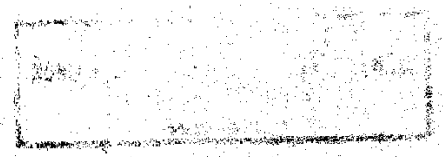


621.814
1153

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

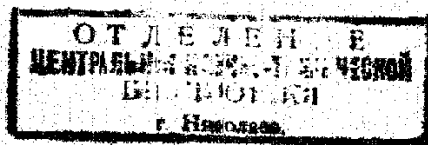
Под редакцией канд. техн. наук Ф. И. Ковалева
и канд. техн. наук Г. П. Мостковой



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1967

6П2.12
П 49
УДК 621.314.632

Авторы: Е. И. Беркович, А. И. Боровой, В. М. Венделанд,
Б. К. Курнесов, В. В. Пярков, А. Ф. Сверидов, А. И. Толкачев



Полупроводниковые выпрямители.

П 49 Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой, М., «Энергия»,
1967. 480 с. илл.

На обороте тит. л. авт.: Е. И. Беркович, А. И. Боровой, В. М. Венделанд [и др].

Книга посвящена мощным полупроводниковым выпрямительным установкам. Для них даются наиболее перспективные схемы; приводятся основные соотношения для расчета параметров энергетических показателей и рабочих характеристик; проводится анализ аварийных режимов. Рассматриваются системы управления, автоматического регулирования и защиты. Описываются конкретные выпрямительные установки различного назначения, принципы подхода к их проектированию и конструированию.

Книга предназначена для инженеров и техников, работающих в области проектирования и эксплуатации выпрямительных устройств, и может быть полезна студентам высших и средних технических учебных заведений соответствующей специальности.

3-3-12
157-67

6П2.12

2001

ПРЕДИСЛОВИЕ

Разработанные за последние годы и выпускаемые отечественной и зарубежной промышленностью мощные полупроводниковые вентили (неуправляемые и управляемые) позволяют создавать статические выпрямители мощностью от нескольких сотен ватт до сотен тысяч киловатт с высокими технико-экономическими показателями.

Полупроводниковые выпрямительные агрегаты нашли широкое применение в различных областях промышленности, на железнодорожном транспорте, судах, самолетах и т. д. Они используются для питания процессов электролиза в цветной металлургии и химической промышленности; для питания системы электропривода постоянного тока различного назначения и мощности; для возбуждения крупных электрических генераторов; для тяговых подстанций и магистральных электровозов переменного тока и для многих других потребностей народного хозяйства. Все это вызывает у широкого круга специалистов большой интерес к полупроводниковым выпрямителям.

Мощные полупроводниковые выпрямители имеют свои специфические особенности, которые проявляются в выборе силовых схем; систем управления, регулирования и защиты, в конструктивном оформлении преобразователей. По многим из этих вопросов в отечественной и зарубежной периодической печати появилось за последние годы большое количество публикаций.

Авторы ставили своей целью на основе имеющихся разработок, обобщения литературных источников и про-

мысленного опыта осветить в данной книге комплекс основных задач, возникающих при разработке мощных выпрямителей на полупроводниковых вентилях, и описать ряд полупроводниковых выпрямительных установок различного назначения, освоенных и выпускаемых отечественными заводами.

Для удобства читателей в книге приводятся также основные сведения по теории преобразования. Это позволит, не обращаясь к другим источникам, разобраться в существе протекающих в выпрямителях процессов и иметь все соотношения, необходимые для расчета и проектирования различных выпрямительных установок.

В главе I приводятся краткие сведения о полупроводниковых вентилях, их свойствах и характеристиках.

В главах II—IV излагаются основные положения теории и расчета мощных выпрямителей: рассматриваются принцип действия, расчетные соотношения, внешние характеристики, энергетические показатели для различных схем выпрямления, наиболее перспективных при использовании полупроводниковых вентилях.

Глава V посвящена системам управления и автоматического регулирования.

Главы VI—VIII — аварийным режимам выпрямителей, защите установок от сверхтоков и перенапряжений, а также подавлению радиопомех.

В главах IX, X рассматриваются конкретные выпрямительные установки различного назначения с точки зрения особенностей их работы, характеристик, параметров, конструкций и охлаждения.

Главы I—IV написаны инж. В. В. Пырковым, за исключением § 3-8 и 3-9, которые написал инж. Е. И. Беркович; гл. V — инж. А. И. Толкачевым, инж. Е. И. Берковичем, А. Ф. Свиридовым; гл. VI — инж. А. И. Боровым; гл. VII—VIII — инж. А. И. Боровым и А. Ф. Свиридовым; гл. IX — инж. Е. И. Берковичем и А. Ф. Свиридовым (§ 9-9 — инж. Б. Д. Курносковым); гл. X — инж. В. М. Венделандом и А. Ф. Свиридовым.

При описании конкретных преобразователей использованы данные разработок, исследований и испытаний, проведенных в ВЭИ имени Ленина, МНИЭИ, на заводе «Электровыпрямитель» и других организациях.

Авторы выражают свою признательность канд. техн. наук Г. А. Ривкину, сделавшему ряд ценных замечаний по рукописи при ее рецензировании, а также редакторам книги канд. техн. наук Ф. И. Ковалеву и канд. техн. наук Г. П. Мостковой.

Все пожелания и замечания по данной работе будут приняты авторами с благодарностью.

Авторский коллектив считает необходимым особо отметить роль покойного А. Ф. Свиридова в подготовке данной книги. По существу, он являлся не только одним из авторов книги, но ее инициатором и руководителем. Все, кому приходилось работать с А. Ф. Свиридовым, ценили его знания, опыт, неистощимую энергию и глубоко скорбят о его безвременной кончине.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Производство и распределение электрической энергии в основном осуществляется на переменном токе. В то же время из всей вырабатываемой электрическими станциями Советского Союза электроэнергии более 25% потребляется в виде постоянного тока. Это связано с тем, что часть потребителей может работать только на постоянном токе. Другая часть потребителей имеет на постоянном токе лучшие характеристики и параметры.

Для преобразования переменного тока в постоянный в настоящее время почти исключительно применяются статические преобразователи электрической энергии — выпрямители.

Значительный прогресс в преобразовательной технике связан с созданием силовых полупроводниковых вентилялей. Высокие электрические характеристики, малые габариты и вес, простота конструкции и обслуживания, высокая эксплуатационная надежность полупроводниковых вентилялей позволяют широко использовать их в схемах преобразования переменного тока в постоянный.

Силовые кремниевые вентиляи и тиристоры отечественного производства обеспечивают параметры по току 10—350 а и напряжению до 1000 в.

Рабочие характеристики вентилялей остаются стабильными при температурах до 140° С.

Полупроводниковые вентиляи обладают существенными преимуществами перед ионными:

более высоким к. п. д. (падение напряжения в прямом направлении в 20—30 раз меньше);

значительно меньшими весом и габаритами; возможностью работы в более широком диапазоне температур окружающей среды (от —60 до +100—150° С);

малыми временами отпирания и восстановления управляемости после пропускания тока (до 25 мксек

у обычных и до 10 мксек у быстродействующих тиристоров);

практически мгновенной готовностью к работе;

высокой механической прочностью и стойкостью к воздействию ударных и вибрационных сотрясений;

высокой надежностью и большим сроком службы;

малой мощностью управления;

большим коэффициентом усиления;

не требуют постоянного обслуживания.

Кроме того, в отличие от электромеханических преобразователей тиристоры, как и ионные вентиляи, бесшумны в работе.

Отечественная промышленность освоила выпуск серий германиевых и кремниевых неуправляемых вентилялей, обычных и с контролируемым лавинообразованием, и тиристоров. Выпускаются также силовые кремниевые стабилитроны.

Освоение промышленного выпуска кремниевых вентилялей и тиристоров позволило создать серии статических выпрямительных агрегатов с регулируемыми и стабилизированными выходными параметрами для различных отраслей народного хозяйства.

Выпускаются мощные выпрямительные агрегаты для металлургической и химической промышленности; к. п. д. этих агрегатов составляет 96% против 90,5% у ртутных выпрямителей и 89,5% у двигатель-генераторных преобразователей. Площадь, требуемая для установки кремниевого агрегата, соответственно в 2 и 4 раза меньше, чем у ртутных и двигатель-генераторных преобразователей. Сокращаются эксплуатационные расходы. Это связано с уменьшением (соответственно в 2 и 15 раз) времени, необходимого для проведения текущих ремонтов и профилактики.

Кремниевые выпрямительные агрегаты успешно эксплуатируются в тяжелых условиях магистральных электровозов и на тяговых подстанциях. При этом оказывается целесообразной комплектация кремниевыми выпрямителями не только вновь строящихся подстанций, но и замена ртутных вентилялей на ранее выпущенных электровозах и подстанциях. Экономия от эксплуатации полупроводниковых агрегатов быстро окупает произведенные дополнительные расходы. Так, на Московском метрополитене затраты на замену ртутных выпрямите-

лей кремниевыми окупилась в течение первых четырех лет эксплуатации.

Возможности преобразователей существенно расширяются с разработкой и использованием управляемых кремниевых вентилей — тиристоров. Тиристорные выпрямители обеспечивают глубокое изменение выходных параметров в любом требуемом диапазоне; обладают высоким быстродействием и точностью автоматического регулирования; позволяют переводить преобразователь в инверторный режим и тем самым обеспечивать рекуперацию электроэнергии в сеть.

Указанные качества тиристорных преобразователей делают их весьма перспективными устройствами для питания систем электроприводов постоянного тока с плавным в широком диапазоне регулированием скорости вращения, для возбуждения крупных электрических генераторов и других целей.

Подводя итог, можно отметить, что полупроводниковые выпрямители по сравнению с вращающимися и ионными преобразователями обладают многими положительными качествами: более высоким к. п. д., компактностью, малым весом, высокой надежностью в работе при большом сроке службы, постоянной готовностью к действию, простотой эксплуатации. Все это определяет собой неуклонное расширение областей применения полупроводниковых выпрямителей по мощности, выходным параметрам и назначению.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

1-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выпрямитель представляет собой устройство, предназначенное для преобразования переменного тока в постоянный.

Выпрямитель может быть представлен в виде общей блок-схемы, показанной на рис. 1-1. Силовой трансформатор 1 служит для согласования входного и выходного напряжений выпрямителя. Трансформатор одновременно электрически разделяет питающую сеть и сеть нагрузки. Блок вентилей 2 осуществляет саму функцию выпрямления переменного тока. Сглаживающий фильтр 3 является звеном, уменьшающим пульсации выпрямленного тока в цепи нагрузки 4. В случае управляемого выпрямителя в структуру схемы входит еще блок 5, содержащий систему управления вентилями и систему автоматического регулирования. Для целей защиты самого выпрямителя от повреждения в аварийных режимах в его схему входит еще система защиты и сигнализации 6.

В некоторых случаях отдельные описанные выше звенья в схеме выпрямителя могут отсутствовать. В виде примера можно привести случай бестрансформаторного включения выпрямителя или работу выпрямителей без фильтра.

Схемы полупроводниковых выпрямителей могут быть классифицированы по следующим основным признакам.

По выходной мощности:

Установки малой (единицы киловатт), средней (десятки киловатт) и большой мощности.

Подобное разделение в количественном отношении носит, конечно, условный характер.

По числу фаз источника питания:

- а) выпрямители однофазного тока;
- б) выпрямители трехфазного тока.

По возможностям регулирования:

- а) неуправляемые выпрямители;
- б) управляемые выпрямители.

Выпрямители однофазного и трехфазного тока в зависимости от схемы включения вентилей и схемы соединения обмоток трансформатора в свою очередь подразделяются на различные типы (схемы со средней точкой, мостовые и т. д.).

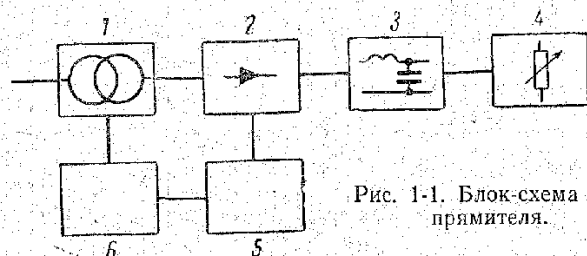


Рис. 1-1. Блок-схема выпрямителя.

Иногда выпрямители классифицируют и по ряду других признаков: по характеру нагрузки (активная, активно-индуктивная, активно-емкостная, нагрузка с противо-э. д. с.); по напряжению (низкого, среднего и высокого напряжений); по частоте выпрямляемого тока.

Разделение выпрямителей по мощности имеет значение для выбора схемы выпрямителя, типа применяемых вентилей и метода расчета параметров элементов схемы.

Из большого числа существующих схем выпрямления в книге рассматриваются только наиболее часто употребляемые схемы выпрямителей однофазного и трехфазного тока, по которым создаются установки средней и большой мощности на полупроводниковых вентилях.

Полупроводниковые выпрямители однофазного тока обычно выполняются по схеме со средней точкой (рис. 1-2, а) и по мостовой схеме (рис. 1-2, б). Основная область применения этих схем — установки средней мощности. Иногда подобные схемы используются и в установках большой мощности, например в электрифицированном транспорте.

В большинстве случаев выпрямители средней и большой мощности питаются от сети трехфазного тока. При трехфазном питании в зависимости от схемы включения

вентилей и схемы соединения обмоток трансформатора можно получить трех-, шести- или двенадцатифазное выпрямление (фазность выпрямления в данном случае определяется по частоте пульсаций в кривой выпрямленного напряжения).

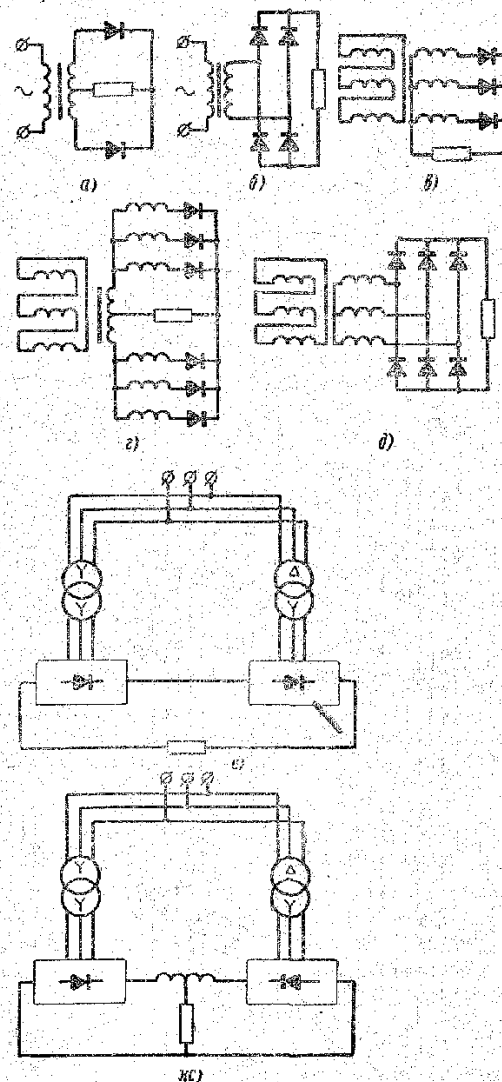


Рис. 1-2. Принципиальные схемы выпрямителей.

Из большого количества известных схем выпрямителей трехфазного тока наиболее часто применяются следующие схемы:

- а) трехфазная схема со средней точкой;
- б) шестифазная схема с уравнительным реактором;
- в) трехфазная мостовая схема.

Трехфазная схема со средней точкой (рис. 1-2, в) иногда используется в установках средней мощности. Эта схема может быть также составляющим элементом других, более сложных схем (например, шестифазной схемы с уравнительным реактором). Шестифазная схема с уравнительным реактором (рис. 1-2, г) и трехфазная мостовая схема (рис. 1-2, д) широко применяются в установках средней и большой мощности. Эти схемы обеспечивают шестифазное выпрямление трехфазного тока и обладают высокими технико-экономическими показателями.

В ряде случаев, например в выпрямительных установках очень большой мощности, необходимо иметь форму кривой тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети, наиболее близкой к синусоидальной и уменьшить процентное содержание высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения.

Выпрямление с двенадцатикратной пульсацией выходного напряжения может быть получено путем последовательного или параллельного соединения схем, изображенных на рис. 1-2, г и д. Такие комбинированные схемы (рис. 1-2, е и ж), сохраняя достоинства простейших схем, из которых они составлены, позволяют существенно улучшить форму кривой тока, потребляемого из питающей сети, и уменьшить величину пульсаций в кривой выпрямленного напряжения.

Основными показателями, определяющими целесообразность использования той или иной схемы выпрямления в конкретных случаях их применения, являются: стоимость, к. п. д., вес и габариты выпрямителя (которые зависят в основном от количества и параметров вентиля и от мощности трансформаторного оборудования), а также форма кривой выпрямленного напряжения.

1-2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Основным элементом, определяющим работу выпрямителя, является вентиль. Принцип действия полупроводниковых вентилях основан на явлении односторонней проводимости границы раздела полупроводников с раз-

ными типами электропроводности — дырочной и электронной [Л. 1 и 2].

Созданная тем или иным способом граница раздела полупроводника с дырочной проводимостью (p -тип) и полупроводника с электронной проводимостью (n -тип), образует структуру так называемого электронно-дырочного перехода (p - n -перехода). Основным свойством p - n -перехода является зависимость величины его сопротивления от полярности приложенного напряжения. В результате электронно-дырочный переход при одной полярности приложенного напряжения обладает значительно меньшим сопротивлением, чем при обратной полярности. Это свойство p - n -перехода и положено в основу создания полупроводниковых вентилях.

Полупроводниковый вентиль содержит в качестве главного элемента, выполняющего функцию выпрямления, шайбу из полупроводника с сформированным в нем p - n -переходом [Л. 1—3]. В некоторых случаях структура вентиля более сложна и содержит несколько p - n -переходов [Л. 2 и 4—6]. Детальное рассмотрение явлений, происходящих в p - n -переходах различных полупроводниковых приборов, приведено в [Л. 1, 2 и 4—6]. Применяемые в преобразовательной технике полупроводниковые вентили подразделяются на две основные группы: неуправляемые и управляемые.

а) Неуправляемые вентили

Неуправляемый полупроводниковый вентиль как элемент электрической цепи представляет собой нелинейное несимметричное активное сопротивление, величина которого зависит от полярности и величины приложенного к нему напряжения.

Направление, в котором вентиль имеет малое сопротивление, называется прямым или проводящим, противоположное направление с большей величиной сопротивления называется обратным или запирающим. Соответственно ток, протекающий через вентиль, в зависимости от полярности приложенного напряжения называется или прямым, или обратным. Одной из важных характеристик полупроводникового вентиля является зависимость протекающего через вентиль тока от приложенного напряжения (вольт-амперная характеристика). На рис. 1-3, а—в приведены условные обозначения неуправ-

ляемого полупроводникового вентиля, схема его полупроводниковой структуры и типичная вольт-амперная характеристика. Анод и катод вентиля помечены на рис. 1-3, а и б буквами А и К.

На вольт-амперной характеристике полупроводникового вентиля следует различать две ветви: прямую (она построена в первом квадранте) и обратную (построена в третьем квадранте). Для удобства

прямоугольная и обратная ветви характеристики строятся в разных масштабах. Для оценки этих масштабов заметим, что кратность прямого и обратного токов в современных полупроводниковых вентилях достигает величины 10^3 — 10^4 . Отношение допустимого обратного напряжения к прямому падению при номинальном токе равно 10^2 — 10^3 . Как видно из рис. 1-3, в, прямая ветвь вольт-амперной характеристики содержит два характерных участка.

На первом участке (помечен на рис. 1-3, в буквой А) вентиль имеет сравнительно высокое сопротивление.

По достижении прямым напряжением величины ΔU_H (равной обычно нескольким десяткам вольт), сопротивление вентиля резко падает и начинается участок малого сопротивления (помечен буквой Б). На обратной ветви обычно различают три характерных участка. Первый участок (помечен буквой В) сравнительно невелик и обладает еще довольно высокой проводимостью. На втором участке (Г) наступает явление насыщения, при котором рост обратного тока замедлен. Третий участок характеристики (Д) определяется наступлением пробоя вентиля. При этом обратный ток резко возрастает и, в зависимости от типа вентиля и условий его работы, наступает обратимый или необратимый пробой *p-n*-перехода. Величина напряжения, при котором наступает про-

бой, называется пробивным напряжением. С целью предотвратить выход из строя *p-n*-перехода при кратковременных перенапряжениях созданы специальные типы вентилях с так называемой лавинной обратной характеристикой (показана на рис. 1-3, в, штрих-пунктирной линией). В этом случае пробой перехода происходит равномерно по всей его поверхности и, если мощность, выделяемая в переходе, не превышает определенной величины, пробой является обратимым [Л. 3].

В качестве главных параметров, определяющих работу неуправляемого вентиля в схеме выпрямителя, следует назвать номинальный прямой ток при работе вентиля в длительном режиме и номинальное обратное напряжение. Первый параметр определяет в основном тепловой режим вентиля, т. е. величину температуры *p-n*-перехода. Второй параметр определяет величину коэффициента запаса по обратному напряжению, с которым работает вентиль. Эти величины не являются постоянными, а зависят от условий работы вентиля. Например, допустимая величина прямого тока в зависимости от вида охлаждения вентиля может меняться в довольно широких пределах. Величина допустимого обратного напряжения, в свою очередь, зависит от температуры перехода вентиля, что определяется степенью нагрузки и видом охлаждения. Обычно заводом-изготовителем оговаривается определенный (номинальный) режим работы вентиля, для которого и даются допустимые значения рабочих параметров. Если режим работы отличается от номинального, то в допустимые величины параметров вентиля вносятся определенные коррективы, предусмотренные в рекомендациях завода. Номинальный режим вентиля, оговоренный в паспорте, определяется при работе его в однополупериодной схеме выпрямления на чисто активную нагрузку.

Паспортные данные неуправляемого вентиля содержат в качестве основных следующие величины:

1. Номинальный рабочий ток (среднее значение).
2. Номинальное обратное напряжение (амплитуда).
3. Прямое падение на вентиле при номинальном токе (среднее значение).
4. Для вентилях с лавинной характеристикой — допустимую мощность, рассеиваемую вентилем при пробое, с определенной длительностью импульса обратного тока.

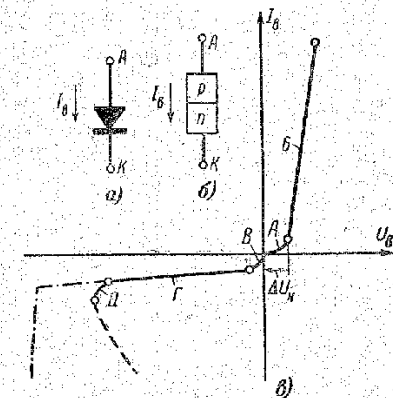


Рис. 1-3. Неуправляемый полупроводниковый вентиль.

а — условное обозначение неуправляемого вентиля; б — схема полупроводниковой структуры управляемого вентиля; в — вольт-амперная характеристика неуправляемого полупроводникового вентиля.

По величине номинального обратного напряжения и величине прямого падения вентили делятся на классы и группы (см. приложение 1).

Полупроводниковые вентили крайне чувствительны к перегрузкам. Это объясняется тем, что сама масса активного тела вентиля (шайбы полупроводника) очень мала и ее температура в случае протекания тока перегрузки быстро достигает критической величины, при которой исчезает вентиляльное действие, причем при резком

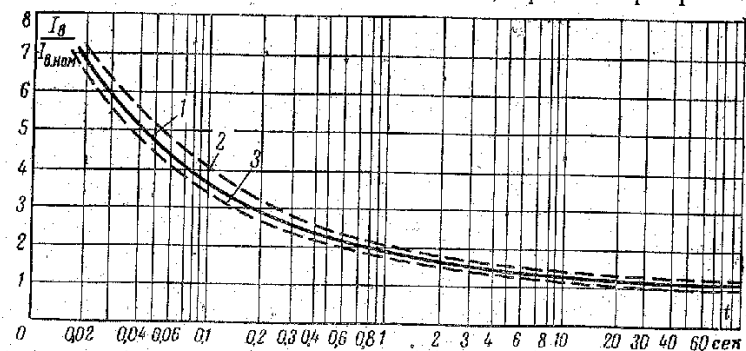


Рис. 1-4. Перегрузочные характеристики кремниевых неуправляемых вентилях.

1 — изготовления ВЭИ; 2 — фирмы Вестингауз; 3 — фирмы Сименс-Шуккерт.

возрастании тока температура самой области $p-n$ -перехода может быть существенно выше температуры остальной массы тела полупроводника. Поэтому в технических условиях на вентили, кроме номинальных параметров, задается допустимая величина и длительность перегрузки — перегрузочная способность. Типовая зависимость кратности прямого перегрузочного тока от продолжительности перегрузки для различных типов двухсотамперных кремниевых вентилях приведена на рис. 1-4.

Наибольшее распространение в современной преобразовательной технике получили германиевые и кремниевые неуправляемые вентили¹. Германиевые вентили по сравнению с кремниевыми обладают меньшим прямым падением напряжения, а также меньшими значениями

¹ В стадии экспериментальных разработок в настоящее время находятся вентили на основе других типов полупроводников. В виде примера можно упомянуть вентили на основе интерметаллических соединений [Л. 3]. Некоторые из этих вентилях имеют очень высокую рабочую температуру перехода (до 300—350°С).

допустимых обратных напряжений. Предельная температура $p-n$ -перехода германиевых вентилях (75—100°С) существенно ниже, чем у кремниевых (150—200°С) [Л. 2 и 3]. Для сравнения вольт-амперных характеристик германиевых и кремниевых вентилях на рис. 1-5 приведены характеристики их переходов [Л. 7]. По оси ординат на рис. 1-5 отложена плотность тока в переходе, а по оси абсцисс — напряжение.

Характеристики полупроводниковых вентилях существенно зависят от температуры. С ростом температуры как у германиевых, так и у кремниевых вентилях наблюдается быстрый рост величины обратного тока (приблизительно в



Рис. 1-5. Характеристики германиевого (1) и кремниевое (2) $p-n$ -переходов.

экспоненциальной зависимости). Прямое падение напряжения кремниевых вентилях с ростом температуры падает приблизительно по линейному закону. Зависимость величины прямого падения напряжения от температуры у германиевых вентилях носит более сложный характер. Температурный коэффициент прямого падения напряжения для германиевого вентиля при малых токах нагрузки может быть отрицательным, при больших — положительным [Л. 2].

Зависимость вольт-амперных характеристик кремниевых и германиевых полупроводниковых вентилях от температуры приведена на рис. 1-6, а и б.

В связи с тем, что допустимая нагрузка вентиля определяется температурой его перехода, целесообразно несколько подробнее рассмотреть вопрос о потерях в вен-

2. ЦЕНТРАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ БИБЛИОТЕКА г. Николаев.

тите. В неуправляемом венти́ле различают три вида потерь: потери от прямого тока, потери от обратного тока и коммутационные потери. Зависимость потерь от величины прямого и обратного токов наиболее удобно рассмотреть, заменив реальную вольт-амперную характеристику вентиля некоторой кусочно-линейной аппроксимацией. На рис. 1-7 это представлено графически. Как показано на рис. 1-7, прямая ветвь характеристики аппроксимируется двумя прямыми. В этом случае параметрами прямой ветви служат начальное падение на венти́ле $\Delta U_{\text{п}}$ и среднее динамическое сопротивление на рабочем участке прямой характеристики $R_{\text{д}}$. Величина динамического сопротивления определяется как $R_{\text{д}} = \text{tg } \alpha$. Обратная ветвь характеристики также аппроксимируется двумя прямыми. Параметрами обратной ветви служат начальный обратный ток $\Delta I_{\text{п}}$ и средняя динамическая проводимость $G_{\text{д}}$, определяемая как $G_{\text{д}} = \text{tg } \beta$.

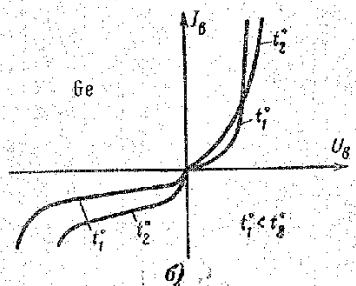
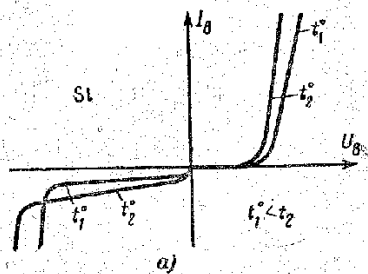


Рис. 1-6. Зависимость вольт-амперных характеристик неуправляемых вентилях от температуры.

а — кремниевый венти́л; б — германиевый венти́л.

ной характеристики, напряжение на венти́ле в прямом направлении может быть выражено в следующем виде:

$$u_{\text{в.п}} = \Delta U_{\text{п}} + R_{\text{д}} i_{\text{в.п}}, \quad (1-1)$$

где $u_{\text{в.п}}$ и $i_{\text{в.п}}$ — мгновенные значения напряжения и тока вентиля в прямом направлении.

Далее нетрудно определить величину значения средней за период мощности $P_{\text{п}}$, выделяемой в венти́ле от протекания прямого тока:

$$P_{\text{п}} = \frac{1}{T} \int_0^{\lambda} u_{\text{в.п}} i_{\text{в.п}} dt, \quad (1-2)$$

где T — период питающего напряжения;

λ — время протекания прямого тока.

Подставив величину $u_{\text{в.п}}$ из (1-1) в (1-2), окончательно получим:

$$P_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{п}}}{T} \int_0^{\lambda} i_{\text{в.п}} dt + \frac{R_{\text{д}}}{T} \int_0^{\lambda} i_{\text{в.п}}^2 dt = \Delta U_{\text{п}} I_{\text{в.ср}} + R_{\text{д}} I_{\text{в}}^2, \quad (1-3)$$

где величины $I_{\text{в.ср}}$ и $I_{\text{в}}$ — соответственно среднее и действующее значения тока через венти́л.

Как видно из формулы (1-3), мощность потерь в венти́ле от прямого тока распадается на две составляющие. Первая зависит от среднего значения тока через венти́л, а вторая — от квадрата действующего. Отсюда следует, что при одном и том же среднем значении тока через венти́л, но разных коэффициентах формы тока, нагрев вентиля будет различным. Это обстоятельство следует учитывать при выборе вентиля, так как коэффициент формы кривой тока через венти́л зависит от ряда причин. Например, форма кривой тока через венти́л может существенно зависеть от режима работы выпрямителя. Соотношение между долей потерь от среднего значения тока и долей потерь от действующего значения определяется величинами $\Delta U_{\text{п}}$ и $R_{\text{д}}$, а также величиной тока вентиля.

При малых нагрузках вентиля, как правило, превалирует доля потерь от среднего значения тока, а при перегрузках потери определяются в основном действующим значением тока.

Потери мощности в венти́ле при протекании обратного тока могут быть вычислены аналогичным способом. Пользуясь аппроксимацией обратной ветви вольт-амперной характеристики вентиля согласно рис. 1-7, для мгновенного значения тока:

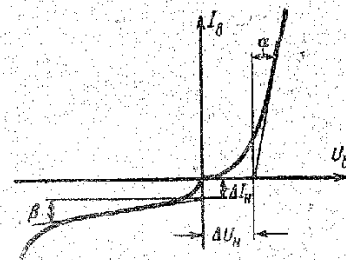


Рис. 1-7. Кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперной характеристики неуправляемого полупроводникового вентиля.

венного значения обратного тока вентиля $i_{в.о}$ можно написать:

$$i_{в.о} = \Delta I_{н} + G_{д} u_{в}, \quad (1-4)$$

где $u_{в}$ — мгновенное значение обратного напряжения.

С помощью (1-4) нетрудно получить величину средней за период мощности $P_{о}$, выделяемой при работе вентиля на обратной ветви вольт-амперной характеристики:

$$P_{о} = \frac{1}{T} \int_0^{T-\lambda} u_{в} i_{в.о} dt = \Delta I_{н} U_{в.ср} + G_{д} U_{в}^2. \quad (1-5)$$

где $U_{в.ср}$ и $U_{в}$ — соответственно среднее и действующее значения обратного напряжения на вентиле.

Как видно из формулы (1-5), мощность потерь при работе вентиля на обратной ветви характеристики зависит как от среднего, так и от действующего значений обратного напряжения.

В большинстве случаев потери от обратного тока сравнительно малы (5—10% от общих потерь для кремневых вентилях).

Третий вид потерь — коммутационные потери, как показывает их название, возникают в интервалах включения и выключения вентилях.

Процесс включения вентиля, а также процесс восстановления его запирающей способности происходят не мгновенно, а занимают вполне конечные интервалы [Л. 2 и 8].

На рис. 1-8 схематично показаны изменения мгновенных величин тока, напряжения и мощности, выделяемой в вентиле в интервале включения $t_{вкл}$ (рис. 1-8,а) и интервале выключения $t_{выкл}$ (рис. 1-8,б).

В процессе включения вентиля из-за переходных процессов в самой структуре *p-n*-перехода прямое напряжение, приложенное к нему, не сразу спадает до своего установившегося значения. В результате в интервале включения при нарастании тока через вентиль на нем может оказаться значительное по величине напряжение. Следовательно, мгновенные значения мощности, выде-

ляемой в вентиле в процессе включения, могут быть очень велики. В процессе восстановления своей запирающей способности вентиль может проводить обратные токи, соизмеримые по своим мгновенным значениям с прямым током. В интервале восстановления обратного сопротивления вентиля при наличии на нем уже значительного обратного напряжения через него может протекать большой обратный ток [Л. 8]. Это явление также приводит к выделению в структуре вентиля в эти момен-

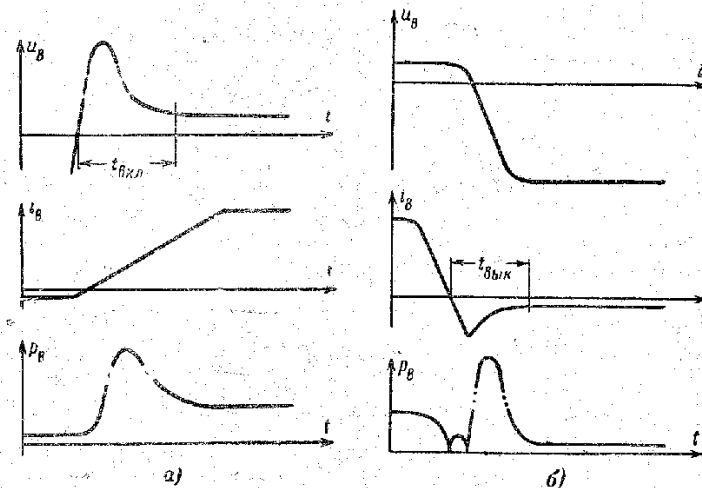


Рис. 1-8. Кривые мгновенных значений тока, напряжения и мощности для интервала включения вентиля (а) и интервала выключения (б).

ты сравнительно большой мощности. В результате при больших скоростях изменения тока через вентиль в интервалах включения и выключения в вентиле возможно выделение довольно большой мощности. При большой частоте коммутаций среднее значение этой мощности может составлять значительную долю от полной мощности потерь в вентиле. Следует отметить, что резкий обрыв обратного тока после рассасывания избыточных носителей в переходе из-за наличия в схеме выпрямителя индуктивностей может явиться причиной возникновения больших перенапряжений на вентиле [Л. 3 и 8].

Коммутационные потери необходимо учитывать только в случае работы вентиля на повышенной частоте. При

использовании вентилях на частоте 50 гц величина коммутационных потерь крайне мала и в расчет не принимается.

Выделение в малом объеме структуры вентиля в процессе его работы значительного количества тепла требует создания хорошего теплоотвода. Существуют два вида охлаждения вентилях: воздушное и жидкостное. В случае воздушного охлаждения вентиль крепится на специальный ребристый радиатор. Обычно для уменьшения величины радиаторов используется принудительная циркуляция охлаждающего воздуха при его скоростях порядка 8—15 м/сек. При жидкостном охлаждении в качестве хладагента применяются вода или масло, которые циркулируют через радиатор вентиля. Жидкостные системы охлаждения по ряду причин используются несколько реже, чем воздушные.

При создании выпрямителей на большие токи или напряжения используют параллельное и последовательное соединения вентилях. При параллельном соединении вентилях равномерное деление прямого тока между ними осуществляется следующими способами: а) подбор вентилях с одинаковыми прямыми падениями (с одинаковыми группами); б) включение последовательно с вентилями небольших активных сопротивлений [Л. 3]; в) с помощью анодных делителей [Л. 3].

При последовательном соединении вентилях для равномерного деления обратного напряжения между ними параллельно вентилям включают специальные делители напряжения или используют вентилях с лавинной обратной ветвью характеристики [Л. 3].

Современной промышленностью освоен выпуск мощных неуправляемых полупроводниковых вентилях на токи до 200—1000 а и обратные напряжения порядка до нескольких сотен вольт, что позволяет создавать выпрямительные установки большой мощности.

Краткий перечень некоторых типов силовых неуправляемых вентилях отечественного производства и их основные параметры приведены в приложении 1.

Часто при рассмотрении работы схем выпрямления пользуются термином «идеальный вентиль». Под понятием неуправляемый идеальнй вентиль разумеется некое несимметричное сопротивление, величина которого в одном направлении равна нулю, а в противоположном — бесконечности.

б) Управляемые вентиля

Основным свойством управляемого вентиля является возможность произвольной задержки момента его отпирания при наличии на нем прямого напряжения. Это свойство вентиля позволяет создавать схемы выпрямителей с регулированием выходного напряжения, а также в некоторых случаях осуществлять быстродействующую систему защиты выпрямителя.

Управляемые вентиля могут быть подразделены на две подгруппы: неполностью управляемые вентиля и полностью управляемые вентиля. К неполностью управляемым вентилям относятся вентилях, выключение которых возможно только при прохождении текущего через них тока через нуль. Говоря точнее, вентиль может быть выключен снижением его прямого тока ниже определенной весьма малой величины, называемой удерживающим током [Л. 4, 5 и 9]. К подобным вентилям относятся кремниевые управляемые вентилях — тиристоры. Полупроводниковая структура тиристора значительно сложнее, чем у неуправляемого вентиля. Она представляет собой четыре чередующихся слоя полупроводника с разными типами проводимостей (p-n-p-n). В результате получается система трех электронно-дырочных переходов, включенных последовательно.

На рис. 1-9,а—в приведены условное обозначение тиристора, схема его полупроводниковой структуры и ее триодный эквивалент. Буквами А, К, У на рис. 1-9,а помечены выводы анода, катода и управляющего электрода вентиля.

Работа тиристора и происходящие в нем процессы достаточно подробно освещены в специальной литературе [Л. 2, 4—6 и 9]. Здесь целесообразно разобрать лишь общие принципы действия тиристора и его вольт-амперную характеристику. Тиристор может находиться в трех стабильных состояниях: закрытом при положительном напряжении на аноде, закрытом при отрицательном напряжении на аноде и открытом. В случае положительного напряжения на аноде к переходам P_1 и P_3 вентиля (рис. 1-9,б) приложено прямое напряжение, а к переходу P_2 — обратное. При этом все напряжение будет приложено к переходу P_2 . При отрицательной полярности напряжения на аноде прямое напряжение будет приложено к переходу P_2 , а к переходам P_1 и P_3 , соединенным последовательно, — обратное. Перевод ти-

ристора в открытое состояние наиболее удобно пояснить на примере замены реальной структуры вентиля (рис. 1-9,б) ее эквивалентом (рис. 1-9,в), состоящим из двух транзисторов (*p-n-p*- и *n-p-n*-типов). Подобное несколько упрощенное рассмотрение работы тиристора позволяет в общих чертах представить его принцип работы. Условное разделение четырехслойной структуры на два триода показано на рис. 1-9,б пунктирной линией.

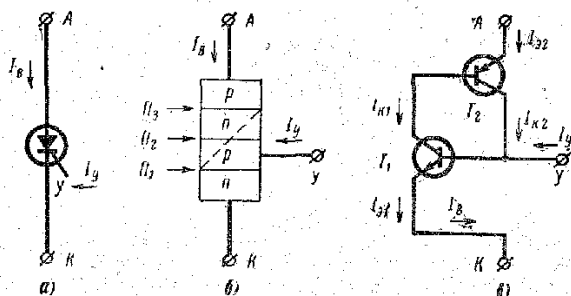


Рис. 1-9. Тиристор — управляемый полупроводниковый вентиль.

а — условное обозначение полупроводникового управляемого вентиля; б — схема полупроводниковой структуры управляемого вентиля; в — триодный эквивалент управляемого вентиля.

В результате образуются как бы два триода с объединенными базовыми и коллекторными областями. Для триодов T_1 и T_2 можно записать следующие соотношения:

$$I_{K1} = \alpha_1 I_{Э1}; \quad (1-6)$$

$$I_{K2} = \alpha_2 I_{Э2}, \quad (1-7)$$

где I_{K1} и I_{K2} — коллекторные токи триодов;

$I_{Э1}$ и $I_{Э2}$ — эмиттерные токи триодов;

α_1 и α_2 — соответственно коэффициенты усиления триодов по току в схеме с общей базой.

Результирующий ток вентиля I_b может быть представлен в виде суммы токов коллекторов отдельных триодов и некоторого тока утечки I_0 :

$$I_b = I_{K1} + I_{K2} + I_0. \quad (1-8)$$

Используя выражения (1-6) — (1-8) и учитывая тот факт, что $I_b = I_{Э1} \approx I_{Э2}$, получим для тока вентиля следующее выражение:

$$I_b = \frac{I_0}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1-9)$$

Из формулы (1-9) видно, что в случае, если величина $\alpha_1 + \alpha_2$ стремится к единице, знаменатель стремится к нулю. При этом рост тока через вентиль уже не зависит от самого вентиля и будет определяться только параметрами внешней цепи.

Таким образом, условие $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ соответствует закрытому состоянию вентиля (состояние низкой проводимости). При $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ вентиль открывается и наступает состояние высокой проводимости. Равенство $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ может быть достигнуто двумя способами. Первый способ основан на следующем явлении. В случае повышения напряжения на промежутке коллектор — эмиттер полупроводникового триода свыше определенной величины наступает пробой, вызванный лавинным умножением носителей, что влечет за собой резкий рост коэффициента α [Л. 4 и 9]. В результате, когда напряжение на тиристоре достигнет критической величины, наступает самопроизвольное включение вентиля. Напряжение, при котором происходит включение вентиля, называется напряжением включения ($U_{вкл}$). Второй способ основан на том, что коэффициент усиления полупроводникового триода по току α зависит от величины тока эмиттера. При малых токах эмиттера величина α довольно мала. При возрастании тока значение α быстро растет. Этим явлением можно воспользоваться для перевода вентиля во включенное состояние. Пропуская через одну из базовых областей *p-n-p-n*-структуры ток от внешнего источника, можно искусственно увеличить величину α_1 (или α_2). В результате при определенном значении этого тока, называемого управляющим (I_y), достигается условие $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ и вентиль включается. На рис. 1-10 изображена вольт-амперная характеристика тиристора. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики тиристора обычно ничем не отличается от обратной ветви характеристики неуправляемого кремниевого вентиля. Точно так же как и для неуправляемого вентиля, возможно создание тиристора с лавинной обратной характеристикой. Наибольший интерес представляет рассмотрение прямой ветви характеристики. При подаче на анод тиристора положительного напряжения вентиль может находиться в двух состояниях: закрытом и открытом. Области вольт-амперной характеристики, соответствующие этим состояниям, помечены на рис. 1-10 цифрами I и II. Перевод вентиля из закрытого состояния в открытое может быть

осуществлен двумя способами: подачей на анод вентиля напряжения, большего, чем напряжение включения, или пропусканием через промежуток управляющий электрод — катод положительного управляющего тока определенной величины. В случае, когда через промежуток управляющий электрод — катод не протекает никакого тока, прямая ветвь вольт-амперной характеристики тиристора в закрытом состоянии по своему виду схожа

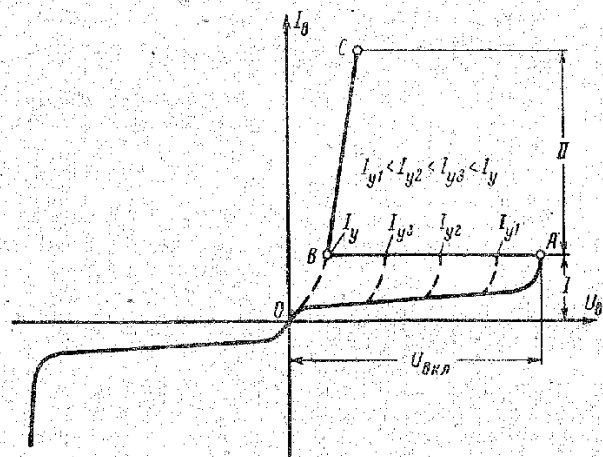


Рис. 1-10. Вольт-амперная характеристика тиристора.

с обратной ветвью (участок OA на рис. 1-10). Когда напряжение на аноде тиристора достигнет величины $U_{вкл}$ (точка A на рис. 1-10), происходит быстрый переход тиристора из состояния низкой проводимости в состояние высокой проводимости и рабочая точка перемещается по вольт-амперной характеристике в точку B . Обычно этот переход происходит в зависимости от типа вентиля и условий его работы за время от десятых долей до единиц микросекунд [Л. 4—6 и 10]. Если через управляющий электрод пропускается ток $I_{y1,2,3}$, то с увеличением этого тока прямая ветвь вольт-амперной характеристики начинает меняться, как это показано на рис. 1-10 пунктиром. Практически с увеличением управляющего тока падает величина напряжения включения $U_{вкл}$. Наконец по достижении управляющим током величины I_y тиристор сразу при подаче на него даже очень малого положительного напряжения переходит в состояние высокой про-

водимости. После перехода вентиля в состояние высокой проводимости его вольт-амперная характеристика (участок BC на рис. 1-10) практически мало отличается от прямой ветви характеристики неуправляемого кремниевого вентиля. Кремниевые управляемые вентили по сравнению с кремниевыми неуправляемыми обладают обычно несколько большим падением напряжения в прямом направлении (приблизительно на 20%).

В некоторых схемах, где скорость нарастания тока через тиристор очень велика, возможно повреждение структуры вентиля в районе управляющего электрода. Это объясняется конечной скоростью распространения процесса включения вентиля по поверхности всего перехода. В случае очень большой скорости нарастания тока возможно локальное выделение значительной мощности в области перехода около управляющего электрода. В этих случаях необходимо или искусственно снижать скорость нарастания тока, или применять некоторые меры, как, например, включение небольших насыщающихся реакторов последовательно с вентилем [Л. 9]. При этом в процессе включения тиристора насыщающийся реактор ограничивает величину прямого тока и скорость его нарастания в интервале включения.

Для включения тиристора обычно используются узкие управляющие импульсы. С целью быстрого формирования процесса включения фронт управляющего импульса должен быть по возможности более крутым, а амплитуда тока в несколько раз превышать значение I_y . При необходимости использовать в системе управления широкие управляющие импульсы мощность, выделяемая на управляющем электроде, не должна превышать паспортной величины.

Переход тиристора из состояния высокой проводимости в состояние низкой проводимости (выключение) происходит при подаче на анод вентиля отрицательного обратного напряжения или при снижении протекающего через него тока ниже некоторой критической величины, называемой удерживающим током.

В зависимости от типа тиристора и условий его работы процесс выключения занимает время порядка от единиц до десятков микросекунд.

Основными параметрами, определяющими наиболее важные свойства управляемого вентиля — тиристора, являются следующие величины:

1. Номинальный рабочий ток (среднее значение).
2. Величина и длительность протекания допустимого прямого тока перегрузки.
3. Номинальное обратное напряжение (амплитуда).
4. Номинальное прямое напряжение в закрытом состоянии (амплитуда).
5. Прямое падение напряжения в вентиле при номинальном токе (среднее значение).
6. Ток, напряжение и допустимая рассеиваемая мощность в цепи управляющего электрода (средние и максимальные значения).
7. Максимальная скорость нарастания прямого тока при включении.
8. Время включения и время восстановления запирающей способности вентиля.

Как и для неуправляемого вентиля, паспортные данные тиристора справедливы для определенного (номинального) режима работы вентиля, оговоренного заводом-изготовителем.

В управляемом вентиле существуют следующие виды потерь:

- а) потери от прямого тока в открытом состоянии вентиля;
- б) потери от прямого тока в закрытом состоянии вентиля;
- в) потери от обратного тока;
- г) коммутационные потери;
- д) потери в цепи управления.

Виды потерь «а», «в», «г» аналогичны потерям в неуправляемых вентилях. Потери от прямого тока в закрытом состоянии рассчитывают так же, как и потери от обратного тока, используя аппроксимацию характеристики вентиля с помощью двух прямых. Так как прямая ветвь вольт-амперной характеристики управляемого вентиля в закрытом состоянии (участок *OA* на рис. 1-10) по своей форме одинакова с обратной ветвью, то по аналогии с формулой (1-5) можно написать:

$$P'_{\text{п}} = \frac{1}{T} \int_0^{\lambda_1} u_{\text{п}} i_{\text{в}} dt = \Delta I_{\text{п}} U_{\text{п.ср}} + G_{\text{д}} U_{\text{п}}^2, \quad (1-10)$$

где λ_1 — время, в течение которого к вентилю приложено прямое напряжение;

$P'_{\text{п}}$ — мощность, выделяющаяся в закрытом вентиле на интервале, когда к нему приложено прямое напряжение;

$u_{\text{п}}$ и $i_{\text{в}}$ — мгновенные значения напряжения и тока вентиля в закрытом состоянии;

$U_{\text{п.ср}}$ и $U_{\text{п}}$ — среднее и действующее значения прямого напряжения на вентиле в закрытом состоянии.

Величины $\Delta I_{\text{п}}$ и $G_{\text{д}}$ в формуле (1-10) определяются по прямой характеристике вентиля (участок *OA* на рис. 1-10).

Потери в цепи управления учитываются только в случае управления широкими импульсами. При использовании узких управляющих импульсов мощность, выделяющаяся в цепи управления, крайне мала и в расчет может не приниматься.

Методы охлаждения управляемых вентилях совершенно аналогичны методам, применяемым к неуправляемым вентилям.

Ко второй подгруппе управляемых вентилях относятся так называемые полностью управляемые вентиля. В этих вентилях можно управлять как процессом включения, так и процессом выключения. При этом ток через вентиль может быть прерван с помощью самого вентиля.

Это является основным отличием полностью управляемых вентилях от вентилях других типов. К подобным вентилям относятся некоторые типы вентилях с четырехслойной структурой (двуоперационные тиристоры), а также полевые приборы типа «текнетрон» и «филдтрон» [Л. 12 и 13]. В настоящее время эти вентиля находятся еще в основном в стадии экспериментальных разработок, и наибольшее распространение в преобразовательной технике получили неполностью управляемые вентиля — тиристоры.

В случае необходимости возможно как параллельное, так и последовательное соединение тиристоров [Л. 15 и 16].

В настоящее время нашей промышленностью выпускаются тиристоры на максимальные рабочие токи до 200 а и напряжения порядка нескольких сотен вольт. В приложении 1 приведены некоторые типы и основные

характеристики мощных управляемых вентилях отечественного производства.

Для управляемого вентиля, точно так же, как и для неуправляемого, существует понятие «идеальный вентиль». Полагают, что сопротивление идеального управляемого вентиля в обратном направлении, а также и в прямом закрытом равно бесконечности. В открытом состоянии прямое сопротивление идеального управляемого вентиля равно нулю.

ГЛАВА ВТОРАЯ

СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

2-1. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

При проектировании и разработке выпрямителей необходимо произвести расчет схемы выпрямления с целью выявления условий работы ее основных элементов и определения требуемых параметров этих элементов.

Исходными данными для расчета выпрямителя являются величины выпрямленного напряжения и тока U_d и I_d (средние значения), а также действующие значения напряжения питающей сети. В процессе расчета подлежат определению:

А. Величины, характеризующие работу вентиля

1. Среднее $I_{в.ср}$ и действующее $I_{в}$ значения тока через вентиль при номинальной нагрузке и возможных перегрузках.

2. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле — $U_{об.т}$.

3. Максимальное значение прямого напряжения на вентиле — $U_{пр.т}$ (в случае применения управляемых вентилях).

Б. Величины, определяющие параметры трансформатора

1. Действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора $U_{2ф}$ и I_2 .

2. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора I_1 .

3. Мощность каждой из обмоток и полная расчетная (типовая) мощность трансформатора $S_{т}$.

Кроме перечисленных выше величин, имеется еще ряд параметров и зависимостей, характеризующих работу выпрямителя.

К ним относятся:

1. Гармонический состав кривой выпрямленного напряжения.

2. Гармонический состав кривой переменного тока, потребляемого из питающей сети.

3. Внешняя характеристика выпрямителя, которая представляет собой зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока $U_d = f(I_d)$.

4. Регулирующая характеристика управляемого выпрямителя, которая определяет зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла регулирования $U_d = f(\alpha)$.

5. Коэффициент мощности выпрямительной установки χ .

6. Коэффициент полезного действия η .

Для точного определения искомых величин и характеристик выпрямителя необходим детальный анализ электромагнитных процессов в его схеме. Такой анализ с учетом реальных характеристик элементов схемы выпрямителя (вентилей, трансформатора и т. д.) крайне сложен вследствие громоздкости получаемых уравнений.

Для рассмотрения принципа действия и анализа процессов в различных схемах выпрямления можно воспользоваться методом идеализации рассматриваемой схемы с последующим ее усложнением и постепенным учетом основных влияющих факторов.

Это позволит наиболее просто и наглядно вывести основные соотношения, связывающие токи и напряжения в схеме выпрямителя, а также провести сравнение различных схем выпрямления с целью определения наиболее целесообразных областей их применения.

В данной главе рассматривается работа идеализованных выпрямителей, состоящих из идеальных вентиля и идеального трансформатора. В идеальном трансформаторе полагаются равными нулю активные сопротивления обмоток, потери в сердечнике, индуктивности рассеяния и намагничивающий ток.

В следующей главе рассматривается явление коммутации токов с вентиля на вентиль и влияние его на процессы в схеме при наличии только индуктивностей в контуре коммутации. Затем показана возможность учета (в тех случаях, когда это необходимо) остальных параметров реальной схемы.

Такой порядок рассмотрения работы выпрямителя, принятый в настоящем издании, позволяет без существенного усложнения получить общие расчетные соот-

ношения для различных схем выпрямления и при необходимости внести в расчет соответствующие коррективы.

В качестве основных режимов рассматриваются случаи работы выпрямителя на следующие виды нагрузок:

- а) чисто активная нагрузка;
- б) активно-индуктивная нагрузка;
- в) нагрузка с противо-э. д. с.

Режим работы выпрямителя на активно-емкостную нагрузку, характерный в основном для маломощных выпрямителей, не рассматривается.

2-2. ОДНОФАЗНАЯ ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку

Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой представлена на рис. 2-1,а. Эту схему иногда называют двухфазной, так как вторичная обмотка силового трансформатора создает систему напряжений, смещенных друг относительно друга на 180° . Рассмотрим работу схемы на активную нагрузку (ключ K на рис. 2-1,а замкнут). Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора можно представить в следующем виде:

$$u_2 = \sqrt{2}U_{2\phi} \sin \omega t = \sqrt{2}U_{2\phi} \sin \vartheta, \quad (2-1)$$

где u_2 и $U_{2\phi}$ — соответственно мгновенное и действующее значения фазного напряжения;

$\vartheta = \omega t$;

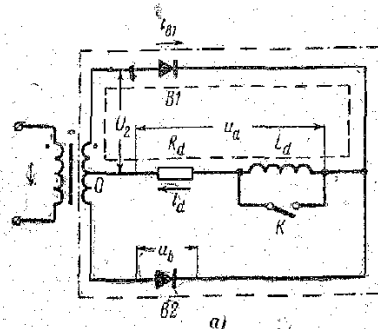
ω — угловая частота питающей сети;

t — время.

Пусть в интервале времени $0 - \vartheta_1$ (рис. 2-1,б) верхний конец вторичной полуобмотки (помечен на рис. 2-1,а точкой) положителен по отношению к средней точке. Рассматривая контур, обведенный на рис. 2-1,а пунктирной линией, нетрудно заметить, что при таком условии анод вентиля $B1$ положителен по отношению к катоду и, следовательно, вентиль $B1$ будет открыт.

В результате в интервале $0 - \vartheta_1$ к сопротивлению нагрузки R_a приложено фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 . Вентиль $B2$ в интервале $0 - \vartheta_1$ закрыт, так как к нему приложено отрицательное напря-

жение, величина которого, как видно из рассмотрения контура, обведенного на рис. 2-1, *a* штрих-пунктирной линией, равна двойному фазному напряжению вторичной обмотки (т. е. линейному напряжению). В следующем интервале работы схемы $\vartheta_1 - \vartheta_2$ полярность напряжения на обмотках трансформатора сменится и вентили поменяются ролями. Переход тока с вентиля *B1* на вентиль *B2* произойдет в момент ϑ_1 , когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора сменит знак.



Явление перехода тока с вентиля на вентиль носит название процесса коммутации.

На рис. 2-1, *a* вентили *B1* и *B2* объединены катодами, образуя так называемую «катодную» группу. Возможно также образование «анодной» группы в случае объединения анодов вентилях.

Кривая выпрямленного напряжения u_d (рис. 2-1, *б*) состоит из однополярных полуволн фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Как видно из рис. 2-1, *б*, кратность пульсаций выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна двум. Кривая выпрямленного тока i_d в точности повторяет кривую выпрямленного напряжения (рис. 2-1, *б*). Кривая тока через вентиль $i_{в}$, являющегося также и током вторичной

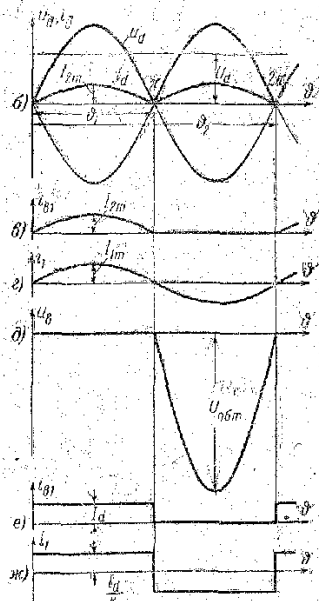


Рис. 2-1. Однофазная двухполупериодная схема на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы, при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

обмотки трансформатора, представлена на рис. 2-1, *в* (ток вентиля *B1*).

Ток первичной обмотки питающего трансформатора (рис. 2-1, *г*) чисто синусоидален, так как каждая половина вторичной обмотки, чередуясь через полпериода, пропускает полуволны синусоидального тока в противоположных направлениях.

Кривая напряжения на вентиле $u_{в}$ представлена на рис. 2-1, *д*.

Для полной характеристики работы выпрямительной схемы необходимо вывести количественные соотношения, которые связали бы все величины токов и напряжений схемы. Обычно принято все токи и напряжения схемы выпрямления связывать с двумя базисными величинами: действующим значением фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2\phi}$ и средним значением величины выпрямленного тока I_d . Величина среднего выпрямленного напряжения выпрямителя U_d может быть вычислена следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta, \quad (2-2)$$

где u_d — мгновенное значение выпрямленного напряжения.

Окончательно получим:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} = 0,9 U_{2\phi}. \quad (2-3)$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле $U_{обм}$ равно двойной амплитуде фазного напряжения.

$$U_{обм} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} = 2,84 U_{2\phi}. \quad (2-4)$$

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (2-5)$$

Среднее значение тока через вентиль $I_{в,ср}$ равно:

$$I_{в,ср} = \frac{I_d}{2}. \quad (2-6)$$

Максимальное (амплитудное) значение этого тока $I_{вм}$ (равное амплитуде тока вторичной обмотки $I_{2м}$) выражается через среднее значение следующим образом:

$$I_{вм} = I_{2м} = \frac{\pi}{2} I_d. \quad (2-7)$$

Действующее значение тока через вентиль $I_{в}$, равное действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора I_2 , может быть получено из следующей формулы:

$$I_{в} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_a^2 dt}, \quad (2-8)$$

где i_a — мгновенное значение тока вентиля.

Учитывая, что в проводящий полупериод ток вентиля синусоидален и равен $i_a = I_{вм} \sin \vartheta$, а в непроводящий полупериод $i_a = 0$, получаем:

$$I_{в} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{вм}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (2-9)$$

Величина действующего значения тока первичной обмотки I_1 может быть получена через амплитуду тока в первичной обмотке $I_{1м}$:

$$I_1 = \frac{I_{1м}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_{2м}}{k_T}, \quad (2-10)$$

где $k_T = U_{1\phi} / U_{2\phi}$ — коэффициент трансформации трансформатора;

$U_{1\phi}$ — действующее значение напряжения первичной обмотки трансформатора.

Подставляя (2-7) в (2-10), получаем:

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_d}{k_T}. \quad (2-11)$$

Для полной характеристики выпрямителя необходимо знать величину расчетной (или типовой) мощности

трансформатора, которая определяется как полусумма полных мощностей его первичной и вторичной обмоток.

Мощность трансформатора обычно подсчитывается в режиме номинальной нагрузки $I_d = I_{дн}$ ($I_{дн}$ — номинальное значение I_d). Мощность первичной обмотки равна:

$$S_1 = U_{1\phi} I_{1н} = k_T \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_{дн}}{k_T} = \frac{\pi^2}{8} P_{дн}, \quad (2-12)$$

где $I_{1н}$ — номинальное действующее значение тока первичной обмотки трансформатора;

$P_{дн}$ — номинальная мощность выпрямленного тока, подсчитываемая как произведение постоянных составляющих выпрямленного тока $I_{дн}$ и напряжения U_d .

Суммарная мощность двух вторичных обмоток равна:

$$S_2 = 2U_{2\phi} I_{2н} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \frac{\pi}{4} I_{дн} = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} P_{дн}, \quad (2-13)$$

где $I_{2н}$ — номинальное действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора.

Расчетная мощность трансформатора S_T равна:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi^2}{8} + \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} \right) P_{дн} = 1,48 P_{дн}. \quad (2-14)$$

Как видно из формулы (2-14), расчетная мощность трансформатора превышает мощность выпрямленного тока.

Для сравнительной оценки различных схем выпрямления целесообразно ввести так называемый коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора $k_{п}$, определяемый как отношение типовой мощности трансформатора к номинальной активной мощности выпрямленного тока $P'_{дн}$:

$$k_{п} = \frac{S_T}{P'_{дн}}. \quad (2-15)$$

В случае работы схемы на чисто активное сопротивление активная мощность, потребляемая в нагрузке $P'_{дн}$, не равна $P_{дн}$. Величина $P'_{дн}$ может быть вычислена следующим образом:

$$P'_{дн} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d i_d dt = \frac{\pi^2}{8} P_{дн}. \quad (2-16)$$

В результате величина k_{II} будет равна:

$$k_{II} = \frac{2 + \sqrt{2}}{2\sqrt{2}} = 1,2. \quad (2-17)$$

Для оценки работы вентиля в схемах выпрямления можно воспользоваться коэффициентами использования вентилей по напряжению k_U и по току k_I . Коэффициент k_U равен отношению максимального обратного напряжения на вентиле к среднему значению выпрямленного напряжения:

$$k_U = \frac{U_{обм}}{U_d}. \quad (2-18)$$

Коэффициент k_I определяется как отношение действующего значения тока вентиля к среднему значению выпрямленного тока:

$$k_I = I_B / I_d.$$

Для рассматриваемой схемы коэффициенты k_U и k_I равны:

$$k_U = \pi; \quad k_I = \pi/4. \quad (2-19)$$

б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Рассмотрим режим работы выпрямителя при наличии индуктивности L_d в цепи нагрузки (ключ K на рис. 2-1, а разомкнут). Подобный режим встречается в случае включения в цепь нагрузки индуктивного фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока или определяется самим характером потребителя (например, обмотки возбуждения электрических машин). Влияние индуктивности в цепи нагрузки сказывается на величине пульсаций в кривой выпрямленного тока i_d , а также на величинах действующих значений токов, протекающих в обмотках силового трансформатора и вентилеях. Очевидно, что чем больше индуктивность L_d , тем меньше величина переменной составляющей в кривой i_d и тем более совершенным оказывается сглаживание выпрямленного тока.

Выражение для мгновенного значения выпрямленного тока может быть получено из решения следующего уравнения, описывающего процессы в цепи нагрузки:

$$\sqrt{2}U_{2\phi} \sin \vartheta = \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + R_d i_d. \quad (2-20)$$

Решение уравнения (2-20) выглядит следующим образом [Л. 17]:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \times \left[\sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2 \sin \varphi}{1 + e^{-\frac{R_d \pi}{\omega L_d}}} e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} \right], \quad (2-21)$$

где $\varphi = \arctg \frac{\omega L_d}{R_d}$.

На рис. 2-2 построены вычисленные по уравнению (2-21) относительные значения выпрямленного тока ($i_d^* = i_d / I_d$). В семействе кривых, приведенных на рис. 2-2, величина $\text{tg } \varphi = \omega L_d / R_d$ используется в виде параметра.

Обычно при анализе работы схем выпрямления на активно-индуктивную нагрузку удобно принимать величину L_d бесконечно большой и полагать ток i_d идеально соотношения для величин токов в схеме выпрямителя. При конечной, но достаточно большой величине L_d (например, $\omega L_d / R_d = 5$) отличие в расчетных соотношениях от случая $L_d = \infty$ будет весьма незначительным.

Особенности работы выпрямительной схемы с большой сглаживающей индуктивностью будут проявляться в изменении формы токов, протекающих через элементы схемы. Форма выпрямленного и обратного напряжения останется такой же, как и при работе схемы на чисто активную нагрузку (рис. 2-1, б и д).

Под выпрямленным напряжением здесь понимается напряжение на выходных зажимах выпрямителя. Это объясняется тем, что переход тока с вентиля на вентиль (коммутация) будет происходить в те же моменты, что и в случае работы схемы без сглаживающей индуктивности. Процесс коммутации тока с вентиля на вентиль

будет мгновенным, так как трансформатор идеален и контур коммутации (обведен на рис. 2-1,а штрих-пунктирной линией) не обладает индуктивностью.

Форма тока через вентиль представляет собой прямоугольные блоки тока длительностью 180° с амплитудой, равной I_a (рис. 2-1,е).

Ток первичной обмотки трансформатора примет прямоугольную форму (рис. 2-1,ж). Изменение количествен-

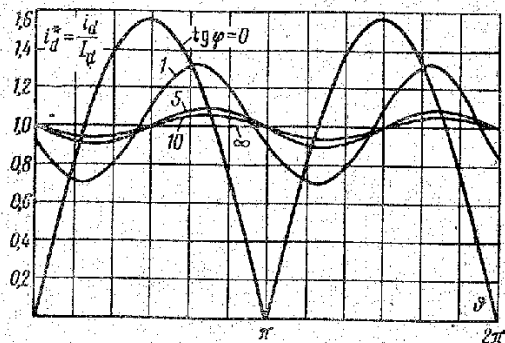


Рис. 2-2. Кривые выпрямленного тока однофазной двухполупериодной схемы при различных $\text{tg } \varphi = \omega L_a / R_a$ нагрузки.

ных соотношений между параметрами схемы коснется только токов.

Среднее значение тока вентиля, как и при чисто активной нагрузке, равно половине среднего значения выпрямленного тока:

$$I_{в.ср} = \frac{1}{2} I_a. \quad (2-22)$$

Действующее значение тока через вентиль (равное действующему току вторичной обмотки I_2) будет уже отличаться от случая работы схемы с $L_a = 0$.

$$I_{в} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_a^2 d\vartheta} = \frac{I_a}{\sqrt{2}}. \quad (2-23)$$

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора может быть определено следующим

образом. Для прямоугольной формы тока его действующее значение равно амплитудному, т. е. $I_1 = I_{1m}$. В свою очередь амплитудное значение равно среднему (по модулю).

Отсюда окончательно для действующего значения тока первичной обмотки имеем:

$$I_1 = \frac{I_a}{k_T}. \quad (2-24)$$

Имея выражения для токов и напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора можно определить расчетные мощности обмоток. Полная мощность первичной обмотки может быть выражена следующим образом:

$$S_1 = U_{1\phi} I_{1н} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_{дн} = 1,11 P_{дн}. \quad (2-25)$$

Полная мощность вторичной обмотки равна:

$$S_2 = 2U_{2\phi} I_{2н} = \frac{\pi}{2} P_{дн} = 1,57 P_{дн}. \quad (2-26)$$

Отсюда может быть получена расчетная или типовая мощность силового трансформатора S_T :

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} (1 + \sqrt{2}) P_{дн} = 1,34 P_{дн}. \quad (2-27)$$

В случае идеально сглаженного тока номинальная активная мощность, потребляемая в нагрузке, равна $P'_{дн} = P_{дн} = U_d I_{дн}$.

Как видно из формулы (2-27), типовая мощность, или мощность, на которую должен быть рассчитан трансформатор, превышает мощность выпрямленного тока на 34%:

$$k_{н} = 1,34. \quad (2-28)$$

Коэффициенты использования вентиля по напряжению и току для данного случая соответственно равны:

$$k_U = \pi; \quad k_I = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707. \quad (2-29)$$

в) Работа неуправляемого выпрямителя на нагрузку с против-э. д. с.

Нагрузка с против-э. д. с. встречается в основном при использовании выпрямителей в области электрохимии и электропривода. К нагрузкам подобного типа можно отнести различного рода электролизеры, аккумуляторы, а также двигатели постоянного тока. Главной особенностью такого рода потребителей является наличие

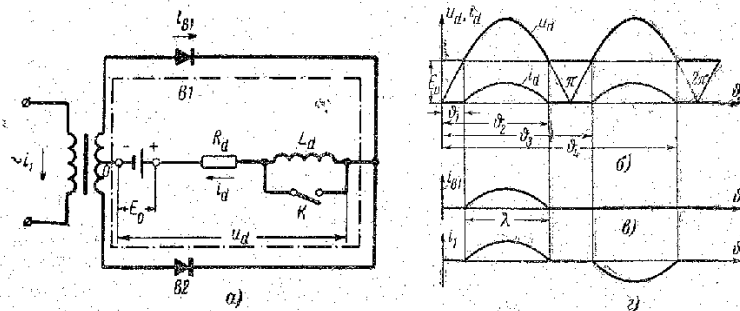


Рис. 2-3. Кривые токов и напряжений на элементах неуправляемой однофазной двухполупериодной схемы при работе на нагрузку с против-э. д. с.

у них собственной э. д. с. E_0 , которая направлена навстречу э. д. с. источника питания (в данном случае выпрямителя). В результате протекающий через нагрузку ток будет определяться разностью двух э. д. с. — э. д. с. выпрямителя и э. д. с. приемника.

На рис. 2-3,а представлена схема однофазного двухполупериодного выпрямителя, который нагружен на приемник с против-э. д. с. Рассмотрим вначале работу схемы без сглаживающей индуктивности (ключ К замкнут). Сопротивление R_d в данном случае эквивалентно внутреннему сопротивлению приемника. Мгновенное значение выпрямленного тока в цепи нагрузки определяется следующим уравнением:

$$i_d = \frac{u_a - E_0}{R_d}. \quad (2-30)$$

Очевидно, что ток через вентили схемы может проходить только в те части периода, когда мгновенная величина выпрямленного напряжения будет больше E_0 .

Например, вентиль $B1$ откроется в момент θ_1 и закроется в момент θ_2 (рис. 2-3,б).

Величина θ_1 может быть определена из следующего уравнения:

$$\sin \theta_1 = \frac{E_0}{\sqrt{2}U_{2\phi}}. \quad (2-31)$$

Интервал времени λ , в течение которого вентиль $B1$ открыт, определяется следующим образом:

$$\lambda = \theta_2 - \theta_1 = \pi - 2\theta_1. \quad (2-32)$$

Из уравнения (2-32) можно получить следующее выражение:

$$\cos \frac{\lambda}{2} = \sin \theta_1 = \frac{E_0}{\sqrt{2}U_{2\phi}}. \quad (2-33)$$

Как видно из рис. 2-3,б, вентиль $B2$ вступит в работу в следующую половину периода и будет проводить ток в интервале $\theta_3 - \theta_4$.

В результате кривая выпрямленного тока i_d будет иметь прерывистый характер. На рис. 2-3,б представлены кривые u_a и i_d . Кривая тока через вентиль i_b и кривая первичного тока i_1 приведены на рис. 2-3,в и г. Среднее значение тока через нагрузку может быть получено в следующем виде:

$$I_d = \frac{1}{R_d} \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}} (\sqrt{2}U_{2\phi} \cos \theta - E_0) d\theta \right]. \quad (2-34)$$

С помощью (2-31), (2-33) и (2-34) окончательно получаем:

$$I_d = \frac{2E_0}{\pi R_d} \cdot \frac{\sin \frac{\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2} \cos \frac{\lambda}{2}}{\cos \frac{\lambda}{2}}. \quad (2-35)$$

Среднее значение тока через вентиль равно:

$$I_{B,CP} = \frac{I_d}{2}. \quad (2-36)$$

Действующее значение тока вентиля I_2 (равное действующему току вторичной обмотки I_2) может быть подсчитано следующим образом [Л. 17]:

$$I_{ц1} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}} \left[\frac{\sqrt{2}U_{2ф}}{R_d} \left(\cos \vartheta - \cos \frac{\lambda}{2} \right) \right]^2 d\vartheta}. \quad (2-37)$$

В связи с тем, что мгновенные значения тока первичной обмотки пропорциональны мгновенным значениям тока вторичной обмотки ($i_1 = \frac{i_2}{k_r} = \frac{i_a}{k_r}$), величина действующего значения первичного тока может быть получена, с учетом (2-37), следующим образом:

$$I_1 = \sqrt{2 \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}} \left(\frac{i_a}{k_r} \right)^2 d\vartheta \right]} = \sqrt{\frac{2}{k_r^2} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{+\frac{\lambda}{2}} i_a^2 d\vartheta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{k_r} I_a. \quad (2-38)$$

Максимальное значение обратного напряжения $U_{обм}$ остается в этом режиме точно таким же, как и при работе схемы на чисто активную нагрузку без противо-э. д. с. Это ясно из рассмотрения контура, обведенного на рис. 2-3,а штрих-пунктирной линией.

В случае включения в цепь приемника сглаживающей индуктивности (ключ K на рис. 2-3,а разомкнут) уравнение, описывающее процессы в нагрузке, выглядит следующим образом:

$$u_a = E_0 + L_d \frac{di_a}{dt} + R_d i_a. \quad (2-39)$$

Уравнение (2-39) может быть переписано в другой форме:

$$i_a = \frac{[u_a - L_d \frac{di_a}{dt} - E_0]}{R_d}. \quad (2-40)$$

В случае идеально сглаженного тока ($L_d = \infty$) мгновенное и среднее значения выпрямленного тока совпадают, а переменная составляющая выпрямленного напряжения целиком падает на сглаживающей индуктивности; таким образом, можно написать:

$$i_a = I_a; \quad (2-41)$$

$$u_a - L_d \frac{di_a}{dt} = U_d. \quad (2-42)$$

Подставив (2-41) и (2-42) в (2-40), получим:

$$I_a = \frac{U_d - E_0}{R_d}. \quad (2-43)$$

Как видно из формулы (2-43), наличие противо-э. д. с. в цепи нагрузки в данном случае приводит только к изменению среднего значения выпрямленного тока.

Форма кривых токов вентилей, первичного тока трансформатора и кривой обратного напряжения на вентиле при этом остается такой же, как и в ранее рассмотренном случае работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.

г) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку

В большинстве практических случаев выпрямительные установки должны обеспечивать возможность плавного регулирования среднего значения выпрямленного напряжения U_d .

Как видно из выражения (2-3), при использовании в выпрямителе неуправляемых вентилей величина среднего значения выпрямленного напряжения пропорциональна питающему напряжению $U_{2ф}$. Отсюда следует, что регулирование U_d в этом случае возможно только за счет изменения входного напряжения. Подобный метод не всегда удобен.

Значительно более широкие возможности дает использование в схемах выпрямления дросселей насыщения (ДН), включенных последовательно с неуправляемыми вентилями, или применение управляемых вентилялей — тиристоров [Л. 9 и 21].

Выпрямители, использующие блоки ДН — неуправляемый вентиль по многим основным показателям (формы токов и выходных напряжений, внешние характеристики, коэффициент мощности выпрямителя и др.) аналогичны выпрямителям с управляемыми вентилями.

Применение управляемых вентилялей вносит ряд существенных особенностей в режим работы схемы. При этом изменяется форма токов и напряжений на элементах схемы выпрямления и меняется режим работы вентилялей.

Общий вид однофазной двухполупериодной схемы с управляемыми вентилями представлен на рис. 2-4,а. Рассмотрим вначале работу схемы на активную нагрузку (ключ К на рис. 2-4,а замкнут). Использование в схеме выпрямителя

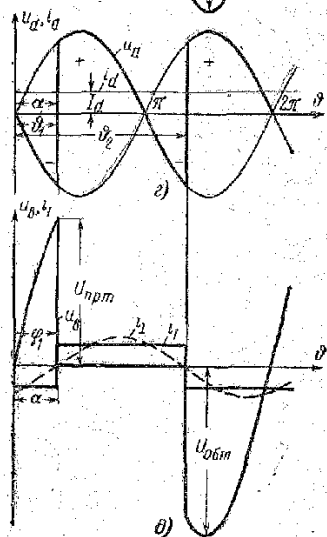
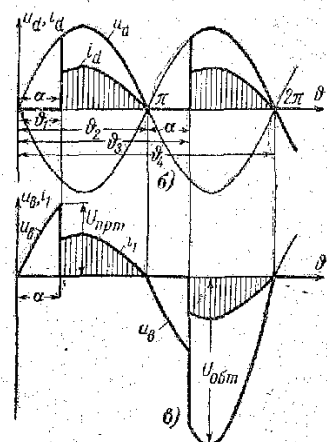
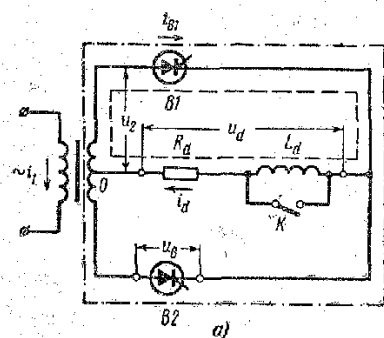


Рис. 2-4. Однофазная двухполупериодная схема на управляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

управляемых вентилялей позволяет задерживать начало прохождения тока через очередной вступающий в работу вентиль по отношению к моменту его естественного отпирания. В случае использования в схеме рис. 2-4,а неуправляемых вентилялей вентиль $B1$ открылся бы в момент времени $\theta=0$ (рис. 2-4,б). Этот момент является моментом естественного отпирания вентиля $B1$. Предположим, что на управляющий электрод вентиля $B1$ отпирющий импульс будет подан в момент θ_1 (рис. 2-4,б). В этом случае вентиль $B1$ откроется с некоторой задержкой. Угол задержки, отсчитываемый от момента естественного отпирания вентиля, выраженный в электрических градусах, называется углом управления и обычно обозначается буквой α . В результате в интервале $0-\theta_1$ напряжение на сопротивлении нагрузки R_d будет равно нулю (оба вентиля закрыты). В момент отпирания вентиля $B1$ напряжение на нагрузке R_d скачком возрастет и далее будет изменяться по синусоиде фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. В момент θ_2 (рис. 2-4,б) фазное напряжение сменит знак, ток вентиля упадет до нуля, и он закроется. Далее в интервале $\theta_2-\theta_3$, равном углу регулирования α , оба вентиля будут закрыты, и в момент θ_3 вступит в работу вентиль $B2$. В момент θ_4 вентиль $B2$ закрывается, и через интервал, равный углу α , вновь вступит в работу вентиль $B1$.

В случае работы выпрямителя на чисто активную нагрузку кривая выпрямленного тока полностью повторяет форму кривой u_d . На рис. 2-4,б представлен характер изменения величин u_d и i_d для случая работы схемы с углом регулирования $\alpha=60^\circ$.

Кривая напряжения на вентиле u_b построена ниже (рис. 2-4,в). В интервале $0-\theta_1$ (рис. 2-4,б) к вентилю $B1$ приложено положительное фазное напряжение u_2 , действующее в контуре, обведенном пунктиром на рис. 2-4,а.

Далее в интервале $\theta_1-\theta_2$ вентиль $B1$ открыт и падение на нем равно нулю. После прохождения тока i_d через нуль в момент $\theta_2=\pi$ вентиль $B1$ закрывается и на нем начинает расти уже отрицательное напряжение, равное фазному, поскольку вентиль $B2$ также закрыт. В момент $\theta_3=\pi+\alpha$ открывается вентиль $B2$ и к вентилю $B1$ прикладывается линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора (см. контур, обведенный на рис. 2-4,а штрих-пунктирной линией).

Линейное напряжение будет приложено к вентилю $B1$ вплоть до момента $\theta_1 = 2\pi$, когда закроется вентиль $B2$. В дальнейшем процессы в схеме начнут повторяться. Кривая напряжения на вентиле $B2$ аналогична кривой u_B на вентиле $B1$, но только смещена по отношению к ней на половину периода питающего напряжения. На рис. 2-4,б изображены кривая напряжения на вентиле (u_B) и кривая тока первичной обмотки трансформатора (i_1).

Форма кривой тока i_1 определяется из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

Величину среднего значения выпрямленного напряжения можно вычислить следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \theta \, d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} (1 + \cos \alpha). \quad (2-44)$$

Умножив числитель и знаменатель (2-44) на два, формулу можно переписать в следующем виде:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2-45)$$

где U_{d0} — значение U_d при $\alpha = 0$ [по формуле (2-3)].

Для управляемых выпрямителей важной характеристикой является регулировочная характеристика $U_d = f(\alpha)$, представленная для данной схемы формулой (2-45). Как видно из формулы (2-45), в случае работы выпрямителя на чисто активную нагрузку предельным углом регулирования α , при котором выпрямленное напряжение равняется нулю, будет угол $\alpha_m = 180^\circ$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле при углах $\alpha < 90^\circ$ равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обм} = 2\sqrt{2} U_{2\phi}. \quad (2-46)$$

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле в запертом состоянии $U_{прм}$ при $\alpha < 90^\circ$ зависит от угла регулирования следующим образом:

$$U_{прм} = \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-47)$$

Как видно из формулы (2-47), при $\alpha = 90^\circ$ величина $U_{прм}$ достигает максимума. В этом случае $U_{прм}$ равно амплитуде фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Среднее значение выпрямленного тока может быть выражено следующей формулой:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_{d0}}{R_d} \left[\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right]. \quad (2-48)$$

Среднее значение тока через вентиль равно:

$$I_{в.ср} = \frac{I_d}{2}. \quad (2-49)$$

Действующее значение тока через вентиль ($I_B = I_2$) определяется следующим образом:

$$I_B = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i^2 \, d\theta} = I_{в.ср} k_f = \frac{I_d}{2} k_f, \quad (2-50)$$

где k_f — коэффициент формы кривой тока в вентиле:

$$k_f = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right]}}{1 + \cos \alpha}. \quad (2-51)$$

Как видно из формул (2-50) и (2-51), соотношение между средним и действующим значениями тока вентиля зависит от величины угла регулирования α . С увеличением угла α отношение действующего значения тока к его средней величине возрастает. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете элементов схемы выпрямителя (вентиля, трансформатора), особенно в случаях проектирования выпрямителей, предназначенных для работы в режимах стабилизации выпрямленного тока.

Величина действующего значения первичного тока трансформатора может быть определена следующим образом. Как видно из рис. 2-4,б и в, мгновенные значения токов i_1 и i_B пропорциональны:

$$i_1 = i_B / k_T. \quad (2-52)$$

Следовательно, для величины I_1 с учетом (2-50) можно написать:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\alpha}^{\pi} \frac{i_B^2}{k_T^2} d\vartheta \right]} = \frac{\sqrt{2}}{k_T} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_B^2 d\vartheta}, \quad (2-53)$$

или окончательно:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{k_T} I_B = \frac{\sqrt{2}}{k_T} I_a. \quad (2-54)$$

д) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Процессы в схеме выпрямителя в случае работы его в режиме сглаженного выпрямленного тока (ключ K на рис. 2-4,а разомкнут) отличаются от процессов при работе схемы на активную нагрузку. Полагаем величину индуктивности $L_d = \infty$.

Тогда, в отличие от случая работы схемы на активную нагрузку, вентиль $B1$, вступив в работу в момент времени $\vartheta_1 = \alpha$ (рис. 2-4,з), будет проводить ток нагрузки вплоть до момента $\vartheta_2 = \pi + \alpha$, когда вступит в работу вентиль $B2$ и произойдет коммутация. В связи с этим выпрямленное напряжение u_d на некоторых интервалах $0 - \alpha$; $\pi - (\pi + \alpha)$ принимает отрицательное значение. Это явление объясняется тем, что в этих интервалах ток через нагрузку поддерживается запасом энергии, накопленным в индуктивности L_d . Величина среднего значения выпрямленного напряжения может быть при этом определена следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-55)$$

Произведя интегрирование и подставив одновременно значение U_{d0} , получим:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-56)$$

Как видно из (2-56), регулировочная характеристика в этом режиме имеет иной вид, чем в случае работы на чисто активную нагрузку. Предельным углом регулирования (при котором $U_d = 0$) является угол $\alpha_m = 90^\circ$.

Кривая напряжения на вентиле построена на рис. 2-4,д. В интервале $\vartheta = 0 - \alpha$ ток проводит вентиль $B2$, а вентиль $B1$ заперт. В этом случае к вентилу $B1$ приложено линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора (см. контур, обведенный на рис. 2-4,а штрихпунктирной линией). Полярность приложенного к вентилу напряжения положительна. Далее, в интервале $\vartheta = \alpha - (\pi + \alpha)$ вентиль $B1$ проводит и напряжение на нем равно нулю. В момент $\vartheta_2 = \pi + \alpha$ отпирается вентиль $B2$, ток переходит на него и вентиль $B1$ запирается. После запираения к вентилу $B1$ опять прикладывается линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора, но уже с отрицательной полярностью. После момента $\vartheta = 2\pi$ напряжение на вентиле меняет знак, и процессы начинают повторяться. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле, как это видно из рис. 2-4,д, равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки:

$$U_{обм} = 2\sqrt{2} U_{2\phi}. \quad (2-57)$$

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле $U_{прм}$ зависит от угла α следующим образом:

$$U_{прм} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-58)$$

Среднее значение выпрямленного тока может быть определено как

$$I_d = U_d / R_d. \quad (2-59)$$

Соотношения между токами в элементах схемы в случае $L_d = \infty$ не зависят от величины α и определяются формулами, выведенными для случая неуправляемого выпрямителя.

Форма кривой тока через вентиль представляет собой блоки тока длительностью 180° с амплитудой, равной I_d . Кривая первичного тока i_1 , как и для случая неуправляемого выпрямителя, имеет прямоугольную форму (рис. 2-4,д) и сдвинута в сторону отставания относительно кривой питающего напряжения на угол $\varphi_1 = \alpha$.

Обращаясь к кривым рис. 2-1,б и ж и рис. 2-4,г и д, можно заметить, что (в предположении мгновенной коммутации) при отсутствии регулирования кривая первичного тока совпадает по фазе с кривой питающего напряжения.

При наличии регулирования первая гармоника первичного тока i_1 отстает по фазе от питающего напряжения на угол ϕ_1 , равный углу регулирования α .

Вследствие этого $\cos \phi_1$ выпрямительных установок с управляемыми вентилями обычно меньше единицы и тем ниже, чем с большими углами регулирования работает выпрямитель.

е) Работа управляемого выпрямителя с нулевым вентилем

Регулирование выпрямленного напряжения с помощью управляемых вентилях ухудшает коэффициент мощности выпрямителя. Это приводит к потреблению выпрямителем из сети реактивной мощности. Подобное явление можно несколько ослабить, используя в схеме выпрямителя так называемый нулевой вентиль [Л. 18 и 35]. Схема управляемого выпрямителя с нулевым вентилем приведена на рис. 2-5,а.

Нулевым вентилем ($B0$) здесь служит неуправляемый вентиль, включенный параллельно нагрузке и сглаживающей индуктивности с полярностью, показанной на рис. 2-5,а. Использование в схеме нулевого вентиля целесообразно только при работе выпрямителя с большими значениями L_d . Полагаем для упрощения, что выпрямленный ток i_d идеально сглажен. Начнем рассмотрение работы схемы с интервала $\phi_1 - \phi_2$ (рис. 2-5,б). В этом интервале работает вентиль $B1$.

В момент времени ϕ_2 (рис. 2-5,б), в случае отсутствия нулевого вентиля, напряжение на последовательно соединенных сглаживающей индуктивности L_d и сопротивлении нагрузки R_d меняет свою полярность. В результате точка A на рис. 2-5,а получает отрицательный потенциал по отношению к средней точке вторичной обмотки (O). Как уже говорилось, это явление объясняется тем, что индуктивность, накопив энергию на предыдущем интервале, поддерживает ток в цепи нагрузки за счет этого запаса.

Включение в схему нулевого вентиля исключает явление смены полярности на выходе выпрямителя. Действительно, напряжение отрицательной полярности на выходе схемы возникнуть не может по той причине, что это приводит к открыванию вентиля $B0$, который сразу шунтирует выход схемы. Таким образом, в момент времени, следующий за ϕ_2 , открывается нулевой вентиль $B0$, который перехватывает ток нагрузки i_d . Ток нагрузки в этом случае протекает в контуре, обведенном на рис. 2-5,а штрих-пунктирной линией. Вентиль $B1$ при этом закрывается, так как полярность напряжения на нем становится отрицательной. Вентиль $B0$ будет проводить ток до момента ϕ_3 (рис. 2-5,б), когда откроется вентиль $B2$. При этом напряжение на нагрузке u_d сразу же возрастет до положительной величины, определяемой углом регулирования α , и вентиль $B0$ закроется.

В результате в интервале $\phi_2 - \phi_3$ мгновенное значение выпрямленного напряжения u_d будет равно нулю.

Вентиль $B2$ работает в интервале $\phi_3 - \phi_4$. В момент ϕ_4 вновь открывается нулевой вентиль и подхватывает ток нагрузки, поддерживая его вплоть до момента отпи-

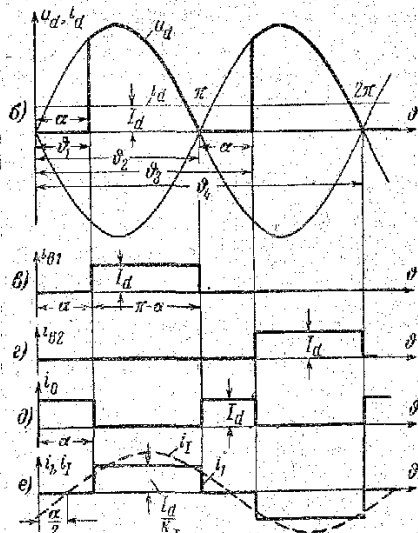
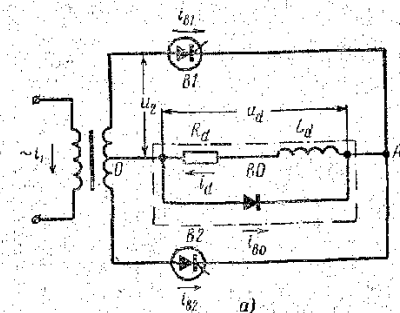


Рис. 2-5. Однофазная двухполупериодная схема с нулевым вентилем. Токи и напряжения на элементах схемы.

рация вентиля $B1$. Далее процессы в схеме повторяются.

На основании изложенного можно заключить, что нулевой вентиль вступает в работу дважды за период питающего напряжения на отрезок времени, соответствующий углу регулирования α .

На рис. 2-5, *в, г, д, е* показаны токи через основные вентили схемы, нулевой вентиль и ток первичной обмотки трансформатора. Как видно из рис. 2-5, *е*, первая гармоника первичного тока i_1 (показанная на рис. 2-5, *е* пунктиром) всегда смещена по отношению к синусоиде напряжения на угол $\alpha/2$. В случае работы схемы без нулевого вентиля первая гармоника первичного тока будет смещена по отношению к питающему напряжению на угол α . Из этого следует, что выпрямитель с нулевым вентилем может иметь $\cos \phi_1$ более высокий, чем выпрямитель без нулевого вентиля.

Величина среднего значения выпрямленного напряжения схемы зависит от угла регулирования α так же, как в случае работы схемы на чисто активную нагрузку. Это становится ясным из сравнения рис. 2-4, *б* и рис. 2-5, *б*.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле по-прежнему равно амплитуде линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Среднее значение тока через рабочий вентиль равно:

$$I_{в. ср} = \frac{I_d}{2} \frac{\pi - \alpha}{\pi}. \quad (2-60)$$

Действующее значение тока через рабочий вентиль, равное действующему значению тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_{в} = I_a = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (2-61)$$

Действующее значение первичного тока

$$I_1 = \frac{I_d}{k_r} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (2-62)$$

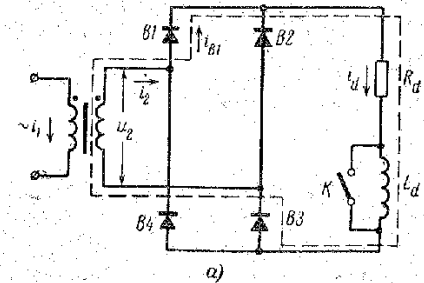
Среднее и действующее значения тока через нулевой вентиль:

$$I_{0 ср} = I_d \frac{\alpha}{\pi}; \quad (2-63)$$

$$I_0 = I_d \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}. \quad (2-64)$$

а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку

Однофазный мостовой выпрямитель с неуправляемыми вентилями, схема которого изображена на рис. 2-6, *а*, работает следующим образом. Предположим, что в первом полупериоде начало вторичной обмотки питающего трансформатора (помечено точкой) положительно по отношению



к концу обмотки (интервал $0-\theta_1$ на рис. 2-6, *б*). В этом случае открыты вентили $B1$ и $B3$, и контур протекания тока, отмеченный на рис. 2-6, *а* пунктирной линией, пройдет через вторичную обмотку трансформатора, вентили $B1$ и $B3$ и сопротивление нагрузки R_d . В результате к нагрузке будет приложено напряжение вторичной обмотки u_2 . Вентили $B2$ и $B4$ в этом интервале закрыты, так как к ним прикладывается напряжение вторичной обмотки трансформатора, являющееся для них отрицательным. Смена полярности напряжения на обмотке трансформатора приводит к тому, что открывается вторая пара вентилях ($B2$ и $B4$), а вентили $B1$ и $B3$ закрываются (интервал $\theta_1-\theta_2$ на рис. 2-6, *б*). Таким образом, вентили схемы работают

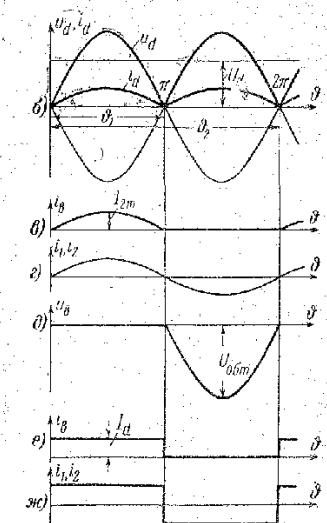


Рис. 2-6. Однофазная мостовая схема на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

попарно, пропуская через сопротивление нагрузки обе полуволны переменного тока. Кривая выпрямленного напряжения u_d изображена на рис. 2-6,б. Выпрямленное напряжение представляет собой однополярные полуволны питающего переменного напряжения. Кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна двум.

Форма выпрямленного тока i_d (рис. 2-6,б) полностью повторяет кривую выпрямленного напряжения. На рис. 2-6,в и 2-6,г показаны кривые тока через вентиль и тока вторичной обмотки трансформатора (i_B и i_2).

В определенном масштабе кривая тока i_2 является и кривой тока первичной обмотки трансформатора (i_1). На рис. 2-6,д изображена кривая напряжения на вентиле u_B (вентиль В1).

Нетрудно получить количественные соотношения между токами и напряжениями в данной схеме.

Величина среднего значения выпрямленного напряжения определяется следующим образом:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} = 0,9U_{2\phi}. \quad (2-65)$$

Как видно из рис. 2-6,а, максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитуде переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

$$U_{обм} = \sqrt{2}U_{2\phi} = 1,42U_{2\phi}. \quad (2-66)$$

Величины среднего и действующего значений тока через вентиль равны соответствующим величинам для однофазной схемы со средней точкой, так как в обеих схемах кривые тока i_B одинаковы:

$$I_{B,ср} = \frac{I_d}{2}; \quad (2-67)$$

$$I_B = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (2-68)$$

Ток вторичной обмотки трансформатора i_2 синусоидален. Его действующее значение I_2 можно определить как

$I_{2m}/\sqrt{2}$. Как было показано ранее, $I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_d$. Отсюда имеем:

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d. \quad (2-69)$$

Ток первичной обмотки тоже синусоидален, и его действующее значение I_1 отличается от I_2 на величину коэффициента трансформации k_T :

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}k_T} I_d. \quad (2-70)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора в мостовом выпрямителе равны между собой и равны типовой мощности трансформатора. Выражая их через $P_{дн}$, равное произведению средних значений выпрямленного напряжения и тока, получаем:

$$S_T = S_1 = S_2 = \frac{\pi^2}{8} P_{дн} = 1,23P_{дн}. \quad (2-71)$$

Если при чисто активной нагрузке мощность $P'_{дн}$ определять как $P'_{дн} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d i_d d\vartheta = U_{2\phi} I_2$, то коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора $k_M = 1$.

Коэффициенты использования вентиля по напряжению и току равны соответственно:

$$k_U = \frac{\pi}{2} = 1,57; \quad k_I = \frac{\pi}{4} = 0,78. \quad (2-72)$$

б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Полагаем ток нагрузки идеально сглаженным ($L_d = \infty$). В этом случае изменятся только величина и форма токов в элементах схемы.

На процессе переключения групп вентилях это явление не скажется, так как при смене полярности напряжения на вторичной обмотке идеального трансформатора ток может мгновенно менять свое направление. Следовательно, переход тока с вентиля на вентиль будет происходить, как и в случае работы схемы на чисто

активное сопротивление, в моменты прохождения через нуль напряжения на вторичной обмотке. Ток вентиля имеет вид прямоугольных блоков длительностью 180° с амплитудой, равной величине выпрямленного тока (рис. 2-6,е). Среднее и действующее значения тока вентиля равны:

$$I_{в,ср} = I_d/2; \quad I_{в} = I_d/\sqrt{2}. \quad (2-73)$$

Форма тока первичной и вторичной обмоток трансформатора будет прямоугольной (рис. 2-6,ж).

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора I_2 в этом случае равно его амплитудному значению:

$$I_2 = I_d. \quad (2-74)$$

Действующее значение первичного тока:

$$I_1 = \frac{I_2}{k_T} = \frac{I_d}{k_T}. \quad (2-75)$$

Сравнивая однофазную мостовую схему с рассмотренной выше однофазной двухполупериодной схемой со средней точкой, можно заметить, что при равных выпрямленных напряжениях и токе (U_d и I_d) в однофазной мостовой схеме необходимо вдвое большее количество вентилях, но с вдвое меньшим обратным напряжением.

Величина типовой мощности трансформатора однофазной мостовой схемы для режима идеально сглаженного выпрямленного тока может быть рассчитана следующим образом. Полные мощности первичной и вторичной обмоток равны:

$$S_1 = U_{1\phi} I_{1н} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_{дн} = 1,11 P_{дн}; \quad (2-76)$$

$$S_2 = U_{2\phi} I_{2н} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_{дн} = 1,11 P_{дн}. \quad (2-77)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_{дн} = 1,11 P_{дн}. \quad (2-78)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора равен:

$$k_{\text{тн}} = 1,11. \quad (2-79)$$

Коэффициенты использования вентилях по напряжению и току для однофазной мостовой схемы при $L_d = \infty$ соответственно равны:

$$k_U = \frac{\pi}{2} = 1,57; \quad k_I = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707. \quad (2-80)$$

в) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку

Однофазная мостовая схема на управляемых вентилях представлена на рис. 2-7,а. Управляющие импульсы должны подаваться одновременно на два вентиля схемы, расположенные диагонально. Например, в момент времени ϕ_1 (рис. 2-7,б) на вентилях $B1$ и $B3$ поданы управляющие импульсы. Вентиля отпираются, и в интервале $\phi_1 - \phi_2$ ток протекает через сопротивление нагрузки R_d . В момент ϕ_2 ток проходит через нуль, и вентиля $B1$ и $B3$ запираются. В интервале $\phi_2 - \phi_3$ все вентиля закрыты. Далее, в момент ϕ_3 подаются управляющие импульсы на следующую пару вентилях — $B2$ и $B4$. Вентиля $B2$ и $B4$ работают аналогично вентилям $B1$ и $B3$, но только с 180° -ным смещением по фазе (интервал $\phi_3 - \phi_4$).

Необходимо отметить, что в однофазных мостовых выпрямителях, проектируемых для работы на чисто активную нагрузку, нет необходимости в использовании четырех управляемых вентилях. Достаточно, например, двух управляемых, включенных в катодную группу, и двух неуправляемых вентилях в анодной группе.

Это позволяет снизить стоимость выпрямителя и упростить его схему (за счет системы управления). При этом процессы в выпрямителе, основные расчетные соотношения и возможность регулирования будут точно такими же, как в выпрямителе с четырьмя управляемыми вентилями. Действительно, в интервале, когда управляемые вентиля $B1$ и $B2$ заперты, выпрямленное напряжение и ток равны нулю. В момент $\phi_1 = \alpha$ отпирается (за счет подачи соответствующего управляющего импульса) управляемый вентиль $B1$. Одновременно начинает проводить ток и парный с ним неуправляемый вен-

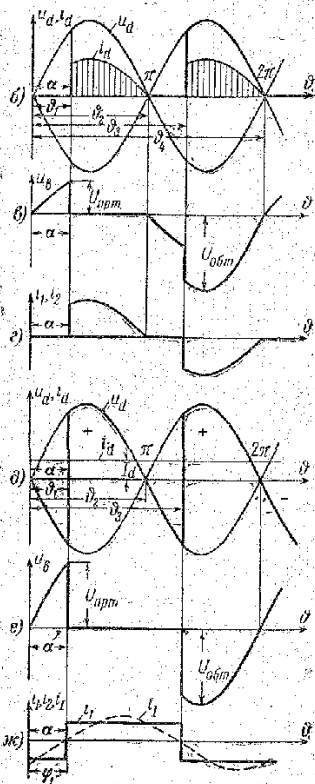
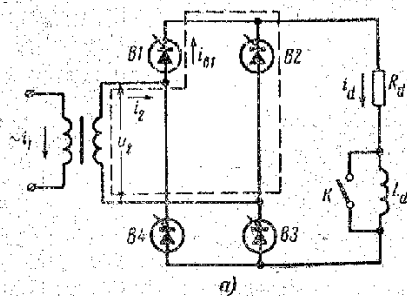


Рис. 2-7. Однофазная мостовая схема на управляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

тиль $B3$. На нагрузке появляется напряжение u_d , равное напряжению вторичной обмотки трансформатора, и протекает ток $i_d = u_d/R_d$. В момент $\vartheta_2 = \pi$ ток $i_d = i_{B1} = i_{B3}$ проходит через нуль, вентиль $B1$ запирается. Вследствие этого существующая цепь тока нагрузки разрывается, и до тех пор, пока не будет подан управляющий импульс на вентиль $B2$, u_d и i_d остаются равными нулю.

Вентиль $B2$ откроется в момент $\vartheta_3 = \pi + \alpha$, одновременно с ним начнет проводить ток неуправляемый вентиль $B4$, вследствие чего на нагрузку будет подано напряжение $u_d = u_2$ и снова начнет протекать ток i_d . Далее процессы повторяются. Как видно из приведенного рассмотрения, процессы и кривые u_d и i_d в случае выпрямителя с четырьмя и двумя управляемыми вентилями одинаковы.

Кривые выпрямленного напряжения и выпрямленного тока (u_d и i_d) однофазной мостовой схемы приведены на рис. 2-7.б. Они аналогичны соответствующим кривым для одно-

фазной схемы со средней точкой. Естественно, что будут аналогичны и количественные соотношения. Величина среднего значения выпрямленного напряжения равна:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (2-81)$$

Предельным углом регулирования в этом случае является угол $\alpha_m = 180^\circ$.

На рис. 2-7.в приведена кривая напряжения на вентиле u_B для схемы с четырьмя управляемыми вентилями. В данном случае для определения величины напряжения на вентиле необходимо несколько отступить от принятой системы идеализации элементов схемы. Следует принять, что вентили обладают в запертом состоянии в прямом и обратном направлениях большим, но вполне конечным сопротивлением R_B . Полагаем, что все вентили обладают равной величиной сопротивления R_B (причем $R_B \gg R_d$). Рассмотрев схему на рис. 2-7.а, можно заключить, что в интервале $0 - \vartheta_1$, когда все вентили заперты, напряжение на вентиле $B1$ равно половине напряжения вторичной обмотки трансформатора и по отношению к аноду вентиля $B1$ положительно; в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ напряжение на вентиле $B1$ равно нулю, так как вентиль открыт и проводит ток. Далее, на отрезке времени $\vartheta_2 - \vartheta_3$ все вентили заперты и образуют мостовую схему из четырех равных по величине сопротивлений R_B . Поскольку полярность напряжения u_2 сменилась, то в этом напряжение на вентиле $B1$ равно половине напряжения вторичной обмотки u_2 в обратном направлении. Наконец, в момент ϑ_3 открываются вентили $B2$ и $B4$ и к вентилю $B1$ прикладывается полное напряжение вторичной обмотки трансформатора с отрицательной полярностью (интервал $\vartheta_3 - \vartheta_4$). Такое же по форме напряжение будет на $B3$. Максимальное значение обратного напряжения на вентилях, как и для случая работы схемы с неуправляемыми вентилями, равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора.

$$U_{обм} = \sqrt{2} U_{2\phi} = 1,42 U_{2\phi}. \quad (2-82)$$

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле зависит от угла регулирования следующим образом:

$$U_{прм} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-83)$$

Как видно из рис. 2-4 и 2-7, форма кривых тока через вентиль одинакова как для однофазной мостовой, так и для однофазной схемы со средней точкой. Следовательно, будут одинаковы и соотношения для средних и действующих значений. Форма кривых тока в первичной и вторичной обмотках трансформатора одинаковы (рис. 2-7,з). Величина действующего значения первичного тока $I_1 = I_2/k_T$ может быть определена с помощью (2-54) следующим образом:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{k_T} I_B. \quad (2-84)$$

г) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Полагаем, что схема работает с идеально сглаженным током ($L_d = \infty$). Пусть в момент θ_1 (рис. 2-7,д) подаются управляющие сигналы на вентили $B1$ и $B3$ и они вступают в работу. Как видно из рис. 2-7,д, где изображены кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d , ток через вентили ($B1$ и $B3$) не обрывается в момент прохождения фазного напряжения через нуль (момент θ_2), как это было в случае чисто активной нагрузки, а продолжает течь вплоть до момента коммутации на следующую пару вентилях (момент θ_3). Кривая выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя (рис. 2-7,д) аналогична кривой выпрямленного напряжения однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой. В кривой также имеются участки положительного и отрицательного напряжений. Величина среднего значения выпрямленного напряжения при этом равна:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-85)$$

Кривая напряжения на вентиле $B1$ для этого режима приведена на рис. 2-7,е. На интервале $0-\theta_1$ проводят ток вентили $B2$ и $B4$. Как видно из рис. 2-7,а, к вентилям $B1$ и $B3$ на этом участке приложено напряжение вторичной обмотки с положительной полярностью. Далее в интервале $\theta_1-\theta_3$ вентиль $B1$ проводит ток и напряжение на нем равно нулю. В момент θ_3 происходит коммутация тока I_d на вентили $B2$ и $B4$, и на вентилях $B1$ и $B3$ снова оказывается напряжение вторичной об-

мотки трансформатора, но только в этом случае уже с отрицательной полярностью.

Максимальное значение обратного напряжения на вентилях равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора

$$U_{обм} = \sqrt{2} U_{2\phi} = 1,42 U_{2\phi}. \quad (2-86)$$

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле зависит от угла регулирования следующим образом:

$$U_{прм} = \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-87)$$

Кривые первичного и вторичного токов (i_1 и i_2) представлены на рис. 2-7,ж и по своей форме одинаковы с кривой тока для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой. Действующие значения токов I_1 и I_2 соответственно равны:

$$I_1 = I_d/k_T; \quad I_2 = I_d. \quad (2-88)$$

д) Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилях при работе на активно-индуктивную нагрузку

В мостовых схемах имеется возможность применять управляемые вентили в половинном числе от полного количества используемых вентилях. Это, как отмечалось выше, дает выгоды с точки зрения стоимости комплекта вентилях и упрощения системы управления выпрямителя. На рис. 2-8,а и б представлены два возможных варианта включения управляемых вентилях. В связи с тем, что в однофазной мостовой схеме вентили проводят ток попарно, очевидно, что в обоих полупериодах будет работать пара вентилях, обязательно содержащая один управляемый вентиль. Согласно обозначениям рис. 2-8,а, в схеме работают попеременно пары вентилях $B1, B3$ и $B2, B4$. Пусть в интервале $\theta_1-\theta_2$ (рис. 2-8,в) в схеме, показанной на рис. 2-8,а, проводят вентили $B1$ и $B3$. В момент времени θ_2 напряжение на вторичной обмотке трансформатора меняет знак.

В результате этого происходит коммутация тока в анодной группе неуправляемых вентилях и ток i_d переходит с вентилях $B3$ на $B4$. В катодной группе коммутация в данный момент не может произойти, так как

управляемый клапан $B2$ закрыт. В группе управляемых клапанов коммутация осуществляется в момент подачи управляющего импульса на очередной клапан ($B2$).

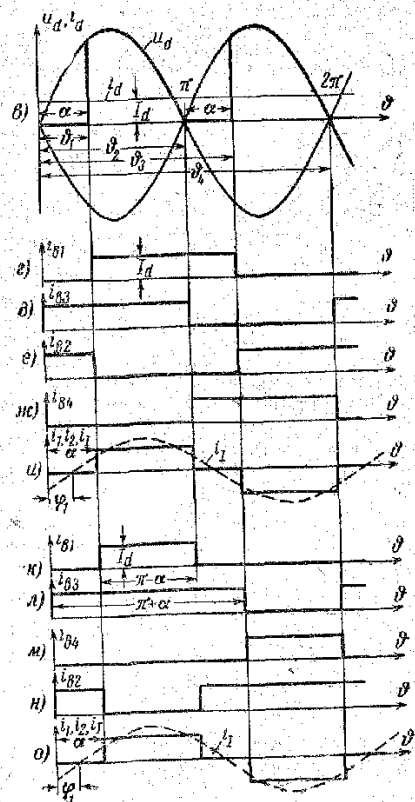
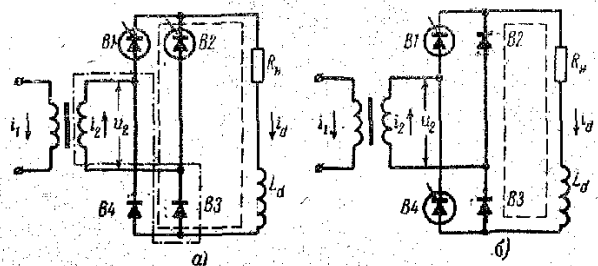


Рис. 2-8. Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых клапанов. Токи и напряжения на элементах схемы.

Таким образом, оказывается, что от момента прохождения через нуль синусоидального напряжения до момента отпирания очередного управляемого клапана, т. е. в интервалах $(0-\alpha)$ и $\pi-(\pi+\alpha)$, ток нагрузки i_d проводят два последовательно включенных клапана [в интервале $\pi-(\pi+\alpha)$ $B1$ и $B4$]. Выпрямленное напряжение в течение этих интервалов равно нулю (выход выпрямителя закорочен), и ток в нагрузке поддерживается за счет энергии, запасенной в индуктивности L_d .

На рис. 2-8,з—и построены токи клапанов и токи обмоток питающего трансформатора. Токи управляемых и неуправляемых клапанов по форме не отличаются от случая работы выпрямителя с полным числом управляемых клапанов, но сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол α . Вследствие этого в кривой первичного тока имеются интервалы $i_1=0$, как в двухполупериодной схеме со средней точкой с нулевым клапаном (рис. 2-5,а). Кривая выпрямленного напряжения u_d имеет такой же вид, как в случае работы схемы на чисто активную нагрузку. Процессы в схеме рис. 2-8,б протекают несколько иначе. Начнем рассмотрение с интервала $\phi_1-\phi_2$ рис. 2-8,в, в котором работают клапаны $B1$ и $B3$ и напряжение $u_d=u_2$. В момент ϕ_2 , когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора сменит знак, произойдет коммутация тока с клапана $B1$ на неуправляемый клапан $B2$.

Коммутация в анодной группе задерживается, так как управляемый клапан $B4$, который должен принять нагрузку, закрыт. Поэтому до момента отпирания этого клапана ток нагрузки i_d замкнется через два неуправляемых клапана ($B2, B3$) и нагрузка окажется как бы отключенной от источника питания (u_d становится равной нулю). Клапан $B4$ откроется в момент $\phi_3=\pi+\alpha$, произойдет коммутация тока с клапана $B3$ на $B4$, и снова на нагрузке появится напряжение $u_d=u_2$.

Клапан $B4$ будет проводить ток до момента появления положительного напряжения на неуправляемом клапане $B3$, находящемся с ним в одной группе ($\phi_4=2\pi$). После коммутации тока с $B4$ на $B3$ (при работе клапана $B2$) в выпрямленном напряжении появится пауза длительностью $\Delta\phi=\alpha$. Таким образом, кривая выпрямленного напряжения в схеме рис. 2-8,б будет иметь такой же вид, как в случае работы управляемого выпрямителя на активную нагрузку.

Длительности прохождения токов через управляемые и неуправляемые вентили в этой схеме будут разными. Неуправляемые вентили проводят ток от моментов появления на них положительного напряжения ($\theta=0; \pi$) до открытия управляемых вентилях, находящихся в одной с ними группе ($\pi+\alpha; 2\pi+\alpha$), т. е. в течение $\lambda=\pi+\alpha$. Длительность прохождения тока через управляемые вентили меньше и равна $\lambda=\pi-\alpha$. На рис. 2-8,к—о показаны токи через вентили и обмотки трансформатора.

Среднее и действующее значения токов через управляемые вентили в этой схеме будут соответственно равны:

$$I_{в.ср} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}; \quad (2-89)$$

$$I_{в} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (2-90)$$

Соответственно для неуправляемых вентилях:

$$I_{в.ср} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi + \alpha}{\pi}; \quad (2-91)$$

$$I_{в} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (2-92)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (2-93)$$

Действующее значение первичного тока трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{k_T} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (2-94)$$

Как видно из рис. 2-8,к—н и формул (2-90) и (2-92), при больших углах регулирования α управляемые вентили схемы 2-8,б нагружены меньше, чем неуправляемые, что облегчает режим их работы. По своим энергетическим характеристикам схемы, приведенные на рис. 2-8,а и б, равноценны. Кривые выходного напряжения и потребляемого тока обеих рассмотренных схем такие же, как в однофазной двухполупериодной схеме с нулевым вен-

тилем. Первая гармоника первичного тока i_1 сдвинута по отношению к синусоиду питающего напряжения на угол $\alpha/2$, т. е. $\cos \phi_1 = \cos \alpha/2$. В результате $\cos \phi_1$ в данной схеме выше, чем у схемы с полным числом управляемых вентилях.

2-4. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку

Трехфазная схема со средней точкой изображена на рис. 2-9,а. Вентили схемы работают попеременно по $1/3$ периода. В какой-либо момент времени открыт и проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого по отношению к нулевой точке трансформатора выше, чем у других вентилях. Это справедливо для случая соединения вентилях в катодную группу. Например, в момент времени θ_1 (рис. 2-9,б) работает вентиль $B1$, в момент θ_2 происходит переход тока с вентиля $B1$ на вентиль $B2$ и далее до момента θ_3 работает вентиль $B2$, и наконец в момент θ_3 ток переходит на вентиль $B3$.

Вентиль $B3$ проводит ток до момента θ_4 , затем ток переходит снова на вентиль $B1$, и процессы повторяются.

Переход тока с вентиля на вентиль (коммутация) в случае идеального трансформатора происходит мгновенно в моменты времени, соответствующие точкам пересечения синусоид фазных напряжений. Отсюда следует, что кривая выпрямленного напряжения схемы u_d может быть получена как огибающая синусоид фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора. На рис. 2-9,в кривая u_d построена полностью.

Кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения u_d по отношению к частоте сети, как это видно из рис. 2-9,в, равна трем. Кривая выпрямленного тока i_d повторяет кривую выпрямленного напряжения. Форма кривой тока в вентиле $i_{в}$ (вентиль $B1$) изображена на рис. 2-9,г. Ток вентиля в этом случае будет являться также и током вторичной обмотки трансформатора. Кривую обратного напряжения вентиля можно построить графическим путем. Как это видно из рис. 2-9,а, потенциал катода вентиля $B1$ по отношению к нулевой точке изменяется по огибающей синусоид фазных напряжений (потенциал положительного полюса нагрузки). Потенциал анода изменяется по синусоиду фазного напряже-

ния u_a . Поскольку обратное напряжение на вентиле представляет собой разность потенциалов катода и анода, то ординаты, заключенные между кривыми u_d и u_a , дают мгновенные значения обратного напряжения. Полностью кривая обратного напряжения для вентиля $B1$ построена на рис. 2-9, д. Из рассмотрения рис. 2-9, б и д очевидно, что кривая обратного напряжения на вентиле ($B1$)

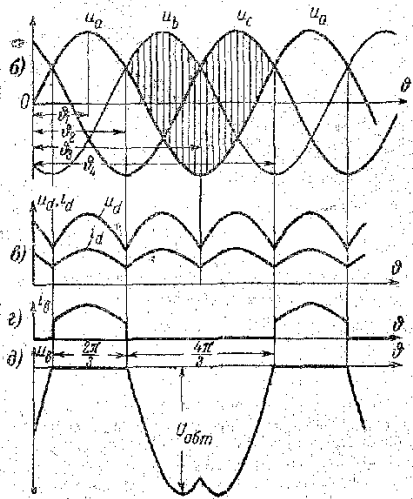
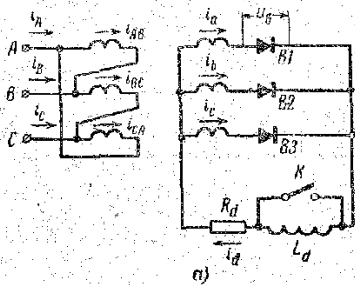


Рис. 2-9. Трехфазная схема со средней точкой на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы при работе на активную нагрузку.

формируется из участков синусоид линейных напряжений (u_{ab} ; u_{ca}).

Среднее значение выпрямленного напряжения схемы определяется обычным путем:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt. \quad (2-95)$$

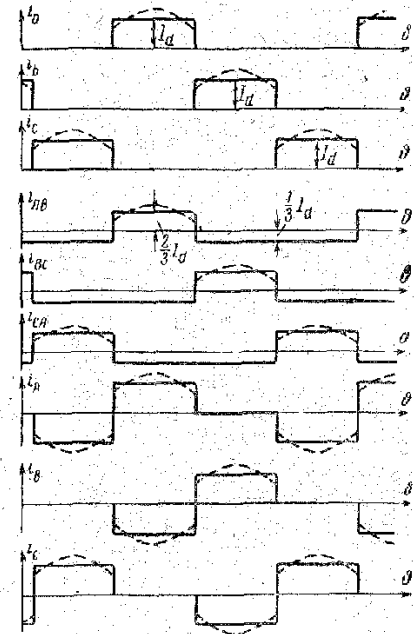
Из рис. 2-9, в можно видеть, что в течение периода переменного тока форма кривой выпрямленного напряжения имеет три периодических изменения. Исходя из этого, формулу (2-95) можно значительно упростить, произведя интегрирование за треть периода.

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2\phi} = 1,17 U_{2\phi}. \quad (2-96)$$

Величина максимального обратного напряжения, как это было показано ранее, равна амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обм} = \sqrt{6} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (2-97)$$

Форму кривой тока в первичной обмотке трансформатора можно найти следующим образом. При соединении



первичной обмотки трансформатора в треугольник фазный ток каждой из фаз может протекать независимо от токов других фаз первичной обмотки. Для упрощения рассмотрим случай равенства чисел витков первичной и вторичной обмоток ($w_1 = w_2 = w$). В этом случае фазный ток первичной обмотки может быть найден путем исключения из тока вторичной обмотки постоянной составляющей, равной $I_d/3$. Это условие вытекает из принципа действия трансформатора.

