

05;06;12

## Статические и динамические характеристики мощного интегрального тиристора с внешним полевым управлением

© И.В. Грехов,<sup>1</sup> Т.Т. Мнацаканов,<sup>2</sup> С.Н. Юрков,<sup>2</sup> А.Г. Тандоев,<sup>2</sup> Л.С. Костина<sup>1</sup><sup>1</sup> Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе РАН,  
194021 Санкт-Петербург, Россия<sup>2</sup> Всероссийский электротехнический институт им. В.И. Ленина,  
111250 Москва, Россия  
e-mail: konst@mail.ioffe.ru

(Поступило в Редакцию 11 ноября 2004 г.)

Представлен теоретический анализ физических процессов в мощном интегральном тиристоре с внешним полевым управлением. Рассмотрены особенности конструкции такого прибора и влияние параметров диффузионных слоев тиристорной структуры на вольт-амперную характеристику во включенном состоянии. Дан расчет и сделаны оценки предельного выключаемого тока, который определяется током удержания тиристорной структуры, зашунтированной внешним МОП транзистором. Приведены расчетные зависимости максимального запираемого тока от величины эффективного сопротивления, включающего в себя сопротивление канала МОП транзистора и сопротивление металлизации затвора. Выполнено численное моделирование процесса спада тока, которое показало, что при включении МОП транзистора ток после некоторой задержки падает за доли микросекунды примерно на 90%, а затем следует участок более медленного спада.

### Введение

Основным прибором силовой полупроводниковой электроники в диапазоне преобразуемых мощностей от сотен ватт до сотен киловатт в настоящее время является биполярно-полевой транзистор (Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)). Кремниевый чип IGBT представляет собой по сути силовую интегральную схему, состоящую из нескольких сотен тысяч работающих параллельно элементарных ячеек размером около  $20\ \mu\text{m}$ . Каждая ячейка представляет собой высоковольтный биполярный транзистор, в управляющую цепь которого включен низковольтный быстродействующий полевой транзистор (MOSFET). Основными преимуществами IGBT перед другими приборами в этом диапазоне мощностей являются чрезвычайно малые потери энергии в цепи управления при включении и выключении, а также высокое быстродействие. Однако остаточное напряжение во включенном состоянии в IGBT при равных условиях примерно вдвое больше, чем в обычном тиристоре. Поэтому почти одновременно с появлением первых сообщений о создании IGBT [1–3] начались попытки разработки силовых интегральных приборов с полевым управлением на основе тиристорной структуры (MOS-Controlled Thyristor (MCT)) [4,5].

Эквивалентная схема элементарной ячейки простейшего варианта MCT показана на рис. 1, *a*. Для выключения тиристора (представленного, как обычно, состоящим из  $n^+pn$ - и  $pn p^+$ -транзисторов) параллельно  $n^+p$ -эмиттеру включен интегральный  $p$ -канальный полевой МОП (металл–окисел–полупроводник) транзистор ( $p$ -MOSFET).  $p$ -канал, формируемый отрицательным напряжением на затворе транзистора, замыкает накоротко

$n^+$ -эмиттер и  $p$ -базу  $n^+pn$ -транзистора, что приводит к резкому уменьшению его коэффициента усиления. Суммарный коэффициент усиления  $n^+pn$ - и  $pn p^+$ -транзисторов становится меньше единицы, и тиристорная ячейка переходит в выключенное состояние. Структура элементарной ячейки MCT с интегрированным в  $p$ -базу  $p$ -канальным МОП транзистором показана на рис. 1, *b*. При выключении дырочный ток  $J_h$ , поступающий в  $p$ -базу, протекает вправо под  $n^+$ -областью, затем влево через  $p$ -канал, сформированный под затвором, и далее через вспомогательный  $p^+$ -слой в катодный контакт. Суммарное падение напряжения, создаваемое на этих участках, прикладывается к  $n^+p$ -переходу в прямом направлении, и поэтому ток, который может

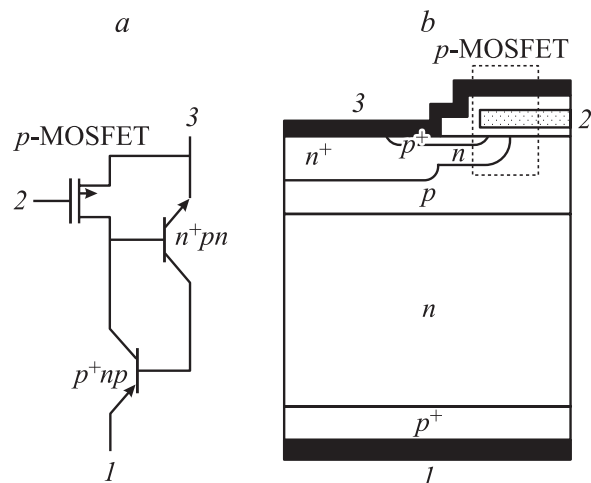


Рис. 1. Структура элементарной ячейки MCT: 1 — анод, 2 — затвор, 3 — катод.

быть выключен в ячейке, должен создавать меньшее напряжение, чем то, при котором начинается заметная инжекция электронов ( $\sim 0.8 \text{ V}$  для кремния). Таким образом, предельный выключаемый ток в ячейке тем больше, чем меньше суммарное сопротивление цепи, шунтирующей  $n^+p$ -эмиттер; это означает, в частности, что характерный размер ячейки должен быть малым (как правило, не более  $30 \mu\text{m}$ ).

Несмотря на большой объем исследований, проведенный многими фирмами, ни один из вариантов МСТ не был доведен до серийного производства. Во многом это связано с довольно сложной конструкцией элементарной ячейки: например, для изготовления ячейки, показанной на рис. 1, *b*, необходимо 12 последовательных фотолитографических операций, в то время как для стандартных IGBT — восемь.

