

# Все, что надо знать про SOA

При выборе силового ключа для конкретного применения мы анализируем массу различных факторов, но очень редко задумываемся о таком важном показателе, как область безопасной работы (Safe Operating Area, SOA). Во многом это связано с тем, что появление современных MOSFET- и IGBT-модулей, допускающих коммутацию при номинальных значениях токов и напряжений, несколько снизило актуальность SOA для обеспечения надежной работы изделия. Напомним, что в отношении биполярных транзисторов (BJT) данная характеристика имела исключительно важное значение в динамических режимах работы, где ограничения по максимальному коммутируемому току и напряжению зависели от длительности импульса. Поэтому применение биполярных ключей в мощных преобразователях класса D было невозможно без использования снабберов — цепей формирования траектории переключения.

Андрей Колпаков

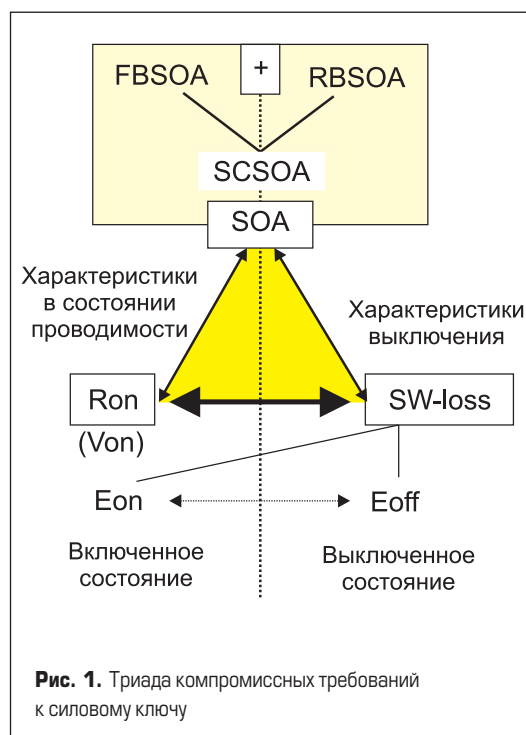
Andrey.Kolpakov@semikron.com

Создание «идеального» ключа, к которому стремятся производители силовых кристаллов, подразумевает реализацию трех основных требований, показанных в виде «триады компромиссов» на рис. 1. Чтобы электронный релейный элемент мог считаться «почти идеальным», он должен иметь близкие к нулевым потери проводимости, которые определяются сопротивлением открытого канала  $R_{dson}$  для MOSFET или напряжением насыщения  $V_{CEsat}$  для IGBT. В то же время транзистор должен выдерживать высокое обратное напряжение  $V_{CE}$  в заблокированном состоянии и генерировать минимальные потери выключения  $E_{off}$ .

Совокупность характеристик  $V_{CEsat}$ ,  $V_{CEbr}$  и  $E_{off}$  определяет свойства IGBT как биполярного силового ключа. Для униполярной MOSFET-структуры в качестве основного критерия используется соотношение  $R_{dson}$  и обратного напряжения  $V_{DSS}$ . Естественным третьим фактором, от которого зависит надежность работы транзистора во всех режимах, является SOA. Эта характеристика должна обеспечиваться в трех основных режимах (включение, выключение и короткое замыкание), соответственно она имеет три составляющие: FBSOA — Forward Biased SOA, RBSOA — Reverse Biased SOA и SCSOA — Short Circuit SOA [1, 2].

На рис. 2 показан процесс «жесткой» коммутации IGBT на резистивно-индуктивную нагрузку, обеспечивающую непрерывность тока, когда постоянная времени нагрузки  $L/R$  намного больше периода рабочей частоты ( $1/f_{sw}$ ). Такой режим работы является наиболее показательным для каче-

ственной оценки динамических свойств силового ключа. На рис. 2 приведены типовые кривые тока и напряжения коллектора, сигнал управления  $V_{GE}$ , там же показана рабочая характеристика включения и выключения в виде графика  $I_C = f(V_{CE})$ . Эти графики с небольшими изменениями справедливы и для MOSFET-ключей.



В процессе «жесткой» коммутации в течение короткого времени на транзистор воздействуют одновременно высокие значения тока и напряжения, поскольку, благодаря наличию оппозитного диода, ток в индуктивности не прерывается при запираании IGBT:

- При включении транзистор берет на себя весь ток нагрузки  $I_{load}$  а к закрытому диоду прикладывается полное напряжение. Ток коллектора  $I_C$  достигает величины  $I_{load}$  до того, как напряжение  $V_{CE}$  упадет до уровня насыщения  $V_{CE(sat)}$ .
- При выключении транзистора оппозитный диод может принять на себя ток нагрузки только после перехода в проводящее состояние. Для этого напряжение «коллектор–эмиттер» должно превысить