Рис. 2-10. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Δ/Y .

$$\left. \begin{aligned} i_{AB} &= \left(i_a - \frac{1}{3} I_d \right); \\ i_{BC} &= \left(i_b - \frac{1}{3} I_d \right); \\ i_{CA} &= \left(i_c - \frac{1}{3} I_d \right). \end{aligned} \right\} \quad (2-98)$$

Линейные токи первичной обмотки получаются, как обычно для трехфазной системы, путем вычисления разностей соответствующих фазных токов. На рис. 2-10 пунктиром показаны кривые фазных токов первичной обмотки трансформатора (i_{aB} ; i_{bC} ; i_{cA}) и линейные токи первичной обмотки (i_A ; i_B ; i_C).

Для определения потокораспределения в магнитной системе трансформатора запишем уравнение для м. д. с.

по стержням трансформатора. Результирующая м. д. с. стержня (F_0) определяется как разность м. д. с. первичной и вторичной обмоток, расположенных на данном стержне:

$$\left. \begin{aligned} F_{0A} &= \omega (i_a - i_{AB}) = \frac{1}{3} \omega I_d; \\ F_{0B} &= \omega (i_b - i_{BC}) = \frac{1}{3} \omega I_d; \\ F_{0C} &= \omega (i_c - i_{CA}) = \frac{1}{3} \omega I_d. \end{aligned} \right\} \quad (2-99)$$

Из выражений (2-99) видно, что по стержням трансформатора возникают однонаправленные нескомпенсированные постоянные по величине м. д. с., которые вызывают так называемый поток вынужденного намагничивания.

Подобное явление осложняет работу реального трансформатора, так как наличие потока вынужденного намагничивания может привести к насыщению сердечника и значительному увеличению намагничивающего тока. Для устранения подобного явления приходится увеличивать сечение сердечника трансформатора.

При соединении первичной обмотки трансформатора в звезду на величины первичных токов накладывается следующее условие:

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (2-100)$$

Для нахождения величин первичных токов воспользуемся вторым законом Кирхгофа для магнитных цепей. В интервале, когда ток проводит клапан $B1$ (принимая схему магнитных контуров, представленную на рис. 2-11, а), получим следующие уравнения, полагая $\omega_1 = \omega_2$. Для контура I

$$i_a - i_A + i_B = 0, \quad (2-101)$$

Для контура II

$$-i_B + i_C = 0, \quad (2-102)$$

Решив совместно (2-100) — (2-102), можно выразить величины первичных токов через ток фазы a вторичной обмотки:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{2}{3} i_a; \\ i_B &= -\frac{1}{3} i_a; \\ i_C &= -\frac{1}{3} i_a. \end{aligned} \right\} \quad (2-103)$$

Действительное распределение токов по обмоткам трансформатора для интервала работы клапана $B1$ приведено на рис. 2-11, б.

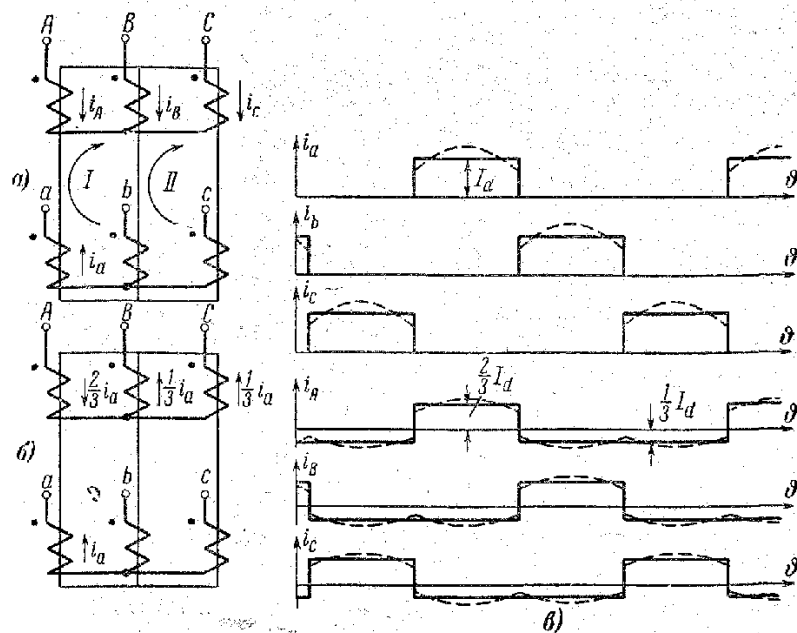


Рис. 2-11. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Y/Y .

Аналогичная операция может быть проделана и для следующих двух интервалов, когда работают клапаны $B2$ и $B3$.

Кривые токов вторичных и первичных обмоток изображены пунктиром на рис. 2-11, в. Величины результи-

рующей м. д. с. по стержням трансформатора F_0 для интервала работы вентиля $B1$ могут быть получены с помощью уравнений (2-103).

$$F_{0A} = F_{0B} = F_{0C} = \frac{1}{3} \omega i_a. \quad (2-104)$$

Аналогично может быть получено и для интервалов работы вентилях $B2$ и $B3$:

$$F_{0A} = F_{0B} = F_{0C} = \frac{1}{3} \omega i_b; \quad (2-105)$$

$$F_{0A} = F_{0B} = F_{0C} = \frac{1}{3} \omega i_c, \quad (2-106)$$

т. е., как и в случае соединения первичной обмотки трансформатора треугольником, на каждом стержне имеется нескомпенсированная м. д. с., равная трети м. д. с., создаваемой выпрямленным током:

$$F_{0A} = F_{0B} = F_{0C} = \frac{1}{3} \omega i_a. \quad (2-107)$$

Различие в рассмотренных двух случаях заключается в том, что при соединении первичной обмотки треугольником величина нескомпенсированной м. д. с. пропорциональна $I_d/3$ и не зависит от рода нагрузки, а в случае соединения первичной обмотки звездой нескомпенсированная м. д. с. пульсирует с тройной частотой, повторяя пульсации выпрямленного тока.

Для ликвидации потока вынужденного намагничивания можно применить соединение вторичных обмоток трансформатора в зигзаг (рис. 2-12,а). При такой схеме соединения ток фазы вторичной обмотки обтекает одновременно две полуобмотки, расположенные на соседних стержнях, но только в разных направлениях. Благодаря этому м. д. с. первичной и вторичной обмоток по стержням полностью компенсируются и поток вынужденного намагничивания не возникает. Кривые токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора для этого случая построены пунктиром на рис. 2-12,в.

Следует отметить, что выполнение вторичной обмотки по схеме зигзаг требует дополнительного расхода

обмоточного провода, так как результирующие фазные напряжения вторичных обмоток u_a , u_b , u_c формируются из разностей фазных напряжений вторичных полуобмоток.

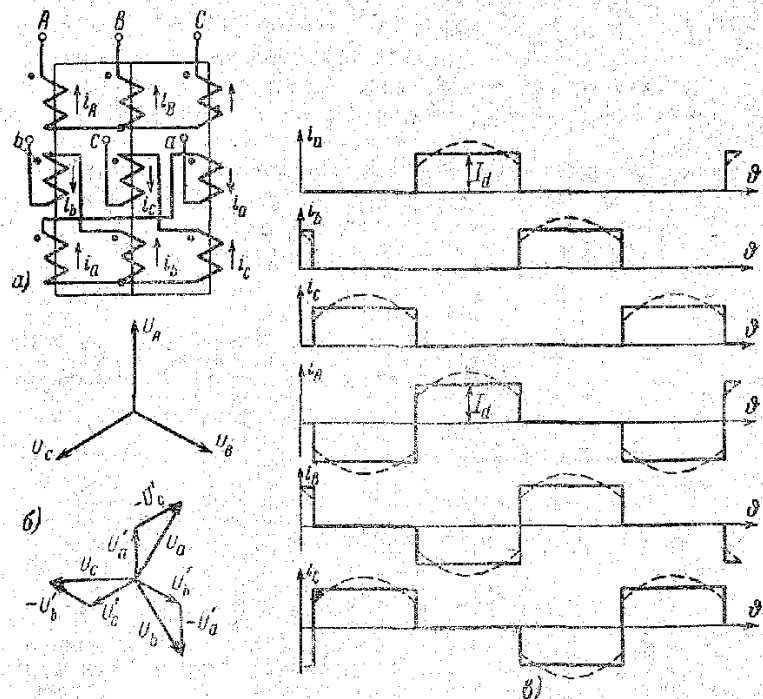


Рис. 2-12. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые токов при соединении обмоток трансформатора Y/Z .

ток (u'_a ; u'_b ; u'_c) и равны, как видно из векторной диаграммы рис. 2-12,б, следующей величине:

$$U_{2\phi} = \sqrt{3} U'_{2\phi}, \quad (2-108)$$

где $U'_{2\phi}$ — действующее значение напряжения одной полуобмотки.

б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

При работе схемы с идеально сглаженным током изменится только форма токов, протекающих в элементах схемы. Кривые выпрямленного и обратного напряжения

на вентиле останутся такими же, как при работе на чисто активную нагрузку. Следовательно, выведенные ранее соотношения для U_d и $U_{обт}$ остаются справедливыми,

Токи через вентили и вторичные обмотки трансформатора i_a , i_b и i_c (показанные на рис. 2-10 сплошной линией) будут представлять собой блоки тока длительностью 120° с амплитудой, равной среднему выпрямленному току I_d . Определение формы токов, протекающих по обмоткам силового трансформатора, может быть проведено точно таким же методом, как и для случая работы схемы на активную нагрузку. Сплошными линиями на рис. 2-10, 2-11, в и 2-12, в представлены кривые токов в обмотках трансформатора для различных групп соединения (Δ/Y ; Y/Y ; Y/Z).

Соотношения для токов в элементах схемы приводятся ниже для режима работы выпрямителя со сглаженным током. В подавляющем большинстве случаев подобный режим является наиболее типичным.

Величины среднего и действующего значений токов вентиля, действующих значений вторичного I_2 и первичного фазного тока I_1 одинаковы для всех случаев соединения обмоток трансформатора и равны:

$$I_{в.ср} = \frac{1}{3} I_d; \quad (2-109)$$

$$I_2 = I_a = I_d / \sqrt{3}; \quad (2-110)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d. \quad (2-111)$$

Величина типовой мощности трансформатора может быть рассчитана следующим образом.

Полные мощности первичной и вторичной обмоток в случае соединения трансформатора в группы Y/Y и Δ/Y в номинальном режиме соответственно равны:

$$S_1 = 3U_{1\phi} I_{1н} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{дн}; \quad (2-112)$$

$$S_2 = 3U_{2\phi} I_{2н} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{дн}. \quad (2-113)$$

Отсюда типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} [\sqrt{3} + \sqrt{2}] P_{дн} = 1,345 P_{дн}. \quad (2-114)$$

В случае соединения вторичной обмотки трансформатора в зигзаг мощность первичной обмотки остается такой же, как и в группах Y/Y и Δ/Y , а полная мощность вторичной обмотки может быть определена следующим образом:

$$S_2 = 6U'_{2\phi} I_{2н} = \frac{4\pi}{3\sqrt{6}} P_{дн}. \quad (2-115)$$

Отсюда типовая мощность при соединении трансформатора в группу звезда—зигзаг или треугольник—зигзаг равна:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} [1 + \sqrt{2}] P_{дн} = 1,46 P_{дн}. \quad (2-116)$$

В результате коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора для случая соединения обмоток Y/Y и Δ/Y равен $k_{тн} = 1,345$, а в случае соединения обмоток Y/Z и Δ/Z $k_{тн} = 1,46$.

Необходимо отметить, что в случае работы реального трансформатора следует ожидать при использовании групп Y/Y и Δ/Y дополнительного повышения расчетной мощности из-за наличия потока вынужденного намагничивания.

Коэффициенты использования вентилях по напряжению и току для всех схем будут соответственно равны:

$$k_U = \frac{2\pi}{3} = 2,09; \quad k_I = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577. \quad (2-117)$$

в) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку

Пусть управляющие импульсы подаются на вентили с некоторым смещением во времени по отношению к моменту их естественного отпирания (точка пересечения синусоид фазных напряжений). Смещение управляющих импульсов на некоторый угол α в сторону запаздывания

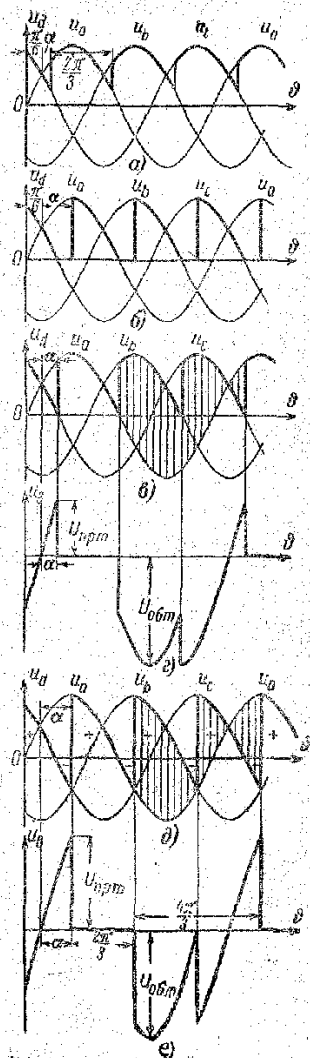


Рис. 2-13. Трехфазная схема со средней точкой на управляемых вентилях. Кривые выпрямленного и обратного напряжения.

задерживает вступление в работу очередного вентиля и затягивает работу предыдущего. На рис. 2-13, а и б показана кривая выпрямленного напряжения для двух различных углов регулирования. Естественно, что кривая тока i_d по своей форме повторяет кривую выпрямленного напряжения.

Нетрудно заметить, что имеются две характерные области регулирования. Первая находится в диапазоне углов $\frac{\pi}{6} > \alpha > 0$ и характеризуется режимом непрерывного выпрямленного тока, а вторая начинается при углах $\alpha > \frac{\pi}{6}$, причем в кривой выпрямленного тока в этом случае возникают паузы, в течение которых мгновенные значения выпрямленного тока равны нулю. Величина среднего выпрямленного напряжения для первой области регулирования определяется следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta, \quad (2-118)$$

или окончательно

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-119)$$

Каждый вентиль схемы работает в этом случае треть периода. Во второй области регулирования ($\alpha > \pi/6$) ток через вентиль обрывается при прохождении мгновенного значения выпрямленного напряжения через нуль.

Длительность прохождения тока через вентиль λ меньше $2\pi/3$ и равна:

$$\lambda = \pi - \alpha - \frac{\pi}{6}. \quad (2-120)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае рассчитывается несколько иначе:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-121)$$

Верхний предел, равный π , берется по той причине, что далее следует интервал, где мгновенное значение выпрямленного напряжения равно нулю. Сделав соответствующие преобразования, формулу (2-121) можно написать в следующем виде:

$$U_d = U_{d0} \left[\frac{1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (2-122)$$

Как видно из последней формулы, для трехфазной схемы со средней точкой при работе на активную нагрузку предельным углом регулирования (при котором $U_d = 0$) является угол $\alpha_m = 150^\circ$. Напряжение на вентиле определяется как разность потенциалов катода и анода вентиля. Как видно из рис. 2-13, в и г, максимальная величина обратного напряжения на вентиле, так же как в схеме с неуправляемыми вентилями, равна амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле будет зависеть от угла α следующим образом:

$$U_{пр\max} = \sqrt{6} U_{2\phi} \sin \alpha \quad (\text{при } \alpha < \frac{\pi}{6}); \quad (2-123)$$

$$U_{пр\max} = \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{при } \alpha > \frac{\pi}{6}). \quad (2-124)$$

г) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Полагаем величину L_d такой, что выпрямленный ток идеально сглажен во всем диапазоне регулирования ($L_d = \infty$). В этом случае ток через каждый вентиль про-

текает в течение трети периода. Переход тока с вентиля на вентиль происходит в момент подачи отпирающего импульса на очередной вступающий в работу вентиль. Как видно из рис. 2-13, д, кривая выпрямленного напряжения для углов регулирования $\alpha < \pi/6$ ничем не отличается от случая работы схемы на активную нагрузку. При углах регулирования $\alpha > \pi/6$, как это показано на рис. 2-13, д, где $\alpha = \pi/3$, в кривой выпрямленного напряжения появляются интервалы, когда u_d принимает отрицательные значения. Величина среднего выпрямленного напряжения для режима работы со сглаженным выпрямленным током может быть рассчитана следующим образом.

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-125)$$

Верхний предел $\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{2\pi}{3}$ берется вследствие того, что вентили работают точно по трети периода ($2\pi/3$). Окончательно получаем:

$$U_d = U_{a0} \cos \alpha. \quad (2-126)$$

Предельный угол регулирования α_m в этом случае равен 90° . Кривая напряжения на вентиле строится аналогично тому, как было описано ранее. На рис. 2-13, е проделано построение кривой напряжения на вентиле для угла регулирования $\alpha = \pi/3$. Величины максимального обратного и прямого напряжения на вентиле определяются следующими формулами:

$$U_{обм} = \sqrt{6} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}; \quad (2-127)$$

$$U_{прпн} = \sqrt{6} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-128)$$

При условии $L_d = \infty$ токи через вентили, а также токи первичной и вторичной обмоток трансформатора остаются такими же, как и для схемы с неуправляемыми вентилями.

Шестифазная схема со средней точкой в преобразовательной технике практически не применяется. Однако краткое рассмотрение процессов, происходящих в этой схеме, необходимо для изучения одного из режимов работы шестифазной схемы с уравнительным реактором.

Рассмотрим работу неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.

Шестифазная схема со средней точкой представлена на рис. 2-14, а. Вторичная обмотка питающего трансформатора этой схемы выполнена в виде шестифазной звезды с нулем. Начальные концы фазных обмоток на рис. 2-14, а помечены точками. Векторная диаграмма напряжений первичных и вторичных обмоток приведена на рис. 2-14, б. Как и в случае работы трехфазной схемы, в любой момент времени в шестифазной схеме будет открыт тот вентиль, потенциал анода которого в данный момент выше, чем у других вентилях. На рис. 2-14, в изображены синусоиды вторичных фазных напряжений. Как видно из рис. 2-14, в, в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ открыт вентиль В1, в интервалах $\vartheta_2 - \vartheta_3$ и $\vartheta_3 - \vartheta_4$ — вентили В2 и В3 и далее в соответствии с номерами вентилях.

Коммутация тока с вентиля на вентиль происходит в моменты, совпадающие с точками пересечения синусоид фазных напряжений.

Кривая выпрямленного напряжения, построенная на рис. 2-14, в жирной линией, является огибающей синусоид фазных напряжений. Кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна шести. В связи с тем, что кривая выпрямленного напряжения имеет шестикратную повторяемость, расчет среднего значения U_d может быть выполнен интегрированием кривой u_d в пределах $1/6$ периода.

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} = 1,35 U_{2\phi}. \quad (2-129)$$

Форма кривой обратного напряжения на вентиле $u_{об}$ может быть получена уже известным методом как раз-

ность потенциалов катода и анода вентиля в непроходящий период. Из рис. 2-14, в видно, что для вентиля В1 потенциал катода по отношению к нулевой точке изме-

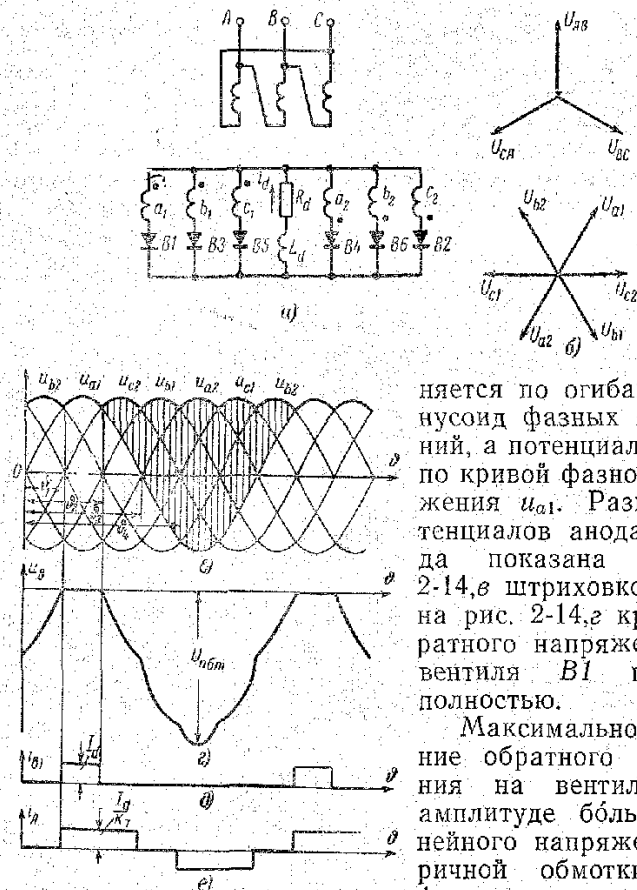


Рис. 2-14. Шестифазная схема со средней точкой на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы.

Форма тока через вентили представляет собой прямоугольные блоки длительностью 60° с амплитудой, равной величине выпрямленного тока I_d (рис. 2-14, д). Ток вентиля является также и током вторичной обмотки трансформатора.

няется по огибающей синусоид фазных напряжений, а потенциал анода — по кривой фазного напряжения u_{a1} . Разность потенциалов анода и катода показана на рис. 2-14, в штриховкой. Ниже на рис. 2-14, г кривая обратного напряжения для вентиля В1 построена полностью.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитуде большего линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обм} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} = 2,84 U_{2\phi}. \quad (2-130)$$

Среднее и действующее значения тока вентиля (вторичного фазного тока) равны:

$$I_{в.ср} = \frac{1}{6} I_d; \quad (2-131)$$

$$I_b = I_2 = \frac{1}{\sqrt{6}} I_d. \quad (2-132)$$

Как показано в [Л. 18], в случае соединения первичной обмотки силового трансформатора звездой на его стержнях возникают нескомпенсированные м. д. с., равные $\frac{1}{3} \omega_2 I_d$, которые пульсируют с тройной частотой.

Эти м. д. с. вызывают однофазный поток вынужденного намагничивания, который настолько осложняет работу схемы, что она практически никогда не применяется.

Ток первичной обмотки без учета нескомпенсированных м. д. с. может быть найден таким же методом, как в трехфазной схеме со средней точкой. Кривая первичного тока представлена на рис. 2-14, е. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора будет равно:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3} k_T} I_d. \quad (2-133)$$

Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора могут быть определены следующим образом:

$$S_1 = 3U_{1\phi} I_{1н} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} P_{дн}. \quad (2-134)$$

$$S_2 = 6U_{2\phi} I_{2н} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} P_{дн}. \quad (2-135)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right] P_{дн} = 1,55 P_{дн}. \quad (2-136)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора составляет:

$$k_{п} = 1,55. \quad (2-137)$$

Коэффициенты использования вентилях по напряжению и току в данной схеме равны:

$$k_U = \frac{2\pi}{3} = 2,09; \quad k_I = \frac{1}{\sqrt{6}} = 0,408. \quad (2-138)$$

2-6. ШЕСТИФАЗНАЯ СХЕМА С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ

а) Работа неуправляемого выпрямителя

Процессы при работе неуправляемого выпрямителя на активную и активно-индуктивную нагрузку отличаются сравнительно мало. Характер нагрузки, как будет видно из последующего изложения, сказывается только на форме токов, протекающих в элементах схемы. Поэтому мы не будем выделять эти режимы в отдельные подразделы по характеру нагрузки, как делали это до сих пор.

Шестифазная схема с уравнительным реактором изображена на рис. 2-15, а*. Схема представляет собой два трехфазных выпрямителя со средней точкой (I и II), работающие параллельно через уравнительный реактор УР на общую нагрузку.

Питание схемы осуществляется через трехобмоточный трансформатор, на каждом стержне которого расположено по две одинаковые вторичные обмотки. При этом в выпрямителе I вторичные обмотки подключены к анодам вентилях началами, а в выпрямителе II обмотки подключены к анодам вентилях концами. На схеме начала обмоток помечены точками. В результате звезды фазных напряжений двух вторичных обмоток трансформатора смещены друг относительно друга на 180° .

Уравнительный реактор представляет собой дроссель с замкнутым стальным сердечником, имеющий две обмотки, включенные как показано на рис. 2-15, а. В связи с тем, что в данной главе рассматриваются идеализированные выпрямители, полагаем намагничивающий ток

уравнительного реактора равным нулю. Подобная идеализация исключает возможность рассмотрения процессов, происходящих в реальной схеме при нагрузках ниже критической. Критической нагрузкой называется такая минимальная нагрузка

выпрямителя, при которой величина постоянной составляющей выпрямленного тока становится равной намагничивающему току уравнительного реактора. Поскольку в реальных схемах величина критической нагрузки составляет приблизительно 1—2% от номинальной, то для рассмотрения принципа действия данной схемы такая идеализация является допустимой и оправданной. Режим работы схемы при нагрузках ниже критической будет рассмотрен в гл. III.

Для пояснения принципа действия схемы представим каждый трехфазный выпрямитель (I и II) в виде последовательно включенных генераторов напряжения: генератора постоянного напряжения (E'_a и E''_a) и генератора переменного напряжения (e'_n и e''_n). Генераторы E'_a и E''_a в эквивалентной схеме (рис. 2-15, б) моделируют постоянные составляющие

напряжения отдельных выпрямителей, а генераторы e'_n и e''_n — переменные. Точки у генераторов e'_n и e''_n показывают их условную полярность. Поскольку переменные напряжения смещены по фазе, возникает смеще-

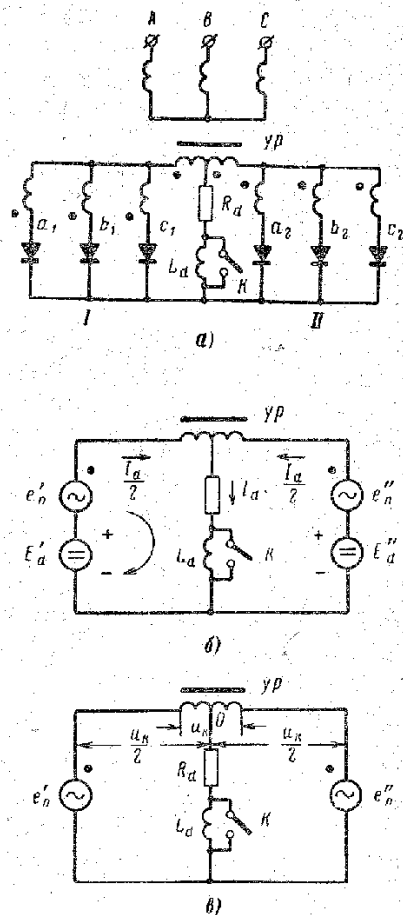


Рис. 2-15. Шестифазная схема с уравнительным реактором.

* Иногда эту схему называют трехфазной схемой с катушкой Кюблера или дважды трехфазной схемой с разделительным реактором.

ние по фазе и у э. д. с. e'_n и e''_n . Таким образом, на основании сказанного можно написать:

$$u_{dI} = E'_a + e'_n; \quad (2-139)$$

$$u_{dII} = E''_a + e''_n, \quad (2-140)$$

где u_{dI} и u_{dII} — мгновенные значения напряжений на выходе выпрямителей I и II.

Как видно из схемы замещения, генераторы постоянного напряжения E'_a и E''_a вследствие равенства их э. д. с. будут работать параллельно на нагрузку R_a , создавая в ней ток I_a . Каждый из генераторов примет на себя половину нагрузочного тока ($I_a/2$). Следовательно, величина постоянной составляющей напряжения на нагрузке U_a будет точно равна величине постоянной э. д. с. ($U_a = E'_a = E''_a$). Прохождение по обмоткам уравнительного реактора двух равных постоянных токов, создающих магнитодвижущие силы противоположных направлений, не изменит магнитного состояния сердечников реактора. Таким образом, схема замещения может быть значительно упрощена, если в ней оставить только генераторы переменного напряжения и рассмотреть распределение переменной составляющей тока. Схема замещения для переменной составляющей показана на рис. 2-15,в. Как видно из рис. 2-15,в, на уравнительном реакторе падает разность э. д. с., действующих в контуре. Мгновенное значение напряжения на уравнительном реакторе u_k равно:

$$u_k = e'_n - e''_n. \quad (2-141)$$

Вследствие автотрансформаторного эффекта на каждой обмотке уравнительного реактора появится напряжение, равное $u_k/2$. При этом предполагается, что коэффициент связи обмоток равен единице. Величина переменного напряжения на нагрузке u_n может быть найдена следующим образом. Для контура, содержащего э. д. с. e'_n и цепь нагрузки, можно написать:

$$e'_n = \frac{u_k}{2} + u_n. \quad (2-142)$$

* Понятие «смещение по фазе» здесь несколько условно, так как величины e'_n и e''_n несинусоидальны.

Подставив в (2-142) величину u_k из (2-141), получим, что величина переменной составляющей напряжения на нагрузке равна полусумме переменных э. д. с. отдельных выпрямителей:

$$u_n = \frac{e'_n + e''_n}{2}. \quad (2-143)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке u_d можно найти, рассматривая контур, показанный на рис. 2-15,б стрелкой. Для этого контура справедливо следующее уравнение:

$$E'_a + e'_n = \frac{u_k}{2} + u_d = u_{dI}, \quad (2-144)$$

откуда

$$u_d = u_{dI} - \frac{u_k}{2}. \quad (2-145)$$

Для второго контура, содержащего э. д. с. E''_a и e''_n , можно получить аналогичную формулу:

$$u_d = u_{dII} + \frac{u_k}{2}. \quad (2-146)$$

Приравнявая (2-145) и (2-146), найдем, что $u_k = u_{dI} - u_{dII}$.

Кривые напряжения на выходе каждой трехфазной группы представлены на рис. 2-16,а. Кривая выпрямленного напряжения u_{dI} (схема I) выполнена сплошной линией, а кривая u_{dII} (схема II) — пунктирной. Штриховкой показаны ординаты мгновенных значений напряжения на уравнительном реакторе. Ниже на рис. 2-16,б кривая напряжения на уравнительном реакторе u_k построена полностью. Как видно из рис. 2-16,б, напряжение u_k имеет почти треугольную форму и его амплитуда равна половине амплитуды фазного напряжения. Напряжение на уравнительном реакторе меняется с частотой, в 3 раза большей частоты питающей сети. Кривую напряжения на нагрузке u_d можно построить графически, вычитая из кривой u_{dI} величину $u_k/2$ (помечена на рис. 2-16,б пунктиром). Результирующая кривая u_d обведена на рис. 2-16,а жирной линией. Выражение для кривой выпрямленного напряжения можно получить, под-

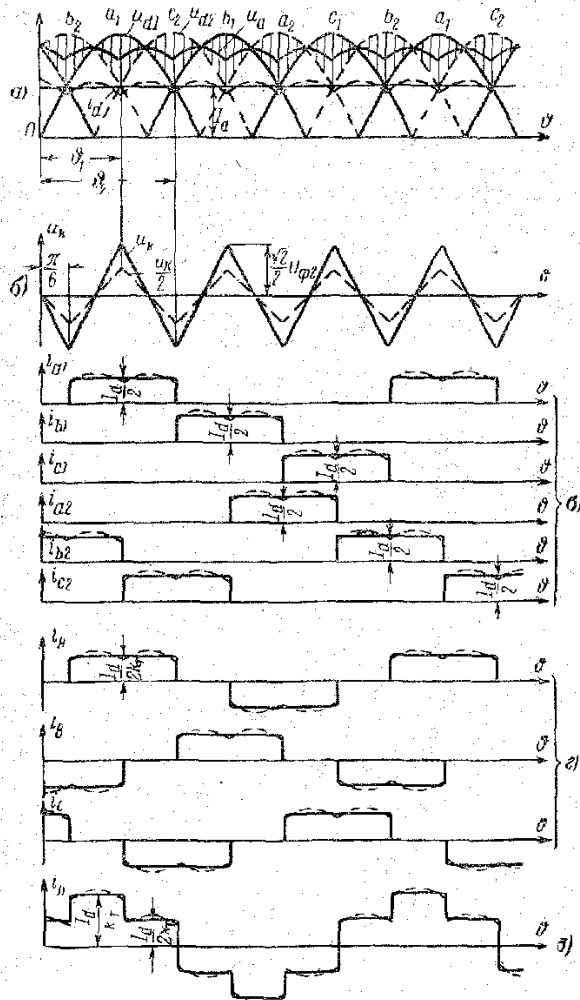


Рис. 2-16. Шестифазная схема с уравнильным реактором на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы.

ставляя в формулу (2-145) или (2-146) величины соответствующих фазных напряжений.

Так, в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$, когда ток проводят вентили фаз $a1$ и $c2$, искомое напряжение u_d равно:

$$u_d = u_{a1} - \frac{u_n}{2} = u_{a1} - \frac{u_{a1} - u_{c2}}{2} = \frac{u_{a1} + u_{c2}}{2}. \quad (2-147)$$

Точно так же может быть найдено значение u_d по всем интервалам периода. Как видно из рис. 2-16, а, кривая выпрямленного напряжения u_d имеет шестикратную пульсацию и сформирована из участков синусоид с амплитудой, равной $\frac{\sqrt{6}}{2} U_{2\phi}$.

Величина среднего значения выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя может быть получена путем интегрирования u_d в интервале повторяемости, равном $1/6$ части периода сетевого напряжения.

В результате получаем:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2\phi} = 1,17 U_{2\phi}. \quad (2-148)$$

Обратное напряжение на вентиле вследствие независимой работы обеих трехфазных схем (I и II) ничем не отличается от обратного напряжения в трехфазной схеме со средней точкой.

Максимальное значение обратного напряжения равно:

$$U_{обм} = \sqrt{6} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (2-149)$$

Кривая выпрямленного тока i_d в случае работы на активную нагрузку в точности повторяет кривую выпрямленного напряжения. Так как трехфазные схемы I и II работают параллельно на общую нагрузку, то мгновенные значения токов через вентили будут равны половине мгновенных значений выпрямленного тока, т. е. кривая тока в вентилях будет по своей форме повторять кривую выпрямленного тока в соответствующих интервалах.

В случае работы схемы с идеально сглаженным током тока в вентилях представляют собой прямоугольные блоки длительностью 120° с амплитудой, равной $I_d/2$.

Кривые тока в вентилях (вторичные фазные токи) показаны на рис. 2-16,в. Кривые для случая работы на активную нагрузку изображены пунктирной линией, а для случая идеально сглаженного выпрямленного тока — сплошной линией. Токи первичной обмотки трансформатора можно получить из следующих уравнений:

$$i_A = (i_{a1} - i_{a2}) \frac{1}{k_T}; \quad (2-150)$$

$$i_B = (i_{b1} - i_{b2}) \frac{1}{k_T}; \quad (2-151)$$

$$i_C = (i_{c1} - i_{c2}) \frac{1}{k_T}; \quad (2-152)$$

где $i_{a1}; i_{a2}; i_{b1}; i_{b2}; i_{c1}; i_{c2}$ — мгновенные значения вторичных фазных токов;

$i_A; i_B; i_C$ — мгновенные значения фазных токов в первичных обмотках трансформатора;

$\omega_1; \omega_2$ — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора ($k_T = \omega_1/\omega_2$).

Уравнения для первичных токов получены из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Постоянная составляющая магнитного потока в сердечнике силового трансформатора в этом случае не возникает. Это объясняется тем, что вторичные обмотки, расположенные на одном стержне, обтекаются токами противоположного направления, что приводит к компенсации постоянных составляющих м. д. с. по стержням.

Кривые фазных токов первичной обмотки трансформатора, построенные на основании зависимостей (2-150) — (2-152), приведены на рис. 2-16,г.

В случае соединения первичной обмотки трансформатора звездой эти кривые будут также и линейными токами. В случае соединения треугольником линейные токи находятся, как обычно, в виде разности смежных фазных токов. Кривая линейного тока для случая соединения первичной обмотки трансформатора треугольником приведена на рис. 2-16,д.

Количественные соотношения, связывающие токи схемы, приводятся только для режима работы со сглажен-

ным током. Среднее и действующее значения тока вентиля равны:

$$I_{в.ср} = \frac{1}{6} I_d; \quad (2-153)$$

$$I_B = I_2 = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_d. \quad (2-154)$$

Токи вентиля одновременно являются и токами вторичных обмоток трансформатора (I_2). Действующее значение фазного тока первичной обмотки трансформатора равно:

$$I_1 = \frac{1}{2k_T} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (2-155)$$

Коэффициенты использования вентиля по напряжению и току соответственно равны:

$$k_U = \frac{2\pi}{3} = 2,09; \quad k_I = \frac{1}{2\sqrt{3}} = 0,288. \quad (2-156)$$

Величины расчетных мощностей первичной и вторичной обмоток трансформатора определяются следующим образом:

$$S_1 = 3U_{1\phi} I_{1н} = \frac{\pi}{3} P_{дн}; \quad (2-157)$$

$$S_2 = 6U_{2\phi} I_{2н} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{дн}. \quad (2-158)$$

Отсюда типовая мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \right) P_{дн} = 1,26 P_{дн}. \quad (2-159)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора равен:

$$k_T = 1,26. \quad (2-160)$$

Для определения типовой мощности уравнительного реактора необходимо знать величину среднего (по модулю) значения напряжения на его зажимах $U_{к.ср}^*$.

* Амплитуда потока, определяющего магнитную систему УР, зависит от среднего значения напряжения $U_{к.ср}$ [Л. 34].

Кривая напряжения на уравнительном реакторе формируется из участков синусоид фазных напряжений. Интегрируя кривую u_k в интервале $\vartheta = 0 - \frac{\pi}{6}$ (рис. 2-16, б), можно найти $U_{k,ср}$.

$$U_{k,ср} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \sqrt{2} U_{2ф} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) U_{2ф}. \quad (2-161)$$

Напряжение $U_{k,ср}$ приводится к эквивалентному синусоидальному напряжению U_0 , действующему при частоте питающей сети следующим образом:

$$U_0 = \frac{U_{k,ср}}{3} k_f, \quad (2-162)$$

где $k_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ — коэффициент формы для синусоиды.

Коэффициент 3 в формуле (2-162) отражает пересчет с тройной частоты, на которой работает уравнительный реактор, на частоту сети. Учитывая, что $U_{2ф} = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_d$, получим:

$$U_0 = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) U_d. \quad (2-163)$$

Типовая мощность уравнительного реактора $S_{ур}$ может быть подсчитана по формуле

$$S_{ур} = \frac{1}{2} U_0 \frac{1}{2} I_d k_c = \frac{\pi}{6\sqrt{6}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) k_c P_{дн} = 0,0286 k_c P_{дн}. \quad (2-164)$$

Коэффициент $k_c > 1$ учитывает работу стали уравнительного реактора на повышенной частоте в реальной схеме. Величина k_c обычно принимается равной двум

[Л. 18]. Отсюда получаем для реального уравнительного реактора:

$$S_{ур} = 0,0572 P_{дн}. \quad (2-165)$$

б) Работа управляемого выпрямителя

Режим работы управляемого выпрямителя на активную нагрузку встречается весьма редко, и поэтому целесообразно сразу рассмотреть режим работы схемы со сглаженным выпрямленным током. Полагаем, что $L_d = \infty$. В этом случае, точно так же, как и в схеме неуправляемого выпрямителя, обе параллельно включенные трехфазные схемы со средней точкой (I и II) работают независимо друг от друга. Величины и формы выпрямленного напряжения и напряжения на уравнительном реакторе определяются полученными ранее соотношениями:

$$u_d = u_{aI} - \frac{u_k}{2} = u_{aII} + \frac{u_k}{2}; \quad (2-166)$$

$$u_k = u_{aI} - u_{aII}. \quad (2-167)$$

На рис. 2-17, а и б приведены кривые выходного напряжения на первой (u_{aI}) и второй (u_{aII}) выпрямительных группах для угла регулирования $\alpha = 30^\circ$. Результирующее напряжение на нагрузке u_d представлено на рис. 2-17, в.

Среднее значение результирующего выпрямленного напряжения равно среднему значению выпрямленного

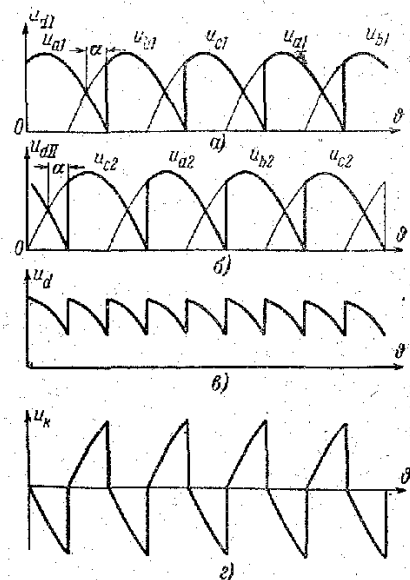


Рис. 2-17. Шестифазная схема с уравнительным реактором на управляемых вентилях. Кривые выпрямленного напряжения и напряжения на уравнительном реакторе.

напряжения трехфазной схемы со средней точкой:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2\phi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-168)$$

Форма кривых токов в элементах схемы остается такой же, как и для схемы с неуправляемыми вентилями. Кривая напряжения на вентиле вследствие полной независимости работы обеих трехфазных схем имеет такую же форму, как и для трехфазной схемы со средней точкой.

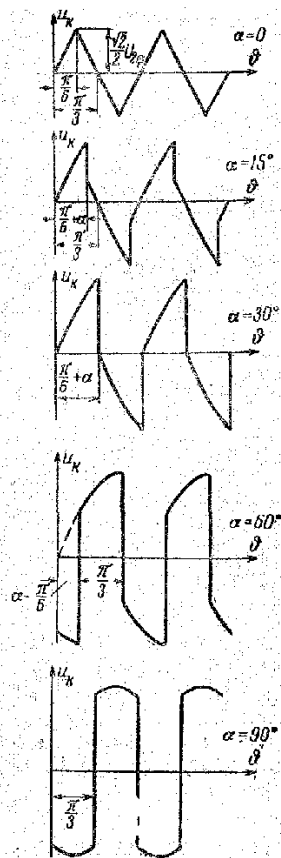


Рис. 2-18. Напряжение на уравнительном реакторе при различных углах регулирования выпрямителя.

Напряжение на уравнительном реакторе u_k показано на рис. 2-17,г. Как видно из рис. 2-17,г, напряжение на уравнительном реакторе по сравнению со случаем работы схемы с неуправляемыми вентилями существенно изменилось как по величине, так и по форме. На рис. 2-18 приведены кривые напряжения на уравнительном реакторе для различных углов регулирования. С ростом угла регулирования увеличивается среднее (по модулю) значение напряжения на уравнительном реакторе, а следовательно растет и его типовая мощность. Мощность уравнительного реактора управляемого выпрямителя превышает его мощность в неуправляемом выпрямителе и зависит от предельного угла регулирования, на который рассчитана схема.

Определение величины среднего значения напряжения на уравнительном реакторе может быть выполнено следующим образом. Как видно из рис. 2-15,а и рис. 2-16,а, мгновенные значения напряжения на уравнительном реакторе равны разности мгновенных значений напряжений работающих фаз. Рассматривая ра-

боту схемы по этапам работы вентиля, можно построить кривую напряжения на уравнительном реакторе как междуфазное напряжение соседних по порядку следования вторичных фаз трансформатора, вентили которых в данный момент проводят ток. Очевидно, что для шестифазной обмотки междуфазное (линейное) напряжение соседних фаз равно по величине фазному напряжению ($U_{2л} = U_{2\phi}$). Как видно из рис. 2-18, где приведены кривые напряжения на уравнительном реакторе для различных углов регулирования, расчет среднего значения напряжения на уравнительном реакторе удобнее разбить на два диапазона (по углу α). Первый диапазон охватывает углы регулирования α в пределах от 0 до $\pi/6$, а второй — в пределах от $\pi/6$ до $\pi/2$.

Для первого диапазона изменения угла α ($\frac{\pi}{6} > \alpha > 0$) величина среднего значения напряжения на уравнительном реакторе равна:

$$U_{k,ср} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha \right]. \quad (2-169)$$

Для второго диапазона изменения угла α ($\frac{\pi}{2} > \alpha > \frac{\pi}{6}$) величина $U_{k,ср}$ может быть получена следующим образом:

$$U_{k,ср} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-170)$$

На рис. 2-19 приведена кривая, показывающая зависимость величины среднего значения напряжения на реакторе $U_{k,ср}$ от угла регулирования α . Кривая построена в относительных единицах, где за базисную величину принята величина $U'_{k,ср}$ — напряжение на реакторе при $\alpha=0$.

Располагая зависимостью среднего значения напряжения на реакторе от угла регулирования, можно определить зависимость величины его типовой мощности от максимального угла регулирования, с которым работает выпрямитель.

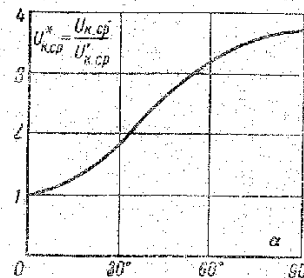


Рис. 2-19. Зависимость среднего значения напряжения на уравнительном реакторе от угла регулирования.

Как видно из формул (2-162) и (2-164), график (рис. 2-19) представляет также в относительных единицах зависимость типовой мощности уравнивающего реактора от максимального угла регулирования. В качестве базисной величины при этом следует принять величину $S_{ур}$ при $\alpha=0$.

2-7. ТРЕХФАЗНАЯ МОСТОВАЯ СХЕМА

а) Работа неуправляемого выпрямителя

Режимы работы неуправляемого выпрямителя на активную и активно-индуктивную нагрузку отличаются незначительно, и их рассмотрение будет проведено совместно.

Трехфазная мостовая схема изображена на рис. 2-20,а. В этой схеме три вентиля объединены в катодную группу, а три других — в анодную. При работе схемы ток всегда проводят два вентиля: один в катодной группе, а другой в анодной. В любой момент времени в катодной группе будет открыт тот вентиль, потенциал анода которого выше потенциалов анодов других вентилях в группе, а в анодной группе — вентиль, потенциал катода которого ниже потенциалов катодов других вентилях группы¹. Коммутация тока с одного вентиля на следующий, очередной в данной группе происходит в моменты пересечения синусоид фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 2-20,б построены кривые фазных напряжений. Как видно из этого рисунка, вентили схемы проводят ток в течение $1/3$ периода. Очередность вступления в работу вентилях соответствует их номерам (рис. 2-20,а).

В результате потенциал общих катодов схемы (положительного полюса выпрямителя) изменяется по верхней огибающей кривых фазных напряжений, а потенциал общих анодов (отрицательного полюса выпрямителя) — по нижней огибающей.

Выпрямленное напряжение u_d , равное разности потенциалов положительного и отрицательного полюсов выпрямителя, изображается ординатами, заключенными между верхней и нижней огибающими фазных напряже-

¹ Потенциал отсчитывается по отношению к нулевой точке вторичной обмотки трансформатора.

ний. Очевидно, что эти ординаты являются разностью мгновенных фазных напряжений, т. е. мгновенными значениями соответствующих линейных напряжений. Ниже, на рис. 2-20,в, кривая выпрямленного напряжения u_d построена полностью. Кратность пульсаций выпрямленного напряжения по отношению к частоте сети равна шести.

Среднее значение выпрямленного напряжения U_d для трехфазной мостовой схемы вычисляется следующим образом. Как видно из рис. 2-20,в, в кривой u_d в течение периода имеется шесть одинаковых повторяющихся участков, ограниченных сверху кривой линейного

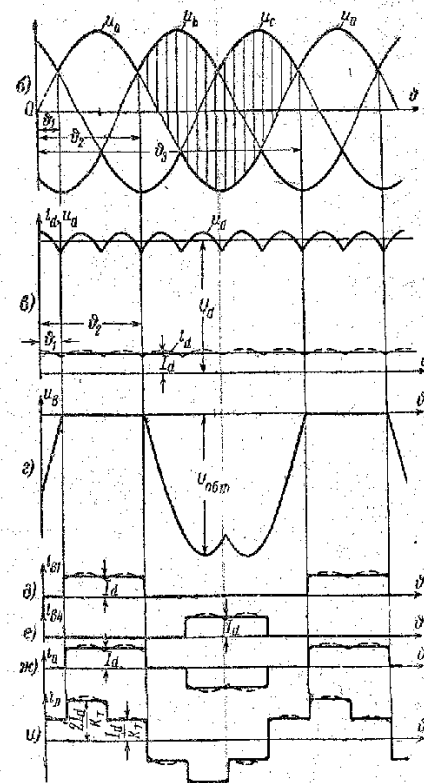
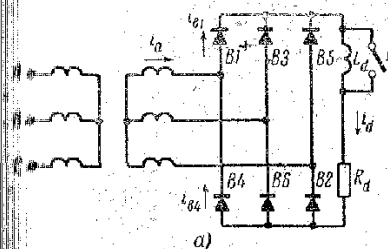


Рис. 2-20. Трехфазная мостовая схема на неуправляемых вентилях. Токи и напряжения на элементах схемы.

напряжения. Среднее значение выпрямленного напряжения определяется в интервале повторяемости, равном $\pi/3$.

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{6} U_{2\phi} \cos \theta d\theta \quad (2-171)$$

или окончательно

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi} = 2,34 U_{2\phi}. \quad (2-172)$$

Напряжение на вентиле находится как разность потенциалов его катода и анода. Ординаты кривой обратного напряжения u_b для вентиля $B1$ помечены на рис. 2-20,б штриховкой, а на рис. 2-20,г кривая u_b построена полностью.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в трехфазной мостовой схеме равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки

$$U_{обм} = \sqrt{6} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi} = 1,05 U_d. \quad (2-173)$$

Выпрямленный ток i_d при работе на чисто активную нагрузку полностью повторяет кривую u_d (пунктирная линия на рис. 2-20,в).

В процессе работы схемы вентили парами проводят полный ток нагрузки i_d . Например, в интервале $\phi_1 - \phi_2$ (рис. 2-20,б) в катодной группе вентилях ток проводит вентиль $B1$. Следовательно, ток через вентиль $B1$ равен выпрямленному току и может быть представлен блоком тока, «вырезанным» из кривой выпрямленного тока на участке $\phi_1 - \phi_2$. Кривая тока через вентиль $B1$ изображена на рис. 2-20,д. Аналогично можно определить кривую тока в вентиле $B4$, показанную на рис. 2-20,е. Вентили $B1$ и $B4$ оба подключены к фазе a и работают с смещением в 180° . Токи вентилей $B1$ и $B4$ являются составляющими тока фазы a . На рис. 2-20,ж представлена кривая тока фазы a вторичной обмотки трансформатора. В другом масштабе эта кривая представляет и фазный ток в первичной обмотке трансформатора. Одинаковая форма токов первичной и вторичной обмоток объясняется тем, что кривая вторичного тока симметрична и не содержит постоянной составляющей, следовательно форма первичного тока будет определяться только из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток.

В случае соединения первичной обмотки трансформатора треугольником фазный ток останется точно таким же, как и при соединении обмотки звездой, а линейный ток может быть получен как разность смежных фазных токов. Графическое построение линейного первичного тока ($i_{л1}$) для этого случая выполнено на рис. 2-20,и. На всех кривых рис. 2-20 токи для случая работы схемы на активную нагрузку показаны пунктиром, а для случая работы с большой сглаживающей индуктивностью — сплошной линией.

Расчет числовых соотношений между токами трехфазной мостовой схемы будет произведен для режима $I_{н.ср} = \infty$.

Среднее значение тока через вентиль

$$I_{н.ср} = \frac{1}{3} I_d. \quad (2-174)$$

Действующее значение тока через вентиль

$$I_{в} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2-175)$$

Действующие значения токов фаз вторичной и первичной обмоток трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d; \quad (2-176)$$

$$I_1 = \frac{1}{k_r} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (2-177)$$

Расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора одинаковы и равны типовой мощности трансформатора:

$$S_1 = S_2 = S_T = 3 U_{1\phi} I_{1н} = \frac{\pi}{3} P_{дн} = 1,05 P_{дн}. \quad (2-178)$$

Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора

$$k_{п} = 1,05. \quad (2-179)$$

Коэффициенты использования вентилях по напряжению и току соответственно равны:

$$k_v = \frac{\pi}{3} = 1,05; \quad k_I = 0,577. \quad (2-180)$$

Как видно из формулы (2-178), расчетная (типовая) мощность трансформатора практически равна мощности выпрямленного тока (S_T превосходит $P_{дн}$ всего на 5%). Величина максимального обратного напряжения на вентиле также только на 5% превышает среднее значение выпрямленного напряжения. Этим объясняется широкое использование трехфазной мостовой схемы во многих отраслях преобразовательной техники.

б) Работа управляемого выпрямителя

Вследствие некоторой специфики работы системы управления вентилями трехфазной мостовой схемы при работе на активную нагрузку целесообразно краткое рассмотрение режима работы при $L_d = 0$.

На рис. 2-21, а и б изображены кривые фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора и кривые выпрямленного напряжения

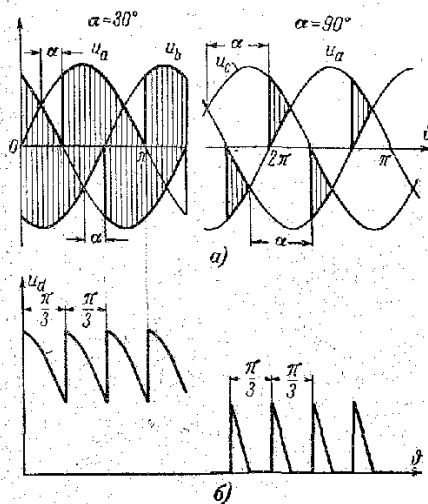


Рис. 2-21. Трехфазная мостовая схема на управляемых вентилях. Кривые выпрямленного напряжения при работе на активную нагрузку.

прямого напряжения схемы для двух значений угла регулирования α при работе схемы на активную нагрузку. Угол регулирования, как обычно, отсчитывается от момента естественного отпирания вентиля (точки пересечения синусоид фазных напряжений). Следует отметить, что для работы схемы необходимо подавать на вентили управляющие импульсы шириной больше 60° или двоячные импульсы. Причина такого требования становится ясной из рассмотрения принципа работы самой схемы. В случае использования одиночных импульсов с шириной меньше 60° не обеспечивается запуск выпрямителя, так как не могут открыться одновременно два вентиля в анодной и катодной группах. Кроме того, как видно из рис. 2-21, б, при углах регулирования $\alpha > 60^\circ$ при активной нагрузке в кривой выпрямленного напряжения и тока появляются паузы, и, следовательно, необходимо одновременно с подачей управляющего импульса на очередной вступающий в работу вентиль подавать повторный управляющий импульс на соответствующий вентиль в противоположном плече или же использовать импульсы с длительностью больше 60° .

Как видно из рис. 2-21, б, кривая выпрямленного напряжения и тока в диапазоне изменения угла регулиро-

вания от 0 до 60° непрерывна. При углах регулирования $\alpha > 60^\circ$ ток i_d прерывистый. Таким образом, схема имеет два качественно отличных режима работы.

Для первого режима ($0 < \alpha < \pi/3$) величина среднего выпрямленного напряжения может быть найдена следующим образом:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{6} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-181)$$

Для второго режима ($\alpha > \pi/3$) среднее выпрямленное напряжение равно:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]. \quad (2-182)$$

Как видно из формулы (2-182), предельным углом регулирования, при котором U_d становится равным нулю, является в этом случае угол $\alpha_m = 120^\circ$.

Наибольший интерес представляет режим работы схемы со сглаженным током i_d . Полагаем ток идеально сглаженным. В этом случае ток нагрузки непрерывен во всем диапазоне регулирования. На рис. 2-22, а и б построены синусоиды фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора, выпрямленное напряжение и токи вентиля для случая работы выпрямителя с углом регулирования $\alpha = 75^\circ$. Токи катодной группы вентиля показаны условно выше нулевой линии, а токи анодной группы — ниже.

Жирной линией обведены участки синусоид фазных напряжений, по которым изменяются потенциалы объединенных катодов и объединенных анодов. Как видно из рис. 2-22, а, в интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ открыт вентиль В1. Потенциал катода вентиля (по отношению к нулевой точке) меняется по синусоиде фазного напряжения u_a , причем в начале интервала он положителен, а в конце отрицателен. В момент ϑ_2 открывается вентиль В3, и ток переходит на него. Далее в интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ ток нагруз-

Учебник

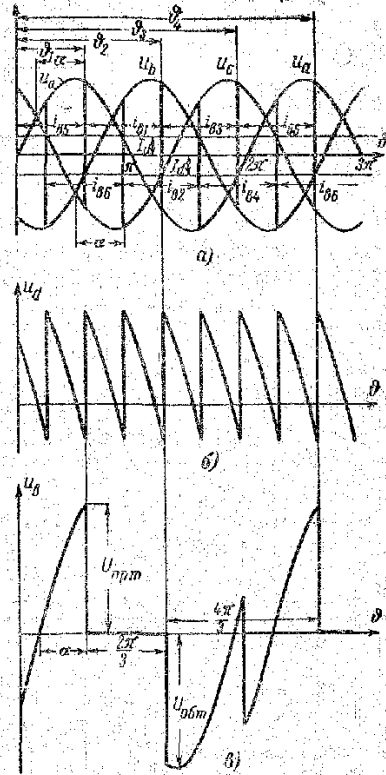


Рис. 2-22. Трехфазная мостовая схема на управляемых вентилях. Кривые выпрямленного и обратного напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку.

амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обм} = \sqrt{6} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (2-184)$$

Максимальное значение прямого напряжения на вентиле соответственно равно:

$$U_{пр.м} = \sqrt{6} U_{2\phi} \sin \alpha. \quad (2-185)$$

Соотношения между токами при $L_d = \infty$ остаются теми же, что и для схемы с неуправляемыми вентилями.

ки проводит вентиль $B3$, и наконец в момент Φ_3 вступает в работу вентиль $B5$ и работает до момента Φ_4 . Аналогичные явления происходят и в анодной группе вентилях.

Выпрямленное напряжение схемы u_d может быть найдено как разность потенциалов между точками объединенных катодов и объединенных анодов. Кривая u_d построена полностью на рис. 2-22, б. Величина среднего выпрямленного напряжения в этом случае может быть вычислена для всего диапазона регулирования по следующей формуле:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2-183)$$

Из (2-183) следует, что в случае работы выпрямителя со сглаженным током предельный угол регулирования $\alpha_m = 90^\circ$.

Кривая напряжения на вентиле ($B1$) построена на рис. 2-22, в. Максимальное значение обратного напряжения равно

в) Трехфазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилях

В трехфазной мостовой схеме можно применять управляемые вентили в половинном количестве (несимметричная схема). Как показано на рис. 2-23, а, управляемые вентили использованы только в катодной группе (анодная группа собрана на неуправляемых вентилях).

Кривые потенциалов положительного и отрицатель-

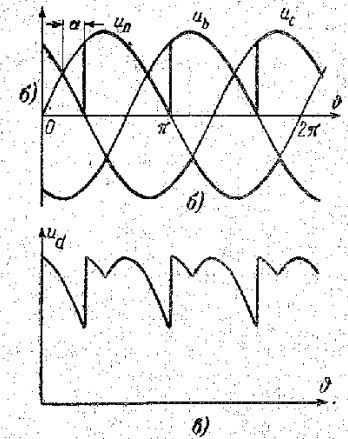


Рис. 2-23. Трехфазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилях.

ного полюсов выпрямителя, а также кривая выпрямленного напряжения u_d для случая работы схемы на активную нагрузку с $\alpha = 30^\circ$ приведены на рис. 2-23, б, в. Коммутация тока в катодной группе (управляемые вентили $B1, B3$ и $B5$) происходит в моменты подачи управляющих импульсов на соответствующие вентили. Коммутация в анодной группе (вентили $B2, B4, B6$) происходит в моменты естественного отпирания вентилях (точки пересечения синусоид фазных напряжений).

Как видно из рис. 2-23, в, кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения схемы с неполным числом управляемых вентилях по сравнению с нормальной трехфазной мостовой схемой изменилась.

Если в схеме с шестью управляемыми вентилями кратность пульсаций равна шести, то при трех управляемых вентилях кратность пульсаций снижается до трех. В этом отношении схема с неполным числом управляемых вентилях приближается к трехфазной схеме со сред-

ней точкой. Уменьшение кратности пульсаций требует более мощных фильтрующих элементов, и поэтому использование схемы с неполным числом управляемых вентилях целесообразно в выпрямителях, предназначенных для работы со сравнительно небольшим диапазоном изменения угла регулирования α .

Как видно из рис. 2-23, б и в, в зависимости от величины угла α схема может работать в двух качественно отличных режимах: в режиме непрерывных токов (i_d непрерывен) и в режиме прерывистых токов. Первый режим определяется величиной угла регулирования, лежащей в пределах $0 < \alpha < \pi/3$, а второй режим начинается при $\alpha > \pi/3$. Величина среднего значения выпрямленного напряжения может быть определена следующим образом:

1-й режим

$$U_d = U_{d0} - \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{-\pi/3 + \alpha} \sqrt{2} U_{2\phi} \times \\ \times \left[\cos \vartheta - \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta. \quad (2-186)$$

2-й режим

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3 + \alpha}^{2\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \left[\cos \vartheta - \right. \\ \left. - \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta. \quad (2-187)$$

В результате интегрирования выражений (2-186) и (2-187) получаем, что величина U_d определяется в обоих режимах одной и той же формулой:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (2-188)$$

Как видно из формулы (2-188), предельным углом регулирования (при котором $U_d = 0$) для схемы с неполным числом управляемых вентилях при работе на активную нагрузку является угол $\alpha_m = 180^\circ$.

Наиболее часто применяемые комбинированные схемы приведены на рис. 2-24, а—г. На рис. 2-24, а, б, в показано последовательное и параллельное соединение трехфазных мостовых схем. На рис. 2-24, г приведено параллельное соединение двух шестифазных схем с уравнительным реактором.

Необходимость создания подобного рода схем вызвана рядом причин. В качестве основных можно перечислить следующие:

1. Стремление получить меньшую величину пульсаций в кривой выпрямленного напряжения.

2. Необходимость снижения величины высших гармонических в кривой тока, потребляемого схемой из питающей сети.

3. Необходимость создания выпрямительных агрегатов на высокие напряжения или же на большие токи.

Принцип действия комбинированных схем, приведенных на рис. 2-24, поясняется на примере выпрямителей с неуправляемыми вентилями в режиме работы их с идеально сглаженным выпрямленным током. Однако полученные выводы остаются справедливыми и для управляемых выпрямителей. При проведении рассмотрения необходимо иметь в виду, что процессы в каждом из выпрямителей, из которых komponуется комбинированная схема, протекают независимо, и поэтому можно использовать те формулы и основные соотношения, которые получены для этих схем в предыдущих параграфах данной главы¹.

а) Последовательное включение двух трехфазных мостовых выпрямителей

Трансформаторы каждой мостовой схемы выполняются с различными группами соединения (Y/Y и Δ/Y). Этим достигается сдвиг линейных напряжений вторичных обмоток трансформаторов на 30° . При работе схемы выпрямленные напряжения отдельных мостов (u_{d1} и u_{d2}) и токи первичных обмоток трансформаторов (i'_{11} и

¹ Следует отметить, что в реальных схемах могут возникать режимы, в которых отдельные схемы уже влияют друг на друга [Л. 20].

i''_1) суммируются. Предположим, что выпрямленные напряжения обеих мостовых схем равны ($u_{dI} = u_{dII}$). Период пульсаций в трехфазной мостовой схеме, как это было показано выше, равен $1/6$ периода питающего напряжения. Сложение двух выпрямленных напряжений, имеющих шестикратную пульсацию и смещенных друг

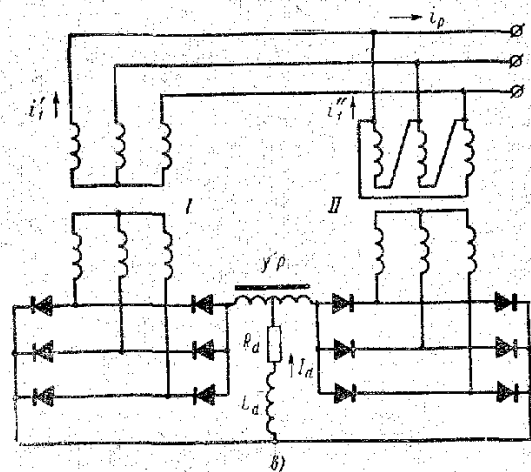
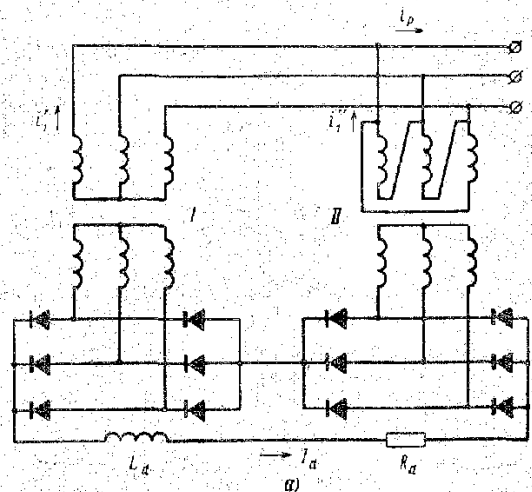
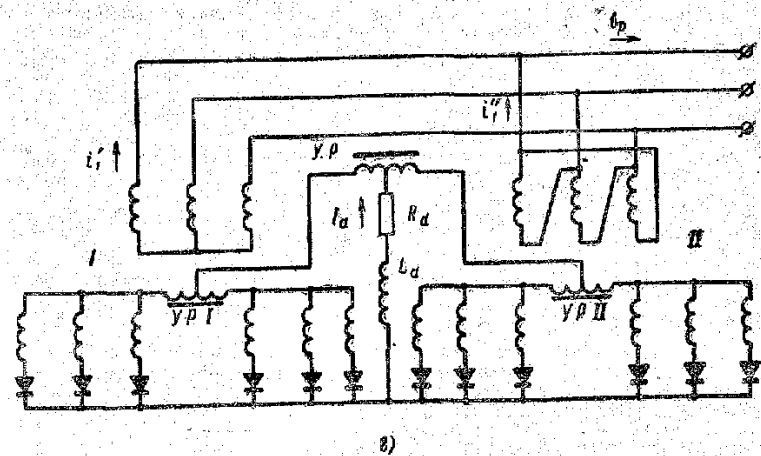
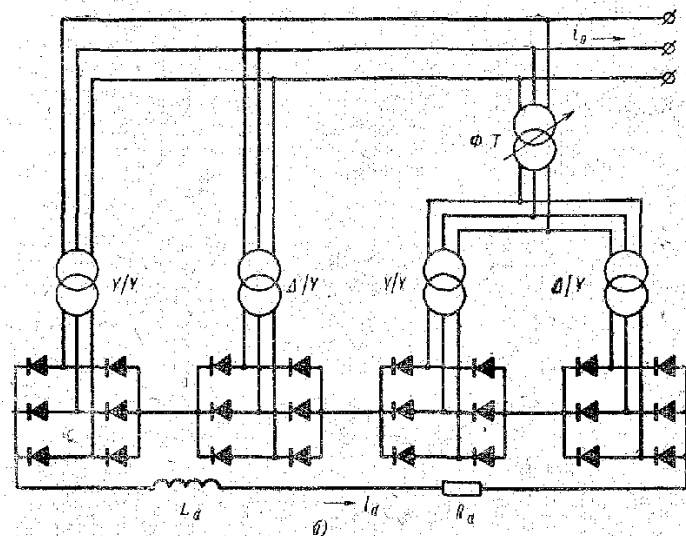


Рис. 2-24. Комбинированные схемы:
а, б — последовательные схемы;

относительно друга на 30° , дает в результате кривую напряжения с периодичностью пульсаций в $1/12$ часть периода. Таким образом, выпрямленное напряжение каскадной схемы по своей кратности пульсаций соответствует 12-фазной схеме. На рис. 2-25, а—в это наглядно показано графически. Среднее значение выпрямленного



а, б — параллельные схемы.

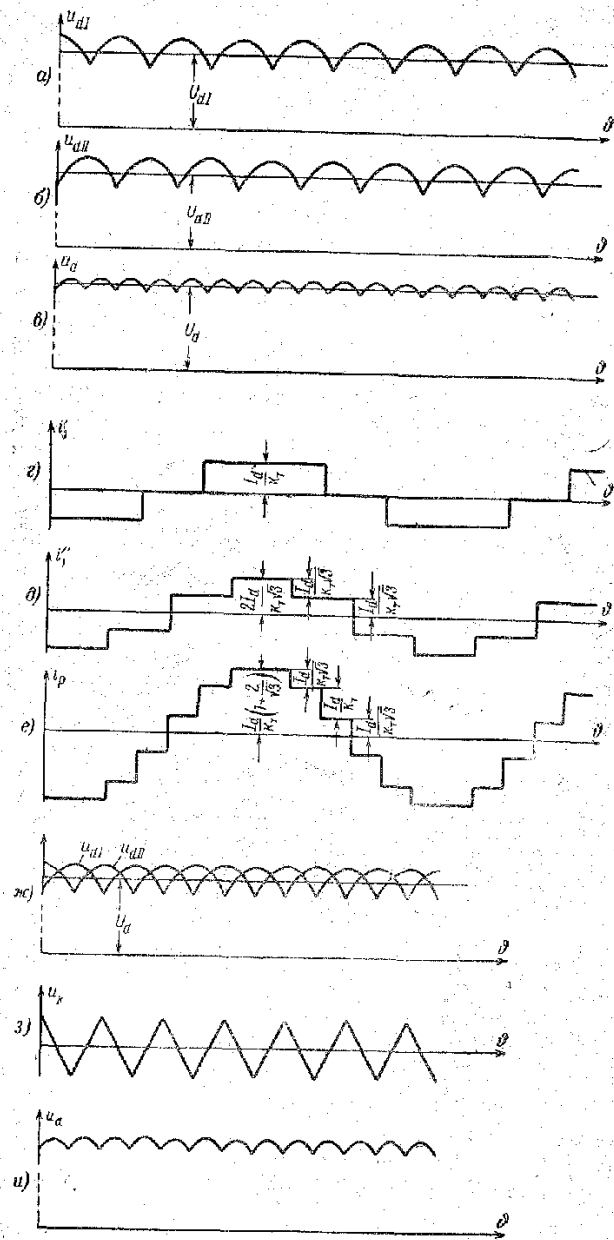


Рис. 2-25. Комбинированные схемы. Кривые выпрямленного напряжения и потребляемого тока.

напряжения всей схемы U_d равно удвоенному значению среднего выпрямленного напряжения для отдельной схемы. Таким образом,

$$U_d = 2U_{d1} = 2U_{d2}. \quad (2-189)$$

Поскольку первичные обмотки питающих трансформаторов включены параллельно, результирующий ток, потребляемый схемой из сети, равен сумме токов, потребляемых каждым мостом. На рис. 2-25,г — е показаны кривые первичных токов (i_1' и i_1'') для обоих трансформаторов, а также кривая результирующего тока i_p . Так как ранее предполагалось, что выпрямленное напряжение обеих выпрямительных схем одинаково, то при одинаковых мощностях отдельных выпрямителей равны и выпрямленные токи.

При коэффициенте трансформации первого трансформатора (Y/Y), равном k_T (по линейным напряжениям), коэффициент трансформации второго трансформатора (Δ/Y) по фазным напряжениям будет $\sqrt{3} k_T$ (коэффициенты трансформации по линейным напряжениям у обоих трансформаторов одинаковы). В результате амплитуда первичного фазного тока трансформатора Y/Y будет равна $\frac{1}{k_T} I_d$, а амплитуда первичного фазного тока трансформатора Δ/Y соответственно $\frac{1}{\sqrt{3} k_T} I_d$. Так как первичная обмотка вто-

рого трансформатора соединена треугольником, то его линейный ток может быть получен как разность фазных токов. Используя построение, сделанное при рассмотрении работы трехфазной мостовой схемы, можно получить кривую первичного линейного тока второго трансформатора (i_1''), приведенную на рис. 2-25,д. Результирующий ток, потребляемый всей схемой из сети (i_p), легко получается суммированием i_1' и i_1'' . Как видно из рис. 2-25,г — е, где приведены кривые токов i_1' ; i_1'' ; i_p , форма кривой суммарного тока i_p , потребляемого всей схемой из сети, приблизится к синусоидальной.

Питание каждой из мостовых схем можно осуществлять не от двух отдельных трансформаторов, а от одного трехобмоточного. В этом случае вторичные обмотки трансформатора соединяются одна звездой, а другая треугольником. Использование одного трехобмоточного

трансформатора вместо двух двухобмоточных может дать в некоторых случаях определенные экономические выгоды.

Создание подобных каскадных схем возможно и с большим числом выпрямительных мостов. Например, можно включить последовательно со схемой, представленной на рис. 2-24,а, еще точно такую же схему, питаемую со стороны переменного тока через фазосдвигающий трансформатор (ΦT) с углом сдвига 15° [Л. 33 и 34]. Подобная схема представлена на рис. 2-24,б. В этом случае можно получить пульсацию выпрямленного напряжения с кратностью, равной 24, и практически синусоидальную кривую потребляемого тока с малым содержанием высших гармонических. Можно получить схему и с 36-кратной пульсацией выходного напряжения. Для этого следует включить последовательно три мостовые схемы, две из которых смещены по первичному напряжению с помощью фазосдвигающих трансформаторов на углы $+10^\circ$ и -10° . Третья схема включается без фазосдвигающего трансформатора [Л. 33].

При последовательном соединении мостовых схем коэффициент использования вентиля $k_U < 1$. Так, в двухмостовой последовательной схеме $k_U = \pi/6$. Это позволяет с вентилями определенного класса получать в ряде случаев более высокое выпрямленное напряжение, чем в одиночной мостовой схеме, не прибегая к последовательному соединению вентиля.

б) Параллельное включение двух трехфазных мостовых схем

На рис. 2-24,в показана комбинированная схема, представляющая собой параллельное соединение двух трехфазных мостовых схем через уравнильный реактор. Линейные напряжения вторичных обмоток трансформаторов, как и в предыдущем случае, равны по величине и смещены друг относительно друга на 30° за счет соединения питающих трансформаторов в разные группы (Y/Y и Δ/Y). Принцип работы данной схемы аналогичен принципу работы шестифазной схемы с уравнильным реактором, описанной ранее в § 2-6. Уравнильный реактор выполняет здесь ту же самую

функцию, принимая на себя разность переменных составляющих выпрямленного напряжения обеих схем. Величина среднего выпрямленного напряжения всей схемы равна в этом случае величине среднего напряжения отдельных схем $U_d = U_{d1} = U_{dII}$. Напряжение на уравнильном реакторе находится как разность переменных составляющих выпрямленного напряжения отдельных схем. На рис. 2-25,ж и з показаны кривые выпрямленного напряжения схем I и II (u_{d1} и u_{dII}) и построена кривая напряжения на уравнильном реакторе (u_R).

Как видно из рис. 2-25,з, напряжение на уравнильном реакторе имеет частоту в 6 раз больше частоты питающей сети. Величина амплитуды напряжения на уравнильном реакторе равна разности максимального и минимального значений выпрямленного напряжения каждой отдельной схемы:

$$u_{Rm} = \sqrt{6} U_{2\phi} \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right]. \quad (2-190)$$

Типовая мощность уравнильного реактора в этом случае очень незначительна.

Мгновенные значения напряжения на выходе схемы могут быть найдены так же, как в шестифазной схеме с уравнильным реактором:

$$u_d = u_{d1} - \frac{u_R}{2} = u_{dII} + \frac{u_R}{2}. \quad (2-191)$$

Кривая выпрямленного напряжения всей схемы u_d построена на рис. 2-25,и. Как видно из рис. 2-25,и, кривая u_d имеет 12-кратную пульсацию. Среднее значение выпрямленного тока I_d в этом случае равно сумме токов отдельных схем. Так как $U_{d1} = U_{dII}$, то обе схемы отдают в нагрузку ток, равный $I_d/2$. Построение кривой тока, потребляемого схемой из питающей сети, совершенно аналогично разобранным ранее случаю последовательного соединения трехфазных мостовых схем. Единственное различие будет в том, что на месте I_d будет фигурировать $I_d/2$. Кривая тока, потребляемого схемой из сети, по своей форме аналогична кривой тока для случая последовательного соединения двух мостов (рис. 2-25,е).

Токи в вентилях рассмотренной комбинированной схемы в 2 раза меньше, чем в случае однофазного выпрямителя на ту же мощность. Поэтому применение подобной схемы целесообразно в установках на большие токи, где может потребоваться параллельное включение большого количества вентиляей.

в) Параллельное включение двух шестифазных схем с уравнильным реактором

На рис. 2-24,г приведена комбинированная схема, состоящая из двух параллельно включенных шестифазных схем с уравнильным реактором. Схемы работают параллельно через общий уравнильный реактор. Эта комбинированная схема имеет много общего с разобранным ранее случаем параллельной работы двух трехфазных мостовых схем. Каждая схема отдает в нагрузку ток, равный по величине $I_d/2$. Общий уравнильный реактор принимает на себя разность переменных составляющих обеих схем, и кривая напряжения на нем (u_{κ}) совершенно аналогична кривой, приведенной на рис. 2-25,з.

Выходное напряжение u_d и потребляемый из сети ток у трехфазной мостовой схемы и шестифазной схемы с уравнильным реактором совершенно подобны. По этой причине кривые 2-25,ж, з и е полностью совпадают с соответствующими кривыми для случая комбинированной схемы, представленной на рис. 2-24,з.

Работа комбинированных схем на управляемых вентильях протекает аналогично рассмотренному выше случаю неуправляемых выпрямителей. Закон регулирования среднего значения выходного напряжения выпрямителей, работающих со сглаженным выпрямленным током, определяется выражением $U_d = U_{d0} \cos \alpha$, где угол регулирования для каждой из отдельных схем отсчитывается, как обычно, от точки естественной коммутации, т. е. от точки пересечения синусоид фазных напряжений, питающих данную группу.

В параллельных комбинированных схемах, где имеются уравнильные реакторы, величина напряжения на них с ростом глубины регулирования будет расти и соответственно будет расти их установленная мощность.

2-9. ВЫСШИЕ ГАРМОНИКИ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА В СХЕМАХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

а) Высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения

Кривая выпрямленного напряжения любой схемы выпрямления всегда содержит две составляющие: постоянную, равную среднему значению выпрямленного напряжения, и переменную, которая состоит из определенного спектра гармоник. Если рассмотреть наиболее важный для практики режим — работу выпрямителя с большой сглаживающей индуктивностью, при которой ток i_d непрерывен, то можно заметить, что в этом случае все схемы имеют одинаковую регуляторную характеристику $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ и один и тот же предельный угол регулирования $\alpha_m = 90^\circ$. Это позволяет объединить рассмотрение схем и получить формулу, одинаково пригодную для нахождения амплитуд высших гармоник выпрямленного напряжения для всех рассмотренных ранее схем.

На рис. 2-26,а, б, в приведены кривые u_d для однофазной, трехфазной и шестифазной схем со средней точкой. Для однофазной мостовой схемы кривая u_d будет иметь такой же вид, как на рис. 2-26,а. Для шестифазной схемы с уравнильным реактором и трехфазной мостовой схемы кривая u_d аналогична кривой, приведенной на рис. 2-26,в, только в первом случае из-за работы уравнильного реактора амплитуда синусоид будет равна

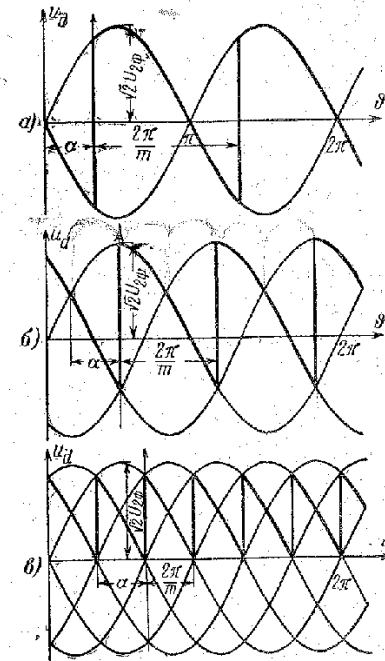


Рис. 2-26. Кривые выпрямленного напряжения однофазных и многофазных схем.

$\frac{\sqrt{6}}{2} U_{2\phi}$, а в мостовой схеме это будет амплитуда линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора $\sqrt{6} U_{2\phi}$.

Кривые выпрямленного напряжения, как видно из рис. 2-26, а — в, представляют собой периодические функции. Очевидно, подобные функции удовлетворяют условию Дирихле и могут быть разложены в ряд Фурье. Ряд будет содержать постоянную составляющую, первую гармонику, период которой будет равен периоду исходной функции, а также спектр высших гармоник, частоты которых кратны частоте первой гармоники.

В общем виде выпрямленное напряжение u_d может быть записано следующим образом:

$$u_d(\vartheta) = U_d + \sum_{n=1}^{n=\infty} U_{n\text{макс}} \sin(n\omega_1 t + \vartheta_n), \quad (2-192)$$

где $\omega_1 = \omega t$ — угловая частота первой гармоники;
 m — кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения;
 n — порядок высшей гармоники;
 $U_{n\text{макс}}$ — амплитуда высшей гармоники порядка n ;
 ϑ_n — начальная фаза высшей гармоники n -го порядка.

Для величин $U_{n\text{макс}}$ и ϑ_n , согласно [Л. 29], могут быть даны следующие выражения:

$$U_{n\text{макс}} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}; \quad (2-193)$$

$$\vartheta_n = \text{arctg} \frac{A_n}{B_n}, \quad (2-194)$$

где A_n и B_n определяются выражениями:

$$A_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} u_d(t) \cos(n\omega_1 t) dt; \quad (2-195)$$

$$B_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} u_d(t) \sin(n\omega_1 t) dt. \quad (2-196)$$

$T_1 = 2\pi\omega_1$ — период повторяемости в кривой выпрямленного напряжения.

Кривую u_d в интервале повторяемости $\vartheta_1 = 0 - 2\pi/m$ для всех схем можно описать следующим общим уравнением:

$$u_d(\vartheta) = U_m \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right). \quad (2-197)$$

Как видно из рис. 2-26, это соотношение справедливо для любой схемы выпрямления, так как момент отпирания очередного вентиля всегда отстоит от нуля синусоиды соответствующего фазного напряжения на угол

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha.$$

U_m для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой и однофазной мостовой схемы представляет собой амплитуду фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_m = \sqrt{2} U_{2\phi}$.

Для шестифазной схемы с уравнительным реактором $U_m = \frac{\sqrt{6}}{2} U_{2\phi}$. Для трехфазной мостовой $U_m = \sqrt{6} U_{2\phi}$.

Подставив (2-197) в (2-195) и (2-196) и сделав подстановку $\omega_1 = m\omega$, получим:

$$A_n = U_m \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \cos nm\vartheta d\vartheta; \quad (2-198)$$

$$B_n = U_m \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \sin nm\vartheta d\vartheta. \quad (2-199)$$

В конечном результате для величины $U_{n\text{макс}}$ может быть получено следующее выражение:

$$U_{n\text{макс}} = U_m \frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \frac{2}{m^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 n^2 \text{tg}^2 \alpha}. \quad (2-200)$$

Величина $U_m \frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$, входящая в выражение (2-200), является средним значением выпрямленного напряжения регулируемого выпрямителя U_d .

Следовательно,

$$U_{n\text{макс}} = U_{d0} \cos \alpha \frac{2}{m^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 n^2 \text{tg}^2 \alpha}. \quad (2-201)$$

Часто в расчетах используется относительная величина

$$U_{n \text{ макс}}^* = \frac{U_{n \text{ макс}}}{U_{d0}} = \frac{2 \cos \alpha}{m^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (2-202)$$

Графики зависимости $U_{n \text{ макс}}^*$ для трехфазной схемы со средней точкой ($m=3$) приведены на рис. 2-27.

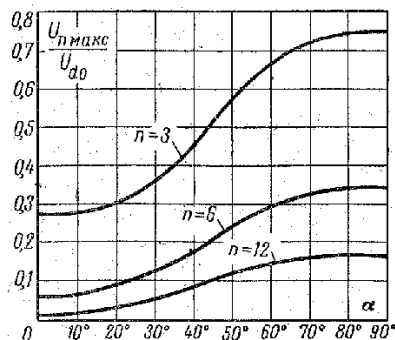


Рис. 2-27. Зависимость высших гармоник выпрямленного напряжения от угла регулирования.

Рис. 2-27 наглядно показывают, что с увеличением угла регулирования наблюдается резкий рост величин высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения.

б) Высшие гармоники в кривой первичного тока выпрямителя

Кривая переменного тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети, несинусоидальна; она содержит основную гармонику с частотой, равной частоте сети, и некоторый спектр высших гармоник.

На рис. 2-28, а — д) представлены наиболее характерные кривые токов, потребляемых выпрямителями из сети. Кривые построены для режима работы выпрямителя с идеально сглаженным током. Форма кривой первичного тока, изображенная на рис. 2-28, а, принадлежит однофазной двухполупериодной и однофазной мостовой схемам. Кривая тока рис. 2-28, б) принадлежит случаю работы однофазной схемы с нулевым вентилем. Кривые токов, представленные на рис. 2-28, в и г), принадлежат трехфазной мостовой схеме и шестифазной схеме с уравнительным реактором при разных схемах соединения первичной обмотки питающего трансформатора. Случаю соединения первичной обмотки трансформатора в звезду соответствует рис. 2-28, в, а случаю соединения в треугольник — рис. 2-28, г).

Множитель $1/\sqrt{3}$ при амплитуде кривой рис. 2-28, г) принят из условия, что как первая, так и вторая схемы выпрямленного напряжения (схемы приведены на рис. 2-24, а, в и г).

Кривая, изображенная на рис. 2-28, а, может быть представлена следующим рядом [Л. 28]:

$$i(\vartheta) = \frac{4 I_a}{\pi k_T} \left[\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots + \frac{1}{n} \sin(n\vartheta) + \dots \right]. \quad (2-203)$$

Имеют одинаковые величины выпрямленного напряжения и отдают одинаковый выпрямленный ток. Кривая тока, изображенная на рис. 2-28, д) представляет собой результирующий ток, потребляемый комбинированными схемами, обеспечивающими 12-кратную пульсацию выпрям-

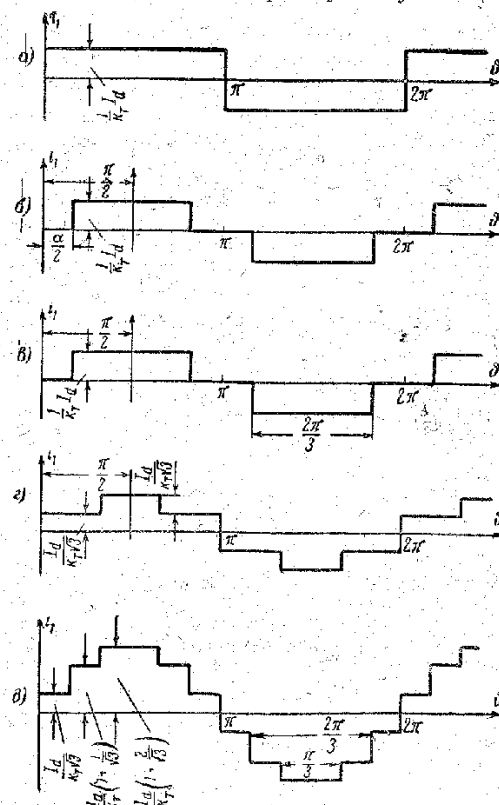


Рис. 2-28. Кривые потребляемого из питающей сети тока для различных схем выпрямления.

ленного напряжения (схемы приведены на рис. 2-24, а, в и г).

Кривая, изображенная на рис. 2-28, а, может быть представлена следующим рядом [Л. 28]:

Таким образом, кривая первичного тока однофазного двухполупериодного выпрямителя содержит только нечетные гармоники. Амплитуда любой гармоники $I_{n \text{ макс}}$ в этом случае может быть выражена следующим образом:

$$I_{n \text{ макс}} = \frac{4I_d}{\pi k_T} \frac{1}{n}. \quad (2-204)$$

Относительное значение высших гармоник в долях от амплитуды основной гармоники равно:

$$I_{n \text{ макс}}^* = \frac{I_{n \text{ макс}}}{I_{(1) \text{ макс}}} = \frac{1}{n}. \quad (2-205)$$

Процентное содержание высших гармоник в кривой тока приведено в следующей таблице.

n	1	3	5	7	9	11	13	15
$I_{n \text{ макс}}^* \%$	100	33	20	14,3	11,1	9,1	7,7	6,7

Гармонический состав тока графически может быть представлен дискретным спектром. На рис. 2-29,а показана основная часть спектра кривой тока, изображенной на рис. 2-28,а.

Разложение кривой тока однофазного выпрямителя с нулевым вентилем (рис. 2-28,б) удобнее выполнить, перенеся начало отсчета вправо на $\pi/2$. В этом случае разложение, как показано в [Л. 28], будет иметь вид:

$$i(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi k_T} \left[\sin \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \cos \vartheta + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \cos 3\vartheta + \dots \right]. \quad (2-206)$$

Величина амплитуды n -й гармоники, как это видно из (2-206), равна:

$$I_{n \text{ макс}} = \frac{4I_d}{\pi n k_T} \sin \frac{n\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right). \quad (2-207)$$

Величина амплитуд высших гармоник зависит при этом от угла регулирования выпрямителя.

Разложение кривой тока трехфазного мостового выпрямителя (рис. 2-28,в) может быть получено из (2-206), если подставить туда $\alpha = \pi/3$. В этом случае разложение кривой тока будет иметь вид:

$$i(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_T} \left[\cos \vartheta - \frac{1}{5} \cos 5\vartheta + \frac{1}{7} \cos 7\vartheta - \frac{1}{11} \cos 11\vartheta + \dots \right]. \quad (2-208)$$

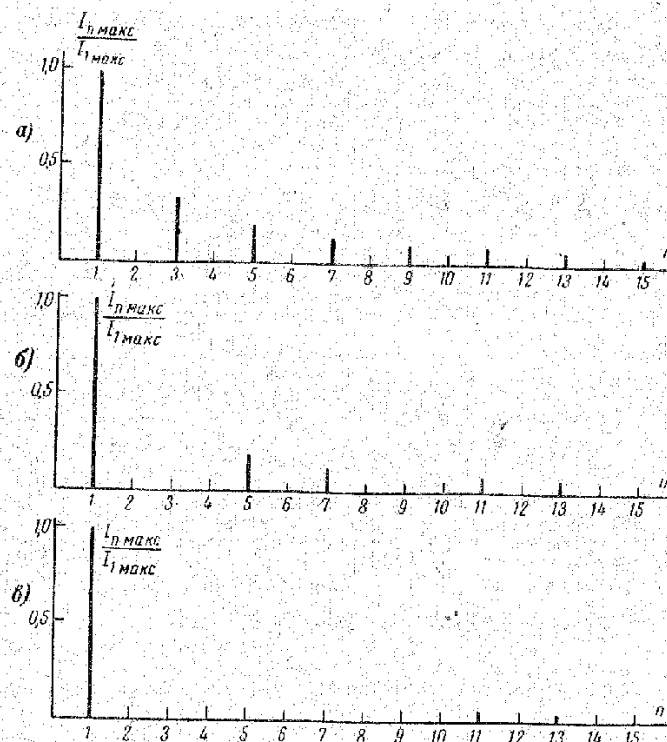


Рис. 2-29. Спектр высших гармоник тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети.

Как видно из (2-208), в разложении отсутствуют гармоники, кратные трем. Амплитуда n -й гармоники может быть представлена следующей формулой:

$$I_{n \text{ макс}} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_T} \frac{1}{n}. \quad (2-209)$$

Относительное значение амплитуды n -й гармоники равно:

$$I_{n \max}^* = \frac{1}{n}. \quad (2-210)$$

На рис. 2-29,б показана часть спектра высших гармонических кривой первичной тока трехфазной мостовой схемы (рис. 2-28,з).

В случае соединения первичной обмотки трансформатора в треугольник кривая первичного линейного тока трехфазной мостовой схемы имеет вид, приведенный на рис. 2-28,г. Фазные токи первичной обмотки совпадают по форме с кривой, показанной на рис. 2-28,в. Очевидно, что линейный ток, являющийся разностью фазных токов, содержит только гармоники, имеющиеся в фазных токах.

Для удобства рассмотрения перенесем начало отсчета на кривой 2-28,г вправо на $\pi/2$. Тогда кривая линейного тока будет симметрична как относительно оси абсцисс, так и относительно оси ординат. В этом случае, как это показано в [Л. 29], разложение в ряд принимает простую форму:

$$i(\vartheta) = \sum I_{n \max} \cos n\vartheta, \quad (2-211)$$

где величина $I_{n \max}$ равна:

$$I_{n \max} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\vartheta) \cos n\vartheta d\vartheta. \quad (2-212)$$

Вследствие того, что функция $i(\vartheta)$ имеет простой график, величину $I_{n \max}$ найти довольно легко. В результате, используя формулы (2-211) и (2-212), можно получить разложение кривой рис. 2-28,г в тригонометрический ряд:

$$i(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi k_T} \left[\cos \vartheta + \frac{1}{5} \cos 5\vartheta - \frac{1}{7} \cos 7\vartheta - \frac{1}{11} \cos 11\vartheta + \dots \right]. \quad (2-213)$$

Сравнивая формулы (2-208) и (2-213), можно сделать вывод, что гармонический состав тока при соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник в количественном отношении остался тем же, что и в случае соединения звездой. Величины амплитуд одноименных

гармоник при условии равенства I_d и U_d обеих схем равны. Различие наблюдается в изменении фаз некоторых гармоник (5-й и 7-й). Спектр гармоник кривой рис. 2-28,г одинаков со спектром для кривой рис. 2-28,в.

В случае применения комбинированных схем (рис. 2-24,а, в и г), о которых говорилось выше, суммарный потребляемый ток представлен на рис. 2-28,д. Так как первичные токи отдельных трансформаторов схемы представлены на рис. 2-28,в и г, то результирующий ток при параллельном соединении трансформаторов может быть получен простым суммированием этих кривых по мгновенным значениям. Разложение кривой рис. 2-28,д нетрудно получить как сумму разложения для кривых рис. 2-28,в и г.

Сложив выражения (2-208) и (2-213), получим:

$$i(\vartheta) = \frac{4\sqrt{3}I_d}{\pi k_T} \left[\cos \vartheta - \frac{1}{11} \cos 11\vartheta + \frac{1}{13} \cos 13\vartheta - \dots \right]. \quad (2-214)$$

Из формулы (2-214) видно, что в кривой рис. 2-28,д имеются высшие гармонические порядка начиная с одиннадцатого. Относительное значение амплитуды высшей гармоники $I_{n \max}$ по-прежнему равно $1/n$.

Частотный состав кривой рис. 2-28,д частично представлен на рис. 2-29,в.

Очевидно, что чем меньше амплитуда высшей гармонической и чем выше ее порядок, тем легче решается вопрос ее фильтрации. С этой точки зрения комбинированные схемы имеют неоспоримые преимущества.

Проведенный анализ показывает, что гармонический состав кривой первичного тока связан с периодом повторения в кривой выпрямленного напряжения (T/m). Кривая первичного тока может содержать, кроме основной, гармоники следующего порядка:

$$n = km \pm 1, \quad (2-215)$$

где $k=1, 2, 3$.

Относительные значения амплитуд высших гармоник и долей от амплитуды основной гармоники определяются при $L_d = \infty$ следующим соотношением:

$$I_{n \max}^* = \frac{1}{n}. \quad (2-216)$$

2-10. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ОБЗОР СХЕМ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Основными показателями, по которым проводится сравнение различных схем выпрямления, являются:

1) Режим работы и относительная типовая мощность трансформатора, характеризуемая коэффициентом повышения расчетной мощности k_{π} .

2) Эффективности использования вентиля по напряжению и току, определяемые коэффициентами k_U и k_I .

3) Гармонический состав выпрямленного напряжения u_d и потребляемого тока i_1 , который характеризуется кратностью высших гармоник в кривых u_d и i_1 и относительными значениями амплитуд этих гармоник ($U^*_{n \text{ макс}}$ и $I^*_{n \text{ макс}}$).

Для удобства сравнения все основные соотношения и параметры рассмотренных выше схем приведены в сводных таблицах 2-1 и 2-2.

а) Однофазные схемы

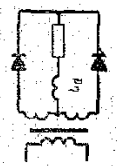
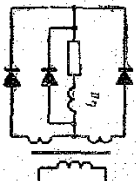
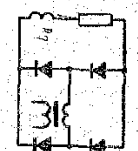
С точки зрения использования трансформатора однофазная мостовая схема более выгодна, чем однофазная двухполупериодная схема со средней точкой. Соответствующие коэффициенты повышения расчетной мощности для однофазной мостовой схемы и однофазной схемы со средней точкой равны $k_{\pi}=1,11$ и $k_{\pi}=1,34$.

Коэффициенты использования вентиля по току k_I в обеих схемах одинаковы. Использование вентиля по напряжению в мостовой схеме лучше (k_U в мостовой схеме равен $\pi/2$, в схеме со средней точкой π), но мостовая схема требует в 2 раза большего количества вентиля. Поэтому для низковольтных выпрямителей, где обратное напряжение на вентиле мало, удобнее использовать однофазную двухполупериодную схему.

По величине пульсаций выпрямленного напряжения и гармоническому составу потребляемого из сети тока обе схемы совершенно одинаковы. Применение в управляемых однофазных выпрямителях нулевого вентиля повышает величину коэффициента мощности схемы в случае работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку. Гармонический состав потребляемого из сети тока будет зависеть в этом случае от угла регулирования выпрямителя.

Использование однофазной схемы с неполным числом управляемых вентиля позволяет сократить наполовину

Однофазные схемы

Схема	Выпрямленное напряжение		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2\phi}}$	$\beta = \frac{U_{\text{макс}}^*}{U_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_{\pi} = \frac{S_T}{P_{\text{эл}}} = \frac{S_T}{U_d I_d}$	$k_U = \frac{U_{\text{обм}}}{U_d}$	$k_I = \frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_{\text{макс}}}{I_d}$
	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_{\pi}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}}(1 + \sqrt{2}) = 1,34$	π	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$	$\frac{1}{2}$
	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_{\pi}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \times \sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} \right)^{**}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ $\left(\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \right)^{***}$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}}(1 + \sqrt{2}) = 1,34$	π	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ $\left(\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \right)^{***}$	$\frac{1}{2}$ $\left(\frac{\pi-\alpha}{2\pi} \right)^{***}$
	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{k_{\pi}}$	1	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$	$\frac{1}{2}$

* См. § 4.1. Величина β дана для случая $\alpha = 0$.

** В скобках соотношения для тока в случае работы схемы с углом регулирования α .

Многофазные схемы

Схема	Выпрямленное напряжение		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2\phi}}$	$\beta = \frac{U_{\text{макс}}}{U_d}$	$\frac{I_1}{k_T}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_{II} = \frac{S_T}{P_{дн}}$	$k_U = \frac{U_{обм}}{U_d}$	$k_I = \frac{I_T}{I_d}$	$\frac{I_{в.сп}}{I_d}$
	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} = 1,17$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{k_T} \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}}(\sqrt{2} + \sqrt{3}) = 1,345^{**}$ $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}(1 + \sqrt{2}) = 1,46^{***}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$
	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1,35$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_T} \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right) = 1,55$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{6}$

* См. § 4-1. Величина β дана для $\alpha = 0$.** Группа соединения У/У; Δ/Δ .*** Группа соединения У/У; Δ/Δ .

Таблица 2-3

Схема	Выпрямленное напряжение		Трансформатор			Вентили		
	$\frac{U_d}{U_{2\phi}}$	$\beta = \frac{U_{\text{макс}}}{U_d}$	$\frac{I_1}{k_T}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$k_{II} = \frac{S_T}{P_{дн}}$	$k_U = \frac{U_{обм}}{U_d}$	$k_I = \frac{I_T}{I_d}$	$\frac{I_{в.сп}}{I_d}$
	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} = 1,17$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_T} \frac{1}{6} \frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3\sqrt{2}}\right) = 1,26^{****}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{6}$
	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} = 2,34$	$\frac{2}{35}$	$\frac{1}{k_T} \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$	$\frac{\pi}{3} = 1,05$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{3}$

**** Лишняя мощность уравнительного реактора $S_{ур} = 0,037 P_{дн}$ (для $\alpha = 0$).

число управляемых вентилях. Режим работы этой схемы аналогичен случаю работы выпрямителя с нулевым вентилем. При этом функцию нулевого вентиля несут поочередно основные вентили.

Как это видно из табл. 2-1 и 2-2, однофазные схемы обладают довольно хорошим использованием трансформатора, но степень пульсации выпрямленного напряжения и величина гармоник в кривой потребляемого из сети тока по сравнению с многофазными схемами в них значительно выше.

Обычная область применения однофазных выпрямителей — это установки малой и средней мощности. В отдельных случаях однофазные выпрямители находят применение и в установках большой мощности.

б) Многофазные схемы

Многофазные схемы обладают по сравнению с однофазными рядом определенных преимуществ. К ним относятся: меньшая величина высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения и кривой потребляемого тока, хорошее использование трансформатора и вентилях, а также симметричная нагрузка фаз питающей сети.

В трехфазной схеме со средней точкой работа трансформатора в случае обычных групп соединения (Y/Y и Δ/Y) осложняется потоком вынужденного намагничивания, который требует увеличения сечения сердечника и, следовательно, повышения расчетной мощности трансформатора. Для ликвидации потока вынужденного намагничивания применяют соединение обмоток трансформатора в группу «звезда — зигзаг» или «треугольник — зигзаг», но в этом случае коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора увеличивается с 1,345 до 1,46. Это обстоятельство ограничивает область применения этой схемы.

Шестифазная схема со средней точкой обладает, как видно из табл. 2-2, плохим использованием трансформатора и вентилях. Следует отметить, что в случае соединения первичной обмотки питающего трансформатора в звезду в его сердечнике возникает пульсирующий поток однофазного намагничивания. По этим причинам шестифазная схема со средней точкой практически не используется.

К наиболее употребительным многофазным схемам относятся следующие схемы:

- 1) Шестифазная схема с уравнительным реактором.
- 2) Трехфазная мостовая схема.
- 3) Комбинированные схемы, состоящие из схем 1 и 2.

Шестифазная схема с уравнительным реактором и трехфазная мостовая схема имеют много общего. Обе схемы имеют одинаковую кратность пульсаций в кривой выпрямленного напряжения и одинаковый гармонический состав потребляемого из сети тока. По сравнению с трехфазной мостовой шестифазная схема с уравнительным реактором обладает несколько худшим использованием трансформатора.

Типовая мощность уравнительного реактора схемы зависит в случае управляемого выпрямителя от глубины регулирования, и, следовательно, суммарная типовая мощность (трансформатора и реактора) зависит от диапазона изменения угла регулирования α .

Шестифазную схему с уравнительным реактором обычно применяют для выпрямителей на низкое напряжение и большой ток, так как в этой схеме нагрузочный ток протекает параллельно через два вентиля, а не последовательно через два, как в трехфазной мостовой схеме.

В низковольтных выпрямителях на большие токи использование шестифазной схемы с уравнительным реактором по сравнению с трехфазной мостовой схемой может дать существенное уменьшение числа установленных вентилях и более высокий к. п. д. установки.

✓ Наиболее совершенной с точки зрения использования трансформатора и вентилях, как видно из табл. 2-2, является трехфазная мостовая схема. Коэффициент повышения расчетной мощности трансформатора и коэффициент использования вентилях по напряжению для этой схемы близки к единице. Этим объясняется широкое применение трехфазной мостовой схемы в установках средней и большой мощности.

Низкое значение величины k_U у трехфазной мостовой схемы делает целесообразным использование этой схемы также в случаях создания выпрямителей на повышенное напряжение, где нежелательно применение большого числа последовательно включенных вентилях.

В комбинированных схемах сохраняются все основные соотношения, присущие схемам, из которых компо-

нуется комбинированная схема. Типовая мощность трансформаторов и уравнительных реакторов теоретически остается той же, как и для одиночной работы отдельных схем.

Однако из-за использования двух (или нескольких) силовых трансформаторов, а также из-за необходимости (в случае параллельного включения схем) дополнительного уравнительного реактора суммарная установленная мощность трансформаторного оборудования в комбинированных схемах будет несколько выше.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

3-1. ПРОЦЕСС КОММУТАЦИИ ТОКОВ [ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ]

Во всех рассмотренных ранее случаях работы идеализированного выпрямителя переход тока с вентиля на вентиль (коммутация тока) происходил мгновенно. В реальной схеме мгновенный переход тока с вентиля на вентиль невозможен из-за наличия в контуре коммутации определенной индуктивности, равной для большинства схем сумме, приведенной ко вторичной обмотке трансформатора индуктивности питающей сети и индуктивности рассеяния обмоток. Время, в течение которого происходит переход тока с одного вентиля на другой, обычно измеряется в угловой мере и называется углом коммутации или углом перекрытия. Обозначается угол коммутации в большинстве случаев буквой γ .

Наличие процесса коммутации вносит существенные изменения в работу реальной схемы выпрямления: изменяются формы токов и напряжений на элементах выпрямителя, величины высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения и потребляемого тока, а также ход регулировочных характеристик. Естественно, что эти изменения скажутся и на количественных соотношениях между токами и напряжениями в схеме выпрямителя. Изучение процесса коммутации сразу с учетом всех влияющих факторов достаточно сложно. Имеет смысл расчленив рассмотрение на несколько этапов.

В качестве первого этапа будет разобран случай коммутации токов без учета активных сопротивлений элементов схемы в нормальных режимах работы при идеально сглаженном выпрямленном токе. Это позволит с достаточной степенью точности выяснить качественное и количественное воздействия явления коммутации на процессы в схеме выпрямителя и его характеристики.

Влияние активных сопротивлений элементов схемы, а также протекание коммутации в режимах перегрузки будут рассмотрены далее в § 3-4 и 3-6.

При наличии в контуре нагрузки достаточно большой сглаживающей индуктивности конечной величины процесс коммутации в большинстве случаев мало отличается от режима идеально сглаженного тока. Поэтому соотношения, полученные для случая $L_d = \infty$, могут быть с достаточной степенью точности использованы в расчетах при конечном значении L_d . Это положение особенно справедливо для многофазных схем.

3-2. КОММУТАЦИЯ В ОДНОФАЗНЫХ СХЕМАХ

а) Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой

На рис. 3-1,а показана эквивалентная схема выпрямителя, соответствующая интервалу коммутации.

Приведенные индуктивности питающей сети и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора перенесены на вторичную сторону и объединены в индуктивностью рассеяния вторичной обмотки в виде общих эквивалентных индуктивностей L_s .

Электродвижущая сила вторичной обмотки представлена в виде двух источников e_1 и e_2 .

Начнем рассмотрение процесса коммутации сразу с управляемого выпрямителя. Пусть в интервале $0 - \phi_1$ (рис. 3-1,б) проводит вентиль $B2$. В момент $\phi_1 = \alpha$ на вентиль $B1$ подается управляющий импульс, вентиль $B1$ открывается и начинается коммутация тока с вентиля $B2$ на вентиль $B1$. Контур коммутации на рис. 3-1,а обведен пунктирной линией.

В течение всего отрезка времени, пока ток переходит с вентиля на вентиль, оба вентиля будут открыты. Изменение анодных токов в процессе коммутации можно определить методом наложения [Л. 18]. Результирующий ток вентиля в этом случае представляется как сумма двух токов, из которых первый — это ток, существовавший до начала процесса коммутации, а второй — ток переходного процесса, возникающего в цепи при включении в работу очередного вентиля ($B1$). Полагая $I_d =$

$= \text{const}$ ($L_d = \infty$), можно написать для токов вентиля в интервале коммутации:

$$i_{B1} + i_{B2} = I_d. \quad (3-1)$$

В момент времени ϕ_1 , когда открывается вентиль $B1$, в контуре, обведенном на рис. 3-1,а пунктиром, возникает ток i_K . Ток i_K является собственно током короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора (оба вентиля открыты). Иногда ток i_K называют коммутирующим током. Полярность коммутирующего тока показана на рис. 3-1,а стрелкой. Естественно, что в этом случае при росте коммутирующего тока ток i_{B2} в вентиле $B2$ будет падать, а ток i_{B1} в вентиле $B1$ — соответственно нарастать. Процесс будет продолжаться до того момента, когда сравняются величины i_{B2} и i_K , результирующий ток вентиля $B2$ упадет до нуля, а вентиль $B2$ закроется. Величина коммутирующего тока i_K определяется величиной индуктивности контура коммутации и величиной э. д. с., действующей в этом контуре ($e_1 - e_2$). Эта э. д. с. обычно называется коммутирующей э. д. с. e_K . Для величины e_K , полагая момент $\phi_1 = \alpha$ за начало отсчета времени, можно написать:

$$e_K = e_1 - e_2 = 2\sqrt{2}U_{2\phi} \sin(\theta + \alpha). \quad (3-2)$$

Ток i_K является переходным током, возникающим при включении индуктивной цепи на синусоидальное напря-

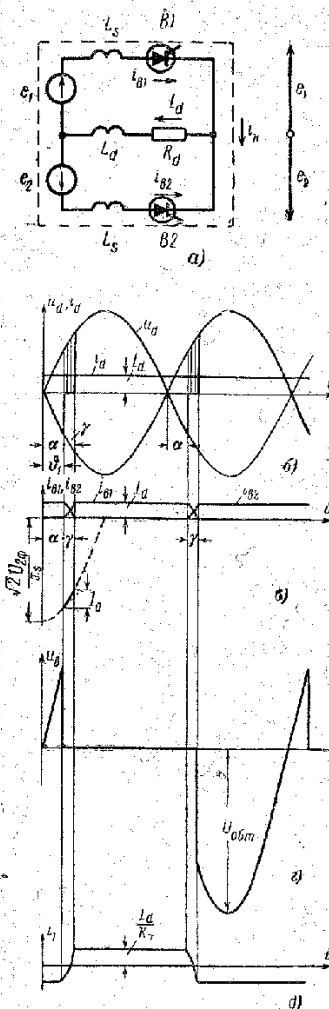


Рис. 3-1. Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой. Кривые тока и напряжения на элементах схемы с учетом коммутации.

жение e_K с фазой α . В результате для величины i_K может быть дано:

$$i_K = \frac{\sqrt{2}U_{2\Phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)], \quad (3-3)$$

где $x_s = \omega L_s$.

Так как ток вентиля, вступающего в работу, равен коммутирующему току, то $i_{B1} = i_K$. Изменение тока i_{B2} в процессе коммутации нетрудно получить, подставив значение $i_{B1} = i_K$ из (3-3) в (3-1):

$$i_{B2} = I_d - i_{B1} = I_d - \frac{\sqrt{2}U_{2\Phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-4)$$

Из формул (3-3) и (3-4) очевидно, что токи в вентилях в процессе коммутации меняются по косинусоидальному закону. При наличии процесса коммутации длительность прохождения тока через вентиль по сравнению с идеализированной схемой увеличится и будет составлять уже не π , а $\pi + \gamma$ (рис. 3-1, в). Величина угла коммутации γ может быть получена из граничных условий: в момент окончания коммутации ток i_{B2} становится равным нулю, а ток i_{B1} согласно (3-1) будет равен выпрямленному току I_d . Подставив в уравнение (3-3) $i_{B1} = i_K = I_d$ и $\vartheta = \gamma$, получим:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_{2\Phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-5)$$

Уравнение (3-5) связывает величину γ со средним значением выпрямленного тока и углом регулирования α . Обычно это уравнение записывается в виде

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2\Phi}} \quad (3-6)$$

и называется уравнением коммутации.

Полагая величину угла коммутации при $\alpha = 0$ за некий параметр (γ_0), из (3-6) можно получить:

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2\Phi}}; \quad (3-7)$$

поделив (3-6) и (3-7), получим

$$\frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{1 - \cos \gamma_0} = 1, \quad (3-8)$$

и окончательно из (3-8) можно получить выражение для γ :

$$\gamma = \arccos [\cos \alpha + \cos \gamma_0 - 1] - \alpha. \quad (3-9)$$

Графики, рассчитанные по формуле (3-9), приведены на рис. 3-2. Из графиков виден характер изменения угла коммутации выпрямителя в зависимости от глубины регулирования выпрямленного напряжения, определяемой углом α .

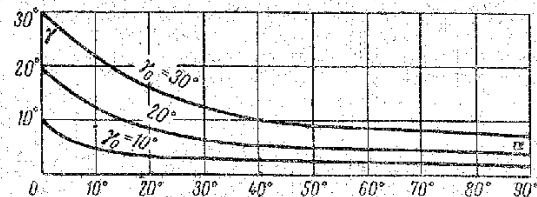


Рис. 3-2. Зависимость угла коммутации от угла регулирования.

В связи с тем, что в интервалах коммутации вторичная обмотка трансформатора замыкается накоротко, мгновенные значения выпрямленного напряжения в течение этих интервалов равны нулю. В результате, как видно из рис. 3-1, б, где показана кривая u_d , величина среднего выпрямленного напряжения становится меньше, чем в случае работы идеализированного выпрямителя с мгновенной коммутацией. Вольт-секундные площади выпрямленного напряжения, которые исключаются из-за наличия процесса коммутации, на рис. 3-1, б заштрихованы. Подобное снижение величины среднего значения U_d называют, исходя из его природы, индуктивным падением напряжения (ΔU_x). Величина среднего значения индуктивного падения для данной схемы определяется следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \sqrt{2}U_{2\Phi} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U_{2\Phi}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-10)$$

Используя уравнение коммутации (3-6), получим зависимость, связывающую индуктивное падение напряжения в выпрямителе с током нагрузки:

$$\Delta U_x = \frac{I_d X_s}{\pi}. \quad (3-11)$$

Из выражения (3-11) видно, что характер зависимости индуктивного падения напряжения от тока нагрузки одинаков при всех углах регулирования. Среднее значение выпрямленного напряжения схемы будет определяться в данном случае следующей формулой:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d X_s}{\pi}. \quad (3-12)$$

Процесс коммутации оказывает влияние и на форму кривой напряжения на вентиле. На рис. 3-1,2 показана кривая напряжения на вентиле *B1*. Форма первичного тока i_1 может быть получена следующим образом.

Во внекоммутационных интервалах мгновенные значения тока i_1 для реального и идеализированного выпрямителей совпадают (равны $\frac{1}{k_r} I_d$). В интервале коммутации по обмоткам трансформатора протекают токи i_1 , i_{B1} , i_{B2} . Для м. д. с. обмоток трансформатора справедливо следующее уравнение (без учета намагничивающего тока):

$$i_1 \omega = i_{B1} \omega_2 - i_{B2} \omega_2 = \omega_2 (i_{B1} - i_{B2}), \quad (3-13)$$

т. е. форма первичного тока в интервале коммутации определяется следующим выражением:

$$i_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} (i_{B1} - i_{B2}) = \frac{1}{k_r} (i_{B1} - i_{B2}). \quad (3-14)$$

Кривая тока i_1 с учетом (3-14) построена на рис. 3-1,2. Соотношения, описывающие процесс коммутации неуправляемого выпрямителя, могут быть легко получены из выведенных выше формул, если в них положить $\alpha = 0$.

б) Однофазная мостовая схема

Предположим, что в схеме управляемого выпрямителя, представленной на рис. 3-3,а, в интервале $0 - \theta_1$ (рис. 3-3,б) проводили вентили *B1* и *B3*. В момент вре-

мени $\theta_1 = \alpha$ (рис. 3-3,б) подаются управляющие импульсы на вентили *B2* и *B4*, и они открываются. Вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой коротко мостом из четырех открытых вентилях. Естествен-

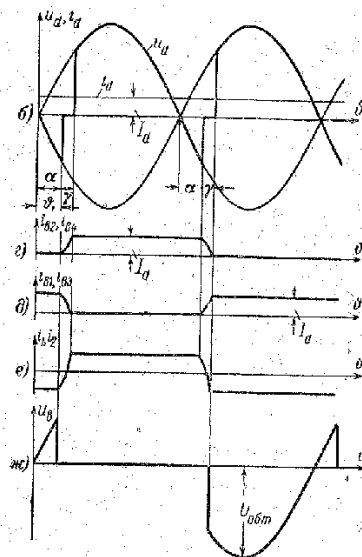
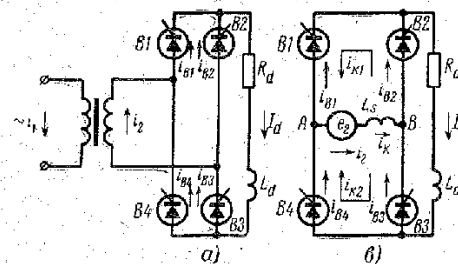


Рис. 3-3. Однофазная мостовая схема. Кривые тока и напряжения на элементах схемы с учетом коммутации.

но, что при этом, так же как и в ранее разобранным случае однофазной двухполупериодной схемы, во вторичной обмотке трансформатора протекает ток короткого замыкания i_k .

При рассмотрении процессов в данной схеме целесообразно несколько отступить от принятой ранее идеали-

зации схемы и предположить, что вентили в прямом направлении обладают не нулевым, а очень малым конечным сопротивлением. Ток короткого замыкания в этом случае распределится поровну между парами вентилях, подключенных к зажимам вторичной обмотки трансформатора. В результате полный ток короткого замыкания при одинаковых сопротивлениях вентилях распадается на два одинаковых частичных тока. Таким образом, можно написать:

$$i_k = i_{k1} + i_{k2}, \quad (3-15)$$

$$i_{k1} = i_{k2} = \frac{i_k}{2}. \quad (3-16)$$

На рис. 3-3,в изображена эквивалентная схема выпрямителя для интервала коммутации; стрелками показаны пути и направления протекания полного тока короткого замыкания i_k и частичных токов i_{k1} и i_{k2} .

Следует заметить, что в одной паре вентилях (В1 и В3) частичный ток направлен навстречу существующему току и ведет к уменьшению тока этих вентилях, а в другой паре вентилях, вступающей в работу (В2 и В4), ведет к нарастанию тока.

Полный ток короткого замыкания i_k определяется, как это было показано ранее, э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $e_2 = \sqrt{2}U_{2\phi} \sin(\vartheta + \alpha)$ и приведенным эквивалентным реактансом $x_s = \omega L_s$:

$$i_k = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-17)$$

Частичные токи, согласно (3-16), равны половине полного тока короткого замыкания:

$$i_{k1} = i_{k2} = \frac{i_k}{2} = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{2x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-18)$$

В вентилях, вступающих в работу, ток вентиля равен частичному току i_{k1} , а ток вентилях, отдающих нагрузку, равен $I_d - i_{k1}$.

$$i_{v2} = i_{v4} = i_{k1} = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{2x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]; \quad (3-19)$$

$$i_{v1} = i_{v3} = I_d - i_{k1} = I_d - \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{2x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-20)$$

Уравнение коммутации можно получить из (3-20), подставив в него значение i_{v1} в конце интервала коммутации $\vartheta = 0$; $\vartheta = \gamma$:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{2}U_{2\phi}} \quad (3-21)$$

На рис. 3-3,г и д показаны кривые токов в вентилях схемы.

Из выражений (3-19) и (3-20) может быть получена формула, определяющая форму тока i_2 вторичной обмотки трансформатора в коммутационный период. Для условий А и В схемы рис. 3-3,в можно написать следующие уравнения:

$$i_2 = i_{v4} - i_{v1} = i_{v2} - i_{v3}. \quad (3-22)$$

Подставив в (3-22) выражения (3-19) и (3-20), получим:

$$i_2 = I_d - \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-23)$$

Так как $i_2 = -I_d$ при $\vartheta = \alpha$, а $i_2 = +I_d$ при $\vartheta = \alpha + \gamma$, то очевидно, что в интервале коммутации ток во вторичной обмотке меняется от $-I_d$ до $+I_d$. Во внекоммутационный период величина i_2 равна выпрямленному току I_d . Кривая i_2 приведена полностью на рис. 3-3,е.

Кривая первичного тока i_1 получается, исходя из условия компенсации м. д. с. первичной и вторичной обмоток:

$$i_1 = \frac{1}{k_T} i_2. \quad (3-24)$$

Отсюда следует, что кривая первичного тока i_1 по своей форме повторяет кривую вторичного тока.

Вследствие того, что вторичная обмотка питающего трансформатора в периоды коммутации замкнута накоротко, мгновенные значения выпрямленного напряжения на этих интервалах равны нулю. Это приводит, так же как и в случае двухполупериодной схемы со средней точкой, к возникновению индуктивного падения напря-

жения ΔU_x . Величина ΔU_x определяется следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_d d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-25)$$

Подставив в (3-25) величину $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$ из (3-21), окончательно получим:

$$\Delta U_x = \frac{2I_a X_s}{\pi}. \quad (3-26)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения схемы будет равно:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2I_a X_s}{\pi}. \quad (3-27)$$

Форма кривой выпрямленного напряжения u_d и кривая напряжения на одном из вентилях ($B2$) приведены на рис. 3-3, б и ж.

