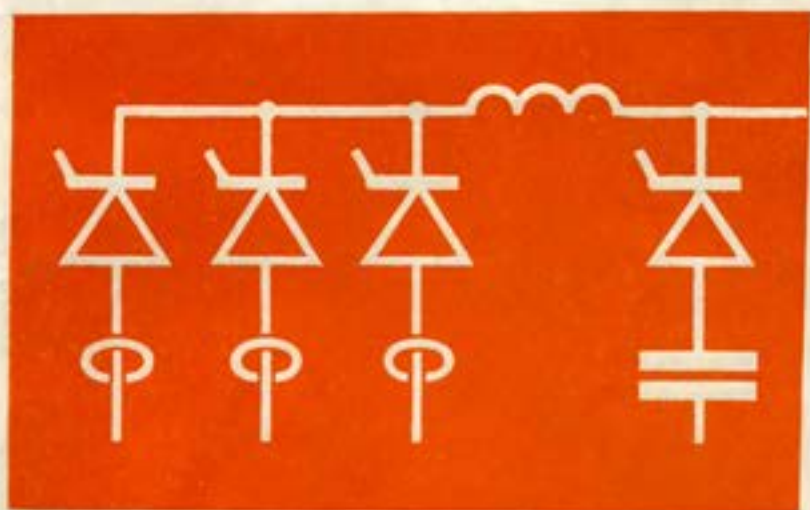


621.314
Г 554

Е.М. ГЛУХ, В.Е. ЗЕЛЕНОВ

ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ



ББК 31.264.5

Г 55

УДК 621.314.632:621.316.9

Рецензент С. С. Крылов

Глух Е. М., Зеленов В. Е.

Г 55 Защита полупроводниковых преобразователей. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоиздат, 1982. — 152 с. ил.

45 к.

Рассмотрены аварийные режимы силовых полупроводниковых преобразователей, приведены расчетные формулы и построены кривые мгновенных и амплитудных значений аварийных токов и их теплового воздействия на полупроводниковые приборы. Определены требования, предъявляемые к защите полупроводниковых преобразователей, описаны различные защитные средства и устройства и необходимые для них датчики, в том числе устройства автоматического повторного включения.

Первое издание книги вышло в свет в 1970 г. Во втором издании переработаны гл. 1, 3, 6 и дополнены гл. 2, 4, 5.

Для инженеров и техников, занятых разработкой, проектированием и эксплуатацией силовых полупроводниковых преобразователей.

2302030000-203
051(01)-82

180-82

6765/82

ББК 31.264.5

6П2.1.082

Ефим Моисеевич Глух

Челябинский
политехнич. институт
Научная библиотека

Обяз.
экз.

Владимир Евгеньевич Зеленов

ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Редактор Е. А. Болдырев

Редактор издательства Л. А. Решмина

Обложка художника В. П. Осипова

Технический редактор В. В. Хапаева

Корректор И. А. Володяева

ИБ № 27

Сдано в набор 13.07.81

Подписано в печать 11.01.82

Т-00221

Формат 84×108¹/₃₂

Бумага типографская № 2

Гарн. шрифта литературная

Печать высокая

Усл. печ. л. 7,98

Уч. изд. л. 8,93

Тираж 14 000 экз.

Заказ 1224

Цена 45 к.

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

© Энергоиздат, 1982

ПРЕДИСЛОВИЕ

Широкое внедрение полупроводниковых преобразователей в различные отрасли народного хозяйства выдвигает повышенные требования к их надежности, к обеспечению бесперебойной и долговременной работы. Ввиду чувствительности полупроводниковых приборов к перегрузкам, коротким замыканиям и перенапряжениям и невозможности их восстановления после теплового или электрического пробоя эти требования часто удовлетворяются разработчиками преобразователей путем значительного снижения нагрузок приборов, что вызывает удорожание преобразователей и увеличение их габаритов и массы.

Обеспечить требуемую надежность полупроводниковых преобразователей при высоком использовании полупроводниковых приборов можно лишь с помощью быстродействующих систем защиты. Выбор систем защиты зависит от режима работы полупроводниковых приборов и параметров источника питания. Необходимо учитывать также специфику возможных аварийных режимов преобразователя и параметры полупроводниковых приборов.

В настоящей книге основное внимание уделяется аварийным режимам преобразователей, бесконтактным быстродействующим системам токовой защиты и защите от перенапряжений.

За время, прошедшее с выхода в свет первого издания книги «Защита полупроводниковых преобразователей» (М.: Энергия, 1970), произошли значительные изменения как в конструкции самих преобразователей, так и в средствах и системах их защиты. Расширилось производство и применение тиристорных преобразователей, накоплен опыт разработок, исследований и эксплуатации различных систем защиты.

Во втором издании переработаны гл. 1, 3, 6 с учетом новых типов полупроводниковых приборов и защитной аппаратуры и дополнены гл. 2, 4 и 5. Введены новые

разделы по импульсным дуговым коммутаторам, тиристорным выключателям постоянного тока, защите автономных инверторов напряжения и преобразователей частоты, делителям тока, датчикам Холла и герконам с использованием их в системах защиты и др.

Работа рассмотренных в книге быстродействующих систем защиты и основных бесконтактных элементов этих систем иллюстрирована осциллограммами, снятыми в процессе испытаний.

Книга базируется на опыте и разработках авторов, однако в ней учтены также разработки других организаций и зарубежный опыт, что нашло отражение в приведенном списке литературы.

Авторы понимают, что их книга не лишена недостатков и с благодарностью примут все замечания и пожелания, которые следует направлять в адрес Энергоиздата: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИХ ЗАЩИТЕ

1.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ОБЛАСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Большинство полупроводниковых преобразователей на полупроводниковых приборах может быть отнесено к следующим основным видам: выпрямители (неуправляемые, управляемые и полууправляемые); ведомые инверторы (инверторы, ведомые сетью); реверсивные преобразователи; автономные инверторы; преобразователи частоты (с непосредственной связью и со звеном постоянного тока); преобразователи постоянного тока.

Ведомые инверторы, реверсивные преобразователи постоянного тока и преобразователи частоты с непосредственной связью строятся на основе управляемых выпрямителей и действуют по принципу естественной коммутации, однако они имеют особенности в возможных аварийных режимах, связанные с инвертированием.

Двухзвенный преобразователь частоты и преобразователи постоянного тока имеют в своем составе выпрямители и автономные инверторы, действующие по принципу искусственной коммутации.

К преобразователям могут быть отнесены также преобразователи переменного напряжения или тока со встречно-параллельными полупроводниковыми приборами.

Неуправляемые выпрямители применяются в электролизных установках в электрометаллургии, химии и гальванотехнике, электротяговых установках (стационарных и передвижных), возбуждателях синхронных машин и др.

Управляемые и полууправляемые выпрямители используются в регулируемом электроприводе постоянно-

го тока, в системах возбуждения электрических машин установках передачи энергии постоянным током.

Ведомые инверторы на тиристорах и реверсивные преобразователи применяются в регулируемом электроприводе постоянного тока, главным образом реверсивном, в электротяге для рекуперативного торможения двигателей, в независимых системах возбуждения электрических машин для гашения поля, в установках передачи энергии постоянным током и др. Ввиду отличия в режимах работы выпрямителя и зависимого инвертора вопросы защиты их решаются по-разному. Автономные инверторы применяются в автономных энергосистемах и электроприводах переменного тока в качестве источников гарантированного питания для ответственных потребителей.

Областями применения преобразователей частоты являются: регулируемый электропривод переменного тока; электротермия (индукционный нагрев); электрометаллургия (перемешивание металла); энергетика (связь энергосистем с различными частотами), электротяга (централизованное электроснабжение поездов) и др.

Преобразователи постоянного тока, состоящие из автономного инвертора и выпрямителя, применяются в источниках питания и других устройствах, где требуется преобразование напряжения постоянного тока и его стабилизация.

При выборе системы защиты необходимо учитывать особенности некоторых областей применения преобразователей.

1. В электролизных и электротяговых установках, а также в установках для питания мощных электроприводов применяются преобразователи большой мощности с большим числом параллельных выпрямителей и параллельных ветвей в плечах мостов.

2. Преобразователи в системах возбуждения питают обмотки возбуждения электрических машин с большой индуктивностью.

3. Двигатели электропривода постоянного тока обладают противо-ЭДС и в процессах торможения и аварийных режимах переходят в генераторный режим.

4. При питании автономных инверторов от источников постоянного тока с малой индуктивностью и малым активным сопротивлением крутизна нарастания ава-

рийных токов велика, и они могут достигать больших значений.

5. При внутреннем коротком замыкании автономного инвертора, имеющего на входе конденсатор значительной емкости, возникает большой импульс аварийного тока разряда конденсатора.

6. В реверсивных преобразователях и преобразователях частоты с непосредственной связью возможно возникновение больших уравнивающих токов при нарушении в системе управления и аварийных токов при срыве инвертирования.

7. В высоковольтных преобразователях с большим числом последовательно включенных полупроводниковых приборов следует обеспечивать сигнализацию состояния приборов и своевременную замену приборов, вышедших из строя, что позволит исключить внутренние короткие замыкания как вид аварии высоковольтного преобразователя.

1.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ И СИСТЕМАХ ЗАЩИТЫ

В полупроводниковых преобразователях и системах защиты применяются следующие силовые приборы: неуправляемые полупроводниковые приборы — диоды; управляемые полупроводниковые приборы — тиристоры (в том числе импульсные тиристоры); симметричные управляемые полупроводниковые приборы — симисторы; неуправляемые полупроводниковые приборы с контролируемым лавинообразованием — лавинные диоды; управляемые приборы с контролируемым лавинообразованием — лавинные тиристоры; управляемые приборы со световым управлением — фототиристоры; стабилитроны и симметричные ограничители напряжения.

Основой полупроводниковых приборов является двухслойная или многослойная полупроводниковая структура, определяющая их параметры и характеристики. Важнейшие параметры полупроводниковых приборов: обратное напряжение пробоя и напряжение переключения; прямой ток; критическая скорость нарастания прямого тока (для управляемых полупроводниковых приборов); критическая скорость нарастания прямого напряжения (для управляемых приборов); время выключения; прямое падение напряжения; напряжение

и ток управления; обратный ток и ток утечки; предельная амплитуда ударного тока; предельный интеграл квадрата аварийного тока, определяющий его тепловое воздействие; общее и внутреннее переходные тепловые сопротивления; общее и внутреннее установившиеся тепловые сопротивления.

Способы определения параметров силовых полупроводниковых приборов отечественного производства и их значения приведены в [1, 2].

При работе приборов в них возникают потери мощности, связанные с током нагрузки, включением и выключением, токами утечки и др.

Потери выделяются в виде теплоты, главным образом в полупроводниковой структуре прибора. В установившемся режиме температура структуры равна:

$$\vartheta_j = \vartheta_a \pm P_{tot} R_{th},$$

где ϑ_a — температура окружающей среды; P_{tot} — суммарная мощность потерь; R_{th} — общее тепловое сопротивление, равное сумме внутреннего теплового сопротивления между полупроводниковой структурой и корпусом прибора и внешнего теплового сопротивления между корпусом и окружающей средой.

В переходных и аварийных режимах рост температуры структуры характеризуется постоянной времени $\tau = R_{th} C_{th}$, где R_{th} — тепловое сопротивление; C_{th} — тепловая емкость структуры. Ввиду малого объема и поэтому небольшой тепловой емкости полупроводниковой структуры постоянная τ мала и находится в пределах от 1 до 5 мс в зависимости от мощности полупроводникового прибора. Постоянная времени изменения температуры корпуса прибора составляет от 1 до 5 с. Отсюда видно, что полупроводниковые приборы весьма чувствительны к токовым перегрузкам.

Различают рабочие перегрузки, когда превышаются номинальные токи полупроводниковых приборов, но температура полупроводниковой структуры остается предельной, и аварийные перегрузки (короткие замыкания), при которых температура структуры кратковременно превышает предельную, не приводя, однако, к выходу из строя прибора. Различают также следующие воздействия на приборы в аварийных режимах: импульс тока без последующего приложения напряжения к прибору и импульс или импульсы тока с последующим при-

ложением к прибору обратного или обратного и прямого напряжений.

Допустимые амплитуды токов рабочих перегрузок в зависимости от длительности перегрузок и токи предельной нагрузки приведены в [1].

Стойкость полупроводниковых приборов к первому импульсу тока при длительностях воздействия от 1 до 10 мс и температурах структуры 25°С и максимально допустимой определяются предельными значениями амплитуды ударного тока и интеграла квадрата аварийного тока. Эти значения приводятся в информационных материалах заводов-изготовителей и справочниках. В [1] дается также выражение для расчета допустимой амплитуды ударного тока при длительностях воздействия меньше 1 мс. Там же приведены значения допустимых амплитуд импульсов тока в зависимости от их длительности (от 10 до 200 мс) при последующем приложении напряжения к прибору.

Полупроводниковые приборы весьма чувствительны к перенапряжениям. Превышение допустимого напряжения может привести к электрическому пробоему прибора. Разовые импульсы перенапряжений в лавинных полупроводниковых приборах могут превосходить напряжение переключения при условии, что энергия импульса обратного тока, вызванного перенапряжением, не превышает допустимую.

Управляемые полупроводниковые приборы вследствие инерционного распространения зоны проводимости из области управляющего электрода по всей площади структуры допускают ограниченную скорость нарастания тока di_T/dt .

Скорость нарастания прямого напряжения управляемых приборов du_D/dt также должна ограничиваться во избежание ложного открытия вентиля.

По предельно допустимым (критическим) значениям $(di_T/dt)_{crit}$ и $(du_D/dt)_{crit}$, а также времени выключения управляемые приборы делятся на группы, которые указываются в маркировке полупроводниковых приборов.

1.3. ОТКАЗЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ, ПРИВОДЯЩИЕ К АВАРИЙНЫМ РЕЖИМАМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Основными отказами полупроводниковых приборов (диодов и тиристоров), приводящими к аварийным режимам преобразователей, являются: пробой электриче-

ский и тепловой; потеря управляющей способности у тиристоров; невключение тиристора.

Электрический пробой возникает при приложении к полупроводниковому прибору напряжения, превышающего допустимое по амплитуде и продолжительности. Тепловой пробой происходит при превышении током прибора по амплитуде и продолжительности допустимых значений или нарушении режима охлаждения прибора, приводящих к чрезмерному повышению температуры структуры. Превышения критического значения скорости нарастания тока у тиристорov вызывают местный перегрев структуры и ее тепловой пробой. Электрический и тепловой пробой являются процессами необратимыми и вызывают полный отказ приборов.

Потеря управляющей способности тиристорov характеризуется самопроизвольным их переключением в проводящее состояние при отсутствии управляющего импульса. Причиной этого является либо превышение приложенным к вентилю прямым напряжением напряжения переключения, либо превышение критического значения скорости нарастания напряжения. Потеря управляющей способности может произойти и при таком превышении допустимой температуры структуры тиристора, которое приведет к снижению напряжения переключения.

Подобное явление возникает также при снижении напряжения и тока управления, в результате чего тиристор включается от помехи, значительно меньшей полезного сигнала.

Если тиристор потерял управляющую способность при кратковременном нарушении режима и при этом не произошло изменение его параметров, то после ликвидации нарушения тиристор сможет нормально работать.

Изменение параметров, т. е. напряжения переключения, критических значений скорости нарастания, напряжения или тока, уменьшение напряжения и тока управления, увеличение обратного тока, тока утечки или падения напряжения на полупроводниковом приборе, связано со старением приборов в процессе длительной работы. Старение обусловлено главным образом нарушениями теплового режима структуры, а также скрытыми дефектами производства. В последнем случае изменение параметров проявляется в начальный период эксплуатации приборов.

Возможны также отказы, связанные с механическими повреждениями полупроводниковых приборов, такими, как обрыв управляющего электрода, нарушение пайки электродов и т. п.

1.4. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К СИСТЕМАМ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ввиду чувствительности полупроводниковых приборов к перегрузкам, коротким замыканиям и перенапряжениям, для обеспечения надежной работы преобразователей предъявляются следующие основные требования к системам защиты.

1. Максимальное быстродействие в целях ограничения аварийных токов по длительности и амплитуде значениями, определяемыми перегрузочной способностью полупроводниковых приборов.

2. Ограничение всех видов внешних и внутренних перенапряжений допустимым значением.

3. Безотказность в работе при различных видах повреждений.

4. Отключение поврежденного участка без дополнительной нагрузки на оставшиеся в работе полупроводниковые приборы и недопустимого перенапряжения на них.

5. Возможность применения автоматического повторного включения (АПВ) преобразователей после работы защиты при условии ликвидации аварийного процесса.

Кроме этих требований, связанных со свойствами и параметрами полупроводниковых приборов, системы защиты должны обеспечивать специфические требования отдельных видов преобразователей с учетом присущих им аварийных режимов (см. гл. 2).

ГЛАВА ВТОРАЯ

АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

2.1. ВИДЫ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ И ПРИЧИНЫ ИХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ

В настоящей главе рассмотрены режимы, характеризующиеся протеканием больших аварийных токов. Можно выделить две группы аварий: внешние аварии, вызванные короткими замыканиями в нагрузке или в распределительной сети, и внутренние аварии, обусловленные повреждением отдельных полупроводниковых приборов или нарушениями в системе управления преобразователями.

При этом часто внешние аварии приводят к повреждению полупроводниковых приборов и к развитию внутренних аварий.

Вопросы возникновения перенапряжений и защита полупроводниковых преобразователей рассмотрены в гл. 6.

При работе управляемого выпрямителя с большими углами регулирования возможен также аварийный режим, вызванный неисправностями в системе управления, приводящими к уменьшению угла регулирования одного или нескольких тиристорov. Аварийные токи такого режима зависят от изменения угла регулирования, но не превышают токов короткого замыкания при пробое полупроводникового прибора или при коротком замыкании на выходе выпрямителя. Для инверторов, кроме того, возможны «сквозные» и «несквозные» срывы или опрокидывания, представляющие фактически короткое замыкание источника постоянного тока непосредственно через приборы при сквозном срыве или короткое замыкание через обмотку трансформатора при несквозном срыве.

При неисправностях в системе управления реверсивного преобразователя возможно появление уравнительных токов [11, 18].

В настоящей главе анализируются аварийные режимы преобразователей, выполненных по трехфазной мостовой схеме как наиболее распространенных.

2.2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ И ОСНОВНЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

При анализе аварийных режимов полупроводниковых преобразователей необходимо учитывать момент начала аварийного процесса и вентиляльные свойства схемы. Для расчета аварийных токов весь процесс разбивается на несколько интервалов в зависимости от числа приборов (фаз), участвующих в проводимости тока. Для каждого интервала аварийного процесса схема замещения остается неизменной внутри интервала и изменяется на его границе. Начальные условия для токов в очередном интервале определяются по конечным условиям для этих токов в предыдущем интервале.

При расчетах принимаются следующие допущения.

1. Все индуктивные и активные сопротивления схемы замещения линейные.
2. Трехфазная система сети симметрична, а ЭДС синусоидальны и неизменны по амплитуде.
3. Все полупроводниковые приборы сохраняют свои вентиляльные свойства, а тиристоры — управляемость, за исключением поврежденных.
4. Не учитываются демпфирующие цепочки, защищающие приборы от перенапряжений.

В отдельных случаях принимаются дополнительные допущения, что указывается в соответствующем разделе.

Расчет аварийных токов проводится в относительных единицах. В качестве базисной величины во всех расчетах принято амплитудное значение установившегося тока трехфазного короткого замыкания

$$I_m = E_{m\phi} / \sqrt{R_{\Sigma}^2 + (\omega L_{\Sigma})^2}, \quad (2.1)$$

где $E_{m\phi}$ — амплитудное значение фазной ЭДС; R_{Σ} и ωL_{Σ} — суммарные активное и реактивное сопротивления одной фазы полной схемы замещения, приведенные к вторичной обмотке трансформатора.

2.3. ВНЕШНЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В общем случае короткого замыкания на выходе выпрямителя между местом короткого замыкания и выводами выпрямителя имеется сопротивление (ошиновка, сглаживающий реактор, кабели и др.).

На рис. 2.1 приведена эквивалентная схема замещения к расчету внешнего короткого замыкания. Короткое замыкание разделяет схему на две части, токи в которых можно рассматривать независимыми друг от друга. Для расчета полупроводникового выпрямителя представляет интерес лишь ток, поступающий к месту короткого замыкания от сети переменного тока через полупроводниковые приборы преобразователя.

В схеме замещения на рис. 2.1 L_{τ} и R_{τ} представляют собой суммарные индуктивность и активное сопротивление одной фазы цепи переменного тока выпрямителя, приведенные к вторичной обмотке трансформатора. При подключении трансформатора к сети неограниченной мощности это будут соответственно индуктивность и активное сопротивление одной фазы трансформатора. Через L_k и R_k обозначены индуктивность и активное сопротивление в цепи постоянного тока между выводами выпрямителя и местом короткого замыкания.

Пусть короткое замыкание произошло в момент перехода ЭДС фазы А через нуль. Это соответствует условию максимума аварийного тока [7]. К моменту начала аварийного процесса проводили ток полупроводниковые приборы 5 и 6. Ток в цепи нагрузки был равен I_d . В момент короткого замыкания вступает в работу прибор 1, так как при замыкании фаз С и В через приборы 5 и 6 напряжение на приборе 1, бывшее до этого момента отрицательным, скачком становится равным нулю.

Наибольшее значение аварийного тока будет при отсутствии остаточного сопротивления нагрузки в контуре короткого замыкания ($L_k=0$; $R_k=0$). При принятом моменте начала аварийного процесса можно записать следующую систему уравнений (индексы у токов соответствуют номерам полупроводниковых приборов):

$$e_A - e_B = i_1 R_{\tau} + \frac{di_1}{dt} L_{\tau} + i_6 R_{\tau} + \frac{di_6}{dt} L_{\tau}; \quad (2.2)$$

$$e_C - e_B = i_5 R_{\tau} + \frac{di_5}{dt} L_{\tau} + i_6 R_{\tau} + \frac{di_6}{dt} L_{\tau}; \quad (2.3)$$

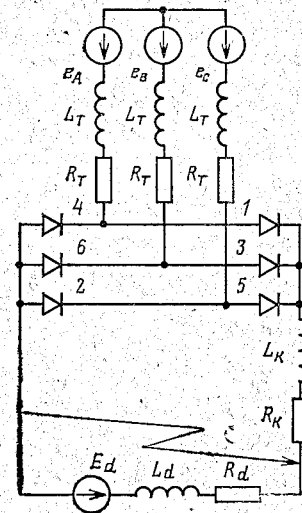


Рис. 2.1. Эквивалентная схема к расчету внешнего короткого замыкания выпрямителя.

$$i_1 + i_5 = i_6. \quad (2.4)$$

С учетом мгновенных значений фазных ЭДС

$$e_A = E_m \sin \omega t; \quad (2.5)$$

$$e_B = E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \quad (2.6)$$

$$e_C = E_m \sin (\omega t + 2\pi/3). \quad (2.7)$$

и начальных условий для первого интервала переходного процесса

$$i_1(0) = 0; \quad i_5(0) = i_6(0) = I_d$$

получим следующие решения для мгновенных значений токов в относительных единицах:

$$i_{1*} = \sin (\omega t - \varphi_T) + \sin \varphi_T e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}; \quad (2.8)$$

$$i_{5*} = \sin (\omega t + 2\pi/3 - \varphi_T) + [I_{d*} - \sin (2\pi/3 - \varphi_T)] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}; \quad (2.9)$$

$$i_{6*} = \sin (\omega t + \pi/3 - \varphi_T) + [I_{d*} - \sin (\pi/3 - \varphi_T)] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}. \quad (2.10)$$

В этих уравнениях

$$\varphi_T = \arctg (\omega L_T / R_T).$$

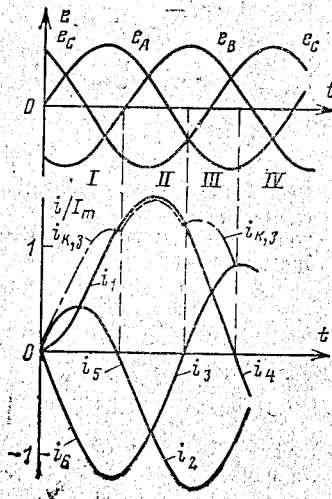


Рис. 2.2. Диаграмма фазных ЭДС и кривые изменения токов в вентилях выпрямителя при внешнем коротком замыкании.

$i_1 - i_6$ — токи в полупроводниковых приборах; $i_{к,з}$ — ток в цепи короткого замыкания.

Из (2.8)–(2.10) видно, что в полупроводниковом приборе 5 ток раньше, чем в других приборах, станет равным нулю. Продолжительность интервала проводимости прибора 5 зависит от значений φ_T и I_{d*} . Принимая $I_{d*} = 0$ (холостой ход выпрямителя перед коротким замыканием) и полагая сначала $\omega L_T \rightarrow 0$, а затем $\omega L_T \rightarrow \infty$, находим, что интервал проводимости прибора 5 лежит в пределах от $\pi/3\omega$ до $2\pi/3\omega$. При наличии тока нагрузки это время несколько увеличивается.

С прекращением тока в полупроводниковом приборе 5 окончится первый интервал аварийного процесса и начнет проводить ток прибор 2, т. е. опять будут проводить ток одновременно три полупроводниковых прибора, но во втором интервале уже приборы 1, 6 и 2. Уравнения для токов в приборах 1 и 6 останутся теми же, что и в первом интервале, а ток в приборе 2 будет описываться (2.9), но со знаком минус.

Рис. 2.3. Кривые мгновенных значений тока при коротком замыкании на выходе выпрямителя для полупроводникового прибора, подвергнувшегося наибольшему воздействию аварийного тока.

Второй интервал закончится в момент, когда ток в приборе 6 упадет до нуля и начнет проводить ток прибор 3. В третьем интервале будут проводить ток приборы 1, 2 и 3. Уравнения для токов в третьем интервале те же, что и в предыдущих интервалах.

На рис. 2.2 приведены диаграммы фазных ЭДС и кривые изменения токов в полупроводниковых приборах неуправляемого выпрямителя. Короткое замыкание началось при холостом ходе выпрямителя.

Кривые мгновенных значений тока в цепи прибора 1 при различных отношениях $\omega L_T / R_T$ и $I_d = 0$ приведены на рис. 2.3, а на рис. 2.4 показано изменение максимального аварийного тока в первый полупериод при внешнем коротком замыкании.

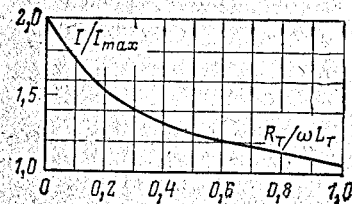


Рис. 2.4. Зависимость максимального значения аварийного тока в приборе при внешнем коротком замыкании от $R_T / \omega L_T$.

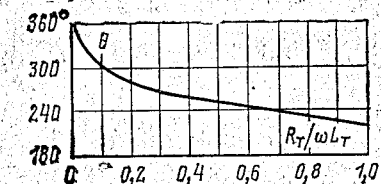
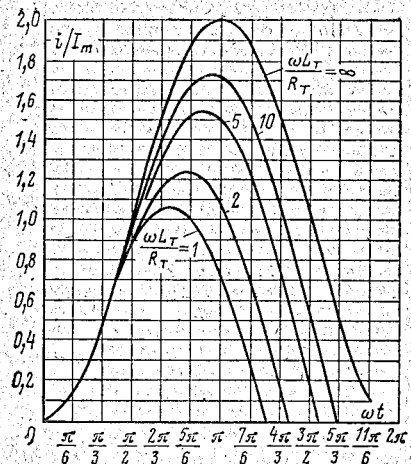


Рис. 2.5. Продолжительность протекания аварийного тока в полупроводниковом приборе при внешнем коротком замыкании.

Максимальное значение аварийного тока через прибор при внешнем коротком замыкании на выходе выпрямителя не превышает двойной амплитуды установившегося значения тока трехфазного короткого замыкания. Продолжительность протекания тока в приборе 1 зависит от соотношения $R_T / \omega L_T$ (рис. 2.5).

После затухания апериодической составляющей тока, если к этому времени защита не отключит выпрямитель, в каждой из фаз будет протекать синусоидальный ток с амплитудой, равной амплитуде установившегося тока трехфазного короткого замыкания. Один из полупроводников этот ток будет протекать через полупроводниковый прибор анодной группы, другой полупериод — через прибор катодной группы.

При кратковременных воздействиях аварийного тока количество теплоты, выделившейся в приборе, и повышение температуры

полупроводниковой структуры пропорциональны $\int_0^{t_1} i_2 dt$. В нашем

примере наибольшему тепловому воздействию подвергается прибор 1. Если возвести уравнение (2.8) в квадрат, проинтегрировать его в пределах от 0 до t_1 , где t_1 — продолжительность протекания тока в приборе 1, и вынести за знак интеграла ω/I_m^2 , то получим тепловой эквивалент (в относительных единицах) воздействия аварийного тока при внешнем коротком замыкании на выходе неуправляемого выпрямителя любой частоты

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{I_m^2} \int_0^{t_1} i^2 dt = \int_0^{\omega t_1} (i_{1*})^2 d\omega t = 0,5\omega t_1 - 0,25 \sin 2(\omega t_1 - \varphi_r) - \\ - 0,25 \sin 2\varphi_r - 2\sin^2 \varphi_r e^{-\omega t_1} \frac{R_r}{\omega L_r} \sin \omega t_1 + \\ + 0,5 \operatorname{tg} \varphi_r \sin^2 \varphi_r \left(1 - e^{-2\omega t_1} \frac{R_r}{\omega L_r} \right). \end{aligned} \quad (2.11)$$

По (2.11) построена кривая (рис. 2.6) теплового воздействия первой полуволны аварийного тока на полупроводниковый прибор при различных отношениях $R_r/\omega L_r$.

Для определения теплового воздействия на полупроводниковые приборы выпрямителя ($A^2 \cdot c$) для конкретного случая находят по

кривой на рис. 2.6 значение $\frac{\omega}{I_m^2} \int_0^{t_1} i_2 dt$, умножают его на квадрат

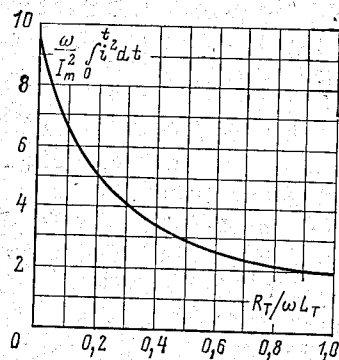


Рис. 2.6. Зависимость эквивалента теплового воздействия первой полуволны аварийного тока при внешнем коротком замыкании от $R_r/\omega L_r$.

амплитуды установившегося значения тока трехфазного короткого замыкания I_m [см. (2.1)] и делят на $\omega = 2\pi f$.

Если момент начала аварийного процесса не совпадает с моментом перехода фазной ЭДС через нуль, то максимальное значение аварийного тока в приборе в течение первого периода аварийного процесса будет меньше, чем в разобранный выше случае. Наименьшее значение амплитуды аварийного тока в полупроводниковом приборе при коротком замыкании на выходе неуправляемого выпрямителя, работавшего в режиме холостого хода, будет в случае начала аварийного процесса в момент равенства фазных ЭДС.

Наличие остаточного сопротивления нагрузки в контуре ко-

роткого замыкания также приводит к уменьшению аварийных токов в полупроводниковых приборах.

2.4. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

При анализе внутреннего короткого замыкания [6] можно пренебречь влиянием нагрузки. Даже нагрузка с большой индуктивностью практически не изменяет амплитуды аварийного тока в полупроводниковых приборах. Обычно ток в цепи нагрузки не превышает $0,1I_m$, поэтому учет его влияния не вносит заметной погрешности.

Пусть выпрямитель работал на холостом ходу, а пробой полупроводникового прибора 5 наступил в момент коммутации с прибора 5 на прибор 1 при равенстве ЭДС фаз A и C (см. рис. 2.1). Образуется контур двухфазного короткого замыкания между фазами A и C через прибор 1 и пробитый прибор 5. Этот случай является наиболее тяжелым с точки зрения значения и продолжительности аварийных токов в поврежденном приборе. Уравнение переходного процесса можно записать в виде

$$i_1 R_r + L_r \frac{di_1}{dt} + i_5 R_r + L_r \frac{di_5}{dt} = e_A - e_C. \quad (2.12)$$

Учитывая, что $i_1 = i_5$, а $e_A - e_C = \sqrt{3} E_{mf} \sin \omega t$, получаем следующее решение для аварийного тока:

$$i_{1*} = i_{5*} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin(\omega t - \varphi_r) + \sin \varphi_r e^{-\frac{R_r}{\omega L_r} \omega t} \right]. \quad (2.13)$$

Начало отсчета времени ведется с момента начала аварийного процесса.

На рис. 2.7 приведены диаграмма фазных ЭДС и кривые токов в приборах при внутреннем повреждении мостовой схемы. Там же указаны интервалы переходного процесса.

Уравнение (2.13) справедливо для первого интервала, заканчивающегося при $t = \pi/2\omega$, когда ЭДС фазы B становится положительной, открывается вентиль 3 и образуется трехфазное короткое замыкание (см. рис. 2.1). Переходный процесс во втором интервале описывается системой уравнений:

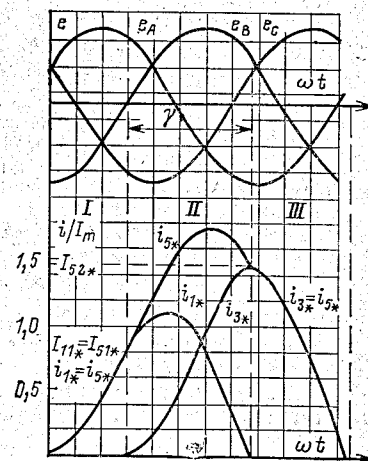


Рис. 2.7. Диаграмма фазных ЭДС и кривые изменения токов в полупроводниковых приборах при внутреннем повреждении трехфазного мостового выпрямителя.

$$i_1 R_T + L_T \frac{di_1}{dt} + i_5 R_T + L_T \frac{di_5}{dt} = e_A - e_C; \quad (2.14)$$

$$i_3 R_T + L_T \frac{di_3}{dt} + i_5 R_T + L_T \frac{di_5}{dt} = e_B - e_C; \quad (2.15)$$

$$i_1 + i_3 = i_5. \quad (2.16)$$

При начальных условиях, которыми являются значения токов вентилей в конце первого интервала, решение этой системы уравнений будет иметь вид:

$$i_{1*} = \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_T \right) + \left[I_{11*} - \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \varphi_T \right) \right] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)}; \quad (2.17)$$

$$i_{3*} = \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_T \right) + \sin \varphi_T e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)}; \quad (2.18)$$

$$i_{5*} = \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi_T \right) + \left[I_{51*} - \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_T \right) \right] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)}, \quad (2.19)$$

где I_{11*} и I_{51*} — токи в приборах 1 и 5 в конце первого интервала.

Второй интервал аварийного процесса продолжается до момента спада тока в приборе 1 до нуля, после чего опять будет двухфазное короткое замыкание, но уже между фазами В и С (третий интервал). Для третьего интервала переходный режим описывается (2.15), при этом $i_3 = i_5$.

Решение (2.15) с учетом начальных условий

$$i_{3*} = i_{5*} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_T \right) - \sin \left(\frac{\pi}{6} + \gamma - \varphi_T \right) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \gamma \right)} \right] + I_{52*} e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \gamma \right)}, \quad (2.20)$$

где γ — продолжительность второго интервала; I_{52*} — ток в приборе 5 в конце второго интервала.

Третий интервал окончится, когда ток в полупроводниковом приборе 3 снизится до нуля или когда двухфазное короткое замыкание вновь перейдет в трехфазное в момент равенства ЭДС фаз А и С. В первом случае ток в приборе 3 должен успеть снизиться до нуля за время, меньшее $2\pi/\omega$ с момента возникновения аварии. Тогда аварийный процесс прекратится, и прибор 5 начнет работать в прямом направлении. Так как прибор 5 пробит, то в момент равенства ЭДС фаз А и С аварийный процесс возникнет вновь при нулевом начальном токе.

18

Во втором случае, когда ток в приборе 3 не успеет снизиться до нуля к моменту равенства ЭДС фаз А и С, короткое замыкание перейдет в трехфазное, и ток в цепи поврежденного прибора будет определяться с учетом тока I_{53*} в приборе 5 в конце третьего интервала.

На рис. 2.8 приведены кривые мгновенных значений токов в цепях полупроводниковых приборов, построенные по (2.13) — (2.20) при различных отношениях $\omega L_T/R_T$.

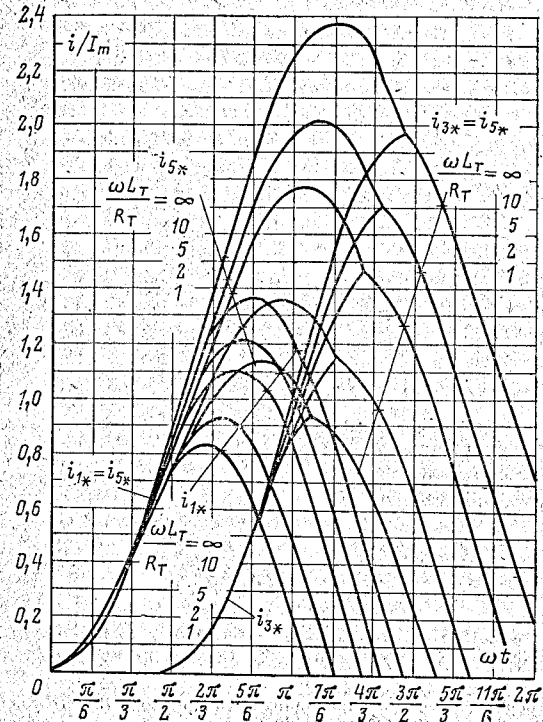


Рис. 2.8. Кривые мгновенных значений аварийных токов при пробое вентилей мостовой схемы неуправляемого выпрямителя.

Зависимость амплитуды аварийного тока от отношения $R_T/\omega L_T$ для поврежденного и неповрежденного приборов приведена на рис. 2.9, а эквиваленты теплового воздействия — на рис. 2.10. Полученные зависимости могут быть использованы и для определения основных данных аварийного процесса при пробое прибора в выпрямителях, выполненных по трехфазной нулевой схеме или по схеме «две обратные звезды с уравнильным реактором».

Повреждение полупроводниковых приборов в момент приложения максимального обратного напряжения является менее тяжелым с точки зрения значения и длительности аварийных токов

в течение первого периода аварийного процесса. Если пробой прибора 3 наступит в момент приложения к нему максимального обратного напряжения, то переходный процесс будет описываться системой уравнений:

$$i_1 R_T + L_T \frac{di_1}{dt} + i_3 R_T + L_T \frac{di_3}{dt} = e_A - e_B; \quad (2.21)$$

$$i_3 R_T + L_T \frac{di_3}{dt} + i_5 R_T + L_T \frac{di_5}{dt} = e_C - e_B; \quad (2.22)$$

$$i_1 + i_5 = i_3. \quad (2.23)$$

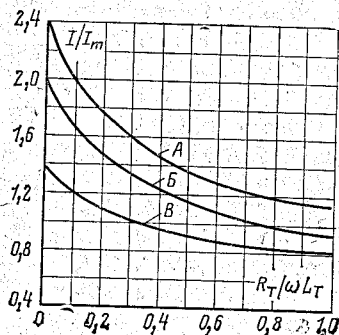


Рис. 2.9. Зависимость амплитудного значения аварийного тока при пробое вентиля неуправляемого выпрямителя от $R_T/\omega L_T$.

A — в цепи поврежденного полупроводникового прибора; B и B' — в цепях неповрежденных полупроводниковых приборов.

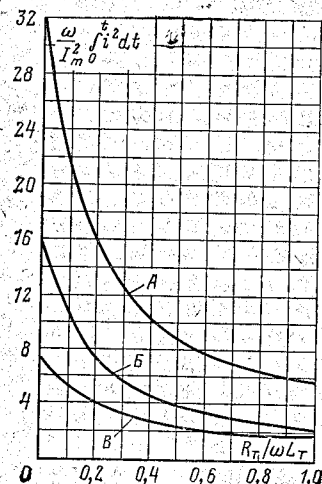


Рис. 2.10. Зависимость эквивалента теплового воздействия аварийных токов при внутреннем повреждении неуправляемого выпрямителя от $R_T/\omega L_T$.

A — в цепи поврежденного полупроводникового прибора; B и B' — в цепях неповрежденных полупроводниковых приборов.

За начало отсчета времени принимаем момент начала аварии, диаграмма фазных ЭДС для этого случая показана на рис. 2.11.

Учитывая, что $i_1(0) = i_3(0) = i_5(0) = 0$; $e_A - e_B = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$;

$e_C - e_B = \sqrt{3} E_{m\phi} \cos \omega t$, получаем следующие уравнения для токов в приборах:

$$i_{3*} = \sin(\omega t + \pi/3 - \varphi_T) - \sin(\pi/3 - \varphi_T) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}; \quad (2.24)$$

$$i_{1*} = \sin(\omega t -$$

$$-\varphi_T) + \sin \varphi_T e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}; \quad (2.25)$$

$$i_{5*} = \sin(\omega t + 2\pi/3 - \varphi_T) - \sin(2\pi/3 - \varphi_T) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \omega t}. \quad (2.26)$$

Первый интервал будет продолжаться до момента спада тока в полупроводниковом приборе 5 до нуля, после чего аварийный ток будет протекать лишь через приборы 1 и 3 (см. рис. 2.1). Переходный процесс во втором интервале будет описываться (2.21).

Учитывая, что во втором интервале $i_1 = i_3$, а начальный ток в вентиле будет определяться током в момент окончания первого интервала, получаем уравнение для токов во втором интервале

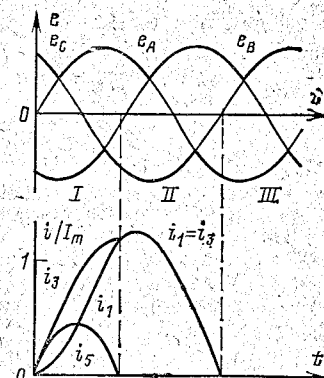


Рис. 2.11. Диаграмма фазных ЭДС и кривые изменения токов в полупроводниковых приборах при внутреннем повреждении трехфазного мостового выпрямителя в момент приложения к полупроводниковому прибору максимального обратного напряжения.

