

сохраняется. По напряжению фиксируются два граничных значения: $U_{КЭ}$ и $U_{КЭ0}$. Протяженность области тепловой неустойчивости зависит от значения запирающего базового тока $I_{Б}$. Таким образом, в режимах с отрицательным базовым током рабочая точка не может выходить за границу ОБР даже кратковременно. Кроме того, увеличение амплитуды запирающего тока базы приводит к заметному снижению значения максимально допустимого напряжения по сравнению со значением $U_{КЭ0}$ — максимально допустимым значением напряжения в статическом режиме.

Контрольные вопросы

1. Какие схемы включения биполярных транзисторов вы знаете? В какой из этих схем можно получить наибольшее усиление по мощности?
2. Для транзистора с общим эмиттером в цепи коллектора включен резистор 100 Ом и источник напряжения -100 В, а в цепи базы резистор 300 Ом и источник напряжения $+30$ В. В каком режиме работает транзистор: активном или насыщенном, если известно, что коэффициент передачи тока базы равен 50.
3. Почему обратный ток коллектора биполярного транзистора при замкнутых электродах эмиттера и базы больше, чем при разомкнутых.
4. Изобразите и поясните зависимость коэффициента передачи тока базы от тока коллектора и напряжения коллектор — эмиттер.
5. Как объемное сопротивление области коллектора влияет на выходные ВАХ биполярного транзистора?
6. В чем причина различий интегрального и дифференциального коэффициентов передачи тока эмиттера и базы?
7. Известно, что в дрейфовом транзисторе пробивное напряжение эмиттер — база значительно меньше, чем пробивное напряжение коллектор — база. Как это различие можно объяснить?
8. Рассмотрите причины снижения усиления тока транзистором в режиме больших токов.
9. Рассмотрите причины влияния напряжения коллектора на выходные ВАХ биполярного транзистора.
10. Как зависит быстродействие биполярного транзистора от толщины базы, каков характер этой зависимости?
11. В чем заключается эффект Кларка, на какие характеристики транзистора он влияет?
12. Почему высоковольтные биполярные транзисторы имеют замедленное быстродействие по сравнению с низковольтными?

Тиристор — полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более переходов, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.

3.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И КЛАССИФИКАЦИЯ ТИРИСТОРОВ

С точки зрения применения тиристор — это полупроводниковый ключ, т. е. прибор, основное назначение которого состоит в замыкании и размыкании цепи нагрузки с помощью внешних сигналов.

Аналогично транзисторному ключу тиристор имеет два статических состояния — закрытое, или состояние низкой проводимости, и открытое, или состояние высокой проводимости. В любом из двух статических состояний тиристор может находиться сколь угодно долго. Переход из одного состояния в другое происходит относительно быстро под воздействием кратковременного внешнего сигнала.

3.1.1. ВНУТРЕННЯЯ ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ТИРИСТОРЕ

Основой тиристора является четырехслойная $p-n-p-n$ структура, изображенная на рис. 3.1, а.

Рассмотрим структуру при прямом напряжении, т. е. когда в крайних p_1 и n_2 -областях приложены соответственно положительный и отрицательный потенциалы источника питания. Это напряжение будет распределяться между тремя $p-n$ переходами $П1-П3$ (рис. 3.2, а). Переход $П1$ называется анодным, переход $П3$ — катодным (управляющим).

Проведя мысленно разрез, как показано на рис. 3.2, а пунктиром, представим четырехслойную $p-n-p-n$ структуру в виде комбинации двух транзисторов ($T1$ и $T2$) $p-n-p$ и $n-p-n$ типов (рис. 3.2, б), при этом коллектор одного транзистора будет являться базой другого, и наоборот. Усиленные свойства транзисторов характеризуются коэффициентами передачи тока эмиттера α_p и α_n или коэффициентами передачи тока базы β_p и β_n . Переходы $П1$ и $П3$ находятся под прямым напряжением — это эмиттерные пе-

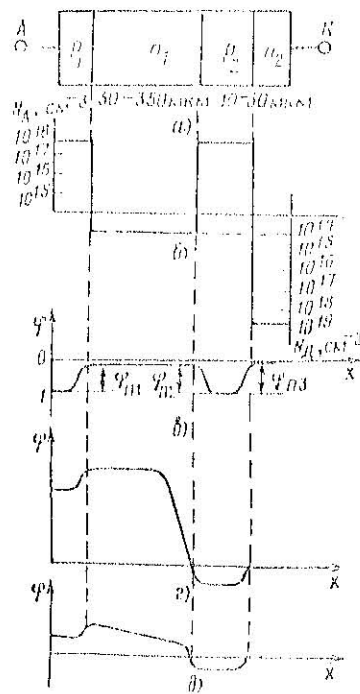


Рис. 3.1. Типовая $p-n-p-n$ структура тиристора (а), распределение примесей в структуре (б), распределение потенциалов в структуре при отсутствии внешнего напряжения (с), при прямом внешнем напряжении для закрытого (е) и открытого (д) состояний тиристора

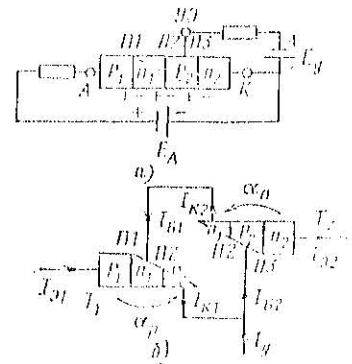


Рис. 3.2. Тиристорная $p-n-p-n$ структура (а) и ее двухтранзисторная модель (б)

переходы транзисторов; к переходу II_2 приложено обратное напряжение — это коллекторный переход для обоих транзисторов.

Рассмотрим коротко механизм включения тиристора с помощью управляющего тока (рис. 3.2, б). Управляющий ток I_y одновременно является базовым током I_{b1} $p-n-p$ транзистора. Этот базовый ток вызывает инжекцию носителей заряда через эмиттерный переход III_3 в коллекторный ток этого транзистора $I_{k1} = \alpha_1 I_{b1} = \beta_1 I_y$. Ток I_{k1} является одновременно базовым током I_{b2} для $p-n-p-n$ транзистора. Этот базовый ток обуславливает инжекцию носителей заряда через эмиттерный переход III_1 , в результате чего коллекторный ток $I_{k2} = \alpha_2 I_{b2} = \beta_2 I_{k1}$. Ток I_{k2} в сумме с током I_y образуют ток I_{k2} , т. е. ток I_{k2} увеличивает ток управляющего тока, другими словами, является током внутренней положительной обратной связи (ПОС). В результате действия ПОС сигнал управления

$$I_{k2} = I_y (1 + \beta_1 \beta_2) \quad (3.1)$$

Таким образом, если коэффициенты β_1 и β_2 достаточны для того, чтобы усиление в контуре обратной связи было больше единицы, базовые токи будут быстро нарастать и оба транзистора окажутся насыщенными даже после того, как управляющий ток будет уменьшен до нуля, при этом коллекторный переход II_2 будет смещен в прямом направлении. Таким образом, все три перехода будут иметь прямое смещение, и от анода к катоду через тиристор может протекать большой ток при малом значении напряжения на входе.

Таким образом, тиристор можно считать тиристором с обратной связью, амплитуда которой сразу после запуска превосходит амплитуду управляющего импульса. По сути дела управляющий сигнал I_y служит лишь для возбуждения ключа, после чего этот сигнал вообще может отсутствовать. В транзисторе входной ток I_b необходим непрерывно для поддержания статического состояния. Указанные особенности тиристора и транзистора иллюстрируют диаграммы включения транзисторного и тиристорного ключей (рис. 3.3). Очевидно, что при прочих равных условиях мощность, потребляемая на входе транзисторного ключа, существенно выше.

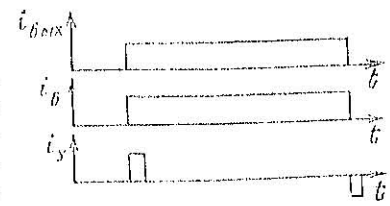


Рис. 3.3. Диаграммы выходного тока $i_{бкх}$ и необходимого входного тока транзистора i_b и тиристора i_y

3.1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ТИРИСТОРОВ

Тиристор — полупроводниковый прибор с двумя статическими состояниями, который имеет три $p-n$ перехода (или больше) и может быть переведен из закрытого состояния в открытое и (или) наоборот.

Тиристоры классифицируют по следующим признакам: по количеству выводов, по виду выходной ВАХ, по способам выключения и управления и по другим признакам.

По количеству выводов различают:

тиристоры с двумя выводами (диристоры), имеющие только два вывода — анод и катод (рис. 3.4, а);

триодные тиристоры, имеющие три вывода (два основных и один управляющий) — анод, катод и управляющий электрод (рис. 3.4, б—д); четырехэлектродные (тетродные) тиристоры, имеющие четыре вывода (два входных и два выходных) (рис. 3.4, ж), и т. д.

По виду выходной ВАХ различают:

тиристоры, не проводящие в обратном направлении (рис. 3.4, а—с); тиристоры, проводящие в обратном направлении (тиристоры с обратной проводимостью, или тиристоры-диоды) (рис. 3.4, д);

симметричные (двухпроводные тиристоры, симисторы или триаки), которые могут переключаться в открытое состояние в обоих направлениях (рис. 3.4, е).

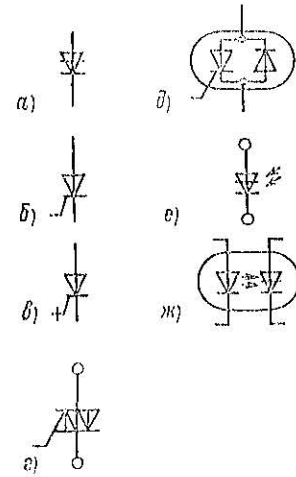


Рис. 3.4. Обозначение тиристоров:

а — диодный; б — тиристор; в — запираемый тиристор; г — симистор; д — тиристор-диод (тиристор с обратной проводимостью); е — фототиристор; ж — тиристорная оптопара.

ТД — тиристор-диод (тиристор, проводящий в обратном направлении, параметры обратного проводящего состояния нормируются);

ТЛ — лавинный тиристор (допускается работа при лавинном режиме в обратном направлении);

ТС — симметричный тиристор (симистор, триак);

ТФ — фототиристор;

ТО — оптоотиристор (тиристорная оптопара).

По динамическим свойствам тиристоры делятся на подклассы:

По способу выключения тиристоры подразделяются на незапираемые (выключение обеспечивается только по выходной анодной цепи) и запираемые (выключение возможно по входной управляющей цепи).

По способу управления различают тиристоры, фототиристоры и оптоотиристоры. Первые управляются (отвращаются) внешним электрическим сигналом по управляющему электроду. Фототиристор управляется внешним оптическим сигналом, оптоотиристор — внутренним оптическим сигналом (в диодатсе и фототиристор составляет в оптоотиристоре единую конструкцию).

Для обозначения классов тиристоров используют следующие буквы:

Т — тиристор (тиристор вообще и тиристор, не проводящий в обратном направлении);

ТН — тиристор, проводящий в обратном направлении (параметры обратного проводящего состояния не нормируются);

Быстродействующий тиристоры — нормируется время выключения;

Быстродействующий тиристоры — нормируется время включения;

Быстродействующий тиристоры — нормируются значения времени включения и времени выключения.

Для обозначения указанных подклассов используются следующие буквы: Ч — быстродействующий тиристор; П — быстродействующий тиристор; Б — быстродействующий тиристор.

В условное обозначение тиристора входят буквы и цифры, обозначающие его вид, класс по напряжению, группы по динамическим параметрам (критической скорости нарастания прямого напряжения, времени выключения и времени включения) (рис. 3.5).

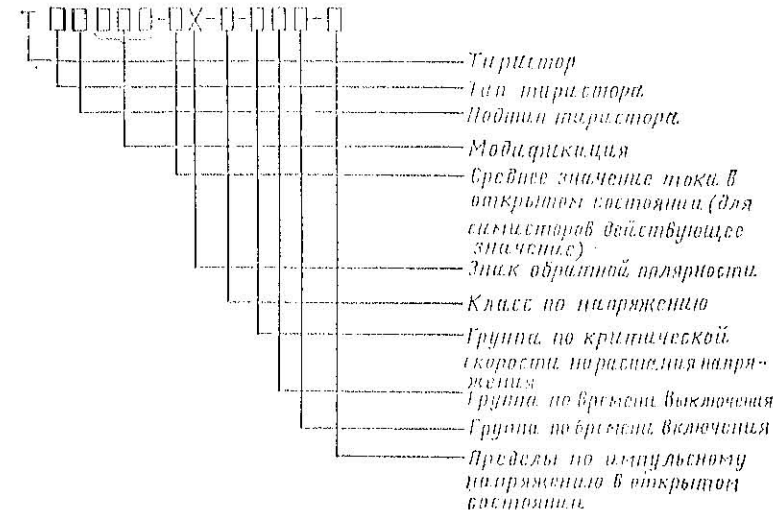


Рис. 3.5. Расшифровка условного обозначения тиристора

Пример условного обозначения тиристора: ТБ-143-320 — это быстродействующий тиристор, не проводящий в обратном направлении, таблеточной конструкции (см. § 7.2.3), на максимально допустимый средний ток в открытом состоянии 320 А. Цифра 1 в обозначении модификации указывает, что это первая модификация прибора, а цифра 4, — что диаметр таблетки данной конструкции равен 72 мм.

3.2. ВЫХОДНАЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТИРИСТОРА

3.2.1. УРАВНЕНИЕ ВЫХОДНОЙ ВАХ ТИРИСТОРА

Типовая *p-n-p-n* структура тиристора с геометрическими размерами представлена на рис. 3.1, *a*; исходное распределение акцепторной X_d и донорной X_d примесей в типовой структуре тиристора представлено на рис. 3.1, *b*.

При отсутствии внешнего напряжения у каждого перехода возникают области пространственного заряда и потенциальные барьеры φ_{np} , φ_{pn} , φ_{np} в распределении потенциала (рис. 3.1, *в*).

При подаче положительного внешнего напряжения в закрытом состоянии тиристора распределение потенциала принимает вид, показанный на рис. 3.1, *г* — переходы *III* и *IV* открыты, переход *II* заперт; в открытом состоянии тиристора все переходы тиристора открыты и распределение потенциала принимает вид, изображенный на рис. 3.1, *д*.

Пусть на тиристор подано небольшое прямое напряжение и в цепи протекает незначительный постоянный ток I . Транзисторы, составляющие *p-n-p-n* структуру, находятся при этом в активной области работы.

В области нейтрального коллекторного перехода *II* ток I складывается из следующих компонентов:

обратного тока перехода I_{K0} ; ток I_{K0} тем больше, чем больше обратное напряжение U_{K0} на переходе (см. § 1.6); тока дырок I_p , инжектируемых переходом *III* и частично достигающих перехода *II*:

$$I_p = \alpha_p I, \quad (3.1)$$

где α_p — коэффициент передачи тока эмиттера *p-n-p* транзистора, составляющего *p-n-p-n* структуру; в активной области коэффициент α_p зависит от тока и напряжения коллекторном переходе (см. § 2.9, 2.10), т. е. имеем зависимость $\alpha_p(I, U_{K0})$;

тока электронов I_n , инжектируемых переходом *IV* и частично достигающих перехода *II*:

$$I_n = \alpha_n I, \quad (3.2)$$

где α_n — коэффициент передачи тока эмиттера *n-p-n* транзистора; $\alpha_n(I, U_{K0})$.

Тогда с учетом зависимости параметров *p-n-p-n* струк-

туры от электрического режима можно представить ВАХ тиристора в виде

$$I_{K0} = I + I_{K0}(U_{K0}) + \alpha_p(I, U_{K0})I + \alpha_n(I, U_{K0})I \quad (3.3)$$

или

$$I = I_{K0}(U_{K0})/[1 - \alpha_p(I, U_{K0}) - \alpha_n(I, U_{K0})]. \quad (3.5)$$

Таким образом, для описания ВАХ тиристора в явном виде необходимо получить зависимости $I_{K0}(U)$ и $\alpha(I, U)$. Обратный ток (см. § 1.6)

$$I_{K0} = I_v + I_t + I_{ct}, \quad (3.6)$$

где I_t — ток термогенерации; I_v — тепловой ток — ток несвязанных носителей заряда из прилегающих к *p-n* переходу областей; I_{ct} — ток утечки.

При напряжениях, соответствующих области лавинного пробоя, начинается лавинное размножение носителей и ток I_{K0} увеличивается (см. § 2.2.4).

Зависимость $(\alpha_p + \alpha_n) = f(I, U_{K0})$ для нормальной ра-

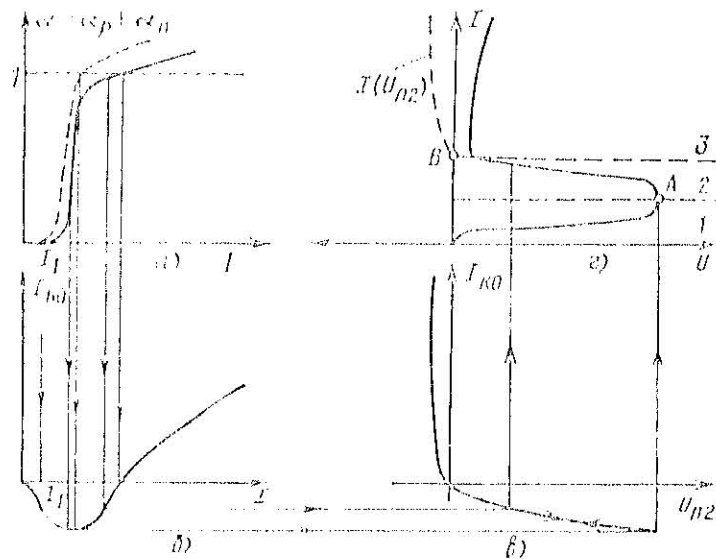


Рис. 3.6. Построение ВАХ тиристора. Зависимости коэффициента передачи тока эмиттера α_p от тока I (а), обратного тока коллекторного перехода I_{K0} от тока I (б), ВАХ коллекторного перехода (в), ВАХ тиристора (г)

боты тиристора должна иметь «ступенчатый» характер (рис. 3.6, а): при малых токах I и напряжениях U_{H2} коэффициенты передачи тока $\alpha_p + \alpha_n$ практически равны нулю, т. е. внутренняя ПОС не действует, тиристор заперт и надежно защищен от помех; при достижении некоторого значения тока I_1 сумма коэффициентов передачи увеличивается с ростом тока, т. е. действует внутренняя ПОС и тиристор открывается.

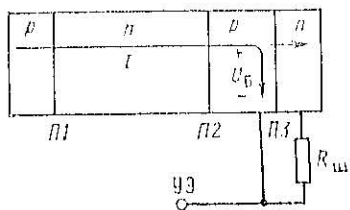


Рис. 3.7. Тиристор с шунтирующим резистором между управляющим электродом (УЭ) и катодом

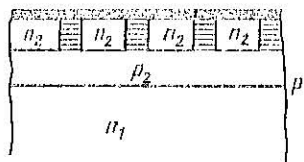


Рис. 3.8. Принцип технологической шунтировки катодного перехода

Такой характер зависимости $\alpha(I)$ в тиристоре обеспечивается специальным технологическим приемом — внутренней «шунтировкой» эмиттерных переходов (рис. 3.7). При малых токах I сопротивление перехода велико и основная доля тока протекает через сопротивление технологического шунта $R_{ш}$, эмиттер практически не инжектирует носителей. Только при увеличении тока до некоторого значения I_1 , когда из-за падения напряжения на базе U_B часть эмиттера открывается, коэффициент передачи тока этого эмиттера

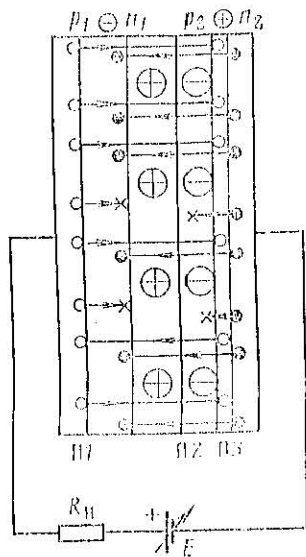


Рис. 3.9. Внутренняя обратная связь в $p-n-p-n$ структуре в области отрицательного дифференциального сопротивления ВАХ тиристора

становится больше нуля (см. рис. 3.6, а). Шунтировку вводят, как правило, для катодного эмиттерного перехода тиристора, имеющего низкое пробивное напряжение; в результате значение максимально допустимого напряжения тиристора, определяемое напряжением пробоя высоковольтного анодного перехода, от шунтировки практически не зависит. На рис. 3.8 пояснен принцип технологической шунтировки: базовый слой p_2 на отдельных участках соединяется с внешней металлизацией (эти участки выделены горизонтальной штриховкой) и определяет сопротивление шунта.

Для качественного построения выходной ВАХ тиристора по уравнению (3.5) воспользуемся графиками функций $\alpha(I, U_{H2})$ (см. рис. 3.6, а) и $I_{K0}(U_{H2})$ (см. рис. 3.6, в).

В области 1 ВАХ (см. рис. 3.6) тиристора, когда ток через прибор мал и коэффициенты передачи α_p, α_n близки к нулю, ток I фактически равен обратному току I_{K0} [см. (3.5)]

$$I(U) \approx I_{K0}(U_{H2}). \quad (3.7)$$

В точке А ВАХ тиристора коэффициенты α_p, α_n увеличиваются (см. рис. 3.6, а), и инжектированные эмиттерными переходами дырки и электроны накапливаются в n_1 - и p_1 -базах тиристора (нонами) (рис. 3.9), что приводит к снижению напряжения на центральном переходе, а значит, и на приборе в целом. Заряд дырок и электронов компенсирует действие заряда ОПС центрального перехода (выделена на рис. 3.9 номами); в результате с увеличением тока I тиристора под действием внутренней ПОС напряжение между анодом и катодом тиристора уменьшается — это область отрицательного дифференциального сопротивления ВАХ тиристора. В самом деле, из (3.5) имеем для дифференциального сопротивления

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI} = \frac{dU_{H2}}{dI} = \frac{1 - \left(\alpha_p + I \frac{\partial \alpha_p}{\partial I} \right) - \left(\alpha_n + I \frac{\partial \alpha_n}{\partial I} \right)}{\left(\frac{dI_{K0}}{dU} \right) + I \left[\left(\frac{\partial \alpha_p}{\partial U} \right) + \left(\frac{\partial \alpha_n}{\partial U} \right) \right]}. \quad (3.8)$$

В области 1 ВАХ $r_{диф} > 0$, в области 2 $r_{диф} < 0$. Точка А — точка перехода от области закрытого состояния в область отрицательного дифференциального сопротивления — называется точкой переключения тиристора. В этой точке, как следует из (3.8) при условии $r_{диф} = 0$, имеем

$$\left(\alpha_p + I \frac{\partial \alpha_p}{\partial I}\right) + \left(\alpha_n + I \frac{\partial \alpha_n}{\partial I}\right) = 1, \quad (3.9)$$

Величина $[\alpha + (I \partial \alpha / \partial I)]$, как известно, есть дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера транзистора, и выражение (3.9) запишем в виде

$$\alpha_{\text{диф}} + \alpha_{\text{н.диф}} = 1, \quad (3.10)$$

где $\alpha_{\text{диф}}$, $\alpha_{\text{н.диф}}$ — дифференциальные коэффициенты передачи тока эмиттера транзисторов, составляющих тиристорную структуру.