3-3. КОММУТАЦИЯ В МНОГОФАЗНЫХ СХЕМАХ

а) Трехфазная схема со средней точкой

В трехфазном управляемом выпрямителе во внекоммутационном интервале работает один вентиль. Начнем рассмотрение с момента, когда работает вентиль $B1$ (рис. 3-4, а). Следующим вентилем, который должен вступить в работу, является вентиль $B2$. В момент времени ϑ_2 (рис. 3-4, б) подается управляющий импульс на вентиль $B2$, он открывается и начинается коммутация тока с вентиля $B1$ на вентиль $B2$. На рис. 3-4, в показана эквивалентная схема для интервала коммутации вентилях $B1$ и $B2$. Части схемы, по которым протекает ток, обведены жирной линией. Определение характера изменения токов вентилях в процессе коммутации можно произвести, пользуясь методом наложения, который уже применялся в случае исследования однофазных схем.

Как видно из рис. 3-4, в, величина коммутирующей э. д. с. e_K равна разности фазных э. д. с. Полагая момент

времени ϑ_2 (рис. 3-4, б) за начало отсчета, можно написать:

$$e_K = e_a - e_b = \sqrt{6}U_{2\phi} \sin(\vartheta + \alpha). \quad (3-28)$$

Ток короткого замыкания в контуре коммутации ограничивается индуктивностью, которая равна удвоенной эквивалентной индуктивности фазы ($2L_s$)

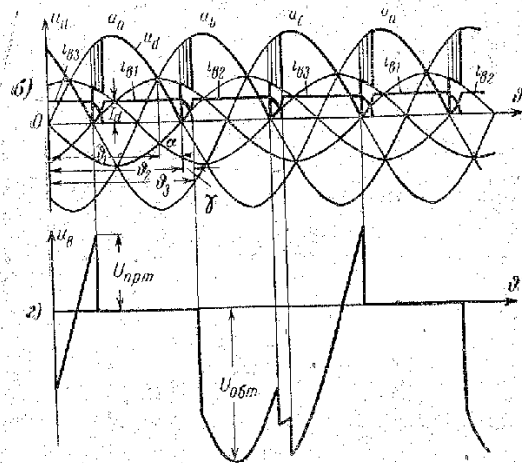
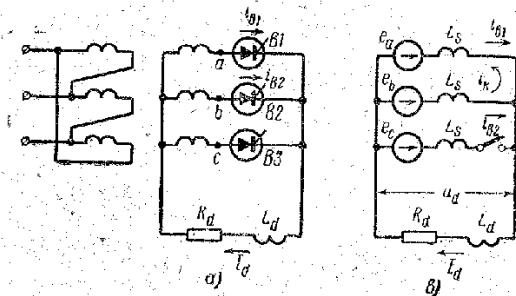


Рис. 3-4. Трехфазная схема со средней точкой. Кривые тока и напряжения на элементах схемы с учетом коммутации.

Величина тока короткого замыкания в контуре коммутации может быть получена в виде

$$i_K = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2\omega L_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-29)$$

Для вентиля, вступающего в работу ($B2$), ток i_k является его рабочим током, а для ранее работавшего вентиля ($B1$) ток i_k направлен навстречу уже существовавшему в нем току и, следовательно, уменьшает результирующий ток вентиля. Полагая $L_d = \infty$, для токов вентилей $B1$ и $B2$ можно написать:

$$i_{B1} = I_d - i_{B2} = I_d - i_k = I_d - \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2\omega L_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]; \quad (3-30)$$

$$i_{B2} = i_k = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2\omega L_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-31)$$

Когда ток i_k станет равным току I_d , результирующий ток через вентиль $B1$ упадет до нуля и вентиль $B1$ закроется. Таким образом, процесс коммутации закончится в момент ϑ_3 (рис. 3-4,б), когда $i_{B1} = 0$, или, учитывая соотношение $i_{B1} + i_{B2} = I_d$, когда $i_{B2} = I_d$.

Связь угла коммутации γ и величины выпрямленного тока I_d можно найти, подставив в (3-31) $\vartheta = \gamma$ и $i_{B2} = I_d$:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}}. \quad (3-32)$$

Как видно из рис. 3-4,б, длительность прохождения тока через вентиль λ увеличится по сравнению с длительностью в идеализированной схеме и будет равна

$$\lambda = \frac{2\pi}{3} + \gamma.$$

Мгновенное значение выпрямленного напряжения u_d в интервале коммутации можно определить следующим образом. Как видно из рис. 3-4,в, в контуре коммутации две фазные индуктивности L_s включены на линейное напряжение u_{ab} . Величина выпрямленного напряжения при этом равна напряжению между нулевой точкой трансформатора и общей точкой соединения фазных индуктивностей. Следовательно, u_d в интервале коммутации вентилей $B1$ и $B2$ равно:

$$u_d = \frac{u_a + u_b}{2}. \quad (3-33)$$

Этому значению соответствует синусоида напряжения с амплитудой $\frac{\sqrt{2}}{2}U_{2\phi}$, отстающая по фазе от напряжения u_a на $\pi/3$.

Процесс коммутации для остальных вентилей может быть рассмотрен точно таким же образом. На рис. 3-4,б приведены кривые вторичных фазных напряжений (u_a ; u_b ; u_c , кривая выпрямленного напряжения u_d и кривые токов в вентилей i_{B1} ; i_{B2} ; i_{B3}). Очевидно, что в рассматриваемом случае, так же как и в однофазных схемах, наличие коммутации приводит к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения. При определении величины U_d на выходе выпрямителя из расчета исключаются вольт-секундные площадки, отмеченные на рис. 3-4,б штриховкой. В связи с тем, что кривая выпрямленного напряжения в течение периода имеет три совершенно одинаковых участка, индуктивное падение напряжения можно определить за треть периода. Например, на интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ (рис. 3-4,б) величина ординат заштрихованной площадки u_x может быть найдена как

$$u_x = u_b - \frac{u_a + u_b}{2} = \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_{ab}}{2}, \quad (3-34)$$

т. е. мгновенные значения u_x равны половине мгновенных значений линейного напряжения u_{ab} . Величина среднего значения индуктивного падения напряжения ΔU_x может быть определена следующим образом:

$$\Delta U_x = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}U_{2\phi}}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-35)$$

Подставив значение $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$ из (3-32) в (3-35), получим:

$$\Delta U_x = \frac{3I_d x_s}{2\pi}. \quad (3-36)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения U_d с учетом индуктивного падения напряжения будет равно:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d x_s}{2\pi}. \quad (3-37)$$

Представляет интерес определение формы кривой напряжения на вентиле для рассмотренного случая. На рис. 3-4,г показана кривая напряжения на вентиле $B1$, построенная как разность потенциалов катода и анода вентиля. Как видно из рис. 3-4,г, наличие коммутации вызывает появление в кривой u_B резких изменений напряжения в моменты включения и выключения вентиля.

б) Шестифазная схема с уравнивающим реактором

Как уже говорилось в гл. II, в шестифазной схеме с уравнивающим реактором в случае, если ток нагрузки I_d превышает величину критического тока, обе трехфазные схемы работают независимо. Таким образом, в режиме $I_d > I_{dкр}$ все процессы в отдельных трехфазных схемах протекают независимо друг от друга, и это позволяет применить к ним те соотношения, которые были получены при рассмотрении работы трехфазной схемы со средней точкой.

Рассмотрим работу схемы с управляемыми вентилями, изображенную на рис. 3-5,а, где пунктиром показан контур коммутации при переходе тока с вентиля $B1$ на $B3$. Как видно из рис. 3-5,а, контур коммутации аналогичен контуру коммутации для трехфазной схемы со средней точкой.

На рис. 3-5,б и в показаны кривые напряжений на отдельных трехфазных схемах (u_{d1} ; u_{d2}) и кривые токов в вентилях. Ниже на рис. 3-5,г и д представлены кривая выпрямленного напряжения всей схемы u_d и кривая напряжения на уравнивтельном реакторе u_K .

Форма токов через вентили и коммутирующая э. д. с. при этом одинаковы со случаем трехфазной схемы со средней точкой, и связь угла коммутации γ с величиной выпрямленного тока определяется таким же выражением, как и для трехфазной схемы со средней точкой. Отличие заключается в том, что для вентиля, вступающего в работу, в конце интервала коммутации ток достигает значения $I_d/2$, а не I_d , как это было в случае одиночной трехфазной схемы.

Уравнение коммутации будет иметь вид:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d x_s}{\sqrt{6} U_{2\phi}}, \quad (3-38)$$

где x_s — приведенное к вторичной стороне суммарное реактивное сопротивление фазы.

Реактивное сопротивление трансформатора при этом вычисляется из опыта короткого замыкания, когда напряжение подводится к первичной стороне и замыкается накоротко одна из вторичных звезд.

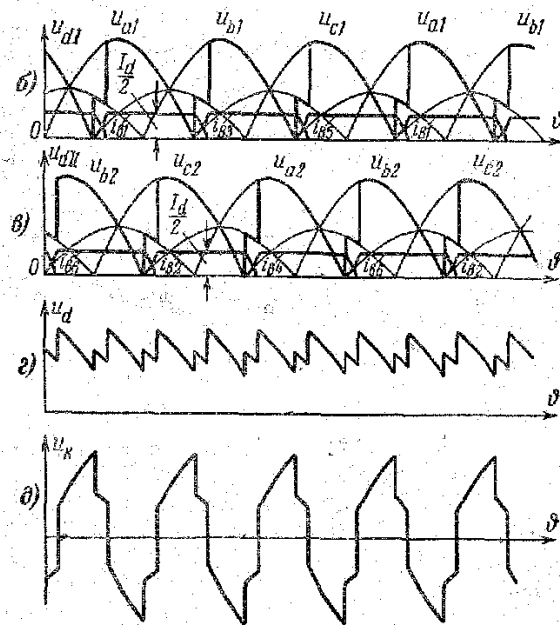
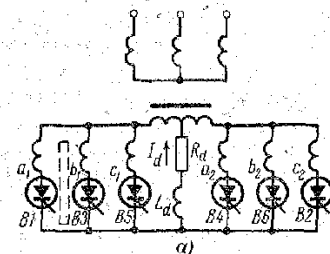


Рис. 3-5. Шестифазная схема с уравнивающим реактором. Кривые тока и напряжения на элементах схемы с учетом коммутации.

Индуктивное падение напряжения в данной схеме вычисляется точно так же, как и для трехфазной схемы со средней точкой, только на месте величины выпрямлен-

ного тока I_d будет фигурировать значение $I_d/2$. Для величины ΔU_x справедливо следующее выражение:

$$\Delta U_x = \frac{3\sqrt{6}}{4\pi} U_{2\phi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]; \quad (3-39)$$

подставляя из (3-38) значение $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$ в (3-39), окончательно получим:

$$\Delta U_x = \frac{3I_d x_s}{4\pi}. \quad (3-40)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения U_d с учетом уменьшения его вследствие явления коммутации равно:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d x_s}{4\pi}. \quad (3-41)$$

в) Трехфазная мостовая схема

Процесс коммутации в управляемом трехфазном мостовом выпрямителе протекает так же, как и в трехфазной схеме со средней точкой. Предположим, что в трехфазной мостовой схеме работают вентили $B1$ и $B2$ (рис. 3-6,а). Следующим вентилем, вступающим в работу, является вентиль $B3$. В момент времени θ_1 (рис. 3-6,б) на вентиль $B3$ подается управляющий импульс и начинается коммутация тока I_d с вентиля $B1$ на вентиль $B3$. На рис. 3-6,в показана эквивалентная схема для интервала коммутации. Нетрудно заметить, что контур коммутации, образованный вторичными обмотками трансформатора фаз a и b и вентилями $B1$ и $B3$, не отличается от контура коммутации в случае трехфазной схемы со средней точкой. На рис. 3-6,в контур коммутации отмечен пунктирной линией. Фаза c на процесс коммутации влияния не оказывает, так как через нее и $B2$ в этом интервале протекает неизменный ток I_d . Очевидно, что процесс изменения токов в вентилях $B1$ и $B3$ одинаков с ранее разобранным случаем коммутации в трехфазной схеме со средней точкой и для токов i_{B1} и i_{B3} в интервале коммутации могут быть даны следующие выражения:

$$i_{B1} = I_d - \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)], \quad (3-42)$$

$$i_{B3} = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (3-43)$$

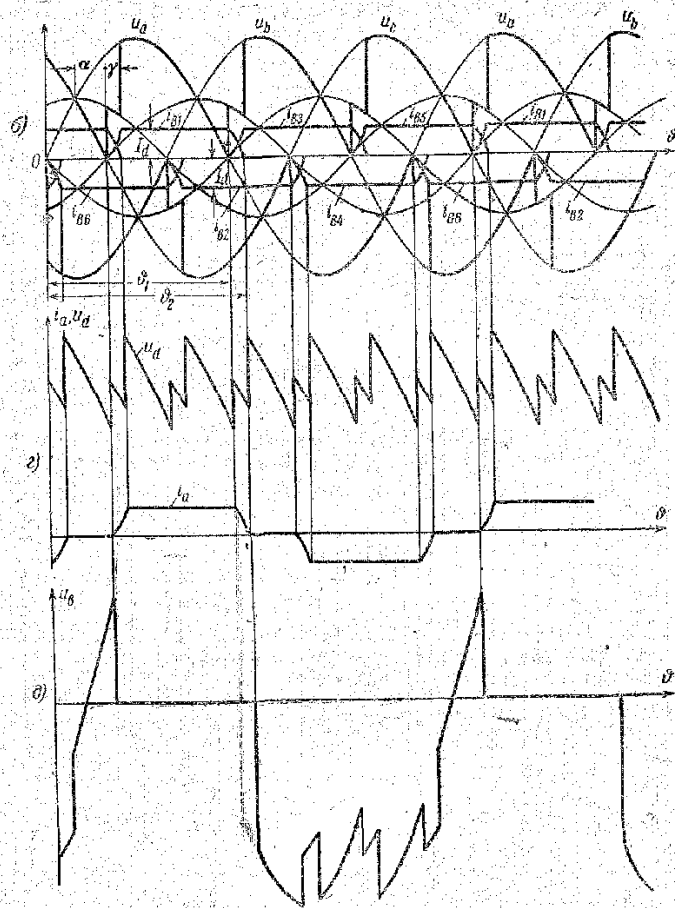
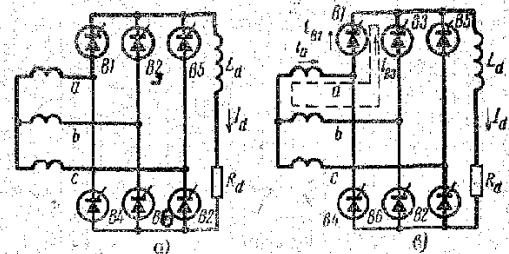


Рис. 3-6. Трехфазная мостовая схема. Кривые тока и напряжения на элементах схемы с учетом коммутации.

Полагая в конце коммутации $\vartheta = \gamma$ и $i_{B3} = I_d$, получаем уравнение коммутации в виде (рис. 3-6, a и b):

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6} U_{2\phi}}. \quad (3-44)$$

В интервале коммутации кривая изменения потенциала общих катодов определяется точно так же, как и в трехфазной схеме со средней точкой:

$$u_d = \frac{u_a + u_b}{2}. \quad (3-45)$$

На рис. 3-6, b показаны кривые фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора, токи в вентилях и кривые, по которым изменяются потенциалы объединенных катодов и потенциалы объединенных анодов. Как видно из рис. 3-6, b , потенциалы анодов и катодов на вekomмутационных интервалах изменяются по огибающим кривых фазных напряжений, а в интервале коммутации (например, $\vartheta_1 - \vartheta_2$) — по кривым полусумм фазных напряжений коммутирующих фаз.

На рис. 3-6, g построена кривая выпрямленного напряжения u_d . Одновременно на рис. 3-6, g приведена кривая тока в одной из фаз вторичной обмотки трансформатора i_a (фаза a). Кривая напряжения на вентиле VI построена на рис. 3-6, d .

Влияние процесса коммутации на величину среднего значения выпрямленного напряжения U_d совершенно то же, что и в трехфазной схеме со средней точкой. Как видно из рис. 3-6, b , кривая изменения потенциала общих катодов схемы совершенно аналогична подобной кривой для трехфазной схемы со средней точкой (рис. 3-4, b). Точно так же кривая изменения потенциалов общих анодов схемы на рис. 3-6, b будет аналогична той же кривой для случая трехфазной схемы со средней точкой с анодной группой вентилях. Следовательно, вольт-секундные площадки, определяющие величину индуктивного падения выпрямленного напряжения, будут одинаковы как в трехфазной мостовой схеме, так и в трехфазной схеме со средней точкой.

Предположим, что фазные напряжения вторичной обмотки питающего трансформатора одинаковы в обеих схемах. Число вольт-секундных площадок, которое необходимо исключить при расчете величины U_d в трехфазной мостовой схеме, равно шести, а в трехфазной схеме со средней точкой — трем. Отсюда следует, что

величина индуктивного падения напряжения в первой схеме будет больше, чем во второй в 2 раза. Для интервала $\vartheta_1 - \vartheta_2$ можно написать:

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2\phi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \end{aligned} \quad (3-46)$$

Учитывая формулу (3-44), получаем:

$$\Delta U_x = \frac{3I_d x_s}{\pi}. \quad (3-47)$$

Величина среднего значения выпрямленного напряжения с учетом (3-47) будет соответственно равна:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d x_s}{\pi}. \quad (3-48)$$

3-4. ВЛИЯНИЕ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ НА ВЫПРЯМЛЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Все токоведущие элементы схемы выпрямителя обладают вполне определенным активным сопротивлением. Относительная величина этого сопротивления для выпрямителей одной и той же мощности может меняться. Например, эта величина может быть больше в случае низковольтного выпрямителя с трансформатором, где с целью уменьшения габаритов и веса принята повышенная плотность тока в обмотках. Естественно, что в процессе работы выпрямителя токи, протекающие по его элементам, вызовут падения напряжения на активных сопротивлениях. Очевидно, что от величин этих падений будет зависеть значение выпрямленного напряжения на нагрузке. Понижение выпрямленного напряжения за счет наличия активных сопротивлений в схеме в ряде случаев, когда это необходимо, должно быть учтено при расчете внешних характеристик. Как было показано в [Л. 21], присутствие активного сопротивления в контуре коммутации практически не влияет на течение процесса коммутации. Следовательно, формулы, выведенные для индуктивного падения напряжения без учета активных сопротивлений, справедливы и для реальной схемы. Снижение среднего значения вы

прямоугольного напряжения из-за активных сопротивлений схемы можно условно назвать активным падением выпрямленного напряжения (ΔU_R). Зависимость величины ΔU_R от тока нагрузки выпрямителя будет показана на примере двух наиболее употребительных схем: шестифазной схемы с уравнительным реактором и трехфаз-

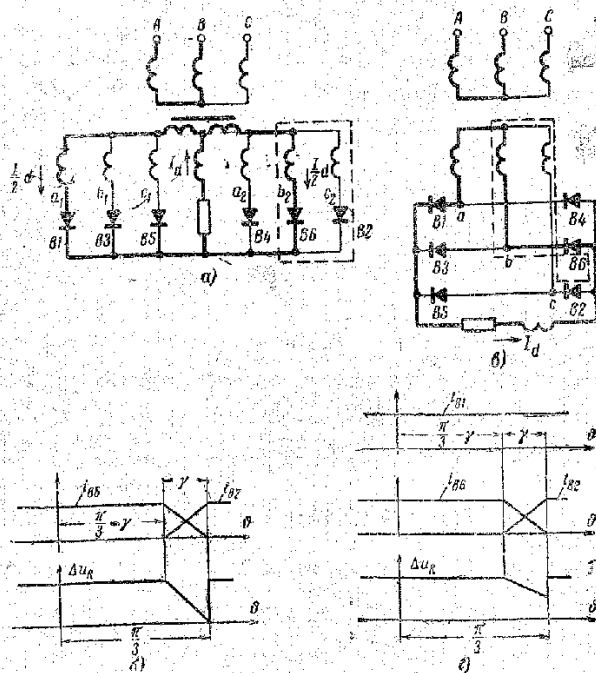


Рис. 3-7. Эквивалентные схемы для интервала коммутации.

ной мостовой для режима работы схем с идеально сглаженным током. Так как обе схемы имеют шестикратную пульсацию выпрямленного напряжения, то определение величины ΔU_R удобнее сделать на интервале, равном $1/6$ части периода, разбив этот интервал на два участка: внекоммутационный и коммутационный. На рис. 3-7,а показана шестифазная схема с уравнительным реактором. Элементы схемы, по которым протекает ток, обведены жирной линией. Предположим, что на внекоммутационном участке ($\pi/3 - \gamma$) работают вентили В1 и В6. Мгновенное значение активного падения выпрям-

ленного напряжения Δu_R может быть выражено в этом случае следующей формулой:

$$\Delta u_R = \frac{I_d}{2} R_\Phi, \quad (3-49)$$

где $R_\Phi = R'_{\Phi 1} + R_{\Phi 2}$ — эквивалентное активное сопротивление фазы силового трансформатора;

$R'_{\Phi 1}$ — приведенное во вторичной обмотке вносимое активное сопротивление фазы первичной обмотки;

$R_{\Phi 2}$ — активное сопротивление фазы вторичной обмотки.

Сопротивление обмоток уравнительного реактора при этом не учитывается.

Предположим, что на коммутационном участке (γ) происходит коммутация тока с вентиля В6 на вентиль В2 (показано пунктиром на рис. 3-7,а). Для простоты расчета полагаем, что ток во время коммутации меняется по линейному закону (рис. 3-7,б). Подобное допущение практически не вносит какой-либо заметной ошибки. Для коммутационного участка мгновенное значение активного падения выпрямленного напряжения будет равно:

$$\Delta u_R = \frac{I_d R_\Phi}{2\gamma} \vartheta. \quad (3-50)$$

Среднее значение ΔU_R на интервале $1/6$ периода может быть получено следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta U_R &= \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \Delta u_R d\vartheta = \\ &= \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3 - \gamma} \frac{I_d R_\Phi}{2} d\vartheta + \int_0^{\gamma} \frac{I_d R_\Phi}{2\gamma} \vartheta d\vartheta \right], \quad (3-51) \end{aligned}$$

или окончательно:

$$\Delta U_R = I_d R_\Phi \frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right]. \quad (3-52)$$

В результате с помощью (3-52) можно определить величину среднего падения выпрямленного напряжения в зависимости от тока нагрузки выпрямителя.

Расчет величины ΔU_R для трехфазной мостовой схемы может быть произведен аналогичным способом. Предположим, что в схеме, представленной на рис. 3-7, в, работают вентили $B1$ и $B6$. Как видно из рис. 3-7, в, ток I_d протекает в данном случае последовательно по двум обмоткам трансформатора. Мгновенное значение Δu_R на внекоммутационном участке $(\pi/3 - \gamma)$ может быть выражено следующим образом:

$$\Delta u_R = 2R_\Phi I_d. \quad (3-53)$$

В интервале коммутации (γ), когда ток переходит с вентиля $B6$ на вентиль $B2$, значение Δu_R соответственно равно:

$$\Delta u_R = R_\Phi I_d - R_\Phi \frac{I_d}{\gamma}. \quad (3-54)$$

Первое слагаемое в формуле (3-54) означает падение на активном сопротивлении обмотки фазы a , где ток неизменен (равен I_d), а второе слагаемое — падение на активном сопротивлении фазы b , где ток спадает по линейному закону (от величины I_d до нуля). Кривые токов в обмотках силового трансформатора, а также кривая изменения мгновенного значения активного падения напряжения представлены на рис. 3-7, г. Для среднего значения величины ΔU_R может быть дано:

$$\begin{aligned} \Delta U_R &= \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \Delta u_R d\theta = \\ &= \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3} - \gamma} 2I_d R_\Phi d\theta + \int_0^{\gamma} \left(2I_d R_\Phi - \frac{I_d}{\gamma} R_\Phi \theta \right) d\theta \right], \quad (3-55) \end{aligned}$$

или окончательно:

$$\Delta U_R = \frac{3}{\pi} I_d R_\Phi \left[\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right]. \quad (3-56)$$

Таким образом, формула (3-56) даст зависимость среднего значения активного падения выпрямленного напряжения от величины тока нагрузки выпрямителя. В результате с помощью формул (3-52) и (3-56) при расчете внешних характеристик выпрямителя может быть учтено влияние активных сопротивлений схемы на выходное напряжение.

3-5. ВЛИЯНИЕ ПРОЦЕССА КОММУТАЦИИ НА ВЫПРЯМЛЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ И СЕТЕВОЙ ТОК

Как было показано выше, процесс коммутации оказывает влияние на формы кривых выпрямленного напряжения и тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети. Это сказывается на гармоническом составе выпрямленного напряжения и потребляемого тока, а также на коэффициентах, связывающих величины действующих значений токов в элементах схемы с выпрямленным током. В отличие от идеализированного выпрямителя в реальных выпрямителях, где имеет место явление коммутации, относительные величины амплитуд высших гармоник и отношение действующих значений фазных токов к среднему значению выпрямленного тока зависят от нагрузки выпрямителя.

Следует отметить, что по сравнению со случаем идеализированного выпрямителя изменяются только амплитуды и фазы гармоник u_d и i_1 . Порядок высших гармоник остается прежним.

Дальнейшее рассмотрение проводится для режима работы выпрямителя с идеально сглаженным током.

Методика определения гармонического состава выпрямленного напряжения остается такой же, как и в случае идеализированного выпрямителя, но при интегрировании кривой напряжения в пределах повторяемости следует различать два интервала: коммутационный и внекоммутационный.

По-прежнему величина амплитуды высшей гармоники n -го порядка выражается в виде

$$U_{n \max} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}. \quad (3-57)$$

Величины A_n и B_n можно найти [Л. 18] по формулам:

$$A_n = \frac{U_{d0}}{2} \cos \pi m \left[\frac{\cos(nm+1)(\alpha + \gamma) + \cos(nm+1)\alpha}{nm+1} - \frac{\cos(nm-1)(\alpha + \gamma) + \cos(nm-1)\alpha}{nm-1} \right]; \quad (3-58)$$

$$B_n = \frac{U_{d0}}{2} \cos \pi m \left[\frac{\sin(nm+1)(\alpha + \gamma) + \sin(nm+1)\alpha}{nm+1} - \frac{\sin(nm-1)(\alpha + \gamma) + \sin(nm-1)\alpha}{nm-1} \right]. \quad (3-59)$$

В связи с тем, что в формулы (3-58), (3-59) входит величина γ , расчет высших гармоник удобнее производить, как это рекомендуется в [Л. 18], пользуясь вспомогательными характеристиками $\gamma = f(x_p^*)$, где $x_p^* = I_a x_s / U_{2\phi}$ представляет собой некоторый обобщенный параметр, называемый коэффициентом реактивности. Расчет графиков $\gamma = f(x_p^*)$ можно провести, пользуясь уравнением коммутации, связывающим I_a и γ .

Например, для трехфазной мостовой схемы имеем:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_a x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}} = \frac{2x_p^*}{\sqrt{6}}. \quad (3-60)$$

Высшие гармоники потребляемого тока также зависят от угла коммутации (и соответственно от угла α).

Величины амплитуд гармоник первичного тока можно найти, разложив в ряд Фурье кривую тока, потребляемого выпрямителем. В отличие от идеализированного выпрямителя в кривой тока в этом случае имеются участки, соответствующие интервалам коммутации. Это приводит к существенному усложнению расчетных соотношений. В [Л. 18 и 25] получены формулы для определения высших гармоник кривой тока трехфазного мостового выпрямителя (и шестифазного с уравнивающим реактором). Амплитуда гармоники n -го порядка может быть получена по следующей формуле:

$$I_{n \max} = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{x_{skr}} \sqrt{K(\gamma) - L(\gamma) \cos(2\alpha - \gamma)}. \quad (3-61)$$

Функции $K(\gamma)$ и $L(\gamma)$ определяются выражениями:

$$K(\gamma) = \frac{3}{\pi^2 n^2} \left[\frac{\sin^2(n-1) \frac{\gamma}{2}}{(n-1)^2} + \frac{\sin^2(n+1) \frac{\gamma}{2}}{(n+1)^2} \right]; \quad (3-62)$$

$$L(\gamma) = \frac{3}{\pi^2 n^2} \frac{\sin(n+1) \frac{\gamma}{2} \sin(n-1) \frac{\gamma}{2}}{(n^2-1)}. \quad (3-63)$$

Наличие в кривых токов, протекающих по обмоткам трансформатора коммутационных участков, меняет введенные ранее для случая $\gamma=0$ соотношения между действующими значениями этих токов и величиной выпрямленного тока. Принципиально способ определения величины действующего значения тока при наличии коммутации остается прежним. Единственное отличие от случая $\gamma=0$ заключается в том, что кривая тока разбивается на некомутиационные и коммутационные интервалы и интегрирование на этих интервалах производится отдельно [Л. 18, 34]. Для действующего значения токов вентиля с учетом процесса коммутации ($I_{B\gamma}$) при $L_d = \infty$ может быть дано:

$$I_{B\gamma} = I_B \sqrt{1 - m_2 \Psi(\alpha, \gamma)}. \quad (3-64)$$

Здесь I_B — действующее значение тока вентиля при $\gamma=0$;

m_2 — число фаз выпрямителя по вторичной обмотке;

$\Psi(\alpha, \gamma)$ — некоторая универсальная функция, которая представляется следующим выражением:

$$\Psi(\alpha, \gamma) = \frac{[2 + \cos(2\alpha + \gamma)] \sin \gamma - \gamma [1 + 2 \cos \alpha \cos(\alpha + \gamma)]}{2\pi [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]^2}. \quad (3-65)$$

В некоторых схемах, например в схеме с уравнивающим реактором, ток вентиля одновременно является и током вторичной обмотки трансформатора. В подобных случаях формула (3-65) служит и для определения действующего значения вторичного тока трансформатора. Для определения действующего значения первичного тока $I_{I\gamma}$ служит следующее выражение:

$$I_{I\gamma} = I_1 \sqrt{1 - 2m_1 \sin^2 \frac{\pi}{m_1} \Psi(\alpha, \gamma)}, \quad (3-66)$$

где I_1 — действующее значение первичного тока при $\gamma=0$;

m_1 — число фаз.

В случае мостовых схем, где кривая вторичного тока подобна кривой первичного, действующее значение вторичного тока I_{2T} может быть определено следующим образом:

$$I_{2T} = I_{1T} k_T. \quad (3-67)$$

Как видно из приведенных соотношений, учет явления коммутации приводит к некоторому уменьшению отношения действующих значений токов в вентилях и обмотках трансформатора к среднему значению выпрямленного тока по сравнению со случаем идеализированного выпрямителя.

В заключение следует отметить, что в области нормальных режимов при значениях углов коммутации не более 30° величина поправки по сравнению с идеализированным выпрямителем не превосходит 5—8% [Л. 18]. Поэтому в установках сравнительно небольшой мощности в большинстве случаев эту поправку не учитывают.

3-6. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Одной из важнейших характеристик, определяющих работу выпрямителя, является его внешняя характеристика, которая представляет собой зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока $U_d = f(I_d)$.

Для управляемых выпрямителей существует семейство внешних характеристик, соответствующих различным углам регулирования. Внешняя характеристика выпрямителя охватывает все режимы работы, начиная с холостого хода и кончая коротким замыканием. Как было показано в предыдущих разделах, среднее значение выпрямленного напряжения реального выпрямителя зависит от тока нагрузки. С увеличением тока нагрузки выпрямленное напряжение падает. Величину падения напряжения в выпрямителе можно условно разделить на три основные составляющие:

- а) падение напряжения, вызываемое процессом коммутации, — индуктивное падение напряжения ΔU_x ;
- б) падение напряжения в активных сопротивлениях схемы — активное падение напряжения ΔU_R ;
- в) падение напряжения в вентилях ΔU_B .

Величину падения напряжения в вентилях в большинстве случаев считают независимой от тока нагрузки и равной падению напряжения в вентиле при протекании через него номинального тока¹.

Наиболее просто зависимости выпрямленного напряжения от тока нагрузки могут быть получены для режима работы с идеально сглаженным током.

С достаточным приближением полученные результаты можно перенести на случай конечного значения сглаживающей индуктивности.

а) Внешние характеристики однофазных выпрямителей при $L_d = \infty$

В однофазных выпрямителях во всем диапазоне тока нагрузки (от холостого хода до короткого замыкания) существует только один режим работы и внешняя характеристика описывается одним общим уравнением.

Для однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой уравнение внешней характеристики может быть записано в следующем виде:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x - \Delta U_R - \Delta U_B, \quad (3-68)$$

где отдельные составляющие падения среднего значения выпрямленного напряжения равны:

$\Delta U_x = I_d x_s / \pi$ — индуктивное падение напряжения;

$\Delta U_R = \frac{\pi - \gamma}{\pi} I_d R_\phi$ — активное падение напряжения;

ΔU_B — падение напряжения на вентиле.

Иногда удобно представить уравнение внешней характеристики в относительных единицах. Для этого падение (3-68) следует разделить на величину среднего значения выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя при отсутствии нагрузки (U_{d0}). В результате получим:

$$U_d^* = \cos \alpha - \Delta U_x^* - \Delta U_R^* - \Delta U_B^*, \quad (3-69)$$

¹ При необходимости более точного расчета к падению в вентиле относят только начальную величину падения ΔU_B , а полупериодный участок вольт-амперной характеристики с динамическим сопротивлением R_d относят к активным сопротивлениям схемы (см. § 1-2).

где $U_d^* = \frac{U_d}{U_{d0}}$

$\Delta U_x^* = \frac{I_d x_s}{2\sqrt{2}U_{2\phi}}$ — относительная величина индуктивного падения напряжения;

$\Delta U_R^* = \frac{I_d R_\phi}{2\sqrt{2}U_{2\phi}} (\pi - \gamma)$ — относительная величина активного падения напряжения;

$\Delta U_\pi^* = \frac{\Delta U_\pi \pi}{2\sqrt{2}U_{2\phi}}$ — относительная величина падения напряжения на вентиле.

На рис. 3-8 приведено семейство внешних характеристик выпрямителя для различных углов регулирования. Характеристики построены без учета активных сопротивлений элементов схемы и падений напряжения в вентилях.

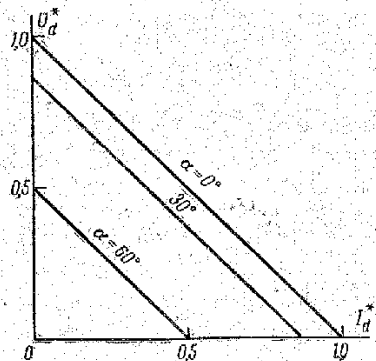


Рис. 3-8. Внешние характеристики однофазной двухполупериодной схемы со средней точкой.

Все характеристики на рис. 3-8 построены в относительных единицах, где базисной величиной напряжения является величина U_{d0} , а базисной величиной тока — ток короткого замыкания I_{dk} .

Величина тока короткого замыкания схемы I_{dk} может быть с некоторыми допущениями (пренебрегая величинами R_ϕ и ΔU_π) определена из (3-68), положив в нем $U_d = 0$:

$$I_{dk} = \frac{2\sqrt{2}U_{2\phi}}{x_s} \quad (3-70)$$

Для относительной величины тока нагрузки I_d^* может быть дано следующее выражение:

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{dk}} \quad (3-71)$$

В рабочей области, где угол γ максимально достигает величин 20—30°, можно в формуле (3-68) в выражении для ΔU_R положить член $\frac{\pi - \gamma}{\pi} \approx 1$. При этом погрешность в определении U_d не превышает 1—2%. Вы-

ражение для $U_d = f(I_d)$ в этом случае примет очень простой вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi} - I_d R_\phi - \Delta U_\pi \quad (3-72)$$

Для однофазного мостового выпрямителя уравнение внешней характеристики можно записать в следующем виде:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2I_d x_s}{\pi} - I_d R_\phi \frac{\pi - \gamma}{\pi} - 2\Delta U_\pi \quad (3-73)$$

В отличие от формулы (3-68) здесь изменилась величина ΔU_x и удвоилось падение в вентилях, так как в мостовой схеме ток всегда проходит по двум последовательно включенным вентилям. Следует отметить, что в ряде случаев для получения круто падающей внешней характеристики используют включение на вторичной стороне силового трансформатора дополнительных индуктивностей (так называемых анодных дросселей).

б) Внешняя характеристика и режимы работы трехфазного мостового выпрямителя при $L_d = \infty$

В отличие от однофазных работа многофазных схем имеет некоторую специфику. В зависимости от величины нагрузки в многофазных схемах может возникать ряд отличных друг от друга режимов работы [Л. 19, 21, 34]. Характерным параметром, который определяет границы тех или иных режимов, является угол коммутации. Для различных схем выпрямления существуют определенные значения углов коммутации, которые являются граничными между возможными режимами, возникающими в схеме.

Вначале рассмотрение будет проведено для случая неуправляемого выпрямителя ($\alpha = 0$). Падения в вентилях и активные сопротивления схемы при этом не учитываются. Первый режим схемы характеризуется поочередной работой то двух, то трех вентилях: во внекоммутационный период открыты и проводят ток два вентиля, а в интервале коммутации — три. На рис. 3-9, а показана картина прохождения токов в случае коммутации тока с вентиля В1 на вентиль В3. Контур схемы, по которому протекает ток, обведен на рис. 3-9, а жирной линией.

Кривая тока i_2 в фазе a для этого случая приведена на рис. 3-10, a .

Внешняя характеристика для первого режима схемы может быть получена как разность напряжения холосто-

ие внешней характеристики в первом режиме в относительных величинах:

$$U_d^* = 1 - \frac{I_a X_s}{\sqrt{6} U_{2\phi}} \quad (3-75)$$

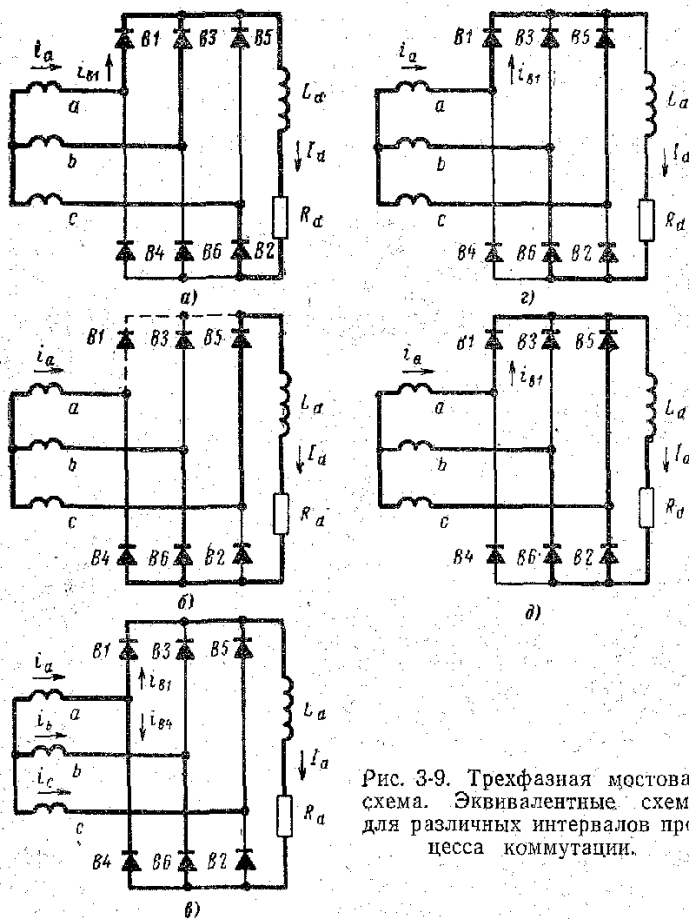


Рис. 3-9. Трехфазная мостовая схема. Эквивалентные схемы для различных интервалов процесса коммутации.

го хода выпрямителя и индуктивного падения напряжения.

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x \quad (3-74)$$

Подставив в формулу (3-74) значение ΔU_x из (3-47) и разделив обе части уравнения на U_{d0} , получим уравне-

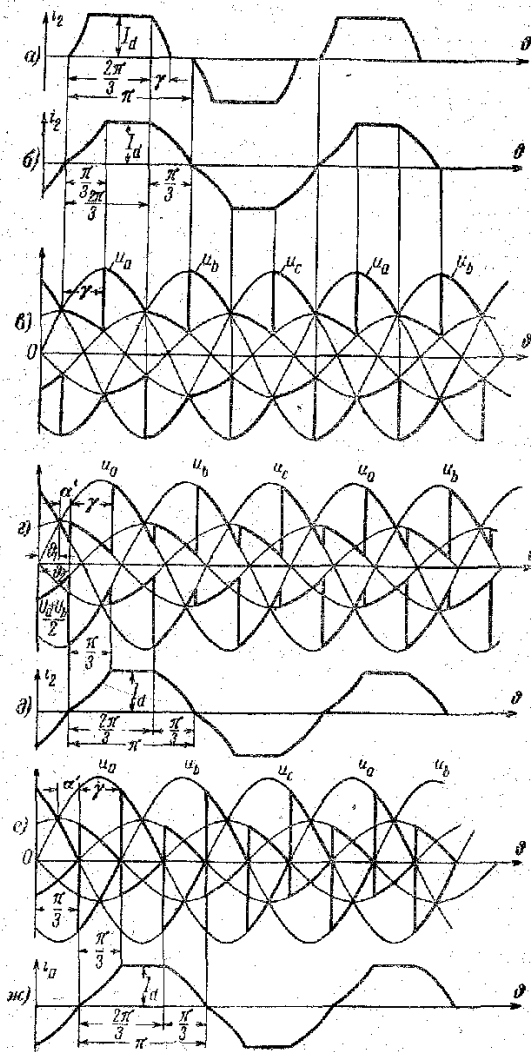


Рис. 3-10. Трехфазная мостовая схема. Кривые токов и напряжений на элементах схемы в перегрузочных режимах.

Из рассмотрения кривой фазной тока i_2 и потенциальной диаграммы (рис. 3-10, $a-d$) видно, что первый режим будет существовать до нагрузки, при которой угол коммутации достигает величины $\pi/3$ (60°).

При дальнейшем увеличении нагрузки угол коммутации будет оставаться постоянным (равным $\pi/3$), а начало процесса коммутации будет задерживаться на некоторый отрезок времени, который можно представить как появление дополнительного угла регулирования α' . Физически постоянство угла γ может быть объяснено следующим образом. Как видно из рис. 3-10, z , где изображены кривые фазных напряжений и кривые потенциалов общих анодов и катодов; вентиль $B1$ откроется не в момент ϕ_1 , как это было бы в первом режиме, а в момент ϕ_2 . Это объясняется тем, что на интервале $0-\phi_2$ происходит коммутация тока с вентиля $B4$ на вентиль $B6$ в анодной группе и по этой причине потенциал анода вентиля $B1$, равный потенциалу катода вентиля $B4$ (вентили подключены к одной фазе), меняется не по кривой фазного напряжения u_a , а по кривой $\frac{u_a + u_b}{2}$ и, следовательно, потенциал анода $B1$ на интервале $0-\phi_2$ ниже, чем потенциал анода вентиля $B5$ (кривая u_c) и коммутация тока с вентиля $B5$ на вентиль $B1$ невозможна. Токораспределение в схеме для этого случая показано на рис. 3-9, б. Цепь вентиля, открытие которого задерживается ($B1$), отмечена пунктиром. Переход тока с вентиля $B5$ на вентиль $B1$ начнется только в момент ϕ_2 , когда окончится коммутация тока с вентиля $B4$ на вентиль $B6$ и потенциал анода вентиля $B1$ вновь будет меняться по кривой фазного напряжения u_a .

Кривая тока фазы a для этого случая показана на рис. 3-10, d . Нетрудно заметить следующее явление: коммутация в катодной группе не может начаться раньше окончания коммутации в анодной группе. Поэтому момент начала коммутации в одной группе стыкуется с концом процесса коммутации в другой группе. Такое попеременное чередование при шести коммутациях за период возможно только в том случае, если угол коммутации будет равен $\pi/3$. Если угол коммутации с увеличением нагрузки начнет увеличиваться, начнет расти задержка коммутации, т. е. фактический угол регулирования α' . С ростом угла регулирования, как было показано ранее, будет расти величина коммутирующей э. д. с.

в контуре коммутации, что ускорит процесс коммутации и уменьшит величину γ до 60° . Таким образом, схема придет к новому равновесному состоянию, но уже с большей величиной фактического угла регулирования α' . В результате при росте нагрузки по достижении углом коммутации значения $\pi/3$ в схеме начинается второй режим работы, существенно отличный от первого.

Для трехфазной мостовой схемы справедливы, как было показано выше, следующие зависимости:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_a x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}}; \quad (3-76)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}U_{2\phi}}{2\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3-77)$$

В связи с тем, что во втором режиме работы угол коммутации $\gamma = \pi/3$, можно подставить в формулы (3-76) и (3-77) это значение γ и $\alpha = \alpha'$. В результате получим:

$$\sin\left(\alpha' + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{2I_a x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}}; \quad (3-78)$$

$$\cos\left(\alpha' + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{2\pi U_d}{9\sqrt{2}U_{2\phi}}. \quad (3-79)$$

Возведя в квадрат (3-78) и (3-79) и сложив почленно, получим уравнение внешней характеристики выпрямителя во втором режиме работы:

$$\frac{4x_s^2}{6U_{2\phi}^2} I_a^2 + \frac{2\pi^2}{81U_{2\phi}^2} U_d^2 = 1. \quad (3-80)$$

Как видно из (3-80), внешняя характеристика во втором режиме представляет собой дугу эллипса, полуоси которого по координатам I_a и U_d соответственно равны:

$$I_{d0} = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2x_s}; \quad (3-81)$$

$$U_{d0} = \frac{9U_{2\phi}}{\sqrt{2}\pi}. \quad (3-82)$$

Очевидно, что конец внешней характеристики в первом режиме должен стыковаться с началом внешней характеристики во втором режиме. Ток $I_{a(1-2)}$, при котором

начнется переход схемы во второй режим, можно получить из уравнения (3-76), подставив туда $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$.

$$I_{d(1-2)} = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{4x_s} \quad (3-83)$$

Напряжение $U_{d(1-2)}$ можно получить, подставив в (3-77) значения $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$.

$$U_{d(1-2)} = \frac{9\sqrt{6}}{4\pi} U_{2\phi} \quad (3-84)$$

Окончание второго режима наступит при нагрузке $I_{d(2-3)}$, для которой сумма фактического угла регулирования α' и угла коммутации будет равна $\pi/2$. При этом фактический угол регулирования α' равен 30° . Кривые потенциалов общих катодов и общих анодов схемы, а также кривая тока фазы i_a для случая $\alpha'+\gamma=\pi/2$ приведены на рис. 3-10, *e* и *ж*.

Как видно из рис. 3-10, *e*, при $\alpha+\gamma=\pi/2$ в точке $\vartheta=\pi/3$ потенциалы анодов вентилях $B5$ (u_c) и $B1$ ($\frac{u_a+u_b}{2}$) стано-

вятся равными, благодаря чему вентиль $B1$ отпирается и коммутация в анодной группе начнется раньше, чем закончится коммутация в катодной группе вентилях. Вследствие этого при дальнейшем увеличении тока нагрузки фактический угол регулирования α' будет оставаться постоянным ($\alpha'=\pi/6$) и возобновляется рост угла коммутации ($\gamma>\pi/3$) и начнется третий режим работы схемы.

Величины тока и напряжения, при которых начинается третий режим ($I_{d(2-3)}$; $U_{d(2-3)}$), могут быть найдены, если подставить в формулы (3-78) и (3-79) значение $\alpha'=\pi/6$. При этом получим следующие выражения:

$$I_{d(2-3)} = \frac{3\sqrt{2}U_{2\phi}}{4x_s} \quad (3-85)$$

$$U_{d(2-3)} = \frac{9\sqrt{2}U_{2\phi}}{4\pi} \quad (3-86)$$

Увеличение угла коммутации в третьем режиме свыше 60° приводит к появлению «двойного перекрытия». Это явление сводится к тому, что интервалы коммутации анодной и катодной групп вентилях начинают перекрываться во времени. На рис. 3-11, *a-v* показаны по-

тенциальная диаграмма для положительного и отрицательного полюсов выпрямителя, интервалы проводимости вентилях схемы и кривая тока вентиля i_{B1} . В моменты «двойного перекрытия» (интервалы γ_1 на рис. 3-11, *a*)

напряжение на выходе выпрямителя равно нулю, так как при этом открыты одновременно два вентиля, подключенные к какой-либо фазе, и выход выпрямителя оказывается закороченным. Например, в момент ϑ_1 (рис. 3-11, *a*) открыты вентили $B1$, $B5$, $B4$ и $B6$. Следовательно, выход схемы закорочен через вентили $B1$, $B4$. Картина токораспределения для этого случая показана на рис. 3-9, *в*. Как нетрудно заметить из рис. 3-11, *a* и *б*, в третьем режиме имеет место поочередная работа вентилях по 3 и по 4. Следовательно, в этом режиме чередуются интервалы «двойной» (γ_1) и нормальной (γ_n) коммутаций; внекоммутационные интервалы отсутствуют (рис. 3-9, *г* и *д*). Величина мгновенного значения выпрямленного напряжения в интервале работы трех вентилях $\vartheta_2-\vartheta_3$ (рис. 3-11, *a*) равна:

$$u_d = u_a - \frac{u_b+u_c}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{2\phi} \sin \vartheta \quad (3-87)$$

В интервале работы четырех вентилях $u_d=0$. Среднее значение выпрямленного напряжения может быть получено, если проинтегрировать выражение (3-87) в пределах $\pi/3+\gamma$ до π . Пределы интегрирования нетрудно определить из рис. 3-11, *a*, полагая значение α' в третьем режиме равным $\pi/6$. Таким образом можно получить следующую формулу:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\gamma}^{\pi} \frac{3\sqrt{2}}{2} U_{2\phi} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} U_{2\phi} \left[1 - \sin \left(\gamma - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (3-88)$$

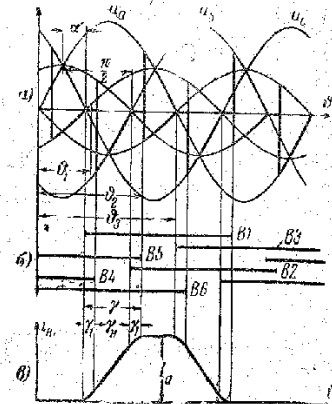


Рис. 3-11. Трехфазная мостовая схема. Потенциальная диаграмма, длительности интервалов работы вентилях и ток вентиля в третьем режиме.

Относительная величина U^*_d соответственно равна:

$$U^*_d = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[1 - \sin \left(\gamma - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (3-89)$$

Для того чтобы из выражения (3-89) получить уравнение внешней характеристики, нужно найти связь между углом коммутации и током нагрузки.

После ряда преобразований эта зависимость может быть найдена в следующем виде:

$$1 + \sin \left(\gamma - \frac{\pi}{6} \right) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{2} U_{2\phi}}. \quad (3-90)$$

Подставив величину $\sin(\gamma - \pi/6)$ из (3-90) в (3-88), получим уравнение внешней характеристики в третьем режиме работы выпрямителя:

$$U_d = \frac{9\sqrt{2}U_{2\phi}}{\pi} - \frac{9I_d x_s}{\pi}, \quad (3-91)$$

или в относительных единицах:

$$U^*_d = \frac{U_d}{U_{d0}} = \sqrt{3} - \frac{3I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}}. \quad (3-92)$$

Как видно из формулы (3-92), внешняя характеристика в третьем режиме представляет собой прямую линию.

В случае короткого замыкания на шинах нагрузки величина U^*_d равна нулю, и ток I_d равен току короткого замыкания I_{dk} . Из формулы (3-92), положив $U^*_d = 0$, получим:

$$I_{dk} = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{x_s}. \quad (3-93)$$

Для более наглядной иллюстрации процессов, происходящих в схеме, на рис. 3-12 показаны графики изменения угла коммутации γ и фактического угла регулирования α' для случая работы схемы с неуправляемыми вентилями.

Полная внешняя характеристика трехфазной мостовой схемы для $\alpha = 0$ показана на рис. 3-13. Характеристика построена в относительных единицах. В качестве

базисной величины для относительного значения выпрямленного тока принят ток короткого замыкания схемы I_{dk} . Области первого, второго и третьего режимов показаны на рис. 3-13 цифрами I, II, III.

В случае управляемого выпрямителя уравнение внешней характеристики в первом режиме имеет вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x, \quad (3-94)$$

или в относительных единицах:

$$U^*_d = \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\sqrt{6}U_{2\phi}}. \quad (3-95)$$

Точное уравнение внешней характеристики управляемого выпрямителя в первом режиме с учетом активных сопротивлений и падений напряжения в вентилях будет иметь следующий вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d}{\pi} \left[x_s + R_{\phi} \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] - 2\Delta U_v. \quad (3-96)$$

Переход из первого режима во второй (выход на эллиптическую характеристику) будет происходить теперь при токах, больших, чем $I_{d(1-2)}$, так как угол коммутации для управляемого выпрямителя при токе, равном $I_{d(1-2)}$, будет меньше, чем $\pi/3$.

Ток, при котором начнется второй режим в управляемом выпрямителе $I'_{d(1-2)}$ можно определить из (3-76), подставив туда величину угла регулирования α и $\gamma = \pi/3$.

$$I'_{d(1-2)} = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{2x_s} \cos \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right). \quad (3-97)$$

Во втором режиме работы управляемого выпрямителя процессы протекают так же, как и в рассмотренном ранее неуправляемом выпрямителе. Угол γ с увеличением тока нагрузки не меняется, оставаясь равным $\pi/3$, а рас-

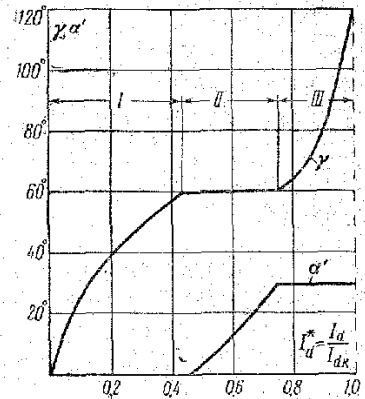


Рис. 3-12. Трехфазная мостовая схема. Зависимость угла коммутации и фактического угла регулирования неуправляемого выпрямителя от тока нагрузки.

тет фактический угол регулирования α' , который становится больше угла регулирования α , задаваемого системой управления. Выражения (3-78) и (3-79), связывающие угол α' с выпрямленным напряжением и током, полученные для неуправляемого выпрямителя, справедливы и для данного случая. Следовательно, внешняя ха-

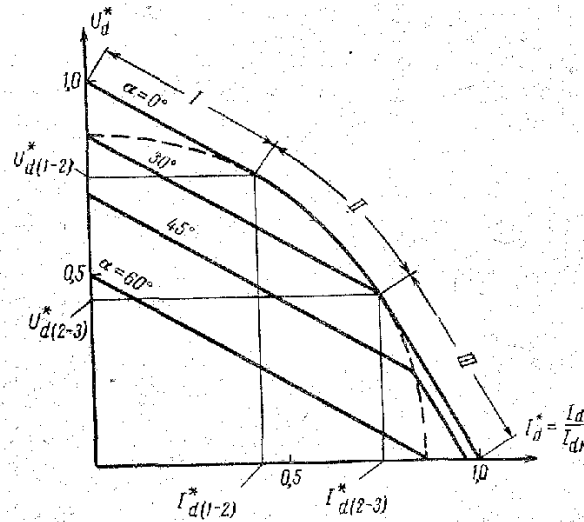


Рис. 3-13. Полные внешние характеристики трехфазной мостовой схемы.

рактеристика управляемого выпрямителя во втором режиме работы описывается тем же уравнением эллипса [формула (3-80)].

Переход от второго режима работы к третьему будет происходить при нагрузках $I_{d(2-3)}$, для которых фактический угол регулирования α' станет равным $\pi/6$, а $\alpha' + \gamma = \pi/2$, т. е. при тех же условиях, что и в случае $\alpha = 0$.

Внешняя характеристика в третьем режиме совпадает с характеристикой неуправляемого выпрямителя.

Описанные режимы и ход внешних характеристик справедливы для управляемых выпрямителей, работающих с углами регулирования $\alpha < \pi/6$.

В выпрямителях, работающих с углами регулирования $\alpha > \pi/6$, режим постоянной работы трех вентилях (второй режим) отсутствует. Это объясняется тем, что, когда угол γ достигает $\pi/3$, величина $(\alpha + \gamma)$ будет боль-

ше $\pi/2$. Это условие, как было показано для неуправляемых выпрямителей, обеспечивает возможность своевременного отпирания очередного вентиля, несмотря на то что предыдущая коммутация еще не закончилась.

Таким образом, для выпрямителей, работающих с углами регулирования $\alpha \geq \pi/6$, после первого режима наступает режим поочередной работы трех-четырех вентилях (третий режим). Переход от первого режима к третьему происходит при нагрузках $I_{d(1-3)}$, для которых γ становится равным $\pi/3$. Кривая $U_d = f(I_d)$, соответствующая условию $\gamma = \pi/3$, представляет собой дугу эллипса, отмеченную на рис. 3-13 пунктирной линией. Значения $I_{d(1-3)}$ могут быть определены как точки пересечения внешних характеристик выпрямителя в первом режиме работы с дугой эллипса при $\gamma = \pi/3$.

Внешняя характеристика выпрямителя, работающего с углами $\alpha > \pi/6$, в третьем режиме работы описывается следующим уравнением [Л. 21]:

$$U_d^* = \sqrt{3} \left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{I_{dK} x_s}{\sqrt{2} U_{2\phi}} \right]. \quad (3-98)$$

Положив в (3-98) $U_d = 0$, можно получить формулу для определения тока короткого замыкания (I_{dK}) управляемого выпрямителя, работающего с углами $\alpha > \pi/6$:

$$I_{dK} = \frac{\sqrt{2} U_{2\phi}}{x_s} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) = I_{dK} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right). \quad (3-99)$$

Как видно из (3-99), ток короткого замыкания при этом меньше, чем в случае выпрямителей, работающих с углами $\alpha < \pi/6$.

Для выпрямителей, работающих с углами регулирования $\alpha > \pi/3$, во всем диапазоне нагрузок будет иметь место только первый режим работы. Действительно, используя уравнение коммутации (3-76) и условие начала третьего режима ($\alpha + \gamma = \pi/2$), можно найти, что при $\alpha = \pi/3$ ток перехода от первого режима к третьему совпадает с величиной токовой полуоси эллипса $I_{d\alpha}$. При этом $U_d = 0$, т. е. первый режим продолжается вплоть до короткого замыкания.

Таким образом, как видно из проведенного рассмотрения и рис. 3-13, при работе управляемого выпрямителя в диапазоне углов регулирования $0 < \alpha < \pi/6$ в зависимости от тока нагрузки могут возникать первый,

второй и третий режимы работы, при $\pi/6 < \alpha < \pi/3$ — первый и третий режимы и при $\pi/3 < \alpha$ возможен только первый режим работы выпрямителя.

в) Внешние характеристики и режимы работы шестифазной схемы с уравнительным реактором при $L_d = \infty$

При рассмотрении общего случая в первом приближении влиянием активных сопротивлений элементов схемы и падениями в вентилях можно пренебречь. Определение воздействия этих величин на характер внешней характеристики целесообразно провести только для области режима нормальной нагрузки выпрямителя. Первый режим работы шестифазной схемы с уравнительным реактором имеет место в диапазоне нагрузок, лежащих в пределах от холостого хода ($I_d = 0$) до так называемого «критического тока» ($I_{dкр}$). Величина тока $I_{dкр}$ соответствует критическому режиму работы схемы. Этот режим возникает в том случае, когда постоянная составляющая тока нагрузки, протекающая через обмотки уравнительного реактора, становится равной величине его намагничивающего тока. Величина $I_{dкр}$ в долях от номинального тока $I_{дн}$ обычно невелика (порядка 1—2%). В области первого режима ($0 < I_d < I_{dкр}$) компенсация м. д. с. от постоянных составляющих тока отдельных трехфазных схем не происходит, и ток нагрузки, протекающий через УР, является одновременно намагничивающим током уравнительного реактора. В этом случае уравнительный реактор уже больше не служит звеном, выравнивающим выпрямленные напряжения трехфазных схем. Выпрямитель начинает работать при этом как шестифазная схема со средней точкой, причем в процессе коммутации последовательно с фазной обмоткой силового трансформатора оказывается включенным своей полуобмоткой уравнительный реактор, что эквивалентно введению в контур коммутации большой индуктивности.

Появление в контуре коммутации значительной индуктивности приводит к увеличению угла γ и затягиванию процесса коммутации. Таким образом, несмотря на то что токи нагрузки в области рассматриваемого режима относительно невелики, угол коммутации с ростом нагрузки резко растет, что определяет крутое падение внешней характеристики в этой области. Напряжение

холостого хода шестифазной схемы с уравнительным реактором U_{d00} равно напряжению холостого хода шестифазной схемы со средней точкой. Для случая неуправляемого выпрямителя имеем:

$$U_{d00} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2ф} = 1,35U_{2ф}. \quad (3-100)$$

В момент, когда ток нагрузки I_d начинает превышать величину $I_{dкр}$, уравнительный реактор входит в «активный» режим и становится звеном, выравнивающим напря-

жения отдельных трехфазных схем. Выпрямитель переходит из шестифазного режима в так называемый дважды-трехфазный режим, или режим параллельной работы трехфазных схем. При этом величина угла коммутации резко падает, так как в контур коммутации теперь входят только реактивные сопротивления трансформатора и питающей сети. Значение выпрямленного напряжения, соответствующее этому моменту, равно величине выпрямленного напряжения трехфазной схемы со средней точкой. Можно с небольшой погрешностью считать, что это напряжение равно напряжению условного холостого хода шестифазной схемы с уравнительным реактором:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2ф} = 1,17U_{2ф}. \quad (3-101)$$

Из сопоставления формул (3-100) и (3-101) видно, что при переходе от режима условного холостого хода к истинному холостому ходу напряжение на выходе выпрямителя может возрасти на 15,4%. На рис. 3-14 показаны внешние характеристики шестифазного выпрямителя с уравнительным реактором в области критического и нормального режимов.

Как видно из рис. 3-14, с ростом угла регулирования растет и величина критического тока $I_{dкр}$. Это объясняется тем, что с увеличением угла α растет величина напряжения на уравнительном реакторе, что приводит

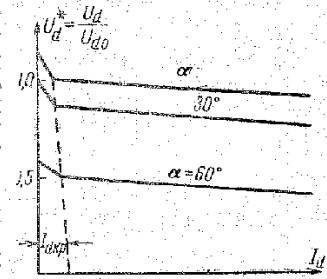


Рис. 3-14. Шестифазная схема с уравнительным реактором. Внешние характеристики схемы в области докритического и нормального режима.

к повышению потока в его сердечнике, а следовательно, и намагничивающего тока. С точки зрения режима работы нагрузки резкое повышение напряжения в области малых токов I_d может оказаться нежелательным. Для устранения подобного явления можно использовать включение балластной нагрузки или вынужденное подмагничивание уравнительного реактора током тройной частоты [Л. 34]¹.

В этом случае из внешней характеристики будет исключен участок докритического режима и при нагрузке выпрямителя ниже $I_{d\text{кр}}$ не будет наблюдаться повышения выходного напряжения. Второй (нормальный) режим работы схемы существует в области нагрузок $I_d > I_{d\text{кр}}$ при условии, что угол $\gamma < \pi/3$. Во втором режиме вентили работают группами по два и по три. Коммутация в этом случае происходит независимо в каждой из трехфазной группе. Уравнение внешней характеристики будет иметь следующий вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d x_c}{4\pi} \quad (3-102)$$

или в относительных единицах

$$U_d^* = \frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha - \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{I_d x_c}{U_{2\phi}} \quad (3-103)$$

В данном случае под величиной U_{d0} разумеется напряжение условного холостого хода схемы.

Как видно из формулы (3-103), внешние характеристики схемы во втором (нормальном) режиме представляют собой семейство параллельных прямых линий (рис. 3-14).

Точное выражение внешней характеристики схемы во втором (нормальном) режиме с учетом активных сопротивлений и падений напряжения в вентиле будет выглядеть следующим образом:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_d}{\pi} \left[\frac{x_s}{4} + \frac{R_{\phi}}{2} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\gamma}{2} \right) \right] - \Delta U_{\text{в}} \quad (3-104)$$

¹ Первый из отмеченных способов наиболее прост, но он ухудшает к. п. д. выпрямителя. Можно балластную нагрузку включать автоматически только при разгрузке выпрямителя, но это усложняет схему. Подмагничивание уравнительного реактора током тройной частоты может быть осуществлено по схеме, приведенной в [Л. 34]. Уравнительный реактор при этом своей обмоткой подключается к статическому утроителю частоты, который собран из трех насыщенных трансформаторов.

При дальнейшем увеличении нагрузки, когда угол γ становится равным 60° , наступит третий (перегрузочный) режим работы схемы.

В отличие от трехфазной мостовой схемы при определении границ и уравнений внешних характеристик третьего и последующих режимов объединение первичных и вторичных индуктивностей рассеяния трансформатора должно производиться с учетом специфики работы трехобмоточного трансформатора. Детальное исследование процессов, происходящих в шестифазной схеме с уравнительным реактором в режимах перегрузки, проведено в [Л. 19 и 23].

Как показано в [Л. 23], для получения уравнений внешних характеристик в этих режимах необходимо ввести некоторый параметр q , который характеризует качественный состав сопротивлений, входящих в контуры коммутации:

$$q = \frac{x'_c + x'_{1s} + x_{3s}}{x'_c + x'_{1s} + x_{2s} + x_{3s}} = \frac{x'_c + x'_{1s} + x_{3s}}{x_s} \quad (3-105)$$

где x'_c — приведенное реактивное сопротивление питающей сети;

x'_{1s} — приведенное реактивное сопротивление рассеяния первичной обмотки трансформатора;

x_{2s} — вторичное несвязанное реактивное сопротивление трансформатора;

x_{3s} — вторичное связанное реактивное сопротивление трансформатора;

x_s — полное реактивное сопротивление рассеяния фазы.

В случае выполнения трансформатора со спирально вмотанными вторичными обмотками вторичное несвязанное реактивное сопротивление x_{2s} , характеризующее степень электромагнитной связи между вторичными обмотками, определяемое из опыта короткого замыкания вторичных звезд, близко к нулю. При этом, как видно из формулы (3-105), величина $q \approx 1$.

Если $x_{2s} \neq 0$, то значение параметра q всегда меньше единицы ($q < 1$). В случае спирально вмотанных обмоток ($q \approx 1$) режимы работы и качественный ход внешних характеристик шестифазной схемы с уравнительным реактором будут одинаковыми с трехфазной мостовой схемой [Л. 18, 19 и 23]. При $q=1$ и $\alpha=0$ в третьем (перегрузочном) режиме угол коммутации остается постоянным и

равным 60° . При увеличении тока нагрузки I_d , точно так же как и в случае трехфазной мостовой схемы, возникает и начинает расти фактический угол регулирования α' , соответствующий задержке начала коммутации на очередной вентиль. Вентили в третьем режиме работают группами по три. Уравнение внешней характеристики схемы в третьем режиме имеет следующий вид:

$$\frac{8\pi^2 U_d^2}{81 U_{2\phi}^2} + \frac{x_s^2 I_d^2}{6 U_{2\phi}^2} = 1. \quad (3-106)$$

Как видно из (3-106), внешняя характеристика в третьем режиме описывается дугой эллипса.

Ток $I_{d(2-3)}$ и напряжение $U_{d(2-3)}$, при которых второй режим переходит в третий, могут быть найдены для случая $\alpha=0$ из (3-38) и (3-41), если туда подставить $\alpha=0$ и $\gamma=\pi/3$. В результате имеем:

$$I_{d(2-3)} = \frac{\sqrt{6} U_{2\phi}}{2 x_s}; \quad (3-107)$$

$$U_{d(2-3)} = \frac{9 \sqrt{6} U_{2\phi}}{8 \pi}. \quad (3-108)$$

Следующий (четвертый) режим работы схемы (при $q=1$) начинается при такой величине нагрузочного тока $I_{d(3-4)}$, когда значение фактического угла регулирования (α') достигает величины $\pi/6$. В этом случае угол α' остается все время постоянным ($\alpha'=\pi/6$), а угол коммутации вновь начинает расти. При этом интервалы коммутации в отдельных выпрямительных группах начинают на некоторых участках перекрываться, т. е. возникают интервалы двойного перекрытия. В этом случае вентили схемы работают группами по три и по четыре. Внешняя характеристика схемы в четвертом режиме представляет собой прямую линию, описываемую следующим выражением:

$$U_d = \frac{9 \sqrt{2} U_{2\phi}}{2 \pi} \left[1 - \frac{I_d x_s}{2 \sqrt{2} U_{2\phi}} \right]. \quad (3-109)$$

Из уравнения коммутации (3-38) и формулы (3-106), подставив туда $\alpha'=\pi/6$ и $\gamma=\pi/3$, можно получить зна-

чения тока и напряжения, при которых начнется четвертый режим:

$$I_{d(3-4)} = \frac{3 \sqrt{2} U_{2\phi}}{2 x_s}; \quad (3-110)$$

$$U_{d(3-4)} = \frac{9 U_{2\phi}}{4 \sqrt{2} \pi}. \quad (3-111)$$

При дальнейшем увеличении тока нагрузки при $U_d=0$ наступает короткое замыкание схемы. Значение тока

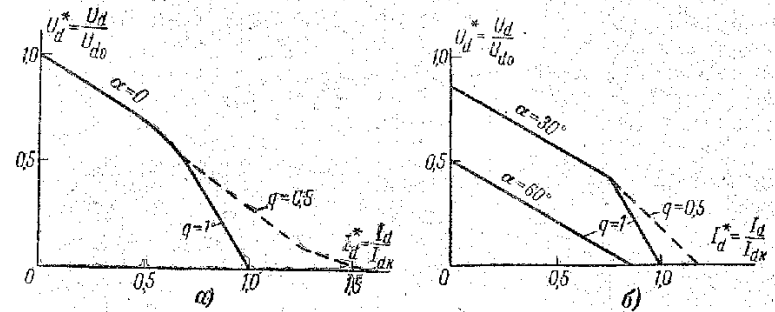


Рис. 3-15. Полные внешние характеристики шестифазной схемы с уравнивающим реактором.

короткого замыкания I_{dk} может быть получено из (3-109), если положить в нем $U_d=0$:

$$I_{dk} = \frac{2 \sqrt{2} U_{2\phi}}{x_s}. \quad (3-112)$$

При наличии в контуре коммутации вторичных несвязанных сопротивлений x_{2s} процессы в схеме несколько усложняются. Как показано в [Л. 23], где проведено детальное исследование процессов, происходящих в схеме, и выведены расчетные соотношения, при $q < 1$ в общем случае схема может работать в семи характерных режимах. На рис. 3-15, а и б представлено семейство внешних характеристик шестифазной схемы с уравнивающим реактором для различных величин α и q . Внешние характеристики приведены в относительных единицах.

В качестве базисных величин для внешних характеристик приняты значения U_{d0} и I_{dk} (для $\alpha=0$; $q=1$ и $I_d=\infty$). Внешние характеристики для случая $q=1$ на рис. 3-15 нанесены сплошной линией, а для случая

$q < 1$ — пунктиром. Как видно из рис. 3-15, вид внешних характеристик в перегрузочных режимах существенно зависит от распределения потоков рассеяния первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

3-7. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ, ПОТЕРИ И К. П. Д. ВЫПРЯМИТЕЛЯ

При работе выпрямитель потребляет из сети несинусоидальный ток, первая гармоника которого сдвинута в сторону отставания относительно кривой питающего

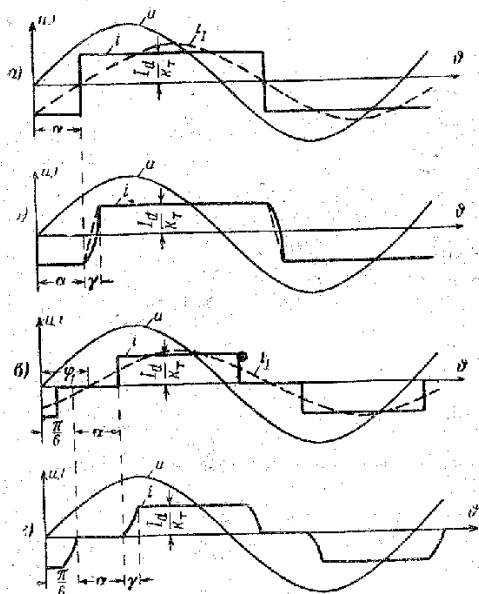


Рис. 3-16. Кривые потребляемого из питающей сети тока для различных схем выпрямления.

напряжения на угол φ_1 . Параметры силовых трансформаторов и коммутационной аппаратуры определяются полной мощностью, потребляемой преобразовательным агрегатом. Если известна мощность на стороне выпрямленного тока, то для определения полной мощности преобразователя необходимо знать величины коэффициента мощности выпрямителя и его к. п. д. Ниже в качестве примера рассмотрены случаи определения коэф-

фициента мощности для двух распространенных схем: однофазной и трехфазной мостовых (при $L_d = \infty$).

На рис. 3-16, а, б представлена кривая напряжения питающей сети и кривая потребляемого тока для однофазной мостовой схемы в режиме работы с идеально сглаженным током. Рис. 3-16, а относится к идеализированному случаю ($\gamma = 0$), а рис. 3-16, б — к случаю работы реального выпрямителя. Ниже на рис. 3-16, в, г изображены аналогичные кривые для трехфазной мостовой схемы в случае соединения первичной обмотки питающего трансформатора в звезду.

а) Коэффициент мощности однофазного мостового выпрямителя

Величина коэффициента мощности χ в самом общем случае может быть определена как отношение активной мощности, потребляемой выпрямителем P , к полной мощности выпрямителя S :

$$\chi = \frac{P}{S}. \quad (3-113)$$

Так как напряжение питающей сети практически синусоидально, то для активной и полной мощности можно написать:

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_1; \quad (3-114)$$

$$S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_1^2 + \sum I_n^2}, \quad (3-115)$$

где U_1 — действующее значение напряжения питающей сети;

I_1 — действующее значение первой гармоники потребляемого тока;

I_n — действующее значение гармоники n -го порядка;

φ_1 — угол сдвига первой гармоники тока по отношению к питающему напряжению.

Подставив величины P и S из (3-114) и (3-115) в (3-113), получим:

$$\chi = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum I_n^2}} = v \cos \varphi_1, \quad (3-116)$$

где v — коэффициент искажения кривой тока.

Как видно из рис. 3-16, а, где пунктирной линией изображена кривая первой гармоники потребляемого тока i_1 для случая работы идеализированного выпрямителя, $\varphi_1 = \alpha$. Следовательно, коэффициент мощности равен:

$$\chi = \cos \alpha \nu. \quad (3-117)$$

Учитывая, что величина коэффициента искажения ν для прямоугольной кривой тока [Л. 28] составляет

$$\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}, \quad (3-118)$$

окончательно получаем:

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha. \quad (3-119)$$

Как видно из рис. 3-16, б, при наличии процесса коммутации $\varphi_1 > \alpha$.

В [Л. 18] показано, что угол сдвига первой гармоники тока по отношению к напряжению можно приближенно принять равным следующей величине:

$$\varphi_1 = \alpha + \frac{1}{2} \gamma, \quad (3-120)$$

отсюда

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\alpha + \frac{1}{2} \gamma \right). \quad (3-121)$$

Величина $\cos \varphi_1$ может быть найдена также несколько более точным методом. Для активной мощности на стороне переменного тока и мощности выпрямленного тока может быть написано следующее равенство:

$$U_d I_d = U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (3-122)$$

Следовательно, для величины $\cos \varphi_1$ получим

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_d I_d}{U_1 I_1}. \quad (3-123)$$

При углах коммутации $\gamma < 30^\circ$ для величины I_1 можно приближенно принять:

$$I_1 \approx \frac{4I_d}{\sqrt{2} \pi k_d}. \quad (3-124)$$

Подставив величину I_1 из (3-124) в (3-123) и воспользовавшись формулой (3-25), окончательно получим:

$$\cos \varphi_1 = \frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)}{2}. \quad (3-125)$$

Величина коэффициента искажения при учете коммутационных участков может быть определена с достаточной степенью точности, полагая коммутацию линейной. На рис. 3-16, б пунктиром показано линейное изменение тока в интервале коммутации. Величина погрешности, возникающей при этом допущении, крайне мала. В [Л. 28] дано значение коэффициента искажений для случая трапециoidalного изменения тока согласно рис. 3-16, б:

$$\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_d, \quad (3-126)$$

где

$$k_d = \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2} \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}}}. \quad (3-127)$$

Значения величины k_d для различных углов γ приведены в следующей таблице:

γ	15°	30°	45°	60°
k_d	1,02	1,023	1,065	1,083

Как видно из приведенной таблицы, коэффициент k_d в рабочем диапазоне изменения γ близок единице. Окончательно для коэффициента мощности реальной однофазной мостовой схемы можно написать:

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_d \cos \left(\alpha + \frac{1}{2} \gamma \right) \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \left(\alpha + \frac{1}{2} \gamma \right), \quad (3-128)$$

или, используя более точное выражение для $\cos \varphi_1$,

$$\chi = \frac{\sqrt{2}}{\pi} k_d [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (3-129)$$

б) Коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя

Как видно из рис. 3-16, в, где первая гармоника потребляемого выпрямителем тока (i_1) показана пунктиром, при отсутствии угла коммутации в трехфазном мостовом выпрямителе $\varphi_1 = \alpha$. Величина коэффициента искажения для кривой тока, показанной на рис. 3-16, в, равна $v = 3/\pi$ [Л. 28]. Окончательно для величины коэффициента мощности идеализированного мостового выпрямителя можно написать:

$$\chi = \frac{3U_1 I_1 \cos \varphi_1}{3U_1 I_1} = v \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \alpha. \quad (3-130)$$

С учетом процесса коммутации величина $\cos \varphi_1$ определяется следующими выражениями [Л. 18, 22]:

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\alpha + \frac{1}{2} \gamma \right) \quad (3-131)$$

или

$$\cos \varphi_1 = \frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)}{2}. \quad (3-132)$$

При углах коммутации $\gamma < 30^\circ$ формула (3-132) дает более точные результаты.

Коэффициент искажения кривой тока, показанной на рис. 3-16, в, можно найти по формуле, приведенной в [Л. 20]:

$$v \approx \frac{3}{\pi} \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right]. \quad (3-133)$$

Окончательно для коэффициента мощности трехфазного мостового выпрямителя имеем:

$$\chi = v \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right] \cos \left(\alpha + \frac{1}{2} \gamma \right) \quad (3-134)$$

или более точно:

$$\chi = v \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right] \frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)}{2}. \quad (3-135)$$

в) Коэффициент полезного действия выпрямителя

Активные потери в схеме выпрямителя можно разбить на следующие основные части:

1. Потери в вентилях ΔP_v .

2. Потери в питающем трансформаторе $\Delta P_T = \Delta P_c + \Delta P_m$,

где ΔP_c — потери в стали сердечника;

ΔP_m — потери в обмотках.

3. Потери в дросселях (в анодных дросселях, в сглаживающем и уравнительном реакторе) ΔP_d .

4. Потери в вспомогательных устройствах (системе управления, системе охлаждения) $\Delta P_{вс}$.

Следует отметить, что из всех перечисленных потерь, потери ΔP_c и $\Delta P_{вс}$ практически постоянны и не зависят от величины нагрузки выпрямителя.

Потери в вентилях можно определить следующим образом:

$$\Delta P_v = m \Delta U_{в.св}, \quad (3-136)$$

m — число вентилях в схеме выпрямления.

Более точная формула для ΔP_v получается, если разбить потери в вентиле на две составляющие:

$$\Delta P_v = m (\Delta U_{в.св} + R_d I_a^2). \quad (3-137)$$

Вторую составляющую потерь в формуле (3-137) можно объединить с потерями во вторичной обмотке трансформатора. Формула (3-136) более удобна для расчета потерь в выпрямителях на средние и высокие напряжения, а формула (3-137) — для низковольтных выпрямителей.

Для случая работы выпрямителя со сглаженным выпрямленным током, при малой величине пульсаций кривой i_a , можно считать, что $P_d = U_d I_a$.

Величина к. п. д. выпрямителя η в этом случае может быть записана в следующем виде:

$$\eta = \frac{U_d I_a}{U_d I_a + \Delta P_c + \Delta P_{вс} + m k_1 I_a \Delta U_{в.св} + \dots + n_1 k_3^2 R_1 I_a^2 + n_2 k_2^2 R_2 I_a^2 + \Delta P_d}, \quad (3-138)$$

где $k_1 = I_{в.ст}/I_d$; $k_2 = I_2/I_d$; $k_3 = I_1/I_d$;
 n_1 ; n_2 — числа отдельных обмоток на первичной и вторичной сторонах трансформатора;
 R_1 ; R_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

Потери в дросселях схемы ΔP_d можно определить следующим образом:

$$\Delta P_d = \Delta P_{д.с} + \Delta P_{д.у} + \Delta P_{д.а}, \quad (3-139)$$

где $\Delta P_{д.с} = R_{д.с} I_d^2$ — потери в сглаживающем дросселе ($R_{д.с}$ — активное сопротивление сглаживающего дросселя);

$\Delta P_{д.у} = R_{д.у} \frac{I_d^2}{4}$ — потери в уравнительном реакторе ($R_{д.у}$ — активное сопротивление уравнительного реактора);

$\Delta P_{д.а} = m R_{д.а} k_2^2 I_d^2$ — потери в анодных дросселях ($R_{д.а}$ — активное сопротивление анодных дросселей).

Потери в стальных сердечниках дросселей по причине их малости можно не учитывать. В случае использования для управления выпрямителями дросселей насыщения (ДН) потери в обмотках ДН учитываются аналогично потерям в анодных дросселях. Потери в стали ДН в первом приближении можно объединить с потерями в стали силового трансформатора.

3-8. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

При проектировании выпрямителей исходными являются следующие основные величины:

- номинальная мощность выпрямителя;
- номинальные выпрямленные напряжения и ток; вид внешней характеристики (характер регулирования, точность и диапазон стабилизации напряжения или тока и т. д.);
- напряжение питающей сети с учетом допустимых колебаний;
- частота сети;
- фазность сети;
- допустимые перегрузки по току.

Заданными являются также требования, определяющие направленность проектирования, например получение высоких технико-экономических показателей или обеспечение минимального веса и габаритов выпрямителя, а также ряд требований, характеризующих условия работы — климатические, эксплуатационные, специальные.

В результате проектирования выпрямителя должны быть найдены:

- мощность силового трансформатора, напряжения и токи обмоток;
- максимальное обратное напряжение и среднее значение длительного тока плеча схемы выпрямления, а также число последовательно и параллельно соединенных тиристоров в этом плече;
- к. п. д. и коэффициент мощности в различных режимах работы;
- коэффициент пульсаций выходного напряжения.

При проектировании выпрямителей удобно исходить из требуемых внешних характеристик и необходимой зоны регулирования. Поэтому подробно рассмотрим эти характеристики для выпрямителей, обеспечивающих стабилизацию выходного напряжения или тока. Указанные виды регулирования являются наиболее распространенными, и к ним сводятся выходные характеристики выпрямителей самого различного назначения: для питания электропривода постоянного тока, электролизных, зарядных и т. д.

Внешние характеристики тиристорных выпрямителей, предназначенных для стабилизации напряжения или тока, показаны на рис. 3-17. Характеристики 1, 2, 3 и 1', 2', 3' соответствуют трем напряжениям питающей сети — повышенному, номинальному и пониженному, причем верхние характеристики получены при минимальном угле регулирования, а нижние — при максимальном для данного выпрямителя угле.

Наклон внешней характеристики определяется, как было показано выше, индуктивными сопротивлениями питающей линии и обмоток силового трансформатора, активными сопротивлениями цепей выпрямителя, падением напряжения на тиристорах. В начале проектирования эти величины неизвестны, поэтому необходимо предварительно задаться величиной наклона внешней харак-

теристики. Коэффициент наклона A определяется отношением

$$A = \frac{U_{dн} + \Delta U_d}{U_{dн}}, \quad (3-140)$$

где ΔU_d — уменьшение выходного напряжения выпрямителя при увеличении выпрямленного тока от $I_{d\text{ мин}}$ до $I_{dн}$ (рис. 3-17).

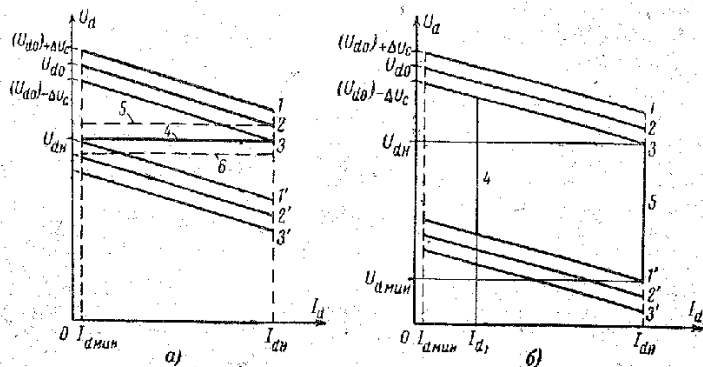


Рис. 3-17. Внешние характеристики выпрямителей на тиристорах. *а* — выпрямитель со стабилизацией выходного напряжения; *б* — выпрямитель со стабилизацией выходного тока.

Задавшись величиной наклона внешней характеристики, можно определить напряжение холостого хода выпрямителя при напряжениях питающей сети — пониженном, номинальном и повышенном:

$$(U_{d0})_{-\Delta U_c} = U_{dн} A; \quad (3-141)$$

$$U_{d0} = \frac{U_{dн} A}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}; \quad (3-142)$$

$$(U_{d0})_{+\Delta U_c} = \frac{U_{dн} A \left(1 + \frac{\Delta U_c \%}{100}\right)}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}, \quad (3-143)$$

где $\pm \Delta U_c$ — колебания напряжения сети, от которой питается выпрямитель.

Область, лежащая между кривой 3 верхних характеристик и кривой 1' нижних характеристик, определяет зону регулирования. Необходимым условием обеспечения стабилизации напряжения или тока является расположение стабилизируемой величины внутри зоны регулирования.

Уровень напряжения, определяемый прямой 4 (рис. 3-17, *а*), может быть простабиллизирован во всем диапазоне изменения нагрузки — от минимального значения до номинала. Напряжение, которое определяется прямой 5, нельзя поддерживать стабильным при пониженном напряжении сети вблизи номинальной нагрузки, а прямой 6 — при повышенном напряжении сети вблизи минимальной нагрузки.

Величины выпрямленных токов, которые можно стабилизировать в имеющейся зоне регулирования, показаны на рис. 3-17, *б* прямыми 4, 5. Видно, что зона регулирования позволяет стабилизировать как малые, так и большие токи, однако полный диапазон изменения напряжения при этом меняется.

По мере уменьшения тока возрастает величина нижнего предела выходного напряжения, при котором еще может соблюдаться стабилизация, но одновременно растет и величина верхнего предела.

Для получения требуемой зоны угол регулирования выпрямителя должен изменяться от $\alpha_{\text{мин}}$ до $\alpha_{\text{макс}}$ в таких пределах, чтобы обеспечить необходимую глубину регулирования, под которой понимают разность между максимальным и минимальным уровнями выходного напряжения, соответствующих одному и тому же питающему напряжению и току нагрузки.

Необходимая глубина регулирования $(\Delta U_{d\alpha})_{\text{макс}}$ для стабилизаторов напряжения может быть определена из следующего соотношения:

$$(\Delta U_{d\alpha})_{\text{макс}} = U_{dн} \left[\frac{A \left(1 + \frac{\Delta U_c \%}{100}\right)}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}} - 1 \right], \quad (3-144)$$

полученного непосредственно из рис. 3-17.

В случае стабилизаторов тока максимальная глубина регулирования находится по формуле

$$(\Delta U_{da})_{\max} = U_{dн} (A - 1) \frac{1 + \frac{\Delta U_c\%}{100}}{1 - \frac{\Delta U_c\%}{100}} - U_{dн} (A - 1) - U_{d\min}$$

В данном случае предполагается, что минимальный уровень напряжения $U_{d\min}$ должен быть обеспечен при номинальном токе. Если минимальный уровень напряжения задан не при номинальном токе, а при токе $I_{d1} < I_{dн}$, то глубина регулирования определится по формуле

$$(\Delta U_{da})_{\max} = U_{dн} \frac{A \left(1 + \frac{\Delta U_c\%}{100}\right)}{1 - \frac{\Delta U_c\%}{100}} - U_{dн} (A - 1) \frac{I_{d1}}{I_{dн}} - U_{d\min} \quad (3-145)$$

Если выпрямитель предназначен для стабилизации выходного напряжения в широком диапазоне, то его зоне регулирования соответствует рис. 3-17, б, а потребная глубина регулирования может быть получена из (3-145) при $I_{d1} = 0$.

Как видно из рис. 3-17, б, стабилизация напряжения обеспечивается в выпрямителях на тиристорах при изменении тока нагрузки от некоторой минимальной величины $I_{d\min}$ до максимальной $I_{d\max}$ (на рис. $I_{d\max} = I_{dн}$).

Отсутствие стабилизации напряжения при $I_{d1} < I_{d\min}$ вызвано тем, что тиристоры начинают управляться с некоторой определенной величины прямого тока, называемого током удержания $I_{уд}$. Если в блоке выпрямления нет параллельно соединенных тиристорov, то минимальный ток можно связать с током удержания соотношением

$$I_{d\min} = m I_{уд}$$

Здесь m — коэффициент, учитывающий характер нагрузки, ширину управляющего импульса; m можно считать равным 2—3.

Если число параллельно соединенных тиристорov равно n , то

$$I_{d\min} = nm I_{уд}$$

Ток $I_{d\min}$ не превышает 1—2% $I_{dн}$, поэтому при расчете глубины регулирования принимают $I_{d\min} = 0$.

При росте тока нагрузки свыше номинального стабилизация напряжения также не обеспечивается. Причины этого видны из рисунка 3-18, а, где показаны внешние характеристики выпрямителя при перегрузке.

Прежде всего стабилизация нарушится при пониженном напряжении питающей сети. Однако при номиналь-

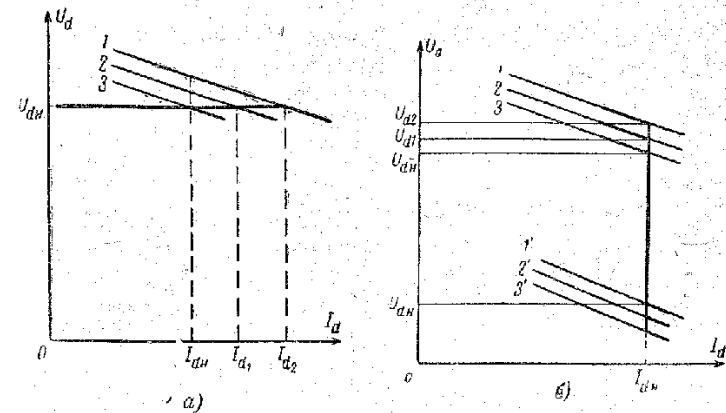


Рис. 3-18. Внешние характеристики стабилизированных выпрямителей.

а — стабилизация напряжения при перегрузке; б — стабилизация тока при увеличении выходного напряжения.

ном напряжении сети она будет сохраняться до перегрузки, определяемой током I_{d1} , а при повышенном напряжении питающей сети — до перегрузки, определяемой током I_{d2} .

Аналогичная картина наблюдается и в выпрямителях со стабилизацией тока (рис. 3-18, б). При росте напряжения свыше $U_{dн}$ нарушится стабилизация номинального тока $I_{dн}$ при пониженном напряжении сети. Начиная с величины U_{d1} , нарушится стабилизация тока и при номинальном напряжении сети. В этих режимах выпрямитель переходит на свои естественные внешние характеристики. При уменьшении нижнего предела напряжения и выходе его за границы зоны регулирования происходит переход на внешние характеристики, соответствующие максимальным углам α (рис. 3-18, б).

В выпрямителях со стабилизацией выходного напряжения максимальный угол регулирования α_{\max} необхо-

дим в режиме максимального напряжения питающей сети и минимальной нагрузки.

В выпрямителях со стабилизацией тока максимальный угол регулирования необходим при повышенном напряжении сети и минимальном значении выходного напряжения.

Глубина регулирования связана с $\alpha_{\text{макс}}$ в трехфазной мостовой схеме следующим соотношением:

$$(\Delta U_{d\alpha})_{\text{макс}} = (U_{d0})_{+\Delta U_c} (1 - \cos \alpha_{\text{макс}}).$$

Учитывая (3-143), получаем:

$$\cos \alpha_{\text{макс}} = \frac{U_{dнA} \frac{1 + \frac{\Delta U_c \%}{100}}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}} - (\Delta U_{d0})_{\text{макс}}}{U_{dнA} \frac{1 + \frac{\Delta U_c \%}{100}}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}}. \quad (3-146)$$

Построенные зоны регулирования позволяют определить основные параметры силового трансформатора.

Напряжение вторичной обмотки трансформатора определяется по выпрямленному напряжению холостого хода при номинальном напряжении питающей сети. В случае трехфазной мостовой схемы

$$U_{2л} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} U_{d0},$$

или

$$U_{2л} = A \frac{U_{dн}}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}.$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора (при трехфазной мостовой схеме выпрямления и сглаженном выпрямленном токе)

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dн},$$

и тока первичной обмотки

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dн} \frac{U_{2л}}{U_{1н}}.$$

С учетом этого габаритная мощность силового трансформатора выпрямителя запишется в виде

$$S_T = \frac{\pi}{3} \frac{AP_{dн}}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}. \quad (3-147)$$

Если применена дважды трехфазная схема с уравнивающим реактором

$$S_T = \frac{\pi}{3} \frac{\sqrt{2} + 1}{2} \frac{AP_{dн}}{1 - \frac{\Delta U_c \%}{100}}. \quad (3-148)$$

Для улучшения коэффициента мощности выпрямителя первичная обмотка силового трансформатора часто имеет ответвления, позволяющие вести подрегулировку выходного напряжения в небольших пределах. Как правило, величина подрегулировки задается по отношению к номинальному напряжению, в то время как расчет витков ответвления следует выполнять по напряжению холостого хода:

$$\omega'_1 = \frac{U_{d0} \pm \frac{\Delta U_d \%}{100} U_{dн}}{U_{d0}} \omega,$$

где ω'_1 — число витков, от которого необходимо выполнить ответвление;

$\Delta U_d \%$ — величина подрегулировки выпрямленного напряжения;

ω — число витков обмотки, соответствующее номинальному напряжению.

Следует отметить, что внешние характеристики выпрямителя для всех ответвлений предполагаются параллельными.

Далее может быть выполнен расчет тиристорного выпрямительного моста.

Среднее значение тока через плечо $I_{пл}$ и максимальное значение обратного напряжения плеча $U_{пл}$ опреде-

ляются по соответствующим для схемы выпрямления соотношениям, причем при определении обратного напряжения нужно исходить из напряжения холостого хода $(U_{a0})_{+\Delta U_c}$ при повышенном напряжении питающей сети.

Число параллельно включенных тиристоров определяется по формуле

$$n'_{\text{пар}} = \frac{I_{\text{пл}}}{I_{\text{в. доп}}},$$

где $I_{\text{в. доп}}$ — длительно допустимое среднее значение тока через тиристор.

Полученное значение $n'_{\text{пар}}$ округляется до ближайшего целого числа $n_{\text{пар}}$, большего $n'_{\text{пар}}$.

В свою очередь $I_{\text{в. доп}}$ находится следующим образом:

$$I_{\text{в. доп}} = I_{\text{в. н}} k_1 k_2 k_3,$$

где $I_{\text{в. н}}$ — номинальный рабочий ток тиристора, указанный в паспорте;

k_1 — коэффициент, учитывающий неравномерность деления тока по параллельно соединенным тиристорам;

k_2 — коэффициент, учитывающий изменение длительности протекания тока через тиристор в течение периода по сравнению с классификационной длительностью;

k_3 — коэффициент, учитывающий условия охлаждения тиристора (скорость охлаждающего воздуха, расход охлаждающей воды и т. д.).

Коэффициент k_1 выбирается проектантом, а значения коэффициентов k_2 и k_3 берутся из паспорта на тиристор или технических условий. Ток через наиболее нагруженный тиристор будет равен:

$$I_{\text{в}} = \frac{I_{\text{пл}}}{n_{\text{пар}} k_1}.$$

Число последовательно включенных в плече тиристор

$$n'_{\text{послед}} = \frac{U_{\text{пл}}}{k_4 U_{\text{в. н}}},$$

где $U_{\text{в. н}}$ — номинальное рабочее напряжение тиристора;
 k_4 — коэффициент, учитывающий неравномерность деления обратного напряжения.

Полученное значение $n'_{\text{послед}}$ округляется до ближайшего целого числа $n_{\text{послед}}$, большего $n'_{\text{послед}}$.

Для учета возможных перенапряжений и аварийных режимов и обеспечения запаса по напряжению и току число последовательно и параллельно соединенных тиристоров часто дополнительно увеличивают.

Количество параллельно соединенных тиристоров уточняется определением температуры нагрева p - n переходов наиболее нагруженного тиристора при длительной нагрузке и допустимых перегрузках (или в аварийных режимах).

Предварительно определяется мощность прямых потерь в тиристоре.

При длительной нагрузке

$$P_{\text{п}} = \Delta U_{\text{н}} I_{\text{в. ср}} + k_f^2 I_{\text{в. ср}}^2 R_{\text{д}},$$

где $\Delta U_{\text{н}}$ — пороговое значение напряжения прямой ветви тиристора;

$R_{\text{д}}$ — динамическое сопротивление прямой ветви тиристора;

k_f — коэффициент формы тока.

При перегрузке током кратности m

$$P'_{\text{п}} = m \Delta U_{\text{н}} I_{\text{в. ср}} + m^2 k_f^2 I_{\text{в. ср}}^2 R_{\text{д}}.$$

Температура нагрева p - n переходов тиристора при длительной нагрузке определяется из выражения

$$\theta_{p-n} = \theta_{\text{окр}} + P_{\text{п}} R_{\text{т}},$$

а в конце перегрузки с кратностью m и длительностью t , непосредственно следующей после длительной нагрузки, —

$$\theta_{p-n} = \theta_{\text{окр}} + P_{\text{п}} R_{\text{т}} + (P'_{\text{п}} - P_{\text{п}}) r_t.$$

В приведенных формулах

$\theta_{\text{окр}}$ — температура окружающей среды;

$R_{\text{т}}$ — полное установившееся тепловое сопротивление, равное сумме тепловых сопротивлений тиристора и охлаждающей среды;

r_t — полное переходное тепловое сопротивление си-

стемы тиристор — охлаждающая среда для времени t .

Полученные температуры нагрева определяют окончательное число параллельно соединенных тиристоров.

Для более строгого расчета температуры нагрева тиристора необходимо учесть другие виды потерь в нем (коммутационные управления и т. д.), а также переходные тепловые сопротивления для фактической длительности протекания тока в течение периода.

По найденным из расчета силового трансформатора значениям R_{Φ} и x_s с учетом падения напряжения в последовательно соединенных тиристорах определяется величина среднего значения падения напряжения в выпрямителе. К этой величине необходимо добавить $(\Delta U_{da})_{\text{мин}}$, чем учитывается то, что минимальный угол регулирования в реальных схемах управления не равен нулю.

Полученное суммарное падение напряжения позволяет проверить по соотношению (3-140) принятый в начале расчета наклон внешней характеристики A . При хорошем совпадении выбранной и полученной величины следует произвести новое построение внешней характеристики и зоны регулирования, в котором должно быть учтено то, что прямое падение напряжения на тиристорах и величина $(\Delta U_{da})_{\text{мин}}$ практически не зависят от тока нагрузки — тангенс угла наклона (рис. 3-19) внешней характеристики будет меньше, чем у выбранной вначале.

Рис. 3-19. Расчетная (1, 1') и уточненная (2, 2') внешние характеристики.

В случае существенного расхождения в наклонах внешней характеристики расчет силового трансформатора производится вновь.

Если в уравнении внешней характеристики для трехфазной мостовой схемы

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} I_d x_s - \left(2 - \frac{3}{\pi} \frac{\gamma}{2}\right) I_d R_{\Phi} - 2\Delta U_B$$

положить $U_d = U_{dH} = \text{const}$, то получим уравнение

$$\cos \alpha = \frac{U_{dH} - 2\Delta U_B + \frac{3}{\pi} I_d x_s + \left(2 - \frac{3}{\pi} \frac{\gamma}{2}\right) I_d R_{\Phi}}{U_{d0}}, \quad (3-149)$$

дающее закон изменения угла регулирования, необходимого для поддержания неизменным выходного напряжения выпрямителя при изменении нагрузки и номинальном напряжении питающей сети. При повышенном и пониженном напряжениях питающей сети в знаменателе (3-149) должно стоять соответственно $(U_{d0})_{+\Delta U_c}$ и $(U_{d0})_{-\Delta U_c}$.

Точно так же из уравнения внешней характеристики можно получить соотношение, дающее изменение угла регулирования в процессе стабилизации тока ($I_d = I_{dH} = \text{const}$):

$$\cos \alpha = \frac{U_d + 2\Delta U_B + \frac{3}{\pi} I_{dH} x_s + \left(2 - \frac{3}{\pi} \frac{\gamma}{2}\right) I_{dH} R_{\Phi}}{U_{d0}}. \quad (3-150)$$

Указанные соотношения необходимы для построения замкнутой системы автоматического регулирования выпрямителя.

Угол регулирования, обеспечивающий работу выпрямителя в заданной точке зоны регулирования, можно определить, проведя через эту точку внешнюю характеристику (рис. 3-19). По соответствующему напряжению холостого хода ($I_{d\text{мин}} = 0$) $(U_{d0})_a$

$$\cos \alpha = \frac{(U_{d0})_a}{U_{d0}}$$

На основании проведенного расчета определяются к. п. д., коэффициент мощности и коэффициент пульсаций выпрямителя, а также их зависимости от нагрузки. Остановимся на расчете коэффициента мощности выпрямителя.

В выпрямителе со стабилизацией напряжения наибольшее значение коэффициент мощности будет иметь в режиме пониженного напряжения питающей сети и номинальной нагрузки, а наименьшее — в режиме повы-

шенного напряжения сети и минимальной нагрузки. С учетом активных потерь

$$\chi_{\max} = \frac{3}{\pi} \frac{1}{A\eta}; \quad (3-151)$$

$$\chi_{\min} = \frac{3}{\pi} \frac{1 - \frac{\Delta U_c\%}{100}}{A \left(1 + \frac{\Delta U_c\%}{100}\right) \eta}. \quad (3-152)$$

В номинальном режиме коэффициент мощности

$$\chi_{\text{ном}} = \frac{3}{\pi} \frac{1 - \frac{\Delta U_c\%}{100}}{A\eta}; \quad (3-153)$$

η — к. п. д. выпрямителя в соответствующем режиме. Коэффициент мощности в выпрямителе со стабилизацией тока в номинальном режиме определяется по соотношениям (3-151), (3-153). В зарегулированном режиме при напряжении $(U_d)_\alpha$ и минимальном напряжении сети

$$\chi = \frac{3}{\pi} \frac{1 - \frac{\Delta U_c\%}{100}}{A\eta} \frac{(U_d)_\alpha}{U_{d0}}.$$

Коэффициент пульсаций в каждом режиме определяется по соответствующим этим режимам углам регулирования α .

3-9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, УПРАВЛЯЕМЫЕ ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ

Выпрямительные установки с неуправляемыми вентилями могут обеспечить регулирование выходного напряжения, если включить в их силовые схемы дроссели насыщения, подмагничиваемые постоянным током. По сравнению с другим возможным способом регулирования дроссельное регулирование имеет ряд существенных преимуществ: отсутствие подвижных элементов, обеспечение плавности регулирования в широких пределах.

Дроссели насыщения обеспечивают, кроме того, высокую надежность и простоту системы регулирования

при весьма малой мощности цепей управления и позволяют создать системы автоматического регулирования со сравнительно небольшой инерционностью.

Эти достоинства предопределили использование дроссельного регулирования в большинстве мощных выпрямительных установок с неуправляемыми вентилями, в некоторых случаях в сочетании с переключением ответвлений питающего трансформатора.

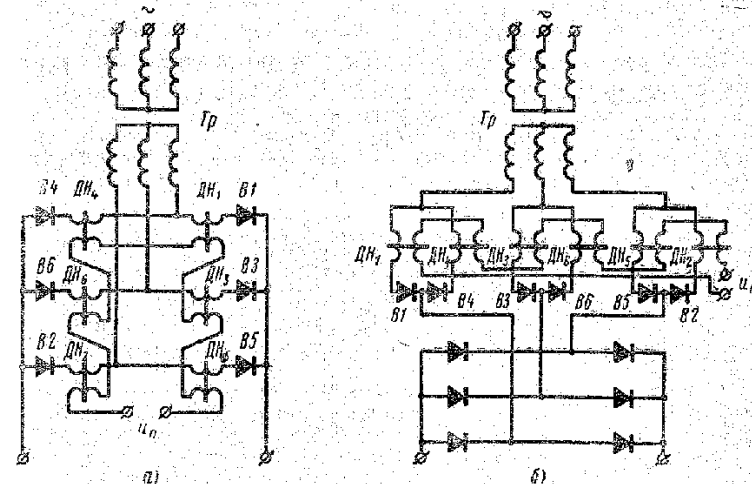


Рис. 3-20. Схемы включения дросселей насыщения с внутренней обратной связью.

а — схема с дросселями насыщения, включенными в анодные цепи; б — схема включения дросселей с дополнительными вентилями.

Дроссели насыщения выполняются в виде двухобмоточных дросселей на сердечниках из материала, петля гистерезиса которого близка к прямоугольной. По главным обмоткам дросселей, называемым рабочими обмотками, протекают пульсирующие токи. Обмотки управления питаются током подмагничивания от источника постоянного напряжения.

Получили распространение дроссели насыщения, собранные по схеме с внутренней обратной связью (рис. 3-20).

По сравнению с дроссельными схемами без внутренней обратной связи они более экономичны, отличаются малыми токами управления, а следовательно, и очень незначительными мощностями обмоток управления. На-

личие внутренней обратной связи позволяет получить большие коэффициенты усиления по току и мощности, которые практически не могут быть достигнуты при отсутствии обратной связи.

Рассмотрим работу выпрямителя, управляемого дросселями насыщения, на примере трехфазного выпрямителя с дросселями насыщения, включенными в анодные цепи (рис. 3-20, а). Эта схема является наиболее распространенной в полупроводниковых выпрямителях.

Магнитное состояние дросселей при отсутствии рабочего тока определяется током подмагничивания, который очень мал и не насыщает дроссель.

Рассмотрим процесс коммутации тока с вентиля $B5$ на вентиль $B1$. Дроссели $ДН_0$ и $ДН_5$ обтекаются рабочим током (работают вентили $B6$ и $B5$), а потому насыщены. Дроссель $ДН_1$, находящийся в плече, которое должно вступить в работу, не насыщен. Отпирание вентиля $B1$ произойдет своевременно: в точке m (рис. 3-21, б) пересечения соответствующих фазных э. д. с. Режим коммутации — переход тока с фазы c на фазу a — протекает в три этапа: 1) перемангничивание дросселя, включенного последовательно с отпирающимся вентилем $B1$; 2) реальная коммутация тока и 3) возврат дросселя, включенного последовательно с запирающимся вентилем $B5$, в ненасыщенное состояние.

На первом этапе последовательно с отпирающимся в момент $\varphi=0$ вентилем $B1$ оказывается включенным ненасыщенный дроссель $ДН_1$, магнитное состояние которого (индукция B_0) определяется уставкой тока подмагничивания (рис. 3-21, д и е). Поскольку индуктивность ненасыщенного дросселя намного больше индуктивности рассеяния трансформатора и насыщенного дросселя $ДН_5$ (рис. 3-21, а), то все напряжение, действующее в контуре коммутации, прикладывается к этому дросселю (рис. 3-21, в) и возникающий при этом ток перемангничивает дроссель от начальной индукции B_0 до индукции насыщения B_s (рис. 3-21, б). Во время перемангничивания дросселя $ДН_1$ основной рабочий ток выпрямителя продолжает протекать по вентилю $B5$ и фазе c , а выпрямленное напряжение остается таким, как если бы вентиль $B1$ еще не открылся: $u_d = e_c - e_b$ (рис. 3-21, б).

Таким образом, первый этап по своему воздействию на форму выпрямленного напряжения аналогичен введению угла управления α в выпрямителях с управляемы-

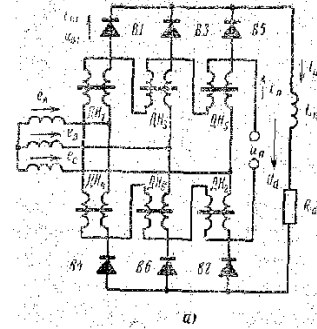
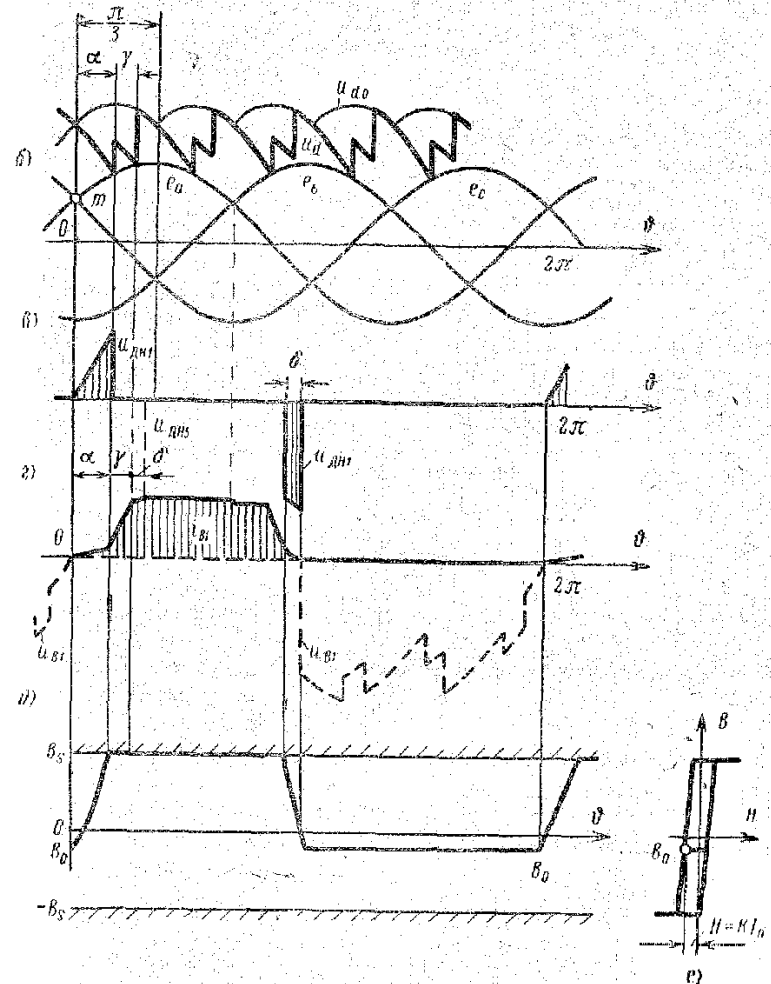


Рис. 3-21. Работа трехфазной мостовой схемы выпрямления с дросселями насыщения, включенными в анодные цепи.



ми вентилями, причем величина этого угла соответствует продолжительности перемагничивания дросселя, включенного последовательно с отпирающим вентилем от индукции B_0 до индукции насыщения B_s . Во время перемагничивания к дросселю приложено напряжение

$$e_a - e_c = U_{\text{нм}} \sin \vartheta.$$

Продолжительность перемагничивания определяется равенством

$$\int_0^{\alpha} U_{\text{нм}} \sin \vartheta d\vartheta = Q \omega_p \int_{B_0}^{B_s} dB,$$

откуда

$$\cos \alpha = 1 - \frac{Q \omega_p \omega}{U_{\text{нм}}} (B_s - B_0), \quad (3-154)$$

где Q — активное сечение сердечника ДН;
 ω_p — число витков главной (рабочей) обмотки ДН.

Меняя величину начальной индукции B_0 путем изменения тока подмагничивания $I_{\text{п}}$, можно менять продолжительность перемагничивания дросселя, т. е. угол α , и тем самым регулировать среднее значение U_d напряжения на выходе выпрямителя.

Продолжительность реальной коммутации тока (угол γ) можно найти, используя уравнение коммутации, известное из теории работы выпрямителей с управляемыми вентилями,

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{2I_a x_{\Sigma}}{U_{\text{нм}}}$$

и учитывая при этом, что x_{Σ} представляет собой сумму приведенного ко вторичной обмотке реактивного сопротивления рассеяния трансформатора и реактивного сопротивления дросселя в насыщенном состоянии.

К концу интервала реальной коммутации, когда ток в фазе, отдающей нагрузку, и в вентиле В5 упадет (оставаясь при этом положительным) до весьма малой величины, определяемой коэрцитивной силой материала сердечников, дроссель ДН₅, включенный последовательно с вентилем В5, становится ненасыщенным. Напряже-

ние на его обмотке возрастает до линейного напряжения, действующего в данный момент в контуре коммутации, и имеет, как видно из рис. 3-21, *з*, противоположный знак по отношению к напряжению, действовавшему на протяжении угла α . Под действием этого напряжения дроссель, включенный последовательно с вентилем, отдающим нагрузку, возвращается в исходное состояние. Индукция в сердечнике уменьшается от B_s до B_0 , ток в рабочей обмотке (и в вентиле В5) падает до нуля. Так протекает третий этап коммутации. Он не оказывает практического влияния на рабочий ток и выпрямленное напряжение. Описание его приведено для того, чтобы пояснить, каким образом дроссель подготавливается к последующей работе при очередном отпирании вентиля, включенного последовательно с его рабочей обмоткой.

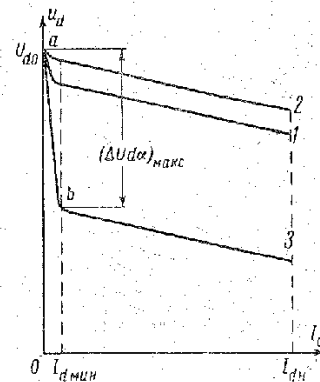


Рис. 3-22. Внешние характеристики выпрямителя, регулируемого дросселями насыщения.

Токи и напряжения в выпрямителях, регулируемых дросселями насыщения (рис. 3-21, *з*), имеют практически такой же вид и описываются теми же уравнениями, что и в выпрямителях с управляемыми вентилями. Поэтому для расчета параметров всех элементов выпрямителя (кроме дросселей насыщения), для определения энергетических показателей установки и гармонического состава токов и напряжений можно воспользоваться формулами, приведенными в разделах, где рассматривалась теория работы трехфазных выпрямителей с управляемыми вентилями.

Внешние характеристики выпрямителя с дросселями насыщения, включенными в анодные цепи, показаны на рис. 3-22. Если ток подмагничивания дросселей равен нулю, то внешняя характеристика выпрямителя изображится линией 1. Поскольку в этом случае при включении очередного вентиля дроссель насыщения перемагничивается от начальной индукции $B_0 = +B_r$ до индукции насыщения, $+B_s$, характеристика 1 проходит ниже характеристики 2, получаемой при токе подмагничивания,

обеспечивающем равенство начальной индукции B_0 индукции насыщения $+B_s$.

Характеристика 2 определяет практически самое высокое выходное напряжение выпрямителя. Ток подмагничивания дросселей насыщения, который позволяет получить внешние характеристики, проходящие выше характеристики 1, называют током смещения. Создаваемая им намагничивающая сила, очевидно, направлена согласно с намагничивающей силой рабочей обмотки.

Если ток подмагничивания будет создавать встречную рабочему току м. д. с., то внешние характеристики пройдут ниже характеристики 1. Встречно направленный ток подмагничивания называют током управления. Наименьшее выходное напряжение выпрямитель будет иметь в том случае, если ток управления обеспечит равенство начальной магнитной индукции B_0 сердечника дросселя индукции отрицательного насыщения $-B_s$ (рис. 3-22, характеристика 3).

Наклон внешней характеристики при дроссельном регулировании несколько больше, чем в выпрямителях на тиристорах, так как дроссель насыщения вносит дополнительно индуктивное сопротивление, равное индуктивности дросселя в насыщенном состоянии, и активное сопротивление рабочих обмоток. Эти величины учитываются так же, как и индуктивное и активное сопротивления обмоток силового трансформатора. Поэтому уравнение внешней характеристики выпрямителей с ДН в первом режиме работы имеет вид:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} I_a X_{\Sigma} - \left(2 - \frac{3}{\pi} \frac{\gamma}{2}\right) I_a R_{\Sigma} - 2\Delta U_{\text{п.}}$$

В области малых нагрузок, соизмеримых с током коэрцитивной силы материала сердечника дросселей, аналогия с выпрямителями, оборудованными управляемыми вентилями и работающими с заданным углом регулирования α , становится неправомерной. В этом случае работа выпрямителя протекает при постоянно ненасыщенном состоянии всех дросселей, т. е. как бы при очень больших индуктивностях в анодных цепях, что определяет собой крутопадающий участок внешней характеристики при малых токах нагрузки $I_a < I_{a \text{ мин.}}$. При токе $I_a = 0$ все характеристики сходятся в одну точку $U_d = U_{d0}$ (рис. 3-22). Величина минимального тока нагрузки $I_{a \text{ мин.}}$

зависит от качества материала сердечников дросселей насыщения и их параметров:

$$I_{a \text{ мин.}} = 6,6(1 + 0,52\nu) \frac{l_{\mu}}{\omega_p} H_c, \quad (3-155)$$

где $\nu = H_K/H_c$; H_K — напряженность, соответствующая колену петли гистерезиса;

H_c — коэрцитивная сила динамической петли гистерезиса материала сердечников ДН;

l_{μ} — длина средней магнитной линии сердечника ДН.

Область нагрузок $0 < I_a < I_{a \text{ мин.}}$ является нерабочей. Из формулы (3-155) видно, что для уменьшения $I_{a \text{ мин.}}$ необходимо применять материал с меньшими значениями коэрцитивной силы H_c и проектировать дроссели с увеличенным числом витков рабочей обмотки при постоянстве произведения $Q\omega_p$. Для мощных выпрямительных установок минимальный ток составляет 2—6% от номинального рабочего тока.

Поскольку ток $I_{a \text{ мин.}}$ очень мал, линию ab (рис. 3-22) можно совместить для упрощения расчетов с осью напряжений и распространить уравнение внешней характеристики на весь диапазон токов, в том числе и на режим холостого хода. Поэтому выражение (3-154) можно записать в следующем виде:

$$Q\omega_p = \frac{\pi}{3} \frac{(\Delta U_{d\alpha})_{\text{макс.}}}{\omega \Delta B_{\text{макс.}}}, \quad (3-156)$$

так как

$$U_{\text{лм}}(1 - \cos \alpha_{\text{макс.}}) = (\Delta U_{d\alpha})_{\text{макс.}}$$

Полученное выражение является основным для определения параметров дросселей насыщения по заданной глубине регулирования выпрямленного напряжения.

Величина $\Delta B_{\text{макс.}}$ зависит от качества материала сердечников дросселей, конструкции сердечников, выбора рабочего диапазона изменения индукции по динамической петле гистерезиса. Максимальное значение $\Delta B_{\text{макс.}}$ получится, если дроссель будет перемагничиваться от индукции отрицательного насыщения $-B_s$ до индукции положительного насыщения $+B_s$. Обычно $\Delta B_{\text{макс.}}$ принимают равным $2B_K$, где B_K — индукция, соответствующая

шая точке пересечения падающей и восходящей ветвей динамической петли гистерезиса материала сердечников ДН.

Разложение произведения $Q\omega_p$ для определения сечения магнитопровода и числа витков рабочей обмотки производится в зависимости от требований, предъявляемых к выпрямительной установке, по условиям минимума потерь или минимума веса и габаритов. Пример расчета $Q\omega_p$ по минимуму веса и габаритов дросселей можно найти в литературе [Л. 36].

Напряжения, действующие на обмотках дросселя насыщения, несинусоидальны, поэтому вводится понятие эквивалентной э. д. с. — E_Φ . Эквивалентная э. д. с. представляет собой такое синусоидальное напряжение, которое, будучи приложенным к обмотке дросселя, вызывает его полное перемагничивание от $-B_s$ до $+B_s$ в течение полупериода:

$$E_\Phi = \frac{1}{2\sqrt{2}} \int_0^{\alpha_{\max}} u_{д.н} d\theta,$$

где $u_{д.н}$ — мгновенное значение напряжения, действующего на перемагничиваемом дросселе;
 α_{\max} — угол максимальной задержки начала коммутации тока, требуемый по условиям регулирования выпрямленного напряжения.