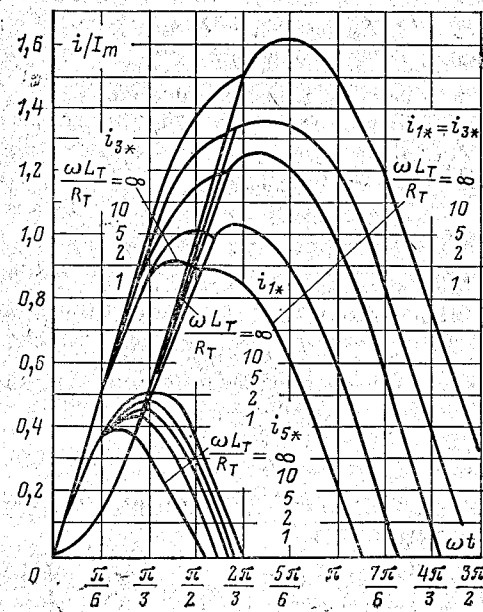


Рис. 2.12. Кривые мгновенных значений токов в полупроводниковых приборах при пробое полупроводникового прибора в момент приложения максимального обратного напряжения.

аварийного процесса:

$$i_{1*} = i_{3*} = \frac{V\sqrt{3}}{2} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi_T \right) - \sin \left(\frac{\pi}{6} + \gamma_1 - \varphi_T \right) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} (\omega t - \gamma_1)} \right] + I_{11*} e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} (\omega t - \gamma_1)}, \quad (2.27)$$

где γ_1 — продолжительность первого интервала.

Второй интервал будет продолжаться до момента спада тока в приборах 1 и 3 до нуля либо до момента $4\pi/3\omega$, когда ЭДС фазы С вновь станет положительной и вступит в работу прибор 5. В том случае, когда ток в приборах 1 и 3 прекратится до момента $4\pi/3\omega$, прибор 5 начнет проводить ток, и образуется двухфазное

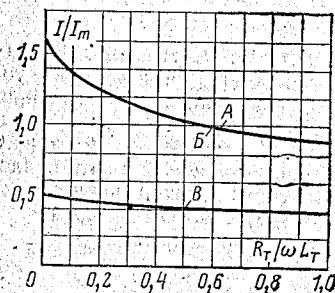


Рис. 2.13. Амплитудные значения аварийных токов при пробое полупроводникового прибора в момент приложения максимального обратного напряжения. А — в поврежденном приборе; Б и В — в неповрежденных приборах.

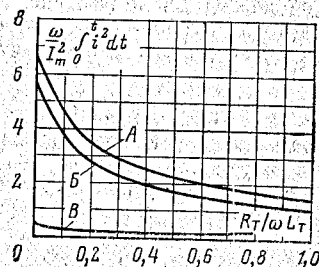


Рис. 2.14. Эквиваленты теплового воздействия первой полуволны аварийного тока при пробое полупроводникового прибора в момент приложения максимального обратного напряжения. А — в поврежденном приборе; Б и В — в неповрежденных приборах.

короткое замыкание через поврежденный прибор 3 лишь после равенства ЭДС фаз В и С, т. е. после момента $3\pi/2\omega$.

Кривые мгновенных значений аварийных токов в приборах при различных отношениях $\omega L_T/R_T$ приведены на рис. 2.12, кривые амплитудного значения токов и эквивалентов теплового воздействия показаны соответственно на рис. 2.13 и 2.14, а на рис. 2.15 даны осциллограммы внутренних коротких замыканий неуправляемого выпрямителя при различных моментах начала аварийного процесса.

2.5. ОСОБЕННОСТИ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Известно, что с ростом тока в цепи полупроводниковых приборов увеличивается угол коммутации [5]. При больших значениях тока может наступить момент, когда коммутация одной пары

приборов не успеет закончиться к моменту начала коммутаций другой пары приборов. Например, если коммутация тока с прибора 1 на прибор 3 (рис. 2.16, а) не успела закончиться к моменту времени, когда пришел управляющий сигнал на прибор 4, то процесс коммутации с прибора 2 на прибор 4 в этот момент не может начаться, так как прибор 4 находится под отрицательным напряжением. Коммутация с прибора 2 на прибор 4 может состояться лишь после осуществления коммутации с прибора 1 на прибор 3. Наиболее распространены системы формирования управляющих сигналов с одиночными широкими импульсами продолжительностью

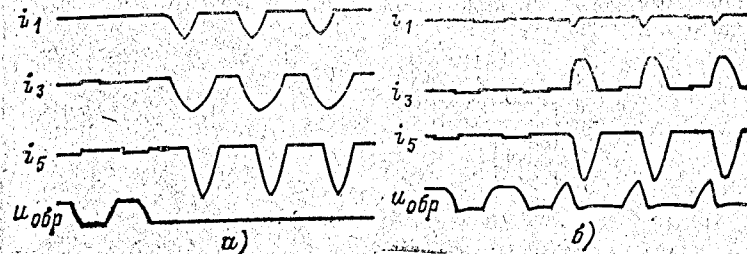


Рис. 2.15. Осциллограммы внутренних коротких замыканий трехфазного мостового выпрямителя.

а — пробой прибора в момент коммутации; б — пробой прибора в момент приложения максимального обратного напряжения; i_1, i_3, i_5 — токи в приборах; $u_{обр}$ — обратное напряжение на приборе.

более 60° и системы с узкими импульсами, сдвинутыми друг относительно друга на 60° . При наличии широких управляющих импульсов прибор 4 откроется в момент закрытия прибора 1, а при узких управляющих импульсах прибор 4 откроется лишь в момент прихода второго управляющего импульса. Это является особенностью работы тиристорного выпрямителя в режимах короткого замыкания.

На рис. 2.17 приведена временная диаграмма фазных ЭДС тиристорного выпрямителя, а также показаны процесс нарастания

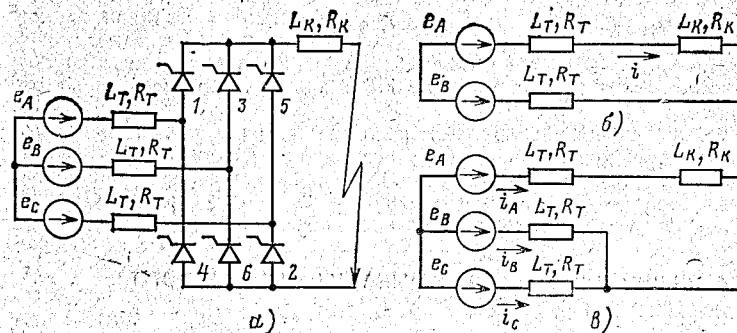


Рис. 2.16. Схемы замещения к расчету токов короткого замыкания в нагрузке тиристорного выпрямителя.

тока короткого замыкания на выходе выпрямителя и характер изменения углов коммутации при системе управления с узкими двоянными импульсами. Как видно, коммутация с прибора 1 на прибор 3 (см. рис. 2.16,а), начавшаяся в момент времени t_4 , не успела закончиться к моменту t_5 , соответствующему приходу управляющего импульса на прибор 4. Коммутация тока с прибора 2 на прибор 4 в момент t_5 не произошла из-за наличия на приборе 4 отрицательного напряжения, и после окончания коммутации тока с прибора 1 на прибор 3 аварийный ток продолжает протекать через приборы 2 и 3 до момента времени t_7 , соответствующего приходу повторного импульса на прибор 4 и первого импульса на прибор 5.

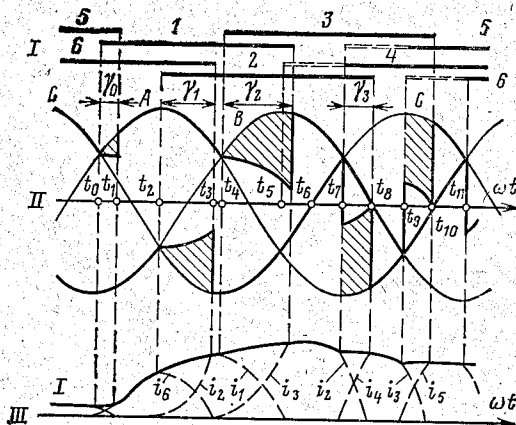


Рис. 2.17. Характер развития короткого замыкания на выходе выпрямителя.

I — диаграмма состояния тиристоры; II — диаграмма фазных ЭДС; III — кривая тока в цепи короткого замыкания.

В момент t_7 вместо коммутации тока с прибора 3 на прибор 5 происходит коммутация с прибора 2 на прибор 4. Такая же картина повторяется и при последующих коммутациях. Запоздывание коммутации в очередных приборах равноценно увеличению угла регулирования от $\alpha=0$ до $\alpha=60^\circ$ и приводит к уменьшению аварийного тока.

Рассмотрение аварийных режимов тиристорных выпрямителей целесообразно производить с учетом наличия защиты по управляющему электроду [10]. Максимальное тепловое воздействие аварийных токов и их амплитуда могут быть ограничены за счет прекращения подачи управляющих сигналов.

2.6. ВНЕШНЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

На рис. 2.16,а приведена схема замещения для расчета токов короткого замыкания при аварии в нагрузке. Пусть короткое замыкание началось в интервале, когда открыты тиристоры 1 и 6

в момент времени $t_1=(\alpha+\gamma)/\omega$ при начальном токе через тиристоры $I_{K1}=I_d$, где α — угол регулирования, определяемый моментом подачи управляющего импульса; γ — угол коммутации. Тогда расчетную схему можно представить так, как изображено на рис. 2.16,б, а дифференциальное уравнение процесса будет иметь вид:

$$L_{\Sigma} \frac{di}{dt} + R_{\Sigma} i = e_{\Sigma}, \quad (2.28)$$

где $L_{\Sigma} = 2L_T + L_K$; $R_{\Sigma} = 2R_T + R_K$; $e_{\Sigma} = e_A - e_B$.

Учитывая, что $e_A = E_{m\phi} \sin(\omega t + \pi/6)$, а $e_B = E_{m\phi} \sin(\omega t - \pi/2)$, получаем:

$$e_{\Sigma} = \sqrt{3} E_{m\phi} \cos(\omega t - \pi/6).$$

Решение уравнения (2.28) дает

$$i_* = \sqrt{3} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi_1\right) - \sin(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{3} - \varphi_1) e^{-\frac{R_{\Sigma}}{\omega L_{\Sigma}}(\omega t - \alpha - \gamma)} \right] + I_{1*} e^{-\frac{R_{\Sigma}}{\omega L_{\Sigma}}(\omega t - \alpha - \gamma)}; \quad (2.29)$$

здесь $\varphi_1 = \arctg(\omega L_{\Sigma}/R_{\Sigma})$.

Если быстродействующая защита выпрямителя обеспечит прекращение подачи управляющих импульсов за время $(\pi/3 - \gamma)/\omega$ до момента, соответствующего началу очередной коммутации, то процесс короткого замыкания будет описываться (2.22). Однако при наличии дополнительных сопротивлений в контуре короткого замыкания ток не всегда успевает возрасти до значения уставки защиты за время до очередной коммутации. Тогда в момент времени $t_2=(\pi/3 + \alpha)/\omega$, соответствующий моменту прихода очередного импульса управления, начнется процесс коммутации.

На рис. 2.16,в приведена схема замещения к расчету токов в период коммутации с тиристора 6 на тиристор 2. Дифференциальное уравнение для тока в цепи короткого замыкания (и в тиристоре 1) имеет вид:

$$(3R_T + 2R_K) i_A + (3L_T + 2L_K) \frac{di_A}{dt} = 3E_{m\phi} \sin(\omega t + \pi/6). \quad (2.30)$$

Решение этого уравнения с учетом начального условия $i_A = I_{K2}$ при $\omega t = \pi/3 + \alpha$:

$$i_A = \frac{3E_{m\phi}}{\sqrt{(3R_T + 2R_K)^2 + (3\omega L_T + 2\omega L_K)^2}} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_2\right) - \cos(\alpha - \varphi_2) e^{-\frac{3R_T + 2R_K}{3\omega L_T + 2\omega L_K}\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha\right)} \right] +$$

$$+ I_{K2} e^{-\frac{3R_T + 2R_K}{3\omega L_T + 2\omega L_K} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha \right)}, \quad (2.31)$$

где $\varphi_2 = \arctg \frac{3\omega L_T + 2\omega L_K}{3R_T + 2R_K}$.

Выражения для токов в цепях других тиристоров с учетом остаточного сопротивления существенно усложняются, поэтому целесообразно рассматривать упрощенный случай $z_K=0$, который соответствует максимальным значениям аварийных токов.

В [7] показано, что при внешнем коротком замыкании ($z_K=0$) в интервале времени, когда проводят ток тиристоры всех фаз, ток в любой фазе определяется ЭДС и полными сопротивлениями только своей фазы, поэтому с учетом начальных условий $i_A = I_{K2}$; $i_B =$

$= -I_{K2}$; $i_C = 0$ при $\omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha$ получим в относительных единицах:

$$i_{A*} = \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \cos(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} (\omega t - \pi/3 - \alpha)} \right] + I_{K2*} e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} (\omega t - \pi/3 - \alpha)}; \quad (2.32)$$

$$i_{B*} = \left[\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \varphi \right) \times \right. \\ \left. \times e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha \right)} - I_{K2*} e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} (\omega t - \pi/3 - \alpha)} \right]; \quad (2.33)$$

$$i_{C*} = \left[\sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) + \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha \right)} \right]; \quad (2.34)$$

где $\tg \varphi = \omega L_T / R_T$.

Коммутация закончится в момент времени, когда ток в тиристоре 6 (ток i_{B*}) станет равным нулю. После окончания коммутации ток в тиристорах будет описываться следующим уравнением, начальные условия в котором взяты из предшествующего режима:

$$i_* = \sin(\omega t - \varphi) - \left[\sin \left(\alpha - \gamma + \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - I_{K3*} \right] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha - \gamma \right)}, \quad (2.35)$$

где γ — угол коммутации, определяемый по (2.33) временем от начала коммутации до спада тока i_{B*} до нуля; I_{K3*} — ток в тиристорах 1 и 2 в момент окончания коммутации,

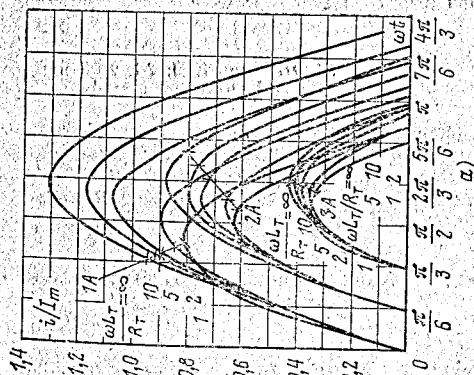
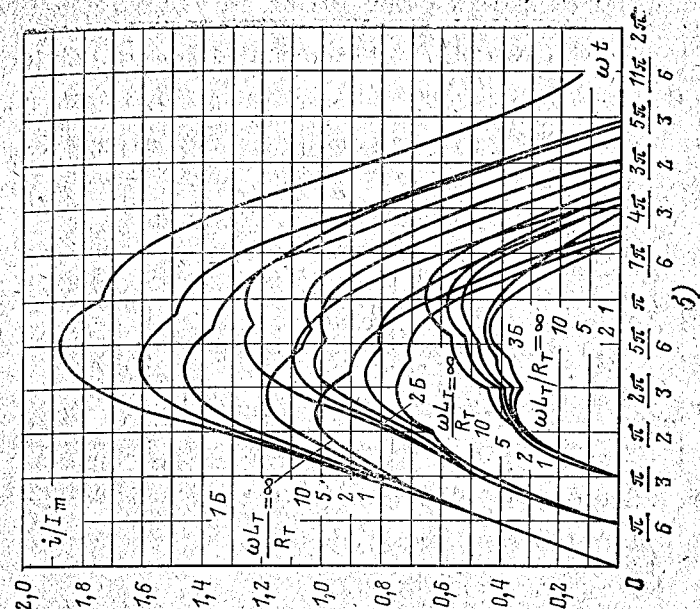


Рис. 2.18. Кривые мгновенных значений токов при коротком замыкании на выходе тиристорного выпрямителя.

а — при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации после начала аварии; б — при блокировке управляющих импульсов между первой и второй коммутациями после начала аварии; 1А, 1Б — при $\alpha=0$; 2А, 2Б — при $\alpha=\pi/6$; 3А, 3Б — при $\alpha=\pi/3$.

Управляющие импульсы выпрямителя в большинстве случаев блокируются быстродействующей защитой по управляющему электроду до первой либо до второй коммутации после начала короткого замыкания, т. е. при $\alpha < \omega t < \pi/3 + \alpha$ или при $\alpha + \pi/3 < \omega t < 2\pi/3 + \alpha$.

На рис. 2.18, а и б приведены кривые аварийных токов при коротком замыкании на выходе тиристорного выпрямителя для обоих случаев блокировки управляющих импульсов при различных соотно-

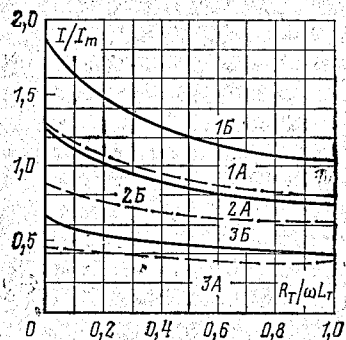


Рис. 2.19. Амплитудные значения токов короткого замыкания при аварии на выходе выпрямителя при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации (1А, 2А, 3А) и между первой и второй коммутациями после начала аварии (1Б, 2Б, 3Б).

1А, 1Б — при $\alpha=0$; 2А, 2Б — при $\alpha=\pi/6$; 3А, 3Б — при $\alpha=\pi/3$.

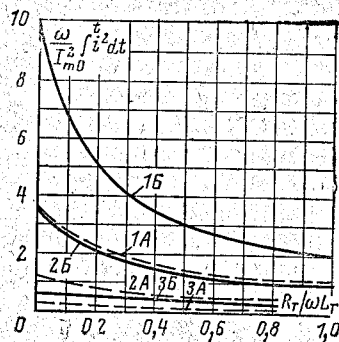


Рис. 2.20. Значения $\frac{\omega}{I_m^2} \int_0^t i^2 dt$,

воздействующие на тиристоры выпрямителя при коротком замыкании на выходе при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации (1А, 2А, 3А) и между первой и второй коммутациями после начала аварии (1Б, 2Б, 3Б).

1А, 1Б — при $\alpha=0$; 2А, 2Б — при $\alpha=\pi/6$; 3А, 3Б — при $\alpha=\pi/3$.

шениях $\omega L_T/R_T$ и углах регулирования α . Ток нагрузки в момент, предшествующий короткому замыканию, а также остаточное сопротивление в контуре короткого замыкания Z_K приняты равными нулю.

На основании расчетных кривых мгновенных значений аварийных токов построены кривые амплитудных значений (рис. 2.19) и

кривые $\frac{\omega}{I_m^2} \int_0^t i^2 dt$, характеризующие тепловое воздействие токов

на тиристоры выпрямителя (рис. 2.20).

При расчете тока короткого замыкания с учетом остаточного сопротивления базисный ток I_m следует определять не по (2.1), а по формулам:

$$I_m = \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{\sqrt{(2\omega L_T + \omega L_K)^2 + (2R_T + R_K)^2}} \quad (2.36)$$

для рис. 2.18, а, 2.19 и 2.10 (кривые 1А—3А) и

$$I_m = \frac{3E_{m\phi}}{\sqrt{(3R_T + 2R_K)^2 + (3\omega L_T + 2\omega L_K)^2}} \quad (2.37)$$

для рис. 2.18, б, 2.19 и 2.20 (кривые 1Б—3Б).

2.7. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

При пробое тиристора в мостовой схеме выпрямителя возникает короткое замыкание [8, 9]. Если принять, что пробит тиристор 1 (см. рис. 2.1) и аварийный процесс начинается в момент открытия тиристора 3, то, используя (2.15) и учитывая, что $i_1=i_3$; $e_A=e_B=\sqrt{3} E_{m\phi} \sin \omega t$ и $i_1=i_3=0$ при $\omega t=\alpha$, получаем следующее решение для тока в первом интервале аварийного процесса:

$$i'_{1*} = i'_{3*} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T}(\omega t - \alpha)} \right], \quad (2.38)$$

где $\varphi = \arctg(\omega L_T/R_T)$.

При наличии быстродействующей защиты, обеспечивающей прекращение подачи управляющих сигналов на силовые тиристоры за время, меньшее, чем интервал до следующей коммутации в той

группе тиристоров мостовой схемы, в которой имеется пробитый тиристор, уравнение (2.38) описывает весь процесс протекания аварийного тока. При отсутствии быстродействующей защиты в момент t_2 (рис. 2.21), соответствующий приходу очередного управляющего сигнала на тиристоры поврежденной группы, открывается тиристор 5, и двухфазное короткое замыкание переходит в трехфазное, а для токов будут справедливы выражения:

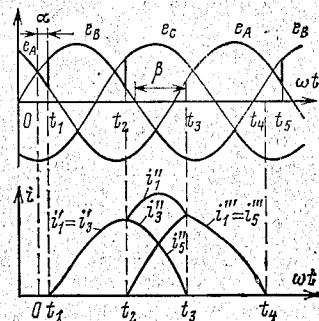


Рис. 2.21. Диаграмма фазных ЭДС выпрямителя и кривые токов при пробое тиристора.

$$i''_{1*} = \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) - \frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) - [\cos(\alpha - \varphi) - I_{11*}] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T}(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha)}; \quad (2.39)$$

$$i''_{3*} = \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - I_{31*} \right] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T}(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha)}; \quad (2.40)$$

$$i'_{5*} = \cos(\omega t - \pi - \varphi) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)}, \quad (2.41)$$

где I_{11*} и I_{31*} — значения токов i'_1 и i''_3 в конце первого интервала аварийного процесса.

Режим трехфазного короткого замыкания продолжается до тех пор, пока ток в тиристоре 3 не снизится до нуля. Продолжительность протекания тока i_3 зависит от соотношения активного и реактивного сопротивлений трансформатора. Ток i_3 продолжает протекать в течение $\omega t = \beta$ и после того, как ЭДС фазы В станет отрицательной. С момента t_3 , когда ток тиристора 3 станет равным нулю, опять будет двухфазное короткое замыкание, но уже между тиристорами 1 и 5, и для токов в тиристорах будет справедливо

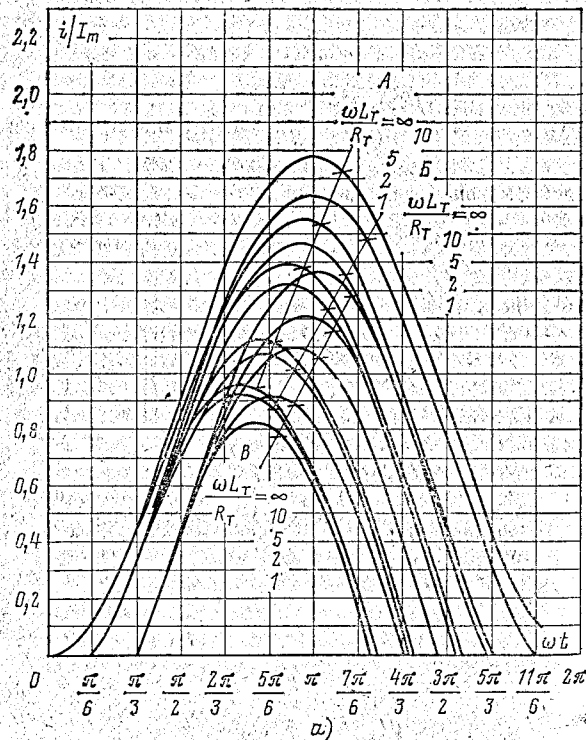
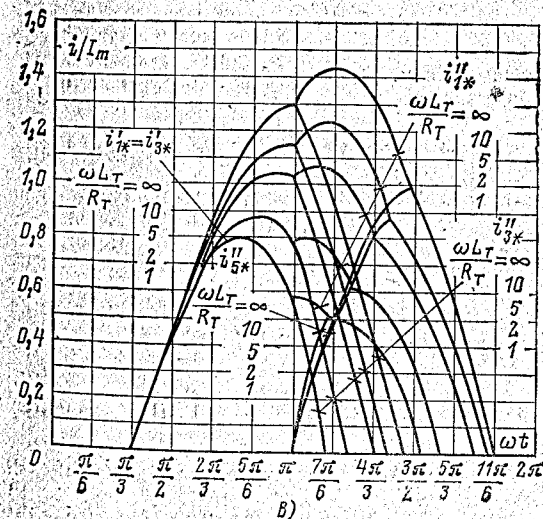
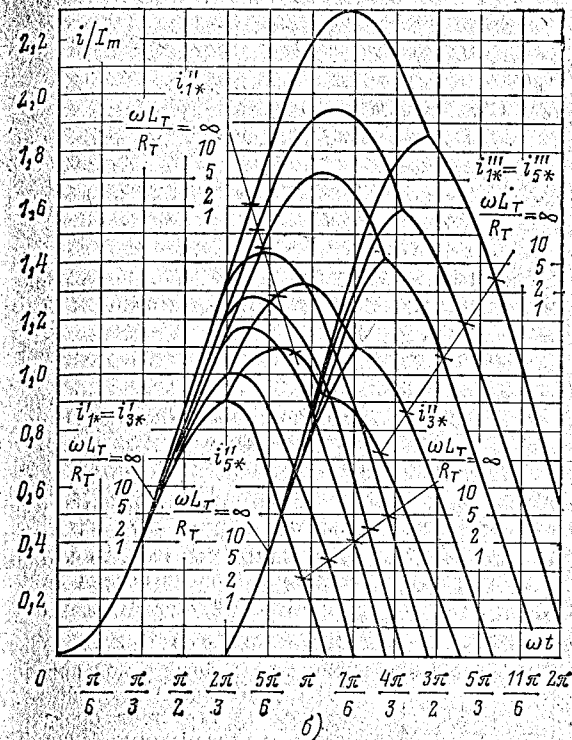


Рис. 2.22. Кривые токов при пробое тиристора. (До аварии выпрял коммутации тока.)

а — при блокировке управляющих импульсов до очередной коммутации после второй коммутации после начала аварии при $\alpha=0$; б — то же, но при $\alpha=\pi/3$;



митель работал на холостом ходу. Пробой наступил в момент начала аварии; б — при блокировке управляющих импульсов между первой и А — $\alpha=0$; Б — $\alpha=\pi/6$; В — $\alpha=\pi/3$.

уравнение

$$i'''_{1*} = i'''_{5*} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\beta - \varphi) - I_{12*} \right] e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{5\pi}{6} - \beta \right)} \quad (2.42)$$

Начало отсчета времени во всех интервалах аварийного процесса принято с момента равенства фазных ЭДС перед началом короткого замыкания.

Дальнейший ход процесса зависит от соотношения активной и реактивной составляющих сопротивления. Если токи i_{1*} и i_{5*} станут равными нулю до прихода управляющего импульса на тиристор 3, то с момента t_5 (рис. 2.21), соответствующего открытию тиристора 3, аварийный процесс полностью повторится и будет подчиняться уравнениям (2.38)–(2.42). Если же токи i_{1*} и i_{5*} не достигнут нуля к моменту t_5 , то с открытием тиристора на период коммутации вновь возникает трехфазное короткое замыкание.

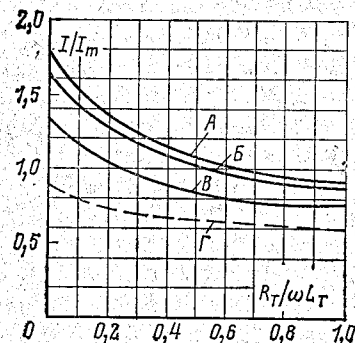


Рис. 2.23. Амплитудные значения токов короткого замыкания при пробое тиристора в зависимости от $R_T/\omega L_T$.

А, Б и В — пробой тиристора в момент начала коммутации и при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации с углами регулирования $\alpha=0$; $\pi/6$ и $\pi/3$ соответственно; Г — пробой тиристора в момент, когда обратное напряжение максимально и при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации.

На рис. 2.23 и 2.24, а, б приведены расчетные кривые амплитудных значений аварийных токов и кривые $\frac{\omega}{I_m^2} \int_0^t i^2 dt$, характери-

зующие тепловое воздействие аварийных токов на неповрежденные тиристоры.

Сопоставление кривых А, Б, В, Г на рис. 2.23 показывает, что случай пробоя тиристора в момент начала коммутации является

более тяжелым как по значению и продолжительности протекания аварийных токов, так и по тепловому воздействию аварийных токов на неповрежденные тиристоры выпрямителя.

2.8. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ ИНВЕРТОРА, ВЕДОМОГО СЕТЬЮ

При увеличении угла регулирования более 90° и изменении полярности источника постоянного тока выпрямитель переходит в инверторный режим, осуществляя передачу энергии из сети постоянного тока в сеть переменного тока. Коммутация тока с одного полупроводникового прибора на другой осуществляется за счет разности фазных ЭДС на стороне переменного тока, зависящей от угла опережения $\beta = \pi - \alpha$.

На рис. 2.25, а, б приведены принципиальная электрическая схема тиристорного инвертора, ведомого сетью, диаграмма фазных ЭДС, иллюстрирующая работу инвертора, график протекания токов в тиристорах катодной группы и кривая напряжения на тиристоре 1. Здесь γ — угол коммутации, зависящий от параметров контура коммутации и коммутируемого тока, δ — угол, соответствующий времени, предоставляемому тиристор для выключения и восстановления обратного сопротивления.

Время выключения тиристора зависит от типа тиристора, крутизны спада тока di/dt , температуры полупроводниковой структуры и для тиристоры различных типов колеблется в диапазоне от 10 до 250 мкс.

Между углами β , γ и δ существует зависимость $\beta = \gamma + \delta$, поэтому при возрастании угла коммутации γ или уменьшении угла опережения β угол δ может стать меньше допустимого, коммутация нарушается, и инвертор опрокидывается.

Для инвертора, ведомого сетью, характерны следующие виды аварий: внешние короткие замыкания; потеря тиристором вентиляционных свойств (способности выдерживать обратное напряжение); по-

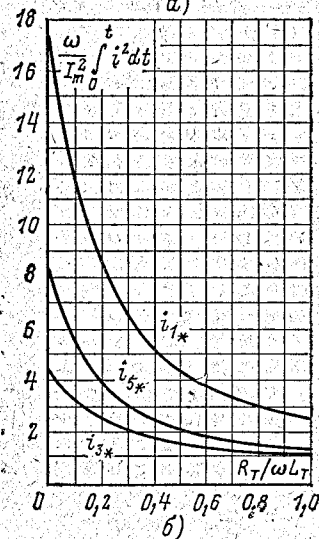
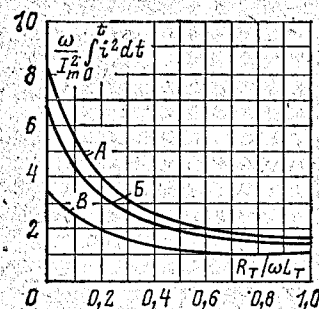


Рис. 2.24. Значения $\frac{\omega}{I_m^2} \int_0^t i^2 dt$, воздействующие на тиристоры при пробое тиристора.

а — при блокировке управляющих импульсов до первой коммутации; б — при блокировке управляющих импульсов после первой коммутации и угле регулирования $\alpha=0$ (i_{3*} , i_{5*} — токи в неповрежденных тиристорах; i_{1*} — ток в цепи поврежденного тиристора); А — $\alpha=0$; Б — $\alpha=\pi/6$; В — $\alpha=\pi/3$.

теря тиристором запирающих свойств в прямом направлении; отказ в системе управления, приводящий к прекращению подачи управляющих сигналов на какой-либо из тиристоров. Все эти виды повреждений приводят либо к несвоевременному (однофазному) опрокидыванию инвертора, либо к сквозному (двухфазному) опрокидыванию.

При перегрузке увеличивается выходной ток, что приводит к увеличению угла коммутации γ и уменьшению угла δ . К этому же приводит и снижение напряжения в сети переменного тока. Если угол δ (рис. 2.25, б) снизится ниже критического значения $\delta_{\text{доп}}$, определяемого временем выключения и восстановления обратного

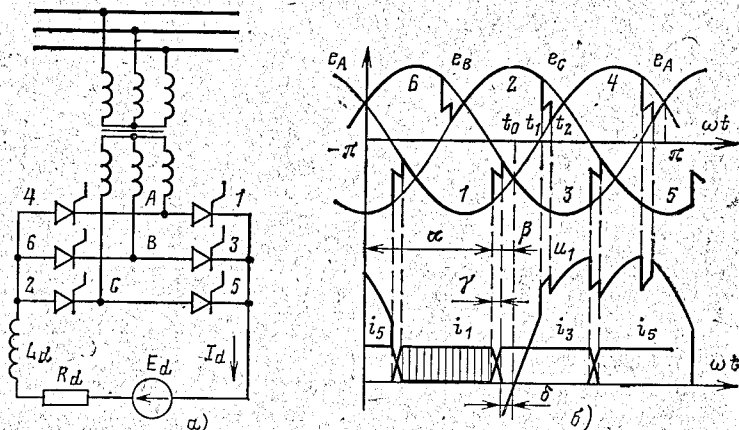


Рис. 2.25. Принципиальная схема инвертора, ведомого сетью (а), диаграмма фазных ЭДС трансформатора (противо-ЭДС инвертора выделена утолщенной линией), токов в полупроводниковых приборах катодной группы и напряжения на полупроводниковом приборе 1 (б).

сопротивления тиристора, то в момент t_0 равенства ЭДС фаз А и В тиристор 1 вновь откроется (однофазное опрокидывание инвертора), что приведет к выключению тиристора 3. После момента t_0 останутся открытыми тиристоры 1 и 2. Ток в цепи источника постоянного тока начнет возрастать, так как противо-ЭДС $e_c - e_A$ в этот период будет уменьшаться.

Если защита не успеет отключить инвертор к моменту прихода управляющего сигнала на тиристор 4, то с открытием тиристора 4 образуется сквозное короткое замыкание цепи постоянного тока через тиристоры 1 и 4 — двухфазное опрокидывание инвертора. Начавшаяся коммутация тока с тиристора 2 на тиристор 4 может оказаться неуспешной. Тогда после выключения тиристора 4 ток по-прежнему будут проводить тиристоры 2 и 1 — продолжится однофазное опрокидывание инвертора с прохождением аварийного тока через обмотки трансформатора.

Аналогично будут развиваться аварии при потере тиристором 1 вентильных свойств, при отказе в системе управления, приводящем к прекращению поступления управляющего сигнала на тиристор 3,

и при потере тиристором 1 запирающих свойств в прямом направлении, снижении напряжения переключения или пробое. Таким образом, все эти повреждения приводят к опрокидыванию инвертора.

Примем, что ЭДС источника постоянного тока E_d остается неизменной в течение всего аварийного режима. Это допущение не вносит заметной погрешности, так как по условиям защиты полупроводниковых приборов аварийные токи должны быть отключены за минимально возможный срок, который, как правило, значительно меньше, чем постоянные времени регуляторов электрических машин. После несостоявшейся коммутации тока с тиристора 1 на тиристор 3 ток в цепи тиристоров будет описываться уравнением

$$iR_d + L_d \frac{di}{dt} + 2iR_T + 2L_T \frac{di}{dt} = E_d - (e_C - e_A), \quad (2.43)$$

где L_d и R_d — суммарная индуктивность и активное сопротивление в цепи постоянного тока, в том числе с учетом параметров источника питания.

За начало отсчета времени примем момент равенства ЭДС фаз А и В в отрицательный полупериод, как показано на рис. 2.25, б.

Решение (2.43) с учетом начальных условий $i_{t0} = I_{d0}$ при $\omega t_0 = 0$ будет иметь вид:

$$i = \frac{E_d}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} \right) + \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) - \sin \left(\frac{\pi}{6} - \varphi \right) e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} \right] + I_{d0} e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t}, \quad (2.44)$$

где $R = R_d + 2R_T$; $L = L_d + 2L_T$; $\varphi = \arctg(\omega L/R)$; $E_{m\phi}$ — амплитуда фазной ЭДС.

В момент $t_1 = (\pi/3 - \beta)/\omega$ (рис. 2.25, б), когда поступает управляющий сигнал на тиристор 4, заканчивается первый интервал и начинается коммутация тока с тиристора 2 на тиристор 4.

Процесс изменения тока в тиристоре 2 в период коммутации (второй интервал) описывается уравнением

$$i_2 R_T + L_T \frac{di_2}{dt} = \frac{e_A - e_C}{2}. \quad (2.45)$$

С учетом начальных условий, определяемых по (2.44) для конца первого интервала, при $i_{2t1} = i_{1t1} = I_{d1}$ и $\omega t_1 = \pi/3 - \beta$ получим решение (2.45):

$$i_2 = \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{2 \sqrt{R_T^2 + (\omega L_T)^2}} \left[\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_T \right) + \frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta \right) \right] + I_{d1} e^{-\frac{R_T}{\omega L_T} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta \right)} \quad (2.46)$$

На втором интервале ток через тиристор 1 можно представить в виде

$$i_1 = \frac{E_d}{R_d} \left[1 - e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta \right)} \right] + I_{d1} e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta \right)} \quad (2.47)$$

Ток в тиристоре 4 в период коммутации

$$i_4 = i_1 - i_2. \quad (2.48)$$

Если ток тиристора 2 к моменту времени $t_2 = (\pi/3 - \delta_{\text{доп}}) / \omega$ станет равным нулю, то дальше будет продолжаться процесс двухфазного опрокидывания инвертора (открыты тиристоры 1 и 4). В этом случае ток в тиристорах в третьем интервале будет описываться уравнением

$$i = \frac{E_d}{R_d} \left[1 - e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta - \gamma_1 \right)} \right] + I_{d2} e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta - \gamma_1 \right)}, \quad (2.49)$$

где γ_1 — продолжительность второго интервала — интервала коммутации тока с тиристора 2 на тиристор 4; I_{d2} — ток в тиристоре 1 в конце второго интервала.

Если же к моменту t_2 ток в тиристоре 2 не снизится до нуля, то тиристор 2 выключиться не сможет, а после того как разность ЭДС фаз А и С станет положительной, ток тиристора 4 станет уменьшаться, а ток тиристора 2 — увеличиваться. Продолжительность второго интервала теперь будет определяться моментом снижения тока i_4 до нуля, определяемым по (2.48). Обозначим продолжительность второго интервала при неуспешной коммутации тока с тиристора 2 на тиристор 4 через γ_2 . Ток I_{d2} в цепи тиристор 1 и 2 в конце второго интервала находится из (2.46) или (2.47).

Третий интервал переходного процесса при неуспешной коммутации тока между тиристорами 2 и 4 начнется в момент времени

$$t_3 = (\pi/3 - \beta + \gamma_2) / \omega$$

и будет описываться (2.43), а его решение с учетом начальных условий будет иметь вид:

$$i = \frac{E_d}{R_d} \left[1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta - \gamma_2 \right)} \right] + \frac{\sqrt{3} E_{mf}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) + \cos \varphi e^{-\frac{R}{\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta - \gamma_2 \right)} \right] + I_{d2} e^{-\frac{R}{\omega L} \left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \beta - \gamma_2 \right)}. \quad (2.50)$$

Обозначения в (2.50) те же, что и в (2.44).

На рис. 2.26 приведены кривые аварийных токов при однофазном и двухфазном опрокидывании инвертора, ведомого сетью. Режим однофазного опрокидывания, как правило, характеризуется большими аварийными токами, создаваемыми согласно включенными ЭДС источников постоянного и переменного тока.

Однофазное опрокидывание инвертора возникает также при прекращении подачи управляющих сигналов на силовые тиристоры инвертора. Характер аварийного тока в этом случае будет описываться уравнением (2.44).

Сравнение аварийных токов при повреждении тиристорных выпрямителей с аварийными токами, протекающими в цепи тиристор при опрокидывании инвертора, показывает, что однофазное опрокидывание является более опасным режимом.

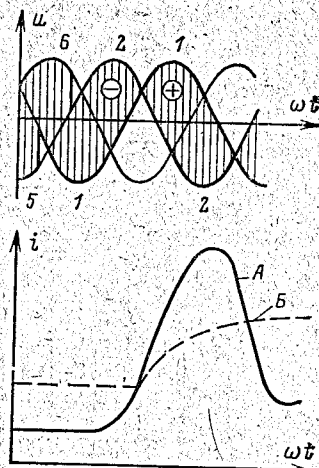


Рис. 2.26. Кривые аварийных токов при однофазном (А) и двухфазном (Б) опрокидывании инвертора, ведомого сетью.

2.9. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ АУТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА

Для автономных инверторов характерны те же аварийные режимы, что и для инверторов, ведомых сетью. При этом все виды аварий также приводят к однофазному или двухфазному опрокидыванию инвертора.

Характер протекания аварийных токов при двухфазном опрокидывании определяется ЭДС источника питания и параметрами цепи постоянного тока (R_d и L_d). Ток в цепи тиристор при отсчете времени от момента начала двухфазного опрокидывания

$$i = \frac{E_d}{R_d} \left(1 - e^{-\frac{R_d}{L_d} t} \right) + I_{d2} e^{-\frac{R_d}{L_d} t}, \quad (2.51)$$

где I_{d2} — ток в цепи тиристор в момент, предшествующий двухфазному опрокидыванию инвертора.

Характер протекания аварийных токов при однофазном опрокидывании зависит от схемы инвертора.

На рис. 2.27,а—в приведены некоторые из схем трехфазных мостовых автономных инверторов. При однофазном опрокидывании автономного параллельного инвертора (рис. 2.27,а) аварийный ток в цепи тиристор в соответствии со схемой замещения на рис. 2.28,а будет определяться двумя составляющими (рис. 2.28,б): экспоненциальной составляющей тока, зависящей от нагрузки, и периодической составляющей, возникающей за счет наличия колебательного контура, состоящего из эквивалентной емкости коммутационных конденсаторов и индуктивности в цепи источника питания.

