии при угле управления (задается преподавателем) с разным коэффициентом

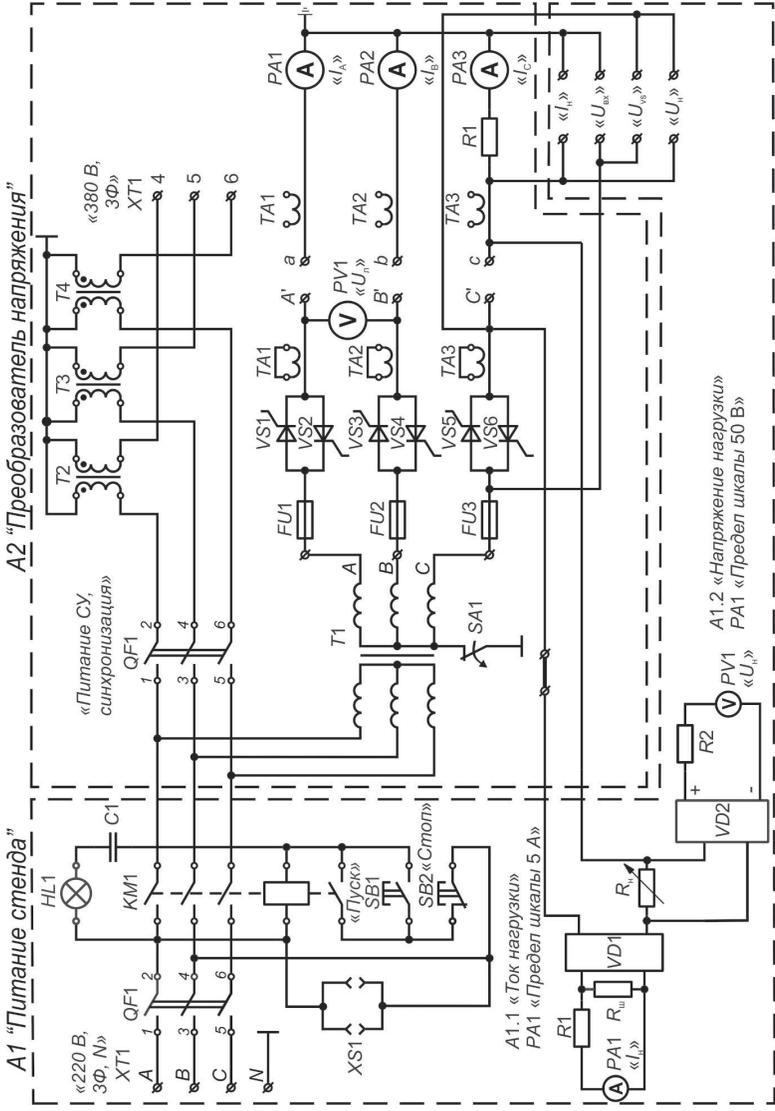


Рис. 17. Принципиальная схема установки для исследования преобразователя ПН-ГТ

мощности. Коэффициент мощности изменяется подключением последовательно активному сопротивлению нагрузки индуктивности или емкости. Сквозная цепь тока через емкость при фазовом регулировании не допускается!

4. Снять характеристики: нагрузочную, регулировочную  $U_{н.д}(\alpha)$  внешнюю при работе на активную нагрузку, оформив ее в виде базы данных  $u_n, i_n, \alpha$ , дискретность по току нагрузки  $i_n = 1 \text{ A}$  ( $\alpha = 0^\circ$ ), по углу управления  $\alpha = 20^\circ$ .
5. Собрать трехфазную схему по рис. 17. Ключ нейтрали замкнут. Снять регулировочную характеристику  $U_{н.д}(\alpha)$  при дискретном изменении с шагом  $\alpha = 30^\circ$ .
6. При максимально и минимально возможном угле  $\alpha$  сравнить напряжения (токи) разных фаз нагрузки.
7. Разомкнуть ключ нейтрали или сделать линейное включение нагрузки (рис. 18, а). Определить возможные диапазоны работы.

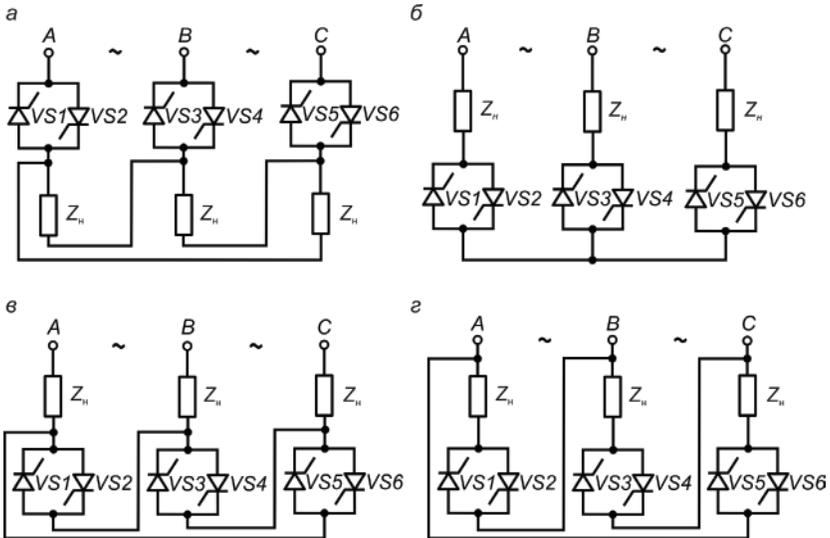


Рис. 18. Схемы подключения трехфазной нагрузки к переключателю

8. По рекомендации преподавателя выбрать 1–2 варианта схем подключения нагрузки к переключателю напряжения ПН-ТТ с дополнительной индуктивностью.
9. Выполнить ручное включение, отключение и регулирование выходного тока, отметить момент перехода тока нагрузки от непрерывного к прерывистому и обратно (оценить влияние нелинейности сопротивления нагрузки и его гистерезисного характера).
10. При регулировании отметить момент перехода от симметричного режима переключения к несимметричному вблизи угла  $\alpha = \varphi_n$ .
11. Зафиксировать осциллограммы тока и напряжения на выходе регулятора при нескольких значениях угла регулирования, отображающих гистерезис переключений от режима к режиму.
12. Проверить работу блока защиты от перегрузки преобразователя.
13. Построить характеристики по пункту 4.
14. Проанализировать полученные результаты.

## 2.5. Контрольные вопросы

---

---

1. Каковы преимущества и недостатки регуляторов с дополнительными диодами по сравнению с регуляторами, которые выполнены со встречно-параллельными тиристорами?
2. Каковы функции схемы управления тиристорного регулятора переменного тока?
3. Из каких блоков состоит схема управления тиристорного регулятора в общем случае?
4. Какие функции может выполнять тиристорный регулятор переменного тока?
5. Как получить характеристики преобразователя (регулятора) в относительных единицах? Для чего они применяются?

### 3. Исследование характеристик тиристорных коммутационных аппаратов постоянного тока с коммутирующим конденсатором

---

---

**Т**иристорные коммутационные аппараты постоянного тока используются для операций включения и отключения цепей постоянного тока с повышенными значениями напряжений и токов [1].

Достоинством тиристорных ключей является их высокая перегрузочная способность в кратковременных режимах работы. Однако применение обычного тиристора в цепях постоянного тока связано с необходимостью введения в силовую часть схемы дополнительных элементов, обеспечивающих принудительное выключение тиристора, которое может быть осуществлено параметрически только конденсаторными схемами коммутации. Тиристорные коммутаторы постоянного тока должны надежно отключать токи любых режимов, в том числе и токи короткого замыкания. В случае использования принудительной коммутации для отключения токов короткого замыкания необходимо учитывать специфические особенности работы схемы коммутации:

- возможность возникновения короткого замыкания в любой момент времени, а также включение электронного аппарата на существующее короткое замыкание. Это определяет необходимость заряда коммутирующего конденсатора до включения аппарата и поддержания его заряда в течение всего времени включенного состояния аппарата;

- резкое изменение тока в цепи в процессе отключения ввиду большой мощности сети и малого полного сопротивления цепи короткого замыкания;
- возможность появления короткого замыкания в любом месте защищаемого участка, что обуславливает различное соотношение сопротивлений цепи до и после места включения электронного аппарата.

### **3.1. Свойства тиристорov и способы их выключения**

---

Однооперационные тиристоры — это управляемые полупроводниковые приборы, разнообразные свойства которых позволяют использовать их для создания различного рода преобразовательных и коммутирующих устройств постоянного и переменного тока. В соответствии с поставленной целью в данной работе рассмотрим кратко те свойства тиристорov, которые обуславливают возможность коммутации постоянного тока.

Тиристоры в отличие от транзисторов обладают ярко выраженными «ключевыми» свойствами, то есть они при приложении прямого напряжения могут находиться в двух противоположных устойчивых состояниях:

- 1) «выключено» — когда тиристор выдерживает в прямом направлении полное (нормированное для данного типа тиристора) напряжение, пропуская при этом лишь незначительный прямой ток утечки;
- 2) «включено» — когда тиристор пропускает в прямом направлении полный (нормированный для данного типа тиристора) ток при незначительном падении прямого напряжения.

При приложении обратного напряжения тиристоры имеют такие же характеристики, как и полупроводниковые диоды, то есть они выдерживают полное (нормированное для данного

типа тиристоров) обратное напряжение, пропуская при этом незначительный обратный ток утечки. Потери мощности в тиристоре, равные произведению напряжения и тока тиристора, как в выключенном, так и во включенном состоянии, невелики, так как в первом случае мал ток, во втором — напряжение. Переход тиристора из одного состояния в другое происходит очень быстро — в течение нескольких микросекунд — и также не вызывает заметных потерь мощности, по крайней мере, в том случае, когда длительности интервалов между переключениями тиристора из одного состояния в другое существенно превосходят длительность самого переключения. Указанные свойства тиристора позволяют использовать его так же, как и транзистор в различных переключателях тока: реле, контакторах, выключателях переменного и постоянного тока. Но однооперационные тиристоры в отличие от транзисторов являются полупроводниковыми приборами с неполным управлением, поэтому тиристорные реле и переключатели имеют ряд особенностей, которые рассматриваются в данной главе.

При отсутствии каких-либо воздействующих на тиристор напряжений он находится в выключенном состоянии, причем это состояние сохраняется и в том случае, если к его электродам анод-катод приложено анодное положительное напряжение  $U_T$ . Для включения тиристора или перевода его в состояние высокой проводимости необходимо обеспечить кратковременное, длительностью 5–10 мкс, протекание положительного тока  $i_y$  через управляющий электрод. Для поддержания устойчивого включенного состояния тиристора не требуется постоянное протекание тока управления, как для транзистора, но необходимо выполнение условия  $I_T = U_T/R_n > I_{уд}$ , где  $I_{уд}$  — удерживающий ток, то есть минимальная величина анодного тока, при уменьшении которой тиристор возвращается в выключенное состояние без дополнительного внешнего воздействия.

Выключение тиристора при  $I_T > I_{уд}$  производится воздействием не на цепь управляющего электрода, а на его анодную цепь (исключение составляют полностью управляемые или двухо-

перационные тиристоры, которые в данной работе не рассматриваются). Для надежного выключения тиристора необходимо каким-либо образом снизить его анодный ток до нуля, а затем в течение некоторого интервала времени предотвратить появление на нем прямого напряжения. Минимальный интервал времени от момента подхода прямого анодного тока к нулевому значению до момента появления прямого напряжения, не приводящего к преждевременному включению тиристора, называют временем выключения. Это время обычно уменьшается, если после прекращения прямого анодного тока к тиристору прикладывается обратное напряжение.

Существует целый ряд схем, обеспечивающих вышеназванные условия выключения однооперационных тиристоров. Рассмотрим некоторые из них на рис. 19.

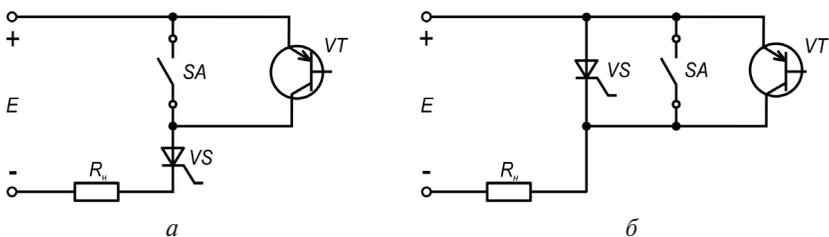


Рис. 19. Схемы выключения тиристора с помощью принудительного прерывания анодного тока (*a*) и шунтирования (*б*)

В простейших схемах выключение тиристора  $VS$  осуществляется при помощи дополнительного ключа  $SA$ , который включается либо последовательно с тиристором и обеспечивает принудительное прерывание его анодного тока при размыкании (см. рис. 19, *a*), либо параллельно тиристор, что обеспечивает переход тока с тиристора на этот ключ при его замыкании (см. рис. 19, *б*). В качестве ключа могут быть использованы механические контакты, а также полностью управляемый прибор, например транзистор. Оба указанных способа не нашли широкого применения на практике, так как оба они могут быть ре-

ализованы только при наличии дополнительного коммутирующего устройства, причем в случае применения механических контактов теряется одно из основных преимуществ тиристорного переключателя — возможность бездугового отключения тока, а применение транзисторов уменьшает коммутирующую способность переключателя. Дополнительным недостатком указанных способов является отсутствие обратного напряжения на тиристоре после прекращения его прямого анодного тока.