Учитывая, что

$$u_{д.н} = U_{лм} \sin \theta,$$

получаем:

$$E_\Phi = \frac{1}{2\sqrt{2}} U_{лм} (1 - \cos \alpha_{\max})$$

или

$$E_\Phi = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\pi}{3} (\Delta U_{дн})_{\max}. \quad (3-157)$$

При определении действующего значения тока в рабочей обмотке дросселя можно считать, что ток, проходящий через ветвь и ДН, при активно-индуктивной нагрузке выпрямителя имеет прямоугольную форму. Поэтому действующее значение тока, протекающего через рабочую обмотку,

$$I_p = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d. \quad (3-158)$$

Дроссель насыщения снабжается, как правило, тремя обмотками подмагничивания: обмоткой смещения, обмоткой управления и дополнительной обмоткой, демпфирующей возможные автоколебания в замкнутой системе регулирования. Обмотка смещения, как указывалось выше, должна обеспечить при максимальном токе смещения начальное магнитное состояние сердечника дросселя, соответствующее точке положительного насыщения. При максимальном токе смещения $(I_{см})_{\max}$ число витков обмотки смещения определяется по формуле

$$\omega_{см} = \frac{H_k l_w}{1,25 (I_{см})_{\max}}. \quad (3-159)$$

Значение H_k можно принимать равным напряженности магнитного поля в точке пересечения падающей и восходящей ветвей динамической петли гистерезиса материала сердечников ДН.

Обмотка управления рассчитывается так, чтобы при постоянно действующей м. д. с. смещения перевести при максимальном токе управления начальное магнитное состояние дросселя в точку отрицательного насыщения. Поэтому число витков обмотки управления

$$\omega_y = \frac{2H_k l_w}{1,25 (I_y)_{\max}}. \quad (3-160)$$

Число витков дополнительной обмотки принимается равным числу витков обмотки смещения.

Токи управления и смещения выбираются в соответствии с выходными токами оконечных усилителей систем регулирования.

Вторым фактором, определяющим параметры обмоток подмагничивания, является величина напряжения, возникающего на обмотке при перемагничивании. Например, для обмотки управления

$$U_y = U_{д.н} \frac{\omega_y}{\omega_p} = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_{лм} \sin \omega t.$$

Максимальной величины это напряжение достигает в режиме наибольшей глубины регулирования, т. е. при $I_y = (I_y)_{\max}$ и $\alpha = \alpha_{\max}$:

$$(U_y)_{\max} = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_{лм} \sin \alpha_{\max}. \quad (3-161)$$

По известным напряжениям и токам обмоток можно определить расчетную мощность дросселей насыщения. Она определяется как полусумма произведений действующих значений тока каждой обмотки на их эквивалентные э. д. с.:

$$S_{д.н} = \frac{I_p + I'_n}{2} E_{\delta},$$

где I'_n — суммарный ток обмоток подмагничивания, приведенный к числу витков рабочей обмотки.

Максимальное значение тока в обмотках подмагничивания, приведенное к рабочей обмотке, для мощных выпрямителей с дросселями насыщения, включенными последовательно с вентилями, не превосходит 5—10% тока рабочей обмотки. Поэтому можно принять

$$I'_n \approx (0,05 + 0,1) I_d.$$

С учетом этого (3-157) и (3-158) расчетная мощность шести дросселей насыщения

$$S_{д.н} = 1,1 \frac{\pi}{2\sqrt{6}} I_d (\Delta U_{da})_{\max}. \quad (3-162)$$

Из формулы (3-162) видно, что расчетная мощность шести дросселей находится в линейной зависимости от заданной глубины регулирования выпрямленного напряжения.

При требовании 100%-ного регулирования выпрямленного напряжения в широком диапазоне изменения тока нагрузки (от $I_{d\min}$ до $I_{dн}$) расчетная мощность дросселей максимальна и составляет примерно 65—70% от мощности силового трансформатора.

На рис. 3-23 представлена характеристика управления дросселей насыщения, включенных в анодные цепи трехфазной мостовой схемы: зависимость среднего значения выпрямленного тока от тока подмагничивания при неизменном сопротивлении нагрузки.

Характеристика управления по своему виду (в основной части, изображенной на рис. 3-23 сплошной линией) в определенном масштабе повторяет падающую ветвь петли гистерезиса материала сердечников дросселей насыщения.

Часть характеристики, находящаяся справа от вертикальной оси, показывает изменение выпрямленного тока

в зависимости от тока смещения. Это изменение тем менее существенно, чем выше коэффициент прямоугольности петли гистерезиса. Горизонтальный участок соответствует насыщению дросселя. Слева от оси находится основной участок характеристики управления — зависимость выходного тока от тока управления. На большей части она линейна, что важно с точки зрения системы автоматического регулирования.

Штрих - пунктирная часть графика характеристики управления соответствует режиму работы, когда внутренняя обратная связь отсутствует. Такой режим возможен при больших м. д. с. управления, соизмеримых с м. д. с. от рабочих токов.

Дроссели насыщения могут быть применены

в дважды трехфазной схеме выпрямления с уравнительным реактором (рис. 3-24). Принцип действия этой схемы аналогичен рассмотренному выше процессу регулирования мостового выпрямителя с анодными дросселями насыщения. Подробное исследование работы такого выпрямителя можно найти в литературе [Л. 37].

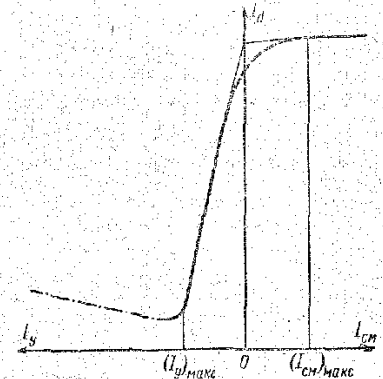


Рис. 3-23. Характеристика управления.

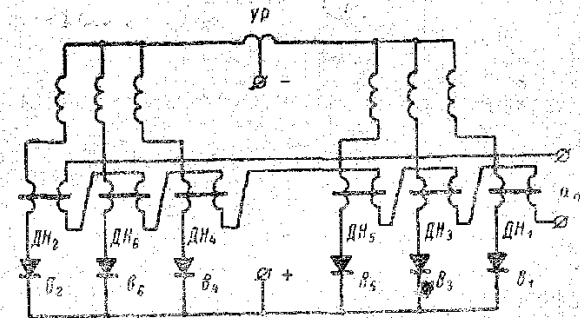


Рис. 3-24. Шестифазный выпрямитель с уравнительным дросселем, управляемый двухобмоточными дросселями насыщения.

Схемы выпрямителей на неуправляемых вентилях можно выполнять с использованием однообмоточных ДН и дополнительных управляемых вентилях [Л. 38 и 39].

Принцип действия таких схем можно пояснить на примере однофазного магнитного усилителя, схема кото-

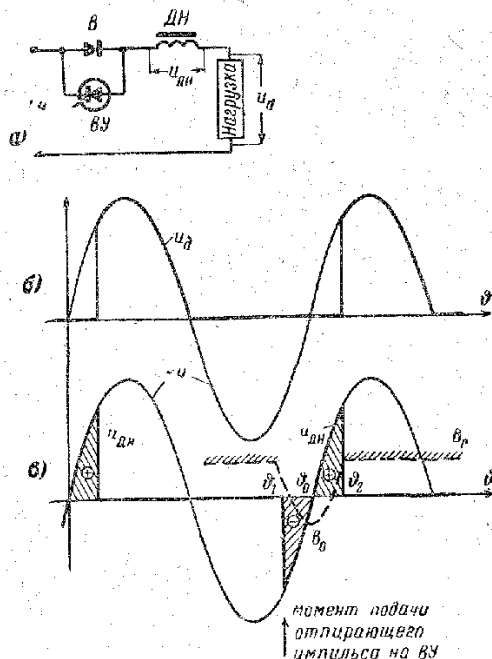


Рис. 3-25. Быстродействующий магнитный усилитель.

a — схема; *б* — кривая выпрямленного напряжения; *в* — кривые напряжения на ДН и изменение потока в его сердечнике.

рого приведена на рис. 3-25. В интервале действия на основной неуправляемый вентиль *V* отрицательного напряжения отпирается управляемый вентиль *VУ* за счет подачи на него в момент ϕ_1 управляющего импульса. К обмотке ДН прикладывается отрицательное напряжение, перематнивающее его от остаточной индукции $B_r = B_s$ (которая осталась в сердечнике после прохождения рабочего тока) до B_0 . Благодаря этому дроссель подготавливается к созданию задержки рабочего тока

при отпирании вентиля *V* в момент ϕ_0 . Меняя момент отпирания управляемого вентиля ϕ_1 относительно ϕ_0 , можно менять значение начальной индукции в сердечнике ДН, а следовательно, продолжительность основного перематнивания ДН при отпирании рабочего вентиля. Это аналогично введению угла регулирования α , изме-

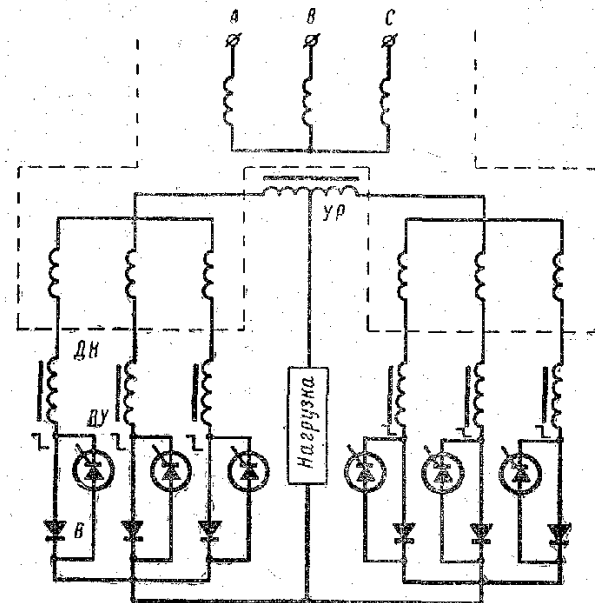


Рис. 3-26. Шестифазный выпрямитель с уравнивающим дросселем, управляемый однообмоточными дросселями насыщения.

няющего среднее значение выпрямленного напряжения и тока.

На рис. 3-26 приведена схема шестифазного выпрямителя с разделительным дросселем, выполненная на однообмоточных ДН и дополнительных тиристорах.

Схемы такого типа обладают высоким быстродействием, позволяют получать симметричное выходное напряжение без специальной подгонки ДН за счет пофазного управления выпрямителем. Отсутствие обмотки управления облегчает конструкцию ДН.

Дополнительный комплект управляемых вентилях должен рассчитываться на полное рабочее напряжение

выпрямителя, но на сравнительно малый ток, равный намагничивающему току ДН.

Внешние характеристики и подход к расчету параметров ДН такой же, как для рассмотренных выше схем выпрямителей с двухобмоточными ДН.

Проектирование силовой части выпрямителей, регулируемых дросселями насыщения, ведется в том же порядке, что и в случае тиристорного регулирования: принимается предварительно величина наклона внешних характеристик и с учетом колебаний питающего напряжения определяются зона регулирования и глубина регулирования (§ 3-8). По глубине регулирования находят основные параметры дросселя насыщения — произведение $Q\omega_p$, расчетную мощность, угол регулирования и т. д. Расчет мощности силового трансформатора, вентилей схемы выпрямления ведется так же, как в § 3-8. После электрического и конструктивного расчетов величина наклона должна быть обязательно проверена и при необходимости повторен расчет параметров дросселей при новом значении наклона. Это особенно важно в выпрямителях с небольшой глубиной регулирования, где необходимо методом постепенных приближений определить минимальный наклон внешней характеристики, так как его завышение приводит к увеличению веса и габаритов дросселей насыщения.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ФИЛЬТРЫ

4-1. СПЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Как было показано в гл. II и III, выпрямленное напряжение представляет собой пульсирующую кривую, содержащую постоянную и переменные составляющие. Переменная составляющая выпрямленного напряжения является периодической функцией времени и может быть разложена в ряд Фурье, гармонический состав которого определяется фазностью схемы выпрямления. Амплитуды высших гармоник зависят от угла регулирования выпрямителя и угла коммутации.

Количественно величина пульсации оценивается коэффициентом пульсации β . В литературе дается ряд определений коэффициента пульсации. Коэффициент пульсации определяется как отношение:

1) амплитуды низшей гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения к его среднему значению:

$$\beta = \frac{U_{m \text{ макс}}}{U_d} \quad (4-1)$$

Индекс m есть номер низшей гармоники по отношению к частоте питающего напряжения, т. е. кратность пульсации выпрямленного напряжения;

2) полуразности максимального и минимального мгновенных значений выпрямленного напряжения к его среднему значению:

$$\beta' = \frac{U_{d \text{ макс}} - U_{d \text{ мин}}}{2U_d} \quad (4-2)$$

3) полуразности максимального и минимального мгновенных значений выпрямленного напряжения к полусумме этих величин:

$$\beta'' = \frac{U_{d \text{ макс}} - U_{d \text{ мин}}}{U_{d \text{ макс}} + U_{d \text{ мин}}} \quad (4-3)$$

4) действующего значения переменной составляющей выпрямленного напряжения U_{\sim} к его среднему значению.

$$\beta''' = \frac{U_{\sim}}{U_d} = \frac{\sqrt{\Sigma U_n^2}}{U_d}. \quad (4-4)$$

Для выпрямителей с шестикратной пульсацией выпрямленного напряжения численные значения коэффициентов пульсаций, подсчитанные по указанным формулам, приведены в табл. 4-1 (для случая $\alpha=0$, $\gamma=0$).

Таблица 4-1

β	β'	β''	β'''
5,7%	7,0%	7,2%	4,2%

Для уменьшения пульсаций напряжения на нагрузке выпрямителя (если это требуется по условиям работы) применяются сглаживающие фильтры, которые включают между выходом выпрямителя и нагрузкой.

Основные требования, предъявляемые к сглаживающему фильтру, можно сформулировать следующим образом:

1. Фильтр не должен существенно изменять режим работы самого выпрямителя.

2. Фильтр должен обеспечивать заданную степень сглаживания напряжения на нагрузке во всех оговоренных режимах работы выпрямителя.

Кроме того, к фильтру предъявляется еще ряд требований и ограничений, касающихся в основном конструктивный и эксплуатационный характер (вес, габариты, стоимость, к. п. д. и т. д.).

Выполнение первого требования достигается в основном соответствующим выбором схемы фильтра и должно учитываться при расчете его параметров. Так, например, емкостный фильтр или фильтры с емкостным входным звеном в мощных выпрямительных установках применять не рекомендуется, так как указанные типы фильтров ухудшают форму токов, протекающих через вентили и трансформатор, в результате чего возрастают потери в них и повышается их установленная мощность. Кроме того, резко увеличивается доля высших гармоник в кри-

вой переменного тока, потребляемого выпрямителем из питающей сети.

Наличие емкости на выходе управляемого выпрямителя недопустимо и с точки зрения регулирования выходного напряжения, так как в этом случае ток на выходе выпрямителя может стать прерывистым и условия нормальной работы схемы нарушатся.

Основные схемы сглаживающих фильтров, применение которых наиболее оправдано в силовых выпрямительных установках, приведены на рис. 4-1. Все изображенные на этом рисунке схемы фильтров имеют индуктивный вход.

Для управляемых выпрямителей входная индуктивность должна обеспечивать непрерывность выпрямленного тока во всех рабочих режимах выпрямителя.

Второе требование является определяющим при расчете параметров элементов схемы фильтра. Обычно это требование формулируется в виде задаваемого коэффициента пульсаций напряжения на нагрузке. Отношение коэффициента пульсаций напряжения на выходе выпрямителя к коэффициенту пульсаций напряжения на нагрузке характеризует собой уменьшение пульсаций напряжения, которое достигается за счет фильтра. Это отношение называется коэффициентом сглаживания s :

$$s = \frac{\beta_1}{\beta_2}. \quad (4-5)$$

Иными словами, коэффициент сглаживания фильтра представляет собой отношение коэффициентов пульсаций на его входе (β_1) и выходе (β_2).

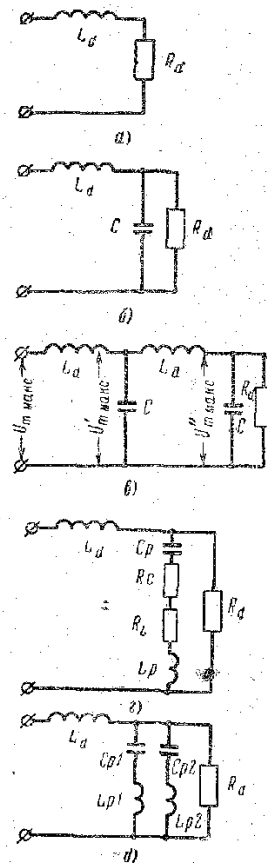


Рис. 4-1. Схемы сглаживающих фильтров.

Поскольку пульсации напряжения на входе фильтра определяются схемой выпрямления, а на выходе задаются, заданным оказывается и коэффициент сглаживания. Следовательно, расчет фильтра сводится к определению параметров фильтра по заданному коэффициенту сглаживания. Для того чтобы выполнить такой расчет, необходимо знать зависимость коэффициента сглаживания от параметров фильтра и нагрузки.

В гл. II и III было показано, что амплитуды гармоник в кривой выпрямленного напряжения с увеличением номера гармоники падают довольно резко. По этой причине зависимость коэффициента сглаживания от параметров фильтра и нагрузки можно в большинстве случаев определять только на частоте низшей (основной) гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения¹. Вышние по отношению к основной гармоники нужно учитывать лишь в отдельных случаях, например при расчете фильтров с резонансными звеньями и для выпрямителей, работающих с большими углами регулирования.

Выпрямитель, работающий в режиме непрерывных токов, может быть заменен эквивалентной схемой, состоящей из двух генераторов — постоянного U_d и переменного u_m напряжений. Пренебрегая внутренним сопротивлением выпрямителя и высшими гармониками в кривой выпрямленного напряжения с порядком $n > m$, расчет коэффициента сглаживания можно вести по эквивалентной схеме, считая, что в ней действует переменная э. д. с. только одной частоты. Частота и амплитуда этой э. д. с. равны частоте и амплитуде основной гармоники пульсаций.

Индуктивный L-фильтр (рис. 4-1а)

Под действием переменной э. д. с., амплитуда которой равна $U_{m \text{ макс}}$, в цепи нагрузки будет протекать пере-

¹ Амплитуду низшей гармоники можно определять как отношение $\frac{U_{d \text{ макс}} - U_{d \text{ мин}}}{2}$, что дает несколько завышенное значение коэффициента пульсаций на входе фильтра и позволяет рассчитывать фильтр с некоторым запасом.

менный ток с амплитудой, равной

$$I_{m \text{ макс}} = \frac{U_{m \text{ макс}}}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_m L_d)^2}}, \quad (4-6)$$

где ω_m — частота основной гармоники.

Падение напряжения на нагрузке от тока $I_{m \text{ макс}}$ будет равно

$$U'_{m \text{ макс}} = \frac{U_{m \text{ макс}} R_d}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_m L_d)^2}}. \quad (4-7)$$

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки сглаживающего дросселя ($R_{д.с.}$), то постоянная составляющая напряжения на нагрузке будет равна среднему значению напряжения на выходе выпрямителя U_d . Следовательно, коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке запишется так

$$\beta_2 = \frac{U'_{m \text{ макс}}}{U_d} = \frac{U_{m \text{ макс}} R_d}{U_d \sqrt{R_d^2 + (\omega_m L_d)^2}}. \quad (4-8)$$

Коэффициент пульсаций напряжения на входе фильтра равен

$$\beta_1 = \frac{U_{m \text{ макс}}}{U_d}. \quad (4-9)$$

Поскольку коэффициент сглаживания фильтра s_L определяется как отношение β_1/β_2 , то

$$s_L = \frac{\sqrt{R_d^2 + (\omega_m L_d)^2}}{R_d} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_m L_d}{R_d}\right)^2}, \quad (4-10)$$

т. е. коэффициент сглаживания s_L равен отношению модуля полного сопротивления эквивалентной схемы на частоте ω_m к сопротивлению нагрузки.

Из формулы (4-10) следует, что по мере увеличения сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания уменьшается и при малых нагрузках, близких к режиму холостого хода, стремится к единице. Следовательно, для того чтобы обеспечить требуемое уменьшение пульсаций напряжения на нагрузке во всем заданном диапазоне изменения нагрузки, расчет индуктивности необходимо проводить по режиму минимальной нагрузки. Величина

индуктивности сглаживающего дросселя определяется по формуле

$$L_d = \frac{R_d}{\omega_m} \sqrt{s_L^2 - 1}. \quad (4-11)$$

При наличии индуктивного фильтра требование непрерывности выпрямленного тока выполняется, если амплитуда переменной составляющей этого тока будет меньше его постоянной составляющей, т. е.

$$\frac{U_d}{R_d} > \frac{U_{m \max}}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_m L_d)^2}} k_s, \quad (4-12)$$

где $k_s > 1$ — коэффициент запаса, учитывающий наличие гармоник более высокого порядка в кривой выпрямленного напряжения.

С учетом (4-9) и (4-10) выражение (4-12) можно записать в виде

$$s_L > k_s \beta_1. \quad (4-13)$$

Иными словами, выпрямленный ток будет непрерывен, если коэффициент сглаживания будет больше коэффициента пульсаций на входе фильтра.

Формулы (4-10) и (4-11) получены в предположении, что активное сопротивление обмотки дросселя $R_{д.с}$ равно нулю. При больших нагрузках и заметном по сравнению с величиной R_d значением $R_{д.с}$ формулы для определения коэффициента сглаживания и величины L_d записываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} s_L &\approx \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_m L_d}{R_d + R_{д.с}}\right)^2}; \\ L_d &\approx \frac{R_d + R_{д.с}}{\omega_m} \sqrt{s_L^2 - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (4-14)$$

Г-образный LC-фильтр
(рис. 4-1,б)

Полагая активное сопротивление обмотки дросселя L_d равным нулю, коэффициент сглаживания Г-образного фильтра можно представить как отношение модуля полного сопротивления схемы, состоящей из фильтра и нагрузки, к модулю сопротивления звена, включающего активное сопротивление нагрузки и емкость.

Полное сопротивление всей цепи на частоте ω_m будет равно:

$$Z_{\Sigma} = j\omega_m L_d + \frac{R_d}{1 + j\omega_m C R_d}.$$

Эквивалентное сопротивление параллельного звена

$$Z_{\Pi} = \frac{R_d}{1 + j\omega_m C R_d}.$$

Тогда отношение модулей этих величин и будет коэффициентом сглаживания Г-образного фильтра:

$$s_{LC} = \sqrt{\left(\frac{\omega_m L_d}{R_d}\right)^2 + (1 - \omega_m^2 L_d C)^2}. \quad (4-15)$$

Формула (4-15) дает связь между параметрами элементов фильтра и коэффициентом сглаживания.

Очевидно, что величина коэффициента сглаживания фильтра будет зависеть от нагрузки выпрямителя. Величина s_{LC} примет минимальное значение при нагрузках, близких к режиму холостого хода. Положив в формуле (4-15) значение $R_d = \infty$, получим для величины s_{LC} более простое выражение:

$$s_{LC} = \omega_m^2 L_d C - 1. \quad (4-16)$$

При больших значениях s_{LC} можно считать, что величина коэффициента сглаживания фильтра не зависит от нагрузки. В этом случае для расчетов во всех режимах нагрузки может быть использована формула (4-16). Соотношение между L_d и C должно быть таким, чтобы не возникало явление резонанса на частоте пульсаций выпрямленного напряжения. Следовательно, при заданном коэффициенте сглаживания s_{LC} , помимо формул (4-15) и (4-16), необходимо иметь еще одно условие, которое позволит выбрать величины L_d и C . Это дополнительное условие формулируется следующим образом: резонансная частота фильтра ω_r должна быть меньше частоты основной гармоники пульсаций ω_m . В [Л. 27] рекомендуется следующее соотношение:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_d C}} \leq \frac{\omega_m}{2}. \quad (4-17)$$

Кроме того, должно выполняться условие непрерывности выпрямленного тока, которое записывается следующим образом:

$$\frac{U_d}{R_d} > \frac{U_{m \text{ макс}} k_a}{\sqrt{\left[\frac{R_d}{1 + (\omega_m R_d C)^2} \right]^2 + \left[\omega_m L_d - \frac{\omega_m C R_d^2}{1 + (\omega_m R_d C)^2} \right]^2}}. \quad (4-18)$$

Анализ выражения (4-15) показывает, что коэффициент сглаживания Г-образного LC-фильтра по сравнению с коэффициентом сглаживания индуктивного фильтра меньше зависит от нагрузки. Например, в случае холостого хода величины $s_{LC} = \omega_m^2 L_d C - 1$. Г-образный LC-фильтр может обеспечить требуемую величину коэффициента сглаживания и при малых нагрузках, весьма близких к режиму холостого хода.

Этим не исчерпываются преимущества Г-образного фильтра. При одинаковых значениях L_d коэффициент сглаживания Г-образного LC-фильтра всегда выше коэффициента сглаживания индуктивного L-фильтра.

Действительно, используя соотношение (4-17), полагая

$$\frac{\omega_m}{2} = \frac{1}{\sqrt{L_d C}},$$

из формул (4-10) и (4-15) получим:

$$s_{LC} = \sqrt{s_L^2 + 8}, \text{ т. е. } s_{LC} > s_L. \quad (4-19)$$

Отсюда следует, что для обеспечения одинакового коэффициента сглаживания в Г-образном LC-фильтре требуется меньшая величина индуктивности сглаживающего дросселя, чем в простом индуктивном L-фильтре. В связи с тем, что конденсатор Г-образного LC-фильтра работает с значительным постоянным смещением, а переменная составляющая напряжения на нем обычно невелика, удобно в качестве сглаживающей емкости использовать электролитические конденсаторы. В этом случае весовые показатели LC-фильтра будут в основном определяться величиной сглаживающего дросселя.

Для получения больших коэффициентов сглаживания иногда используются многозвенные фильтры. На рис. 4-1,в изображен двухзвенный фильтр. Коэффициент сглаживания такого фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных звеньев.

Действительно, для первого звена имеем:

$$s_1 = \frac{U_{m \text{ макс}}}{U'_{m \text{ макс}}},$$

для второго

$$s_2 = \frac{U'_{m \text{ макс}}}{U''_{m \text{ макс}}}.$$

Коэффициент сглаживания всего фильтра $s_{1,2}$ равен:

$$s_{1,2} = \frac{U_{m \text{ макс}}}{U''_{m \text{ макс}}} = \frac{U_{m \text{ макс}}}{U'_{m \text{ макс}}} \frac{U'_{m \text{ макс}}}{U''_{m \text{ макс}}} = s_1 s_2. \quad (4-20)$$

Если параметры звеньев фильтра одинаковы, то $s_1 = s_2$ и

$$s_{1,2} = s_1^2. \quad (4-21)$$

Г-образный фильтр с резонансной цепочкой (рис. 4-1,г)

Еще больший коэффициент сглаживания можно получить, если заменить в Г-образном LC-фильтре шунтирующей нагрузкой конденсатор резонансной ветвью, состоящей из последовательно включенных емкости и индуктивности ($L_p; C_p$). Эта ветвь настраивается в резонанс на частоте нижней гармоники выпрямленного напряжения (ω_m)¹. При этом результирующее сопротивление резонансной ветви на частоте нижней гармоники R_p будет равно сумме активного сопротивления дросселя R_L и эквивалентного активного сопротивления конденсатора R_C . В результате для определенной высшей гармоники нагрузка R_d оказывается зашунтированной небольшим по величине сопротивлением R_p . В случае $R_d \gg R_p$ основная доля напряжения высшей гармоники с частотой ω_m будет приложена к сглаживающему дросселю L_d . Величина коэффициента сглаживания для подобного типа фильтра s_p может быть определена как отношение модуля полного сопротивления фильтра на частоте ω_m к сопротивлению параллельно включенных сопротивле-

¹ В тех случаях, когда наличие какой-либо из гармоник порядка $n > m$ в кривой напряжения на нагрузке особо нежелательно, в цепь фильтра включается еще одна резонансная ветвь, которая настраивается в резонанс на частоте этой гармоники.

ния нагрузки R_d и активного сопротивления резонансной цепочки R_p :

$$s_p = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_m L_d}{R_p}\right)^2}, \quad (4-22)$$

где

$$R_p = \frac{R_d R_p}{R_d + R_p}. \quad (4-23)$$

Соотношение, дающее дополнительную связь между параметрами элементов фильтра, можно получить из условия непрерывности выпрямленного тока:

$$I_{d \text{ мин}} > I_{m \text{ макс}} \quad (4-24)$$

или

$$\frac{U_d}{R_{d \text{ мин}}} = \frac{U_{m \text{ макс}} k_3}{\sqrt{\left(\frac{R_{d \text{ мин}} R_p}{R_{d \text{ мин}} + R_p}\right)^2 + (\omega_m L_d)^2}}, \quad (4-25)$$

где $U_d/R_{d \text{ мин}} = I_{d \text{ мин}}$ — минимальное среднее значение тока нагрузки;

$R_{d \text{ мин}}$ — величина сопротивления нагрузки при минимальном значении I_d ;

$k_3 > 1$ — коэффициент запаса.

Максимальное значение напряжения на конденсаторе C_p резонансной цепочки $U_{C \text{ макс}}$ может быть найдено как сумма постоянной составляющей выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя U_d и амплитуды напряжения (U_{Cm}) переменной составляющей на конденсаторе C_p :

$$U_{C \text{ макс}} = U_d + U_{Cm}. \quad (4-26)$$

Величина U_{Cm} определяется следующей формулой:

$$U_{Cm} = \frac{U_{m \text{ макс}}}{s_p R_p \omega_m C_p}. \quad (4-27)$$

Отсюда окончательно для величины $U_{C \text{ макс}}$ имеем:

$$U_{C \text{ макс}} = U_d + \frac{U_{m \text{ макс}}}{s_p R_p \omega_m C_p}. \quad (4-28)$$

Величина максимального напряжения на конденсаторе $U_{C \text{ макс}}$ определена без учета эквивалентного активно-

го сопротивления R_C , которым по причине его малости в этом случае можно пренебречь. Величина амплитуды напряжения $U_{L \text{ макс}}$ на индуктивности L_p резонансной цепочки может быть принята равной (без учета R_L) амплитуде напряжения U_{Cm} переменной составляющей на емкости C_p :

$$U_{L \text{ макс}} = U_{Cm} = \frac{U_{m \text{ макс}}}{s_p R_p \omega_m C_p}. \quad (4-29)$$

Аналогичным образом могут быть определены соотношения для резонансной цепочки, настроенной на следующую высшую гармонику. Протекание тока высшей гармоники второй резонансной цепочки в сглаживающей индуктивности учитывается коэффициентом запаса k_3 в формуле (4-25). Подобным образом могут быть созданы фильтры с несколькими резонансными цепочками, настроенными на несколько гармоник (рис. 4-1, д).

Резонансные фильтры требуют дополнительных индуктивностей в резонансных цепочках, но эти индуктивности по своим весогабаритным показателям невелики, так как они рассчитываются на чисто переменный ток. Поэтому доля установленной мощности, приходящаяся на индуктивности фильтра L_p , весьма мала. Если сравнить величины коэффициента сглаживания Γ -образного LC -фильтра и фильтра с резонансной цепочкой, то приближенным расчетом нетрудно показать, что при равных величинах сглаживающих индуктивностей L_d и емкостей $C = C_p$ фильтр с резонансной цепочкой будет обладать большей величиной s .

В случае резонансного фильтра для величин R_p , R_L , R_C можно записать:

$$R_p = R_L + R_C; \quad (4-30)$$

$$R_L = \frac{\omega_m L_p}{Q}; \quad (4-31)$$

$$R_C = \frac{\text{tg } \delta}{\omega_m C_p}, \quad (4-32)$$

где величины Q и $\text{tg } \delta$ — соответственно добротность дросселя резонансной цепочки L_p и тангенс угла диэлектрических потерь конденсатора C_p . Подставив величины

R_L и R_C из (4-31) и (4-32) в (4-30), получим:

$$R_p = \frac{1}{\omega_m C_p} \left[\frac{1}{Q} + \operatorname{tg} \delta \right] = \frac{A}{\omega_m C_p}, \quad (4-33)$$

где $A = \left[\frac{1}{Q} + \operatorname{tg} \delta \right]$.

При достаточно больших значениях коэффициента сглаживания в формуле (4-22) можно положить $R_o \approx R_p$. В результате, подставив в (4-22) значение R_p из (4-33), получим:

$$S_p = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega_m^2 L_d C_p}{A} \right]^2}. \quad (4-34)$$

Полагая $C = C_p$, можно получить для отношения коэффициентов сглаживания фильтров следующее выражение:

$$\frac{s_p}{s_{LC}} = \sqrt{\frac{\omega_m^4 L_d^2 C_p^2 + A^2}{\omega_m^2 L_d C_p A^2 - A^2}}. \quad (4-35)$$

Для соотношения между величинами L_d и C из формулы (4-17) имеем:

$$\omega_m^2 L_d C = 4. \quad (4-36)$$

Подставив (4-36) в (4-35) и полагая, что величина A для резонансной цепочки всегда может быть принята меньше единицы, получим:

$$\frac{s_p}{s_{LC}} = \sqrt{\frac{16 + A^2}{3A^2}} > 1. \quad (4-37)$$

Из формулы (4-37) видно, что при тех же величинах сглаживающей индуктивности L_d и емкостей ($C = C_p$) фильтр с резонансной цепочкой будет обладать большим коэффициентом сглаживания, чем обычный LC-фильтр.

4.2. СЕТЕВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Выпрямитель, являясь нелинейным элементом цепи переменного тока, потребляет из питающей сети несинусоидальный ток. Этот ток, кроме гармоники основной частоты, содержит гармоники высших порядков.

Амплитуды гармоник тока зависят от номера гармоники, характера и величины нагрузки выпрямителя (см. гл. II).

Потребление выпрямителем из сети несинусоидального тока может привести к искажению формы кривой сетевого напряжения.

Если выпрямительная установка подключена к сети, мощность которой значительно превышает мощность выпрямителя, то высшие гармоники тока будут создавать падение напряжения в основном на реактивных сопротивлениях рассеяния выпрямительного трансформатора. Напряжение питающей сети при этом практически не будет искажаться. Искажение формы кривой напряжения будет наблюдаться только на вторичной стороне трансформатора.

Если же выпрямительная установка питается от источника, мощность которого соизмерима с мощностью выпрямителя, то заметное падение напряжения от высших гармоник наблюдается и на внутренних сопротивлениях питающей сети. Это приводит к искажению формы кривой напряжения сети. Величина возможных искажений напряжения тем больше, чем больше отношение реактивного сопротивления питающей сети к реактивному сопротивлению рассеяния выпрямительного трансформатора.

При наличии в питающей сети емкостных элементов приходится считаться и с возможностью возникновения резонанса на частоте какой-либо из высших гармоник.

Искажение напряжения питающей сети оказывает вредное влияние на работу двигательной нагрузки, трансформаторов и т. д., вызывая в них увеличение намагничивающих токов и увеличение потерь. Протекание высших гармоник тока по обмоткам генераторов, питающих сеть, создает в них дополнительные потери, что может привести к необходимости уменьшения допустимой нагрузки генератора.

Для устранения влияния высших гармоник тока на питающую сеть применяются специальные сетевые фильтры. Фильтр представляет собой последовательно соединенные емкость и индуктивность. Такой фильтр включается параллельно шинам питающей сети. Емкость и индуктивность настраиваются в резонанс на частоте какой-либо гармоники тока. При расчете такого фильтра принимают обычно следующие допущения: выпрямитель

заменяют эквивалентным генератором тока; активное сопротивление питающей сети не учитывают; полагают, что выпрямительный трансформатор обладает только реактивным сопротивлением рассеяния. При этих допущениях эквивалентная схема выглядит так, как показано на рис. 4-2. На схеме L_{π} — индуктивность рассеяния выпрямительного трансформатора; L_p , C_p , R_p — индуктивность, емкость и эквивалентное активное сопротивление фильтра; L_c — эквивалентная индуктивность питающей сети.

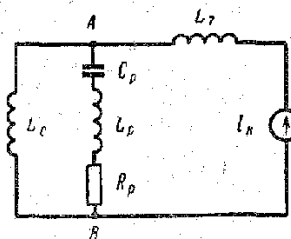


Рис. 4-2. Эквивалентная схема для сетевого фильтра.

Поскольку наибольшие искажения напряжения питающей сети имеют место при максимальной нагрузке выпрямителя, этот режим является расчетным. По известному действующему значению k -й гармоники тока, потребляемого из сети I_k , и заданному допустимому значению падения напряжения от этой гармоники между точками A и B U_{AB} (рис. 4-2) находится модуль полного сопротивления эквивалентной схемы со стороны выпрямителя $Z_{\text{экр}}$. Далее определяется величина R_p , соответствующая заданному значению U_{AB} . Для определения величин L_p и C_p используется условие резонанса:

$$\omega_k^2 = \frac{1}{L_p C_p}. \quad (4-38)$$

Разбиение произведения $L_p C_p$ производится, исходя из допустимого напряжения на конденсаторе. При этом следует учитывать то обстоятельство, что на конденсаторе действует и напряжение основной частоты питающей сети.

Помимо улучшения формы кривой напряжения сети, фильтр повышает коэффициент мощности выпрямительной установки, так как на основной частоте сопротивление резонансной цепочки имеет емкостный характер.

ГЛАВА ПЯТАЯ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

5-1. НАЗНАЧЕНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ЕЕ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Кремниевый управляемый вентиль — тиристор включается при подаче на его управляющий электрод электрического сигнала положительной полярности. Параметры управляющего сигнала, которые обеспечивают надежное включение тиристора, определяются по входным характеристикам тиристора. Изменением фазы фронта управляющего сигнала относительно переменного напряжения питающей сети можно осуществлять регулирование выходных параметров выпрямителя (см. гл. II).

Система управления должна выполнять следующие основные задачи:

1) создавать синхронизированную с напряжением питающей сети многофазную систему сигналов управления, которые способны включить любой тиристор, используемый в выпрямителе и удовлетворяющий техническим условиям на тиристор данного типа;

2) осуществлять сдвиг фазы управляющих сигналов относительно переменного напряжения питающей сети.

Кроме того, система управления должна дополнительно обеспечивать:

1. Устранение возможных случайных сигналов-помех, способных открыть тиристор.

2. В ряде случаев осуществление безыперционного прохождения управляющих сигналов по всему тракту системы управления для получения высоких динамических характеристик выпрямителя.

3. Устойчивую работу выпрямителя во всех заданных режимах, при сбросах и набросах нагрузки, при колебаниях напряжения и частоты питающей сети и т. п. На-

дежность системы управления должна соответствовать надежности самого выпрямителя.

4. Защиту в аварийных режимах — токовая отсечка.

Тиристор является вентилем с ограниченной управляемостью. Действие управляющего электрода сводится к управлению моментом включения тиристора. После

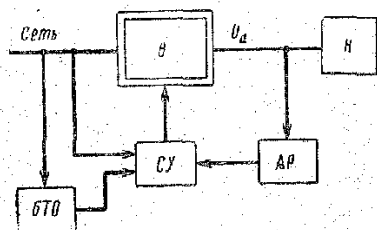


Рис. 5-1. Структурная схема системы автоматического регулирования.

В — выпрямитель; Н — нагрузка выпрямителя; СУ — система управления выпрямителем; АР — автоматический регулятор; БТО — блок токовой отсечки.

включения тиристора форма и длительность управляющего сигнала (в определенных пределах) не имеют решающего значения. Это свойство тиристора используется в импульсно-фазовом способе управления, который заключается в следующем. Система управления создает управляющие импульсы, которые подаются на управляющий электрод. Мощность и длительность импульса выбираются достаточными для надежного отпирания любого стандартного тиристора данного типа. Четкость момента включения достигается высокой крутизной переднего фронта импульса. Изменение фазы управляющих импульсов происходит по сигналу с автоматического регулятора или с программного устройства. Таким образом осуществляется требуемое регулирование выходных параметров выпрямителя.

Системы управления, использующие импульсно-фазовый способ управления, обладают большим диапазоном регулирования, высоким быстродействием, точностью, гибкостью, экономичностью и высокой надежностью.

Автоматический регулятор в совокупности с системой управления и самим выпрямителем составляет замкнутую систему автоматического регулирования. Структурная схема системы автоматического регулирования приведена на рис. 5-1. Замкнутая система обеспечивает высокую степень регулирования независимо от причин, вызывающих отклонение регулируемой выходной величины от заданного значения. Как и всякая замкнутая система автоматического регулирования, данная система должна удовлетворять требованиям устойчиво-

сти, точности поддержания регулируемой величины, качества переходного процесса и т. п.

В аварийных режимах для ограничения тока короткого замыкания может быть использован блок токовой отсечки. Сигнал с блока токовой отсечки изменяет фазу управляющих импульсов таким образом, чтобы обеспечить ограничение тока на определенном уровне.

5-2. ВХОДНЫЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИРИСТОРОВ

Входные вольт-амперные характеристики тиристорov имеют вид, схематично показанный на рис. 5-2 (кривые А, В) [Л. 9 и 41]. Они зависят от технологии изго-

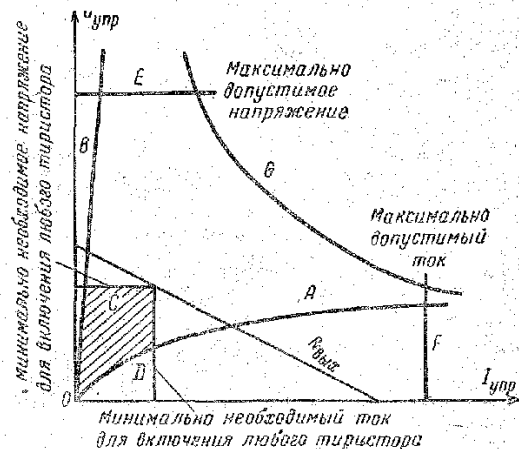


Рис. 5-2. Диаграмма управления тиристора.

товления тиристора и внешних факторов (температуры, напряжения анод — катод и других) и имеют большой разброс. Кривые А и В определяют предельные положения входных характеристик для тиристорov данного типа. Все остальные характеристики лежат внутри области между кривыми А и В. Эта область определяет разброс входных характеристик тиристорov этого типа.

Каждый тиристор открывается при определенном значении тока и напряжения управления. Для всех тиристорov одного типа существуют минимально необходимые значения тока и напряжения управления, при которых происходит включение любого из них (прямые С

и *D* рис. 5-2). Эти значения тока и напряжения управления зависят от напряжения анод — катод, температуры вентиляемого элемента и при увеличении последней уменьшаются.

Во избежание повреждения тиристора напряжение и ток управления не должны превышать предельно допустимых значений (линии *E* и *F* на рис. 5-2). Например, для тиристорov типа ВКДУ-100 и ВКДУ-150 максимальное положительное напряжение не должно превышать 20 в, а максимальное значение прямого тока управляющего электрода должно быть ограничено 2 а.

При протекании тока через управляющий *p-n* переход в нем происходит выделение мощности. Ее мгновенное и среднее значения за период определяются по формулам:

$$P_{\text{упр}} = u_{\text{упр}} i_{\text{упр}};$$

$$P_{\text{упр}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{упр}} i_{\text{упр}} dt,$$

где *T* — период следования сигнала, а τ — длительность управляющего сигнала. Мгновенное и среднее значения мощности, выделяемой в управляющем переходе, не должны превышать предельно допустимых значений, оговоренных в технических условиях на данный тип тиристора. Для тиристорov типа ВКДУ эти значения равны 40 и 2,5 вт соответственно [Л. 84]. При управлении постоянным током величина средней мощности равна:

$$P_{\text{упр}} = U_{\text{упр}} I_{\text{упр}}.$$

Кривая предельно допустимой средней мощности при управлении постоянным током приведена на рис. 5-2 (кривая *G*).

Совокупность кривых *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* и *G*, характеризующих цепь управления (рис. 5-2), принято называть диаграммой управления для определенного типа тиристорov. Диаграмма управления позволяет определить значения тока и напряжения управления, необходимые для включения тиристора. Внешняя характеристика системы управления ($R_{\text{вых}}$) должна проходить выше заштрихованной области (рис. 5-2), чтобы обеспечить надежное включение тиристорov данного типа в рабочем

диапазоне температур. С другой стороны, эта характеристика не должна пересекать линию предельно допустимой мощности — кривую *G*.

Из-за малой предельно допустимой мощности, выделяющейся в цепи управления тиристора, и большого разброса значений тока и напряжения управления, при которых тиристор включается, надежное включение тиристора с помощью постоянного или другого непрерывного сигнала затруднено. Поэтому наиболее приемлемым способом управления является управление с помощью импульсов. На рис. 5-3

приведена зависимость длительности прямоугольного импульса управления, необходимого для надежного включения, от амплитуды тока управления [Л. 40]. В случае управления очень короткими импульсами

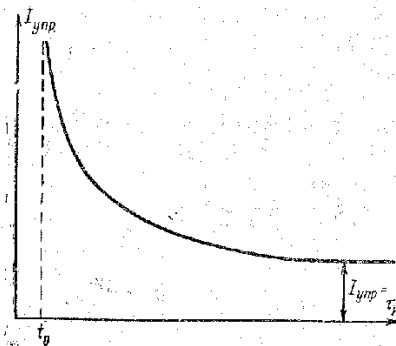


Рис. 5-3. Зависимость длительности прямоугольного импульса управления от амплитуды тока управления.

$I_{\text{упр}}$ — значение тока включения при управлении постоянным током.

5-3. ОБЩИЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К СИСТЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Требования, которым должна удовлетворять система управления и регулирования выпрямителя, можно условно разделить на две группы. Требования первой группы определяются типом используемых тиристорov и являются общими для всех типов выпрямителей, а также преобразователей частоты, инверторов, коммутационных и защитных тиристорных устройств. Ко второй группе относятся специальные требования, которые определя-

ются конкретным назначением выпрямителя: структурой его силовой схемы, статическими и динамическими характеристиками, надежностью и т. д.

Первая группа требований определяет параметры управляющих импульсов и величину сигнала — помехи в промежутке между импульсами. Основными параметрами импульсов управления являются: напряжение и ток, длительность и форма, крутизна переднего фронта.

а) Напряжение и ток управляющего импульса должны выбираться по диаграмме управления (рис. 5-2). Кроме того, необходимо учитывать, что время включения тиристора уменьшается при увеличении амплитуды тока управляющего импульса [Л. 41]. Уменьшение времени включения желательно с точки зрения уменьшения потерь при включении и уменьшении разброса моментов включения тиристорov, что особенно важно при питании выпрямителя от сети повышенной частоты.

б) Требуемая длительность управляющего импульса зависит от амплитуды тока управления (рис. 5-3). Чем больше ток управления, тем меньше требуемая длительность импульса [Л. 5, 40 и 41]. Уменьшение длительности импульса целесообразно с точки зрения уменьшения мощности, выделяемой в $p-n-p-n$ структуре вентиля и вызывающей дополнительный нагрев тиристора. Однако при этом необходимо учитывать, что минимальная длительность импульса управления должна быть не меньше времени, необходимого для нарастания прямого тока тиристора от нуля до величины удерживающего тока.

Кроме того, длительность импульса определяется выбранной схемой выпрямителя и режимами его работы. Например, для запуска трехфазной мостовой схемы выпрямителя необходимо подавать либо широкие импульсы длительностью не менее 60° , либо сдвоенные узкие импульсы (см. гл. II). При управлении широкими импульсами целесообразно применять импульсы специальной формы (рис. 5-4). Такая форма импульса позволяет надежно включить тиристор за минимальное время и поддерживать его включенным требуемое время [Л. 42].

в) При конечной крутизне переднего фронта управляющего импульса моменты включения тиристорov имеют разброс из-за различия входных вольт-амперных характеристик включения тиристора [Л. 5]. В полупроводниковых системах управления крутизна переднего фронта должна выбираться порядка $10-20$ в/мксек. При

таких величинах крутизны переднего фронта разброс моментов включения тиристорov будет незначителен.

г) Величина сигнала-помехи, возникающей при переходных процессах в питающей сети или в схеме выпрямителя, должна быть ограничена до такой величины, чтобы не происходило ложного включения тиристорov. Для этого целесообразно шунтировать управляющий $p-n$ переход вентиля в интервале между импульсами.

В соответствии с требованиями, составляющими вторую группу, система управления должна обеспечивать включение тиристорov в определенной последовательности; необходимую симметрию управляющих импульсов; желаемый диапазон изменения фазы импульсов; требуемое качество переходного процесса и точность поддержания выходных параметров. Кроме того, система управления и регулирования должна быть помехозащищенной и надежной. Рассмотрим каждое требование:

а) Очередность работы тиристорov выпрямителя определяется структурой силовой части и фазностью выпрямителя. Частота следования импульсов управления задается переменным напряжением питающей сети. В общем случае m -фазного выпрямителя переключение вентиля происходит через промежутки времени, равные $\omega T/m$, где ω и T — угловая частота и период переменного напряжения питающей сети, m — фазность схемы выпрямителя по частоте пульсаций в выходном напряжении U_a .

Интервалы между управляющими импульсами, подаваемыми на очередные вентили схемы выпрямителя, также равны $\omega T/m$. Например, для трехфазной схемы средней точкой они равны 120° , а для шестифазной схемы 60° . Отклонение интервалов между импульсами от величины, равной $\omega T/m$, называется асимметрией управляющих импульсов. Асимметрия управляющих импульсов приводит к различной длительности протекания тока через тиристоры; к появлению в выпрямленном напряжении переменных составляющих, частота которых ниже частоты основной гармоники пульсаций выпрямленного напряжения, а также к ухудшению работы входного питающего трансформатора [Л. 18 и 43].

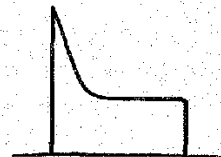


Рис. 5-4. Управляющий импульс специальной формы.

б) Требуемый диапазон фазового управления определяется силовой схемой выпрямителя, режимами его работы и характером нагрузки. Например, для регулирования выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя, работающего на активную нагрузку, в пределах от нуля до максимального значения требуется изменение угла регулирования от 0 до 120°. При работе на индуктивную нагрузку требуемый диапазон угла регулирования равен 90° (см. гл. II).

в) Автоматический регулятор должен поддерживать значения регулируемого выходного параметра выпрямителя вблизи заданного значения (в случае стабилизации регулируемой величины) или вблизи заданной программной кривой (в случае программного регулирования). В техническом задании указывается, с какой точностью должна поддерживаться регулируемая величина в установившихся и переходных режимах. Кроме того, обычно указывается и допустимая длительность переходного режима. Система автоматического регулирования должна обеспечивать выполнение этих требований.

г) При разработке системы управления и регулирования необходимо учитывать высокий уровень помех, возникающих при коммутациях вентилей. В результате этого могут произойти как ложные включения тиристоров, так и сбой непосредственно в системе управления и регулирования. Вопрос помехоустойчивости системы тесно связан с надежностью системы управления и регулирования. От современных устройств требуется высокая степень надежности. Надежность системы управления и регулирования определяется сложностью схемы, количеством и качеством, типом и условиями работы применяемых в схеме элементов.

5-4. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Система управления m -фазного выпрямителя состоит из m каналов управления и содержит следующие основные элементы:

1) входное устройство, создающее многофазную систему напряжений, синхронизированную с напряжением питающей сети;

2) фазосдвигающее устройство, которое обеспечивает изменение фазы управляющих импульсов относительно напряжения сети;

3) промежуточное устройство, которое осуществляет предварительное усиление и формирование управляющих импульсов;

4) выходное устройство, окончательно формирующее и усиливающее импульсы управления.

Наличие всех указанных элементов системы управления не обязательно, так как некоторые функции могут быть совмещены в одном элементе.

Способы выполнения элементов системы управления весьма разнообразны. Целесообразно остановиться только на некоторых наиболее характерных и употребительных из них.

а) Входное устройство

Входное устройство выполняет функции распределителя управляющих сигналов по каналам формирования импульсов.

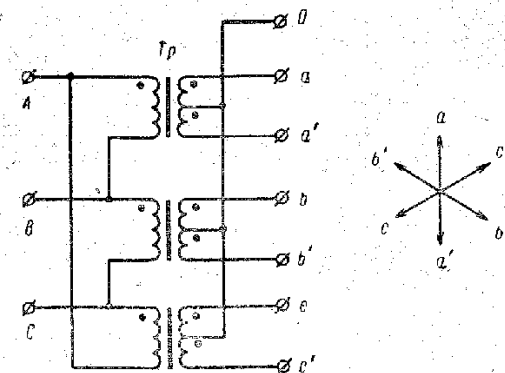


Рис. 5-5. Входное устройство для получения шестифазной системы напряжений.

Напряжения управляющего сигнала в каждом канале сдвинуты в случае m -фазного выпрямителя на угол $\omega T/m$ друг относительно друга.

Наиболее распространенной и простой схемой входного устройства является трансформатор. Первичная обмотка входного трансформатора подключается к цепи переменного тока, а со вторичных обмоток снимается синхронизирующее переменное напряжение. На рис. 5-5 приведена схема для получения шестифазной системы

синхронизирующих напряжений. Недостатком подобной схемы является то, что при искажении формы кривой и перекосе фаз питающего напряжения нарушается симметрия выходных напряжений.

На рис. 5-6 приведена схема входного устройства, выходное напряжение которого синхронизировано с момен-

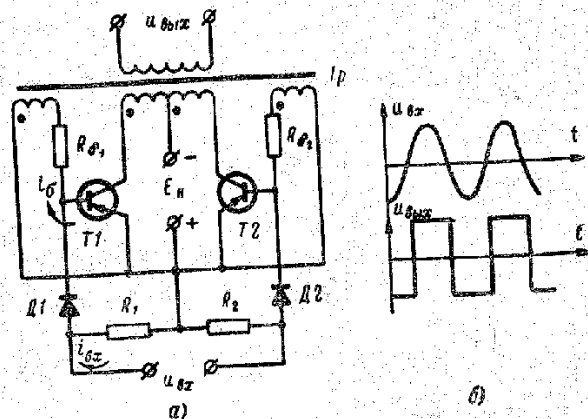


Рис. 5-6. Входное устройство на базе магнитно-транзисторного мультивибратора.

a — схема; *б* — диаграммы входного $u_{вх}$ и выходного $u_{в.х}$ напряжений.

том прохождения напряжения сети через нуль. Схема представляет собой магнитно-транзисторный мультивибратор. Синусоидальное синхронизирующее напряжение подается на базы транзисторов $T1$ и $T2$ через разделительные диоды $D1$ и $D2$. Собственная частота мультивибратора выбирается ниже частоты питающей сети. Для случая $i_{вх} \gg i_{\sigma}$ можно считать, что переключения транзисторов $T1$ и $T2$ происходят в моменты времени, когда входное напряжение проходит через нуль. Амплитудные искажения напряжения питающей сети мало сказываются на симметрии импульсов. Колебания напряжения сети в пределах от 80 до 115% номинальной величины не влияют на моменты переключения транзисторов.

Для управления трехфазным выпрямителем подобная схема (рис. 5-6, *a*) должна быть включена в каждую фазу.

б) Фазосдвигающее устройство

Фазосдвигающее устройство обеспечивает сдвиг во времени управляющих импульсов относительно напряжения питающей сети, что необходимо для регулирования или стабилизации выходных параметров выпрямителя. Различают два способа построения фазосдвигающих устройств: одноканальные и многоканальные.

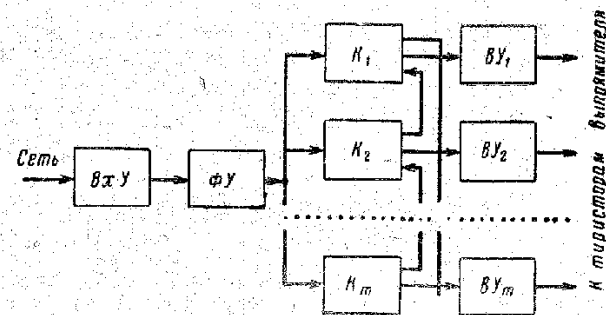


Рис. 5-7. Одноканальный способ сдвига управляющих импульсов.

$ВхУ$ — входное устройство; $ФУ$ — фазосдвигающее устройство; K_1, K_2, \dots, K_m — двоичные элементы коммутатора K ; $ВУ_1, \dots, ВУ_m$ — выходные устройства m каналов системы управления.

При первом способе управления смещение импульсов во всех каналах осуществляется с помощью одного общего устройства (рис. 5-7). Выходное напряжение фазосдвигающего устройства управляет работой коммутатора K , который осуществляет распределение управляющих сигналов по каналам формирования импульсов. Сдвиг управляющих импульсов всех каналов с помощью одного общего фазосдвигающего устройства обеспечивает высокую симметрию системы импульсов.

При втором способе управления сдвиг импульсов в каждом из m каналов осуществляется отдельным фазосдвигающим устройством (рис. 5-8). В силу простоты, надежности и достаточной точности второй способ получил более широкое распространение, чем первый. Рассмотрим более подробно элементы системы управления при многоканальном способе управления и остановимся на наиболее распространенных схемных решениях.

В зависимости от типа элементов фазосдвигающих устройств различают схемы с насыщающимися импульсными трансформаторами, схемы с мостовыми фазовращателями, схемы на однополупериодных магнитных усилителях и схемы «вертикального» управления.

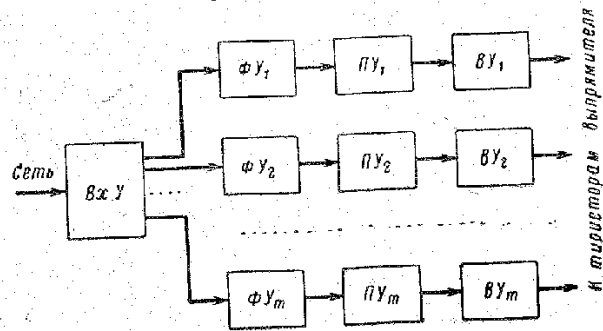


Рис. 5-8. Многоканальный способ сдвига управляющих импульсов.

ВхУ — входное устройство; $\Phi У_1, \dots, \Phi У_n$ — фазосдвигающие устройства m каналов; $ПУ_1, \dots, ПУ_n$ — промежуточные устройства; $ВУ_1, \dots, ВУ_m$ — выходные устройства.

Одна из возможных схем с использованием насыщающегося импульсного трансформатора приведена на рис. 5-9 [Л. 43]. Сердечник трансформатора имеет прямоугольную форму петли гистерезиса. Индуктивность дрос-

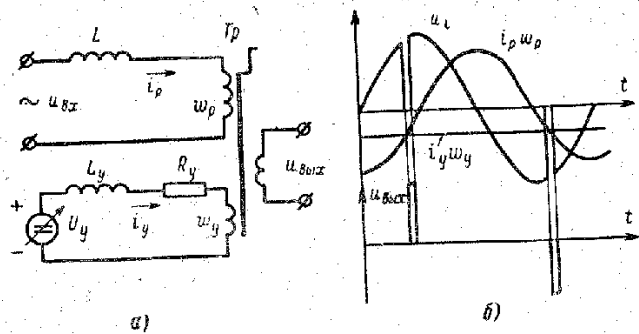


Рис. 5-9. Фазосдвигающее устройство с насыщающимся импульсным трансформатором.

а — схема; б — кривые токов и напряжений в схеме; u_L — напряжение на дросселе. $i_p \omega_p$, $i_y \omega_y$ — переменная и постоянная м. д. с.; $u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение.

селя L выбирается такой, чтобы ее величина была много больше индуктивности трансформатора, когда сердечник трансформатора насыщен, и много меньше ее, когда сердечник не насыщен.

По рабочей обмотке ω_p протекает переменный ток i_p , а по обмотке управления ω_y — регулируемый по величине постоянный ток i_y . Рабочий ток i_p создаст м. д. с., равную $i_p \omega_p$, а ток управления — м. д. с. $i_y \omega_y$. В момент равенства м. д. с. $i_p \omega_p = i_y \omega_y$ сердечник быстро перемагничивается и на выходе трансформатора формируется импульс напряжения почти прямоугольной формы (рис. 5-9, б). При изменении величины тока управления i_y меняется положение управляющего импульса относительно напряжения питающей сети.

Форма выходного импульса зависит от величины нагрузки фазосдвигающего устройства, цепи управления и материала сердечника. При наличии нагрузки трудно получить высокую крутизну переднего фронта выходного импульса, поскольку рабочий ток не может мгновенно возрасти из-за большой индуктивности L во входной цепи. Для уменьшения влияния цепи управления на форму выходного импульса необходимо увеличивать ее сопротивление, что может быть достигнуто включением стабилизирующей индуктивности L_y . Это приводит к нежелательному увеличению мощности управления и увеличивает инерционность схемы. Достоинством данной схемы является возможность суммирования нескольких сигналов управления без потенциальной связи между ними.

На рис. 5-10 приведена схема фазосдвигающего устройства с фазосмещающим мостом. Фаза выходного напряжения меняется относительно входного синусоидального напряжения при изменении сопротивления одного из плеч моста. Если мост не нагружен, то напряжение $u_{\text{вых}}$ при изменении одного из параметров — R или L — меняет фазу, оставаясь неизменным по величине. Зависимость фазы выходного напряжения от параметров схемы описывается формулой

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{X}{R},$$

где $X = \omega L$ или $X = 1/\omega C$.

Диапазон изменения фазы выходного напряжения, как видно из приведенной формулы, в пределе равен

180°. Если мост нагружен, то выходное напряжение уже не остается постоянным по величине, а изменяется с изменением R или L . При этом уменьшается также и диапазон изменения фазы. Более детально подобные схемы разобраны в [Л. 44 и 45]. Там же приведены схемы для трехфазной системы управления с тремя фазосдвигающими мостами.

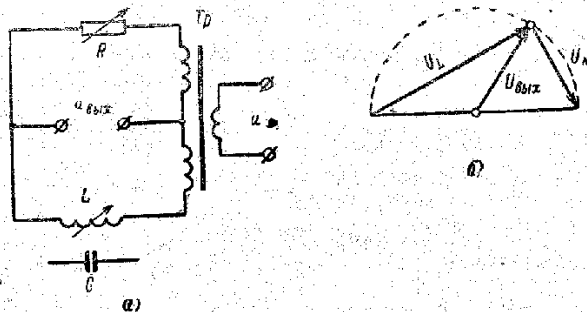


Рис. 5-10. Фазосдвигающее устройство с фазообращающим мостом.
а — схема; б — диаграмма напряжений в схеме.

Схема фазосдвигающего устройства с использованием однополупериодного магнитного усилителя приведена на рис. 5-11, а [Л. 43]. Дроссель насыщения $ДН$ выполнен на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса. Амплитуда переменного напряжения и параметры дросселя $ДН$ выбраны такими, что при отсутствии управляющего сигнала ($U_y = 0$) насыщение сердечника не наступает.

Схема работает следующим образом. В интервале времени $t_0 - t_1$ (рис. 5-11, б), когда переменное напряжение больше нуля, сердечник переманчивается от индукции B_0 до индукции насыщения B_s . В этом интервале через сопротивление R_n протекает небольшой намагничивающий ток и падение напряжения на нем очень мало. Изменение индукции пропорционально вольт-секундной площадке S_1 (рис. 5-11, б). В момент времени t_1 сердечник насыщается, все напряжение прикладывается к сопротивлению нагрузки и на выходе схемы возникает импульс напряжения. В момент t_2 ток нагрузки падает до нуля, и на этом заканчивается «рабочий» полупериод. В момент t_3 открывается диод $Д2$ и начинается полупе-

риод «управления». В течение этого полупериода под воздействием переменного напряжения сердечник перемагничивается от индукции B_s до начальной индукции B_0 . Изменение индукции пропорционально вольт-секундной площадке S_2 .

При идеальной магнитной характеристике $ДН$ в интервале времени $t_4 - t_5$ изменения магнитной индукции не

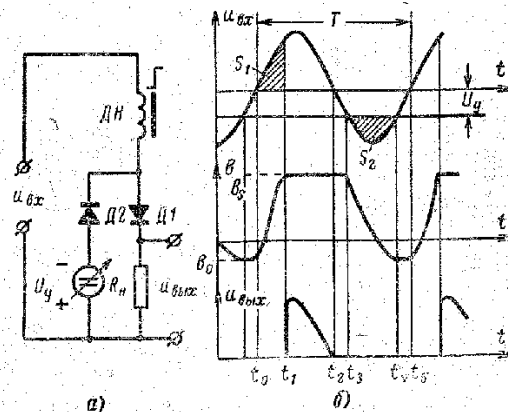


Рис. 5-11. Фазосдвигающее устройство с однополупериодным магнитным усилителем.
а — схема; б — кривые входного ($u_{вх}$), управляющего (U_y) и выходного ($u_{вых}$) напряжений в схеме и магнитной индукции (B) в сердечнике.

происходит. В момент времени t_5 диод $Д1$ открывается, и процесс повторяется в описанной ранее последовательности. Таким образом, момент начала формирования фронта управляющего импульса определяется значением индукции B_0 . Изменяя величину сигнала управления U_y , можно менять значение B_0 , а следовательно, и величину S_2 . Так как $S_1 = S_2$, то таким способом можно менять угол сдвига управляющего импульса.

Точность работы фазосдвигающего устройства на однополупериодном магнитном усилителе зависит от магнитных свойств сердечника: коэффициента прямоугольности петли гистерезиса и изменения магнитной проницаемости при переходе из ненасыщенного состояния в насыщенное. Схема, приведенная на рис. 5-12, устраняет влияние характера кривой намагничивания на крутизну переднего фронта импульса [Л. 46]. Более высокая

крутизна нарастания тока нагрузки достигается тем, что параллельно сопротивлению нагрузки включается транзистор, база которого соединена с дросселем магнитного усилителя обмоткой обратной связи.

С целью достижения большой точности и стабильности работы питание схемы рис. 5-12 целесообразно осуществлять стабилизированным прямоугольным напряжением (например, от магнитно-транзисторного мультивибратора). Этим исключается влияние изменения напряжения питающей сети на работу фазосдвигающего устройства. Характеристика управления $[\alpha = f(U_y)]$ в данном случае будет линейной, где α — угол сдвига управляющего импульса. Практически диапазон изменения

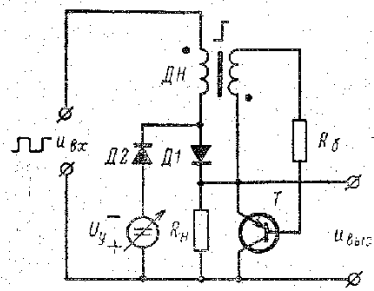


Рис. 5-12. Фазосдвигающее устройство на однополупериодном магнитном усилителе с транзистором.

угла регулирования будет близок к 180° . Быстродействие однополупериодного магнитного усилителя, как это ясно из принципа его работы, лежит в пределах от $T/2$ до $3T/2$.

Описанные выше схемы обладают ограниченным быстродействием. Практически безынерционное управление может быть получено в фазосдвигающих устройствах, использующих «вертикальный» способ управления. Этот способ управления заключается в сравнении переменного напряжения и регулируемого по величине постоянно-

го напряжения на нелинейном элементе — узле сравнения. В качестве нелинейного элемента может быть использован эмиттерный переход полупроводникового триода. Формирование управляющего импульса происходит в момент равенства этих напряжений. При изменении величины постоянного напряжения управления меняется фаза выходного импульса относительно напряжения питающей сети.

Как видно из принципа действия, фазосдвигающее устройство, работающее по «вертикальному» способу, содержит два основных элемента:

- 1) генератор переменного напряжения (ГПН);

- 2) узел сравнений.

Источником напряжения управления обычно является автоматический регулятор. При управлении многофазным выпрямителем управляющее напряжение регулятора U_y должно быть общим для всех m каналов, так как в этом случае получается более высокая симметрия управляющих импульсов.

Генератор переменного напряжения (ГПН)

В зависимости от требуемого диапазона фазового регулирования и принципа действия ГПН форма его выходного напряжения может быть синусоидальной, пилообразной, треугольной, экспоненциальной и т. д.

В некоторых случаях функции входного устройства и ГПН могут совмещаться. Например, в качестве ГПН могут быть использованы вторичные обмотки трансформатора входного устройства (рис. 5-13). Выходное напряжение ГПН в данном случае имеет синусоидальную форму. Форма и величина выходного напряжения ГПН при этом чувствительны к амплитудным и фазовым искажениям питающей сети. Так как сам выпрямитель является источником искажений и помех в питающей сети, то для уменьшения их влияния на вторичной стороне входного трансформатора необходимо ставить фильтры (конденсатор C на рис. 5-13).

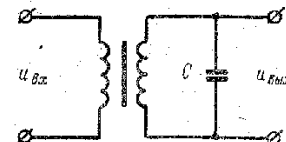


Рис. 5-13. Генератор переменного напряжения с синусоидальным напряжением.

При управлении трехфазными выпрямителями специальным соединением вторичных обмоток трансформатора можно получить пилообразное напряжение ГПН (рис. 5-14,а). На рис. 5-14,б приведена диаграмма напряжений на элементах схемы и выходного напряжения, которая является суммой трех напряжений. Такая форма напряжения позволяет расширить диапазон фазового управления до 240° . Недостатком этой схемы, как и предыдущей, является чувствительность к искажениям питающей сети переменного тока.

На рис. 5-15,а приведена схема ГПН, которая нечувствительна к высокочастотным помехам в питающей сети [Л. 43 и 47]. В этой схеме выходное напряжение

ГПН получается на конденсаторе C , который заряжается неизменным по величине током (рис. 5-15,б). Постоянство зарядного тока обеспечивает выпрямитель, нагруженный на большую индуктивность. Выходное на-

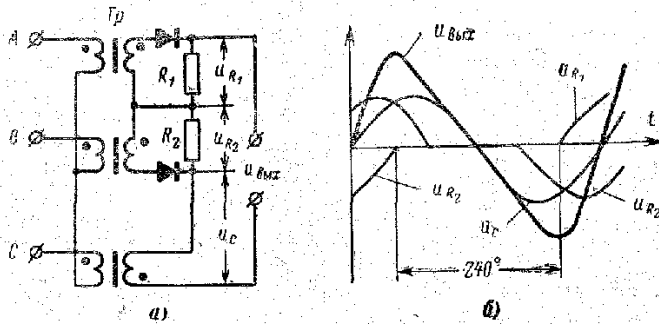


Рис. 5-14. Генератор переменного напряжения с использованием трехфазного трансформатора.
 а — схема; б — кривые напряжений в схеме; u_{R1} — напряжение на сопротивлении R_1 ; u_{R2} — напряжение на сопротивлении R_2 ; u_C — напряжение фазы с; $u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение.

пряжение ГПН имеет треугольную форму. Фазовый сдвиг импульсов управления линейно зависит от управляющего напряжения.

Все рассмотренные схемы ГПН в большей или меньшей степени подвержены влиянию амплитудных искаже-

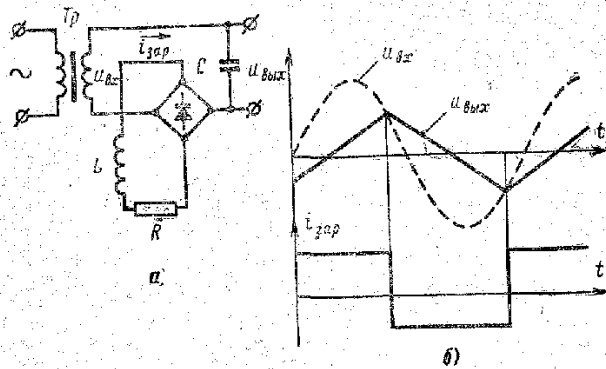


Рис. 5-15. Генератор переменного напряжения с напряжением треугольной формы.
 а — схема; б — кривые зарядного тока конденсатора ($i_{\text{зар}}$), входного ($u_{\text{вх}}$) и выходного ($u_{\text{вых}}$) напряжений.

ний в питающей сети. Этот недостаток устранен в схемах ГПН с коммутатором.

В качестве ГПН в этом случае используется конденсатор, заряжаемый от генератора тока; в этом случае на конденсаторе будет сформировано линейно растущее напряжение. С помощью коммутатора, включенного параллельно конденсатору, периодически осуществляется его быстрый разряд. Схема для данного случая приведена на рис. 5-16. Работа коммутатора K должна быть синхронизирована переменным напряжением питающей сети. При использовании стабилизированного генератора тока приведенная выше схема становится нечувствительной к колебаниям напряжения питающей сети. На рис. 5-17,а приведен вариант такой схемы с диодным коммутатором для одной фазы [Л. 48].

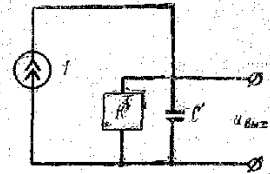


Рис. 5-16. Генератор напряжения с источником тока I и коммутатором K .

Начнем рассмотрение работы схемы с момента перехода напряжения фазы e_a через нуль (момент t_0 на рис. 5-17,б). В интервале времени t_0-t_1 , когда диод $D3$ закрыт, напряжение на конденсаторе C нарастает приблизительно по линейному закону (величина постоянной времени R_1C много больше интервала времени t_0-t_1). В момент времени t_1 диод $D3$ открывается и начинается разряд конденсатора. Время разряда конденсатора C

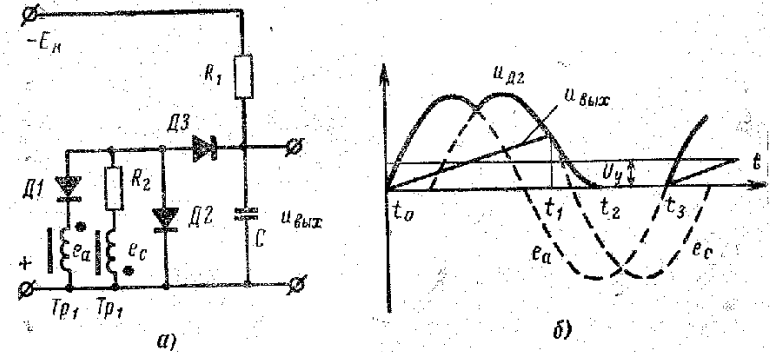


Рис. 5-17. Генератор переменного напряжения с диодным коммутатором (одна фаза).
 а — схема; б — кривые напряжений фаз (e_a и e_c), на диоде $D2$ и выходного ($u_{\text{вых}}$).

определяется величиной сопротивления R_2 и суммой напряжений на емкости и обмотке трансформатора e_c . Оно не может быть меньше времени спада напряжения e_c .

После разряда конденсатора C диод $D3$ проводит ток $I_{д3} = E_k/R_1$, а диод $D2$ — ток $I_{д2} = \frac{e_c}{R_2} - \frac{E_k}{R_1}$. Для того чтобы диоды были открытыми в интервале $t_2 - t_3$ и шунтировали конденсатор C , необходимо, чтобы $I_{д2} > 0$, т. е. $\frac{e_c}{R_2} - \frac{E_k}{R_1} > 0$. В момент t_3 , когда напряжение фазы e_a снова

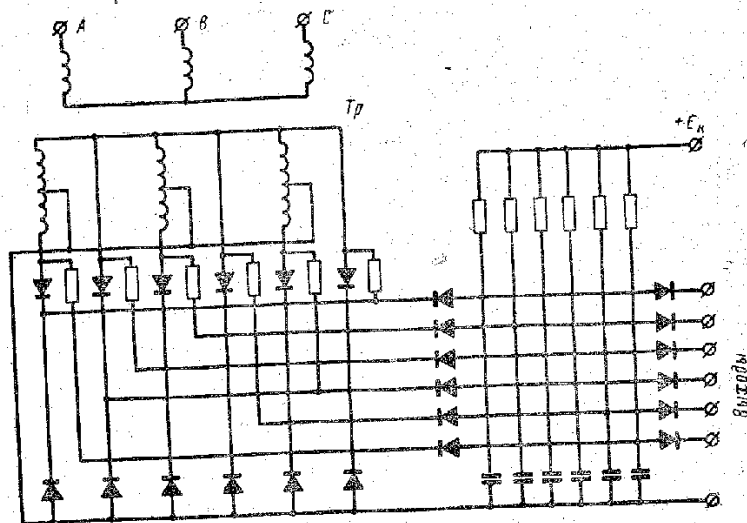


Рис. 5-18. Генератор шестифазной системы переменных напряжений с диодным коммутатором.

проходит через нуль, диоды $D2$ и $D3$ закрываются и начинается новый заряд емкости C , т. е. начало формирования выходного напряжения точно совпадает с моментом прохождения напряжения питающей сети через нуль.

Диапазон фазового регулирования может быть сделан больше 180° . Сдвиг управляющего импульса будет практически линейно зависеть от величины управляющего напряжения U_y .

Схема шестифазного ГПН с диодным коммутатором приведена на рис. 5-18. Как видно из описания работы схемы, с диодным коммутатором для одной фазы, сим-

метрия выходных напряжений не зависит от изменений амплитуды и формы сетевого напряжения, а полностью определяется равенством постоянных времени заряда конденсаторов. Симметрия выходных напряжений может быть получена тщательным подбором величин конденсаторов и сопротивлений, через которые они заряжаются. По требуемой симметрии управляющих импульсов определяется класс точности деталей.

Таким образом, при питании выпрямителей от сети переменного тока с малыми допустимыми амплитудными и фазовыми искажениями рационально использование в качестве ГПН простых схем, приведенных на рис. 5-13 и 5-14. При питании выпрямителей от сети, в которой возможны значительные колебания и большая несимметрия величин фазных напряжений, целесообразно использовать в качестве ГПН схемы, приведенные на рис. 5-15—5-18.

Узел сравнения

Элементом сравнения фазосдвигающего устройства является входная цепь транзистора. Выходное напряжение ГПН включается последовательно с управляющим.

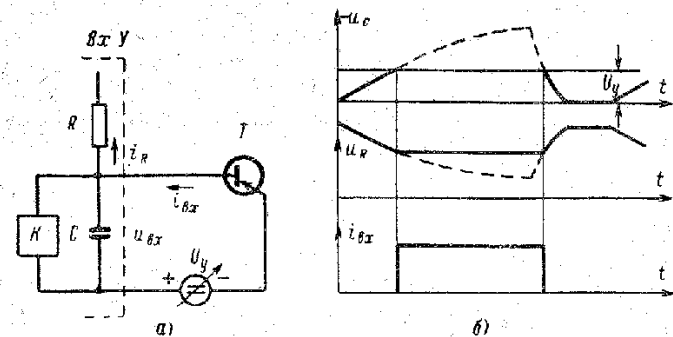


Рис. 5-19. Узел сравнения с непосредственной связью. а — схема; б — кривые входного тока $i_{вх}$ и напряжений на сопротивлении (u_R) и конденсаторе (u_C).

напряжением U_y . Если ГПН является генератором тока, то возможно непосредственное включение ГПН в цепь транзистора (рис. 5-19) [Л. 43].

Когда ГПН является источником напряжения, такое непосредственное включение ГПН и источника управля-

ющего сигнала U_y во входную цепь транзистора без токоограничивающих элементов невозможно.

На рис. 5-20, а приведена схема фазосдвигающего устройства, в которой ГПН является вторичная обмотка трансформатора, а токоограничивающим элементом — активное сопротивление. Транзистор работает в ключевом режиме, но процесс его переключения происходит не мгновенно, так как ток во входной цепи нарастает и

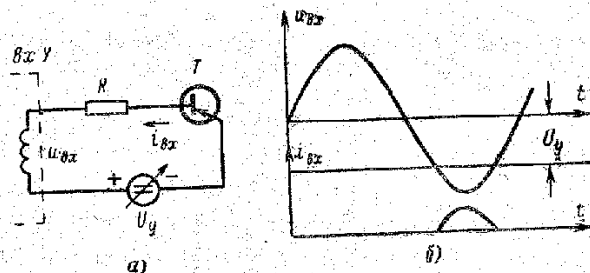


Рис. 5-20. Узел сравнения с токоограничивающим сопротивлением.

а — схема; б — кривые входного тока ($i_{вх}$) и напряжения ($u_{вх}$).

спадает не скачком, а по синусоидальному закону. Для увеличения крутизны нарастания тока необходимо уменьшать токоограничивающее сопротивление R . Скорость переключения транзисторов зависит от величины токоограничивающего сопротивления R и коэффициента усиления транзистора по току β . Так как для различных транзисторов величины коэффициента усиления β неодинаковы, то существует разброс моментов включения транзисторов во времени. В многофазной системе управления для получения высокой симметрии управляющих импульсов необходим тщательный подбор токоограничивающих сопротивлений и транзисторов по коэффициентам усиления.

Указанный недостаток может быть устранен либо применением специальных токоограничивающих элементов, либо увеличением коэффициента усиления транзистора с помощью введения положительной обратной связи. В качестве токоограничивающих элементов, например, могут быть использованы диодный ключ (рис. 5-21), емкостный ограничитель (рис. 5-22) и некоторые другие [Л. 43]. Емкостное ограничение тока входной цепи явля-

ется эффективным только при отсутствии помех во входном напряжении.

В системах управления многофазными выпрямителями емкостное ограничение тока позволяет иметь один общий однополярный источник управляющего сигнала для всех фаз.

Схема с емкостным ограничением тока (рис. 5-22) работает следующим образом. В интервале времени

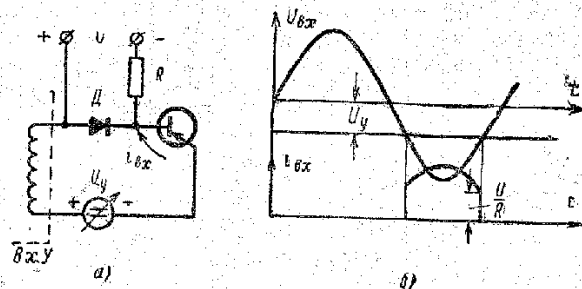


Рис. 5-21. Узел сравнения с диодным ключом.

а — схема; б — кривые входного тока $i_{вх}$ и напряжения $u_{вх}$.

t_0-t_1 происходит заряд емкости C через диод D . Транзистор T закрыт. В момент t_1 диод D закрывается, и емкость оказывается заряженной до максимального значения переменного напряжения U_m .

Далее в интервале времени t_1-t_2 напряжение между базой и эмиттером транзистора равно сумме трех напряжений: напряжению U_m на конденсаторе C , управляющему напряжению U_y и переменному входному напряжению ГПН (рис. 5-22, б). В момент t_2 , когда потенциал базы станет меньше потенциала эмиттера, транзистор открывается. Входной ток скачком возрастает до величины

$$i_{вх} = C \frac{du_{вх}}{dt} \Big|_{t_1=t_2}$$

(считаем, что входной ток в цепи базы чисто емкостный).

В интервале t_2-t_3 транзистор открыт и происходит перезаряд конденсатора C через входную цепь транзистора. Конденсатор C перезаряжается до напряжения

$U_m - U_y$. В момент t_4 , когда напряжение на конденсаторе $U_m - U_y$ равно входному, открывается диод D и процессы снова повторяются. Изменяя величину U_y в пределах от нуля до $2U_m$, можно получить диапазон регулирования, близкий к 180° .

Как видно из диаграммы токов и напряжений в схеме, величина скачка входного тока зависит от угла ре-

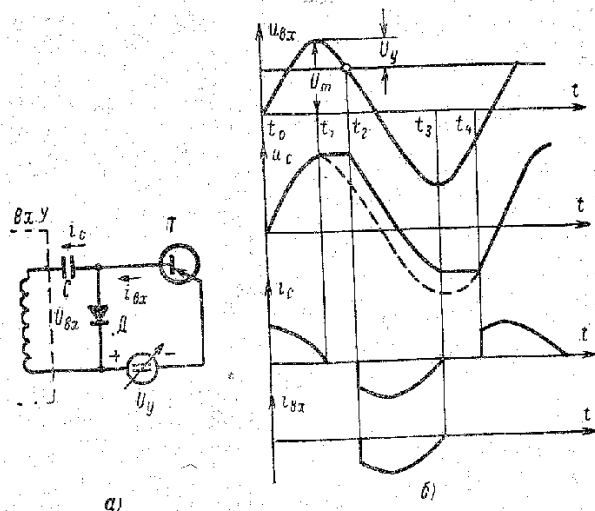


Рис. 5-22. Узел сравнения с емкостным ограничением тока.

a — схема; b — кривые токов и напряжений в схеме; $u_{вх}$ — входное напряжение; u_c — напряжение на конденсаторе C ; i_c — ток конденсатора C ; $i_{вх}$ — входной ток.

гулирования. При использовании ГПН с пилообразным линейно-нарастающим напряжением величина скачка входного тока будет постоянной, а диапазон фазового регулирования будет равен длительности прямого хода пилообразного напряжения.

Недостатком такой схемы является необходимость тщательной фильтрации входного напряжения, поскольку даже незначительные высокочастотные искажения входного напряжения приводят к существенному искажению входного тока.

в) Промежуточное устройство

Мощность сигнала, получаемого с выхода фазосдвигающего устройства, обычно невелика. Промежуточное устройство предназначено для формирования и усиления импульсов, получаемых с фазосдвигающего устройства.

Наиболее простой и надежной схемой этого устройства является усилитель, число каскадов которого зависит от требуемого коэффициента усиления. Основной схемой усилителя, применяемого в системах управления, является схема транзисторного усилителя с общим эмиттером (рис. 5-23). В этой схеме время включения тран-

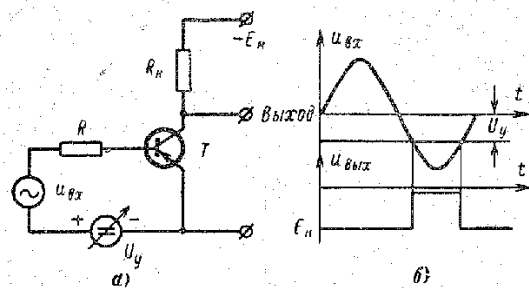


Рис. 5-23. Промежуточное устройство с однокаскадным усилителем.

a — схема; b — кривые входного $u_{вх}$ и выходного $u_{вых}$ напряжений.

зисторов зависит от крутизны нарастания входного тока, его величины и коэффициента усиления транзистора. Для уменьшения времени включения применяют усилители с положительной обратной связью или блокинг-генераторы.

На рис. 5-24, a приведена схема двухкаскадного усилителя с положительной обратной связью [Л. 47 и 49]. Транзисторы $T1$ и $T2$ работают в ключевом режиме. В интервале времени, когда переменное напряжение меньше управляющего, транзистор $T1$ закрыт, а транзистор $T2$ открыт (рис. 5-24, b). В момент равенства напряжений транзистор $T1$ благодаря обратной связи, осуществляемой с помощью сопротивления ($R_{о.с}$), резко открывается, а транзистор $T2$ закрывается. Изменение напряжения на коллекторе транзистора $T2$ используется для управления последующими каскадами.

Широкое применение в системах управления выпрямителем находит ждущий блокинг-генератор с насыщающимся сердечником (рис. 5-25, а).

Схема работает следующим образом. В момент равенства переменного и управляющего напряжений тран-

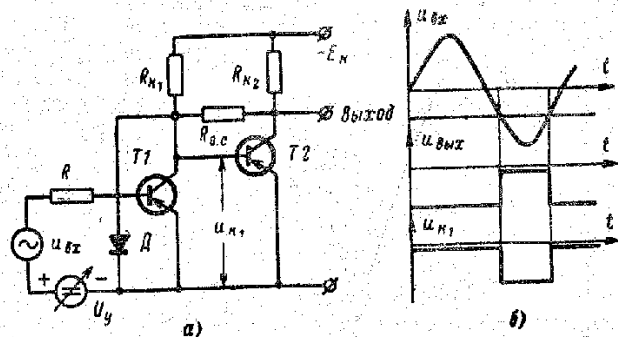


Рис. 5-24. Промежуточное устройство с двухкаскадным усилителем.

а — схема; б — кривые напряжений; $u_{вх}$ — входное напряжение; $u_{вых}$ — выходное напряжение; $u_{к1}$ — напряжение на коллекторе $T1$.

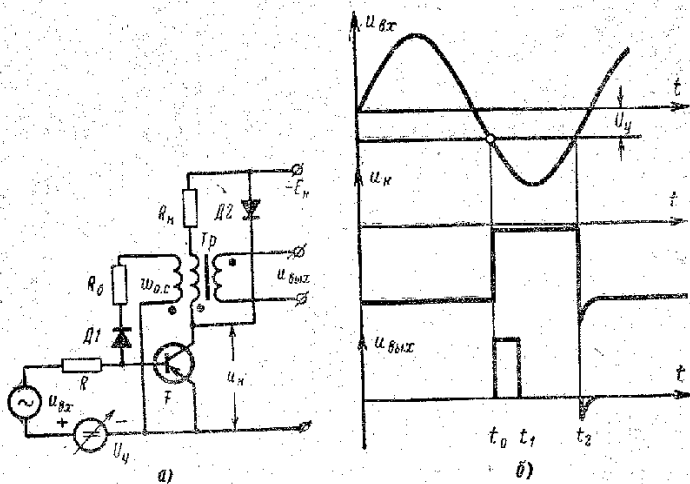


Рис. 5-25. Промежуточное устройство с ждущим блокинг-генератором.

а — схема; б — кривые напряжений в схеме; $u_{вх}$ — входное напряжение; $u_{к}$ — напряжение на коллекторе транзистора T ; $u_{вых}$ — выходное напряжение.

зистор $T1$ начинает открываться. Благодаря наличию сильной положительной обратной связи (обмотка $\omega_{о.с}$) происходит резкое лавинообразное нарастание базового и коллекторного токов. Такое нарастание токов обеспечивает быстрое переключение транзистора. Импульсный трансформатор под действием напряжения $E_{к} - U_{к}$ перемagnичивается, и на выходе генерируется импульс напряжения. После насыщения трансформатора коллекторный ток ограничивается сопротивлением $R_{к}$. В момент t_2 транзистор закрывается. Диод $D2$ защищает транзистор от перенапряжений при его выключении.

Рис. 5-26. Промежуточное устройство на триггере с эмиттерной связью.

К недостаткам схемы следует отнести чувствительность блокинг-генератора к помехам.

На рис. 5-26 приведена схема промежуточного устройства, в котором используется триггер с эмиттерной связью. Триггер с эмиттерной связью работает как пороговое устройство. Он реагирует на определенный уровень сигнала. Эта схема подробно рассмотрена в [Л. 50]. Коллектор выходного транзистора $T2$ не связан с внутренними элементами триггера, поэтому нагрузка мало влияет на его работу, в результате чего получается высокая скорость переключения транзисторов.

г) Выходное устройство

Выходное устройство предназначено для окончательного формирования и усиления импульсов управления перед подачей их на управляющие электроды тиристоров. Параметры импульсов управления определяются типом применяемых вентилях и выбираются указанным выше способом (§ 5-3).

Различают два типа исполнения выходных устройств: с бестрансформаторным и трансформаторным выходом. На рис. 5-27 и 5-28 приведены два варианта схем с бестрансформаторным выходом, с последовательным ключ-

чом K (рис. 5-27) и параллельным ключом K (рис. 5-28). В обеих схемах напряжение источника питания E_n прикладывается к управляющему электроду тиристора через токоограничивающее сопротивление $R_{огр}$. В схеме на рис. 5-27 управляющий импульс формируется в момент

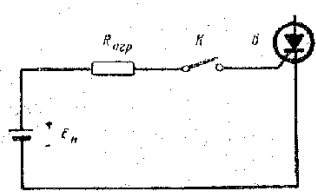


Рис. 5-27. Выходное устройство с последовательным плечом K (бестрансформаторная схема).

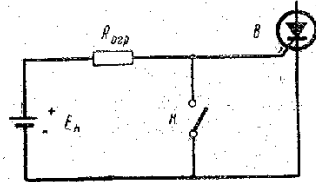


Рис. 5-28. Выходное устройство с параллельным плечом K (бестрансформаторная схема).

замыкания ключа K (переключающий элемент), а в схеме на рис. 5-28 — в момент размыкания ключа K . Выходное устройство, схематично изображенное на рис. 5-28, исключает возможность ложного включения тиристора из-за помех в интервале между импульсами, так как промежуток управляющий электрод — катод шунтирован ключом K в этом интервале. Из сравнения схем, представленных на рис. 5-27 и 5-28, очевидно, что первая схема потребляет от источника питания меньшую мощность.

Бестрансформаторные схемы просты, они позволяют получить мощный импульс с крутыми передним и задним фронтами. В процессе переключения на их элементах не возникает перенапряжений. Тем не менее применение бестрансформаторных схем выходных устройств ограничено. Общим недостатком подобных схем является электрическая связь цепи управления с силовой

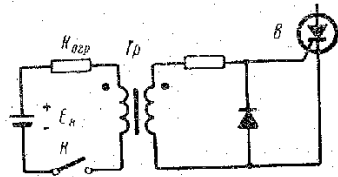


Рис. 5-29. Выходное устройство (трансформаторный вариант).

схемой выпрямителя, что приводит к необходимости применения нескольких изолированных друг от друга источников питания каждым каналом управления. Выходное устройство с изолирующим трансформатором (рис. 5-29) устраняет указанный недостаток. Кроме того, применение

трансформатора позволяет оптимальным образом согласовывать параметры входной цепи тиристора и выходного устройства, а также позволяет одновременно управлять несколькими тиристорами. Однако использование выходного трансформатора приводит к снижению крутизны переднего фронта управляющего импульса за счет индуктивностей рассеяния. Это является существенным недостатком схем с трансформатором.

В зависимости от типа применяемого переключающего элемента (ключа K)

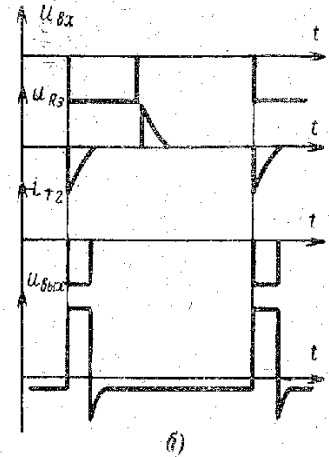
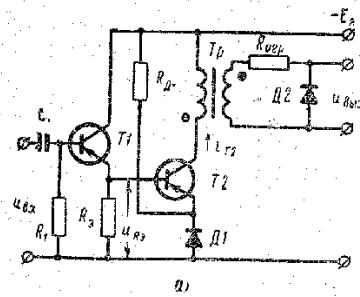


Рис. 5-30. Выходное устройство с усилителем.

а — схема; б — кривые тока и напряжений в схеме; $U_{вх}$ — входное напряжение; $U_{R_огр}$ — напряжение на сопротивлении $R_{огр}$; i_{T_2} — ток транзистора T_2 ; $U_{вых}$ — выходное напряжение.

выходные устройства можно подразделить на две группы. В первой группе в качестве ключа используется полупроводниковый триод, а во второй — маломощный тиристор. Выходное устройство второй группы позволяет получать более мощные выходные импульсы для одновременного управления несколькими силовыми тиристорами.

Наиболее распространенной схемой выходного устройства первой группы является транзисторный усилитель. Число каскадов зависит от требуемого коэффициента усиления (обычно один или два каскада). На рис. 5-30,а приведена схема выходного устройства, использующая двухкаскадный усилитель. Первый каскад (транзистор T_1) работает как эмиттерный повторитель, а второй каскад (транзистор T_2) — как импульсный усилитель. В интервале между импульсами транзистор T_2

дополнительно заперт напряжением смещения, которое создается с помощью диода $D1$. Отрицательный входной импульс усиливается по току первым каскадом (рис. 5-30,б) и подается на транзистор $T2$, который открывается, когда потенциал его базы становится ниже потенциала катода диода $D1$. Транзистор $T2$ работает в ключевом режиме, и, следовательно, мощность, рассеиваемая в нем, незначительна. Управляющий импульс через изолирующий импульсный трансформатор Tr и ограничивающее сопротивление $R_{огр}$ передается на управляющий электрод тиристора.

После окончания управляющего импульса электромагнитная энергия, накопленная в трансформаторе, рассеивается во вторичном контуре ($R_{огр}$, $D2$). В результате на коллекторе транзистора $T2$ и управляющем электроде тиристора устраняется возможность возникновения перенапряжений.

По диоду $D2$ протекает ток, который поддерживает его в открытом состоянии. Время протекания тока через диод $D2$ определяется параметрами управляющего импульса (напряжением и длительностью), ограничивающим сопротивлением $R_{огр}$ и напряжением прямого падения на диоде.

При протекании по диоду $D2$ тока его динамическое сопротивление небольшое (единицы ом), что создает эффект шунтирования управляющего $p-n$ перехода тиристора. Токи, наводимые в собственных емкостях тиристора при скачках анодного напряжения, будут протекать через диод $D2$, а не через управляющий переход.

Кроме того, напряжение прямого падения на диоде (0,5—1 в) прикладывается к переходу управляющий электрод—катод, и на нем создается отрицательное смещение в интервале между управляющими импульсами.

Такая схема выходного устройства увеличивает устойчивость тиристора к скачкам анодного напряжения и уменьшает чувствительность к помехам [Л. 9].

При использовании в выходном импульсном усилителе среднечастотных диффузионных транзисторов типа П601 и импульсных трансформаторов с малыми индуктивностями рассеяния можно получить управляющий импульс с амплитудой тока 1—2 а и крутизной переднего фронта 1,5—2 мксек (при длительности импульса 80—100 мксек).

На рис. 5-31 и 5-32 приведены две схемы выходного устройства с использованием усилителей с положительной обратной связью. Первая схема (рис. 5-31) представляет собой коммутационный усилитель [Л. 49]. В интервале между импульсами транзистор $T1$ открыт, а транзистор $T2$ закрыт.

При подаче положительного импульса на вход схемы транзистор $T1$ закрывается, а $T2$ открывается. Сопротивление обратной связи $R_{о.с}$ обеспечивает быстрое переключение транзисторов $T1$ и $T2$. Положительным качеством такой схемы является то, что транзистор $T2$ работает в ключевом режиме. В закрытом состоянии его база практически закорочена (транзистор $T1$ открыт), и на эмиттер подается запирающее напряжение с источника смещения (диод D). Такой режим работы уменьшает потери в выходном транзисторе $T2$ и позволяет увеличить коллекторное напряжение, а тем самым и мощность управляющего импульса. Длительность управляющего импульса определяется постоянной времени входной цепи $R_{вх}C_1$. Крутизна переднего фронта выходного импульса такая же, как и в схеме рис. 5-30.

Рис. 5-31. Выходное устройство с коммутационным усилителем.

На рис. 5-32 приведена схема выходного устройства, в котором используется ждущий блокинг-генератор с насыщающимся трансформатором [Л. 42]. В исходном состоянии транзистор T закрыт. В момент прихода стартового отрицательного импульса транзистор T открывается. Напряжение обратной связи обеспечивает быстрое включение транзистора (блокинг-процесс). Для запуска этой схемы достаточно узкого импульса. Диод D ,

в котором используется ждущий блокинг-генератор с насыщающимся трансформатором [Л. 42]. В исходном состоянии транзистор T закрыт. В момент прихода стартового отрицательного импульса транзистор T открывается. Напряжение обратной связи обеспечивает быстрое включение транзистора (блокинг-процесс). Для запуска этой схемы достаточно узкого импульса. Диод D ,

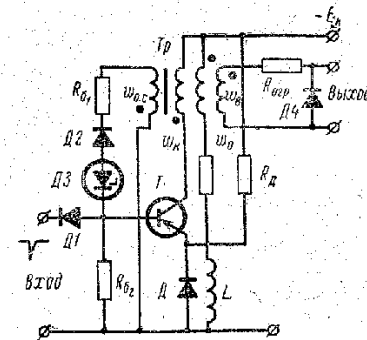


Рис. 5-32. Выходное устройство с блокинг-генератором.

в котором используется ждущий блокинг-генератор с насыщающимся трансформатором [Л. 42]. В исходном состоянии транзистор T закрыт. В момент прихода стартового отрицательного импульса транзистор T открывается. Напряжение обратной связи обеспечивает быстрое включение транзистора (блокинг-процесс). Для запуска этой схемы достаточно узкого импульса. Диод D ,

создающий запирающее напряжение на базе полупроводникового триода T , и стабилитрон $D3$ в цепи обратной связи уменьшают чувствительность схемы к помехам. Параметры выходного импульса будут такими же, как в двух предыдущих схемах.

В рассмотренных выше трансформаторных схемах выходного устройства импульсный трансформатор передает однополярные импульсы.

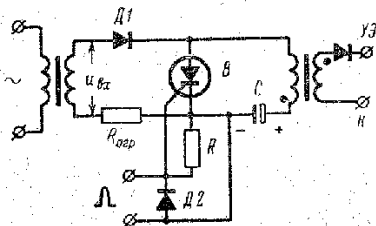
В этом случае сердечник трансформатора работает на несимметричной частной петле. Поэтому необходимо применять магнитные сплавы с малым значением остаточной индукции сердечника B_r и большим значением B_s или использовать подмагничивание сердечника трансформатора (обмотка w_0 на рис. 5-32).

Рис. 5-33. Выходное устройство с тиристором B и конденсатором C .

В качестве материала для сердечников импульсных трансформаторов может быть применена электротехническая сталь марки Э-340. Она обладает высокой магнитной проницаемостью и большим значением $\Delta B = B_s - B_r$.

Вторая группа выходных устройств системы управления строится на основе маломощных тиристоров. На рис. 5-33 приведена схема формирования импульсов с помощью конденсатора и тиристора [Л. 51]. Схема работает следующим образом. Положительной волной питающего переменного напряжения ($u_{вх}$) конденсатор C через диод D заряжается до его амплитудного значения. На этом уровне напряжение удерживается, так как вентиль B и диод D препятствуют разряду конденсатора. При отпирании тиристора конденсатор разряжается через первичную обмотку импульсного трансформатора T_p , что вызывает во входной цепи силового вентиля импульс тока острой формы. Тиристор B закрывается в момент прохождения тока через нуль.

Питание подобной схемы можно осуществлять и от источника постоянного напряжения (рис. 5-34). В этом случае необходимо предусмотреть меры для искусственного запираания тиристора [Л. 47]. Схема на рис. 5-34 работает следующим образом. В исходном состоянии



тиристор $B1$ открыт, а $B2$ закрыт и конденсатор C_2 заряжен до напряжения источника E_2 с полярностью, указанной сверху от конденсатора. Напряжение на конденсаторе C_1 близко к нулю. В момент прихода стартового импульса на вентиль $B2$ он открывается и ток разряда емкости C_1 закрывает вентиль $B1$. С открытием вентиля $B2$ напряжение источника питания E_2 прикладывается к первичной обмотке трансформатора T_p , и на выходе

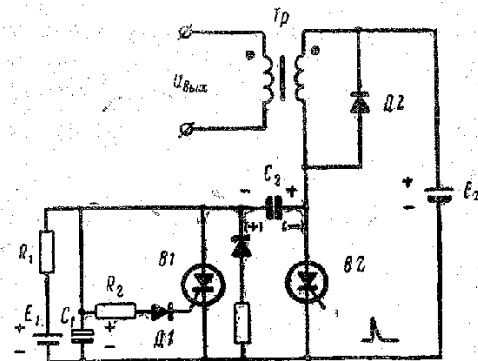


Рис. 5-34. Выходное устройство с тиристором и при питании от источника постоянного напряжения.

схемы формируется положительный перепад напряжения. После закрывания вентиля $B1$ начинается заряд емкости C_1 и перезаряд емкости C_2 .

В момент, когда напряжение на емкости C_1 достигнет величины напряжения пробоя стабилитрона $D1$, вентиль $B1$ вновь открывается. К этому времени конденсатор C_2 зарядится с полярностью, показанной на рис. 5-34 ниже конденсатора в скобках.

В результате разряда конденсатора C_2 закрывается вентиль $B2$ и формируется задний фронт выходного импульса. Диод $D2$ служит для ликвидации перенапряжений на первичной обмотке трансформатора. Описанная схема выходного устройства позволяет также формировать управляющий импульс специальной формы (рис. 5-4). Схема для такого случая приведена на рис. 5-35 [Л. 47].

На рис. 5-36 приведена схема формирования двояных импульсов. Подача двояных импульсов исполь-

зуется для управления мостовыми выпрямителями. На два отдельных входа схемы (рис. 5-36) подаются два сигнала, которые во времени соответствуют моментам вступления в работу очередного и последующего вентилей выпрямителя. Для мостовой трехфазной схемы выпрямления сдвиг между этими сигналами равен 60° . На сопротивлении R_0 происходит суммирование усиленных

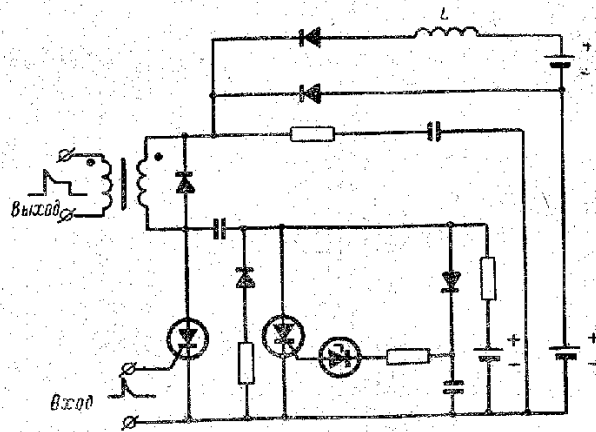


Рис. 5-35. Схема выходного устройства для формирования управляющего импульса специальной формы.

входных сигналов, которые управляют одним общим выходным услителем.

Таким образом, мы рассмотрели некоторые варианты исполнения фазосдвигающего, промежуточного и выходного устройств. Целесообразность применения того или иного варианта каждого устройства может быть установлена в результате учета и анализа конкретных требований, предъявляемых к выпрямителю, согласно § 5-3. Расчет описанных схем каждого устройства можно выполнить, пользуясь указанной литературой [Л. 43, 45 и 50].

В качестве одного из примеров выполнения системы управления на рис. 5-37 приведена конкретная схема одного канала системы управления для тиристорного электропривода моталки проволочного стана 250 [Л. 62].

Для управления выпрямителем, собранным по несимметричной схеме (с неполным числом управляемых вентилей рис. 2-23), целесообразно применять систему

управления, состоящую из одного канала. Один из возможных вариантов такой системы управления для трехфазного несимметричного выпрямителя приведен на рис. 9-10 (см. гл. IX). Как видно из рисунка, формиро-

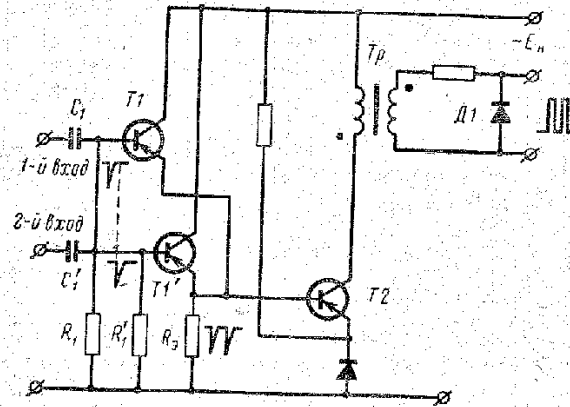


Рис. 5-36. Схема выходного каскада для формирования двойных импульсов управления.

вание и фазовый сдвиг управляющих импульсов осуществляются только одним каналом управления. Частота следования импульсов управления соответственно равна

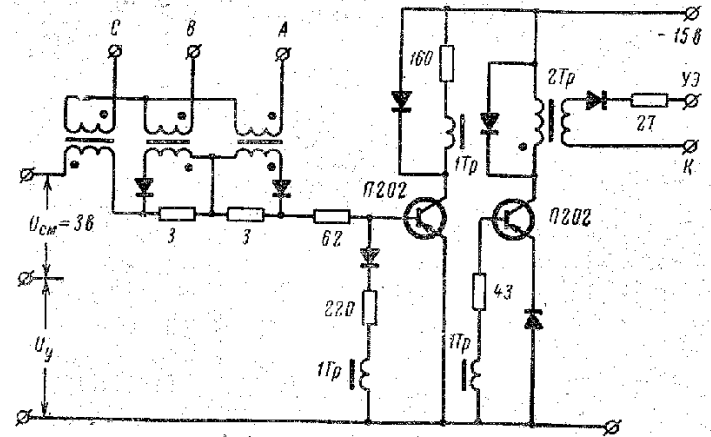


Рис. 5-37. Схема одного канала системы управления выпрямителем.

устроенной частоте напряжения питающей сети. Управляющие импульсы подаются одновременно на все три тиристора. Однако откроется тот тиристор, у которого потенциал анода выше, чем у двух других.

Большие возможности в создании систем управления и регулирования открывает применение канальных транзисторов. Канальные транзисторы являются идеальными приборами для схем управления, они имеют стабильное напряжение отпирания, очень малый ток отпирания, широкий диапазон рабочих температур и большое допустимое значение амплитуды тока, равное $2a$. Схемы управления на канальных транзисторах характеризуются простотой, компактностью, экономичностью и значительным усилением по мощности [Л. 9].

5.5. ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА

Величина выходного напряжения выпрямителя, работающего с неизменным углом α , в процессе работы при изменении входного напряжения или нагрузки будет изменяться в соответствии с уравнением внешней характеристики. Выпрямители, работающие на естественных внешних характеристиках, используются весьма редко.

Для большинства потребителей постоянного тока требуется автоматическая стабилизация или регулирование выпрямленного напряжения или тока. Так, для электролизных установок необходимо строго поддерживать постоянство тока. В стабилизированных источниках питания требуется стабилизация (на заданном уровне) выпрямленного напряжения. В ряде случаев по условиям технологического процесса необходимо регулировать ток или напряжение по определенному закону.

Все эти функции выполняются системой автоматического регулирования выпрямителя, которая содержит собственно выпрямитель с системой управления и автоматический регулятор (рис. 5-38).

Автоматический регулятор выпрямителя B состо-

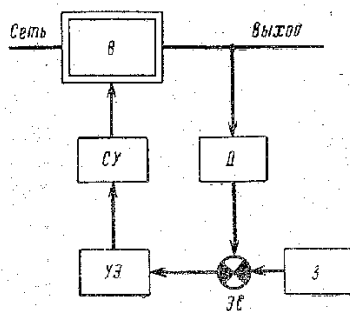


Рис. 5-38. Структурная схема автоматического регулятора выпрямителя.

ит из следующих основных элементов: а) датчика регулируемой величины D ; б) источника, задающего значение регулируемой величины Z ; в) элемента сравнения (измерительный элемент) $ЭС$; г) усилительного элемента $УЭ$.

Датчик регулируемой величины служит для преобразования измеренного значения регулируемой величины в сигнал напряжения U_1 . Это напряжение сравнивается с напряжением источника заданного значения регулируемой величины U_0 . Полученная величина разности напряжений $\Delta U = U_1 - U_0$ называется сигналом рассогласования. Она показывает, насколько отклонилось фактическое значение регулируемой величины от заданного, т. е. какова ошибка системы регулирования. Сигнал рассогласования через усилитель воздействует на фазосдвигающее устройство системы управления, которое осуществляет сдвиг управляющих импульсов таким образом, чтобы устранить отклонение регулируемой величины выпрямителя от заданного значения (систему управления выпрямителя можно в данном случае рассматривать как исполнительный элемент системы автоматического регулирования).

а) Датчик регулируемой величины

В выпрямителях регулируемой величиной является среднее значение выпрямленного напряжения U_d или тока I_d . Для измерения этих величин используются датчики напряжения или тока. Датчик напряжения обычно представляет собой делитель напряжения с фильтрами (рис. 5-39), подключаемый непосредственно к шинам постоянного тока выпрямителя. Величина выходного напряжения U_1 датчика напряжения соответственно равна:

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_d = k_1 U_d,$$

где

$$k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

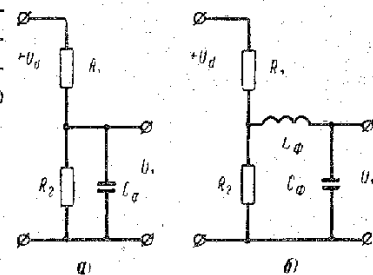


Рис. 5-39. Датчики выпрямленного напряжения U_d .

Уменьшение пульсаций и выделение постоянной составляющей U_d на выходе делителя напряжения осуществляют фильтры (рис. 5-39). Применение фильтров вносит определенную инерционность в автоматический регулятор.

Для измерения величины выпрямленного тока могут использоваться шунты, измерительные трансформаторы постоянного тока и датчики Холла. Применение шунтов ограничено малой величиной сигнала, снимаемого с шунта. Кроме того, шунты для измерения больших токов имеют большие габариты и вызывают дополнительные потери.

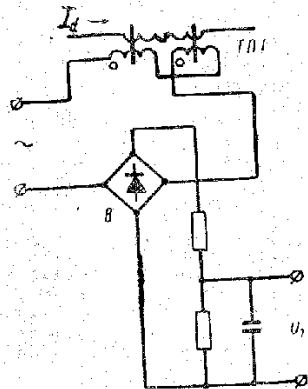


Рис. 5-40. Датчик выпрямленного тока I_d .

Схема для измерения постоянного тока с помощью измерительного трансформатора постоянного тока приведена на рис. 5-40 [Л. 53]. Измеряемый ток I_d протекает по первичной обмотке. Вторичная цепь трансформатора подключена к вспомогательному источнику переменного напряжения. Переменный ток, протекающий во вторичной цепи, пропорционален измеряемому току. При идеальной характеристике намагничивания значения измеряемого тока I_d и вторичного тока I_2 связаны соотношением

$$I_d \omega_1 = I_2 \omega_2,$$

где ω_1 и ω_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора тока. Для преобразования переменного тока I_2 в постоянное напряжение датчик тока (трансформатор постоянного тока) должен иметь выпрямитель, а для сглаживания пульсаций — фильтр (рис. 5-40).

Как правило, вместо измерения тока на выходе выпрямителя измеряют величину переменного тока, по-

требляемого выпрямителем из питающей сети (входного тока выпрямителя) с помощью трансформаторов переменного тока (рис. 5-41). Напряжение трансформатора переменного тока далее выпрямляется и фильтруется. Величина этого напряжения (U_1) пропорциональна входному току выпрямителя, а следовательно, и выпрямленному току I_d , поскольку в нормальных симметричных режимах работы между этими токами существует линейная зависимость.

Сигнал с датчика регулируемой величины сравнивается или с напряжением источника опорного напряжения (для систем автоматической стабилизации), или с напряжением источника, меняющегося по определенному закону напряжения (для систем программного регулирования).

В качестве источника опорного напряжения U_0 обычно используются кремниевые стабилитроны. Схемы включения стабилитрона приведены на рис. 5-42, где D_0 — кремниевый стабилитрон, R_3 — балластное сопротивление, определяющее режим стабилитрона. Напряжение U_0 зависит от входного напряжения $U_{вх}$, тока стабилитрона и температуры. Основным недостатком кремниевых стабилитронов является зависимость выходного стабилизированного напряжения от температуры. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) современных типов кремниевых стабилитронов невысокий (порядка $1 \cdot 10^{-1} \%$ /град).

Для уменьшения влияния температуры на величину опорного напряжения применяется термокомпенсация [Л. 54]. Для термокомпенсации обычно применяют диоды или стабилитроны, смещенные в прямом направлении. ТКН диодов и стабилитронов, смещенных в прямом направлении, имеет противоположный знак, чем у стабилитронов, работающих в режиме стабилизации. Это позволяет, соединяя последовательно и встречно несколько стабилитронов, осуществлять температурную компенсацию суммарного выходного напряжения.

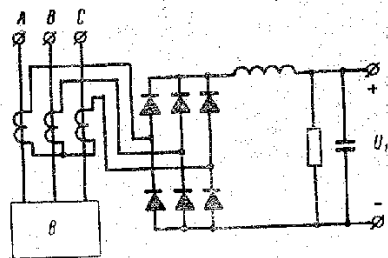


Рис. 5-41. Датчик входного тока выпрямителя.

б) Источник, задающий значение регулируемой величины

б) Источник, задающий значение регулируемой величины

Сигнал с датчика регулируемой величины сравнивается или с напряжением источником опорного напряжения (для систем автоматической стабилизации), или с напряжением источника, меняющегося по определенному закону напряжения (для систем программного регулирования).

В качестве источника опорного напряжения U_0 обычно используются кремниевые стабилитроны. Схемы включения стабилитрона приведены на рис. 5-42, где D_0 — кремниевый стабилитрон, R_3 — балластное сопротивление, определяющее режим стабилитрона. Напряжение U_0 зависит от входного напряжения $U_{вх}$, тока стабилитрона и температуры. Основным недостатком кремниевых стабилитронов является зависимость выходного стабилизированного напряжения от температуры. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) современных типов кремниевых стабилитронов невысокий (порядка $1 \cdot 10^{-1} \%$ /град).

Для уменьшения влияния температуры на величину опорного напряжения применяется термокомпенсация [Л. 54]. Для термокомпенсации обычно применяют диоды или стабилитроны, смещенные в прямом направлении. ТКН диодов и стабилитронов, смещенных в прямом направлении, имеет противоположный знак, чем у стабилитронов, работающих в режиме стабилизации. Это позволяет, соединяя последовательно и встречно несколько стабилитронов, осуществлять температурную компенсацию суммарного выходного напряжения.

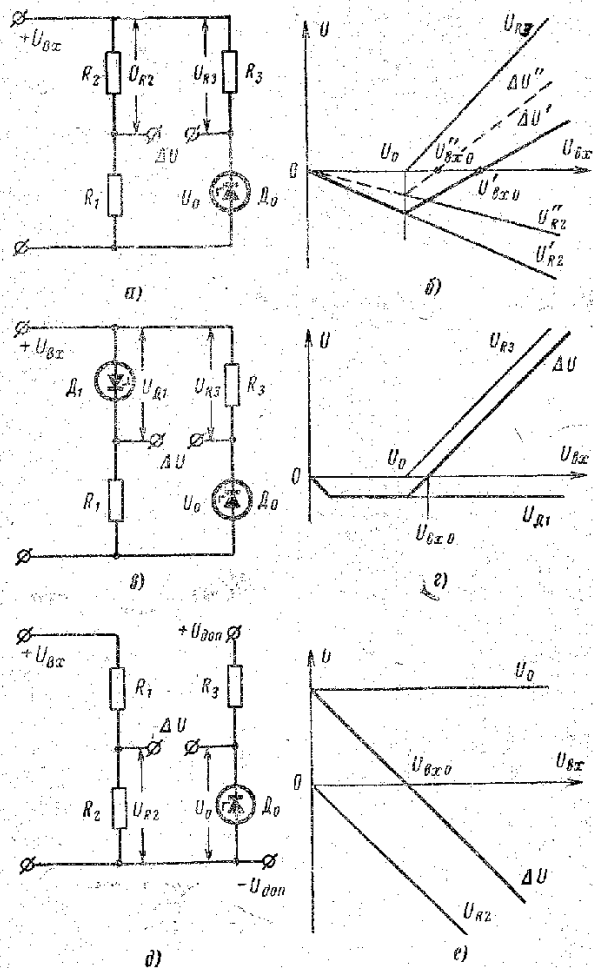


Рис. 5-42. Схемы элементов сравнения автоматического регулятора и их выходные характеристики.

в) Элемент сравнения

Элемент сравнения фиксирует отклонение значения измеренного напряжения U_1 от заданной величины и в зависимости от знака отклонения измеренной величины должен изменять полярность сигнала рассогласования. Элементы сравнения обычно выполняют в виде измерительного моста.

На рис. 5-42,а приведен один из вариантов схемы сравнения. Выходное напряжение этой схемы равно разности напряжений U_{R_2} и U_{R_3} на сопротивлениях R_2 и R_3 . Характеристика элемента сравнения (зависимость выходного напряжения от величины входного) приведена на рис. 5-42,б. В качестве входного напряжения используется напряжение с датчика регулируемой величины.

При некотором значении входного напряжения $U'_{вх0}$ характеристика элемента сравнения проходит через нуль. Величина $U'_{вх0}$ зависит от напряжения стабилизации стабилитрона U_0 и от напряжения U_{R_2} (от коэффициента деления R_1/R_2). Изменением коэффициента деления можно менять величину напряжения $U'_{вх0}$, а тем самым и уровень регулируемой величины. Коэффициент передачи k этой схемы приблизительно равен:

$$k = \frac{\Delta U}{\Delta U_{вх}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(если пренебречь динамическим сопротивлением стабилитрона D_0).

Схема измерительного моста с двумя нелинейными элементами (рис. 5-42,б) позволяет получить коэффициент передачи, близкий к единице. Характеристика такого элемента сравнения приведена на рис. 5-42,г. Наличие кремниевого стабилитрона D_1 , включенного в прямом направлении во втором плече моста, позволяет осуществить термокомпенсацию схемы. Недостатком такой схемы является трудность подстройки величины $U'_{вх0}$.

На рис. 5-42,д приведен другой вариант схемы сравнения, также позволяющей получить коэффициент передачи, близкий к единице. Характеристика этого элемента приведена на рис. 5-42,е. При $R_1=0$ и $U_0=U_{вх0}$ коэффициент передачи схемы равен единице. Для этой схемы нужен дополнительный источник питания ($U_{доп}$), напряжение которого выше входного напряжения на величину падения напряжения на балластном сопротивлении R_3 .

Нагрузкой элемента сравнения является усилительный элемент. Входная цепь усилительного элемента не должна сильно влиять на работу элемента сравнения, следовательно, внутреннее сопротивление измерительного элемента должно быть небольшим.

г) Усилительный элемент

Задачей усилительного элемента является усиление и в некоторых случаях преобразование сигнала рассогласования ΔU в сигнал управления U_y . В качестве усилительного элемента могут быть использованы различного рода усилители постоянного тока. Усилительные элементы можно подразделить на две группы:

- 1) магнитные усилители;
- 2) полупроводниковые усилители постоянного тока (УПТ).