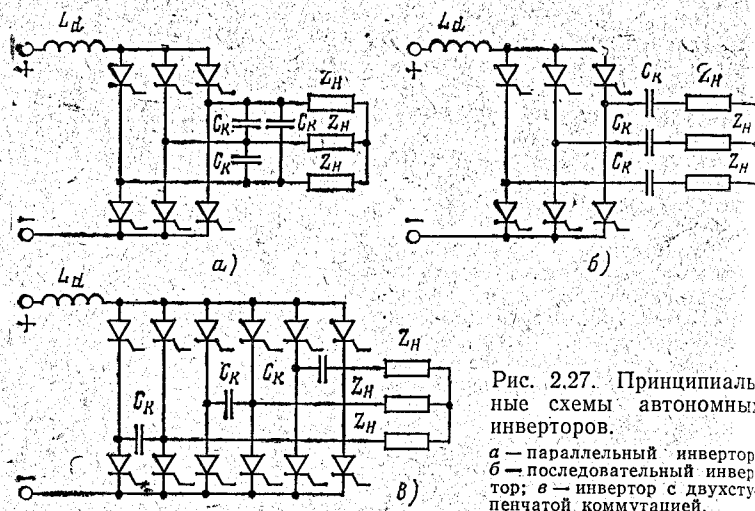


Рис. 2.27. Принципиальные схемы автономных инверторов.
а — параллельный инвертор; б — последовательный инвертор; в — инвертор с двухступенчатой коммутацией.

Аварийный ток при однофазном опрокидывании последовательного инвертора (рис. 2.27,б) заряжает конденсаторы, установленные последовательно с нагрузкой, напряжение на конденсаторах растет и становится выше ЭДС источника питания за счет наличия индуктивности в цепи аварийного тока, а аварийный ток уменьшается по мере заряда конденсаторов. При снижении тока до нуля тиристоры закрываются, к ним прикладывается избыточное обратное напряжение конденсаторов, что обеспечивает восстановление управляемости тиристоров. Если при опрокидывании инвертора были сняты управляющие сигналы, то авария полностью прекращается, а инвертор отключается закрытием тиристоров.

Однофазное опрокидывание инвертора с двухступенчатой коммутацией (рис. 2.27,в) приводит к протеканию аварийного тока через две фазы нагрузки. Аварийный ток зависит от нагрузки и сопротивлений в цепи источника постоянного тока.

Кроме инверторов, выполненных по схемам, приведенным на рис. 2.27,а—в, часто используются инверторы, сочетающие различные комбинации более простых схем и содержащие ряд дополнительных элементов (отсекающие и обратные диоды и др.).

Анализ аварийных процессов в автономных инверторах значительно сложнее, чем в преобразователях других видов. Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы, имеют

высокий порядок и могут быть решены лишь с использованием вычислительной техники. Наиболее целесообразно проводить исследования переходных процессов в автономных инверторах с использованием математического и физического моделирования.

2.10. АВАРИЙНЫЕ РЕЖИМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕВЕРСИВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для реверсивных электроприводов постоянного тока широко используются преобразователи, содержащие два встречно включенных тиристорных выпрямителя (рис. 2.29), обеспечивающих плавное регулирование скорости, остановку и реверс двигателя. При этом для интенсивной остановки двигателя используют перевод выпрямителя в инверторный режим.

Реверсивным тиристорным преобразователям присущи те же аварийные режимы, что и тиристорным выпрямителям и инверторам, ведомым сетью [13]. Однако для реверсивных преобразователей характерны также и специфические аварийные режимы: одновременное включение двух комплектов выпрямителей и включение выпрямителя на двигатель, работающий в генераторном режиме. Анализ аварийных токов при этих режимах целесообразно проводить с учетом защиты по управляющему электроду. Аварийные токи зависят от соотношения между углами управления α_1 и α_2 каждого из выпрямителей и от самих углов.

При работе реверсивного преобразователя на холостом ходу или на нагрузку без ЭДС, т. е. когда можно не учитывать влияния нагрузки, одновременное включение двух комплектов выпрямителей с одинаковыми углами регулирования приводит к образованию двухфазного короткого замыкания. На рис. 2.30,а приведена схема замещения для случая размещения реакторов на отдельных магнитопроводах. Если реакторы имеют общий магнитопровод, то в схеме замещения на рис. 2.30,а следует учесть взаимную индукцию.

Ток в цепи трансформатора может быть определен по зависимостям, приведенным в § 2.7 для случая пробоя тиристора управляемого выпрямителя. Базисный ток в этом случае

$$I_m = \frac{E_{mf}}{\sqrt{(R_T + R_P/2)^2 + (\omega L_T + \omega L_P/2)^2}}$$

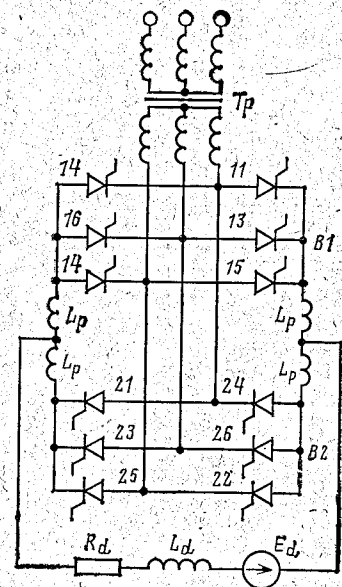


Рис. 2.29. Принципиальная схема тиристорного реверсивного преобразователя для электропривода постоянного тока.

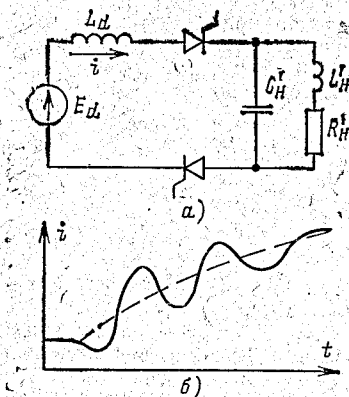


Рис. 2.28. Схема замещения (а) и кривая аварийного тока при однофазном опрокидывании параллельного автономного инвертора (б).

где R_p, L_p — сопротивление и индуктивность уравнильного реактора.

Ток, протекающий в тиристорах, будет равен половине тока, протекающего через обмотки трансформатора. Максимальный ток будет при $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$. Если $\alpha_2 > \alpha_1$ и $\alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$, то аварийный процесс возникнет в момент открытия тиристоров второго выпрямителя. Аварийные токи будут определяться по зависимостям на рис. 2.22, а, 2.23, 2.24, а с учетом угла регулирования, равного α_2 .

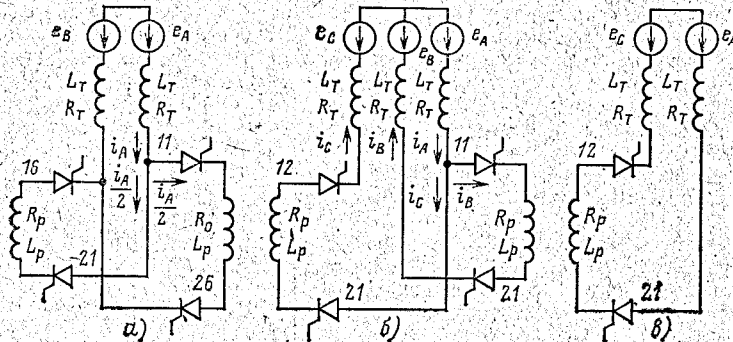


Рис. 2.30. Схемы замещения для различных моментов встречного включения двух выпрямителей реверсивного преобразователя без учета влияния нагрузки.

а — при $0 < \alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$; б — при $\pi/3 < \alpha_1 + \alpha_2 < 2\pi/3$; в — при $2\pi/3 < \alpha_1 + \alpha_2 < \pi$.

При $\alpha_2 > \alpha_1$ и $\pi/3 < \alpha_1 + \alpha_2 < 2\pi/3$ в момент открытия тиристора второго выпрямителя возникнет трехфазное короткое замыкание. Схема замещения для этого случая, приведена на рис. 2.30, б. Однако токи в тиристорах будут меньше, чем наибольший аварийный ток, протекающий через обмотку трансформатора.

При $\alpha_2 > \alpha_1$ и $2\pi/3 < \alpha_1 + \alpha_2 < \pi$ возникнет двухфазное короткое замыкание, но аварийный ток в этом случае будет значительно меньше, чем при $\alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$. Схема замещения приведена на рис. 2.30, в.

При $\alpha_1 + \alpha_2 \geq \pi$ аварийный процесс не возникнет.

При одновременном включении двух выпрямителей реверсивного преобразователя, работающего на нагрузку с ЭДС, с соотношением между углами регулирования $\alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$ возникнет аварийный процесс, в течение которого токи в тиристорах определяются совместным действием источников постоянной и переменной ЭДС. Пусть включение второго выпрямителя произойдет при $\alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$ когда открыты тиристоры 11 и 16 первого выпрямителя (схема замещения на рис. 2.31, а). Образуются две цепи для протекания тока от источника переменной ЭДС через тиристоры 11—26 и 21—16, причем в каждую из этих цепей входит реактор. Ток от источника постоянной ЭДС также протекает по двум цепям, соответственно через тиристоры 11—21 и 26—16. Токи от источников постоянной и переменной ЭДС в тиристорах 21 и 26 будут складываться, а в 11 и 16 — вычитаться. Когда токи в тиристорах 11 и 16 станут равны нулю, эти тиристоры закроются, а аварийный ток в цепях

тиристоров 21 и 26 будет определяться совместным воздействием последовательно включенных источников постоянной и переменной ЭДС (рис. 2.31, б). Примем за начало отсчета времени момент равенства ЭДС фаз А и В, продолжительность коммутации тока с тиристоров первого выпрямителя на тиристоры второго обозначим γ , а ток в момент окончания коммутации — через I_K . Для ава-

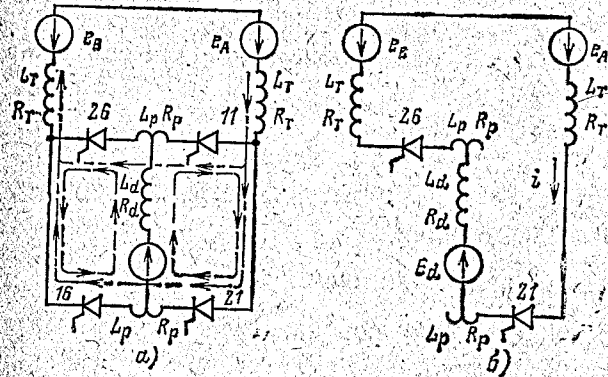


Рис. 2.31. Схемы замещения при одновременном включении двух выпрямителей в реверсивном преобразователе, работающем на нагрузку с ЭДС.

а — в период коммутации тока для момента включения при $\alpha_1 + \alpha_2 < \pi/3$; б — после окончания коммутации.

рийного процесса (схема замещения на рис. 2.31, б) можно составить следующее уравнение:

$$iR + L \frac{di}{dt} = E_d + e_A - e_B, \quad (2.52)$$

где $R = 2R_T + R_d + R_p$; $L = 2L_T + L_d + L_p$;

$$e_A = E_m \sin(\omega t + \pi/6); \quad e_B = E_m \sin(\omega t - \pi/2).$$

Решение (2.52) с учетом начальных условий $i = I_K$ при $\omega t = \alpha_2 + \gamma$ будет иметь вид:

$$i = \frac{E_d}{R_d} \left[1 - e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha_2 - \gamma)} \right] + \frac{\sqrt{3} E_m \sin \varphi}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \sin \left(\pi/3 + \alpha_2 + \gamma - \varphi \right) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha_2 - \gamma)} \right] + I_K e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha_2 - \gamma)}, \quad (2.53)$$

где $\varphi = \arctg(\omega L/R)$.

уравнение (2.53) аналогично уравнению для однофазного опрокидывания инвертора, однако токи для случая одновременного включения двух выпрямителей реверсивного преобразователя на постоянную ЭДС будут нарастать значительно быстрее, чем при опрокидывании инвертора, так как в начальный момент развития аварии ток будет нарастать под действием согласно включенных ЭДС постоянного и переменного тока.

У преобразователей частоты с непосредственной связью возможны те же виды аварийных режимов, что и у реверсивного преобразователя.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

3.1. ПЛАВКИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Для защиты полупроводниковых преобразователей от токов короткого замыкания широко применяются быстродействующие плавкие предохранители, которые являются самыми простыми и дешевыми защитными аппаратами. К быстродействующим плавким предохранителям, предназначенным для защиты полупроводниковых приборов, предъявляются более жесткие требования, чем к общепромышленным плавким предохранителям. В основном эти требования к предохранителям сводятся к следующему: полное или частичное согласование характеристик предохранителя с характеристиками полупроводниковых приборов; высокая отключающая способность; минимальные потери при номинальном токе; отсутствие изменений характеристик во времени при длительном протекании номинального тока; эффективное токоограничение; минимальная энергия, выделяющаяся в полупроводниковых приборах за время протекания аварийного тока; минимальное напряжение дуги, возникающее при срабатывании предохранителя, которое не должно приводить к пробое неповрежденных приборов; малое значение отношения интегралов отключения и плавления; минимальные габаритные размеры предохранителей; конструкция и способ крепления должны обеспечивать удобную компоновку с полупроводниковыми приборами.

К предохранителям, применяемым в цепях преобразователей, для электропривода, предъявляются дополнительные требования, связанные с большими токами коротких замыканий и значительными пусковыми токами

двигателей: высокое быстродействие и токоограничение в области аварийных токов; большая тепловая инерция плавкого элемента при технологических перегрузках.

Быстродействующие плавкие предохранители, как правило, обеспечивают защиту полупроводниковых приборов лишь от токов короткого замыкания и не защищают от перегрузки.

На рис. 3.1 приведена принципиальная схема трехфазного мостового полупроводникового выпрямителя, защита полупроводниковых приборов которого обеспечивается плавкими предохранителями. Предохранители могут быть установлены в фазных проводах переменного тока (P_1), обеспечивая отключение внешних повреждений; в цепях приборов (P_2) для защиты от внутренних повреждений; в выходных цепях постоянного тока (P_3) и в цепях отдельных потребителей (P_4). Для обеспечения селективного отключения повреждений характеристики предохранителей, по которым может протекать общий аварийный ток, должны быть согласованы между собой. Например, при внутренних повреждениях должны срабатывать лишь предохранители P_2 и не срабатывать предохранители P_1 , а при внешних повреждениях, в зависимости от места повреждения, должны срабатывать предохранители P_4 , P_3 или P_1 , но не срабатывать предохранители в цепи приборов P_2 .

Основным параметром плавкого предохранителя, характеризующим его в период до образования дуги, является количество энергии, необходимое для расплавления плавкого элемента. При малом времени плавления

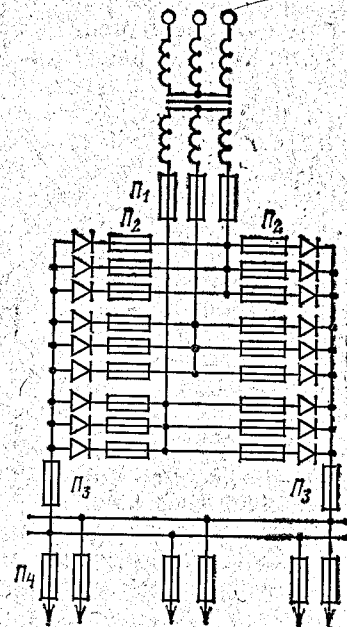


Рис. 3.1. Схема защиты полупроводникового преобразователя быстродействующими плавкими предохранителями.

ния (до 0,01 с) эта энергия пропорциональна квадрату тока и времени его протекания и может быть выражена через интеграл плавления:

$$W_{\text{пл}} = \int_0^{t_{\text{ср}}} i^2 dt,$$

где i — мгновенное значение тока, протекающего через предохранитель; $t_{\text{ср}}$ — время расплавления плавкого элемента.

Значение интеграла плавления зависит от исходного состояния предохранителя. При отключении из горячего состояния, т. е. после прогрева предохранителя рабочим током, интеграл плавления составляет 65—70% значения интеграла плавления для холодного состояния предохранителя.

После расплавления плавкого элемента образуется электрическая дуга. Образование дуги приводит к появлению напряжения на предохранителе и ограничению аварийного тока в цепи.

Тепловое воздействие в период горения дуги может быть охарактеризовано интегралом дуги:

$$W_{\text{д}} = \int_{t_{\text{ср}}}^{t_{\text{ср}}+t_{\text{д}}} i^2 dt,$$

где $t_{\text{д}}$ — время горения дуги.

Интеграл дуги практически не зависит от температуры предшествующего режима, а определяется лишь током в момент возникновения дуги, напряжением и индуктивностью в отключаемой цепи.

Для правильного выбора плавкого предохранителя требуется знать: действующее значение тока, протекающего в предохранителе при нормальном режиме работы; действующее или амплитудное значение напряжения между выводами предохранителя после его перегорания; защитный показатель полупроводникового прибора; допустимый для прибора амплитудный аварийный ток; допустимое для прибора перенапряжение, возникающее при перегорании предохранителя; аварийный ток, который должен быть отключен предохранителем.

Быстродействующие плавкие предохранители выбираются обычно по полному интегралу отключения $W_{\text{пр}}$, равному сумме интегралов плавления и дуги. Полный интеграл отключения зависит от типа предохранителя,

определяемого током и рабочим напряжением, а также от предельного отключаемого тока, зависящего от параметров и мощности цепи аварийного тока. Эти параметры даются в информационных материалах.

Для надежной защиты полупроводникового прибора полный интеграл отключения предохранителя должен быть меньше допустимого защитного показателя самого прибора [17]. Однако если сопоставление допустимого защитного показателя полупроводниковых приборов $W_{\text{п}}$ с полными интегралами быстродействующих плавких предохранителей $W_{\text{пр}}$ при условии соответствия номинальных токов прибора и предохранителя показывает, что плавкие предохранители не обеспечивают надежной защиты приборов, то должны быть приняты специальные меры по повышению надежности защиты. Такими мерами могут быть либо недогрузка приборов по току, что позволяет использовать предохранители на меньший номинальный ток, либо увеличение числа параллельно включенных полупроводниковых приборов.

С учетом коэффициента запаса $k=1,2\div 1,5$ условие надежной защиты полупроводникового прибора можно записать:

$$W_{\text{пр}} = W_{\text{п}}/k. \quad (3.1)$$

Коэффициент k учитывает также допускаемое превышение на 10% значений $W_{\text{пр}}$, указанных в технических условиях [22].

При внутреннем повреждении преобразователя (пробое полупроводникового прибора) аварийный ток, который течет через предохранитель, установленный в цепи поврежденного прибора, в n раз больше, чем ток в цепи каждого из неповрежденных приборов, где n — количество параллельно включенных приборов. Тепловое воздействие аварийного тока на неповрежденные приборы в этом случае будет $W_{\text{пр}}/n^2$, а условие надежной защиты полупроводниковых приборов примет вид:

$$W_{\text{пр}}/n^2 = W_{\text{п}}/k. \quad (3.2)$$

Из (3.2) можно определить минимальное число параллельно включенных приборов, при котором будет обеспечиваться надежная защита при внутренних повреждениях:

$$n \geq \sqrt{kW_{\text{пр}}/W_{\text{п}}}. \quad (3.3)$$

Для селективного отключения только предохранителя поврежденного полупроводникового прибора с учетом разбросов интегралов плавления и отключения необходимо обеспечить соотношение:

$$kW_{\text{пр max}}/n^2 < W_{\text{пл min}},$$

где $W_{\text{пр max}}$ — наибольшее значение полного интеграла отключения предохранителя; $W_{\text{пл min}}$ — наименьшее значение интеграла плавления предохранителя. Откуда $n >$

$$> \sqrt{kW_{\text{пр max}}/W_{\text{пл min}}}.$$

Таблица 3.1

Минимальное количество параллельных полупроводниковых приборов при защите их плавкими предохранителями серии ПП-57

Прибор			Предохранитель		n
Тип	$W_{\text{п}}, 10^3 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$	Среднее значение тока нагрузки, А	$I_{\text{ном}}, \text{А}$	$W_{\text{пр}}, 10^3 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$	
B200	150	200	315	250—750	2—3
ВЛ200		200	250	160—580	2
		160	160	40—175	1—2
B320	217,8	320	400	600—1950	2—4
ВЛ320		320	400	300—1200	2—3
		315	315	250—750	2—3
	405	250	250	160—580	1—2
B500		500	800	2500—3800	3—4
		500	630	1500—2900	3—4
		500	500	600—1950	2—3
		400	400	300—1200	1—2
B800	1125	800	2×630	3000—5800	2—3
		800	800	2500—3800	2—3
		630	630	1500—2900	2
T160	54,45	160	250	160—580	2—4
		160	160	40—175	1—3
		100	100	25—150	1—2
T250	125	250	315	250—750	2—3
		250	250	160—580	2—3
		160	160	40—175	1—2
T320	125	320	500	600—1950	3—5
		315	315	250—750	2—3
ТБ320	180	320	500	600—1950	3—4
		315	315	250—750	2—3
		250	250	160—580	1—2
T500	245	500	800	2500—3800	4—5
		500	500	1500—2900	3—4
		500	500	600—1950	2—4
T630	296	630	800	2500—3800	4—5
		630	630	1500—2900	3—4

В табл. 3.1 приведены результаты расчета по (3.3) минимального числа параллельно включенных полупроводниковых приборов (диодов и тиристоров), защищаемых быстродействующими предохранителями серии ПП-57 [22] при различной нагрузке рабочим током. В графе для $W_{\text{пр}}$ даны два значения — при напряжении 380 В и минимальном отключаемом токе и при напряжении 1250 В и предельном отключаемом токе 100 кА. Соответственно даны два значения числа параллельных ветвей n .

Из табл. 3.1 видно, что надежная защита полупроводниковых приборов плавкими предохранителями имеет место у преобразователей большой мощности с числом параллельно включенных приборов больше двух. Для обеспечения защиты преобразователей средней и малой мощности с помощью быстродействующих плавких предохранителей приходится снижать нагрузки на полупроводниковые приборы, что приводит к увеличению числа приборов и повышению стоимости преобразователей.

Для защиты преобразователей от внешних коротких замыканий устанавливают быстродействующие плавкие предохранители в цепи выпрямленного тока или в фазных проводах переменного тока (см. $П_1$ и $П_3$ на рис. 3.1). Пусть полный интеграл линейного предохранителя $П_3$ равен $W_{\text{л}}$. Тогда для обеспечения селективного отключения внешнего короткого замыкания линейным предохранителем при наличии n параллельных приборов в плече должно выполняться условие:

$$W_{\text{п max}} < W_{\text{л}} < n^2 W_{\text{пл min}}.$$

3.2. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Достоинство многих типов автоматических выключателей в том, что в них совмещены устройство защиты и коммутационный аппарат, позволяющий производить включение и выключение преобразователей в нормальных режимах. Автоматические выключатели обеспечивают многократность действия и дают возможность дистанционного управления. Однако автоматические выключатели уступают по быстродействию плавким предохранителям.

В СССР выпускаются быстродействующие автоматические выключатели серий ВАБ и ВАТ, а также общепромышленные автоматические выключатели серий

Таблица 3.2

Серия выключателя	Номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В	Полное время отключения, мс	Собственное время отключения, мс	Максимальное значение аварийного тока цепи, отключаемого выключателем, кА
ВАТ-42	2000—10000	660; 1050	12—15	2	40—70
ВАН-43	2000—6300	1050	20	5	70
А-3700	160—630	460; 660	40		До 110
АМ	800—3000	460; 660	80		До 100

А-3700, АМ и др. Основные технические данные этих выключателей приведены в табл. 3.2.

Выключатели серии ВАБ и ВАТ применяются для защиты мощных преобразователей при внешних коротких замыканиях и перегрузках в сочетании с предохранителями в качестве защиты от внутренних коротких замыканий. При этом обеспечивается селективность защиты — предохранители не плавятся при внешних коротких замыканиях. Быстродействующие выключатели применяются также для защиты линий постоянного тока — в обозначении типа выключателя имеется буква Л (линейный) — и для защиты преобразователей от обратных токов — в обозначении типа выключателя имеется буква К (катодный). Они являются основными средствами защиты для неуправляемых преобразователей и линий, а также для мощных тиристорных преобразователей в случаях, когда защита по управляющему электроду не обеспечивает надежной защиты при внешних коротких замыканиях. Для тиристорных преобразователей, снабженных бесконтактными системами защиты, быстродействующие выключатели используются в качестве резервных средств защиты, обеспечивающих отключение преобразователей при отказе основных средств и при перегрузках.

Таковыми же резервными средствами защиты преобразователей и в качестве коммутационных аппаратов могут служить автоматические выключатели серий А-3700, АМ и др. Однако следует учитывать, что они уступают по быстродействию выключателям серий ВАБ и ВАТ.

Для повышения быстродействия автоматических выключателей серий А-3700, особенно при ограниченных

аварийных токах, могут быть использованы специальные быстродействующие датчики аварийного состояния в сочетании с независимыми расцепителями.

3.3. КОРОТКОЗАМЫКАТЕЛИ

Достоинством защиты полупроводниковых преобразователей с помощью короткозамыкателей является высокое быстродействие (1—3 мс) и полное отсутствие перенапряжений. По команде датчиков защиты короткозамыкатель закорачивает вторичные выводы питающего трансформатора, прекращая тем самым прохождение аварийного тока через полупроводниковые приборы, а отключение производит выключатель на первичной стороне трансформатора. Каждое срабатывание короткозамыкателя приводит к глухому короткому замыканию на выводах трансформатора, что вызывает большие электродинамические усилия в его обмотках. Трансформаторы при использовании короткозамыкателей должны быть повышенной механической прочности и иметь увеличенное напряжение короткого замыкания.

Защита полупроводниковых преобразователей с помощью короткозамыкателей не получила широкого распространения ни в СССР, ни за рубежом.

В отдельных случаях [77] является экономически оправданным применение тиристорных короткозамыкателей для защиты тиристорных преобразователей. Короткозамыкатель представляет собой блок из шести тириستоров, подключаемых попарно встречно-параллельно к трем фазам тиристорных мостов преобразователя. В аварийных режимах на управляющие электроды тиристоров короткозамыкателя подается кратковременный импульс одновременно с командой на снятие управляющих импульсов с основных тиристоров преобразователя. При этом тиристоры короткозамыкателя шунтируют тиристоры преобразователя, и аварийные токи распределяются между ними обратно пропорционально их динамическим сопротивлениям. В результате достигается существенное снижение аварийных токов через основные тиристоры преобразователя. Поскольку тиристоры короткозамыкателя проводят ток только в аварийных режимах в течение около одного периода частоты сети, они не имеют радиаторов и принудительного охлаждения.

3.4. ТИРИСТОРНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Тиристорный выключатель постоянного тока действует по принципу тиристорного ключа и основан на емкостном прерывании тока [27, 70]. Он состоит (рис. 3.2) из постоянно открытого основного тиристора T_1 , прерывающего конденсатора C и прерывающего тиристора T_2 . Конденсатор предварительно заряжен с полярностью, указанной на рис. 3.2.

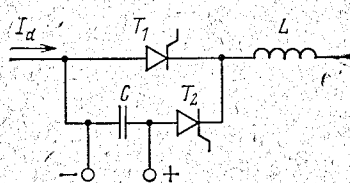


Рис. 3.2. Схема тиристорного выключателя постоянного тока.

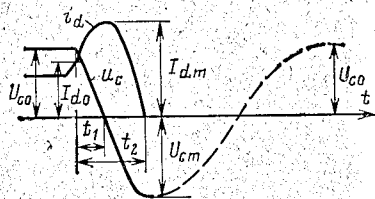


Рис. 3.3. Зависимости тока через выключатель i_d и напряжения на прерывающем конденсаторе u_c от времени в процессе работы тиристорного выключателя.

По сигналу датчика защиты или команде от схемы дистанционного управления открывается тиристор T_2 и ток i_d тиристора T_1 коммутируется в цепь прерывающего конденсатора C ; одновременно снимается управляющий импульс с тиристора T_1 . Конденсатор перезаряжается по кривой u_c (рис. 3.3). В течение времени t_1 , пока к тиристор T_1 прикладывается обратное напряжение, он должен восстанавливать свою запирающую способность, т. е. t_1 должно быть больше времени выключения тиристора. По окончании перезаряда конденсатора ток i_d спадает до нуля, тиристор T_2 выключается, и процесс отключения заканчивается.

Для включения тиристорного выключателя необходимо подать отпирывающий импульс (длительный) на тиристор T_1 , предварительно перезарядив конденсатор C (показано пунктиром на рис. 3.3). Время отключения t_2 , амплитуда напряжения на конденсаторе U_{cm} и амплитуда тока в отключаемой цепи I_{dm} зависят от емкости конденсатора C , индуктивности отключаемой цепи L , начального тока I_{d0} и начального напряжения U_{c0} . Обычно время t_2 равно 2—3 мс (без учета времени работы датчика защиты).

Тиристорные выключатели, особенно для мощных цепей, должны иметь конденсаторы со значительной емкостью, которая обеспечивала бы как прерывание тока через тиристор T_1 , так и поглощение энергии, запасенной в индуктивностях отключаемой цепи. Тиристор T_2 должен быть рассчитан на протекание аварийного тока при большой скорости его нарастания di/dt или же di/dt необходимо ограничивать с помощью насыщающихся реакторов.

3.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ДУГОВЫЕ КОММУТАТОРЫ

Импульсный дуговой коммутатор представляет собой быстродействующий бесконтактный аппарат, обеспечивающий включение устройства емкостного прерывания тока и рассеивание в дуге энергии, запасенной в индуктивностях отключаемой цепи. Выключатель постоянного

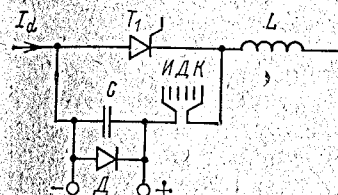


Рис. 3.4. Схема выключателя постоянного тока с импульсным дуговым коммутатором.

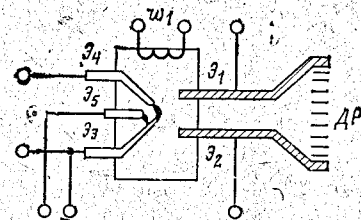


Рис. 3.5. Импульсный дуговой коммутатор.

тока с импульсным дуговым коммутатором показан на рис. 3.4. В нем импульсный дуговой коммутатор ИДК заменяет прерывающий тиристор T_2 в тиристорном выключателе постоянного тока и одновременно рассеивает электромагнитную энергию, запасенную в индуктивности L . Конденсатор C , шунтированный диодом D , выполняет только функцию прерывания тока через основной тиристор T_1 , что позволяет существенно уменьшить его емкость. Наличие диода D позволяет применять электролитические конденсаторы.

Импульсный дуговой коммутатор (рис. 3.5) состоит из дугогасительной камеры с соплом, образованным параллельными электродами (рогами) Z_1 и Z_2 , деионной решеткой $ДР$, обмоткой магнитного дутья w_1 и выводами для подключения коммутатора к внешней цепи, под-

жигающего устройства с электродами $\mathcal{E}_3$, $\mathcal{E}_4$ и $\mathcal{E}_5$ и системы управления поджигом.

На рис. 3.6 представлена принципиальная схема системы управления импульсным дуговым коммутатором. Питание системы управления осуществляется от маломощного трансформатора Tr . От этого же трансформатора возможен заряд и защитных конденсаторов при использовании коммутатора в устройствах защиты с емкостным прерыванием тока. Через резистор R_1 заряжается конденсатор C_1

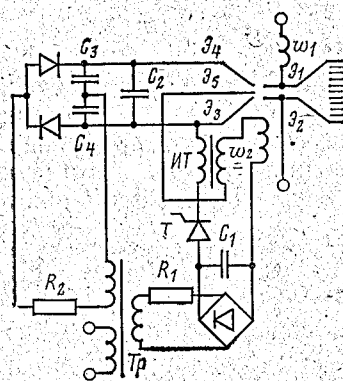


Рис. 3.6. Принципиальная схема системы управления импульсным дуговым коммутатором.

а через резистор R_2 конденсаторы C_2 , C_3 и C_4 ; при этом конденсаторы C_3 и C_4 включены по схеме удвоения напряжения. Сигнал от датчиков защиты или системы дистанционного управления поступает на управляющий электрод тиристора T . С открытием тиристора T происходит разряд предварительно заряженного до напряжения 300—400 В конденсатора C_1 на первичную обмотку импульсного трансформатора $ИТ$, одновременно в цепь разряда включается дополнительная обмотка W_2 магнитной системы коммутатора. На вторичной обмотке импульсного трансформатора возникает напряжение, достаточное для пробоя воздушного зазора между электродами $\mathcal{E}_3$ и $\mathcal{E}_5$ поджигающего устройства (возможен первоначальный пробой и между электродами $\mathcal{E}_4$ и $\mathcal{E}_5$, однако это не изменяет процесс работы коммутатора). Дуга между электродами $\mathcal{E}_3$ и $\mathcal{E}_5$ вызывает пробой воздушного промежутка между электродами $\mathcal{E}_3$ и $\mathcal{E}_4$, в результате чего возникает разряд конденсатора C_2 . Под действием магнитного поля обмотки W_2 происходит «выдувание» дуги из поджигающего устройства и перенос ее на $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$, включенные в силовую цепь защитного устройства.

Дуга между электродами $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ поддерживается за счет протекания главного тока. Обмотка W_1 магнитной системы коммутатора создает необходимое магнитное

поле для перемещения дуги вдоль электродов $\mathcal{E}_1$ и $\mathcal{E}_2$ к деионной решетке дугогасительной камеры. При входе дуги в расширяющуюся часть сопла и при разделении ее в деионной решетке на ряд последовательных дуг увеличивается противо-ЭДС дуги, что приводит к увеличению выделяемой в ней энергии. Деионная решетка обеспечивает также ограничение перенапряжения при гашении дуги.

Собственное время срабатывания импульсного дугового коммутатора, т. е. время от момента прихода сигнала от датчиков защиты до возникновения дуги между силовыми электродами, определяется в основном конструкцией поджигающего устройства и схемным выполнением системы управления коммутатором и составляет 150—200 мкс. В большинстве случаев за это время аварийный ток не успевает существенно возрасти. Конструктивное исполнение электродов поджигающего устройства обеспечивает надежное срабатывание коммутатора, достаточную стойкость электродов к эрозии и исключает ложные срабатывания коммутатора.

Испытания импульсного дугового коммутатора на 860 В, 2500 А показали, что он надежно коммутировал и разрывал токи в диапазоне от 100 до 15 000 А при предельных токах короткого замыкания контура от 4 до 130 кА, напряжении 360 и 825 В и индуктивности контура до 4 мГн. Время «включенного» состояния коммутатора при напряжении в дуге 40—60 В находилось в пределах 0,3—0,8 мс, средняя длительность горения дуги в коммутаторе составляла 7—8 мс, перенапряжение не превышало $1,5 U_{ном}$.

Применение импульсных дуговых коммутаторов возможно практически во всех устройствах защиты тиристорных преобразователей и в тиристорных выключателях с прерывающими конденсаторами для коммутации аварийного тока. Наиболее целесообразно применение коммутаторов для мощных преобразователей, в которых некоторое усложнение устройства защиты оправдывается за счет существенного уменьшения емкости прерывающего ток конденсатора. При расчетах схем защиты с дуговыми коммутаторами следует учитывать особенности импульсных дуговых коммутаторов:

при движении дуги в зоне плоскопараллельных электродов напряжение на коммутаторе постоянно и составляет $U_0 = 40 \div 60$ В; процесс коммутации тока на

основных тиристорах должен закончиться за время нахождения дуги в зоне плоскопараллельных электродов;

при движении дуги в зоне расходящихся электродов напряжение на коммутаторе возрастает по линейному закону $u = U_0 + kt$, где k зависит от конструкции электродов и магнитной системы коммутатора и лежит в диапазоне 100—600 В/мс.

В момент вхождения дуги в деионную решетку напряжение на коммутаторе достигает 1,2—1,5 $U_{ном}$ и остается в этих пределах до спада тока до нуля.

Тиристорные выключатели с импульсным дуговым коммутатором по разрывной способности не уступают контактным быстродействующим выключателям. По сравнению с тиристорными выключателями постоянного тока (см. рис. 3.2) они имеют запаздывание на время работы поджигающего устройства.

Для мощных установок, в которых за время работы поджигающего устройства возможно существенное нарастание аварийного тока, целесообразно подключать дуговой коммутатор не по схеме рис. 3.4, а параллельно основному тиристорному T_1 . Поджиг дугового коммутатора производится после выключения тиристора T_1 и перезаряда конденсатора C до напряжения, равного начальному напряжению на дуге коммутатора. Аналогично схеме, показанной на рис. 3.4, в импульсном дуговом коммутаторе происходит рассеивание электромагнитной энергии и обрыв тока, а конденсатор C обеспечивает только выключение тиристора T_1 .

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ СИСТЕМЫ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

4.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ БЕСКОНТАКТНЫХ СИСТЕМ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

При проектировании полупроводниковых преобразователей часто приходится уменьшать загрузку полупроводниковых приборов в рабочем режиме путем использования приборов, рассчитанных на большие токи, либо увеличением числа параллельно включенных приборов с тем, чтобы создать определенный запас по нагреву на случай возникновения аварийных режимов. Для умень-

шения аварийных токов трансформаторы для преобразователей имеют, как правило, повышенное значение напряжения короткого замыкания.

Повышение быстродействия защиты позволяет уменьшить тепловое воздействие аварийных токов на полупроводниковые приборы преобразователей, ограничить развитие аварийного процесса и предотвратить выход из строя неповрежденных приборов. Это дает возможность значительно уменьшить запасы по току, а в ряде случаев произвести расчет приборов лишь на загрузку рабочим током. Повышение быстродействия защиты увеличивает также надежность работы полупроводниковых преобразователей.

Естественно, что высокого быстродействия защиты можно добиться лишь при наличии высокочувствительных датчиков защиты, позволяющих определить аварийный процесс в самом начале его развития, и быстродействующих исполнительных элементов, позволяющих прекратить протекание тока в полупроводниковых приборах преобразователей.

Максимальное быстродействие защиты и отдельных ее узлов можно получить при использовании бесконтактных магнитных и полупроводниковых элементов [32, 33].

Защита выпрямителей на полупроводниковых диодах в отдельных случаях может осуществляться путем использования в схеме тиристорных; иногда бывает целесообразна замена части диодов в силовой схеме на тиристоры с тем, чтобы рабочие элементы и элементы защиты были совмещены.

Способ защиты и выбор схем защитных устройств тиристорных преобразователей зависят от вида преобразователя, его мощности, количества параллельно и последовательно включенных полупроводниковых приборов, вида нагрузки, частоты сети и др. Для тиристорных выпрямителей, работающих на частоте свыше 200 Гц, наиболее простой и эффективной как при внешних, так и при внутренних повреждениях является защита по управляющему электроду, обеспечивающая отключение выпрямителя путем прекращения подачи управляющих сигналов на силовые тиристоры.

Для тиристорных выпрямителей на 50 Гц защита по управляющему электроду не всегда обеспечивает требуемое быстродействие, так как по принципу ее работы продолжительность отключения аварийного тока со-

ставляет примерно половину периода рабочей частоты, а при наличии значительной индуктивности в цепи аварийного тока это время еще более увеличивается, что показано в гл. 2. Для повышения быстродействия защиты тиристорных выпрямителей на промышленной частоте иногда целесообразно сочетать защиту по управляющему электроду с устройствами емкостного прерывания тока. Использование быстродействующих систем защиты с емкостным прерыванием тока для тиристорных выпрямителей позволяет практически исключить воздействие аварийных токов на силовые полупроводниковые приборы выпрямителя.

Защита от перегрузок может совмещаться с устройствами автоматического регулирования, ограничивающими ток заданным значением. Устройства токоограничения особенно эффективны при разветвленной сети потребителей и при необходимости селективного отключения отдельных потребителей обычными защитными средствами.

Автономные инверторы и инверторы, ведомые сетью, не могут быть отключены лишь прекращением подачи управляющих импульсов, так как это неизбежно приводит к опрокидыванию инвертора и протеканию через полупроводниковые приборы больших аварийных токов. Для быстродействующей защиты инверторов могут использоваться емкостные прерывающие устройства совместно с защитой по управляющему электроду. Система быстродействующей защиты преобразователей частоты может быть выполнена как сочетание устройств защиты выпрямителя и инвертора.

Как правило, устройства быстродействующей бесконтактной защиты полупроводниковых преобразователей могут быть использованы также для бесконтактного отключения и включения этих преобразователей в нормальных рабочих режимах, что расширяет возможности автоматизации процессов, повышает надежность работы потребителей, увеличивает срок службы обычной коммутационной и защитной аппаратуры, используемой в качестве резервной. Использование бесконтактной быстродействующей защиты, устройств автоматического повторного включения (АПВ) и автоматического ввода резерва (АВР) позволяет повысить надежность электропитания потребителей и уменьшить перерывы питания до 0,02—0,03 с.

4.2. БЕСКОНТАКТНАЯ ЗАЩИТА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

На рис. 4.1, а, б приведены схемы исполнительных элементов защиты неуправляемого выпрямителя с использованием тиристоров, установленных в цепи первичной обмотки трансформатора. По сигналу защиты прекращается подача управляющих импульсов на тиристоры, включенные встречно-параллельно в каждый фазный провод (рис. 4.1, а), или на тиристоры, обеспе-

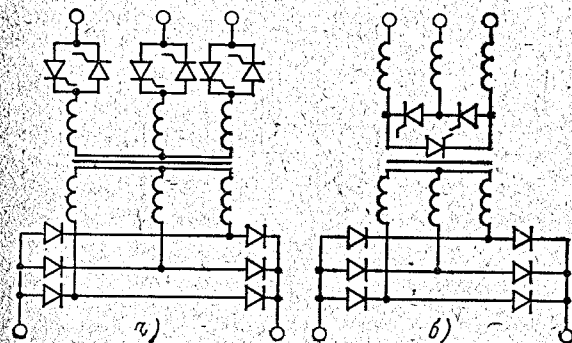


Рис. 4.1. Схемы защиты неуправляемого выпрямителя с помощью тиристоров, установленных на первичной стороне трансформатора.

чивающие замыкание нулевой точки трансформатора (рис. 4.1, б). В обоих случаях продолжительность протекания тока после поступления сигнала от защиты будет определяться временем срабатывания системы снятия управляющих импульсов и временем снижения тока до нуля, после чего тиристоры проводившие ток, закрываются, и выпрямитель отключается.