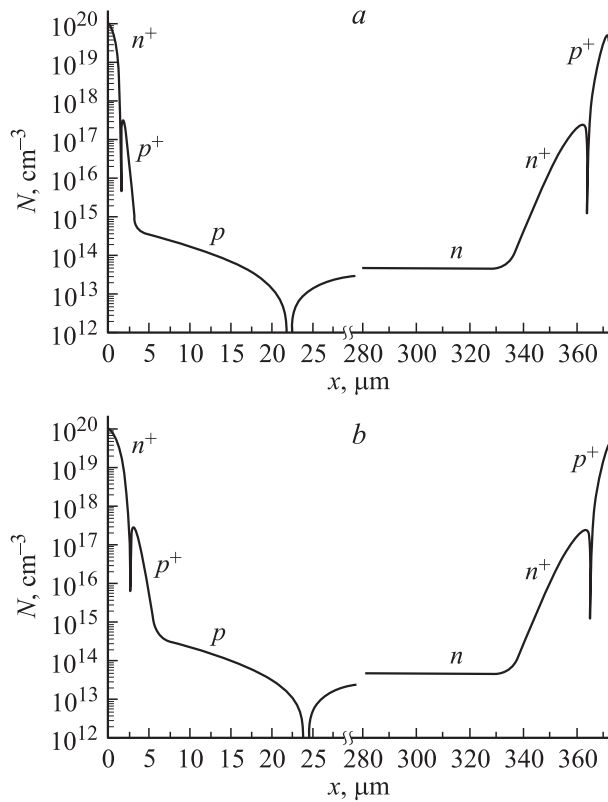
Относительно недавно [6–8] появились сообщения о несколько ином подходе к решению этой проблемы. Было предложено не встраивать МОП транзистор в микроутиристорную ячейку, а использовать серийно выпускаемый низковольтный мощный МОП транзистор с очень малым сопротивлением канала для одновременного шунтирования эмиттерных переходов интегрального тиристора, состоящего из нескольких сотен тысяч микроутиристоров размером  $\sim 20 \mu\text{m}$ , выполненных на одном чипе. Такое разделение „биполярной“ и „полевой“ технологий позволяет резко упростить конструкцию элементарной ячейки силового чипа.

В поперечном сечении конструкция  $p^+npr^+$ -структуры такого прибора сильно отличается от конструкции обычного мощного тиристора. Конечно, толщина и уровень легирования широкой  $N$ -базы примерно такие же, как у обычного тиристора, и соответствуют уровням напряжений, блокируемых коллекторным переходом ( $3\text{--}5 \text{ kV}$ ), однако толщина базового и эмиттерного слоев управляемого  $n^+pn$ -транзистора примерно на порядок меньше, а уровень легирования  $p$ -базы существенно выше. Коэффициент усиления такого транзистора очень высок ( $\alpha \sim 0.95$ ), что позволяет снизить коэффициент усиления  $pnr^+$ -транзистора, т.е. уменьшить время жизни дырок в  $n$ -базе. Высокое быстродействие  $n^+pn$ -транзистора обеспечивает быстрый спад тока на начальном этапе процесса выключения; последующий этап более медленного спада тока до нуля также является сравнительно коротким из-за малого времени жизни дырок в  $n$ -базе. Поэтому время выключения и коммутационные потери в таком приборе значительно меньше, чем, например, в обычном запираемом тиристоре (Gate Turn-off Thyristor — (GTO)). Описанный прибор был назван разработчиками „Super GTO (SGTO)“. Основные его преимущества перед IGBT: меньшее остаточное напряжение во включенном состоянии, более простая технология изготовления, большая рабочая плотность тока (примерно вдвое), а перед GTO: значительно меньшая мощность, затрачиваемая для выключения прибора, большее быстродействие по включению и выключению, меньшие коммутационные потери.

В данной работе приведен анализ физических процессов, протекающих в тиристорном чипе SGTO во включенном состоянии и при выключении. Дается обоснование выбора конструкции прибора, исследовано влияние параметров базовых слоев на вольт-амперную характеристику прибора во включенном состоянии, проведен расчет величины предельного выключаемого тока и динамического процесса спада тока при выключении. На основании анализа результатов расчетов сформулированы основные требования к электрофизическим характеристикам полупроводниковой структуры интегрального тиристора и мощного полевого транзистора, используемого для его выключения.

## Анализ физических процессов в интегральном тиристоре

1) Конструкция прибора. Интегральный тиристор, рассматриваемый далее, состоит из большого числа одновременно работающих микроутиристоров с характерным размером  $\sim 30 \mu\text{m}$ , размещенных на одном кремниевом чипе и изготавливаемых, в основном, по планарной микроэлектронной технологии. Коллекторный  $pn$ -переход у них общий и должен блокировать большое ( $3\text{--}5 \text{ kV}$ ) напряжение, поэтому для защиты от поверхностного пробоя по краевому контуру  $pn$ -перехода должны размещаться охранные кольца либо кольцевая область  $p$ -базы с пониженной концентрацией легирующей примеси. Конструктивные особенности этих элементов, увеличивающих ширину области объемного заряда (ООЗ) в месте выхода  $pn$ -перехода на поверхность, хорошо известны. Мы полагаем в дальнейшем, что в рассматриваемом приборе поверхностный пробой устраняется вторым методом, причем кольцевая область с пониженной концентрацией создается путем предварительной глубокой ( $\sim 100 \mu\text{m}$ ) диффузии алюминия с поверхностной концентрацией  $\sim 7 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  с последующей сошлифовкой и полировкой диффузионного слоя до остаточной глубины  $\sim 20 \mu\text{m}$ . Затем проводятся короткие процессы диффузии бора и фосфора для создания тонкобазового  $n^+p^+pn$ -транзистора. На рис. 2, *a, b* приведены два варианта распределения концентрации легирующих примесей в  $n^+p^+pnn^+p^+$ -структурах микроутиристоров, отличающихся глубиной залегания эмиттерного  $n^+p^+$ -перехода и шириной сильнолегированной части  $p^+p$ -базы. Толщина слаболегированной  $p$ -части (алюминиевый „хвост“) была выбрана так, чтобы она полностью обеднялась при напряжении  $\sim 300 \text{ V}$ . При дальнейшем подъеме напряжения широкая кольцевая обедненная область, образующаяся вокруг краевого контура общей  $p^+$ -базы микроутиристорного чипа, предотвращает возможность поверхностного пробоя. Толщина  $n$ -базы в обеих структурах  $310 \mu\text{m}$ ,  $\rho \approx 100 \Omega \cdot \text{cm}$ , толщина  $n'$ -слоя  $32 \mu\text{m}$  и  $p^+$ -эмиттера  $8 \mu\text{m}$ ; эти параметры соответствуют стандартной структуре асимметричного тиристора с блокируемым напряжением  $\sim 3 \text{ kV}$ .