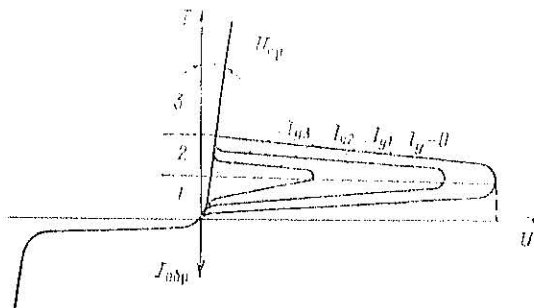


Рис. 3.10. Семейство выходных ВАХ тиристора ($I_{\text{ндр}} = -I_{\text{ср}}$)

Таким образом, в точке переключения тиристора сумма дифференциальных коэффициентов передачи тока $\alpha_{\text{н.диф}} + \alpha_{\text{диф}} = 1$ [на рис. 3.6, а зависимость $(\alpha_{\text{диф}} + \alpha_{\text{н.диф}})(I, U)$ показана пунктиром].

В точке В выходной ВАХ тиристора напряжение на центральном переходе U_{H2} меняет знак (см. рис. 3.6, в, г), переход H2 насыщается, тиристор переходит в открытое состояние (область 3 выходной ВАХ); результирующее падение напряжения на p-n переходах тиристорной структуры

$$U_{H1} + U_{H3} \approx U_{H2}. \quad (3.11)$$

Пусть теперь в p-базу тиристора подается положительный ток управления $I_{\text{ср}}$. Тогда, подставляя в (3.3) вместо тока I сумму токов $I + I_{\text{ср}}$ (т. е. ток через переход H3), получаем уравнение выходной ВАХ тиристора в виде

$$I = \frac{I_{\text{н0}}(U_{H2}) + \alpha_n(I_{\text{ср}}, I)I_{\text{ср}}}{1 - \alpha_p - \alpha_n}. \quad (3.12)$$

Полученное выражение показывает, что подача тока $I_{\text{ср}} > 0$ усиливает действие внутренней обратной связи вследствие увеличения инжекции катодным (управляющим) переходом тиристора, при этом за счет добавки $\alpha_n I_{\text{ср}}$ собственный ток центрального H2 перехода $I_{\text{ср}}$ в точке переключения меньше, чем при $I_{\text{ср}} = 0$ (рис. 3.10).

3.2.2. ВЫХОДНАЯ ВАХ ТИРИСТОРА В ОБРАТНОМ НАПРАВЛЕНИИ

При подаче на p-n-p-n структуру обратного напряжения центральный p-n переход H2 смещается в прямом направлении, а анодный H1 и катодный H3 переходы — в обратном направлении (рис. 3.11). Через структуру протекает обратный ток утечки $I_{\text{ср}}$.

В области обратносмещенного анодного p-n перехода H1 генерируются дырки в электроны: под действием поля перехода дырки переходят в слой p_1 , а электроны — в слой n_1 . Электроны частично рекомбинируют в слое n_1 , а частично инжектируются в слой p_2 . Аналогично ведут себя дырки

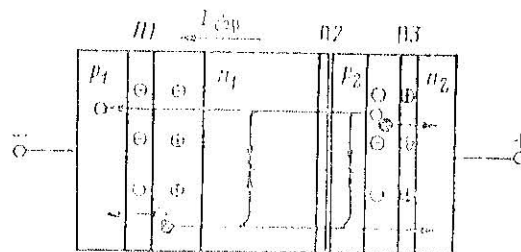


Рис. 3.11. Тиристор в обратном закрытом состоянии

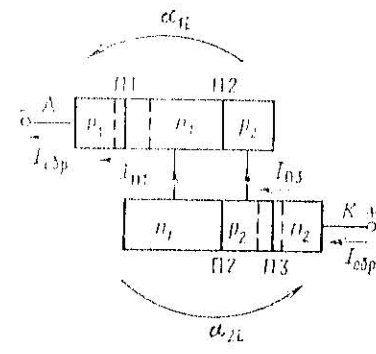


Рис. 3.12. Тиристорная структура в обратном открытом состоянии

и электроны, генерируемые в области катодного p - n перехода $P3$: электроны переходят в слой n_2 , а дырки — в слой p_2 ; часть дырок, поступающих в базу p_2 , рекомбинирует, остальная часть инжектирует в слой n_1 .

Заменим p - n - p - n структуру моделью из двух транзисторов (рис. 3.12). При заданной (обратной) полярности анодного напряжения переход $P2$ является эмиттерным (под прямым напряжением) для обоих транзисторов, а $P1$ и $P3$ — коллекторные переходы транзисторов $p_1n_1p_2$ и $n_2p_2n_1$ соответственно. Транзисторы оказываются в инверсном активном режиме, и передача эмиттерного тока описывается инверсными коэффициентами передачи α_{pi} и α_{ni} .

Из рис. 3.12 нетрудно записать для токов через p - n переходы

$$I_{PI} = I_{K01} + \alpha_{pi} I_{P3}, \quad (3.13)$$

где I_{K01} — собственный обратный ток перехода $P1$.

С учетом условия непрерывности тока ($I_{PI} = I_{P3} = I_{обр}$) получим

$$I_{обр} = I_{K01} / (1 - \alpha_{pi}). \quad (3.14)$$

Таким образом, обратный ток, протекающий через тиристор, больше обратного тока единичного p - n перехода. С ростом обратного напряжения увеличивается ток I_{K01} и, следовательно, обратный ток тиристора $I_{обр}$. При больших обратных напряжениях может стать существенным лавинное размножение носителей в анодном p - n переходе.

Рассмотрим возможный для эксплуатации тиристором случай, когда на обратносмещенную структуру подается положительный ток управления (рис. 3.13), при этом обратный ток $I_{обр}(I_y)$ тиристора значительно увеличивается, так как переход $P3$ становится инжектирующим и в базу n - p транзистора поступает дополнительный ток $(I_y - I_{обр})\alpha_n$:

$$I_{обр}(I_y) = I_{обр} + \frac{(I_y - I_{обр})\alpha_n\alpha_p}{1 - \alpha_p - \alpha_n} \approx I_{обр} + \beta(I_y - I_{обр}), \quad (3.15)$$

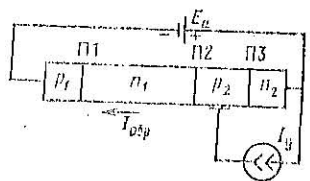


Рис. 3.13. Тиристор в обратном закрытом состоянии при прямом токе управления

где $I_{обр} = I_{K01} / (1 - \alpha_{pi})$ — обратный ток тиристора в отсутствие тока управления (при $I_y = 0$).

Таким образом, подача положительного тока управления на обратносмещенный тиристор нежелательна: при больших прямых токах I_y обратный ток тиристора резко возрастает, что при высоких обратных напряжениях приводит к увеличению мощности потерь.

3.2.3. ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ВЫХОДНУЮ ВАХ ТИРИСТОРА

Влияние температуры T на ВАХ тиристора в области насыщения практически такое же, как и влияние температуры на прямую ветвь ВАХ диода (см. § 1.3.5). Оно определяется температурными зависимостями напряжения на p - n переходе U_{pn} и напряжения на базе U_B :

$$U(T) = U_{pn}(T) + U_B(T) = U(T_0) + \text{TKH}(T - T_0). \quad (3.16)$$

При малых плотностях тока определяющую роль играет температурная зависимость напряжения отрицательный ($\text{TKH} < 0$). При достаточно больших плотностях тока определяющим становится рост сопротивления базы с увеличением температуры из-за снижения подвижности носителей заряда и других нелинейных эффектов.

В результате при достаточно больших плотностях прямого тока происходит изменение знака ТКН ВАХ тиристора в области насыщения (рис. 3.14). Такое изменение ТКН необходимо учитывать при эксплуатации тиристором, так как оно может привести к нарушению надежности работы прибора. В самом деле, с ростом температуры увеличивается мощность, выделяющаяся в приборе (для плотностей тока выше точки А на рис. 3.14), что ведет к еще большему увеличению температуры, и процесс саморазогрева может стать необратимым.

Влияние температуры на ВАХ в области отсечки определяется прежде всего температурными зависимостями коэффициентов передачи α и тока I_{K0} . С ростом температуры коэффициент передачи возрастает, что связано в основном с ростом времени жизни носителей (см. § 2.2.8); ток I_{K0} с ростом температуры также возрастает. Поэтому переход от температуры T_1 к T_2 связан с перемещением суммарной кривой $\alpha_p + \alpha_n$ (рис. 3.15, а), и точка переключения дости-

гается при меньшем токе I и соответственно меньшем напряжении переключения (рис. 3.15, б—д), при этом решающее влияние имеет температурная зависимость $\alpha(T)$. Степень температурного влияния может быть в значительной мере ослаблена эмиттерной шунтировкой, так как резко снижается коэффициент передачи при малых токах (см. § 3.2.2).

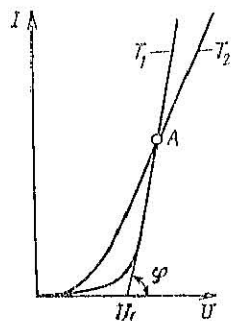
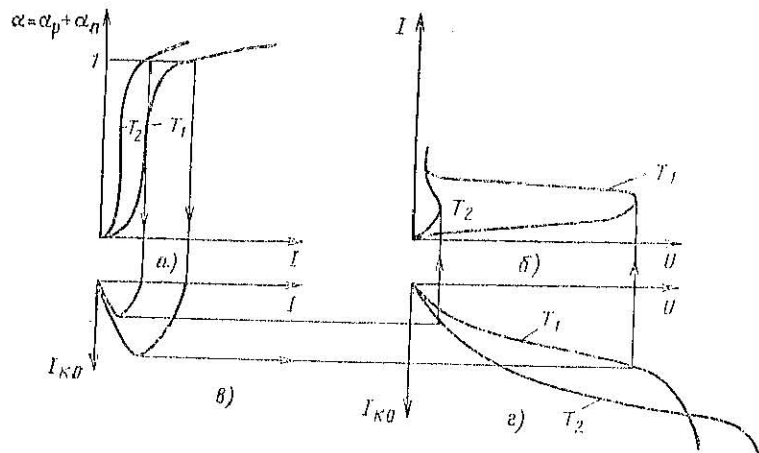


Рис. 3.14. Влияние температуры на ВАХ тиристора в области высокой проводимости:
 $T_1 = 20^\circ\text{C}$; $T_2 = 100^\circ\text{C}$; $\text{ctg } \varphi \approx r_{\text{дин}}$

Рис. 3.15. Влияние температуры на ВАХ тиристора в областях низкой проводимости и обратного напряжения



Влияние температуры на обратную ветвь ВАХ тиристора определяется температурной зависимостью обратного тока (при относительно малых обратных токах). В области электрического пробоя, т. е. при относительно больших обратных токах, начинает сказываться температурная зависимость напряжения пробоя (см. § 1.3.6).

3.2.4. СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРА

Пусть тиристор используется в качестве ключа в цепи постоянного тока (рис. 3.16). Через нагрузку R_H и тиристор, которые соединены последовательно, протекает один и тот же ток I :

$$I = (E - U)/R_H \quad (3.17)$$

Выражение (3.17) представляет собой ВАХ нагрузочного резистора R_H и графически изображается прямой линией (рис. 3.17). ВАХ нагрузки называется линией нагрузки. Ток I графически определяется в точке пересечения линии нагрузки и выходной ВАХ тиристора.

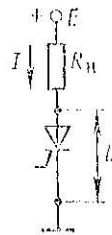


Рис. 3.16. Схема тиристорного ключа

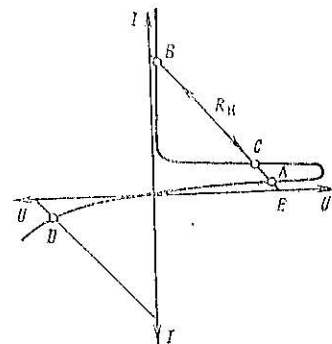


Рис. 3.17. Положения рабочей точки на выходной ВАХ тиристора

Закрытому статическому состоянию тиристора соответствует точка A . Ток, протекающий в этом состоянии, мал, а напряжение источника питания практически полностью прикладывается к тиристорному ($E \approx U$) и может достигать сотен и тысяч вольт. Точка A — точка устойчивого равновесия системы нагрузка — тиристор. В самом деле, легко видеть, что при увеличении тока I по какой-либо причине падение напряжения на тиристор U также возрастает, и ток I в соответствии с выражением (3.17) вернется к своему значению (в точку A).

Открытому статическому состоянию тиристора соответствует точка B . В этом состоянии напряжение на тиристоре мало (около 1 В), а ток может достигать значений в сотни

и тысячи ампер. Нетрудно показать, что точка B также является точкой устойчивого равновесия.

Существует еще одна точка пересечения линии нагрузки и ВАХ тиристора — точка C (в области отрицательного сопротивления). Однако точка C , как и любая другая точка пересечения с линией нагрузки в этой области является временно устойчивой. Любое отклонение от равновесия в точке C приводит к тому, что тиристор либо переходит в за-

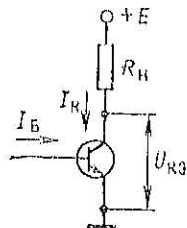


Рис. 3.18. Схема транзисторного ключа

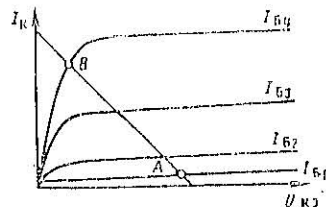


Рис. 3.19. Положения рабочей точки на выходной ВАХ транзистора

крытое состояние (в точку A), либо в открытое (в точку B). Например, пусть ток I в точке C увеличился, тогда напряжение на тиристоре U уменьшится и по выражению (3.17) ток I еще больше увеличится, так происходит до тех пор, пока рабочая точка не окажется в точке B . Аналогично происходит переход в точку A при уменьшении тока I .

Для сравнения на рис. 3.18, 3.19 приведены схема, линия нагрузки и ВАХ транзистора, работающего в ключевом режиме. Следует отметить, что в транзисторе для поддержания открытого или закрытого состояния на вход транзистора необходимо подавать соответствующий базовый ток I_b непрерывно.

Закрытому статическому состоянию тиристора в обратном направлении соответствует точка D , когда к тиристору прикладывается обратное напряжение (см. рис. 3.17).

Статические состояния тиристора описывают статическими параметрами, которые задают по выходной ВАХ тиристора. Открытое состояние тиристора (точка B) характеризуют следующие параметры:

максимально допустимый средний ток $I_{a,c}$ — среднее за период значение тока, длительно протекающего через ти-

ристор в открытом состоянии (значение параметра приводится в обозначении тиристора);

пороговое напряжение $U_{пор}$ — значение прямого напряжения, определяемое точкой пересечения прямой, аппроксимирующей ВАХ тиристора в открытом состоянии, с осью напряжения (рис. 3.20). Обычно аппроксимирующую прямую проводят через две точки ВАХ: $0,5 I_{a,c}$ и $1,5 I_{a,c}$;

динамическое сопротивление $r_{дин}$ — значение сопротивления, определяемое по наклону прямой, аппроксимирующей ВАХ тиристора в открытом состоянии.

Закрытое состояние описывают следующие основные параметры:

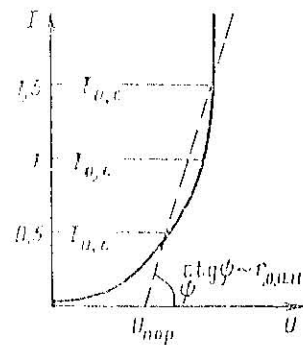


Рис. 3.20. Параметры аппроксимации ВАХ тиристора в открытом состоянии

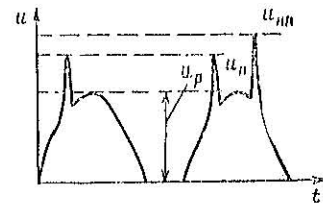


Рис. 3.21. К определению терминов «повторяющееся напряжение», «неповторяющееся напряжение» и «импульсное рабочее напряжение»

максимально допустимое повторяющееся импульсное напряжение $U_{п}$ — наибольшее мгновенное значение напряжения, прикладываемого к тиристору в закрытом состоянии, включая все повторяющиеся перенапряжения, но исключая все неповторяющиеся;

максимально допустимое неповторяющееся импульсное напряжение $U_{ин}$ — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося перенапряжения, прикладываемого к тиристору в закрытом состоянии;

максимально допустимое импульсное рабочее напряжение $U_{р}$ — наибольшее мгновенное значение импульсного напряжения, прикладываемого к тиристору, исключая все по-

вторяющиеся и неповторяющиеся переходные напряжения; постоянное напряжение в закрытом состоянии $U_{ак}$; значение постоянного напряжения, прикладываемого к тиристору.

Аналогичные параметры вводятся для тиристора в обратном закрытом состоянии.

Смысл терминов «повторяющееся напряжение» и «неповторяющееся напряжение» поясняет рис. 3.21. Импульсы неповторяющегося напряжения прикладываются к тиристорам с частотой, меньшей частоты питающей сети. Эти импульсы могут следовать хаотично во времени, не подчиняясь какой-либо определенной закономерности, но наименьший интервал времени между двумя соседними импульсами должен быть достаточно велик (около секунды или больше) с тем, чтобы влияние предыдущего импульса на состояние тиристора полностью исчезло к моменту приложения следующего импульса. Импульсы повторяющегося напряжения прикладываются к тиристорам с частотой питающей сети. Повторяющиеся перенапряжения обусловлены в основном процессами коммутации в тиристорном преобразователе; неповторяющиеся перенапряжения вызываются внешней по отношению к преобразователю причиной — перенапряжениями в питающей сети, грозвыми перенапряжениями и т. д.

Для тиристорov, как и для диодов, вводят параметр обратное напряжение пробоя $U_{проб}$ — значение обратного напряжения, при котором обратный ток превышает заданное значение. Для лавинных тиристорov этот параметр является обязательным.

В прямом закрытом состоянии для тиристорov вводят прямое напряжение пробоя $U_{пр,проб}$ — значение напряжения в закрытом состоянии, соответствующее заданному значению тока на этом участке. Обычно лавинный пробой центрального перехода у тиристорov начинается раньше, чем достигается точка переключения, т. е. $U_{пр,проб} < U_{прк}$. Перечисленные параметры по напряжению связаны такими неравенствами:

прямое закрытое состояние

$$U_p < U_{пк} < U_{пл} < U_{пр,проб} < U_{прк}; \quad (3.18)$$

обратное закрытое состояние

$$U_{обр,р} < U_{обр,п} < U_{обр,пл} < U_{проб}. \quad (3.19)$$

Количественные соотношения между этими параметра-

ми устанавливаются на стадии освоения производства конкретных типов тиристорov. Значения параметров закрытого состояния определяют при максимально допустимой температуре структуры тиристора.

3.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТИРИСТОРАХ

3.3.1. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Тиристор — электронный ключ, который может находиться в двух статических состояниях — открытом и закрытом. Когда ключ открыт, рабочая точка находится в точке В (см. рис. 3.17), в закрытом состоянии — в точке А. Переход из закрытого состояния в открытое происходит под воздействием сигнала управления, из открытого в закрытое — под воздействием коммутации в анодной цепи¹.

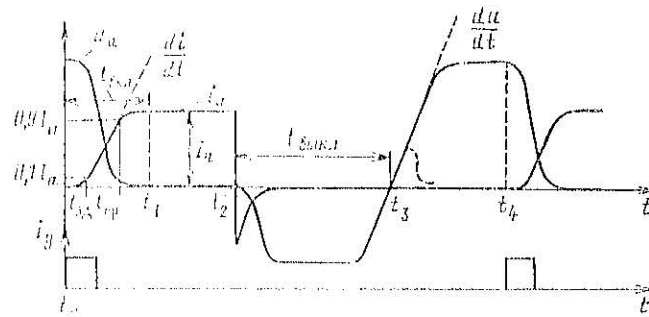


Рис. 3.22. Диаграммы переключения тиристора

Переход из одного статического состояния в другое происходит относительно быстро за время переходных процессов включения и выключения. Учет этих процессов, так же как и в транзисторных ключах, необходим для оценки быстродействия, энергетических потерь и надежности работы тиристора.

На рис. 3.22 приведены типичные диаграммы переключения тиристора из закрытого состояния в открытое и обратно.

В момент t_0 на тиристор передается импульс управле-

¹ Запираемые тиристоры открываются и закрываются сигналом управления.

ния и начинается переходный процесс включения тиристора. На интервале t_1-t_2 тиристор открыт. В момент t_2 на тиристор подается обратная коммутационная ЭДС и начинается переходный процесс выключения тиристора (интервал t_2-t_3). На интервале t_3-t_4 тиристор заперт. Динамику переключения тиристора описывают следующие параметры:

время включения $t_{вкл}$ — время от момента подачи управляющего импульса до момента нарастания анодного тока через тиристор до 90 % установившегося значения при включении на активную нагрузку;

время задержки $t_{зд}$ — время от момента подачи управляющего импульса до момента нарастания анодного тока до 10 % установившегося значения I_a ;

время нарастания $t_{нр}$ — время, соответствующее нарастанию анодного тока с 10 до 90 % его установившегося значения;

время выключения $t_{выкл}$ — время от момента, когда анодный ток через тиристор достиг нулевого значения, до момента, когда тиристор способен выдерживать, не переключаясь, прикладываемое в прямом направлении напряжение (рис. 3.22);

критическая скорость нарастания прямого тока через тиристор $(di/dt)_{кр}$ — максимальное значение скорости нарастания прямого тока через тиристор, не вызывающее необратимых процессов в $p-n-p$ -структуре и связанного с ними ухудшения параметров тиристора;

критическая скорость нарастания прямого напряжения $(du/dt)_{кр}$ — максимальное значение скорости нарастания прямого напряжения, при котором не происходит включения тиристора при заданном напряжении и разомкнутой цепи управляющего электрода.

Перечисленные параметры называются динамическими. При оценке режимов эксплуатации тиристорных устройств следует учитывать следующие особенности динамических параметров этих приборов. Во-первых, практически все динамические параметры характеризуют несколько физических процессов, протекающих в тиристоре одновременно, и зависят от ряда внутренних параметров прибора: времени жизни, подвижности носителей заряда, емкости переходов и т. п. Во-вторых, как следствие, динамические параметры зависят от режима измерения параметра, так как внутренние параметры являются функцией внешних параметров: характера нагрузки, анодного напряжения, частоты и т. п.

Как показывает опыт, выбор схемы и режима работы широкого класса тиристорных устройств (прежде всего преобразователей постоянного тока) определяется значением того или иного динамического параметра тиристора или их совокупностью. Так как режимы эксплуатации тиристорных устройств в значительной степени могут отличаться от режима измерения динамического параметра, то от разработчика тиристорных схем требуется глубокое знание физических процессов, протекающих при переключении тиристора, умение учитывать особенности режима эксплуатации.

3.3.2. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРА ТОКОМ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ МАЛЫХ АНОДНЫХ ТОКАХ

При подаче «скачком» положительного тока управления в p -базу тиристора анодный ток возрастает не мгновенно, а в течение некоторого времени, которое определяется переходным процессом включения тиристора. Заменяем тиристор двухтранзисторной моделью (рис. 3.23). Резисторы r_1, r_2 , шунтирующие эмиттерные переходы транзисторов, учитывают зависимость коэффициентов передачи тока транзисторов от тока базы (рис. 3.24) (см. также § 3.2.2). Таким образом, транзистор T_1 открывается только тогда, когда базовый ток превышает значение I_b , а транзистор T_2 — при

$$I_{b2} > I_b. \quad (3.20)$$

Включение тиристора на малые токи характеризуется тем, что проводящее состояние занимает практически всю площадь структуры прибора. В обеих базах прибора при этом устанавливается низкий уровень инжекции носителей заряда. Пусть тиристор включается на высокоомную анодную нагрузку — чисто активную¹. Тогда в переходном процессе включения можно выделить три этапа: этап физической задержки, этап регенерации, этап установления сопротивления базы (этап установления).