Усилительные элементы первой группы имеют большой коэффициент усиления, позволяют осуществлять суммирование нескольких входных сигналов без потенциальной связи между ними и сигналом управления, но имеют большую инерционность, чем усилительные элементы второй группы. Усилительные элементы второй группы могут быть сделаны практически безынерционными. Существенным недостатком УПТ является то, что выходное напряжение имеет тенденцию к произвольному изменению или дрейфу с течением времени. В результате дрейфа на выходе появляется дополнительное напряжение, которое добавляется к полезному сигналу. Это приводит к погрешности регулирования. Главными источниками дрейфа является изменение параметров транзисторов ($U_{об}$, $I_{к0}$ и т. д.) в зависимости от температуры. Уменьшение дрейфа является одной из наиболее трудных проблем проектирования УПТ. Для уменьшения дрейфа, вызванного температурой, применяются схемы дифференциальных усилителей (рис. 5-43,а) [Л. 9 и 50]. Транзистор $T1$ используется в качестве эмиттерного повторителя, а транзистор $T2$ — в качестве обычного усилителя. На базу транзистора $T2$ подается напряжение с делителя R_1-R_2 (часть напряжения с датчика регулируемой величины), а на эмиттер — напряжение $U_{до}$, равное опорному.

Напряжение $U_{до} = U_{до}$ снимается не со стабилитрона D_0 , а с эмиттерного повторителя — напряжения на сопротивлении R_0 . Подача опорного напряжения на усилитель через эмиттерный повторитель автоматический осуществляет необходимую стабилизацию рабочей точки транзистора $T2$. С ростом температуры при неизменном опорном напряжении U_0 будет происходить возрастание тока эмиттера транзисторов $T1$ и $T2$. Это прив-

дет к увеличению напряжения на сопротивлении R_0 , и потенциал базы транзистора $T2$ станет более положительным. В результате этого произойдет уменьшение коллекторного и эмиттерного токов транзистора $T2$.

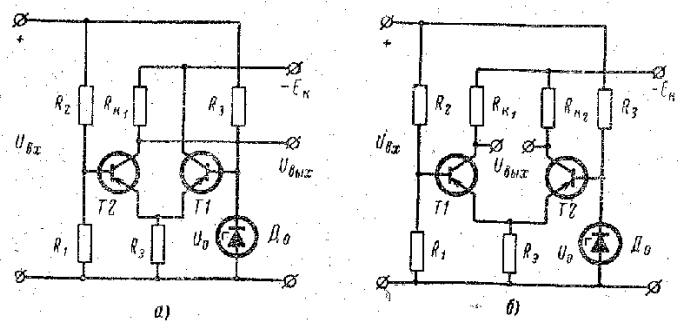


Рис. 5-43. Схемы дифференциальных усилителей постоянного тока.

На рис. 5-43,б приведена схема другого варианта дифференциального усилителя, в котором выходное напряжение меняет свою полярность при изменении направления отклонения напряжения.

Сигнал рассогласования на выходе усилительного элемента является управляющим сигналом для фазосдвигающих каскадов системы управления. В системах управления многофазными выпрямителями источник управляющего сигнала является общим для всех каналов. Через него протекают входные токи всех фазосдвигающих устройств. Для того чтобы эти токи не искажали управляющий сигнал и не оказывали взаимного влияния друг на друга, внутреннее сопротивление источника управляющего сигнала должно быть достаточно низким. Поэтому на выходе автоматического регулятора необходимо ставить эмиттерный повторитель (рис. 5-44).

Наличие усилительного элемента в автоматическом регуляторе не является обязательным. Величина напряжения рассогласования зависит от требуемой точности

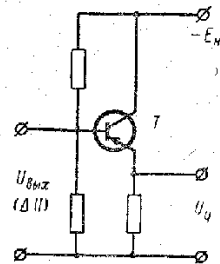


Рис. 5-44. Схема эмиттерного повторителя на выходе автоматического регулятора.

стабилизации, от коэффициентов передачи всех звеньев автоматического регулятора. Величина этого напряжения часто оказывается достаточной для управления фазосдвигающими каскадами системы управления выпрямителя.

5-6. ВЛИЯНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ РЕГУЛЯТОРА НА ТОЧНОСТЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для определенности рассмотрим стабилизацию выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя. В установившемся режиме связь выходного напряжения такого выпрямителя с входным напряжением и током нагрузки дается следующим уравнением (см. гл. III):

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} I_d x_s. \quad (5-1)$$

Это уравнение является нелинейным, но так как задача автоматического регулятора состоит в поддержании выходного параметра около заданного номинального значения, то это уравнение можно линеаризовать. Линеаризация базируется на малости отклонений всех переменных от их номинальных значений:

$$U_d = U_{d \text{ ном}} + \Delta U_d;$$

$$\alpha = \alpha_{\text{ном}} + \Delta \alpha;$$

$$I_d = I_{d \text{ ном}} + \Delta I_d;$$

$$U_{2\phi} = U_{2\phi \text{ ном}} + \Delta U_{2\phi}.$$

Рассмотрим стабилизацию выходного напряжения выпрямителя при изменении только входного напряжения. Подставим эти значения переменных в уравнение (5-4):

$$U_{d \text{ ном}} + \Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (U_{2\phi \text{ ном}} + \Delta U_{2\phi}) \times$$

$$\times \cos(\alpha_{\text{ном}} + \Delta \alpha) - \frac{3}{\pi} I_{d \text{ ном}} x_s.$$

Учитывая, что

$$\cos(\alpha_{\text{ном}} + \Delta \alpha) = \cos \alpha_{\text{ном}} \cos \Delta \alpha -$$

$$- \sin \alpha_{\text{ном}} \sin \Delta \alpha \approx \cos \alpha_{\text{ном}} - \sin \alpha_{\text{ном}} \Delta \alpha,$$

получаем:

$$U_{d \text{ ном}} + \Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi \text{ ном}} \cos \alpha_{\text{ном}} + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2\phi} \times$$

$$\times \cos \alpha_{\text{ном}} - \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi \text{ ном}} \sin \alpha_{\text{ном}} \Delta \alpha -$$

$$- \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2\phi} \sin \alpha_{\text{ном}} \Delta \alpha - \frac{3}{\pi} I_{d \text{ ном}} x_s.$$

Пренебрегая членом $\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2\phi} \sin \alpha_{\text{ном}} \Delta \alpha$ в силу второго порядка малости и принимая во внимание (5-1), получаем:

$$\Delta U_d = - \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi \text{ ном}} \sin \alpha_{\text{ном}} \Delta \alpha + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Delta U_{2\phi} \cos \alpha_{\text{ном}},$$

или окончательно:

$$\Delta U_d = - k_0 \Delta \alpha + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_{\text{ном}} \Delta U_{2\phi}, \quad (5-2)$$

где $k_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\phi \text{ ном}} \sin \alpha_{\text{ном}}$.

Предположим, что автоматический регулятор имеет датчик выпрямленного напряжения с коэффициентом передачи k_1 , т. е.

$$U_1 = k_1 U_d,$$

тогда на выходе элемента сравнения получим сигнал рассогласования, пропорциональный отклонению выходного напряжения от номинальной величины и равный

$$\Delta U = k_1 \Delta U_d.$$

Сигнал рассогласования подается на усилительный элемент. Для упрощения полагаем, что характеристика

усилителя линейная (коэффициент усиления равен k_2). Выходное напряжение усилителя ΔU_y равно:

$$\Delta U_y = k_2 \Delta U,$$

или

$$\Delta U_y = k_2 k_1 \Delta U_d$$

Выходное напряжение усилителя подается на фазосдвигающее устройство системы управления. Предположим, что характеристика управления фазосдвигающего устройства также линейная, т. е.

$$\Delta \alpha = k_3 \Delta U_y$$

или

$$\Delta \alpha = k_3 k_2 k_1 \Delta U_d, \quad (5-3)$$

где k_3 — коэффициент передачи системы управления. Окончательно имеем, что

$$\Delta \alpha = k_{\text{рег}} \Delta U_d, \quad (5-4)$$

где $k_{\text{рег}}$ — общий коэффициент передачи автоматического регулятора вместе с системой управления.

Решая совместно уравнения (5-2) и (5-4), получаем общее уравнение системы автоматической стабилизации выходного напряжения выпрямителя в установившемся режиме:

$$\Delta U_d = -k_0 k_{\text{рег}} \Delta U_d + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_{\text{ном}} \Delta U_{2\phi},$$

или

$$\Delta U_d (1 + k_0 k_{\text{рег}}) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_{\text{ном}} \Delta U_{2\phi}.$$

Изменение выпрямленного напряжения ΔU_d при изменении входного напряжения на величину $\Delta U_{2\phi}$ в установившемся режиме называется статической ошибкой [Л. 55] и равно:

$$\Delta U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{\cos \alpha_{\text{ном}}}{1 + k_0 k_{\text{рег}}} \Delta U_{2\phi}.$$

При отсутствии регулятора, как это следует из уравнения (5-1), отклонение ΔU_{d1} при изменении входного напряжения на такую же величину $\Delta U_{2\phi}$ равнялось бы:

$$\Delta U_{d1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha_{\text{ном}} \Delta U_{2\phi},$$

отсюда

$$\frac{\Delta U_d}{\Delta U_{d1}} = \frac{1}{1 + k_0 k_{\text{рег}}}. \quad (5-5)$$

Уравнение (5-5) показывает, что величина статической ошибки при наличии регулятора уменьшается в $(1 + k_0 k_{\text{рег}})$ раз.

Итак, если задана величина статической ошибки выпрямителя, то, пользуясь формулой (5-5), легко определить значение $k_{\text{рег}}$. Величина коэффициента передачи выпрямителя k_0 находится из уравнения (5-2). По найденным значениям $k_{\text{рег}}$ и k_0 можно определить коэффициенты передачи всех звеньев автоматического регулятора. Величина k_1 определяется по величине выбранного опорного напряжения U_0 . Значения k_2 и k_3 определяются согласно уравнению (5-3), если задаваться одним из них.

Как видно из формулы (5-5), для уменьшения статической ошибки выпрямителя необходимо увеличивать величину $k_0 k_{\text{рег}}$. Однако чрезмерное увеличение величины $k_0 k_{\text{рег}}$, повышая точность регулирования выходного напряжения, может привести к неустойчивости всей системы. В тех случаях, когда необходимо по условиям работы получить высокую точность регулирования при условии сохранения устойчивости системы, применяют специальные средства стабилизации — корректирующие звенья (обратные связи).

Одним из наиболее эффективных дополнительных стабилизирующих звеньев является звено, дающее сигнал по производной от отклонения регулируемой величины. При наличии дополнительного сигнала по производной регулирование выходного напряжения происходит не только по отклонению от заданного значения, но также и согласно тому, будет ли это отклонение в следующие моменты убывать или возрастать и с какой скоростью. Таким образом, регулятор с дополнительным звеном по производной обладает способностью «предвидеть» развитие процесса регулирования. Такой регулятор позволяет уменьшить инерционность и величину статической ошибки регулирования при сохранении устойчивости системы регулирования.

Выбор параметров автоматического регулятора необходимо проводить не только по работе в установившемся режиме, но и по переходным режимам, чтобы получить желаемое качество регулирования. Качество про-

цесса регулирования характеризуется кривой переходного процесса и времени регулирования. Качество процесса регулирования зависит от параметров выпрямителя и автоматического регулятора. Параметры выпрямителя будем считать постоянными, так как их менять значительно сложнее, чем параметры регулятора.

Выбор параметров каждого из элементов автоматического регулятора для получения желаемого качества регулирования можно проводить несколькими методами: теоретическим, экспериментальным и комбинированным. Для теоретического анализа необходимо знание уравнений динамики выпрямителя и автоматического регулятора. Работа схем с тиристорами, и в частности выпрямителей, описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений. Только при ряде допущений и упрощений для некоторых схем можно составить приближенные уравнения, описывающие их работу. Составление и решение этих уравнений связано с большими трудностями.

Экспериментальный метод требует создания макетов или реальных объектов и не всегда дает оптимальное решение. Поэтому необходимо предварительное приближенное теоретическое исследование, с тем чтобы выбрать закон регулирования и ориентировочные параметры автоматического регулятора. Затем произвести их уточнение при моделировании или на реальном объекте.

В данной главе были рассмотрены системы управления и регулирования для выпрямителей на тиристорах. Регулирование выпрямителей с неуправляемыми вентилями и дросселями насыщения (ДН) в большинстве случаев осуществляется изменением начального состояния магнитной индукции в сердечнике ДН. Для схем с ДН, имеющими обмотки управления, регулирование осуществляется путем изменения среднего значения тока в обмотках управления ДН. Возможные варианты выполнения таких схем и их описание приведены в гл. IX, где рассматриваются конкретные выпрямительные установки.

Для выпрямителей с ДН и дополнительными маломощными тиристорами (рис. 3-25) начальное состояние магнитной индукции в сердечнике ДН изменяется путем регулирования момента включения дополнительного тиристора [Л. 38]. В этом случае для управления тиристорами можно использовать системы управления и регулирования, рассмотренные в данной главе.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

6-1. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ

Аварийные режимы выпрямителя могут возникать вследствие коротких замыканий в цепях нагрузки и питающей сети, а также в силовой схеме и в схемах управления, регулирования и защиты выпрямителя.

Следует различать внешние и внутренние короткие замыкания.

К внешним коротким замыканиям будем относить короткие замыкания на стороне постоянного и переменного тока выпрямителя. Они могут вызываться электрическим пробоем или механическим повреждением изоляции, попаданием токопроводящих предметов, пыли или жидкости на находящиеся под напряжением части электрооборудования.

Короткие замыкания могут произойти у электрически удаленных потребителей и непосредственно на шинах постоянного тока выпрямителя (когда сопротивление между шинами практически равно нулю). Последнее будем называть внешним глухим коротким замыканием.

При работе выпрямителя на индуктивно-емкостный или индуктивный фильтр может иметь место аварийный режим при коротком замыкании за дросселем фильтра, которое также будем относить к внешним коротким замыканиям независимо от того, входит ли фильтр в выпрямитель конструктивно или же расположен отдельно.

Короткие замыкания на шинах переменного тока выпрямителя также относятся к внешним коротким замыканиям, даже если они происходят на вторичной стороне силового трансформатора выпрямителя.

Основной причиной коротких замыканий в силовой схеме выпрямителя (внутренние короткие замыкания) является потеря вентилями способности выдерживать обратное напряжение. Это может произойти при чрез-

мерной перегрузке по току, ухудшении условий охлаждения, а также в результате воздействия на вентиль опасных по величине перенапряжений.

Короткие замыкания токоведущих частей внутри выпрямителя приводят к таким же аварийным режимам, как и пробой вентиля. Наконец, причиной аварийного режима может явиться потеря тиристором способности выдерживать прямое напряжение. В зависимости от режима работы выпрямителя это может вызвать, помимо ухудшения формы кривой выпрямленного напряжения, перегрузку тиристора по току и, как следствие, пробой.

В схемах управления, регулирования и защиты повреждения или нарушения их нормальной работы могут возникать вследствие выхода из строя комплектующих изделий, узлов и блоков, ухудшения их параметров, коротких замыканий и обрывов отдельных цепей. При повреждениях в схеме управления, вызывающих пропуск включения отдельных тиристоров, форма кривой выходного напряжения ухудшается, а оставшиеся в работе тиристоры перегружаются по току. Повреждения в схемах регулирования тока и напряжения могут вызвать перегрузку или, наоборот, разгрузку выпрямителя и нарушить питание потребителей. Повреждения в цепях защиты могут привести к отключению нормально работающего выпрямительного агрегата.

Заметим, что вероятность того или иного повреждения и возникновения аварийного режима в значительной степени зависит от условий работы вентиля в выбранных схемах выпрямления, надежности систем регулирования и управления, качества комплектующих изделий, качества выполнения электромонтажных работ и условий эксплуатации.

6.2. РАСЧЕТНЫЕ РЕЖИМЫ

При проектировании выпрямителя важно знать наибольшие и наименьшие значения токов короткого замыкания.

Величина токов короткого замыкания зависит от:

- а) режима работы сети и источников питания в интервале времени от начала возникновения до полного устранения короткого замыкания;
- б) фазы э. д. с. в момент возникновения короткого замыкания;
- в) режима работы выпрямителя.

При совпадении тех или иных благоприятных и неблагоприятных обстоятельств величины токов короткого замыкания будут приближаться к верхнему или нижнему пределу. Режимы работы, при которых возникают наибольшие или наименьшие токи, в дальнейшем будем называть максимальными и соответственно минимальными расчетными режимами токов коротких замыканий. Максимальный или минимальный расчетный режим выбирают в зависимости от целевого назначения расчета.

Токи в максимальном режиме токов коротких замыканий рассчитывают для проверки аппаратуры на электродинамическую и термическую устойчивость, а также отключающей способности выключателей и предохранителей. Величину и форму токов при максимальном расчетном режиме необходимо знать также для проверки полупроводниковых вентилях по допустимым действующему и амплитудному значениям тока, тепловому эквиваленту и температуре полупроводниковой структуры.

Если защита от сверхтоков обладает низкой чувствительностью по параметрам срабатывания, то для проверки работы защиты и зоны ее действия рассчитывают токи и в минимальном режиме токов короткого замыкания.

Учет режима сети и источников питания. Действующее и ударное (максимальное амплитудное) значения тока короткого замыкания зависят от величины э. д. с. и мощности источника питания, сопротивления питающей сети и соотношения между реактивным и активным сопротивлениями. Поэтому в максимальном расчетном режиме схему замещения питающей сети составляют с учетом одновременной (параллельной) работы максимально возможного числа генераторов, трансформаторов и питающих линий, что бывает в сезон и часы пиковой нагрузки. В это время будет и максимальная величина э. д. с. источников питания, так как для компенсации повышенного падения напряжения трансформаторы переключают на отпайки, обеспечивающие номинальное (или близкое к нему) напряжение у потребителей, а также поднимают напряжение генераторов и включают синхронные компенсаторы. В минимальном расчетном режиме схему замещения питающей сети составляют с учетом возможного отключения части генераторов, параллельно работающих трансформаторов, линий, синхрон-

ных компенсаторов, т. е. в режиме минимума нагрузки.

Влияние фазы э. д. с. Величина и продолжительность токов, протекающих в вентилях и других элементах схемы выпрямителя в первый период после возникновения короткого замыкания, при прочих равных условиях зависят от фаз э. д. с. источников питания в начальный момент короткого замыкания.

Как показывают опыт эксплуатации и анализ повреждений, внутреннее и внешнее короткие замыкания выпрямителя могут возникнуть в любой момент времени по отношению к векторам питающих э. д. с.

Наибольшие токи в выпрямителях на неуправляемых вентилях будут при совпадении по времени момента короткого замыкания с прохождением мгновенного значения э. д. с. одной из фаз через нуль при внешнем и линейной (междуфазной) э. д. с. через нуль при внутреннем коротких замыканиях. В выпрямителях на управляемых вентилях наибольшие токи наблюдаются при совпадении момента короткого замыкания с началом интервала протекания тока через тиристор одной из фаз.

Значительно меньшие величины токов в первый период будут при повреждении, совпавшем по времени возникновении с прохождением мгновенного значения линейной э. д. с. через максимум.

Учет режима работы выпрямителя. Величина токов при внутреннем или внешнем коротком замыкании выпрямителя на управляемых вентилях зависит от угла регулирования выпрямителя. С увеличением угла регулирования токи уменьшаются. Наибольшие токи будут при минимальном угле регулирования.

Максимальный расчетный режим характеризуется:

- а) минимальным сопротивлением питающей сети и наибольшей величиной э. д. с. источников;
- б) неблагоприятным моментом возникновения короткого замыкания;
- в) минимальным углом регулирования (для управляемых выпрямителей).

Минимальный расчетный режим характеризуется:

- а) максимальным сопротивлением питающей сети и наименьшей величиной э. д. с. источников;
- б) благоприятным моментом возникновения короткого замыкания;
- в) максимальным углом регулирования (для управляемых выпрямителей).

Заметим, что при внешних коротких замыканиях или коротких замыканиях в питающей сети в максимальном расчетном режиме точки короткого замыкания выбирают на выходе того аппарата или токоведущей части оборудования, которые проверяются на способность выдержать пропускаемые через них токи. В минимальном расчетном режиме выбирают удаленные точки короткого замыкания. Например, при проверке работы защиты трансформатора расчетная точка короткого замыкания будет на выходе выпрямителя или у наиболее удаленного потребителя, если защита трансформатора одновременно должна служить и резервной защитой потребителя.

6.3. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЛИЧИН, ВВОДИМЫХ В СХЕМУ ЗАМЕЩЕНИЯ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

При расчете аварийных режимов выпрямителя принимаются следующие допущения:

1. Трехфазная система симметрична.
2. Э. д. с. источников питания синусоидальна.
3. Амплитуда э. д. с. в рассматриваемом промежутке времени неизменна.
4. Намагничивающие токи трансформаторов пренебрежимо малы.
5. Переходный процесс, вызванный включением силового трансформатора, к моменту возникновения короткого замыкания закончился.
6. Индуктивности и активные сопротивления схемы замещения линейные.
7. Обратный ток вентиля и тиристора пренебрежимо мал.
8. Собственные емкости электрооборудования пренебрежимо малы.
9. Вентили в течение всего рассматриваемого промежутка времени сохраняют одностороннюю проводимость. Это не относится к тем вентилям, из-за которых и произошло внутреннее короткое замыкание.
10. Емкости и сопротивления цепочек для ограничения перенапряжений и радиопомех не учитываются.

При анализе внутреннего короткого замыкания будем пренебрегать также токами нагрузки неповрежденной половины мостовой схемы.

Для того чтобы произвести расчет токов в аварийных режимах выпрямителя при внешних и внутренних корот-

ких замыканиях, необходимо прежде всего составить схему замещения питающей сети. В такой схеме все элементы питающей сети условно заменяют сосредоточенными активными и реактивными сопротивлениями и источниками э. д. с. [Л. 56].

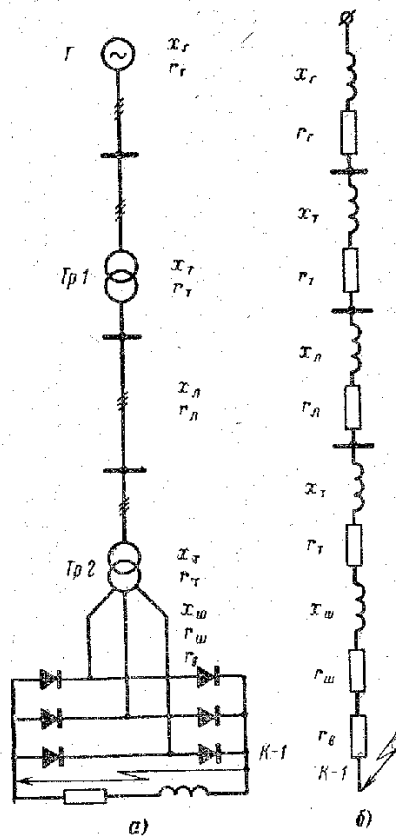


Рис. 6-1. Однолинейная схема питания выпрямителя (а) и ее схема замещения (б).

Рядом с однолинейной схемой электроснабжения изображам схему замещения (рис. 6-1). Против условного обозначения каждого элемента ставим его номер и сопротивление или величину э. д. с. Далее схему упрощам: последовательные, параллельные и последовательно-параллельные ветви заменяем эквивалентным сопротивлением (см. § 6-12).

6-4. ВЫБОР МЕТОДИКИ АНАЛИЗА АВАРИЙНОГО РЕЖИМА

В мощных преобразовательных установках полупроводниковые вентили могут повредиться уже в первом периоде после возникновения аварийного режима. Поэтому величины токов короткого замыкания должны быть известны в каждом периоде, и прежде всего в первом из них.

Потери энергии в вентиле, определяющие температуру полупроводниковой структуры, при токах большой кратности практически пропорциональны второй степени тока. Для правильного учета потерь необходимо знать действительную кривую тока, а не только его среднее значение. Кроме того, при коротких замыканиях вентили выпрямителя находятся

не в одинаковых условиях, некоторые из них подвергаются большему воздействию токов, чем другие. Учитывая малую перегрузочную способность полупроводниковых вентилей, считаем, что усреднять их режимы недопустимо. Наконец, для анализа поведения защиты и согласования ее защитной характеристики с перегрузочной характеристикой выпрямителя также необходимо знать величину тока в первых, а иногда и в последующих периодах переходного процесса.

Учитывая вышеприведенные соображения, для анализа аварийных режимов применим методику «шаг за шагом», т. е. рассмотрим процесс по интервалам. Длительность каждого интервала будем выбирать такой, чтобы внутри него конфигурация схемы не менялась. Границы интервалов совпадают с началом пропускания тока очередным вентилем или переходом тока в одном из них через нуль. Ток на границах интервалов остается непрерывным. Это следует из того, что в схеме выпрямителя всегда имеются индуктивности, в которых ток не может измениться скачкообразно.

Анализ аварийных режимов проведем для трехфазной мостовой схемы как одной из наиболее распространенных схем на полупроводниковых вентилеях. Внутреннее короткое замыкание схемы звезда — обратная звезда с уравнительным реактором исследовано в [Л. 18, 19, 34, 60—62]. Аварийный режим трехфазной мостовой схемы с насыщающимися дросселями исследован в [Л. 63 и 64].

6-5. ВНЕШНЕЕ ГЛУХОЕ КОРТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ

При сделанных допущениях схема замещения элементов питающей сети и выпрямителя имеет вид, изображенный на рис. 6-2.

С момента возникнове-

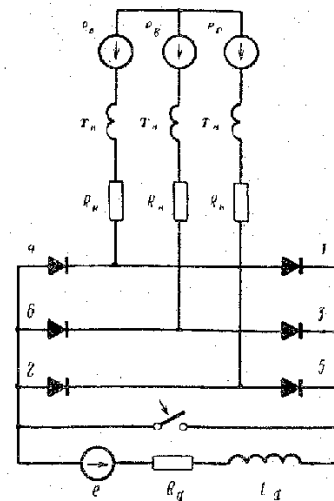


Рис. 6-2. Эквивалентная схема выпрямителя.

ния внешнего глухого короткого замыкания система выпрямитель — нагрузка делится поврежденным участком на две независимые друг от друга части. В каждой из них токи определяются своими источниками э. д. с., запасенной в элементах схемы энергией и сопротивлениями контуров. Поэтому каждую из частей системы выпрямитель — нагрузка можно рассматривать отдельно.

Для определения тока в нагрузке составим уравнение равновесия э. д. с. и падений напряжения в контуре, содержащем источник противо-э. д. с. e , индуктивность на стороне постоянного тока L_d и нагрузку с сопротивлением R_d :

$$e = -L_d \frac{di_d}{dt} - i_d R_d.$$

Решая это уравнение при $e = \text{const}$ с учетом начальных условий, получим:

$$i_d = -\frac{e_d}{R_d} + \left(\frac{e}{R_d} + I_d \right) e^{-\frac{t}{T_d}}, \quad (6-1)$$

где i_d — ток в нагрузке, а;

e — противо-э. д. с., в;

R_d — активное сопротивление контура, включая нагрузку, Ом;

L_d — индуктивность контура, включая нагрузку, Гн;

T_d — постоянная времени контура, включая нагрузку, сек;

I_d — ток нагрузки, в момент возникновения короткого замыкания, а.

Если противо-э. д. с. источника изменяется по закону

$e = E e^{-\frac{t}{T_x}}$, где T_x — электромеханическая постоянная времени, то получим следующее выражение для тока нагрузки:

$$i_d = \frac{E}{L_d \left(\frac{1}{T_d} - \frac{1}{T_x} \right)} \left(e^{-\frac{t}{T_d}} - e^{-\frac{t}{T_x}} \right). \quad (6-2)$$

Заметим, что случай $e = \text{const}$ соответствует, например, работе на аккумуляторную батарею или параллельно с другими мощными выпрямителями, а случай показательной функции — работе на электродвигатель.

Для источника питания, сети и трансформатора внешнее глухое короткое замыкание выпрямителя эквивалентно трехфазному короткому замыканию. В этом нетрудно убедиться, если схему рис. 6-2 представить в другом виде (рис. 6-3). В рассматриваемом режиме в каждой фазе получается по два встречно-параллельно соединенных вентиля, поэтому ток может беспрепятственно проходить в обоих направлениях.

Каждый вентиль проводит полуволну тока определенной полярности, соответствующей его пропускному направлению. В любой момент времени при внешнем глухом коротком замыкании проводят ток три вентиля: два в катодной группе и один в анодной или наоборот. При выполнении допущения 1 (§ 6-3) напряжения между нейтралью источника питания (точка O на рис. 6-3) и точкой O' короткого замыкания, в которой оказались соединенными между собой аноды и катоды обеих половин моста, равно нулю в любой момент существования такого повреждения. В самом деле, напряжение между точками $O'-O$ равно:

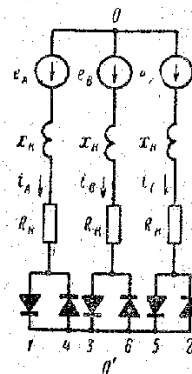


Рис. 6-3. Эквивалентная схема выпрямителя для внешнего глухого короткого замыкания.

$$u_{O'O} = e_A - i_A R_k - x_k \frac{di_A}{dt}, \quad (6-3)$$

$$u_{O'O} = e_B - i_B R_k - x_k \frac{di_B}{dt}, \quad (6-4)$$

$$u_{O'O} = e_C - i_C R_k - x_k \frac{di_C}{dt}, \quad (6-5)$$

Сложив уравнения (6-3) — (6-5), получим:

$$3u_{O'O} = e_A + e_B + e_C - (i_A + i_B + i_C) R_k - \frac{d}{dt} (i_A + i_B + i_C) x_k. \quad (6-6)$$

В любой момент времени справедливы равенства

$$e_A + e_B + e_C = 0, \quad (6-7)$$

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (6-8)$$

Подставив (6-7) и (6-8) в (6-6), убеждаемся, что напряжение $u_{O'O}$ равно нулю. Распределение токов в схеме не изменится, если эквивалентные точки O и O' соединить между собой.

Сделав это, получим три контура, работающих независимо друг от друга.

Следовательно, для определения аварийных токов в схеме выпрямителя достаточно рассмотреть три независимых контура, токи в каждом из которых определяются э. д. с. источников питания и э. д. с. самоиндукции.

При анализе аварийного режима отсчет времени удобно вести от момента возникновения короткого замыкания. Тогда э. д. с.

фаз записываются в следующем виде:

$$e_A = E_{m\phi} \sin(\vartheta + \psi); \quad (6-9)$$

$$e_B = E_{m\phi} \sin\left(\vartheta + \psi - \frac{2\pi}{3}\right); \quad (6-10)$$

$$e_C = E_{m\phi} \sin\left(\vartheta + \psi + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6-11)$$

где ψ — начальная фаза э. д. с. в момент короткого замыкания.

Рассмотрим, как протекают процессы в схеме на примере контура, изображенного на рис. 6-4, а. Будем считать, что короткое замыкание произошло в момент, когда через вентиль 1 протекал ток I_{a1} .

Тогда

$$e_A = i_1 R_K + \frac{di_1}{dt} x_K. \quad (6-12)$$

С учетом начальных условий решение (6-12) имеет вид:

$$i_1 = \frac{E_{m\phi}}{\sqrt{R_K^2 + x_K^2}} \sin(\vartheta + \psi - \varphi_K) + \left[I_{a1} - \frac{E_{m\phi}}{\sqrt{x_K^2 + R_K^2}} \sin(\psi - \varphi_K) \right] e^{-\beta \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-13)$$

где x_K и R_K — индуктивное и активное сопротивления схемы;

$$\varphi_K = \operatorname{arctg} \frac{x_K}{R_K}.$$

Уравнение (6-13) справедливо при $\psi > \pi/6$, так как в трехфазной мостовой схеме выпрямления вентили начинают проводить ток практически в моменты прохождения соответствующих линейных напряжений через нуль (в точке естественной коммутации), которые отстают от моментов прохождения через нуль фазных напряжений на угол $\pi/6$. До точки естественной коммутации к вентилю приложено отрицательное напряжение, и он закрыт. Если замыкание произошло в интервале между моментом прохождения э. д. с. фазы A через нуль и точкой естественной коммутации, то $I_{a1} = 0$ и в момент короткого замыкания ($\vartheta = 0$, $\psi < \pi/6$) к вентилю оказывается приложенным положительное напряжение, равное э. д. с. фазы, так как из (6-9) следует, что при $\vartheta = 0$ и $0 < \psi < \pi/6$ величина $e_A > 0$. Таким образом, при коротком замыкании в диапазоне $0 < \psi < \pi/6$ в момент возникновения повреждения создаются условия для протекания тока через вентиль 1 до точки естественной коммутации. Следует заметить, что сказанное справедливо для нормальных режимов, когда угол коммутации $\gamma < \pi/6$. При $\gamma > \pi/6$ (это означает, что к моменту прохождения э. д. с. фазы A через нуль коммутация вентилей 4 и 6 не закончилась) вентиль 1 не сможет начать пропускать ток до тех пор, пока ток вентилей 4 не уменьшится до нуля.

Наибольшее значение амплитуды тока вентилей 1 (ударный ток) зависит от угла ψ . Ударный ток будет

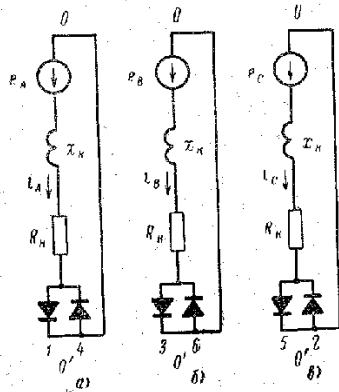


Рис. 6-4. При внешнем глухом коротком замыкании каждая фаза выпрямителя работает как независимый контур.

максимальным при $\psi=0$. Это можно показать следующим образом. Запишем выражение для тока i_1 в относительных единицах:

$$i_1^* = \frac{i_1 \sqrt{x_k^2 + R_k^2}}{E_{m\phi}} = \sin(\vartheta + \psi - \varphi_k) + [I_{a1}^* - \sin(\psi - \varphi_k)] e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}, \quad (6-14)$$

где $I_{a1}^* = I_{a1} \sqrt{x_k^2 + R_k^2} / E_{m\phi}$.

Если рассматривать ток i_1^* как функцию двух независимых переменных ϑ и ψ , то частные производные тока записываются как

$$\frac{\partial i_1^*}{\partial \vartheta} = \cos(\vartheta + \psi - \varphi_k) - \operatorname{ctg} \varphi_k \times [I_{a1}^* - \sin(\psi - \varphi_k)] e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}. \quad (6-15)$$

$$\frac{\partial i_1^*}{\partial \psi} = \cos(\vartheta + \psi - \varphi_k) - \cos(\psi - \varphi_k) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}. \quad (6-16)$$

Как показано в [Л. 56], условие максимума ударного тока можно получить, приравняв нулю полученные уравнения и решив их совместно. Это условие записывается следующим образом:

$$\sin \psi = I_{a1}^* \cos \varphi_k. \quad (6-17)$$

В обычных преобразовательных установках $I_{a1}^* < 0,1$, а величина $\cos \varphi_k$ лежит в пределах $0,1 - 0,3$. Тогда из (6-17) получаем $\sin \psi < 0,03$ и $\psi < 2^\circ$. Выше было показано, что при $\psi < \pi/6$ вентиль 1 к моменту начала короткого замыкания не проводит ток, т. е. $I_{a1}^* = 0$ при $\psi < \pi/6$. Следовательно, наибольший ударный ток будет при угле $\psi = 0$. Дальнейший анализ схемы будем проводить для этого случая, т. е. до момен-

та короткого замыкания ток в фазе А был равен нулю (ток проводили вентили 5 и 6), короткое замыкание произошло в момент перехода э. д. с. фазы А через нуль ($\psi=0$). Эквивалентная схема для этого случая изображена на рис. 6-5, где вентили заменены ключами.

В первом интервале токи в вентилях 1, 5, 6 с учетом (6-9) — (6-11) и (6-14) описываются следующими уравнениями:

$$i_1^* = \sin(\vartheta - \varphi_k) + \sin \varphi_k e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}; \quad (6-18)$$

$$i_5^* = \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right) + \left[I_{a1}^* - \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right)\right] e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}, \quad (6-19)$$

$$i_6^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_k\right) +$$

$$+ \left[I_{a1}^* - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k\right)\right] e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}, \quad (6-20)$$

где I_{a1}^* — относительный ток нагрузки при $\vartheta=0$.

Из полученных выражений для токов следует, что первым выйдет из работы вентиль 5. Продолжительность первого интервала зависит от соотношения между активным и индуктивным сопротивлениями схемы и изменяется в пределах $\frac{\pi}{3} \div \frac{2\pi}{3} + \varepsilon$.

Меньшая величина относится к схеме только с активными сопротивлениями ($x_k=0$), большая — с индуктивными ($R_k=0$). Угол ε зависит от начальных условий и обычно не превышает нескольких градусов.

Следующий расчетный интервал начинается после выхода из работы вентиля 5. Если в первом интервале проводили ток вентили 5, 6, 1, то во втором интервале проводят те же вентили 6 и 1, а также вентиль 2 (рис. 6-6). В третьем интервале проводить ток будут снова вентили 1 и 2 и вновь вступивший в работу вентиль 3. Аналогичная картина будет и в последующих интервалах.

Уравнения (6-18) — (6-20) описывают токи соответственно в вентилях 1, 5 и 6 не только в первом интерва-

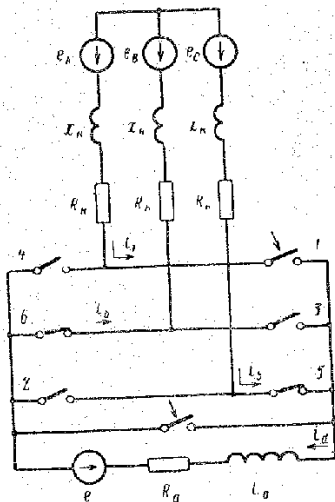


Рис. 6-5. Расчетная схема для интервала пропуска тока вентилями 5, 6, 1.

ле, но и во всех последующих, когда данные вентили пропускают ток. Комбинации пропускающих ток вентилей в каждом интервале даны в таблице.

Интервал	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Вентили, проводящие ток	5,6,1	6,1,2	1,2,3	2,3,4	3,4,5	4,5,6	5,6,1	6,1,2	1,2,3

Длительность переходного процесса определяется соотношением между активными и индуктивными сопротивлениями схемы. В маломощных установках параметры схемы замещения таковы, что апериодические составляющие токов затухают практически в течение первого периода, а в мощных преобразовательных установках — в течение трех-пяти периодов.

Амплитуда и длительность тока в первом периоде, как это следует из вышеприведенных уравнений, будут

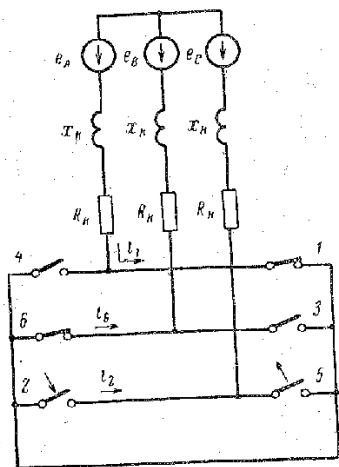


Рис. 6-6. Расчетная схема для интервала пропуска тока вентильми 6, 1, 2.

при внешнем глухом коротком замыкании выпрямителя на неуправляемых вентильах амплитуда тока в вентильах не может превысить двукратной величины амплитуды периодической составляющей тока трехфазного корот-

наибольшими в вентилье 1. Из (6-18) нетрудно установить, что амплитуда и длительность ограничены двумя пределами. Верхние пределы соответствуют схеме замещения, имеющей только индуктивные сопротивления, нижние пределы — только активные. Продолжительность протекания тока вентильа 1 в первом периоде лежит в пределах $\pi + 2\pi$, а амплитуда (ударный ток) в пределах 1—2. Поскольку апериодическая составляющая затухает, то длительность и амплитуда тока постепенно уменьшаются, приближаясь к своим нижним пределам. Следовательно,

кого замыкания. Кривая вычисленных по (6-18) амплитудных (ударных) значений тока в зависимости от параметров эквивалентной схемы выпрямителя показана на рис. 6-7, а кривые мгновенных значений тока — на рис. 6-8.

В установившемся режиме каждый вентиль пропускает полуволну тока синусоидальной формы длитель-

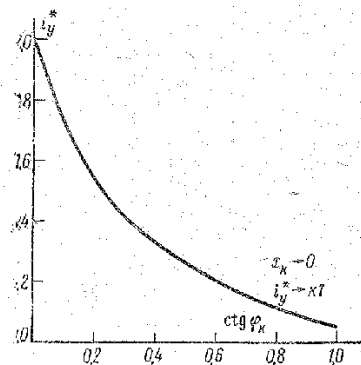


Рис. 6-7. Кривая ударного тока при внешнем глухом коротком замыкании выпрямителя или трехфазном коротком замыкании в сети переменного тока.

ностью в полпериода питающего напряжения. Это следует из уравнений (6-18), (6-20) при $\theta = \infty$.

Фазные токи выпрямителя складываются из полуволн токов вентильах, присоединенных к данной фазе с полярностью, обозначенной на рис. 6-3. В любой момент времени существования короткого замыкания токи фазы А описываются уравнением (6-18), фазы С — (6-19), а фазы В — уравнением

$$i_{B}^{*} = \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right) - \left[I_{a}^{*} - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k\right)\right] e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k} \quad (6-21)$$

Выпрямленный ток равен сумме токов вентильах одной половины моста. В первом интервале он равен току вентильа 6, во втором — вентильа 1, в третьем — вентильа 2 и т. д.

На рис. 6-9 для иллюстрации представлена осциллограмма внешнего глухого короткого замыкания для случая $\operatorname{ctg} \varphi_k = 0,45$, на которой показаны токи во всех вентильах и на стороне постоянного тока. Момент короткого замыкания синхронизирован с напряжением так, что вентиль 3 начинает пропускать ток с момента возникновения повреждения.

Максимальный тепловой эквивалент $I^{*2}t$, действующий на вентиль в первом периоде короткого замыкания (первый — третий интервалы), можно найти, если уравнение тока вентиля, находящегося в наихудших условиях, возвести в квадрат и проинтегрировать в пре-

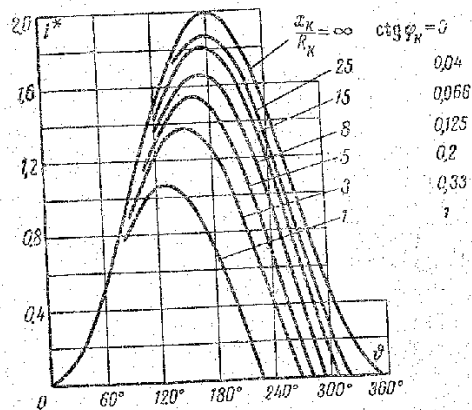


Рис. 6-8. Кривые наибольших мгновенных значений токов в вентиле.

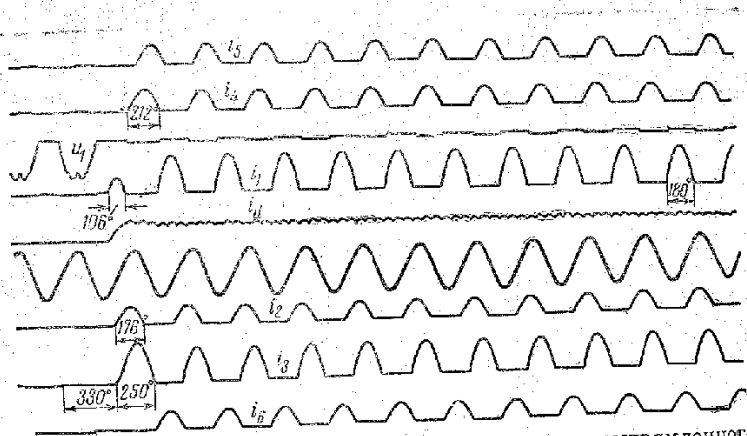


Рис. 6-9. Осциллограмма токов в вентилях, выпрямленного тока и обратного напряжения на одном из вентилях.

делах от начала первого до окончания третьего интервала. Относительный тепловой эквивалент

$$I^{*2}t = \int_0^{t_1} [\sin(\vartheta - \varphi_k) + \sin \varphi_k e^{-\vartheta \text{ctg } \varphi_k}]^2 dt =$$

$$= \frac{1}{\omega} \int_0^{\vartheta_1} [\sin(\vartheta - \varphi_k) + \sin \varphi_k e^{-\vartheta \text{ctg } \varphi_k}]^2 d\vartheta.$$

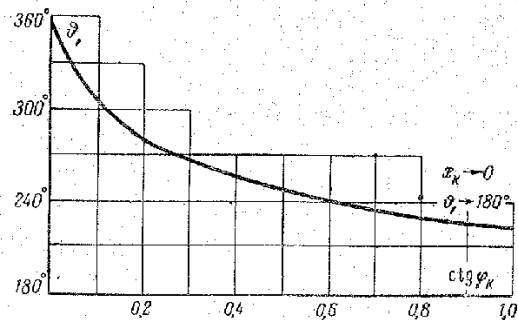


Рис. 6-10. Длительность пропускания тока вентилем I .

После интегрирования и преобразования получим:

$$I^{*2}t = \frac{1}{4\omega} [2\vartheta_1 - \sin 2(\vartheta_1 - \varphi_k) - \sin 2\varphi_k -$$

$$- 8 \sin^2 \varphi_k e^{-\vartheta_1 \text{ctg } \varphi_k} \sin \vartheta_1 + 0,5 \text{tg } \varphi_k \sin^2 \varphi_k (1 - e^{-2\vartheta_1 \text{ctg } \varphi_k})],$$

(6-22)

где ϑ_1 — угол, соответствующий моменту выхода из работы вентиля I . Вычисленные значения ϑ_1 показаны на рис. 6-10. $t_1 = \vartheta_1 / \omega$ — длительность пропускания тока вентилем I .

Кривая максимального теплового эквивалента $I^{*2}t$, действующего на вентиль в первом периоде, для различных параметров сети и частоты 50 гц вычислена по

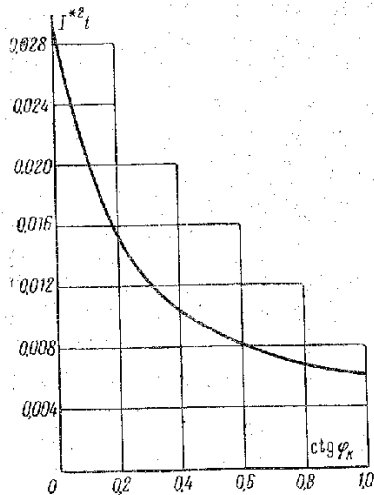


Рис. 6-11. Кривая теплового эквивалента ($f=50$ гц).

(6-22) и построена на рис. 6-11. Параметры сети выбраны так, что практически охвачен весь диапазон силовых преобразователей.

6-6. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Вначале рассмотрим, как протекает аварийный процесс при пробое вентиля выпрямителя, работающего на холостом ходу. Аноды вентилях 1, 3, 5 присоединены к сети переменного тока, их потенциалы фиксированы и изменяются одновременно с изменением э. д. с. соответствующей фазы. Все катоды этих вентилях соединены вместе, поэтому их потенциалы одинаковы и определяются э. д. с. той фазы, которая в данный момент времени более положительна по отношению э. д. с. двух других фаз. К каждому вентилю в течение одной трети периода приложена э. д. с. в прямом направлении и он открыт, а в течение остальной части периода — в обратном направлении, и он закрыт, при этом ток в схеме выпрямителя практически не протекает.

Работа схемы нарушается, как только один из вентилях, например 5 на рис. 6-2, теряет способность удерживать обратное напряжение. Теперь ток ограничивается только внутренним сопротивлением выпрямителя и сети. Если отсчет времени вести от момента пробоя вентиля 5, то можно записать:

$$e_{AC} = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin\left(\vartheta + \psi - \frac{\pi}{6}\right); \quad (6-23)$$

$$e_{BC} = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin\left(\vartheta + \psi - \frac{\pi}{2}\right). \quad (6-24)$$

Отсюда можно установить, что в зависимости от начальной фазы э. д. с. в момент пробоя вентиля ($\vartheta=0$) могут быть следующие аварийные режимы.

Двухфазное короткое замыкание фаз А и С через неповрежденный вентиль 1 и поврежденный вентиль 5. Такой режим возникнет, когда э. д. с. e_{AC} положительна, а e_B отрицательна, что будет соблюдаться при пробое вентиля в интервале

$$\frac{\pi}{6} \leq \psi < \frac{2\pi}{3}. \quad (6-25)$$

Поскольку рассматривается аварийный процесс в ненагруженном выпрямителе ($R_a = \infty$), эквивалентная схема упрощается так, как показано на рис. 6-12. Для нахождения кривой тока составим уравнение равновесия э. д. с. и напряжений в замкнутом контуре, образованной источником э. д. с., эквивалентными сопротивлениями фаз А и С и вентилями 1—5:

$$(i_1 + i_5) R_k + \frac{d}{dt}(i_1 + i_5) x_k = e_{AC}. \quad (6-26)$$

Решая это уравнение с учетом (6-23) и того, что $i_1 = i_5$, найдем:

$$i_1^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\vartheta + \psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_k\right) - \sin\left(\psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_k\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k} \right]. \quad (6-27)$$

Уравнение тока действительно в пределах, указанных в (6-25).

Трехфазное короткое замыкание через оба неповрежденных (1-й и 3-й) и поврежденный (5-й) вентили, развивающееся в интервале, когда э. д. с. e_A и e_B обе положительны, что будет при

$$\frac{2\pi}{3} \leq \psi < \pi. \quad (6-28)$$

Эквивалентная схема приведена на рис. 6-13.

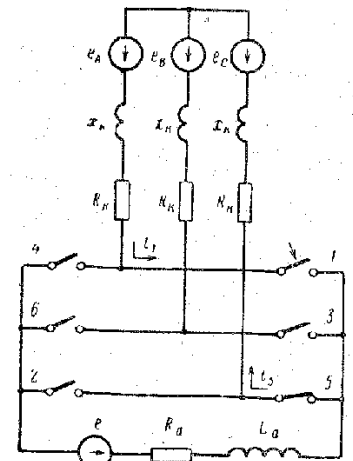


Рис. 6-12. Расчетная схема для интервала пропускания тока внутреннего короткого замыкания вентилями 1 и 5.

В первом интервале короткого замыкания, начинающемся с $\vartheta=0$, токи в вентиле 1 определяются по (6-14), а в вентилях 3 и 5 — по следующим уравнениям, найденным аналогично:

$$i_3^* = \sin\left(\vartheta + \phi - \frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right) - \sin\left(\phi - \frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-29)$$

$$i_5^* = \sin\left(\vartheta + \phi - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) - \sin\left(\phi - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-30)$$

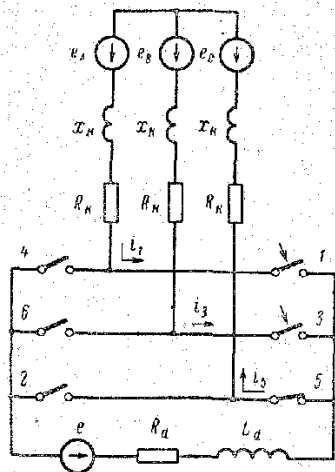


Рис. 6-13. Расчетная схема для интервала пропуска тока вентилями 1, 3 и 5.

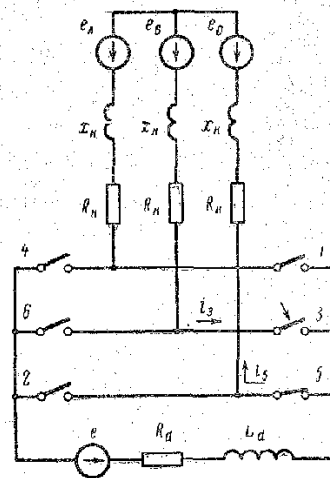


Рис. 6-14. Расчетная схема для интервала пропуска тока вентилями 3 и 5.

Для первого интервала внутреннего короткого замыкания (6-14), (6-29) и (6-30) справедливы в пределах φ , указанных в (6-28).

Двухфазное короткое замыкание фаз В и С через вентили 3 и 5 — при положительной э. д. с. e_{BC} и отрицательной e_A , т. е. в интервале

$$\pi \leq \phi < \frac{3}{2} \pi. \quad (6-31)$$

По второму закону Кирхгофа для фаз В и С уравнение равновесия э. д. с. и падений напряжений (рис. 6-14) имеет вид:

$$(i_3 + i_5) R_K + \frac{d}{dt} (i_3 + i_5) X_K = e_{BC}. \quad (6-32)$$

Учитывая (6-24) и то, что $i_3 = i_5$, получаем:

$$i_3^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\vartheta + \phi - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) - \sin\left(\phi - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_K} \right]. \quad (6-33)$$

Для первого интервала (6-33) справедливо в пределах, указанных в (6-31).

Теперь рассмотрим условия возникновения внутреннего короткого замыкания в нагруженном выпрямителе. Для определенности будем считать, что в предшествующий короткому замыканию момент времени ток нагрузки проводили вентили 5 и 6 (рис. 6-15), а само короткое замыкание возникло в момент начала коммутации тока с вентиля 5 на вентиль 1. По первому и второму законам Кирхгофа запишем следующие уравнения:

$$i_1 + i_5 - i_6 = 0, \quad (6-34)$$

$$(i_1 - i_5) R_K + \frac{d}{dt} (i_1 - i_5) X_K = e_{AC}, \quad (6-35)$$

$$(i_1 + i_5) R_K + \frac{d}{dt} (i_1 + i_5) X_K + i_5 R_d + \frac{di_d}{dt} \omega L_d = e_{AB} - e. \quad (6-36)$$

После совместного решения и преобразования, учитывая (6-9) — (6-11) и предполагая в рассматриваемом интер-

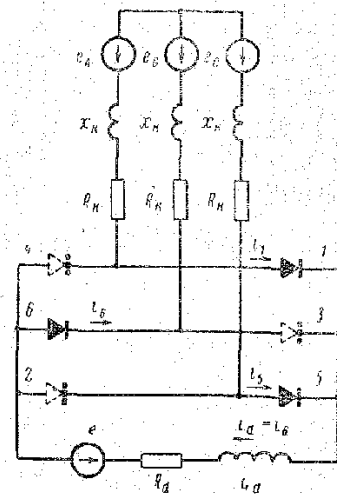


Рис. 6-15. Эквивалентная схема. Токи в вентилях в начальном интервале внутреннего короткого замыкания.

вале величину противо-э. д. с. неизменной, найдем:

$$i_{1}^{*} = \frac{z_{\kappa}}{2z_{0}} \left[\sin \left(\vartheta + \psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) - \sin \left(\psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}} \right] + \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\vartheta + \psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_{\kappa} \right) - \sin \left(\psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_{\kappa} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{\kappa}} \right] + \\ + \frac{I^{*}d}{2} (e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}} - e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{\kappa}}) - \frac{e^{*}z_{\kappa}}{3z_{0}} e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}}, \quad (6-37)$$

где $z_{0} = \sqrt{\left(R_{\kappa} + \frac{2}{3}R_{d}\right)^{2} + \left(x_{\kappa} + \frac{2}{3}\omega L_{d}\right)^{2}}$ — эквивалентное полное сопротивление, учитывающее нагрузку и сеть, *ом*;
 z_{κ} — полное сопротивление схемы замещения, *ом*;

$$\varphi_{0} = \operatorname{arccctg} \frac{R_{\kappa} + \frac{2}{3}R_{d}}{x_{\kappa} + \frac{2}{3}\omega L_{d}};$$

I_{d}^{*} — ток нагрузки в момент $\vartheta = 0$;
 $e^{*} = e|E_{m}$ — величина противо-э. д. с.
Уравнения токов в вентильях *б* и *в* записываются аналогично:

$$i_{5}^{*} = \frac{z_{\kappa}}{2z_{0}} \left[\sin \left(\vartheta + \psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) - \sin \left(\psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}} \right] - \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\vartheta + \psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_{\kappa} \right) - \sin \left(\psi - \frac{\pi}{6} - \varphi_{\kappa} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{\kappa}} \right] + \\ + \frac{1}{2} I_{d}^{*} (e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{\kappa}} - e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}}) - \\ - e^{*} \frac{z_{\kappa}}{3z_{0}} e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}}; \quad (6-38)$$

$$i_{6}^{*} = \frac{z_{\kappa}}{z_{0}} \left[\sin \left(\vartheta + \psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) - \sin \left(\psi + \frac{\pi}{3} - \varphi_{0} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}} \right] + \\ + I_{d}^{*} e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}} - e^{*} \frac{2z_{\kappa}}{3z_{0}} e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{0}}. \quad (6-39)$$

В обычных преобразовательных устройствах z_{0} по крайней мере в 10 или более раз превышает z_{κ} . Поэтому членами, содержащими z_{κ}/z_{0} , можно пренебречь. При этом обеспечивается достаточная для практических целей точность расчетов. Такой подход тем более оправдан, что в следующем интервале, когда вступит в работу вентиль 3 и возникнет трехфазное короткое замыкание, выпрямленное напряжение упадет до нуля и все члены, содержащие z_{κ}/z_{0} , кроме составляющей от источника противо-э. д. с., исчезнут.

Относительный ток нагрузки I_{d}^{*} также обычно мал, и без большой погрешности при исследовании аварийных режимов им пренебрегают. Поэтому анализ аварийного режима в дальнейшем будем вести без учета нагрузки и неповрежденной половины моста.

Целесообразно рассмотреть наиболее вероятные аварийные режимы, например режим при пробое вентиля с фазой $\psi = \pi/6$ и $\psi = 2\pi/3$ (в момент окончания коммутации и соответственно при максимуме обратного напряжения).

6-7. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ПРИ ПРОБОЕ ВЕНТИЛЯ В МОМЕНТ ОКОНЧАНИЯ КОММУТАЦИИ

Фактически короткое замыкание фаз *A* и *C* началось с момента вступления в работу вентиля 1. Если бы вентиль 5 смог удержать обратное напряжение, то ток короткого замыкания фаз *A* и *C* не превысил бы величины тока нагрузки и тогда осуществилась бы нормальная коммутация, т. е. вентиль 1 воспринял бы на себя полный ток нагрузки, а вентиль 5 перешел в непроводящее состояние. Но поскольку при повреждении вентиль потерял способность удерживать обратное напряжение, ток продолжает нарастать и дальше.

Принимая во внимание (6-25) и подставляя в (6-27) $\varphi = \pi/6$, получаем уравнение тока в вентилях 1 и 5. Уравнение действительно до тех пор, пока клапан 3 не начнет пропускать ток. Выясним условия, при которых это возможно.

Клапан 3 начнет пропускать ток, как только напряжение между анодом и катодом u_3 пройдет через нуль и станет положительным. Из рис. 6-12 следует:

$$-u_3 = e_A - e_B - i_1 R_K - \frac{di_1}{dt} X_K; \quad (6-40)$$

$$-u_3 = e_C - e_B + i_5 R_K + \frac{di_5}{dt} X_K; \quad (6-41)$$

$$i_1 = i_5. \quad (6-42)$$

Складывая (6-40) и (6-41) с учетом (6-42), найдем условие вступления в работу клапана 3:

$$u_3 = -\frac{e_A + e_C - 2e_B}{2} = \frac{3}{2} e_B \geq 0.$$

Как это следует из (6-10), условие удовлетворяется при $\vartheta \geq \frac{2\pi}{3} - \psi = \frac{\pi}{2}$. Клапан 3 вступает в работу в момент перехода мгновенного значения э. д. с. своей фазы через нуль. Поэтому первый интервал заканчивается, а второй (режим трехфазного короткого замыкания) начинается при $\vartheta = \pi/2$.

Переходный процесс при трехфазном коротком замыкании рассматривался в § 6-5. Уравнение (6-14) справедливо и для внутреннего короткого замыкания, если только учтены начальные условия, направления токов (рис. 6-13) и начальные фазы э. д. с. по (6-9) — (6-11). Сделав необходимые подстановки, получим:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right)\right] e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-43)$$

$$i_5^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \sin \varphi_K e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-44)$$

$$i_5^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_K\right)\right] e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-45)$$

K_1 — величина тока в вентилях 1 и 5 в момент $\frac{\pi}{2}$, которую определим из (6-27). Так как $\varphi = \pi/6$, а $\vartheta = \pi/2$, то

$$K_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\cos \varphi_K + \sin \varphi_K e^{-\frac{\pi}{2} \operatorname{ctg} \varphi_K} \right).$$

Подставляя полученное значение K_1 в (6-43), (6-45), найдем:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_K e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_K} - \frac{1}{2} \sin \varphi_K e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-46)$$

$$i_5^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_K e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_K} + \frac{1}{2} \sin \varphi_K e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-47)$$

Уравнения справедливы до тех пор, пока ток в клапане 1 не снизится до нуля. Чтобы установить, когда это произойдет, положим $\operatorname{ctg} \varphi_K = \infty$. Тогда из (6-46)

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right).$$

Ток $i_1^* = 0$ при $\vartheta = 5\pi/6$.

При $\operatorname{ctg} \varphi_K = 0$ получим:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) + \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2}\right] = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right) + 0,366.$$

Тогда $i_1^* = 0$ при $\vartheta = 261^\circ 28'$. Следовательно, в зависимости от $\operatorname{ctg} \varphi_K$ ток i_1^* снижается до нуля в диапазоне изменений ϑ от 180 до $261^\circ 28'$ (рис. 6-16, кривая 1).

В очередном, третьем интервале будет двухфазное короткое замыкание фаз B и C через клапаны 3 и 5. Та-

кой режим уже был рассмотрен. Выражение (6-33) получено при нулевых начальных условиях. Если учесть начальные условия, а также вместо ψ подставить $\pi/6$, то получим следующее уравнение тока:

$$i_3^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) + \left[K_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta_1 - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) \right] e^{(\vartheta_1 - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-48)$$

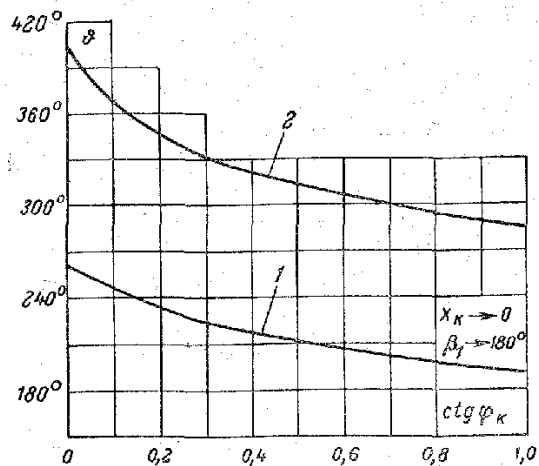


Рис. 6-16. Момент перехода тока через нуль в первом периоде.
1 — в вентилю 1; 2 — в вентилю 3.

Подставив в (6-44) значение ϑ_1 , вычисленное по (6-46) при $i_1 = 0$, найдем величину тока K_2 в вентилях 3 и 5 в момент $\vartheta = \vartheta_1$

$$K_2 = \sin\left(\vartheta_1 - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \sin \varphi_K e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta_1\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}.$$

Снова подставляя K_2 в (6-48), получаем:

$$i_3^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \sin \varphi_K e^{\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K} - \frac{1}{2} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) e^{(\vartheta_1 - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-49)$$

Угол ϑ , при котором ток в вентилю 3 переходит через нуль, показан на рис. 6-16 кривой 2. Если ток в вентилях 3 и 5 снизится до нуля раньше, чем создадутся условия для вступления в работу вентиля 1, то в следующем (четвертом) интервале ток короткого замыкания протекать не будет. Такой режим называют режимом прерывистого тока.

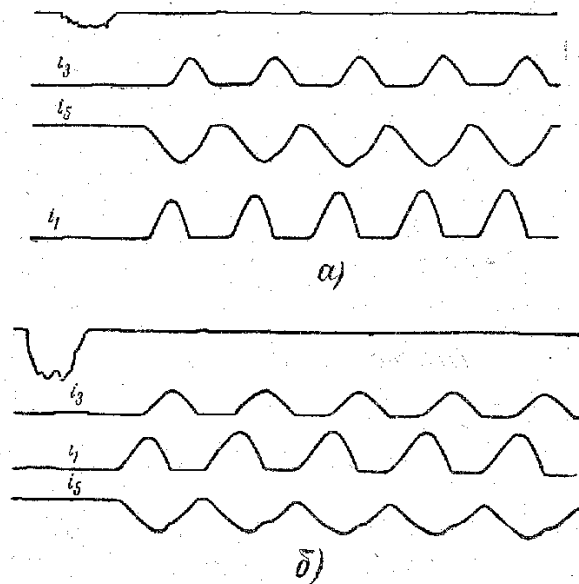


Рис. 6-17. Осциллограммы токов в вентилях при внутреннем коротком замыкании.
а — режим прерывистого тока в поврежденной фазе; б — режим непрерывного тока в поврежденной фазе.

вистого тока в обратно проводящей (поврежденной) фазе. В следующем периоде, начиная с $\vartheta = 2\pi$, процесс повторяется в описанной выше последовательности, причем величины токов, их форма и продолжительность интервалов будут точно такими же, как и в первом периоде (рис. 6-17,а). Другими словами, установившийся процесс короткого замыкания наступает в первом же периоде.

Если же ток в вентилях 3 и 5 не снизится до нуля раньше, чем вентилю 1 может начать пропускать ток, то, начиная с момента вступления в работу вентиля 1, снова возникает трехфазное короткое замыкание (рис.

6-17,б). В этом режиме ток в обратной проводящей фазе будет непрерывным.

В каждом периоде питающего напряжения вентиль 1 начинает проводить ток в режиме прерывистого тока при $\vartheta = 2\pi n$, а в режиме непрерывного тока — при $\vartheta = 11\pi/6 + 2\pi n$, где $\vartheta = \omega t$ и $n = 0, 1, 2, \dots$. Исключение составляет начальный период короткого замыкания, когда в том и другом режимах вентиль 1 начинает проводить ток при $\vartheta = 0$.

Будет ли ток в поврежденной фазе прерывистым или непрерывным, зависит только от параметра $\text{ctg } \varphi_K$. Подставив в (6-49) предельные значения параметра, равные нулю и бесконечности, найдем, что в первом случае ток не снижается до нуля, а во втором — равен нулю при $\vartheta \geq 4\pi/3$. Граничное значение параметра, которое разделяет аварийный режим на режимы прерывистого и непрерывного тока, найдем, если ожидаемое граничное значение параметра подставим в (6-46), определим из него угол ϑ_1 , при котором ток в вентиле 1 переходит через нуль, а потом ϑ_1 подставим в (6-49). Нужно учесть, что при граничном значении параметра ток в вентилях 3 и 5 должен переходить через нуль при $\vartheta = 11\pi/6$. Сделав соответствующие вычисления, найдем граничное значение, которое оказывается равным 0,31. У преобразователей, работающих от сетей промышленных предприятий, параметр $\text{ctg } \varphi_K$ изменяется в пределах от 0,08 до 0,2. Меньшие величины относятся к преобразователям большей мощности. У выпрямителей малой мощности, работающих от автономных сетей, параметр $\text{ctg } \varphi_K$ может достигать 0,3 и даже 0,5. Таким образом, в аварийном режиме ток в поврежденной фазе будет непрерывным у большинства выпрямителей.

В режиме прерывистого тока во время паузы тока, продолжительность которой меньше одной трети периода, напряжение снова прикладывается к нагрузке. В режиме непрерывного тока выпрямленное напряжение всегда равно нулю.

Из предыдущего рассмотрения следует, что в первом интервале токи описываются уравнением (6-27), в котором $\psi = \pi/6$, во втором (6-44), (6-46) и (6-47), в третьем (6-49). В четвертом интервале аварийные токи во всех вентилях не протекают в режиме прерывистого тока, а в режиме непрерывного тока возникает трехфазное короткое замыкание. Величины установившихся токов и ха-

рактер протекания переходного процесса во втором и последующих периодах короткого замыкания в режиме непрерывного тока можно найти по нижеприводимым уравнениям.

Аварийный процесс протекает в следующей последовательности:

Двухфазное короткое замыкание фаз А и С

Первый интервал первого периода начинается с $\vartheta = 0$, а в последующих периодах — с момента перехода тока вентиля 3 через нуль и заканчивается при вступлении в работу этого же вентиля в следующем интервале. Уравнение тока

$$i_{1,3}^* = i_{3,5}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta - \varphi_K) + \left[K_n - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_n - \varphi_K) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \text{ctg } \varphi_K} \quad (6-50)$$

K_n — величина тока в вентилях 1 и 5 в момент выхода из работы вентиля 3 (при $\vartheta = \vartheta_n$).

ϑ_n — угол, соответствующий моменту перехода тока вентиля 3 через нуль.

K_n и ϑ_n — по интервалам:

Интервал	1	5	9	13	17
Начальные условия K_n	0	K_4	K_8	K_{12}	K_{16}
Начало интервала ϑ_n	0	ϑ_1	ϑ_5	ϑ_7	ϑ_9
Конец интервала	$\frac{\pi}{2}$	$2\pi + \frac{\pi}{2}$	$4\pi + \frac{\pi}{2}$	$6\pi + \frac{\pi}{2}$	$8\pi + \frac{\pi}{2}$

Трехфазное короткое замыкание

Интервал начинается при вступлении в работу вентиля 3 фазы В, а заканчивается при переходе через нуль тока вентиля 1 фазы А. Уравнения токов:

$$i_{1,3}^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_n - \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-51)$$

$$i_{4,5}^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \sin \varphi_K e^{(\vartheta_n - \vartheta) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-52)$$

$$i_s^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_n + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-53)$$

K_n — величина тока в вентилях 1 и 5 в момент вступления в работу вентиля 3;

ϑ_n — начало интервала в радианах;

K_n и ϑ_n — по интервалам:

Интервал	2	6	10	14	18
Начальные условия (K_n)	K_1	K_5	K_9	K_{13}	K_{17}
Начало интервала (ϑ_n)	$\frac{\pi}{2}$	$2\pi + \frac{\pi}{2}$	$4\pi + \frac{\pi}{2}$	$6\pi + \frac{\pi}{2}$	$8\pi + \frac{\pi}{2}$
Конец интервала	ϑ_2	ϑ_4	ϑ_6	ϑ_8	ϑ_{10}

Двухфазное короткое замыкание фаз В и С

Интервал начинается после перехода через нуль тока вентиля 1, а заканчивается после вступления в работу этого же вентиля в следующем интервале. Уравнение тока:

$$i_s^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) + \left[K_n - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta_n - \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-54)$$

где K_n — величина тока в вентилях 3 и 5 в момент перехода через нуль тока вентиля 1;

ϑ_n — начало интервала в радианах;

K_n и ϑ_n — по интервалам:

Интервал	3	7	14	15	19
Начальные условия (K_n)	K_2	K_6	K_{10}	K_{14}	K_{18}
Начало интервала (ϑ_n)	ϑ_2	ϑ_4	ϑ_6	ϑ_8	ϑ_{10}
Конец интервала	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi + \frac{11\pi}{6}$	$4\pi + \frac{11\pi}{6}$	$6\pi + \frac{11\pi}{6}$	$8\pi + \frac{11\pi}{6}$

Трёхфазное короткое замыкание

Интервал начинается после вступления в работу вентиля 1 и заканчивается при переходе тока вентиля 3 через нуль.

Уравнения токов при $\operatorname{ctg} \varphi_K < 0,31$:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \sin \varphi_K e^{(\vartheta_n - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-55)$$

$$i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \left[K_n - \sin\left(\varphi_K - \frac{\pi}{3}\right) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-56)$$

$$i_s^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_n + \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right) \right] e^{(\vartheta_n - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}. \quad (6-57)$$

K_n — величина тока в вентилях 3 и 5 в момент вступления в работу вентиля 1;

ϑ_n — начало интервала в радианах;

K_n и ϑ_n — по интервалам:

Интервал	4	8	12	16	20
Начальные условия (K_n)	K_3	K_7	K_{11}	K_{15}	K_{19}
Начало интервала (ϑ_n)	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi + \frac{11\pi}{6}$	$4\pi + \frac{11\pi}{6}$	$6\pi + \frac{11\pi}{6}$	$8\pi + \frac{11\pi}{6}$
Конец интервала	ϑ_3	ϑ_5	ϑ_7	ϑ_9	ϑ_{11}

Токи в неповрежденных вентилях неодинаковы. В отличие от внешнего глухого короткого замыкания амплитуда тока больше не в том вентиле, который первым начал пропускать ток повреждения, а в вентиле, начинающем пропускать позже. В данном случае это вентиль 3. При проверке перегрузки вентиля ток вентиля 3 принимается за расчетный.

Кривые амплитудных значений токов в вентиле и поврежденной фазе, вычисленные по (6-50) — (6-57), показаны на рис. 6-18 (кривая *a* — в неповрежденном вентиле, *b* — в поврежденном).

Тепловой эквивалент и действующее значение тока в вентиле. Тепловой эквивалент, действующий на вентиль в первом периоде, можно найти, если выражения (6-52), (6-54) и (6-56) возвести в квадрат и проинтегрировать в пределах каждого интервала.

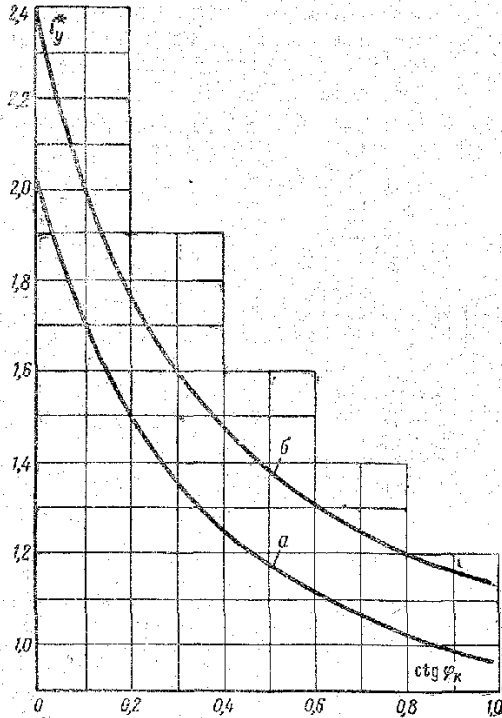


Рис. 6-18. Максимальная амплитуда тока (ударный ток) в неповрежденной (а) и поврежденной (б) фазах.

При интегрировании аналитическим методом получают громоздкие многочленные формулы. Объем вычислений значительно уменьшается, если воспользоваться уже известными мгновенными значениями токов, вычисленными при нахождении кривых токов и границ интервалов. Для вывода формулы воспользуемся кривой тока, изображенной на рис. 6-19. По оси абсцисс наметим ряд точек $0, t_1, t_2, \dots, t_n$ и проведем вертикальные прямые до пересечения с кривой. Ординаты точек пересечения соот-

ветствуют мгновенным величинам тока $i^*_0, i^*_1, \dots, i^*_n$ в рассматриваемые моменты времени. Соединив точки пересечения между собой, получим ломаную линию, приближенно изображающую действительную кривую тока (рис. 6-19). Уравнение тока в пределах рассматриваемого отрезка времени $0-t_1$ записывается в виде

$$i^* = i^*_0 + at,$$

где i^*_0 — ток в начале интервала;
 $a = (i^*_1 - i^*_0) / t_1$ — тангенс угла наклона прямой AB .

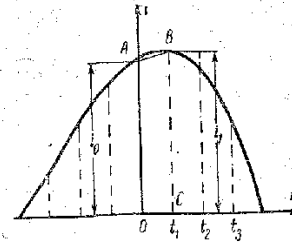


Рис. 6-19. Деление кривой тока на элементарные прямоугольники для вычисления теплового эквивалента.

Тепловой эквивалент в рассматриваемом отрезке времени равен:

$$\begin{aligned} \Delta(I^{*2}t) &= \int_0^{t_1} i^{*2} dt = \\ &= \int_0^{t_1} (i^*_0 + at)^2 dt = \\ &= \frac{1}{3} (i_0^{*2} + i^*_0 i^*_1 + i_1^{*2}) t_1. \end{aligned}$$

Суммируя по всей кривой тока, разделенной на n одинаковых отрезков, получаем:

$$\begin{aligned} I^{*2}t &= \sum_1^n \Delta(I^{*2}t) = \frac{1}{3} \Delta t (i_0^{*2} + 2i_1^{*2} + \dots + 2i_{n-1}^{*2} + \\ &+ i_n^{*2} + i^*_0 i^*_1 + i^*_1 i^*_2 + \dots + i^*_{n-1} i^*_n). \end{aligned} \quad (6-58)$$

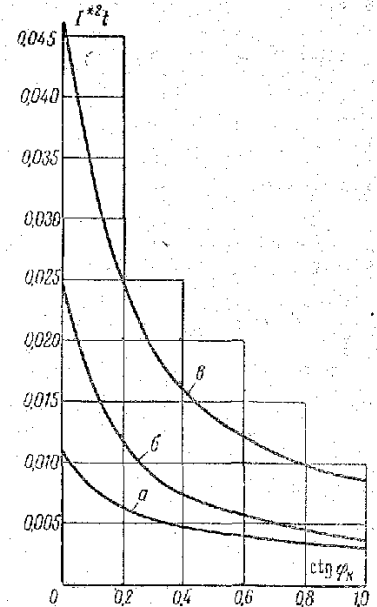


Рис. 6-20. Кривая теплового эквивалента ($f=50$ гц).
 а — в вентиле 1; б — в вентиле 5;
 в — в вентиле 5 (поврежденном).

Точность расчета зависит от числа взятых точек деления (точнее, от интервала между точками). С уменьшением интервала точность возрастает. Практически с интервалом $\pi/6$ погрешность не превышает 10%.

Кривая теплового эквивалента расчетного тока в вентиле, вычисленного для частоты 50 гц и за первый период, показана на рис. 6-20.

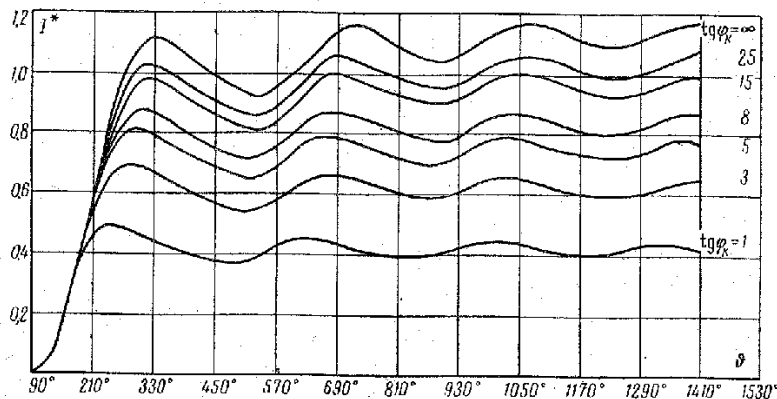


Рис. 6-21. Кривые действующего значения тока в вентиле.

В тех случаях, когда время срабатывания защиты больше периода питающего напряжения, представляет интерес действующее значение тока, пропущенного вентилем, за время отключения:

$$I = \sqrt{\frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} i^{*2} dt} = \sqrt{\frac{I^{*2} t}{t_3}}$$

где t_3 — время отключения короткого замыкания защитой;

$I^{*2} t$ — тепловой эквивалент за время действия защиты; вычисляется по (6-58) или интегрированием кривой тока по интервалам.

Кривые зависимости действующего значения тока в вентиле от переменной ϑ показаны на рис. 6-21.

6-8. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ ПРОБОЕ ВЕНТИЛЯ В МОМЕНТ МАКСИМУМА ОБРАТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для записи уравнений токов в вентилях можно воспользоваться анализом, проведенным в § 6-6. Первый максимум обратного напряжения, прикладываемого к вентилю 5, соответствует фазе $\psi = 2\pi/3$. Подставляя в (6-14), (6-29) и (6-30) вместо ψ его значение и пренебрегая током нагрузки, получим:

$$i^*_{1} = \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}; \quad (6-59)$$

$$i^*_{3} = \sin(\vartheta - \varphi_k) + \sin \varphi_k e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}; \quad (6-60)$$

$$i^*_{5} = i^*_{1} + i^*_{3} = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_k\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k\right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_k}. \quad (6-61)$$

Продолжительность первого интервала короткого замыкания зависит от того, сколько времени все три вентиля совместно будут проводить ток. Из (6-59) и (6-60) следует, что вентиль 1 первым выйдет из работы. Подставляя в уравнение тока i^*_{1} предельные значения $\operatorname{ctg} \varphi_k$ (0 и ∞), получим, что в зависимости от $\operatorname{ctg} \varphi_k$ длительность ϑ_1 первого интервала лежит в пределах $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta_1 \leq \frac{2\pi}{3}$. Во втором интервале сохранится замыка-

ние фаз B и C (рис. 6-14). По-прежнему воспользуемся выводами § 6-6. Уравнение (6-33) справедливо с учетом начальных условий. Учитывая их и подставляя вместо ψ его значение, найдем:

$$i^*_{3} = i^*_{5} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_k\right) + \left[K_1 - \sin\left(\vartheta_1 + \frac{\pi}{6} - \varphi_k\right) \right] e^{(\vartheta_1 - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_k}, \quad (6-62)$$

где K_1 — величина тока в вентилях 3 и 5 в момент выхода из работы вентиля 1 (начальные условия).

Второй интервал продолжается до снижения тока в вентилях 3 и 5 до нуля или до вступления в работу вентиля 1 прежде, чем вентили 3 и 5 закончат проводить ток.

Вентили 3 и 5, как это следует из (6-60) и (6-62), могут проводить ток до момента $\vartheta = 5\pi/3$ при $\text{ctg } \varphi_k = 0$, а при $\text{ctg } \varphi_k = \infty$ — до $\vartheta = 5\pi/6$.

В § 6-5 было установлено, что при двух короткозамкнутых фазах вентиль третьей фазы может начать проводить ток с момента перехода через нуль э. д. с. своей фазы. Поскольку э. д. с. фазы А переходит через нуль при $\vartheta = 4\pi/3$, то вентиль 1 может вступить в работу только в том случае, если вентили 3 и 5 еще проводят ток. Тогда в момент $\vartheta = 4\pi/3$ возникает трехфазное короткое замыкание. Если ток в вентилях 3 и 5 спизился до нуля ранее $\vartheta = 4\pi/3$, то вентиль 1 начнет пропускать ток только при $\vartheta = 3\pi/2$. Это следует из (6-23).

Таким образом, после второго интервала при одних значениях параметра $\text{ctg } \varphi_k$ может быть интервал с трехфазным коротким замыканием, а при других значениях — интервал, в котором ни один вентиль тока не проводит (т. е. режим прерывистого тока в поврежденной фазе). Граничное значение параметра $\text{ctg } \varphi_k$ для первого периода равно 0,285. Режим непрерывного тока в поврежденной фазе будет при значениях параметра $\text{ctg } \varphi_k$ меньше граничного, и наоборот.

В случае непрерывных токов в дальнейшем переходный процесс протекает так, как описано в § 6-7 уравнениями для четвертого и последующих интервалов. При прерывистых токах процесс описывается уравнениями для первых трех интервалов, начиная с первого.

Во втором и последующих периодах граничное значение $\text{ctg } \varphi_k$ совпадает со значением, полученным в § 6-7, и равно 0,31.

6-9. ВНЕШНЕЕ ГЛУХОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ТИРИСТОРАХ

Рассмотрим случай, когда выпрямитель включается на глухое внешнее короткое замыкание, схема управления задает минимальный угол регулирования, равный нулю, и выпрямитель имеет быстродействующую защиту, обеспечивающую блокирование импульсов управления при возникновении аварийного режима.

В оговоренных условиях первый импульс на включение тиристоров при системе двойных импульсов поступит, например, на тиристоры 1 и 6 (рис. 6-22), при этом сразу возникает двухфазное короткое замыкание фаз А и В. По второму закону Кирхгофа составим уравнение для замкнутого контура, образованного источником

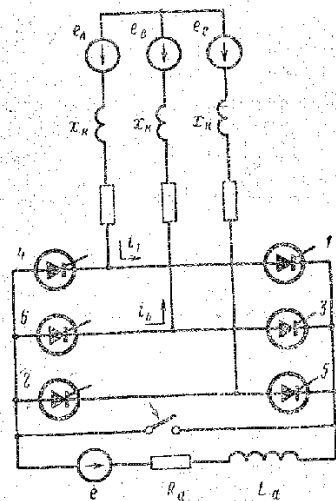


Рис. 6-22. Эквивалентная схема выпрямителя на тиристорах.

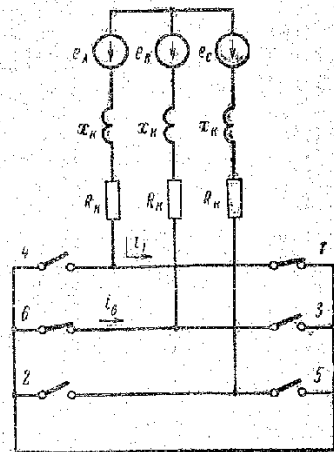


Рис. 6-23. Расчетная схема для интервала пропуска тока тиристорами 6 и 1.

э. д. с., сопротивлениями фаз А и В и тиристорами 1 и 6 (рис. 6-23):

$$(i_1 + i_6) R_k + \frac{d}{dt} (i_1 + i_6) x_k = e_{AB}. \quad (6-63)$$

Считая по-прежнему, что э. д. с. фаз изменяются по (6-9) — (6-11), можем записать:

$$e_{AB} = \sqrt{3} E_m \sin \left(\vartheta + \psi + \frac{\pi}{6} \right). \quad (6-64)$$

Минимальная начальная фаза ψ равна $\pi/6$. Тогда с учетом (6-64) и того, что $i_1 = i_6$, решением (6-63) будет:

$$i_1^* = i_6^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) e^{-\vartheta \text{ ctg } \varphi_k} \right]. \quad (6-65)$$

Если чувствительность и быстродействие защиты таковы, что импульсы управления блокируются раньше, чем включится очередной тиристор 2, то при переходе тока через нулевое значение тиристоры выключатся и ток короткого замыкания прекратится. Подставив в (6-65) $\text{ctg } \varphi_K = 0$ и $\text{ctg } \varphi_K = \infty$, найдем:

$$\frac{2\pi}{3} \leq \vartheta_1 \leq \frac{4\pi}{3}.$$

Здесь ϑ_1 — длительность короткого замыкания. Для промежуточных значений $\text{ctg } \varphi_K$ величину ϑ_1 можно найти

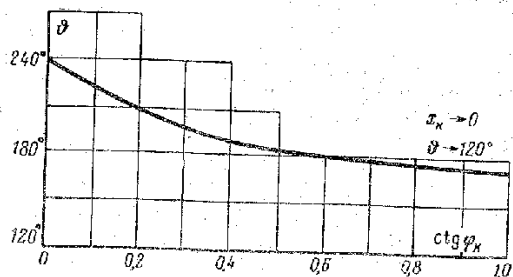


Рис. 6-24. Длительность короткого замыкания при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора.

по кривой рис. 6-24. Если защита имеет недостаточное быстродействие или чувствительность, а также если система управления инерционна, то импульс на включение очередного (2) тиристора (рис. 6-25) поступит через $\pi/3$ после начала короткого замыкания источника питания. Тогда в интервале $0 \leq \vartheta \leq \pi/3$ токи рассчитывают по (6-65), а в следующем интервале по приведенным ниже уравнениям:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) \right] e^{\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-66)$$

$$i_2^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) e^{\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-67)$$

$$i_6^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi_K\right) \right] e^{\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}. \quad (6-68)$$

K_1 — величина тока в тиристорах 1 и 6 при $\vartheta = \frac{\pi}{3}$.

Уравнения (6-66) — (6-68) получены аналогично тому, как это сделано в § 6-5 при выводе (6-13). При этом уч-

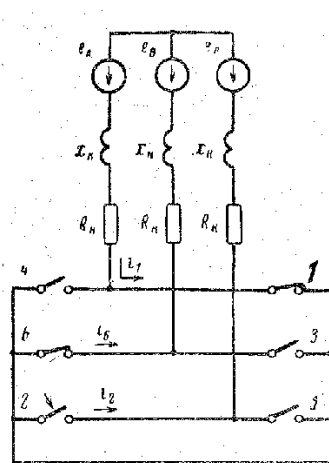


Рис. 6-25. Расчетная схема для интервала пропуска тока тиристорами 6, 1 и 2.

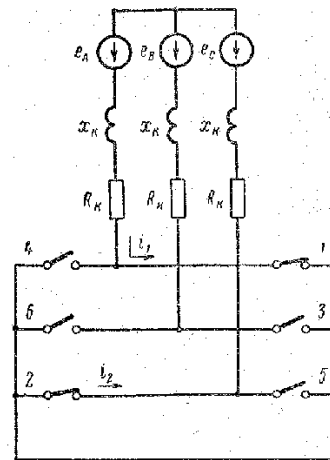


Рис. 6-26. Расчетная схема для интервала пропуска тока тиристорами 1 и 2.

тено, что в рассматриваемом режиме $\psi = \pi/6$.

Если защита предотвратит подачу импульса управления на включение следующего 3 тиристора, то после перехода через нуль тока тиристора 6 трехфазное короткое замыкание перейдет в двухфазное. Определим ϑ_2 — начало третьего интервала. Для этого в (6-68) подставим $\text{ctg } \varphi_K = 0$ и $\text{ctg } \varphi_K = \infty$. K_1 найдем из (6-65). После проведения необходимых вычислений получим:

$$\frac{\pi}{2} \leq \vartheta_2 \leq \pi.$$

В третьем интервале ток короткого замыкания пропускают тиристоры 1 и 2 (рис. 6-26), при этом остаются короткозамкнутыми фазы А и С. С учетом начальных

условий уравнения (6-23) и $\psi = \pi/6$ ток в тиристорах в третьем интервале:

$$i_1^* = i_2^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta - \varphi_K) + \left[K_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_2 - \varphi_K) \right]^{(\vartheta_2 - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-69)$$

где K_2 — ток в тиристорах 1 и 2 в момент $\vartheta = \vartheta_2$.

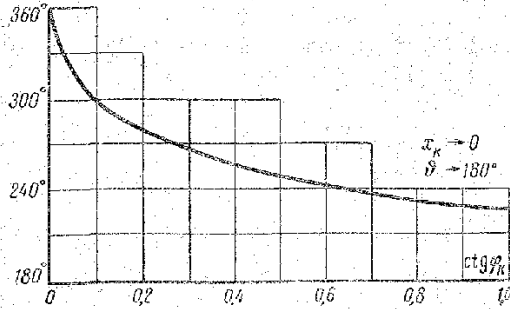


Рис. 6-27. Длительность короткого замыкания при блокировании импульсов управления после включения одного очередного тиристора.

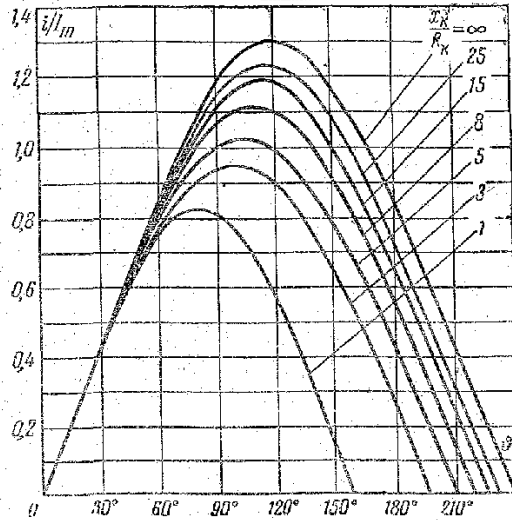


Рис. 6-28. Мгновенные значения токов в тиристорах при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора.

Поскольку импульсы управления блокированы защитой, то короткое замыкание будет продолжаться только до перехода через нуль токов в тиристорах 1 и 2. Длительность короткого замыкания в зависимости от $\operatorname{ctg} \varphi_K$ изменяется в пределах $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi$ (рис. 6-27).

Кривые мгновенных значений токов в тиристоре 1 для случая блокирования импульсов управления до включения очередного (2) тиристора показаны на рис. 6-28, а для случая блокирования после включения тиристора 2 — на рис. 6-29. Кривые амплитудных значений тока в тиристорах, а также теплового эквивалента для обоих случаев показаны на рис. 6-30 и 6-31.

Если защита блокированием импульсов управления не предусмотрена, то двухфазные и трехфазные короткие замыкания будут чередоваться. В течение трех-пяти периодов переходный процесс практически закончится. Ти-

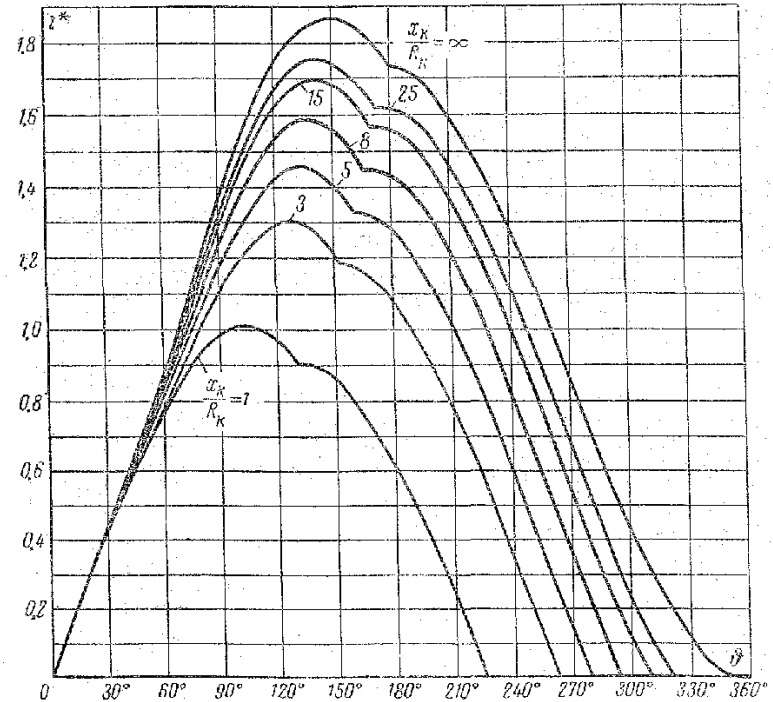


Рис. 6-29. Мгновенные значения токов в тиристорах при блокировании импульсов управления после включения очередного тиристора.

ристоры не могут выдержать длительную перегрузку сверхтоками коротких замыканий, поэтому установившийся режим короткого замыкания не рассматривается.

При отсутствии быстродействующей защиты часть тиристоров может повредиться в течение одного-двух пе-

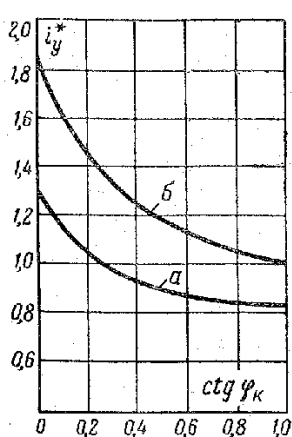


Рис. 6-30. Амплитуда тока в тиристорах при блокировании импульсов управления до включения очередного (кривая *a*) тиристора и после его включения (кривая *b*).

риодов, а это нарушит нормальное чередование тиристоров и приведет

к устойчивому трехфазному короткому замыканию с повреждением остальных тиристоров. В этом случае токи короткого замыкания рассчитываются обычным способом, как для сетей переменного тока.

6-10. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ТИРИСТОРАХ

а) Пробой тиристора в момент окончания коммутации

Рассмотрим аварийный режим выпрямителя, работающего с минимальным углом регулирования, равным нулю. Будем считать, что выпрямитель имеет быстродей-

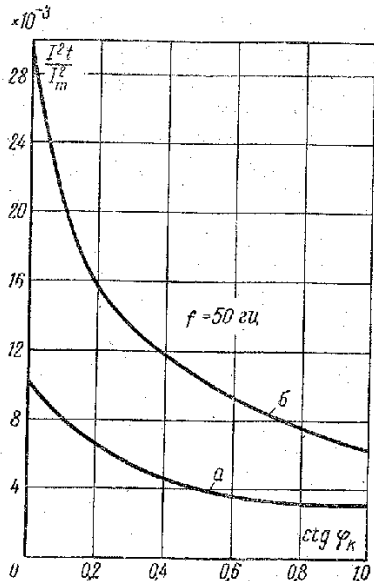


Рис. 6-31. Тепловой эквивалент, действующий на тиристор при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривая *a*) и после его включения (кривая *b*).

ствующую защиту блокированием импульсов управления. Условимся, что потерял вентиляющую прочность тиристор 5 (рис. 6-22). Отсчет времени будем вести с начала короткого замыкания. Электродвижущие силы фаз записываются уравнениями (6-9) — (6-11), а ток короткого замыкания в первом интервале с учетом $\psi = \pi/6$ —

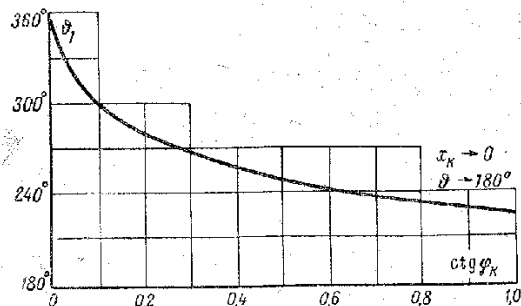


Рис. 6-32. Длительность короткого замыкания при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора.

уравнением (6-27). Однако, поскольку очередной тиристор включается не при переходе э. д. с. фазы через нуль, а с задержкой на $\pi/6$, переходный процесс выпрямителя на тиристорах отличается продолжительностью интервалов пропуска, величиной и формой тока.

Рассмотрим случай, когда быстродействующая защита обеспечивает блокирование импульсов управления раньше, чем включится очередной (3) тиристор. При этих условиях после пропуска положительной полуволны тока тиристор 1 выключится. Из (6-27) можно установить, что при $0 \leq \text{ctg } \varphi_K \leq \infty$ выключение тиристора, а следовательно, и отключение короткого замыкания будет в диапазоне $\pi \leq \vartheta_1 \leq 2\pi$. Здесь ϑ_1 — одновременно и продолжительность короткого замыкания, отсчитываемого от $\vartheta = 0$. Для различных $\text{ctg } \varphi_K$ продолжительность короткого замыкания ϑ_1 при блокировании импульсов управления можно определить по рис. 6-32.

Если защита не сработала из-за недостаточной чувствительности, быстродействия или инерционности системы управления, то трехфазное короткое замыкание возникает не при $\vartheta = \pi/2$, как это было у выпрямителя на неуправляемых вентилях, а при $\vartheta = 2\pi/3$. Уравнения

токов решаются и записываются аналогично тому, как это было сделано в § 6-6, но с учетом других начальных условий и границ интервалов. Прделав все необходимые преобразования, уравнения токов в интервале $2\pi/3 \leq \vartheta \leq \vartheta_2$ получим в следующем виде:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi_K\right) \right] e^{\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-70)$$

$$i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) e^{\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}; \quad (6-71)$$

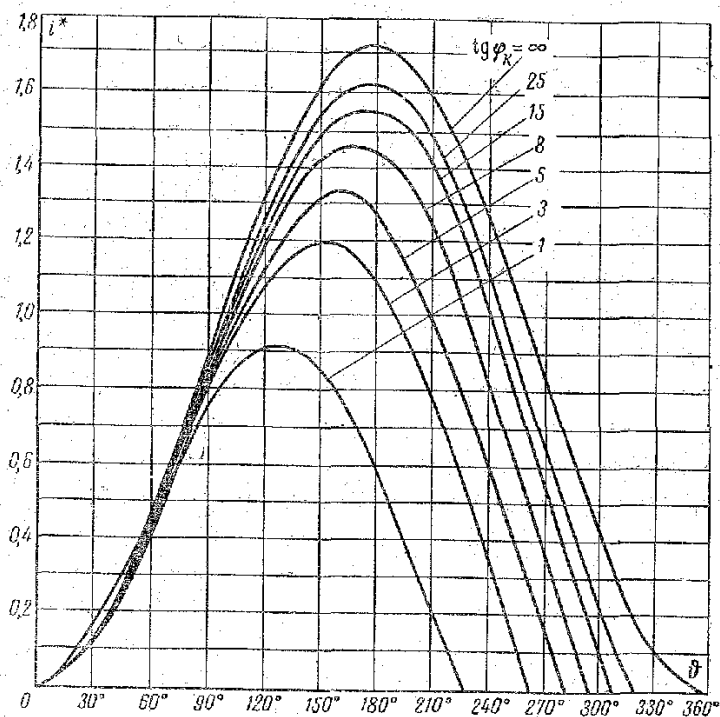


Рис. 6-33. Кривые токов в тиристорах 1 и 3 при блокировании импульсов управления до включения очередного (3) тиристора.

$$i_5^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_K\right) \right] e^{\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right) \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-72)$$

где K_1 — значение тока в тиристорах 1 и 5 в момент $\vartheta = 2\pi/3$.

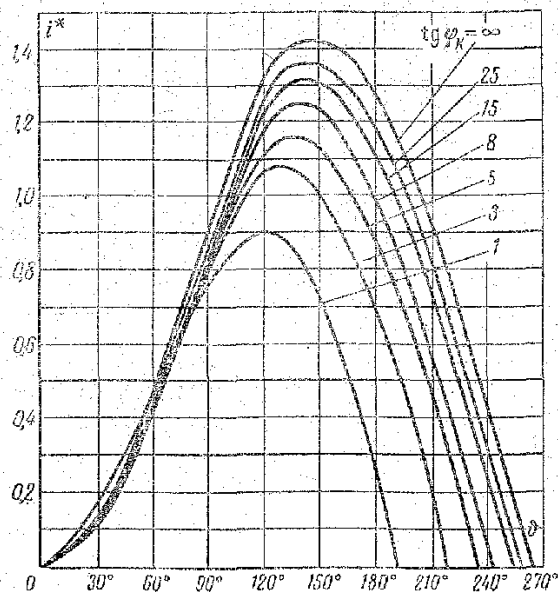


Рис. 6-34. Кривые токов в тиристоре 3 при блокировании импульсов управления до повторного включения тиристора 1.

Рассматриваемый интервал закончится, как только один из тиристоров выйдет из работы. Из (6-70) — (6-72) следует, что первым выйдет из работы тиристор 1. Подставляя в (6-70) $\operatorname{ctg} \varphi_K = 0$ и ∞ определим, что граница между этим и следующим третьим интервалом находится в пределах $150^\circ \leq \vartheta \leq 265^\circ 40'$.

После перехода через нуль тока в тиристоре 1 будет продолжаться двухфазное короткое замыкание фаз B и C. Ток в тиристорах 3 и 5 будет изменяться в соответствии с (6-49). Нужно только учесть, что в этом выра-

жении K_2 — величина тока в тиристорах 3 и 5 в момент перехода тока в тиристоре 1 через нуль, а ϑ — угловая величина, соответствующая этому моменту. ϑ — определяется из (6-70).

Схема управления повторно включит тиристор 1 при $\vartheta = 2\pi$. Если к этому моменту защита блокирует импульсы управления, то при снижении мгновенного значения тока до нуля короткое замыкание будет выключено (при выполнении допущения 9 § 6-3).

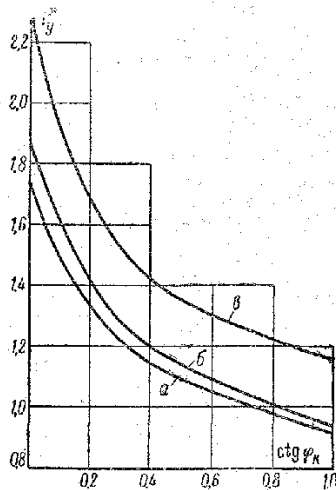


Рис. 6-35. Амплитуда тока в тиристоре при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривая *a*) и после его включения (в неповрежденной фазе — кривая *б*, в поврежденной фазе — кривая *в*).

Кривые тока в тиристорах 1 и 5 при блокировании импульсов управления до включения тиристора 3 показаны на рис. 6-33. Если тиристор 3 все же включился, а защита блокировала импульсы управления после этого, то ток в тиристоре 3 в последнем режиме будет больше, чем в тиристоре 1. На рис. 6-34 показан ток в тиристоре 3, вычисленный по (6-49) и (6-71).

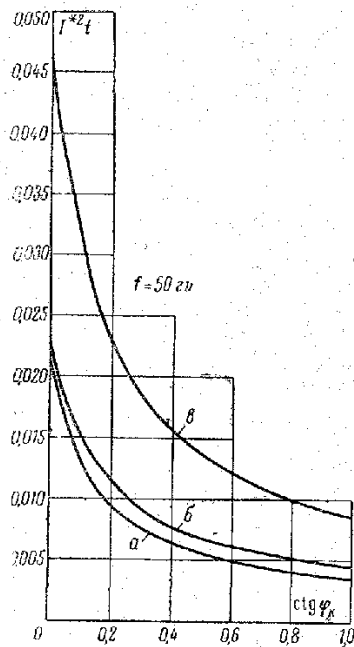


Рис. 6-36. Тепловой эквивалент при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривая *a*) и после его включения в неповрежденной фазе (кривая *б*) и в поврежденной фазе (кривая *в*).

Кривые амплитуды тока короткого замыкания (ударного тока) в тиристоре 1 при блокировании импульсов до включения тиристора 3 и в тиристоре 3 — при блокировании после его включения показаны на рис. 6-35. Кривые теплового эквивалента для обоих случаев показаны на рис. 6-36.

б) Пробой тиристора в момент максимального мгновенного значения обратного напряжения

Условимся, что потерял способность удерживать обратное напряжение тиристор 5 катодной группы (рис. 6-22). Отсчет времени прежний: с момента возникновения повреждения. Тогда э. д. с. описывается уравнениями (6-9) — (6-11). В первом интервале в отличие

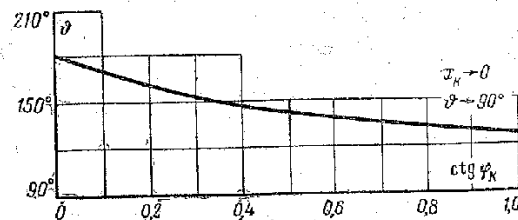


Рис. 6-37. Длительность короткого замыкания при блокировании импульсов до включения очередного тиристора.

от выпрямителя на неуправляемых вентилях возникает двухфазное короткое замыкание фаз А и С.

Из (6-23) следует, что максимум мгновенного значения обратного напряжения в момент $\vartheta = 0$ будет при $\varphi = 2\pi/3$. Подставляя это значение φ в (6-27), найдем уравнение тока в тиристорах 1 и 5 в начальном интервале короткого замыкания:

$$i_{1}^{*} = i_{5}^{*} = \frac{V\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \varphi_{к} \right) - \sin \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{к} \right) e^{-\vartheta \operatorname{ctg} \varphi_{к}} \right]. \quad (6-73)$$

В неблагоприятном случае при работе выпрямителя с углом регулирования, равным нулю, очередной тиристор 3 схема управления включит при $\vartheta = \pi/6$. Если защита предотвратит его включение, то после прохождения

тока в тиристоре 1 через нули токи короткого замыкания в дальнейшем протекать не будут.

Длительность короткого замыкания зависит от параметра $\text{ctg } \varphi_K$ и изменяется в пределах $\frac{\pi}{2} - \pi$. Кривая продолжительности короткого замыкания показана на рис. 6-37, а кривые тока в тиристорах 1 и 5 — на рис. 6-38 (кривые А).

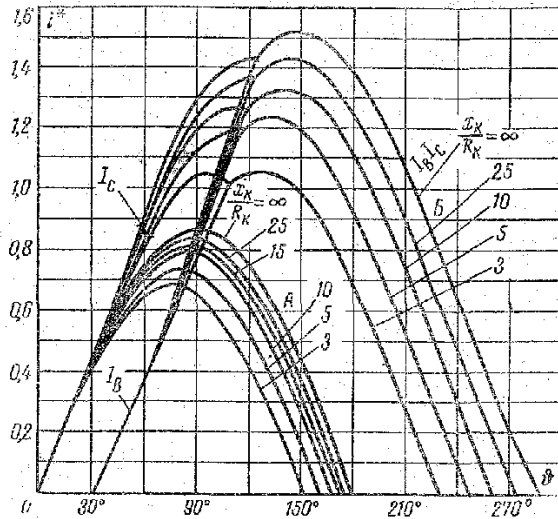


Рис. 6-38. Токи в тиристорах при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривые А) и после его включения (кривые Б).

Если защита не предотвратила включение очередного (3) тиристора, то при $\vartheta = \pi/6$ возникает трехфазное короткое замыкание. Напомним, что в выпрямителе на неуправляемых вентилях трехфазное короткое замыкание при том же отсчете времени произошло при $\vartheta = 0$. Если в уравнения (6-59) — (6-61) внести эту поправку, то получим:

$$i_1^* = \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi_K\right)\right] e^{\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-74)$$

$$i_3^* = \sin(\vartheta - \varphi_K) - \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_K\right) e^{\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}; \quad (6-75)$$

$$i_5^* = i_1^* + i_3^* = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_K\right) + \left[K_1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_K\right)\right] e^{\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta\right) \text{ctg } \varphi_K}. \quad (6-76)$$

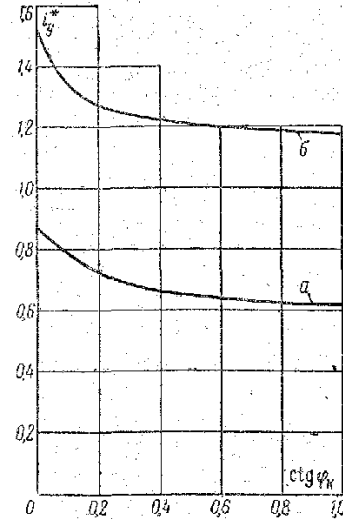


Рис. 6-39. Амплитуда тока в тиристорах при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривая а) и после его включения (кривая б).

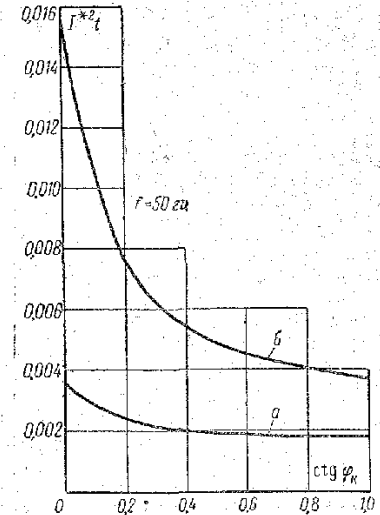


Рис. 6-40. Тепловой эквивалент, действующий на тиристоры при блокировании импульсов управления до включения очередного тиристора (кривая а) и после его включения (кривая б).

Ток в тиристоре 1 перейдет через нуль при $\vartheta = \vartheta_2$. Из (6-73) и (6-74) устанавливаем, что при $0 \leq \text{ctg } \varphi_K \leq \infty$ $60^\circ \leq \vartheta_2 \leq 124^\circ 20''$. После выключения тиристора 1 в работе остается тиристор 3, который совместно с поврежденным тиристором 5 пропускает ток короткого замыкания. Ток в последующем, третьем интервале с учетом (6-24) и $\psi = 2\pi/3$:

$$i_3^* = i_5^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \varphi_K \right) + \left[K_2 - \sin \left(\vartheta_2 + \frac{\pi}{6} - \varphi_K \right) \right] e^{(\vartheta_2 - \vartheta) \operatorname{ctg} \varphi_K}, \quad (6-77)$$

где K_2 — величина тока в тиристорах 3 и 5 при переходе тока в тиристоре 1 через нуль;

ϑ_2 — момент, соответствующий переходу через нуль тока в тиристоре 1.

Мгновенные значения токов в тиристоре 3 при различных соотношениях параметров схемы замещения показаны на рис. 6-38, кривые Б. На рис. 6-39 и 6-40 показаны также кривые амплитуд токов и теплового эквивалента, воздействующего на тиристор 3.

6-11. МЕТОДИКА ВЫЧИСЛЕНИЯ ТОКОВ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ

Рассчитывают эквивалентные сопротивления элементов сети и величины э. д. с. (§ 6-3) и проставляют их на схеме замещения. В дальнейшем, упрощая схему замещения, определяют эквивалентную э. д. с. E_3 и эквивалентное сопротивление z_K .

Действующее значение периодической слагающей тока при трехфазном коротком замыкании на вторичной стороне трансформатора будет равно:

$$I_K = \frac{E_3^* U_2}{\sqrt{3} z_K} [a], \quad (6-78)$$

где E_3^* — эквивалентная э. д. с. источников питания в отн. ед.;

U_2 — номинальное напряжение на вторичной стороне трансформатора, действующее значение, в;

z_K — эквивалентное сопротивление, ом.

При коротких замыканиях на вторичной стороне трансформатора малой и средней мощности при внешнем и внутреннем коротком замыкании выпрямителя вычисление периодической составляющей тока короткого замыкания упрощается. В этих условиях за величину э. д. с. источника можно принять напряжение холостого хода. Тогда действующее значение периодической составляющей и установившегося тока трехфазного короткого замыкания определяется по выражению

$$I_K = \frac{U_{2x}}{\sqrt{3} z_K} [a], \quad (6-79)$$

где U_{2x} — вторичное напряжение холостого хода трансформатора, в.

При коротком замыкании в той же расчетной точке действующее значение тока на другой ступени трансформации

$$I_{K1} = I_K \frac{U_2}{U_1} [a], \quad (6-80)$$

где U_1 — действующее значение напряжения той ступени, на которой определяется ток короткого замыкания, в.

Действующее значение установившегося тока в вентиле при внешнем глухом коротком замыкании выпрямителя на неуправляемых вентилях (в трехфазной мостовой схеме):

$$I_B = \frac{E_3^* U_2}{\sqrt{6} z_K} = 0,41 \frac{E_3^* U_2}{z_K} [a] \quad (6-81)$$

или приближенно

$$I_B = 58 \frac{I_d}{z_{K\%}} [a], \quad (6-82)$$

где I_d — номинальный выпрямленный ток, а;

$z_{K\%}$ — эквивалентное сопротивление схемы замещения, выраженное в процентах и приведенное к номинальной мощности трансформатора выпрямителя.

При ориентировочных расчетах пренебрегают сопротивлением питающей сети и принимают $z_{K\%} \approx u_{K\%}$ трансформатора.

Действующее значение тока в вентиле при внутреннем коротком замыкании трехфазного выпрямителя на неуправляемых вентилях

$$I_B = I_B^* I_K [a], \quad (6-83)$$

где I_B^* — относительный ток в вентиле, определяемый по кривым рис. 6-21.

Максимальная амплитуда тока (ударный ток)

$$i_y = \sqrt{2} I_K i_y^* [a]; \quad (6-84)$$

I_K вычисляется по (6-78) или (6-79). Относительный ударный ток i_y^* определяется по кривым, приведенным в § 6-5—6-10:

а) при вычислении ударного тока в вентилях в условиях внешнего короткого замыкания выпрямителя на неуправляемых вентилях, а также в элементах электрооборудования при трехфазном коротком замыкании в сети переменного тока — по кривой рис. 6-7;

б) при вычислении ударного тока в вентилях и других элементах выпрямителя и сети во всех аварийных режимах, за исключением оговоренных в п. «а», по кривым рис. 6-18, 6-30, 6-35 или 6-39, или приближенно

$$i_y = 116i_y^* \frac{I_d}{z_{к\%}} \approx 116i_y^* \frac{I_d}{u_{к\%}} [a]. \quad (6-85)$$

Максимальный тепловой эквивалент тока, действующего на вентиль в первом периоде:

$$I^2 t = 2I_K^2 (I^{*2} t) [a^2 \cdot \text{сек}]. \quad (6-86)$$

I_K определяется по (6-78) или (6-79), а $I^{*2} t$ — в зависимости от рассматриваемого режима по кривым рис. 6-11, 6-20, 6-31, 6-36 или 6-40.

6-12. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТОКОВ ВНУТРЕННЕГО КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Расчитать токи внутреннего короткого замыкания выпрямительного агрегата на кремниевых вентилях.

Исходные данные

Выпрямитель. Трехфазная мостовая схема. В каждом плече 10 параллельных ветвей с 4 последовательно соединенными вентилями (ВК-200). Выпрямленное напряжение 825 в.

Трансформатор. Мощность 2600 ква. Первичное напряжение 10,5 кв. Потери в обмотках 25,2 квт, напряжение короткого замыкания 9,6%.

Источник питания. Осциллографированием симметричного короткого замыкания на шинах 10,5 кв подстанции, к которой присоединяется выпрямитель, установлено: периодическая составляющая тока короткого замыкания 9,5 ка, ударный ток — 22,9 ка.

Питающая линия. Кабельная, с реактором. Три кабеля с алюминиевыми жилами сечением 185 мм² соединены параллельно. Длина линии 2,5 км.

Ошибочка от трансформатора до выпрямителя. Шины А2 (80X10), длина 8 м. Шины в одной плоскости, расстояние между ними 400 мм.

Расчет

Составим расчетную схему (рис. 6-41).

Сопrotивления элементов приведем к напряжению U_2 вторичной обмотки трансформатора. Напряжение вторичной обмотки

$$U_2 = \frac{U_d}{1,35} = \frac{825}{1,35} = 612 \text{ в.}$$

Внутреннее сопротивление источника питания:

$$z_1 = \frac{U_n}{\sqrt{3} I''} \left(\frac{U_2}{U_n} \right)^2 = \frac{10,5}{\sqrt{3} \cdot 9,5} \left(\frac{0,612}{10,5} \right)^2 = 2,16 \text{ мом.}$$

Относительный ударный ток при трехфазном коротком замыкании на шинах энергосистемы (точка К-1):

$$i_y^* = \frac{i_y}{\sqrt{2} I''} = \frac{22,9}{\sqrt{2} \cdot 9,5} = 1,7.$$

По кривой рис. 6-7 определяем отношение активного сопротивления к индуктивному. Оно равно 0,115. Реактивное и активное сопротивления источника питания:

$$x_1 = \frac{z_1}{\sqrt{1 + R^2/x^2}} = \frac{2,16}{\sqrt{1 + 0,115^2}} = \frac{2,16}{\sqrt{1,132}} = 2,03 \text{ мом.}$$

$$R_1 = x_1 (R_1/x_1) = 2,03 \cdot 0,115 = 0,23 \text{ мом.}$$

Реактивное и активное сопротивления реактора

$$x_2 = \frac{x_{к\%}}{100} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3} I_n} \left(\frac{U_2}{U_n} \right)^2 = \frac{8 \cdot 10,5}{10^2 \sqrt{3} \cdot 0,5} \left(\frac{0,612}{10,5} \right)^2 = 3,1 \text{ мом.}$$

$$R_2 = x_2 \left(\frac{R_k}{x_k} \right) = 3,1 \cdot \frac{0,2}{8} = 0,08 \text{ мом.}$$

Реактивное и активное сопротивления кабелей

$$x_3 = x_k l \frac{1}{n} \left(\frac{U_2}{U_n} \right)^2 = 0,069 \cdot 2,5 \cdot \frac{1}{3} \left(\frac{0,612}{10,5} \right)^2 = 0,2 \text{ мом.}$$

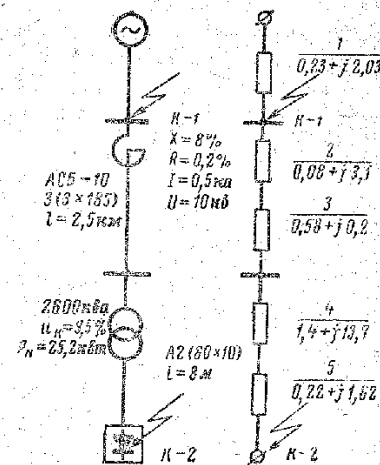


Рис. 6-41. К примеру расчета.

$$R_3 = \frac{r_K l}{n} \left(\frac{U_2}{U_{II}} \right)^2 = \frac{0,197 \cdot 2,5}{3} \left(\frac{0,612}{10,5} \right)^2 = 0,56 \text{ мом.}$$

здесь x_K, r_K — удельные индуктивные и активные сопротивления
кабеля, Ом/км;

l — длина линии, км;

n — число кабелей.

Полное сопротивление короткого замыкания трансформатора

$$z_4 = U_K \frac{U_2^2}{S_{II}} = 0,096 \frac{0,612^2 \cdot 10^6}{2,6 \cdot 10^6} = 13,8 \text{ мом.}$$

Активное сопротивление

$$R_4 = P_K \left(\frac{U_2}{S_{II}} \right)^2 = 25,2 \cdot 10^3 \left(\frac{0,612}{2600} \right)^2 = 1,4 \text{ мом.}$$

Реактивное сопротивление

$$x_4 = \sqrt{z_4^2 - R_4^2} = \sqrt{13,8^2 - 1,4^2} = 13,7 \text{ мом.}$$

Реактивное сопротивление ошиновки

$$x_5 = 0,145 \lg \frac{4 \sqrt[3]{a_{12} a_{13} a_{23}}}{h} l =$$

$$= 0,145 \lg \frac{4 \sqrt[3]{40 \cdot 40 \cdot 80}}{8} \cdot 8 = 1,62 \text{ мом.}$$

a_{12}, a_{13}, a_{23} — расстояния между шинами, см;
 h — высота шины, см.