Исполнительные элементы защиты на рис. 4.1, а могут быть упрощены за счет установки встречно-параллельных тиристоров лишь в двух фазах либо установки во всех трех фазах встречно-параллельно включенных тиристора и диода. Исполнительные элементы защиты выпрямителя могут быть выполнены с токоограничением. В этом случае управляющие импульсы не снимаются, а увеличивается угол регулирования.

Если вместо тиристоров в схемах на рис. 4.1, а, б использовать симметричные тиристоры (симмисторы), то схемы несколько упрощаются (рис. 4.2). Использование бесконтактных быстродействующих исполнительных эле-

ментов защиты неуправляемых выпрямителей, приведенных на рис. 4.1 и 4.2, более эффективно для выпрямителей, часто требующих включения и выключения нагрузок.

Исполнительные элементы защиты, представленные на рис. 4.1, а, б и 4.2, обеспечивают, как правило, отклю-

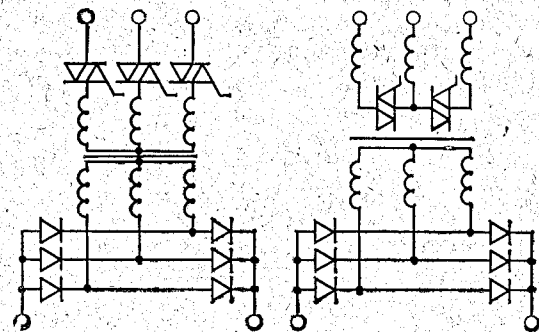


Рис. 4.2. Схемы защиты неуправляемого выпрямителя с помощью симисторов, установленных на первичной стороне трансформатора.

чение выпрямителя при внешних и внутренних повреждениях за время не более одного периода рабочей частоты.

4.3. ЗАЩИТА ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Для отключения тиристорного выпрямителя достаточно прекратить подачу управляющих сигналов на полупроводниковые приборы. Под действием напряжения сети переменного тока приборы, проводившие ток, закроются после перехода тока через нуль, а очередной коммутации не произойдет из-за отсутствия управляющих сигналов.

Такой способ отключения тиристорного выпрямителя позволяет ликвидировать внешние и внутренние повреждения без применения дополнительных защитных устройств [28]. Продолжительность протекания аварийного тока при срабатывании защиты по управляющему электроду определяется отношением активного сопротивления к индуктивности в контуре короткого замыкания. Применение защиты по управляющему электроду тиристорных выпрямителей особенно эффективно на повышенных частотах [26].

На осциллограммах рис. 4.3 и 4.4 показано отключение тиристорного выпрямителя защитой по управля-

ющему электроду при внешнем и внутреннем коротких замыканиях при частоте питающей сети 400 Гц. В обоих случаях продолжительность протекания аварийного тока не превышала половины периода рабочей частоты, т. е. 1,25 мс. На осциллограмме рис. 4.5, а показано отключение защиты по управляющему электроду короткого замыкания выпрямителя, питающегося от сети 50 Гц. Продолжительность протекания аварийного тока равна 11,2 мс.

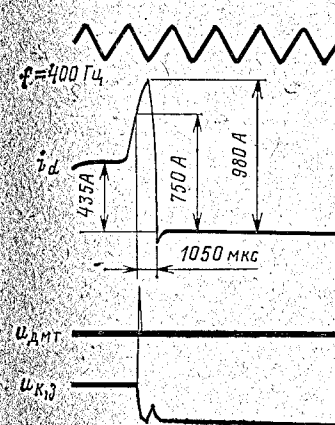


Рис. 4.3. Отключение тиристорного выпрямителя защитой по управляющему электроду при внешнем коротком замыкании. $f=400$ Гц — отметчик времени; i_d — выходной ток выпрямителя; U_{dMT} — сигнал датчика максимального тока; U_{K3} — напряжение на тиристоре короткозамыкателя системы управления выпрямителя.

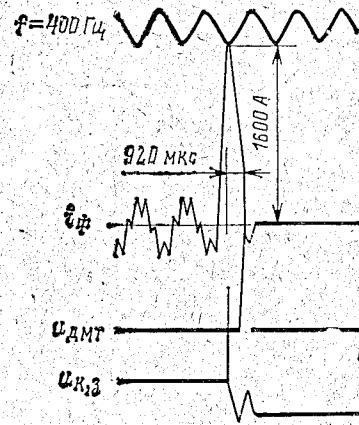


Рис. 4.4. Отключение тиристорного выпрямителя защитой по управляющему электроду при пробое тиристора одного из плеч мостовой схемы. $f=400$ Гц — отметчик времени; i_f — фазный ток; U_{dMT} — сигнал датчика максимального тока; U_{K3} — напряжение на тиристоре короткозамыкателя системы управления выпрямителя.

В качестве датчиков аварийного состояния, воздействующих на систему формирования управляющих импульсов и обеспечивающих срабатывание защиты по управляющему электроду тиристорного выпрямителя, могут быть использованы полупроводниковые или электромагнитные датчики, контролирующие прямой или обратный ток в полупроводниковых приборах, нагрев приборов; дифференциальные датчики и др. При этом могут сочетаться различные датчики, работающие на общее устройство прекращения управляющих импульсов.

В тиристорных выпрямителях, питающих разветвленную сеть потребителей постоянного тока, при внешних коротких замыканиях целесообразно осуществлять не полное отключение выпрямителя, а лишь увеличение угла регулирования до такого значения, чтобы аварийный ток не превышал значений, допускаемых полупроводниковыми приборами, но был достаточен для срабатывания защитных средств отдельных потребителей.

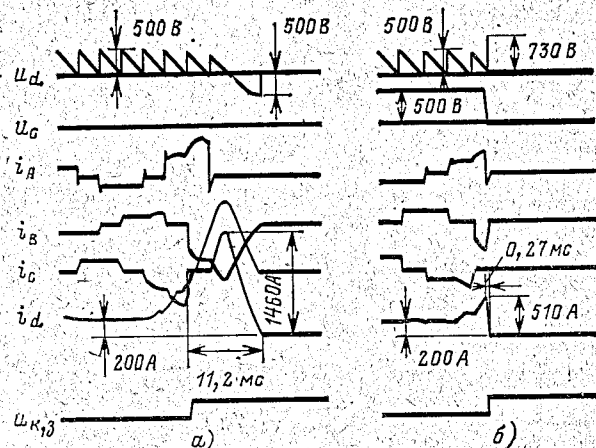


Рис. 4.5. Осциллограммы отключения тиристорного выпрямителя при коротком замыкании в нагрузке.

а — отключение защитой по управляющему электроду; б — отключение защитой по управляющему электроду в сочетании с емкостным прерыванием тока; u_d — напряжение на выходе выпрямителя; u_a — напряжение на прерывающем конденсаторе; i_a, i_b, i_c — фазные токи выпрямителя; i_d — выходной ток выпрямителя; $u_{к.з.}$ — напряжение на тиристоре короткозамыкателя системы управления выпрямителя.

Такое устройство токоограничения позволяет обеспечивать селективную защиту. После отключения короткого замыкания угол регулирования может быть вновь уменьшен, чем обеспечивается нормальная работа оставшихся потребителей. При внутренних повреждениях защита по управляющему электроду действует на полное отключение выпрямителя. Отключение тиристорного выпрямителя защитой по управляющему электроду при внешних коротких замыканиях может осуществляться также путем увеличения угла регулирования свыше 90° [20], т. е. переводом выпрямителя в инверторный режим. При отключении нагрузки с большой индуктивностью перевод

выпрямителя в инверторный режим позволяет ускорить рассеяние энергии, запасенной в нагрузке, и повысить быстродействие защиты.

4.1. ЗАЩИТА ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ПРЕРЫВАНИЕМ ТОКА ПРИ ВНЕШНИХ ПОВРЕЖДЕНИЯХ

На рис. 4.6 приведена принципиальная схема быстродействующей защиты по управляющему электроду тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока, предназначенная для отключения внешних коротких замыканий и перегрузок [29].

Сигналы от импульсных датчиков максимального тока ДМТ, установленных в фазных проводах, поступают на тиристор системы емкостного прерывания тока выпрямителя. С открытием тиристора T к выходу моста выпрямителя прикладывается суммарное напряжение двух предварительно заряженных конденсаторов C_1 и C_2 . Одновременно выдаются сигналы в короткозамыкатель системы управления выпрямителя КЗ СУВ, который снимает управляющие импульсы силовых полупроводниковых приборов выпрямителя. Диоды D_1 и D_2 практически исключают потери в подзарядных цепях и обеспечивают заряд прерывающих конденсаторов до максимального значения выпрямленного напряжения, что особенно важно при больших углах регулирования выпрямителя.

На осциллограмме рис. 4.5.6 показан процесс отключения короткого замыкания в нагрузке выпрямителя

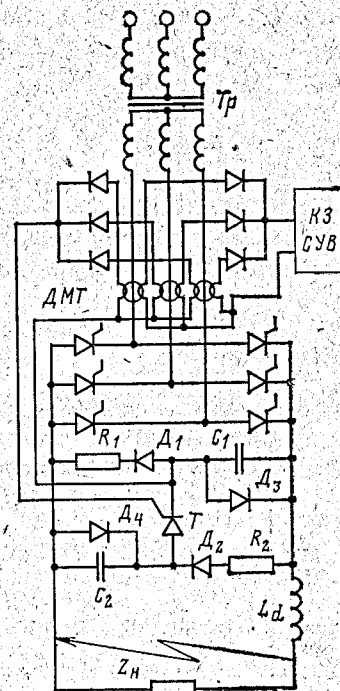


Рис. 4.6. Схема быстродействующей системы защиты мостового тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока для отключения внешних коротких замыканий.

защитой по управляющему электроду в сочетании с емкостным прерывающим устройством. Как видно из осциллограммы, время протекания аварийного тока в полупроводниковых приборах выпрямителя с момента достижения уставки срабатывания датчика максимального тока практически близко к нулю.

Считая коммутацию тока из цепи силовых полупроводниковых приборов в цепь прерывающих конденсаторов мгновенной, можно записать уравнение переходного процесса в виде

$$2u_c = L \, di/dt, \quad (4.1)$$

где u_c — напряжение на прерывающем конденсаторе; L — индуктивность в контуре тока короткого замыкания.

Решение (4.1) с учетом начальных условий будет иметь вид:

$$u_c = \frac{U_d}{\cos \varphi} \cos(\omega t + \varphi), \quad (4.2)$$

где U_d — максимальное значение выпрямленного напряжения выпрямителя; $\omega = \sqrt{2/LC}$;

$$\varphi = \arctg \frac{I_k}{U_d} \sqrt{\frac{L}{2C}}; \quad (4.3)$$

I_k — ток короткого замыкания в момент срабатывания защиты; C — емкость одного конденсатора.

Из (4.2) можно определить время t_1 (рис. 4.7), необходимое для коммутации тока и восстановления обрат-

ного сопротивления силовых тиристорных выпрямителя. Очевидно, что это время равно времени разряда каждого из прерывающих конденсаторов до напряжения $0,5 U_d$:

$$t_1 = (\arccos 0,5 \cos \varphi - \varphi) / \omega. \quad (4.4)$$

В момент времени t_2 напряжение на конденсаторах становится равным нулю и при отсутствии диодов D_3 и D_4 конденсаторы начнут

заряжаться напряжением обратной полярности за счет энергии, запасенной в индуктивности. Время t_2 равно:

$$t_2 = (\pi/2 - \varphi) / \omega. \quad (4.5)$$

Максимальное значение перенапряжения на тиристорах выпрямителя $U_{max} = 2u_c$ определяется в этом случае из (4.2) при $\cos(\omega t_3 + \varphi) = 1$, тогда

$$t_3 = (\pi - \varphi) / \omega. \quad (4.6)$$

Ток в цепи разряда прерывающих конденсаторов в момент t_3 равен нулю, тиристор закрывается, а конденсаторы разряжаются до нуля на подзарядные сопротивления R_1 и R_2 через цепь короткого замыкания на грузки.

Чтобы устранить обратные перенапряжения, возникающие в процессе прерывания тока, конденсаторы шунтируют диодами D_3 и D_4 , предотвращающими заряд конденсаторов напряжением обратной полярности. Одновременно появляется возможность применения электролитических конденсаторов.

В этом случае с момента времени t_2 энергия, запасенная в индуктивности, будет рассеиваться в диодах D_3 и D_4 , тиристоре T и активных сопротивлениях в контуре протекания тока. Напряжение на выпрямителе с момента t_2 остается равным нулю. Ток в цепи в момент t_2 находится с учетом (4.2):

$$i = -C \, du_c/dt; \quad i(t_2) = \frac{U_d}{\cos \varphi} \sqrt{2C/L}.$$

Энергия, запасенная в индуктивности:

$$W = LI^2/2 = CU_d^2/\cos^2 \varphi. \quad (4.7)$$

На рис. 4.8 приведены (сплошные линии) вычисленные по (4.2) и (4.4) расчетные зависимости времени t_1 , предоставляемого для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления силовых тиристорных выпрямителя, от основных параметров, определяющих это время: емкости прерывающего конденсатора C , тока короткого замыкания в момент срабатывания защиты I_k и индуктивности сглаживающего реактора L_d на выходе выпрямителя. Индуктивность незначительно влияет на время t_1 в широком диапазоне от 0,5 до 5 мГн.

Формулу для определения емкости прерывающих конденсаторов устройства защиты тиристорного выпря-

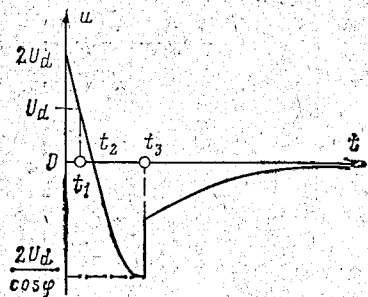


Рис. 4.7. Напряжение на мосте выпрямителя в процессе прерывания тока внешнего короткого замыкания.

мителя можно вывести, считая, что напряжение конденсатора прерывающего устройства снижается линейно во времени. Тогда $t_1 \approx 0,5 t_2$, а учитывая (4.5) и (4.3), получаем:

$$\operatorname{tg} 2\omega t_1 = \frac{U_d}{I_K} \sqrt{\frac{2C}{L_d}}. \quad (4.8)$$

Из-за малого значения t_1 можно принять, что $\operatorname{tg} 2\omega t_1 \approx 2\omega t_1$ и после преобразований получить формулу

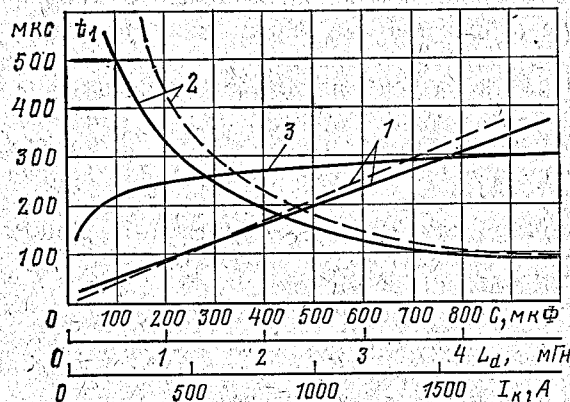


Рис. 4.8. Расчетные зависимости времени t_1 , предоставляемого для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления тиристорного выпрямителя при емкостном прерывании тока внешнего короткого замыкания.

1 — $t_1 = f(C)$ при $I_K = 600$ А, $U_d = 500$ В, $L_d = 1,3$ мГн; 2 — $t_1 = f(I_K)$ при $C = 700$ мкФ, $U_d = 500$ В, $L_d = 1,3$ мГн; 3 — $t_1 = f(L_d)$ при $C = 700$ мкФ, $U_d = 500$ В, $I_K = 600$ А.

для вычисления емкости C конденсаторов прерывающего устройства:

$$C = 2I_K t_1 / U_d. \quad (4.9)$$

Формула (4.9) может служить для приближенного определения емкости прерывающего конденсатора в устройстве защиты выпрямителя от внешних коротких замыканий.

Из сопоставления кривых на рис. 4.8, вычисленных по (4.2) и (4.4), с кривыми, вычисленными по (4.9) и показанными пунктиром на рис. 4.8, видно удовлетворительное их совпадение. Заметные расхождения наблюдаются лишь при малых значениях тока и при значительном увеличении емкости прерывающего конденсатора.

Оба эти случая не представляют практического интереса, так как в расчет принимают наихудший случай — максимальный ток короткого замыкания, а емкость конденсатора стремятся иметь минимальной.

Устройство защиты по схеме на рис. 4.6 не обеспечивает емкостного прерывания тока выпрямителя при включении его на короткое замыкание, так как прерывающие конденсаторы еще не заряжены. Не действует емкостное прерывание тока и при пробое плеча мостовой схемы. В обоих этих случаях отключение выпрямителя будет производиться лишь защитой по управляющему электроду.

Если требуется высокое быстродействие защиты в момент включения, то следует использовать устройства емкостного прерывания тока с зарядом прерывающих конденсаторов от внешнего источника питания (рис. 4.9).

Емкость прерывающего конденсатора при заряде его от внешнего источника может быть определена из условия обеспечения необходимого времени для коммутации аварийного тока и восстановления обратного сопротивления тиристоров. Напряжение на конденсаторе при срабатывании защиты будет определяться уравнением

$$u_C = \frac{U_{C0}}{\cos \varphi} \cos(\omega t + \varphi), \quad (4.10)$$

где U_{C0} — начальное напряжение на конденсаторе; $\omega = 1/\sqrt{LC}$; $\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_K}{U_{C0}} \sqrt{\frac{L}{C}}$; L — индуктивность в контуре

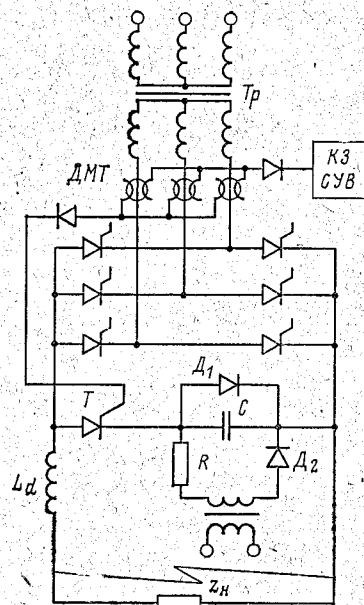


Рис. 4.9. Схема защиты по управляющему электроду с емкостным прерыванием тока тиристорного выпрямителя для отключения внешних коротких замыканий. Прерывающий конденсатор заряжается от постороннего источника.

короткого замыкания; I_k — ток короткого замыкания в момент срабатывания защиты.

Время t_1 , предоставляемое для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления тиристоров, можно определить, приравняв u_c в (4.10) максимально-му напряжению выпрямителя U_{dmax} :

$$t_1 = \left(\arccos \frac{U_{dmax}}{U_{c0}} \cos \varphi - \varphi \right) / \omega. \quad (4.11)$$

Время разряда конденсатора до нуля

$$t_2 = (\pi/2 - \varphi) / \omega. \quad (4.12)$$

Если считать, что напряжение на конденсаторе прерывающего устройства снижается линейно во времени, то

$$t_1 \approx t_2 (U_{c0} - U_{dmax}) / U_{c0}. \quad (4.13)$$

Учитывая (4.12), после небольших преобразований получаем:

$$\operatorname{tg} \frac{\omega t_1}{(1 - U_{dmax}/U_{c0})} = \frac{U_{c0}}{I_k} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (4.14)$$

Ввиду малого угла, соответствующего времени t_1 , можно принять, что

$$\frac{\omega t_1}{(1 - U_{dmax}/U_{c0})} \approx \frac{U_{c0}}{I_k} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (4.15)$$

Отсюда находим емкость конденсатора:

$$C = I_k t_1 / (U_{c0} - U_{dmax}). \quad (4.16)$$

Максимально допустимое начальное напряжение на прерывающем конденсаторе U_{c0} определяется максимально допустимым пиковым напряжением для полупроводниковых приборов, примененных в выпрямителе.

Системы емкостного прерывания тока выпрямителя при внешних коротких замыканиях (см. рис. 4.6 и 4.9) целесообразно применять для мощных выпрямителей с частыми короткими замыканиями у потребителей, а для защиты выпрямителя при пробое полупроводниковых приборов в этих случаях используют быстродействующие плавкие предохранители, которые обеспечивают достаточно надежную защиту при наличии в плече нескольких параллельно включенных приборов,

Для защиты мощных выпрямителей с большими аварийными токами вместо прерывающих тиристоров могут быть применены импульсные дуговые коммутаторы (рис. 4.10). Аналогично выключателям постоянного тока это дает возможность шунтировать прерывающий конденсатор C диодом и значительно уменьшить его емкость. При поступлении сигнала от датчиков защиты включается цепь коммутатора и обеспечивается условие коммутации тока из цепи тиристоров в цепь конденсатора.

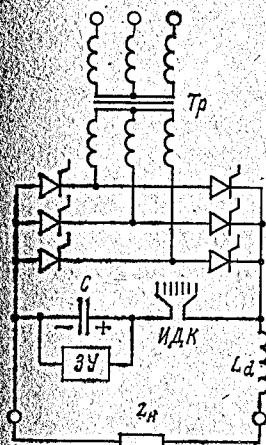


Рис. 4.10. Схема защиты тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока и использованием импульсного дугового коммутатора.

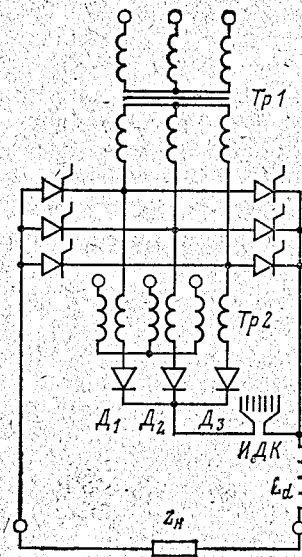


Рис. 4.11. Схема защиты тиристорного выпрямителя с вольтодобавочным трансформатором и импульсным дуговым коммутатором.

ра C , предварительно заряженного от зарядного устройства ЗУ. После надежного закрытия тиристоров выпрямителя отключение тока осуществляется импульсным дуговым коммутатором ИДК. Конденсатор C перезаряжается до напряжения исходной полярности и после этого возможно повторное включение выпрямителя.

На рис. 4.11 приведена схема защиты выпрямителя с использованием вольтодобавочного трансформатора [20]. Выпрямитель подключен к сети через трансформатор $Tr1$. Вольтодобавочный трансформатор $Tr2$ может быть заменен дополнительными обмотками, размещен-

ными на сердечнике силового трансформатора $Tr1$. Обмотки вольтодобавочного трансформатора подключены через развязывающие диоды D_1 , D_2 и D_3 и импульсный дуговой коммутатор ИДК к катодной группе выпрямителя. При срабатывании дугового коммутатора происходит коммутация тока из цепи тиристоров катодной группы в цепь защиты. К тиристорам прикладывается напряжение обратной полярности и одновременно с них снимаются управляющие импульсы. Отключение тока производится импульсным дуговым коммутатором. Подобным же образом можно осуществить защиту воздействием на анодную группу тиристоров.

Описанная схема, несмотря на некоторое усложнение, связанное с наличием вольтодобавочного трансформатора, позволяет в ряде случаев ускорить процесс АПВ. Если выпрямитель питается непосредственно от сети, т. е. без трансформатора $Tr1$, то вольтодобавочный трансформатор $Tr2$ сохраняется.

4.5. ЗАЩИТА ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ПРЕРЫВАНИЕМ ТОКА ПРИ ВНЕШНИХ И ВНУТРЕННИХ ПОВРЕЖДЕНИЯХ

При внутренних повреждениях выпрямителя с малым числом параллельных приборов в плече моста аварийные токи неповрежденных приборов оказываются значительными и поэтому становится целесообразным использование емкостного прерывания тока для ликвидации таких повреждений.

Для быстродействующего отключения выпрямителя при пробое прибора может быть использована схема устройства защиты, приведенная на рис. 4.12. При коротких замыканиях в нагрузке схема работает аналогично схеме на рис. 4.6. По команде датчиков максимального тока ДМТ включается лишь тиристор T_7 прерывающего устройства и срабатывает короткозамыкатель системы управления выпрямителя.

При пробое полупроводниковых приборов плеча мостовой схемы датчик обратного тока ДОТ выдает команду на срабатывание короткозамыкателя и включение тиристора T_7 , а также одного из тиристоров T_8 или T_9 , в зависимости от повреждения тиристоров в катодной или анодной группе.

На осциллограмме рис. 4.13 показан процесс отключения тиристорного выпрямителя защитой по управля-

ющему электроду в сочетании с емкостным прерыванием тока по схеме рис. 4.12 при пробое прибора. Благодаря высокой чувствительности датчиков обратного тока отключение выпрямителя происходит в момент, когда токи в приборах еще не успели нарасти. Выброс тока в одной из фаз обусловлен разрядом прерывающего конденсатора.

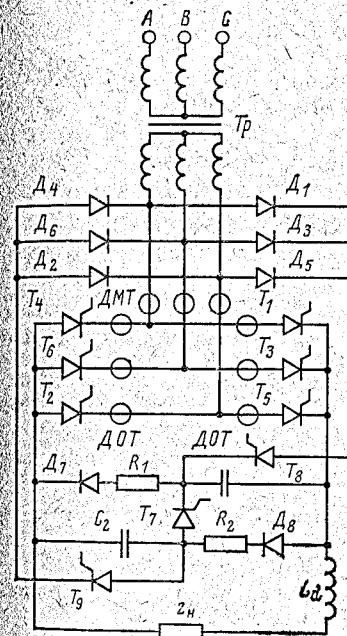


Рис. 4.12. Схема быстродействующей системы защиты мостового тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока для отключения внешних и внутренних коротких замыканий.

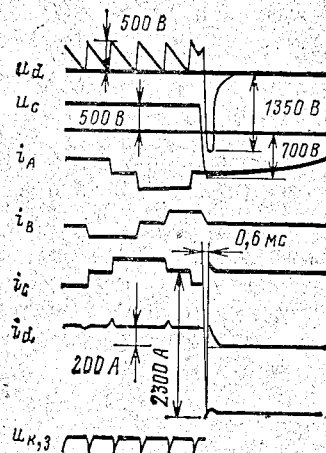


Рис. 4.13. Осциллограмма отключения тиристорного выпрямителя при пробое тиристора плеча мостовой схемы защитой по управляющему электроду с емкостным прерыванием тока.

u_d — напряжение на выходе выпрямителя; u_c — напряжение на прерывающем конденсаторе; i_A , i_B , i_C — фазные токи выпрямителя; i_d — выходной ток выпрямителя; $u_{K,3}$ — напряжение на тиристоре короткозамыкателя системы управления выпрямителя.

При отключении тиристорного выпрямителя в случае пробоя тиристора ток разряда прерывающего конденсатора протекает в основном через обмотку трансформатора, так как сопротивление трансформатора много меньше сопротивления нагрузки. Следовательно, током разряда по цепи нагрузки можно пренебречь. Напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 равно максимальному значе-

нию выпрямленного напряжения $U_{d\max}$, зависящему от амплитуды фазной ЭДС трансформатора $E_{m\phi}$ и угла регулирования α ; при $\alpha \geq \pi/6$ оно равно:

$$U_{d\max} = \sqrt{3} E_{m\phi} \cos(\alpha - \pi/6). \quad (4.17)$$

При $\alpha \leq \pi/6$ амплитудное значение выпрямленного напряжения не зависит от α :

$$U_{d\max} = \sqrt{3} E_{m\phi}.$$

Примем, что аварийный режим (пробой тиристора T_1) наступает в момент начала коммутации тока с тиристора T_1 на тиристор T_2 (с фазы A на фазу B). Тогда условием, обеспечивающим коммутацию тока и запираание неповрежденных тиристоров для устройства защиты по схеме на рис. 4.12, будет:

$$u_c > e_B - e_A,$$

или

$$u_c > \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \omega t. \quad (4.18)$$

Частота контура прерывания тока, определяемая емкостью прерывающего конденсатора и индуктивностью двух фаз трансформатора, значительно выше рабочей частоты сети, поэтому можно принять, что линейная ЭДС $e_B - e_A$ остается неизменной в течение всего времени прерывания тока и равной

$$e_B - e_A = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha. \quad (4.18a)$$

Временем, измеряемым от начала протекания аварийного тока до включения прерывающего тиристора, а также влиянием активного сопротивления в контуре протекания аварийного тока можно пренебречь. Тогда уравнение переходного процесса при емкостном прерывании тока будет иметь вид:

$$2L_T \frac{di}{dt} - u_c = e_B - e_A.$$

Подставив значения $e_B - e_A$ из (4.18a) и $i = -C \frac{du_c}{dt}$, получим:

$$-2L_T C \frac{d^2 u_c}{dt^2} - u_c = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha. \quad (4.19)$$

Уравнение (4.19) с начальными условиями

$$u_c = d_{d\max} = \sqrt{3} E_{m\phi} \cos(\alpha - \pi/6); \quad i =$$

$$= 0 \quad \text{при } t = 0 \text{ имеет решение}$$

$$u_c = \sqrt{3} E_{m\phi} \left[\sqrt{3} \cos(\alpha - \pi/3) \cos \sqrt{\frac{t}{2L_T C}} - \sin \alpha \right]. \quad (4.20)$$

После несложных преобразований уравнения (4.20) с использованием неравенства (4.18) получим условие прекращения аварийного процесса:

$$\cos \frac{t_1}{\sqrt{2L_T C}} > \frac{2 \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos(\alpha - \pi/3)}. \quad (4.21)$$

Отсюда можно определить емкость прерывающего конденсатора:

$$C > a t_1^2 / L_T, \quad (4.22)$$

где t_1 — время, необходимое для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления тиристоров; L_T — индуктивность фазы трансформатора; a — коэффициент, зависящий от максимального угла регулирования $\alpha_{\max}$ выпрямителя,

$$a = \frac{1}{2 \left[\arccos \frac{2 \sin \alpha_{\max}}{\sqrt{3} \cos(\alpha_{\max} - \pi/3)} \right]^2}.$$

Из соотношений между a и $\alpha_{\max}$

$\alpha_{\max}$	...	0	$\pi/6$	$\pi/3$
a	...	0,45	0,71	∞

видно, что устройство емкостного прерывания тока для ликвидации внутренних повреждений с зарядом прерывающих конденсаторов непосредственно выходным напряжением выпрямителя может работать при $\alpha_{\max} < \pi/3$. Фактически целесообразность его применения определяется емкостью прерывающего конденсатора и ограничена углом $\alpha_{\max} \leq \pi/6$.

В процессе прерывания тока конденсатор перезаряжается до напряжения обратной полярности, амплитудное значение которого может быть определено из (4.20) при $t/\sqrt{2L_T C} = \pi$,

$$U_{cm} = \sqrt{3} E_{m\phi} (1 + \sin \alpha). \quad (4.23)$$

В диапазоне изменения углов регулирования выпрямителя от 0 до $\pi/6$ максимальное напряжение на прерывающем конденсаторе лежит в пределах $(1-2) \sqrt{3} E_{m\phi}$.

При использовании устройства емкостного прерывания тока выпрямителя (см. рис. 4.12) для защиты как от внутренних, так и от внешних повреждений емкость прерывающих конденсаторов принимают большей из вычисленных по (4.9) и (4.22).

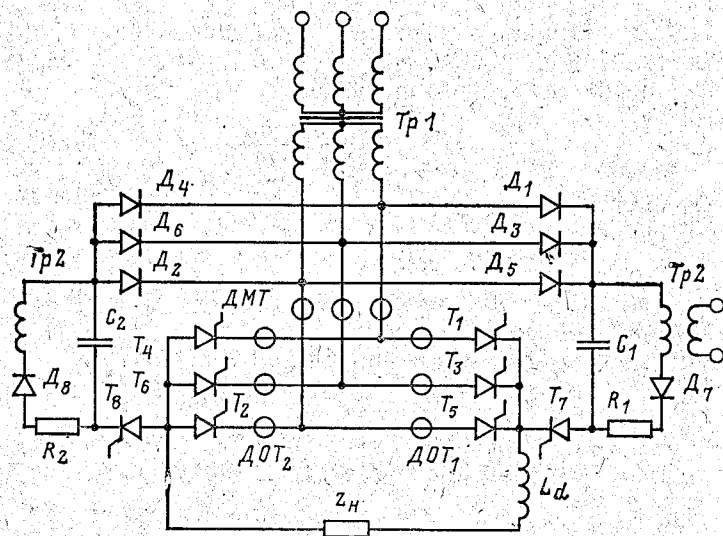


Рис. 4.14. Схема быстродействующей системы защиты мостового тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока для отключения внешних и внутренних коротких замыканий. (Заряд прерывающего конденсатора от постороннего источника).

Для защиты от внутренних повреждений выпрямителей, работающих с большим диапазоном изменения угла регулирования, можно использовать емкостное прерывание тока с зарядом конденсаторов от постороннего источника питания. На рис. 4.14 приведена принципиальная схема такого емкостного прерывающего устройства. Работа схемы на рис. 4.14 аналогична работе схемы на рис. 4.12.

Пусть пробой тиристора T_1 наступил в момент начала коммутации тока с тиристора T_1 на тиристор T_2 . Учитывая высокую чувствительность датчиков обратного тока и высокое быстродействие элементов защиты, мож-

но принять, что в момент аварии ток в поврежденном тиристоре равен нулю, а ток в тиристоре, вступившем в работу, равен току нагрузки I_d . За начало отсчета времени примем момент равенства ЭДС фаз A и B , тогда аварийный процесс будет начинаться при $t = (\alpha + \gamma) / \omega$, где γ — угол коммутации. Коммутацию тока из цепи тиристора T_3 в цепь прерывающего конденсатора в момент включения защиты принимаем мгновенной.

Дифференциальное уравнение переходного процесса будет иметь вид:

$$2CL_T \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = -\sqrt{3} E_{m\phi} \sin \omega t. \quad (4.24)$$

С учетом начальных условий $u_C = U_{C0}$, $i = I_d$ при $\omega t = \alpha + \gamma$ уравнение (4.24) имеет решение

$$u_C = A \cos \left(\frac{t}{\sqrt{2L_T C}} + \varphi \right) - B \sin \omega t, \quad (4.25)$$

где

$$A = \frac{U_{C0} + \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{1 - 2L_T C \omega^2} \sin(\alpha + \gamma)}{\cos \left(\frac{\alpha + \gamma}{\sqrt{2L_T C \omega^2}} + \varphi \right)};$$

$$B = \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{1 - 2L_T C \omega^2};$$

$$\varphi = \arctg \left[\sqrt{\frac{2L_T}{C}} \frac{I_d - \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{1 - 2L_T C \omega^2} \cos(\alpha + \gamma)}{U_{C0} + \frac{\sqrt{3} E_{m\phi}}{1 - 2L_T C \omega^2} \sin(\alpha + \gamma)} - \frac{\alpha + \gamma}{\sqrt{2L_T C \omega^2}} \right];$$

Коммутация тока и восстановление обратного сопротивления неповрежденных тиристоров обеспечиваются при

$$u_C(t_1) = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \omega t_1. \quad (4.26)$$

Ввиду сложности определения емкости C из (4.26) при ненулевых начальных условиях ниже приводятся упрощенные формулы, полученные с помощью некото-

рых допущений. При этом правильность полученных результатов может быть проверена по (4.26).

Если принять те же допущения, что и при определении емкости прерывающего устройства с зарядом от выводов выпрямителя, то решение (4.24) будет:

$$u_c = (U_{c0} + \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha) \cos \frac{t}{\sqrt{2L_T C}} - \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha. \quad (4.27)$$

К моменту, когда u_c снизится до $\sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha$, должны быть обеспечены коммутация аварийного тока и восстановление обратного сопротивления неповрежденных тиристоров; этому соответствует

$$\cos \frac{t_1}{\sqrt{2L_T C}} = \frac{2\sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha}{U_{c0} + \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha}, \quad (4.28)$$

откуда можно получить формулу для определения емкости прерывающего конденсатора

$$C = at^2 / L_T. \quad (4.29)$$

Параметр a зависит от начального напряжения на прерывающем конденсаторе U_{c0} и максимального угла регулирования выпрямителя. Зависимость a от α_{max} при различных значениях $U_{c0} / \sqrt{3} E_{m\phi}$ приведена на рис. 4.15.

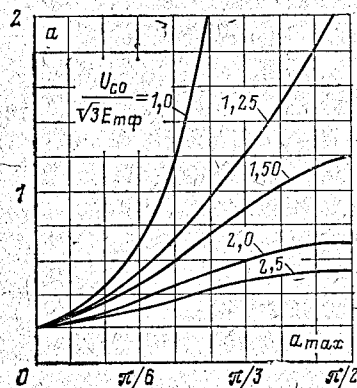


Рис. 4.15. Зависимость коэффициента a от максимального угла регулирования α_{max} при различных значениях $U_{c0} / \sqrt{3} E_{m\phi}$.

Максимальное обратное напряжение на прерывающем конденсаторе согласно (4.27)

$$u_{cmax} = U_{c0} + 2\sqrt{3} E_{m\phi} \sin \alpha. \quad (4.30)$$

Из (4.30) по условию максимально допустимого напряжения для тиристоров, установленных в выпрямителе, и для максимального угла регулирования определяется напряжение первоначального заряда прерывающего конденсатора U_{c0} .

После выбора U_{c0} по (4.29) определяется емкость

конденсатора при прерывании тока внутреннего повреждения. Прерывание тока тиристоров анодной группы осуществляется аналогично за счет энергии конденсатора C_2 .

Для прерывания аварийных токов внешнего короткого замыкания могло бы быть использовано лишь одно из прерывающих устройств, установленное на анодной или катодной группе тиристоров, но тогда аварийный ток в течение всего процесса прерывания тока будет протекать через открытый тиристор противоположной группы. Поэтому при внешнем коротком замыкании по команде датчиков максимального тока ДМТ одновременно включаются прерывающие устройства анодной и катодной групп.

Пусть команда от ДМТ поступила в момент, когда аварийный ток протекает через тиристоры T_1 и T_2 и равен I_k , а разность фазных ЭДС $e_A - e_C = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin(\omega t + \lambda)$, где λ — угол, отсчитываемый от момента равенства ЭДС фаз A и C . Если принять, что коммутация аварийного тока с T_1 и T_2 на прерывающие конденсаторы происходит мгновенно, то уравнение переходного процесса будет иметь вид:

$$(L_d + 2L_T) \frac{di}{dt} = 2u_c + \sqrt{3} E_{m\phi} \sin(\omega t + \lambda). \quad (4.31)$$

Емкость прерывающего конденсатора можно определить из решения (4.31) при условии, что время разряда конденсатора до нуля должно быть больше или равно времени, предоставляемому для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления тиристоров.

Для предварительного выбора емкости прерывающего конденсатора можно считать, что процесс прерывания тока протекает за время, значительно меньшее периода рабочей частоты, и поэтому разность $e_A - e_C = \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \lambda$ остается постоянной. Тогда решение (4.31) будет иметь вид:

$$i = \frac{I_k}{\cos \varphi} \cos \left(\sqrt{\frac{2}{LC}} t - \varphi \right), \quad (4.32)$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{\frac{2C}{L}} \frac{U_{c0} + \sqrt{3} E_{m\phi} \sin \lambda}{I_k}.$$

Напряжение на каждом из прерывающих конденсаторов

$$u_c = -\sqrt{\frac{L}{2C}} \frac{I_k}{\cos \varphi} \sin\left(\sqrt{\frac{2}{LC}} t - \varphi\right) - \sqrt{3} E_{mf} \sin \lambda. \quad (4.33)$$

Положив в (4.33) $u_c=0$, можно определить время, предоставляемое для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления силовых тиристоров выпрямителя.

Максимальное значение обратного напряжения, возникающего на каждом из прерывающих конденсаторов, будет в момент t_2 , соответствующий $i=0$, т. е. при

$$\sqrt{2/LC} t_2 - \varphi = \pi/2. \quad (4.34)$$

Из (4.33) имеем при t_2 :

$$U_{cm} = [U_{c0} + \sqrt{3} E_{mf} \sin \lambda (1 - \sin \varphi)] / \sin \varphi. \quad (4.35)$$

Амплитуда аварийного тока выпрямителя при наличии защиты по управляющему электроду с емкостным прерыванием I_{n*} (в относительных единицах) может быть определена по расчетным кривым (см. рис. 2.18 и 2.22) в зависимости от $\omega L_T/R_T$ и угла регулирования, если известен ток уставки датчика защиты и время срабатывания всех элементов защиты. Принимая, что аварийный ток до момента прерывания возрастает линейно, его дополнительное тепловое воздействие можно определить из зависимости

$$\int_0^t i^2 dt = \frac{[I_m (I_{n*} - I_*)^2]}{3} t_n, \quad (4.36)$$

где I_m — базисный ток короткого замыкания; I_* — относительный ток прибора в предшествующем режиме; t_n — полное время от момента начала аварийного процесса до момента прерывания тока.

Устройства включения тиристорных выпрямителей, оборудованных защитой по управляющему электроду с емкостным прерыванием тока, должны содержать блокировку, предотвращающую включение выпрямителя при отсутствии напряжения на прерывающих конденсаторах. Защита по управляющему электроду, а также ее сочетание с емкостным прерыванием тока могут применяться и для полупроводниковых выпрямителей.

4.6. ЛИКВИДАЦИЯ ОПРОКИДЫВАНИЯ ИНВЕРТОРА, ВЕДОМОГО СЕТЬЮ, ПОДАЧЕЙ ОПЕРЕЖАЮЩИХ УПРАВЛЯЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

При большой индуктивности источника питания или входного реактора инвертора одиночный пропуск включения полупроводникового прибора не приводит к аварийному опрокидыванию инвертора [79]. Случайные опрокидывания можно ликвидировать воздействием на систему управления [30].

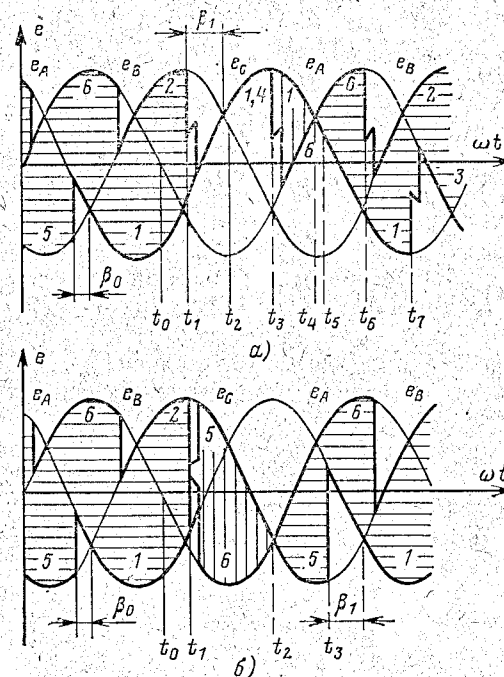


Рис. 4.16. Диаграммы фазных ЭДС, иллюстрирующие способы ликвидации опрокидывания инвертора, ведомого сетью, за счет изменения углов открытия полупроводниковых приборов.