Более широкое распространение получили схемы принудительного запираания однооперационных тиристоров путем пропускания через них обратного тока, превышающего прямой, от дополнительных источников энергии. К достоинствам такого способа относятся не только возможность бездугового отключения тока, но и то обстоятельство, что после прекращения прямого анодного тока тиристора дополнительный источник энергии обеспечивает на нем обратное напряжение.

В качестве источника обратного тока и обратного напряжения для тиристора часто используются конденсаторы, называемые иногда коммутирующими, которые могут заряжаться от источника напряжения, питающего нагрузку, или от дополнительного маломощного зарядного устройства.

Рассмотрим наиболее типичные схемы конденсаторного запираания однооперационных тиристоров. На рис. 20 приведены схемы, в которых коммутирующий конденсатор  $C$  включен последовательно (*a*) или параллельно (*b*) с нагрузкой. В обеих схемах для надежного запираания необходимо, чтобы коммутирующий конденсатор после отпираания тиристора колебательно заряжался до напряжения  $U_C > E$  и обеспечивал приложение обратного напряжения к тиристору. Колебательный характер переходного процесса обеспечивается известным соотношением параметров  $R_{\text{н}}, L, C$ . Схемы тиристорных регуляторов постоянного тока с использованием коммутирующего  $LC$ -контура рассмотрены в гл. 4.

Следует заметить, что схемы рис. 20 нашли применение в основном в инверторных устройствах, которые позволяют преоб-

разовать постоянное напряжение или ток в переменные. Если в рассматриваемых схемах тиристоры зашунтировать встречными диодами  $VD$ , как это показано пунктиром на рис. 20, после заряда коммутирующего конденсатора начинается его частичный разряд через встречный диод, что также предотвращает появление прямого напряжения на тиристоре и тем самым обеспечивает восстановление его управляемости, но за несколько большее время, так как обратное напряжение на тиристоре в этом случае практически отсутствует. Однако применение встречных диодов оправдывается тем, что они позволяют существенно улучшить нагрузочные характеристики инверторных устройств.

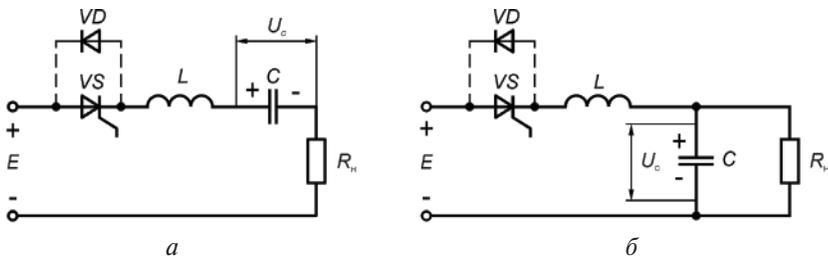


Рис. 20. Схема выключения тиристора с помощью LC-контуров с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) подсоединением нагрузки

В переключателях постоянного тока наибольшее распространение получили схемы с подключением заряженных коммутирующих конденсаторов параллельно запираемому тиристорам. Указанный принцип запираения можно пояснить на схемах рис. 21. Допустим, что коммутирующий конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $U_C > E$ , полярность которого указана на рис. 21, *а*. При отпирании тиристора  $VS$  в момент  $t_0$  через него и через нагрузку  $R_n$  протекает постоянный ток  $i_n = E/R_n$  (см. рис. 21, *в*). Если теперь в момент времени  $t_1$  замкнуть ключ  $SA$ , конденсатор  $C$  будет разряжаться через тиристор  $VS$  в непроходящем направлении. Это приведет практически к мгновенному прекращению его прямого тока.

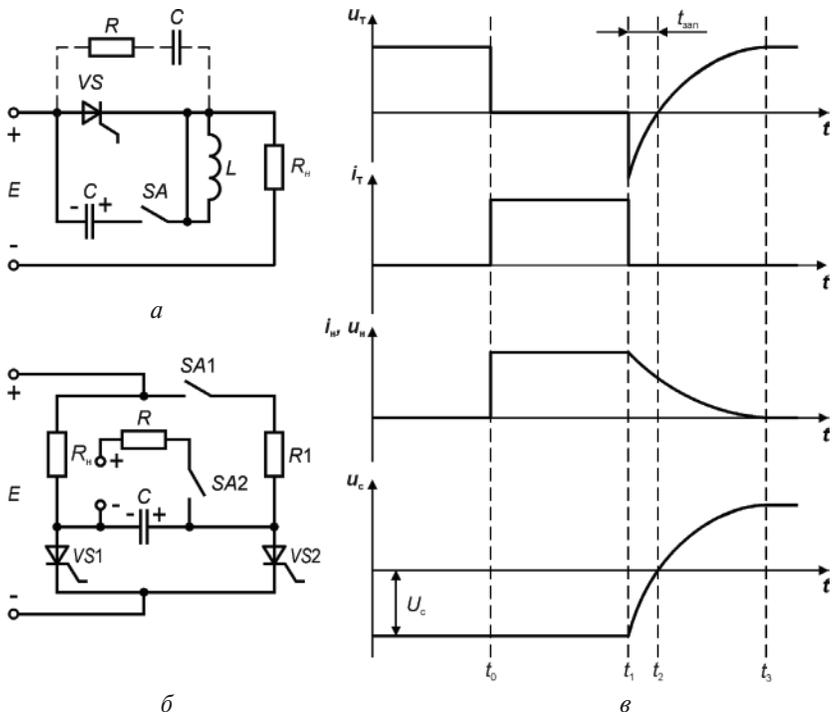


Рис. 21. Схема выключения тиристора с помощью предварительно заряженной емкости (а, б) и диаграммы работы схемы (в)

В реальной схеме с учетом сопротивления проводов, соединяющих тиристор и конденсатор, этот процесс может длиться от нескольких десятых долей микросекунды до нескольких микросекунд. Коммутирующий конденсатор не успевает заметно разрядиться за столь короткий промежуток времени, поэтому сразу же после прекращения прямого тока тиристора на нем появляется обратное напряжение. Затем коммутирующий конденсатор  $C$  будет перезаряжаться от источника напряжения  $E$  через сопротивление нагрузки  $R_n$  и в некоторый момент  $t_2$  на тиристоре начнет восстанавливаться прямое напряжение. Для того чтобы тиристор за промежуток времени  $t_1 \div t_2$  успел восстано-

виться, емкость коммутирующего конденсатора должна быть не менее определяемой по формуле

$$C \geq \frac{1,4t_q}{R_n}, \quad (25)$$

где  $t_q$  — время восстановления тиристора.

Ток через нагрузку не прекращается в момент  $t_1$  прекращения прямого тока тиристора, а продолжается до момента  $t_3$ , то есть до полного перезаряда коммутирующего конденсатора. Как известно из теории работы тиристора, сверхбыстрый спад его прямого анодного тока и последующее восстановление обратного напряжения может вызвать так называемые коммутационные перенапряжения и привести к его разрушению. Снижению этих перенапряжений, во-первых, способствует шунтирование тиристора  $RC$ -цепью, показанной на рис. 21, *a* пунктиром. Кроме того, последовательно с коммутирующим конденсатором можно включать индуктивность  $L$  (см. рис. 21, *a*), что уменьшает скорость нарастания разрядного тока коммутирующего конденсатора, следовательно, и скорость спада анодного тока тиристора, тем самым снижаются коммутационные перенапряжения. В схемах переключателей с коммутирующим конденсатором ключ  $SA$  обычно заменяется вспомогательным тиристором  $VS2$  (см. рис. 21, *b*). Заряд коммутирующего конденсатора до напряжения, обеспечивающего выключение рабочего тиристора  $VS1$ , осуществляется в этом случае от питающей сети через сопротивление  $R1$  (замкнут ключ  $SA1$ ), выбираемое из условия: анодный ток  $I = E/R1$  вспомогательного тиристора должен быть меньше его тока удержания. Увеличение сопротивления  $R1$  приводит к снижению скорости заряда коммутирующего конденсатора  $C$  после отпирания рабочего тиристора  $VS1$ . В ряде случаев желательно, чтобы к моменту отпирания тиристора  $VS1$  коммутирующий конденсатор был уже заряжен. Для этого применяют дополнительный маломощный источник напряжения. Этот источник подключается через дополнительный ключ. Скорость заряда коммутирующего конден-

сатора от дополнительного источника не имеет существенного значения, так как этот заряд происходит до отпирания рабочего тиристора. Если требуется ускоренный заряд конденсатора  $C$ , применяют дополнительные колебательные контуры и дополнительные тиристоры. Таким образом, схемы переключателей с коммутирующим конденсатором позволяют осуществить бездуговое отключение постоянного тока. Поэтому они часто являются основой для построения конкретных схем переключателей постоянного тока.

## **3.2. Экспериментальные исследования тиристорных реле постоянного тока**

---

*Цель исследования* — ознакомление со схемами тиристорных переключающих устройств постоянного тока и исследование их характеристик.

### **3.2.1. Описание экспериментальной установки**

Принципиальная схема экспериментальной установки, приведенная на рис. 22, 23 состоит из переключателя постоянного тока БППТ с ручным управлением, подключаемого к источнику постоянного тока 40 В, нагрузки постоянного тока  $R_n$  и схемы автоматического управления САУ питаемой от источника постоянного тока  $E_k = 10$  В.

Собственно переключатель БППТ состоит из рабочего тиристора  $VS1$ , который обеспечивает подключение нагрузки к питающей сети, и узла принудительного запирающего рабочего тиристора, в состав которого входит отключающий конденсатор  $C1$ , вспомогательный тиристор  $VS2$  и зарядное сопротивление  $R4$ .