На этапе физической задержки, когда ток базы транзистора T_1 ($p-n-p$ типа) еще мал ($I_{b1} < I_1$) и транзистор T_1 заперт, работает (открыт) только транзистор T_2 , составляющий $p-n-p-n$ структуру. Наменение заряда в базе транзисто-

¹ Переходный процесс включения тиристора на большую индуктивность тоже может интерпретироваться как включение на «малые» анодные токи, но переходная характеристика $i_a(t)$ при этом определяется индуктивностью нагрузки.

ра T_2 описывается по методу заряда уравнением [см. также 2.2.11]

$$dQ_2/dt + Q_2/\tau_{B2} = I_y - I_2, \quad (3.21)$$

где Q_2 — заряд неосновных носителей в p -базе тиристора; τ_{B2} — эффективное время жизни неосновных носителей заряда в p -базе; I_2 — ток, протекающий через эмиттерный шунт r_2 .

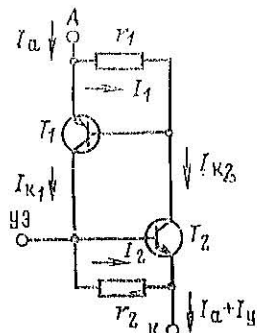


Рис. 3.23. Схема замещения $p-n-p-n$ структуры двумя транзисторами

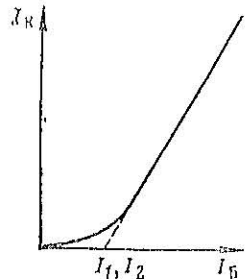


Рис. 3.24. Типичная зависимость коллекторного тока транзистора, составляющего $p-n-p-n$ структуру, от тока базы

Таким образом, анодный ток тиристора на этапе физической задержки равен коллекторному току i_{K2} транзистора T_2 . С учетом зависимости коллекторного тока от тока базы (рис. 3.24)* можно записать

$$i_{K2} = 0 \text{ при } I_{B2} < I_2; \quad (3.22)$$

$$i_{K2} = \beta_2 (I_{B2} - I_2) \text{ при } I_{B2} > I_2, \quad (3.23)$$

где β_2 — коэффициент передачи тока базы транзистора T_2 .

Решая уравнение (3.21), получаем зависимость коллекторного тока i_{K2} от времени [см. (2.17)]:

$$i_{K2}(t) = Q_2(t)/\tau_{K2} = i_a(t) = \beta_2 (I_y - I_2) (1 - e^{-t/\tau_{B2}}), \quad (3.24)$$

при этом предполагается, что в исходном состоянии накопленный заряд в базе транзистора отсутствует, т. е.

$$Q_2(0) = 0. \quad (3.25)$$

* Коэффициенты β_1, β_2 являются дифференциальными.

Этап физической задержки оканчивается в момент отпирания транзистора T_1 , составляющего $p-n-p-n$ структуру. Это происходит при достижении коллекторным током $i_{K2} = = i_a$ значения I_1 :

$$i_{K2}(t_{\Phi,3}) = I_1. \quad (3.26)$$

Длительность этапа физической задержки $t_{\Phi,3}$ определим, подставив (3.26) в (3.21), в результате получим

$$t_{\Phi,3} = \tau_{B2} \ln \frac{I_y - I_2}{I_y - I_2 - I_1/\beta_2}. \quad (3.27)$$

После того как открывается транзистор T_1 , заканчивается этап физической задержки и начинается этап регенерации. На этом этапе открыты оба транзистора, составляющих $p-n-p-n$ структуру, причем они работают в активной нормальной области, что обеспечивает действие внутренней ПОС (см. § 3.1.1). Изменение зарядов в базах тиристора на этом этапе, т. е. в p -базе транзистора T_2 и в n -базе транзистора T_1 , описывается по методу заряда следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dQ_1}{dt} + \frac{Q_1}{\tau_{B1}} &= \frac{Q_2}{\tau_{K2}} - I_1; \\ \frac{dQ_2}{dt} + \frac{Q_2}{\tau_{B2}} &= \frac{Q_1}{\tau_{K1}} + I_y - I_2, \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

где члены Q_1/τ_{K1} и Q_2/τ_{K2} учитывают внутреннюю ПОС в тиристоре, т. е. появление коллекторных токов $i_{K1} = = Q_1/\tau_{K1}$ и $i_{K2} = Q_2/\tau_{K2}$ в соответствующих базах. Начальные заряды в базах равны: $Q_2(0) = Q_2(t_{\Phi,3}) = \tau_{K2} I_1$; $Q_1(0) = = 0$. Решение системы уравнений (3.28) с учетом начальных условий можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} Q_1(t) &= q_1 + q_2 \exp(t/\tau_{\text{пер}}) + q_3 \exp(-t/\tau); \\ Q_2(t) &= q_4 + q_5 \exp(t/\tau_{\text{пер}}) + q_6 \exp(-t/\tau), \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

где $q_1 - q_6$ — коэффициенты, определяемые параметрами структуры тиристора; $1/\tau_{\text{пер}}$, $1/\tau$ — корни уравнения;

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_{B1}} + \frac{1}{\tau_{B2}} \right); \quad \frac{1}{\tau_0} = \sqrt{a^2 + \frac{\beta_1 \beta_2 - 1}{\tau_{B1} \tau_{B2}}}; \quad (1/\tau_{\text{пер}}) = -a + (1/\tau_0). \quad (3.30)$$

Постоянная времени $\tau_{\text{пер}}$ определяет скорость нарастания экспоненты с положительным показателем в решении систе-

мы уравнений и называется постоянной времени регенерации. Только при условии $(1/\tau_{\text{рег}}) > 0$ возможно накопление заряда в базах тиристора и его включение. Условие $(1/\tau_{\text{рег}}) > 0$ обеспечивается при выполнении неравенства (3.30).

$$\beta_1 \beta_2 - 1 > 0. \quad (3.31)$$

Это условие $(1/\tau_{\text{рег}} > 0)$ является необходимым для включения тиристора. Достаточным для включения тиристора можно считать условие, при котором производная изменения заряда в одной из баз тиристора больше нуля, при этом заряд в этой базе возрастает, что согласно системе уравнений (3.28) со временем неизбежно вызывает увеличение заряда в другой базе, и тиристор включается.

Для неосновных носителей (дырок) в n -базе тиристора можно представить производную изменения заряда в виде

$$\begin{aligned} \frac{dQ_1}{dt} = & \frac{1}{2} \frac{\tau_0}{\tau_{K2}} \left[I_y (1 - e^{-t_y/(\tau_{B2} + \tau_{\text{рег}})}) - \right. \\ & - \left. \left(I_2 + \frac{I_1}{\beta_2} \right) e^{t/\tau_{\text{рег}}} + \frac{1}{2} \frac{\tau_0}{\tau_{K2}} \left[I_y (e^{t_y/\tau_{\text{рег}}} - 1) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left(I_2 + \frac{I_1}{\beta_2} \right) e^{-t/\tau} \right] \right], \end{aligned} \quad (3.32)$$

где t_y — длительность импульса управления.

Таким образом, из (3.32) следует, что включение тиристора возможно только при достижении некоторой минимальной амплитуды тока управления $I_{y \text{ min}}$, обеспечивающей положительное значение множителя при экспоненте с положительным показателем степени:

$$I_{y \text{ min}} = \frac{I_2 + I_1/\beta_2}{1 - e^{-t_y/\tau_{\text{вкл}}}}, \quad (3.33)$$

где $\tau_{\text{вкл}} = \tau_{B2} + \tau_{\text{рег}} \approx \tau_{B2}$.

Из (3.33) легко видеть, что даже при подаче на вход тиристора постоянного тока управления (бесконечно большая длительность импульса управления) включение тиристора произойдет лишь при достижении некоторого значения $I_{y, \text{ст}}$:

$$I_{y, \text{ст}} = I_2 + I_1/\beta_2. \quad (3.34)$$

Ток управления $I_{y, \text{ст}}$ называется статическим током управления и определяет минимальное значение постоянного тока управления, при котором может включиться тиристор. Практически этот параметр характеризует помехоустойчивость тириستоров,

Из (3.28) для изменения зарядов в базах можно определить, как меняется во времени анодный ток тиристора на этапе регенерации:

$$i_a = i_{K1} + i_{K2} = Q_1/\tau_{K1} + Q_2/\tau_{K2} \quad (3.35)$$

откуда, учитывая только экспоненту с положительным корнем $1/\tau_{\text{рег}}$, получаем

$$i_a(t) = B_{\text{рег}} (I_y - I_{y, \text{ст}}) (e^{t/\tau_{\text{рег}}} - 1). \quad (3.36)$$

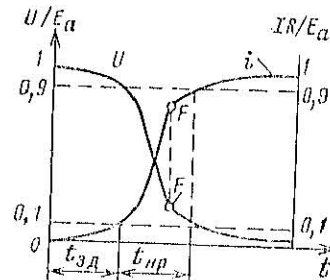


Рис. 3.25. Переходные характеристики тиристора при включении на активную нагрузку с учетом этапа установления сопротивления базы

Для оценки длительности этапа регенерации при включении на активную нагрузку имеем из (3.36)

$$t_{\text{рег}} \approx \tau_{\text{рег}} \ln \left[1 + \frac{I_a}{B_{\text{рег}} (I_y - I_{y, \text{ст}})} \right], \quad (3.37)$$

где I_a — амплитуда анодного тока тиристора (при полном включении прибора); $I_a \approx E_a/R_a$; $B_{\text{рег}}$ — коэффициент регенерации тиристора.

Значение коэффициента регенерации определяется «силой» взаимного влияния транзисторов $p-n-p-n$ структуры при включении тиристора, т. е. глубиной внутренней ПОС, и пропорционально коэффициентам передачи тока базы транзисторов $p-n-p-n$ структуры.

Начало этапа установления открытого состояния в переходном процессе включения тиристора на малые токи соответствует смещению коллекторного перехода в прямом направлении (точка F на рис. 3.25). Длительность этого этапа определяется накоплением носителей — модуляцией проводимости базовых областей. Переходный процесс на этом этапе характеризуется падением напряжения на тиристоре от значения U_1 в момент изменения полярности на коллекторном (центральном) переходе до установившегося значения по мере накопления носителей в базах.

3.3.3. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРА ТОКОМ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ БОЛЬШИХ АНОДНЫХ ТОКАХ

Рассмотрим переходный процесс включения тиристора на большие токи (свыше 10—50 А) при активной нагрузке. Тиристоры, включаемые на большие анодные токи, имеют значительную площадь структуры. Такой прибор можно рассматривать как состоящий из многих соединенных параллельно приборов (рис. 3.26). В той части структуры, ко-

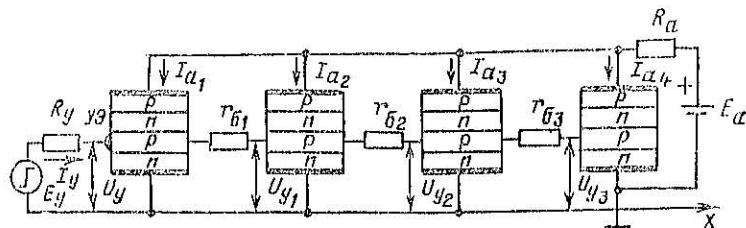


Рис. 3.26. Включение тиристора большой площади:
 $U_y > U_{y1} > U_{y2} > U_{y3}$; $I_{a1} > I_{a2} > I_{a3} > I_{a4}$

торая расположена ближе к управляющему электроду, напряжение между катодом и управляющим электродом

$$U_y = E_y - I_y R_y, \quad (3.38)$$

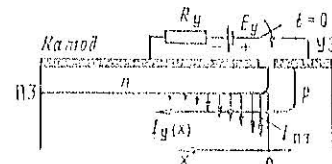
в то время как напряжение на остальных частях по мере удаления от управляющего электрода убывает на величину, равную падению на сопротивлениях базы r_b в радиальном направлении (по оси x), т. е.

$$U_y(x) = E_y - I_y [R_y + r_b(x)]. \quad (3.39a)$$

В результате основная доля (I_{a1}) анодного тока будет протекать вблизи управляющего электрода. На рис. 3.27 схематически показано распределение тока в приборе большой площади. При подаче управляющего тока электроны инжектируются переходом ПЗ неоднородно, и чем выше радиальное сопротивление базы, тем неравномернее распределен инжектированный ток по площади прибора. Эта неравномерность включения усиливается часто микро неоднородностью структуры тиристора и рядом других дополнительных эффектов. В результате включение тиристора происходит в некоторой области начального включения (ОНВ).

Далее область включения распространяется с относительно малой скоростью по всей площади структуры. Полное включение площади структуры происходит не за счет импульса управления, а за счет диффузии и дрейфа носителей от ОНВ в базовые области в радиальном направлении. Площадь ОНВ S_0 существенно зависит от периметра управляющего электрода и параметров импульса управления. При некотором минимальном токе управления ОНВ представляет собой точку. Дальнейшее увеличение тока управления приводит к расширению ОНВ вдоль периметра управляющего

Рис. 3.27. Распределение инжектируемого переходом ПЗ электронного тока в тиристоре большой площади для момента $t=0$ подачи тока управления



электрода (НЭ), образованно дополнительных проводящих точек у управляющего электрода. При некотором токе управления ОНВ может охватить почти весь периметр УЭ. Типичное значение этого тока управления составляет для большинства отечественных тиристоров 1—2 А. Увеличение S_0 достигается за счет роста периметра УЭ. Однако следует отметить, что для структур с большим периметром УЭ не всегда даже при больших I_y образуется ОНВ по всему периметру. Это объясняется микро неоднородностью параметров $p-n-p-n$ структуры по периметру УЭ. Обычно S_0 составляет примерно 0,1—0,5 мм². Образование ОНВ происходит относительно быстро. Малые размеры ОНВ приводят к ее разогреву из-за большой плотности энергии — это эффект локализации энергии при включении (или эффект di/dt).

В результате переходный процесс включения тиристора в таких режимах характеризуется изменением уровня инжекции (плотности анодного тока) и температуры структуры в широких пределах. Так, вблизи центрального перехода $p-n-p-n$ структуры плотность тока в области начального включения может изменяться в диапазоне 1—100 А/см², а температура от начального уровня может возрастать до температуры, близкой к температуре плавления кремния (~1000 °С).

Эти изменения влияют на электрофизические параметры $p-n-p-n$ структуры и, прежде всего, на коэффициенты усиления $\beta_1\beta_2$ транзисторов, составляющих тиристорную структуру.

Зависимость параметров структуры от плотности тока и температуры можно учесть в первом приближении с помощью идеализированной зависимости коэффициентов передачи $\beta_1\beta_2$ транзисторов (рис. 3.28), составляющих $p-n-p-n$

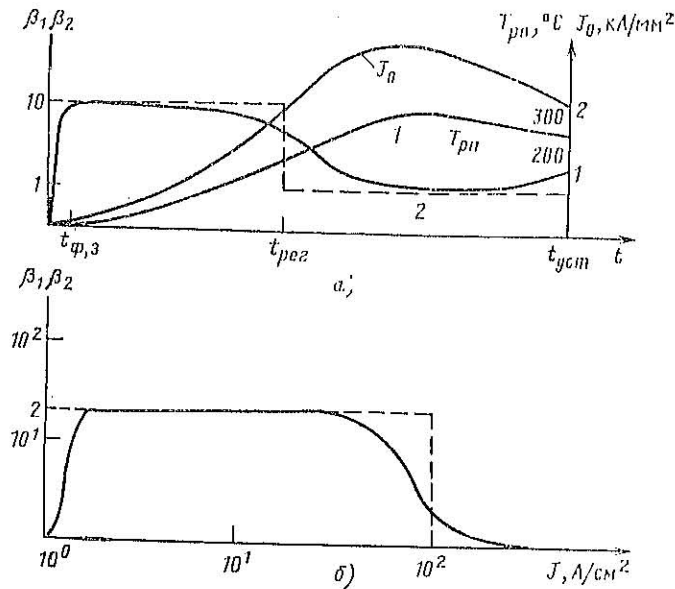


Рис. 3.28. Зависимости коэффициентов усиления $\beta_1\beta_2$ транзисторов, составляющих $p-n-p-n$ структуру, от плотности анодного тока (а) и температуры центрального перехода T_{pn} , плотности тока J_0 в области начального включения и от времени (б)

структуру от времени. На рис. 3.28 представлены реальная 1 и идеализированная 2 зависимости $\beta_1\beta_2 = f(t)$, здесь же для сравнения приведены зависимости плотности тока в ОНВ J_0 и температуры вблизи центрального перехода T_{pn} от времени.

Переходный процесс включения тиристора состоит из следующих этапов.

На этапе физической задержки $t_{ф,з}$ работает только $n-p-n$

транзистор T_2 (см. рис. 3.23). Значение $t_{ф,з}$ в общем случае определяется временем перезаряда входной емкости, временем диффузионной задержки, временем перезаряда коллекторной емкости и временем нарастания анодного тока до значения, обеспечивающего самопроизвольное включение тиристора. При включении на большие токи для надежной работы тиристора и снижения потерь задают токи управления повышенной амплитуды ($I_y > 1 \div 2$ А). Тогда $t_{ф,з}$ определяется диффузионной задержкой и практически не меняется с ростом I_y свыше 1 А.

В самом деле, из (3.27):

$$t_{ф,з} = \tau_{Б2} \ln \frac{I_y}{I_y - I_{y,ст}}, \quad (3.40)$$

где $I_{y,ст}$ — статический ток управления.

Из (3.40) нетрудно видеть, что при $I_y \gg I_{y,ст}$ $t_{ф,з} \rightarrow 0$.

Практически при отпирании тиристора током управления амплитудой больше 1 А можно считать, что переходный процесс включения начинается с этапа регенерации ($t_{ф,з} \approx 0$). Для этого этапа, когда оба транзистора, составляющих $p-n-p-n$ структуру, работают в активной нормальной области, можно записать (по методу) изменение зарядов в базах тиристора:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dQ_1}{dt} + \frac{Q_1}{\tau_{Б1}} &= \frac{Q_2}{\tau_{К2}}; \\ \frac{dQ_2}{dt} + \frac{Q_2}{\tau_{Б2}} &= \frac{Q_1}{\tau_{К1}} + I_y. \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

По сравнению с уравнениями баланса зарядов для малых токов (3.28) в системе уравнений (3.41) для больших токов пренебрегаем током утечки $I_{yт}$ и токами шунтов I_1 и I_2 .

Переходную характеристику анодного тока $i_a(t)$ из системы уравнений (3.41) представим в виде

$$i_a(t) = A + Be^{t/\tau_{рег}} + Ce^{-t/\tau}, \quad (3.42a)$$

где $\tau_{рег}$, τ — постоянные времени; A , B , C — коэффициенты определяемые параметрами $p-n-p-n$ структуры [см. (3.30)].

Используя общее решение (3.42a) и учитывая, что на этапе регенерации коэффициенты передачи тока транзисто-

ров структуры велики ($\beta_1\beta_2 \gg 1$), получаем для переходных характеристик по току и напряжению

$$\left. \begin{aligned} i_{a,per} &= B_{per} I_y (e^{t/\tau_{per}} - 1); \\ U_{a,per} &= E - i_{a,per} R. \end{aligned} \right\} \quad (3.42б)$$

Как уже упоминалось, вследствие влияния радиального сопротивления p -базы и микронеоднородности структуры включение тиристора происходит в некоторой ОНВ вблизи управляющего электрода. За время регенерации анодный ток парастает очень быстро, а площадь ОНВ S_0 измениться практически не успеваает. Плотность тока при этом резко увеличивается до 10—100 А/мм² и более, что приводит к существенному снижению коэффициентов передачи тока β_1 и β_2 (см. § 2.10). Действие внутренней ПОС ослабляется, и тиристор переходит на этап установления процесса включения.

На этапе установления вследствие резкого уменьшения значения $\beta_1\beta_2$ постоянная времени регенерации увеличивается и переходный процесс замедляется. Полагая, что $1/\tau_{per} \rightarrow 0$, получаем из общего решения (3.42а) для переходной характеристики по току

$$i_{a,уст} = I_{a0} - (I_a - I_{a0}) (1 - e^{-t/\tau_{уст}}), \quad (3.43а)$$

где

$$I_a = E/R_a; \quad t^* = t - t_{per};$$

$$i_a(t_{per}) = I_{a0}.$$

Переходная характеристика по напряжению на этапе установления примет соответственно следующий вид:

$$U_{a,уст} = U_{a0} e^{-t^*/\tau_{уст}}, \quad (3.43б)$$

где

$$U_{a0} = E - B_{per} I_y R (e^{t_{per}/\tau_{per}} - 1).$$

На рис. 3.29 приводятся типичные переходные характеристики включения тиристоров на большие анодные токи при работе на активную нагрузку (в полулогарифмическом масштабе). Переход от этапа регенерации к этапу установления происходит при неизменной плотности тока $J_{a0} = I_{a0}/S_0$, т.е. граничный ток I_{a0} слабо зависит от режима эксплуатации. На рис. 3.30 даны для сравнения построенные в относительных единицах переходные характеристики при включении на малые и большие токи. Следует подчеркнуть, что при больших токах доля энергетических потерь во

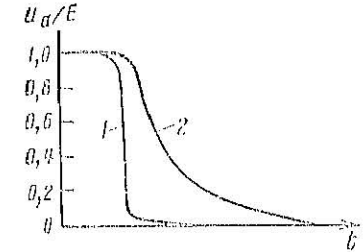
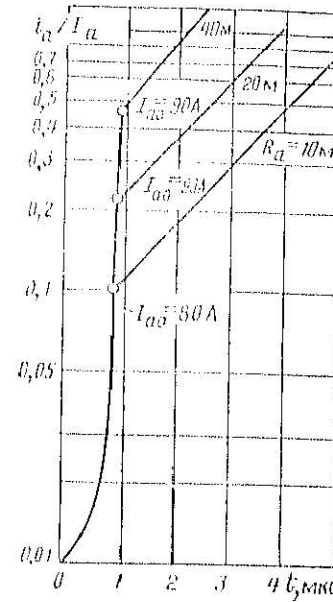


Рис. 3.30. Переходные характеристики включения тиристора на активную нагрузку:

$$1 - I_a = 2 \text{ А}, \quad I_y = 500 \text{ мА}; \quad 2 - I_a = 200 \text{ А}, \quad I_y = 1 \text{ А}$$

← Рис. 3.29. Переходные характеристики включения мощных тиристоров на активную нагрузку, построенные в полулогарифмическом масштабе

время переходного процесса включения относительно возрастает.

Длительность этапа установления переходного процесса включения в основном определяется распространением области включенного состояния по всей площади структуры тиристора. Распространение обеспечивается диффузией носителей из области с большой концентрацией (области начального включения) и прилегающей к ней области структуры.

Скорость v_x увеличения площади проводящей области структуры пропорциональна плотности анодного тока прибора:

$$v_x = dS/dt = C_1 [J_a(t) - J_{amin}], \quad (3.44)$$

где J_{amin} — плотность анодного тока, при которой $v_x = 0$ (в режимах эксплуатации $J_a \gg J_{amin}$); C_1 — коэффициент пропорциональности, зависящий от температуры и типа тиристора.

Так как распространение проводящего состояния происходит при насыщении структуры, можно считать, что ток

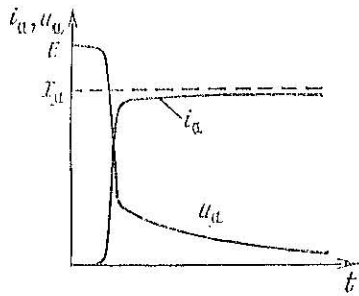


Рис. 3.31. Диаграммы изменения анодного тока и напряжения тиристора при включении на большие токи

анода задается внешней цепью и постоянна (рис. 3.31):

$$i_a = |E - U_a(t)|/R \approx E/R = I_a \quad (3.45)$$

где $U_a(t) \ll E$ — падение напряжения на тиристоре.