Активное сопротивление ошиновки

$$R_5 = r l = 0,0277 \cdot 8 = 0,22 \text{ мом.}$$

r — удельное сопротивление при $t = 70^\circ \text{C}$ мом/м.

Реактивное сопротивление схемы замещения

$$x_K = x_1 + x_2 + \dots + x_5 = 20,65 \text{ мом.}$$

Активное сопротивление

$$R_K = R_1 + R_2 + \dots + R_5 = 2,49 \text{ мом}$$

и их соотношение

$$\frac{x_K}{R_K} = \frac{20,65}{2,49} = 8,3.$$

Полное сопротивление

$$z_K = \sqrt{x_K^2 + R_K^2} = \sqrt{20,65^2 + 2,19^2} = 20,9 \text{ мом.}$$

Амплитуда периодической составляющей тока трехфазного короткого замыкания:

$$I''_m = \frac{\sqrt{2} U_2}{\sqrt{3} z_K} = \frac{\sqrt{2} \cdot 612}{\sqrt{3} \cdot 20,9} = 23,9 \text{ ка.}$$

Тепловой эквивалент для неповрежденного и поврежденного вентилля (для проверки срабатывания предохранителей):

$$i_B^{*2} t = \frac{i_B^{*2} t (I''_m)^2}{[n_1 + s(1 - n_1)]^2} = \frac{23,9^2 \cdot 15 \cdot 10^3}{9,1^2} = 13,3 \cdot 10^3 \text{ а}^2 \cdot \text{сек.}$$

$$i_n^{*2} t = i_n^{*2} t (I''_m)^2 = 23,9^2 \cdot 30,6 \cdot 10^3 = 17,6 \cdot 10^6 \text{ а}^2 \cdot \text{сек.}$$

$i_B^{*2} t$ и $i_n^{*2} t$ определяем по кривым рис. 6-20.

$s = 10\%$ — коэффициент неравномерности деления тока между n_1 параллельными ветвями.

Ударный ток в поврежденной ветви:

$$i_{y,n} = i_{y,n}^* I''_m = 1,96 \cdot 23,9 = 47 \text{ ка.}$$

Наибольшая амплитуда тока через вентиль

$$i_{y(n)} = \frac{i_{y(n)}^* I''_m}{n_1 + s(1 - n_1)} = \frac{1,66 \cdot 23,9}{9,1} = 4,37 \text{ ка.}$$

* $i_{y,n}$, $i_{y(n)}^*$ определена по кривой рис. 6-18.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ЗАЩИТА ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ И ПЕРЕГРУЗОК

7-1. НАЗНАЧЕНИЕ ЗАЩИТЫ

В течение срока эксплуатации выпрямителей неизбежно возникают различные технологические перегрузки и аварийные режимы, сопровождающиеся протеканием токов, которые значительно превышают номинальные. Токи оказывают термическое и электродинамическое воздействие на различные элементы электрооборудования.

Термическое воздействие характеризуется превышением температуры относительно температуры окружающей среды. Превышение температуры, в свою очередь, зависит от величины тока, длительности его протекания, теплоемкости токоведущих частей и теплового сопротивления между ними и окружающей средой.

Количество тепла, выделяемого в полупроводниковых вентилях токами небольшой кратности по отношению к номинальному, практически пропорционально первой степени тока, при токах же большой кратности — второй степени. В токоведущих частях других элементов электрооборудования количество выделенного тепла пропорционально второй степени тока независимо от его величины.

С увеличением тока потери электрической энергии, переходящей в тепловую, быстро возрастают, что приводит к повышению температуры элементов электроустановки. Работоспособность и долговечность многих из них зависит от температуры в период эксплуатации. С повышением температуры срок службы уменьшается, а при превышении предельно допустимой происходит повреждение полупроводниковых вентилях или изоляции электрооборудования. Наоборот, с уменьшением температуры срок службы увеличивается. За номинальную принимается такая температура, при которой данный

элемент электроустановки может отработать заданный срок. Эта температура для каждого из них нормируется.

В паспортах и каталогах заводы-изготовители не всегда указывают номинальную температуру, так как контролировать ее не очень удобно и не всегда возможно. В большинстве случаев нормируется ток в заданных условиях эксплуатации, однозначно определяющий температурный режим полупроводниковых вентилях и токоведущих частей электрических машин и аппаратов. Измерение и контроль электрических величин, в частности тока, осуществляется более простыми средствами, а главное — повреждение выявляется раньше, чем температура возрастет до опасной величины.

Большие величины токов коротких замыканий сопровождаются электродинамическими силами, возникающими в токоведущих частях и деталях их крепления. Эти силы могут вызвать разрушение или остаточную деформацию, препятствующую дальнейшей эксплуатации электроустановки.

При больших перегрузках или коротких замыканиях необходимо быстро отключить электроустановку или поврежденную ее часть и тем самым предотвратить повреждение полупроводниковых вентилях, изоляции силового трансформатора, делителей тока и других элементов электрооборудования выпрямителей. Эксплуатационный персонал вручную не может обеспечить быстрого действия, требуемого при отключении места повреждения, и предотвратить дальнейшее развитие аварии. Назначение защиты состоит в том, чтобы контролировать превышение тока или температуры сверх допустимых пределов и действовать в зависимости от степени опасности этих отклонений.

При небольших перегрузках, вызывающих повышение температуры в пределах, не представляющих непосредственной опасности для электроустановки, не возникает необходимости в немедленном отключении. Защита должна выдавать предупредительный сигнал с тем, чтобы обслуживающий персонал принял меры по снижению перегрузки. При наличии автоматического регулирования нагрузки защита должна воздействовать непосредственно на регулятор. При больших перегрузках и коротких замыканиях защита должна автоматически, с максимальным быстрым действием отключить поврежденный участок или всю электроустановку.

В зависимости от того, контролируется ли величина тока или температура, защита называется токовой или тепловой. Контроль температуры тепловой защитой осуществляется обычно косвенными методами, основанными на измерении температурных изменений тех или иных величин (электрического сопротивления, тока, температурного коэффициента расширения, падения напряжения и пр.).

7-2. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЗАЩИТЕ

Быстродействие. Требования к быстродействию защиты определяются только перегрузочной способностью полупроводниковых вентилях, их загрузкой в рабочем режиме и условиями охлаждения. От предшествующей нагрузки и условий охлаждения зависит температура полупроводникового элемента к моменту возникновения сверхтоков. Другие части электроустановки предъявляют менее жесткие требования к быстродействию защиты. Это объясняется меньшей перегрузочной способностью полупроводниковых вентилях по сравнению с перегрузочной способностью остальных элементов выпрямителя. Например, постоянная времени нагрева обмоток трансформаторов и электрических машин исчисляется десятками минут, в то время как для кремниевого диска, из которого изготовлен электронно-дырочный переход, она составляет величину порядка сотых долей секунды.

Чувствительность. Защита должна срабатывать при всех повреждениях, вызывающих протекание опасных для полупроводниковых вентилях сверхтоков коротких замыканий и перегрузок. Чувствительность защиты оценивается по так называемому коэффициенту чувствительности, определяемому при коротком замыкании в пределах защищаемой электроустановки или линии питания. Для защит, реагирующих на величины, возрастающие в условиях повреждений, коэффициент чувствительности равен отношению расчетных (ожидаемых) величин (например, тока или напряжения) к уставкам срабатывания. Для защит, реагирующих на величины, уменьшающиеся в условиях повреждения, коэффициент чувствительности равен отношению уставок срабатывания к расчетным величинам (напряжение или сопротивление). Расчетные величины должны выбираться по

наиболее неблагоприятному, но возможному режиму повреждения. Коэффициент чувствительности максимальной токовой защиты, например, должен быть не менее 1,5 для основных защит и не менее 1,2 — для резервных [Л. 67]. Резервную защиту рекомендуется предусматривать для действия вместо основной в случаях ее отказа или преднамеренного вывода из работы, например на время осмотра или проверки.

Селективность. По возможности защита должна быть селективной, т. е. обеспечивать отключение только поврежденных элементов, не нарушая работу других потребителей. На практике часто не удается достичь максимального быстродействия при соблюдении селективности. Для ответственных потребителей, не терпящих перерыва в питании, для обеспечения селективности идут по пути усложнения защит. Во многих случаях целесообразно применять неселективную защиту в сочетании с устройством автоматического повторного включения (АПВ).

Надежность. Защита всегда должна быть готовой к действию и не должна ложно срабатывать при неисправности в своих цепях.

Помехоустойчивость. При наличии помех в сети защита может приходить в действие, но не должна срабатывать.

Простота в настройке и обслуживании.

Невысокая относительная стоимость по сравнению с затратами на основное оборудование.

В зависимости от назначения выпрямительной установки, условий и места ее эксплуатации указанные требования к защите могут дополняться требованиями вибропрочности, ударостойкости, климатическими и другими специальными требованиями.

7-3. МАКСИМАЛЬНАЯ ТОКОВАЯ ЗАЩИТА

Для защиты электроустановок от перегрузок применяется максимальная токовая защита с выдержкой времени. Если защита выполнена на реле, имеющих зависимость от тока характеристику выдержки времени, то такая защита называется максимальной токовой с зависимой характеристикой. Зависимость от тока характеристику имеют, например, индукционные реле типа ИТ-80. Защитой с независимой характеристикой называется за-

щита, выполненная на реле, время срабатывания которых не зависит от тока (например, реле типа ЭТ-521). Выдержка устанавливается на реле времени. Защита с независимой характеристикой срабатывает всегда с одной и той же выдержкой, равной сумме уставки реле времени и собственного времени срабатывания токового реле, реле времени, промежуточных реле и выключающего аппарата.

Для защиты от коротких замыканий применяется максимальная токовая защита без выдержки времени (токовая отсечка).

Уставки по току максимальной токовой защиты с выдержкой времени выбираются по условию отстройки от токов допустимых перегрузок, а уставки токовой отсечки — по условию срабатывания при всех коротких замыканиях в зоне действия защиты.

В большинстве случаев токовая отсечка и максимальная токовая защита с зависимой характеристикой, выполненная на электромагнитных и индукционных реле, для защиты выпрямителей на полупроводниковых вентилях непригодны. Основные причины следующие:

- значительное собственное время срабатывания;
- защитные характеристики имеют меньшую крутизну, чем перегрузочная характеристика выпрямителей;
- наличие подвижных частей и контактов.

В процессе эксплуатации электромагнитные и индукционные реле требуют периодической проверки, настройки и чистки контактов. Реле должны устанавливаться на вертикальной панели и весьма чувствительны к изменению положения в пространстве и вибрациям и сотрясениям.

С разработкой и внедрением полупроводниковых диодов, триодов и тиристоров создались новые возможности для совершенствования защиты. Защиту можно сделать бесконтактной, на статических реле, а собственное время ее срабатывания уменьшить на несколько порядков. Одновременно повышаются надежность и чувствительность. Ниже дается описание одного из вариантов бесконтактной защиты, разработанной в ВЭИ имени Ленина [Л. 68], предназначенной для защиты полупроводниковых преобразователей (выпрямителей, преобразователей частоты) от сверхтоков коротких замыканий и перегрузок. Схема защиты показана на рис. 7-1.

Защита содержит:
датчики тока ДТ;
выпрямитель напряжения датчиков;
диодно-транзисторные ключи (электронные реле) на транзисторах Т1—Т3 и диодах Д1—Д3;
логическую цепочку ИЛИ на диодах Д7—Д9;

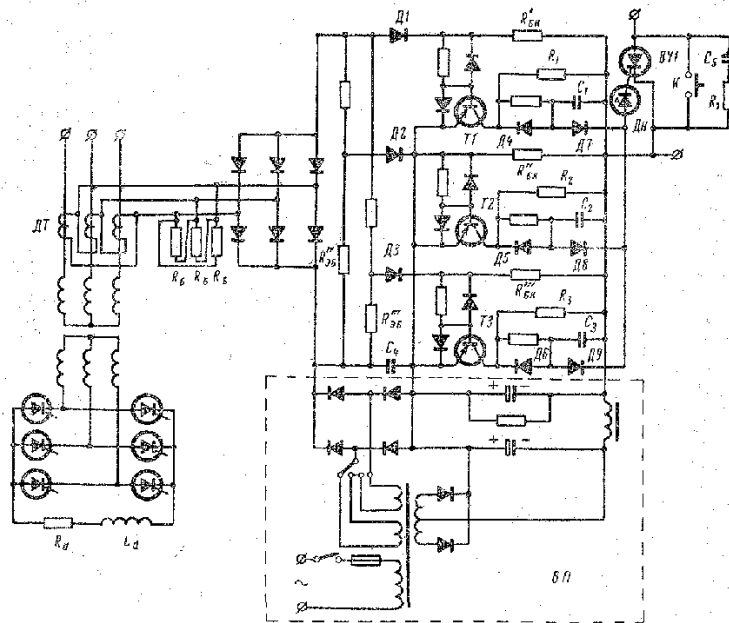


Рис. 7-1. Схема максимальной токовой защиты с отсечкой.

орган сравнения заданного (эталонного) напряжения с напряжениями на конденсаторах $C_1—C_3$, выполненный на диносторе (переключающем диоде) Дн;
выходной орган на тиристоре ВУ1;
блок питания БП.

Датчики тока и их включение. При питании выпрямителя от однофазной или трехфазной сети устанавливаются один или соответственно три датчика тока (по одному в каждую фазу).

Датчики тока могут устанавливаться на первичной или вторичной стороне трансформатора. При установке на первичной стороне необходимо учитывать следующее. При совпадении ряда неблагоприятных факторов, на-

пример наличия остаточной индукции противоположной полярности и совпадения момента включения трансформатора в сеть с переходом напряжения одной из фаз через нуль, броски намагничивающего тока могут в несколько раз превысить номинальный ток трансформатора. Для предотвращения ложного срабатывания придется загроублять защиту, что не всегда приемлемо.

При трехфазном питании преобразователя вторичные обмотки трансформаторов тока можно соединять в звезду и треугольник.

К наиболее распространенным датчикам тока относятся трансформаторы тока с воздушным зазором или без него, трансформаторы тока без магнитопровода (воздушные), трансформаторы и датчики э. д. с. Холла.

В рассматриваемой схеме защиты применены стандартные трансформаторы тока. Могут использоваться и другие датчики, имеющие номинальное выходное напряжение не менее 1,5—2 в.

Выпрямление напряжения датчиков. Для преобразования переменного напряжения трансформаторов тока в требуемый релейным устройством однополярный сигнал используется вспомогательный маломощный выпрямитель на полупроводниковых диодах. Для этой цели можно применять любые схемы выпрямления, но из соображений получения максимального быстродействия защиты целесообразно применять схемы, обеспечивающие выпрямление обеих полуволи напряжения, например двухполупериодные со средней точкой или однофазные и трехфазные мостовые, как это сделано в рассматриваемой схеме. Однополупериодная и трехфазная схемы со средней точкой для защиты без выдержки времени (отсечки) непригодны.

Нагрузкой для выпрямителя служит делитель напряжения во входной цепи реле и балластные резисторы, включенные параллельно вторичным обмоткам трансформаторов тока. Такое решение обеспечивает нормальный режим работы трансформаторов тока, при этом одновременно разгружается выпрямитель, что в свою очередь повышает надежность устройства защиты.

Реле. Схема защиты рис. 7-1 содержит три реле. Для каждого реле, исходя из перегрузочной способности выпрямителя, выбираются свои уставки по току и времени срабатывания. Если напряжение датчиков меньше некоторого уровня (уставки по току), то диодно-транзистор-

ные ключи (реле) разомкнуты, при этом диоды $D1—D3$ открыты, а транзисторы $T1—T3$ закрыты разностью напряжений смещения (напряжение на C_4) и снимаемого с потенциометра напряжения датчиков.

При перегрузке или коротком замыкании преобразователя увеличатся первичный и вторичный токи трансформаторов тока, а вместе с этим возрастет и напряжение на потенциометре. Реле сработает, когда разность напряжения смещения и снимаемой с потенциометра во входную цепь реле части напряжения датчиков изменит знак на обратный. Теперь к диоду $D1—D3$ ключа приложено обратное напряжение, а с транзистора блокирующее напряжение снято, поэтому последний открывается и включает коллекторное напряжение на нагрузку реле.

Реле в виде диодно-транзисторного ключа обладает рядом ценных качеств, наиболее существенные из которых следующие:

а) температурное влияние на характеристики реле сведено до минимума, поскольку транзисторы работают в ключевом режиме. Реле может работать в диапазоне температур от -60 до $+120^{\circ}\text{C}$;

б) реле практически не потребляет мощности от датчиков тока, поэтому оно не шунтирует делитель напряжения. Это обеспечивает стабильность уставок и исключает взаимное влияние одного реле на работу другого;

в) реле защищено от недопустимых входных напряжений, возникающих при коротких замыканиях. Повышенное напряжение датчиков воспринимают на себя диоды ключа, а, как известно, допустимое обратное напряжение диодов в десятки раз превышает допустимое напряжение транзисторов. При необходимости можно установить не один, а два диода последовательно;

г) ток управления реле не зависит от тока преобразователя. Этим исключается перегрузка транзисторов в аварийных режимах преобразователя;

д) реле с большей уставкой по току резервирует реле с меньшей уставкой;

е) защита не содержит контактов.

Логическая цепочка ИЛИ исключает взаимное влияние цепей выдержки времени реле и обеспечивает возможность параллельного присоединения реле к одному органу сравнения напряжения.

Динистор D_n , выполняющий роль органа сравнения, в нормальном состоянии закрыт. При возрастании напряжения на любом из конденсаторов $C_1—C_3$ до напряжения переключения динистор включается, при этом конденсатор присоединяется к управляющему переходу тиристора. Емкости конденсаторов и напряжение переключения динистора подобраны так, что обеспечивается включение любого тиристора без дополнительного усиления импульса управления.

В качестве органа сравнения может применяться и реле, аналогичное вышеописанному, а также любая спусковая схема, например триггер, заторможенный блокинг-генератор, одновибратор. Однако спусковые схемы имеют низкую помехоустойчивость.

Тиристор выходного органа выбирается обычным способом. В нормальном эксплуатационном режиме тиристор не нагружен, поэтому при срабатывании можно допустить соответствующую перегрузку.

Тиристор выходного органа выбирается обычным способом. В нормальном эксплуатационном режиме тиристор не нагружен, поэтому при срабатывании можно допустить соответствующую перегрузку.

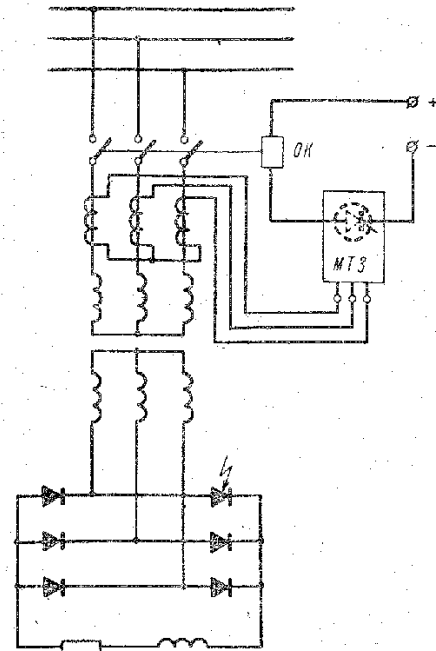


Рис. 7-2. Отключение поврежденно выпрямителя максимальной токовой защитой (MT3), воздействующей на отключающую катушку (OK) привода выключателя.

Выходной орган защиты может воздействовать на отключающую катушку привода выключателя или независимый расцепитель автомата (рис. 7-2). В выпрямительных уставовках на неуправляемых вентилях это пока наиболее распространенный способ отключения токов короткого замыкания.

В выпрямителях на тиристорах можно применять также защиту блокированием импульсов управления,

срабатывая, выходной орган защиты подает запирающее напряжение на базы транзисторов схемы управления или отключает напряжение питания выходных каскадов, в результате чего импульсы управления исчезают. После блокирования импульсов управления тиристоры пропускают полуволну тока и запираются при переходе тока через нуль.

При работе выпрямителя на индуктивную нагрузку с большой постоянной времени при срабатывании защиты выпрямитель лучше перевести в инверторный режим. Пример схемного решения для системы управления, выполненный по принципу вертикального регулирования, показан на рис. 7-3. Срабатывая, защита включает в схему сравнения напряжение U_a , величина которого выбрана с таким расчетом, чтобы угол регулирования сместился в инверторный режим ($U_a > U_y$). Иногда защитой воздействуют на магнитный усилитель автоматического регулятора. В этом случае время отключения зависит от постоянной времени магнитного усилителя.

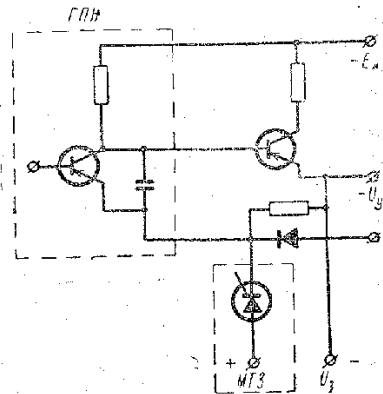


Рис. 7-3. Схема включения напряжения в цепь сравнения для изменения угла регулирования.

Выбор уставок и настройка реле. Чтобы преобразователь был защищен как при токах перегрузки, так и при коротких замыканиях и чтобы при этом не было ложного отключения защитой при допустимых эксплуатационных перегрузках, входящие в комплект защиты реле должны настраиваться на разные уставки по току и времени срабатывания. Уставки выбираются в соответствии с заданной характеристикой допустимой перегрузки. Принцип выбора уставок поясним примером.

На рис. 7-4 показаны характеристика допустимой перегрузки (плавная кривая 1) и ампер-секундная характеристика защиты (ломаная линия 2). При номинальном токе нагрузки I_n (пунктирная прямая) защита не срабатывает сколь угодно долго. Выбираем уставку

по току реле, срабатывающего при малых перегрузках (I_1), и реле, срабатывающих при перегрузках большей кратности по отношению к номинальному (I_2 и I_3). Тогда в диапазоне токов перегрузки I_1-I_2 выдержка времени защиты равна t_1 , а в диапазоне I_2-I_3 — соответственно t_2 . При токах, больших I_3 , защита срабатывает без выдержки времени (токовая отсечка). Время срабатывания отсечки t_3 определяется лишь собственным временем срабатывания исполнительного устройства, например выключателя, и временем гашения дуги.

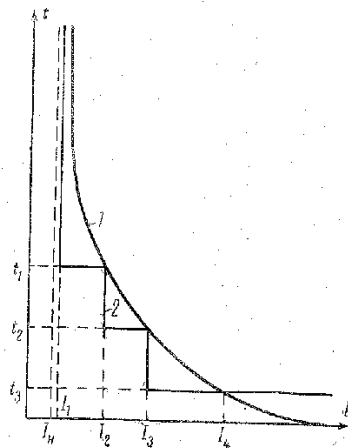


Рис. 7-4. Диаграмма согласования характеристики защиты с перегрузочной характеристикой выпрямителя.

Ток уставки, напряжение смещения и выбранные параметры схемы защиты связаны соотношением

$$I_{уст} = \left[U_{см} + C - (U_k + U_{см}) \frac{R_{об}}{R_{БК} + R_{об}} \right] \frac{R_{н.э} + 0,5R_Б}{R_Б R_{п.э}} \frac{k_\tau}{k_{дел}}, \quad (7-1)$$

где $I_{уст}$ — ток уставки (срабатывания) реле, отнесенный к первичной обмотке трансформаторов тока, a ;

k_τ — коэффициент трансформации трансформаторов тока, равный отношению номинальных первичного тока ко вторичному;

$k_{дел}$ — коэффициент деления напряжения датчиков во входной цепи реле;

$U_{см}$ — напряжение смещения, B ;

Уставка по току может изменяться в широком диапазоне подбором величины напряжения смещения, сопротивлений делителя напряжений датчиков, а при необходимости — и изменением (в определенных пределах) величины балластных сопротивлений, подключенных параллельно вторичным обмоткам трансформаторов тока.

Практически выбирают $R_Б \ll R_{п.э}$, $R_{об} \ll R_{БК}$. Кроме того, учитывая, что второй и третий члены обычно одного порядка, можно без большой погрешности определять уставку по упрощенному выражению

$$I_{уст} = \frac{k_\tau}{k_{дел}} \frac{U_{см}}{R_Б}. \quad (7-2)$$

Таким образом, при заданных величинах напряжения источника смещения и балластного сопротивления уставка по току обратно пропорциональна коэффициенту деления напряжения, равному отношению сопротивления, установленного во входной цепи реле, к сопротивлению всего делителя (без учета других параллельно включенных делителей).

Уставка во времени определяется постоянной времени заряда конденсатора и напряжением переключения динистора. При заданной выдержке времени постоянная времени τ при настройке реле определяется из соотношения

$$\tau = R_n C_n = \frac{0,43 t_n}{\lg \frac{U_k}{U_{сп}}}, \quad (7-3)$$

где R_n и C_n — сопротивление и емкость (ϕ) в коллекторной цепи соответствующего реле;

t_n — выдержка времени, $сек$;

U_k — напряжение питания реле, B ;

$U_{сп}$ — напряжение переключения динистора, B .

Возврат защиты. Реле защиты должны приходить в действие всякий раз, как только ток нагрузки достигнет тока уставки. Если длительность перегрузки не пре-

Типы предохранителей

Тип предохранителя	Номинальное напряжение $I = 50 \text{ В}$ (действующее значение), В	Номинальное постоянное напряжение, В	Номинальный ток плавкой вставки (действующее значение), А
ПНБ5-380/100	380	440	40, 63, 160
ПНБ5-380/250			160, 250
ПНБ5-380/400			315, 400
ПНБ5-380/630			500, 630
ПНБ5-660/100	660	660	63, 100
ПНБ-660/250			160, 250
ПНБ-660/400			315, 400
ПНБ-660/630			500, 630

Примечания. Варианты сигнализационного устройства о перегорании плавкой вставки:

1. С одним замыкающим и одним размыкающим блок-контактом и визуальным указателем.
2. С визуальным указателем без блок-контактов.
3. Без визуального указателя и без блок-контактов.

Предохранитель состоит из плавкой вставки (серебро), патрона с наполнителем (кварцевый песок) и контактной системы на основе микропереключателя. Контакты микропереключателя предназначены для сигнализации и замыкаются или размыкаются при перегорании плавкой вставки.

Предохранители характеризуются номинальным напряжением, номинальным током патрона и плавкой вставки, предельно отключаемым током и тепловыми эквивалентами плавления плавкой вставки и отключения.

Предохранитель выбирается на напряжение, не меньшее номинального напряжения той электроустановки, в которой он будет эксплуатироваться. В противном случае не будет обеспечено нормальное гашение дуги, что может привести к разрушению предохранителя и перебросу дуги на токоведущие части.

Номинальный ток плавкой вставки выбирается по максимальному току нагрузки с учетом возможных эксплуатационных перегрузок и коэффициента запаса не менее 1,2.

Предельно отключаемый предохранителем ток должен быть не меньше максимально возможного в данной схеме ударного тока короткого замыкания.

вышает допустимой величины, то после снятия перегрузки реле должны возвратиться в исходное состояние.

Время возврата реле определяется условиями исключения ложного срабатывания при повторной допустимой перегрузке (верхний предел возврата) и предотвращения перегрузки преобразователя (нижний предел). Правильный выбор времени возврата тем более существенен при переменном или повторно-кратковременном графике нагрузки.

Время возврата реле регулируется выбором величин сопротивлений резисторов R_2 — R_4 . Диоды Д4—Д6 предназначены для согласования выдержки времени и времени возврата.

Возврат выходного органа защиты осуществляется кнопкой К. К контактам кнопки присоединена цепочка R_4 , C_6 , предназначенная для снятия перенапряжений, возникающих при размыкании контактов кнопки.

Надежность работы максимальной токовой защиты обеспечивается выбором облегченного режима работы и резервированием реле. При случайном отказе одного из них оставшиеся в работе выполняют роль резервной защиты. В трехкаскадном исполнении не резервировано только реле, настроенное на минимальную уставку по току. В случае необходимости для повышения надежности можно предусмотреть два реле, настроенных на одинаковые уставки.

Недостатком защиты с динистором в качестве органа сравнения напряжений является температурная зависимость напряжения переключения. Однако у большинства динисторов с повышением температуры напряжение переключения снижается, что равноценно уменьшению уставки по времени. При повышении температуры допустимая перегрузка преобразователя также снижается, так что температурное изменение напряжения переключения частично корректирует характеристику защиты.

7-4. ЗАЩИТА ПРЕДОХРАНИТЕЛЯМИ

Разработаны специальные быстродействующие предохранители, предназначенные для защиты полупроводниковых вентилях от сверхтоков коротких замыканий. Отечественной промышленностью освоены предохранители типа ПНБ5 (табл. 7-1, 7-2).

Таблица 7-2

Тип предохра- нителя	Ток плавкой вставки, действ. значение, а	Номинальное напряжение в 50 гц	Тепловой эквивалент, а ² .сек.·10 ³				
			а ² .сек.·10 ³ Тепловой эквивалент плавления	Тепловой эквивалент отключения		Величина а ² .сек.·10 ³	
				При токе контура, ка (ударное значение)	При токе контура, ка (ударное значение)		Величина а ² .сек.·10 ³
ПНБ5-380/100	40	380	0,4—4	1	0,8—8	150	2,4—24
ПНБ5-380/250	63		0,8—8		3,0—30		9—90
ПНБ5-380/400	100		3—30		15—150		35—350
ПНБ5-380/630	160	660	6—60	2	30—300	150	65—650
ПНБ5-660/100	250		20—200		60—600		140—1 400
ПНБ5-660/250	315		30—300		80—800		180—1 800
ПНБ5-660/400	400	660	50—500	5	120—1 200	150	300—3 000
ПНБ5-660/630	500		80—800		400—4 000		850—8 500
ПНБ5-660/100	630		120—1 200		120—1 200		10,8—108
ПНБ5-660/250	100	660	1,8—18	1	3,6—3,6	150	30—300
ПНБ5-660/400	160		3—30		10—100		50—500
ПНБ5-660/630	250		18—180		20—200		220—2 200
ПНБ5-660/100	315	660	50—500	5	100—1 000	150	430—4 300
ПНБ5-660/250	400		90—900		250—2 500		540—5 400
ПНБ5-660/400	500		100—1 000		450—4 500		970—9 700
ПНБ5-660/630	630	250—2 500	450—4 500	970—9 700			

Примечания: 1 Предохранитель не должен отключать в течение 2 ч ток 1,5I_н, а ток 2,3I_н должен отключать за время не более 10 мин.
2. Предельно отключаемые токи: переменный 150 ка и постоянный 100 ка при коэффициенте мощности 0,25—0,4 или постоянный времени не более 0,01 сек.
3. Перенапряжения при отключении токов короткого замыкания: не более 1,5-кратного амплитудного значения напряжения сети переменного тока.

Полный тепловой эквивалент отключения определяется по формуле

$$I^2 t_0 = \int_0^{t_0} i^2 dt = \int_0^{t_d} i^2 dt + \int_{t_d}^{t_0} i^2 dt \approx 3 \int_0^{t_d} i^2 dt = 3 I^2 t_{пл} \quad (7-4)$$

- где I²t₀ — полный тепловой эквивалент отключения;
- I²t_{пл} — тепловой эквивалент плавления;
- i — мгновенное значение тока;
- t₀ — время отключения, исчисляемое от момента возникновения сверхтока до полного погасания дуги;
- t_д — момент возникновения дуги после расплавления плавкой вставки.

Для данного типа предохранителя тепловой эквивалент плавления — величина постоянная, а тепловой экви-

валент горения дуги зависит от мгновенного значения напряжения в интервале ее горения, постоянной времени схемы замещения сети и тока в момент расплавления плавкой вставки.

В правильно сконструированном предохранителе полный тепловой эквивалент отключения I²t₀ в 2—3 раза (но не более) превышает тепловой эквивалент плавления.

Заметим, что интегральное значение I²t по (7-4) пропорционально тепловой энергии, выделенной в предохранителе за время протекания тока. Поэтому величина I²t и названа тепловым эквивалентом. При больших кратностях тока, наблюдаемых при коротких замыканиях, выделение тепла в полупроводниковых вентилях практически также пропорционально квадрату тока. При временах протекания тока перегрузки менее 10 мсек отвод тепла из полупроводникового вентиля ничтожен и им пренебрегают. Поэтому принято считать, что допустимый тепловой эквивалент при временах перегрузки до 10 мсек для данного типа полупроводникового вентиля остается величиной постоянной. Тогда перегрузочную способность вентиля также можно охарактеризовать допустимым тепловым эквивалентом. Если тепловой эквивалент, воздействующий на полупроводниковый вентиль или тиристор, меньше допустимого для данного прибора, то последний не повредится, так как температура p-n структуры не превысит максимально допустимую.

Действие быстродействующего предохранителя поясняется рис. 7-5. Пунктиром показана кривая тока короткого замыкания в контуре, не содержащем предохранителя, а сплошной линией — ток короткого замыкания при срабатывании предохранителя. Плавкая вставка плавится в точке А. Спротивлением возникшей дуги амплитуда тока короткого замыкания ограничивается до

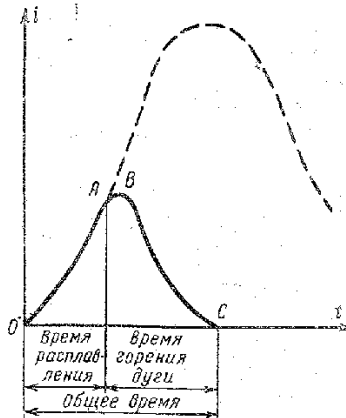


Рис. 7-5. Токоограничивающее действие плавкого предохранителя.

величины, соответствующей точке В. В дальнейшем ток спадает до нуля в точке С. Плавление вставки предохранителя при больших кратностях тока происходит в течение нескольких миллисекунд.

Согласование защитной характеристики предохранителя и перегрузочной характеристики полупроводникового

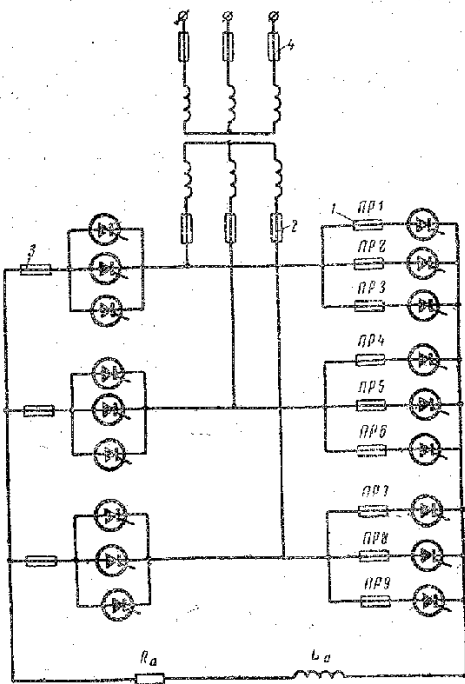


Рис. 7-6. Защита предохранителями.

вого вентиля осуществляется просто. При установке предохранителя последовательно с вентиляем или на вторичной стороне трансформатора (рис. 7-6, 1 и 2) необходимо, чтобы $I^2 t_0$ предохранителя был не более допустимого $I^2 t_B$ вентиля. Если предохранитель должен защищать группу параллельно соединенных вентиляей (рис. 7-6, поз. 3), то их характеристики согласовываются по формуле

$$I^2 t_0 \leq [n(1-s) + s]^2 I^2 t_B, \quad (7-5)$$

где n — число параллельно соединенных вентиляей, защищаемых одним предохранителем;

s — коэффициент, учитывающий неравномерное деление тока между параллельно включенными вентиляями.

При включении предохранителя на первичной стороне трансформатора (рис. 7-6, поз. 4) необходимо учитывать коэффициент трансформации:

$$I^2 t_0 \leq \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 I^2 t_B, \quad (7-6)$$

где U_1, U_2 — соответственно первичное и вторичное напряжения трансформатора.

При пробое одного из вентиляей ток внутреннего короткого замыкания протекает как в поврежденной, так и в неповрежденной фазах (§ 6-6, 6-8 и 6-10). В поврежденной фазе весь ток проходит по пробитому вентилю, а в неповрежденной делится между параллельно соединенными вентиляями. Чем больше параллельных ветвей в фазе, тем больше разница между токами в поврежденной и неповрежденной ветвях других фаз, а следовательно, тем лучше условия для селективного перегорания предохранителей. Практически при двух, а иногда и трех параллельных ветвях соблюсти селективность не удастся. Например, при пробое вентиля с предохранителем ПР9 (рис. 7-6), кроме перегорания ПР9, могут перегореть либо предохранители ПР1—ПР3, либо ПР4—ПР6. При четырех и более параллельных ветвях этого не произойдет.

7-5. ЗАЩИТА АВТОМАТИЧЕСКИМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ, РАЗЪЕДИНИТЕЛЯМИ И КОРТКОЗАМЫКАТЕЛЯМИ

Автоматические выключатели (автоматы) имеют замыкающие главные контакты, снабженные механизмом свободного расцепления, и реле защиты прямого действия, так называемые расцепители. Во включенном положении контакты удерживаются защелкой. При освобождении защелки под действием отключающей пружины происходит разъединение подвижных и неподвижных контактов. Защелка освобождается расцепителем, действующим при возникновении сверхтоков.

Автоматы могут снабжаться электромагнитными, тепловыми или комбинированными расцепителями. Иногда

предусматриваются также расцепители минимального напряжения и независимые расцепители. Электромагнитный расцепитель предназначен для защиты от коротких замыканий, представляет собой электромагнит, который при определенном токе быстро втягивает якорь, вследствие чего освобождается защелка. Тепловой расцепитель предусматривается для защиты от перегрузки. Основным элементом расцепителя является биметаллическая пластинка, изгибающаяся при нагреве током и воздействующая на защелку. Автоматы с комбинированными расцепителями снабжаются электромагнитным и тепловым расцепителями. Расцепители минимального напряжения срабатывают при исчезновении напряжения. Независимые расцепители предусматриваются для дистанционного отключения.

После срабатывания электромагнитного расцепителя автомат можно включить повторно. В этом их бесспорное преимущество перед плавкими предохранителями. Кроме того, некоторые типы автоматов, оборудованные электромагнитным, воздушным или пружинным приводом, могут использоваться для автоматического повторного включения (АПВ) и автоматического ввода резерва (АВР). После срабатывания теплового расцепителя автомат готов к повторному включению после остывания теплового элемента. В зависимости от типа и номинального тока расцепителя для этого требуется время от единиц секунд до нескольких минут.

Автоматы характеризуются номинальным током и напряжением и предельно отключаемым током. Автоматы выбираются с учетом того, что номинальный ток его и номинальное напряжение должны быть не меньше максимального тока нагрузки и номинального напряжения сети, а предельно отключаемый автоматом ток должен быть больше ударного тока короткого замыкания в той электроустановке, где предусматривается установка автомата.

Номинальным током расцепителя называется ток, протекание которого в течение неограниченного времени не вызывает срабатывания автомата. Током уставки расцепителя называется наименьший ток, при протекании которого происходит срабатывание автомата.

Автоматы переменного тока могут устанавливаться на первичной или вторичной стороне трансформатора, а автоматы постоянного тока — на выходе выпрямителя

и в отходящих линиях нагрузки (рис. 7-7, 1—3). То или иное решение принимается с учетом схемы питания, числа и мощности потребителей, а также характеристик и номинальных данных автомата.

Технические характеристики некоторых автоматов, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 7-3 и 7-4.

Защита разъединителями. Для осуществления защиты используются разъединители с малой инерционностью подвижных частей. Тем самым удается достичь быстрого действия в пределах периода промышленной частоты [Л. 73].

Поскольку разъединители не приспособлены для отключения токов нагрузки, а тем более сверхтоков перегрузки и коротких замыканий, то их отключают в тот интервал времени, когда данный аппарат тока не проводит. С этой целью разъединители *БР1* и *БР2* устанавливаются в два смежных плеча мостовой схемы

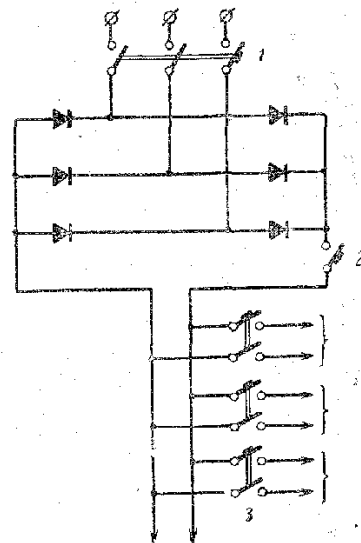


Рис. 7-7. Защита автоматами.

Таблица 7-3

Технические характеристики автоматов

Тип	Номинальные данные		Максимально отключаемый ток, <i>кА</i>	Собственное время срабатывания, <i>мсек</i>	Число полюсов
	Ток (среднее значение), <i>а</i>	Напряжение (среднее значение), <i>в</i>			
6×ВАБ-36	До 6 000	До 850	До 30	0,5	6
ВАБ-42	7 000—8 000	825	Не менее 40	5; 0,8÷1,0	3
6×ВАБ-43	3×2 000	825	—	5; 0,8÷1,0	6
АБ-3А	1 300—4 500*	2 300*	—	3-5	—
АБ-2/4	2 000	4 000	—	3-4	1

* Действующее значение.

Технические характеристики автомата серии ВАБ-28
(ГОСТ 2583-57)

Тип выключателя	Номинальный ток (среднее значение)	Номинальное напряжение (среднее значение), В	Ток уставки, а	Датчик	Количество главных полюсов	Соединение главных контактов	Вес, кг
ВАБ-28-1500/30-К	1 500	3 300	—	Размагничивающий виток	2	Последовательное	374
ВАБ-28-3000/30-К	3 000	3 300	не нормируется	—	2	То же	405
ВАБ-28-3000/15-К	3 000	1 650	—	—	1	„	253
ВАБ-28-6000/15-К	6 000	825	—	—	2	Параллельное	360
ВАБ-28-1500/30-Ф	1 500	3 300	800—2 000 1 600—4 000	Реле	2	Последовательное	366
ВАБ-28-3000/30-Ф	3 000	3 300	1 600—4 000 2 400—6 000	РДШ-I	2	То же	393
ВАБ-28-3000/15-Ф	3 000	1 650	1 600—4 000 2 400—6 000	Реле	1	Последовательное	248
ВАБ-28-6000/15-Ф	6 000	825	4 000—8 000 6 000—1 200	РДШ-II	2	Параллельное	342

мы последовательно с вентилями, присоединенными к одной из фаз (рис. 7-8), и отключают их поочередно, как только ток в вентилях соответствующего плеча снизится до нуля. Контроль за прохождением тока через разъединитель осуществляет синхронизирующее устройство, имеющее в обоих плечах моста датчики тока $ДТ1$ и $ДТ2$.

Датчик тока внешнего короткого замыкания ($ДТЗ$) устанавливается на стороне постоянного тока, а датчики ($ДП$) внутреннего короткого замыкания (пробоя вентилей) — в каждом плече моста. Датчики $ДП$ включаются в диагональ сбалансированной мостовой схемы, образованной из вентилей $В1$, $В2$ плеча силового выпрямителя и вспомогательных резисторов R_1 , R_2 . При повреждении любого вентиля баланс моста нарушается, при этом к датчику $ДП$ прикладывается напряжение разбаланса. Это напряжение и напряжение с других датчиков (например, $ДТЗ$) при иных повреждениях подается в схему отключения, срабатывающую при отсутствии сигнала запрета от схемы синхронизации.

Принципиально возможно объединить датчики тока $ДТ1$ — $ДТЗ$ и датчики повреждения вентилей $ДП$ в один датчик и установить его на вторичной стороне трансформатора.

Пунктирной линией на рис. 7-8 показано прохождение тока в один из полупериодов. Защита с использованием быстродействующих разъединителей разрабатывалась для однофазных мостовых выпрямителей на электропроводах, но из-за невысокой надежности не нашла широкого применения.

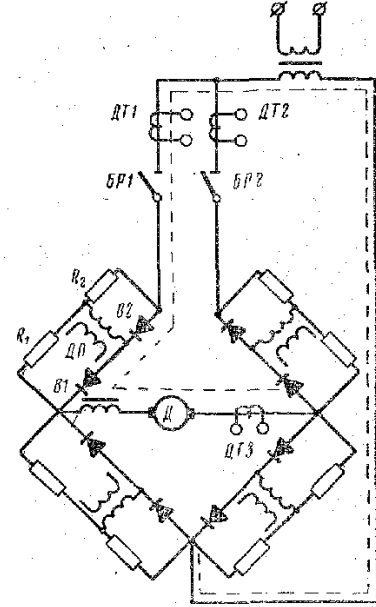


Рис. 7-8. Защита быстродействующими разъединителями.

Защита короткозамыкателями. В мощных выпрямительных агрегатах токи короткого замыкания могут достигать десятков тысяч ампер. Для защиты выпрямителя при возникновении аварийного режима иногда применяются металлические (контактные) или дуговые короткозамыкатели (рис. 7-9).

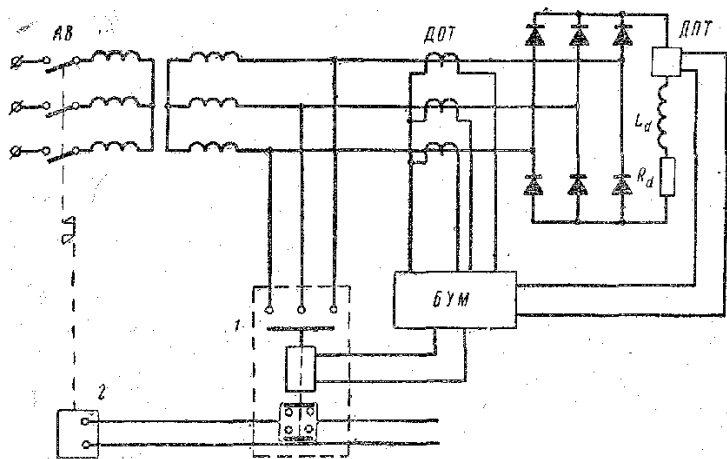


Рис. 7-9. Защита короткозамыкателями.

ДОТ — датчик обратного тока; ДПТ — датчик прямого тока; БУМ — блок усиления мощности; 1, 2 — короткозамыкатель и катушка расцепителя автомата.

Срабатывание короткозамыкателя не приостанавливает аварийный процесс, а лишь предотвращает дальнейшее протекание тока в полупроводниковых вентилях, причем короткозамыкатель осуществляет это быстрее, чем автоматический выключатель переменного тока. Кроме того, в схемах с короткозамыкателями вентили не подвергаются воздействию перенапряжений.

Металлические (контактные) короткозамыкатели могут устанавливаться на первичной или вторичной стороне трансформатора. Дуговые короткозамыкатели устанавливаются только на первичной стороне, так как из-за сильного снижения напряжения дуга будет гореть неустойчиво или вовсе не зажжется (напомним, что на переносном токе дуга горит устойчиво при напряжении не менее 100 в).

Зажигание дуги в дуговых короткозамыкателях осуществляется с помощью поджигающего электрода.

Сигнал на включение металлического короткозамыкателя снимается с датчиков прямого тока (ДПТ) или датчиков обратного тока (ДОТ) в зависимости от вида короткого замыкания (соответственно внешнего или внутреннего). Через блок усиления мощности одновременно может быть подано напряжение на расцепитель автоматического выключателя АВ. Тем самым сокращается общее время воздействия тока короткого замыкания.

К недостаткам такого способа защиты относятся: малый срок службы, невысокая надежность и необходимость постоянного и квалифицированного ухода со стороны обслуживающего персонала.

Техническая характеристика короткозамыкателя типа КЭ-1: собственное время срабатывания 1,3—1,5 мсек; максимальная амплитуда тока короткого замыкания, которую токоведущие части могут выдержать без повреждения, не более 70 кА; рабочее напряжение до 400 в; габаритные размеры (кожуха) 210×300×372 мм.

7-6. ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА

При работе выпрямителя в полупроводниковых вентилях, токоведущих частях и других элементах оборудования выделяется тепло. Для того чтобы температура полупроводниковой структуры не превысила допустимого значения, это тепло должно отводиться к охлаждающей среде. При изменении температуры охлаждающей среды или ухудшении условий охлаждения вследствие, например, неполадок в охлаждающей системе температура полупроводникового вентиля может возрасти до опасного уровня.

С другой стороны, при благоприятных температурных условиях выпрямитель можно длительно перегружать током, превышающим номинальный.

В обоих случаях желательно контролировать температуру перехода. Однако непосредственное измерение ее неосуществимо, поэтому применяются косвенные методы.

В настоящее время известны два метода. По первому из них измеряют температуру определенной точки, например корпуса вентиля. Выяснив заранее температурный перепад между корпусом и переходом, можно су-

диль в температуре перехода. По второму методу измеряется падение напряжения на вентиле при определенном токе.

Температурный коэффициент прямого падения напряжения отрицательный, поэтому с ростом температуры оно падает. Основными элементами устройства [Л. 69], позволяющего определять температуру перехода по прямому падению напряжения, являются тороидальный сердечник из материала с прямоугольной петлей гистерезиса, включенный последовательно с вентилем выпрямителя, и схема, формирующая измерительный импульс. Сердечник рассчитан так, что он насыщается, как только ток нагрузки достигнет заданной величины (порядка нескольких ампер). При насыщении сердечника получается импульс. Поскольку длительность импульса велика, а форма его зависит от тока нагрузки, то формирующей ячейкой он преобразуется в прямоугольный импульс длительностью порядка 20 мксек. Этот импульс управляет измерительной схемой, которая в этот отрезок времени сравнивает мгновенное падение напряжения на вентиле с эталонным. Если падение напряжения меньше эталонного, то схема сравнения включает сигнализацию или подает команду на отключение выпрямителя.

Ниже описана тепловая защита [Л. 70 и 71], основанная на методе измерения температуры корпуса вентили или охладителя. В защите используется электрический способ измерения температуры.

Устройство защиты состоит из самовозбуждающегося генератора (автогенератора А), дифференциальной измерительной схемы В и электронного реле В (рис. 7-10).

Автогенератор содержит зарядную цепочку R_1C_1 , диодистор $Дн$, транзистор $T1$ и импульсный трансформатор $Tr1$.

В измерительной схеме включен датчик с зависимой от температуры величиной электрического сопротивления R_d (терморезистор) и резистор R_4 с независимой от температуры величиной сопротивления. Терморезистор устанавливается на корпусе вентили или вблизи него на охладителе.

В рассматриваемой защите на измерительную дифференциальную схему напряжение включается кратковременно, в виде узкого импульса длительностью 20—50 мксек. Частота следования импульсов может регули-

роваться в широких пределах изменением постоянной времени цепочки R_1C_1 . Практически она выбирается порядка 10—25 мс.

При импульсном измерении рассеиваемая мощность ничтожна. В самом деле, если, например, длительность импульса $t_{дл} = 25$ мксек, а частота следований $f = 10$ гц, то рассеиваемая в датчике мощность равна:

$$P'_{дл} = I^2 R_d t_{дл} f = 2,5 \cdot 10^{-4} I^2 R_d.$$

При непрерывном замере и одинаковых величинах тока и сопротивления рассеиваемая мощность $P'' = I^2 R_d$, а от-

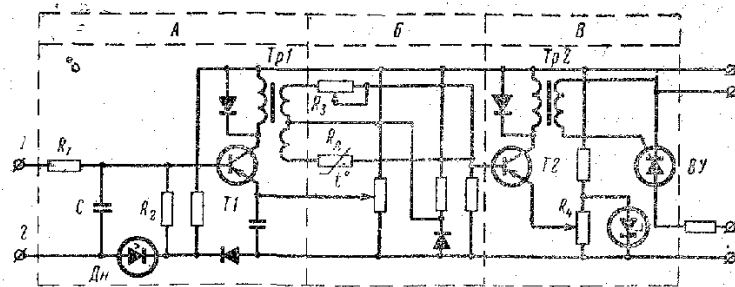


Рис. 7-10. Схема тепловой защиты с формирователем импульсов на диодисторе.

ношение $P''/P' = 4000$. Поэтому саморазогрева датчика при импульсном измерении практически не будет.

Электронное реле выполнено на транзисторе $T2$ и тиристоре BU .

На вход устройства защиты (зажимы 1 и 2) включается постоянное или пульсирующее напряжение, величина которого выбирается большей напряжения переключения диодистора $Дн$. Если диодистор выбран на напряжение переключения порядка 12—18 в, то зажим 1 присоединяется к мипусу коллекторного питания. Отдельного источника напряжения в этом случае не требуется.

При включении напряжения конденсатор C начинает заряжаться (рис. 7-11, кривая 1). Когда напряжение на нем возрастает до напряжения переключения диодистора $Дн$, последний переключается, при этом напряжение конденсатора оказывается приложенным ко входу транзистора $T1$ (2 — напряжение на входе). Транзистор вклю-

чается и подает импульс напряжения на измерительную схему.

Постоянная времени разряда конденсатора C , зависящая в основном от величины сопротивления резистора R_2 и емкости конденсатора C , выбирается с учетом требуемой ширины импульса. После разряда конденсатора динистор выключается. Для надежного выключения величина сопротивления резистора R_1 должна выбираться с таким расчетом, чтобы ток заряда конденсатора был меньше тока выключения динистора.

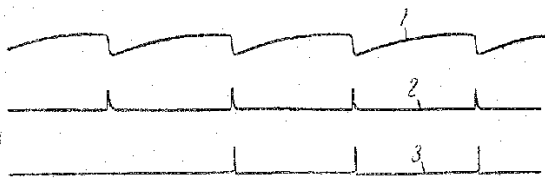


Рис. 7-11. Формирование измерительного импульса.

1 — напряжение на конденсаторе; 2 — напряжение на входе формирователя импульсов; 3 — импульс на выходе реле при срабатывании защиты.

В дифференциальную измерительную схему входят: датчик R_d , резистор R_3 и вторичные обмотки импульсного трансформатора Tp_1 . Резистор R_3 выбирается с регулируемой величиной сопротивления (для установки нуля).

В зависимости от температуры корпуса вентиля, а следовательно, и терморезистора, на вход реле B будет подаваться положительное или отрицательное напряжение. При возрастании температуры сопротивление датчика уменьшается, а напряжение на входе реле увеличивается. Когда напряжение возрастет до величины уставки (порога) срабатывания, реле включается (импульсы на выходе реле — кривая 3 на рис. 7-11).

Порог срабатывания устройства регулируется резистором R_4 , выходным органом защиты служит тиристор. Его можно использовать для включения сигнализации, отключения выпрямителя от сети или для воздействия на регулятор нагрузки.

В тех случаях, когда колебание напряжения сети переменного тока не превышает приблизительно 10%, предпочтение следует отдавать защите, представленной

на рис. 7-12, отличающейся от схемы защиты рис. 7-10 тем, что автогенератор на транзисторе и динисторе заменен формированием импульсов. Измерительная схема с датчиками выполнена по мостовой схеме.

Формирователь импульсов состоит из двух дросселей $ДР1$ и $ДР2$ на сердечниках из материала с прямоугольной петлей гистерезиса, диодов $Д1$ и $Д2$ и резисторов R_1 — R_3 .

Характеристики дросселей и величины сопротивлений

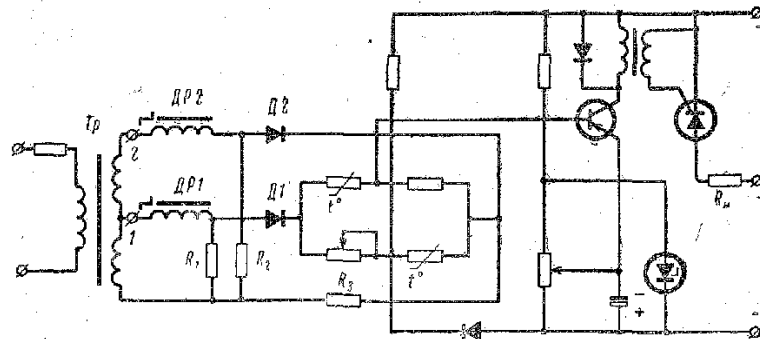


Рис. 7-12. Схема тепловой защиты с формирователем импульсов на сердечниках с ППГ.

резисторов R_1 и R_2 выбраны с таким расчетом, что перемагничивание дросселя $ДР1$ осуществляется с опережением относительно сердечника дросселя $ДР2$. Индуктивное сопротивление обмоток сердечника при перемагничивании значительно больше, а при насыщении значительно меньше величин сопротивлений резисторов R_1 и R_2 .

При положительном напряжении на зажимах 1 и 2 обмотки трансформатора Tp в начальные моменты перемагничивания сердечников падение напряжения на сопротивлении R_2 больше, чем на сопротивлении R_1 , поэтому диод $Д1$ заперт и ток в измерительной схеме не протекает. В результате перехода сердечника $Др1$ в состояние насыщения раньше сердечника $Др2$ индуктивное сопротивление его обмотки резко падает, что вызывает увеличение падения напряжения на сопротивлении R_1 , превышающее падение напряжения на сопротивлении R_2 . При этом диод $Д1$ открывается и ток протекает через измерительную схему. Когда сердечник $Др2$ пере-

ходит в состояние насыщения, восстанавливается прежнее соотношение напряжений на резисторах R_1 и R_2 , диод $Д1$ закрывается и прекращается протекание тока через измерительную схему. Так в цепи сопротивления нагрузки (измерительной схемы) формируется импульс тока, по форме близкий к прямоугольному. Амплитуда и длительность его определяются выбранными параметрами формирующих цепей и частотой питающего напряжения переменного тока.

Электронные реле в схемах защиты одинаковы. Их работа описана выше.

7.7. СИГНАЛИЗАЦИЯ ПРОБОЯ ВЕНТИЛЕЙ

Устройства сигнализации пробоя полупроводниковых вентилях применяются в преобразователях с резервированием в силовой схеме, предусматриваемом для повышения надежности электропитания потребителей.

Резервирование в силовой схеме осуществляется обычно путем выбора числа последовательно и параллельно соединенных вентилях с определенным запасом по току и напряжению с тем, чтобы при выходе из строя одного или группы вентилях преобразователь не только оставался в работе, но и обеспечивал нормальную работу присоединенных потребителей.

Поскольку надежность преобразователя с пробитым вентилях снижается, эксплуатационный персонал своевременно должен быть информирован о неисправности, чтобы устранить ее при первой возможности.

Предупреждение обслуживающего персонала о пробое любого вентиля осуществляется световым, звуковым или тем и другим сигналом.

Во всех известных устройствах сигнализации пробоя вентилях датчики или индикаторы пробоя включаются в диагональ моста, в плечо которого входят и вентилях, или параллельно вентилях.

Схемы с включением датчиков или индикаторов в диагональ моста.

Если в каждом плече выпрямителя имеется только одна ветвь с последовательным соединением двух и более вентилях, то в два плеча моста включают вентилях, а в два других — дополнительные резисторы (рис. 7-13). При наладке мост балансируют, так что индикатор или

датчик находится в обесточенном состоянии. В случае пробоя любого вентиля баланс моста нарушается, при этом на диагонали появляется часть обратного напряжения вентилях, на которое включена другая диагональ моста.

При наличии двух или более параллельных ветвей, в каждой из которых имеются последовательно соединенные вентилях, то индикаторы или датчики включаются либо по схемам рис. 7-13, либо по схемам рис. 7-14, отличающихся тем, что вентилях входят во все плечи моста. Из-за отсутствия шунтирующих вентилях резисторы последние схемы экономичнее и надежнее.

В качестве индикаторов применяют [Л. 72] неоновые лампы (рис. 7-15 и 7-16). Датчиками могут служить трансформаторы без подмагничивания [Л. 73—75] и с подмагничиванием [Л. 76—77] постоянным или пульсирующим током (обычно от обратного напряжения своего плеча). Ко вторичной обмотке трансформатора подключается реле непосредственно [Л. 74—76] или через

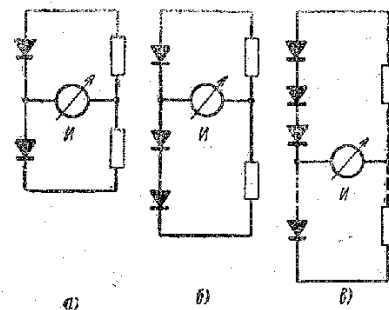


Рис. 7-13. Схемы включения датчиков или индикаторов повреждения (И) в диагональ моста, в плечи которого включены вентилях и вспомогательные резисторы.

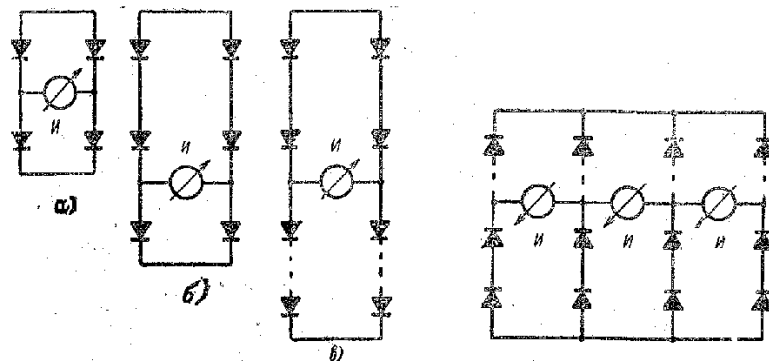


Рис. 7-14. Схемы включения датчиков или индикаторов повреждения в диагональ моста, в плечи которого включены контролируемые вентилях.

Вспомогательный выпрямитель [Л. 73, 75 и 77]. В тех случаях, когда вентили шунтируются резисторами, непосредственно в диагональ моста включается реле [Л. 78—80].

Схемы с включением датчиков или индикаторов параллельно вентилям.

Простейшей является схема с неоновыми лампами (рис. 7-16). Существенный недостаток такой схемы —

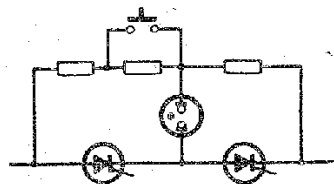


Рис. 7-15. Сигнализация с помощью ламп, включенных в диагональ моста.

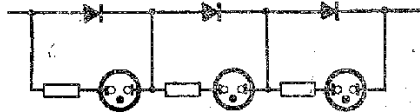


Рис. 7-16. Сигнализация с помощью ламп, включенных параллельно вентилям.

большое количество ламп и монтажных проводов, выходящих на панель или пульт управления. При работе выпрямителя все лампы светятся, в случае же пробоя одного или нескольких вентилях соответствующие лампы гаснут.

На рис. 7-17 показана схема, в которой параллельно вентилям включены вторичные обмотки трансформатора.

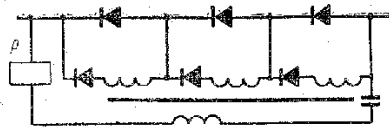


Рис. 7-17. Сигнализация с помощью реле, включенного последовательно с первичной обмоткой трансформатора. Вторичные обмотки присоединены к вентилям.

только намагничивающий ток. В случае пробоя хотя бы одного вентиля одна из вторичных обмоток оказывается короткозамкнутой, в результате чего ток в первичной обмотке значительно увеличивается. Реле выбирается с таким расчетом, что при нормальной работе вентилях

якорь не втянут и втягивается, замыкая контакты сигнализации, при пробое хотя бы одного вентиля.

Один из вариантов сигнализаторов пробоя вентилях изображен на рис. 7-18 [Л. 83]. Он имеет следующие основные элементы и узлы: датчики пробоя вентилях; пусковой орган; автогенератор; индикатор неисправности; блок питания.

Датчик пробоя предназначен для передачи сигнала неисправности с поврежденного вентиля в пусковой орган, а также для электрического разделения силовых цепей и цепей сигнализации.

Датчик представляет собой импульсный трансформатор, собранный на тороидальном сердечнике из ленточной стали и включенный в диагональ измерительного моста. Измерительный мост составляется так, что в два его плеча входит цепочка контролируемых вентилях, поделенная на две части, и два вспомогательных резистора R_1 и R_2 (рис. 7-19,а). Если в цепочке четное число вентилях, то оба плеча одинаковые, если нечетное, то в одном плече на вентиль больше. В нормальном рабочем режиме мост балансируется вспомогательными резисторами. При пробое любого вентиля наступает разбаланс моста. Источником э. д. с. для питания измерительного моста служит обратное напряжение всей цепочки последовательно соединенных вентилях, которое оказывается включенным в его диагональ. Две вторичные обмотки трансформатора соединены по схеме двухполупериодного выпрямления на диодах.

При наличии нескольких параллельных ветвей вентилях каждая из них, кроме одной, присоединяется к одному из выводов первичной обмотки трансформатора датчика через резистор связи $R_{св}$ (рис. 7-19,б).

Количество датчиков выбирается с учетом схемы преобразования. В трехфазной мостовой схеме, например, независимо от числа параллельных ветвей необходимо шесть датчиков. Датчики могут включаться также по схеме рис. 7-18, отличающейся от схем рис. 7-19 тем, что вспомогательные резисторы R_3 , R_4 присоединяются к контролируемым вентилям через конденсаторы шунтирующих RC -цепочек. Такая схема позволяет уменьшить потери мощности примерно с 6 до 3 вт на каждый датчик (при обратном напряжении ветви 400 в). При наличии параллельных ветвей это преимущество теряется.

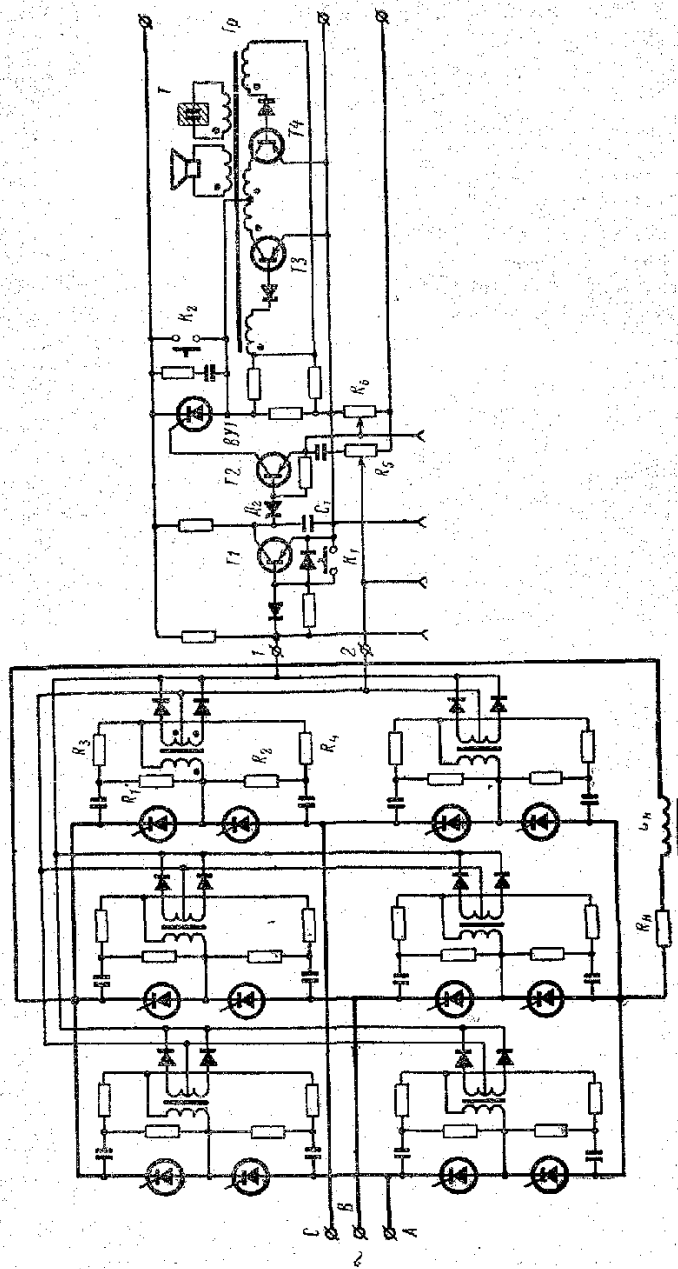


Рис. 7-18. Схема сигнализации.

При изменении угла в широком диапазоне регулирования и реактивной мощности нагрузки сигнализатор более помехоустойчив при включении датчиков по схеме рис. 7-19.

Если к системе сигнализации предъявляются требования конкретно указывать ветвь с пробитым вентилям, то каждый датчик включается на отдельный пусковой

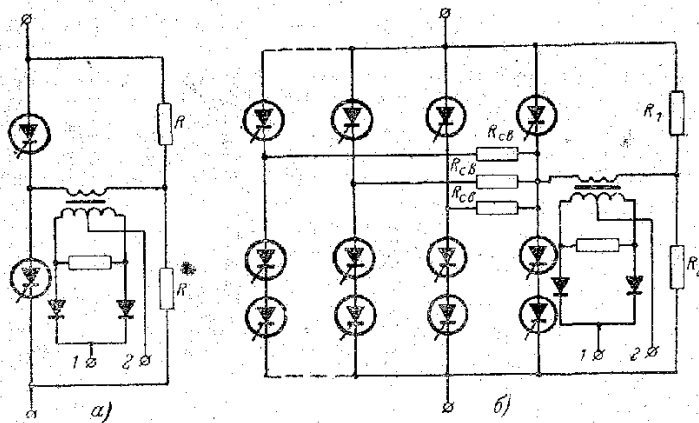


Рис. 7-19. Схема включения датчика пробоя вентилей.

орган. На вход пускового органа может включаться также несколько датчиков, например все датчики одного моста.

Иногда сигнализация пробоя каждого вентиля в эксплуатации более удобна, так как пробитый вентиль можно отыскать быстрее. Если же при ремонте предусматривается замена не отдельного вентиля, а всего блока с пробитым вентилям, то целесообразно присоединять все датчики блока на вход одного пускового органа сигнализатора.

Схемы с присоединением всех датчиков блока или моста на один пусковой орган более экономичны и надежны по сравнению со схемой включения каждого датчика на отдельный пусковой орган. Это объясняется тем, что в первом случае требуется значительно меньшее количество деталей.

При включении на вход пускового органа более одного датчика они объединяются после диодов, т. е. по схеме логической операции ИЛИ.

Пусковой орган. При нормальной работе вентилях на обмотке импульсного трансформатора наводятся только сигналы помех, обусловленные коммутацией вентилях, и случайные помехи, проникающие из питающей сети. В случае же пробоя одного из последовательно соединенных вентилях баланс моста нарушается, при этом на входную обмотку датчика подаются сигналы, по амплитуде и длительности превышающие сигналы помех. Пусковой орган и предназначен для отстройки от помех и настройки на полезный сигнал.

Пусковой орган (рис. 7-18) содержит: 1) каскад формирования пилообразного напряжения с помощью конденсатора C_1 , присоединенного к эмиттеру и коллектору транзистора $T1$; 2) каскад сравнения мгновенного значения пилообразного напряжения с опорным, выполненный на транзисторе $T2$; 3) выходной каскад на тиристор $VU1$.

Транзистор каскада формирования пилообразного напряжения в нормальном состоянии, при отсутствии сигнала на входе, находится в проводящем состоянии; при этом конденсатор разряжен. Если на вход каскада подано положительное напряжение, по амплитуде превышающее напряжение уставки, то транзистор закрывается, а конденсатор начинает заряжаться. Если ширина входного импульса меньше ширины полезного сигнала, на который был настроен каскад сравнения, то за время действия входного импульса напряжение конденсатора не успеет возрасти до величины опорного и на выходе пускового органа сигнала не будет. После прохождения заднего фронта импульса каскад вернется в исходное состояние; при этом конденсатор разрядится.

Если на вход пускового органа поступил сигнал, по амплитуде и длительности превышающий уставку, то конденсатор заряжается до напряжения, равного опорному, и на выходе каскада сравнения появится импульс. Этот импульс включает тиристор выходного каскада.

Таким образом, отстройка от помех осуществляется в пусковом органе по амплитуде и длительности.

Уставка по амплитуде устанавливается потенциометром R_5 . Отрицательное смещение, снимаемое с потенциометра, через нормально открытый транзистор пускового органа подается на диоды датчиков. Все сигналы с амплитудой, равной или меньшей смещения, на вход пускового органа пройти не могут.

Уставка по времени, при помощи которой контролируется ширина импульсов, регулируется потенциометром R_6 .

Тиристор пускового органа включается при поступлении сигнала с каскада сравнения и в дальнейшем остается во включенном положении. Тем самым осуществляется запоминание сигнала неисправности в том случае, когда напряжение силовой схемы отключается защитой или эксплуатационным персоналом.

Для блокирования сигнала служат контакты кнопки K_2 , при кратковременном замыкании которых тиристор выключается и при отсутствии сигнала неисправности в дальнейшем остается в непроводящем состоянии. Параллельно контактам включена цепочка RC , поглощающая перенапряжения на тиристоре при размыкании контактов.

Периодическая проверка готовности схемы осуществляется с помощью кнопки K_1 , при замыкании контактов которой пусковой орган срабатывает.

Автогенератор. Для оптимальной работы светового и звукового индикатора неисправности необходимо напряжение определенной величины и частоты. Преобразование постоянного напряжения в переменное заданной частоты осуществляет самовозбуждающий генератор с магнитной связью. В данном устройстве использована схема Роера.

Основные элементы автогенератора — транзисторы T_3 , T_4 и трансформатор Tr на сердечнике из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (пермаллой 79НМ или 50НП).

Транзисторы попеременно подключают постоянное напряжение источника питания к первичным обмоткам трансформатора. Во вторичных обмотках трансформатора наводится напряжение прямоугольной формы (рис. 7-20, кривая 4).

Индикатор неисправности. Световым индикатором служит электролюминесцентное сигнальное табло T , представляющее собой конденсатор со слоем люминофора, светящегося под действием напряженности переменного электрического поля, возникающего при приложении к электродам напряжения.

По имеющимся сведениям, электролюминесцентные источники света значительно долговечнее ламп накаливания и газоразрядных ламп. Срок службы электролю-

минесцентных источников фактически определяется тем временем, за которое их яркость снизится ниже определенного уровня.

Минимальный уровень яркости принимается с учетом условий общего освещения помещения и панели, расстояния до наблюдателя и размеров сигнальных элементов.

Электролюминесцентные индикаторы могут выполняться в виде цифрового табло, надписей или других

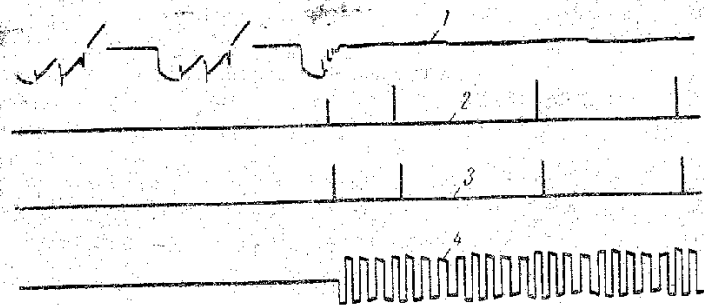


Рис. 7-20. Осциллограмма срабатывания сигнализации по схеме рис. 7-18.

1 — обратное напряжение на тиристоре; 2 — сигнал датчика; 3 — импульсы на включение тиристора схемы; 4 — выходное напряжение.

знаков. Серийно выпускаются цифровые элементы (восьмерки).

Для звуковой сигнализации используются звонки или электродинамические громкоговорители. На сердечнике трансформатора автогенератора предусматривается дополнительная обмотка, к которой они и подключаются.

Источник питания. Устройство сигнализации не предъявляет особых требований к блоку питания. Коллекторное питание пускового органа и автогенератора осуществляется от источника с напряжением 12 ± 1 вт при токе до 0,2 а и пульсациях до 10—20%. Цепи смещения включаются на напряжение 6—12 в при токе до 0,1 а и пульсациях до 10%.

Технические данные. Минимальная чувствительность пускового органа порядка 1 в. Минимальная длительность полезного сигнала 5—10 мксек. Максимальная амплитуда входного сигнала — до 400 в. Минимальная яркость светового индикатора 20 нт.

При одновременном пробое всей цепочки последовательно соединенных вентилях возникает внутреннее короткое замыкание. В этом случае срабатывает токовая защита, отключающая от сети весь преобразователь или поврежденную его часть. Устройство сигнализации не срабатывает, если время между моментами пробоя вентилях меньше заданной уставки по времени, выбранной из условия отстройки от помех.

7-8. СОГЛАСОВАНИЕ АМПЕР-СЕКУНДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПРЯМИТЕЛЯ И ЗАЩИТЫ

При проектировании выпрямителя тип вентилях и число параллельных ветвей необходимо выбирать с учетом графика нагрузки, перегрузочной характеристики полупроводниковых вентилях, ампер-секундных характеристик защиты и величин токов в аварийных режимах.

График нагрузки определяется технологией производства и для конкретной электроустановки заранее известен.

Для токов небольшой кратности по отношению к номинальному перегрузочная характеристика вентилях дается в виде зависимости допустимого времени перегрузки от величины тока и условий охлаждения. В аварийных режимах, когда токи в несколько раз превышают номинальные, требуется весьма быстрое отключение от сети поврежденной части электроустановки. Величину воздействия сверхтоков коротких замыканий за время не более полупериода промышленной частоты оценивают не по кривой допустимой перегрузки, а по тепловому эквиваленту. Для каждого вентилях допустимую величину теплового эквивалента при временах до 10 мсек принято считать постоянной. Хотя это и не совсем точно, но такое допущение существенной ошибки не вызывает.

Если перегрузочная характеристика вентилях задана, например, кривой 1 на рис. 7-21, ампер-секундная характеристика защиты ломаной линией 2, то при любых перегрузках и аварийных режимах вентилях выпрямителя будут надежно защищены. Если ампер-секундная характеристика защиты 2 пересекает перегрузочную кривую 1 вентилях (рис. 7-22), то вентилях будут защищены при всех токах, меньших $I'_{доп}$, но больших $I_{уст}$. Такую характеристику имеют, например, токовые реле с независимой характеристикой, электромагнитные расцепите-

ли автоматов, короткозамыкатели и быстродействующие разъединители. Ампер-секундная характеристика предохранителей имеет вид кривой 3 на рис. 7-22.

В тех случаях, когда ток короткого замыкания превышает $I''_{доп}$, необходимо выбрать защитную аппаратуру с большим быстродействием (ампер-секундная характеристика расположена ниже).

Выпрямитель, укомплектованный защитой с характеристикой 4, выдержит большую величину тока ($I''_{доп}$), чем выпрямитель с характеристикой защиты 2.

Самая быстродействующая аппаратура имеет конечное время срабатывания. Поэтому в тех случаях, когда величина аварийного тока превышает $I''_{доп}$ (рис. 7-22), необходимо применить токоограничивающие реакторы или увеличить число параллельно соединенных вентилях.

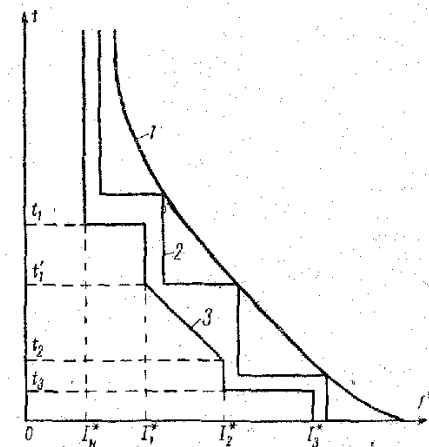


Рис. 7-21. Диаграмма согласования перегрузочной характеристики вентиля, ампер-секундной характеристики защиты и графика нагрузки.

Возможно найти компромиссное решение.

Если при коротких замыканиях защита обеспечивает отключение поврежденного участка за время не более полупериода промышленной частоты, то величина теплового эквивалента, воздействующего на полупроводниковый вентиль, не должна превышать допустимой величины, гарантируемой изготовителем.

Если график нагрузки и ампер-секундная характеристика защиты пересекаются, то выпрямитель будет ложно отключаться защитой.

Выпрямитель, рассчитанный для работы в длительном режиме, в кратковременном или повторно-кратковременном режиме можно перегружать. Длительность перегрузки определяется по величине тока перегрузки (кривая 1 на рис. 7-21). При превышении допустимых величин защита должна срабатывать раньше, чем про-

изойдет повреждение полупроводниковых вентилях. В то же время она не должна ложно срабатывать при нормальных эксплуатационных перегрузках, например при запуске двигателя.

Таким образом, ампер-секундная характеристика токовой или тепловой защиты должна находиться ниже и левее перегрузочной кривой полупроводникового вентиля, но выше и правее нагрузочной характеристики (графика нагрузки) выпрямителя (рис. 7-21).

Применяется и другой метод оценки эффективности защиты или допустимого времени ее срабатывания. По известным величинам токов в нормальном эксплуатационном режиме вычисляется максимальная рабочая температура. В режиме сверхтоков коротких замыканий или перегрузок определяется максимально возможная температура, которая ни в какой момент времени не должна превышать предельно допустимую. Если это не соблюдается, то необходимо снизить нагрузку на вентили в нормальном режиме с тем, чтобы снизить и температуру вентильных элементов. При превышении предельно допустимой температуры полупроводниковые вентили разрушаются или необратимо изменяют свои характеристики вследствие, например, перелегирования слоев. Напряжение переключения с повышением температуры у большинства тиристоров снижается. По этой причине и из желания иметь некоторый эксплуатационный запас практически выбирают максимальную температуру при срабатывании защиты ниже предельно допустимой.

Температура вентильных элементов определяется по выделяемой в них мощности и тепловому сопротивлению. Выделяемая мощность в любой момент времени равна

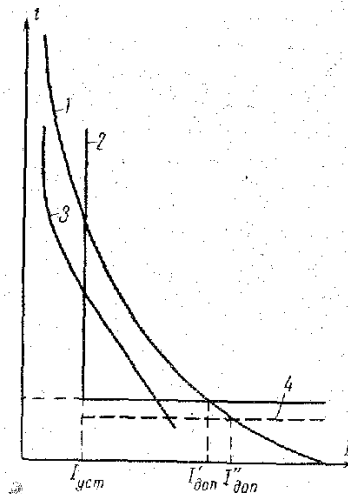


Рис. 7-22. Диаграмма неполного согласования перегрузочной характеристики вентиля и ампер-секундной характеристики защиты.

произведению мгновенных значений тока и падения напряжения на вентиле. Падение напряжения из-за нелинейности вольт-амперной характеристики и сложной зависимости от температуры находится экспериментально. За расчетное принимается наибольшее значение у данной серии незабракованных вентилях. Тепловое сопротивление также определяется экспериментально. Различают переходное тепловое сопротивление и установившееся. Переходное тепловое сопротивление всегда меньше установившегося. При выделении в вентиле импульса мощности ΔP длительностью Δt его превышение температуры $\Delta \theta$ относительно температуры корпуса определяется по формуле

$$\Delta \theta = \Delta P R_T(t),$$

где $R_T(t)$ — тепловое сопротивление вентильного перехода относительно корпуса для импульса мощности длительностью Δt .

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТАНОВКАХ И ЗАЩИТА ОТ НИХ

8-1. ПРИЧИНЫ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Различные переходные процессы в электроустановках сопровождаются перенапряжениями. Под перенапряжениями понимаются такие значения напряжений, которые превышают периодически прикладываемые нормально допустимые напряжения.

Известно, что перенапряжения могут вызвать перекрытие или пробой электрической изоляции трансформаторов, электрических машин и аппаратов. Из всех элементов электрооборудования наибольшей опасности повреждения подвергаются полупроводниковые вентили. Последнее объясняется тем, что из экономических соображений уже в номинальном режиме стремятся возможно полнее использовать полупроводниковые приборы и максимально загружают их по току и напряжению.

Перенапряжения, возникающие в схеме преобразования, называют внутренними в отличие от внешних, возникающих в питающей сети или в цепях нагрузки.

На элементы преобразовательных устройств могут воздействовать следующие перенапряжения:

- 1) коммутационные;
- 2) атмосферные;
- 3) резонансные;
- 4) вызванные дугowymi замыканиями на землю;
- 5) рекуперативные.

В основном перенапряжения возникают эпизодически, от случая к случаю. Исключение составляют резонансные и внутренние коммутационные перенапряжения, периодически сопровождающие работу преобразователя и других электроустановок.

К коммутационным перенапряжениям относятся перенапряжения, связанные с различным принудительным

изменением режимов работы электроустановок и сопровождающие, например, следующие процессы:

а) включение трансформатора с емкостной связью между обмотками;

б) отключения нагрузки выпрямителя и самого выпрямителя, в том числе при срабатывании предохранителей и автоматических выключателей;

в) переключение трансформатора с одной отпайки на другую;

г) включение и отключение воздушных и кабельных линий электропередачи или изменение режима индуктивных нагрузок и источников питания;

д) восстановление запирающей способности электронно-дырочного перехода вентиля в условиях приложения обратного напряжения;

е) переход тиристоров из состояния низкой проводимости в состояние высокой проводимости (включение).

Амплитуда и длительность воздействия перенапряжения при включении трансформатора с емкостной связью между обмотками (рис. 8-1) зависят от величины межобмоточной емкости, соотношения между емкостями первичной и вторичной обмоток, собственной емкости вентиля, момента включения и величины первичного напряжения трансформатора. От коэффициента трансформации трансформатора амплитуда перенапряжения практически не зависит. В неблагоприятных условиях амплитуда перенапряжения может достигать 30—50% амплитуды первичного напряжения.

Возникновение коммутационных перенапряжений при срабатывании защитных устройств качественно пояснено несколькими примерами применительно к трехфазной мостовой схеме (рис. 8-2—8-6). Во всех этих примерах

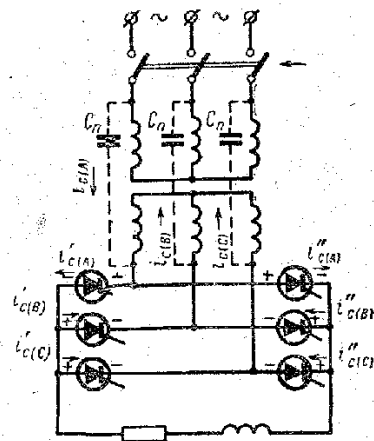


Рис. 8-1. Перенапряжение при включении трансформатора с емкостной связью между обмотками.

$i_{C(A)}$, $i_{C(B)}$ и $i_{C(C)}$ — токи в емкостях в момент включения.

источниками перенапряжений являются индуктивности рассеяния трансформатора и других элементов схемы выпрямителя. На упомянутых рисунках показаны также вентили, на которые воздействуют наибольшие по амплитуде перенапряжения, и полярность перенапряжений.

Атмосферные перенапряжения возникают вследствие электростатической индукции от заряженных облаков

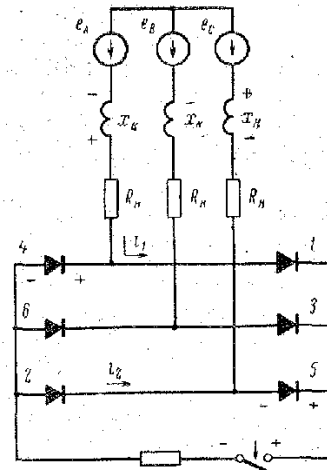


Рис. 8-2. Перенапряжения при отключении нагрузки выключателем на стороне постоянного тока.

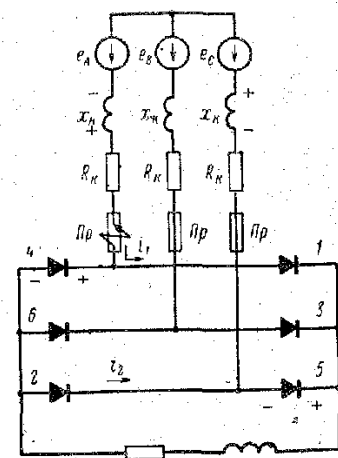


Рис. 8-3. Перенапряжения при срабатывании от перегрузки предохранителя, установленного на вторичной стороне трансформатора.

или электромагнитной индукции при прямых ударах молнии в линию электропередачи или вблизи нее в землю, а также при разрядах облаков.

Выпрямитель потребляет из питающей сети несинусоидальный ток, который содержит, кроме основной, высшие гармоники. При совпадении собственной частоты какого-либо контура электрической цепи с частотой одной из гармоник возникает резонанс, часто сопровождаемый опасными для полупроводниковых вентилях перенапряжениями. При проектировании и эксплуатации преобразователей необходимо исключить возможные резонансные контуры.

В системах с изолированной нейтралью (сети 6, 10 и 35 кВ и некоторые другие) при замыкании одной фазы

на землю через перемежающуюся дугу возникают перенапряжения. Предельные возможные значения перенапряжений при дуговых замыканиях на землю зависят от фазного напряжения, коэффициента затухания, междуфазной емкости и емкости фазы относительно земли.

Рекуперативные перенапряжения возникают при переходе электродвигателя нагрузки в генераторный режим, если преобразователь продолжает работу в выпрямительном режиме из-за неполадок или непредусмотренного сброса нагрузки и других причин.

Перенапряжения вследствие обрыва обратного тока при восстановлении запирающей способности вентиля возникают периодически в конце каждой коммутации тока на очередной вентиль. Возникновение перенапряжения объясняется особенностями процесса восстановления запирающей способности электронно-дырочного перехода. На рис. 8-7 показаны кривые тока, протекающего через тиристор при активной нагрузке, и напряжение на нем при восстановлении запирающей способности четырехслойной структуры.

Упрощенная картина восстановления запирающей способности при активной нагрузке выглядит так.

В режиме, предшествующем коммутации, тиристор пропускал ток нагрузки в прямом направлении. В момент t'_1 ток начал снижаться и при t_2 достиг нуля. Однако электронно-дырочный переход восстанавливает свою запирающую способность не мгновенно. Время восстановления зависит от предшествующего выключению тока, времени жизни неосновных носителей зарядов и температуры наиболее нагретых зон полупроводника. Поэтому если в контуре коммутации э. д. с. меняет знак на обратный, то и тиристор начинает пропускать ток

в обратном направлении. К моменту t_3 запирающий слой со стороны катода первым очищается от носителей заряда и восстанавливает свою запирающую способность. Анодный переход в это время еще остается проводящим, так как внутренняя n -зона шире, чем внутренняя p -зона, поэтому в ней больше накопилось зарядов.

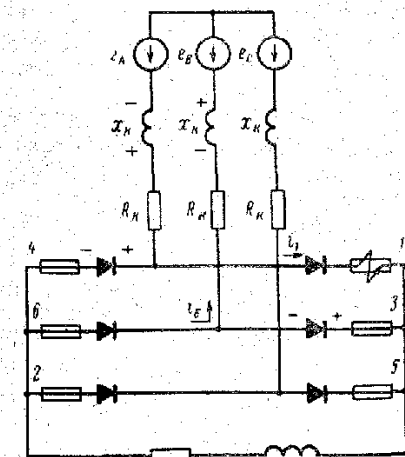


Рис. 8-4. Перенапряжения при срабатывании от перегрузки предохранителя, установленного последовательно с вентиляем.

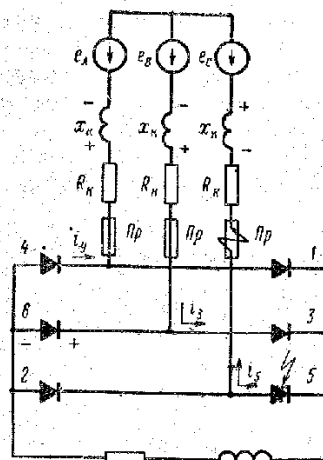


Рис. 8-5. Перенапряжения при срабатывании от сверхтоков короткого замыкания предохранителя, установленного на вторичной стороне трансформатора.

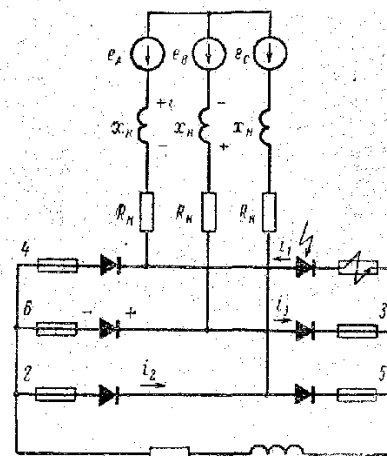


Рис. 8-6. Перенапряжения при срабатывании от сверхтоков короткого замыкания предохранителя, установленного последовательно с вентиляем.

После восстановления катодного перехода обратный ток начинает спадать, так как переход способен теперь принять на себя обратное напряжение. Катодный переход имеет лавинную (стабилитронную) характеристику, поэтому с дальнейшим увеличением обратного напряжения он пробивается. При этом обратный ток снова начинает нарастать (момент t_4) и при t_5 достигает амплитуды. Амплитуда обратного тока определяется э. д. с. источника питания, суммарным сопротивлением контура и временем восстановления анодного перехода. После восстановления анодного перехода в момент t_5 обратный ток резко снижается.

Перенапряжения, возникающие за счет э. д. с. самоиндукции, равной произведению индуктивности контура

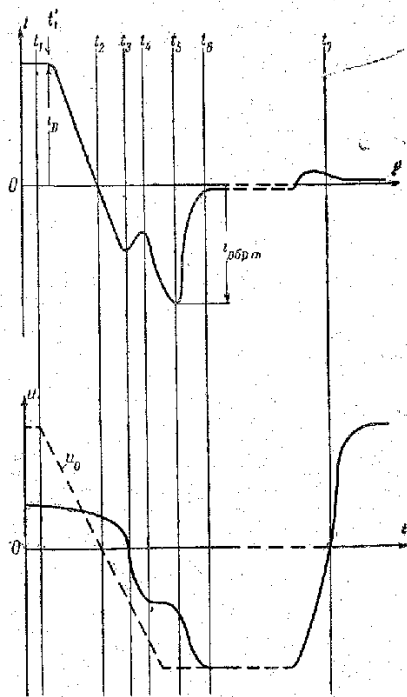


Рис. 8-7. Кривые тока и напряжения при восстановлении запирающей способности тиристора.

коммутации на крутизну спадающего обратного тока, могут достигать очень большой величины.

Восстановление запирающей способности неуправляемого вентиля происходит аналогично восстановлению анодного перехода тиристора.

8.2. ДОПУСТИМАЯ АМПЛИТУДА ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

В эксплуатационных условиях практически невозможно полностью устранить перенапряжения, поэтому добиваются снижения их до допустимой величины.

Так как во многих случаях перенапряжения накладываются на обратное напряжение, то допустимая величина

на их определяется с учетом максимально возможной амплитуды обратного напряжения и теплового режима полупроводникового прибора. Учитывают также то, что в основном перенапряжения носят эпизодический характер. Исключение составляют перенапряжения при обрыве обратного тока. Эти перенапряжения возникают периодически, при каждой коммутации тока в схеме выпрямителя.

Допустимая амплитуда эпизодически прикладываемого обратного напряжения выбирается в зависимости от требований к надежности данного преобразователя. Для предотвращения электрического пробоя электронно-дырочного перехода или возникновения тепловой неустойчивости с последующим тепловым пробоем не реко-

мендуется даже кратковременно превышать пороговое напряжение, т. е. напряжение, при достижении которого обратная ветвь вольт-амперной характеристики претерпевает излом. Поэтому допустимое эпизодически прикладываемое обратное напряжение ($U_{д.э}$) длительностью менее полупериода промышленной частоты при номинальных нагрузке и охлаждении определяется выражением

$$U_{д.э} = k_{д.э} U_{кп}. \quad (8-1)$$

Амплитуда обратного напряжения в схеме преобразования однозначно определяется напряжением источника питания. При определении максимально возможной амплитуды необходимо учесть максимальное положительное отклонение напряжения от номинального. Отклонения напряжения определяются эксплуатационными режимами работы питающих сетей, генераторов и потребителей.

В паспортах и каталогах на вентили указывается классификационное напряжение, называемое [Л. 84] также номинальным или рабочим. Напомним, что за номинальное напряжение тиристорных типов ВКУ и ВКДУ условно принято напряжение, равное половине или соответственно 60% порогового напряжения или напряжения переключения, если оно меньше порогового, при нагретой до 120°С (ВКУ) и 110°С (ВКДУ) полупроводниковой структуре. За номинальное напряжение вентиля типов ВК и ВКД принимается напряжение, равное половине порогового, измеренного в тех же условиях. Следовательно, коэффициент допустимого эпизодически прикладываемого обратного напряжения для тиристорных ВКУ и вентилях ВК и ВКД менее двух, а для тиристорных ВКДУ — менее 1,7. Из соображений повышения надежности работы преобразователей коэффициент при номинальных нагрузке и условиях охлаждения на практике выбирают не более 1,25—1,5.

При оценке перенапряжений, передаваемых из питающей сети, возникают определенные затруднения, вызванные тем, что в реальных условиях эксплуатации сетей промышленных предприятий часто осуществляются различные коммутационные процессы; при этом изменяются сочетание подключенных потребителей, величина их нагрузки и конфигурация сети. Вместе с этим изменяются величины распределенных и сосредоточенных ин-

дуктивностей и емкостей, а также место размещения источников перенапряжений относительно преобразователя. Поэтому практически учитывают только наиболее опасные источники перенапряжений. При этом допускают, что перенапряжения от разных источников возникают одновременно и потому не суммируются.

8-3. СПОСОБЫ ОГРАНИЧЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Выбор вентилях по максимальной величине перенапряжений привел бы к неоправданному увеличению габаритов, веса и стоимости выпрямителей и снижению их надежности. Для любой электроустановки оптимальным решением будет применение защитных средств и устройств для подавления или ограничения перенапряжений, а также выполнение некоторых условий, при которых перенапряжения будут минимальными.

Для ограничения перенапряжений широко применяются накопители энергии — конденсаторы, входящие

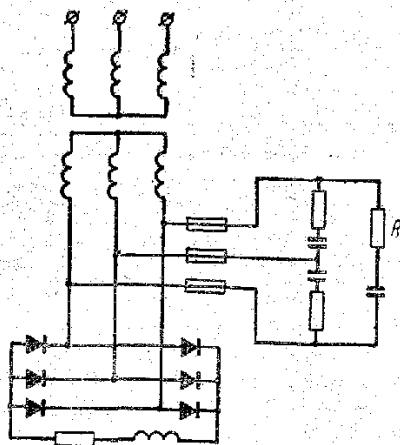


Рис. 8-8. Подавление перенапряжений RC-цепочкой, включенной на вторичной стороне трансформатора.

такому включению следует отдавать предпочтение.

Включение конденсаторов на стороне переменного тока обеспечивает лучшее ограничение перенапряжений, но для этого требуется громоздкая батарея конденсаторов. Поэтому в выпрямителях на полупроводниковых

вентилех наряду с включением конденсаторов на стороне переменного тока применяют электролитические конденсаторы, включенные на стороне нагрузки, а в преобразователях на тиристорах их включают через вспомогательный маломощный выпрямитель (рис. 8-9). Включение конденсаторов на выходе выпрямителя обеспечивает также защиту от перенапряжений, поступающих со стороны нагрузки. Поскольку электролитические конденсаторы представляют относительно большое сопротивление токам высоких частот, то параллельно им следует включать высокочастотный конденсатор небольшой емкости.

Для исключения резонанса (гл. IV) между индуктивностью и емкостью последовательно с ней предусматривают демпфирующее сопротивление (рис. 8-8 и 8-9).

В целях подавления коммутационных перенапряжений, возникающих при восстановлении запирающей способности полупроводниковой структуры, параллельно вентилям включают конденсаторы, а последовательно с конденсаторами — демпфирующие резисторы (рис. 8-10). На-

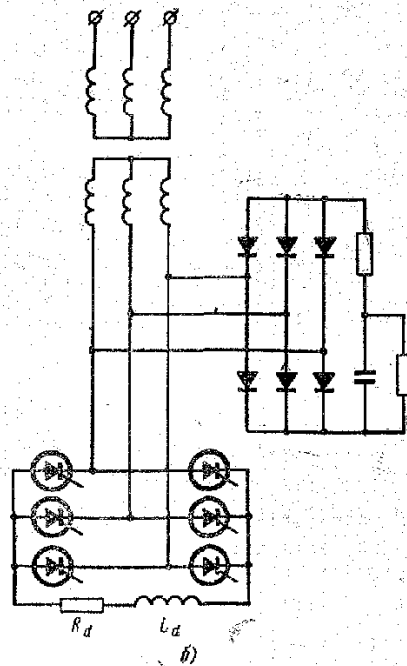
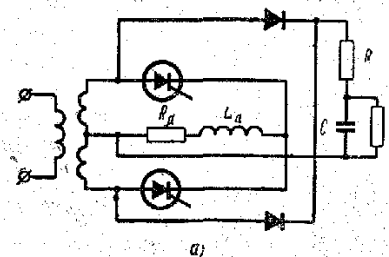


Рис. 8-9. Подавление перенапряжений RC-цепочкой, включенной через вспомогательный выпрямитель.

а — в выпрямителе со средней точкой; б — в трехфазном мостовом.

ряду с этим используют кремниевые стабилитроны, а в зарубежной практике и тиректоры — маломощные вентили, составленные из встречно включенных селеновых шайб. Тиректоры и стабилитроны присоединяют параллельно вентилям.

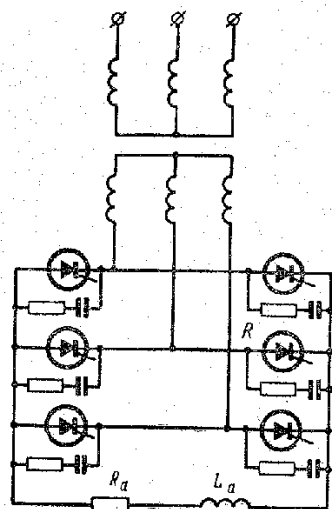


Рис. 8-10. Подавление перенапряжений RC-цепочками, включенными параллельно вентилям или тиристорам.

перной характеристики эти вентили способны кратковременно рассеивать большую мощность и в ряде случаев не нуждаются в защитных устройствах. Они могут применяться и для защиты тиристоров от перенапряжений.

При использовании вентилях с относительно малым временем восстановления перенапряжения, вызванные обрывом обратного тока, значительно снижаются.

В целях защиты от атмосферных перенапряжений используют разрядники (рис. 8-11, 1). Однако следует учитывать, что уровень ограничения перенапряжений разрядниками, предназначенными для защиты обычного электрооборудования, во многих случаях для полупроводниковых преобразователей недостаточен. Поэтому их надо применять совместно с другими средствами, например с емкостными поглотителями энергии.

Добавим, что некоторые зарубежные фирмы разрабатывают и испытывают в условиях эксплуатации дуговые

В последнее время промышленность освоила выпуск вентилях с контролируемым лавинообразованием. Прямая ветвь вольт-амперных характеристик этих вентилях и обычных кремниевых подобны, а обратная имеет вид обратной ветви стабилитрона. Благодаря специальной конструкции вентилях элемента и технологии изготовления электронно-дырочного перехода допустимые мощности рассеяния при протекании номинального прямого тока и номинального обратного тока при напряжении стабилизации примерно равны между собой. При работе на обратной ветви вольт-амперной характеристики эти вентили способны кратковременно рассеивать большую мощность и в ряде случаев не нуждаются в защитных устройствах. Они могут применяться и для защиты тиристоров от перенапряжений.

разрядники специальной конструкции для защиты полупроводниковых вентилях от коммутационных перенапряжений.

Заземленный электростатический экран между первичной и вторичной обмотками трансформатора (рис. 8-11, 2) обеспечивает удовлетворительную защиту от перенапряжений, обусловленных емкостной связью между обмотками. Однако такое решение для мощных трансформаторов вызывает определенные конструктивные и технологические трудности. Поэтому такой способ ограничения перенапряжений применяется только в установках малой мощности.

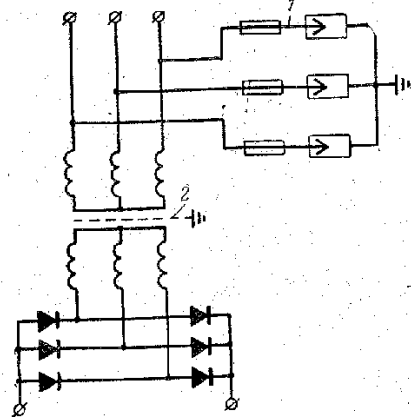


Рис. 8-11. Защита от атмосферных перенапряжений при помощи разрядников, установленных на первичной стороне трансформатора (1), и от перенапряжений, обусловленных емкостной связью между обмотками (2).

Перенапряжения из-за емкостной связи между обмотками можно ограничить также включением высококачественных конденсаторов относительно небольшой емкости между входными питающими преобразователь проводами и заземленной шиной или корпусом (рис. 8-12).

Для защиты выпрямителя от перенапряжений при переходе электродвигателя нагрузки в генераторный режим можно использовать схему, представленную на рис. 8-13. При возникновении перенапряжений на управляющие переходы тиристоров $VY1$ и $VY2$ через стабилитроны C_1 и C_2 и резисторы R_1 , R_2 попадает импульс от источника перенапряжений. Тиристоры включаются, и перенапряжения гасятся на резисторах R_3 , R_4 . После снижения напряжения на двигателе до нормальной величины тиристоры $VY1$ и $VY2$ выключаются напряжением сети. Вентиль $V1$ с лавинной характеристикой предназначен для подавления переходных перенапряжений и гашения индуктивного тока двигателя при выключении

выпрямителя. Для нормальной работы схемы стабилизаторы должны выбираться с таким расчетом, чтобы напряжение стабилизации было несколько выше амплитуды линейного напряжения сети.

С целью снижения коммутационных перенапряжений можно применять коммутационные аппараты с умеренной скоростью прерывания тока. Тогда накопленная в

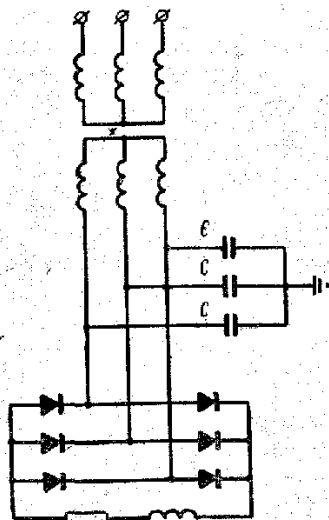


Рис. 8-12. Защита от перенапряжений, обусловленных емкостной связью между обмотками, при помощи конденсаторов, включенных между входными проводами и заземлением.

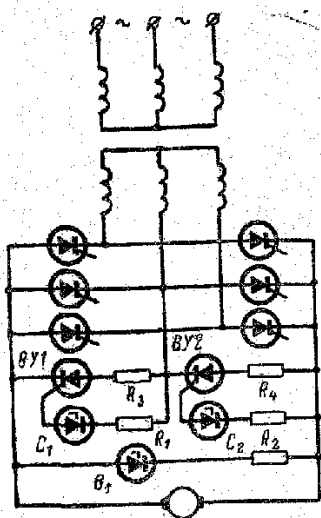


Рис. 8-13. Защита выпрямителя от перенапряжений, возникающих при переходе электродвигателя нагрузки в генераторный режим.

индуктивностях схемы электромагнитная энергия частично рассеивается в дуге. Однако для большинства выпрямителей такое решение неприемлемо, так как оно противоречит требованию быстродействия защиты. Там, где это возможно, для коммутации выпрямителя можно предусмотреть установку коммутационного аппарата на вторичной стороне трансформатора. Включение или выключение трансформатора осуществляются тогда другим аппаратом только после срабатывания коммутационного аппарата выпрямителя. Такая очередность достигается блокировками в их цепях управления. Заме-

тим, что установка дополнительного коммутационного аппарата связана с усложнением конструкции выпрямительного агрегата и увеличением веса, габаритов и стоимости, а потому такое решение не всегда приемлемо.

8-4. РАСЧЕТ ВЕЛИЧИН ЕМКОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПочКАХ ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Приведенные ниже формулы для расчета параметров цепочек выведены для случаев, когда перенапряжения возникают за счет энергии, запасенной в электромагнитных элементах схемы (трансформаторы, дроссели, делители тока и т. п.) и высвобождаемой при коммутационных процессах.

Отключение нагрузки однофазного выпрямителя

Электромагнитная энергия, накопленная в индуктивности рассеяния однофазного нагруженного трансформатора:

$$W_L = \frac{1}{2} k_{\text{пер}}^2 I_d^2 L_K, \quad (8-2)$$

где L_K — индуктивность короткого замыкания;
 $k_{\text{пер}}$ — коэффициент возможной перегрузки, определяемый по отношению к номинальному току I_d выпрямителя.

Емкость конденсатора, необходимая для поглощения перенапряжения:

$$C = \frac{L_K k_{\text{пер}}^2 I_d^2}{(k_{\text{л.б}} U_{\text{кв}})^2 - (k U_d)^2}, \quad (8-3)$$

Индуктивность рассеяния трансформатора равна:

$$L_K = \frac{x_{\text{к\%}} U_2}{100 \omega I_2} = \frac{U_2 \sqrt{(u_{\text{к\%}} S_n)^2 - (100 P_K)^2}}{100 \omega I_2},$$

где $u_{\text{к\%}}$, $x_{\text{к\%}}$ — полное и реактивное сопротивления трансформатора, выраженные в процентах по отношению к номинальной мощности трансформатора;
 S_n — номинальная мощность трансформатора;
 P_K — потери в обмотках трансформатора;

I_2 — Действующее значение номинального тока вторичной обмотки трансформатора.

Подставляя L_{κ} в (8-3), получим:

$$C = \frac{(k_{\text{пер}} I_d)^2 \sqrt{(u_{\%} S_n)^2 - (100 P_{\kappa})^2}}{628 I_2^2 f [(k_{\text{д.в}} U_{\kappa\kappa})^2 - (k U_d)^2]} \quad (8-4)$$

Отключение нагрузки трехфазного мостового выпрямителя

Расчетным режимом будет отключение нагрузки в интервале прохождения тока в двух фазах трансформатора. Кроме того, поскольку отключение может совпадать с максимальной нагрузкой выпрямителя, например при срабатывании защиты, то необходимо учитывать ток перегрузки.

Электромагнитная энергия, накопленная в индуктивностях рассеяния трансформатора:

$$W_L = 2 \left(\frac{1}{2} L_{\kappa} k_{\text{пер}}^2 I_d^2 \right) = k_{\text{пер}}^2 I_d^2 L_{\kappa} \quad (8-5)$$

Емкость конденсатора при пренебрежении рассеянием энергии в активных сопротивлениях, в дуге и магнитопроводе, равна:

$$C = \frac{2 L_{\kappa} k_{\text{пер}}^2 I_d^2}{(k_{\text{д.в}} U_{\kappa\kappa})^2 - (k U_d)^2} \quad (8-6)$$

Индуктивность рассеяния равна:

$$L_{\kappa} = \frac{x_{\%} U_2}{\sqrt{3} 100 \omega I_2} = \frac{U_2 \sqrt{U_{\%}^2 - \left(\frac{100 P_{\kappa}}{S_n} \right)^2}}{\sqrt{3} 100 \omega I_2} \quad (8-7)$$

В трехфазной мостовой схеме

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d; U_d = 1,35 U_2.$$

Подставляя (8-7) и соотношения между средними и действующими токами и напряжениями в (8-6), получаем:

$$C = \frac{k_{\text{пер}}^2 \sqrt{(u_{\%} S_n)^2 - (100 P_{\kappa})^2}}{628 f [(k_{\text{д.в}} u_{\kappa\kappa})^2 - (k U_d)^2]} \quad (8-8)$$

Для исключения резонанса между индуктивностью трансформатора и емкостью последовательно с ней предусматривается демпфирующий резистор R (рис. 8-8—8-11). Величину его сопротивления подбирают экспериментально. Ориентировочно

$$R \approx \frac{k_{\text{д.в}} U_{\kappa\kappa} - k U_d}{I_d} \quad (8-9)$$

8-5. ПОДАВЛЕНИЕ РАДИОПОМЕХ

Переходные процессы, в том числе процессы коммутации тока в преобразователях, сопровождаются высокочастотными колебаниями в широком спектре частот. Высокочастотные колебания излучаются в виде электромагнитных волн и передаются по проводам во внешнюю сеть в виде импульсов тока. При этом наблюдается вторичное излучение не только гальванически связанных с источником помех проводов, но и токопроводов, связанных с источником электромагнитными полями.

Любой преобразовательный агрегат создает помехи радиоприему, если не принять меры по их подавлению. Уровень радиопомех зависит от крутизны и амплитуды тока при коммутации и электрических параметров контуров и проводов. К радиопомехам относят составляющие спектров электромагнитных излучений при частотах выше 10 кгц. Чем круче фронт, чем меньше индуктивность и емкость самого источника помех и подключенных к нему внешних проводов, тем интенсивнее излучение в наиболее высокочастотном участке радиодиапазона. Амплитуды колебаний в спектре излучения обычно убывают с частотой. Однако если имеются резонансные контуры на высших гармониках, то уровень радиопомех на этих частотах выше.

Высокочастотные электромагнитные процессы создают помехи работе не только устройств радиосвязи и приему радиовещания и телевидения. Известно, что токи и напряжения высокочастотных колебаний постепенно разрушают изоляцию между жилами кабеля и витками обмоток машин и трансформаторов. В тиристорных преобразователях, попадая в цепи управляющего электрода или на анод и катод, высокочастотные колебания могут вызвать ложное отпирание тиристоров. Ложное отпирание происходит в случаях, если напряжение по-

мех превышает напряжение переключения; скорость нарастания напряжения помех выше допустимой (критической) величины; сигнал помехи в цепи управляющего электрода превышает напряжение, при котором могут отпираться тиристоры.

Кроме того, помехи могут вызвать нарушение нормальной работы системы управления выпрямителем.

При проектировании выпрямителя надо принимать меры, обеспечивающие уменьшение скорости нарастания токов при коммутации, а также ограничивать уровень помех специальными фильтрами.

Ограничение излучения энергии электромагнитными полями преобразователя осуществляется с помощью высокочастотных фильтров и экранированием.

Высокочастотный фильтр, установленный на вторичной стороне трансформатора (рис. 8-14, 1), препятствует выходу токов высокочастотных колебаний

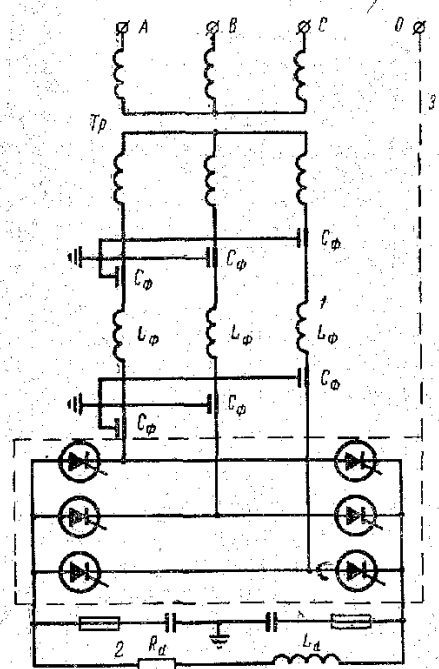


Рис. 8-14. Включение высокочастотного фильтра LC на стороне переменного тока емкостного фильтра на стороне постоянного тока и применение электростатического и электромагнитного экранирования для подавления радиопомех.

из агрегата в сеть. Аналогично этому индуктивно-емкостный или емкостный фильтр, включенный в оба полюса на выходе агрегата (рис. 8-14, 2) препятствует проникновению токов высокочастотных колебаний в сеть на стороне нагрузки. Удовлетворительного результата можно добиться при подключении нагрузки экранированным кабелем.

Заметим, что ограничивать помехи, распространяемые по проводам, ниже допустимого уровня может ока-

заться нецелесообразным, так как чем больше они подавляются, тем больше становятся излучаемые помехи.

По своему действию различают магнитостатические, электростатические и электромагнитные экраны.

Действие магнитостатического экрана основано на замыкании магнитного поля в толще экрана, выполненного из материала с большой магнитной проницаемостью.

Электростатические экраны выполняются из материала с большой электропроводностью. Электрические заряды, образующиеся на поверхности экрана под действием электромагнитного поля, отводятся в землю (на корпус).

Наибольшее распространение получило электромагнитное экранирование. Высокочастотное электромагнитное поле, создаваемое источником помех, наводит в экране вихревые токи. Электромагнитное поле вихревых токов направлено противоположно полю источника. Поэтому экранирование будет тем эффективнее, чем меньше потери в экране на нагревание, т. е. чем больше его электропроводность. Высокочастотные вихревые токи проникают в толщу экрана на незначительную глубину, поэтому толщина его определяется лишь конструктивными и технологическими соображениями.

В качестве экрана можно использовать и металлический кожух агрегата (рис. 8-14, 3), если он закрывает его со всех сторон и отдельные съемные части кожуха имеют хороший электрический контакт между собой.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Области промышленности и народного хозяйства, где применяются мощные выпрямительные установки с полупроводниковыми вентилями, весьма широки и разнообразны.

Требования, предъявляемые к выпрямителям различного назначения, существенно отличаются по выходным параметрам, возможностям регулирования (диапазону регулирования, быстродействию, точности), по энергетическим показателям, стоимости, весам и габаритам и т. д. Выполнение этих требований приводит к различным техническим и конструктивным решениям для выпрямителей того или иного назначения.

В данной главе рассматривается ряд выпрямительных установок, предназначенных для использования в основных отраслях промышленности и народного хозяйства. Главное внимание уделено выпрямителям, выпускаемым отечественными заводами.

9-1. ВЫПРЯМИТЕЛИ БЕЗ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В качестве источников питания в ряде случаев применяют простейшие выпрямители, состоящие из силового трансформатора и блока вентилях, собранного по определенной схеме выпрямления. Высокие технико-экономические показатели, простота конструкции, почти полное отсутствие обслуживания и эксплуатационная надежность обеспечивают широкое распространение подобных выпрямителей.

Нестабилизированные выпрямители могут использоваться как источники питания цепей управления, как стартерные выпрямители, а также для питания цеховых сетей постоянного тока.

Мощность выпрямителей без стабилизации выходного напряжения лежит в пределах от единиц до нескольких сотен киловатт, а выходное напряжение соответствует обычно стандартному ряду напряжений источников постоянного тока (ГОСТ 721-62). Многие выпрямители имеют подрегулировку выходного напряжения, производимую с помощью ответвлений на обмотках силового трансформатора. Неглубокая (в пределах $\pm 10\%$) подрегулировка выходного напряжения обеспечивается переключением ответвлений, размещенных на первичной обмотке трансформатора, более глубокое ступенчатое регулирование — ответвлениями вторичной обмотки. Такое регулирование либо приводит к обесточиванию нагрузки на время переключения, либо требует установки сложных контакторных схем.

Схема выпрямления чаще всего мостовая, в низковольтных силовых выпрямителях — шестифазная с уравнительным реактором.

Внешняя характеристика выпрямителя определяется активными и индуктивными сопротивлениями питающей сети, обмоток силового трансформатора и прямым падением напряжения на вентильях. Расчет ее приведен в гл. III.

Несовпадение внешних характеристик однотипных выпрямителей затрудняет их параллельную работу. Четкая параллельная работа может быть достигнута только в стабилизированных выпрямителях. Однако в частных случаях возможно включение двух нестабилизированных выпрямителей в параллель после выравнивания выходного напряжения в области номинального тока подбором сопротивления подводящего кабеля.

Последовательное соединение выпрямителей не вызывает затруднений.

Выпрямители с нестабилизированным выходным напряжением имеют небольшой коэффициент пульсаций. Однако следует помнить, что величина его при питании выпрямителя от источника соизмеримой мощности может превысить расчетное значение и составлять, к примеру, 10% для трехфазной мостовой схемы выпрямления. Такое увеличение пульсаций вызвано искажением формы кривой питающего напряжения и его несимметрией.

Принципиальная электрическая схема силовой части выпрямителя мощностью 42 кВт, предназначенного для питания двигателей постоянного тока, показана на рис. 9-1. Выпрямитель собран по шестифазной схеме с уравнительным реактором и укомплектован вентилями типа ВКД-200-1,5. Из конструктивных соображений вентили собраны так, что их аноды образуют «минус» схемы выпрямления. Выпрямитель имеет воздушное принудительное охлаждение (вентилятор) и снабжен ветровой защитой, предотвращающей включение выпрямителя при отсутствии потока охлаждающего воздуха (на схеме не показана), номинальное выходное напряжение агрегата 52 в, а максимальный допустимый ток достигает 2 400 а, ответвления на первичной стороне силового трансформатора позволяют регулировать выходное напряжение на +5% и -10% от номинального.

Максимальная защита агрегата осуществляется автоматическим выключателем, который имеет тепловое реле и расцепитель максимального тока. От перенапряжений вентили защищаются цепочками RC.

Конденсаторы на стороне сети и отводящей линии постоянного тока служат для защиты от возможных помех радиоприему.

Внешняя характеристика выпрямителя при номинальном напряжении сети показана на рис. 9-2, а зависимости к. п. д. и коэффициента мощности от нагрузки — на рис. 9-3. Агрегат отличается высокими энергетическими показателями; к. п. д. и коэффициент мощности в широком диапазоне нагрузок достигают значений соответственно 90% и 0,92.

Коэффициент пульсаций выходного напряжения изменяется от 5,7% при холостом ходе до 9% при номинальной нагрузке.