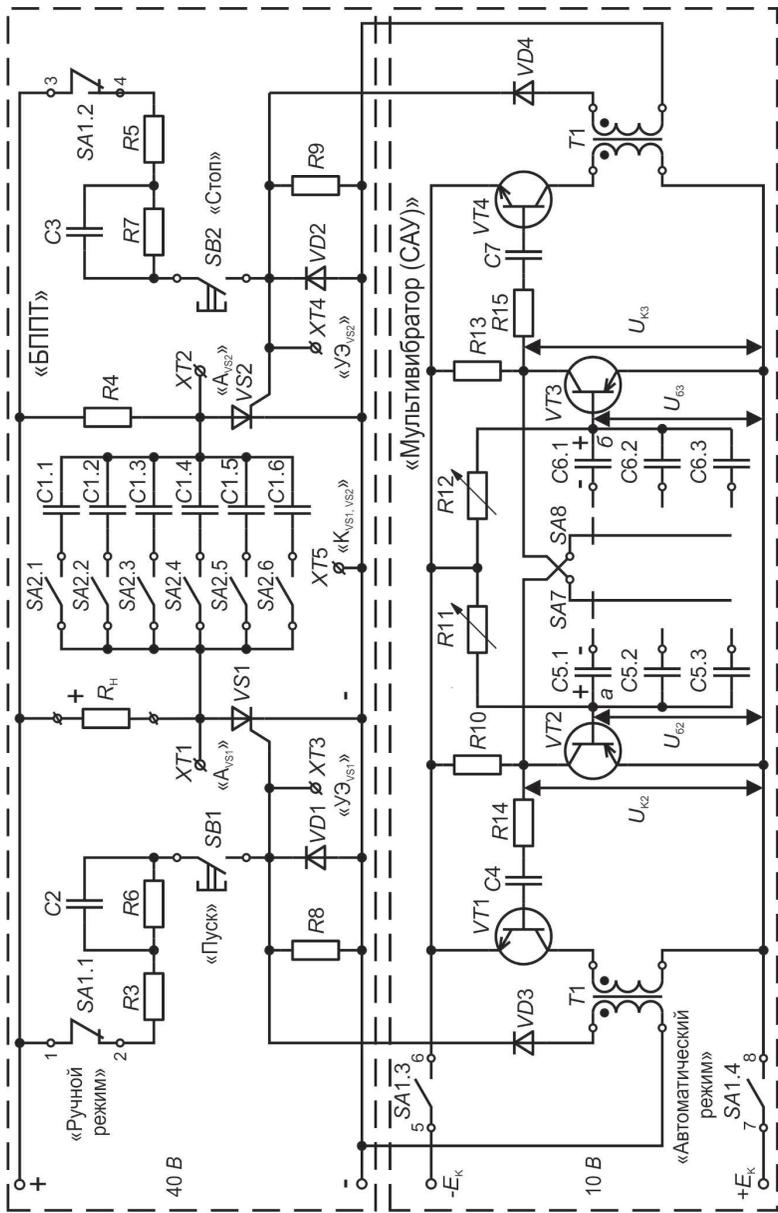


Рис. 22. Схема экспериментальной установки

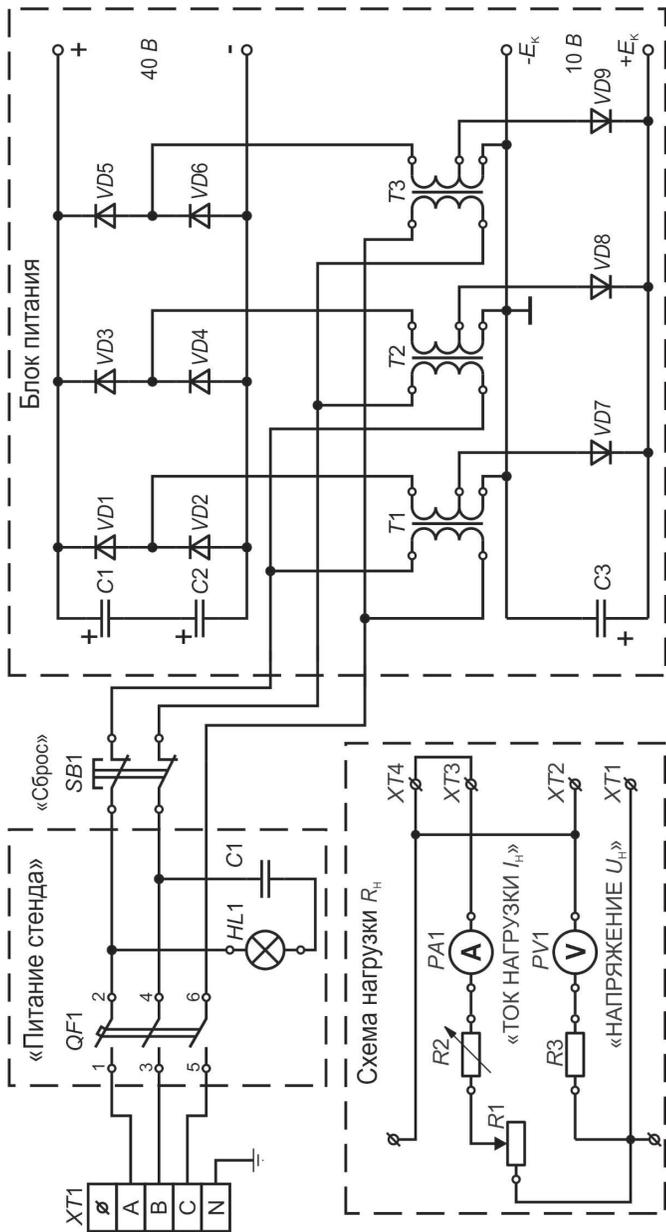


Рис. 23. Схема питания и нагрузки

При ручном управлении переключатель  $SA1$  должен быть установлен в положение «Ручной режим». Для подключения нагрузки нужно нажать кнопку «Пуск», которая обеспечивает протекание отпирающего тока через управляющий переход тиристора  $VS1$ , в результате чего тиристор  $VS1$  отпирается, и все напряжение прикладывается к нагрузке. Для отключения нагрузки необходимо нажать кнопку «Стоп», которая обеспечивает отпирание тиристора  $VS2$ , в результате чего коммутирующий конденсатор  $C1$  подключается параллельно тиристорам  $VS1$  и обеспечивает его запираение. Пусковые цепи обоих тиристоров  $VS1$  и  $VS2$  состоят из резисторов  $R3, R6$  и  $R7, R5$ , конденсаторов  $C2$  и  $C3$  и обеспечивают надежное отпирание тиристоров.

Схема автоматического управления САУ (см. рис. 22) периодически включает и отключает переключатель, регулирует частоту переключений, а также за счет изменения длительности включенного и отключенного состояния регулирует среднее значение тока нагрузки. САУ состоит из мультивибратора, выполненного на транзисторах  $VT2$  и  $VT3$ , и выходных каскадов, выполненных на транзисторах  $VT1, VT4$ . Выходные каскады наряду с усилением обеспечивают преобразование прямоугольного напряжения мультивибратора в импульсы тока, подаваемые через разделительные трансформаторы  $T1$  и  $T2$  к управляющим электродам рабочего и вспомогательного тиристоров. При отпирании транзистора  $VT2$  формируется управляющий импульс для рабочего тиристора  $VS1$ , при отпирании транзистора  $VT3$  — для вспомогательного тиристора  $VS2$ . Изменяя параметры времязадающих цепей мультивибратора  $R11, R12$ , и  $C5, C6$ , можно регулировать частоту переключений транзисторов  $VT2$  и  $VT3$ , а также длительность открытого состояния каждого из них. Это позволяет не только включать и отключать постоянный ток, но и регулировать его величину. Для перевода переключателя в режим автоматического управления нужно установить переключатель  $SA1$  в положение «Автоматический режим».

Источники питания (рис. 23) включены через автоматический выключатель  $QF1$  «Питание стенда». Они содержат три трансформатора  $T1-T3$ , выпрямители  $VD1-VD6$  40 В и  $VD7-VD9$  10 В с фильтровыми конденсаторами  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$ . Кнопка «Сброс» позволяет отключить нагрузку  $R_n$  при неуспешной коммутации рабочего тиристора  $VS1$  кнопкой «Стоп».

Измерительные приборы и минимальное сопротивление нагрузки выбраны из условия, что для рабочего тиристора  $VS1$  и сопротивления  $R_n$  задан ток  $I_{\max} = 5$  А, напряжение не превышает 50 В.

В импульсных устройствах широкое применение находят генераторы, вырабатывающие напряжения, форма которых, резко отличается от синусоидальной. Такие колебания носят название релаксационных и бывают пилообразной, прямоугольной или другой, более сложной формы.

Генераторы релаксационных колебаний можно рассматривать как преобразователи энергии источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний. Они имеют накопитель энергии только одного типа, в большинстве случаев конденсатор. В релаксационных генераторах накопитель энергии периодически заряжается, а затем с помощью переключателя разряжается до определенного уровня. После этого переключатель вновь отключает цепь разряда и подключает накопитель к цепи заряда.

Переключатель управляется обратной связью. Роль переключателя выполняет транзистор, который закрыт при накоплении энергии и открыт при стоке энергии в разрядную цепь. Если разряд осуществляется на активное сопротивление, то на последнем выделяется почти вся энергия, накопленная в конденсаторе. Частота колебаний определяется не только параметрами схем, но и режимом транзистора. Принцип работы генератора релаксационных колебаний показан на структурной схеме (рис. 24).

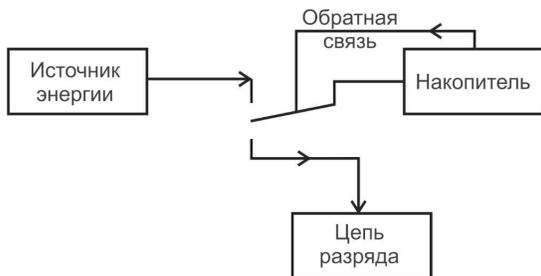


Рис. 24. Структурная схема генератора релаксационных колебаний

Схема мультивибратора представляет собой двухкаскадный усилитель с замкнутой петлей положительной обратной связи. Резисторы цепей обратной связи обычно подключаются к источнику отрицательного напряжения  $-E_k$ , что обуславливает высокую стабильность длительности импульсов и частоты их повторения. В усилительных каскадах транзисторы включены по схеме с общим эмиттером. При этом используются такие преимущества схемы с общим эмиттером, как высокое входное сопротивление и инвертирование усищаемого сигнала, что необходимо для выполнения фазовых условий самовозбуждения.

При правильно подобранных элементах в схеме выполняются условия самовозбуждения. При идентичности параметров транзистора  $VT2$  и  $VT3$  и полной симметрии схемы (времязадающие конденсаторы  $C = C5 = C6$ ; коллекторные сопротивления  $R_k = R10 = R13$ ; базовые сопротивления  $R_6 = R11 = R12$ ) в начальный момент после подключения источника питания  $E_k$  через транзисторы протекают разные токи. Любое незначительное изменение тока одного из транзисторов вызывает лавинообразный процесс, в ходе которого один из транзисторов закрывается, а другой открывается.

Рассмотрим работу схемы с того момента времени, при котором транзистор  $VT3$  открыт, а транзистор  $VT2$  — закрыт положительным напряжением на базе  $+U_{62}$ . Конденсатор  $C5$  заряжается через открытый транзистор  $VT3$  с постоянной времени

$\tau_{\text{зар}}(C5) = R10 \cdot C5$  по цепи:  $+E_k$ , эмиттер-база транзистора  $VT3$ , конденсатор  $C5$ , резистор  $R10$ ,  $-E_k$ . В ходе заряда конденсатора его зарядный ток и падение напряжения на  $R10$  уменьшаются, и потенциал коллектора транзистора  $VT2$  экспоненциально стремится к напряжению источника питания  $-E_k$ . Конденсатор  $C6$ , заряженный ранее, будет разряжаться. Цепь разряда  $C6$  начинается с положительной обкладки:  $+C6, R11, -E_k, +E_k$ , открытый транзистор  $VT3$ ,  $-C6$ . Пренебрегая внутренним сопротивлением открытого транзистора, получим постоянную времени цепи разряда  $\tau_{\text{разр.}(C6)} = R11 \cdot C6$ .

Напряжение  $+U_{b2}$  создается за счет тока перезаряда конденсатора  $C6$ . По мере разряда конденсатора  $C6$  ток разряда и падение напряжения на резисторе  $R11$  уменьшаются. Следовательно, положительный потенциал точки  $a$  будет также уменьшаться. Как только потенциал точки  $a$  достигает нуля, транзистор  $VT2$  приоткроется и в его коллекторной цепи потечет ток. С этого момента начинается процесс опрокидывания схемы. После отпириания транзистора  $VT2$  потенциал его коллектора  $U_{k2} = -(E_k - i_{k2} \cdot R10)$  становится менее отрицательным. Положительный скачок напряжения через конденсатор  $C5$  передается на базу транзистора  $VT3$  и прикрывает его. Ток  $i_{k3}$  уменьшается, и потенциал коллектора транзистора  $VT3$  становится более отрицательным. Этот отрицательный скачок передается на базу транзистора  $VT2$  и еще больше открывает его. Ток  $i_{k2}$  еще больше увеличивается, а потенциал коллектора транзистора  $VT2$  становится еще более положительным и т. д. Благодаря усилению транзисторов, описываемый процесс развивается лавинообразно и завершается тем, что транзистор  $VT2$  открывается, транзистор  $VT3$  закрывается. Конденсатор  $C6$ , который до опрокидывания схемы разряжался, сейчас будет заряжаться через открывшийся транзистор  $VT2$  по цепи:  $+E_k$ , эмиттер-база транзистора  $VT2$ ,  $C6, R13, -E_k$ . В ходе этого процесса ток заряда и падение напряжения на  $R13$  уменьшаются и потенциал коллектора транзистора  $VT3$  экспоненциально приближается к  $-E_k$  с постоянной времени  $\tau_{\text{зар}}(C6) = R13 \cdot C6$ .

В это же время конденсатор  $C5$  начинает разряжаться с постоянной времени  $\tau_{\text{разр.}(C5)} = R12 \cdot C5$  по цепи  $+C5, R12, -E_k, +E_k$ , открытый транзистор  $VT2, -C5$ . Напряжение на базе транзистора  $VT2$  падает, и когда потенциал точки  $b$  достигает нуля, происходит опрокидывание схемы. Далее все процессы повторяются.

Таким образом, мультивибратор не имеет ни одного состояния устойчивого равновесия. Оба транзистора постоянно меняют свои состояния с открытого на закрытое.

Описанные процессы иллюстрируются временными диаграммами рис. 25. В момент времени  $t_1$  транзистор  $VT2$  закрыт, а транзистор  $VT3$  открыт. Потенциал коллектора закрытого транзистора  $VT2$  имеет потенциал  $-E_k$ , а потенциал его базы, оставаясь положительным, экспоненциально убывает от  $+E_k$ , стремясь к значению  $-E_k$ .