Тогда изменение напряжения на тиристоре во время распространения проводящего состояния описывается:

$$u_a = U_{pn} + I_a r_{дин}(t) \quad (3.46a)$$

где U_{pn} — падение напряжения на $p-n$ переходах, которое при высоком уровне практически не зависит от тока; $r_{дин}$ — динамическое сопротивление тиристора.

Сопротивление электрическому току тем больше, чем меньше площадь проводящей области, поэтому для напряжения на тиристоре имеем

$$u_a = U_{pn} + I_a r_{дин0} S_{ст}/S(t), \quad (3.46b)$$

где $r_{дин0}$ — динамическое сопротивление тиристора постоянному току; $S_{ст}$ — площадь области включения в статическом режиме (на постоянном токе).

Из (3.44), пренебрегая в режиме больших токов значением $J_{амб0}$, имеем, разделяя переменные,

$$\int_{S_a}^S S(t) dS = \int_0^t C_1 I_a dt \quad (3.47a)$$

$$\text{и далее} \quad S^2(t) - S_0^2 = 2C_1 I_a t, \quad (3.47b)$$

где S_0 — площадь ОНВ.

Далее, используя (3.46) и (3.47), получаем

$$u_a = U_{pn} + I_a r_{дин}(t) = U_{pn} + I_a \frac{r_{дин0} S_{ст}}{\sqrt{2C_1 I_a t + S_0^2}} \quad (3.48)$$

При больших временах t , когда $S(t) \gg S_0$, значением S_0^2 можно пренебречь, и для этапа распространения ОНВ имеем

$$u_a = U_{pn} + \chi \sqrt{I_a t}, \quad (3.49)$$

где $\chi = r_{дин0} S_{ст} / \sqrt{2C_1}$.

Полагая, что момент окончания этапа распространения $t_{расп}$, напряжение между анодом и катодом тиристора $U_{рап} + I_a r_{дин0}$, получаем

$$t_{расп} = \chi^2 I_a r_{дин0}^2. \quad (3.50)$$

Характерно, что $t_{расп}$ уменьшается с ростом анодного тока I_a вследствие роста скорости распространения v_S .

В случае включения на активную нагрузку легко получить расчетные формулы для оценки потерь в тиристорах:

$$A_{вкл} = A_{пер} + A_{уст} \approx \int_0^{t_{пер}} i_a u_a dt + \int_{t_{пер}}^{\infty} i_a u_a dt = \tau_{пер} \left(EI_{a0} - \frac{1}{2} I_{a0}^2 R \right) + \frac{\tau_{уст}}{2} \left(\frac{E^2}{R} - I_{a0}^2 R \right), \quad (3.51a)$$

где

$$t_{пер} = \tau_{пер} \ln \left(1 + \frac{I_{a0}}{B_{пер} I_y} \right). \quad (3.51b)$$

При выводе предполагалось, что $B_{пер} I_y R \ll E$ и $\exp\left(\frac{t_{пер}}{\tau_{пер}}\right) \gg \left(\frac{t_{пер}}{\tau_{пер}}\right)$, что для мощных приборов практически всегда справедливо.

Следует отметить, что энергии потерь имеет максимум при $I_a = I_{a0}^*$, где

$$I_{a0}^* = \frac{E}{R} \frac{\tau_{пер}}{\tau_{пер} + \tau_{уст}}. \quad (3.52)$$

На рис. 3.32 приведены зависимости энергии потерь при включении $A_{вкл}$ от сопротивления нагрузки R (E — параметр). Здесь же дана кривая при $I_{a0} = I_{a0}^*$. Отметим, что при малых токах потери в тиристоре определяются в основном потерями на регенерацию, а при больших — потерями на установление.

На этапе распространения для расчета энергии потерь $A_{расп}$ имеем:

$$A_{расп} = U_{pn} I_a t_0 + 2\chi I_a^{3/2} \sqrt{t_0}, \quad (3.53)$$

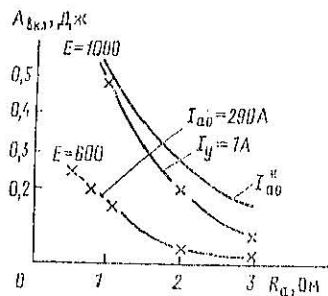


Рис. 3.32. Зависимость энергии потерь в тиристоре при включении от сопротивления нагрузки:

$\tau_{пер} = 0,2$ мкс; $\tau_{уст} = 0,1$ мкс

где $t_n < t_{расп}$ — длительность импульса анодного тока; при $t_n > t_{расп}$ вместо t_n подставляется $t_{расп}$.

Как видно из полученных расчетных соотношений, потери при включении тем меньше, чем меньше $\tau_{расп}$, $\tau_{уст}$ и χ и чем больше $V_{пер}$ и $I_{а0}$.

3.3.4. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРА ПО АНОДУ (ЭФФЕКТ du/dt)

При исследовании процесса включения тиристора по аноду было обнаружено явление, получившее название эффекта du/dt . Напряжение переключения $U_{прк}$, как оказалось, зависит от скорости парастания напряжения между анодом и катодом: с ростом du/dt напряжение переключения снижается. В большинстве случаев эксплуатации такое снижение $U_{прк}$ под воздействием du/dt , а также включение тиристора по аноду за счет du/dt недопустимо. Анализ переходного процесса включения тиристора по аноду под воздействием эффекта du/dt необходим для оценки помехоустойчивости и быстродействия тиристора.

При подаче скачка анодного напряжения ΔU_a с фронтом I_ϕ (рис. 3.33) переходы $П1$ и $П3$ смещаются в прямом направлении, а переход $П2$ — в обратном (рис. 3.34). Электроны со стороны слоя n -типа у перехода $П2$ начинают перемещаться в направлении анода, оставляя после себя положительные ионы донорной примеси. Подобным же образом дырки, двигаясь в направлении катода, оставляют нескомпенсированные ионы акцепторной примеси в слое p -типа вблизи $П2$. В результате образуется ОПЗ из доноров и акцепторов. Перемещенный заряд создает избыточное количество дырок и электронов вблизи переходов $П3$ и $П1$ соответственно (рис. 3.34). Описанный процесс — это

заряд барьерной емкости C центрального (коллекторного) перехода $П2$ (см. § 1.3.2).

Перемещение электронов понижает потенциал слоя n_1 по отношению к p_1 , что вызывает инжекцию дырок из эмиттерного слоя p_1 через переход $П1$ в базу n_1 для восстановления электронейтральности. Инжектированные дырки диффундируют к коллекторному переходу $П2$, где собираемое их количество зависит от избыточного заряда в базе n_1 . Таким же образом перемещенные дырки повышают потенциалы области p_2 по отношению к области n_2 , вызывая

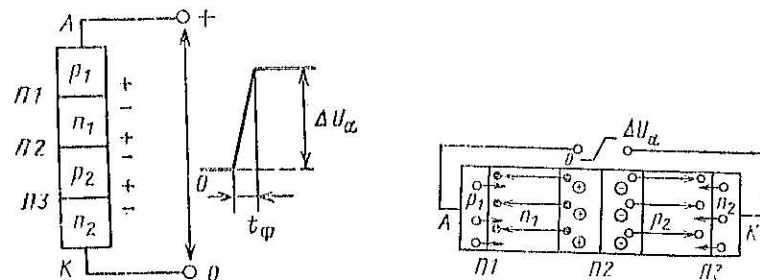


Рис. 3.33. Изменение напряжения между анодом и катодом тиристора в эффекте du/dt

Рис. 3.34. Перемещение носителей заряда в структуре тиристора (эффект du/dt)

инжекцию электронов переходом $П3$. Инжектированные электроны диффундируют к $П2$ и собираются им в количестве, зависящем от избыточного заряда в базе n_2 . Электроны, собранные $П2$, переходят внутрь n_1 и заставляют $П1$ инжектировать дырки для соблюдения закона нейтральности базы; аналогично ведут себя дырки, собираемые $П2$, и т. д. Описанный механизм — это процесс включения тиристора под действием внутренней ПОС (см. § 3.1.1), возбуждаемый скачком анодного напряжения. При этом в базе поступают импульсы емкостного тока

$$I_C = C \Delta U_a I_\phi, \quad (3.54)$$

где $C = \frac{1}{\Delta U_n} \int_0^{\Delta U_n} C(u) du$ — интегральная емкость коллекторного перехода.

Таким образом, действие емкостного тока центрального перехода эквивалентно поступлению одинаковых токов управления в обе базы p - n - p - n структуры тиристора. Основная задача анализа эффекта du/dt сводится к следующему:

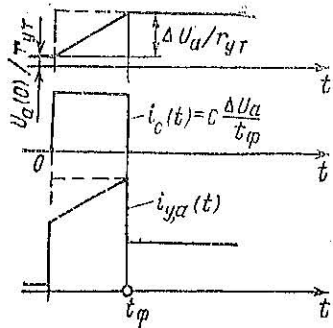


Рис. 3.35. Эквивалентный ток управления $I_{y,a}$, поступающий в базы тиристора при включении du/dt

включится ли тиристор под воздействием импульса емкостного тока при заданных ΔU_a и t_ϕ (или dU_a/dt).

Пусть на аноде тиристора появился скачок напряжения с параметрами ΔU_a и t_ϕ , при этом в обе базы тиристора одновременно поступает ток, представляющий собой сумму тока заряда барьерной емкости коллекторного перехода и тока утечки этого перехода (рис. 3.35). Тогда изменение зарядов в базах тиристора описывается по методу заряда (см. § 2.2.11) следующими

уравнениями (при $I_y = 0$):

$$\left. \begin{aligned} dQ_1/dt + Q_1/\tau_{B1} &= Q_2/\tau_{K2} + I_{y,a} - I_1; \\ dQ_2/dt + Q_2/\tau_{B2} &= Q_1/\tau_{K1} + I_{y,a} - I_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.55)$$

где $I_{y,a} = I_c + I_{yT}$ — эквивалентный ток управления при включении тиристора по аноду; $I_c = \Delta U_a C / r_{yT}$ — емкостный ток коллекторного перехода $P2$; $I_{yT} = \Delta U_a / r_{yT}$ — ток утечки перехода $P2$; C — интегральная емкость перехода $P2$; r_{yT} — сопротивление утечки перехода $P2$.

Следует подчеркнуть, что ток $I_{y,a}$ поступает одновременно в обе базы и поэтому присутствует в обоих уравнениях системы уравнений (3.55).

При малых t_ϕ ток $I_{y,a} > (I_1, I_2)$ и оба транзистора, составляющих p - n - p - n структуру, начинают работать одновременно. Решив систему уравнений (3.55), можно найти $Q_1(t)$ и $Q_2(t)$, что позволяет определить далее производные изменения зарядов в базах тиристора. Как уже отмечалось, для включения тиристора достаточно, чтобы после окончания импульса $I_{y,a}$, т. е. в момент времени t_ϕ , была положительна и возрастала производная заряда хотя бы в одной из баз. Анализ решения $Q_1(t)$ и его производной показывает, что включения не произойдет, если

$$C \frac{\Delta U_a}{t_\phi} < \frac{I_{y,ст}}{1 - \exp(-t_\phi/\tau_{вкл})}, \quad (3.56)$$

где $\tau_{вкл} = \tau_{B2} + \tau_{B1}$.

Преобразуя (3.56), получаем, что при подаче на анод тиристора скачка напряжения

$$\Delta U_{a,вкл} = \frac{I_{y,ст}}{C \frac{1 - \exp(-t_\phi/\tau_{вкл})}{t_\phi/\tau_{вкл}}} \quad (3.57)$$

тиристор включается.

Из (3.57) легко видеть, что с уменьшением длительности t_ϕ скачка анодного напряжения значение амплитуды $\Delta U_{a,вкл}$ также уменьшается. Физически это объясняется ростом емкостного тока I_c . Однако даже при длительности фронта, стремящейся к нулю, имеется некоторое минимальное напряжение включения $\Delta U_{a,вкл, мин}$. Таким образом, если амплитуда скачка анодного напряжения не превышает значение $\Delta U_{a,вкл, мин}$, то включение тиристора невозможно при любой сколь угодно большой скорости нарастания анодного напряжения. Определим $\Delta U_{a,вкл, мин}$ из (3.57), перейдя к пределу:

$$\Delta U_{a,вкл, мин} = \lim_{t_\phi \rightarrow 0} \frac{I_{y,ст}}{C \frac{1 - e^{-t_\phi/\tau_{вкл}}}{t_\phi/\tau_{вкл}}} = \frac{I_{y,ст} \tau_{вкл}}{C}. \quad (3.58)$$

Существование $\Delta U_{a,вкл, мин}$ объясняется необходимостью накопления в базах тиристора некоторого минимального для включения p - n - p - n структуры заряда. Этот заряд называется критическим зарядом $Q_{кр}$ или зарядом включения и равен, как видно из (3.57), $I_{y,ст} \tau_{вкл}$ [см. также § 3.4.3 и выражение (3.77)]. Через емкость C передается в базы заряд $\Delta U_a C$, и, таким образом, имеем

$$\Delta U_{a,вкл, мин} C = I_{y,ст} \tau_{вкл} = Q_{кр}. \quad (3.59)$$

Для мощных быстродействующих тиристорov типичные значения величин, входящих в (3.59), составляют: $I_{y,ст} = 50 \div 100$ мА, $\tau_{вкл} \sim 1$ мкс, $C = 200 \div 1000$ пФ, что для $\Delta U_{a,вкл, мин}$ дает примерно 500—1000 В. Следовательно, при эксплуатации тиристорov в относительно низковольтных схемах часто можно обойтись без защиты от эффекта du/dt .

В реальных режимах эксплуатации скачок напряжения на тиристоре появляется обычно на фоне начального по-

стоянного напряжения — положительного или отрицательного (рис. 3.36). При прямом смещении на тиристоре [$U_a(0) > 0$] (рис. 3.36, а) емкостный ток уменьшается вследствие снижения значения емкости центрального перехода C . Типичная зависимость емкости центрального перехода C от напряжения на переходе представлена на рис. 3.37 (см. также § 2.1.3). Для отечественных тиристоров $C_0 \approx$

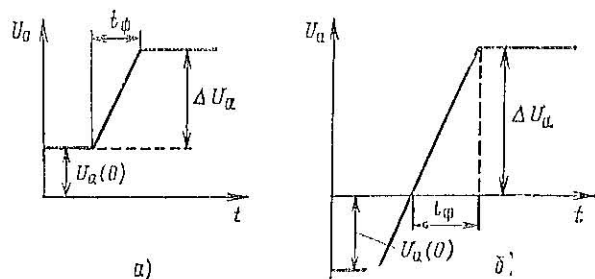


Рис. 3.36. Оценка параметров эффекта du/dt при положительном (а) и отрицательном предварительном смещении (б)

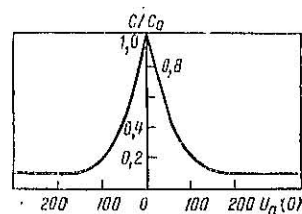


Рис. 3.37. Зависимость емкости центрального перехода от напряжения:

C_0 — емкость перехода при напряжении, равном 0

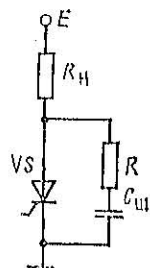


Рис. 3.38. Шунтирующая RC-цепь для снижения влияния эффекта du/dt

$\approx 1000 \div 2500$ пФ; при $U_a(0) = 150 \div 200$ В можно принимать $C \approx 0,2C_0$ (рис 3.37). Следует подчеркнуть, что процессе формирования емкости перехода инерционен и зависит от длительности фронта t_ϕ , причем емкость C уменьшается с уменьшением t_ϕ .

Таким образом, при наличии на аноде начального сме-

щения $U_a(0)$ стойкость тиристора к эффекту du/dt увеличивается.

В случае, если условие (3.56) при заданных параметрах тиристоров и режиме эксплуатации не выполняются, вводят внешние элементы для защиты тиристора от включения по аноду. Чаще всего используют шунтирующие конденсаторы $C_{ш}$ (рис. 3.38); напряжение на конденсаторе по закону коммутации скачком изменяться не может, и скорость нарастания напряжения на тиристоре снижается. Постоянная времени цепи заряда шунтирующего конденсатора вы-
бирается из условия

$$(R + R_n) C_{ш} \sim \frac{0,632E}{(du_a/dt)_{кр}} \quad (3.60)$$

Резистор R становится для ограничения тока разряда конденсатора при включении тиристора импульсом управления.

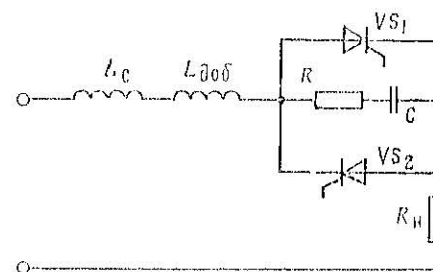


Рис. 3.39. К расчету элементов защиты тиристора

Рассмотрим на примере количественную оценку эффектов du/dt и di/dt (см. с. 231) в тиристорах и выбор элементов защиты. Пусть тиристоры VS_1, VS_2 включены встречно-параллельно для регулирования мощности переменного тока в нагрузке $R_H = 6$ Ом. Параметры питающей сети переменного тока: $U_c = 380$ В; $f_c = 50$ Гц; $x_c = 5,5 \times 10^{-3}$ Ом, где U_c — напряжение сети, f_c — частота сети, x_c — индуктивное сопротивление сети (рис. 3.39).

Справочные параметры тиристоров: $(du/dt)_{кр} = 100$ В/мкс; $(di/dt)_{кр} = 25$ А/мкс; $t_{нар} = 1$ мкс; дополнительно определены параметры тиристоров: $I_{y,cr} = 50$ мА; $t_{нар} = 2$ мкс; $C = 1000$ пФ. Наибольшее воздействие di/dt и du/dt оказывают при включении сети в момент максимального значения питающего напряжения:

$$U_{c,max} = 1,1 \sqrt{2} 380 = 591 \text{ В.}$$

При активной нагрузке максимальное значение тока через тиристор $I_{amax} = U_{cmax}/R_n = 95$ А, и $(di/dt) = I_{amax}/t_{нар} = 95$ А/мкс $> (di/dt)_{кр}$. Снижение di/dt ниже критического значения обеспечивается индуктивностью цепи; ток через тиристор при включении на индуктивную нагрузку

$$i_a(t) = (U_{cmax}/R_n)(1 - e^{-t/\tau_L}),$$

откуда $(di/dt) = U_{cmax}/\tau_L$, $L_{min} = (U_{cmax}R_n)/(di/dt)_{кр}$ и минимально необходимая индуктивность $L_{min} \approx 21$ мкГн. С учетом индуктивности сети добавочная индуктивность $L_{доб} = 6$ мкГн.

Оценим стойкость тиристоров к эффекту du/dt . Проведем расчет минимальной амплитуды включающего напряжения по (3.58):

$$\Delta U_{аннл} = I_{y.ср} \tau_{ннл}/C \approx 200$$
 В,

т.е. она меньше U_{cmax} и возможно включение тиристора. Скорость нарастания напряжения на закрытых тиристорах в данном случае практически также задается индуктивностью цепи: $(du/dt) = U_{cmax}/\tau_L$, откуда $\tau_{Lн} = L/(R + R_n) = 6$ мкс $\ll \tau_L$.

Выбираем $C = 33$ нФ (к выбору C тиристор не критичен — конденсатор обеспечивает разделение сети и нагрузки по постоянному току).

3.3.5. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ВЫКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРА

Процессы, протекающие при выключении тиристорov, часто определяют предельное быстродействие, энергетические показатели и надежность работы тиристорного устройства. Параметры, характеризующие процесс выключения, оказывают решающее влияние на выбор элементов, обеспечивающих запуск тиристора (узлов коммутации). Тем самым эти параметры в значительной степени определяют массу, габаритные размеры, стоимость, КПД и ряд других технико-экономических показателей тиристорной аппаратуры в целом. Зачастую именно параметры процесса выключения обуславливают выбор схемы тиристорного устройства.

Процесс выключения связан с рекомбинацией избыточных носителей, поэтому время выключения $t_{выкл}$ существенно зависит от времени жизни дырок и электронов в $p-n-p-n$ структуре.

Рассмотрим прежде всего выключение тиристора по аноду, когда между анодом и катодом тиристора подается запирающее напряжение, для тиристорov малой и средней мощности (выключение малых токов).

В открытом состоянии тиристора все переходы имеют прямое сме-

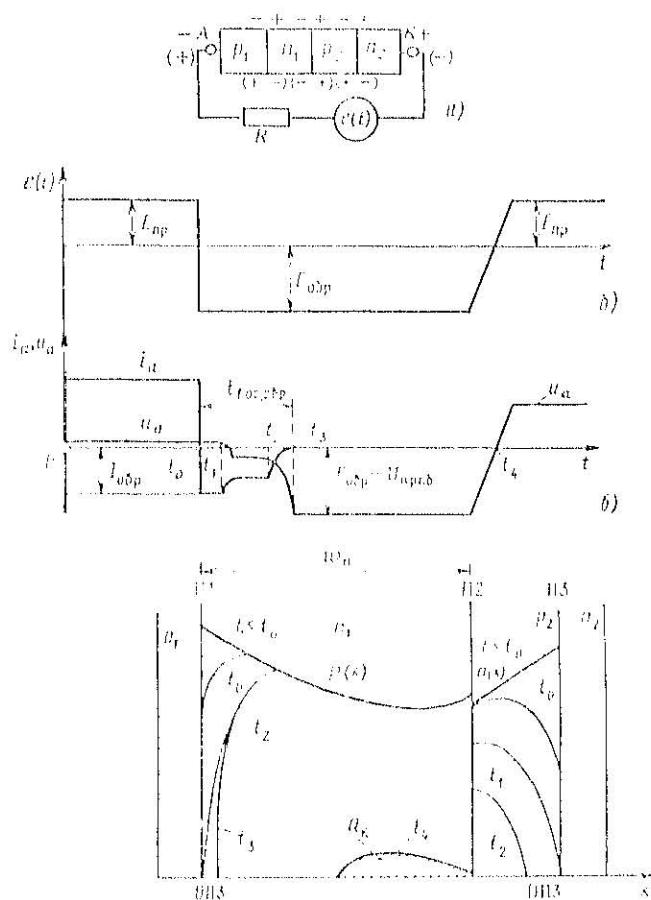


Рис. 3.40. Схема коммутации тиристора (а), диаграммы изменения коммутационной ЭДС (б) анодного тока и напряжения тиристора (в) и распределения зарядов в базах тиристора (с) во время переходного процесса выключения тиристора

Непосредственный процесс выключения тиристора по управляющему электроду, характерный для запираемых тиристорov, рассмотрен в § 3.7.1.

шение (рис. 3.40, а, полярность напряжения в скобках), падение напряжения на тиристоре мало. Коэффициенты инжекции эмиттерных переходов PI , $P3$, близкие к 1, и неосновные носители заряда будут только в базовых областях структуры. Распределение дырок и электронов в открытом состоянии тиристора ($t < t_0$) показано на рис. 3.40, б жирной линией.

При подаче на тиристор запирающей ЭДС $E_{обр}$ в момент t_0 ток через тиристор изменяет свое направление, соответственно происходит инверсия градиентов дырок и электронов в базах вблизи переходов $PI-P3$. Амплитуда обратного тока $I_{обр}$ определяется сопротивлением цепи запирающая (коммутации), т. е. $I_{обр} = E_{обр}/R$.

На интервале t_0-t_1 концентрация неосновных носителей у переходов достаточно велика и под воздействием градиента концентрации носителей начинается диффузия носителей через переходы: обратный ток через переход PI будет чисто дырочным $I_{PI} = I_{p1}$, ток через $P3$ — чисто электронным $I_{P3} = I_{n3}$, а ток через $P2$ будет состоять из электронной и дырочной составляющих $I_{P2} = I_{p2} + I_{n2}$. Исчезновение избыточного заряда электронов Q_n в p -базе происходит за счет их ухода с током I_{n3} и рекомбинации. Так как $Q_n \ll Q_p$, то p -база быстрее теряет заряд избыточных носителей, чем n -база.