На рис. 4.16, а, б показаны два случая прекращения опрокидывания инвертора воздействием на систему управления тиристорами. Пусть в момент t_0 (рис. 4.16, а) не поступил управляющий импульс на тиристор 3, и поэтому не состоялась коммутация тока с тиристора 1 на тиристор 3. Началось однофазное опрокидывание инвер-

тора. Если датчик защиты инвертора будет реагировать на несостоявшуюся коммутацию и по его команде будут увеличиваться углы опережения для всех последующих управляющих импульсов, то в момент t_1 придет управляющий импульс на тиристор 4. После окончания коммутации тока с тиристора 2 на тиристор 4 тиристор 2 закроется, а опрокидывание инвертора станет двухфазным. Аварийный ток, протекающий через тиристоры 1 и 4, описывается (2.49). В момент t_2 придет управляющий импульс на тиристор 5, но коммутация тока с тиристора 1 на тиристор 5 состояться не может, так как $e_c - e_A < 0$. По истечении t_2 будет продолжаться режим двухфазного опрокидывания инвертора до прихода управляющего импульса на тиристор 6 в момент t_3 . После коммутации тока с тиристора 4 на тиристор 6 ток в цепи тиристоров 1 и 6 будет нарастать быстрее за счет согласного включения ЭДС источника питания и напряжения $e_A - e_B$ сети переменного тока.

В момент t_4 в аварийном контуре появится противо-ЭДС $e_B - e_A$, снижающая ток в тиристорах инвертора. В момент t_5 приходит управляющий импульс на тиристор 1, но тиристор 1 уже открыт и проводит ток. С приходом управляющего импульса на тиристор 2 в момент t_6 начнется коммутация тока с тиристора 6 на тиристор 2, а в момент t_7 — с тиристора 1 на тиристор 3. Инверторный режим преобразователя восстановится, но с увеличенными углами опережения β_1 , позволяющими обеспечивать коммутацию тока, увеличившегося в периоды двухфазного опрокидывания инвертора и согласного включения источников постоянной и переменной ЭДС. По мере уменьшения тока угол опережения с помощью автоматического устройства будет уменьшаться до первоначального значения.

Такой способ обеспечивает восстановление инверторного режима после опрокидывания, но тиристор 1 подвергается длительному воздействию аварийных токов (более одного периода рабочей частоты). Даже при сохранении тока в течение всего аварийного процесса, равного току в нормальном рабочем режиме (например, при гашении поля мощной синхронной машины), средний ток в тиристоре 1 увеличивается в 3 раза.

Другой способ восстановления инверторного режима после опрокидывания заключается в одновременной подаче управляющих импульсов на все тиристоры инверто-

ра и увеличении угла опережения для последующих управляющих импульсов.

Пусть не состоялась коммутация тока с тиристора 1 на тиристор 3 (рис. 4.16,б), что привело к образованию однофазного опрокидывания инвертора, когда проводят ток тиристоры 1 и 2. По команде датчика защиты в момент t_1 выдаются специальные импульсы одновременно на все тиристоры преобразователя. Такая подача импульсов приводит к тому, что одновременно начинается коммутация тока с тиристора 1 на тиристор 5 и с тиристора 2 на тиристор 6. Инвертор переходит в режим выпрямителя, включенного согласно с источником ЭДС постоянного тока. Аварийный ток под действием суммы ЭДС постоянного и переменного токов начинает увеличиваться. В момент t_2 ЭДС фазы С станет равной ЭДС фазы В, после чего в контуре аварийного тока появится противо-ЭДС $e_B - e_C$, снижающая ток. С приходом управляющего импульса на тиристор 1 в момент t_3 произойдет коммутация тока с тиристора 5 на тиристор 1 и восстановится инверторный режим. Управляющие импульсы, поступающие на тиристоры после аварии, должны иметь увеличенный угол опережения β_1 , позволяющий обеспечивать коммутацию тока, возросшего в период аварийного состояния. Аналогично первому способу по мере уменьшения тока угол опережения может быть возвращен к первоначальному значению β_0 .

Во втором способе продолжительность протекания тока в каком-либо из тиристоров равняется приблизительно лишь половине периода, что снижает значение среднего тока в тиристоре, меньше становится также время восстановления инверторного режима после опрокидывания.

4.7. ЗАЩИТА АУТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ С ЕМКОСТНЫМ ПРЕРЫВАНИЕМ ТОКА

Применение защиты по управляющему электроду с емкостным прерыванием тока позволяет уменьшить воздействие аварийных токов на полупроводниковые приборы инвертора и существенно повысить надежность электроснабжения потребителей при применении быстродействующих устройств АПВ. Практически все повреждения в силовых цепях и в системах управления инвер-

торов приводят к опрокидыванию инвертора, сопровождающемуся большими аварийными токами. Многие причины, вызывающие опрокидывание инвертора, являются случайными, что делает целесообразным использование АПВ.

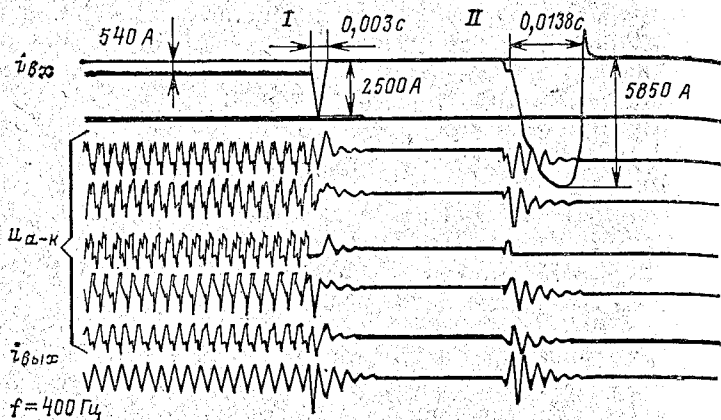


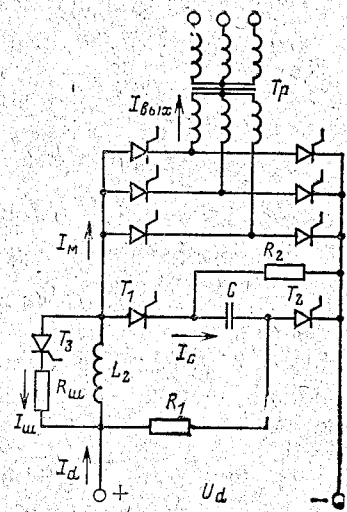
Рис. 4.17. Осциллограмма отключения инвертора тока емкостным прерывающим устройством и быстродействующим автоматом типа АБ-2/4.

$i_{вх}$ — входной ток инвертора; $u_{а-к}$ — напряжения анод — катод тиристоров; $i_{вых}$ — выходной ток инвертора в одной фазе.

На осциллограмме рис. 4.17 приведено сравнение отключения инвертора при опрокидывании с помощью емкостного прерывающего устройства и быстродействующего выключателя типа АБ-2/4. В момент I в результате короткого замыкания на выходе инвертора произошло опрокидывание, которое было ликвидировано емкостным прерывающим устройством. Через 0,03 с в момент II произошло автоматическое повторное включение инвертора на короткое замыкание без подготовки (заряда) прерывающего устройства. Инвертор был отключен быстродействующим выключателем. Как видно из осциллограммы, при отключении инвертора емкостным прерывающим устройством амплитуда аварийного тока меньше в 2,35 раза, а продолжительность его протекания меньше в 4,6 раза.

На рис. 4.18 приведена принципиальная электрическая схема емкостного прерывающего устройства инвер-

тора. При возникновении аварийного режима датчики защиты выдают команду на открытие прерывающих тиристоры T_1 и T_2 , которые подключают прерывающий конденсатор C к тиристорам инвертора с напряжением противоположной полярности по отношению к питающему напряжению U_d . Это приводит к коммутации тока с тиристоров инвертора в цепь прерывающего конденсатора. По окончании коммутации к тиристорам инвертора прикладывается отрицательное напряжение конденсатора, что способствует восстановлению их запирающих свойств. Начинается процесс разряда и перезаряда прерывающего конденсатора. Будем считать процесс коммутации тока из цепи тиристоров инвертора в цепь прерывающего конденсатора мгновенным. Тогда схема замещения для



Начальные условия: $u_c(0) = -U_d$; $i(0) = I_0$.

Решение (4.37) с учетом начальных условий имеет вид:

$$i = \frac{2U_d}{\cos \varphi \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C}}} \sin(\omega t + \varphi), \quad (4.38)$$

где $\omega = 1/\sqrt{(L_1 + L_2)C}$, $\operatorname{tg} \varphi = I_0 \sqrt{(L_1 + L_2)C}/2U_d$.

Напряжение на конденсаторе описывается уравнением

$$u_c = U_d - \frac{2U_d}{\cos \varphi} \cos(\omega t + \varphi). \quad (4.39)$$

Время t_1 разряда конденсатора до нуля должно быть больше времени, необходимого для коммутации тока и восстановления обратного сопротивления силовых тиристоров.

Из (4.39) при $u_c = 0$ получим:

$$t_1 = [\arccos(\cos \varphi / 2) - \varphi] / \omega. \quad (4.40)$$

Принимая линейным изменение напряжения на конденсаторе от $-U_d$ до 0, можно получить формулу для вычисления емкости:

$$C \approx \frac{1,6}{L} \left(t_1 + \frac{I_0 L}{3U_d} \right)^2. \quad (4.41)$$

Ток в цепи прерывающего конденсатора достигнет максимума при $\omega t_2 + \varphi = \pi/2$ (конец первого этапа процесса прерывания тока). В этот момент откроется тиристор T_3 (рис. 4.18), шунтирующий входной реактор. Токи будут описываться уравнениями (рис. 4.19, б):

$$U_d = L_1 \frac{di}{dt} + L_2 \frac{d(i + i_m)}{dt} + u_c; \quad (4.42)$$

$$i_m R_m = L_2 d(i + i_m)/dt, \quad (4.43)$$

где i_m и R_m — ток и сопротивление цепи, шунтирующей входной реактор инвертора.

Начальные условия: $i(t_2) = \frac{2U_d}{\sqrt{(L_1 + L_2)/C} \cos \varphi}$; $i_m(t_2) = 0$;

$di(t_2)/dt = 0$; $u_c(t_2) = U_d$.

Решение (4.42) и (4.43) рассмотрим для двух случаев: $R_m = 0$ и $L_1 = 0$, $R_m \neq 0$. При $R_m = 0$ уравнение для тока в цепи прерывающих тиристоров будет иметь вид:

$$i = \frac{2U_d}{\sqrt{(L_1 + L_2)/C} \cos \varphi} \cos \frac{t - t_2}{\sqrt{L_1 C}}. \quad (4.44)$$

Напряжение на конденсаторе будет описываться зависимостью

$$u_c = U_d + \frac{2U_d}{\cos \varphi} \sqrt{\frac{L_1}{L_1 + L_2}} \sin \frac{t - t_2}{\sqrt{L_1 C}}. \quad (4.45)$$

При уменьшении тока в прерывающих тиристорах до нуля они закрываются (конец второго этапа процесса прерывания тока). Напряжение на прерывающем конденсаторе в этот момент достигает максимума и превышает напряжение источника питания, так как процесс перезаряда конденсатора носит колебательный характер. К прерывающим тиристорам прикладывается разность напряжений на конденсаторе и на входе инвертора, что ускоряет восстановление обратного сопротивления прерывающих тиристоров.

Длительность второго этапа процесса прерывания тока равна

$$t'_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C},$$

а полное время протекания тока в цепи прерывающих тиристоров

$$t_n = t_2 + t'_2 = \frac{\pi}{2} [\sqrt{(L_1 + L_2)C} + \sqrt{L_1 C}] - \varphi \sqrt{(L_1 + L_2)C}. \quad (4.46)$$

Амплитуда перенапряжения, возникающего в процессе прерывания тока, определяется зависимостью (4.45):

$$\Delta U' = k \frac{2U_d}{\cos \varphi} \sqrt{\frac{L_1}{L_1 + L_2}}, \quad (4.47)$$

где k — эмпирический коэффициент, учитывающий влияние активных сопротивлений в контуре прерывания тока; $k = 0,5 - 0,6$.

При $L_1 = 0$ и $R_m \neq 0$ уравнения (4.42) и (4.43) имеют решение

$$i = R_m C I e^{-at} (b \cos bt - a \sin bt); \quad (4.48)$$

$$i_m = I e^{-at} \sin bt, \quad (4.49)$$

где

$$I = \frac{2U_d}{\sqrt{R_m^2 - L_2/4C} \cos \varphi}; \quad a = 1/2R_m C;$$

$$b = \sqrt{1/L_2 C - 1/4R_m^2 C}.$$

Длительность второго этапа прерывания тока становится равной

$$t''_3 = \frac{2R_{ш}C}{\gamma} \arctg \gamma,$$

где $\gamma = \sqrt{4R_{ш}^2 \frac{C}{L_2} - 1},$

а полное время протекания тока в цепи прерывающих тиристоров

$$t_{ш} = t_2 + t''_3.$$

Амплитуда перенапряжения составляет

$$\Delta U'' = I_{ш \max} R_{ш}, \quad (4.50)$$

где

$$I_{ш \max} = \frac{4U_d \sqrt{C/L_2}}{\gamma \cos \varphi} e^{-\frac{\arctg \gamma}{\gamma}} \sin \arctg \gamma.$$

После закрытия прерывающих тиристоров конденсатор начинает перезаряжаться от источника питания до исходного напряжения через подзарядное сопротивление R_1 и R_2 . Одновременно будет затухать ток в цепи тиристора T_3 , обусловленный энергией, запасенной в индуктивности L_2 .

На рис. 4.20 приведены расчетные зависимости входного тока, напряжения на прерывающем конденсаторе и тока в цепи, шунтирующей входной реактор от времени. Там же показано разделение процесса прерывания аварийного тока на отдельные этапы и обозначены характерные величины.

На рис. 4.21, а—г приведены экспериментальные и расчетные зависимости t_1 , $I_{\max}$ и ΔU от емкости прерывающего конденсатора при $I_0 = 600$ А, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0,26$ мГн (а); от начального тока при $C = 2520$ мкФ, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0,26$ мГн (б); от начального тока при $C = 2520$ мкФ, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0$ (в); от входного напряжения при $C = 2520$ мкФ, $I_0 = 500$ А и $L_1 = 0$ (г).

Рис. 4.20. Расчетные зависимости входного тока, напряжения на прерывающем конденсаторе и тока в цепи, шунтирующей входной реактор инвертора, от времени в процессе прерывания аварийного тока.

конденсатора, входного напряжения и начального тока. Экспериментальные кривые получены при испытаниях устройства емкостного прерывания тока на автономном инверторе мощностью 125 кВт.

На рис. 4.22 приведена осциллограмма прерывания тока при двухфазном опрокидывании инвертора.

Повреждение в системе формирования управляющих импульсов силовых тиристор инвертора, когда происходит полное снятие управляющих импульсов со всех

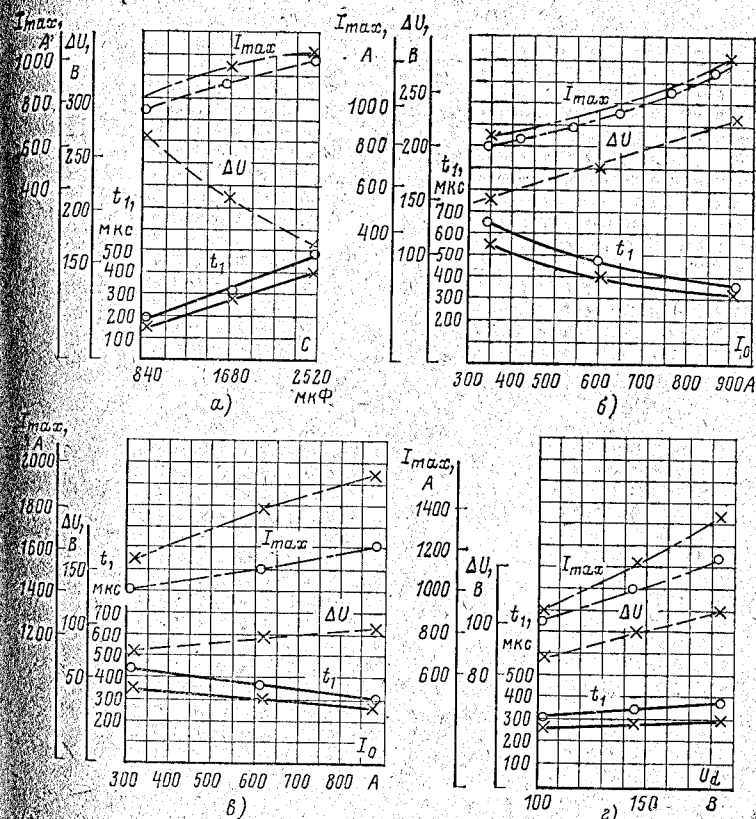


Рис. 4.21. Экспериментальные и расчетные зависимости t_1 , $I_{\max}$ и ΔU от емкости прерывающего конденсатора при $I_0 = 600$ А, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0,26$ мГн (а); от начального тока при $C = 2520$ мкФ, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0,26$ мГн (б); от начального тока при $C = 2520$ мкФ, $U_d = 146$ В и $L_1 = 0$ (в); от входного напряжения при $C = 2520$ мкФ, $I_0 = 500$ А и $L_1 = 0$ (г).

× — эксперимент; о — расчет.

тиристоров, может привести к однофазному опрокидыванию инвертора. При ликвидации однофазного опрокидывания возникают дополнительные трудности из-за наличия индуктивности трансформатора в цепи коммутации

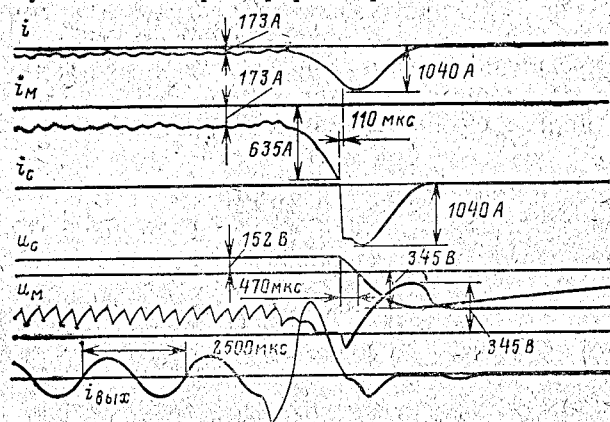


Рис. 4.22. Осциллограмма прерывания тока при двухфазном опрокидывании инвертора.

u_C — напряжение на прерывающем конденсаторе; i_C — ток в цепи прерывающих тиристоров; u_M — напряжение на мосту инвертора; i_M — ток в цепи силовых тиристоров инвертора; i — входной ток; $i_{вх}$ — выходной ток.

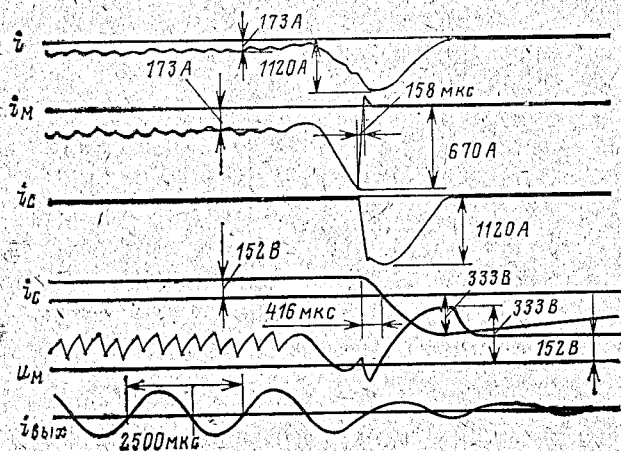
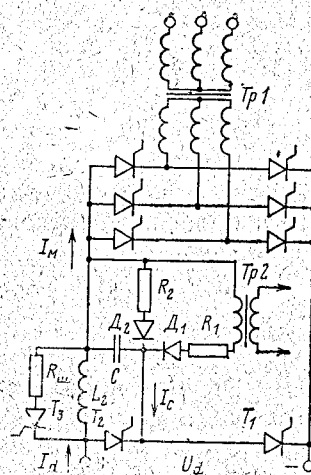


Рис. 4.23. Осциллограмма прерывания тока при однофазном опрокидывании инвертора.

u_C — напряжение на прерывающем конденсаторе; i_C — ток в цепи прерывающих тиристоров; u_M — напряжение на мосту инвертора; i_M — ток в цепи силовых тиристоров инвертора; i — входной ток; $i_{вх}$ — выходной ток.

Рис. 4.24. Принципиальная схема емкостного прерывающего устройства инвертора тока с зарядом прерывающего конденсатора от внешнего источника.



и увеличения поэтому времени коммутации аварийного тока в цепь прерывающего конденсатора. Приходится увеличивать емкость конденсатора для того, чтобы время приложения отрицательного напряжения к мосту инвертора при прерывании тока превышало не только время восстановления обратного сопротивления тиристоров (50—100 мкс), но и было достаточным для коммутации аварийного тока.

На рис. 4.23 приведена осциллограмма прерывания тока при однофазном опрокидывании инвертора.

Применение постороннего источника для заряда конденсатора устройства защиты инвертора позволяет не только упростить силовую схему, но при значительных колебаниях входного напряжения значительно снизить емкость конденсатора за счет поддержания на нем постоянного уровня, соответствующего максимальному значению напряжения. Заряд прерывающего конденсатора C (рис. 4.24) осуществляется от вспомогательного источника питания (трансформатор $Tp2$, диод $D1$). По команде датчиков защиты открывается тиристор $T1$ и к выводам моста прикладывается напряжение обратной полярности. Процесс прерывания аварийного тока аналогичен описанному выше. Для этого процесса справедливо (4.37) при начальных условиях: $u_C(0) = U_{C0}$; $i(0) = I_0$.

Решение (4.37) с учетом этих начальных условий имеет вид:

$$i = \frac{U_d + U_{C0}}{V(L_1 + L_2)/C \cos \varphi} \sin(\omega t + \varphi), \quad (4.51)$$

$$\text{где } \omega = \frac{1}{V(L_1 + L_2)/C}; \quad \text{tg } \varphi = \frac{I_0}{U_d + U_{C0}} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C}}.$$

Напряжение на прерывающем конденсаторе описывается уравнением

$$u_c = U_d - \frac{U_d + U_{c0}}{\cos \varphi} \cos(\omega t + \varphi). \quad (4.51)$$

Из (4.52) определяем время разряда конденсатора нуля — время, предоставляемое для коммутации тока восстановления обратного сопротивления силовых тиристоров инвертора:

$$t_1 = \{\arccos[U_d \cos \varphi / (U_d + U_{c0})] - \varphi\} / \omega. \quad (4.53)$$

Аварийный ток достигает максимума при $\omega t_2 + \varphi = \pi/2$. Напряжение на конденсаторе в момент t_2 равно U_d . Полагая линейным изменение напряжения на конденсаторе от начала прерывания тока до момента t_2 , можно записать соотношение

$$(\pi/2 - \varphi - \omega t_1) / U_d = \omega t_1 / U_{c0}. \quad (4.54)$$

Принимая $\varphi \approx \text{tg } \varphi$, после преобразований получаем формулу для определения емкости прерывающего конденсатора:

$$C \approx \frac{4}{\pi^2} \frac{I_0^2 (L_1 + L_2)}{(U_d + U_{c0})^2} + \frac{8}{\pi^2} \frac{I_0 t_1}{U_{c0}}. \quad (4.55)$$

В момент t_2 откроется тиристор T_3 (рис. 4.24), шунтирующий входной реактор. Токи в этом процессе описываются (4.42) и (4.48), начальные условия для решения которых определяются из (4.51) и (4.52) при $t = t_2$:

$$i(t_2) = (U_d + U_{c0}) / \sqrt{(L_1 + L_2) / C} \cos \varphi; \quad i_{\text{ш}}(t_2) = 0; \quad \frac{di(t_2)}{dt} = 0; \quad u_c(t_2) = U_d.$$

Решение (4.42) и (4.48) рассмотрено ранее для случая заряда прерывающего конденсатора от общего источника питания.

При уменьшении тока через прерывающий тиристор T_1 до нуля тиристор закрывается. Напряжение на конденсаторе в этот момент достигает максимума и превышает напряжение источника питания. Амплитудное значение напряжения на конденсаторе может быть найдено из (4.52). Для частичного разряда прерывающего конденсатора, зарядившегося в процессе прерывания тока от источника питания, параллельно конденсатору установлена разрядная цепочка из диода D_2 и резистора R .

После небольшой выдержки времени, необходимой для частичного разряда конденсатора, открывается тиристор T_2 , обеспечивающий перезаряд прерывающего конденсатора через входной реактор инвертора L_2 до напряжения исходной полярности. После закрытия тиристора T_2 инвертор готов к повторному включению.

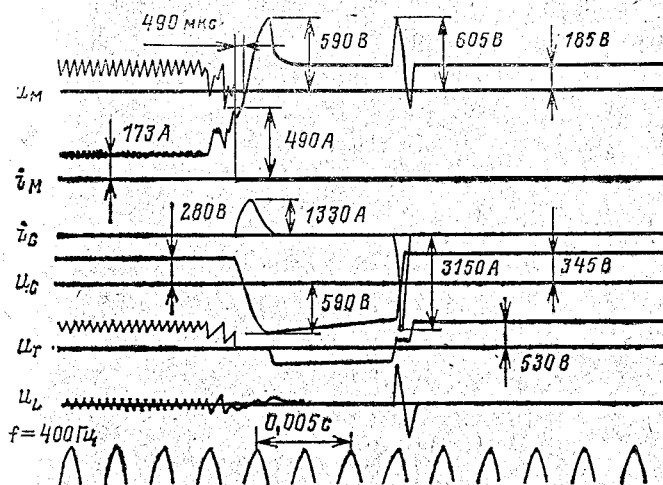


Рис. 4.25. Осциллограмма прерывания аварийного тока инвертора при заряде прерывающего конденсатора от внешнего источника.

u_M — напряжение на мосту инвертора; i_M — ток моста; i_C — ток в цепи прерывающего конденсатора; u_C — напряжение на прерывающем конденсаторе; u_T — напряжение на прерывающем тиристоре T_1 ; u_L — напряжение на входном реакторе инвертора L_2 ; $f = 400$ Гц — отметчик времени.

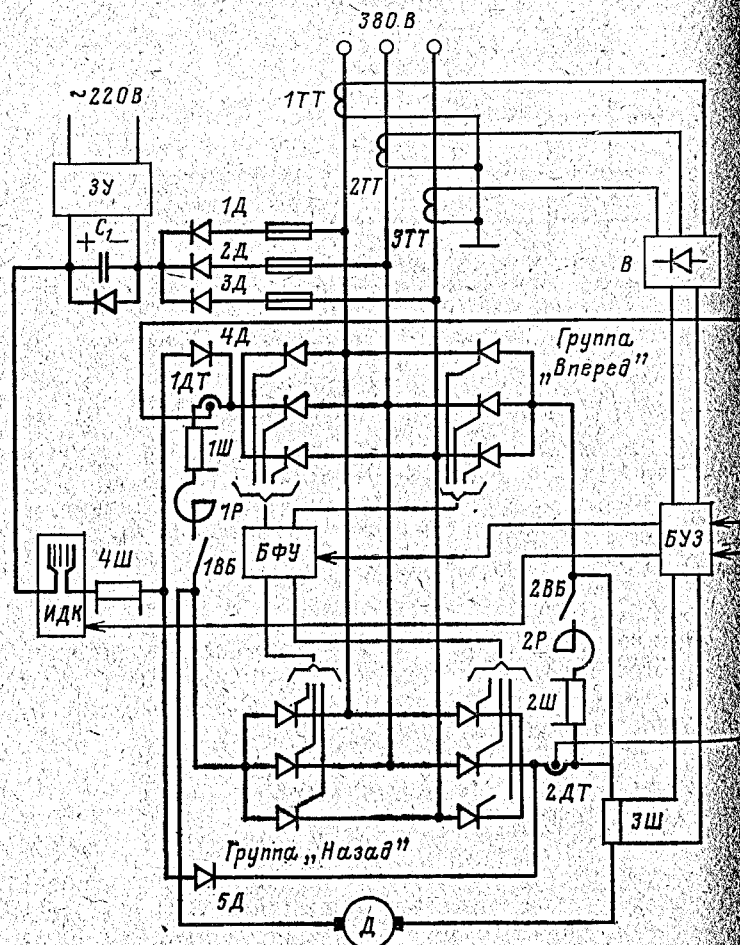
Осциллограмма на рис. 4.25 показывает процесс емкостного прерывания тока и восстановления системы защиты к повторной работе при заряде конденсатора от внешнего источника питания.

4.8. ЗАЩИТА ТИРИСТОРНЫХ РЕВЕРСИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Реверсивный преобразователь, как правило, представляет собой два тиристорных выпрямителя, включенных встречно-параллельно и предназначенных для питания двигателя постоянного тока с изменяющимся направлением вращения. Для рекуперативного торможения двигателя часто применяется перевод одного из выпря-

мителей в инверторный режим в целях возврата энергии тормозящегося двигателя в сеть.

Различают реверсивные преобразователи с разделным управлением, когда только работающий выпрямитель может переводиться в инверторный режим, и с согласованным управлением, когда одновременно один выпрямитель может работать в выпрямительном, а другой — в инверторном режиме.



на силовые тиристоры в блоке фазового управления БФУ и срабатывание импульсного дугового коммутатора. Быстродействующие выключатели 1ВБ и 2ВБ явля-

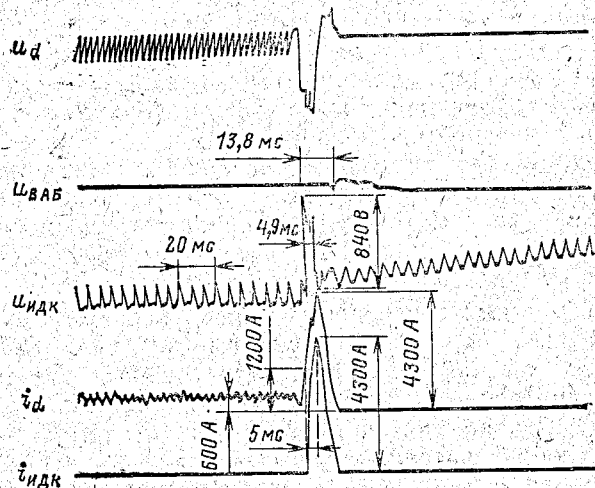


Рис. 4.27. Осциллограмма работы защиты тиристорного реверсивного преобразователя при двухфазном опрокидывании инвертора. u_d — выпрямленное напряжение; $u_{ндк}$ — напряжение на выводах импульсного дугового коммутатора; $u_{ввб}$ — напряжение на зажимах быстродействующего выключателя; i_d — выпрямленный ток; $i_{ндк}$ — ток через импульсный дуговой коммутатор.

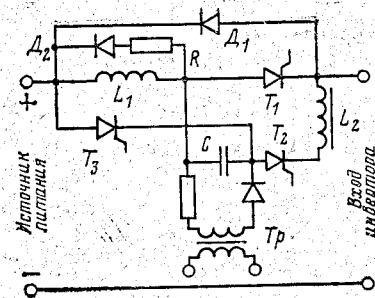
ются резервной защитой. Осциллограмма работы защиты показана на рис. 4.27.

4.9. ЗАЩИТА АУТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПЯЖЕНИЯ УСТАНОВКОЙ ТИРИСТОРНОГО КЛЮЧА НА ВХОДЕ ИНВЕРТОРА

Высокое быстродействие защиты автономного инвертора напряжения можно обеспечить путем отключения цепи питания постоянного тока тиристорным ключом (емкостным прерывающим устройством), включенным последовательно с преобразователем [70]. На рис. 4.28 приведена схема защиты инвертора напряжения, работающего на асинхронный двигатель с низким значением $\cos \varphi$.

При нормальной работе инвертора входной ток протекает через тиристор T_1 , на управляющий электрод которого подается постоянный управляющий сигнал. Через диод D_1 производится возврат энергии, запасенной в

Рис. 4.28. Схема устройства защиты инвертора напряжения с установкой тиристорного ключа на входе инвертора.



грузке, в источник питания. Конденсатор C заряжен до напряжения U_0 от вспомогательного мало-мощного источника с большим внутренним сопротивлением.

При недопустимых перегрузках, коротких замыканиях в нагрузке или опрокидываниях инвертора по команде датчиков защиты снимается управление с тиристора T_1 и выдается команда на включение прерывающего тиристора T_2 . Входной ток инвертора коммутируется в цепь $C-T_2$, а после перезаряда конденсатора спадает до нуля, и тиристор T_2 выключается. Насыщающийся реак-

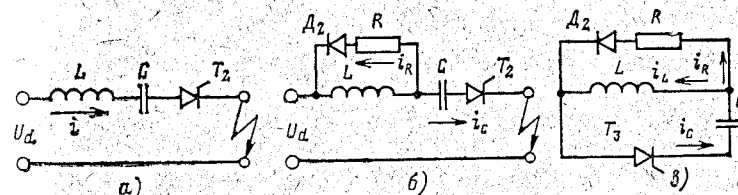


Рис. 4.29. Схемы замещения к расчету переходных процессов при срабатывании защиты инвертора напряжения.

тор L_2 задерживает нарастание тока через тиристор T_2 . На резисторе R , включенном через диод D_2 , рассеивается часть энергии, запасенной во входном реакторе L_1 , и тем самым снижается уровень напряжения на конденсаторе C при его перезаряде. После окончания процесса прерывания тока инвертора и выключения тиристора T_2 включением тиристора T_3 обеспечивается ускоренный перезаряд конденсатора C через реактор L_1 до напряжения исходной полярности в целях подготовки системы защиты к повторному включению инвертора.

Учитывая, что насыщающийся реактор L_2 служит лишь для создания временной задержки на период включения тиристора T_2 , запишем дифференциальное уравнение после включения тиристора T_2 (схема замещения на рис. 4.29, а):

$$U_d = L \frac{di}{dt} + u_c,$$

где U_d — напряжение источника питания; u_c — напряжение на конденсаторе C ; L — индуктивность реактора L_1 .

С учетом начальных условий $u_c(0) = -U_0$; $i(0) = I_0$ получим следующие решения для тока инвертора и напряжения на конденсаторе:

$$i = \frac{I_0}{\sin \varphi} \sin(\omega_0 t + \varphi); \quad (4.56)$$

$$u_c = U_d - \frac{U_d + U_0}{\cos \varphi} \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.57)$$

где $\operatorname{tg} \varphi = I_0 \omega_0 L / (U_d + U_0)$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Уравнения (4.56) и (4.57) будут справедливы до тех пор, пока производная di/dt не изменит свой знак, после этого возникает ток в цепи резистора R (схема замещения на рис. 4.19,б), и дальнейший ход процесса будет описываться дифференциальными уравнениями:

$$U_d = L \, d(i_c + i_R)/dt + u_c; \quad (4.58)$$

$$0 = L \, d(i_c + i_i)/dt + Ri_R. \quad (4.59)$$

Начальными условиями при решении этих уравнений будут значения i и u_c , найденные по (4.56) и (4.57) для момента времени $t = (\pi/2 - \varphi)/\omega$, когда $di/dt = 0$, т. е. $i_c(t_1) = I_0/\sin \varphi$; $u_c(t_1) = U_d$.

Решения уравнений (4.58) и (4.59) при отсчете времени от момента t_1 имеют вид:

$$i_c = \frac{I_0}{\sin \varphi \sin \vartheta} e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \vartheta). \quad (4.60)$$

$$u_c = U_d + \frac{LI_0}{RC \sin \varphi} - \frac{LI_0}{2RC \sin \varphi} \left[\frac{\sin(\omega t + \vartheta)}{\sin \vartheta} + \frac{\cos(\omega t + \vartheta)}{\cos \vartheta} \right] e^{-\alpha t}; \quad (4.61)$$

$$i_R = \frac{LI_0}{R^2 C \sin \varphi} - \frac{LI_0}{2R^2 C \sin \varphi} \left[\frac{\sin(\omega t + \vartheta)}{\sin \vartheta} + \frac{\cos(\omega t + \vartheta)}{\cos \vartheta} \right] e^{-\alpha t}, \quad (4.62)$$

где $\alpha = 1/2RC$; $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $\operatorname{tg} \vartheta = \omega/\alpha$.

В момент времени $t_2 = (\pi - \vartheta)/\omega$ ток через тиристор T_2 станет равным нулю, и тиристор закроется.

Напряжение на конденсаторе C

$$U_{c2} = U_d + \frac{LI_0}{RC \sin \varphi} + \frac{LI_0}{2RC \sin \varphi \cos \vartheta} e^{-\frac{\alpha(\pi - \vartheta)}{\omega}}. \quad (4.63)$$

Ток i_R через резистор R

$$I_{R2} = \frac{LI_0}{R^2 C \sin \varphi} + \frac{LI_0}{2R^2 C \sin \varphi \cos \vartheta} e^{-\frac{\alpha(\pi - \vartheta)}{\omega}}. \quad (4.64)$$

Далее ток i_R будет затухать по экспоненте:

$$i_R = I_{R2} e^{-Lt/R}, \quad (4.65)$$

(отсчет времени от момента t_2).

Тиристор T_3 включается после полного затухания тока через реактор L_1 . Будем считать, что к этому моменту времени напряжение на конденсаторе C осталось равным значению, определяемому по (4.63), т. е. перезарядом конденсатора от вспомогательного источника с большим внутренним сопротивлением пренебрежем. Под действием этого напряжения возникают токи в цепях реактора L_1 и резистора R , направленные на перезаряд конденсатора C к напряжению исходной полярности. Схема замещения, соответствующая этому процессу, приведена на рис. 4.29,в. Дифференциальные уравнения, описывающие процесс перезаряда, будут иметь вид:

$$0 = u_c - Ri_R;$$

$$0 = u_c - L \, di_L/dt;$$

$$i_c = i_L + i_R.$$

Решение этих уравнений при отсчете времени от момента включения тиристора T_3 будет иметь вид:

$$i_c = \frac{U_{c2}}{R \sin \psi} e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \psi); \quad (4.66)$$

$$u_c = \frac{LU_{c2}}{2R^2 C} \left[\frac{\sin(\omega t + \psi)}{\sin \psi} e^{-\alpha t} - 1 \right] + U_{c2} \frac{\cos(\omega t + \psi)}{\cos \psi} e^{-\alpha t}; \quad (4.67)$$

$$i_L = \frac{U_{c2}}{R} \frac{\omega^2 - \alpha^2}{\omega_0^2} \left[\frac{\sin(\omega t + \psi)}{\sin \psi} e^{-\alpha t} - 1 \right] - \frac{U_{c2}}{R} \frac{\cos(\omega t + \psi)}{\cos \psi} e^{-\alpha t} - \frac{U_{c2}}{Ra} t, \quad (4.68)$$

где $\alpha = 1/2RC$; $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $\operatorname{tg} \psi = \omega L/R$.

Выражения (4.66) — (4.68) будут описывать процесс перезаряда конденсатора до момента перехода напряжения на нем через нуль, после чего прекратится ток

через резистор R , а конденсатор будет продолжать заряжаться до напряжения исходной полярности за счет энергии, запасенной в реакторе L_1 на первом этапе процесса перезаряда. Процесс на втором этапе перезаряда будет носить чисто колебательный характер и описываться уравнениями при отсчете времени от момента перехода напряжения на конденсаторе через нуль:

$$i_L = i_C = I_{L3} \cos \omega_0 t; \quad (4.69)$$

$$u_C = -I_{L3} \omega_0 L \sin \omega_0 t, \quad (4.70)$$

где I_{L3} — ток i_L в момент времени, соответствующий значению $u_C = 0$.

После спада тока $i_L = i_C$ до нуля тиристор T_3 выключается и процесс перезаряда конденсатора заканчивается.

4.10. ЗАЩИТА АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПЯЖЕНИЯ ВКЛЮЧЕНИЕМ ВСТРЕЧНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРИБОРА НА ВХОДЕ ИНВЕРТОРА

Для работы инвертора напряжения с высокими динамическими показателями его входная индуктивность должна быть близка к нулю, что приводит к большим аварийным токам при опрокидывании инвертора, особенно при питании от источника с малым внутренним сопротивлением (например, от аккумуляторной батареи). В этих условиях, чтобы практически исключить входную индуктивность из цепи инвертора в нормальном режиме работы и обеспечить эффективное токоограничение при опрокидывании, целесообразно применение системы защиты с установкой в силовой цепи встречного диода или тиристора, шунтированного низковольтным источником тока [44, 45]. Принципиальная электрическая схема такой защиты приведена на рис. 4.30.

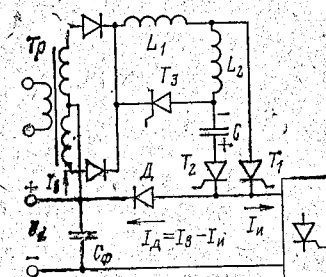


Рис. 4.30. Схема защиты инвертора напряжения с введением встречного диода.

диод D , установленный встречно в цепи питания между емкостным фильтром C_Φ и входом инвертора. При включении тиристора T_1 в цепи вспомогательного источника тока устанавливается ток I_B .

Если на входе инвертора имеется ток i_n , то через диод D будет протекать разность токов $i_d = I_B - i_n$. Пока будет выполняться условие $i_n < I_B$, диод D будет открыт, что соответствует непосредственному подключению входа инвертора к конденсатору фильтра C_Φ , т. е. отсутствию индуктивности в цепи питания инвертора.

При возрастании тока i_n до значения I_B ток i_d становится равным нулю, и дальнейшее увеличение i_n может произойти только через цепь с большей индуктивностью L_1 . Таким путем обеспечивается эффективное токоограничение в цепи приборов инвертора при случайном опрокидывании, перегрузке или коротком замыкании в инверторе.