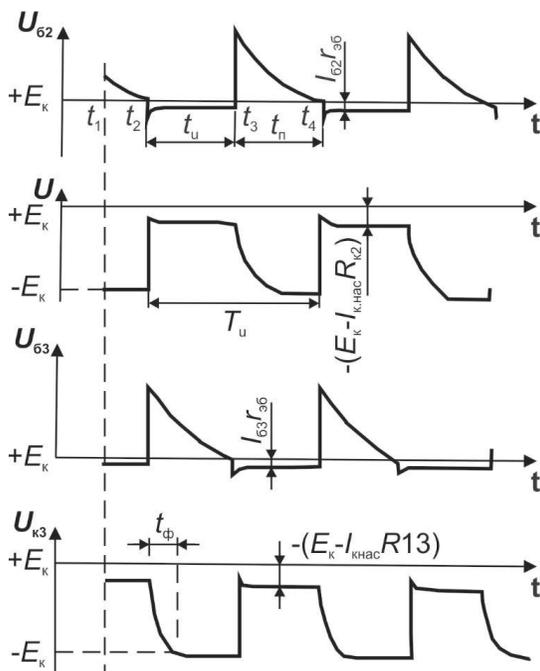


Рис. 25. Диаграмма напряжений мультивибратора

Так как сопротивление открытого транзистора  $VT3$  мало, то потенциал его коллектора имеет малое отрицательное значение:

$$U_{к3} = -(E_k - I_{к.нас} \cdot R_{13}) \approx 0, \quad (26)$$

где  $I_{к.нас}$  — ток насыщения.

Потенциал базы открытого транзистора также имеет небольшое отрицательное значение:  $U_{б3} = I_{б3} \cdot r_{э6} \approx 0$ .

В момент времени  $t_2$  потенциал базы  $U_{б2}$  закрытого транзистора становится отрицательным, но близким к нулю, и схема опрокидывается: транзистор  $VT2$  — открывается, а транзистор  $VT3$  закрывается. После опрокидывания схемы начинается перезаряд конденсаторов. Ток заряда конденсатора  $C_6$ , падение напряжения на резисторе  $R_{13}$  и потенциал на коллекторе транзистора  $VT3$  приближаются к  $-E_k$  (время  $t_\phi$ ). Этот же ток, проходя через переход эмиттер — база транзистора  $VT2$ , смещает его в прямом направлении, и база получает отрицательный потенциал. Несмотря на изменение напряжения  $U_{б2}$  потенциал коллектора  $U_{к2}$  не меняется, так как транзистор  $VT2$  находится в состоянии насыщения.

С уменьшением тока разряда конденсатора  $C_5$  потенциал  $U_{б3}$  уменьшается до нуля. По мере разряда конденсатора  $C_5$  положительный потенциал базы  $U_{б3}$  уменьшается и в момент времени  $t_3$  становится отрицательным. Происходит новое опрокидывание схемы.

Режим работы схемы выбирается таким образом, чтобы открытый транзистор находился в состоянии насыщения и высота генерируемых импульсов была близка к напряжению источника питания  $-E_k$ .

Длительность импульсов симметричного мультивибратора в общем виде определяется выражением

$$t_{и} = 0,7 \cdot R_6 \cdot C, \quad (27)$$

период повторения импульсов

$$T_{и} = 1,4 \cdot R_6 \cdot C. \quad (28)$$

В несимметричном мультивибраторе период повторения определяется выражением

$$T_{и} = 0,7(R_{11} \cdot C_5 + R_{12} \cdot C_6). \quad (29)$$

### 3.2.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований

1. Ознакомиться со схемой экспериментальной установки и назначением органов управления.
2. Снять зависимость  $C1 = f(R_{н})$  при  $U_{зар} = 40$  В в режиме ручного управления.
3. Снять зависимость  $C1 = f(U_{зар})$  при  $R_{н} = \text{const}$  в режиме ручного управления при заряде коммутирующего конденсатора от дополнительного источника. В опытах 2 и 3  $C1$  — это минимальная величина емкости, при которой обеспечивается выключение тиристора.
4. Перевести переключатель в режим «Автоматическое управление» при  $U_{зар} = 40$  В и минимальном значении  $C1$  для определения времени восстановления управляемости тиристора  $VS1$ . Зафиксировать осциллограммы тока нагрузки, а также управляющих импульсов рабочего и вспомогательного тиристоров при различных положениях переключателей  $SA7$  и  $SA8$ . При этом в каждом случае зафиксировать также среднее значение тока нагрузки (ток тиристора  $VS1$ ). Оценить влияние тока тиристора на время восстановления его управляющих свойств.

### 3.3. Контрольные вопросы

---

---

1. В чем заключается принципиальное отличие тиристорных переключателей от транзисторных?

2. Каковы преимущества тиристорных переключателей по сравнению с транзисторными?
3. Какие параметры тиристора оказывают существенное влияние на технико-экономические показатели тиристорного переключателя?
4. Какие функции может выполнять тиристорный переключатель?

## 4. Исследование характеристик тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока с дозированной передачей энергии

---

---

**Р**азвитие полупроводниковой техники на современном этапе научно-технического прогресса способствует созданию устройств по преобразованию и регулированию параметров электрической энергии. Тиристорные регуляторы находят все более широкое применение в АСУ технологическими процессами как исполнительные органы при регулировании напряжения, мощности, температуры и др. Обладая высоким быстродействием, гибкостью систем управления, они хорошо вписываются в системы автоматизации производства.

Тиристорные регуляторы тока предназначены для преобразования параметров электрической энергии, а именно, для преобразования постоянного тока одной величины в другую. Основная цель применения таких устройств — регулирование потока энергии от источника постоянного тока к нагрузке. Изменение величины напряжения и тока потребителя в таких устройствах достигается импульсным регулированием. Наибольшее распространение получили широтно-импульсный, частотно-импульсный и времяимпульсный способы регулирования. При этом регулируется относительное время проводимости управляемого вентиля, что приводит к плавному изменению среднего значения напряжения и тока в нагрузке. Применение импульсного

метода регулирования позволяет существенно снизить потери мощности на регулирующем элементе, работающем в ключевом режиме, по сравнению с потерями мощности при непрерывном регулировании. Однако импульсный режим работы регулирующего элемента приводит к необходимости устанавливать выходные и входные фильтры, что вызывает инерционность процесса регулирования в замкнутых системах. Снижения массы и габаритов таких фильтров добиваются за счет сдвига спектра частот гармонических составляющих в выходном токе в сторону более высоких частот. При этом необходимо повышать частоту коммутации тиристоров. На частотах коммутации тиристоров выше  $1,5 \div 2$  кГц целесообразно использовать схемы тиристорно-конденсаторных регуляторов с последовательной конденсаторной коммутацией, в которых обеспечиваются наиболее благоприятные условия включения и выключения тиристоров при относительно низких скоростях изменения тока, что обуславливает снижение коммутационных потерь.

#### **4.1. Принципы построения схем тиристорно-конденсаторных регуляторов постоянного тока**

---

---

На рис. 26 представлены четыре типа схем регуляторов постоянного тока, построенных на основе мостовых структур тиристорно-конденсаторных переключателей [7]. В первой из них (см. рис. 26, *a*) осуществляется необратимая передача энергии от источника питания к потребителю. При попарном отпирании тиристоров моста формируются импульсы тока квазисинусоидальной формы, параметры которых определяются величиной коммутирующего дросселя  $L_k$  и конденсатора  $C_k$ , а также соотношением сопротивления нагрузки  $r$  и волнового сопротивления  $Z_b$  коммутирующего контура. При этом энергия, пе-

редаваемая в нагрузку за каждый такт работы, ограничена и определяется емкостью конденсатора и амплитудой напряжения перезаряда  $2U_0$  на его обкладках  $W = 2CU_0^2$ . Таким образом, данный переключатель эквивалентен дозатору, а конденсатор можно назвать дозирующим элементом.

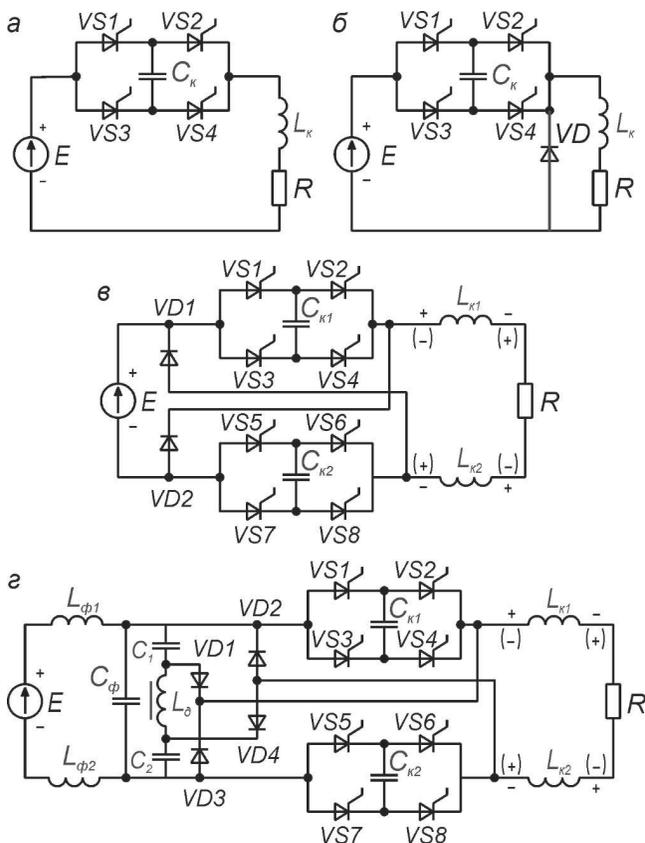


Рис. 26. Схемы тиристорных регуляторов постоянного тока

В схеме рис. 26, б введен встречный диод, шунтирующий коммутирующий дроссель и нагрузку, который позволяет стабилизировать напряжение на элементах инвертора при колеба-

ниях сопротивления нагрузки. При этом избыточная энергия, накопленная в коммутирующем дросселе, расходуется в нагрузке при протекании тока через шунтирующий диод после окончания импульса тока тиристорного моста.

В схеме регулятора рис. 26, в сброс избыточной реактивной энергии, накопленной в коммутирующем дросселе, осуществляется в источник питания и нагрузку посредством, так называемых, отсекающих диодов  $VD1$ ,  $VD2$ . Для реализации этого вида возврата энергии в источник питания необходимо включение второго тиристорного моста, который работает синхронно с первым, то есть в каждом такте работы одновременно открываются по два тиристора в каждом из мостов.

При открывании, например, тиристорov  $VS1$ ,  $VS4$ ,  $VS6$ ,  $VS7$  протекает импульс тока синусоидальной формы по контуру

$$E - VS1 - C_{\kappa 1} - VS4 - L_{\kappa 1} - r - L_{\kappa 2} - VS6 - C_{\kappa 2} - VS7 - E.$$

Во второй половине полупериода тока напряжение на коммутирующих дросселях меняет знак (принимает полярность, указанную на рисунке в скобках) и включаются отсекающие диоды  $VD1$  и  $VD2$ . С этого момента прекращается ток тиристорных мостов и протекает ток сброса энергии, накопленной в коммутирующих дросселях, по контуру

$$L_{\kappa 1} - r - L_{\kappa 2} - VD1 - E - VD2 - L_{\kappa 1}.$$

При этом ток сброса по нагрузке протекает в ту же сторону, что и ток тиристорov, следовательно, повышается уровень среднего значения выходного тока.

На входе схемы регулятора, приведенной на рис. 26, з, установлен  $L_{\phi} C_{\phi}$ -фильтр, который предотвращает проникновение высокочастотной составляющей тока в источник питания (схема с закрытым входом). Кроме фильтрового конденсатора, в схему включены конденсаторы  $C1$  и  $C2$ , а также дроссель  $L_{\text{д}}$ , при этом сброс избыточной энергии, накопленной в комму-

тирующих дросселях, осуществляется в заряженные до половины питающего напряжения конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , что эквивалентно сбросу энергии на противоЭДС, равную половине питающего напряжения.