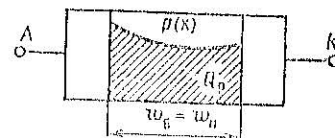
В момент t_1 избыточная концентрация электронов у перехода $P3$ уменьшается до нуля, формируется ОПЗ, а переход $P3$ смещается в обратном направлении. В типовой структуре тиристора (см. рис. 3.5, а) концентрация примесей по обе стороны перехода $P3$ достаточно высокая, переход $P3$ пробивается уже при напряжениях в несколько вольт. Обратный ток через структуру уменьшается:

$$I_{обрн} = (E_{обр} - U_{проб})/R, \quad (3.61)$$

где $U_{проб}$ — напряжение пробоя перехода $P3$.

В момент t_2 избыточная концентрация дырок у перехода PI также уменьшается до нуля, вблизи перехода начинается образование ОПЗ, практически все обратное напряжение прикладывается к этому переходу и обратный ток уменьшается до значения обратного тока утечки. Заряд избыточных дырок Q_p в n -базе к моменту t_2 изменяется незначительно. На самом деле убывь этого заряда за счет ухода через переход PI и рекомбинацию восполняется инжекцией дырок через прямо смещенный переход $P2$. Так как p -база легирована в тиристорах много больше, чем n -база (см. рис. 3.5, а), то коэффициент инжекции этого перехода также равен 1, т. е. $I_{n2} = 0$ и $I_{p1} = I_{p2}$; значит, сколько дырок уходит через PI , столько же их входит через $P2$ и заряд Q_p за счет обратного тока практически не уменьшается. Поэтому время выключения тиристора $t_{выкл}$ обычно много больше времени восстановления обратной запирающей способности $t_{вос,обр}$. Значение $t_{выкл}$ определяется в основном длительностью восстановления прямой запирающей способности

Рис. 3.41. Транзисторная модель тиристора при выключении



$t_{вос,пр}$, т. е. моментом t_3 , когда избыточный заряд в n -базе упадет до некоторого малого значения Q_n , и тиристор при подаче прямого напряжения не включается.

Таким образом, время выключения тиристора $t_{выкл} \approx t_{вос,пр}$, т. е. длительность процесса выключения определяется рекомбинацией избыточных носителей Q_n в n -базе тиристора. С этих позиций процесс выключения тиристора можно считать эквивалентным запирающе насыщенного транзистора с толщиной базы $w_p = w_n$ при токе базы, равном нулю, и коэффициентом инжекции эмиттера, равном единице (рис. 3.41).

Заряд избыточных дырок в n -базе

$$Q_p = q \int_0^V (p - p_{n0}) dV, \quad (3.62)$$

где V — объем базы, убывает после подачи обратной ЭДС только за счет рекомбинации, т. е.

$$\frac{Q_p}{\tau_1} + \frac{dQ_p}{dt} = 0, \quad (3.63)$$

где τ_1 — время жизни носителей в базе.

Откуда

$$Q_p = Q_p(0) e^{-t/\tau_1}, \quad (3.64)$$

где $Q_p(0)$ — начальный заряд дырок в базе (в момент t_0).

В момент восстановления прямой запирающей способности заряд в базе транзистора уменьшается до некоторого значения Q_n , т. е.

$$t_{выкл} = \tau_1 \ln \frac{Q_p(0)}{Q_n}. \quad (3.65)$$

Начальный заряд $Q_p(0)$ пропорционален прямому току через тиристор:

$$Q_p(0) = KI_n. \quad (3.66)$$

Конечный заряд Q_n при медленном нарастании прямого напряжения, которое прикладывается к аноду тиристора в конце процесса выключения, определяется критическим зарядом, необходимым для включения тиристора [см. (3.59)]:

$$Q_n = Q_{кр} = I_{y,ст} t_{вкл}. \quad (3.67a)$$

Если скорость нарастания прямого напряжения велика, то необходимо учесть дооплаченный заряд, поступающий в базу тиристора через емкость центрального перехода C и облегчающий включение тиристора. В этом случае конечный заряд

$$Q_{\text{к}} = I_{\text{у.ст}} \tau_{\text{вкл}} - \Delta U_{\text{а}} C \quad (3.67\text{б})$$

к формулу для оценки времени выключения представляют в виде

$$t_{\text{выкл}} = \tau_1 \ln \frac{Q_{\text{н}}(0)}{Q_{\text{к}}} = \tau_1 \ln \frac{kI_{\text{а}}}{I_{\text{у.ст}} \tau_{\text{вкл}} - \Delta U_{\text{а}} C} \quad (3.68)$$

Основной особенностью рассмотренного процесса выключения, характерного для тиристоров средней мощности, является следующее: в базах тиристора к моменту начала выключения достигаются разные уровни инжекции — высокий в широкой n -базе и низкий в узкой p -базе, при этом обратный ток, а значит, и обратное напряжение и его форма не влияют на время восстановления.

Перед выключением мощных тиристорov плотность прямого тока такова, что высокий уровень инжекции достига-

ется в обеих базах. В этих условиях тиристор эквивалентен p - s - n диоду¹ с толщиной базы $w = w_n + w_p$, где w_n, w_p — толщина n - и p -баз тиристора соответственно (рис. 3.42).

Физические процессы при выключении такой структуры в случае ее полной симметрии, когда подвижности дырок и электронов одинаковы, можно представить следующим образом.

Сначала, на первом этапе выключения, концентрация зарядов на границах средней зоны или у одной из границ (абсциссы границ этой зоны на рис. 3.42, a равны $x = \pm d$) падает до равновесной. Затем начинается второй этап выключения — образование ОПЗ 1 и 2 у каждой из этих границ. Под действием обратного напряжения дырки перемещаются по всей структуре влево, а электроны — вправо. К правой границе средней зоны электроны подходят из ее середины, где уровень инжекции высок, но дырки из сильно легированного n -слоя, лежащего левее этой границы, не поступают, так как в этом слое их практически нет. В результате у этой правой границы средней зоны концентрация дырок начинает уменьшаться, а заряд электронов остается нескомпенсированным и возникает ОПЗ, воспринимающая часть внешнего напряжения (рис. 3.42, b). Аналогично образуется область объемного заряда у левой границы средней зоны (при $x = -d$). По мере ухода дырок и электронов из средней зоны обе ОПЗ расширяются, а «квазинейтральная» область 3 сужается.

Таким образом, почти весь накопленный в базе p - s - n диода заряд может быть выведен обратным током, т. е. время выключения будет определяться обратным током.

Однако при рассмотрении процесса выключения p - s - n диода предполагалось, что $I_{\text{обр}} = \text{const}$. Это условие эквивалентно тому, что сопротивление цепи коммутации много больше сопротивления области объемного заряда, а внешняя коммутирующая ЭДС бесконечно велика. Реально запаривание мощных тиристорov в динамических режимах эксплуатации осуществляется путем приложения напряжения $E_{\text{обр}} = \text{const}$, что приводит к резкому уменьшению $I_{\text{обр}}$ при появлении области объемного заряда.

Если ОПЗ сначала образуется слева ($x = -d$) у анодного перехода с напряжением пробоя $U_{\text{пр}} > E_{\text{обр}}$, то обратный ток выводит накопленный заряд из баз до тех пор, пока практически все внешнее напряжение не окажется при-

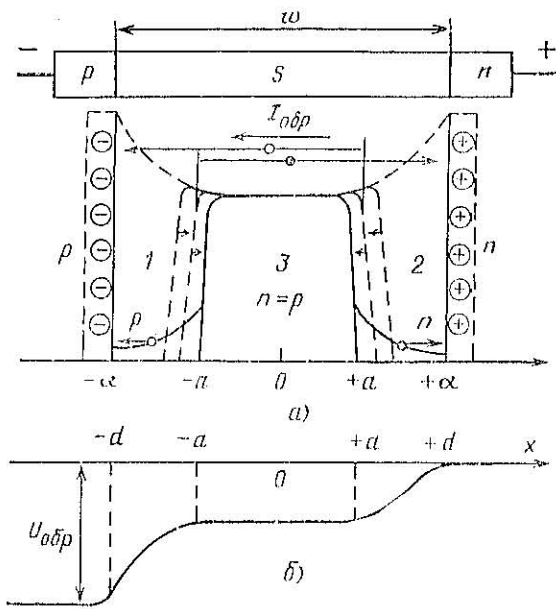


Рис. 3.42. Дiodная модель мощного тиристора при выключении:

a — распределение носителей в p - s - n структуре; b — распределение потенциала в p - s - n структуре

¹ Символ S относится к слаболегированной области.

ложенным к ОПЗ. Обратный ток при этом спадает до малой величины, а ОПЗ у катодного перехода практически не возникает, и значительная часть накопленного заряда может быть выведена обратным током за короткое время. Такой процесс запирапия характерен для некоторых типов быстродействующих тиристоров и обеспечивается тем легче, чем ниже уровень легирования p -базы, а структура сконструирована так, что ширина ОПЗ в конце второго этапа занимает большую часть n -базы.

С точки зрения влияния режима эксплуатации зависимость $t_{\text{выкл}}$ от обратного тока тем сильнее, чем больше концентрация инжектированных носителей превышает уровень легирования баз, т. е. чем больше плотность прямого тока и чем выше плотность обратного тока.

При выключении мощных тиристоров необходимо учитывать зависимость времени выключения от $I_{\text{обр}}$. Однако количественный учет этой зависимости достаточно сложен, так как ход ее зависит как от внутренних электрофизических параметров структуры, таких, как время жизни, коэффициент умножения носителей в области пробоя и др., так и от внешних — сопротивления цепи коммутации, напряжение источника запирапия и т. п. Практически при стирании тиристоров достаточно большим обратным током $I_{\text{обр}} \approx I_a$ можно считать, что его влияние сводится к снижению постоянной времени жизни неосновных носителей в базе, т. е. снижению τ_1 .

Тогда время выключения

$$t_{\text{выкл}} = \tau_1 \ln \frac{kI_a}{I_{\text{уст}} \tau_{\text{выкл}} - \Delta U_a C} \quad (3.69)$$

где по сравнению с (3.68) изменилась только постоянная времени ($\tau_2 < \tau_1$).

При расчетах по (3.68), (3.69) полагалось, что $Q_+(0) = Q_p(t_0)$, т. е. прямой ток спадает к нулю мгновенно. В противном случае, когда прямой ток спадает к нулю за конечное время $t_{\text{сп}}$, расчет времени выключения следует проводить с учетом рекомбинации зарядов в базе тиристора за время спада:

$$t_{\text{выкл}} = \tau_1 \left[\ln \frac{kI_a}{I_{\text{уст}} \tau_{\text{выкл}} - \Delta U_a C} + \ln \frac{\tau_1}{t_{\text{сп}}} (1 - e^{-t_{\text{сп}}/\tau_1}) \right] \quad (3.70)$$

Второе слагаемое в этом выражении дает зависимость времени выключения от длительности спада прямого тока.

Проведем оценку потерь энергии в тиристоре во время переходного процесса выключения.

Диаграмма изменения тока и напряжения, а также энергии потерь приведены на рис. 3.43. В момент t_0 подается коммутирующая ЭДС $E_{\text{сп}}$ и начинается спад прямого тока, а с момента t_1 нарастает обратный ток со скоростью, задаваемой внешней цепью коммутации. В момент времени t_2 образуется ОПЗ вблизи анодного p - n перехода, обратный ток быстро спадает и тиристор восстанавливает запирающую

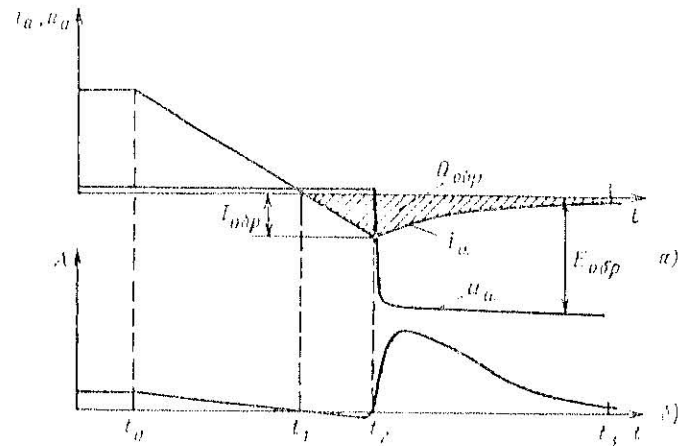


Рис. 3.43. Диаграммы изменения тока и напряжения (а) и энергии потерь (б) в тиристоре при выключении

щую способность в обратном направлении. В первом приближении считают, что на интервале времени $t_2 \rightarrow t_3$

$$u_a(t) = E_{\text{обр}} = \text{const}, \quad (3.71a)$$

а обратный ток меняется по экспоненциальному закону

$$i_{\text{обр}}(t) = I_{\text{обр}} e^{-(t-t_2)/\tau_2}, \quad (3.71б)$$

где $t_2 \leq t \leq t_3$.

Потери энергии на интервале $t_1 \rightarrow t_2$ определяют коммутационные потери в тиристоре при выключении. Потерями энергии в тиристоре на интервале $t_1 \rightarrow t_2$ можно пренебречь, так как мало падение напряжения между анодом и

катодом, и энергию потерь в тиристоре во время выключения оценить следующим выражением:

$$A_{\text{выкл}} \int_0^{t_1} ui dt \approx \int_0^{t_1} E_{\text{обр}} I_{\text{обр}} e^{-t/\tau_{\text{обр}}} dt, \quad (3.72)$$

3.4. ПОСТРОЕНИЕ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРОВ

3.4.1. ПОСТРОЕНИЕ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ В СТАТИЧЕСКИХ РЕЖИМАХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

В общем случае цепь управления тиристора должна обеспечить:

- отпирание импульсом управления;
- помехоустойчивость;
- заданное быстродействие при включении;
- надежность работы тиристора.

Прежде всего цепь управления должна формировать импульсы тока или напряжения, который надежно отпирает тиристор. Форма импульсов управления и их длительность зависят как от типа тиристор, так и от вида нагрузки, и могут быть самыми разнообразными. Параметры импульса управления в значительной степени определяются электрическими свойствами промежутка управляющий электрод — катод тиристора.

Эти свойства определяются ВАХ катодного $p-n$ перехода, а также сопротивлениями p -базы и встроенных технологических шунтов. На рис. 3.44 приведена типичная ВАХ указанного промежутка при анодном токе, равном нулю (кривая 2). Здесь же для сравнения приводится ВАХ $p-n$ перехода (кривая 1). Отклонения реальной ВАХ определяются при малых токах управления сопротивлением шунта, а при относительно больших токах I_y — сопротивлением p -базы. ВАХ управляющего промежутка $I_y = f(U_y)$ называется входной характеристикой тиристора. Прямая и обратная ветви входной характеристики из-за неконтролируемых отклонений в процессе изготовления тиристоров имеют существенный разброс.

Семейство входных характеристик тиристоров данного типа представляют обычно в виде обобщенной диаграммы управления. Построение такой диаграммы производят на основе измерения входных характеристик большой партии тиристор. По этим измерениям определяют граничные входные характеристики при минимальной и максимальной рабочих температурах. Пример диаграммы управления

приведен на рис. 3.45, а. Линии A и B — граничные входные характеристики тиристоров данного типа. Линия C определяет максимально допустимое напряжение на управляющем электроде, линия D — максимально допустимую мощность рассеяния на управляющем электроде.

Каждый тиристор отпирается в определенной точке своей входной характеристики.

Задача цепи управления — обеспечить отпирающий ток управления I_y при соответствующем напряжении U_y —

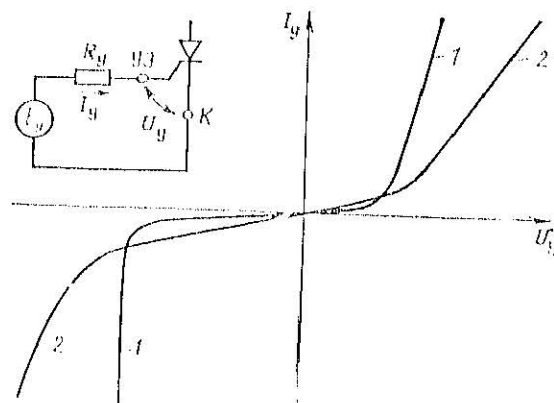


Рис. 3.44. ВАХ управляющий электрод — катод

решается, если линия нагрузки (см. введение) цепи управления проходит через рабочую область диаграммы управления (область 1 на рис. 3.45, а). По диаграмме управления определяется также статическая помехоустойчивость тиристора. Для этого можно воспользоваться рис. 3.45, б, на котором в крупном масштабе изображена нерабочая область управления тиристора (область низкой помехоустойчивости), заштрихованная на рис. 3.45, а. В этой области можно определить отпирающий ток управления $I_{y,от}$, достаточный для включения всех тиристоров данного типа, и неотпирающее напряжение управления $U_{y,от}$, которое еще не отпирает тиристор при различных температурах.

В большинстве случаев тиристор управляется прямоугольным импульсом определенной длительности. Поэтому в диаграммах управления обычно приводятся линии мак-

симально допустимой мощности рассеяния для различной длительности импульса управления.

При малой длительности импульса управления ($t_y < 20 \div 50$ мкс) амплитуду тока управления необходимо

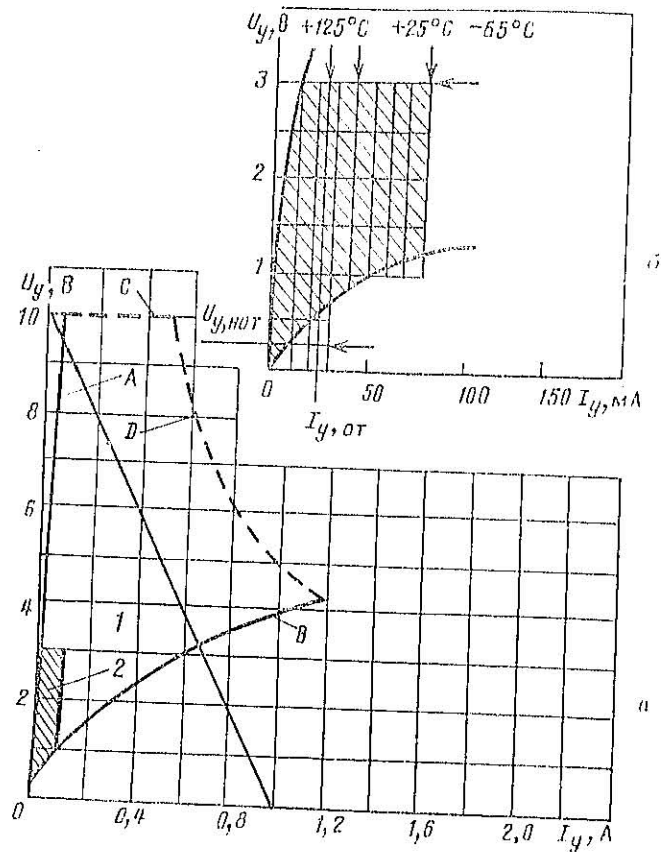


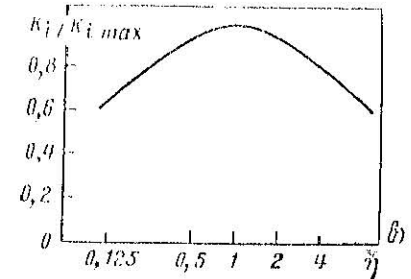
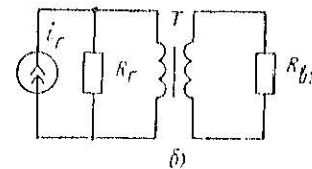
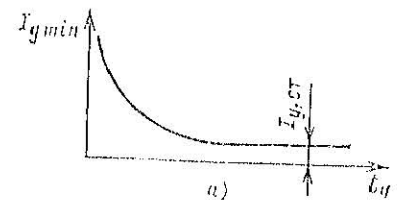
Рис. 3.45. Диаграммы управления тиристора (а) и область низкой помехоустойчивости (б)

увеличивать по сравнению со статической величиной, определяемой по диаграмме управления. Типичная зависимость минимально необходимой амплитуды импульса управления $I_{y \min}(t_y)$ приведена на рис. 3.46, а и хорошо описывается выражением

$$I_{y \min} = I_{y,ст} (1 - e^{-t_y/\tau_{вкл}}), \quad (3.73a)$$

где $I_{y,ст}$ — статический ток управления, задаваемый источником постоянного тока ($t_y \rightarrow \infty$).

Рис. 3.46. Зависимость минимально необходимой амплитуды импульса управления (а), входная цепь тиристора (б) и зависимость коэффициента передачи по току во входной цепи от степени расохлаждения (в)



3.4.2. ВЫБОР РЕЖИМА ФОРМИРОВАТЕЛЯ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ

Требования стабильности, взаимозаменяемости и надежности тиристорных схем приводят к необходимости использования режима источника тока формирователя импульсов управления по отношению ко входу тиристора. В этом случае форма и ток управления практически не зависят от величины и характера входного сопротивления тиристора.

В отличие от режима источника тока режим источника напряжения на входе тиристора не может обеспечить высокой повторяемости параметров эксплуатации и надежности тиристорной схемы. При этом режиме параметры импульса управления определяются входным сопротивлением тиристора, которое имеет значительный разброс и нестабильность. Поэтому формирователи импульсов уп-

вления, работающие в режиме источника напряжения, требуют индивидуальной наладки при смене тиристора.

Рассмотрим простую цепь передачи импульса управления от источника тока i_r с внутренним сопротивлением R_r на вход тиристора с входным сопротивлением $R_{вх}$ (рис. 3.46, б).

На практике оказывается, что для создания режима, близкого к режиму генератора тока на входе, достаточно, чтобы R_r в несколько раз превышало максимальное входное сопротивление тиристора:

$$R_r \approx (3 \div 5) R_{вхmax}$$

при этом разброс входного сопротивления уже не оказывает существенного влияния на работу схемы, а потеря в усилении из-за рассогласования цепи управления еще достаточно мала ($\sim 20\%$).

В качестве согласующего элемента здесь использован идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации $k_{тр}$. Коэффициент передачи тока в такой цепи

$$k_i = \frac{i_{вх}}{i_r} = \frac{k_{тр} R_r}{R_r + k_{тр}^2 R_{вх}} = \frac{k_{тр}}{1 + k_{тр}^2 \frac{R_{вх}}{R_r}}. \quad (3.73б)$$

Максимальный коэффициент передачи по току $k_{i max}$ достигается при $k_{тр} = \sqrt{R_r/R_{вх}}$ и равен $\sqrt{R_r/R_{вх}}/2$.

Степень рассогласования

$$\eta = \frac{R_r}{k_{тр}^2 R_{вх}} = \left(\frac{k'_{тр}}{k_{тр}} \right)^2, \quad (3.73в)$$

и далее имеем

$$\frac{k_i}{k_{i max}} = \frac{2\sqrt{\eta}}{1 + \eta} = f(\eta). \quad (3.73г)$$

На рис. 3.46, в приведен нормированный график функции $f(\eta)$, из которого видна относительно слабая зависимость k_i от условий согласования, например при $\eta=4$ потеря в усилении составляет лишь 20% .

3.4.3. ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСА УПРАВЛЕНИЯ В ИМПУЛЬСНЫХ РЕЖИМАХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Выбор и расчет цепи управления тиристорами в импульсных режимах должны производиться прежде всего из условия обеспечения максимальной теплостойкости (см. § 7.5.1) и помехоустойчивости тиристо-

ров. Только в этом случае можно гарантировать надежность работы тиристорной схемы. Кроме того, параметры импульса управления существенно влияют на потери энергии при отпирании, стойкость тиристорам к эффекту dU_a/dt , на время выключения и т. д.