Для отключения тока в цепи инвертора используется устройство емкостного прерывания тока, выполненное на тиристоре T_2 , конденсаторе C , предварительно заряженном от вспомогательного источника питания с большим внутренним сопротивлением, и реакторе с индуктивностью L_2 . Тиристор T_3 создает контур рассеяния энергии, запасенной в L_1 и L_2 при отключении тока в цепи инвертора.

При подаче управляющего импульса на тиристор T_2 начнется процесс коммутации тока I_B из цепи тиристора T_1 в цепь тиристора T_2 за счет энергии, запасенной в прерывающем конденсаторе C .

Примем, что $L_1 \gg L_2$, т. е. будем считать ток неизменным на этапе работы прерывающего устройства и не будем учитывать разряд конденсатора C через диод D . Тогда ток в цепи тиристора T_2 и напряжение на конденсаторе C будут определяться выражениями:

$$i_2 = \frac{U_0}{\sqrt{L_2 C}} \sin \omega t;$$

$$u_C = U_0 \cos \omega t,$$

где U_0 — начальное напряжение на конденсаторе C ; $\omega = 1/\sqrt{L_2 C}$.

Когда ток i_2 достигнет значения i_B , коммутация закончится, и далее из-за большой индуктивности L_1 ток практически не будет возрастать. Конденсатор C будет

перезаряжаться током I_B , протекающим по цепи $L_1-L_2-C-T_2$ —тиристоры инвертора— C_Φ —Тр— L_1 .

Когда напряжение на конденсаторе C превысит сумму напряжений на конденсаторе фильтра C_Φ и выпрямленного напряжения U_B вспомогательного источника, напряжение на тиристоре T_3 станет положительным, он откроется (управляющий импульс на него должен быть подан одновременно с импульсом на T_2) и цепь L_1 и L_2

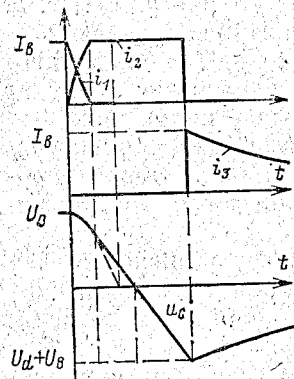


Рис. 4.31. Диаграммы токов и напряжений при срабатывании защиты со встречным диодом.

i_1, i_2, i_3 — токи через тиристоры T_1, T_2, T_3 ; u_C — напряжение на прерывающем конденсаторе.

окажется закороченной, что исключит дальнейшую зарядку конденсатора C и одновременно обеспечит рассеяние энергии, запасенной в L_1 и L_2 на активных сопротивлениях реакторов и ошиновки.

На рис. 4.31 приведены диаграммы изменения токов и напряжений в элементах схемы защиты.

Если заменить диоды в двухполупериодной схеме выпрямления на тиристоры, то можно обеспечить плавное регулирование тока I_B , что существенно расширяет возможности схемы защиты инвертора. Одновременно целесообразно использовать эти тиристоры и для отключения тока I_B , т. е. вместо тиристора T_1 . При замене обратного диода D на тиристор обеспечивается полное отключение инвертора со стороны постоянного тока.

На рис. 4.32 приведена схема защиты автономного инвертора напряжения с установкой встречного тири-

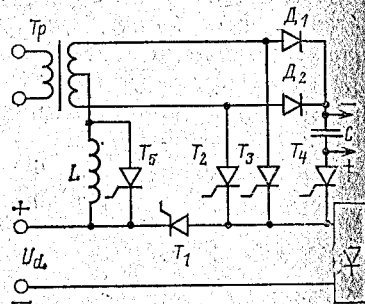


Рис. 4.32. Схема защиты инвертора напряжения с введением встречного тиристора.

стора T_1 на входе инвертора и с использованием тиристоров T_2 и T_3 в цепи вспомогательного источника тока. Отключение тока в цепи инвертора осуществляется при включении тиристором T_4 предварительно заряженного конденсатора C . Диоды D_1 и D_2 служат лишь для развязки цепей емкостного прерывания тока. Контур рассеяния энергии, запасенной в реакторе L , обеспечивается тиристором T_5 .

4.11. ЗАЩИТА ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Широкое распространение в системах регулируемого частотного электропривода получили двухзвенные преобразователи частоты, содержащие управляемый выпрямитель B , фильтр и автономный инвертор $И$, который преобразует постоянное напряжение в переменное напряжение регулируемой частоты (рис. 4.33). При опре-

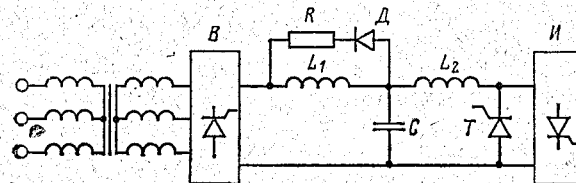


Рис. 4.33. Принципиальная схема двухзвенного преобразователя частоты.

деленных параметрах фильтра такого преобразователя возможно осуществлять защиту от опрокидывания путем «самоотключения» тиристоров, с которых снимаются управляющие импульсы, и перезарядки конденсатора фильтра [48].

Не будем учитывать активные сопротивления элементов фильтра и примем, что напряжение U_0 на выходе выпрямителя остается неизменным в режиме всего аварийного процесса. Тогда при двухфазном опрокидывании инвертора переходный процесс будет описываться уравнениями (схема замещения на рис. 4.34,а):

$$U_0 = L_1 \frac{di_1}{dt} + u_C; \quad (4.71)$$

$$u_C = L_2 \frac{di_2}{dt}. \quad (4.72)$$

Учитывая начальные условия $u_C(0) = U_0$; $i_1(0) = i_2(0) = I_0 = U_0/R_d$, где R_d — сопротивление нагрузки, на-

ходим токи и напряжение на конденсаторе фильтра:

$$i_1 = \frac{U_0}{L_1 + L_2} t - \frac{U_0}{\omega(L_1 + L_2)} \sin \omega t + I_0; \quad (4.73)$$

$$i_2 = \frac{U_0}{L_1 + L_2} t + U_0 \frac{L_1}{L_2} \frac{\sin \omega t}{\omega(L_1 + L_2)} + I_0; \quad (4.74)$$

$$u_C = U_0 \frac{L_1}{L_1 + L_2} \cos \omega t + U_0 \frac{L_2}{L_1 + L_2}, \quad (4.75)$$

где $\omega = \sqrt{(L_1 + L_2)/CL_1L_2}$.

Тиристоры инвертора выключатся, если ток i_2 достигнет нулевого значения. Это может произойти в мо-

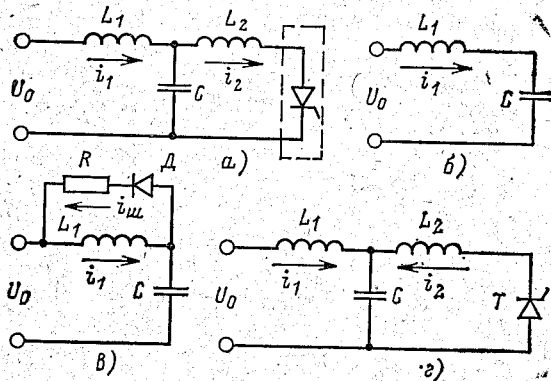


Рис. 4.34. Схемы замещения для расчетов процесса отключения преобразователя частоты.

мент времени t_1 в диапазоне $\pi/\omega < t_1 \leq 3\pi/2\omega$. Из (4.74) следует, что условие $i_2 = 0$ выполняется при условии

$$\omega(L_1 + L_2)/R_d \leq L_1/L_2 - 3\pi/2. \quad (4.76)$$

В (4.76) правая часть должна быть положительной, т. е. необходимым условием «самоотключения» тиристорov является выполнение неравенства

$$L_1/L_2 > 3\pi/2. \quad (4.77)$$

Если принять $L_1 \gg L_2$, что действительно справедливо для реальных схем преобразователей, то (4.73) — (4.75) запишутся в упрощенном виде:

$$i_1 = \frac{U_0}{L_1} t - \frac{U_0}{\omega L_1} \sin \omega t + I_0; \quad (4.78)$$

$$i_2 = \frac{U_0}{L_1} t + \frac{U_0}{\rho_2} \sin \omega t + I_0; \quad (4.79)$$

$$u_C = U_0 \cos \omega t, \quad (4.80)$$

где $\omega = 1/\sqrt{L_2C}$; $\rho_2 = \sqrt{L_2/C}$.

В предельном случае, т. е. при $t_1 = 3\pi/2$, момент отключения тиристорov, как это следует из (4.78), связан с параметрами схемы соотношением

$$t_1 = L_1(1/\rho_2 - 1/R_d). \quad (4.81)$$

Следовательно, для успешного отключения тиристорov необходимо, чтобы выполнялось условие

$$R_d > \rho_2. \quad (4.82)$$

Из (4.78) следует, что в момент отключения тиристорov

$$i_1(t_1) = U_0/\rho_2 + U_0/\omega L_1, \quad (4.83)$$

а из (4.80) видно, что в момент отключения напряжение на конденсаторе становится равным нулю. После отключения тиристорov конденсатор будет вновь заряжаться от источника питания. Процесс заряда конденсатора (схема замещения на рис. 4.34,б) будет описываться уравнением

$$U_0 = L_1 di_1/dt + u_C. \quad (4.84)$$

Решение (4.84) с учетом начальных условий $u_C(t_1) = 0$ и (4.83) будет иметь вид (отсчет времени от момента t_1):

$$i_1 = \frac{U_0}{\omega L_1 \cos \varphi} \sin(\omega_1 t + \varphi); \quad (4.85)$$

$$u_C = U_0 - \frac{U_0}{\cos \varphi} \cos(\omega_1 t + \varphi), \quad (4.86)$$

где $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1C}$; $\operatorname{tg} \varphi = \omega_1 L_1/\rho_2 + 1 = \sqrt{L_1/L_2} + 1$.

К моменту прекращения заряда конденсатора напряжение на нем достигнет значения

$$u_C = U_0(1 + 1/\cos \varphi). \quad (4.87)$$

При условии $L_1 \gg L_2$ на конденсаторе возникает значительное перенапряжение, опасное для тиристорov преобразователя. Одним из путей снижения перенапряжения является установка шунтирующей цепочки параллельно индуктивности L_1 . Схема замещения для этого случая дана на рис. 4.34,в. В момент t_2 , когда напряжение u_C достигнет значения U_0 , откроется диод в цепи резистора R , и часть тока начнет ответвляться в шунтирующую цепочку. Это позволяет рассеять в резисторе R значительную часть энергии, запасенной в индуктив-

ности L_1 , и снизить тем самым до допустимого значения уровень перенапряжения на конденсаторе.

При наличии шунтирующей цепочки процессы описываются дифференциальными уравнениями:

$$U_0 = L_1 di_1/dt + u_C; \quad (4.88)$$

$$0 = L_1 di_1/dt + Ri_{ш}; \quad (4.89)$$

$$i_1 = i_C + i_{ш}. \quad (4.90)$$

Начальные условия для этого процесса в случае предельного режима отключения преобразователя будут:

$$i_1(t_2) = U_0/\omega L_1 \cos \varphi; \quad u_C(t_2) = U_0.$$

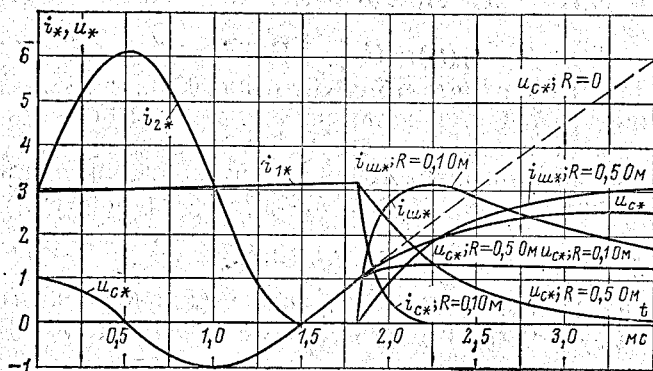


Рис. 4.35. Расчетные зависимости для предельного режима отключения тиристорov инвертора.

Для эффективного снижения уровня перенапряжений следует выполнить условие $RC \ll L_1/R$, т. е. шунт должен иметь малое сопротивление. В этом случае в интервале затухания тока i_C ток i_1 остается практически неизменным и равным $i_1(t_2)$, а уравнения (4.88) — (4.90) имеют решение (отсчет времени от момента t_2):

$$i_C = i_1(t_2) e^{-t/RC}; \quad (4.91)$$

$$i_{ш} = i_1(t_2) (1 - e^{-t/RC}), \quad (4.92)$$

$$u_C = i_1(t_2) (1 - e^{-t/RC}) + U_0. \quad (4.93)$$

Дальнейшее изменение тока $i_{ш}$ будет описываться уравнением

$$i_{ш} = i_1(t_2) e^{-Rt/L_1}. \quad (4.94)$$

На рис. 4.35 приведены расчетные зависимости для преобразователя частоты мощностью 20 кВт со следующими параметрами: $L_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_2 = 0,1 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C = 10^3$ мкФ; $R_d = 0,33$ Ом; $R = 0,1$ Ом и $R = 0,5$ Ом.

При построении графиков за базисные единицы принято напряжение U_0 преобразователя. Видно, что уменьшение сопротивления R позволяет значительно снизить уровень перенапряжений.

В общем случае работы защиты ток i_2 становится равным нулю раньше, чем напряжение на конденсаторе при его перезаряде достигнет нуля. При этом обеспечивается более надежное выключение тиристорov инвертора за счет приложения к ним обратного напряжения.

Для снижения уровня перенапряжений и ускоренного перезаряда конденсатора фильтра целесообразно параллельно входу инвертора устанавливать встречно включенный тиристор, включаемый в момент перехода тока i_2 через нуль. В этом случае восстановление управляемости тиристорov инвертора будет проходить при отсутствии обратного напряжения на них, но время, предоставляемое для восстановления запирающей способности тиристорov, оказывается вдвое больше. Этот процесс, как и на предыдущем этапе, описывается уравнениями (4.78) — (4.80). Схема замещения приведена на рис. 4.34,2. Начальными условиями будут определяемые из решения уравнений на предыдущем этапе напряжение U_{C1} на конденсаторе и ток I_1 в индуктивности L_1 в момент времени, когда $i_2 = 0$. Решения уравнений (4.78) — (4.80) для случая ускоренного перезаряда конденсатора фильтра будут:

$$u_C = \frac{U_{C1}}{\sin \vartheta} \sin(\omega t + \vartheta); \quad (4.95)$$

$$i_1 = I_1 + \frac{U_0}{L_1} t + \frac{U_{C1}}{\omega L_1 \sin \vartheta} [\cos(\omega t + \vartheta) - \cos \vartheta]; \quad (4.96)$$

$$i_2 = \frac{U_{C1}}{\omega L_2 \sin \vartheta} [\cos \vartheta - \cos(\omega t + \vartheta)], \quad (4.97)$$

где $\omega = 1/\sqrt{L_2 C}$; $\operatorname{tg} \vartheta = U_{C1} \omega C / I_1$.

После окончания процесса ускоренного перезаряда конденсатора фильтра, т. е. когда ток i_2 через вспомогательный тиристор достигнет нуля, дальнейший дозаряд конденсатора происходит за счет тока i_1 . Как толь-

ко напряжение на конденсаторе достигнет значения U_0 , что соответствует максимуму тока i_1 , начнет протекать ток в шунтирующей цепи.

На рис. 4.36 приведены расчетные зависимости для того же преобразователя частоты при $R=0,1$ Ом и $R_d=0,8$ Ом, но для случая ускоренного перезаряда конденсатора фильтра.

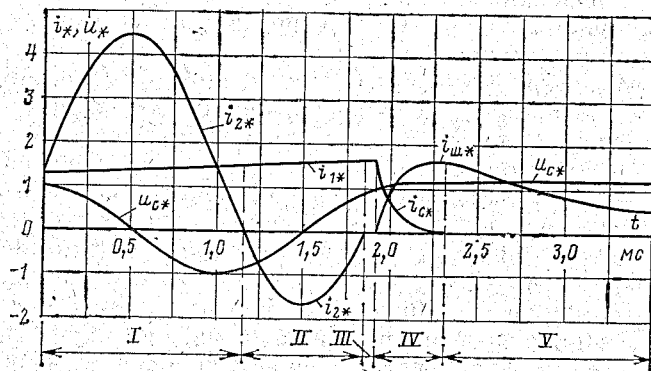


Рис. 4.36. Расчетные зависимости токов для ускоренного перезаряда конденсатора фильтра.

I — отключение тиристора инвертора; II — ускоренный перезаряд конденсатора фильтра; III — дозаряд конденсатора; IV — отключение источника питания и включение шунтирующей цепочки; V — затухание тока в шунтирующей цепочке.

Из (4.79) можно вычислить тепловой эквивалент воздействия тока перезаряда конденсатора фильтра на тиристоры инвертора:

$$\int_0^t i_2^2(t) dt = \frac{U_0^2}{R_d} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_d} \right)^2 \left(\frac{\pi}{2} + \frac{R_2}{R_d} \right). \quad (4.98)$$

На рис. 4.37 для преобразователя с параметрами $U_0=230$ В и $L_1=5 \cdot 10^{-3}$ Гн, $L_2=0,1 \cdot 10^{-3}$ Гн приведены зависимости времени, предоставляемого тиристорам инвертора для восстановления управляемости t_1 , амплитудного значения тока i_2 и теплового эквивалента $\int i_2^2(t) dt$ от емкости фильтра C . Сплошные кривые соответствуют опрокидыванию инвертора в режиме холостого хода ($R_d=\infty$), а штриховые — при нагрузке ($R_d=0,8$ Ом). Как видно из рис. 4.37, увеличение емкости фильтра приводит к возрастанию амплитуды аварийного

тока и теплового воздействия на тиристоры инвертора. На рис. 4.38 приведены зависимости t_1 , i_2 и $\int i_2^2 dt$ от значений L_2 для преобразователя с параметрами: $U_0=230$ В; $L_1=5 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C=10 \cdot 10^3$ мкФ. Как видно из кривых, значительное увеличение L_2 мало влияет на тепловое воздействие и амплитуду аварийного тока, но одновременно ухудшает условия работы инвертора, поэтому при выборе параметров преобразователя целесообразно значение L_2 брать минимальным.

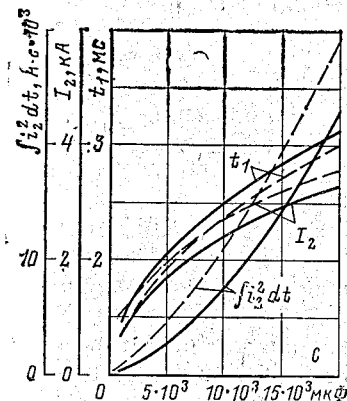


Рис. 4.37. Влияние емкости фильтра C на основные характеристики аварийного процесса.

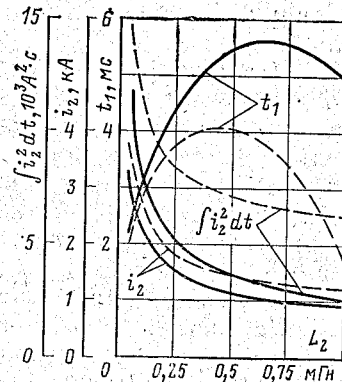


Рис. 4.38. Влияние индуктивности L_2 на основные характеристики аварийного процесса.

Важным условием работы данной системы защиты является применение быстродействующих датчиков, позволяющих фиксировать наличие аварии и блокировать прохождение управляющих сигналов на тиристоры инвертора до момента спада тока в них до нуля. Подобные датчики и устройства блокировки сигналов рассматриваются в гл. 5.

Данная система защиты двузвенного преобразователя частоты позволяет обеспечить эффективное прерывание аварийного тока при опрокидывании инвертора без воздействия на систему управления тиристорами выпрямителя и обеспечивает ускоренную подготовку преобразователя к автоматическому повторному включению в работу. Как недостаток следует отметить необходимость применения в качестве фильтра бумажно-масляных конденсаторов, которые имеют большие размеры, чем электролитические.

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УСТРОЙСТВА АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОВТОРНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ

5.1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ

Быстродействующие системы защиты по функциональному признаку можно разделить на несколько узлов:

1. Датчики защиты. Обеспечивают сравнение контролируемого параметра (тока, напряжения и т. п.) с уставкой срабатывания датчика и выдают сигнал в последующие звенья защиты при отклонении контролируемого параметра от уставки.

2. Устройства обработки сигналов датчиков защиты. Осуществляют преобразование сигналов датчиков по форме или длительности, сравнение сигналов различных датчиков, запоминание сигналов отдельных датчиков.

3. Устройства размножения сигналов. Выполняют усиление и размножение сигналов в целях одновременного запуска различных исполнительных устройств защиты.

4. Исполнительные устройства защиты. Обеспечивают воздействие на систему управления преобразователя (прекращение поступления управляющих сигналов на силовые тиристоры преобразователя, изменение угла управления, выдачу дополнительных импульсов для изменения режима работы преобразователя), воздействие на силовые исполнительные устройства защиты.

5. Силовые исполнительные устройства защиты. Осуществляют коммутацию тока из силовой цепи преобразователя в цепь защиты, отключение полупроводниковых приборов преобразователя и т. п.

Системы быстродействующей защиты могут состоять из различных комбинаций функциональных узлов, указанных выше, не содержать какого-либо из этих узлов или совмещать ряд узлов в одном конструктивном или схемном элементе.

Разделение систем защиты на отдельные функциональные узлы позволяет унифицировать выходные параметры, использовать одинаковые схемные решения для

различных видов преобразователей, упростить наладку и настройку систем защиты, сопоставлять быстродействие и эффективность работы отдельных узлов, обеспечивать дублирование наиболее ответственных узлов защиты для повышения ее надежности.

5.2. ДАТЧИКИ МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА

Контроль тока является одним из наиболее простых и эффективных способов своевременного обнаружения аварии в любом преобразователе. На рис. 5.1 приведена принципиальная схема датчика максимального тока, выполненного на стандартных трансформаторах тока, включенных в фазные провода силовой цепи преобразователя [72]. Вторичные обмотки трансформаторов тока $ТТ$ через мостовую выпрямительную схему $В$ включены на резистор R . Падение напряжения с резистора через стабилитрон $Ст$ подается на базу транзистора или на управляющий электрод мощного тиристора T .

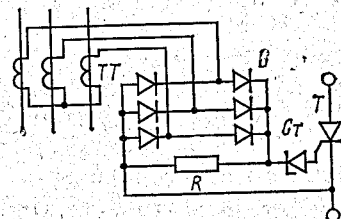


Рис. 5.1. Датчик максимального тока на трех трансформаторах тока.

При увеличении тока в первичной цепи увеличивается напряжение на резисторе датчика. Когда это напряжение превысит напряжение стабилизации стабилитрона, выходной транзистор или тиристор открывается, выдавая тем самым сигнал в последующие звенья защиты. Уставку срабатывания датчика можно изменять выбором типа стабилитрона или изменением сопротивления резистора, с которого снимается управляющий сигнал.

Иногда вместо стабилитрона используют переключающий диод (динистор), который обеспечивает более четкий уровень срабатывания датчика в момент открытия динистора.

Для упрощения датчика в системах питания с изолированной нейтралью можно использовать лишь два трансформатора тока, включенных, как показано на рис. 5.2. При установке нагрузочных резисторов непосредственно на выходных обмотках трансформаторов тока можно применять для выпрямителя диоды меньшей мощности.

При установке датчиков максимального тока на стороне постоянного тока преобразователей используются различные схемы на транзисторах, контролирующее напряжение на шунте, установленном в цепи выпрямленного тока.

Более универсальным датчиком, пригодным для установки в цепях переменного и постоянного тока, является импульсный датчик максимального тока. Принципиальная схема включения этого датчика и магнитные состо-

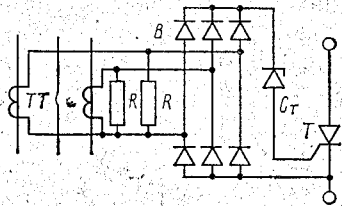


Рис. 5.2. Датчик максимального тока на двух трансформаторах тока.

яния его сердечника приведены на рис. 5.3. Датчик выполняется на сердечнике из сплава прямоугольных петель намагничивания.

На тороидальном сердечнике датчика имеются три обмотки: обмотка смещения $\omega_{см}$, обеспечивающая насыщенное состояние сердечника при нормальном режиме работы и определяющая уставку срабатывания датчика; обмотка управления ω_y , по которой протекает контролируемый ток, и выходная обмотка $\omega_{вых}$, на которой появляется импульсный сигнал при превышении током управления значения тока уставки, т. е. в момент перемагничивания сердечника. Как правило, обмотка управления является одновитковой и представляет собой шину или кабель силовой цепи преобразователя, на который надевается тороидальный сердечник датчика.

При аварийном режиме под действием избыточной МДС сердечник перемагничивается и на выходной обмотке появляется импульс.

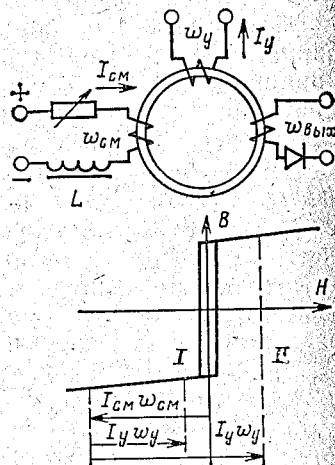


Рис. 5.3. Импульсный датчик максимального тока и диаграмма магнитного состояния сердечника.

I — нормальный режим; II — аварийный режим.

Уставку импульсного датчика максимального тока можно регулировать в широком диапазоне изменением тока смещения. В цепи обмотки смещения импульсного датчика максимального тока устанавливается реактор, задерживающий протекание тока в обмотке смещения под действием ЭДС, наведенной в этой обмотке при перемагничивании сердечника. Установка реактора обеспечивает четкую работу импульсного датчика. Установка импульсных датчиков во всех фазах позволяет получать максимальное быстродействие защиты и взаимное резервирование датчиков.

5.3. ДАТЧИКИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ

Для защиты от внутренних повреждений силовой схемы преобразователей целесообразно использовать устройства дифференциальной защиты, позволяющие повысить быстродействие и увеличить чувствительность по сравнению с максимальной-токовой защитой. Дифференциальная защита реагирует на разность входного и выходного токов преобразователя, что позволяет обнаружить повреждение в самом начале аварийного процесса и выдавать команду на отключение поврежденного раньше, чем аварийные токи достигнут больших значений.

В качестве датчика дифференциальной защиты преобразователей целесообразно использовать сердечник из материала с прямоугольными петлями намагничивания, где расположены обмотки, в которых сравниваются входной и выходной токи как по амплитуде, так и по направлению, и выходные обмотки, выдающие сигнал при возникновении аварии [62].

На рис. 5.4 приведена принципиальная схема дифференциальной защиты выпрямителя. В качестве одной из обмоток датчика дифференциальной защиты ДДЗ ис-

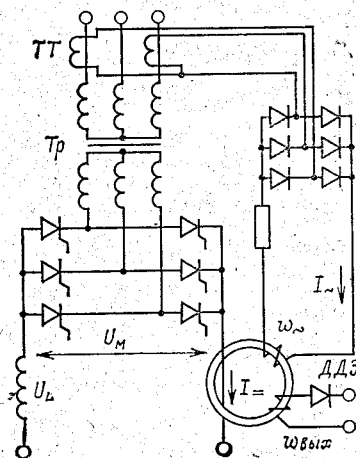


Рис. 5.4. Устройство дифференциальной защиты преобразователя.

пользуется шина постоянного тока, а по другой обмотке протекает ток от трансформаторов тока, установленных на входе выпрямителя. Магнитное состояние сердечника определяется суммарным воздействием переменного тока $I_{\sim}$ и постоянного $I_{=}$ токов; при отсутствии внутренних повреждений постоянная МДС превышает переменную.

Число витков обмотки переменного тока можно определить из условия:

$$I_{=}=I_{\sim} \omega k_3/k_{T,T},$$

где $k_3 > 1$ — коэффициент запаса; $k_{T,T}$ — коэффициент трансформации трансформатора тока.

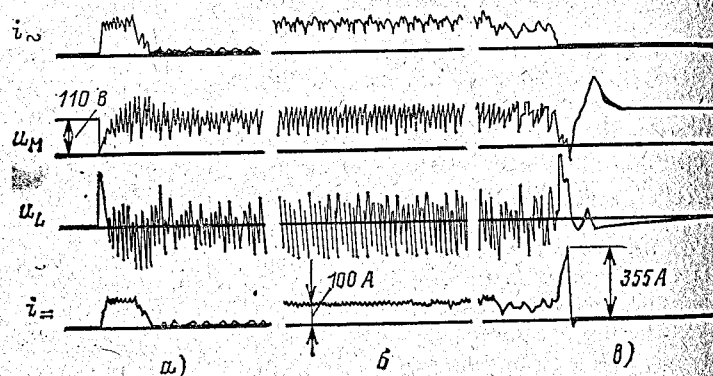


Рис. 5.5. Осциллограмма работы автономного инвертора.

а — включение; б — нормальный режим с нагрузкой; в — сквозное опрокидывание с последующим емкостным прерыванием; $i_{\sim}$ — входной ток инвертора; $i_{\sim}$ — выходной ток инвертора, выпрямленный после трансформаторов тока; u_M — напряжение на мосту инвертора; u_L — напряжение на входном реакторе инвертора.

При внутреннем повреждении выпрямителя увеличивается входной ток и уменьшается ток на выходе выпрямителя, что приводит к изменению соотношения постоянной и переменной МДС и перемагничиванию сердечника. На выходной обмотке датчика появляется импульсный сигнал.

Для того чтобы дифференциальная защита выпрямителя реагировала на повреждение любого из полупроводниковых приборов при первом же броске тока, обмотку управления, по которой протекает ток, пропорциональный входному току, подключают к трансформаторам тока через выпрямитель.

На осциллограммах рис. 5.5, а—в показано соотношение между входным и выходным токами автономного инвертора при различных режимах работы. При опрокидывании инвертора резко нарастает входной ток и прекращается выходной ток инвертора.

5.4. ДАТЧИКИ ОБРАТНОГО ТОКА

Для защиты преобразователей от внутренних повреждений можно использовать импульсные датчики обратного тока, выполненные и работающие аналогично датчикам на рис. 5.3 или 5.4. Эти датчики также выполняются в виде тороидальных сердечников из материала с прямоугольной петлей намагничивания. Сердечники могут быть надеты непосредственно на один из выводов полупроводникового прибора. При нормальном состоянии прибора магнитное состояние сердечника определяется токами прямого направления, протекающими через прибор в моменты его открытого состояния. В случае пробоя прибора обратный ток перемагничивает сердечник и на выходной обмотке датчика появляется импульсный сигнал. Чтобы устранить появление ложных сигналов, вызванных обратными токами, протекающими через прибор в нормальном режиме в моменты закрытия прибора, на сердечнике датчика обратного тока имеется обмотка смещения, МДС которой действует согласно с МДС намагничивания сердечника прямым током прибора.

При выполнении системы защиты преобразователя в целом обмотки смещения датчиков обратного тока включаются последовательно с обмотками смещения датчиков максимального тока, что позволяет использовать общий источник питания и общий реактор.

Датчики обратного тока не уступают по быстротедействию датчикам дифференциальной защиты. Для защиты преобразователя от внутренних повреждений, обусловленных пробоем полупроводниковых приборов, датчики обратного тока требуется устанавливать в каждое из плеч силовой схемы. Датчики обратного тока не обеспечивают выдачу сигнала при внутренних повреждениях, не связанных с пробоем приборов, что является их недостатком по сравнению с датчиками дифференциальной защиты.

5.5. ДАТЧИКИ ЗАЩИТЫ ОТ ОПРОКИДЫВАНИЯ ИНВЕРТОРА

В большинстве случаев опрокидывание инвертора происходит не из-за внутренних повреждений, а вследствие случайных явлений — перегрузок, сбоев в системе управления и т. п. При наличии быстродействующей защиты и устройств автоматического повторного включения такие явления проходят практически незамеченно для эксплуатации.

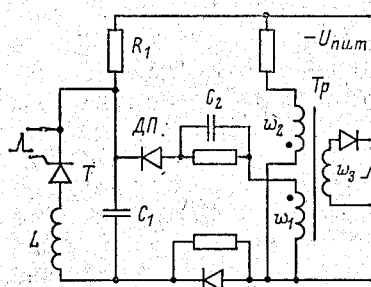


Рис. 5.6. Принципиальная схема датчика срыва инвертора.

от нормального режима, а датчики максимального тока использовать в качестве резервных. Такое сочетание датчиков обеспечивает высокое быстродействие защиты и повышенную надежность.

На рис. 5.6 приведена принципиальная схема устройства, контролирующего продолжительность открытого состояния тириستоров инвертора [55]. В качестве импульсных датчиков ИД используются тороидальные сердечники из материала с прямоугольной петлей намагничивания, установленные в фазных проводах инвертора (рис. 5.7, а). Под действием фазных токов датчики перемагничиваются при изменении полярности тока, и на выходных обмотках появляются импульсы положительной и отрицательной полярностей (рис. 5.7, б). Импульсы одной полярности через схему И на полупроводниковых диодах поступают в цепь управляющего электрода тиристора Т (рис. 5.6). С приходом очередного импульса конденсатор C_1 разряжается через реактор L и тиристор T . Разряд носит колебательный характер, что приводит к заряду конденсатора C_1 напряжением обратного знака и спаду тока в тиристоре T до нуля. Тиристор закрывается, а конденсатор C_1 через резистор R_1 вновь заряжается напряжением прямой по-

лярности. С приходом следующего импульса процесс повторяется.

Если очередной импульс не поступит, что бывает при опрокидывании инвертора и отсутствии коммутации, то конденсатор C_1 продолжает заряжаться. Когда напряжение на нем достигает уровня срабатывания динистора

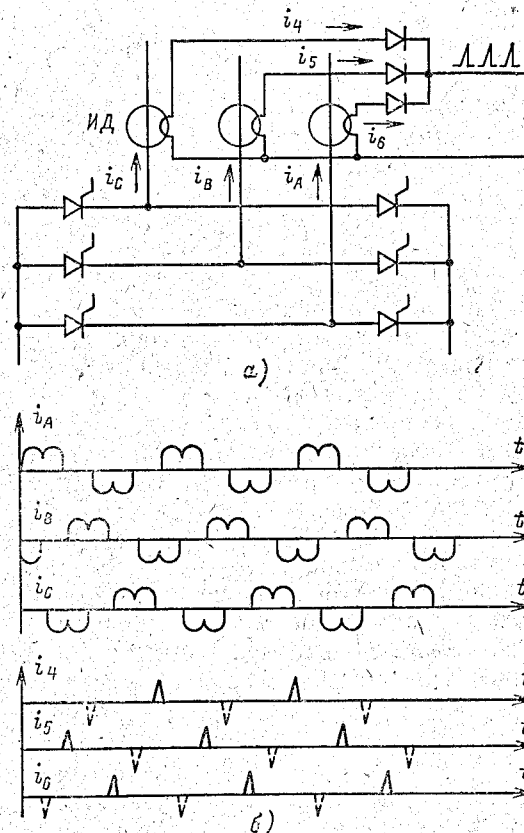


Рис. 5.7. Установка импульсных датчиков в фазных проводах инвертора и диаграммы фазных токов и выходных импульсов, образующихся в моменты коммутации.

ра ДП, последний открывается. По обмотке w импульсного трансформатора Tr начинает протекать ток, обусловленный зарядом конденсатора C_2 , что приводит к перемагничиванию сердечника импульсного трансформатора и появлению на его выходной обмотке сигнала

б несостоявшейся коммутации. Постоянная времени заряда конденсатора C_1 через R_1 выбирается такой, чтобы за время между двумя соседними сигналами от первичных датчиков (120°) напряжение на конденсаторе не успело достичь уровня срабатывания динистора.

Для повышения быстродействия работы устройства полную схему делают из двух одинаковых частей по схеме на рис. 5.6 с общим выходным импульсным трансформатором, имеющим две управляющие обмотки. При этом одна часть устройства запускается от первичных датчиков импульсами положительной полярности, а другая часть — импульсами отрицательной полярности.

Возможно исполнение устройства защиты с суммированием импульсов положительной и отрицательной полярностей для запуска лишь одной части схемы на рис. 5.6, однако в этом случае требуется введение специальной блокировки на период включения инвертора.

Достаточно просто выполняется защита инвертора от опрокидывания при установке импульсных датчиков в разных проводах и обработке сигналов датчиков стандартными логическими элементами [56]. Сигналы от импульсных датчиков поступают на входы ждущих мультивибраторов, которые обеспечивают расширение этих сигналов до 120° и более. Выходы всех мультивибраторов объединены и соединяются со входом логического элемента ИЛИ — НЕ. При нормальной работе инвертора сигнал на выходе ИЛИ — НЕ отсутствует. При опрокидывании инвертора нарушается коммутация, сигнал от импульсного датчика не поступает, что приводит к несрабатыванию одного из ждущих мультивибраторов и появлению сигнала на выходе элемента ИЛИ — НЕ.

В качестве датчика опрокидывания инвертора может быть использована схема, сравнивающая поступление управляющих сигналов на силовые тиристоры с наличием импульсов, обусловленных коммутацией тока в силовой цепи. Отсутствие импульсов от первичных датчиков коммутации после поступления управляющих сигналов на тиристоры свидетельствует об опрокидывании инвертора.

Из осциллограммы рис. 5.5 видно, что при опрокидывании напряжение на мосту инвертора становится равным нулю. Это позволяет применить датчики, контролирующие уровень напряжения. Однако следует иметь в виду, что при пуске автономного инвертора,

а также при работе инвертора с большими углами опережения β напряжение на мосту может кратковременно снижаться до нуля в моменты коммутации. Во всех этих режимах следует обеспечивать соответствующую блокировку датчиков, предотвращающую ложное срабатывание защиты.

На рис. 5.8 приведена принципиальная электрическая схема датчика понижения напряжения на мосту инвертора.

Датчик защиты подключается на вход инвертора через делитель, состоящий из резистора R_1 и стабилитронов $Ст_1$ и $Ст_2$. При нормальной работе инвертора конденсаторы C_1 и C_2 заряжены до напряжения стабилизации стабилитрона $Ст_1$. Импульсный трансформатор Tr намагничен током заряда конденсатора C_1 . Тиристор T_1 находится в закрытом состоянии, так как закрыт транзистор T , включенный через резистор R_4 в цепь управления тиристора T_1 . Закрытое состояние транзистора T определяется положительным смещением, подаваемым на его базу от делителя на резисторах R_2 и R_3 . При опрокидывании инвертора напряжение на входе датчика уменьшается, и на базу транзистора T поступает отрицательное напряжение от предварительно заряженного через резистор R_2 конденсатора C_2 . Транзистор T открывается, что приводит к открытию тиристора T_1 и разряду конденсатора C_1 через этот тиристор и первичную обмотку импульсного трансформатора Tr . На вторичной обмотке трансформатора Tr появляется сигнал о срабатывании датчика. Этот сигнал поступает в исполнительные устройства защиты, отключающие инвертор, и в устройства автоматического повторного включения.

Резистор R_5 ограничивает ток в цепи тиристора T_1 , диоды D_1 и D_2 предотвращают разряд конденсаторов C_1 и C_2 по обходным цепям, образующимся в момент срабатывания датчика.

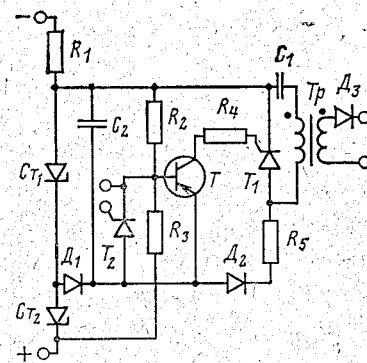


Рис. 5.8. Датчик напряжения на мосту инвертора.

В ряде случаев для отключения инвертора вручную или дистанционно используются исполнительные устройства защиты, которые прерывают ток инвертора. В процессе прерывания происходит снижение напряжения на входе моста инвертора до нуля. Чтобы предотвратить

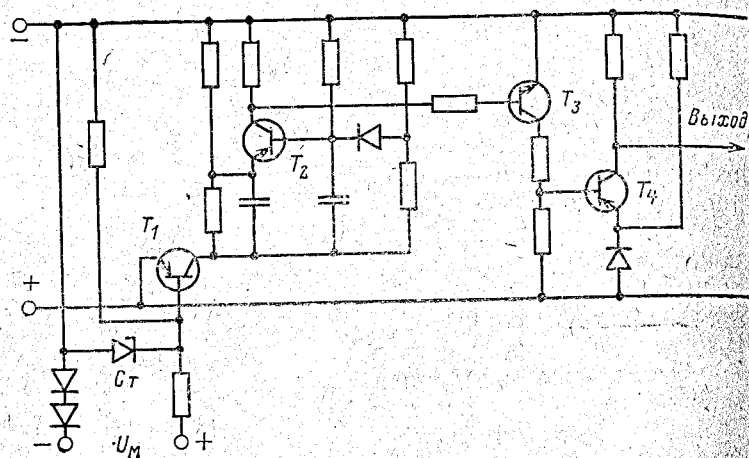


Рис. 5.9. Датчик напряжения на мосту инвертора с отстройкой по времени от кратковременных снижений напряжения.

ложный пуск устройств автоматического повторного включения инвертора датчиком защиты, установлен вспомогательный тиристор T_2 , команда на включение которого поступает одновременно с командой на отключение инвертора. Включение тиристора T_2 обеспечивает запирающее действие транзистора T за счет соединения его эмиттера с базой и разряд конденсатора C_2 после снижения напряжения на входе датчика. Конденсатор C_1 остается заряженным, и сигнал на выходе датчика отсутствует, так как «закрыта» цепь управления тиристора T_1 .

На рис. 5.9 приведена схема датчика, реагирующего на понижение напряжения на мосту инвертора. При снижении напряжения на мосту U_M до значения, определяемого стабилизатором St , отпирается транзистор T_1 и поступает напряжение питания на транзистор T_2 , на котором построен временной селектор с постоянной времени RC . После отключения через транзистор T_3 отпирается транзистор T_4 , выдающий сигнал об опрокидывании инвертора. Выбором постоянной времени цепи RC производится отстройка от кратковременных снижений на

пряжения на мосту при коммутациях с большими углами β .