**Рис. 2.** Распределение концентрации легирующих примесей в  $n^+p^+pn^+p^+$ -структуре микротиристора: конструктивный вариант *a*: глубина залегания эмиттерного  $n^+p^+$ -перехода  $x = 1.5 \mu\text{m}$ , толщина  $p^+$ -слоя  $W_{p^+} = 1.5 \mu\text{m}$ ; конструктивный вариант *b*:  $x = 2.5 \mu\text{m}$ ,  $W_{p^+} = 2.5 \mu\text{m}$ .

2) Влияние уровня легирования  $p^+$ -базы на вольт-амперную характеристику (ВАХ) во включенном состоянии. Для эффективного выключения тиристора с помощью внешнего полевого транзистора необходимо по возможности уменьшить сопротивление всей шунтирующей цепочки, значительную часть которого составляет сопротивление растекания базового  $p^+$ -слоя под  $n^+$ -эмиттером.

Для его уменьшения необходимо увеличивать уровень легирования  $p^+$ -слоя и его толщину, но это приводит к уменьшению коэффициента передачи  $n^+p^+pn$ -транзистора, т.е. к росту остаточного напряжения, особенно в области больших плотностей прямого тока, поскольку увеличение легирования сопровождается как снижением коэффициента инжекции  $n^+p^+$ -эмиттера, так и уменьшением шокли-ридовского времени жизни электронов [9]

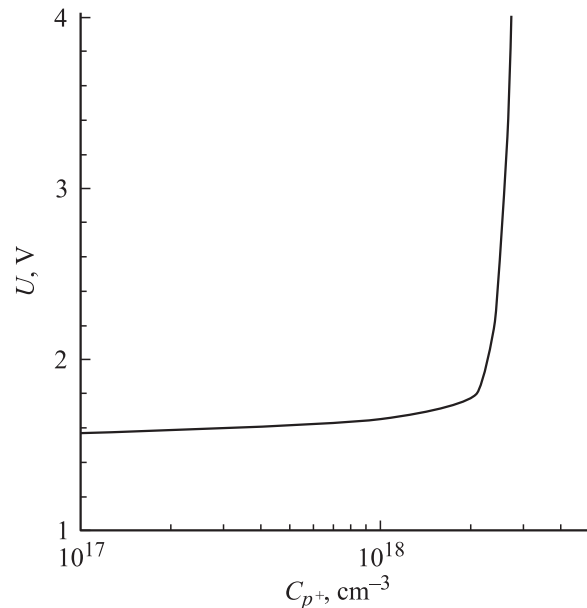
$$\tau_n = \frac{\tau_{n0}}{1 + (P/P_{gr})}, \quad (1)$$

что приводит к существенному уменьшению коэффициента переноса. В формуле (1)  $P$  — концентрация легирующей примеси в  $p^+$ -слое;  $P_{gr}$  — константа, величина которой зависит от параметров технологического процесса и лежит в диапазоне от  $7 \cdot 10^{15}$  до  $1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  [8].

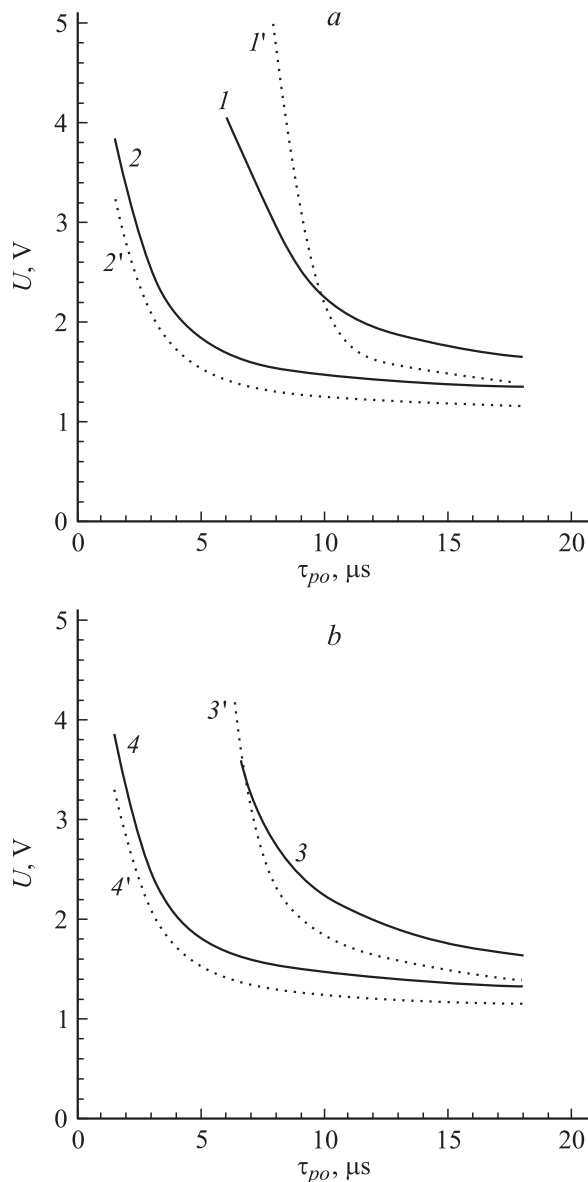
Расчет ВАХ при различных уровнях легирования  $p^+$ -базы проводился путем численного решения фундаментальной системы уравнений, состоящей из уравнения Пуассона и уравнений непрерывности для электронов и дырок.