Схема работает следующим образом. При отпирании тиристоров  $VS_1, VS_4, VS_6, VS_7$  протекает импульс высокочастотного тока по контуру

$$C_{\phi} - VS_1 - C_{\kappa 1} - VS_4 - L_{\kappa 1} - r - L_{\kappa 2} - VS_6 - C_{\kappa 2} - VS_7 - C_{\phi}.$$

При смене знака напряжения на коммутирующих дросселях  $L_{\kappa 1}$  и  $L_{\kappa 2}$  (на рис. 26,  $z$  полярность указана в скобках) включаются отсекающие диоды  $VD_1, VD_2, VD_3, VD_4$  и ток протекает по контурам

$$L_{\kappa 1} - r - L_{\kappa 2} - VD_2 - C_1 - VD_1 - L_{\kappa 1}$$

$$\text{и } L_{\kappa 1} - r - L_{\kappa 2} - VD_4 - C_2 - VD_3 - L_{\kappa 1}.$$

И в этом случае ток сброса энергии протекает по нагрузке в ту же сторону, что и ток тиристоров, повышая уровень среднего значения выходного тока.

## **4.2. Анализ электромагнитных процессов при работе тиристорного регулятора на активную нагрузку**

---

Электромагнитные процессы в вентильных схемах протекают таким образом, что при переключении вентилей (тиристоров и диодов) уже первые производные токов и напряжений претерпевают разрывы. При анализе любого устройства необходимо иметь математическую модель, достаточно точно и полно описывающую электромагнитные процессы [5]. Для анали-

за вентильных схем в настоящее время широко используются кусочно-линейные модели, то есть модели, в которых электромагнитные процессы описываются линейными системами дифференциальных уравнений на интервалах непрерывности. Интервалы непрерывности определяются возможными состояниями схемы регулятора: проводимость тиристоров, проводимость отсекающих диодов и бестоковая пауза.

В каждом состоянии схема регулятора является линейной, но порядок уравнений, соответствующих им, может резко отличаться.

Разработка математической модели основывается на использовании наиболее эффективных для данной задачи математических методов анализа. Наиболее общим методом анализа кусочно-линейных систем является припасовочный метод, который предполагает однозначное решение системы дифференциальных уравнений на интервалах непрерывности при известных начальных условиях (задача Коши). При решении дифференциальных уравнений используются аналитические методы и методы приближенного численного интегрирования. Определение начальных условий для каждого последующего интервала производится в конце предыдущего. Установившийся режим работы кусочно-линейной системы рассчитывается путем многократного решения систем дифференциальных уравнений на последовательных интервалах. При расчете стационарных режимов работы начальные условия, как правило, не известны, и для определения установившегося режима приходится использовать условия перехода от одного интервала непрерывности к другому и условия периодичности функции, т. е. повторяемости значений функции через период работы кусочно-линейной системы.

Основным вопросом, определяющим сложность анализа стационарных режимов в кусочно-линейной системе, является определение межкоммутационных временных интервалов. Их нахождение связано с решением трансцендентных систем уравнений, что является не только основным препятствием

для получения результатов в виде аналитических выражений, но и серьезно осложняет чисто вычислительные вопросы. Анализ электромагнитных процессов в схемах регуляторов с целью упрощения выполним при некоторых допущениях по обобщенной схеме замещения. Будем полагать, что вентили - идеальные ключи с односторонней проводимостью, реактивные элементы (дрессели и конденсаторы) не имеют активных потерь. Входной фильтр можно заменить источником ЭДС, что справедливо при  $C_{\phi} \gg C_k$  и  $L_{\phi} \gg L_k$ .

На рис. 27, а приведена обобщенная схема замещения тиристорных регуляторов, работающих на активную нагрузку. Развитие электромагнитных процессов во времени иллюстрируется диаграммами работы на рис. 28, а — режим прерывистого тока и рис. 28, б — режим непрерывного тока нагрузки.

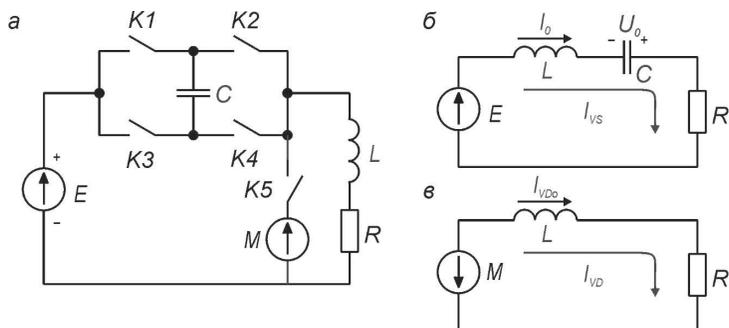


Рис. 27. Обобщенная схема замещения тиристорно-конденсаторного регулятора

Временные параметры диаграмм: период управления  $T_y$ , время проводимости тиристоров  $t_{VS}$ , время проводимости диодов  $t_{VD}$ , время достижения амплитуды тока  $t_m$ , время бестоковой паузы  $t_{п}$ , время проводимости отсекающих диодов  $t_{VD}$  и время восстановления управляемости  $t_{вы}$ .

В момент замыкания ключей  $K1$  и  $K4$  или  $K2, K3$  образуется электрический контур тока, изображенный на рис. 27, б, и по нагрузке протекает полуволна тока.

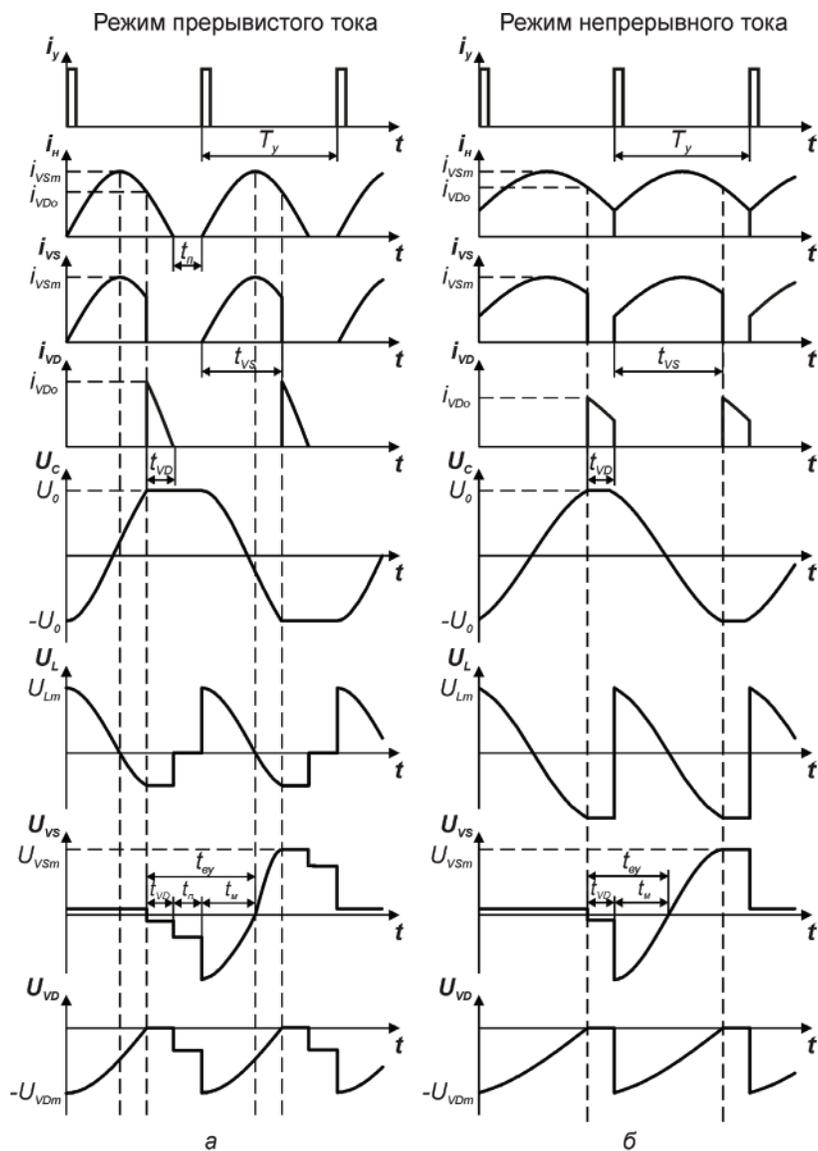


Рис. 28. Диаграммы работы тиристорно-конденсаторного регулятора:  
 а — режим прерывистого тока; б — режим непрерывного тока

При перезаряде коммутирующего конденсатора напряжение на коммутирующем дросселе  $U_L$  меняет знак и включаются отсекающие диоды  $VD1$  и  $VD2$  (см. рис. 26, в). При этом прекращается ток тиристорных мостов  $i_{VS}$  и по нагрузке протекает ток сброса  $i_{VD}$  в ту же сторону, что и ток тириستоров.

По схеме замещения включение отсекающих диодов эквивалентно замыканию ключа  $K5$  и образованию контура тока сброса (рис. 27, в). Величина противоЭДС ( $M$ ) в зависимости от схемы регулятора может быть различной. В первом случае (см. рис. 26, а) отсутствуют обратные диоды, поэтому принимаем  $M = \infty$ . Во втором случае (см. рис. 26, б) диод шунтирует коммутирующий дроссель и нагрузку, следовательно,  $M = 0$ . В третьей схеме регулятора (см. рис. 26, в) энергия, накопленная в коммутирующем дросселе, расходуется в источнике питания и нагрузке, поэтому  $M = E$ , а в схеме регулятора, приведенной на рис. 26, з,  $M = 0,5 \cdot E$ . Отношение  $M/E$  обозначим —  $m$ .

В зависимости от соотношения параметров элементов  $L, C, r$  электромагнитные процессы в схеме могут носить аperiodический или колебательный характер.

### Колебательный характер электромагнитных процессов

По второму закону Кирхгофа запишем уравнения баланса напряжения в контурах на интервалах непрерывности в операторной форме

$$i_{VS} \left( r + \frac{1}{pC} + pL \right) - \frac{E + U_0}{p} - I_{VS0} L = 0, \quad (30)$$

$$I_{VD} (r + pL) - I_{VD0} L + \frac{M}{p} = 0. \quad (31)$$

После преобразования получим контурные токи в функции времени

$$i_{VS}(t) = \frac{E + U_0}{\omega L} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t + e^{-\delta t} \left( \cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) I_{VS0}, \quad (32)$$

$$i_{VD}(t) = \left( \frac{M}{r} + I_{VD0} \right) e^{-2\delta t} - \frac{M}{r}, \quad (33)$$

где  $\delta = \frac{r}{2L}$  — коэффициент затухания колебательного процесса в контуре;  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$  — собственная угловая частота коммутирующего колебательного контура;  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$  — угловая частота колебательного процесса с учетом затухания;  $U_0$  — напряжение на коммутирующем конденсаторе к моменту включения тиристорov;  $I_{VSO}$  — начальный ток в коммутирующем дросселе к моменту включения тиристорov;  $I_{VD0}$  — начальный ток в коммутирующем дросселе к моменту включения отсекающих диодов;  $\omega_y$  — угловая частота следования импульсов управления.

Полученные выражения определяют зависимость токов от сопротивления нагрузки. Величину сопротивления, при которой ток сброса стремится к нулю, будем считать критической  $r_{кр}$ .

### 4.3. Расчет характеристик тиристорных регуляторов постоянного тока без обратных диодов

---

Для расчета характеристик регулятора целесообразно принять систему базовых параметров, которая обеспечит универсальность математической модели при расчете схем с любым сочетанием реальных параметров (напряжение источника питания, номинальный выходной ток, частота работы и т. д.).

В качестве базисных параметров, относительно которых производится нормирование токов, напряжений, временных интервалов и частот, целесообразно принять следующие:

$$U_6 = E, \quad I_6 = U_6 / Z_B, \quad T_6 = T_0 = 2\pi / \omega_0, \quad f_6 = f_0 = \omega_0 / 2\pi. \quad (34)$$

При выполнении расчетов в относительных единицах удобно применять

$$E = 1, \quad Z_B = 1, \quad \omega_0 = 1, \quad f_0 = 1/2\pi, \quad T_0 = 2\pi. \quad (35)$$

Тогда частота управления задается в пропорции к собственной частоте коммутирующего контура при неизменном волновом сопротивлении коммутирующего контура  $Z_B = 1$ , а относительные значения  $L$  и  $C$  могут быть подсчитаны по следующим выражениям:

$$C = \frac{1}{z_B \cdot \omega_0} = 1, \quad L = \frac{z_B}{\omega_0} = 1. \quad (36)$$

Введем понятие коэффициента нагрузки регулятора, который определяется отношением

$$K_H = r / Z_B. \quad (37)$$

В принятой системе относительных единиц коэффициент нагрузки численно равен сопротивлению нагрузки.