Рассмотрим, какое влияние оказывают параметры импульса управления — амплитуда тока управления I_y , длительность фронта t_f и длительность импульса управления t_y — на надежность работы тиристора в импульсных режимах.

Прежде всего амплитуда тока управления оказывает влияние на площадь области начального включения. Степень этого влияния определяется конструкцией УЭ, его расположением в структуре тиристора и геометрией самой структуры. В табл. 3.1 для отечественных тиристо-

Таблица 3.1. Выбор $I_{y доп}$ в импульсном режиме эксплуатации

Конструкция УЭ	Боковой круговой	Центральный круговой	Кольцевой
$I_{y доп}$, А	0,5	1,0	2,0
Тип тиристора	Т-100, Т-160 и др.	Т-50, Т-320, ТВ-500 и др.	ТЧ, ТБ, ТН и др.

ров разных типов приводятся значения тока управления $I_{y доп}$, при которых обеспечивается максимальная площадь ОИВ. В наибольшей степени от I_y зависит площадь ОИВ тиристором с кольцевым УЭ, так как в подобных конструкциях практически невозможно добиться одинаковых условий для протекания I_y по всей длине УЭ; по мере увеличения I_y включается все большая часть границы эмиттера с УЭ и площадь ОИВ увеличивается.

Влияние длительности переднего фронта импульса управления t_f сказывается в той степени, в какой она соизмерима с длительностью нарастания анодного тока. Если к моменту $t_{пов}$ (рис. 3.47, а) ток управления не достиг необходимого значения, то площадь ОИВ S_a будет малой и тиристор может выйти из строя. Таким образом, ток $I_{y доп}$ должен достигаться за время $t_f \leq t_{пов}$, что обеспечивает максимальную S_a при включении тиристора.

При работе тиристора в импульсном режиме при длительности протекания анодного тока через прибор менее $20 \mu\text{с}$ необходимо учитывать зависимость минимально допустимой амплитуды тока управления $I_{y доп}$ от длительности импульса управления при заданном уровне на-

дежности прибора. Зависимость хорошо аппроксимируется выражением вида

$$I_{y, \text{доп}}(t_y) = \frac{I_{y, \text{доп}}}{1 - e^{-t_y/\tau_{\text{дин}}}}, \quad (3.74)$$

где $\tau_{\text{дин}}$ — параметр аппроксимации зависимости.

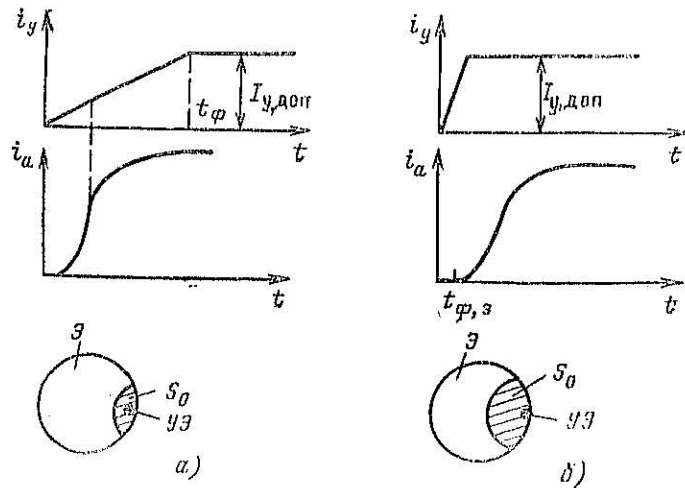


Рис. 3.47. Влияние длительности фронта импульса управления на площадь области начального включения;
а — $t_{\phi} > t_{\phi, \text{крит}}$; б — $t_{\phi} \approx t_{\phi, \text{крит}}$

3.4.4. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ТИРИСТОРОВ

Кроме полезных (управляющих) импульсов на вход тиристора воздействуют «паразитные» импульсы, обусловленные внешними электромагнитными помехами («наводками») или внутренними процессами, например переключениями других тиристорov в схеме. Полезные импульсы управления тиристора должны существенно превышать уровень помех, а к «паразитным» импульсам тиристор должен быть по возможности нечувствителен, т. е. не должен реагировать на них так, как он реагирует на полезный импульс управления.

Устойчивость тиристора к электрическим помехам называют помехозащищенностью или помехоустойчивостью.

Так как тиристоры (кроме запираемых) импульсом управления только отпираются, то помехоустойчивость необходимо обеспечить прежде всего в запираемом состоянии тиристора.

Включение тиристора происходит при накоплении в базах некоторого критического заряда $Q_{\text{кр}}$ [см. (3.59)], т. е. тиристор, как и биполярный транзистор, управляется зарядом. Если поступающий с импульсом помехи заряд Q_n меньше критического, т. е.

$$Q_n < Q_{\text{кр}}, \quad (3.75)$$

то тиристор сохраняет свою помехоустойчивость.

Заряд Q_n , вносимый в базы тиристора импульсом помехи, в общем случае складывается из следующих составляющих:

$$Q_n = Q_{y_1} + Q_{y, \text{п}} + Q_c, \quad (3.76)$$

где Q_{y_1} — заряд, поступающий в базы тиристора под воздействием тока утечки i_{y_1} (тока в закрытом состоянии), протекающего между анодом и катодом тиристора в закрытом состоянии; $Q_{y, \text{п}}$ — заряд, поступающий в базы тиристора под воздействием импульса помехи, поступающего на вход тиристора из схемы управления; Q_c — заряд, поступающий в базы тиристора под воздействием тока через емкость центрального перехода тиристора вследствие эффекта dU/dt .

Все составляющие заряда Q_n поступают в базы практически одновременно: в самом деле, когда появляется «скачок» напряжения на аноде тиристора, то на вход тиристора поступает импульс помехи $i_{y, \text{п}}$, возникающий, например, из-за связи между силовой схемой и схемой управления через общую питающую сеть. Тогда при длительности импульса помехи t_n можно рассчитать заряд помехи и проверить, обеспечивается ли помехоустойчивость тиристора:

$$Q_n = \left(\int_0^{t_n} i_{y_1} dt \right) + \left(\int_0^{t_n} i_{y, \text{п}} dt \right) + \left(\int_0^{t_n} i_c dt \right), \quad (3.77)$$

Помехоустойчивость тиристорov снижается в режимах эксплуатации с относительно малыми для применяемых тиристорov временами выключения, при этом к моменту поступления импульса помехи в базы тиристора может сохраняться некоторый заряд Q_B и критический заряд снизится до значения $Q_{\text{кр}} - Q_B$.

Условие обеспечения помехоустойчивости тиристора тогда принимает вид

$$Q_{\text{н}} < Q_{\text{кр}} - Q_{\text{б}} \quad (3.78)$$

Резко снижается помехоустойчивость тиристорov при возрастании температуры. В частности, с ростом температуры от 20 до 100°C значение критического заряда тиристорov (практически независимо от типа) снижается более чем в 10 раз.

Схемные мероприятия по обеспечению помехоустойчивости тиристорov можно разделить на методы подавления помех и методы защиты от имеющихся помех.

Простейшей мерой подавления помех является, например, установка шунтирующих RC-цепей в силовой схеме преобразователя. В конечном итоге все схемные мероприятия, которые уменьшают dU/dt и di/dt

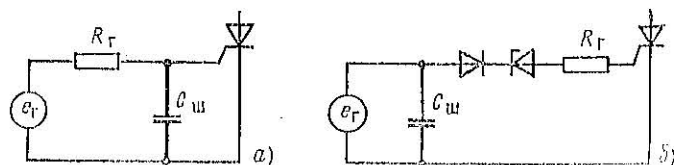


Рис. 3.48. Схемные методы повышения помехоустойчивости тиристорov: а — шунтировка входа; б — последовательное включение диодов

в силовой части тиристорного устройства, можно считать одновременно мерами подавления помех. Однако применение таких мер в реальных режимах, в которых тиристоры переключаются с $dU/dt \approx 1000$ В/мкс и $di/dt \approx 1000$ А/мкс, ограничено.

Схемные методы защиты от помех сводятся к искусственному увеличению критического заряда. Например, при включении параллельного входа тиристора шунтирующего резистора или конденсатора $C_{\text{ш}}$ (рис. 3.48, а) критический заряд увеличится.

Помехоустойчивость тиристора в цепи управления можно повысить включением последовательно со входом тиристора диодов или стабилизаторов (рис. 3.48, б), при этом условие помехоустойчивости представляется в виде

$$Q_{\text{н}} \leq Q_{\text{кр}} + Q, \quad (3.79)$$

где $Q = C_{\text{ш}}(U_{\text{ст}} + U_{\text{Д}})$ — заряд, который добавляется к критическому заряду тиристора; $U_{\text{ст}}$, $U_{\text{Д}}$ — падения напряжения на стабилизаторе и дио-

де. Иногда критический заряд повышают с помощью источника обратного тока управления в цепи управляющего электрода.

Входной контроль тиристорov в целях отбора приборов, обладающих повышенной помехоустойчивостью, возможен, как следует из (3.78), прежде всего по трем параметрам: емкости центрального перехода C и параметрам критического заряда $I_{\text{уст}}$ и $t_{\text{вкл}}$. Выбор тиристорov с максимальной группой по критической скорости нарастания напряжения практически гарантирует минимальное значение емкости C для данного типа приборов. Разброс по $t_{\text{вкл}}$ обычно относительно невелик, в то время как различие в значениях статического тока управления может составлять два порядка величины и более. Поэтому входной контроль тиристорov по статическому току управления позволяет существенно повысить помехоустойчивость тиристорov. Кроме того, как уже отмечалось, в низковольтных схемах воздействие эффекта dU/dt на тиристоры с высоким значением $I_{\text{уст}}$ практически отсутствует; снижается также и влияние эффекта локализации энергии в таких приборах.

3.5. СИММЕТРИЧНЫЕ ТИРИСТОРЫ (СИМИСТОРЫ)

Симметричный тиристор — тиристор, который при подаче сигнала на его управляющий электрод включается как в прямом, так и в обратном направлении.

3.5.1. СТРУКТУРА СИМИСТОРА

Один из вариантов симметричной структуры изображен на рис. 3.49, ее можно представить состоящей из отдельных элементарных структур,

p-n-p-структура с зашунтированным эмиттерным переходом

На рис. 3.50 изображена *p-n-p-структура*, отличительной особенностью которой является выведение базового p_2 -слоя к металлическому контакту. В результате эмиттерный переход $I/3$ шунтируется. Для прямого анодного напряжения переходы $I/1$ и $I/3$ оказываются под прямым, а переход $I/2$ — под обратным напряжением; при этом переход $I/3$ при малых токах через структуру практически не инжектирует электроны в базовую p_2 -область. Прямое напряжение на переходе $I/3$ определяется падением напряжения на радиальном сопротивлении p_2 -область. Если это падение напряжения $U_{\text{В}} \gg U_{\text{б}}$ — напряжения отсечки ВАН $p-n$ перехода $I/3$, то работает трехслойная $p_1-n_1-p_2$ структуры; при $U_{\text{В}} \gg U_{\text{б}}$ имеем обычную тиристорную $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуру. Изменяя параметры структуры, протяженность эмиттерной области $l_{\text{а}}$ и базовой области $l_{\text{б}}$, выходящей к контакту, а также ширину и удельное сопротивление p -базы, иначе говоря, меняя радиальное сопротивление этой области, можно регулировать ток включения структуры с зашунтированным эмиттером. На основе рассмотренной элементарной структуры разработаны сим-

метричные ограничители напряжения, которые представляют собой пятислойную $n-p-n-p-n$ структуру с зашунтированными крайними $p-n$ переходами (рис. 3.51). Если к электродам прибора приложено напряжение с полярностью, указанной на рис. 3.51 в скобках, то переход $П1$ заперт и не оказывает влияния на работу прибора. При подаче напряжения, которое больше напряжения переключения $p_2-n_2-p_1-n_1$ структуры, ток протекает через правую часть прибора, которая представляет собой

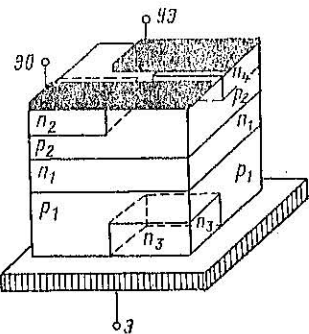


Рис. 3.49. Структура симистора

Рис. 3.50. $p-n-p-n$ структура с зашунтированным эмиттером и ВАХ перехода $П3$ структуры

Рис. 3.51. Структура симметричного ограничителя напряжения

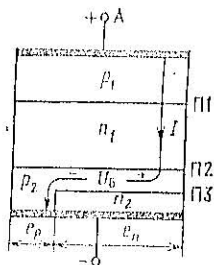


Рис. 3.50.

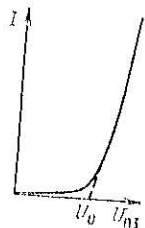
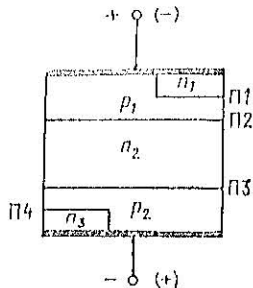


Рис. 3.51.



структуру с зашунтированным эмиттерным переходом $П1$. При обратной полярности приложенного напряжения (без скобок на рис. 3.51) работает левая $p_1-n_2-p_2-n_3$ структура, а переход $П1$ заперт.

Таким образом, такая пятислойная структура с зашунтированными эмиттерными переходами имеет ВАХ с участком отрицательного сопротивления как на прямой, так и на обратной ветви (рис. 3.52) и позволяет переключать ток любого направления.

Современная технология позволяет получить структуры $n_1-p_1-n_2-p_2$ и $p_1-n_2-p_2-n_3$ с минимальным разбросом электрических параметров. Это, в свою очередь, определяет симметрию ВАХ относительно начала коор-

динат, т. е. обеспечивает равенство напряжений переключения обеих структур, их токов удержания и включения. При этом в проводящем направлении прибор имеет такое же сопротивление, как и обычная $p-n-p-n$ структура. Симметричный ограничитель напряжения, основу которого составляет рассмотренная структура, может быть открыт либо за счет подачи на электроды напряжения, превышающего напряжение включения, либо за счет эффекта dU/dt .

Основное назначение ограничителей напряжения — защита управляемых $p-n-p-n$ структур от коммутационных переувражений. Неиспользуются эти приборы также в качестве разрядников в электрической аппаратуре.

Вообще говоря, на основе $n-p-n-p-n$ структуры с зашунтированными эмиттерами можно получить и управляемые приборы. Так, если УЭ присоединить к широкой n_2 -базе, то прямой ветвью ВАХ можно управлять, подавая отрицательный по напряжению относительно нижнего электрода сигнал. Включение прибора и обратном направлении осуществляется за счет подачи отрицательного относительно верхнего электрода напряжения на УЭ. Однако приборы с таким управлением пока не нашли распространения по причинам:

- присоединение УЭ к широкой базе диффузионной структуры в условиях серийного производства — трудновыполнимая операция;
- прибор должен иметь две операции управления — одну для прямого, другую для обратного направления;
- в рабочий период в каждой из цепей управления прикладывается напряжение структуры.

$p-n-p-n$ структура с инжектирующим управляющим электродом

Эта структура при работе в прямом направлении имеет на основных электродах (А—К) ту же полярность, что и обычная $p-n-p-n$ структура, но включается она отрицательным управляющим напряжением (рис. 3.53, а).

При анализе процессов, протекающих во время включения тиристора с инжектирующим УЭ, удобно различать управляющую $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуру и основную $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуру, как показано на рис. 3.53, а (основная — с зашунтированным эмиттерным переходом).

Процессы, происходящие в тиристор с инжектирующим УЭ во время переходного процесса включения, поясним с помощью диаграмм $i_a(t)$ и $i_c(t)$ (рис. 3.53, б).

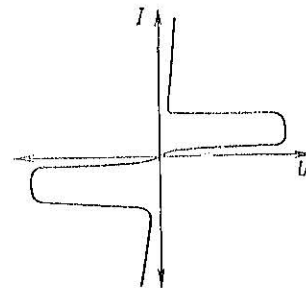


Рис. 3.52. ВАХ симметричного ограничителя напряжения

В момент t_0 подается импульс управления (минус на УЭ) на вход тиристора и через время $t_{ф.з} \leq 0,2$ мкс появляется анодный ток через управляющую структуру тиристора. Анодный ток управляющей структуры тиристора протекает через анодную и управляющую цепи последовательно, в результате чего напряжение u_y к моменту t_1 спадает до нуля и затем меняет знак, так как падение от анодного тока на резисторе R_y становится больше E_y (рис. 3.53, б). При этом слой p_2 становится положительным относительно катода и к катодному переходу П1 потечет дырочный ток. В момент t_2 переход П4 смещается в прямом направлении и происходит включение основной структуры. Ток управ-

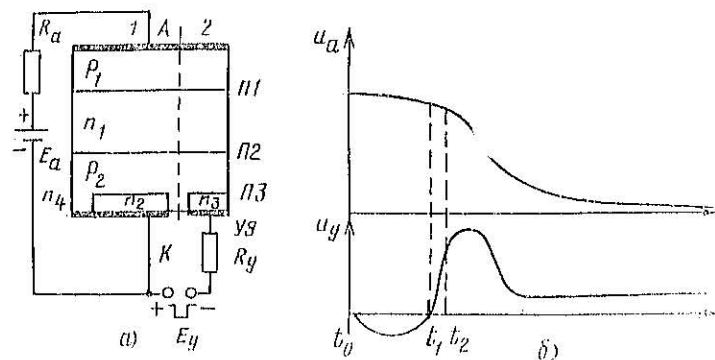


Рис. 3.53. $p-n-p-n$ структура с инжектирующим управляющим электродом:

1 — основная структура; 2 — управляющая структура

ляющей структуры постепенно спадает, так как дифференциальное сопротивление перехода П3 и слоя p_2 под ним много меньше сопротивлений цепи управления, что приводит к снижению напряжения u_y . Дальнейший рост анодного тока определяется в основном процессом расширения области включения.

Таким образом, основной особенностью структуры с инжектирующим УЭ по сравнению со структурой с зашунтированным эмиттером является введение дополнительного слоя n_3 , который образует инжектирующий переход и обеспечивает управление основой $p_1-n_1-p_2-n_2$ структурой.

$p-n-p-n$ структура с отделенным управляющим электродом

Эта структура изображена на рис. 3.54. Здесь УЭ удален от катода и управляющей является транзисторная $n_3-p_1-n_1$ структура. На УЭ

подается отрицательное напряжение относительно анода, на основные электроды — анод и катод — положительное напряжение, при этом коллекторный переход П2 транзистора $n_3-p_1-n_1$ оказывается под малым прямым напряжением, так как почти все анодное напряжение прикладывается к переходу П3. Транзистор $n_3-p_1-n_1$ обеспечивает передачу тока в коллектор при малых прямых напряжениях на коллекторном переходе, при условии, что $|U_{ЭБ}| < |U_{КБ}|$, т. е. прямое напряжение на эмит-

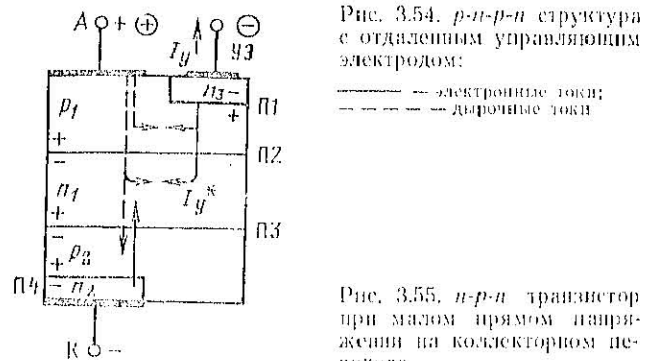
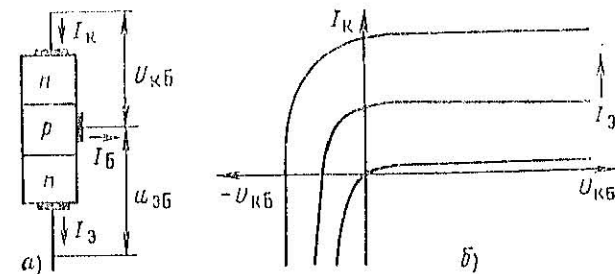


Рис. 3.54. $p-n-p-n$ структура с отделенным управляющим электродом:

— — — электронные токи;
- - - дырочные токи

Рис. 3.55. $n-p-n$ транзистор при малом прямом напряжении на коллекторном переходе



терном переходе больше (рис. 3.55, а, б). Инжектируемые переходом П1 электроны поступают в слой p_1 и далее, частично прорекомбинировав, в слой n_1 . Для соблюдения нейтральности n_1 -базы переход П2 (см. рис. 3.54) начинает инжектировать дырки, которые поступают в слой p_2 , вызывая приток электронов из n_2 -эмиттера. Таким образом, переход П2 является, с одной стороны, собирающим (коллекторным), с другой — инжектирующим носителем (эмиттерным).

Далее $p_1-n_1-p_2-n_2$ структура включается как обычный тиристор. Очевидно, что в рассмотренной структуре управление происходит по n -базе тиристора, которая обладает меньшим коэффициентом передачи по току. Поэтому ток управления I_y^* основной структуры, который равен коллекторному току транзистора $n_3-p_1-n_1$, существенно меньше тока I_y , протекающего через УЭ:

$$I_y^* = I_{K_{n_3-p_1-n_1}} = \alpha_{n_3-p_1-n_1} I_y \approx (0,5 \div 0,7) I_y. \quad (3.80)$$

Таким образом, рассмотренная структура позволяет включать тиристор с помощью транзистора, расположенного на анодной стороне.

p-n-p-n структура с омическим управляющим электродом

Рассматриваемая структура приведена на рис. 3.56. УЭ в данной структуре имеет непосредственный контакт с анодом через омическое сопротивление слоя p_1 (омический УЭ). Если при разомкнутой цепи управления на анод A и катод K подать напряжение указанной на рисунке полярности, переходы $P2$ и $P4$ сместятся в прямом, а переходы $P1$ и $P3$ в обратном направлениях. При подаче на УЭ напряжения положительной относительно A полярности через слой p_1 в радиальном направлении протекает ток I_y . Падение напряжения на радиальном сопротивлении слоя p_1 способствует смещению перехода $P1$ в прямом направлении и приводит к тому, что участок этого перехода, расположенный возле УЭ, инжектирует электроны в область p_1 . Часть электронов рекомбинирует в этом слое с дырками, другая часть попадает в область n_2 , понижает ее потенциал относительно области p_1 и тем самым способствует инжекции дырок переходом $P2$. Таким образом, так же как и в структуре с отдаленным УЭ, здесь предварительно включается транзистор $n_3-p_1-n_1$, работающий при малом прямом напряжении на коллекторном переходе $P2$, причем инжекции перехода $P1$ способствует протекание тока I_y через омический УЭ. Далее структура $p_1-n_1-p_2-n_2$ включается как обычный тиристор. Ток управления I_y^* основной $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуры имеет вид

$$I_y^* \approx I_y / \beta_{n_3-p_1-n_1}, \quad (3.81)$$

и управление основной структурой проводится по n -базе с помощью транзистора, расположенного на анодной стороне,

3.5.2. ВЫХОДНАЯ ВАХ СИМИСТОРА

Вернемся теперь к рассмотрению интегральной структуры симистора и определим конфигурацию рабочих структур при различной полярности основного (силового) и управляющего напряжений.