Для расчета использовалась квазиодномерная программа „Исследование“ [10], учитывающая полную совокупность физических эффектов, влияющих на перенос, генерацию и рекомбинацию носителей: рекомбинация через глубокие центры, эффекты сильного поля, эффекты высокого уровня инжекции (электронно-дырочное рассеяние, оже-рекомбинация), эффекты высокого уровня легирования (сужение ширины запрещенной зоны, снижение подвижности, коэффициентов диффузии и шокли-ридовского времени жизни, оже-рекомбинация).

На рис. 3 приведена расчетная зависимость остаточного напряжения  $U$  в тиристорной структуре, показанной на рис. 2, *b*, от уровня легирования  $p^+$ -слоя при плотности тока  $j = 500 \text{ A/cm}^2$ . При расчете полагалось, что рекомбинация происходит через уровень, расположенный в центре запрещенной зоны, с типичным для кремниевых структур соотношением  $\tau_{p0} = 3\tau_{n0}$  ( $\tau_{p0}$  — время жизни дырок в широкой слаболегированной базе тиристора). Величина  $P_{gr}$  выбиралась равной  $1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , а  $\tau_{p0}$  — предельно высоким ( $\tau_{p0} = 45 \mu\text{s}$ ). Из рис. 3 хорошо видно, что при поверхностной концентрации бора  $N_{SB} > 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  начинается резкий рост  $U$ , связанный с выходом структуры из режима насыщения вследствие уменьшения коэффициента передачи  $n^+p^+pn$ -транзистора. Это накладывает жесткие ограничения на возможность снижения сопротивления растекания  $p^+$ -базы путем увеличения легирования.



**Рис. 3.** Зависимость остаточного падения напряжения на тиристоре (вариант *b*) от уровня легирования  $p^+$ -слоя при плотности тока  $j = 500 \text{ A/cm}^2$ .



**Рис. 4.** Зависимость остаточного падения напряжения на тиристоре от времени жизни дырок в *n*-базе при  $j = 100$  (пунктир) и  $200 \text{ A/cm}^2$  (сплошные кривые) для двух вариантов конструкции тиристора: 1, 1', 2, 2' — вариант (а); 3, 3', 4, 4' — вариант (b) при различных значениях величины  $P_{gr}$ : 1, 1', 3, 3' —  $P_{gr} = 7 \cdot 10^{15}$ ; 2, 2', 4, 4' —  $1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Поверхностная концентрация примеси в *p*<sup>+</sup>-базе  $N_{SB} = 1 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ .

На рис. 4 приведены расчетные зависимости  $U$  от времени жизни дырок в *n*-базе  $\tau_{p0}$  при меньших значениях плотности тока (100 и  $200 \text{ A/cm}^2$ ) и двух значениях  $P_{gr}$  для обоих вариантов конструкции  $n^+p^+pnn'p^+$ -структуры. Из этих данных видно, в частности, насколько важно при изготовлении прибора иметь высокий уровень технологии, т.е. высокое значение  $P_{gr}$ : например, при приемлемом значении  $U = 2 \text{ V}$  увеличение  $P_{gr}$  с  $7 \cdot 10^{15}$  до  $1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  позволяет почти втрое снизить  $\tau_{p0}$ ,

что означает, как будет показано ниже, существенное улучшение динамических характеристик.

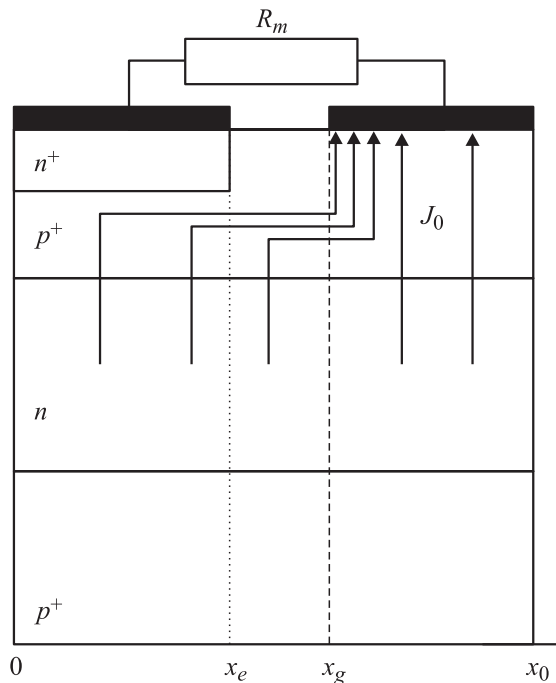
В целом, из результатов расчета следует, что параметры диффузионных слоев  $n^+p^+pn$ -транзистора, представленные на рис. 2, а, b и легко воспроизводимые в стандартных технологических процессах производства биполярных микротранзисторов, обеспечивают приемлемую ВАХ интегрального тиристора.

3) Предельный выключаемый ток. Как уже отмечалось, при выключении тиристора с помощью шунтирования  $n^+p^+$ -эмиттера полевым транзистором определяющую роль играет суммарное сопротивление шунтирующей цепи, состоящее из сопротивления растекания *p*<sup>+</sup>-слоя под эмиттером, сопротивления канала транзистора и сопротивления металлизации базовых и эмиттерных токоподводящих шин.

Конструкция элементарной ячейки (микротристора) показана на рис. 5. Проведем оценку предельной плотности выключаемого тока  $J_m$  для двух топологий ячейки: „полосковой“ (т.е. при шунтировке прямоугольной ячейки с двух противоположных сторон) и „круглой“. Значение  $J_m$  для топологии типа „квадрат“ лежит между этими двумя оценками.