### 4.3.1. Нагрузочные характеристики регулятора

Под нагрузочной характеристикой регулятора будем понимать зависимость средних значений выходного тока и напряжения от коэффициента нагрузки  $K_H$

$$\bar{I}_H = \frac{1}{T_H} \int_0^{t_{VS}} i_{VS}(t) dt = 2Ef_y C \cdot \frac{\left(1 + e^{-\frac{\pi\delta}{\omega}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{\pi\delta}{\omega}}\right)}. \quad (38)$$

В относительных единицах

$$\frac{\delta}{\omega} = \frac{K_H}{\sqrt{4 - K_H^2}} \text{ и } f_y^* = f_y / f_0,$$

$$\bar{I}_H^* = 2f_y^* \cdot \frac{1 + e^{-\frac{\pi \cdot K_H}{\sqrt{4 - K_H^2}}}}{1 - e^{-\frac{\pi \cdot K_H}{\sqrt{4 - K_H^2}}}}. \quad (39)$$

При изменении  $K_H$  электромагнитные процессы могут иметь колебательный или апериодический характер. Границей перехода от апериодического режима к колебательному является коэффициент нагрузки  $K_H = 2$ . При  $K_H < 2$  — режим колебательный, при  $K_H > 2$  — режим апериодический.

При колебательном характере процессов возможны режимы прерывистых и непрерывных токов. Условие работы схемы в режиме прерывистых токов — частота выходного тока  $f_y$  должна быть меньше двойной собственной частоты контура:

$$f_y < 2f \text{ или } f_y^* < 2f^*; \quad f_y^* < \sqrt{4 - K_H^2},$$

$$\text{где } f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\omega_0}{4\pi} \sqrt{4 - K_H^2}; \quad f^* = \frac{1}{2} \sqrt{4 - K_H^2}.$$

При апериодическом характере процессов для контура с высоким  $K_H$  пренебрегаем значением  $L$ :

$$i = \frac{E + U_0}{r} \cdot e^{-\frac{t}{rC}}. \quad (40)$$

Принимаем  $U_0 \approx E$ , что соответствует соотношению

$$1 / f_y = T_y \gg \tau = rC \quad (f_y^* \ll 2\pi / K_H),$$

$$i = \frac{2E}{r} \cdot e^{-\frac{t}{rC}}. \quad (41)$$

Среднее значение выходного тока может быть определено уравнением

$$\bar{I}_H = \frac{1}{T_y} \cdot \int_0^{T_y} i \cdot dt = \frac{2E}{r \cdot T_y} \cdot \int_0^{T_y} e^{-\frac{t}{rC}} dt = 2ECf_y \left( 1 - e^{-\frac{1}{rCf_y}} \right). \quad (42)$$

При использовании базовых параметров системы относительных единиц средний ток в нагрузке может быть определен как функция частоты управления и коэффициента нагрузки

$$\bar{I}_H^* = \frac{f_y^*}{\pi} \left( 1 - e^{-\frac{2\pi}{K_H f_y^*}} \right). \quad (43)$$

Выходное напряжение при активной нагрузке определяется по формуле

$$\bar{U}_H^* = K_H \bar{I}_H^*. \quad (44)$$

Нагрузочные характеристики регулятора позволяют определить параметры электрической нагрузки элементов его оборудования в зависимости от коэффициента нагрузки  $K_H$ .

Параметры электрической нагрузки тиристоров определяются:

- средним значением тока

$$\bar{I}_{VS}^* = 0,5 \cdot \bar{I}_H^*; \quad (45)$$

- амплитудой прямого тока в колебательном режиме работы регулятора ( $K_H < 2$ ):

$$I_{VSM}^* = \frac{2(1+U_0^*)}{\sqrt{1-K_H^2}} \cdot e^{-\delta \cdot t_M} \cdot \sin \omega t_M, \quad (46)$$

где  $t_M = \frac{2}{\sqrt{4-K_H^2}} \cdot \arctg \frac{\sqrt{4-K_H^2}}{K_H}$  — время достижения амплитуды

тока;  $\delta = \frac{K_H}{2}$  — коэффициент затухания;  $\omega = \frac{\sqrt{4-K_H^2}}{2}$  — угловая

частота колебательного контура;  $U_0^* = \frac{1+e^{-\frac{\pi\delta}{\omega}}}{1-e^{-\frac{\pi\delta}{\omega}}}$  — амплитуда на-

пряжения на конденсаторе;

- амплитудой прямого тока в апериодическом режиме работы регулятора ( $K_n > 2$ ):

$$I_{VSm}^* = \frac{1 + U_0^*}{K_n}; \quad (47)$$

- амплитудой прямого напряжения на тиристоре

$$U_{VSm}^* = U_0^*;$$

- временем восстановления управляемости тиристора

$t_{\text{вы}}^* = t_M / 2\pi$  — в колебательном режиме;

$t_{\text{вы}}^* = \frac{K_n \cdot \ln 2}{2\pi} = 0,69 \cdot K_n / 2\pi$  — в апериодическом режиме.

Параметры электрической нагрузки тиристоров и конденсатора резко увеличиваются при уменьшении  $K_n < 2$ . Схемное время восстановления управляемости достигает своего минимального значения  $t_{\text{вы}}^* = 0,159$  при  $K_n = 2$ . Таким образом, выбрав параметры элементов регулятора из условия обеспечения требуемого времени выключения при  $K_n = 2$ , мы тем самым обеспечиваем статическую коммутационную устойчивость регулятора во всем диапазоне изменения нагрузки. В области высоких значений  $K_n > 2$  наблюдается стабилизация токов и напряжений на тиристорах и конденсаторе на уровне, не превышающем питающего напряжения. Выбор элементов оборудования регулятора следует делать при минимальном значении  $K_{n\text{min}}$ , при котором достигаются наибольшие значения параметров электрической нагрузки.

Соотношение, связывающее параметры элементов регулятора и схемное время восстановления управляемости для  $K_n = 2$ , имеет вид

$$LC = \left[ \frac{t_{\text{вы}}}{\ln(1 + U_0^*)} \right]^2. \quad (48)$$

Другое выражение, связывающее параметры элементов регулятора и параметры режима его работы может быть получе-

но из условия ограничения амплитуды тока при коротком замыкании нагрузки

$$\frac{L}{C} = \frac{(U_0 + E)^2}{I_{VSm}^2 - I_0^2}, \quad (49)$$

где  $I_{VSm}^*$  — амплитуда тока при минимальном коэффициенте нагрузки;  $I_0$  — ток отсечки (начальный ток в момент включения тиристоров).

Решая совместно выражения (48) и (49), получим

$$L = \frac{t_{\text{вы}} \cdot E(1 + U_0^*)}{\ln(1 + U_0^*) \sqrt{I_{VSm}^2 - I_0^2}}, \quad (50)$$

$$C = \frac{t_{\text{вы}} \sqrt{I_{VSm}^2 - I_0^2}}{E(1 + U_0^*) \cdot \ln(1 + U_0^*)}. \quad (51)$$

На рис. 29 приведены характеристики токов и напряжений на элементах схемы регулятора и времени восстановления  $t_{\text{вы}}^*$ .

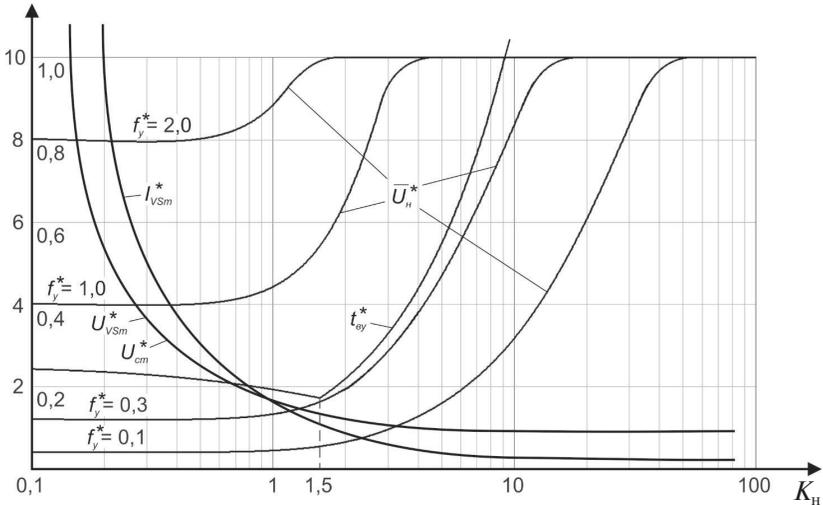


Рис. 29. Нагрузочные характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов

Важным параметром, определяющим коммутационную устойчивость работы регулятора, является интервал времени, предоставляемый для восстановления управляемости тиристорov. Он определяется как сумма трех интервалов: времени достижения амплитуды тока (разряд конденсатора до нуля)  $t_m$ , времени бестоковой паузы  $t_{\text{п}}$  и времени проводимости отсекающих диодов  $t_{VD}$ :

$$t_{\text{вы}} = t_m + t_{\text{п}} + t_{VD}. \quad (52)$$

Электрическая нагрузка тиристорov оценивается максимальным напряжением на них и эффективным значением тока:

$$U_{VSm} = U_0 \text{ — для однофазного регулятора;}$$

$$U_{VSm} = 0,5 \cdot U_0 \text{ — для двухфазного регулятора.}$$

Электрическую нагрузку коммутирующих конденсаторов следует оценивать величиной максимального и эффективного напряжения:

$$U_{Cm} = U_0 \text{ — для однофазного регулятора;}$$

$$U_{Cm} = 0,5 \cdot U_0 \text{ — для двухфазного регулятора.}$$

Частота изменения тока и напряжения на коммутирующем конденсаторе в два раза ниже частоты управления.

Электрическая нагрузка коммутирующего дросселя может быть определена величиной максимального напряжения, а также эффективным значением тока и напряжения на дросселе.

Нагрузочные характеристики являются основанием для выбора оборудования регулятора. Номинальную нагрузку регулятора следует выбирать при  $K_n = 1,5 \div 2$ . Поскольку при уменьшении  $K_n$  резко увеличиваются параметры электрической нагрузки тиристорov ( $U_{VS}$ ,  $I_{VS}$ ) и конденсаторов ( $U_{Cm}$ ), в цепь нагрузки необходимо устанавливать ограничивающий резистор сопротивлением, соответствующим  $K_n = 0,2$ .

### 4.3.2. Внешние характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов

Под внешней характеристикой регулятора будем понимать зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока. Поскольку известны зависимости  $I_n(r)$  и  $U_n(r)$ , то не составляет труда рассчитать зависимость  $U_n(I_n)$ .

Внешние характеристики позволяют судить о пригодности схемы регулятора для управления тем или иным энергопотребителем.

На рис. 30 приведены внешние характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока без обратных диодов. Частота управления для этих характеристик  $f_y^* = 0,1; 0,3; 1$  и  $2$ . Этим характеристикам соответствуют два участка:

участок А — параметрическая стабилизация тока;

участок Б — параметрическая стабилизация напряжения на нагрузке.

Для удобства тонкими линиями проведены кривые равных коэффициентов нагрузки (можно получить регулированием частоты управления).

При  $K_n > 1,4$  в определенной зоне изменения напряжения на нагрузке ток меняется сравнительно мало, что особенно наглядно при малой относительной частоте  $f^*(f^* = 0,1-1,0)$ . Будем называть эту зону внешних характеристик зоной параметрической стабилизации тока. Наличие этой зоны объясняется тем, что в аperiодическом режиме работы регулятора при малой относительной частоте, когда период выходной частоты в несколько раз превышает эквивалентную постоянную времени нагрузки, напряжение на конденсаторе при изменении нагрузки остается практически постоянным, близким к напряжению источника питания. При этом уменьшение сопротивления нагрузки с одной стороны приводит к увеличению максимального значения тока нагрузки, а с другой стороны — к уменьше-

нию эквивалентной постоянной времени нагрузки, т. е. к уменьшению длительности протекания тока.

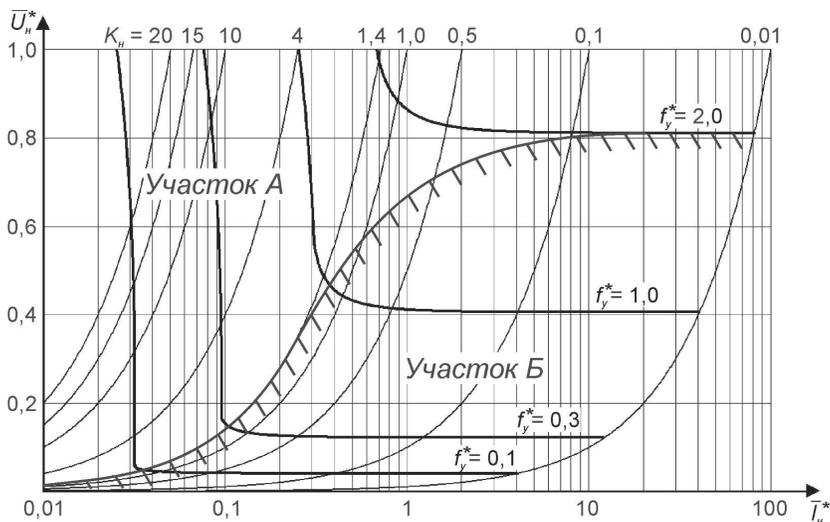


Рис. 30. Внешние характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов

Таким образом, увеличение максимального значения тока компенсируется уменьшением длительности протекания тока, так что среднее значение тока нагрузки остается постоянным.