При подаче положительного напряжения на электроды Э и УЭ по отношению к общему электроду ЭО (см. рис. 3.49) работает $p_1-n_1-p_2-n_2$ структура симистора, которая включается как обычный тиристор. ВАХ такой элементар-

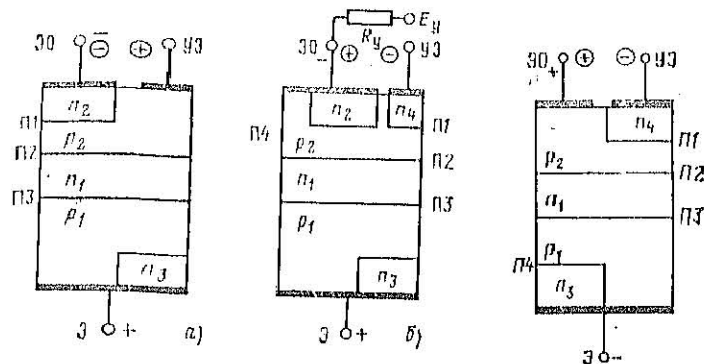


Рис. 3.57. Рабочая структура симистора при положительном основном и положительном (а) и отрицательном (б) управляющих напряжениях

Рис. 3.58. Рабочая структура симистора при отрицательном основном и управляющем напряжениях

ной структуры симистора расположена в первом квадранте, управление производится положительным импульсом (см. рис. 3.55).

При сохранении полярности напряжения на силовых электродах Э и ЭО и подаче на УЭ отрицательного напряжения работает $p_1-n_1-p_2-n_2-n_4$ структура симистора, которая представляет собой структуру с инжектирующим УЭ (рис. 3.57). В результате сначала отпирается управляющая $p_1-n_1-p_2-n_4$ структура, затем в момент, когда падение напряжения от анодного тока управляющей структуры на резисторе цепи управления R_y превышает I_y , включается основная $p_1-n_1-p_2-n_2$ структура. ВАХ элементарной структуры симистора расположена в первом квадранте при отрицательном импульсе управления.

При подаче отрицательного напряжения на электроды Э и УЭ по отношению к общему электроду ЭО работает $p_2-n_1-p_1-n_3-n_4$ структура, которая представляет структуру с отдаленным УЭ (рис. 3.58). В этом случае предварительно отпирается управляющий $n_4-p_2-n_1$ транзистор, коллекторный переход которого П2 находится под небольшим прямым напряжением. Затем коллекторным током $n_4-p_2-n_1$ транзистора открывается основная $p_2-n_1-p_1-n_3$ структура, причем управление производится по n_1 -базе ВАХ структуры в третьем квадранте при отрицательном токе управления.

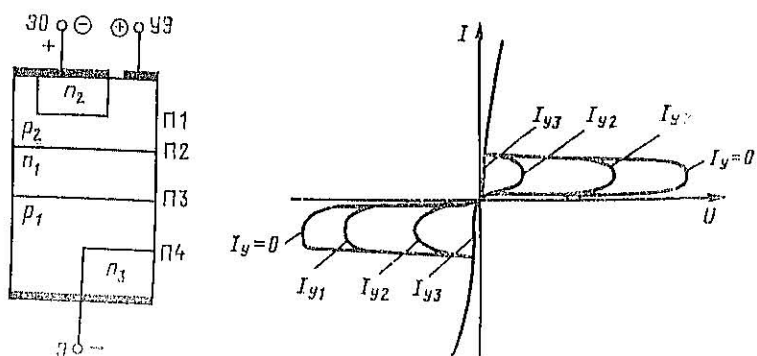


Рис. 3.59. Рабочая структура симистора при отрицательном основном и положительном управляющем напряжениях

Рис. 3.60. ВАХ симистора ($|I_{y3}| > |I_{y2}| > |I_{y1}|$)

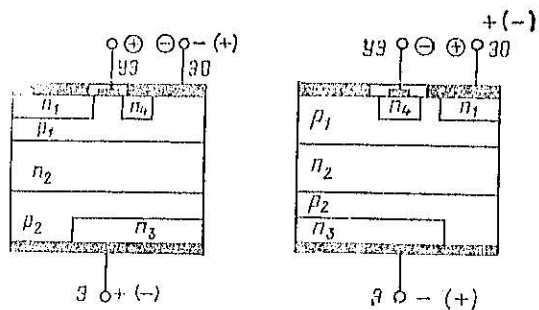


Рис. 3.61. Структура симистора, управляемая положительным током

Рис. 3.62. Структура симистора, управляемая отрицательным током

Если теперь изменить полярность напряжения на УЭ (рис. 3.59), то будет работать $n_2-p_2-n_1-p_1-n_3$ структура с омическим УЭ. Переход П1 смещается в прямом направлении и инжектирует электроны в слой p_2 , часть которых, соответствующая коэффициенту передачи тока $n_2-p_2-n_1$ транзистора, достигает n_1 -базы и, таким образом, вынуждает переход П2 к инжекции дырок в направлении n_1 . Далее $p_2-n_1-p_1-n_3$ структура включается как обычный тиристор.

Таким образом, в каждом рассмотренном случае включения симистора работает лишь одна из четырех элементарных (составляющих) структур. ВАХ симистора симметрична относительно начала координат и располагается в первом и третьем квадрантах (рис. 3.60); управление обеспечивается током любой полярности.

Используются также симисторы, которые управляются однополярным током (положительным или отрицательным). Структура симистора, управляемая только положительным током управления, изображена на рис. 3.61. Эта структура получена совмещением в одном монокристалле обычной $p-n-p-n$ (левая часть) и $p-n-p-n$ структур (правая часть) с омическим УЭ. При разомкнутой цепи управления структуру можно рассматривать как симметричный переключатель на основе $n-p-n-p-n$ структуры с зашунтированными $p-n$ переходами.

Если к Э и УЭ приложены положительные относительно ЭО напряжения, то работу прибора определяет обычная $p_2-n_2-p_1-n_1$ структура, так как правая часть прибора при таком режиме включена в обратном направлении. При изменении полярности напряжения на ЭО в состоянии с малым сопротивлением будет переключаться правая часть — элементарная $p_1-n_2-p_2-n_3$ структура с омическим УЭ, а левая часть прибора будет заперта.

Симметричный тиристор с отрицательным током управления изображен на рис. 3.62. Этот прибор можно рассматривать как комбинацию структур с отдаленным УЭ и инжектирующим УЭ.

При разомкнутой цепи управления прибор по своим свойствам не отличается от симметричного переключателя. Если к Э и УЭ приложены отрицательные относительно ЭО напряжения, то работу прибора определяет левая часть структуры, представляющая собой $p_1-n_2-p_2-n_3-n_3$ структуру с отдаленным УЭ. При изменении полярности на основных электродах работу структуры определяет правая часть при-

бора, т. е. $p_2-n_2-p_1-n_1-n_4$ структура с инжектирующим УЭ. ВАХ симисторов с однополярным управлением аналогичны ВАХ, показанным на рис. 3.60.

3.5.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СИМИСТОРОВ

Прежде всего рассмотрим особенности переходного процесса включения симисторов, при этом предполагаем, что включение элементарных структур симистора происходит независимо.

Переходный процесс включения элементарных структур симистора с инжектирующим УЭ, с отдаленным УЭ и омическим УЭ характеризуется тем, что последовательно (одна за другой) включаются две структуры — сначала управляющая (вспомогательная), а уже затем током управляющей структуры основная структура тиристора. Однако практически модель переходного процесса включения таких тиристоров с двойной структурой можно свести к модели обычной (одноразной) структуры (см. § 3.3.3).

Покажем это на примере тиристора с инжектирующим УЭ; переходные характеристики при включении изображены на рис. 3.53, б.

Анодный ток управляющей структуры $I_{a,у}$, при которой включается основная структура тиристора с инжектирующим УЭ, составляет обычно 20—50 А (момент t_1 на рис. 3.53, б).

В результате этого этап установления управляющей структуры обычно вообще не достигается или имеет пренебрежимо малую величину, так как при такой величине $I_{a,у}$ снижение эффективности эмиттеров транзисторов, составляющих управляющую структуру, оказывается незначительно, и можно принять время установления управляющей структуры равным нулю.

Увеличение тока на этапе регенерации основной структуры происходит чрезвычайно быстро, что связано с тем, что основная структура включается значительным по току $I_{a,у}$, а коэффициенты усиления транзисторов, составляющих основную структуру, велики вследствие относительно малой локализации включения. Следовательно, время регенерации основной структуры пренебрежимо мало.

Таким образом, реально переходный процесс включения тиристоров с двойной структурой содержит этапы регенерации, установления коэффициентов усиления и распространения области включения, аналогичные подобным этапам у обычных тиристоров (см. § 3.3.3). Время включения отечественных симисторов типов ТС80, ТС125, Т160 равно примерно 20 мкс, т. е. такое же, как и у обычных тиристоров. Очевидно, что каждая элементарная структура симистора включается по-разному, но эта разница практически не сказывается на быстроте действия симисторов. Часто симистор считают аналогом встречно-параллельного соеди-

нения двух обычных тиристоров (рис. 3.63). Однако такое сравнение не совсем справедливо. С одной стороны, симистор как единая интегральная структура имеет всегда при прочих равных условиях по сравнению со встречно-параллельными тиристорами меньшие массу и габариты, большую надежность работы, меньшую сложность схемы управления и стоимость. С другой стороны, единая интегральная структура симистора — прибора, проводящего ток в обоих направлениях, может выключаться только за счет естественного спада к нулю прямого тока (естест-

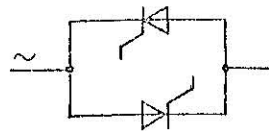
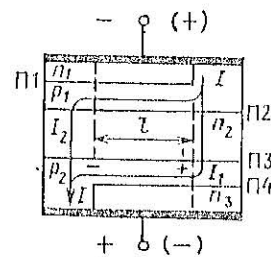


Рис. 3.63. Встречно-параллельное включение тиристоров

Рис. 3.64. Структура симистора при выключении



венная коммутация). Поэтому симисторы имеют низкие рабочие частоты (~ 100 Гц), в то время как встречно-параллельное соединение обычных тиристоров может работать на частотах ~ 1 кГц и выше.

Большинство двухпроводных тиристоров (симисторов) имеет в своей основе структуру, изображенную на рис. 3.64, для которой характерно перекрытие эмиттерных переходов длиной l . При прохождении тока через левую часть прибора заряд накапливается в n_2 -базе слева, заполняя также и область перекрытия l . При изменении полярности напряжения запирающий ток I может протекать через l -область. Часть этого тока I_1 создает на радиальном сопротивлении p_2 -базы падение напряжения, которое смещает переход $P-N$ в прямом направлении, т. е. ток I_1 выполняет функцию тока управления $p_3-p_2-n_2-p_1$ структуры. Если заряд дырок, накопленный в p_2 -базе при протекании этого тока, будет превышать критический заряд, необходимый для отпирания $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуры, последняя перейдет в открытое состояние и через прибор потечет ток, определяемый обратным напряжением и сопротивлением нагрузки. Например, при синусоидальной форме напряжения на основных электродах при заданном значении тока через прибор существует критическая частота $f_{кр}$, определяемая параметрами структуры, при превышении которой имеет место отпирание прибора в обратном направлении без подачи управляющего импульса.

На рис. 3.65 представлены типичные осциллограммы тока через симистор для $I < I_{кр}$ и для $I > I_{кр}$. Зависимость максимального тока от $f_{кр}$ приведена на рис. 3.66.

Двунаправленный тиристор имеет некоторое снижение стойкости к эффекту du/dt по сравнению с обычными тиристорами. Пусть симистор включен в цепь переменного тока на активно-индуктивную нагрузку (рис. 3.67, а). На рис. 3.67, б приведены диаграммы тока и напряжения через прибор: вследствие индуктивного характера нагрузки ток отстает по фазе от напряжения. При этом ток становится равным нулю, когда питающее напряжение сети u_c имеет обратную полярность и достигает значительной величины. Поэтому после зашпирания симистора, когда ток в цепи равен нулю, это напряжение прикладывается к прибору с высокой скоростью нарастания du/dt .

Стойкость симистора к du/dt характеризуют для двух направлений тока и различают критическую скорость нарастания прямого напряжения и критическую скорость нарастания коммутационного напряжения.

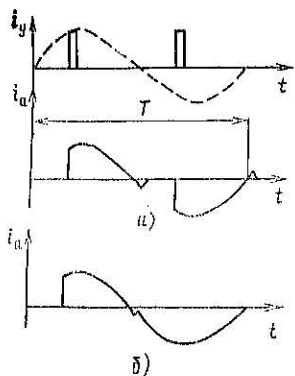


Рис. 3.65. Диаграммы основного тока симистора при частоте основного напряжения:

а — $f < f_{кр}$; б — $f > f_{кр}$

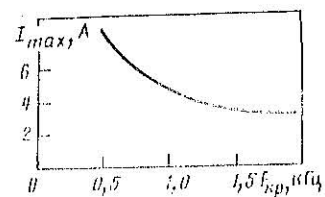


Рис. 3.66. Зависимость основного тока симистора от критической частоты

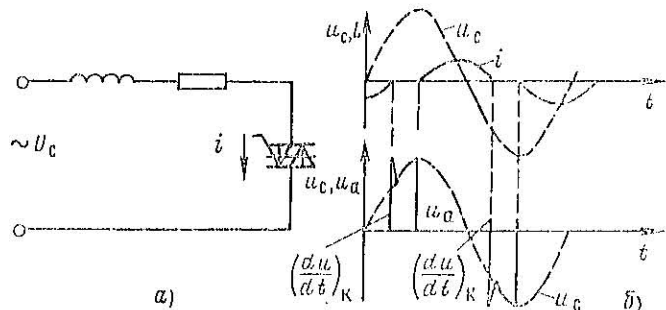


Рис. 3.67. Включение симистора на активно-индуктивную нагрузку

Критическая скорость нарастания прямого напряжения — максимальная скорость напряжения, прикладываемого к симистору в направлении, совпадающем с направлением протекающего тока, при которой не происходит включения симистора.

Критическая скорость нарастания коммутационного напряжения (du/dt) — максимальная скорость нарастания напряжения, прикладываемого к симистору в направлении, противоположном направлению протекающего тока, при которой не происходит включения симистора. Так, например, при работе на RL -нагрузку для симистора важно знать скорость нарастания коммутационного напряжения.

Типичная критическая скорость нарастания для симисторов лежит в диапазоне 5—20 В/мкс.

3.5.4. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИМИСТОРОВ

Универсальность и простота симисторов делают их перспективными для обширного класса устройств, связанных с подключением и регулированием переменного тока.

Симметричный тиристор в качестве бесконтактного ключа в цепях переменного тока позволяет коммутировать значительную мощность при малых потерях мощности на уп-

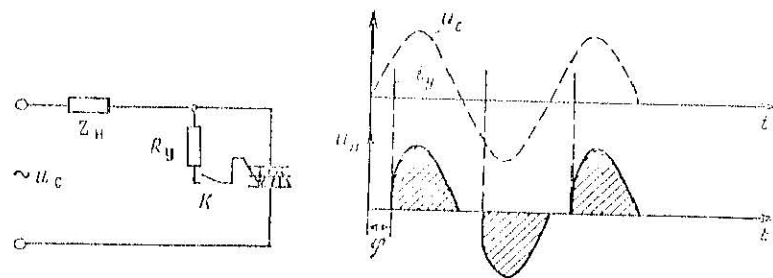


Рис. 3.68. Применение симистора в качестве бесконтактного ключа переменного тока

Рис. 3.69. Применение симистора в схеме фазового управления

равление (рис. 3.68), при этом отсутствуют «дребезг» и подгорание контактов, искрение и перенапряжения, характерные для контактных элементов.

При фазовом управлении симистор отпирается импульсом управления и подключает напряжение питающей сети

к нагрузке на определенную (регулируемую) часть периода (рис. 3.69), что позволяет экономично регулировать среднее значение мощности, подводимой к нагрузке (например, при питании электрических ламп, нагревательных приборов, электродвигателей и т. п.).

Регулировка мощности осуществляется путем изменения фазового угла ϕ , при котором происходит отпирание ключа — симистора.

В момент замыкания или размыкания ключа при фазовом регулировании из-за резкого изменения тока возникают перенапряжения и, как следствие, радиопомехи, коммута-

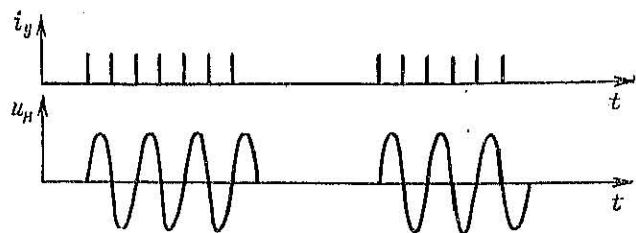


Рис. 3.70. Применение симистора в схеме с синхронной коммутацией

ционные помехи и т. п. Желательно поэтому отпирать и за-
пирать ключ в момент, когда напряжение питающей сети
проходит через нуль — так называемая синхронная коммута-
ция или коммутация при нулевом напряжении (особенно
часто используется при питании электронагревателей), при
этом мощность в нагрузке регулируется путем изменения
отношения длительности замкнутого состояния ключа (симистор открыт), когда к нагрузке прикладывается целое
число периодов питающей сети, к длительности его разомк-
нутого состояния (симистор закрыт) (рис. 3.70).

Коммутационные помехи в этом случае резко умень-
шаются.

3.6. ЗАПИРАЕМЫЕ ТИРИСТОРЫ

Запираемый тиристор — тиристор, который может переключаться
из закрытого состояния в открытое и наоборот при подаче на управ-
ляющий электрод сигналов соответствующей полярности.

3.6.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ВЫКЛЮЧЕНИИ

Запираемый тиристор конструктивно и принципиально подобен
обычному незапираемому тиристор. Главной особенностью запирае-
мого тиристора является то, что по управляющему электроду такого

Рис. 3.71. Схема замещения запи-
раемого тиристора

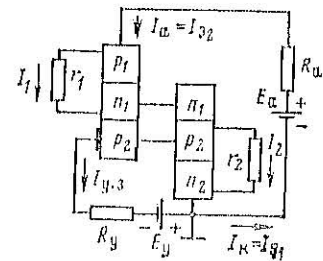
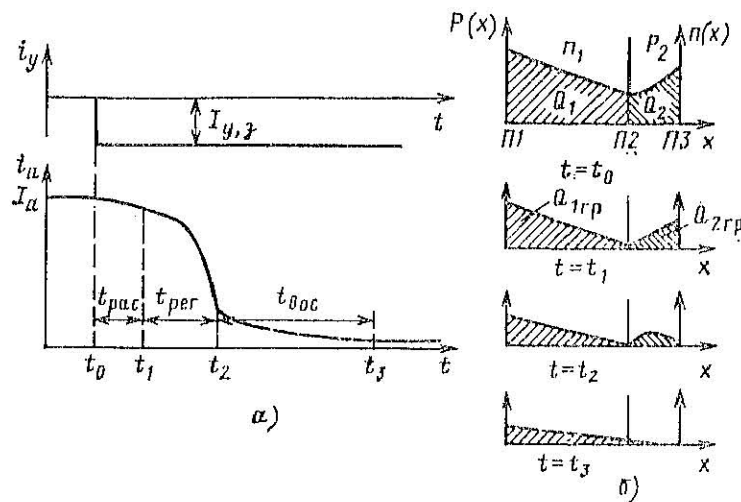


Рис. 3.72. Диаграммы изменения
тока и зарядов в базе при выклю-
чении тиристора по управляюще-
му электроду



прибора производится как операция включения *p-n-p-n* структуры, так
и операция ее выключения.

Рассмотрим возможности выключения *p-n-p-n* структуры по управ-
ляющему электроду. Преимущества такого выключения очевидны: управ-
ляются узлы коммутации (выключения) тиристоров и, как след-
ствие, повышается экономичность и надежность тиристорного преобра-
зователя, снижаются его масса и габариты.

Эффективность выключения тиристора с помощью управляющего импульса характеризуется коэффициентом выключения

$$k_{\text{выкл}} = I_a / I_{y,з}, \quad (3.82)$$

где I_a — амплитуды выключаемого анодного тока; $I_{y,з}$ — наименьшая амплитуда тока управления, необходимая для выключения тиристора.

При анализе переходного процесса выключения управляющим током воспользуемся схемой замещения тиристора двумя транзисторами (рис. 3.71). Через структуру протекает прямой ток $I_a = E_a / R_a$. В момент t_0 в управляющий электрод задается выключающий ток управления $I_{y,з}$. Диаграммы изменения тока во время переходного процесса выключения, а также динамика изменения зарядов в базах тиристора представлены на рис. 3.72, а, б. До начала переходного процесса выключения тиристора (до момента t_0) оба транзистора $p-n-p-n$ структуры насыщены. Полагаем, что генератор импульсов управления работает в режиме источника тока, т. е. R_y много больше входного сопротивления тиристора. Управляющий сигнал представляет собой импульс прямоугольной формы амплитудой $I_{y,з}$.

В переходном процессе выключения по управляющему электроду различают следующие три этапа: рассеивание заряда насыщения ($t_{\text{рас}}$), регенеративный спад анодного тока ($t_{\text{рег}}$) и восстановление сопротивления коллекторного перехода ($t_{\text{вос}}$).

На первом этапе переходного процесса (этапе рассеивания), длительность которого обозначается $t_{\text{рас}}$, под воздействием управляющего сигнала в базах тиристора происходит уменьшение концентраций носителей, вследствие чего сопротивление баз и падение напряжения на структуре увеличивается. На рис. 3.72 этому этапу соответствует некоторое снижение анодного тока; поскольку в реальных условиях изменяющееся во времени падение напряжения на приборе много меньше напряжения питания E_a , указанное изменение анодного тока незначительно.

При достаточной амплитуде и длительности импульса управления процессе рассеивания зарядов в базах приводит к выходу коллекторного перехода из насыщения. Так как базы транзисторов связаны общим коллекторным переходом, то снижение до нуля избыточной концентрации неосновных носителей на его границах и связанный с этим выход из насыщения происходят одновременно (в момент t_1). Заряды в базах в момент t_1 называются граничными и обозначаются $Q_{гр1}$ и $Q_{гр2}$.

После выхода из насыщения транзисторы работают в активном режиме, при котором их коллекторные токи пропорциональны зарядам в базах. Под воздействием тока управления и вследствие возникновения положительной обратной связи, характерной для активного режима, заряды в базах и ток через структуру уменьшаются лавнообразно.

Так как отрицательный ток управления поступает только в одну базу (p -типа), то первым спадает до нуля заряд в этой базе, и $n-p-n$ транзистор понадеет в область отсечки (в момент t_2). Это вызывает прекращение действия положительной обратной связи, и поэтому уменьшение анодного тока перестает носить регенеративный характер. Лавнообразный процесс снижения зарядов в базах и тока через структуру составляет второй этап переходного процесса, называемый этапом регенерации. Длительность его $t_{\text{рег}} = t_2 - t_1$.

На третьем этапе переходного процесса $n-p-n$ транзистор работает в области отсечки, вследствие чего его коллекторный ток, поступивший ранее в n -базу, равен нулю. Поэтому в n -базе $p-n-p$ транзистора происходит уменьшение заряда из-за рекомбинации и ухода основных носителей через эмиттерный переход III , чему соответствует медленный спад анодного тока после момента t_2 на рис. 3.72.

3.6.2. АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА ВЫКЛЮЧЕНИЯ

Анализ процессов в тиристоре проводится методом заряда, для чего составляются и решаются дифференциальные уравнения, описывающие изменение зарядов на каждом этапе. При анализе принимаются следующие допущения:

1. Анодный ток тиристора во время этапа рассеивания постояен и равен I_a .