Для питания цеховых сетей в Мордовском научно-исследовательском электротехническом институте разработана серия комплектных выпрямительных полупроводниковых подстанций (КВП) [Л. 3, 8, 15]. Серия содержит три типа агрегатов с мощностями

230, 345 и 460 квт. Подстанции питаются от сети напряжением 6 или 10 кв частотой 50 гц, выходное напряжение 230 в. Каждый тип агрегатов имеет несколько исполнений, отличающихся правым и левым расположением выводов высокого напряжения, а также выполнением вводного устройства в виде КРУ или кабельного ящика. В комплект подстанции входят вводное высоковольтное устройство, силовой трансформатор для внутренней установки, выпрями-

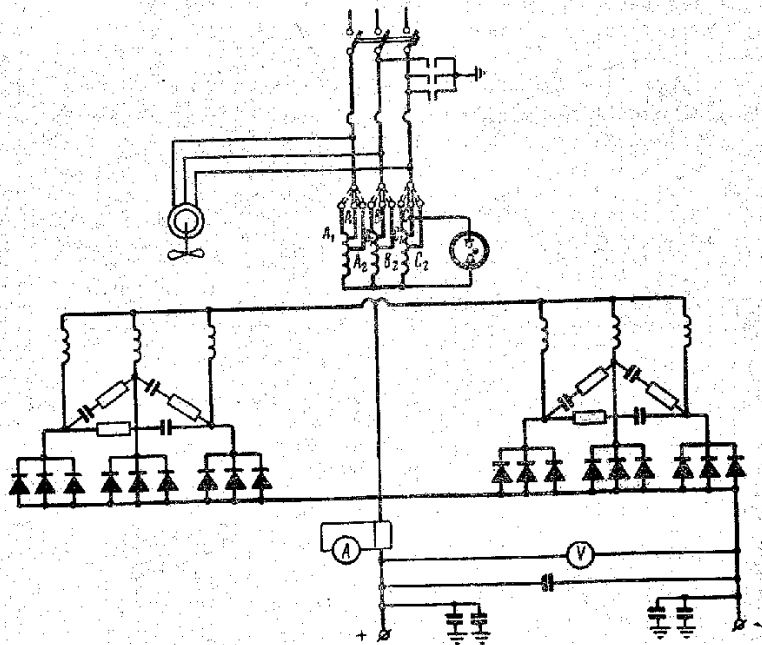


Рис. 9-1. Схема выпрямительного агрегата мощностью 42 квт.

тельный блок на вентилях типа ВКД-200 с аппаратурой управления, защиты и сигнализации, шкаф с быстродействующим автоматом постоянного тока. Схема выпрямления шестифазная, с уравнительным реактором. С учетом использования новой серии трансформаторов ряд исполнений будет иметь трехфазную мостовую схему выпрямления.

Защита вентилях от аварийных токов при внешних коротких замыканиях осуществляется быстродействующим автоматическим выключателем постоянного тока типа ВАБ, а при внутренних — предохранителями типа ПНБ-2.

Охлаждение подстанций — воздушное принудительное.

Комплектные выпрямительные полупроводниковые подстанции отличаются высоким к. п. д. — 95—96%; устойчивостью к различным температурным условиям; постоянной готовностью к работе, а выпрямительные блоки подстанции — значительно меньшей по сравнению с ртутными выпрямителями занимаемой площадью

(почти в 6 раз), меньшим весом (в 4 раза) и высокой надежностью.

Выпрямители, не имеющие стабилизации выходных параметров, могут использоваться для зарядки аккумуляторных батарей. Выпрямительный агрегат типа ВАГЗ-12/24—10/20 предназначен для

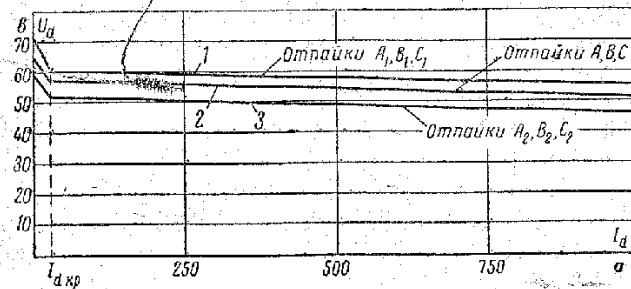


Рис. 9-2. Внешние характеристики.

зарядки 12 и 24-вольтовых аккумуляторных батарей, эксплуатируемых по методу «заряд — разряд». Ток при помощи регулируемого автотрансформатора может изменяться от 10 до 20 а. Нерегулируемый выпрямительный агрегат ВАС-600/300, выпускаемый заводом

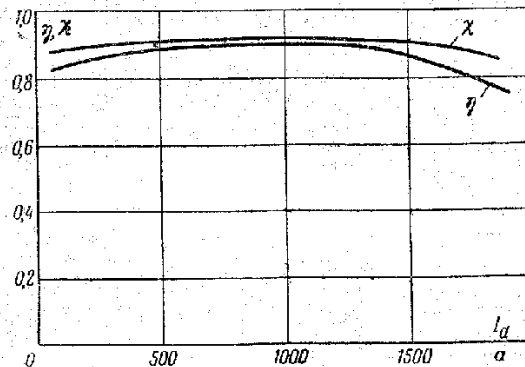


Рис. 9-3. Зависимость к. п. д. и коэффициента мощности от нагрузки.

«Электровыпрямитель», используется, в частности, в качестве источника питания аппаратов вибродуговой электрической сварки в комплекте с головной ГМВК-1, а также для питания гальванических ванн. Агрегат выпускается в двух исполнениях — с выпрямленным напряжением 15 и 12 в при токах 600 а и 24 и 30 в при 300 а.

9-2. ВЫПРЯМИТЕЛИ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Многие потребители энергии постоянного тока нуждаются в стабилизированных по напряжению источниках питания. Например, для обеспечения нормального режима работы электронных ламп различные радиотехнические устройства должны получать питание от стабилизаторов напряжения. Применение силовых выпрямителей со стабилизацией выходного напряжения в ряде случаев позволяет объединить питание приводов с питанием электронной аппаратуры управления и контроля, что значительно упрощает схему энерго-снабжения. Стабилизированные по напряжению выпрямители используются как источники опорного напряжения в системах автоматического управления и как источники питания, обеспечивающие заданное протекание технологического процесса. Поскольку в настоящее время промышленность выпускает выпрямители с дроссельным и тиристорным регулированием, ниже будут описаны как дроссельные, так и тиристорные выпрямители со стабилизацией выходного напряжения.

Мощность выпускаемых в настоящее время стабилизированных силовых выпрямителей не превышает 30 кват. Величины номинальных выходных напряжений составляют 30, 115 и 230 в, причем выпрямители позволяют вести подрегулировку выходного напряжения в пределах $\pm 5\%$ и -10% . Точность стабилизации выходного напряжения составляет $\pm 2\%$ при изменениях (в пределах существующих норм) напряжения и частоты питающей электросети, температуры окружающей среды и тока нагрузки.

Требуемые параметры силовых стабилизированных выпрямителей предопределили применение в них в основном трехфазной мостовой схемы выпрямления, причем выпрямители с дроссельным управлением выполняются по схемам с внутренней обратной связью.

В силовых агрегатах на тиристорах мощностью до 10—15 кват получила применение несимметричная трехфазная мостовая схема: тиристоры включаются только в катодные или только в анодные плечи выпрямительного моста (в симметричной схеме все вентили моста управляемые). Применение несимметричной схемы позволяет уменьшить число тиристоров, использовать для их отпирания более простые генераторы импульсов. Ограничение по мощности вызвано большими искажениями синусоидальной формы первичного тока в несимметричной схеме по сравнению с симметричной. Это особенно существенно, если мощность агрегата соизмерима с мощностью питающей сети.

Ухудшается также форма выпрямленного напряжения: частота пульсаций понижается (в 2 раза), а их амплитуда (или коэффициент пульсаций) возрастает. При требовании достаточно сглаженного выпрямленного напряжения это приводит к утяжелению фильтров.

Важным параметром выпрямителей со стабилизацией выходного напряжения является наклон внешней характеристики при разомкнутой системе автоматического регулирования. Он определяет максимальный угол регулирования выпрямителя (а в случае дросселей насыщения и важнейший параметр дросселей Q/W_D) и энергетические показатели агрегата. У выпрямителей с дроссельным регулированием

коэффициент наклона A лежит в пределах 1,35—1,2. Большее значение коэффициента A соответствует меньшим выходным напряжениям.

С ростом мощности агрегатов коэффициент наклона несколько уменьшается.

Коэффициент наклона внешней характеристики силовых агрегатов на тиристорах составляет 1,20—1,12. Изменение угла регулирования в процессе стабилизации напряжения достигает $30-35^\circ$ в случае симметричной схемы выпрямления и 60° — в случае несимметричной схемы. Чем больше наклон внешней характеристики и колебания напряжения питающей сети, тем больше изменяется угол регулирования при поддержании напряжения неизменным. С наибольшими углами регулирования выпрямители работают в режиме небольших нагрузок и максимального напряжения питающей сети. В этом режиме выпрямители работают с наилучшим коэффициентом мощности, а выпрямленное напряжение имеет максимальный коэффициент пульсаций. Для уменьшения пульсаций силовые выпрямители поставляются с фильтром.

Стабилизация напряжения в агрегатах, регулируемых дросселями насыщения или тиристорами, начинается с некоторой минимальной нагрузки $I_{амин}$. В случае дроссельного регулирования минимальный ток нагрузки не превышает $5\% I_{аном}$. Эта величина является гарантированной, практически же минимальный ток часто составляет $2-3\% I_{аном}$. В агрегатах на тиристорах величина минимального тока меньше, чем в агрегатах дроссельных насыщений, и составляет не более $1-2\%$ от $I_{аном}$. На холостом ходу выходное напряжение выпрямителя с дросселями насыщения при номинальном напряжении питающей сети превышает на $25-30\%$ стабилизирующее. Этот скачок может быть устранен подключением балластной нагрузки мощностью $I_{амин} U_{аном}$. С помощью специальной схемы, показанной на рис. 9-4, можно обеспечить подключение балласта только при уменьшении тока нагрузки ниже $I_{амин}$.

В силовых агрегатах на тиристорах выходное напряжение при токах, лежащих в интервале от нуля до $I_{амин}$, не определено и зависит от характеристик вентилей и сопротивления нагрузки. Этот недостаток устраняется включением балластной нагрузки, однако мощность ее значительно меньше, чем в случае дроссельного регулирования. Если потребитель размещен вдали от силового агрегата, то стабилизация напряжения на выходе агрегата не будет обеспечивать стабилизацию напряжения непосредственно на нагрузке, так как падение напряжения в кабеле пропорционально току нагрузки. Агрегаты позволяют подключением измерительного моста системы автоматического регулирования на зажимах нагрузки поддерживать стабильное напряжение непосредственно на нагрузке.

Зона регулирования силового агрегата на дросселях насыщения с учетом падения напряжения в кабеле показана на рис. 9-5.

Падение напряжения учитывают заштрихованные участки зоны. Видно, что если на выходе агрегата во всем диапазоне токов

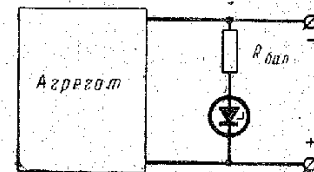


Рис. 9-4. Включение балластной нагрузки.

можно стабилизировать напряжение $U_{dном}$, то на зажимах нагрузки — только напряжение U_{d1} , пониженное на величину максимального падения напряжения.

В случае дроссельного регулирования, когда зона регулирования определяется произведением QW_p , сужается диапазон токов стабилизации начинается с большего тока (I_{d1} на рис. 9-5).

В силовых агрегатах на тиристорах необходимое расширение зоны регулирования для обеспечения неизменности минимального тока может быть получено увеличением угла управления.

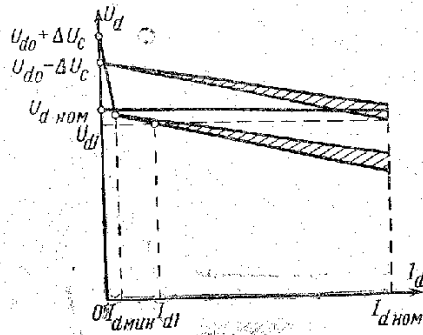


Рис. 9-5. Зона регулирования с учетом падения напряжения в кабеле.

ческой стабилизации напряжения в силовых агрегатах на дросселях насыщения, выпускаемых заводом «Электровыпрямитель». В качестве измерительного органа применен мост на резисторах R_3 , R_4 и стабилизаторах. В диагональ моста включена обмотка управления $W_{у.му}$ магнитного усилителя МУ. Нагрузкой усилителя является обмотка управления W_u дросселей насыщения. При увеличении выходного напряжения (например, вследствие уменьшения тока нагрузки) увеличится падение напряжения на нижнем участке сопротивления R_3 . Так как напряжение на стабилизаторах осталось неизменным, ток диагонали моста уменьшится. Уменьшение тока управления МУ вызовет увеличение тока управления дросселей насыщения и переход рабочей точки на другую внешнюю характеристику выпрямителя. В результате выходное напряжение останется неизменным с точностью, определяемой статистической ошибкой системы регулирования. При уменьшении выходного напряжения все изменения пройдут в обратном порядке.

Обмотка смещения дросселей насыщения в силовых агрегатах питается либо от отдельного источника, либо, как на схеме рис. 9-6, подключается к выходу агрегата. Резистор R_2 позволяет установить оптимальный для каждого агрегата ток смещения. Сопротивление R_1 , включенное последовательно с обмоткой управления W_u дросселей, согласовывает ее сопротивление с выходом магнитного усилителя.

Кольцевое включение демпферной обмотки дросселей насыщения W_d с обмоткой $W_{д.му}$ предотвращает автоколебания.

Система автоматической стабилизации получает питание от трансформатора управления (рис. 9-6). Потребляемая схемой авто-

матического регулирования мощность не превышает нескольких десятков ватт.

Требуемая величина напряжения устанавливается сопротивлением R_3 системы автоматического регулирования.

Точность стабилизации при изменении тока нагрузки от 5% $I_{dном}$ до номинала, напряжения и частоты питающей сети соответственно на +5% и ±2,5% и температуры окружающей среды

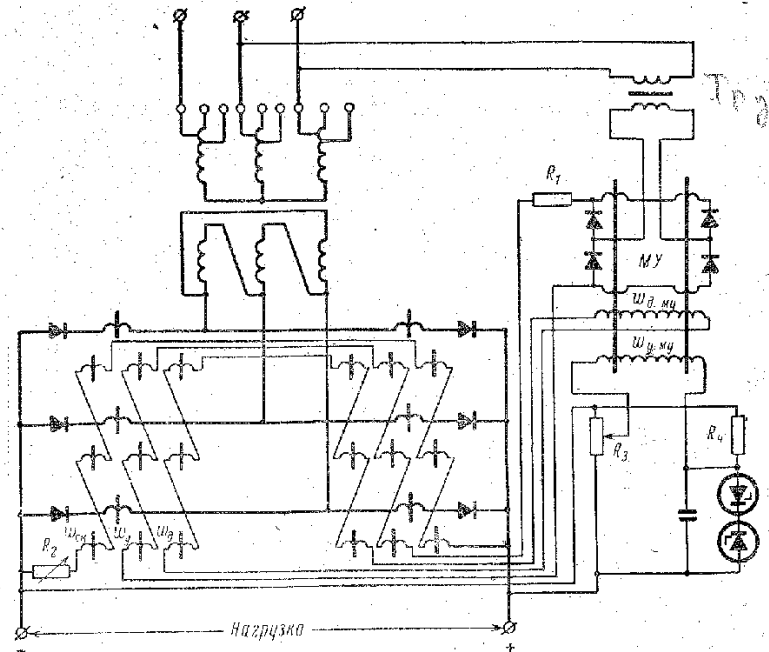


Рис. 9-6. Схема автоматической стабилизации напряжения силового выпрямительного агрегата на дросселях насыщения.

от -40 до $+40^\circ\text{C}$ на всех уровнях напряжения в описанной схеме не менее $\pm 2\%$.

На рис. 9-7 представлены статические характеристики управления элементов системы автоматического регулирования силового агрегата рис. 9-6. Пунктиром показаны нерабочие участки характеристик. Если ошибка системы автоматического регулирования равна δ_1^* , состоянию системы соответствуют точки $I-I' < I''$. Ток управления магнитного усилителя $I_{у.му}$ определяется отрезком $0-I_1$,

* δ_1 — величина напряжения, прикладываемого к обмотке управления МУ;

$$\delta_1 = U'_{у.му} = U_{дстаб} - U_{дфакт}$$

ток на выходе МУ, являющийся током управления дросселей насыщения, — отрезком $O-I'$. Точка I характеризует состояние дросселей насыщения. Она соответствует максимальному поглощению напряжения дросселями насыщения. Этот режим будет иметь место при минимальном токе нагрузки и повышенном напряжении питающей сети.

При величине ошибки, равной δ_3 , состояние системы характеризуется точками $3-3''-3'''$ — выходной ток магнитного усилителя минимальный, дроссели насыщения почти полностью насыщены и не уменьшают напряжения U_d .

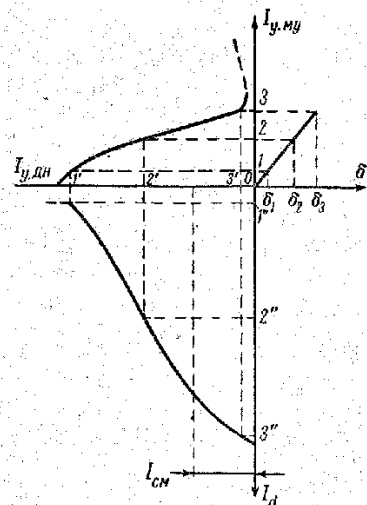


Рис. 9-7. Статические характеристики управления элементов системы автоматического регулирования силового агрегата на дросселях насыщения.

ных обмоток составляет 27,6 в. Дроссели насыщения включены в анодные цепи выпрямительного моста и рассчитаны на глубину регулирования 16 в. Сердечники дросселей витые, изготовлены из стали Э330. Система автоматического регулирования несколько отличается от типовой схемы (рис. 9-6): схема усиления двухкаскадная, от первого магнитного усилителя питается обмотка смещения дросселей насыщения, от второго — обмотка управления. Такое устройство системы управления позволяет добиться более высокой точности стабилизации — менее 1%. Агрегат снабжен пусковой, защитной и измерительной аппаратурой. Защита вентиля в аварийных режимах в агрегате обеспечивается с помощью реле максимального тока типа РЭМ-651, воздействующего на контактор пусковой схемы. Реле установлено в цепи первичного тока и получает питание через трансформаторы тока и выпрямительный мост.

Защита вентиля от перенапряжений осуществляется с помощью RC-цепочек, включенных на входе выпрямительного моста. Пара-

метры RC -цепочек следующие: $C=10$ мкф, $R=47$ ом. Защита от помех радиоприему осуществляется конденсаторами типа КЗ-1000—0,5. Охлаждение агрегата воздушное принудительное, обдув осуществляется осевым электровентилятором типа ЭВО-30/36-1. Агрегаты описываемого типа допускают параллельную работу. По требованию заказчика агрегат поставляется с фильтром, снижающим уровень пульсаций до 2—3%. Агрегат имеет специальный переключатель, позволяющий подключить измерительный мост схемы к зажимам нагрузки для компенсации падения напряжения в кабеле.

На рис. 9-8 показаны зависимости к. п. д. коэффициента мощности и коэффициента пульсаций выходного напряжения выпрямительного агрегата мощностью 27,5 кВт в зависимости от нагрузки при номинальном напряжении питающей сети. Из рисунка видно, что при изменении нагрузки в пределах от $0,2I_{ном}$ до $I_{ном}$ к. п. д. находится в пределах 0,78—0,75. Коэффициент мощности начинает сильно снижаться при токах, меньших $0,7I_{ном}$. Коэффициент пульсаций уменьшается с увеличением нагрузки и при номинальном токе составляет около 20%.

Выпрямительные агрегаты со стабилизацией выходного напряжения на тиристорах рассмотрим на примере выпрямителя мощностью 7 кВт с выходным напряжением 115 в. Принципиальная электрическая схема агрегата с некоторыми упрощениями (без пусковой, сигнальной и измерительной аппаратуры) показана на рис. 9-9. В агрегате применена несимметричная трехфазная схема выпрямления: тиристоры типа ВКДУ-150-3 включены в катодные плечи моста. Последовательно с тиристорами для увеличения надежности агрегата включены неуправляемые вентили типа ВКД-50-3. Анодные плечи собраны из двух последовательных неуправляемых вентилях. Силовой трансформатор выпрямителя рассчитан на мощность 15 кВА, линейное напряжение вторичных обмоток его равно 106 в. На первичной обмотке трансформатора имеются ответвления, позволяющие производить подрегулировку выходного напряжения (совместно с системой автоматического регулирования) в пределах +5 и —10%.

Для отпирания тиристоров в агрегате применена система управления, имеющая один канал.

Измерительным органом схемы автоматического регулирования служит мост на резисторах $R_1—R_3$ и стабилитронах. В диагональ моста включен транзистор T_2 , образующий вместе с транзистором T_1 двухкаскадный усилитель.

Сопротивления R_7, R_8 и конденсатор C образуют RC-фильтр.

Напряжение $U_{э,б}$ между эмиттером и базой транзистора T_2 равно разности напряжений U_n — на нижнем плече делителя напря-

метры RC -цепочек следующие: $C=10$ мкф, $R=47$ ом. Защита от помех радиоприему осуществляется конденсаторами типа КЗ-1000—0,5.

Охлаждение агрегата воздушное принудительное, обдув осуществляется осевым электровентилятором типа ЭВО-30/36-1.

Агрегаты описываемого типа допускают параллельную работу. По требованию заказчика агрегат поставляется с фильтром, снижающим уровень пульсаций до 2—3%.

Агрегат имеет специальный переключатель, позволяющий подключить измерительный мост схемы к зажимам нагрузки для компенсации падения напряжения в кабеле.

На рис. 9-8 показаны зависимости к. п. д. коэффициента мощности и коэффициента пульсаций выходного напряжения выпрямительного агрегата мощностью 27,5 кВт в зависимости от нагрузки при номинальном напряжении питающей сети. Из рисунка видно, что при изменении нагрузки в пределах от $0,2I_{ном}$ до $I_{ном}$ к. п. д. находится в пределах 0,78—0,75. Коэффициент мощности начинает сильно снижаться при токах, меньших $0,7I_{ном}$. Коэффициент пульсаций уменьшается с увеличением нагрузки и при номинальном токе составляет около 20%.

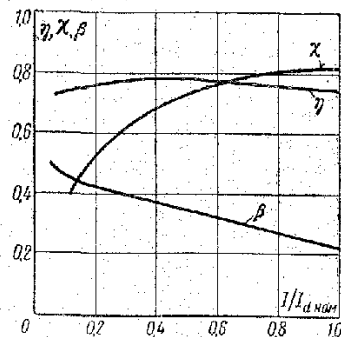


Рис. 9-8. Зависимость к. п. д. коэффициента мощности и коэффициента пульсации от нагрузки.

Для отпирания тиристоров в агрегате применена система управления, имеющая один канал.

Измерительным органом схемы автоматического регулирования служит мост на резисторах $R_1—R_3$ и стабилитронах. В диагональ моста включен транзистор T_2 , образующий вместе с транзистором T_1 двухкаскадный усилитель.

Сопротивления R_7, R_8 и конденсатор C образуют RC-фильтр.

Напряжение $U_{э,б}$ между эмиттером и базой транзистора T_2 равно разности напряжений U_n — на нижнем плече делителя напря-

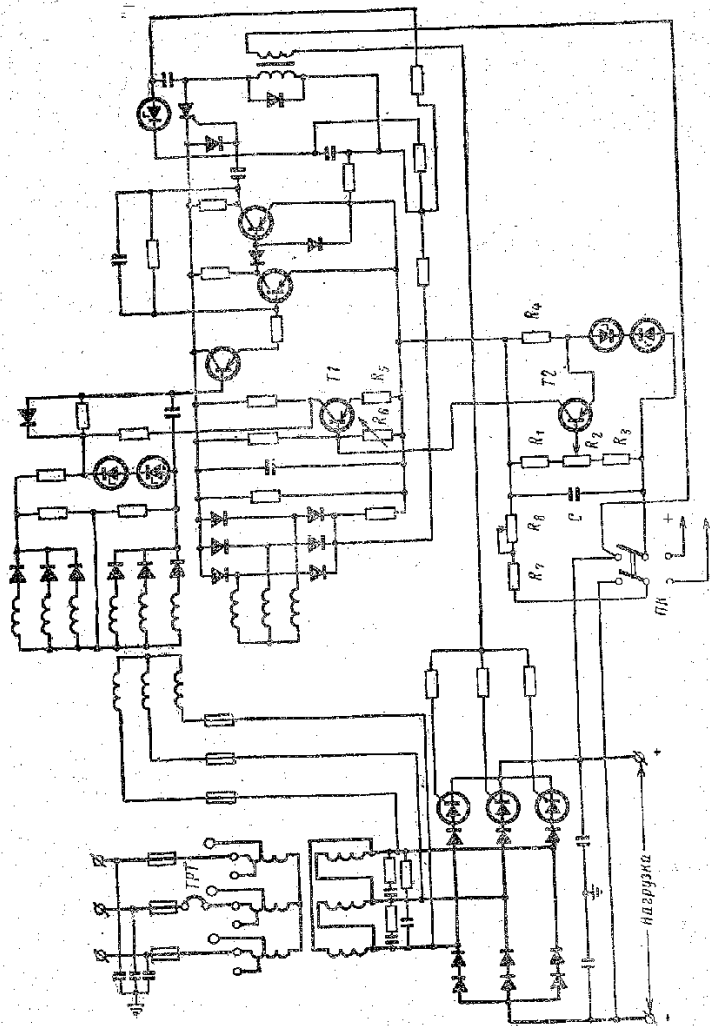


Рис. 9-9. Схема автоматической стабилизации напряжения силового выпрямительного агрегата на тиристорах.

жения $R_1 - R_3$ и стабилитронах. Для работы транзистора T_2 в режиме усиления необходимо, чтобы соблюдалось неравенство $U_{э.б} \geq 0$. Если напряжение на выходе агрегата увеличится (увеличилось напряжение питающей сети, уменьшился ток нагрузки), напряжение $U_{э.б}$ транзистора T_1 и угол регулирования α также увеличатся. Выходное напряжение останется неизменным в пределах точности стабилизации. Аналогично, но в обратном порядке, работает схема при уменьшении выходного напряжения.

Особенностью схемы стабилизации является применение транзисторного двухкаскадного усилителя (транзисторы T_2 и T_1) с большой отрицательной обратной связью, созданной эмиттерными сопротивлениями R_4 и R_5 . Благодаря этому коэффициент усиления схемы мало изменяется при изменении коэффициента усиления транзисторов усилителя. Это важно при колебаниях температуры окружающей среды, при замене транзисторов и при учете вариации их параметров вследствие старения. Сопротивления R_4 и R_5 делают работу усилителя также более стабильной при колебаниях напряжения питающей сети и упрощают настройку схемы генератора импульсов.

Настройка схемы производится следующим образом. С помощью переключателя ПК измерительный мост отключается с выхода агрегата, в результате чего транзистор T_2 оказывается запертым. С помощью сопротивления R_8 устанавливается полностью открытое состояние транзистора T_1 . Напряжение управления $U_{з.к}$, состоящее из напряжения $U_{э.к}$ транзистора T_1 и падения напряжения на сопротивления R_5 , обеспечивает минимальный угол управления.

Минимальный угол регулирования необходим в режиме минимального напряжения питающей сети и максимальной нагрузки. В других режимах угол управления должен быть больше. При открытии транзистора T_5 транзистор T_1 запирается, напряжение управления и угол управления увеличиваются.

Процесс стабилизации поясняется также на рис. 9-10, где показаны статические характеристики управления элементов системы автоматического регулирования. На рис. 9-10 кривая I — характеристика управления несимметричного трехфазного моста, кривая II — характеристика системы управления и транзисторного усилителя, кривая III — характеристика элемента управления (измерительного моста). Точкам I—I'—I'' соответствует режим минимального напряжения сети и максимальной нагрузки, точкам 2—2'—2'' — режим

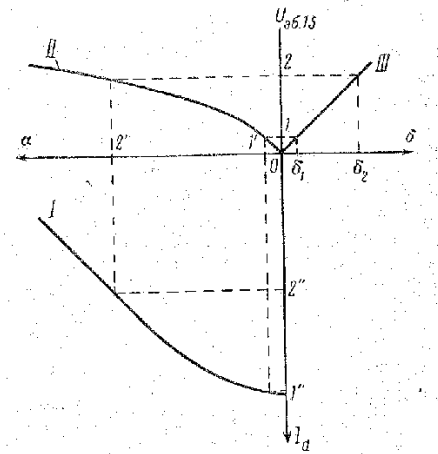


Рис. 9-10. Статические характеристики управления элементов системы автоматического регулирования силового агрегата на тиристорах.

максимального напряжения сети и минимальной нагрузки. Режимы 1 и 2 соответствуют статическим ошибкам регулирования δ_1 и δ_2 . Таким образом, внешняя стабилизированная характеристика агрегатов имеет положительный статизм.

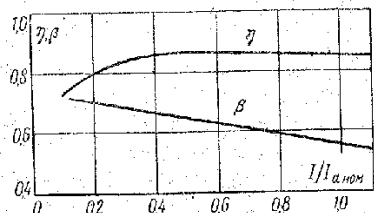


Рис. 9-11. Зависимость к. п. д. коэффициента мощности и коэффициента пульсаций от нагрузки.

обеспечивается RC-цепочками, подключенными на входе выпрямительного моста: $C=4$ мкф, $R=100$ ом. Конденсаторы — типа КЗ-1000-0,3, включенные на входе агрегата, и типа МБГО-2-300-10, включенные на выходе, обеспечивают защиту от помех радиоприему. Охлаждение агрегата — воздушное естественное.

На рис. 9-11 показаны зависимости к. п. д. и коэффициента пульсаций напряжения от нагрузки. В большом диапазоне изменения нагрузки к. п. д. изменяется мало, оставаясь на уровне 0,87—0,80. Повышенные значения β объясняются применением несимметричной схемы выпрямления. Для уменьшения пульсации до 2—3% агрегат может поставляться с фильтром. Общий вид выпрямителя показан на рис. 9-12.

Разработаны также силовые выпрямители, питающиеся от сети частотой 400 гц. Вес и габариты их на 20—30% меньше, чем у выпрямителей на частоту 50 гц.

Параллельная работа стабилизированных выпрямителей. При одинаковых выходных стабилизированных напряжениях два агрегата или больше могут быть включены на параллельную работу. Строгое распределе-

Защита тиристоров и вентиля в диапазоне наибольших перегрузок осуществляется с помощью теплового реле типа ТРТ, воздействующего на контактор включения, а при больших перегрузках и коротких замыканиях — с помощью предохранителей типа ПДС. Применение такой комбинированной защиты позволяет выбрать предохранители на ток, несколько превышающий номинальный.

Защита от перенапряжений

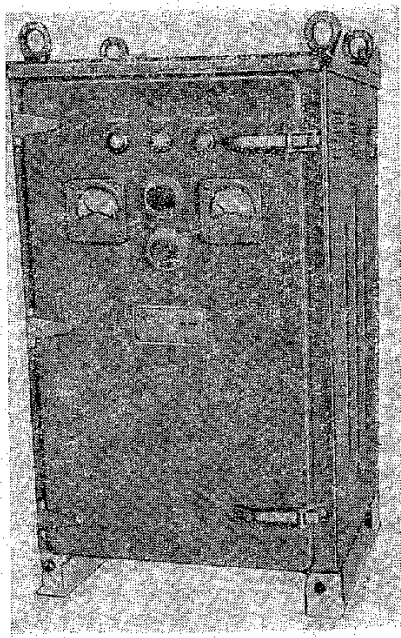


Рис. 9-12. Выпрямитель со стабилизацией выходного напряжения на тиристорах мощностью 7 квт.

ние тока между параллельно включенными агрегатами достигается автоматической подрегулировкой выходных напряжений в пределах зоны стабилизации специальными выравнивающими средствами.

Несмотря на то что выходные напряжения двух стабилизированных выпрямителей очень близки, ток при включении агрегатов на параллельную работу без выравнивающего устройства будет делиться между ними неравномерно. Чаще всего всю нагрузку берет на себя один из агрегатов.

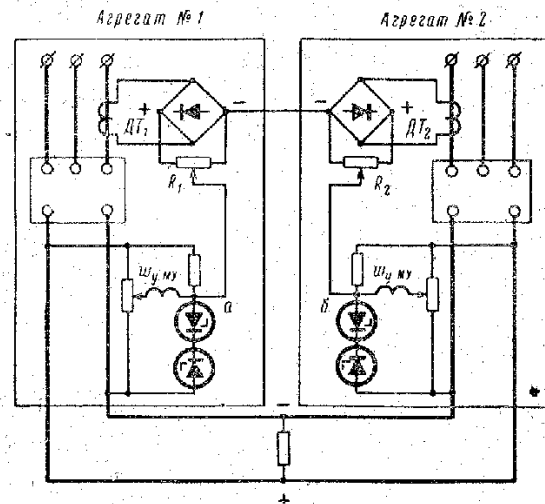


Рис. 9-13. Включение на параллельную работу двух силовых агрегатов на дросселях насыщения.

Выравнивающее устройство следит за распределением тока во всех режимах. Схема его зависит от типа агрегата и смонтирована либо в агрегате, либо в отдельной приставке.

На рис. 9-13 показана схема включения на параллельную работу двух силовых агрегатов на дросселях насыщения (электрическая схема представлена на рис. 9-6) одинаковой мощности. Показаны измерительные мосты, систем управления и выравнивающие устройства агрегатов, состоящие из датчиков первичного тока $ДТ_1$ и $ДТ_2$ однофазных мостов и сопротивлений R_1 и R_2 . В качестве датчиков используются трансформаторы тока. Выпрямленные напряжения однофазных мостов пропорциональны первичному току. Минусовые точки обоих сопротивлений соединены между собой, а плюсовые поданы на диагональ измерительного моста.

При включении агрегатов на параллельную работу по этой схеме необходимо только одно дополнительное соединение — соединение минусовых точек однофазных мостов параллельно включенных агрегатов.

Если токи каждого агрегата равны, то падения напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2 также равны, и разность этих напряжений, измеряемая в точках а и б, равна нулю.

В случае неравномерного распределения тока нагрузки между агрегатами в точках *a* и *б* возникает разность напряжений, которая, воздействуя на обмотки $\psi_{y, \mu y}$, изменит внешние характеристики выпрямительных агрегатов в пределах зоны стабилизации, в результате чего токи каждого агрегата станут примерно равными (рис. 9-14).

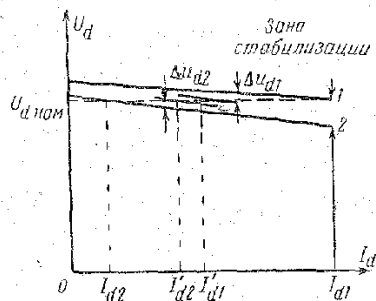


Рис. 9-14. Внешние характеристики силовых агрегатов при параллельной работе.

Предположим, что после включения на параллельную работу первый агрегат будет нагружен сильнее, так как его внешняя характеристика проходит выше внешней характеристики второго агрегата. Ток первого агрегата равен I_{d1} , ток второго I_{d2} . Напряжение в точках *a* и *б* будет иметь такую полярность, что вызванный им ток протечет от начала к концу (условно) в обмотке управления магнитного усилителя первого агрегата и далее через силовые шины от конца к началу в обмотке управления магнитного усилителя второго агрегата. Направление тока таково, что напряжение первого агрегата уменьшится на некоторую величину ΔU_{d1} , а напряжение второго увеличится на величину ΔU_{d2} . В результате этого неравномерность распределения токов между агрегатами будет устранена.

Величина неравномерности распределения тока в параллельно соединенных силовых агрегатах составляет 4—5%. Поэтому при параллельном соединении мощность агрегата должна быть соответственно снижена.

Схема включения на параллельную работу выпрямительных агрегатов на тиристорах принципиально ничем не отличается от описанных выше схем. Силовые агрегаты на тиристорах могут работать параллельно, если их включить по схеме, приведенной на рис. 9-15. Возникшее в точках *a* и *б* напряжение разбаланса токов, воздействуя на транзисторы *T1* и *T2*, выравнивает токи параллельно работающих агрегатов. Особенность заключается в том, что напряжение в точках *a* и *б* должно быть хорошо сглажено. Этой цели служит фильтр на дросселях Dp_1 и Dp_2 и конденсаторах C_1 и C_2 .

Во всех случаях для нормального распределения тока между агрегатами трансформаторы тока выравнивающих устройств агрегатов должны находиться в одной и той же фазе.

Если на параллельную работу включаются силовые агрегаты, у которых вентили собраны по несимметричной трехфазной схеме выпрямления, то их силовые трансформаторы должны иметь одинаковую группу соединения. Кроме того, при параллельном соединении такие агрегаты должны включаться в сеть с одинаковым порядком следования фаз.

При равномерном распределении среднего значения тока каждый агрегат периодически будет брать на себя всю нагрузку и тем самым перегружаться. Эти требования излишни, если силовые агрегаты включаются на параллельную работу через сглаживающие фильтры. Необходимо отметить, что наличие сглаживающего дросселя всегда улучшает распределение тока.

9-3. ВЫПРЯМИТЕЛИ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВЫХОДНОГО ТОКА

Если полупроводниковые выпрямители предназначены для зарядки аккумуляторных батарей или питания электролизеров, то они оборудуются системой автоматической стабилизации выходного тока.

Потребление стабилизированного по величине тока происходит, как правило, при изменяющемся выходном напряжении. Поэтому агрегаты со стабилизацией тока характеризуются значительно большей глубиной регулирования, чем силовые агрегаты.

Внешние характеристики и зона регулирования выпрямителя со стабилизацией выходного тока при неизменном напряжении питающей сети показаны на рис. 9-16. Здесь прямые 1—2 — внешние характеристики при углах регулирования $\alpha_{мин}$ и $\alpha_{макс}$ соответственно, вертикальные линии 3 и 4 — стабилизированные характеристики, зона регулирования обеспечивается применением в силовых схемах тиристоров или неуправляемых вентилях и дросселей насыщения с внутренней обратной связью.

Большой угол регулирования, необходимый при стабилизации тока в области малых напряжений, означает работу с низким коэффициентом мощности. Чтобы избежать этого, диапазон изменения напряжения разбивается на несколько ступеней, а переход со ступени на ступень производится с помощью переключения отпаек на первичной либо вторичной стороне силового трансформатора. В такой схеме в случае выпрямителей с неуправляемыми вентилями и дросселями насыщения существенно уменьшается габаритная мощ-

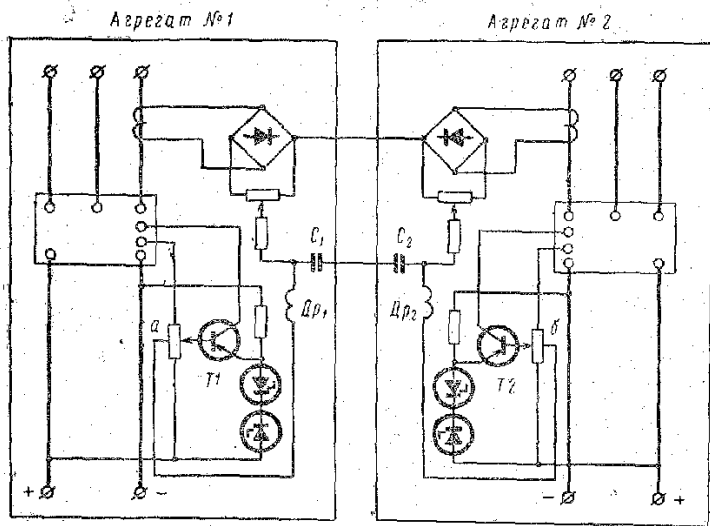


Рис. 9-15. Включение на параллельную работу двух силовых агрегатов на тиристорах.

ность дросселей насыщения, которые рассчитываются при этом на напряжение одной ступени.

Однако применение отпаек усложняет полную схему автоматической стабилизации тока, если по условиям нагрузки не допускается разрыва тока.

В настоящем параграфе в основном будет рассмотрено применение выпрямителей со стабилизацией тока в качестве зарядных агрегатов. Выпрямительные устройства для питания электролизных ванн ввиду целого ряда специфических особенностей, связанных прежде всего с их большой мощностью, рассматриваются отдельно в § 9-6.

Мощности зарядных выпрямителей большей частью лежат в пределах нескольких десятков киловатт, но вместе с тем некоторые зарядные выпрямители имеют мощность до 500 квт. Номинальное выходное напряжение и ток выпрямителей определяются типом аккумуляторных элементов и числом последовательно и параллельно включенных элементов в батарее.

Зарядные выпрямители обычно обеспечивают стабилизацию тока на нескольких ступенях при изменении выходного напряжения от минимального значения до

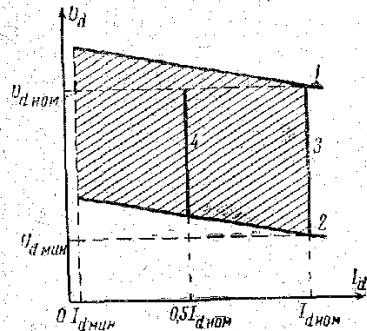


Рис. 9-16. Внешние характеристики стабилизатора тока.

номинального. При этом с переходом на меньшую ступень допускается повышение нижнего предела выходного напряжения, который в этом случае определяется внешней характеристикой при максимальном угле (рис. 9-17). Верхний предел напряжения остается таким же, как и при номинальном токе.

Выпрямительные зарядные агрегаты обычно имеют ручной или автоматический переключатель режимов на различные зарядные токи и обеспечивают возможность подрегулировки тока. Для одновременной зарядки двух аккумуляторных батарей с различными режимами зарядки имеются выпрямители с двумя и более выходными каналами. Кроме того, наличие нескольких выходных каналов позволяет расширить путем последовательного или параллельного их соединения диапазоны изменения напряжений и токов ступеней. Ниже приводятся описания зарядных агрегатов разных типов.

На рис. 9-17 представлена блок-схема двухканального зарядного агрегата мощностью 6,5 квт на дросселях насыщения. Каждый из двух каналов агрегата обеспечивает зарядку аккумуляторных батарей тремя ступенями токов — 5, 10 и 15 а, — а схема автоматического регулирования позволяет производить подрегулировку тока на каждой ступени в пределах $\pm 10\%$. Благодаря отпайкам на двух вторичных обмотках силового трансформатора на каждом канале можно стабилизировать ток в двух диапазонах напряжений: 175—225 и 120—185 в. Комбинируя параллельные и последовательные соединения каналов, можно получить много режимов зарядки.

В параллель соединяются каналы, стабилизирующие одинаковые или различные токи, но в одном и том же диапазоне изменения на-

пряжений. Для предотвращения колебаний среднего значения токов каналов в процессе стабилизации, вызванных неидентичностью силовых элементов схемы и динамическими свойствами системы управления, в разомкнутые нули вторичных обмоток включен специальный дроссель Др (рис. 9-18). Неравномерное распределение тока вызывает появление на обмотках реактора напряжения, выравнивающего в итоге эти токи.

Последовательно каналы включаются в том случае, если они работают на одной и той же ступени стабилизируемого тока. Рас-

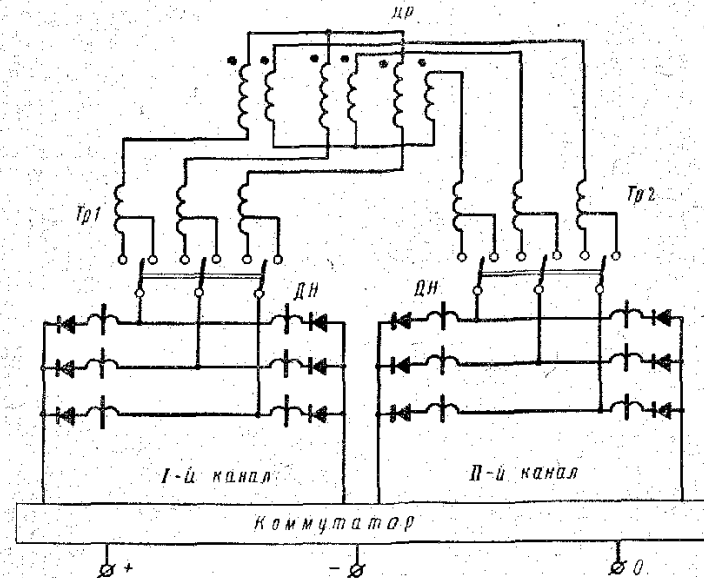


Рис. 9-17. Силовая схема двухканального зарядного агрегата.

пределение напряжения при последовательной работе зависит от хода стабилизированных внешних характеристик.

Переключение каналов и ступеней тока выполняется с помощью переключателей.

На каждой ступени тока обеспечивается стабилизация тока с точностью не менее $\pm 5\%$ при изменении выходного напряжения, напряжения питающей сети и температуры окружающей среды.

Схема автоматической стабилизации тока на каждом канале агрегата показана на рис. 9-18.

Датчиком тока в схеме является магнитный усилитель МУ с дополнительной обмоткой ω_u , через которую пропускается выпрямленный ток I_d . Магнитодвижущая сила этой обмотки F_u сравнивается с опорной м. д. с. $F_{оп}$, созданной током, протекающим через обмотки управления $\omega_{оп}$ магнитного усилителя МУ (рис. 9-19). Разность м. д. с. $F_{оп} - F_u$ определяет ток управления магнитного усилителя и, следовательно, ток управления дросселей насыщения.

Обмотка смещения ДН питается от отдельного источника через сопротивление R_5 , позволяющее установить оптимальный для данного агрегата ток смещения.

Демпферная обмотка ω_d , замкнутая на одну из обмоток магнитного усилителя, предохраняет систему от автоколебаний.

Предположим, что выходной ток по какой-либо причине увеличился. Тогда ввиду того, что $F_{оп} > F_y$, уменьшится ток управле-

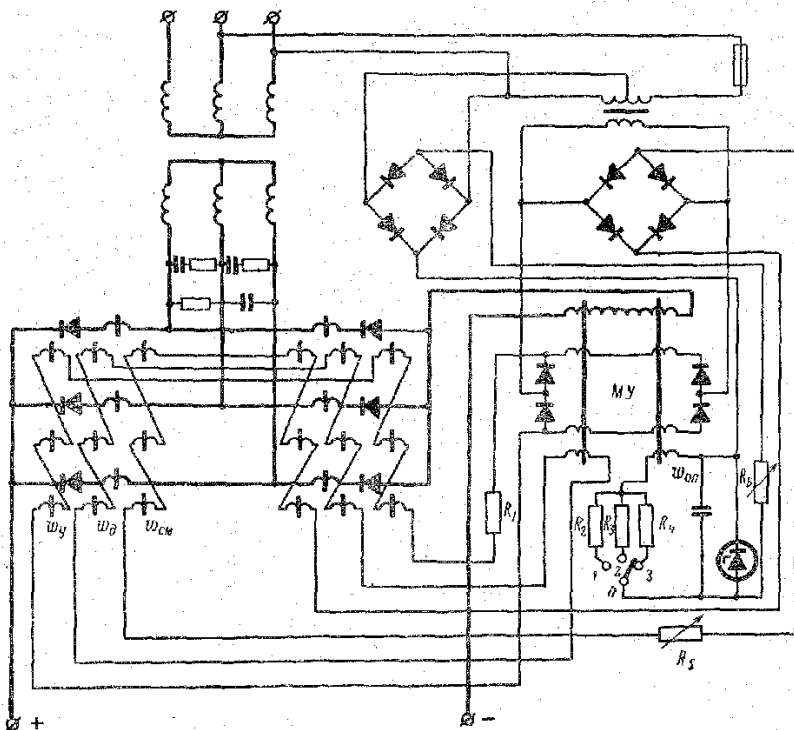


Рис. 9-18. Схема выпрямительного агрегата на дросселях насыщения для зарядки аккумуляторных батарей.

ния МУ. Одновременно выходной ток МУ увеличится и падение напряжения на дросселях насыщения возрастет. В результате этого выходной ток останется в пределах заданного.

Наибольшее значение статической ошибки системы автоматической стабилизации определится величиной тока, необходимой для создания максимальной м. д. с. управления магнитного усилителя $F_{у, макс}$ (рис. 9-19). Сказанное верно, если опорная м. д. с. остается строго неизменной во всех режимах работы агрегата. С этой целью обмотки $\omega_{оп}$ МУ питаются от стабилизированного с помощью стабилизатора источника питания. Изменение опорного тока при изменении температуры окружающей среды (в связи с особенностями характеристик стабилизатора) компенсируется изменением сопротив-

ления меди обмоток управления магнитного усилителя. Дополнительно согласованию этих изменений служат проволочные (типа ПЭВ) резисторы $R_2—R_4$, являющиеся в схеме установочными.

Для увеличения точности стабилизации выходного тока принимаются максимально возможными.

Как уже отмечалось, изменение уставки стабилизируемого тока производится сопротивлениями $R_2—R_4$. Однако ими можно производить подрегулировку тока в пределах каждой дискретной ступени, переключение на которую производится переключателем режимов П. Сопротивления $R_2—R_4$ подобраны так, что каждому из них соответствует определенный опорный, а следовательно, и выходной ток.

Схема автоматической стабилизации получает питание от трансформатора управления. Сопротивление R_6 определяет режим работы стабилизатора, сопротивление R_1 согласовывает выход магнитного усилителя с обмоткой управления ДН.

Предохранитель защищает элементы схемы при коротких замыканиях в цепях системы управления.

Агрегат имеет естественное воздушное охлаждение. Измерительные приборы и сопротивления уставок размещены на передней дверце.

На рис. 9-20 представлена принципиальная электрическая схема зарядного выпрямителя мощностью 150 кват (номинальное выходное напряжение 330 в, номинальный ток 450 в).

Блок выпрямления собран по трехфазной мостовой схеме и содержит по два параллельных и два последовательных вентиля типа ВКД-200-5 в каждом плече. Для деления обратного напряжения вентили зашунтированы резисторами типа ПЭВ-15-3,3К. Параллельно соединенные вентили подключены к шунтирующим сопротивлениям через резисторы связи ПЭВ-15-4,7 ом.

Силовой трансформатор имеет габаритную мощность 200 кват. Дроссели ДН выполнены на витых сердечниках из стали Э330 и включены в анодные цепи. Их глубина регулирования составляет 250 в.

Рассмотрим работу системы автоматического регулирования. В качестве источника опорного напряжения используется магнитный усилитель МУ₂, нагруженный на сопротивление R_1 . Напряжение на сопротивлении R_1 поддерживается неизменным благодаря вспомогательной схеме автоматической стабилизации, исполнительным органом которой является магнитный усилитель МУ₂.

Роль датчика тока ДТ в схеме рис. 9-20 выполняет дроссельный магнитный усилитель. Напряжение на сопротивлении R_2 , пропорциональное входному току, сравнивается с опорным. Разница их прикладывается к обмотке управления магнитного усилите-

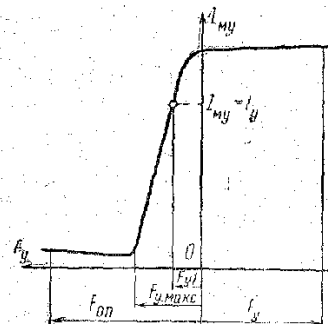


Рис. 9-19. Направление опорных ампер-витков и ампер-витков управления в магнитном усилителе зарядного агрегата.

ля МУ, воздействующего на обмотку управления силовых дросселей насыщения.

Для согласования форм напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2 датчик тока ДТ работает в режиме свободного подмагничивания — сердечники датчика охвачены короткозамкнутой обмоткой (на рис. 9-20 не показана).

Обмотка смещения дросселей насыщения, как и в других схемах, подключена к отдельному источнику через регулируемое сопротивление.

Несъемлемым условием обеспечения высокой точности стабилизации тока является независимость характеристики вход—выход датчика тока от напряжения питающей сети. Примененный в схеме тип датчика тока удовлетворяет этому условию, поскольку его сердечники изготовлены из электротехнической стали Э330 с достаточно высокой магнитной проницаемостью.

В описываемой схеме напряжение на сопротивлении R_1 всегда больше напряжения на сопротивлении R_2 . Если характеристика датчика существенно зависит от напряжения питающей сети, то схема будет работать с отрицательной ошибкой.

Схема обеспечивает высокую ($\pm 2\%$) точность стабилизации трех ступеней тока — 450, 225 и 112 а при изменении напряжения питающей сети на $\pm 5\%$ и выходного напряжения от 190 до 330 в. При стабилизации токов второй и третьей ступеней нижнее значение выходного напряжения повышается со 190 до 210 в.

Большая зона регулирования в данном агрегате позволяет использовать его для регулирования и стабилизации напряжения со сравнительно глубоким диапазоном изменения стабилизируемого напряжения от 220 до 330 в. Схема автоматической стабилизации тока в этом случае дополняется необходимыми для стабилизации напряжения элементами сопротивления обратной связи по напряжению R_3, R_4, R_5 .

Переход из одного вида работы в другой осуществляется с помощью переключателя $ПК_2$, изменение уставки напряжения — сопротивлениями R_4, R_5 , а уставки тока — переключателем $ПК_1$.

Выпрямительный агрегат называется зарядно-силовым и может использоваться для питания электропривода постоянного тока.

Агрегат подключается к сети через автомат АВ типа А3344. Защита вентиля агрегата осуществлена с помощью реле максимального тока РТ типа РЭМ-651 на ток 5 а и теплового ТРТ типа ТРТ-113 на ток 3,5 а, воздействующих на отключающую катушку автомата. Оба реле являются нагрузкой трансформаторов тока, установленных в первичной цепи. Реле включены параллельно, причем до двукратной перегрузки отключение производит тепловое реле, свыше двукратной — реле максимального тока.

Параметры защитных RC-цепочек агрегата следующие: $R = 47 \text{ ом}$, $C = 10 \text{ мкф}$. Сигнальные лампочки сигнализируют о выходе из строя вентиля плеча: при выходе из строя вентиля нарушается равновесие моста, образуемое вентилями и вспомогательными сопротивлениями.

Охлаждение агрегата — воздушное принудительное. Агрегат имеет ветровую защиту и защиту от помех радиоприему (на схеме не показаны).

В настоящее время разработаны и выпускаются зарядные агрегаты на тиристорах мощностью 1 и 2 квт. Агрегаты обеспечивают стабилизацию трех ступеней напряжения от 12 до 40 в.

Схема стабилизатора тока мощностью 1 квт на тиристорах, предназначенного для зарядки аккумуляторных батарей, показана на рис. 9-21 (выпрямительный мост собран на тиристорах ВКУ-20-1 и вентилях ВКД-25-1).

Датчиками тока служат трансформаторы тока, включенные в три фазы вторичной стороны силового трансформатора. Обмотки трансформаторов тока соединены в звезду и подключены к трехфазному мосту. Выпрямленное напряжение прикладывается к сопротивлениям делителя $R_1—R_6$. Конденсатор С сглаживает напряжение на выходе питающего моста.

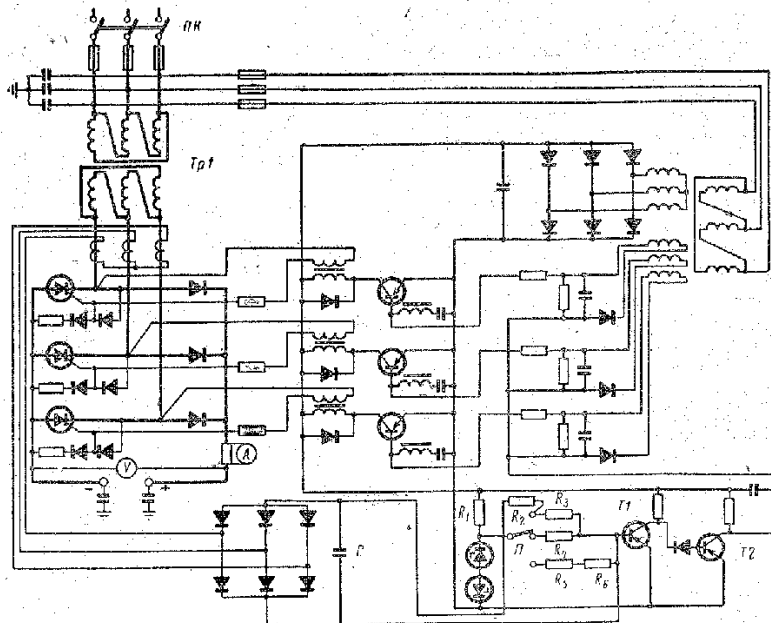


Рис. 9-21. Схема зарядного агрегата на тиристорах.

Двухкаскадный усилитель на транзисторах $T1$ и $T2$ усиливает разницу напряжений: U_R на сопротивлениях, подключенных к выходу датчика (R_2, R_3, R_4, R_5, R_6), и $U_{ст}$ на стабилитронах.

Напряжение на выходе транзистора $T2$ является управляющим для генератора импульсов.

Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы $U_{ст}$ было больше U_R . Если выходной ток агрегата увеличится, возрастет U_R , увеличится ток коллектора транзистора $T2$ при одновременном уменьшении напряжения эмиттер—коллектор этого транзистора. Очевидно, что угол управления α увеличится и выходной ток возвратится к исходному значению с определенной точностью стабилизации.

Переключение величины стабилизируемого тока со ступени на ступень производится с помощью переключателя П.

Схема обеспечивает стабилизацию тока на всех ступенях с точностью $\pm 5\%$ при изменении входного и выходного напряжений и температуры окружающей среды в широком диапазоне.

Защита вентилях в аварийных режимах обеспечивается предохранителями ПК-45.

Заводом «Электровыпрямитель» выпускаются, кроме описанных выше, различные типы выпрямителей со стабилизацией выходного тока, предназначенные для зарядки аккумуляторных батарей. Выпрямительный зарядный агрегат типа ВА3-50-125 на кремниевых вентилях ВКД-50 предназначен для зарядки щелочных аккумуляторных батарей типа 24ТЖН-500 и 27ТЖН-300, устанавливаемых на электропогрузчиках, а также для зарядки аккумуляторных батарей типа 28ТЖН-250, устанавливаемой на электрокарах. Агрегат обеспечивает стабилизацию выпрямленного тока, изменяющегося от 60 до 125 *a*. Диапазон изменения выпрямленного напряжения 30—55 *v*. В качестве регулирующего органа применены дроссели насыщения с внутренней обратной связью.

Выпрямительный агрегат ВА3-230-70 (номинальное напряжение 230 *v*, номинальный ток 70 *a*) предназначен для работы в режиме постоянного подзаряда аккумуляторных батарей. Агрегат обеспечивает стабилизацию выпрямленного напряжения при изменении нагрузки и напряжения питающей сети с точностью $\pm 2\%$, а также регулировку величины выпрямленного напряжения в пределах 220—235 *v*.

Таллинский завод ртутных выпрямителей выпускает зарядный агрегат ЗАК-3 на тиристорах типа ВКДУ-150 и вентилях ВКД-200, собранных по несимметричной схеме выпрямления. Величина тока, стабилизируемого с точностью $\pm 5\%$, регулируется в пределах от 45 до 130 *a*. Максимальное выпрямленное напряжение 120 *v*, минимальное 30 *v*. Агрегат имеет воздушное принудительное охлаждение.

9-4. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОСВАРКИ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

На базе кремниевых полупроводниковых вентилях в настоящее время созданы надежные малогабаритные выпрямители для электросварки на постоянном токе. Сварочные выпрямители позволяют легко регулировать ток сварки в широком диапазоне, характеризуются небольшой мощностью холостого хода.

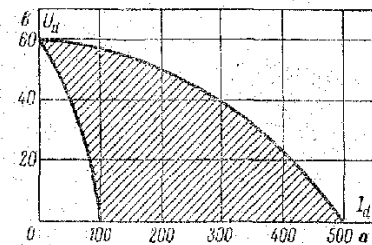


Рис. 9-22. Типовые внешние характеристики сварочных выпрямителей.

В качестве регулирующего органа в сварочных агрегатах могут быть применены как дроссели насыщения, так и тиристоры.

Внешние характеристики сварочного агрегата показаны на рис. 9-22. Видно, что регулирующий орган должен обеспечивать полную глубину регулирования, а система управления — крутопадающие характеристики.

В сварочных агрегатах можно получить изображенные на

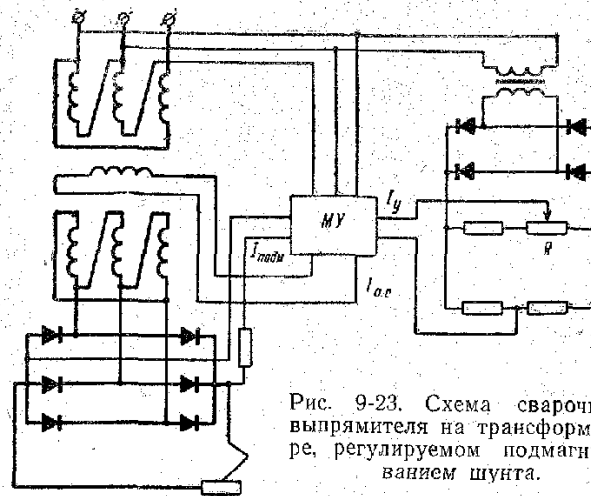


Рис. 9-23. Схема сварочного выпрямителя на трансформаторе, регулируемом подмагничиванием шунта.

рис. 9-24 внешние характеристики, если в качестве силового трансформатора применить трансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта [Л. 86].

На этом принципе работает сварочный выпрямительный агрегат мощностью 25 *kвт*. Схема его изображения на рис. 9-23.

Регулирование тока подмагничивания осуществляется с помощью трехфазного магнитного усилителя МУ. Изменяя ток через обмотку управления магнитного усилителя с помощью сопротивления *R*, можно регулировать сварочный ток в пределах от 80 до 450 *a*. Обратная связь, осуществляемая подключением обмотки смещения магнитного усилителя к выходному напряжению, позволяет регулировать крутизну падающего участка внешней характеристики выпрямителя.

Внешний вид сварочного выпрямителя мощностью 25 *kвт* показан на рис. 9-24.

Трансформатор, регулируемый подмагничиванием шунта, состоит из трех однофазных трансформаторов и расположен в нижней части выпрямителя. Над ним размещен блок вентилях, каждое плечо которого состоит из двух параллельно соединенных вентилях типа ВКД-200. В верхней части агрега-

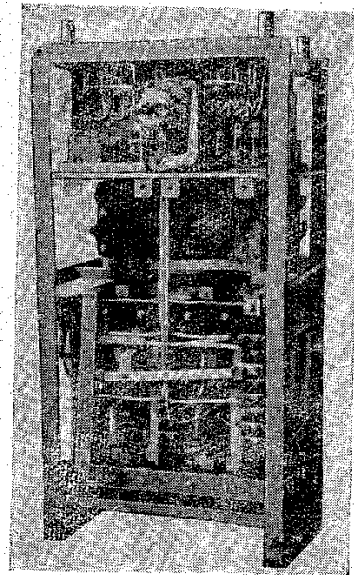


Рис. 9-24. Сварочный выпрямитель мощностью 25 *kвт*.

та расположены панель управления и вентилятор, охлаждающий элементы выпрямителя.

Повышенное реактивное сопротивление обмоток трансформатора, регулируемого подмагничиванием шунта, позволяет не предусматривать специальных средств защиты вентиля при внутренних коротких замыканиях. Вентили системы управления защищены предохранителями.

Сварочный выпрямитель, выполненный по схеме с дросселями насыщения, имеет существенно меньшие вес, габариты и мощность.

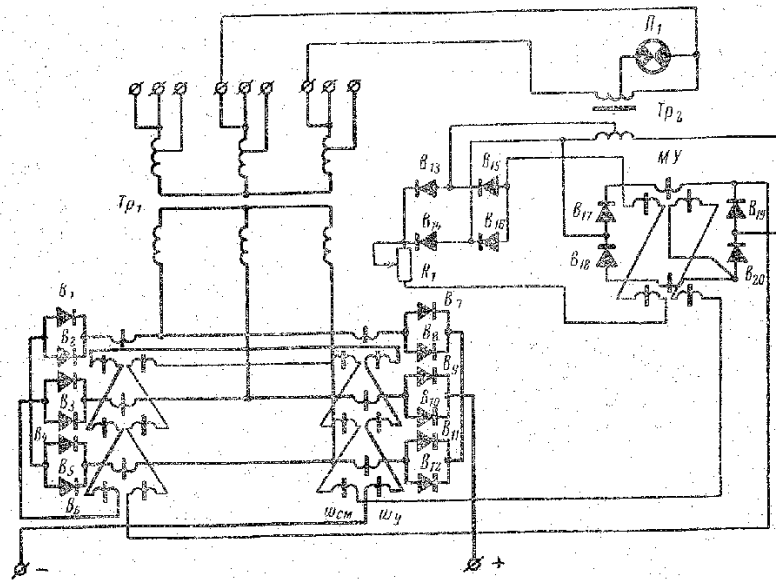


Рис. 9-25. Схема сварочного выпрямителя на дросселях насыщения.

ность управления, чем при применении подмагничиваемых трансформаторов. Однако, в этом случае требуется специальная система управления, обеспечивающая крутопадающие внешние характеристики в рабочей зоне. Обычно эта система представляет собой замкнутую систему автоматической стабилизации тока с невысокой точностью стабилизации $-10\% +15\%$.

Применяя анодные дроссели насыщения, можно построить сварочный агрегат с простой схемой регулирования, если пойти на некоторое увеличение мощности управления. Схема такого агрегата представлена на рис. 9-25. Током управления дросселей насыщения является выпрямленный ток, пропущенный через специальную одновитковую обмотку. Пока м. д. с. управления меньше м. д. с. смещения, создаваемой протекающим по другой обмотке дросселей насыщения и выпрямитель имеют на этом участке обычную жесткую внешнюю характеристику. При достижении выпрямленным током определенной величины сравниваемые м. д. с. станут одинако-

выми и далее дроссели будут переходить в ненасыщенное состояние. Это соответствует падающему участку на внешней характеристике агрегата. Когда рабочая точка дросселей насыщения перейдет в область отрицательного насыщения, выходное напряжение станет минимальным (единицы вольт), так как дроссели рассчитаны на полную глубину регулирования. На всем протяжении участка внешней характеристики м. д. с. управления равна м. д. с. смещения с точностью до величины $2H_s I = \Delta I_a$. Здесь H_s — напряженность насыщения, I — средняя линия магнитопровода дросселей насыщения. Таким образом, изменяя ток смещения, можно изменять и величину тока сварки.

В качестве сварочных выпрямителей в случае необходимости могут использоваться мощные стабилизаторы тока. Если диапазон изменения напряжений, в котором соблюдается стабилизация тока, не соответствует величинам напряжений, необходимым для сварки, используются отпайки на вторичной стороне силового трансформатора.

В режиме сварки могут использоваться также агрегаты, предназначенные для питания электропривода. Установив необходимый уровень выходного напряжения и тока «отсечки» и подключив балластную нагрузку, можно производить сварку различными токами. Естественно, схемы агрегатов должны быть специально для этого приспособлены.

9-5. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ АГРЕГАТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

В последние годы в нашей стране и за рубежом в качестве мощных источников энергии постоянного тока для электролиза цветных металлов, хлора, хлорпродуктов и т. д. применяются полупроводниковые преобразовательные устройства. Опыт эксплуатации первых таких установок показал их серьезные преимущества по сравнению с двигатель-генераторами, контактными и ртутными выпрямителями, ранее применявшимися в электрохимии и электрометаллургии.

Электролитическое получение цветных металлов, химическая промышленность, гальваническое производство являются наиболее энергоемкими потребителями энергии постоянного тока. Коэффициент полезного действия полупроводниковых агрегатов на 3—8% выше к. п. д. других источников, поэтому их внедрение приводит к существенной экономии электроэнергии [Л. 87].

Автоматическое поддержание заданного технологического процесса не только облегчает труд обслуживающего персонала и снижает расходы на его содержание, но и позволяет поднять производительность и качество продукции, снизить расход электроэнергии на тонну производства цветных металлов. Например, при электролизе меди уменьшение тока ведет к уменьшению выхода катодной меди, а необоснованное увеличение тока приводит к снижению качества. Полупроводниковые преобразовательные агрегаты позволяют автоматически поддерживать заданную величину выпрямленного тока или изменять его величину по заданной программе, обеспечивая наиболее рациональное использование технологического оборудования.

Полупроводниковые выпрямители имеют меньший вес и габариты по сравнению с машинными и ртутными преобразователями — это уменьшает первоначальные капиталовложения.

В настоящее время на предприятиях нашей страны работают несколько образцов мощных полупроводниковых агрегатов. Полупроводниковый преобразовательный агрегат ВАКЭЛ-3900-300 для электролиза меди с 1962 г. работает на Горнометаллургическом комбинате. Агрегат имеет следующие характеристики: выпрямленный ток 13 000 а, выпрямленное напряжение 300 в, к. п. д. 96%, коэффициент

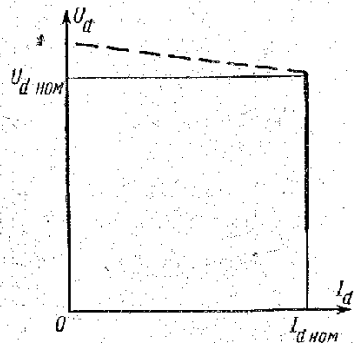


Рис. 9-26.

мощности 0,9. Заводом «Электровыпрямитель» освоен выпуск преобразователей этого типа. Преобразовательный агрегат ВАКЭЛ-10 625—425 для электролиза алюминия внедрен на Богословском алюминиевом заводе в 1963 г. В настоящее время работает серия таких агрегатов в количестве восьми преобразователей на общую нагрузку. Основные данные этих агрегатов: выпрямленный ток 25 000 а, выпрямленное напряжение 425 в, к. п. д. 97%, коэффициент мощности 0,9. Разработан также ряд других агрегатов.

Внешняя характеристика выпрямительного агрегата, предназначенного для питания электролизеров, показана на рис. 9-26. (Пунктиром изображена нерабочая часть характеристик.) В настоящее время предложена следующая шкала номинальных токов: 6,25; 12,5; 25; 50; 75; 100; 150 ка. При этом обеспечение токов свыше 25 ка предполагается производить включением преобразователей на параллельную работу.

Номинальное выпрямленное напряжение в зависимости от типа агрегата может принимать следующие значения: 75; 150; 300; 450; 600; 850 в.

Электролизные выпрямители характеризуются большой глубиной регулирования. Так, для электролиза магния диапазон изменения напряжения должен составлять 40—450 в, алюминия 60—450 в или 60—850 в, натрия 85—450 в.

Понижение выходного напряжения необходимо на время пуска электролизных ванн. В этом режиме производится поочередное включение ванн с небольшим падением напряжения на каждой из них. Регулирование напряжения в режиме пуска — ручное, с местного пульта управления.

Плавность регулирования выходного напряжения является общим требованием для всех видов выпрямителей, питающих электролизные ванны. Это требование вытекает из необходимости обеспечения в режиме нормальной эксплуатации автоматической стабилизации выходного тока в диапазоне изменения напряжения от $0,6 U_{d \text{ ном}}$ до $U_{d \text{ ном}}$. В агрегатах для электролиза меди диапазон изменения напряжения больше — от $0,33 U_{d \text{ ном}}$ до $U_{d \text{ ном}}$.

Большая глубина регулирования позволяет поддерживать неизменный ток электролиза при отключении по той или иной причине одной или нескольких ванн: при специфических явлениях электро-

лизного процесса (появление всплеск на ваннных), при колебаниях напряжения питающей сети.

Для обеспечения необходимой зоны регулирования применяются следующие основные способы:

а) ступенчатое регулирование напряжения переключением отпаек на первичной стороне силового трансформатора без отключения нагрузки;

б) комбинированное (плавное) регулирование — переключение отпаек на первичной стороне силового трансформатора с одновременным регулированием с помощью дросселей насыщения в пределах каждой ступени. Эти методы регулирования нашли широкое применение в нашей стране и за рубежом. Регулирование выходного напряжения во всем диапазоне только с помощью дросселей насыщения не применяется, так как является неэкономичным в связи с понижением коэффициента мощности и большой габаритной мощностью дросселей.

Регулирование напряжения по первому способу (ступенчатое регулирование) производится с помощью переключателей, выполняющих переключение под нагрузкой отпаек первичной обмотки силового трансформатора. В связи с тем, что выпрямители для электролиза цветных металлов должны обеспечивать стабилизацию тока с высокой точностью ($\Delta I_d \approx 1\%$), число ступеней при переключении должно быть большим, а величина изменения выходного напряжения при переходе на очередную ступень не должна превышать

$$\Delta U_{d\%} = \Delta I_{d\%} \left(1 - \frac{E_{\%}}{100} \right),$$

где E — противо-э. д. с. электролиза.

Швейцарская фирма Броун-Бовери в электролизных агрегатах применяет ступенчатое регулирование с изменением выходного напряжения от 19 до 100% от номинального. Достигается это тем, что три переключателя одного и того же силового трансформатора производят переключения по фазам последовательно один за другим. Это приводит к увеличению количества ступеней, которое достигает 96.

Фирма Альстом (Франция) применяет переключатели, позволяющие реализовать 61 ступень регулируемого трансформатора.

В отечественных установках применены переключатели типа РНТ-13, имеющие 17 ступеней и позволяющие без ревизии произвести 40 тыс. переключений. В последнее время разработано переключающее устройство РНВ-2, имеющее 19 ступеней и дающее 75—150 тыс. переключений. Эти переключатели применяются в установках мощностью до 75 Мвт.

Схема ступенчатого регулирования приведена на рис. 9-27. Два подвижных контакта ПК могут находиться на одном неподвижном контакте НК или на двух рядом стоящих неподвижных контактах. Этим достигается 17 ступеней при 9 ответвлениях от первичной обмотки (для переключателя РНТ-13).

Регулирование напряжения переключением отпаек дает возможность сохранить на всех ступенях наиболее высокий коэффициент мощности. Такой вид регулирования прост и экономичен, однако ему присущи и серьезные недостатки — инерционность регулирования, наличие подвижных изнашивающихся частей, сокращение срока службы переключателей в связи с большим числом переключений.

Широкое применение в нашей стране и за рубежом получил комбинированный метод регулирования напряжения — с помощью трансформатора и дросселей насыщения, включенных в плечи выпрямительного моста. Дроссели насыщения предназначены в этом случае для плавного регулирования выходного напряжения в пределах каждой ступени. Зона регулирования при комбинированном управлении показана на рис. 9-28. Из рисунка видно, что глубина регулирования дросселями насыщения, составляющая обычно 10—20 в, несколько превышает напряжение одной ступени с обеспечением перекрытия между ступенями.

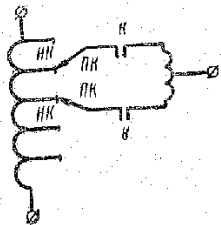


Рис. 9-27. Схема ступенчатого регулирования напряжения.

Данный способ регулирования достаточно экономичен, позволяет быстро и плавно изменять выходное напряжение в широких пределах, высоконадежен, характерен сравнительно простыми схемами управления.

При дроссельном регулировании коэффициент мощности ниже по сравнению с его значением при ступенчатом регулировании — он колеблется в пределах 0,92—0,85. Однако повышается срок службы переключателей в связи с уменьшением числа переключений в процессе стабилизации тока.

В настоящее время рассматриваются пути использования тиристоров в электролизных агрегатах. Большой эффект может дать применение тиристоров для переключения отпаек на первичной стороне силового трансформатора с одновременным плавным регулированием в пределах ступени (рис. 9-29, а). В этом случае тиристоры играют роль бесконтактных контакторов и одновременно регуляторов напряжения. Регулирование напряжения основано на переключении в течение полупериода с помощью встречно-параллельных тиристоров двух близлежащих отпаек силового трансформатора. Такой способ регулирования поясняется рисунком 9-29, б (результатирующее напряжение U_p показано жирной линией).

Описанный метод не требует большого количества тиристоров — тиристорные блоки не должны иметь большого числа параллельно и последовательно соединенных тиристоров. Схема экономична, позволяет повысить срок службы электролизной установки.

Для питания электролизеров выпрямители выполняются по трехфазной мостовой или шестифазной схеме с уравнительным реактором. Тип схемы определяется величиной выпрямленного напряжения: при выходном напряжении 150 в и ниже целесообразнее применять шестифазную схему с уравнительным реактором. При более высоких напряжениях экономичнее трехфазная мостовая схема, с применением которой, как показывают расчеты для $U_d=300$ в, стоимость трансформатора снижается на 16%, потери в выпрямителе на 12,5%, а коэффициент мощности повышается на 0,01—0,05.

В связи с большими мощностями электролизных установок вопросом первостепенной важности является максимальное снижение величин высших гармоник, входящих в кривые первичного тока. В этом отношении наилучшим способом является переход с шестифазного на двенадцатифазное выпрямление. Для мостовой схемы двенадцатифазный режим обеспечивается применением трехобмоточного трансформатора. При этом первичная обмотка соединяется

в звезду или треугольник, а вторичные — одна в звезду, другая — в треугольник.

Расчеты показывают, что стоимость трехобмоточного трансформатора возрастает примерно на 25%, а коэффициент мощности увеличивается на 4%. Даже при сравнительно небольшой мощности электролизной установки в 1000 квт дополнительные затраты окупятся примерно за 3000 ч.

Как правило, для питания электролизеров создаются мощные преобразовательные подстанции из нескольких параллельно работающих агрегатов. В этом случае при меньших затратах можно обеспечить не только эквивалентный двенадцатифазный режим, но и двадцатичетырехфазный.

В связи с использованием эквивалентного двенадцатифазного режима в выпрямительных агрегатах предусмотрена параллельная работа выпрямительных мостов, которые подключены к двум вторичным обмоткам силового трансформатора. Ввиду того что вторичные обмотки включены в звезду и треугольник, распределение нагрузки между мостами будет заведомо неравно-

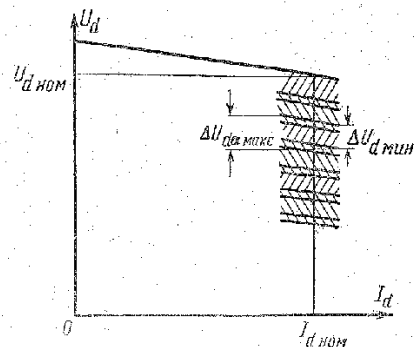


Рис. 9-28. Зона регулирования при комбинированном управлении.

мерным из-за неравенства коэффициента трансформации обмоток. Для компенсации этого разбаланса применяются дроссели, индуктивность которых изменяется регулированием воздушного зазора либо изменением числа сердечников в общем магнитопроводе.

При параллельной работе выпрямителей нормальное распределение токов обеспечивается благодаря системе стабилизации тока каждого выпрямителя.

В плечах выпрямительных мостов электролизных агрегатов содержится большое число параллельно соединенных вентиляй. Распределение токов в пределах нормы обеспечивается либо с помощью индуктивных делителей, либо подбором вентиляй. Индуктивные делители тока увеличивают габариты и стоимость силовых выпрямительных шкафов, поэтому их стремятся исключить из схемы. Вентиля с разбросом по классификационным прямым падениям в пределах 0,92 включаются в параллель без выравнивающих устройств; распределение токов при этом лежит в пределах $\pm 15\%$.

При выборе числа параллельно соединенных вентиляй учитываются коэффициенты, характеризующие неравномерность распределения тока между параллельно соединенными вентилями, мостами и агрегатами. Первый из них обычно равен 0,9, второй и третий — 0,95. На величину этих коэффициентов снижается допустимая нагрузка на вентиль. Число параллельно соединенных вентиляй типа ВКД-200 в плече схемы выпрямления на ток 6500 а достигает 20 шт., а вентиляй ВКДВ-350 — 12 шт.

Агрегаты с выходным напряжением 450 в и ниже не содержат последовательно соединенных вентиляй. Агрегаты на более высокое

напряжение имеют два последовательно соединенных вентиля. Равномерное деление напряжения обеспечивается либо шунтированием вентилей активными сопротивлениями, либо с помощью вспомогательного трансформатора [Л. 87] рис. 9-30. Второй способ характеризуется меньшими потерями.

Защита выпрямителей для электролиза цветных металлов в аварийных режимах осуществляется быстродействующими автоматическими выключателями, установленными на входе и выходе агрегата. При пробое вентиля защитным средством служат быстродействующие предохранители, включенные в плечи выпрямителя последовательно с каждым вентиляем.

В связи с большим числом вентилей в выпрямительных мостах важное место придается вопросу создания простых и надежных

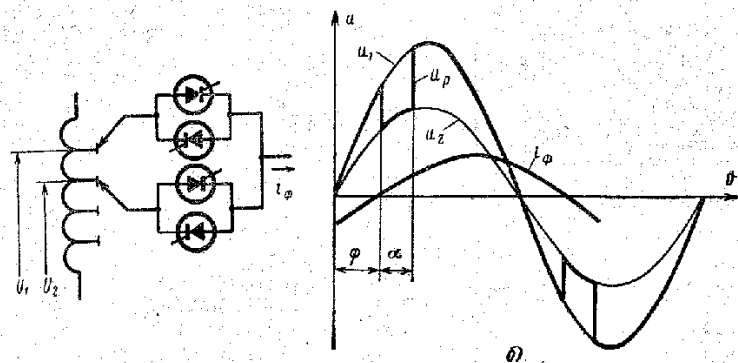


Рис. 9-29. Регулирование выходного напряжения мощных выпрямителей с помощью тиристоров.

схем сигнализации о выходе отдельных вентилей из строя. Рассмотрим несколько видов схем сигнализации, примененных в уже разработанных агрегатах. Все схемы основаны на том, что вентиль в преобладающем большинстве случаев выходит из строя без разрыва цепи.

В агрегате для электролиза меди на 13 ка, 300 в и в агрегате для электролиза алюминия на 25 ка, 425 в, разработанных в МНИЭИ, применена схема с поляризованным реле. В этом случае на каждый полумост устанавливается отдельная схема (рис. 9-31,а). При перегорании предохранителя P обратное напряжение через сопротивление R_2 и диод B_2 прикладывается к поляризованному реле P . Схема трудна в настройке и указывает только полумост, в котором сгорел предохранитель.

В агрегате, предназначенном для питания электролизера линии получения медной ленты и матричного предела на 12,5 ква, 75 в, также разработанного в МНИЭИ, применена схема с дополнительными предохранителями, имеющими блинкерные блок-контакты и включенными параллельно быстродействующим предохранителям.

В агрегатах для электролиза алюминия и цинка на 25 ка, 850 в применена схема с вспомогательным трансформатором (рис. 9-31,б). При выходе из строя вентиля две фазы трансформатора оказываются

замкнутыми накоротко, что приводит к сгоранию предохранителя и срабатыванию реле.

Французская фирма Шнейдер — Вестингауз для сигнализации о пробое вентиля использует применяемые для защиты вентилей быстродействующие предохранители с блинкерами. При перегорании предохранителя блинкер падает и выдвигает штифт, который воздействует на микропереключатель, подающий сигнал в схему сигнализации сгорания предохранителя.

Чехословацкий завод ЧКД — Прага в агрегате для электролиза алюминия на 25 ка, 425 в использует для сигнализации быстродействующие предохранители с блок-контактами.

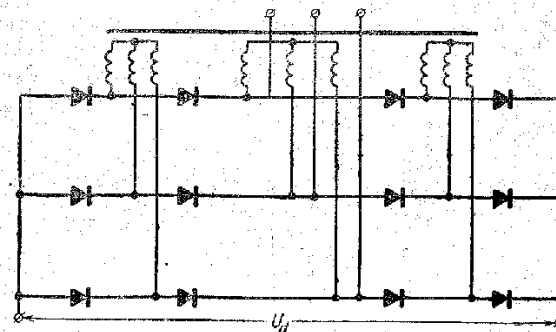


Рис. 9-30. Схема включения делительного трансформатора.

В комплект электролизного выпрямителя входят силовой трансформатор, дроссели насыщения, выпрямительные шкафы (с системой охлаждения, защиты, сигнализации и измерения), коммутационная аппаратура, система автоматического регулирования.

В последние годы наметилась тенденция при разработке электролизных устройств выполнять совмещенные трансформаторно-выпрямительные блоки. Расположение трансформатора и вентилей в одном блоке сокращает стоимость агрегата, строительных зданий, сокращает сроки монтажа [Л. 87, 91, 92 и 94].

Отсутствие оцинковки со стороны низкого напряжения улучшает к. п. д. и коэффициент мощности установки. По данным [Л. 94], минимально возможная длина оцинковки в агрегате при отдельной конструкции трансформатора и выпрямителя принимается равной 4 м. Потери в этой оцинковке при токе агрегата 20 ка и напряжении 200 в составили бы 8—9 кВт. Таким образом, только из-за отсутствия потерь в оцинковке между трансформатором и выпрямителем к. п. д. повышается на 0,2%, что при непрерывной работе установки обеспечивает ежегодно экономию электроэнергии 70 Мвт·ч. По тем же данным, отсутствие оцинковки увеличивает коэффициент мощности агрегата на 0,018.

Первые образцы преобразовательных устройств для электролиза цветных металлов имели принудительное воздушное охлаждение (силовые шкафы на 6 000 а, 150 в фирмы Шнейдер — Вестингауз, на 6 000 а, 500 в фирмы Броун-Бовери) [Л. 91 и 92]. В настоящее время в большинстве случаев применяют водяное охлаж-

денные вентиляей. Это вызвано желанием устранить недостатки, свойственные воздушному охлаждению: большое число вентиляей, увеличенный объем, занимаемый радиаторами, шум, снижение надежности. Водяное охлаждение позволяет почти в 2 раза уменьшить число вентиляей силовых шкафов, дает возможность применить компактные групповые охладители.

Ряд зарубежных фирм применяет другие виды жидкостного охлаждения — например, погруженные в трансформаторное масло ребра групповых охладителей вентиляей.

В настоящее время имеются проработанные устройства для применения к мощным преобразовательным устройствам (гл. 10).

В комплект агрегата входят:

- а) силовой трехфазный пятномоточный трансформатор мощностью 12 430 *кв*а при входном напряжении 10,5 *кв* с регулируемым напряжением под нагрузкой;
- б) 24 дросселя насыщения, служащие для плавного регулирования напряжения в пределах 17 *в*;
- в) четыре силовых выпрямительных шкафа;
- г) шкаф устройств автоматики, служащий для управления механизмами переключения напряжения и поддержания постоянства выпрямленного тока при изменении нагрузки и колебаниях напряжения питающей сети; точность автоматической стабилизации выпрямленного тока составляет $\pm 2\%$;
- д) коммутационная и защитная аппаратура. Выпрямительные мосты собраны по трехфазной мостовой схеме и подключены к четырем вторичным обмоткам силового трансформатора. Каждое плечо схемы выпрямления состоит из двух последовательных и шестнадцати параллельных вентиляей типа ВКД-200-4. Таким образом, в одном силовом шкафу имеется 192 вентиляей, а всего в установке 768. Охлаждение агрегата воздушное принудительное. Габа-

риты преобразователя: ширина 1 240, глубина 2 100, высота 2 200 *мм*, вес 1 500 *кг*.

Кроме описанных выше агрегатов ВАКЭЛ для электролиза, завод «Электровыпрямитель» освоил выпуск агрегатов типа ВАКП-1 625-65 для питания дуговых металлургических печей. Эти агрегаты имеют выпрямленное напряжение 65 *в* и выпрямленный ток 25 000 *а*.

К группе мощных электролизных агрегатов относятся агрегаты типов ВАК-25000/450, ВАК-12500/450, ВАК-12500/300, ВАК-12500/150 и др., изготавливаемые Запорожским электроаппаратным заводом [Л. 95].

9-6. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ВАНН

Для питания постоянным током электролитических ванн гальванических цехов завод «Электровыпрямитель» выпускает ряд выпрямителей.

Агрегат ВАКГ-12/6-600 мощностью 7,2 *квт* выполнен на дросселях насыщения с внутренней обратной связью, позволяющих регулировать выходное напряжение в пределах двух ступеней — 12—9 и 6—3 *в*. В пределах этих ступеней плотность тока автоматически поддерживается с заданной точностью при изменении тока от 150 до 600 *а*. Агрегат предназначен для питания от трехфазной сети переменного тока напряжением 380 *в* и частотой 50 *гц*. При работе на первой ступени при напряжении 12 *в* и токе 600 *а* к. п. д. и коэффициент мощности соответственно равны 70% и 0,65, а при работе на второй при напряжении 6 *в* и токе 600 *а* они составляют 62% и 0,72.

Габариты агрегата следующие: высота 1 700, ширина 900, глубина 470 *мм*, вес 300 *кг*.

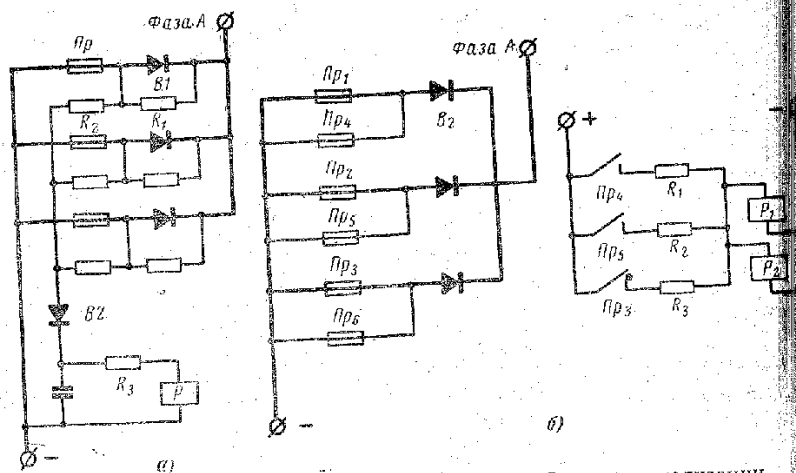
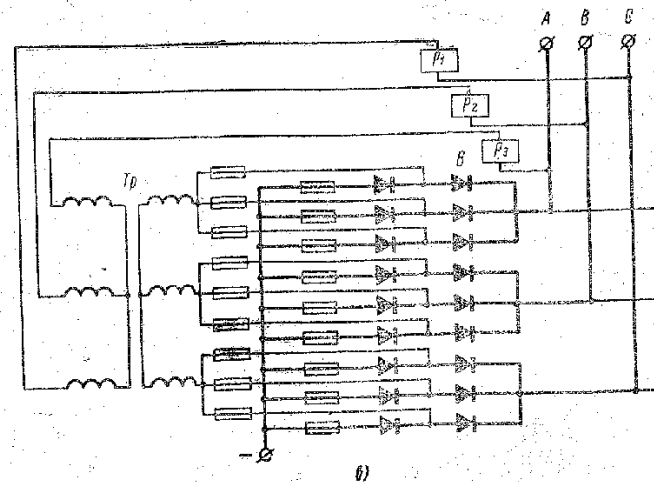


Рис. 9-31. Схемы сигнализации
P₁ — сигнальное реле;



о выходе из строя вентиляей.
P₂ — защитное реле.

Выпущена партия выпрямителей для гальваники и на большие мощности: ВАКГ-12/6-1500 и ВАКГ-12/6-3000. Диапазон изменения напряжений у этих агрегатов такой же, как и у агрегата ВАКГ-12/6-600, а номинальные токи составляют соответственно 1500 и 3000 а. Сравнение описанных выпрямителей с агрегатами других типов дано в табл. 9-1.

Таблица 9-1

Параметры	Агрегат ВАКГ-12/600 на кремниевых вентилях	Агрегат ВСМР-1200-6 на селеновых вентилях	Электромашиный агрегат КИД-1000/500
Напряжение питающей сети, в	350	220/350	220/350
Выпрямленное напряжение, в	12 или 6	1 ⁰ или 6	12 или 6
Выпрямленный ток, а	600	600 или 1200	500 или 1000
К. п. д., %	70	65	67,5

Одним из эффективнейших способов интенсификации гальванических процессов с одновременным улучшением качества металлопокрытия является автоматическое реверсирование тока при электролизе. В настоящее время реверсирование тока наряду с подогревом электролита успешно применяется при меднении, цинковании, серебрении, лужении, в некоторых случаях никелировании. Благодаря реверсированию и подогреву скорость протекания процесса увеличивается в 5—10 раз [Л. 96].

В настоящее время применяются два способа реверсирования: прямое изменение с помощью силовых контакторов полярности в цепи питания ванны и косвенное изменение полярности тока в цепи возбуждения генератора постоянного тока. Однако ни один из этих способов не позволяет в полную меру использовать возможности реверсирования ввиду недолговечности и инерционности.

Новые перспективы в этой области открываются в связи с применением в выпрямителях тиристоров. На их базе можно создать надежные, быстродействующие, бесшумные реверсивные выпрямители.

На рис. 9-32,а показана идеализированная диаграмма тока переменной полярности, характеризуемая величиной и длительностью прямого тока ($I_{пр}$, $T_{пр}$) и величиной и длительностью тока обратного направления ($I_{обр}$, $T_{обр}$). Сумма продолжительностей $T_{пр} + T_{обр}$ равна периоду T общего тока переменной полярности. Величина периода T лежит в пределах 1—50 сек, а отношение $T_{пр}/T_{обр}$ — в пределах 2—20 сек.

На рис. 9-32,б приведена диаграмма реверсированного тока, учитывающая время спадания и нарастания тока до максимальной величины, некоторый перерыв во включении тока обратного направления после спадания прямого тока. Длительность этих интервалов зависит от конкретной схемы выпрямителя.

Величина выпрямленного тока обычно находится в пределах 300—1500 а, однако может принимать и меньшие значения (до

100 а), а также достигать нескольких тысяч ампер (до 5000 а).

Выпрямители для гальванических процессов с реверсированием тока могут выполняться с регулированием напряжения в широком диапазоне: 18—9 в, 12—6 в, 9—4,5 в. Для некоторых процессов напряжение должно составлять 48 а.

Стабилизация напряжения является одним из применяемых способов регулирования и позволяет получить необходимый для гальванического процесса ток при различных поверхностях покрываемых изделий.

Малые входные напряжения при больших токах определяют вид силовой схемы выпрямления, наиболее пригодной для этого случая, является схема с Уравнительным реактором.

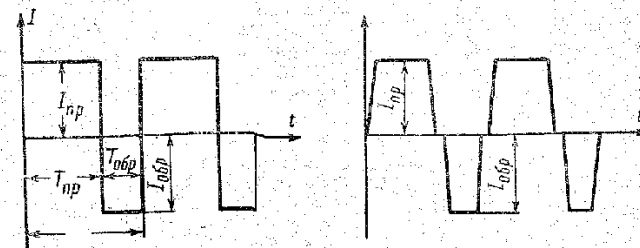


Рис. 9-32. Диаграммы реверсированного тока.
а — идеализированные; б — реальные.

При этом как видно из рис. 9-33, реверсирование можно осуществлять двумя путями: либо встречно-параллельным включением тиристоров (рис. 9-33,а), либо встречным включением схем выпрямления (рис. 9-33,б).

В первом случае силовой трансформатор трехобмоточный, и вторичные обмотки его рассчитываются по выходному току без учета реверсирования. Во втором случае трансформатор пятиобмоточный, и вторичные обмотки рассчитываются соответственно на среднеквадратичные значения тока прямого и обратного направления. В этом смысле мощность вторичных обмоток во втором случае в

$$\left(\sqrt{\frac{T_{пр}}{T}} + \sqrt{\frac{T_{обр}}{T}} \right) \text{ раз больше, чем мощность}$$

вторичных обмоток в варианте со встречно-параллельным включением тиристоров.

Фактическое увеличение мощности будет еще больше, так как по обмоткам протекает полный рабочий ток, и для уменьшения наклона внешней характеристики сечение вторичных обмоток следует выбирать не столько из среднеквадратичного тока, сколько из соображений уменьшения внутреннего падения напряжения в трансформаторе. Таким образом, во втором случае мощность вторичных обмоток может возрасти почти вдвое. Поэтому в разрабатываемых агрегатах применяется схема рис. 9-33,а.

Встречно-параллельно включенные тиристоры образуют два выпрямителя. Каждый из них имеет свою систему управления тиристорами, которая должна обеспечить необходимую глубину регулирования (практически стопроцентную) и должна позволять сни-

мать импульсы управления с тиристоров для отключения при реверсировании ранее работающего выпрямителя: отключение выпрямителей снятием импульсов с тиристоров дает необходимое быстрое действие, обеспечивает простоту и надежность схемных решений.

В системах управления реверсивными выпрямителями для гальванических ванн особое внимание должно быть уделено предотвращению ложных включений переработавших тиристоров, так как включение одного из них будет означать междуфазное короткое замыкание.

Включение того или иного выпрямителя, или, другими словами, подача прямого или обратного тока на ванну, производится воз-

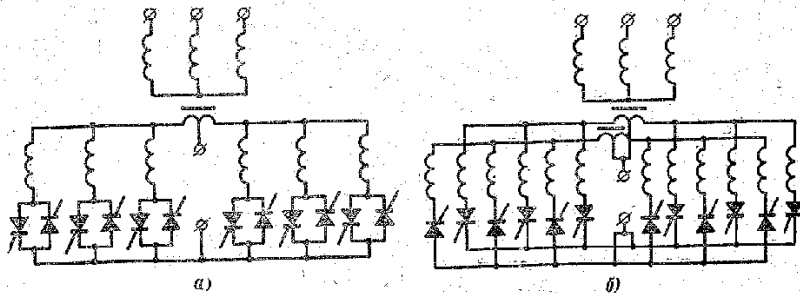


Рис. 9-33. Силовые схемы выпрямителей для гальванотехники.

действием временного задатчика на схемы управления выпрямителями: сначала снимаются управляющие импульсы с одного выпрямителя, затем, по истечении времени, достаточного для погашения ранее работающих тиристоров, подаются управляющие импульсы на тиристоры вступающего в работу выпрямителя. В качестве временного задатчика используются несимметричные мультивибраторы.

Системы управления тиристорами каждого выпрямителя соединены со схемами автоматической стабилизации выходного напряжения либо со схемами, позволяющими стабилизировать плотность тока электролита и толщину покрытия.

Если не требуется плавного регулирования выходного напряжения, применяются регулирование переключением отпаек либо переключением первичной обмотки со звезды на треугольник, и наоборот. В этом случае упрощается схема управления выпрямителями, так как для отпирания тиристоров, используемых только для реверса, можно применить постоянный ток.

Следует отметить, что выпускаемые в настоящее время тиристоры при загрузке их номинальным током не выдерживают длительной циклической нагрузки в связи с воздействием больших температурных перепадов на конструкцию вентиля. Однако при уменьшении тока вентиля до $0,5-0,6 I_n$ указанный недостаток не ощущается. Можно полагать, что проводимые в настоящее время работы по усовершенствованию тиристоров приведут к снятию этих ограничений.

Первая опытная партия реверсивных выпрямителей для гальванических цехов типа ВАКТР-12/6-300 на напряжение 12 в и ток 300 а проходит промышленные испытания.

9-7. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО И ГОРОДСКОГО ТРАНСПОРТА

Кремниевые выпрямители находят широкое применение как источники питания тяговых двигателей электроподвижного состава переменного тока и как основной вид преобразователей, устанавливаемых на тяговых подстанциях железнодорожного и городского транспорта.

Кремниевые вентили, как известно, работают в широком диапазоне температуры окружающей среды (от -40 до $+125^\circ\text{C}$), в то время как применявшиеся ранее на транспорте интронны нормально работают в очень узком диапазоне температур — от $+28$ до $+50^\circ\text{C}$. Необходимость соблюдения температурного режима интронных требовала создания сложной системы термоавтоматики.

С применением полупроводниковых выпрямителей отпадает потребность в сложных вспомогательных устройствах для зажигания дуги, облегчается обслуживание и ремонт выпрямителей, упрощается их конструкция, возрастает надежность в работе.

Кремниевые выпрямители имеют высокий к. п. д. (около 99,5%), что приводит к серьезной экономии электроэнергии. Кроме того, малые потери в выпрямителях позволяют уменьшить количество охлаждающего воздуха, необходимого для их отвода.

Значительным преимуществом кремниевых выпрямителей, с точки зрения применения на транспорте, являются их малый вес и габариты, возможность автоматизации и внедрение дистанционного управления. Последнее особенно важно в случае установки кремниевых выпрямителей на тяговых подстанциях. Рассмотрим главные особенности применяемых на транспорте выпрямителей.

Выпрямители, питающие тяговые двигатели электроподвижного состава, собираются по однофазной мостовой схеме и подключаются ко вторичной обмотке понижающего трансформатора (рис. 9-34). Для облегчения условий работы тягового двигателя пульсации выпрямленного тока уменьшаются включением последовательно с двигателем сглаживающего дросселя. Одновременно применяется шунтирование обмоток главных полюсов ОПГ активными сопротивлениями, что практически предотвращает протекание по ним переменной составляющей тока.

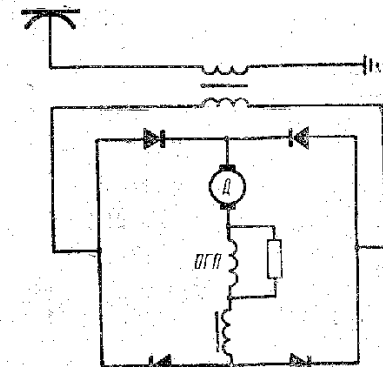


Рис. 9-34. Схема питания тягового двигателя.

Для электропоездов переменного тока типа ЭР-9П Таллинским заводом ртутных выпрямителей серийно выпускается выпрямительная установка УВП-1 на вентилях типа ВКД-200-4. Основные технические данные установки следующие:

Выпрямленное напряжение, <i>в</i>	1 650
Выпрямленный ток (длительный), <i>а</i>	400
Допустимые перегрузки по току, <i>а</i> :	
в течении 1 мин	900
в течении 30 сек.	1 200
Число последовательно включенных вентиля- лей в плече	16
Число параллельно включенных вентиляей	3
Габаритные размеры, мм	2 220×920×898
Вес, кг	750

Установка имеет воздушное принудительное охлаждение и располагается под вагоном.

Регулирование выходного напряжения выпрямителей для электропоездов производится переключением с помощью контакторов секций вторичной обмотки силового трансформатора. Использование дополнительных вентиляей позволяет производить практически бестоковое отключение контакторов при переходе со ступени на ступень благодаря запирающему вентилю, включенного на нижней ступени, при включении более высокой ступени. Принципиальная электрическая схема этого способа регулирования приведена на рис. 9-35. На одной из позиций главного контроллера в течение первого полупериода выпрямляется напряжение секции *аб* вторичной обмотки трансформатора — ток протекает через вентили *В4*, *В2*, *В1*, контакторы *10* и *1*, а в течение второго полупериода включаются контакторы *2*, *13* и выпрямляется напряжение секции через вентили *В6*, *В1*, *В3*. В это время вентиль *В7*, участвовавший на предыдущей позиции главного контроллера в выпрямлении напряжения секции *аб*, оказывается запертым, что позволяет производить бестоковое размыкание контактора *11*. Вентильный переход со ступени на ступень позволяет, таким образом, исключить переходный реактор, обеспечить практически бестоковые отключения контакторов и облегчить условия их работы в связи с отсутствием необходимости коммутировать намагничивающий ток переходного реактора.

Число последовательно соединенных вентиляей в плече определяется классом вентиля, т. е. допустимым для данного вентиля амплитудным значением обратного напряжения, максимальным напряжением вторичной обмотки силового трансформатора и выбранным коэффициентом запаса, принимаемым обычно 2—4 [Л. 98]. Коэффициент запаса учитывает коммутационные перенапряжения, неравномерность их деления на последовательно соединенных вентиляей. Статические обратные напряжения на вентиляях делаются с помощью сопротивлений *R₂*, коммутационные перенапряжения уменьшаются и делаются с помощью последовательного включения сопротивлений *R₁* и конденсаторов *С* (рис. 9-36). Сопротивления *R₂* позволяют использовать одну *RC*-цепочку для всех параллельно соединенных вентиляей.

Необходимое распределение тока в параллельно соединенных цепочках вентиляей обеспечивается либо подбором вентиляей по груп-

пе (прямому падению), либо установкой индуктивных делителей тока. Следует отметить, что последовательное соединение вентиляей улучшает распределение тока в параллельных ветвях.

Защита кремниевых вентиляей от токов короткого замыкания и недопустимых перегрузок осуществляется с помощью быстродействующих разъединителей (*БР₁*, *БР₂* рис. 9-35), установленных

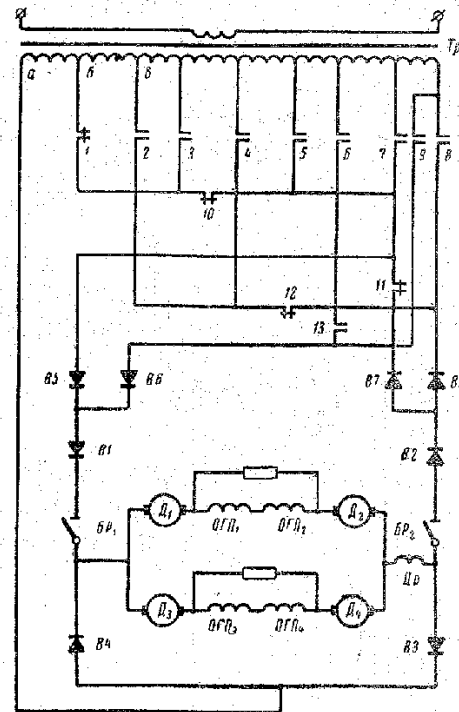


Рис. 9-35. Система вентильного ступенчатого регулирования выходного напряжения.

в анодном и катодном плечах моста и производящих отключение в бестоковый период [Л. 98].

Плечо выпрямительного блока снабжается схемой сигнализации, дающей сигнал о выходе из строя вентиля. Принцип построения простой и наиболее распространенной схемы сигнализации ясен из рис. 9-36. При выходе из строя одного из вентиляей (в преобладающем большинстве случаев это потеря запирающих свойств) равновесие моста, образованного двумя плечами выпрямительного блока с одной стороны и двумя сопротивлениями *R₄* с другой стороны, нарушается, и сигнал, возникающий в диагонали моста, воздействует на последующую часть схемы сигнализации. Резуль-

тирующее воздействие может быть в виде светового или звукового сигналов либо в ответственных случаях идти прямо на отключение всего выпрямителя. Описанный принцип построения схемы сигнализации не указывает сразу вышедшего из строя вентиля, который отыскивается после отключения агрегата испытанием всех вентилях плеча. Принципиально возможно построение более сложных схем сигнализации, непосредственно указывающих номер вышедшего из строя вентиля.

Выпрямители, устанавливаемые на тяговых подстанциях железнодорожного и городского транспорта, собираются по трехфазной мостовой или шестифазной с уравнительным реактором схемам

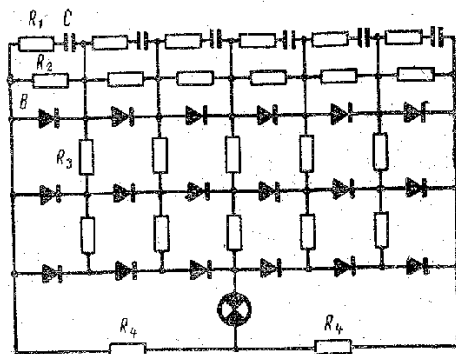


Рис. 9-36. Схема плеча выпрямителя большой мощности.

выпрямления. Выпрямители работают на переменную нагрузку импульсного характера.

Таллинским заводом ртутных выпрямителей выпускается выпрямительная установка типа УВКЭ-1, предназначенная для тяговых подстанций железных дорог. Номинальное напряжение установки 3300 в, номинальный выпрямленный ток 3000 а. Установка собрана по шестифазной схеме с уравнительным реактором и может подсоединяться к трансформаторам УТМРУ-6300/35 (два трансформатора включаются параллельно), ТМРУ-16000/10-1 или ТДРУНГ-20000/110. Конструктивно УВКЭ-1 выполнена в виде шести шкафов с вентилями (в каждом шкафу размещены вентили одной фазы) и шкафа цепочек RC. Каждый из шести шкафов имеет по пять параллельно и 24 последовательно включенных вентиля типа ВКД-200-8; охлаждение шкафов воздушное принудительное. Разработаны и выпускаются установки УВКМ-1 и УВКМ-2 для тяговых подстанций метрополитена (напряжение 825 в, ток 3000 а), УВКП-1 для тяговых подстанций промышленного электрифицированного железнодорожного транспорта (номинальное напряжение 1650 в, номинальный ток 2000 а) и другие.

Чрезвычайно перспективно в выпрямительных устройствах для железнодорожного и городского транспорта применение тиристоров. Тиристоры применяются в качестве силовых контакторов для высоковольтного переключателя ступеней. Такие контакторы реализованы на электровазах серий Е10, Е40 и Е03 в ФРГ [Л. 104].

Ступенчатое регулирование в сочетании с фазовым регулированием тиристоров позволяет более высоко использовать коэффициент сцепления и тяговые свойства локомотива. Такой вид регулирования осуществлен на ряде электровазов и электропоездов [Л. 101].

Тиристоры используются в схеме рис. 9-34, где ими заменяются неуправляемые вентили. Это позволяет обеспечить плавное регулирование напряжения на двигателе и режим рекуперации. Применение тиристоров в выпрямительных устройствах тяговых подстанций позволяет также обеспечить режим рекуперации электрической энергии, что дает существенную экономию электроэнергии и облегчает работу электровазов и электропоездов при рекуперации.

9-8. ВЫПРЯМИТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Замена системы Г—Д системой выпрямитель—двигатель позволяет существенно повысить надежность привода, увеличить степень автоматизации, добиться лучших технико-экономических показателей. Особое значение для электроприводов имеет внедрение в преобразовательной технике тиристоров и регулируемых выпрямителей на их основе [Л. 102—105].

Использование дроссельного регулирования позволило создать выпрямительные агрегаты, нашедшие применение в неревверсивном электроприводе. Такие выпрямители обеспечивают регулирование скорости в широком диапазоне и токоограничение во время пуска двигателя. Внешние характеристики такого типа выпрямителей показаны на рис. 9-37. Видно, что дроссели насыщения для этих выпрямителей должны выбираться на полную глубину регулирования, равную максимальному напряжению холостого хода. Типовая мощность дросселей приближается к мощности силового трансформатора.

Регулирование выходного напряжения, а следовательно и скорости двигателя может быть ступенчатым или плавным. На каждом уровне обеспечивается стабилизация выходного напряжения с заданной точностью. Диапазон изменения нагрузки, где обеспечивается стабилизация, — от 5% I_d ном до I_d ном.

С увеличением нагрузки свыше номинальной выходное напряжение уменьшается, следуя ходу естественной внешней характеристики. При достижении выходным током определенной величины, равной $(1,5—2,5) I_{d \text{ ном}}$, наступает ограничение выходного тока.

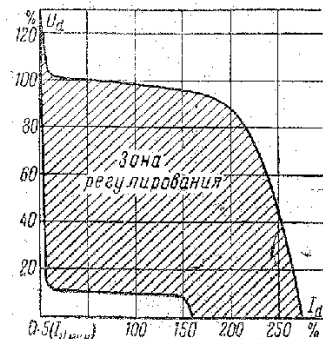


Рис. 9-37. Внешние характеристики выключателя, регулируемого дросселями насыщения привода постоянного тока.

Из принципа регулирования следует, что в режиме малого выходного напряжения (начало пускового режима, небольшая скорость вращения) выходное напряжение и ток выпрямителя будут характеризоваться большим коэффициентом пульсации. Для уменьшения пульсаций в цепи выпрямленного тока устанавливается сглаживающий дроссель, индуктивность которого должна определяться из условий нормальной коммутации на коллекторе и уменьшения дополнительных потерь в обмотке якоря.

Выпрямители для питания электропривода постоянного тока часто имеют дополнительный канал, предназначенный для питания обмотки возбуждения и вспомогательных цепей управления электропривода. Дополнительный канал может быть регулируемым, что позволяет значительно расширить диапазон регулирования скорости двигателя изменением тока возбуждения.

Для питания электродвигателей постоянного тока небольшой мощности применяются также силовые агрегаты (§ 9-2). Они позволяют поддерживать неизменной скорость вращения двигателей при изменении нагрузки; однако в этом случае нет глубокого регулирования скорости. Кроме того, отсутствует токоограничение, поэтому пуск проводится с дополнительными сопротивлениями, причем выпрямитель должен выдерживать возникающие при пуске перегрузки.

Нашли распространение нестабилизированные выпрямители, особенно для питания электродвигателей стартеров. Такие выпрямители надежны, просты, практически не требуют ухода в эксплуатации.

Для питания электродвигателей стартеров промышленностью выпускаются выпрямители с выходным напряжением 27 или 48 в и длительно допустимым током 800—1000 а. На первичной обмотке силового трансформатора имеются отпайки, позволяющие производить подрегулировку выходного напряжения в пределах $\pm 5\%$, -10% . В пусковых режимах выходной ток может в 2—2,5 раза превышать длительно допустимый.

Выпрямительный агрегат ВАСТ-20-800 предназначен для пуска дизелей В-2-300, В-2-400, 1Д6, 1Д12 при помощи электростартеров СТ-700 или СТ-710. Агрегат предназначен для работы в повторно-кратковременном режиме работы.

Схема агрегата исключительно проста — в состав ее входят силовой трансформатор и блок вентилях типа ВКД-200. Защита вентилях в аварийных режимах обеспечивается автоматом АП-25-ЗМТ. Охлаждение агрегата — воздушное естественное.

Внедрение тиристоров позволяет создать полупроводниковые выпрямители, учитывающие все требования привода, в частности, одно из наиболее важных — реверс. Способ реверсирования наряду с видом торможения в значительной степени определяет структуру выпрямителя, или, точнее говоря, в данном случае преобразователя. Возможны следующие варианты реверсирования и торможения: реверс в цепи якоря с рекуперативным торможением; реверс в цепи обмотки возбуждения с рекуперативным торможением; реверс в цепи обмотки возбуждения с динамическим торможением.

Первый вариант осуществляется по схеме рис. 9-38. Направление вращения зависит от того, какой из двух выпрямителей работает. Тиристоры другого в это время заперты, что достигается снятием импульсов управления.

Предположим, в режиме выпрямления работают тиристоры схемы I. При реверсировании управляющие импульсы с этих тиристоров снимаются и подаются на тиристоры схемы II, так что она работает в режиме зависимого инвертора. Таким образом осуществляется режим рекуперативного торможения двигателя. Затем осуществляется переход схемы II в режим выпрямления. В итоге направление вращения двигателя изменится.

Второй способ построения реверсивного электропривода показан на рис. 9-39, причем на рис. 9-40 показан контактный вариант схемы, а на рис. 9-39 бесконтактный. Обмотка возбуждения питается от однофазного двухполупериодного выпрямителя. В первом

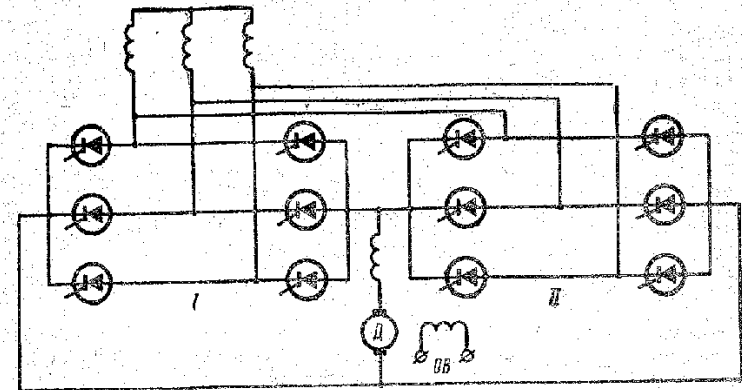


Рис. 9-38. Схема реверса в цепи якоря двигателя.

случае реверсирование тока производится с помощью контактов $K_1—K_4$, при этом направление тока зависит от того, какая из двух пар контактов замкнута. Во втором случае реверсирование тока обеспечивается открытием тиристоров V_1, V_2 или V_3, V_4 .

После реверсирования тока возбуждения трехфазная мостовая схема на тиристорах, работавшая ранее в режиме выпрямления, переводится с помощью системы управления в режим ведомого сеть инвертора, чем обеспечивается рекуперативное торможение двигателя. Затем схема вновь переводится в режим выпрямления, и другое направление тока возбуждения обеспечивает вращение двигателя в противоположном направлении.

Реверсионная схема с динамическим торможением показана на рис. 9-40. Здесь реверс обеспечивается, как и в предыдущем случае, с помощью обмотки возбуждения, а торможение осуществляется на сопротивление R , подключаемое к выходу выпрямителя на время торможения.

Во всех случаях применение тиристоров в схемах преобразования обеспечивает глубокое регулирование скорости и ограничение тока в пусковом режиме.

При регулировании скорости вращения обратная связь в системе автоматического регулирования выполняется с помощью тахогенераторов непосредственно по оборотам двигателя. Последние должны иметь небольшой процент пульсаций в выходном напря-

жении. Поэтому применяются тахогенераторы типа ПТ-22, коэффициент пульсации на выходе у которых примерно равен 0,5% [Л. 105].

Для обеспечения токоограничения в цепи выпрямленного тока устанавливается датчик тока, дающий сигнал об увеличении тока до величины тока «отсечки». Датчики могут быть установлены также в фазах силового трансформатора.

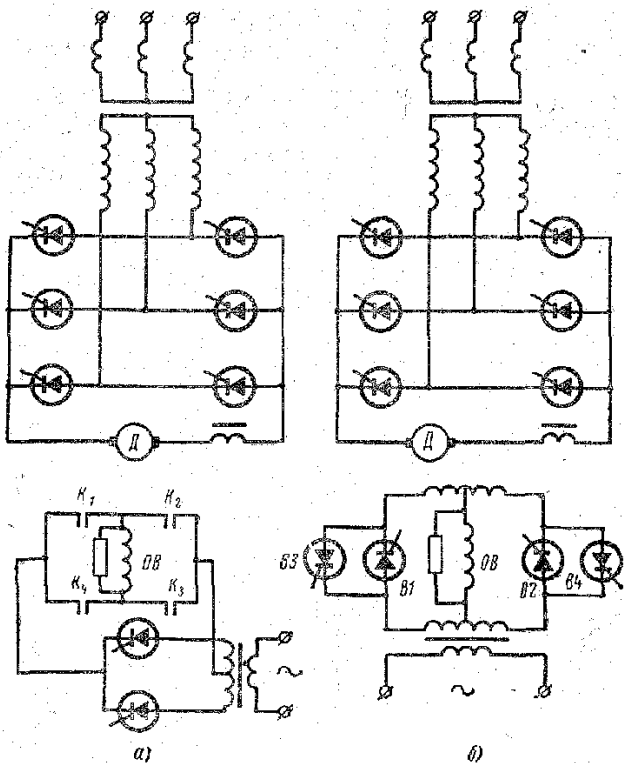


Рис. 9-39. Схема реверса в цепи возбуждения.

Схема управления тиристорами должна обеспечивать не только глубокое регулирование выпрямителем, но и переход схемы преобразования в режим зависимого инвертора. Для обеспечения двух режимов преобразования, выпрямления и инвертирования фазовый сдвиг управляющих импульсов должен составлять 180° .

В качестве схем управления применяются схемы, описанные в гл. 5 и дающие необходимый диапазон изменения угла управления. В настоящее время разработаны преобразователи на тиристорах для питания электродвигателей приводов прокатных станов мощностью до 10 Мвт. Примером такой установки является электропривод, обеспечивающий возвратно-поступательное движение

30-тонных слябов под валками стана, причем все операции по обжатию заготовки с толщины около 25,4 мм до толщины 6,35 мм заканчиваются менее чем за 5 мин [Л. 102]. Электропривод стана представляет собой систему высокого качества. Она не только обладает достаточной выходной мощностью, необходимой для быстрого разгона и торможения слябов большого размера, но также обеспечивает точное управление подачей этих слябов без перекося, что позволяет снизить допуск на толщину выпускаемых образцов.

Блок-схема электропривода мощностью 10 Мвт показана на рис. 9-41, а токи и напряжения, необходимые для управления приводом стана, — на рис. 9-42. Из кривых видно, что при изменении напряжения в пределах от -700 до $+700$ в ток в отдельные моменты времени достигает значения 21 600 а. В отличие от напряжения, которое задается системой управления, ток изменяется по более сложному закону. Главная особенность преобразовательной установки заключается в том, что каждый из двух выпрямителей состоит из 80 параллельно включенных мостовых схем, собранных на тиристорах на номинальный ток 150 а. Для обеспечения параллельной работы мостовых схем в каждое плечо включен воздушный реактор. Реакторы служат также для предотвращения ложного отпирания тиристоров в противоположных плечах и для сглаживания формы кривой тока при включении тиристоров.

При работе схемы важно, чтобы индуктивности во всех плечах были равными. Плечо каждой мостовой схемы состоит из двух последовательных тиристоров на напряжение 1300 в каждый. Это обеспечивает при входном напряжении 900 в 2,5-кратный запас по напряжению. Для защиты тиристоров используются плавкие предохранители в плечах мостовой схемы.