Эффект параметрической стабилизации может быть оценен коэффициентом нестабильности тока

$$K_{\text{нст } i} = \frac{\bar{I}_{\text{н}, K_{\text{н}} = \infty}^* - \bar{I}_{\text{н}, K_{\text{н}} = K_{\text{нmax}}}^*}{\bar{I}_{\text{н}, K_{\text{н}} = \infty}^*} = e^{-\frac{2\pi}{K_{\text{нmax}} \cdot f_y^*}}, \quad (53)$$

где  $K_{\text{нmax}}$  — максимальный коэффициент нагрузки.

При выполнении соотношения  $f_y^* \ll 2\pi / K_{\text{нmax}}$  коэффициент нестабильности

$$K_{\text{нст } i} = 5 - 7,7\%.$$

Режим параметрической стабилизации напряжения наблюдается в диапазоне коэффициентов нагрузки  $K_n < 2$  в колебательном режиме работы регулятора. Уменьшение  $K_n$ , с одной стороны, уменьшает амплитуду напряжения, приложенного к нагрузке, а с другой стороны приводит к увеличению напряжения на конденсаторе и соответственно к увеличению амплитуды тока и напряжения на нагрузке. Взаимное влияние этих двух процессов и обуславливает стабилизацию напряжения на нагрузке в широком диапазоне изменения сопротивления нагрузки.

Степень параметрической стабилизации напряжения на нагрузке может быть оценена коэффициентом неустойчивости напряжения на нагрузке

$$K_{\text{нст } u} = \frac{\bar{U}_{n, K_n = K_{n \max}}^* - \bar{U}_{n, K_n = 0}^*}{\bar{U}_{n, K_n = 0}^*}, \quad (54)$$

где  $K_{n \max}$  — максимальное значение коэффициента нагрузки.

Упрощенное выражение для определения коэффициента неустойчивости напряжения имеет вид

$$K_{\text{нст } u} = \frac{\pi}{4} \cdot K_{n \max} \frac{1 + e^{-\frac{\pi \cdot K_{n \max}}{\sqrt{4 - K_{n \max}^2}}}}{1 - e^{-\frac{\pi \cdot K_{n \max}}{\sqrt{4 - K_{n \max}^2}}}} - 1 \quad (55)$$

при  $K_{n \max} = 1 - K_{\text{нст } u} = 9\%$ ;  $K_{n \max} = 1,4 - K_{\text{нст } u} = 20\%$ .

### 4.3.3. Регулировочные характеристики

Регулировочные характеристики — это зависимости средних значений выходного тока и напряжения от частоты управления  $I_n(\omega_y)$ ,  $U_n(\omega_y)$ .

Регулировочные характеристики  $U_n^*(f_y^*)$  во всем диапазоне изменения нагрузки представлены на рис. 31.

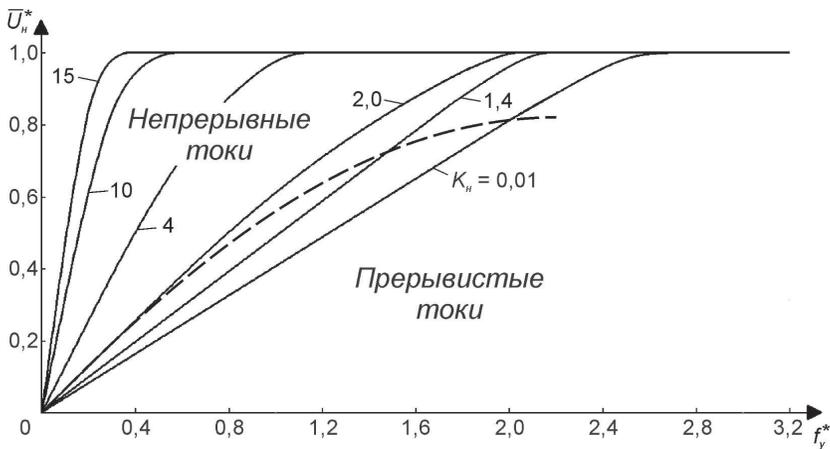


Рис. 31. Регулировочные характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов

Величина выходного тока и напряжения регулируется изменением относительного времени проводимости тиристоров на периоде работы регулятора при изменении частоты управления.

В колебательном режиме прерывистых токов регулировочные характеристики линейны. В режиме параметрической стабилизации напряжения на нагрузке линейность регулировочных характеристик соблюдается в диапазоне изменения относительного напряжения на нагрузке от  $U_n^* \approx 0$  до  $U_n^* \approx 0,8$ . При  $U_n^* > 0,8$  регулятор переходит в режим непрерывных токов и линейность регулировочных характеристик нарушается.

#### 4.4. Расчет характеристик тиристорных регуляторов постоянного тока с обратными диодами

Режимы работы тиристорно-конденсаторного регулятора с обратными диодами при апериодическом характере электромагнитных процессов ( $K_n > 2$ ) аналогичны режиму работы регу-

лятора без обратных диодов, а их статические характеристики идентичны. Обратные диоды включаются лишь в колебательном режиме работы регулятора, в диапазоне  $K_n < K_{n,кp}$ , при этом интервалы проводимости тиристоров чередуются с интервалами проводимости диодов.

Ток нагрузки определяется суммой токов через тиристоры (32) и через обратные диоды (33). Среднее значение тока нагрузки определяется уравнением:

$$I_n = \frac{1}{T_y} \int_0^{t_{VS}} i_{VS}(t) dt + \frac{1}{T_y} \int_0^{t_{VD}} i_{VD}(t) dt, \quad (56)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_n = & \frac{\omega_y \cdot C \cdot E}{\pi} (1+m) - \frac{\omega_y \cdot M}{2\pi \cdot r} t_{VD} + \\ & + \frac{\omega_y (M + r \cdot I_{VD0})}{4\pi \cdot r \cdot \delta} (1 - e^{-2\delta \cdot t_{VD}}). \end{aligned} \quad (57)$$

Используя базовые параметры системы относительных единиц, среднее значение тока определим по уравнению

$$\bar{I}_n^* = f_y^* \left[ 2 + m \left( 2 - \frac{2\pi}{K_n} t_{VD}^* \right) + \frac{m + K_n \cdot I_{VD0}^*}{K_n^2} (1 - e^{-2\pi \cdot K_n \cdot t_{VD}^*}) \right]. \quad (58)$$

Критическое значение коэффициента нагрузки, при котором обратные диоды не включаются, определяется формулой

$$K_{n,кp} = \frac{2 \ln \left( 1 + \frac{2}{m} \right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left( 1 + \frac{2}{m} \right)}}. \quad (59)$$

При разных значениях относительного значения противо-ЭДС в контуре рекуперации энергии ( $m = M/E$ ) величина  $K_{n,кp}$  будет различной:

при  $m = 1$ ,  $K_{n,кp} = 0,66$ ;

$m = 0,5$ ,  $K_{n,кp} = 0,91$ ;

$m = 0$ ,  $K_{n,кp} = 2$ .

Начальное значение тока обратного диода может быть определено по упрощенной формуле тока тиристора при малых значениях в момент выключения тиристора ( $t_{VS}$ ):

$$I_{VD0}^* = (2 + m) \sin \omega t_{VS}, \quad (60)$$

где  $\omega t_{VS} = \arcsin m + \arctg \frac{1}{K_H}$ .

Наибольшие значения  $I_{VD0}^*$  достигаются при  $K_H = 0$  в зависимости от  $m$ :

$$m = 1,0, I_{VD0}^* = 2,83;$$

$$m = 0,5, I_{VD0}^* = 2,45;$$

$$m = 0, I_{VD0}^* = 2.$$

Длительность протекания тока обратного диода определяется из уравнения (33):

$$I_{VD}(t)|_{t=t_{VD}} = \left( \frac{m}{K_H} + I_{VD0}^* \right) e^{-2\pi \cdot K_H \cdot t_{VD}} - \frac{m}{K_H} = 0, \quad (61)$$

$$t_{VD}^* = \frac{1}{2\pi \cdot K_H} \ln \frac{K_H \left( \frac{m}{K_H} + I_{VD}^* \right)}{m}. \quad (62)$$

Наибольшая длительность протекания обратного тока также достигается при  $K_H = 0$  в зависимости от значения  $m$ , которое определяется по формуле

$$t_{VD\max}^* = \frac{I_{D0\max}^*}{2\pi \cdot m}, \quad (63)$$

$$\text{при } m = 1, t_{VD\max}^* = 0,45;$$

$$m = 0,5, t_{VD\max}^* = 0,78;$$

$$m = 0, t_{VD\max}^* = \infty.$$

Общая длительность импульса тока через нагрузку определяется суммой времени протекания тока тиристора  $t_{VS}$  и тока диода  $t_{VD}$  ( $t_U = t_{VS} + t_{VD}$ ), которые зависят от  $K_H$  и  $m$ . В режиме прерывистого тока через нагрузку предельная частота работы регулятора достигается при  $m = 1$ . При более высокой частоте

следования импульсов тока спектр гармоник в токе нагрузки смещается в высокочастотную область, что позволяет снизить массогабаритные показатели фильтровых конденсаторов при заданном коэффициенте пульсации тока в нагрузке.

В подкритическом режиме непрерывного выходного тока длительность импульса выходного тока становится больше периода следования импульсов управления  $t_{VS} + t_{VD} > T_y$  и включение тиристоров происходит при определенном значении тока обратных диодов  $I_0$ . При этом происходит мгновенный переход тока из цепи обратных диодов в цепь тиристоров.

Среднее значение тока нагрузки в этом случае может быть определено по уравнению

$$\bar{I}_H = \frac{1+m}{\pi} + \frac{I_{до}^* + I_0^*}{4\pi} (2\pi - t_{VS}^*). \quad (64)$$

Нагрузочные характеристики регулятора с обратными диодами приведены на рис. 32.

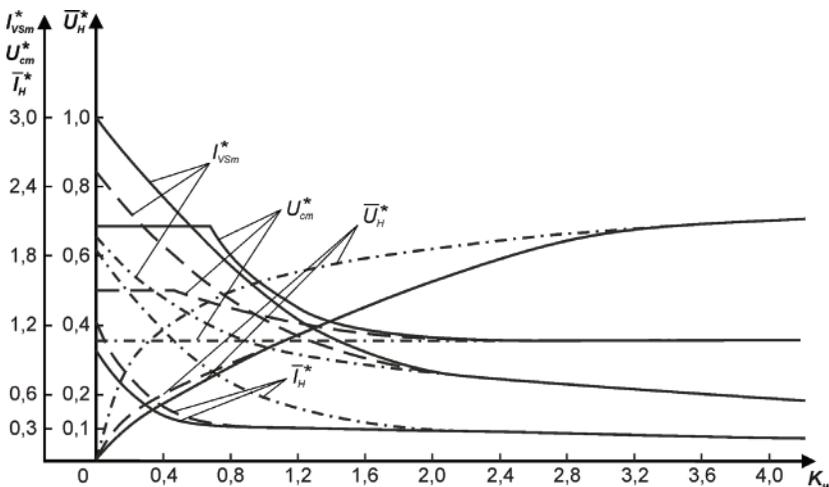


Рис. 32. Нагрузочные характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора с обратными диодами при  $m = 1$  (-);  $m = 0,5$  (- -);  $m = 0$  (- · -)

Зависимости токов и напряжений получены для разных схем регулятора с обратными диодами, в которых рекуперация энергии осуществляется при разном уровне противоЭДС. Эти характеристики показывают, что в регуляторе с обратными диодами обеспечивается коммутационная устойчивость и отсутствуют значительные перегрузки элементов оборудования в широком диапазоне изменения нагрузки от короткого замыкания до холостого хода ( $0 < K_n < \infty$ ).

При расчете номинального режима работы регулятора следует выбирать  $K_n = 1,2 \div 1,6$ . Поскольку при уменьшении  $K_n$  отсутствует значительный рост параметров электрической нагрузки элементов оборудования регулятора, установка ограничивающего резистора в цепь нагрузки не требуется при возможных коротких замыканиях в цепи нагрузки.