Пусть  $S_a$  — активная площадь прибора ( $S_a = S_1 \cdot N$ , где  $S_1$  — площадь эмиттера микротристора,  $N$  — их количество),  $J_m$  — максимальная плотность запираемого тока,  $R_m$  — сопротивление канала МОП транзистора вместе с сопротивлением металлизации эмиттерной и базовой разводки.

Для запираания тиристора включается внешний МОП транзистор, шунтирующий  $n^+p^+$ -эмиттерный переход. Представляется очевидным, что запираение тиристора



**Рис. 5.** Схема фрагмента структуры для расчета основных характеристик микротристора.

произойдет лишь в том случае, если ток удержания во включенном состоянии зашунтированной тиристорной структуры окажется больше анодного тока, протекающего через прибор в момент запираания. Это и есть критерий для расчета величины  $J_m$ .

Найдем ток удержания структуры, показанной на рис. 5. Очевидно, что этот ток и будет величиной максимального запираемого тока. При проведении расчетов воспользуемся подходом, развитым в [11,12], основанным на рассмотрении баланса подвижных носителей заряда в базовой области  $p$ -типа.

Полагаем, что в  $n$ -базе высокий уровень инжекции, в  $p$ -базе — низкий, инжекция эмиттерного  $p^+ - n'$ -перехода равномерна по площади, и протекание дырочного тока в  $n$ -базе близко к одномерному. Это справедливо, поскольку размер ячейки тиристора существенно меньше толщины  $n$ -базы.

Распределение напряжения на катодном эмиттерном переходе описывается следующим уравнением

$$\frac{d^2\vartheta}{dx^2} = a [J_{sn}(\exp\vartheta - 1)(1 - \beta_n) - J_0], \quad (2)$$

где  $\vartheta = U_{n^+p}/\varphi_T$  — нормированное напряжение на эмиттерном переходе;

$$a = \frac{\rho_p}{W_p} \frac{1}{\varphi_T},$$

$\rho_p/W_p$  — листовое сопротивление  $p^+$ -базы;  $\beta_n$  — коэффициент переноса электронов через нее;  $J_0$  — плотность равномерно распределенного дырочного тока, протекающего через коллекторный (центральный) переход.

Расчет ведется в терминах плотности максимального выключаемого тока, которая определяется как  $J_m = I_m/S_a$ , и плотности тока дырок  $J_0$ , которая связана с  $J_m$  очевидным соотношением  $J_0 = J_m\alpha_p$ , где  $\alpha_p$  — коэффициент передачи транзистора с широкой базой. Поскольку в узкой  $p^+$ -базе рекомбинация мала, то можно принять  $\beta_n \approx 1$  и пренебречь первым слагаемым в правой части (2). Основной вклад в распределение  $\vartheta(x)$  вносит дырочный ток  $J_0$ , который поступает в  $p$ -область с постоянной плотностью и стекает вдоль нее в затвор. Именно падение напряжения от протекания этого тока вдоль  $p^+$ -базы под областью эмиттера и обуславливает смещение в проводящем направлении  $\vartheta(x)$  эмиттерного перехода.

Условие на левой границе следует из симметрии структуры

$$\left. \frac{d\vartheta}{dx} \right|_0 = 0. \quad (3)$$

На правом конце структуры задается потенциал затвора относительно катода

$$\vartheta(x_g) = U_g/\varphi_T. \quad (4)$$

Величина  $U_g$  связана с падением напряжения на сопротивлении разводки катода и канале МОП транзистора  $R_m$

$$U_g = J_0 S_a R_m \quad (5)$$

(пренебрегаем небольшим падением напряжения на участке  $x_g - x_e$ ).

При сделанных допущениях решение уравнения (2) с граничными условиями (3) и (4) имеет вид

$$\vartheta(x) = a J_0 \frac{1}{2} (x_e^2 - x^2) + \frac{U_g}{\varphi_T}, \quad (6)$$

а максимальный потенциал на катодном переходе

$$\vartheta_0 \equiv \vartheta(0) = a J_0 \frac{1}{2} x_e^2 + J_0 S_a R_m / \varphi_T. \quad (7)$$

Отсюда получим

$$\vartheta(x) = \vartheta_0 - a J_0 \frac{x^2}{2}. \quad (8)$$

Величина  $J_0$ , как уже указывалось, связана с  $J_m$  соотношением

$$J_0 = J_m \alpha_p. \quad (9)$$

В точке „удержания“

$$I_n \beta_n + I_m \alpha_p = I_m, \quad (10)$$

где  $I_n$  — ток электронов, инжектированных катодным эмиттерным переходом;

$$\begin{aligned} I_n &= NL \int_0^{x_e} J_{sn} \exp\vartheta(x) dx \\ &= NL J_{sn} \exp(\vartheta_0) \sqrt{\frac{\pi}{2aJ_0}} \operatorname{erf}\left(x_e \sqrt{\frac{aJ_0}{2}}\right), \end{aligned} \quad (11)$$

где  $L$  — длина ячейки,  $N$  — количество ячеек;

$$I_n = I_m \frac{(1 - \alpha_p)}{\beta_n} = NL J_{sn} \exp(\vartheta_0) \sqrt{\frac{\pi}{2aJ_0}} \operatorname{erf}\left(x_e \sqrt{\frac{aJ_0}{2}}\right), \quad (12)$$

Отсюда можно найти максимальный потенциал на  $n^+p$ -эмиттерном переходе в состоянии удержания, выразив его через плотность тока удержания  $J_m = I_m/(x_0 L N) = I_m/S_a$ ,

$$\vartheta_0 = \ln \left[ \frac{J_m}{J_{sn}} \left( \frac{(1 - \alpha_p)}{\beta_n} \right) x_0 \sqrt{\frac{2a\alpha_p J_m}{\pi}} \frac{1}{\operatorname{erf}(x_e \sqrt{a\alpha_p J_m/2})} \right]. \quad (13)$$

Плотность тока удержания удобно найти из выражения (7), которое можно представить в следующем виде:

$$\vartheta_0 = J_0 \left[ \frac{S_a R_m}{\varphi_T} + a \frac{x_e^2}{2} \right]. \quad (14)$$

Отсюда с учетом (9) получим

$$J_m = \frac{U_0}{\alpha_p \left[ \frac{\rho_p}{W_p} \frac{x_e^2}{2} + S_a R_m \right]}, \quad (15)$$

где  $U_0 = \vartheta_0/\varphi_T$ .