Для инверторов, выполненных по мостовой схеме, в качестве датчиков при однофазном опрокидывании инвертора целесообразно применять импульсные трансформаторы с сердечниками из материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

На рис. 5.10 приведена схема защиты мостового инвертора, в каждой фазе которого установлен импульсный датчик, охватывающий силовые выводы полупроводниковых приборов этой фазы таким образом, чтобы токи каждого прибора производили намагничивание сердечника в одном направлении и встречно по отношению к МДС, создаваемой обмоткой смещения.

Ток смещения I_{CM} выбирается из условия:

$$I_{\pi} < \omega_{CM} I_{CM} < 2I_{\pi},$$

где I_{π} — ток через полупроводниковый прибор.

При нормальной работе инвертора сердечник датчика находится в насыщенном состоянии, определяемом МДС обмотки смещения. При двухфазном опрокидывании инвертора, когда токи в обеих приборах данной фазы протекают одновременно, их суммарная МДС превышает МДС обмотки смещения, сердечник перемагничивается и на выходной обмотке датчика появляется импульсный сигнал. Реактор L стабилизирует ток в обмотках смещения в момент перемагничивания датчиков, способствуя тем самым улучшению формы выходных сигналов.

Эта же принципиальная схема при согласном включении силовых цепей полупроводниковых приборов и обмотки смещения может быть использована для регистрации пробоя прибора в мостовой схеме выпрямителя. При нормальной работе выпрямителя сердечник датчика насыщен, а при пробое прибора меняется направление тока через него, что вызывает перемагничивание сердечника и появление импульсного сигнала на выходной обмотке датчика. Обмотка смещения в этом случае

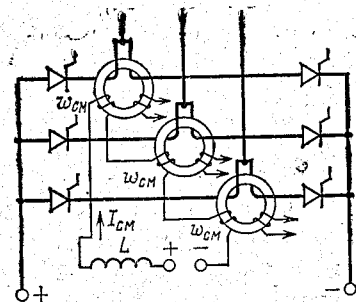


Рис. 5.10. Схема защиты мостового инвертора от двухфазного опрокидывания.

служит лишь для предотвращения появления ложных сигналов на выходе датчиков от обратных токов, протекающих через приборы при нормальной работе.

На рис. 5.11 приведена схема защиты мостового инвертора от однофазного опрокидывания с использованием датчика с сердечником из материала с прямоугольной петлей намагничивания и вспомогательным генератором высокой частоты [57]. Схема приведена для одной фазы преобразователя.

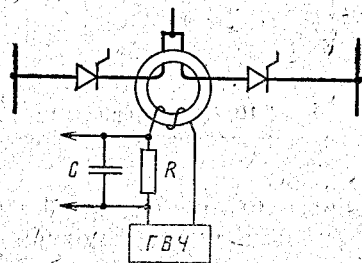


Рис. 5.11. Схема защиты мостового инвертора от однофазного опрокидывания.

Сердечник датчика охватывает силовые выводы полупроводниковых приборов одной фазы таким образом, что МДС токов этих приборов направлены встречно. На сердечнике размещена дополнительная обмотка, подключенная через резистор к генератору высокой частоты ГВЧ. При работе инвертора за счет токов приборов сердечник датчика находится в насыщенном состоянии и не представляет сопротивления для тока от ГВЧ, поэтому все напряжение ГВЧ ложится на резистор R . При однофазном опрокидывании инвертора суммарная МДС от токов приборов становится равной нулю, сердечник датчика выходит из насыщенного состояния и представляет большое сопротивление для тока от ГВЧ, что приводит к перераспределению напряжения между резистором R и дополнительной обмоткой датчика. Уменьшение напряжения на резисторе R и является сигналом об опрокидывании инвертора.

Датчик защиты по схеме рис. 5.11 обеспечивает также задержку тока в момент включения полупроводникового прибора, что имеет положительное значение при работе преобразователя с высокими значениями di/dt . Отстройка от кратковременных сигналов, появляющихся на выходе датчика в моменты перемагничивания сердечника при переводе тока с одного прибора на другой, осуществляется за счет конденсатора C . При работе инвертора с углами проводимости приборов по 120° для предотвращения ложных срабатываний на выходе датчика устанавливается дополнительный элемент задержки на 60° .

5.6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДАТЧИКОВ ХОЛЛА В УСТРОЙСТВАХ ЗАЩИТЫ

Гальваномагнитный эффект Холла известен достаточно давно, однако широкое использование его в технике стало возможным лишь в связи с успехами полупроводниковой технологии. В настоящее время освоено в производстве достаточно большое количество датчиков Холла на базе различных полупроводниковых материалов. В таблице приведены основные параметры некоторых датчиков Холла, выпускаемых отечественной промышленностью [59, 60].

Малые габариты, высокая надежность, широкий частотный диапазон (от 0 до 10^{12} Гц), работа в цепях с постоянными, переменными и импульсными токами, достаточно высокая линейность выходной характеристики с возможностью разнообразного соединения датчиков (последовательного, параллельного, встречного и т. п.), получение выходного сигнала как функции произведения от двух и более входных сигналов открывают широкую перспективу для использования датчиков Холла в элементах и устройствах защиты и сигнализации полупроводниковых преобразователей.

Выходной сигнал датчика Холла пропорционален произведению магнитной индукции B поля, в котором находится датчик, на ток управления I , протекающий через датчик:

$$E_x = R_h I B / d,$$

где R_h — постоянная Холла; d — толщина пластины датчика.

Для инверторов как зависимых, так и автономных разработан способ защиты, легко реализуемой на основе датчиков Холла [31]. Опрокидывание инвертора определяется в начале аварийного процесса по несостоявшейся коммутации.

На рис. 5.12, а, б приведены схема устройства защиты по указанному способу и диаграммы фазных токов и линейных напряжений для трехфазного мостового инвертора. Магнитные поля создаются фазными токами в магнитопроводах с зазорами, в которых размещены датчики Холла ДХ, а токи управления (рабочие токи датчиков) пропорциональны линейным напряжениям, на которые включены токовые цепи датчиков.

При нормальной работе инвертора фазный ток и соответствующее линейное напряжение, обеспечивающее

Таблица Параметры датчиков Холла

Тип датчика	Материал	Размеры пластины, мм	Сопротивление, Ом		Номинальный ток управления, мА	Чувствительность, А·Гл	Конструктивное исполнение
			выходное	входное			
X101	Ge	1,5×0,8×0,2	40-180	40-180	15	8-12	Неармированный
X102	Ge	4×2×0,2	40-180	40-180	20	8-12	На слюдяной подложке
X103	Ge	5×3×0,2	40-180	40-180	30	8-12	Неармированный
X114	Ge	8×4×0,25	18-30	18-30	50	4-8	На слюдяной подложке
X200	InAs	0,8×0,5×0,15	0,5-5	0,5-5	120	0,6-1,3	То же
X211	InAs	1,5×0,8×0,2	0,5-5	0,5-5	150	0,6-1,3	То же
X212	InAs	4×2×0,2	0,5-5	0,5-5	180	0,6-1,3	То же
X213	InAs	5×3×0,2	0,5-5	0,5-5	200	0,6-1,3	То же
X214	InAs	8×4×0,25	0,5-5	0,5-5	250	0,6-1,3	То же
X221	InAs	1,5×0,8×0,2	0,5-5	0,5-5	180	0,6-1,3	В эпоксидном компаунде
X222	InAs	5×3×0,2	0,5-5	0,5-5	200	0,6-1,3	То же
X223	InAs	8×4×0,25	0,5-5	0,5-5	350	0,6-1,3	То же
X224	InAs	4×2×0,2	0,5-5	0,5-5	100	0,6-1	Неармированный
X500	InAsP	0,8×0,5×0,15	0,7-7	0,7-7	110	35	В слюдяных обкладках
X511	InAsP	1,5×0,8×0,2	200-320	200-320	13	35	То же
X11-2	Ge	6×3,3×0,17	220-360	220-360	22	35	На слюдяной подложке
ДХГ-2С	Ge	12×6×0,16	200-350	200-350	6	17	То же
ДХГ-2М	Ge	2,6×1,6×0,16	120-200	120-200	20	20	В слюдяных обкладках
ДХГ-1	Ge	6×3,3×0,16	40-90	40-90	30	8,5	То же
ДХГ-05	Ge	12×6×0,17	40-110	40-110	50	8,5	На слюдяной подложке
ДХГ-05М	Ge	2,6×1,6×0,16	40-120	40-120	12	45	В слюдяных обкладках
ДХГ-7	Si	12×6×0,2	500-1000	500-1000	10	45	То же
ДХГ-7С	Si	2,6×1,6×0,2	500-1000	500-1000	20	45	На слюдяной подложке
ДХГ-7М	Si	6×3×0,15	500-1000	500-1000	5	90	В слюдяных обкладках
ДХГ-14	Si	6×3×0,2	1100-2100	1100-2100	13	85	То же
ДХГ-113	AsGa	4×2×0,015	200-500	200-500	11	100	На слюдяной подложке
ХАГ-111	AsGa	4×2×0,015	500-700	500-700	9	200	То же
ХАГ-119	AsGa	4×2×0,015	700-1000	700-1000	7	350	То же
ХАГ-117	AsGa	4×2×0,015	1000-1500	1000-1500	6	450	То же
ХАГ-116	AsGa	4×2×0,015	1500-2200	1500-2200			То же

коммутацию тока тиристоров этой фазы, всегда имеют противоположные знаки и ЭДС Холла имеет определенную полярность. При неуспешной коммутации фазный ток и линейное напряжение принимают один знак, и ЭДС Холла меняет полярность, что и служит сигналом об опрокидывании инвертора.

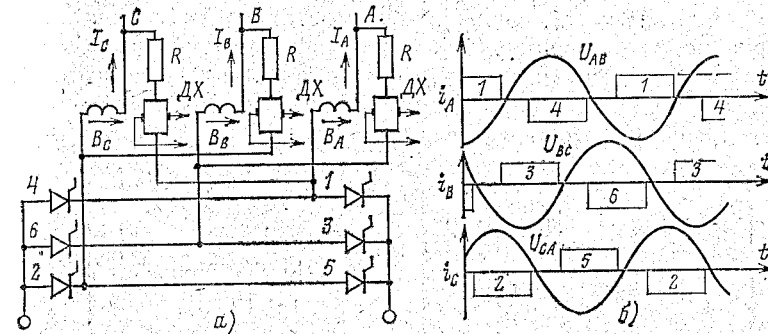


Рис. 5.12. Схема включения датчиков несостоявшейся коммутации трехфазного мостового инвертора (а) и диаграммы фазных токов и линейных напряжений (штриховой линией показан ток при опрокидывании инвертора) (б).

Защита инвертора с одновременным контролем двух параметров тока через тиристор и напряжения на мосту инвертора может быть выполнена по схеме, приведенной на рис. 5.13 [58]. Магнитопровод с зазором, в котором помещен датчик Холла ДХ, охватывает силовой вывод тиристора. Напряженность поля, в котором находится датчик Холла, пропорциональна току, протекающему через тиристор T_1 . Ток управления (рабочий ток датчика) создается за счет напряжения на мосту инвертора, к которому подключены токовые выводы датчика через резистор R_1 . К токовым выводам датчика через резистор R_2 подключен вспомогательный источник питания, ток от которого направлен встречно току от моста инвертора. При нормальной работе инвертора ЭДС Холла пропорциональ-

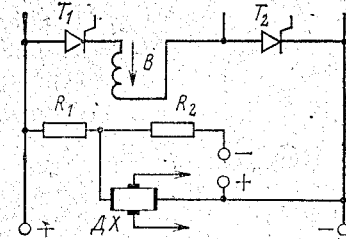


Рис. 5.13. Схема датчика опрокидывания инвертора с контролем напряжения на мосту инвертора.

на току через тиристор и напряжению на мосту инвертора. При двухфазном или однофазном опрокидывании напряжение на мосту инвертора падает до нуля и на выходе датчика Холла появляется сигнал определенной полярности, который служит командой для отключения инвертора исполнительным устройством защиты.

Для защиты трехфазного мостового инвертора достаточно установить такие датчики в цепях приборов анодной или катодной групп. Увеличение выходного сигнала может быть получено за счет последовательного включения нескольких датчиков Холла.

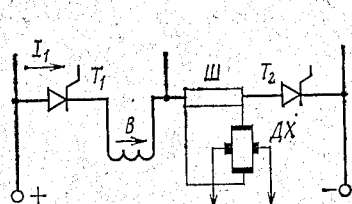


Рис. 5.14. Схема датчика двухфазного опрокидывания инвертора.

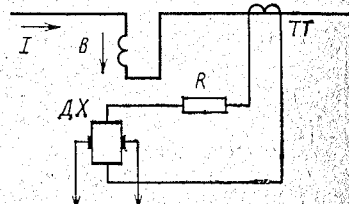


Рис. 5.15. Схема датчика максимального тока, выдающего сигнал, пропорциональный квадрату тока.

На рис. 5.14 приведен другой пример выполнения быстродействующей защиты от опрокидывания мостового инвертора. Силовой вывод тиристора T_1 охватывается магнитопроводом, в зазоре которого помещен датчик Холла ДХ. Магнитный поток, пронизывающий датчик, пропорционален току тиристора. Токовая цепь датчика подключена к выводам шунта или к обмотке трансформатора тока, установленного в цепи тиристора T_2 другого плеча той же фазы инвертора. При нормальной работе инвертора на выходе датчика отсутствует сигнал. При опрокидывании инвертора ток протекает через оба тиристора, что приводит к появлению сигнала на выходе датчика.

Используя свойство датчиков Холла выдавать на выходе сигнал, пропорциональный произведению двух входных величин, можно выполнить ряд функциональных датчиков защиты, таких, как датчики максимального тока, дифференциальные датчики, датчики обратного тока и др.

На рис. 5.15 приведена схема датчика максимально-

го тока, выходной сигнал которого пропорционален квадрату контролируемого тока. Напряженность магнитного поля, в котором находится датчик Холла, и ток управления, поступающий от трансформатора тока ТТ, пропорциональны току, протекающему в контролируемой цепи. Такой датчик максимального тока обладает гораздо большей чувствительностью и хорошо отражает тепловое состояние защищаемого объекта, так как для большинства элементов их нагрев пропорционален квадрату тока.

Использование датчиков Холла в устройствах защиты тиристорных преобразователей позволяет значительно повысить надежность защиты, сочетать устройства защиты преобразователя с системами управления и регулирования.

5.7. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЕРМЕТИЧНЫХ МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫХ КОНТАКТОВ В СИСТЕМАХ ЗАЩИТЫ

Герметичные магнитоуправляемые контакты (герконы) занимают промежуточное положение между медленно действующими электромагнитными реле и быстродействующими бесконтактными устройствами.

Принцип действия герконов (рис. 5.16) основан на использовании сил взаимодействия, возникающих в магнитном поле между ферромагнитными телами. Эти силы вызывают деформации и перемещения проводящих ток ферромагнитных электродов, что и используется для коммутации электрических цепей.

Несомненным достоинством герконов является отсутствие гальванической связи между цепями управления и выходными цепями, что в ряде случаев позволяет существенно упростить электрическую схему и конструкцию защитного устройства.

Герконы обладают достаточно высоким быстродействием (допустимая частота переключений до 1000 срабатываний в секунду, время включения (срабатывания) 25—500 мкс, время выключения (отпускания) до 50 мкс, относительно большим сроком службы (10^8 — 10^{12} циклов срабатывания), высокой стабильностью сопротивления



Рис. 5.16. Магнитоуправляемый контакт (геркон).

контактного перехода и высоким сопротивлением изоляции, широким диапазоном рабочих температур (от -60 до $+150^{\circ}\text{C}$), относительно малыми габаритами и высокой надежностью. Однако следует учитывать, что при срабатывании герконов, так же как и всех электромагнитических реле, наблюдается дребезг контактов. Время дребезга может составлять $200\text{--}300$ мкс.

Преимущества герконов по сравнению с электромагнитическими реле вызывают стремление к совершенствованию их конструкции, параметров и технологии изготовления. Условно герконы можно подразделять по характеру взаимодействия ферромагнитных электродов в магнитном поле, конфигурации магнитной цепи, виду контактной группы, материалу ферромагнитных электродов, типу электрического контакта, разновидности подвижной системы, виду герметизации и др. [64].

Ввиду значительного разброса в значениях МДС срабатывания герконов требуемый уровень срабатывания датчика максимального тока, а также регулировка тока уставки осуществляются путем поворота геркона относительно направления магнитного поля и предварительного стендового испытания. При повороте геркона составляющая индукции магнитного поля, обеспечивающая срабатывание геркона, будет изменяться по закону:

$$B_{\text{гк}} = B \cos \alpha,$$

где α — угол между направлением индукции поля B и продольной осью геркона.

При контроле больших токов снижение индукции магнитного поля в зоне геркона может быть достигнуто за счет применения ферромагнитных экранов. Из-за сложности расчетов и существенного разброса характеристик как самих герконов, так и материала экрана степень экранирования определяют экспериментально.

Если работой геркона управлять с помощью нескольких катушек, расположенных на колбе (рис. 5.17, а), то общая МДС срабатывания будет равна алгебраической сумме МДС отдельных катушек:

$$F_{\text{сраб}} = \sum_i F_i.$$

Так, подавая на одну катушку K_1 ток, пропорциональный входному току преобразователя, а на катушку

K_2 ток, пропорциональный выходному току преобразователя, можно осуществлять дифференциальную защиту. Аналогично можно получить различные комбинации управляющих сигналов и реализовать более сложные виды защиты (от срыва инвертирования, пропусков включения и т. п.). Использование одновременного управления герконом с помощью катушек, расположенных как на колбе, так и на выводах (рис. 5.17, б) позволяет реализовать достаточно сложные логические операции.

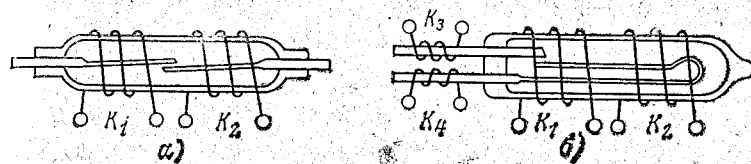


Рис. 5.17. Схемы комбинированного управления герконами.

а — с несколькими катушками на колбе; б — с катушками на колбе и выводах.

Если электроды или внешний магнитопровод содержат участки, выполненные из ферромагнетика с прямоугольной петлей гистерезиса, то реле, построенное на основе такого контакта, приобретает способность срабатывать или возвращаться по истечении некоторого времени после подачи на вход импульса тока. При этом остаточная намагниченность материала ферромагнетика может оказаться достаточной для удержания контактной системы в замкнутом состоянии, т. е. такое реле приобретает магнитную память [64]. Особенности и режимы работы таких реле определяются параметрами ферромагнетика: коэффициентом прямоугольности $k_{\text{п}} = B_r/B_m$, коэффициентом переключения S_w , характеризующим время перемагничивания ферромагнетика, значениями коэрцитивной силы H_c и остаточной индукции B_r и др. В технике подобные реле получили наименование ферридов.

На рис. 5.18, а, б изображен простейший феррид и приведена диаграмма магнитного состояния сердечника. В нормальном режиме импульс тока $I_{\text{сраб}}$, проходя по обмотке феррида, создает МДС и соответствующую ей напряженность магнитного поля в сердечнике, равную $H_{\text{сраб}}$. При этом индукция в сердечнике достигает значения B_H . Этот процесс длится несколько микросекунд, и его длительность зависит от магнитной вязкости фер-

ромагнетика, крутизны фронта нарастания и максимального значения $H_{сраб}$. Когда ток в обмотке феррида прекратится, индукция в сердечнике спустя 1—2 мкс упадет до значения $B_{сраб}$ и останется такой до поступления на вход феррида нового сигнала.

Если намагниченность сердечника достаточна для того, чтобы сработал магнитоуправляемый контакт, то спустя некоторое время (200—1000 мкс) он замкнется и останется в замкнутом состоянии. Временные диаграммы работы феррида изображены на рис. 5.18, в.

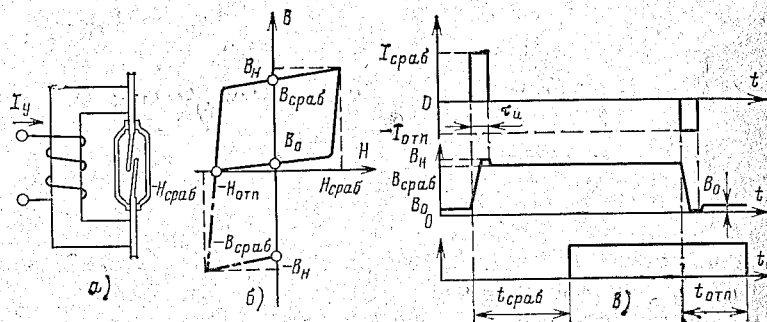


Рис. 5.18. Простейший феррид и режим его работы.

Для определения времени перемагничивания сердечников $t_{пер}$ принято использовать коэффициент переключения S_{ω} :

$$t_{пер} = S_{\omega} / (H_{сраб} - H_0),$$

где $H_{сраб}$ — амплитуда напряженности приложенного поля; H_0 — значение критической напряженности поля, при которой происходит перемагничивание сердечника; ее иногда называют «стартовым» или «пороговым» полем ($H_0 \approx H_c$).

Обычно время импульса $\tau_{и}$ увеличивают в 4—5 раз по отношению к расчетному значению $t_{пер}$. При этом для материалов, используемых в ферридах, минимальная длительность импульса $\tau_{и}$ оказывается равной приблизительно 10 мкс.

Обычно при импульсном перемагничивании сердечников $H_{сраб}$ в 2—3 раза больше порогового поля, в связи с чем перемагничивание происходит по предельному циклу. В приведенном примере перемагничивание осуществляется по частному циклу, причем $H_{сраб}$ может быть

больше H_c , а напряженность при отпускании контактов $H_{отп}$ должна быть заведомо меньше H_c , иначе сердечник перемагнитится до значения $-B_H$, и магнитоуправляемый контакт останется в замкнутом состоянии.

Основным недостатком такого феррида является критичность его режима при отпускании контактов. Так как крутизна кривой размагничивания у ферромагнетиков с прямоугольной петлей гистерезиса весьма велика, то достаточно незначительного увеличения тока отпускания $I_{отп}$ и соответствующей ему напряженности $H_{отп}$, чтобы вместо необходимой индукции B_0 в сердечнике возникла индукция $-B_{сраб}$ и контакт остался замкнутым. Кроме этого, следует учесть, что параметры кривой намагничивания ферромагнетиков с прямоугольной петлей гистерезиса зависят от температуры, что еще более усугубляет отмеченный недостаток.

Применение герконов в системах защиты преобразователей должно быть обусловлено правильным техническим выбором системы защиты с учетом относительно больших (по сравнению с бесконтактными элементами) времен срабатывания, в течение которых возможно увеличение аварийного тока и усложнение условий отключения преобразователя.

5.8. УСТРОЙСТВА РАЗМНОЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

Для суммирования команд от различных датчиков защиты, усиления этих команд и выдачи одновременно большого количества сигналов в различные блоки системы защиты используются устройства размножения и усиления сигналов.

На рис. 5.19 приведена принципиальная электрическая схема устройства размножения импульсных сигналов. При включении питания конденсатор C через резистор R и первичную обмотку импульсного трансформатора заряжается до напряжения источника питания. Магнитопровод трансформатора, выполненный из материала с прямоугольной петлей намагничивания, за счет тока заряда конденсатора C принимает состояние первоначального намагничивания. С приходом импульсного

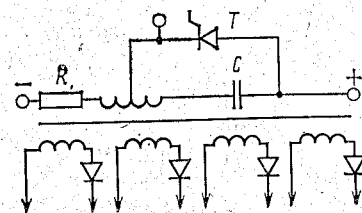


Рис. 5.19. Устройство размножения импульсных сигналов.

сигнала в цепь управления тиристора T от какого-либо из датчиков защиты или других устройств и блоков тиристор T открывается и замыкает контур для разряда конденсатора C на часть первичной обмотки трансформатора. Магнитопровод трансформатора перемagnичивается, и на выходных обмотках появляются импульсные сигналы. Разряд конденсатора C носит колебательный характер, что приводит к перезаряду конденсатора напряжением обратной полярности и спаданию тока через тиристор T до нуля. Тиристор T закрывается, а обрат-

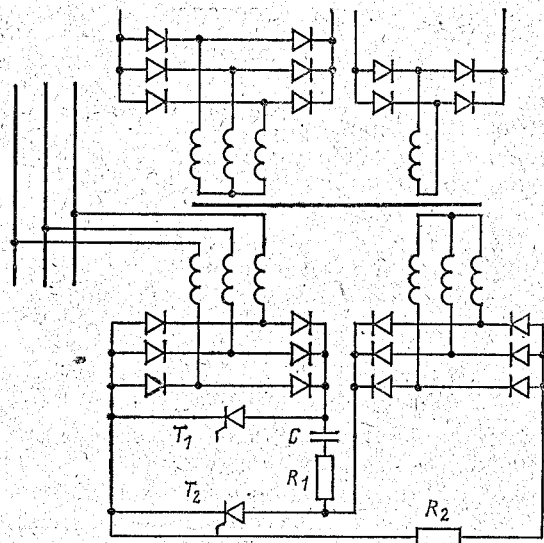


Рис. 5.20. Устройство размножения длительных сигналов.

ное напряжение конденсатора C обеспечивает надежное восстановление его управляемости. В момент закрытия тиристора начинается перезаряд конденсатора от источника питания и сердечник импульсного трансформатора возвращается в исходное магнитное состояние.

При использовании устройства размножения сигналов по рис. 5.19 в устройствах защиты следует обращать особое внимание на повышение помехоустойчивости схемы. Одним из способов повышения надежности работы тиристора в ждущем режиме является шунтирование управляющего перехода активным сопротивлением. Установка защитного конденсатора параллельно уп-

равляющему переходу тиристора также повышает помехоустойчивость схемы.

Устройства размножения сигналов на рис. 5.19 могут быть использованы в системах управления мощными преобразователями для формирования сигналов управления, поступающих на параллельно и последовательно включенные силовые тиристоры.

Для формирования продолжительных сигналов может быть использовано устройство размножения сигналов по схеме рис. 5.20. Устройство выполнено на основе многообмоточного трехфазного трансформатора, у которого нулевая точка первичных обмоток собирается через мостовую схему и тиристор T_1 . С приходом сигнала на тиристор T_1 первичные обмотки трансформатора соединяются между собой и на вторичных обмотках появляются напряжения, которые через соответствующие выпрямители могут быть поданы в различные блоки и устройства систем защиты и управления преобразователя. Например, один из выпрямителей используется для заряда конденсатора C через тиристор T_1 и резисторы R_1 и R_2 .

Для выключения устройства формирования сигналов подается импульсный сигнал на тиристор T_2 . При открытии тиристора T_2 тиристор T_1 закрывается за счет

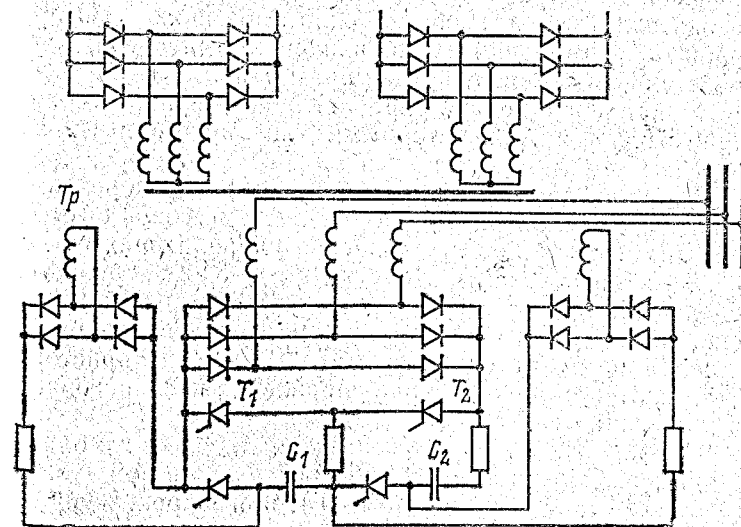


Рис. 5.21. Устройство формирования длительных сигналов.

энергии предварительно заряженного конденсатора C . Первичные обмотки трансформатора размыкаются, и напряжения на вторичных обмотках становятся равными нулю. Подача сигналов прекращается, одновременно закрывается тиристор T_2 , так как ток в его цепи прекращается.

На рис. 5.21 приведена принципиальная схема устройства формирования длительных сигналов, надежность работы которого увеличена вследствие того, что сборка нулевой точки первичных обмоток трансформатора осуществляется лишь после открытия двух последовательно включенных тиристоров T_1 и T_2 . Отключение может быть осуществлено закрытием любого из этих тиристоров за счет энергии предварительно заряженных конденсаторов C_1 и C_2 .

5.9. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ

Для прекращения подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры преобразователей могут быть использованы устройства формирования длительных сигналов (см. рис. 5.20), если выпрямленное напряжение вторичных обмоток использовать в качестве источника смещения для транзисторов системы управления преобразователя. Этим способом можно либо полностью прекращать формирование управляющих импульсов, либо обеспечивать изменение угла управления.

Прекращение подачи управляющих импульсов может осуществляться транзисторными или тиристорными короткозамыкателями, установленными в цепях прохождения управляющих импульсов. Тиристорные короткозамыкатели (рис. 5.22, а, б) обеспечивают высокое быстродействие и надежное прекращение управляющих сигналов. Для короткозамыкателя на рис. 5.22, а требуется подача длительных сигналов на тиристоры на все время действия короткозамыкателя. С прекращением подачи сигналов на тиристоры короткозамыкателя тиристоры закрываются и блокирование управления преобразователя прекращается.

Для короткозамыкателя на рис. 5.22, б продолжительный сигнал на тиристор T_1 нужен лишь при узких импульсах управления (менее 60°), при широких управляющих импульсах тиристор T_1 будет оставаться в открытом состоянии за счет самих управляющих импуль-

сов, поступающих через мостовую выпрямительную схему. В этом случае для восстановления нормальной работы системы управления преобразователя может быть использовано прерывание тока в тиристоре T_1 за счет энергии предварительно заряженного конденсатора C .

Короткозамыкатели целесообразно устанавливать на выходных элементах системы формирования управляю-

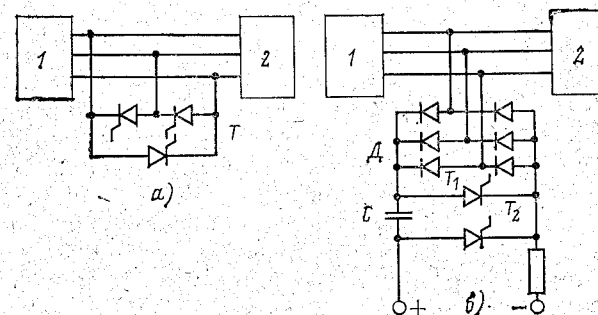


Рис. 5.22. Тиристорные короткозамыкатели.

1 — система фазового управления; 2 — система размножения импульсов.

щих импульсов, чтобы предотвратить возможное прохождение импульсов после срабатывания короткозамыкателя за счет энергии, уже запасенной в отдельных элементах системы управления.

5.10. ПРЕРЫВАЮЩИЕ КОНДЕНСАТОРЫ

В исполнительных устройствах быстродействующих бесконтактных систем защиты преобразователей большое значение имеют схемные и конструктивные исполнения блока прерывающих конденсаторов.

Одно из основных требований к блоку прерывающих конденсаторов — это высокая надежность при постоянной готовности к работе. С ростом мощностей преобразователей для обеспечения надежной работы защиты приходится использовать конденсаторные батареи, состоящие из достаточно большого количества параллельно соединенных конденсаторов. В этих условиях случайный пробой одного из конденсаторов может привести к выходу из строя всего блока защитных конденсаторов. Исключить это можно путем секционирования батарей конденсаторов и установки в цепь каждой секции плавкого предохранителя. Количество секций конденсаторной батареи выбирают из условия обеспечения надеж-

ной работы защиты преобразователя даже в случае перегорания предохранителей в одной или нескольких секциях. Срабатывание предохранителей в цепях защитных конденсаторов фиксируется системой сигнализации, а при выходе из строя определенного числа секций батареи, когда дальнейшие повреждения могут привести к отказу защиты, выдается сигнал на отключение преобразователя.

Плавкий предохранитель выбирается из условия несрабатывания при расчетном максимальном значении тока через него и надежного срабатывания при пробое конденсатора в защищаемой секции за счет энергии, запасенной в исправных секциях конденсаторной батареи. Одновременно применение плавких предохранителей позволяет практически исключить разрушение конденсаторов и батарей за счет ограничения энергии, выделяющейся в пробитом конденсаторе при перегорании предохранителя.

В качестве прерывающих конденсаторов могут быть использованы практически любые типы металлобумажных конденсаторов, и в частности те же конденсаторы, что применяются в узлах искусственной коммутации преобразователей. Однако следует иметь в виду, что режим работы прерывающих конденсаторов значительно более легкий, чем коммутирующих конденсаторов, так как защитные конденсаторы в нормальном режиме находятся в заряженном состоянии при постоянном уровне напряжения и лишь в случаях работы защиты преобразователя подвергаются импульсному разряду. Для одного и того же преобразователя емкость прерывающих конденсаторов должна быть больше емкости коммутирующих конденсаторов, так как прерывающие конденсаторы должны обеспечивать надежное отключение аварийных токов. Поэтому в качестве прерывающих конденсаторов целесообразно применять импульсные металлобумажные конденсаторы, которые имеют значительно меньшие габариты и большую энергоемкость.

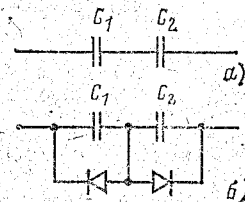
С ростом мощностей преобразователей емкости прерывающих конденсаторов увеличиваются до нескольких тысяч микрофард при напряжениях в сотни вольт. Для мощных преобразователей целесообразно применять электролитические конденсаторы. При создании защитных устройств с электролитическими конденсаторами необходимо учитывать их специфические особенности:

повышенный тангенс угла потерь, значительную зависимость емкости от температуры, необходимость соблюдения полярности при включении в электрическую цепь и др.

При работе конденсаторов в режиме защиты увеличение тангенса угла потерь не имеет существенного значения, если принять меры к снижению уровня пульсаций напряжения на защитных конденсаторах например путем установки диодов в цепь подзарядных сопротивлений.

В ряде защитных устройств преобразователей прерывающие конденсаторы в момент ликвидации аварии

Рис. 5.23. Схемы включения электролитических конденсаторов для работы в устройствах защиты со знакопеременным напряжением.



не только разряжаются до нуля, но и заряжаются напряжением обратного знака. Чтобы не возникало пробоя электролитического конденсатора при заряде его напряжением обратной полярности, применяют встречно-последовательное включение электролитических конденсаторов, как показано на рис. 5.23, а. При этом надо учитывать, что эквивалентная емкость такого составного конденсатора уменьшается и равна $C_0 = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

Если при установившемся режиме напряжение на обратном конденсаторе мало, то при переходных режимах электролитические конденсаторы могут в течение ограниченного времени сохранять напряжение обратной полярности. На осциллограмме рис. 5.24, а показан процесс распределения напряжения между двумя встречно-последовательно включенными электролитическими конденсаторами при изменениях полярности прикладываемого напряжения. Как видно из осциллограммы, конденсаторы C_1 и C_2 различно реагируют на изменение полярности приложенного напряжения. Конденсатор C_1 сохраняет свою емкость при обратном напряжении лишь в течение 0,05 с, а затем его емкость уменьшается (снижается уровень напряжения на C_1). У конденсатора C_2 емкость в обратном направлении в начале переходного процесса мала и увеличивается со временем около 0,6—0,7 с до полного значения емкости в прямом направле-

нии (напряжение на C_2 в обратном направлении равно напряжению на C_1 в прямом направлении), и лишь после этого емкость конденсатора C_2 медленно снижается. Испытуемые конденсаторы C_1 и C_2 были взяты из одной партии и одного номинала.

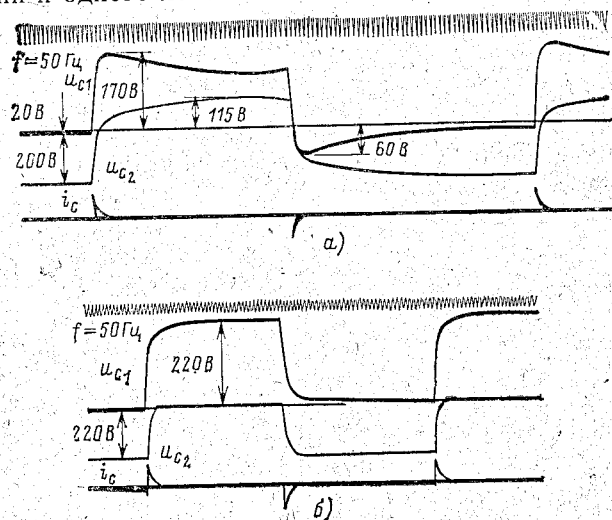


Рис. 5.24. Осциллограмма напряжения на электролитических конденсаторах.

а — включенных по схеме рис. 5.23,а; б — включенных по схеме рис. 5.23,б.

Если параллельно электролитическим конденсаторам включить диоды, предотвращающие заряд конденсаторов напряжением обратной полярности (рис. 5.23,б и 5.24,б), то в ряде случаев можно получить существенный выигрыш в значении эквивалентной емкости в переходном процессе работы устройства защиты.

Примером использования электролитических конденсаторов в устройствах защиты преобразователей могут служить устройства быстродействующей защиты от внешних коротких замыканий с емкостным прерыванием тиристорного выпрямителя (см. гл. 4).

5.11. УСТРОЙСТВА АПВ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Значительная часть аварий преобразователей, вызванных, например, случайными сбоями в системе управления или внешними короткими замыканиями, лик-

видируется после отключения питания. Это делает целесообразным использование АПВ в сочетании с устройствами быстродействующей бесконтактной защиты. Устройства АПВ должны быть быстродействующими и бесконтактными, так как увеличение времени АПВ, например при двигательной нагрузке, может привести к большим пусковым токам во время повторного включения и «подхвата» нагрузки. Для полупроводниковых преобразователей возможно применение неселективной защиты с АПВ, причем повторное включение в этих слу-

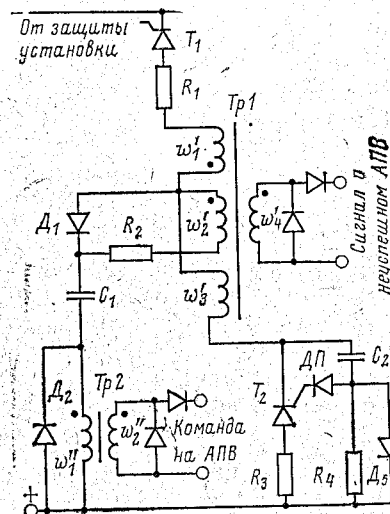


Рис. 5.26. Диаграмма магнитного состояния сердечника трансформатора $Tr1$.

а — заряд C_1 ; б — разряд C_1 ; в — неуспешное АПВ.

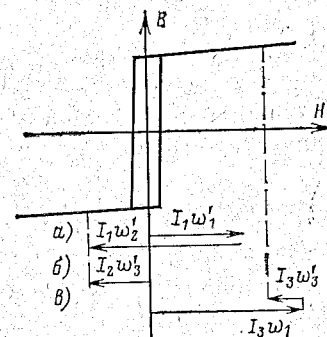


Рис. 5.25. Принципиальная схема бесконтактного устройства АПВ.

чаях целесообразно проводить одновременно с токоограничением преобразователя, что позволяет при разветвленной сети потребителей отключить поврежденный участок сети обычными защитными средствами без перегрузки полупроводниковых приборов преобразователя большими аварийными токами.

Применение устройств АПВ возможно для всех видов управляемых полупроводниковых преобразователей, однако целесообразность их применения зависит от вида и характера нагрузки, наличия быстродействующих систем защиты, автоматического регулирования и др.

Учитывая высокое быстродействие бесконтактных систем защиты полупроводниковых преобразователей, время АПВ можно сократить до 0,02—0,05 с, что облегчает

условия подхвата двигательной нагрузки и повышает бесперебойность питания потребителей. Естественно, что такие времена АПВ можно получить лишь при наличии специальных бесконтактных устройств.

На рис. 5.25 приведена принципиальная схема бесконтактного устройства АПВ [54], выполненного на тиристорах и магнитных элементах с прямоугольной петлей намагничивания. Устройство обеспечивает однократность повторного включения установки с контролем успешности включения в течение определенного отрезка времени. Если в течение этого отрезка времени t_K вновь сработает защита, то устройство АПВ блокируется и установка отключается. Если же защита срабатывает после времени t_K , то весь цикл АПВ повторится; в этом случае обеспечивается многократность АПВ. Время АПВ; т. е. время от момента срабатывания защиты до момента подачи команды на повторное включение установки, определяется цепочкой R_2, C_2 и переключающим диодом ДП.

На рис. 5.26 приведена диаграмма магнитного состояния магнитопровода трансформатора $Tr1$. Число витков и включение обмоток выбраны так, что перемагничивание магнитопровода происходит лишь при неуспешном АПВ, в процессах же заряда конденсатора C_1 (запуск схемы АПВ) и разряда C_1 (выдача команды на включение) магнитное состояние магнитопровода $Tr1$ не изменяется.

Если сигнал на тиристор T_1 от защиты придет уже после выключения тиристора T_2 , то цикл АПВ полностью повторится, т. е. будет многократное АПВ.

В тех случаях, когда АПВ целесообразно осуществлять после проверки готовности устройства защиты к работе, сигнал от внешнего датчика поступает непосредственно в цепь управления тиристора T_2 . При наличии емкостного прерывающего устройства таким сигналом может быть сигнал датчика заряда прерывающего конденсатора, выдаваемый при достижении напряжением на конденсаторе уровня, достаточного для повторного прерывания.

На осциллограммах рис. 5.27 приведены характерные циклы АПВ: успешное, неуспешное и многократное АПВ автономного инвертора.