На рис. 33 приведены внешние характеристики регулятора с обратными диодами  $\bar{U}_n^* = K_n \cdot \bar{I}_n^*$  при  $f_y^* = 1$ .

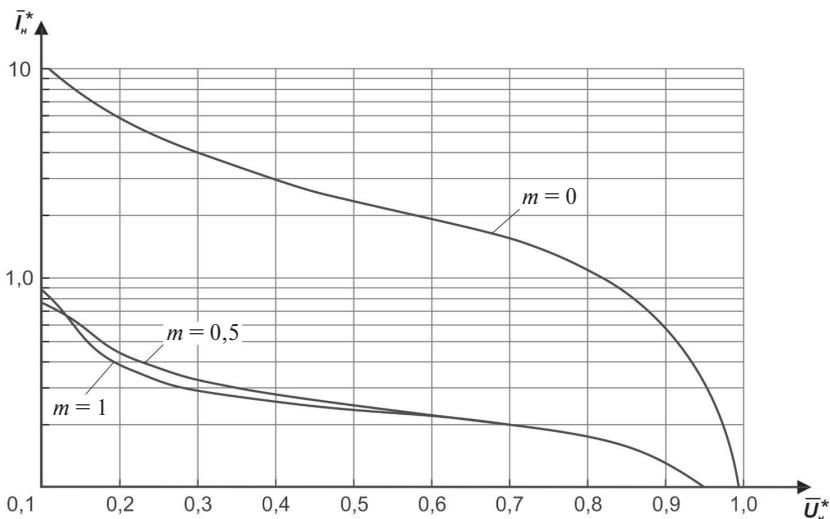


Рис. 33. Внешние характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора с обратными диодами

Для  $m = 0$  характеристика построена по формуле

$$\bar{U}^* = \frac{K_n \cdot f_y^*}{2\pi} \left( -1 + \sqrt{1 + \frac{16\pi}{K_n \cdot f_y^*}} \right). \quad (65)$$

Внешние характеристики регулятора существенно нелинейны. В диапазоне изменения выходного напряжения  $0,2 < U_n < 0,9$  среднее значение выходного тока регулятора с обратными диодами, работающими на противоЭДС, изменяется незначительно  $0,2 < I_n^* < 0,35$ , а внешняя характеристика этих регуляторов подобна характеристике источника тока.

Внешние характеристики регулятора с шунтирующим нагрузку диодом соответствуют источнику постоянной мощности.

## **4.5. Экспериментальные исследования тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока**

---

---

*Цель исследования* — изучение характеристик тиристорно-конденсаторного регулятора постоянного тока, выполненного на базе вентильных мостов с коммутирующими LC-контурами без обратных диодов и с диодами встречного тока.

### **4.5.1. Описание экспериментальной установки**

Тиристорный регулятор постоянного тока с дозированной передачей энергии собран в защищенном блоке, на передней панели которого установлены коммутационные аппараты, измерительные приборы, клеммы для подключения питающего напряжения и внешней нагрузки. Общий вид передней панели представлен на рис. 35.



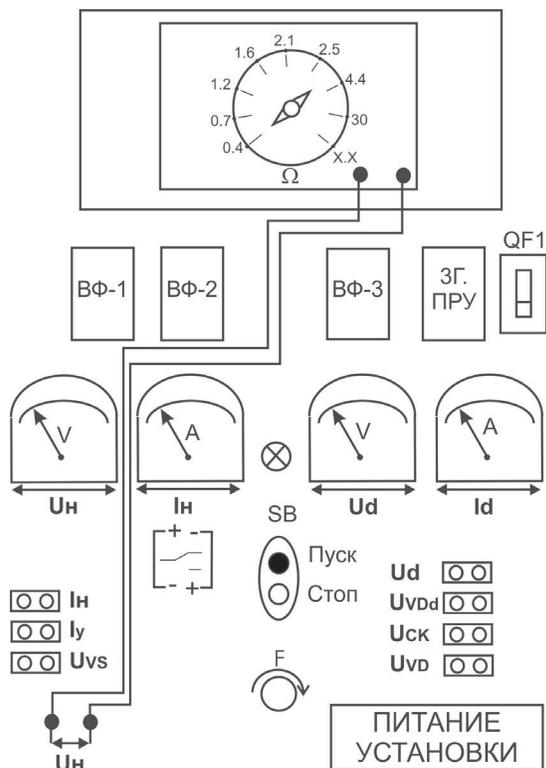


Рис. 35. Вид передней панели экспериментальной установки

Нагрузка представляет собой набор резисторов, собранных в блоке нагрузки и подключаемых с помощью многопозиционного переключателя, а также реостат, подключенный последовательно в выходную цепь регулятора. Кроме этого, в цепь нагрузки включаются амперметр и вольтметр, которые позволяют измерять средние значения тока и напряжения на нагрузке с достаточной точностью.

На передней панели блока регулятора размещены клеммы для подключения осциллографа, с помощью которого могут быть измерены мгновенные значения токов и напряжений на элементах оборудования регулятора:

- $I_y$  — импульсы тока управления тиристором;
- $I_{VS}$  — импульсы выходного тока регулятора;
- $U_{VS}$  — напряжение на тиристоре;
- $U_n$  — напряжение на нагрузке;
- $U_d$  — выходное напряжение выпрямителя;
- $U_{VDd}$  — напряжение на диоде выпрямителя;
- $U_{CK}$  — напряжение на конденсаторе;
- $U_{VD}$  — напряжение на обратном диоде.

Подключение обратных диодов в силовой схеме регулятора осуществляется переключателями  $SA1$ - $SA3$ , установленными на верхней панели блока регулятора. В зависимости от положения переключателей реализуются различные схемы регулятора с обратными диодами. На рис. 34 показана силовая схема регулятора, в которой при соответствующем положении ключей ( $SA1$ - $SA3$ ) воспроизводятся варианты схем регуляторов, представленных на рис. 26.

#### 4.5.2. Порядок выполнения экспериментальных исследований

1. Исследование характеристик тиристорно-конденсаторного регулятора без обратных диодов.
  - 1.1. Подключить блок регулятора к питающей сети.
  - 1.2. Установить разомкнутое положение переключателей  $SA1$  —  $SA3$  на верхней панели регулятора.
  - 1.3. Подключить к выходным клеммам регулятора цепь нагрузки и измерительные приборы.
  - 1.4. Подключить вход осциллографа к клеммам для измерения токов и напряжений на элементах оборудования регулятора.
  - 1.5. Включить регулятор и установить заданную частоту управления.
  - 1.6. Снять нагрузочные характеристики регулятора путем измерения токов и напряжений на выходе регулятора и на элементах оборудования при разных сопротивлениях нагрузки.

- 1.7. Снять регулировочные характеристики путем изменения средних значений выходного тока и напряжений при разных частотах управления.
- 1.8. Рассчитать и построить нагрузочные, регулировочные и внешние характеристики в относительных единицах.
2. Исследование характеристик тиристорно-конденсаторного регулятора с обратными диодами сброса энергии на противоЭДС.
  - 2.1. Установить включенное положение  $SA2$  и разомкнутое положение  $SA1$ ,  $SA3$ . При этом подключаются обратные диоды сброса энергии на противоЭДС.
  - 2.2. Подключить к выходным клеммам регулятора цепь нагрузки и измерительные приборы.
  - 2.3. Снять нагрузочные характеристики регулятора путем измерения токов и напряжений на выходе регулятора и на элементах оборудования при разных сопротивлениях нагрузки и неизменной частоте управления.
  - 2.4. Снять регулировочные характеристики путем изменения средних значений выходного тока и напряжений при разных частотах управления.
  - 2.5. Рассчитать и построить нагрузочные, регулировочные и внешние характеристики в относительных единицах.
3. Исследовать характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора с обратными диодами, шунтирующими нагрузку.
  - 3.1. Установить переключатель  $SA3$  во включенное положение, а переключатели  $SA1$ ,  $SA2$  — в выключенное положение.
  - 3.2. Подключить к выходным клеммам регулятора цепь нагрузки и измерительные приборы.
  - 3.3. Снять нагрузочные характеристики регулятора путем измерения токов и напряжений на выходе регулятора и на элементах оборудования, а также вре-

менных интервалов по осциллограммам при разных сопротивлениях нагрузки и неизменной частоте управления.

- 3.4. Снять регулировочные характеристики путем измерения средних значений выходного тока и напряжения при разных частотах управления.
- 3.5. Рассчитать и построить нагрузочные, регулировочные и внешние характеристики в относительных единицах.

## 4.6. Контрольные вопросы

---

1. Каким образом осуществляется дозирование передачи энергии и в чем заключается преимущество тиристорного регулятора с коммутирующим  $LC$ -контуром по сравнению с тиристорным регулятором с коммутирующим конденсатором?
2. За счет чего достигается эффект параметрической стабилизации выходного тока и напряжения в тиристорно-конденсаторном регуляторе без обратных диодов?
3. С какой целью введены в схему регулятора обратные диоды  $VD$ ?
4. Как изменяются характеристики тиристорно-конденсаторного регулятора при включении обратных диодов?
5. Каким образом обеспечивается коммутационная устойчивость работы тиристорно-конденсаторного регулятора при изменении нагрузки в широком диапазоне?
6. Как влияет на массогабаритные показатели тиристорно-конденсаторного регулятора выбор рабочей частоты коммутации вентиляей?

## Библиографический список

---

1. Электрические и электронные аппараты : учебник для вузов / под ред. Ю. К. Розанова. М. : Энергоатомиздат, 2010. 752 с.
2. Электрические и электронные аппараты. В 2 т. Т. 2. Силовые электронные аппараты : учебник для студентов высших учебных заведений / А. П. Бурман [и др.]; под ред. Ю. К. Розанова. М. : Изд. центр «Академия», 2010. 320 с.
3. Шопен Л. В. Бесконтактные электрические аппараты автоматизации : учебное пособие для вузов / Л. В. Шопен. М. : Энергоатомиздат, 1986. 586 с.
4. Луконин Б. В. Силовые преобразователи в электроснабжении : учеб. пособие / Б. В. Луконин, С. Г. Обухов. Томск : Изд-во ТГУ, 2007. 144 с.
5. Лузгин В. И. Проектирование тиристорных регуляторов постоянного тока : методические указания к курсу, курсовому и дипломному проектированию / В. И. Лузгин, М. В. Зайцева, В. В. Шипицин. Свердловск, 1988. 44 с.
6. Бурман А. П. Управление потоками электроэнергии и повышение эффективности электроэнергетических систем : учеб. пособие / А. П. Бурман, Ю. К. Розанов, Ю. Г. Шакарян. М. : Изд. дом МЭИ, 2012. 336 с. : ил.
7. Булатов О. Г. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии / О. Г. Булатов, В. Д. Поляков, А. И. Царенко. М. : Энергоатомиздат, 1989. 200 с.

*Для заметок*

---

*Для заметок*

---

*Учебное издание*

**Лузгин Владислав Игоревич**  
**Кропотухин Сергей Юрьевич**  
**Коптяков Александр Сергеевич**  
**Глушков Даниил Александрович**

**ИССЛЕДОВАНИЕ  
ЭЛЕКТРОННЫХ КОММУТАЦИОННЫХ  
АППАРАТОВ И РЕГУЛЯТОРОВ**

Редактор О. С. Смирнова  
Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 11.05.2017. Формат 60×84 1/16.  
Бумага писчая. Печать цифровая. Гарнитура Newton.  
Уч.-изд. л. 4,2. Усл. печ. л. 5,6. Тираж 50 экз.  
Заказ 105

Издательство Уральского университета  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5  
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41  
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4  
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13  
Факс: 8 (343) 358-93-06  
E-mail: press-urfu@mail.ru





**ЛУЗГИН ВЛАДИСЛАВ ИГОРЕВИЧ**

Доцент кафедры «Техника высоких напряжений» УралЭНИН УрФУ, канд. техн. наук. Лауреат премии Ленинского комсомола в области науки и техники. Научные интересы: силовая электроника и преобразовательная техника.



**КРОПОТУХИН СЕРГЕЙ ЮРЬЕВИЧ**

Старший преподаватель кафедры «Техника высоких напряжений» УралЭНИН УрФУ. Научные интересы: высоковольтная преобразовательная техника.



**КОПТЯКОВ АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ**

Ассистент кафедры «Техника высоких напряжений» УралЭНИН УрФУ. Научные интересы: силовая электроника, преобразовательная техника, электротехнологии, промышленная автоматизация.



**ГЛУШКОВ ДАНИИЛ АЛЕКСАНДРОВИЧ**

Инженер кафедры «Техника высоких напряжений» УралЭНИН УрФУ. Научные интересы: высоковольтные аппараты и испытания.