Выражения (13) и (15) позволяют найти неизвестные величины  $\vartheta_0$  и  $J_m$ .

Отметим, что для кремниевого  $pn$ -перехода с достаточной для практических оценок точностью можно положить  $\vartheta_0 = 0.8 \text{ V}$ .

Аналогичные вычисления для топологии  $n^+$ -эмиттера типа „круг“ с радиусом  $R_e$  дают

$$J_m = \frac{U_0}{\alpha_p \left[ \frac{\rho_p R_e^2}{4} + S_a R_m \right]} \quad (16)$$

Дырочный ток ( $J_m \alpha_p$ ), собираемый коллекторным переходом, поступает в  $p^+$ -базу и, поскольку рекомбинация мала, он практически весь течет вдоль базы к затвору и далее через цепь внешнего шунта. Падение напряжения при протекании этого тока через сопротивление растекания  $p^+$ -базы и через внешнее сопротивление  $R_m$  определяет прямое смещение катодного эмиттерного перехода. Зная листовое сопротивление  $p^+$ -базы, размер эмиттера, сопротивление канала МОП транзистора и базовой разводки, можно найти максимальную величину запираемого прямого тока. Поскольку нас интересует именно ток, а не его плотность, удобно представить соотношения (15) и (16) в виде

$$I_m = \frac{U_0}{\alpha_p [R_r + R_m]},$$

где  $R_r$  — величина сопротивления растекания  $p^+$ -базы.

Для полосковой топологии величина  $R_r$  может быть представлена как (см. выражение (15))

$$(R_r)_p = \left( \frac{\rho_p}{W_p} \right) \frac{x_e^2}{2} \frac{1}{S_a},$$

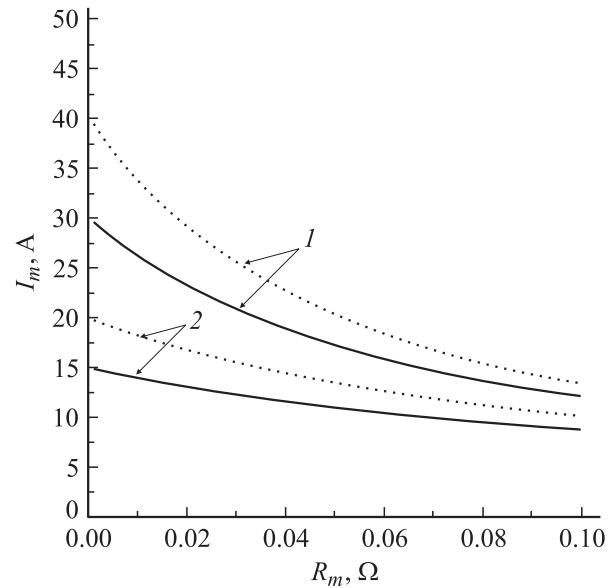
а для круглой топологии

$$(R_r)_c = \left( \frac{\rho_p}{W_p} \right) \frac{R_e^2}{4} \frac{1}{S_a}.$$

Расчет листового сопротивления  $\rho_p W_p^{-1}$   $p^+$ -базы под  $n^+$ -эмиттером, выполненный с помощью специальной подпрограммы, показал, что для структуры рис. 2, а  $\rho_p W_p^{-1} = 2.12 \cdot 10^4 \Omega$ , а для структуры рис. 2, б  $\rho_p W_p^{-1} = 1.59 \cdot 10^4 \Omega$ .

На основе полученных соотношений были сделаны оценки предельной величины выключаемого тока  $I_m$  для прибора, состоящего из 8000 микротиристоров с размером эмиттера  $30 \times 30 \mu\text{m}$  и распределением легирующих примесей, приведенным на рис. 2, а, б. При времени жизни носителей в  $n$ -базе при высоком уровне инжекции  $\tau_{HL} = 15 \mu\text{s}$  (что соответствует  $\alpha_p \approx 0.35$ ) и суммарном сопротивлении канала МОП транзистора и разводки  $R_m = 0.028 \Omega$  величина  $I_m$  для полосковой топологии составляла 12.2 (структура рис. 2, а) и 15.8 А (структура рис. 2, б), а для круглой топологии  $I_m = 21.3$  и 25.7 А соответственно.

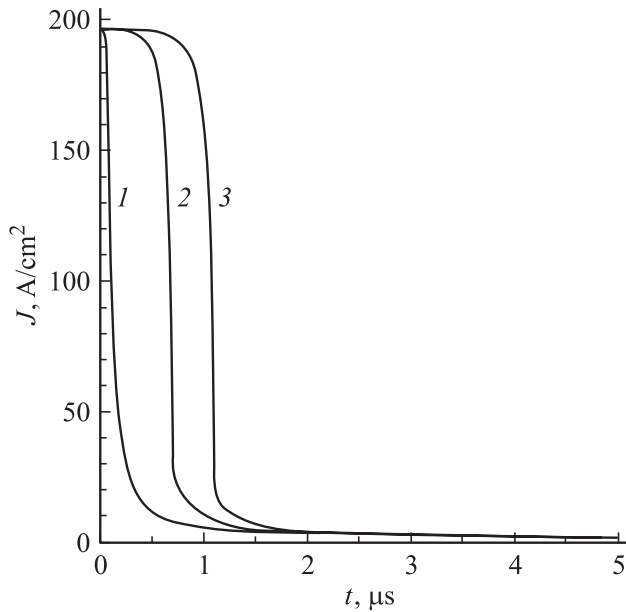
Выбор значения  $R_m = 0.028 \Omega$  является в определенной степени ориентировочным: желательно, чтобы эта величина была существенно меньше сопротивления



**Рис. 6.** Зависимость максимального запираемого тока от величины сопротивления  $R_m = R_{MOS} + R_{мет}$ , включающего в себя сопротивление канала МОП транзистора  $R_{MOS}$  и сопротивление металлизации  $R_{мет}$ . Сплошные кривые — вариант (а), пунктир — вариант (б). 1 — топология „круг“, 2 — полосковая топология.