2. Изменение зарядов в базах тиристора описывается линейными дифференциальными уравнениями вида

$$dQ/dt + Q/\tau_B = i_B(t), \quad (3.83)$$

где τ_B — эффективная постоянная времени жизни носителей в базе, учитывающая убывь основных носителей вследствие рекомбинации и уход их через эмиттерные переходы при коэффициентах инжекции переходов, не равных единице; $i_B(t)$ — полный ток, поступающий в базу.

Для реальных тиристоров характерна нелинейность зависимости $I_K = f(I_B)$. Наличие этой нелинейности, соответствующей зависимости коэффициентов α_1 и α_2 от анодного тока, учитывается при составлении исходных дифференциальных уравнений включением резисторов r_1 и r_2 параллельно эмиттерным переходам тиристора (см. рис. 3.71). Одновременно этим учитывается существование технологических шумов и паразитных утечек эмиттерных переходов (см. § 3.3.2 и рис. 3.23).

Токи через сопротивления r_1 и r_2 (I_1 и I_2) полагаются постоянными в течение времени, когда эмиттерные переходы смещены в прямом направлении.

Подача запирающего тока управления $I_{y,з}$ приводит к выходу тиристора из насыщения, за которым следует лавнообразное снижение

анодного тока. Минимальный постоянный запирающий ток управления, способный вывести тиристор из насыщения, называется в дальнейшем статическим током управления и обозначается $I_{y,з,ст}$. Этот ток может быть найден, если решить статические уравнения баланса токов в приборе, справедливые на границе насыщения, когда $Q_1=Q_{1гр}$ и $Q_2=Q_{2гр}$. Уравнения баланса токов имеют вид

$$\left. \begin{aligned} Q_{1гр}/\tau_{Б1} &= Q_{2гр}/\tau_{К2} - I_1; \\ Q_{2гр}/\tau_{Б2} &= Q_{1гр}/\tau_{К1} - I_{y,з,ст} - I_2; \\ Q_{1гр}/\tau_{К1} + Q_{2гр}/\tau_{К2} &= I_a. \end{aligned} \right\} \quad (3.84)$$

Решение уравнения (3.84) записывается в форме

$$I_{y,з,ст} = \frac{\beta_1 \beta_2 - 1}{(\beta_1 + 1) \beta_2} I_a - \left[I_a + \frac{\beta_1 (\beta_2 + 1)}{(\beta_1 + 1) \beta_2} I_1 \right]; \quad (3.85)$$

$$Q_{1гр} = \frac{I_a - I_1}{\beta_1 + 1} \beta_1 \tau_{К1}; \quad (3.86)$$

$$Q_{2гр} = \frac{I_a + \beta_1 I_1}{\beta_1 + 1} \tau_{К2}; \quad (3.87)$$

$$\beta_1 = \frac{\tau_{Б1}}{\tau_{К1}} = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1}; \quad \beta_2 = \frac{\tau_{Б2}}{\tau_{К2}} = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2}.$$

Подставив в (3.85) β_1 и β_2 , выраженные через α_1 и α_2 , можно получить для $I_{y,з,ст}$ уравнение, в котором первое слагаемое отражает влияние анодного тока и коэффициентов передачи по току, а второе учитывает токи шумов эмиттерных переходов:

$$I_{y,з,ст} = I_a \frac{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}{\alpha_2} - \left[I_2 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} I_1 \right]. \quad (3.88)$$

Анализ выражения (3.88) позволяет сделать ряд выводов:

1. Статический запирающий ток управления пропорционален анодному току и уменьшается с ростом коэффициента выключения

$$k_{выкл} = \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1)$$

Поэтому с точки зрения улучшения свойств запирания по управляющему электроду запираемый тиристор целесообразно выполнять таким образом, чтобы $\alpha_2 \rightarrow 1$, а сумма $(\alpha_1 + \alpha_2)$ незначительно превышала единицу, чему соответствует $\alpha_1 \ll 1$. При таком исполнении структуры ток через центральный коллекторный переход будет почти полностью переноситься электронами.

2. Наличие токов I_1 и I_2 определяет возможность выключения тиристора при $I_{y,з} = 0$ путем снижения анодного тока до значения тока

удержания, которое может быть определено из (3.88):

$$I_{уд} = I_1 \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} + I_2 \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}. \quad (3.89)$$

Из (3.89) следует, что при $I_2 \neq 0$ ток удержания тем выше, чем лучше свойства прибора по запиранию. Так как увеличение тока удержания сужает рабочую область анодных токов прибора, то запираемый тиристор целесообразно выполнять так, чтобы $I_2 \rightarrow 0$, при этом для обеспечения помехоустойчивости тиристора необходимо увеличение тока I_1 (например, путем технологической шумитровки эмиттерного перехода $П1$).

3.6.3. ОГРАНИЧЕНИЯ В ПРИМЕНЕНИИ

Принципиальным ограничением применения запираемых тиристоров является то, что при анодных токах выше определенного критического значения $I_{a,кр}$ его коэффициент выключения становится равным нулю. Этот факт иллюстрируется рис. 3.73. При $I_a < I_{уд}$ — тока удержания, когда $k_{выкл} \rightarrow \infty$, прибор переходит в закрытое состояние при любом токе управления. При $I_a = I_{a,кр}$ когда $k_{выкл} \rightarrow 0$, никакой запирающий ток управления $I_{y,з}$ не выключает тиристор.

При выключении токов, близких к $I_{a,кр}$, сказываются неоднородные явления, связанные прежде всего с влиянием радиального сопротивления p_2 -базы. Оно существенно больше, чем сопротивления открытых насыщенных переходов $П2$ и $П3$. Поэтому запирающий ток управления $I_{y,з}$ протекает в основном через крайние участки переходов $П2$ и $П3$ (рис. 3.74). В результате выключающий ток $I_{y,з}$ выносит избыточный заряд, накопленный при протекании анодного тока, только из крайних областей насыщенной p_2 -базы. С течением времени заряд в этих крайних областях с линейным размером l_0 (рис. 3.74) уменьшается настолько, что эти части переходов $П3$ и $П2$ закрываются, а выключающий

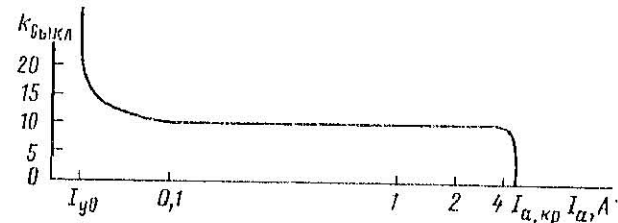


Рис. 3.73. Зависимость коэффициента выключения от анодного тока тиристора

ток $I_{y,з}$ в понесках нового участка с относительно малым сопротивлением проникает в глубь области включенного состояния. Таким образом, область p_2 -базы, из которой током управления выносятся избыточный заряд, расширяется ($l_1 > l_0$), а область включения уменьшается ($d_1 > d_0$), при этом анодный ток практически не меняется (см. рис. 3.72), т. е. плотность анодного тока резко увеличивается. Следовательно, процесс выключения током управления принципиально неоднородный (подобно

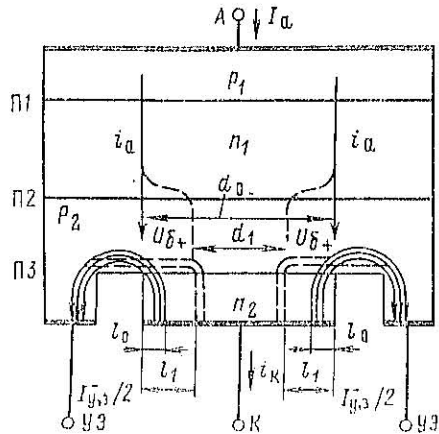


Рис. 3.74. Эффект локализации энергии при выключении тиристора током управления

процессу включения током управления и по той же причине) и сопровождается эффектом локализации энергии со всеми вытекающими последствиями: локальным перегревом структуры, сгигиванием тока в «ширку» и т. п. (см. § 7.5). Анодный ток, очевидно, необходимо ограничивать на таком уровне, чтобы не происходило необратимых изменений в структуре, ухудшающих параметры тиристора. Для запертых тиристором решающим фактором, ограничивающим значение выключаемого анодного тока, является уменьшение коэффициента выключения (см. рис. 3.73). Спиршение $k_{выкл}$ к нулю при $I_{a,кр}$ объясняется следующим образом. С увеличением анодного тока возрастает запирающий ток управления, в результате падение напряжения $U_{г}$ на радиальном сопротивлении p -базы над запертой частью перехода $ПЗ$ растет (рис. 3.74) и достигает значения, при котором переход $ПЗ$ пробивается. Дальнейшее увеличение тока $I_{y,з}$ не приводит к уменьшению области включения, так как часть запирающего тока замыкается через пробитые области перехода $ПЗ$.

3.6.4. ПОСТРОЕНИЕ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Простейшая схема управления двухоперационным тиристором приведена на рис. 3.75. Схема работает следующим образом. При разомкнутом ключе S на вход подается положительный ток управления I_y , включающий тиристор. К нагрузке R_n прикладывается напряжение ши-

тания E . Для выключения тиристора VS надо замкнуть ключ S , что вызовет появление запирающего (отрицательного) тока управления $I_{y,з}$ в цепи управления тиристора, равного E/R_y . Если

$$I_{y,з} \geq I_a / k_{выкл}, \quad (3.90)$$

то тиристор выключается. При замыкании ключа S ток анода возрастает на $I_{y,з}$:

$$I_a = I_n + I_{y,з} \leq I_{a,кр}, \quad (3.91)$$

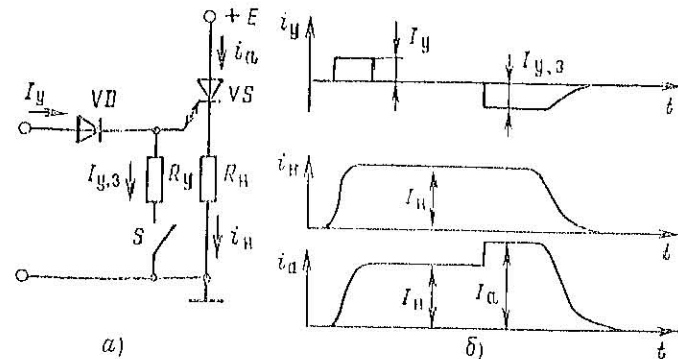


Рис. 3.75. Пример схемы управления двухоперационным тиристором

и для выключения тиристора необходимо иметь

$$I_{y,з} \geq \frac{I_n + I_{y,з}}{k_{выкл}}, \quad (3.92)$$

где $I_n = E/R_n$ — ток нагрузки; $I_{a,кр}$ — критический анодный ток, при котором $k_{выкл} \rightarrow 0$.

В качестве ключа можно использовать транзистор или тиристор.

3.7. ТИРИСТОРЫ-ДИОДЫ

Достаточно широко в преобразовательных схемах используется комбинация тиристор — встречно-параллельный диод (рис. 3.76, а). С помощью диода появляется возможность возращения избыточной реактивной энергии в источник питания после того, как тиристор выключается. Эта энергия накапливается во время открытого состояния тиристора в индуктивности нагрузки или узла коммутации. Введение встречно-параллельного диода обычно позволяет улучшить энергетические показатели схемы.

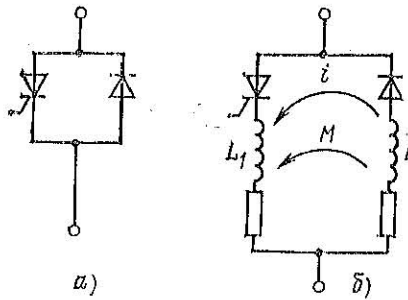


Рис. 3.76. Комбинация тиристор — обратный диод на основе дискретных приборов (а) и влияние паразитных индуктивностей монтажа на выключение тиристора в такой комбинации (б)

Применение комбинации тиристор — диод на основе дискретных приборов может привести к увеличению времени выключения тиристора в схеме. Это увеличение связано прежде всего с влиянием индуктивностей монтажа L_1, L_2 (рис. 3.76, б). Под действием электромагнитной индукции в контуре тиристор — диод возникает реактивный ток i и время восстановления обратной запирающей способности тиристора резко увеличивается.

Для того чтобы избежать паразитного влияния индуктивностей монтажа, комбинацию тиристор — встречно-параллельный диод изготавливают в единой структуре (рис. 3.77, а). Тиристорная $p-n-p$ часть структуры (слева) отделена от диодной $p-n$ части (справа) пунктиром. ВАХ такого тиристора-диода приведена на рис. 3.77, б. Прямая ветвь ВАХ соответствует прямой ветви тиристора (на приборе прямое напряжение, полярность которого показана на рис. 3.77, а без скобок); обратная ветвь ВАХ — это прямая ветвь ВАХ диода (на приборе обратное напряжение с полярностью, указанной на рис. 3.77, а в скобках).

Рассмотрим особенности выключения тиристора-диода.

При протекании прямого тока в базах тиристора накапливается избыточный заряд носителей тока. Пусть прямой ток скачком уменьшился до нуля. Как известно (см. § 3.3.5), тиристор можно считать выключенным, если заряд в базах уменьшился до значения критического заряда Q_K ; только тогда на тиристор можно подать прямое напряжение и повторного включения не произойдет.

Рассасывание избыточных носителей в базах тиристора-диода происходит, во-первых, как обычно, за счет рекомбинации, и, во-вторых, — это особенность прибора — в результате выноса носителей из базы токами $i_{ш}$ через эмиттерную шунтировку (рис. 3.77, а).

Длительность процесса выключения определяется рассасыванием избыточных носителей в n -базе, и процесс выключения тиристора можно считать эквивалентным запариванию насыщенного транзистора (см. § 3.3.5). Так как эмиттер зашунтирован, то при выключении тиристора-

диода база оказывается соединенной с эмиттером через сопротивление шунта $r_{ш}$ и сопротивление базы в радиальном направлении $r_{б\text{рад}}$ (рис. 3.78).

Рассмотрим два предельных случая:

$$r_{ш} + r_{б\text{рад}} = \infty \text{ и } r_{ш} + r_{б\text{рад}} = 0.$$

В первом случае заряд в базе рассеивается только за счет рекомбинации, как в обычном тиристоре, и время выключения описывается выражением (см. § 3.3.5)

$$t_{\text{выкл}} = \tau_B \ln Q_0/Q_K. \quad (3.93)$$

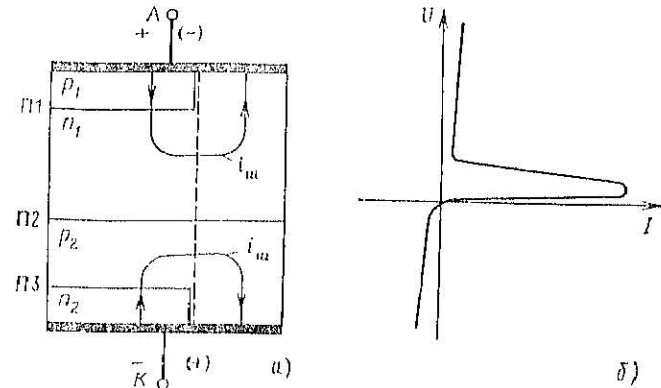


Рис. 3.77. Структура (а) и выходная ВАХ (б) тиристора-диода

При $r_{ш} + r_{б\text{рад}} = 0$ транзистор оказывается включенным по схеме с общей базой и длительность рассасывания носителей определяется временем пролета носителей через базу (см. § 2.2.11), т. е.

$$t_{\text{выкл}} = \tau_K \ln Q_0/Q_K, \quad (3.94)$$

где $\tau_K = \tau_B/\beta$.

Сравнивая (3.93) и (3.94), легко видеть, что во втором случае время выключения существенно уменьшается. Реально $r_{ш} + r_{б\text{рад}}$ имеют некоторое конечное значение, но тем не менее с помощью эмиттерной шунтировки можно ускорить рассасывание носителей в n -базе и уменьшить время выключения.

Для того чтобы не произошло ложного отпирания при резком изменении полярности напряжения с обратной на прямую, между диодной и тиристорной частями структуры имеется непрозрачный участок. В противном случае при протекании тока через диодную часть структуры

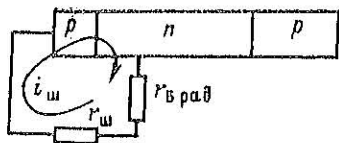


Рис. 3.78. Схема замещения тиристора-диода во время рассасывания носителей в базе

(при обратной полярности напряжения на приборе) возможно накопление некоторого заряда в базах тиристорной части; при резком изменении полярности напряжения на положительную тиристор может включиться.

3.8. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТИРИСТОРА И ТРАНЗИСТОРА

В заключение выделим основные особенности тиристора по сравнению с транзистором, работающим в ключевом режиме.

1. Наличие внутренней положительной (регенеративной) обратной связи (ПОС) и, как следствие, кратковременность управляющих сигналов тиристора по отношению к длительности статических состояний.

В транзисторном ключе для поддержания статического состояния необходимо непрерывно подавать соответствующий сигнал управления.

2. «Вентильность» тиристора, т. е. тиристор представляет собой управляемый диод и может быть открыт при прямом напряжении между анодом и катодом, но закрывается при подаче обратного напряжения¹. Поэтому тиристор очень удобен в качестве ключа в цепях переменного тока.

3. Высокое значение предельной мощности, переключаемой тиристором, что обеспечивается особенностями полупроводниковой структуры тиристора. Именно при переключении больших мощностей (токи порядка 1000 А и более, напряжения порядка 1000 В и более) тиристор имеет наибольшие преимущества перед транзисторным ключом.

Перечисленные особенности тиристорov определяют ряд недостатков этих приборов по сравнению с транзистором в ключевом режиме.

1. Относительно низкое быстродействие, особенно при запырании (время выключения современных тиристорov

порядка десятков микросекунд, и тем оно больше, чем больше переключаемая мощность).

2. Ограниченная управляемость — большинство классов тиристорov отпырывается по маломощной цепи управления, а запырывается по мощной (силовой) анодной цепи. Поэтому применение тиристорov в качестве ключей в цепях постоянного тока требует специальных узлов для запырания тиристорov — так называемых узлов коммутации¹.

3. Наличие внутренней ПОС снижает помехоустойчивость тиристорov в закрытом состоянии, приводит к появлению дополнительных паразитных эффектов (эффекта du/dt , эффекта локализации энергии при переключении и т. п.).

Таким образом, предпочтительная область применения тиристорov — переключение и преобразование больших мощностей в низкочастотных цепях переменного тока: управляемые выпрямители и инверторы, преобразователи частоты, регуляторы переменного тока и др.

Достаточно широко применяются тиристоры и в качестве ключей постоянного тока большой мощности.

Контрольные вопросы

1. Определите основные особенности эксплуатации в ключевом режиме тиристора по сравнению с транзистором.

2. Укажите точки на выходной ВАХ тиристора (при $I_g=0$), в которых сумма интегральных и дифференциальных коэффициентов передачи близка к единице.

3. Перечислите статические параметры тиристора, поясните их физический смысл и связь с параметрами выходной ВАХ тиристора.

4. Определите особенности эксплуатации тиристора по сравнению с диодом при обратном напряжении между анодом и катодом.

5. Рассчитайте энергию потерь в тиристоре при включении на активную нагрузку по следующим данным: параметры тиристора — $\tau_{p01} = 0,2$ мкс; $I_{A0} = 190$ А; $\tau_{y01} = 3,0$ мкс; $B_{p01} = 0,5$; $\chi = 0,1$; $U_{01} = 0,52$ В; $r_d = 2 \cdot 10^{-3}$ Ом; параметры режима эксплуатации — $E = 2000$ В; $R = 2$ Ом; $I_g = 1$ А; $I_n = 500$ мкс.

6. Определите амплитуду скачка анодного напряжения на тиристоре, при которой можно пренебречь воздействием «эффекта du/dt », если: $C_n = 1200$ пФ; $U_a(0) = 300$ В; $I_{y,cl} = 300$ мА; $\tau_{y,cl} = 2$ мкс; $I_{cl} = 0,5$ мкс. Определите параметры шунтирующей RC-цепи (при $E = 2000$ В).

¹ Кроме симисторов и тиристорov-диодов.

¹ Кроме запираемых тиристорov.

7. Определите особенности цепи управления тиристора при включении на большую индуктивность.

8. Оцените помехоустойчивость тиристора при следующих параметрах:

$$Q_n = 100 \text{ мк К}; I_{\phi} = 2 \text{ мкс}; \Delta U_a = 1000 \text{ В}; C = 600 \text{ пФ}; I_{y, \text{от}} = 100 \text{ мА}; \\ \tau_{\text{инд}} = 1 \text{ мкс}; I_{yH}(t) = I_{yH} e^{-t/\tau_{H}}, \text{ где } I_{yH} = 80 \text{ мА}; \tau_{H} = 0,6 \text{ мкс}.$$

Предложите меры по повышению помехоустойчивости тиристора.

9. Определите особенности работы симистора на индуктивную нагрузку по сравнению с обычным тиристором, оцените достоинства метода коммутации симистора при нулевом напряжении.

10. Определите физические явления, ограничивающие предельные параметры запираемых тиристоров.

Глава четвертая

ПОЛЕВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПОЛЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

4.1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Можно выделить три класса полевых полупроводниковых приборов: полевые транзисторы, полевые тиристоры и приборы с зарядовой связью. Широкое распространение в современной электронике находят полевые транзисторы, и им уделено здесь наибольшее внимание.

Полевые приборы в схеме выполняют те же функции, что и биполярные приборы, и могут работать в усилительном или ключевом режиме (см. Введение). Главная особенность полевых приборов состоит в том, что их цепь управления изолирована от выходной цепи диэлектриком или обратносмещенным $p-n$ переходом. Фактически цепь управления полевого прибора представляет собой конденсатор, заряд на обкладках которого изменяется под действием управляющего поля (напряжения). Полупроводниковая обкладка этого конденсатора C входит в выходную цепь прибора: изменение заряда обкладки приводит к изменению сопротивления канала $r_{\text{кан}}$ и соответственно выходной мощности (рис. 4.1).

Таким образом, и полевые, и биполярные приборы управляются зарядом, но передача управляющего заряда

осуществляется по-разному: напряжением (через емкость) в полевых и током (через сопротивление) в биполярных. Управление непосредственно электрическим полем определяет основные особенности эксплуатации полевых полупроводниковых приборов.

В технической литературе рассматриваемый тип приборов определяют тремя терминами:

на основе принципа управления такие приборы обычно называют полевыми приборами;

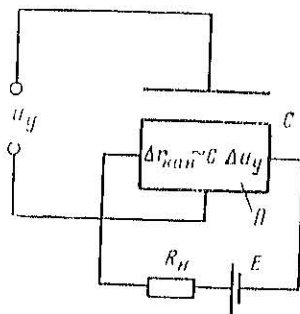


Рис. 4.1. Электрическая модель полевого управления

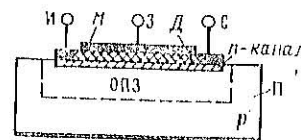


Рис. 4.2. МДП-транзистор с поверхностным горизонтальным проводящим каналом: ОПЗ — область пространственного заряда

вследствие того что перенос тока в них обеспечивается одним типом носителей заряда, распространено другое название — унipoлярные приборы;

выходные параметры таких приборов в основном определяются свойствами канала, и можно встретить термин «канальные приборы».

В классе полевых транзисторов различают транзисторы со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП-транзисторы) и транзисторы с управляющим $p-n$ переходом. В МДП-транзисторах¹ управляющая цепь затвор Z —исток H отделена от канала диэлектриком. Обычно в качестве диэлектрика используют оксид (диоксид кремния SiO_2) и говорят о МОП-транзисторах (со структурой металла — оксид — полупроводник). Проводящий канал в МДП-транзисторах (показан штриховкой на рис. 4.2) расположен между стоком C и истоком H и имеет повышенную концентрацию носителей заряда по отношению к исходному полупро-

¹ МДП-транзистор называют также транзистором с изолированным затвором.