На осциллограмме рис. 5.28 приведен процесс повторного включения автономного инвертора при наличии

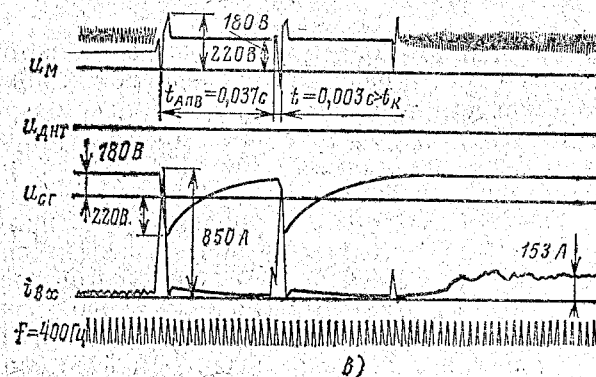
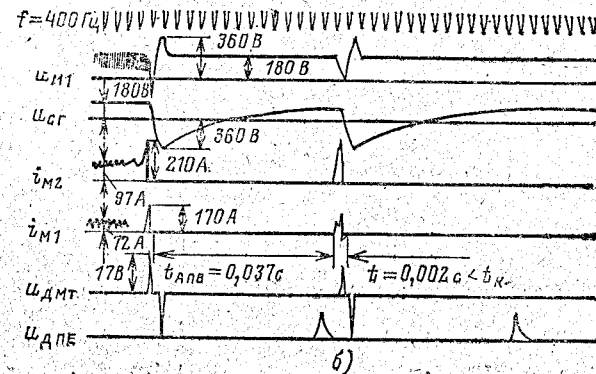
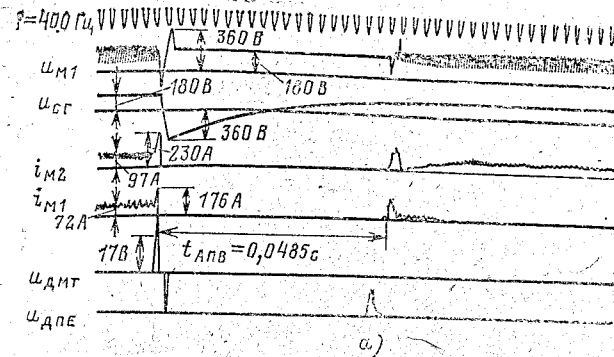


Рис. 5.27. Осциллограммы характерных циклов АПВ автономного инвертора.

а — успешное АПВ; б — неуспешное АПВ; в — многократное АПВ; $f=400$ Гц — отметчик времени; u_{M1} — напряжение на мосту инвертора; u_{Cr} — напряжение на прерывающем конденсаторе; i_M — ток в полупроводниковых приборах инвертора; $i_{ДМТ}$ — сигнал датчика максимального тока; $u_{ДПЕ}$ — сигнал датчика перезаряда прерывающего конденсатора.

короткого замыкания в одном из потребителей. В качестве потребителей использовались асинхронные двигатели. При возникновении короткого замыкания произошло опрокидывание инвертора, которое было ликвидировано быстродействующей защитой с емкостным прерыванием тока. После перезаряда прерывающего конденсатора устройство АПВ повторно включает инвертор, но с током

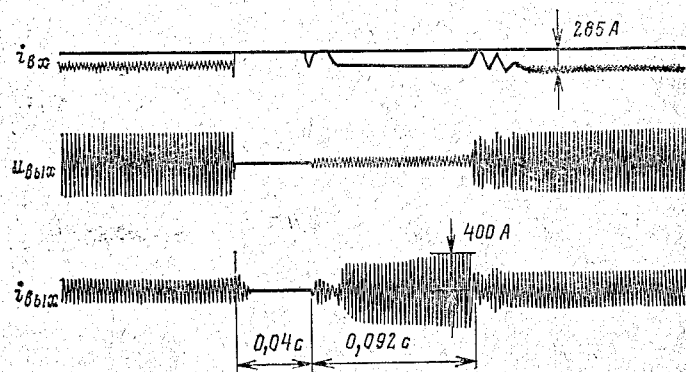


Рис. 5.28. Осциллограмма АПВ инвертора с включением на короткое замыкание.

$i_{вх}$ — входной ток инвертора; $u_{вых}$ — линейное выходное напряжение; $i_{вых}$ — выходной ток в одной фазе.

ограничением, и отключает поврежденный участок без превышения током в цепи полупроводниковых приборов инвертора допустимого значения. Как только повреждение отключается, напряжение на выходе инвертора восстанавливается, и обеспечивается дальнейшая работа оставшихся потребителей.

Для построения систем управления защитой и устройств АПВ тиристорных преобразователей наиболее перспективным решением является применение типовых логических элементов и интегральных микросхем, на основе которых могут быть созданы любые схемы для обработки сигналов датчиков защиты и формирования импульсов управления исполнительными устройствами защиты [34].

На рис. 5.29 приведена структурная схема управления защитой и устройства АПВ тиристорного выпрямителя. Команда на прекращение управляющих импульсов формируется по сигналу любого из трех датчиков максимального тока ДТМ1, ДТМ2, ДТМ3. По этому же

сигналу с временной задержкой, вносимой элементом 3, схема совпадения 8 выдает команду на повторное включение выпрямителя при условии отсутствия сигнала запрета. Кроме того, сигнал с выхода элемента 3 преобразуется по длительности элементом 4 на время контроля успешности АПВ и поступает на схему совпадения 5. Если в течение времени контроля успешности

От ключа дистанционного
ручного отключения

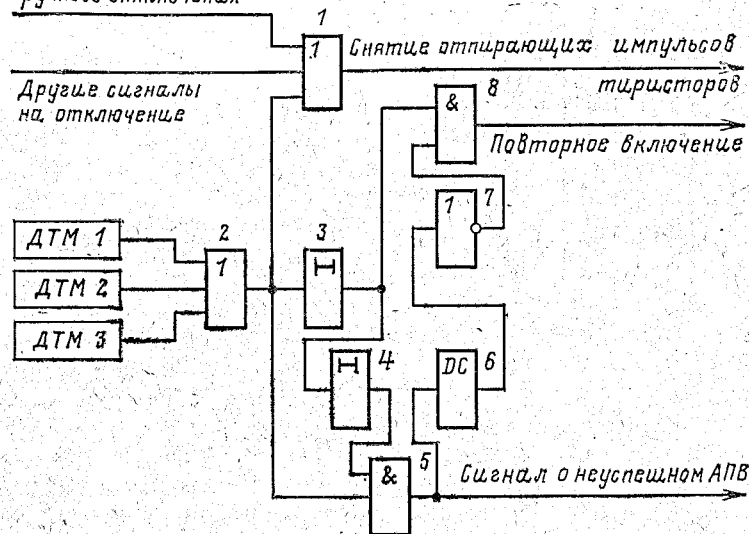


Рис. 5.29. Структурная схема управления защитой и устройством АПВ тиристорного выпрямителя.

АПВ поступает повторный сигнал от датчиков максимального тока, то элемент 5 выдает сигнал о неуспешном АПВ, который через преобразователь импульса 6 и элемент 7 поступает на элемент 8 в качестве сигнала запрета на повторное включение выпрямителя.

5.12. СИГНАЛИЗАЦИЯ СОСТОЯНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ЕЕ СОЧЕТАНИЕ С ЗАЩИТОЙ

Полупроводниковые преобразователи имеют сигнализацию, информирующую о включении преобразователя, состоянии системы управления, включении и отключении системы охлаждения, температуре отдельных узлов, технологических перегрузках и т. п.

Для мощных преобразователей, содержащих большое число параллельных приборов, применяются плавкие предохранители с индикаторными устройствами и вспомогательными контактами, позволяющими ускорить процесс обнаружения перегоревшего предохранителя при случайном пробое полупроводникового прибора. При наличии определенного запаса приборов по нагрузочному току возможно сочетание системы сигнализации с защитой преобразователя. В случае срабатывания отдельных предохранителей поступает лишь информационный сигнал, а при срабатывании нескольких предохранителей в одной группе параллельных полупроводниковых приборов и появлении опасности увеличения тока в оставшихся приборах до предельного значения выдается сигнал на отключение преобразователя. Подобная система защиты легко осуществляется при наличии вспомогательных контактов у предохранителей.

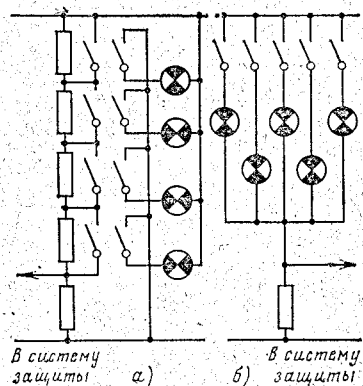


Рис. 5.30. Принципиальные схемы сигнализации и защиты при срабатывании предохранителей у группы параллельных вентилялей.

соединенных приборов. Принцип работы защиты на рис. 5.30, а основан на повышении уровня напряжения на выходном элементе цепочки последовательных резисторов, каждый из которых может быть зашунтирован соответствующим вспомогательным контактом при срабатывании предохранителя. Превышение напряжения выше напряжения уставки служит сигналом для отключения преобразователя. В схеме рис. 5.30, б вместо резисторов используются сигнальные лампы, включенные параллельно между собой и последовательно с выходным элементом защиты, что позволяет обойтись для сигнализации и защиты лишь одной парой вспомогательных контактов предохранителя. С учетом того что даже при большом количестве параллельных полупроводниковых

приборов в группе выход из строя допустим лишь для ограниченного числа приборов во избежание существенной перегрузки полупроводниковых приборов, оставшихся в работе, указанные схемы защиты обеспечивают высокую четкость и надежность срабатывания.

При наличии достаточного количества пар вспомогательных контактов предохранителя возможно выполнение защиты путем соединения контактов в логические схемы, обеспечивающие выдачу сигнала в систему защиты при срабатывании определенного количества предохранителей в данной группе параллельных приборов. В качестве примера на рис. 5.31 приведена схема защиты преобразователя, содержащего четыре параллельно включенных прибора. Защита срабатывает при перегорании любых двух предохранителей.

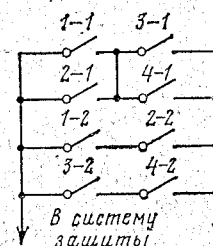


Рис. 5.31. Схема защиты группы из четырех параллельных полупроводниковых приборов. Первая цифра — номер предохранителя, вторая цифра — номер вспомогательного контакта.

При большом количестве параллельных полупроводниковых приборов построение подобных схем затруднительно из-за необходимости большого числа пар вспомогательных контактов у каждого предохранителя. В этих случаях иногда используют логические схемы со счетным входом, срабатывающие на переднем фронте сигналов, поступающих с вспомогательных контактов предохранителей.

Для высоковольтных преобразователей, содержащих большое количество последовательно включенных полупроводниковых приборов, сигнализация о выходе из строя отдельных приборов играет очень важную роль как средство предотвращения возможной аварии из-за пробоя всего плеча преобразователя. Как правило, количество приборов, включенных последовательно, выбирают с определенным запасом по отношению к рабочему напряжению преобразователя, поэтому выход из строя отдельных приборов не вызывает появления аварийных токов. За счет высокого напряжения обеспечивается надежное замыкание цепи вышедшего из строя прибора. Рабочее напряжение перераспределяется меж-

ду оставшимися полупроводниковыми приборами последовательной цепочки. Можно допустить выход 10—15% приборов без отключения преобразователя.

Существенное повышение надежности работы преобразователей обеспечивает проведение регулярных регламентных испытаний полупроводниковых приборов в целях контроля их основных параметров (прямого и обратного напряжений, напряжения переключения, обратного тока и тока утечки, падения напряжения и т. п.) и своевременной замены приборов, у которых наблюдается ухудшение параметров. Некоторые из подобных измерений осуществимы и на работающих преобразователях при установке специальных датчиков и устройств, обеспечивающих подачу и контроль тестовых сигналов на приборы по методу обтекающего контроля. Несмотря на определенную сложность таких устройств, их применение для преобразователей, к которым предъявляются повышенные требования по надежности работы, технически и экономически целесообразно.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Переходные процессы в цепях статических преобразователей часто сопровождаются перенапряжениями, основными из которых являются: перенапряжения, обусловленные внутренними процессами в полупроводниковых приборах в моменты коммутации тока; коммутационные перенапряжения, возникающие в моменты отключения внешних цепей с индуктивностями; перенапряжения, вызванные резонансными явлениями в преобразователях; внешние перенапряжения, поступающие из питающей сети. Перенапряжения могут привести к электрическому пробоем приборов, вызывающему, как правило, возникновение коротких замыканий.

6.1. ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В МОМЕНТЫ КОММУТАЦИИ ТОКА

При изменении направления тока в полупроводниковом приборе возникают обратные токи, ограниченные только сопротивлением трансформатора. Появление этих токов обусловлено конечным временем рекомбинации носителей в базовой области, накопленных в период проводящего состояния приборов. Время протекания обратного тока практически равно времени жизни носителей. Амплитуда обратного тока, протекающего через прибор в момент его закрытия, равна [81]:

$$I_{R \max} \approx \left(\frac{di_R}{dt} \right)_{\omega t = \alpha + \gamma} \tau. \quad (6.1)$$

Для трехфазной мостовой схемы (6.1) можно записать в виде:

$$I_{R \max} \approx \frac{U_{d \max}}{2\omega L} \omega \tau \sin(\alpha + \gamma), \quad (6.2)$$

где $U_{d \max}$ — максимальное значение выпрямленного напряжения; ω — круговая частота сети; L — индуктивность трансформатора на фазу; τ — время жизни носителей; γ — угол коммутации; α — угол регулирования.

С окончанием рекомбинации носителей обратный ток резко падает, что приводит к появлению напряжения на выключаемом приборе

$$u_n = L di/dt.$$

При этом крутизна спада обратного тока di_R/dt может достигать 10^8 А/с [83].

Для устранения перенапряжений, возникающих в моменты выключения приборов, применяются RC-цепочки, включаемые параллельно приборам.

В момент выключения полупроводникового прибора обратный ток из цепи прибора коммутируется в RC-цепочку. Заряд конденсатора цепочки при этом носит колебательный характер, обусловленный параметрами контура схемы замещения.

На рис. 6.1 приведены схемы замещения к расчету переходного процесса при закрытии полупроводникового прибора для трехфазной мостовой схемы. Предполагается, что индуктивность в цепи нагрузки бесконечно велика. Напряжение u_n составит:

$$u_n = U_{d \max} \sin(\alpha + \gamma) \left\{ 1 - e^{-\omega_0 t (R'/2z)} \left[\left(\frac{R'}{2z} 2\omega_0 \tau - 1 \right) \cos \omega_0 t + \frac{1}{\sqrt{1 - (R'/2z)^2}} \left(\omega_0 \tau - \left(\frac{R'}{2z} \right)^2 2\omega_0 \tau + \frac{R'}{2z} \right) \sin \omega_0 t \right] \right\}, \quad (6.3)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L'C'}$ — собственная частота незатухающих колебаний; $\omega_0 z = \omega_0 \sqrt{1 - (R'/2z)^2}$ — собственная частота затухающих колебаний; $z = \sqrt{L'/C'}$ — волновое сопротивление.

Первый максимум напряжения на приборе определяется из условия $du_n/dt=0$, а наиболее неблагоприятный случай соответствует углу $\alpha + \gamma = \pi/2$. Для управляемых преобразователей имеет также большое значение и скорость изменения напряжения на полупроводниковом приборе du_n/dt .

На рис. 6.2 приведены зависимости (в относительных единицах) напряжения и скорости изменения напряжения на тиристоре от коэффициента затухания $R'/2z$ [83]. Выбор элементов RC-цепочки при

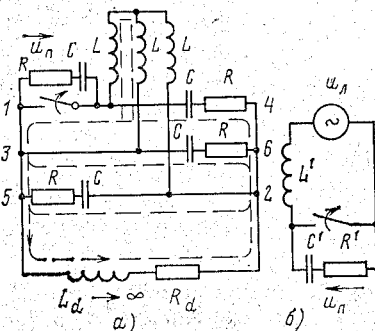


Рис. 6.1. Схемы замещения к расчету перенапряжений, возникающих в момент закрытия полупроводниковых приборов.

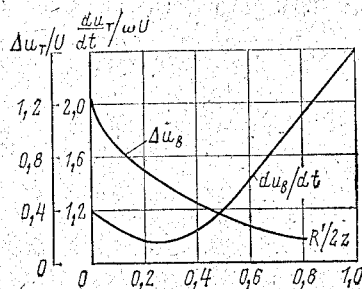


Рис. 6.2. Зависимости перенапряжений и скорости изменения напряжения на защищаемом тиристоре от коэффициента затухания.

где u_k — напряжение короткого замыкания трансформатора в относительных единицах; $I_{r \max}$ — максимальное значение обратного тока; $I_{T \max}$ — амплитудное значение прямого тока; $U_{D \max}$ — допустимая амплитуда обратного напряжения. Сопротивление выбирается равным:

$$R = U_{D \max} / I_{r \max}.$$

6.2. ЗАЩИТА ОТ ВНЕШНИХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ RC-ЦЕПОЧЕК

На рис. 6.3, а, б приведен пример установки защитных цепочек от внешних перенапряжений. Для неуправляемых выпрямителей защитную цепочку $R_1 C_1$ включают непосредственно на стороне постоянного тока (рис. 6.3, а), что позволяет использовать электролитические конденсаторы. Если бы цепочка устанавливалась на стороне переменного тока, то потери в резисторе были бы велики. В тири-

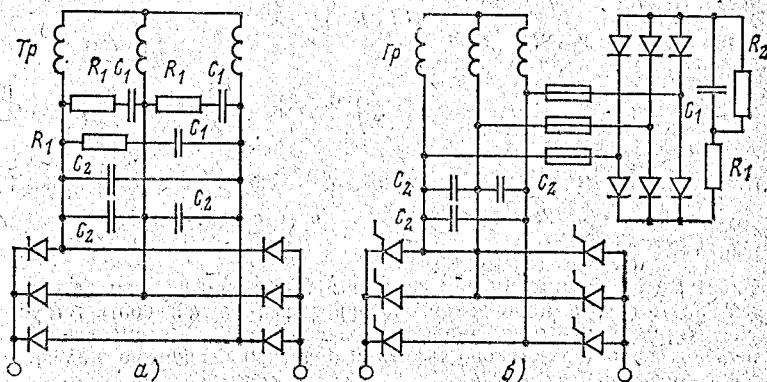


Рис. 6.3. Защита полупроводниковых выпрямителей от внешних перенапряжений.

определенном значении индуктивности в схеме L определяется компромиссным решением с учетом достаточного ограничения уровня напряжения и скорости изменения напряжения на тиристоре, а также ограничения уровня разрядного тока защитного конденсатора в момент включения тиристора при максимальном угле регулирования. Оптимальное значение коэффициента затухания $R'/2z$ лежит в диапазоне 0,5—0,9.

Емкость для RC-цепочки, защищающих полупроводниковые приборы от внутренних перенапряжений, можно определить по формуле [81]:

$$C = u_k I_{r \max} / \omega I_{T \max} U_{D \max}, \quad (6.4)$$

сторонних преобразователях защитную цепочку $R_1 C_1$ включают через вспомогательный выпрямитель на маломощных диодах (рис. 6.3, б). Параллельно конденсаторам C_1 устанавливают разрядные сопротивления R_2 . Для защиты от перенапряжений на стороне переменного тока устанавливают защитные конденсаторы C_2 малой емкости.

Параметры защитной RC-цепочки, установленной в цепи постоянного тока преобразователя или через вспомогательный выпрямитель, определяются для наиболее опасного режима — отключения трансформатора на холостом ходу, когда перенапряжения могут во много раз превысить рабочее напряжение [82].

При отключении трансформатора запасенная в нем электромагнитная энергия заряжает конденсатор C_1 . При этом к концу заряда напряжение на конденсаторе должно быть таким, чтобы не превышалось допустимое кратковременное обратное напряжение на прибор ($U_{D \max}$).

Исходя из баланса энергии [82], имеем:

$$C_1 = \frac{m I_{02}}{\omega a^2 U_2 (k^2 - 1)}, \quad (6.5)$$

где m — число фаз; I_{02} — действующее значение намагничивающего тока, приведенное к вторичной обмотке; a — отношение амплитудного значения выпрямленного напряжения на выводах цепочки к действующему значению фазного напряжения U_2 ; k — коэффициент запаса, $k = U_{D \max} / U_{a \max}$; ω — круговая частота сети.

Для практического применения при частоте 50 Гц, намагничивающем токе, равном 5% номинального, и коэффициенте запаса $k = 1,5$ можно воспользоваться упрощенной формулой для определения емкости конденсатора C_1 :

$$C_1 \approx (20 + 60) S_2 / U_2^2,$$

где S_2 — полная мощность вторичной обмотки трансформатора.

Резистор R_1 должен ограничивать ток через полупроводниковые приборы диодного моста при включении так, чтобы он не превышал допустимый для диода ударный ток. Резистор R_1 должен также демпфировать колебания, которые могут возникнуть при включении.

Для защиты полупроводниковых приборов от внутренних и внешних перенапряжений вместо RC-цепочек эффективно применение кремниевых симметричных ограничителей напряжения типов КСОН-5, КСОН2-5, КСОН-10, КСОН2-10. Использование нелинейных резисторов типа варисторов для мощных преобразователей практически невозможно, так как существенно возрастают потери энергии в нормальном режиме.

6.3. ЗАЩИТА С ПОМОЩЬЮ РАЗРЯДНИКОВ

Для защиты полупроводниковых преобразователей от внешних перенапряжений, приходящих из питающей сети и отличающихся, как правило, значительной энергией, используются разрядники.

Серийные линейные разрядники, применяемые для защиты электротехнического оборудования, не обеспечивают надежной защиты полупроводниковых приборов из-за малого быстродействия и большого разброса по уровню срабатывания. Гораздо лучшими характеристиками обладают специальные управляемые разрядники (рис. 6.4) на тиристорах, включенных последовательно с нелиней-

ными резисторами [66]. Использование симметричных тиристоров и тиристоров с лавинной характеристикой в прямом направлении позволяет значительно упростить схемы таких разрядников.

Применение полупроводниковых разрядников в качестве устройств защиты преобразователей от перенапряжений в сочетании с емкостно-индуктивными элементами позволяет существенно повысить эффективность поглощения энергии перенапряжений. Так, в устройстве, принципиальная схема которого приведена на рис. 6.5, максимальная энергия при единичном срабатывании составляет:

$$W = (2C + \pi\sqrt{LC}/R)U^2.$$

Принцип работы устройства следующий: по команде датчика перенапряжений открывается тиристор T и одновременно с протеканием тока через резистор R начинается заряд конденсатора C через индуктивность L . Когда напряжение на конденсаторе достигнет двойного напряжения сети, ток заряда конденсатора становится

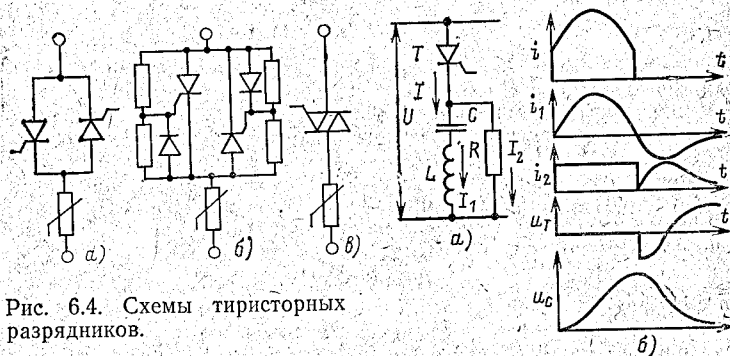


Рис. 6.4. Схемы тиристорных разрядников.

Рис. 6.5. Защита преобразователей тиристорным разрядником с применением емкостно-индуктивных элементов.

а — схема; б — кривые изменения токов и напряжений элементов разрядника при его работе.

равным нулю, к тиристор T прикладывается обратное напряжение, и он выключается. Далее, энергия, запасенная в конденсаторе, рассеивается на резисторе R . Подобный разрядник может быть установлен в цепях как переменного, так и постоянного тока преобразователя. Наиболее целесообразно применять его при редких одиночных импульсах перенапряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. — М.: Энергия, 1975. — 512 с.
2. Тиристоры серии ТБ быстродействующие на токи 160—400 А. Каталог 05.04.25—75. — М.: Информэлектро, 1975. — 44 с.
3. Гриценко А. К., Глух Е. М. Предельная жесткость нагрузки и критерии годности тиристоров в статических преобразователях. — Тр. Всесоюз. науч.-исслед. ин-та электромеханики. Электромеханика, 1972, т. 38, с. 182—207.
4. А. С. № 347701 (СССР). Способ испытания силовых тиристоров/ А. К. Гриценко, Е. М. Глух. Опубл. в Б. И., 1972, № 24.
5. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. — М.: Госэнергоиздат, 1956. — 358 с.
6. Боровой А. И. Токи короткого замыкания преобразователя при пробое тиристоров. — Тр. Всесоюз. электротехн. ин-та. Силовые полупроводниковые устройства, 1967, вып. 75, с. 156—162.
7. Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. — М.: Энергия, 1978. — 479 с.
8. Боровой А. И. Токи при внутреннем коротком замыкании полупроводниковых выпрямителей. — Электричество, 1969, № 1, с. 41—47.
9. Глух Е. М., Зеленов В. Е. К расчету аварийных токов тиристорных выпрямителей. — Электротехника, 1968, № 12, с. 55—56.
10. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Расчет аварийных токов тиристорных выпрямителей с учетом быстродействующей защиты. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1970, № 4, с. 9—11.
11. Крылов С. С., Завадский Ю. Е., Конышев Л. И. Аварийные режимы реверсивного тиристорного преобразователя с 12-пульсной схемой выпрямления. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1974, вып. 5 (52), с. 9—12.
12. Боровой А. И. Анализ электромагнитных процессов в выпрямителях, вызываемых короткими замыканиями и устраняющими их воздействиями защит на систему управления и вспомогательные устройства: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук/ ЭНИН. М.: 1975.
13. Расчет опрокидывания инвертора тиристорного преобразователя в реверсивном электроприводе/ А. Авдонин, Н. Приходько, В. Зубарев, П. Андриенко — Электротехническая промышленность, 1968, вып. 299, с. 21—23.
14. Глух Е. М., Гриценко А. К., Зеленов В. Е. Аварийные процессы в статических преобразователях при потере управляющей способности тиристорами. — Тр. Всесоюз. науч.-исслед. ин-та электромеханики. Машино-вентильные системы и вентильный электропривод, 1974, т. 41, с. 286—294.

15. Некрасова Н. Р. Расчет токов короткого замыкания в 12-фазном мостовом выпрямителе. — *Электроника*, 1972, № 3, с. 42—44.
16. А. с. № 340020 (СССР). Устройство для контроля состояния тиристоры/ В. Е. Зеленов, Е. М. Глух, В. П. Чехонин. Оpubл. в Б. И., 1972, № 17.
17. Хмельницкий Р. С., Онуфриенко Ю. И. О применении предохранителей для защиты силовых полупроводниковых вентиля. — *Электротехника*, 1969, № 7, с. 46—47.
18. Коммутационная и защитная аппаратура для тиристорных преобразователей/ С. С. Крылов, Г. Н. Дерим-Оглу, Е. М. Глух и др. — В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. — М.: Энергия, 1974, с. 127—131.
19. Куусуль А. М. К расчету селективности защиты мощных тиристорных преобразователей для электропривода с учетом реальных характеристик быстродействующих выключателей. — В кн.: Проектирование, исследование и производство электротехнического оборудования. — Свердловск: УПИ, 1973, с. 169—173.
20. Импульсно-дуговые коммутаторы для защиты тиристорных преобразователей/ Г. Ф. Мицкевич и др. Обзорная информация ТС-7. М.: Информэлектро, 1973. — 56 с.
21. Дуговой бесконтактный быстродействующий выключатель постоянного тока на тиристорах/ Л. Я. Гринберг, А. М. Куусуль, Е. М. Глух, В. Е. Зеленов — *Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения*, 1972, вып. 1 (10), с. 3—5.
22. Предохранители серии ПП-57. ТУ16-522-107-74. — М.: Информэлектро.
23. Информационный сборник фирмы AEG. Niederspannungs-Schaltgeräte. Sicherungen.
24. А. с. № 491211 (СССР). Выключатель цепи постоянного тока/ Е. М. Глух, В. Е. Зеленов, А. М. Куусуль и др. — Оpubл. в Б. И., 1975, № 41.
25. А. с. № 192916 (СССР). Устройство для защиты мостового инвертора на полупроводниковых управляемых вентилях/ А. А. Сакович, С. Б. Юдицкий, А. Ф. Свиридов, М. И. Абрамович. Оpubл. в Б. И., 1967, № 6.
26. Зеленов В. Е. Быстродействующие бесконтактные системы защиты тиристорных преобразователей: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук/ МЭИ. М.: 1969.
27. Буслаев Г. Н., Шварц Г. К. Оценка конденсаторных устройств записания тиристоры. — *Электричество*, 1968, № 6, с. 45—50.
28. Зеленов В. Е., Чиликина Г. Г. Быстродействующая защита ртутного выпрямителя. — *Электротехническая промышленность*, 1968, № 303, с. 12—14.
29. Зеленов В. Е. Быстродействующая сеточная защита тиристорного выпрямителя с емкостным гашением. — *Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника*, 1970, № 6, с. 18—21.
30. А. с. № 300935 (СССР). Способ защиты зависимого инвертора/ Е. М. Глух, В. Е. Зеленов. Оpubл. в Б. И., 1971, № 13.
31. А. с. № 302794 (СССР). Способ защиты инвертора/ В. Е. Зеленов, Е. М. Глух. Оpubл. в Б. И., 1971, № 15.
32. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Быстродействующие системы защиты тиристорных преобразователей для электропривода. — В кн.:

Тезисы конференции «Тиристорный управляемый асинхронный электропривод». — Свердловск: 1968, с. 32—37.

33. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Принципы и системы защиты тиристорных преобразователей. — В кн.: Труды Всесоюзной научнотехнической конференции «Производство и применение средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве». — М.: Информстандартэлектро, 1968, вып. 3, с. 11—32.

34. Глух Е. М., Зеленов В. Е., Канашев Н. М. Новые методы быстродействующей защиты силовых тиристорных преобразователей. — Тр. Всесоюз. научн.-исслед. ин-та электромеханики. Электромеханика, 1972, т. 38, с. 159—181.

35. А. с. № 264527 (СССР). Устройство для принудительной коммутации тиристорных преобразователей/ В. Т. Загорский и др. Оpubл. в Б. И., 1970, № 9.

36. А. с. № 314303 (СССР). Устройство принудительной коммутации/ В. Т. Загорский и др. Оpubл. в Б. И., 1971, № 27.

37. А. с. № 264538 (СССР). Устройство поджига управляемых разрядников/ Ю. И. Онуфриенко, И. Г. Шкловский. Оpubл. в Б. И., 1970, № 9.

38. А. с. № 301790 (СССР). Устройство защиты тиристорного преобразователя/ Ю. И. Онуфриенко, И. Г. Шкловский. Оpubл. в Б. И., 1971, № 14.

39. А. с. № 262233 (СССР). Устройство для защиты инвертора/ В. Е. Зеленов. Оpubл. в Б. И., 1970, № 6.

40. А. с. № 316150 (СССР). Устройство защиты тиристорного преобразователя/ Г. С. Зинovieв и др. Оpubл. в Б. И., 1971, № 29.

41. А. с. № 331468 (СССР). Устройство защиты тиристорного инвертора/ А. И. Боровой и др. Оpubл. в Б. И., 1972, № 9.

42. А. с. № 382209 (СССР). Способ защиты преобразователя от внешних коротких замыканий/ А. М. Абрамов и др. Оpubл. в Б. И., 1973, № 22.

43. А. с. № 452908 (СССР). Устройство для защиты реверсивного тиристорного преобразователя от срыва инвертора/ А. М. Тув и др. Оpubл. в Б. И., 1974, № 45.

44. А. с. № 382196 (СССР). Устройство защиты от токов короткого замыкания/ В. И. Лихошерст, В. С. Копырин. Оpubл. в Б. И., 1973, № 22.

45. А. с. № 462242 (СССР). Устройство защиты инвертора/ Е. М. Глух, Ю. П. Емельянов, Л. Л. Ремизов. Оpubл. в Б. И., 1975, № 8.

46. А. с. № 406263 (СССР). Способ защиты инвертора/ В. С. Богрий, Г. А. Кудеров, А. А. Русских. Оpubл. в Б. И., 1973, № 45.

47. Elektronischer Überstromschutz für Stromrichter großer Leistung. — *Elektrie*, 1976, Bd 30, № 8, S. 331—332.

48. Зеленов В. Е. Анализ аварийного процесса и метод быстродействующей защиты при срыве инвертирования в преобразователе частоты со звеном постоянного тока. — *Электричество*, 1977, № 2, с. 60—63.

49. Чижаяв И. А. Исследование аварийных режимов выпрямителя при потере управления отдельными тиристорами: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук/ Тбилисский политех. ин-т, 1971.

50. Быков Ю. М., Шипило В. П. Исследование индуктивных схем выравнивания токов параллельно включенных вентилях. — Электричество, 1968, № 7, с. 67—72.
51. Аптер Э. М. Исследование токовых нагрузок тиристорных в мощных преобразователях с использованием статистико-вероятностных методов: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук/ ВЭИ. М.: 1972.
52. Курчик Б. З. Параллельное соединение тиристорных — Тр. научно-технической конференции Ленингр. электротехн. ин-та связи, 1971, вып. 2, с. 90—95.
53. А. с. № 225302 (СССР). Устройства для защиты блока последовательно соединенных полупроводниковых вентилях/ В. Н. Мальцев. Оpubл. в Б. И., 1968, № 27.
54. Бесконтактные устройства автоматического повторного включения для статических преобразователей на тиристорах/ Е. М. Глух, В. Е. Зеленов, Г. Г. Чиликина, Н. М. Канашев. — Тр. Всесоюзн. научн.-исслед. ин-та электромеханики. Кибернетика и вычислительная техника, 1969, т. 27, с. 239—249.
55. А. с. № 225987 (СССР). Устройство защиты инвертора/ В. Е. Зеленов. Оpubл. в Б. И., 1968, № 28.
56. Зеленов В. Е. Датчики быстродействующей защиты тиристорных преобразователей. — Тезисы конференции «Исследование, разработка и внедрение в народное хозяйство силовых полупроводниковых преобразовательных устройств». — Киев: УкрНИИТИ, 1970, вып. 2, с. 16.
57. А. с. № 280631 (СССР). Устройство для защиты мостового инвертора/ В. Г. Яцук, В. Е. Зеленов, Ю. И. Гром. Оpubл. в Б. И., 1970, № 28, с. 62.
58. А. с. № 304667 (СССР). Устройство защиты вентилях инвертора/ В. Е. Зеленов, Н. М. Канашев. Оpubл. в Б. И., 1971, № 17.
59. Хомерики О. К. Применение гальваномагнитных датчиков в устройствах автоматики и измерений. — М.: Энергия, 1971. — 112 с.
60. Тихонов В. И., Королева Т. М. Стандарты на датчики Холла. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1975, вып. 4 (63), с. 25—26.
61. А. с. № 457141 (СССР). Устройство защиты инвертора/ Н. М. Канашев, В. М. Селезнев, В. А. Доброва. Оpubл. в Б. И., 1975, № 2.
62. А. с. № 208094 (СССР). Устройство для дифференциальной защиты преобразователей/ Е. М. Глух, В. Е. Зеленов, Н. М. Канашев. Оpubл. в Б. И., 1968, № 3.
63. Волгин Л. И., Матчак А. Т. Бесконтактный датчик тока. — Приборы и техника эксперимента, 1976, № 3, с. 113—115.
64. Диковский Я. М., Капралов И. И. Магнитно-управляемые контакты. — М.: Энергия, 1970. — 153 с.
65. Закгейм Л. Н. Электролитические конденсаторы. — М.: Госэнергоиздат, 1963. — 284 с.
66. Курносов Б. Д., Шишеев А. В. Некоторые результаты исследований полупроводникового разрядника для защиты полупроводниковых преобразователей от перенапряжений. — В кн.: Системы возбуждения и регулирования мощных электрических машин переменного и постоянного тока. — М.: Информстандартэлектро, 1967, с. 43—47.

67. Электроподвижной состав с полупроводниковыми преобразователями/ Б. Н. Тихменев, В. А. Голованов, В. Д. Радченко, З. М. Рубчинский. — М.: Транспорт, 1967. — 307 с.
68. Ребрик Б. Н., Рубчинский З. М. Выпрямительные установки с лавинными вентилями. — Электротехника, 1967, № 10, с. 43—47.
69. Эттингер Е. Л. Развитие вентильного электропривода и вентильного возбуждения электрических машин: Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук/ ВЭИ. М.: 1967.
70. Тиристоры (Технический справочник): Пер. с англ./ Под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. — М.: Энергия, 1971. — 560 с.
71. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И. Автономные тиристорные инверторы. — М.: Энергия, 1967. — 160 с.
72. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. — М.: Энергия, 1968. — 88 с.
73. Раскин Л. Я. Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. — М.: Энергия, 1970. — 96 с.
74. А. с. № 202305 (СССР). Устройство для пуска автономного инвертора/ В. Е. Зеленов, Н. М. Канашев, А. В. Юросов. Оpubл. в Б. И., 1967, № 19.
75. А. с. № 272422 (СССР). Возбудитель для электрических машин/ Е. М. Глух, В. Е. Зеленов, В. М. Селезнев. Оpubл. в Б. И., 1970, № 19.
76. Выключатели автоматические серии АЗ700. ТУ16-522.028-74. М.: Информэлектро.
77. Алексеев В. М. Метод защиты тепловозных преобразователей частоты. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1977, вып. 8 (91), с. 14—16.
78. Евсеев Ю. А., Чесноков Ю. А. Способ повышения перегрузочной способности преобразователя в режимах короткого замыкания. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1973, вып. 5 (40), с. 4—7.
79. Глух Е. М., Клейнерман М. И. Выпрямительно-инверторный агрегат тяговой подстанции Таватуй. — Бюллетень технико-экономической информации. — М.: Трансжелдориздат, 1958, № 4.
80. Samberger K. Berechnung von Trägerspeichereffekt Beschaltungen für Silizium-Gleichrichter und Thyristoren. — ETZ — A, 1965, Bd 86, № 24, S. 781—786.
81. Irminger G. Beschaltung von Thyristoren. — Brown Boveri Mitt., 1966, Bd 53, № 10, S. 657—671.
82. Berger Th. Schutzmassnahmen gegen Schaltüberspannungen in Thyristoranlagen. — Elektr., 1961, Bd 21, № 6, S. 17—21.
83. Maretti G. Тиристор в электротехнике: Пер. с франц. — М.: Энергия, 1977. — 184 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Основные виды полупроводниковых преобразователей и требования, предъявляемые к их защите	5
1.1. Полупроводниковые преобразователи и области их применения	5
1.2. Полупроводниковые приборы, применяемые в полупроводниковых преобразователях и системах защиты	7
1.3. Отказы полупроводниковых приборов, приводящие к аварийным режимам преобразователей	9
1.4. Требования, предъявляемые к системам защиты полупроводниковых преобразователей	11
Глава вторая. Аварийные режимы преобразователей	11
2.1. Виды аварийных режимов и причины их возникновения	11
2.2. Методика расчета аварийных режимов и основные допущения	12
2.3. Внешнее короткое замыкание неуправляемого выпрямителя	13
2.4. Внутреннее короткое замыкание неуправляемого выпрямителя	17
2.5. Особенности аварийных режимов управляемых выпрямителей	22
2.6. Внешнее короткое замыкание тиристорного выпрямителя	24
2.7. Внутреннее короткое замыкание тиристорного выпрямителя	29
2.8. Аварийные режимы инвертора, ведомого сетью	33
2.9. Аварийные режимы автономного инвертора	37
2.10. Аварийные режимы преобразователей для реверсивного электропривода	39
Глава третья. Средства защиты полупроводниковых преобразователей	42
3.1. Плавкие предохранители	42
3.2. Автоматические выключатели	47
3.3. Короткозамыкатели	49
3.4. Тиристорные выключатели постоянного тока	50
3.5. Импульсные дуговые коммутаторы	51
Глава четвертая. Быстродействующие бесконтактные системы токовой защиты полупроводниковых преобразователей	54

4.1. Принципы построения бесконтактных систем токовой защиты	54
4.2. Бесконтактная защита неуправляемых выпрямителей	57
4.3. Защита по управляющему электроду тиристорных выпрямителей	58
4.4. Защита по управляющему электроду тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока при внешних повреждениях	61
4.5. Защита по управляющему электроду тиристорного выпрямителя с емкостным прерыванием тока при внешних и внутренних повреждениях	68
4.6. Ликвидация опрокидывания инвертора, ведомого сетью, подачей опережающих управляющих импульсов	77
4.7. Защита автономного инвертора тока по управляющему электроду с емкостным прерыванием тока	79
4.8. Защита тиристорных реверсивных преобразователей	89
4.9. Защита автономного инвертора напряжения установкой тиристорного ключа на входе инвертора	92
4.10. Защита автономного инвертора напряжения включением встречного полупроводникового прибора на входе инвертора	96
4.11. Защита двухзвенного преобразователя частоты	99
Глава пятая. Основные элементы быстродействующих систем защиты преобразователей и устройства автоматического повторного включения	106
5.1. Функциональные узлы быстродействующих систем защиты	106
5.2. Датчики максимального тока	107
5.3. Датчики дифференциальных защит	109
5.4. Датчики обратного тока	111
5.5. Датчики защиты от опрокидывания инвертора	112
5.6. Использование датчиков Холла в устройствах защиты	119
5.7. Использование герметичных магнитоуправляемых контактов в системах защиты	123
5.8. Устройства размножения сигналов	127
5.9. Исполнительные устройства защиты по управляющему электроду	130
5.10. Прерывающие конденсаторы	131
5.11. Устройства АПВ для полупроводниковых преобразователей	134
5.12. Сигнализация состояния полупроводниковых преобразователей и ее сочетание с защитой	139
Глава шестая. Устройства защиты полупроводниковых преобразователей от перенапряжений	142
6.1. Защита от перенапряжений в моменты коммутации тока	142
6.2. Защита от внешних перенапряжений с помощью RC-цепочек	144
6.3. Защита с помощью разрядников	145
Список литературы	147