растекания  $p^+$ -базы, для того чтобы не ухудшать характеристики процесса запираения. Поскольку напряжение в цепи эмиттер–база интегрального тиристора даже при форсированном включении не превышает 20 В, то выключающий МОП транзистор может быть низковольтным. В настоящее время силовые МОП транзисторы с рабочим напряжением 30–60 В и очень малым сопротивлением канала серийно выпускаются промышленностью; например, транзистор SPP80N06S2L-05 фирмы Infinium на средний ток 300 А и напряжение 55 В имеет сопротивление канала серийно выпускаются промышленностью; например, транзистор SPP80N06S2L-05 фирмы Infinium на средний ток 300 А и напряжение 55 В имеет сопротивление канала 0.0038 Ω. Если принять, например, что в шунтирующей цепи 25% критического напряжения (0.8 В) будет падать на сопротивлении канала, а остальные 75% — на сопротивлении растекания и металлизации рассматриваемого выше тиристорного чипа (содержащего 8000 микротиристоров с размером эмиттера  $30 \times 30 \mu\text{m}$ ), то такой транзистор может обеспечить выключение тока в  $\sim 50$  А.

Оценки показывают, что для выбранной топологии структуры сопротивление металлизации оказывается равным  $R_{мет} = 0.008 \Omega$ . На рис. 6 приведены расчетные зависимости максимального запираемого тока  $I_m$  от сопротивления  $R_m$  включающего в себя сопротивление канала МОП транзистора  $R_{MOS}$  и сопротивление металлизации  $R_{мет}$ :  $R_m = R_{MOS} + R_{мет}$  для обоих вариантов конструкции микротиристора (рис. 2, а, б). Графики показывают, что вариант 2, б и топология „круг“ существенно лучше варианта 2, а и полосковой топологии, а уменьшение величины  $R_m$  позволяет существенно повысить значение  $I_m$ .



**Рис. 7.** Переходный процесс выключения тиристорного чипа для различных значений сопротивления растекания  $R_r$   $p^+$ -базы: 1 —  $R_r = 0$ , 2 —  $0.075$ , 3 —  $0.1 \Omega$ .

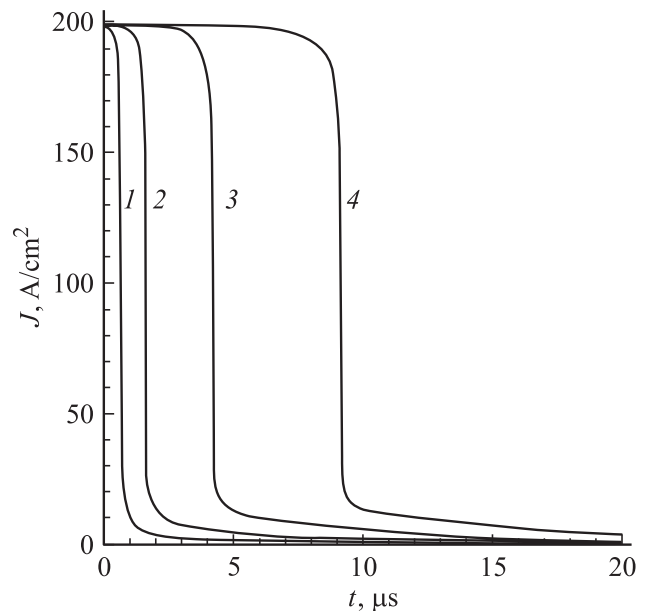
4) Динамика процесса спада тока при выключении. Численное моделирование процесса выключения проводилось с помощью программы „Исследование“ [9]. На рис. 7 приведены результаты численного расчета переходного процесса спада тока при начальной плотности  $200 \text{ A/cm}^2$  для чипа из 8000 микротиристоров, описанного в предыдущем разделе ( $\tau_{HL} = 7 \mu\text{s}$ ). Для наглядной оценки вклада компонент шунтирующей цепи был рассчитан процесс без учета сопротивления растекания ( $R_r = 0$ ) при  $R_m = 0.028 \Omega$  (кривая 1), при  $R_r = 0.075 \Omega$  и  $R_m = 0.028 \Omega$  (кривая 2), а также при  $R_r = 0.1 \Omega$  и  $R_m = 0.028 \Omega$  (кривая 3). На рис. 8 приведены результаты расчета спада тока для различных значений  $\tau_{HL}$  в пределах от 7 до  $20 \mu\text{s}$  при  $R_r = 0.075 \Omega$  и  $R_{MOS} = 0.028 \Omega$ .