Выпускаемые фирмами Джeneral Электрик и Вестингауз выпрямительные блоки, представляющие мостовую схему, используются для питания электропривода постоянного тока в широком диапазоне нагрузок от 37,5 кат и выше [Л. 102, 103]. В установках большой мощности блочная конструкция схемы выпрямления имеет ряд эксплуатационных достоинств, связанных прежде всего с упрощением ремонтных работ и возможностью более широкой унификации.

Тиристоры позволяют создать надежные, малогабаритные и экономичные выпрямители для питания электропривода, работающего в импульсном режиме. Выпрямители имеют внешнюю характеристику, изображенную на рис. 9-43. Участок 1—2 позволяет обеспечить постепенный разгон электродвигателя (выборку лфтов), участок 2—3 соответствует разгону при постоянном пусковом токе. Первая часть внешней характеристики может быть получена

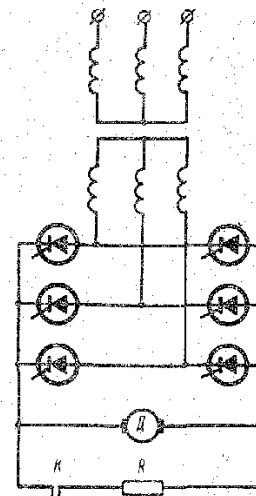


Рис. 9-40. Схема динамического торможения.

плавным либо ступенчатим увеличением выходного напряжения выпрямителя в начальной стадии пуска двигателя, вторая — ограничением и стабилизацией пускового тока.

На первом участке внешней характеристики система управления разомкнута, выходное напряжение изменяется благодаря изме-

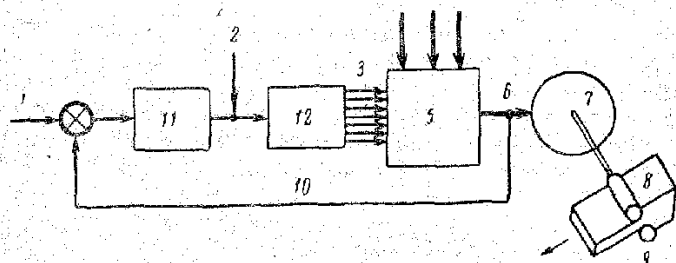


Рис. 9-41. Блок-схема электропривода мощностью 10 Мвт.

1 — управляющий сигнал (от оператора); 2 — входной сигнал (амплитуда 0—20 в); 3 — управляющие импульсы тиристоры; 4 — питающая сеть; 5 — мостовые схемы; 6 — выходное напряжение (амплитуда 0—700 в, ток 13 600 а); 7 — электродвигатель привода мощностью 10 Мвт; 8 — прокатываемый стальной слаб; 9 — валки стага; 10 — обратная связь; 11 — усилитель сигнала управления; 12 — системы управления тиристорами.

нению во времени напряжения управления. Второй участок обеспечивается в замкнутой системе автоматического регулирования. Переход от одной структуры к другой производится с помощью релейной схемы при достижении выходным током стабилизируемо-

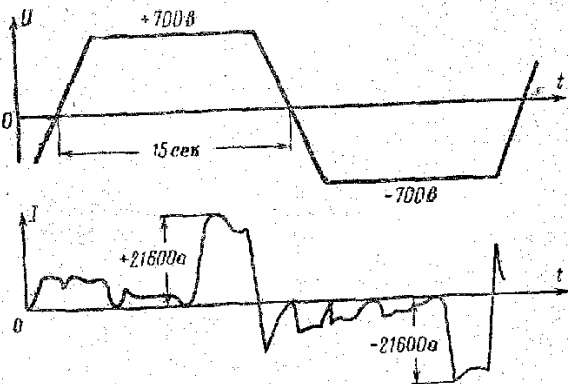


Рис. 9-42. Напряжение и ток электропривода прокатного стока.

го уровня. Такой способ управления выпрямителем позволяет получить необходимое быстродействие.

Если электропривод постоянного тока получает питание от нерегулируемого источника (аккумуляторная батарея, нерегулиру-

емый выпрямитель) и вместе с тем требуется обеспечить глубокое регулирование скорости вращения, применяются импульсные преобразователи на тиристорах. Тиристор, включаемый в цепь постоянного тока совместно с отключающим устройством, выполняет роль ключа, который периодически подключает двигатель к источнику. Регулирование напряжения на двигателе может осуществляться

двумя путями: либо изменением времени T_1 открытого состояния тиристора при постоянном времени цикла T (рис. 9-44), либо, наоборот, изменением периода T при постоянном времени T_1 открытого состояния тиристора. В первом

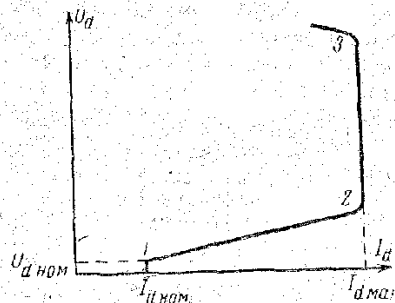


Рис. 9-43. Внешняя характеристика выпрямителя для электропривода, работающего в повторно-кратковременном режиме.

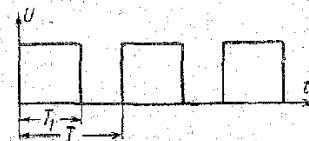


Рис. 9-44. Регулирование напряжения при импульсном питании электропривода.

случае частота неизменная и находится в зависимости от типа агрегата в пределах 500—1 000 гц, во втором изменяется от 100 до 1 000 гц и выше. Ограничение по частоте вызвано частотными свойствами тиристоры — временами их включения и выключения. На рис. 9-45 показан один из возможных вариантов осуществления импульсного управления двигателем постоянного тока. Тиристор $B1$ служит для пропуска импульса рабочего тока. Остальные элементы ($B2$, $B3$, Tr , C) предназначены для надежного запираания тиристора $B1$ в требуемые моменты времени.

Схема работает следующим образом. Двигатель подключается к источнику питания подачей управляющего импульса на тиристор $B1$. Ток нагрузки создает падение напряжения на нижней обмотке автотрансформатора Tr , которое трансформируется, заряжает конденсатор C в колебательном контуре. Конденсатор C зарядится до напряжения, большего напряжения источника питания с полярностью, указанной на рис. 9-45 без скобок. Диод $B3$ блокирует приобретенный конденсатором C заряд. Ток через двигатель будет протекать до включения тиристора $B2$. Очевидно, промежуток времени между включением тиристоры

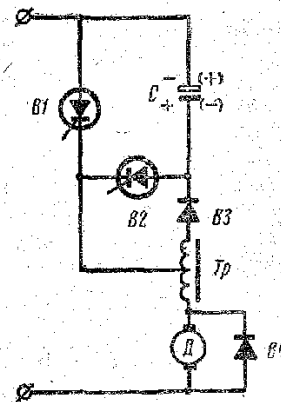


Рис. 9-45. Схема импульсного управления двигателем постоянного тока.

$B1$ и $B2$ образует время T_1 (рис. 9-44). После включения тиристора $B2$ тиристор $B1$ отключается, поскольку к нему прикладывается отрицательное напряжение конденсатора C . Длительность перезаряда конденсатора от начального значения до нулевого через тиристор $B2$, нижнюю обмотку автотрансформатора, двигатель (нагрузку), источник питания определяет время, предоставляемое тиристорам $B1$ для восстановления запирающих свойств. Затем конденсатор заряжается до напряжения обратной полярности (знаки указаны в скобках). В конце заряда конденсатора ток равен нулю, ввиду этого тиристор $B2$ отключается. По истечении некоторого времени ($T-T_1$, рис. 9-44) вновь включается тиристор $B1$, подключая двигатель к источнику питания. Для предотвращения перенапряжений, которые могут быть вызваны превышением тока нагрузки, двигатель шунтируется либо диодом, либо конденсатором (на схеме диод $B4$).

Различные виды схем управления позволяют регулировать длительность T_1 , а тем самым и скорость вращения двигателя. Большая частота прерывания дает возможность обеспечить высокое быстродействие в системе автоматического управления. Импульсное регулирование широко применяется для управления двигателями электрокранов, тяговых двигателей контактно-аккумуляторных поездов [Л. 106, 101]. В этом случае обеспечивается более плавное регулирование скорости электродвигателей и более экономичный режим работы аккумуляторной батареи.

9-9. ВОЗБУЖДЕНИЕ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Для электромагнитного возбуждения синхронных машин требуется источник постоянного тока, так называемый возбудитель, который является одним из важнейших элементов систем возбуждения электрических машин.

Система возбуждения должна обеспечивать быстрое изменение тока возбуждения с тем, чтобы поддерживать неизменным напряжение на шинах генератора не только при изменениях режима, но и в самом переходном процессе.

Возбудители характеризуются следующими параметрами: 1) номинальным током и напряжением, т. е. током и напряжением при номинальной нагрузке генератора; 2) поточными значениями тока и напряжения, т. е. током и напряжением при форсировании возбуждения генератора; 3) скоростью подъема напряжения на обмотке возбуждения генератора; 4) длительностью режима форсировки возбуждения.

Согласно ГОСТ, для турбогенераторов и синхронных конденсаторов потолок должен быть не меньше 2, для гидрогенераторов — от 1,8 до 4. Допустимая по условиям нагрева обмотки возбуждения длительность двукратного форсирования возбуждения принята равной 20 сек для турбогенераторов мощностью 165 Мвт и более, а для генераторов меньшей мощности 50 сек. Режим форсирования возбуждения генераторов обычно осуществляется при понижении напряжения в сети на 10—15% и более.

а) Выпрямители на неуправляемых вентилях для возбуждения турбогенераторов

В настоящее время наиболее широкое применение для возбуждения мощных турбогенераторов нашли неуправляемые кремниевые выпрямители. Они предназначены для возбуждения турбогенераторов мощностью 165, 200, 300 и 500 Мвт серии ТВВ завода «Электросила».

Упрощенная принципиальная схема системы высокочастотного возбуждения турбогенераторов мощностью 165—500 Мвт приведена на рис. 9-46. Основные элементы системы возбуждения следующие:

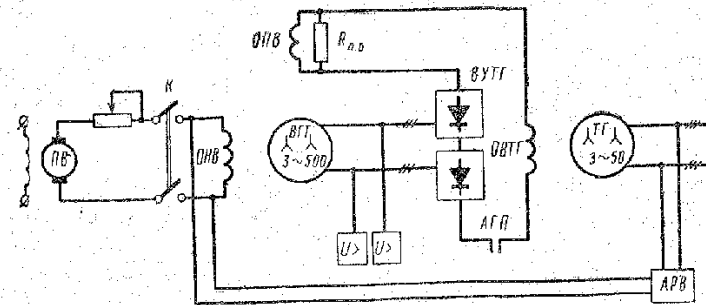


Рис. 9-46. Схема возбуждения турбогенератора.

щие генератор повышенной частоты ($f=500$ гц) индукторного типа ВГТ, кремниевые выпрямители ВУТГ, автоматический регулятор АРВ и подвозбудитель постоянного тока ПВ или переменного тока. Подвозбудитель и индукторный генератор сочленены с валом турбогенераторов ТГ. Генераторы повышенной частоты ВГТ являются источниками питания для кремниевых выпрямителей ВУТГ. Нагрузкой кремниевых выпрямителей служит обмотка возбуждения турбогенератора ОПВ.

Возбуждение ВГТ осуществляется с помощью двух обмоток: обмотки независимого возбуждения ОНВ и обмотки последовательного возбуждения ОПВ. Регулирование напряжения ВГТ осуществляется с помощью обмотки независимого возбуждения, питаемой либо от подвозбудителя ПВ, либо от автоматического регулятора АРВ.

Для высокочастотных систем возбуждения турбогенераторов было разработано несколько типов кремниевых выпрямителей, параметры которых приведены в табл. 9-2.

Кремниевый выпрямитель типа ВУТГ-2000, предназначенный для возбуждения турбогенераторов типа ТВФ-200-2, мощностью 200 Мвт, был изготовлен в 1961 г. и введен в постоянную эксплуатацию в 1963 г. Основой выпрямителя служат кремниевые вентили типа ВК-200-5. Кремниевые вентили в количестве 144 шт. соединены по схеме двух трехфазных мостов, которые соединены последовательно на стороне постоянного тока внутри выпрямителя. Трехфазные выпрямительные мосты ВУТГ питаются от обмоток переменного тока ВГТ. Каждое плечо трехфазных мостов состоит из

Таблица 9-2

Тип выпрямителя	Тип турбогенератора	Ток ротора, а	Напряжение ротора, в
		Номинальные значения	
ВУТГ-2000	ТВФ-200-2	2 300	270
ВУТГ-3000	ТВВ-165-2	2 100	370
ВУТГ-3000	ТВВ-200-2	2 700	320
ВУТГ-3000	ТВВ-300-2	2 900	440
ВУТГ-4000	ТВВ-500-2	4 100	460

шести параллельных ветвей, в каждой из которых включено по два вентиля последовательно.

Для обеспечения равномерного распределения обратных напряжений на последовательно соединенных вентилях служат шунтирующие резисторы типа ПЭВ-10 сопротивлением 2 400 Ω и цепочки, состоящие из резистора типа ПЭВ-10 сопротивлением 10 Ω и конденсатора типа КБГ-МП емкостью 0,25 $\mu\text{ф}$. Для выравнивания токов в параллельных ветвях применены индуктивные делители тока, в которых сердечники выполнены из электротехнической стали марки Э44 толщиной 0,2 мм.

Защита кремниевых вентилях от перегрузок на стороне постоянного тока и при внутренних коротких замыканиях, возникающих при пробое вентилях параллельной ветви, обеспечивается быстродействующими предохранителями типа ПНБ-2 с плавкой вставкой на 300 а.

Для отвода тепловых потерь, выделяемых в вентилях, предохранителях, шинах и других элементах выпрямителя, применена система воздушно-водяного охлаждения с замкнутой циркуляцией охлаждающего воздуха.

В нижней части каркаса выпрямителя расположен водяной теплообменник. Его общий вид приведен на рис. 9-47. Охлаждающий

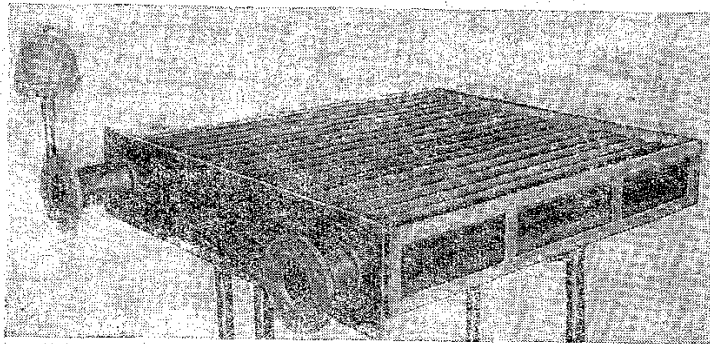


Рис. 9-47. Общий вид водяного теплообменника.

воздух движется через вентили снизу вверх в центральной части выпрямителя. Вверху, за вентилятором, воздух разбивается на два потока, движущихся по боковым коробам сверху вниз. Внизу нагретый воздух отдает тепло воде, проходящей через теплообменник. Такая система охлаждения выпрямителя была принята ввиду высокой запыленности воздуха на тепловых электростанциях. Выпрямитель имеет сигнализацию о неисправности вентилях, выполненную с помощью малогабаритных реле, включенных в диагональ моста, образованного силовыми кремниевыми вентилями. Сигнализация о движении охлаждающего воздуха выполнена на базе вет-

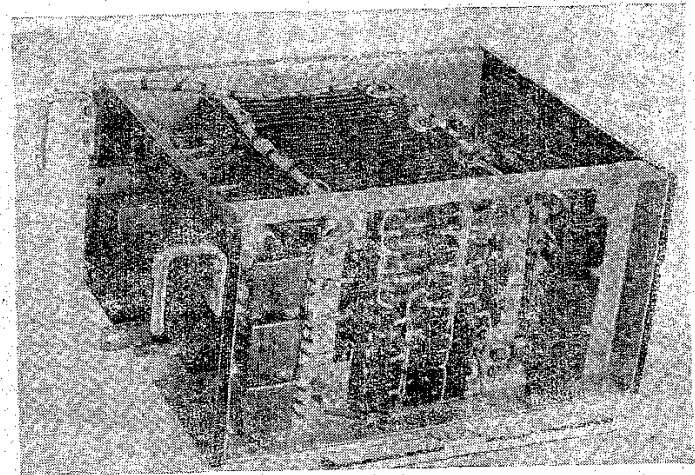


Рис. 9-48. Блок вентилях системы возбуждения.

рового реле, а сигнализация о неисправности водяной системы — на базе реле давления с электрическим контактом.

Для возбуждения турбогенераторов мощностью 300 Мвт предназначен кремниевый выпрямитель типа ВУТГ-3000. Комплект преобразователя состоит из двух выпрямительных шкафов и отдельно стоящего резервного вентилятора, который системой воздуховодов соединен с выпрямительными шкафами.

В выпрямительном шкафу кремниевые вентили соединены по схеме трехфазного моста. В плече моста 12 параллельных ветвей и в каждой ветви по два вентиля последовательно. Параллельно вентилям включены шунтирующие резисторы типа ПЭВ-15 сопротивлением 1 800 Ω и цепочки RC, состоящие из резисторов типа ПЭВ-10 сопротивлением 10 Ω и конденсатора емкостью 0,5 $\mu\text{ф}$.

Вентили, конденсаторы и резисторы собраны в блоки, общий вид которых приведен на рис. 9-48.

Индуктивные делители тока рис. 9-49 выполнены одновитковыми, включены на стороне переменного тока и конструктивно так оформлены, что представляют единое целое с силовыми шинами, подводящими переменный ток. Делители обеспечивают равномер-

ность распределения тока в пределах 0,9—1,1 среднеарифметического значения тока ветви плеча.

В настоящее время кремниевый выпрямитель ВУТГ-3000 применяется для возбуждения турбогенераторов мощностью 165, 200 и 300 Мвт, и освоен их серийный выпуск. Принятие единого конструктивного исполнения (модификации отличаются только классом вентиляей) для трех типов турбогенераторов позволило унифицировать оборудование, сократить объем и сроки проектных работ и технической документации на заводе-изготовителе; обеспечило широкое внедрение полупроводникового возбуждения на электростанциях Советского Союза.

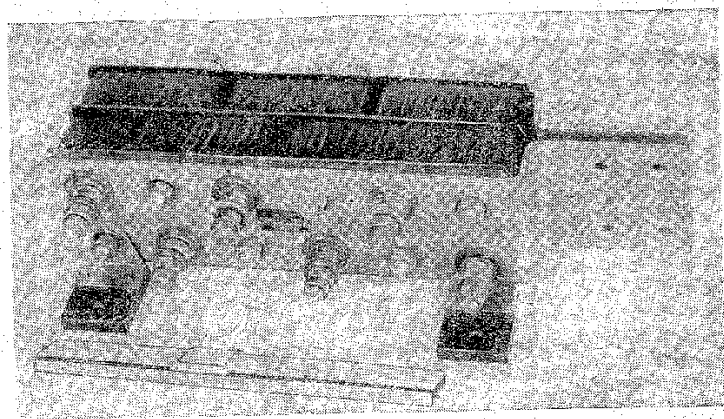


Рис. 9-49. Индуктивные делители тока.

Выпрямитель ВУТГ-4000 для возбуждения турбогенераторов типа ТВВ-500-2 мощностью 500 Мвт имеет принципиальную электрическую схему и количество вентиляей такие же, как в выпрямителе ВУТГ-3000. Главным отличием является система охлаждения вентиляей. Основной системой охлаждения вентиляей принята водяная, а встроенные в верхнюю часть выпрямителя вентиляторы обеспечивают резервное воздушное охлаждение вентиляей.

На рис. 9-50 приведен общий вид блока вентиляей с водяным охлаждением преобразователя типа ВУТГ-4000. Кремниевые вентиляи вворачиваются в радиаторы, которые крепятся на металлической трубе, покрытой тонкой электроизолирующей пленкой. Тепло от вентиляей проходит через радиаторы, пленку и передается стенками трубы воде, которая протекает внутри трубы. Применение такой системы водяного охлаждения позволило значительно упростить выпрямитель и систему водяного охлаждения вентиляей, так как число штуцеров и уплотнений сведено до минимума, избавиться от электрического контакта вентиляи и охлаждающей среды, что исключает электроэрозию охлаждающей системы и необходимость применения воды с высоким удельным сопротивлением.

Общая толщина пленки лавсана равна 0,1 мм. Пленка лавсана выбрана из-за хороших электрических и механических свойств.

Электрическая прочность пленки достигает 140 кВ/мм при температуре 150°С, по механической прочности она близка к алюминию, имеет низкую влагопоглощаемость, не подвержена текучести при приложении длительных механических нагрузок.

Радиаторы вентиляей собираются в блоки по 12 вентиляей на изолированной пленкой металлической трубе, по которой проходит охлаждающая вода. Тепловое сопротивление охлаждающей системы вентиляи 0,14—0,17°С/вт.

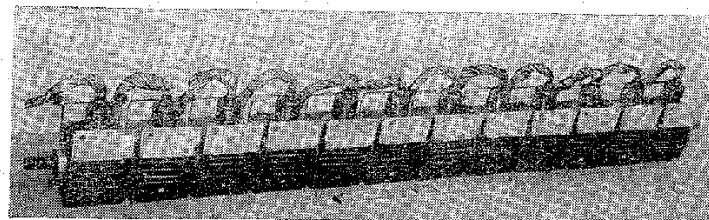


Рис. 9-50. Блок вентиляей с водяным охлаждением.

Наличие больших токов (несколько тысяч ампер) при частоте 500 гц предъявляет особые требования к конструкции выпрямителя и к выбору конструктивных материалов. Например, для уменьшения полей рассеяния шины переменного тока должны быть максимально сближены; конструктивные материалы, расположенные вблизи шин переменного тока 500 гц, должны быть немагнитными (из алюминия, нержавеющей стали или латуни).

б) Силовые токопроводы 500 гц

В системах возбуждения турбогенераторов применяются следующие способы выполнения токопроводов 500 гц;

- кабелями (без металлических оболочек);
- алюминиевыми трубами — по одной на фазу;
- алюминиевыми полосами — по две на фазу и по четыре на фазу.

На большинстве электростанций длины токопроводов довольно значительны (12—20 м), и индуктивное сопротивление шинопроводов может достигать 30—35% индуктивного сопротивления высокочастотного генератора. Поэтому необходимо располагать кремниевый выпрямитель и вести монтаж шинопровода таким образом, чтобы длина шин была минимальной, а разность в длине шин токопроводов 500 гц не превышала 3 м. Увеличение разности длин токопроводов от индукторного генератора к каждому выпрямительному шкафу до 7—10 м приводит к ухудшению равномерности распределения выпрямленного напряжения между мостами. Неравномерность может достигать 20% от напряжения одного моста. Это приводит к необходимости увеличения запасов по обратному напряжению для вентиляей мостов.

Для уменьшения индуктивного сопротивления шин токопроводы целесообразно выполнять бифилярно. Данные усредненных зна-

чений индуктивных сопротивлений на частоте 500 гц для различных типов шинпроводов длиной в 1 м приведены в табл. 9-3.

Таблица 9-3

Тип шинпровода	Индуктивное сопротивление 1 м, ом
Бифилярный токопровод (плоские шины)	$4,1 \cdot 10^{-4}$
Токопровод из алюминиевых труб	$7,2 \cdot 10^{-4}$
Токопровод небифилярный (две плоские шины на фазу)	$9,0 \cdot 10^{-4}$

в) Особенности работы кремниевых преобразователей в системе высокочастотного возбуждения турбогенераторов

Особенности работы кремниевых выпрямителей в системах высокочастотного возбуждения мощных турбогенераторов определены прежде всего параметрами источника питания, наличием повышенной частоты тока ($f=500$ гц), а также характером воздействия на выпрямитель со стороны главного турбогенератора при асинхронном ходе и мгновенных коротких замыканиях.

Полупроводниковые возбуждители должны не только обеспечивать возбуждение в режиме номинальной нагрузки генераторов и форсировочные режимы, но и выдерживать воздействие на выпрямитель со стороны ротора генератора при асинхронном ходе и мгновенных коротких замыканиях. При асинхронном ходе под действием положительной полярности напряжения скольжения протекает пульсирующий ток в обмотке ротора. При отрицательной полярности напряжения скольжения вентили полупроводникового преобразователя включаются в обратном направлении, и обмотка ротора оказывается практически разомкнутой и все напряжение прикладывается к вентилям.

При использовании полупроводниковых преобразователей для возбуждения генераторов необходимо провести проверку вентиля и элементов их токовой защиты в режиме мгновенного трехфазного короткого замыкания генератора.

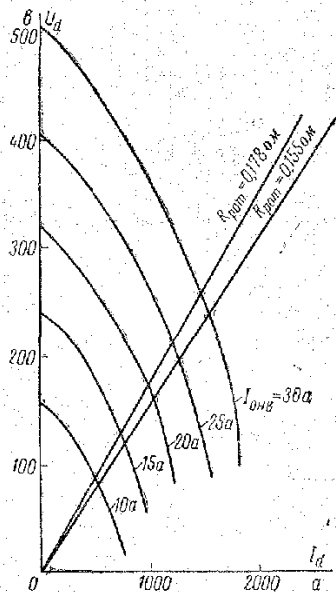


Рис. 9-51. Внешние характеристики при отсутствии обмотки ОПВ.

Амплитуда всплеска свободного тока ротора может достигать шестикратного значения по отношению к начальному току возбуждения.

На рис. 9-51 приведены внешние характеристики выпрямителя, питающегося от высокочастотного генератора типа ВГТ-2500-500 для случая возбуждения только от независимой обмотки. На рис. 9-52 приведены внешние характеристики выпрямителя в слу-

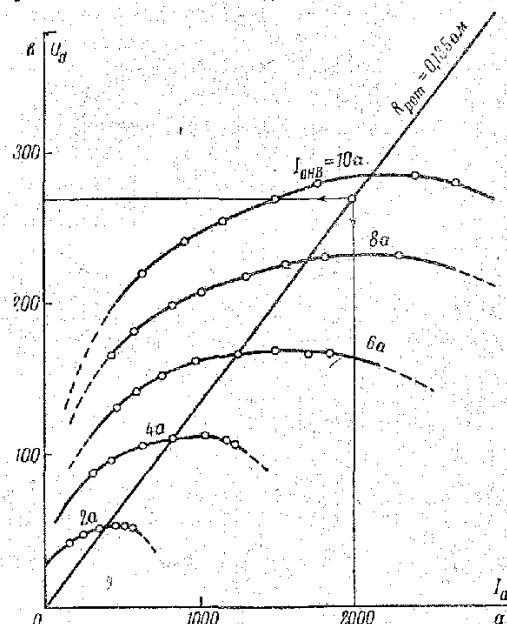


Рис. 9-52. Внешние характеристики выпрямителя при наличии обмотки ОПВ.

чае возбуждения генератора от независимой и последовательной обмоток и при величине сопротивления, включенного параллельно обмотке последовательного возбуждения, равного 0,0077 ом. При испытаниях было установлено, что наличие сопротивления оказывает большое влияние на скорость переходного процесса при регулировании возбуждения в сторону замедления процессов. Поэтому на ряде турбоблоков оно было снято, а число витков последовательной обмотки выбрано таким, чтобы не было перекомпаундирования.

г) Защита выпрямителей при перегрузках

Для защиты кремниевых вентилях в преобразователях для возбуждения турбогенераторов применены быстродействующие плавкие предохранители типа ПНБ-2-300 с плавкой вставкой на 250 или 300 а для турбогенераторов типов ТВВ-165-2 и ТВВ-200-2,

с плавкой вставкой на ток 400 а для турбогенераторов типа ТВВ-300-2. Допускается применение предохранителей типов ПНБ-3 и ПНБ-5 с теми же номиналами плавких вставок. Во всех типах предохранителей плавкая вставка выполнена из серебра, а патрон имеет кварцевый наполнитель. Предохранители включены на стороне переменного тока за индуктивными делителями тока. Падение напряжения на предохранителях типа ПНБ-2-250 при токе 250 а для большинства предохранителей находится в пределах 200—240 мв.

Во всех случаях плавкая вставка предохранителей должна перегорать раньше, чем выйдут из строя кремниевые вентили, т. е. до момента, когда температура *p-n* перехода значительно превысит 140°С и вентиль потеряет способность держать обратное напряжение. Наиболее тяжелым аварийным режимом для кремниевых вентилях является глухое короткое замыкание на стороне постоянного тока. Как показал опыт эксплуатации, этот аварийный режим связан не столько с коротким замыканием на кольцах ротора или в шиннопроводе постоянного тока, сколько с неправомерным переходом с основной системы возбуждения турбогенератора (полупроводниковой) на резервную систему возбуждения (отдельно стоящий электромашинный возбудитель).

Для обеспечения нормального перехода с одной системы возбуждения турбогенератора на другую напряжение генератора электромашинного возбудителя должно быть установлено на 20—25% больше напряжения на обмотке возбуждения турбогенератора. Затем электромашинный возбудитель включается на обмотку возбуждения турбогенератора параллельно полупроводниковому выпрямителю. Теперь ток обмотки возбуждения распределяется между электромашинным и полупроводниковым возбудителями. Уменьшение тока через последовательную обмотку возбуждения полупроводникового возбудителя приводит к снижению э. д. с. индукторного генератора, а следовательно и выпрямленного напряжения. В результате ток через полупроводниковый выпрямитель быстро снижается до нуля, а в электромашинном возбудителе увеличивается до номинального значения. Если же напряжение на генераторе постоянного тока электромашинного возбудителя было бы ниже напряжения полупроводникового выпрямителя, то ток пошел бы от полупроводникового выпрямителя в генератор постоянного тока, в результате чего последний перешел бы в двигательный режим и начал тормозиться. Это привело бы к большим токовым перегрузкам и перегоранию значительной части предохранителей.

При мгновенном трехфазном коротком замыкании на выводах турбогенератора система токов, протекающих в статорных обмотках турбогенератора, вызывает всплеск свободного тока ротора, который имеет аperiодическую составляющую. Амплитуда всплеска свободного тока ротора турбогенератора достигает шестикратного значения по отношению к номинальному току возбуждения.

Вентили и предохранители кремниевых выпрямителя должны выдерживать всплеск свободного тока ротора без повреждения. Расчеты показывают, что если вентили и предохранители выбраны по условиям режима форсировки возбуждения, то всплеск свободного тока ротора не является опасным для вентилях и предохранителей. И, наконец, предохранители должны быть проверены на то, чтобы при двухфазном коротком замыкании вызванным выходом из строя вентилях в параллельной ветви плеча не были по-

вреждены вентили других плеч, через которые проходит аварийный ток короткого замыкания. Как правило, при наличии нескольких параллельных ветвей в плече перегрузки не являются опасными для вентилях.

д) Кремниевые управляемые (тиристорные) преобразователи для систем возбуждения турбогенераторов

Неуправляемые кремниевые преобразователи обеспечили высокую надежность, высокие энергетические показатели и простоту обслуживания. Однако эта система возбуждения не может обеспечить быстрогодействующего регулирования подобно ионным системам возбуждения ввиду того, что регулирование выпрямленного напряжения осуществляется путем изменения возбуждения высокочастотного возбудителя. В то же время в ряде случаев целесообразно применение быстродействующего регулирования.

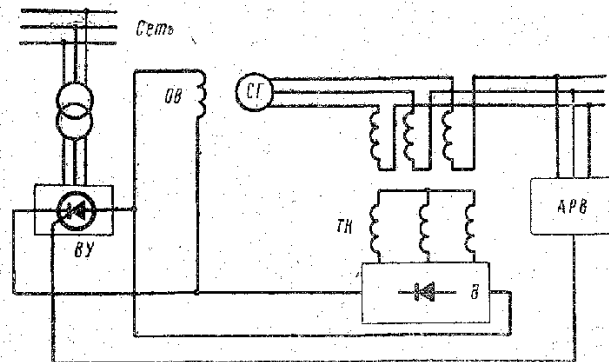


Рис. 9-53. Тиристорная система возбуждения.

Разработка и освоение промышленностью силовых тиристоров на токи 100—200 а и рабочее напряжение 400—800 а позволили разработать и изготовить тиристорные преобразователи для возбуждения мощных синхронных машин. Возбуждение крупных синхронных машин с помощью тиристоров или при сочетании управляемых и неуправляемых кремниевых вентилях имеет ряд преимуществ перед электромашинным и ионным возбуждением. Эти преимущества определяются свойствами тиристоров. Тиристоры обладают высокой надежностью, высоким к. п. д., имеют малые габариты и вес, широкий диапазон рабочих температур (от -40 до +120°С), не боятся вибрации и ударов и могут быть установлены в любом положении. Тиристоры могут обеспечить скорость регулирования возбуждения сравнимую или большую, чем ионные вентили. Мощность управления тиристорами меньше, чем у ионных вентилях. Принципиальная электрическая схема полупроводниковой системы возбуждения с применением тиристоров приведена на рис. 9-53. В этой системе возбуждения неуправляемый преобразо-

ватель В, длительная нагрузка которого около 60% мощности возбуждения, питается от последовательного трансформатора ТК и дает составляющую возбуждения, пропорциональную току статора турбогенератора.

Управляемый преобразователь ВУ питается от отдельного трансформатора Тр и имеет длительную нагрузку около 40% полной мощности возбуждения.

Тиристорный преобразователь обеспечивает все необходимые пределы регулирования напряжения в нормальных режимах и форсировку возбуждения при удаленных коротких замыканиях. При близких коротких замыканиях форсировка обеспечивается неуправляемым преобразователем. При этом тиристорный преобразователь практически полностью разгружается. Такая система возбуждения была разработана ЛФ ВНИИЭМ, объединением «Электросила», ВЭИ имени В. И. Ленина и смонтирована на турбогенераторе 50 Мва в 1965 г.

Для этой системы возбуждения был изготовлен тиристорный преобразователь типа РВУТГ-500 мощностью 500 квт, 1000 а, 500 в. Тиристорный преобразователь имеет схему полностью управляемого трехфазного моста. Плечо моста имеет четыре параллельные ветви, и в каждой ветви включено по два тиристора типа ВКУ-100 на ток 100 а и рабочее напряжение 300 в и один неуправляемый кремниевый вентиль типа ВК-200 на ток 200 а и напряжение 500 в. При угле регулирования, равном нулю, преобразователь допускает длительную нагрузку по току до 1000 а, при выпрямленном напряжении 500 в. В схеме возбуждения тиристорный преобразователь обеспечивает следующие режимы турбогенератора: режим холостого хода 700 а, 35—40 в; номинальный режим 600 а, 125 в; режим форсировки 1200 а, 300 в в течение 30 сек. В преобразователе выполнена система ограничения тока нагрузки с воздействием на цепи управления тиристорами, которая не позволяет увеличиваться току нагрузки выше заданного предела.

Импульсы управления имеют форму сдвоенных пиков, сдвинутых на 60° относительно друг друга. Амплитуда импульса 20 в, ширина 180—200 мксек. Цель управления каждого тиристора питается от отдельной обмотки выходного импульсного трансформатора. Время, необходимое для изменения угла регулирования от нуля до 150°, не превышает 0,008 сек. В зависимости от требований входная мощность, потребляемая от регулятора, может быть выбрана от сотых долей ватта до нескольких ватт.

Малая мощность управления тиристорами позволила получить сравнительно небольшие габаритные размеры и вес схемы управления. Система управления имеет блочную конструкцию (рис. 9-54), что облегчает изготовление, наладку, обслуживание и ремонт.

Охлаждение тиристоров и неуправляемых вентилях водяное, с применением изолирующей пленки типа лавсан. Расход охлаждающей воды 3—5 м³/ч при температуре воды 33°С. Для выравнивания токов по параллельным ветвям применены индуктивные делители тока. Неравномерность распределения токов в параллельных ветвях при всех режимах работы не превышала 5%. Для распределения обратного напряжения по тиристорам и неуправляемым вентилям использованы шунтирующие резисторы типа ПЭВ-10 сопротивлением 1200 ом и цепочки RC. Неравномерность в распределении обратного напряжения не превышала 20%. Цепочки RC слу-

жат также для снижения перенапряжений, вызываемых работой самих вентилях при коммутации тока.

Тиристорный преобразователь имеет сигнализацию о пробое любого из вентилях или перегорании предохранителя, а также о повышении температуры охлаждающей воды выше установленной, о повышении или понижении давления воды за установленные пределы. Предусмотрена возможность вывода сигналов о неисправности преобразователя на главный щит управления турбогенератором.

С 1965 г. тиристорный преобразователь находится в постоянной эксплуатации. За период эксплуатации не было отмечено каких-либо нарушений в работе преобразователя.

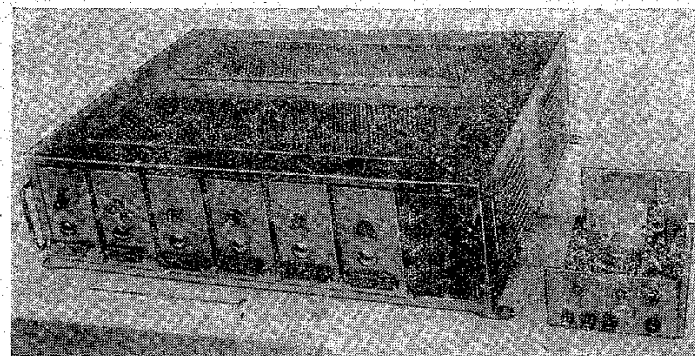


Рис. 9-54. Блок системы управления.

Новая система возбуждения позволяет производить переход под полной нагрузкой с данной системы на резервную электромашинную систему возбуждения и обратно. Такие переходы были произведены как во время испытаний, так и в период эксплуатации.

С 1965—1967 гг. ВЭИ имени В. И. Ленина и завод «Электровыпрямитель» разработали и изготовили тиристорный преобразователь для возбуждения турбогенераторов типа ТВВ-200 мощностью 200 Мвт. Этот преобразователь выполнен на основе выпрямительного шкафа неуправляемого преобразователя типа ВУТГ-3000.

Тиристорный преобразователь собран по схеме трехфазного полностью управляемого моста. В плече моста имеется восемь параллельных ветвей, и в каждой ветви включено по три вентиля типа ВКУ-150 класса 5—6 последовательно. Это позволяет обеспечить длительно выпрямленный ток в пределах 2400—2700 а и выпрямленное напряжение 1200—1500 в при угле регулирования, равном нулю. Схема управления тиристорами встроена в выпрямительный шкаф. Унификация конструкций управляемых и неуправляемых преобразователей позволит быстро освоить производство тиристорных преобразователей и обеспечить их широкое внедрение в электроэнергетику. В схеме управления тиристорами установлен магнитный усилитель с пятью обмотками управления, на которые

может быть подано пять независимых сигналов. Питание магнитного усилителя производится от полупроводникового генератора напряжения частотой 3000 гц, что позволило значительно уменьшить постоянную времени регулирования напряжения преобразователя. Применение сумматора сигналов управления позволит использовать этот мощный тиристорный преобразователь для систем автоматического регулирования в других отраслях народного хозяйства. Предварительные расчеты показывают, что данный тиристорный преобразователь может быть применен и в системах возбуждения турбогенератора типа ТВВ-320-2 мощностью 300 Мвт. Охлаждение вентилях воздушное, с замкнутой циркуляцией воздуха и водяным теплообменником.

В настоящее время ведется разработка тиристорного преобразователя для однофазного турбогенератора типа Т-4-800-2 мощностью 800 Мвт объединения «Электросила». При номинальном режиме работы турбогенератора нагрузка тиристорного преобразователя 4500 а, 700 в, а в режиме форсировки в течение 20 сек 9000 а, 1400 в. Разработка тиристорного преобразователя ведется на базе тиристора типа ВКУ-300 на ток 300 а с рабочим напряжением 500—700 в.

е) Кремниевые преобразователи для возбуждения гидрогенераторов и синхронных компенсаторов

На рис. 9-55 приведена однолинейная принципиальная схема возбуждения капсульных гидрогенераторов мощностью 20 Мвт. Неуправляемый кремниевый выпрямитель В питается от трехобмоточного трансформатора ВТ. Регулирование напряжения возбуждения осуществляется с помощью подмагничивания дросселей (Z).

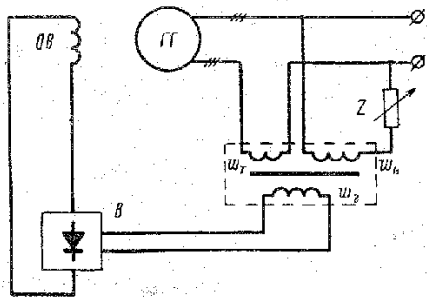


Рис. 9-55. Система возбуждения гидрогенератора.

Номинальные параметры возбуждения гидрогенераторов 1000 а, 375 в. Кратность форсировки по току и напряжению принята равной 1,8. Выпрямитель выполнен на вентилях ВКД-200-5. Вентили включены по схеме трехфазного моста. В плече моста три параллельные ветви, и в каждой ветви по четыре вентиля последовательно. Вентили защищены быстродействующими предохранителями типа ПНБ-2-300 с плавкой вставкой на 300 а.

Охлаждение вентилях водяное, через изолирующую лавсановую пленку. Имеются приборы контроля температуры и давления воды, блнкерные реле для сигнализации о выходе из строя вентилях и предохранителей, амперметр и вольтметр.

К концу 1967 г. будут изготовлены кремниевые преобразователи для возбуждения капсульных гидрогенераторов мощностью 45 Мвт и синхронных компенсаторов мощностью 50 и 100 Мва. Номинальные параметры возбуждения: капсульных гидрогенераторов ток 1300 а, напряжение 310 в. Форсировка двукратная в течение 50 сек. Принципиальная электрическая схема системы возбуждения гидрогенераторов аналогична схеме, приведенной на рис. 9-53. Неуправляемый выпрямитель выполнен на вентилях ВКД-200, которые соединены по схеме трехфазного моста. В плече моста по шесть параллельных ветвей, и в каждой ветви по три вентиля последовательно. Управляемый выпрямитель выполнен на тиристорах ВКДУ-150, которые включены по схеме трехфазного моста. В плече моста по пять параллельных ветвей, и в каждой ветви четыре вентиля последовательно.

Охлаждение вентилях водяное, через слой электроизолирующей пленки из лавсана.

Ведется разработка тиристорных преобразователей (на вентилях типа ВКУ-300-7), для возбуждения гидрогенераторов мощностью 190 Мвт. Номинальные параметры возбуждения гидрогенераторов: ток 1720 а, напряжение 376 в. Форсировка возбуждения двукратная в течение 50 сек. Охлаждение вентилях в преобразователе воздушное форсированное. Тиристоры соединены по схеме двух трехфазных мостов. Один из мостов представляет рабочую, а другой форсировочную группу. Обе группы включены параллельно на обмотку возбуждения. Питание обеих групп вентилях осуществляется от генератора переменного тока, сидящего на валу главного генератора.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ВЫБОР СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ

10-1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ

Создание полупроводниковых выпрямителей, как и других типов преобразователей (инверторов, преобразователей частоты), складывается из двух взаимосвязанных этапов:

1. Разработки электрической схемы, определяющей режимы работы и электрические параметры входящих в нее элементов.

2. Разработки конструкции, обеспечивающей надежную работу выпрямителя в различных механических, климатических и тепловых условиях, при оптимальном соотношении между его весом, габаритами и себестоимостью.

Основными принципами разработки конструкции можно считать стандартизацию и унификацию узлов и единство конструктивных решений, а именно создание и использование:

- а) типовых вентиляльных блоков;
- б) типовых реакторов и трансформаторов;
- в) типовых каркасов с равноудаленными габаритами ячеек;
- г) унифицированных функциональных узлов.

Общие технические требования, предъявляемые к конструкциям при их разработке, по своему характеру делятся на эксплуатационные, конструктивные и специальные — конструктивно-технологические и производственные. Из этих общих требований вытекают частные, предъявляемые к конкретным конструкциям:

а) Эксплуатационные требования — должны быть направлены на то, чтобы были обеспечены:

1) механическая прочность и жесткость конструкции — надежность работы узлов и блоков, размещенных в каркасе выпрямителя, при воздействии на него различных динамических нагрузок;

2) соблюдение нормального теплового режима, что достигается правильным выбором средств вентиляции (вытяжная, приточная или приточно-вытяжная), способов охлаждения (естественное или принудительное, воздушное или жидкостное);

3) устойчивость параметров выпрямителя к различным климатическим условиям, а именно: выпрямительный агрегат должен обеспечивать надежную работу при изменении относительной влажности от 60 до 98% окружающей среды и температурах от -10 до $+40^{\circ}\text{C}$, а в ряде случаев до $+60^{\circ}\text{C}$ при нормальном атмосферном давлении;

4) удобство обслуживания с минимальными затратами времени на наладку и ремонт выпрямительного агрегата.

б) Общие конструктивные требования:

1. Создание оптимальной компоновки с целью удобства эксплуатации выпрямителя.

2. Защита аппаратуры выпрямительного агрегата от случайных механических повреждений при обслуживании.

3. Надежность крепления агрегата к фундаменту.

4. Отсутствие взаимных наводок между блоками и электрическими цепями межблочного монтажа.

5. Уменьшение потерь в электрических цепях, максимальное сокращение длины монтажных проводов, надежность крепления жгутов электрического монтажа, рациональный выбор мест укладки межблочного монтажа и т. д.

6. Оптимальные габариты, объем и вес выпрямительных агрегатов.

7. Выбор простейших и наиболее эффективных средств принудительной или естественной вентиляции.

в) Конструктивно-технологические и производственные требования. Назначение этих требований — обеспечить:

1) взаимозаменяемость блоков и электрических элементов выпрямительных агрегатов;

2) технологичность деталей и узлов;

3) необходимую прочность и долговечность конструкции;

4) хороший внешний вид, простоту и строгость формы, отсутствие излишней декоративности;

5) простоту электрического монтажа, унификацию крепления монтажа;

6) простоту сборки, монтажа и регулировки агрегатов.

Для оценки эффективности конструкции преобразователя в целом можно использовать некоторые критерии:

1. Удельная мощность p , устанавливающая связь между мощностью преобразователя на выходе и его объемом:

$$p = \frac{P}{V} \text{ [квт/см}^3\text{]},$$

где p — мощность преобразователя на выходе, *квт*;

V — полный объем преобразователя, *см*³.

2. Удельная весовая мощность ρ :

$$\rho = \frac{P}{G} \text{ [квт/кг]},$$

где G — вес преобразователя, *кг*.

3. Удельная поверхность охлаждения i :

$$i = \frac{S}{P_p} \text{ [см}^2\text{/вт]},$$

где S — площадь поверхности охлаждения, *см*²;

P_p — мощность потерь в агрегате, *вт*.

При проектировании выпрямительных агрегатов, зная такие данные, как количество и наименование элементов, входящих

в принципиальную электрическую схему, а также выходную мощность и мощность потерь, можно в первом приближении определить вид охлаждения, вес и объем выпрямителя.

Практика показала, что, например, закрытые корпуса преобразователей не нуждаются в вентиляции, если i преобразователя превышает $90 \text{ см}^2/\text{вт}$. Если i находится в пределах от 50 до $90 \text{ см}^2/\text{вт}$, то для охлаждения достаточно естественной вентиляции. Если $i < 50 \text{ см}^2/\text{вт}$, то приходится применять воздушную принудительную вентиляцию. И, наконец, при $i \leq 30 \text{ см}^2/\text{вт}$ и ниже применяют водяное или испарительное охлаждение.

10-2. КОНСТРУКЦИИ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ

Как известно, общая компоновка агрегата является первым и наиболее важным конструктивным решением в начальной стадии проектирования. Выбор компоновки определяет дальнейшую разра-

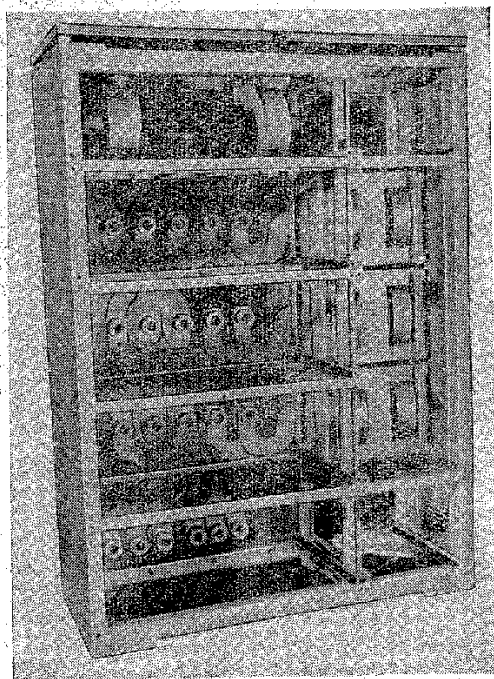


Рис. 10-1. Каркас агрегата блочной конструкции в сборе.

ботку конструкции. В настоящее время наиболее распространенным видом преобразователей являются выпрямители блочной и блочно-панельной конструкций.

Выпрямительные агрегаты малой и средней мощности блочной конструкции (рис. 10-1), независимо от вида охлаждения, очень

удобны в эксплуатации. Их основными достоинствами являются следующие: а) вентили с охладителями и схемы управления объединены в унифицированные съемные блоки; б) вся силовая проводка расположена на одной панели и является несущим элементом конструкции. Все соединения в силовой цепи выполнены на штепсельных разъемах; в) соединения между блоками управления выполнены отдельными жгутами, которые не прикреплены к каркасу, для защиты от механических воздействий жгуты уложены в специальный желоб каркаса, на внешней части каркаса нет ни проводов, ни разъемов, так как вся проводка скрыта; г) все цепи разделены по потенциальным уровням, отсутствуют гальванические

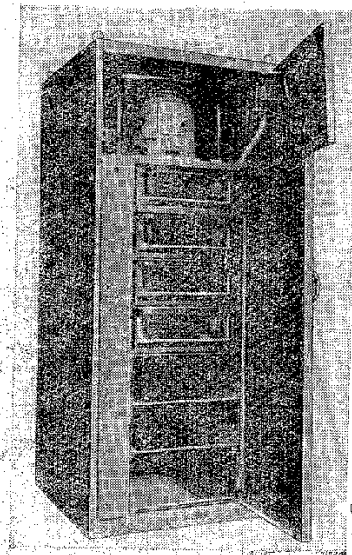


Рис. 10-2. Выпрямительный агрегат блочной конструкции с принудительным воздушным охлаждением.

связи цепей управления и силовых цепей; д) на месте установки преобразователя не требуется производить никаких ремонтных работ, дефектный блок может быть изъят и заменен запасным, а исправный — подвергнут ремонту в мастерской.

На выпрямительные агрегаты блочной конструкции с принудительным воздушным охлаждением существенное влияние оказывает выбор типа вентилятора (так, габариты и объем выпрямителя с центробежным вентилятором гораздо меньше выпрямителя с осевым вентилятором). Описание конструкции вентиляторов см. в § 10-3.

На рис. 10-2 и 10-3 изображены выпрямительный агрегат блочной конструкции с принудительным воздушным охлаждением и его вентиляционный блок. Выпрямительные агрегаты блочной конструкции большой мощности применяются гораздо реже из-за сложности системы охлаждения.

Конструкция блочно-панельного исполнения применяется, как правило, для выпрямительных агрегатов средних и больших мощностей. В таких агрегатах блочное исполнение систем управления

сочетается с панельным креплением элементов систем охлаждения и электромагнитных элементов (см. рис. 10-4).

Основным достоинством блочно-панельной компоновки является удобство крепления и обслуживания элементов систем охлаждения и крупных электромагнитных элементов.

Недостатками такого исполнения являются: 1) наличие большого количества монтажных проводов, создающих возможность нарушения контакта и ухудшения изоляции; особенно опасны гальванические и электромагнитные связи силовых цепей и цепей управления, которые могут совершенно неожиданно нарушить работу выпрямителя; кроме того, пространственно разбросанные силовые про-

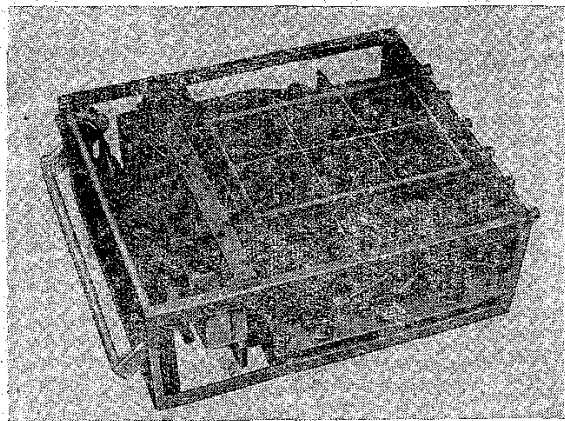


Рис. 10-3. Выемной вентиляльный блок (к выпрямительному агрегату на рис. 10-2).

вода создают внешние магнитные поля, которые могут не только нарушать работу выпрямителя, но и создавать вредное влияние его на другие близстоящие устройства; 2) сложность замены поврежденных элементов; 3) трудность создания виброударопрочных конструкций из-за необходимости закреплять большое количество свободно лежащих проводов или шин.

К основным комплектующим элементам любого типового выпрямительного агрегата относятся: каркас, клеммная панель (или блок подключения), вентиляльный или тиристорный силовой блок, блок автоматического управления и регулирования выпрямителя, блок защиты, силовой трансформатор и система охлаждения.

Каркас выпрямительного агрегата сварной рамной конструкции обычно изготавливается из профилированной уголковой стали, размещает в себе все элементы принципиальной электрической схемы, систему охлаждения и является основной несущей конструкцией. Каркас предохраняет все элементы, установленные в нем, от внешних статических и динамических перегрузок (см. рис. 10-1).

В зависимости от требований к жесткости конструкции выпрямительных агрегатов они могут быть сварной каркасной и бескаркасной конструкции. Бескаркасная конструкция менее жесткая, но

более технологичная, имеет меньший вес и значительно дешевле, чем каркасная конструкция. Так, выпрямительные агрегаты небольшой мощности (от 5 до 50 кВт), имеющие небольшие габариты, целесообразно изготавливать в бескаркасном варианте.

Клеммная панель содержит входные и выходные зажимы силовой цепи и клеммы для подключения зажимов дистанционного поста управления.

Конструкция клеммной панели агрегата типа ВАКЭП-140-70-ПВ на выходной ток 2000 а показана на рис. 10-5. Панель крепится

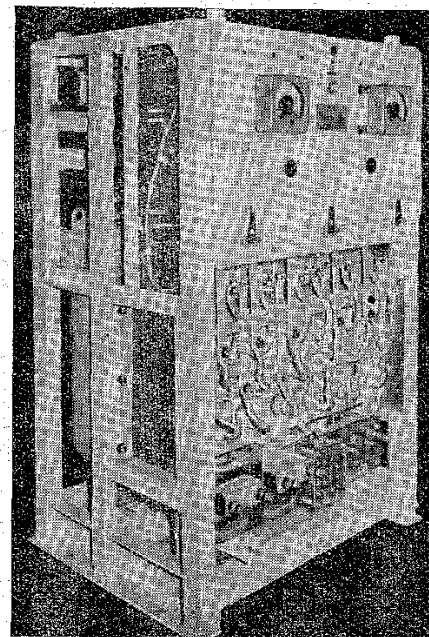


Рис. 10-4. Выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции типа ВАКЭП-140-70-ПВ.

к поперечной балке каркаса в нижней части агрегата. Она изготавливается из специальной пластмассы с помощью пресс-формы.

В блочных конструкциях выпрямительных агрегатов иногда применяются блоки подключения (рис. 10-6), содержащие, кроме вышенерчисленных элементов, устройства для подавления радиопомех и клеммы для измерения сопротивления изоляции. Силовое соединение обеспечивается с помощью врубных штыревых разъемов.

Вентильные блоки наиболее часто применяются в блочных конструкциях выпрямительных агрегатов малых и средних мощностей. Желательно, чтобы такие блоки содержали, кроме управляемых или неуправляемых вентилялей, насыщающиеся дроссели для ограничения скорости нарастания тока, резисторы и конденсаторы демпфирующих RC-цепочек с целью защиты от перенапряжения, им-

пульсные трансформаторы для передачи сигналов управления и элементы цепей управления, схемы сигнализации пробоя вентилей, табло, сигнализирующее о неисправности вентилей блока.

На рис. 10-7—10-9 представлен тиристорный блок, предназначенный для выпрямительных агрегатов с естественным воздушным

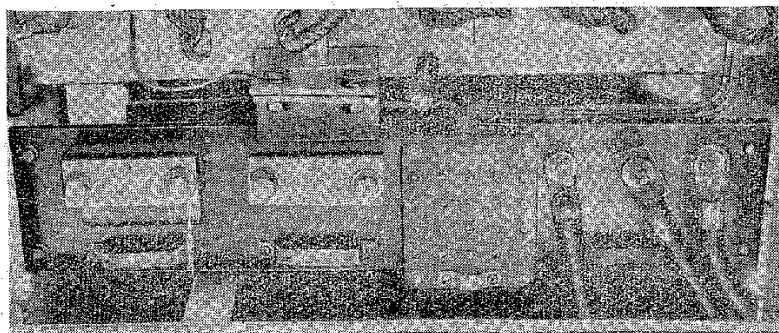


Рис. 10-5. Клеммная панель для выпрямительного агрегата ВАКЭП-140-70-ПВ.

охлаждением. Охладители вентилей представляют собой пластинчатые радиаторы оригинальной конструкции, выполненные из листов меди и скрепленные в местах установки вентилей и по краям посредством опрессовки и заклепок. Форма радиаторов значительно

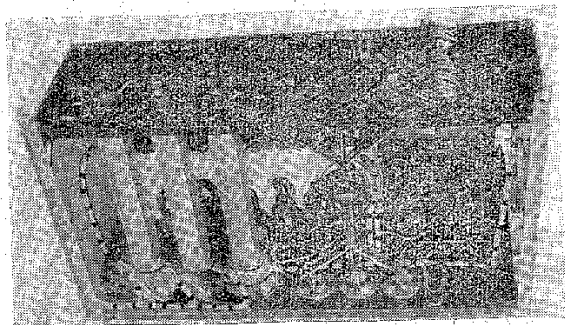


Рис. 10-6. Блок подключения.

повышает виброударопрочность блока. Они крепятся на специальные изоляционные планки, чтобы не было скрытых поверхностей изоляции, где могли бы накапливаться загрязнения и влага. Подобные вентиляльные блоки могут применяться не только в выпрямительных агрегатах, но и в преобразователях частоты и инверторах.

В блочно-панельных конструкциях выпрямительных агрегатов средней и большой мощности (рис. 10-10, 10-11) в зависимости от системы охлаждения (принудительно-жидкостной или испарительной) вентили сгруппированы либо на трубопроводах (рис. 9-50),

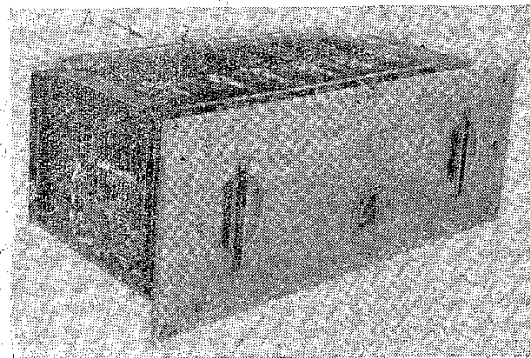


Рис. 10-7. Общий вид тиристорного блока.

прикрепленных к панелям, либо непосредственно на самих панелях. Система управления вентилей, система защиты и сигнализации вентилей от пробоя также установлены на панелях.

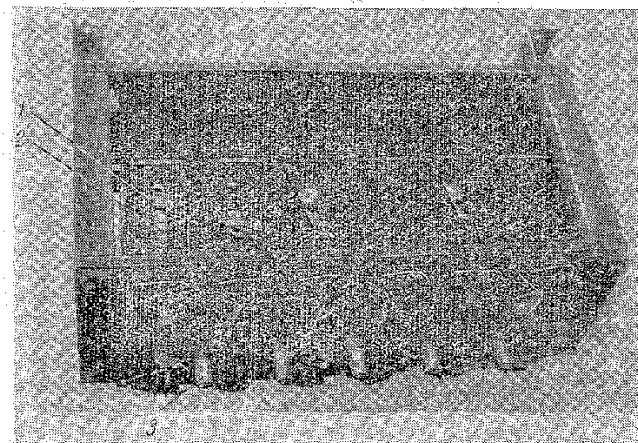


Рис. 10-8. Вентильный силовой блок (вид по стрелке А рис. 10-7).

1 — вентили с охладителями; 2 — насыщающиеся сердечники для ограничения скорости нарастания тока; 3 — врубные штыри для силового соединения блока.

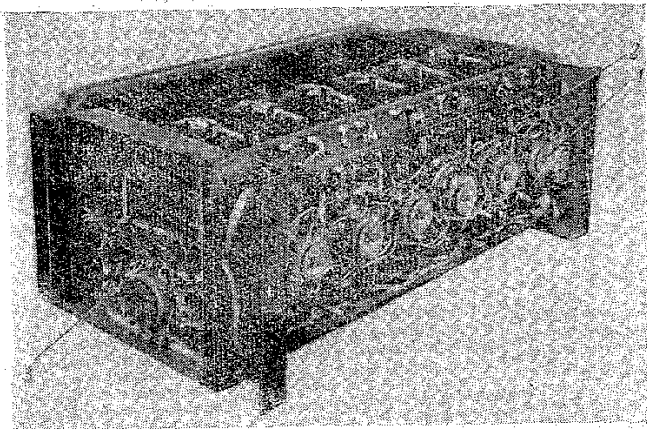


Рис. 10-9. Вентильный силовой блок (вид без лицевой панели).

1 — импульсные трансформаторы для передачи сигналов управления; 2 — элементы цепей управления; 3 — система защиты и сигнализации вентилей от пробоа.

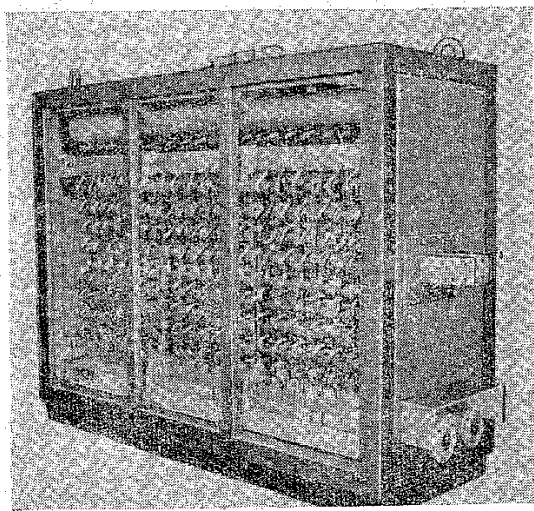


Рис. 10-10. Выпрямительный агрегат типа ВУТГВ-3000 с водяным охлаждением через лавсановую пленку.

В блоках управления и регулирования выпрямителя на тиристорах обычно размещаются все элементы указанных систем. Для удобства монтажа отдельные участки схемы выполнены в виде модулей и блоков (рис. 10-12—10-13), которые вставляются в общий каркас и подключаются к схеме с помощью штепсельных разъемов.

В последнее время схемы управления монтируются на отдельных платах методом печатного монтажа и подключаются к общей

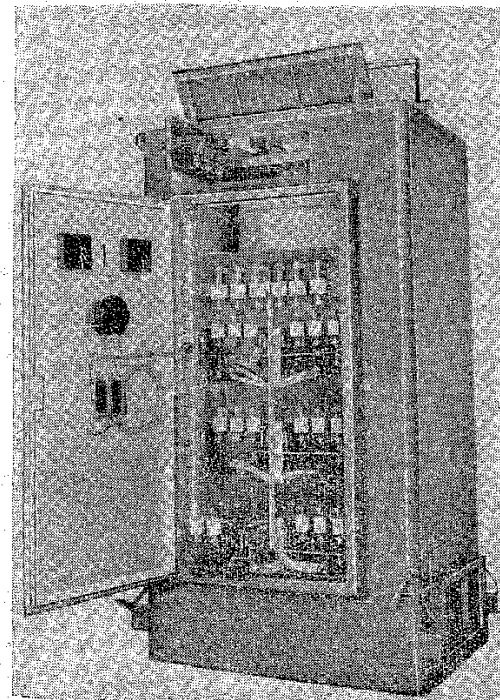


Рис. 10-11. Выпрямительный агрегат типа ВУТГ-3000 с воздушно-водяным охлаждением.

схеме выпрямителя с помощью штепсельных разъемов. Платы покрываются водостойкими лаками или заливаются компаундами на основе эпоксидных смол, что повышает их изоляционные свойства и надежность. Для размещения таких схем достаточны небольшие объемы шкафа.

Особенностью блочных конструкций выпрямительных агрегатов является наличие силовых монтажных панелей, содержащих в себе весь силовой монтаж, гнезда для штыревых разъемов блоков подключения, вентилей и вентилятора и т. п. (см. рис. 10-1). Для уменьшения магнитных полей токоведущие шины наложены друг на друга и заармированы в толщу панели.

Наиболее прогрессивной технологией изготовления такой панели в настоящее время является установка токоведущих шин с гнездами, представляющих собой своеобразную арматуру, в плоскую форму с последующей заливкой компаундом на основе эпоксидной смолы холодного отверждения.

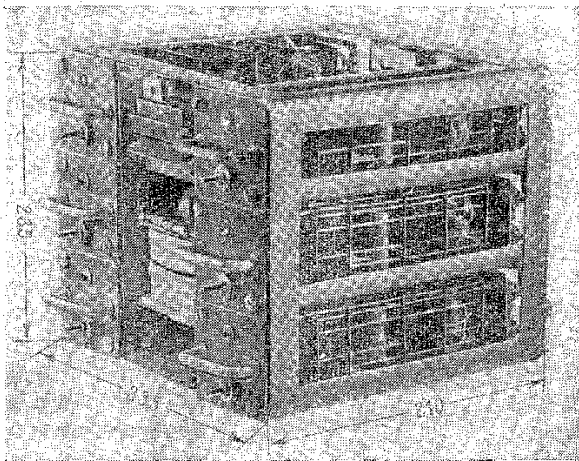


Рис. 10-12. Блок управления и регулирования тиристоров.

Силовые трансформаторы, применяемые в выпрямительных агрегатах любых мощностей, можно разделить по конструктивному исполнению на две группы: встроенные в одном корпусе с выпрямителем и выносные индивидуальные.

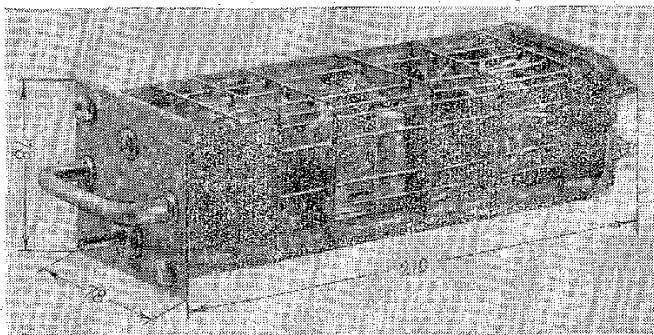


Рис. 10-13. Блок формирования.

Встроенные трансформаторы имеют ряд преимуществ перед выносными: значительно меньшие габариты и веса, а также общую с выпрямительным агрегатом систему охлаждения. Однако в выпрямительных агрегатах большой мощности применение их нецелесообразно, так как они значительно увеличивают габариты выпрямителя и нарушают его тепловой режим. В подобных установках они заменяются выносными трансформаторами.

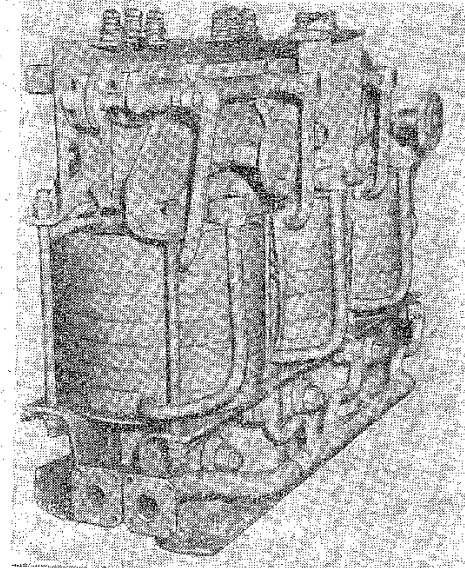


Рис. 10-14. Трансформатор с косвенным водяным охлаждением.

Выносные силовые трансформаторы могут иметь следующие три основных вида охлаждения: естественное, принудительное жидкостное и испарительное.

Трансформаторы с естественным воздушным охлаждением наиболее надежны и просты в изготовлении.

Трансформаторы с принудительным жидкостным охлаждением могут иметь непосредственную или косвенную систему охлаждения.

В трансформаторах с непосредственным охлаждением обмоточные провода имеют полость для циркуляции охлаждающей жидкости. Циркулирующая жидкость интенсивно отводит тепло от катушек и железа магнитопровода в теплообменник, откуда в свою очередь тепло может отводиться воздухом.

Существенным недостатком таких трансформаторов является необходимость тщательной очистки охлаждающей жидкости от вредных примесей, а также ухудшение к. п. д. за счет увеличения плотности тока и индукции в сердечнике.

В трансформаторах с косвенным охлаждением охлаждающая жидкость протекает по системе трубопроводов и не омывает обмотки трансформатора и сердечники непосредственно (рис. 10-14),

в связи с чем в качестве охлаждающей жидкости может использоваться водопроводная вода.

Это дает возможность конструктивно выполнять обмотку трансформатора и сердечник магнитопровода по типовой технологии, принятой для изготовления обычных трансформаторов с естественным воздушным охлаждением.

Однако, как показала практика, коэффициент теплоотдачи при косвенном способе охлаждения незначителен и для его повышения

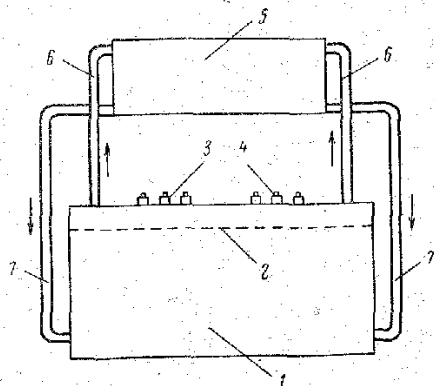


Рис. 10-15. Трансформатор с испарительным охлаждением.

1 — трансформатор; 2 — уровень теплоносителя; 3 — выводы первичной обмотки; 4 — выводы вторичной обмотки; 5 — конденсатор; 6 — трубки для отвода пара; 7 — трубки для отвода конденсата (стрелками показано движение теплоносителя).

необходимо увеличить площадь охлаждающей поверхности, что в свою очередь ведет к увеличению габаритов и веса трансформатора (почти до размеров трансформаторов с естественным охлаждением).

Особенностью трансформаторов с испарительным охлаждением (рис. 10-15) является то, что обмотки их выполнены из трубчатой меди. Трубки заполнены легко испаряющимся теплоносителем (дистиллированной водой или фреоном), и теплоотвод осуществляется за счет испарения теплоносителя внутри полостей обмотки.

Испаряющийся теплоноситель попадает по трубопроводу в охладитель (камеру с радиаторами), в котором конденсируется и по трубопроводу поступает вновь в обмотку трансформатора.

Несмотря на то, что испарительное охлаждение полностью исключает наличие вращающегося привода, практическое применение этой системы ограничено, так как серьезным недостатком в некоторых случаях является токсичность теплоносителя и трудоемкость конструктивного исполнения системы.

10-3. СПОСОБЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕПЛОТВОДА

Конструкция выпрямительных агрегатов во многом определяется его тепловым режимом, так как последний диктует выбор системы охлаждения.

В настоящее время наиболее широко применяются четыре основных вида систем охлаждения: система с естественным воздуш-

ным охлаждением, система с принудительным воздушным охлаждением, система с принудительным жидкостным охлаждением и системы с испарительным охлаждением.

Каждая из этих систем имеет свои преимущества и недостатки с точки зрения эффективности теплоотвода, себестоимости, надежности и конструктивных особенностей.

Для определения относительной эффективности каждой из вышеперечисленных систем можно воспользоваться графиком, приведенным на рис. 10-16.

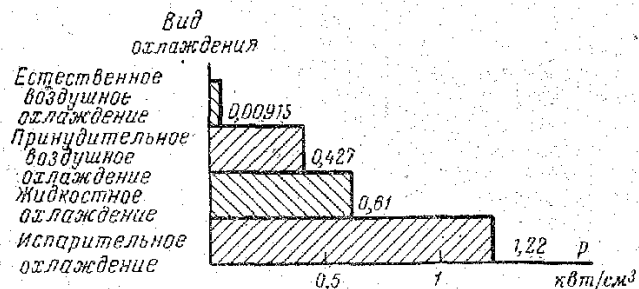


Рис. 10-16. График относительной эффективности различных систем охлаждения.

Из графика видно, что наиболее эффективной системой охлаждения по теплоотводу является система испарительного охлаждения. Однако в силу ряда существенных недостатков эта система находит пока в силовой преобразовательной технике ограниченное применение. В выпрямительных агрегатах больших мощностей применяют, как правило, принудительное жидкостное охлаждение, в агрегатах средних мощностей — систему естественного или принудительного воздушного охлаждения; в агрегатах малых мощностей наиболее распространена система естественного воздушного охлаждения.

Остановимся на каждой из вышеперечисленных систем охлаждения более подробно.

Система с естественным воздушным охлаждением

К конструктивным и эксплуатационным преимуществам этой системы относятся:

- 1) простота и технологичность конструкции;
- 2) малошумность;
- 3) виброударопрочность;
- 4) удобство эксплуатации и ремонта;
- 5) полная статичность (отсутствие механически подвижных агрегатов, таких как вентилятор, насос и т. д.);
- 6) высокая надежность и относительно низкая себестоимость.

Система с естественным воздушным охлаждением обладает серьезным недостатком — малой эффективностью теплоотвода (см. рис. 10-16).

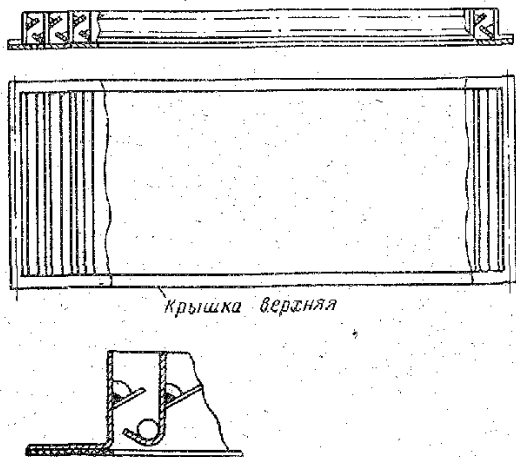
Таким образом, основной проблемой в выпрямительных агрегатах с естественным воздушным охлаждением является оптимиза-

ция конструктивных решений, главным образом с целью повышения теплоотвода.

Практика показала, что нормальным тепловым режимом, обеспечивающим надежную работу преобразователя, является интервал температур от 0 до 40° С, в ряде случаев до 60° С.

Как известно, отвод и рассеяние тепловой энергии в окружающее пространство (главным образом от вентиляей, выделяющих 70—80% всего тепла) осуществляется с помощью радиаторов.

Шестиреберные стандартные радиаторы, несмотря на достаточную теплопроводность, не обеспечивают конвективный теплообмен из-за малого расстояния между ребрами и поэтому малоэффектив-



Крышка вергняя

Рис. 10-17. Крышка для выпрямительных агрегатов малой и средней мощности с естественным воздушным охлаждением.

ны в выпрямительных агрегатах средней мощности с естественным воздушным охлаждением.

Повышения эффективности системы естественного воздушного охлаждения можно добиться двумя путями: а) путем конструктивных изменений, улучшающих компоновку шкафа выпрямительного агрегата; б) путем создания новых конструкций радиаторов.

В качестве конструктивных улучшений шкафа выпрямительного агрегата можно рекомендовать следующие:

1. Необходимо создать шахту для вентиляных блоков, изолированную от внешних тепловых влияний силовых трансформаторов и других сильно греющихся элементов (например, активных сопротивлений).

2. Для понижения температуры воздуха в шахте над вентиляными блоками целесообразно применять специальные жалюзи и крыши. Наличие жалюзи и крыши на корпусе шахты (вентиляционного канала) улучшает условия теплообмена на 20—30% по сравнению с герметичным кожухом. Общая площадь жалюзи в свету должна составлять 20—30% поверхности корпуса.

Для беспрепятственного отвода тепла можно применять специальную конструкцию крыши и боковых стенок с жалюзи, являющихся одновременно пыле- и брызгозащитой (см. рис. 10-17).

Пластинчатые радиаторы, предназначенные специально для естественного воздушного охлаждения, более эффективны, чем шестиреберные стандартные радиаторы. Эффективность их по теплоотводу выше за счет увеличения площади поверхности охлаждения и создания большего межреберного расстояния. В пластинчатых радиаторах зазоры между ребрами равны 16—20 мм вместо 10 мм

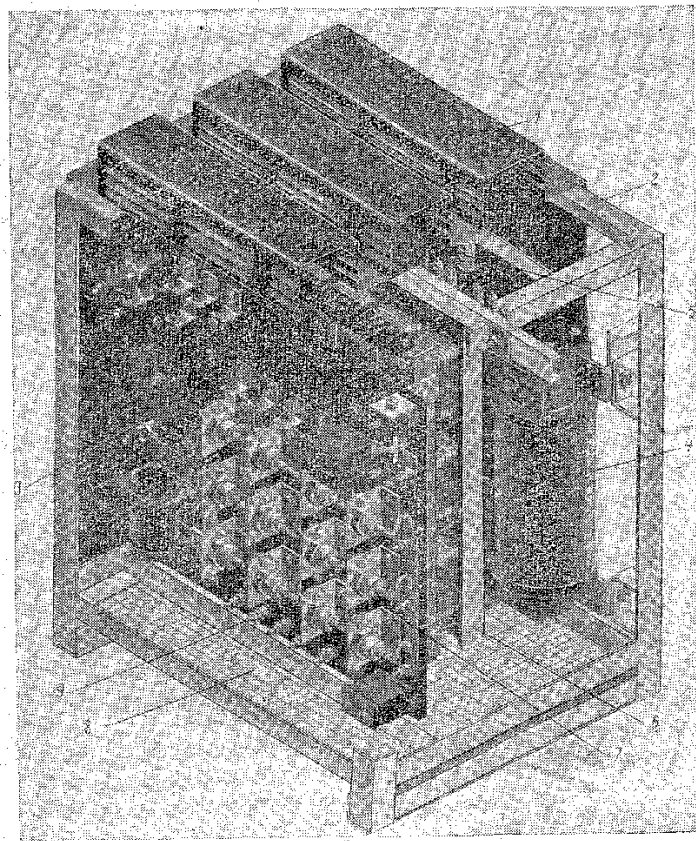


Рис. 10-18. Выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции типа ВАК (с мощностью 2,75 кет со стабилизированным напряжением 115 в).

1 — крышка с рефлекторами; 2 — каркас сварной уголковой конструкции; 3 — панель с аппаратурой; 4 — понижающий трансформатор; 5 — трансформатор питания цепей автоматики; 6 — блок дросселей насыщения; 7 — блок силовых вентиляей; 8 — отверстие в сетке для ввода кабелей подключения.

у шестиугольных, что способствует более высокому конвективному теплообмену.

Примерами конструкций с естественным воздушным охлаждением являются: 1) выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции типа ВАКС-7-115 на тиристорах мощностью 7 кВт со стабилизированным напряжением 115 в (рис. 9-12); 2) сварочный выпрямительный агрегат типа ВАКСВ-25-80 на неуправляемых вентилях (рис. 9-24); 3) выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции типа ВАКС-275-115 (рис. 10-18).

Принудительное воздушное охлаждение

В случае, если система естественного воздушного охлаждения не обеспечивает нормальный тепловой режим преобразователя, применяют систему с принудительным воздушным охлаждением, при которой холодный воздух перекачивается через вентиляционный канал с помощью вентилятора.

По характеру работы принудительную вентиляцию можно подразделить на приточно-вытяжную, приточную и вытяжную. Последняя в силу ряда ее преимуществ является наиболее распространенной.

При приточно-вытяжной вентиляции нет необходимости в жалюзи и дополнительных вентиляционных отверстиях. Однако наличие в агрегате двух вентиляторов (вытяжного и нагнетающего) резко снижает надежность работы преобразователя, в связи с чем эта система применяется крайне редко.

Приточная вентиляция осуществляется путем нагнетания в корпус выпрямителя охлажденного и очищенного воздуха, для выхода разогретого воздуха применяют специальные крыши и жалюзи (см. рис. 10-17). Так как вентилятор работает при этой системе в среде холодного, а значит, и более плотного воздуха, она является более эффективной, чем вытяжная вентиляция. Недостатком приточной вентиляции, резко снижающим сферу ее применения, является неравномерное распределение воздушного потока по сечению вентиляционного канала выпрямителя и сильный шум при работе вентилятора.

При вытяжной вентиляции холодный воздух поступает через жалюзи и вентиляционные отверстия в днище корпуса агрегата; вытяжка нагретого воздуха производится с помощью вентилятора, расположенного в верхней части корпуса. Эта система позволяет создать равномерное распределение скорости охлаждающего потока воздуха по всему сечению вентиляционного канала. Скорость охлаждающего потока регулируется сечением вентиляционного канала; она не должна превышать 6—8 м/сек, так как при больших скоростях внутри агрегата возникают шумы, мешающие нормальной работе обслуживающего персонала.

Основной проблемой при вытяжной вентиляции является выбор вентилятора по мощности, габаритам, сроку службы и надежности работы.

В выпрямительных агрегатах блочно-панельной конструкции средней мощности, как правило, применяются одноступенчатые и двухступенчатые осевые вентиляторы. Их достоинствами являются повышенная мощность, высокая надежность, технологичность и длительный срок службы; существенным недостатком — большие габариты, значительно увеличивающие размеры всего выпрямительного агрегата.

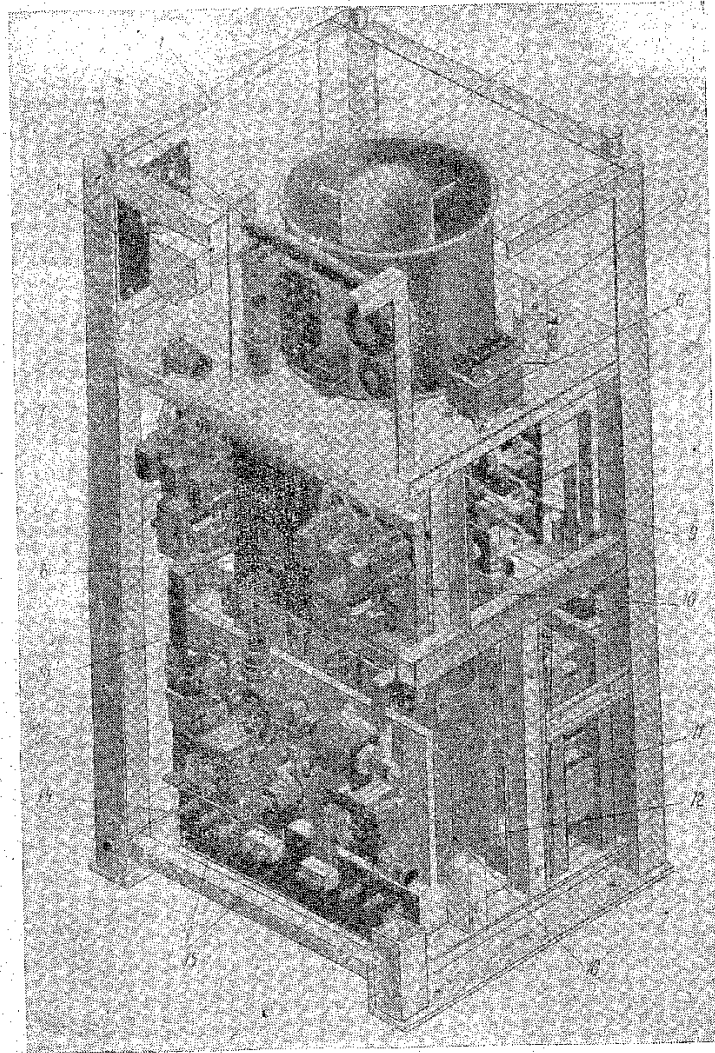


Рис. 10-19. Выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции на неуправляемых вентилях и дросселях насыщения мощностью 63 кВт со стабилизированным напряжением 115 в.

1 — каркас сварной конструкции; 2 — осевой вентилятор; 3 — панель автоматики; 4 — реле тепловое; 5 — ветровое реле; 6 — трансформатор управления; 7 — контактор; 8 — автомат; 9 — блок вентиляй; 10 — контактор; 11 — блок дросселей; 12 — силовой трансформатор; 13 — панель; 14 — панель клеммная; 15 — пусковой контактор; 16 — датчик тока; 17 — экраны.

Осевые электровентиляторы состоят из двигателей, кожуха и крылатки. Вентиляторы крепятся на разделительной диафрагме шкафа и создают интенсивную циркуляцию охлаждающего воздуха в направлении снизу вверх.

В выпрямительных агрегатах блочной конструкции малой и средней мощности применяются блоки с центробежным вентилятором (см. рис. 10-1). Блок включает в себя маломощный двигатель марки СОММ с мощностью 0,45 кВт, $n=3000$ об/мин; скорость воздушного потока на выходе из патрубков блока вентилятора 20—22 м/сек; скорость воздуха в вентиляционном канале 3—4 м/сек; воздух в блок поступает через специальные заборники с четырех сторон.

На рис. 10-19 изображен выпрямительный агрегат блочно-панельной конструкции на управляемых вентилях в дросселях насыщения мощностью 63 кВт со стабилизированным напряжением 115 в.

Принудительное жидкостное охлаждение

Система принудительного жидкостного охлаждения является одной из наиболее эффективных. Несмотря на целый ряд существенных недостатков этой системы (сложность конструкции, большой вес, объем и др.), ни один другой способ охлаждения (кроме испарительного) не приближается по эффективности теплоотвода к жидкостному.

Для выпрямительных агрегатов блочно-панельной конструкции больших мощностей применяется, как правило, непосредственное и косвенное жидкостное охлаждение.

В качестве охлаждающей жидкости используют обычно воду (жесткость не более 0,05 мг/л и электрическое сопротивление не менее 0,5 ком; давление воды не должно превышать 5 кг/см²) или масло (трансформаторное).

Охлаждение жидкости производится с помощью специальных водомаслообменников, которые располагаются внутри агрегата.

В системах непосредственного охлаждения жидкость прокачивается через трубы и непосредственно омывает вентили. Получаемая турбулентность потока увеличивает эффект теплопередачи.

Существенным недостатком этого вида охлаждения является сложность изготовления конструкции такой системы, а также возможность образования воздушных пробок, а следовательно, и перегревов на отдельных участках схемы.

Стандартные индивидуальные охладители, применяемые с вентилями серии ВКДУВ, служат также для непосредственного охлаждения. Групповое охлаждение вентилях серии ВКДУВ осуществляется прокачиванием жидкости через дюритовые шланги, соединяющие индивидуальные охладители между собой.

В системах косвенного охлаждения вентили не омываются жидкостью непосредственно: они вмонтированы в радиаторы, закрепленные на трубопроводах, по которым прокачивается вода (рис. 9-50).

К достоинствам принудительного косвенного водяного охлаждения в первую очередь нужно отнести интенсивный теплоотвод от вентилях и бесшумную работу выпрямительного агрегата.

Испарительное охлаждение

В настоящее время испарительное охлаждение является наиболее эффективным методом охлаждения по теплоотводу. При испарении 1 л воды от вентиля отводится 500 ккал тепла, т. е. в 100—120 раз больше, чем при жидкостном охлаждении.

Однако из-за сложности конструктивного исполнения и из-за недостаточной надежности работы этот вид охлаждения применяется пока редко, хотя безусловно является перспективным.

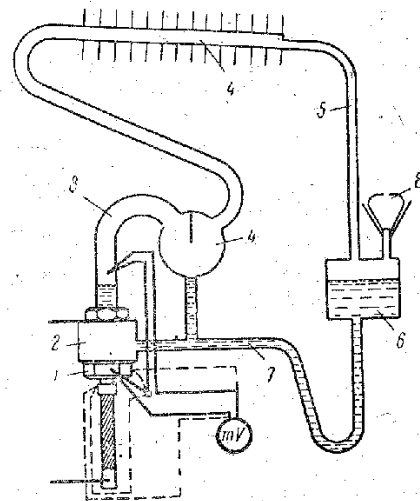


Рис. 10-20. Схема системы испарительного охлаждения вентиля.

1 — вентиль; 2 — насадка; 3 — соединительный патрубок; 4 — сепаратор, отделяющий жидкость от пара, соединенный с конденсатором; 5 — патрубок; 6 — напорный бак; 7 — приемный патрубок; 8 — камера переменной емкости.

Принцип действия испарительного охлаждения вентилях можно пояснить с помощью схемы (рис. 10-20). При протекании тока через вентиль 1 вентильный элемент и основание вентиля нагреваются за счет электрических потерь до температуры 100—140°С. В полости насадки 2 в жидком состоянии находится теплоноситель (вода, этиловый спирт или ацетон). В ряде случаев в качестве активной жидкости теплоносителя могут быть использованы другие легкокипящие жидкости (например, фреон). Жидкость подогревается до температуры кипения и парожидкостная эмульсия поступает по патрубку 3 в конденсатор 4, имеющий большую охлаждающую поверхность.

Тепло от конденсатора может отводиться путем естественного охлаждения (для выпрямителей мощностью до 100 кВт) или с помощью принудительного воздушного или водяного охлаждения (при мощности выпрямителей выше 100 кВт). Конденсат по патрубку 5 стекает в напорный бак 6 и по приемному патрубку 7 вновь поступает в насадку 2. Циркуляция теплоносителя осуществляется естественным путем за счет использования мощности тепловых потерь. Таким образом, система охлаждения работает практически при атмосферном давлении. Сепаратор 4 отделяет капли жидкости от парожидкостной смеси. При включении агрегата жидкость начинает нагреваться до температуры кипения, что приводит к выбросу парожидкостной смеси из насадки с последующим поступлением недогретой жидкости в полость насадки.

Заполнение объема системы охлаждения паром связано с некоторой утечкой теплоносителя, которая происходит во время работы установки вследствие колебания уровня жидкости в напорном баке и наличия парциального давления. Для устранения утечки пара применяется переменный объем 8, выполненный из эластичной пленки с небольшим отверстием, что позволяет пульсировать переменному объему при минимальном массообмене с внешней атмосферой.

Эффективность испарительного охлаждения повышается при применении специальных конструкций вентилялей с чашеобразным корпусом, групповых охладителей, выпрямительных блоков с двусторонним охлаждением.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ

Классы вентилялей

Класс вентилялей	Обратные номинальные напряжения, в		Класс вентилялей	Обратные номинальные напряжения, в	
	Вентили			Вентили	
	германиевые	кремниевые		германиевые	кремниевые
0,15	15	—	3,5	—	350
0,3	30	—	4,0	—	400
0,5	50	50	5,0	—	500
0,75	75	—	6,0	—	600
1,0	100	100	7,0	—	700
1,5	150	150	8,0	—	800
2,0	200	200	9,0	—	900
2,5	—	250	10,0	—	1 000
3,0	—	300			

Группы вентилялей

Группа вентилялей	Падение напряжения, в		Группа вентилялей	Падение напряжения, в	
	Вентили			Вентили	
	германиевые	кремниевые		германиевые	кремниевые
А	0,16—0,17	0,40—0,41	Л	—	0,58—0,59
Б	0,18—0,19	0,42—0,43	М	—	0,60—0,61
В	0,20—0,21	0,44—0,45	Н	—	0,62—0,63
Г	0,22—0,23	0,46—0,47	П	—	0,64—0,65
Д	0,24—0,25	0,48—0,49	Р	—	0,66—0,67
Е	0,26—0,27	0,50—0,51	С	—	0,68—0,69
Ж	0,28—0,29	0,52—0,53	Т	—	0,70—0,71
И	0,30—0,31	0,54—0,55	У	—	0,72—0,73
К	—	0,56—0,57	Ф	—	0,74—0,75

Неуправляемые германиевые вентили

Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Номинальное обратное напряжение, в	Охлаждение
ВГ-10	7,5	15—150	Воздушное естественное
ВГ-10	30	15—150	Воздушное принудительное $v=5$ м/сек
ВГ-50	30	15—150	Воздушное естественное
ВГ-50	75	15—150	Воздушное принудительное $v=5$ м/сек
ВГ-В-200	200	15—150	Водяное $t \leq 30^\circ \text{C}$
ВГ-В-500	500	15—120	То же
ВГ-В-1000	1000	15—100	" "

Неуправляемые кремниевые вентили

Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Охлаждение	Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Охлаждение
ВК-10	10	Воздушное естественное	ВК-200	200	Воздушное принудительное $v=10$ м/сек
ВК2-10			ВК2-200		
ВК-25	25	Воздушное принудительное $v=5$ м/сек	ВКВ-200	200	Водяное
ВК2-25			ВК2В-200		
ВК-50	50	То же	ВКВ-350	350	То же
ВК2-50			ВК2В-350		
ВК-100	100	" "	ВКВ-500	500	" "
ВК2-100			ВК2В-500		

Номинальное обратное напряжение для всех типов 50—600 в.

Неуправляемые кремниевые вентили

Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Номинальное обратное напряжение, в	Охлаждение
ВКДЛ-10	10	300—1000	Воздушное естественное
ВКДЛ-50	50	300—1000	Воздушное принудительное
ВКДЛ-100	100	300—1000	То же $v=10$ м/сек
ВКДЛ-200	200	300—1000	Воздушное принудительное $v=15$ м/сек
ВКДЛВ-350	350	300—1000	Водяное $t \leq 40^\circ \text{C}$

Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Номинальное обратное напряжение, в	Охлаждение
ВКДЛВ-500	500	300—1000	Водяное $t \leq 40^\circ \text{C}$
ВКДЛВ-1000	1000	300—1000	То же
ПВК-10	10	100—600	Воздушное естественное
ПВК-50	50	100—600	Воздушное принудительное $v=8$ м/сек
ПВК-100	100	100—600	То же
ПВК-200	200	100—500	Воздушное принудительное $v=15$ м/сек
ПВКЛ-50	50	400—1000	Воздушное принудительное $v=8$ м/сек
ПВКЛ-100	100	400—1000	То же $v=10$ м/сек
ПВКЛ-200	200	400—1000	То же $v=15$ м/сек

Управляемые кремниевые вентили

Тип вентиля	Номинальный прямой ток, а	Номинальное прямое и обратное напряжение, в	Охлаждение
ВКДУ-50	50	50—800	Воздушное принудительное $v=15$ м/сек
ВКДУ-100	100	50—800	То же
ВКДУ-150	150	50—800	" "
ВКДУВ-100	100	50—800	Водяное " "
ВКДУВ-150	150	50—800	" "
ВКДУВ-200	200	50—800	" "
УПВКЛ-50	50	200—600	Воздушное принудительное $v=11$ м/сек
УПВКЛ-100	100	200—600	То же
УПВКЛ-150	150	200—600	" "
УПВКЛ-200	200	200—600	" "

ЛИТЕРАТУРА

1. Федотов Я. А., Основы физики полупроводниковых приборов, изд-во «Советское радио», 1964.
2. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д., Полупроводниковые приборы, изд-во «Высшая школа», 1966.
3. Кузнецов О. А., Стюп Я. И., Полупроводниковые выпрямители, изд-во «Энергия», 1966.
4. Полупроводники и их применение в электротехнике. Управляемые полупроводниковые выпрямительные элементы и их применение, Изд-во АН Латв. ССР, Рига, 1964.
5. Полупроводниковые управляемые вентили, Сб. переводных статей под редакцией В. Т. Комара и В. А. Лабунцова, Госэнергоиздат, 1962.
6. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. Сб. переводных статей под редакцией С. А. Гаряинова, Госэнергоиздат, 1962.
7. Богословский А. С., Силовые полупроводниковые выпрямители, Воениздат, 1965.
8. Somos I., Commutation and destructive oscillation in diode circuits, Communication and Electronics, 1961, № 54.
9. Кремниевые управляемые вентили — тиристоры. Технический справочник, изд-во «Энергия», 1964.
10. Dyer R. F., Houghton G. K., Turn off time characterisation of silicon controlled rectifiers, Direct Current, 1962, № 6.
11. Думаневич А. Н. и др., Силовые кремниевые диффузионные симметричные вентили (тиристоры) типа ВКДУС, «Электричество», 1966, № 5.
12. Каганов И. Л., Малахов Э. С., Типовые элементы релейного и коммутационного действия с двухоперационными тиристорами, «Электричество», 1966, № 1.
13. Эрикссон, Новые текстроны переключают ток 15 а, «Электроника», 1963, № 36.
14. Грехов И. В. и др., Тиристоры серии ВКДУ на токи 50—200 а. Сборник «Электроприводы с полупроводниковым управлением. Управляемые кремниевые вентили — тиристоры», изд-во «Энергия», 1964.
15. Тверднн Л. М., Круглянский И. М., Распределение нагрузки между параллельно включенными тиристорами с помощью многостержневых ферромагнитных делителей, сб. «Силовые полупроводниковые приборы и устройства», Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации и нормализации в электротехнике, 1966.
16. Болдырев Е. А., Переходные электрические процессы при восстановлении обратного напряжения на последовательно соединенных кремниевых вентиллях, «Электричество», 1966, № 12.
17. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. I, Госэнергоиздат, 1950.
18. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, ч. III, Госэнергоиздат, 1956.
19. Костенко М. П., Нейман Л. Р., Блвдзевич Г. Н., Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками, Изд-во АН СССР, 1946.
20. Нейман Л. Р. и др., Электропередачи постоянного тока как элемент электрических систем, Изд-во АН СССР, 1962.
21. Толстов Ю. Г., Мосткова Г. П., Ковалев Ф. И., Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители, Изд-во АН СССР, 1963.
22. Ковалев Ф. И., Мосткова Г. П., Свиридов А. Ф., Шукалов В. Ф., Судовые статические преобразователи, изд-во «Судостроение», 1965.
23. Размадзе Ш. М., Электромагнитные процессы в системах с мощными преобразовательными установками. Изд-во Грузинского политехнического ин-та имени В. И. Ленина, Тбилиси, 1960.
24. Шиллинг В., Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты, Госэнергоиздат, 1950.
25. Чернышов М. А., Инверторные агрегаты тяговых подстанций, Трансжелдориздат, 1956.
26. Поссе А. В., Анализ работы однофазного выпрямителя при нагрузке на двигатель, Труды Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, 1950, № 3.
27. Рогинский В. Ю., Электропитание радиоустройств, Госэнергоиздат, 1963.
28. Полупроводники в преобразовательной технике, под ред. С. Кошлера и М. Кубата, изд-во «Энергия», 1965.
29. Атабеков Г. И., Теоретические основы электротехники, ч. I, изд-во «Энергия», 1966.
30. Баудиш К., Передача энергии постоянным током высокого напряжения, Госэнергоиздат, 1958.
31. Anschütz H., Stromrichteranlagen der Starkstromtechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1951.
32. Rolf E., Der Kontaktumformer, Springer-Verlag, Berlin, 1957.

33. Lappe R., Stromrichter, Verlag-Technik, Berlin, 1958.
34. Wasserrab Th., Schaltungslehre der Stromrichtertechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1962.
35. Hingorani N. G., Controlled Rectifier Circuit with an Uncontrolled By-pass Valve, Direct Current, vol. 10, 1965, № 2.
36. Толстов Ю. Г., Либер В. Е., К вопросу о выборе конструктивных параметров дросселей насыщения, Известия вузов, Энергоэнергетика, 1961, № 3.
37. Либер В. Е., Режимы работы трехфазного выпрямителя, собранного по схеме две обратные звезды с уравнильным реактором и нелинейными анодными индуктивностями, Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1964, № 8.
38. Пыркoв В. В., Скорoварoв В. Е., Системы управления мощными полупроводниковыми выпрямителями. Передовой научно-технический опыт № 4-64-869/23, ГОСИНТИ, 1964.
39. Липман Р. А., Негневидский И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
40. Sotom J., Switching characteristics of silicon power-controlled rectifiers, Direct current, 1961, № 7.
41. Бардин В. М., Ситник Н. Х., Спокойный Л. И., Характеристики цепи управления тиристоров типа ВКДУ-150, Силовая полупроводниковая техника, вып. V, Москва, 1966.
42. Reichmann H., Schröder A., Steuergeräte für die Anchnittsteuerung von Stromrichtern, AEG-Mitteilungen, 1965, № 7.
43. Шипилло В. П., Булатов О. Г., Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями, изд-во «Энергия», 1966.
44. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1951.
45. Шипилло В. П., Системы сеточного управления ртутными выпрямителями для автоматических электроприводов, Госэнергоиздат, 1961.
46. Скорoварoв В. Е. и др., Устройство управления тиристорами, Авторское свидетельство № 181619, Бюллетень изобретений, 1966, № 10.
47. Jotten R., Reichmann H., Steinmüller H., Transistoren in der Steuerungs- und Regelungstechnik der Stromrichteranlagen, AEG-Mitteilungen, 1960, № 1/2.
48. Левин Г. М., Гольденталь М. Э., Реверсивный ионный электропривод, изд-во «Энергия», 1964.
49. Bruckmoser L., Schaltverstärker mit Transistoren, Elektronik, 1963, № 12.
50. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд-во «Энергия», 1967.
51. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И., Электроприводы с полупроводниковым управлением, Автономные тиристорные инверторы, изд-во «Энергия», 1967.
52. Солодухо Я. Ю. и др., Тиристорный электропривод молотки проволочного стана 250, «Электричество», 1966, № 9.
53. Толстов Ю. Г., Измерительные трансформаторы постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.
54. Веденеев Г. М., Вершин В. Е., Кремниевые стабилизаторы, Госэнергоиздат, 1961.
55. Попов Е. П., Автоматическое регулирование и управление, изд-во «Наука», 1966.
56. Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1966.
57. Budek J. A., Marchant A. H., Protective methods for silicon rectifier equipments, Direct Current, vol. 9, 1964, № 4, p. 143, 148—155.
58. Corbyn D. B., Potter N. L., The characteristics and protection of semiconductor rectifiers, The Proc. of the IEE, vol. A-107, 1960, № 33, p. 255—272.
59. Утевский А. М., Электромагнитные процессы при аварийных режимах выпрямительных агрегатов (короткие замыкания и обратные зажигания). Известия АН СССР, 1949, № 2.
60. Herskind C. C., Kellog H. L., Rectifier fault currents, Trans. of the AIEE, vol. 64, 1945, p. 145—150.
61. Herskind C. C., Schmidt A., Rettig C. E., Rectifier fault currents II, Trans. of the AIEE, vol. 68, 1949, p. 243—252.
62. Ривкин Г. А., Преобразовательные установки большой мощности, Госэнергоиздат, 1959.
63. Мосткова Г. П., Аварийные режимы выпрямительных установок с насыщающимися дросселями, Известия АН СССР, ОТН, 1953, № 11.
64. Ковалев Ф. И., Аварийный режим полупроводникового выпрямителя, управляемого насыщающимися реакторами, при пробое вентиля, Изв. АН СССР, ОТН, 1959, № 5.
65. Боровой А. И., Токи короткого замыкания преобразователя при пробое тиристоров, «Силовые полупроводниковые устройства», Труды ВЭИ имени В. И. Ленина, вып. 75, изд-во «Энергия», 1967.
66. Боровой А. И., Токи при внешнем коротком замыкании преобразователя на тиристорах, «Силовые полупроводниковые приборы и устройства», Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации и нормализации в электротехнике, 1966.

67. Правила устройства электроустановок, изд-во «Энергия», 1965.

68. Боровой А. И., Максимальная токовая защита. Заявка № 1059160/24—7 от 3/III-66.

69. Gallay M., Progrès récents dans la protection des redresseurs de grande puissance contre les surtensions et les surcharges, Bul. de la Soc. Frans. des Electriciens, t. 5, 1964, № 59, p. 719—726.

70. Боровой А. И., Устройство тепловой защиты полупроводниковых преобразователей. Заявка № 1069909/26—25 от 20/IV-66.

71. Боровой А. И., Формирователь импульсов. Авторское свидетельство, кл. 21a¹, 36/02, № 180627, Бюллетень изобретений, 1966, № 8.

72. Diebold E., Monitoring arrangement for power converter [International Rectifiers Corp.], патент США № 3172093, кл. 340-253, опубликован 2 марта 1965 г.

73. Радченко В. Д., Катков В. С., Конышев Л. И., Устройство для защиты от токов короткого замыкания и перенапряжения полупроводниковой выпрямительной установки электроподвижного состава. Авторское свидетельство № 135912, кл. 20¹, 27/09, Бюллетень изобретений, 1966, № 11.

74. Vansteenkiste G., Device for detecting shorted semiconductor cells in rectifiers, патент США № 3163801, кл. 317-14, опубликован 29 декабря 1964 г.

75. Икэда С., Хитати С., Устройство для обнаружения поврежденного полупроводникового вентиля, Японский патент № 8225, кл. 56Д2, опубликован 15 сентября 1959 г.

76. Писарев А. Л., Устройство для защиты силовых полупроводниковых вентилях, Авторское свидетельство № 150906, кл. 21с 68⁵⁰, Бюллетень изобретений, 1962, № 20.

77. Хасаки М., Кудзэ С., Кабусики К., Схема защиты полупроводникового выпрямителя, Японский патент № 14072, кл. 56Д2, опубликован 22 августа 1961 г.

78. Икэда С., Кабусики К., Хитати С., Устройство для обнаружения поврежденных полупроводниковых вентилях, Японский патент № 6115, кл. 56Д2, опубликован 16 мая 1963 г.

79. Кусано М., Такита И., Ватанабэ Н., Схема для обнаружения неисправных полупроводниковых вентилях, Японский патент № 1568, кл. 56Д2, опубликован 1 марта 1960 г.

80. William M., Clarkson G., Currey C., Perfectionnements aux circuits de redressement, Canadian Westinghouse Company Ltd., французский патент № 1295169, кл. Н02, 1960.

81. Kelley W., Protective circuitry and indicating means for rectifier systems, патент США № 3099828, кл. 340-248, опубликован 17 июля 1958 г.

82. Иман К., Устройство для обнаружения поврежденных вентилях, Японский патент № 19216, кл. 56Д2, опубликован 23 сентября 1963 г.

83. Боровой А. И., Сигнализатор пробоя полупроводниковых вентилях, Авторское свидетельство № 194586, кл. 746-5/01, Бюллетень изобретений, 1967, № 8.

84. Технические условия на изготовление и поставку силовых кремниевых управляемых вентилях серий ВКУ и ВКУВ, Москва, 1964.

85. Фиксман С. И., Комплексные выпрямительные полупроводниковые подстанции, «Электротехника», 1963, № 3.

86. Бамдас Н. М., Сомов В. А., Шмидт А. О., Трансформаторы и стабилизаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов, Госэнергоиздат, 1959.

87. Выпрямительные установки для электролиза фирмы «Сименс—Шуккерт», Полупроводниковые установки фирмы «Броун-Бовери» и «Сименс—Шуккерт», Обзоры, Отделение научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике ВНИИЭМ, 1966.

88. Поярков К. М., Регулируемые трансформаторы и их эксплуатация, Госэнергоиздат, 1972.

89. Putz V., Winkler H., Strom und Spannungsregelung von Halbleiter—gleichgerichten, AEG—Mitt., 1961, № 11—12 (см. также Экспресс-информация «Электроника», 1962, № 26).

90. Кремниевые выпрямители, сборник статей, Госэнергоиздат, 1960.

91. Considerazioni Sull'utilizzazione dei Semiconduttori al Sizio Uelle Centrali Statiche di Conversione per Statiche di Connessione per l'industria electrochimica, Cr. Voltolin, Rivista «Marelli», 1964, № 7—9, Milanopag, 17—31.

92. Der Gleichrichter-Transformatorblock, eine neue Entwicklung-richtung der Halbleiter-Gleichrichter, Bulletin Oerlikon, 1963, № 352.

93. Stein W., Lichtbogenfreie Lastumschaltung Siliziumstromtoren bei Stufentransformatoren, Elektrische Bahnen, 1963, № 9.

94. Kliesch G., Müller P., Transformator-Gleichrichter—Aggregat eine neue Bauform fur stromstarke Silizium—Gleichrichteranlagen, Siemens Zeitschrift, 1962, № 4.

95. Тимофеев А. А., Твердин Л. М., Развитие преобразовательной техники в СССР, Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации и нормализации в электротехнике, 1966.

96. Гинберг А. М., Машевич Л. М., Лесова Б. Н., Прибор контроля управления режимами гальванических процессов ПУРП-1, Судпромгиз, 1960.

97. Тихменев Б. Н., Электровозы переменного тока со статическими преобразователями, Трансжелдориздат, 1958.

98. Рубчинский З. М., Моторвагонный электроподвижный состав переменного тока, Вестник электропромышленности, 1962, № 5.

99. Tritzsch K. und Rausch D., Gleichrichteranlagen für Bahnunterwerke, AEG—Mitteilungen, 1961, № 11/12.

100. Nejedlý M., Hausker E., Kloss A., Křemíkové usměrňovače pro městskou a železniční dopravu, Elektrotechnicky Obzor, 1965, № 5.

101. Horst W., Halbleitertechnik im Traktionswesen, Dtsch. Eisenbahntechnik, 1966, № 4.

102. Кашмен, Управление крупными производственными агрегатами с помощью схем параллельного включения мощных кремниевых управляемых выпрямителей, «Электроника» (пер. с англ.), 1965, № 20.

103. IEEE Conference Record of the Industrial Static Power Conversion Conference November 1—3, 1965, Philadelphia.

104. Stringer L. E., Tresino L. R., Thyristor-power DC drive systems, Westinghouse Engr, 1966, № 5.

105. Тиристорный электропривод в машиностроении (материалы семинара при Московском доме научно-технической пропаганды), Сб. 1, Москва, 1965.

105. Zeukel D., Gleichstrom-Pulssteuerung für Elektrofahrzeuge, Elektrische, 1966, № 6.

107. Даммер Дж., Брунетти К., Ли Л., Расчет и конструирование электронной аппаратуры, изд-во «Энергия», 1964.

108. Поляков К. П., Приборные корпуса радиоэлектронной аппаратуры, Госэнергоиздат, 1963.

109. Шнейдер П., Инженерные проблемы теплопроводности, Изд-во иностр. лит-ры, 1960.

110. Дульнев Г. Н., Теплообмен в радиоэлектронных устройствах, Госэнергоиздат, 1963.

111. Михеев, Основы теплопередачи, Госэнергоиздат, 1956.

112. Колосов А. А., Горбунов Ю. И., Наумова Ю. Е., Полупроводниковые твердые схемы, изд-во «Советское радио», 1965.

113. Kühleinrichtungen für Leistungstransistoren, AEG—Mitteilungen, 1961, № 5/6.

114. Агапова М. Г., Гальперин Е. И., Основы тепловых расчетов полупроводниковых приборов с радиаторами, Полупроводниковые приборы и их применение, сборник статей, вып. 14, изд-во «Советское радио», 1965.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	6
Глава первая. Классификация выпрямителей и основные параметры полупроводниковых вентиляей	9
1-1. Классификация выпрямителей	9
1-2. Полупроводниковые вентиляи и их характеристики	12
а) Неуправляемые вентиляи	13
б) Управляемые вентиляи	23
Глава вторая. Схемы выпрямления. Принцип действия и основные соотношения	31
2-1. Основные расчетные параметры схемы выпрямления	31
2-2. Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой	33
а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку	33
б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	38
в) Работа неуправляемого выпрямителя на нагрузку с противо-Э д. с.	42
г) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку	45
д) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	50
е) Работа управляемого выпрямителя с нулевым вентиляем	52
2-3. Однофазная мостовая схема	55
а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку	55
б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	57
в) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку	59
г) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	62
д) Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентиляей при работе на активно-индуктивную нагрузку	63
2-4. Трехфазная схема со средней точкой	67
а) Работа неуправляемого выпрямителя на активную нагрузку	67

б) Работа неуправляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	73
в) Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку	75
г) Работа управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку	77
2-5. Шестифазная схема со средней точкой	79
2-6. Шестифазная схема с уравнительным реактором	82
а) Работа неуправляемого выпрямителя	82
б) Работа управляемого выпрямителя	91
2-7. Трехфазная мостовая схема	94
а) Работа неуправляемого выпрямителя	94
б) Работа управляемого выпрямителя	98
в) Трехфазная мостовая схема с неполным числом управляемых вентилях	101
2-8. Комбинированные схемы	103
а) Последовательное включение двух трехфазных мостовых выпрямителей	103
б) Параллельное включение двух трехфазных мостовых схем	108
в) Параллельное включение двух шестифазных схем с уравнительным реактором	110
2-9. Высшие гармоники напряжения и тока в схемах выпрямителей	111
а) Высшие гармоники в кривой выпрямленного напряжения	111
б) Высшие гармоники в кривой первичного тока выпрямителя	114
2-10. Сравнительный обзор схем выпрямления	120
а) Однофазные схемы	120
б) Многофазные схемы	124
Глава третья. Внешние характеристики и энергетические показатели выпрямителей	127
3-1. Процесс коммутации токов (общие сведения)	127
3-2. Коммутация в однофазных схемах	128
а) Однофазная двухполупериодная схема со средней точкой	128
б) Однофазная мостовая схема	132
3-3. Коммутация в многофазных схемах	136
а) Трехфазная схема со средней точкой	136
б) Шестифазная схема с уравнительным реактором	140
в) Трехфазная мостовая схема	142
3-4. Влияние активного сопротивления элементов схемы на выпрямленное напряжение	145
3-5. Влияние процесса коммутации на выпрямленное напряжение и сетевой ток	149
3-6. Внешние характеристики и режимы работы выпрямителей	152
а) Внешние характеристики однофазных выпрямителей при $L_d = \infty$	153
б) Внешняя характеристика и режимы работы трехфазного мостового выпрямителя при $L_d = \infty$	155

в) Внешние характеристики и режимы работы шести-фазной схемы с уравнительным реактором при $L_d = \infty$	166
3-7. Коэффициент мощности, потери и к. п. д. выпрямителя	172
а) Коэффициент мощности однофазного мостового выпрямителя	173
б) Коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя	176
в) Коэффициент полезного действия выпрямителя	177
3-8. Некоторые вопросы проектирования выпрямителей	178
3-9. Полупроводниковые выпрямители, управляемые дроселями насыщения	190

Глава четвертая. Фильтры	205
4-1. Сглаживающие фильтры	205
4-2. Сетевые фильтры	216

Глава пятая. Системы управления и автоматического регулирования	219
5-1. Назначение системы управления и регулирования тиристорных выпрямителей и ее структурная схема	219
5-2. Входные вольт-амперные характеристики тиристоров	221
5-3. Общие и специальные требования, предъявляемые к системам управления и регулирования выпрямителей	223
5-4. Элементы системы управления	226
а) Входное устройство	227
б) Фазосдвигающее устройство	229
в) Промежуточное устройство	243
г) Выходное устройство	245
5-5. Элементы автоматического регулятора	254
а) Датчик регулируемой величины	255
б) Источник, задающий значение регулируемой величины	257
в) Элемент сравнения	258
г) Усилительный элемент	260
5-6. Влияние коэффициента усиления регулятора на точность стабилизации выходных параметров выпрямителя	262

Глава шестая. Аварийные режимы выпрямителей	267
6-1. Причины возникновения аварийных режимов	267
6-2. Расчетные режимы	268
6-3. Методика определения величин, вводимых в схему замещения питающей сети	271
6-4. Выбор методики анализа аварийного режима	272
6-5. Внешнее глухое короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя на неуправляемых вентилях	273
6-6. Внутреннее короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя	284
6-7. Внутреннее короткое замыкание при пробое вентиля в момент окончания коммутации	289

6-8. Внутреннее короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя при пробое вентиля в момент максимума обратного напряжения	301
6-9. Внешнее глухое короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя на тиристорах	302
6-10. Внутреннее короткое замыкание трехфазного мостового выпрямителя на тиристорах	308
а) Пробой тиристора в момент окончания коммутации	308
б) Пробой тиристора в момент максимального мгновенного значения обратного напряжения	313
6-11. Методика вычисления токов коротких замыканий	316
6-12. Пример расчета токов внутреннего короткого замыкания	318
Глава седьмая. Защита от коротких замыканий и перегрузок	322
7-1. Назначение защиты	322
7-2. Основные требования к защите	324
7-3. Максимальная токовая защита	325
7-4. Защита предохранителями	334
7-5. Защита автоматическими выключателями, разъединителями и короткозамыкателями	339
7-6. Тепловая защита	345
7-7. Сигнализация пробоя вентиля	350
7-8. Согласование ампер-секундных характеристик выпрямителя и защиты	359
Глава восьмая. Перенапряжения в выпрямительных установках и защита от них	363
8-1. Причины перенапряжений	363
8-2. Допустимая амплитуда перенапряжений	368
8-3. Способы ограничения перенапряжений	370
8-4. Расчет величин емкости и сопротивления в цепочках для ограничения перенапряжений	375
8-5. Подавление радиопомех	377
Глава девятая. Выпрямительные установки различного назначения	380
9-1. Выпрямители без стабилизации выходного напряжения	380
9-2. Выпрямители со стабилизацией выходного напряжения	384
9-3. Выпрямители со стабилизацией выходного тока	395
9-4. Выпрямители для электросварки на постоянном токе	404
9-5. Выпрямительные агрегаты для питания электрохимических и электрометаллургических установок	407
9-6. Выпрямители для питания гальванических ванн	415
9-7. Выпрямительные устройства для железнодорожного и городского транспорта	419
9-8. Выпрямители для питания электропривода постоянного тока	423
9-9. Возбуждение мощных электрических машин	430
а) Выпрямители на неуправляемых вентилях для возбуждения турбогенераторов	431

б) Силовые токопроводы 500 ац	435
в) Особенности работы кремниевых преобразователей в системе высокочастотного возбуждения турбогенераторов	436
г) Защита выпрямителей при перегрузках	437
д) Кремниевые управляемые (тиристорные) преобразователи для систем возбуждения турбогенераторов	439
е) Кремниевые преобразователи для возбуждения гидротурбин и синхронных компенсаторов	442
Глава десятая. Конструирование и выбор системы охлаждения выпрямительных агрегатов	444
10-1. Основные принципы конструирования выпрямительных агрегатов	444
10-2. Конструкции выпрямительных агрегатов	446
10-3. Способы охлаждения выпрямительных агрегатов и конструктивные пути повышения эффективности теплоотвода	456
Приложение	465
Литература	468

Беркович Ефим Ильич,
Боровой Анатолий Иванович,
Венделанд Вениамин Менделевич,
Курносев Борис Дмитриевич,
Пырков Валентин Валентинович,
Свиридов Артем Федорович,
Толкачев Анатолий Иванович

Полупроводниковые выпрямители

Художественный редактор Н. Т. Ярешко

Редактор И. В. Антик

Технический редактор Т. Н. Царева

Корректор Э. Б. Шлайфер

Сдано в набор 16/УП 1967 г.

Подписано к печати 20/ХІ 1967 г. Т-13647

Формат 84×108/32 Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 25,2 Уч.-изд. л. 26,27

Тираж 15 000 экз. Цена 1 р. 42 к. Зак. 451

Издательство "Энергия".

Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.

Шлюзовая наб., 10.

ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
39	формула (2-21)	$1 + e^{-\frac{\pi}{2} + \alpha} \int \frac{\frac{\pi}{6} + \alpha}{\frac{\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2\Phi}$	$1 - e^{-\frac{2\pi}{3} + \alpha} \int \frac{\frac{\pi}{3} + \alpha}{\frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{6}}{2} U_{2\Phi}$
99	формула (2-181)	$i_2 = I_d - \frac{\sqrt{2} U_{2\Phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]$	$i_2 = -I_d + \frac{\sqrt{2} U_{2\Phi}}{x_s} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \delta)]$
112	1 сверху	$\theta = \alpha + \gamma$	$\theta = 0$
135	формула (3-23)	$R_{\Phi} I_d - R_{\Phi} \frac{I_d}{\gamma} \theta$	$R_{\Phi} I_d + R_{\Phi} \frac{I_d}{\gamma} \theta$
135	15 сверху	$(2 I_d R_{\Phi} - \frac{I_d}{\gamma} R_{\Phi} \theta)$	$(I_d R_{\Phi} + \frac{I_d}{\gamma} R_{\Phi} \theta)$
135	15 сверху	$8\pi + \frac{\pi}{2}$	$8\pi + \frac{\pi}{2}$
148	формула (3-54)	$U_2 \sqrt{(u_{\%} S_H)^2 - (100 P_1)^2}$	$U_2 \sqrt{(u_{\%} S_H)^2 - (100 P_1)^2}$
148	формула (3-55)	$\frac{100 \omega I_2}{10 \omega I_{2H}}$	$\frac{100 \omega I_2}{10 \omega I_{2H}}$
295	7 снизу		
375	8 снизу		