Результаты, представленные на рис. 7 и 8, свидетельствуют о существовании временной задержки на начальном этапе переходного процесса. Качественно эти результаты могут быть объяснены следующим образом. В проводящем состоянии  $p$ - и  $n$ -базовые слои тиристорной структуры заполнены электронно-дырочной плазмой, а коллекторный  $pn$ -переход смещен в прямом направлении. После включения МОП транзистора инжекция электронов  $n^+p^+$ -эмиттером уменьшается, так как значительная часть дырочного тока протекает по шунтирующей цепи, падение напряжения на которой меньше порога „сильной“ инжекции электронов ( $\sim 0.8 \text{ V}$ ). Это приводит к рассасыванию плазмы сначала в  $p$ -базе, а затем и в приколлекторной части  $n$ -базы; напряжение на коллекторе меняет знак, и начинается резкий спад тока. Задержка спада тока должна быть тем больше, чем медленнее рассасывается плазма, т.е. чем больше

сопротивление шунтирующей цепи и чем больше концентрация плазмы у коллектора (т.е. чем больше  $\tau_{HL}$ ). Эти тенденции совершенно явно прослеживаются на рис. 7 и 8. Вместе с тем следует отметить, что такое качественное объяснение не учитывает всех особенностей процесса при приближении величины запираемого тока к предельному значению. Выяснение этих особенностей требует дополнительного исследования, и этому предполагается посвятить отдельную работу.

В области малых токов спад сильно затянут. Этот эффект аналогичен наблюдаемому в обычных запираемых тиристорах (GTO) и связан с большим количеством плазмы у анодного  $p^+n/n$ -инжектора, которое тем меньше, чем меньше  $\tau_{HL}$ . Поскольку медленный спад тока происходит, когда напряжение на приборе уже велико, коммутационные потери на этом этапе могут быть большими.

Как уже указывалось выше, принципиальной особенностью рассматриваемого прибора по сравнению с GTO является то, что для его выключения необходима очень малая энергия в цепи управления, т.е. та, которая требуется для зарядки емкости затвора и формирования канала управляющего МОП транзистора. Поэтому, в частности, МОП транзистор может находиться во включенном состоянии в течении большей части времени рабочего цикла и выключаться непосредственно перед подачей включающего импульса на время протекания прямого тока. Это позволяет существенно увеличить устойчивость интегрального тиристора к резким всплескам напряжения ( $dU/dt$  — стойкость) в выключенном состоянии и улучшить температурную стабильность напряжения переключения.



**Рис. 8.** Переходный процесс выключения тиристорного чипа для различных значений времени жизни неосновных носителей заряда в  $n$ -базе при высоком уровне инжекции  $\tau_{HL}$ : 1 — 7, 2 — 10, 3 — 15, 4 —  $20 \mu\text{s}$ .

## Заключение

Суммарное сопротивление цепи, шунтирующей  $n^+ - p^+$ -эмиттерный переход интегрального тиристора для его выключения, является одним из наиболее важных параметров, определяющих динамику процесса выключения и максимальную величину выключаемого тока. Это сопротивление складывается из сопротивления растекания  $p^+$ -базовых слоев микротиристором, металлизированной разводки базы тиристорного чипа и сопротивления канала внешнего МОП транзистора. Падение напряжения на этой цепи не должно превышать  $\sim 0.8 \text{ V}$  при протекании выключаемого тока. Численный расчет прямой ВАХ микротиристора с учетом нелинейных эффектов показал, что повышение концентрации примеси в  $p^+$ -базе микротиристора выше  $2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  ведет к резкому росту прямого падения напряжения, поэтому для уменьшения сопротивления растекания до приемлемой величины требуется уменьшение ширины катодного эмиттера микротиристора до нескольких десятков микрон.

В работе получены аналитические соотношения, связывающие величину максимального запираемого в микротиристорном чипе тока с параметрами шунтирующей цепи. Проведены оценки предельного выключаемого тока для чипа из 8000 микротиристором в зависимости от сопротивления растекания и разводки тиристорного чипа и от сопротивления канала МОП транзистора. Численное моделирование процесса спада тока показало, что при включении МОП транзистора ток после некоторой задержки быстро (за доли микросекунды) спадает примерно на 90%, а затем следует участок более медленного спада. В целом, результаты проведенных расчетов показывают, что прибор на основе интегрального тиристора, выключаемого мощным низковольтным МОП транзистором, имеет достаточно хорошие характеристики для широкого применения в преобразовательной технике в области средних и больших мощностей. Технологический процесс изготовления микротиристорного чипа представляется достаточно простым, однако выбор оптимального размера микротиристорной ячейки требует специального расчета.

## Список литературы

- [1] *Baliga B.J.* Power Semiconductor Devices, Boston: PWS Publishing. Company, 1994. 600 p.
- [2] *Baliga B.J., Adler M.S., Love R.P., Gray P.V., Zommer N.* // IEEE Trans. Electron. Devices. 1984. Vol. ED-31. P. 821–828,
- [3] *Thapar N., Baliga B.J.* // IEEE Symp. on Power Semiconductor Devices and Ics, 1994. Abstr. 4.3.
- [4] *Temple V.A.K.* // IEEE Trans. Electron Devices. 1986. Vol. ED-33. P. 1609–1618.
- [5] *Bauer F., Hollenbeck H., Stockmeier T., Fichtner W.* // IEEE Electron Device Lett. 1991. Vol. EDL-12. P. 297–299.

- [6] *Huang Q., Amartunga A.J., Narayanan E.M.S., Milne W.I.* // IEEE Trans. Electron Devices. 1991. Vol. ED-38. P. 1612–1618.
- [7] *Temple V.A.K.* // Proc. European Pulse Power Symp. Saint Louis (France). 2002. P. 19/1–19/3.
- [8] *Huang Q.* // Report Prepared for Silicon Power Corporation by CPES. Virginia Tech. 2001.
- [9] *Landsberg P.T., Kousik G.S.* // J. Appl. Phys. 1984. Vol. 56. P. 1696–1699.
- [10] *Mnatsakanov T.T., Rostovtsev I.I., Philatov N.I.* // Sol. St. Electron. 1987. Vol. 30. P. 579.
- [11] *Кузьмин В.А., Юрков С.Н.* // ПриЭ. 1999. Т. 44. № 1. С. 118–121.
- [12] *Кузьмин В.А., Юрков С.Н., Тандоев А.Г.* // ПриЭ. 1990. Т. 35. № 11. С. 2389–2390.