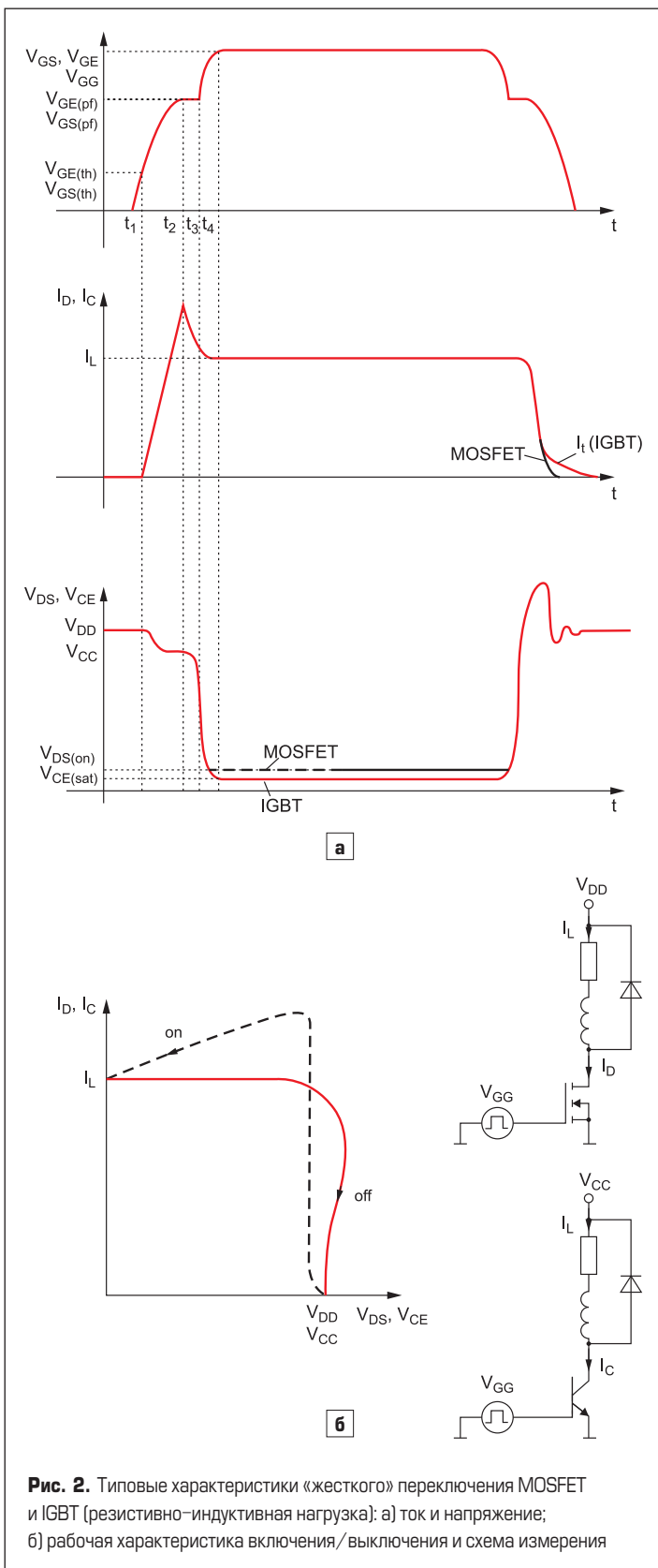


Рис. 2. Типовые характеристики «жесткого» переключения MOSFET и IGBT (резистивно-индуктивная нагрузка): а) ток и напряжение; б) рабочая характеристика включения/выключения и схема измерения

уровень коммутируемого сигнала до того, как ток коллектора упадет ниже уровня отсечки.

В отличие от биполярных транзисторов и тиристоров, IGBT способны работать в жестком режиме без применения снабберов благодаря так называемому «динамическому переходу», формируемому в дрейфовой зоне кристалла при коммутации. Транзистор при этом, однако, рассеивает очень большую энергию:

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}, t_{off}} u \times idt.$$

При включении IGBT напряжение  $V_{CE}$  в течение около 10 нс снижается до уровня, эквивалентного падению на  $n$ -дрейфовой области. Затем  $n$ -зона переносится положительно заряженными носителями от  $p$ -коллектора; спустя период времени от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд напряжение динамического насыщения  $V_{CE(sat)dyn}$  падает до уровня статического насыщения  $V_{CE(sat)}$ .

С помощью пассивной снабберной цепи рабочая характеристика (рис. 2б) может быть смещена ближе к осям координат. Потери переключения при этом переходят от транзистора к снабберу, что в большинстве случаев снижает эффективность всей системы.

Поскольку максимально возможная рабочая зона зависит не только от тока/напряжения/частоты, но и от факторов, связанных с неидеальностью транзистора, то реальная SOA, как правило, приводится для различных условий работы.

### SOA в режиме одиночного импульса и периодического включения (FBSOA)

На логарифмических шкалах (рис. 3) представлены граничные значения тока коллектора и напряжения «коллектор–эмиттер» для одиночных импульсов. Приведенные данные стандартизованы и нормированы относительно пиковых величин напряжения  $V_{CES}$  и тока  $I_{CRM}$ .

Важно, чтобы при воздействии максимальных токов кристаллы не перегревались выше предельной температуры  $T_j = +150\text{ }^\circ\text{C}$  (+175  $^\circ\text{C}$  для последних поколений транзисторов). Модули IGBT применяются только в импульсных режимах, линейные состояния для них недопустимы. В процессе коммутации силовой ключ может частично войти в линейную зону в качестве активного усилителя с характеристикой  $I_C = f(V_{GE})$ . Однако работа в подобном режиме в течение длительного времени невозможна, поскольку это приводит

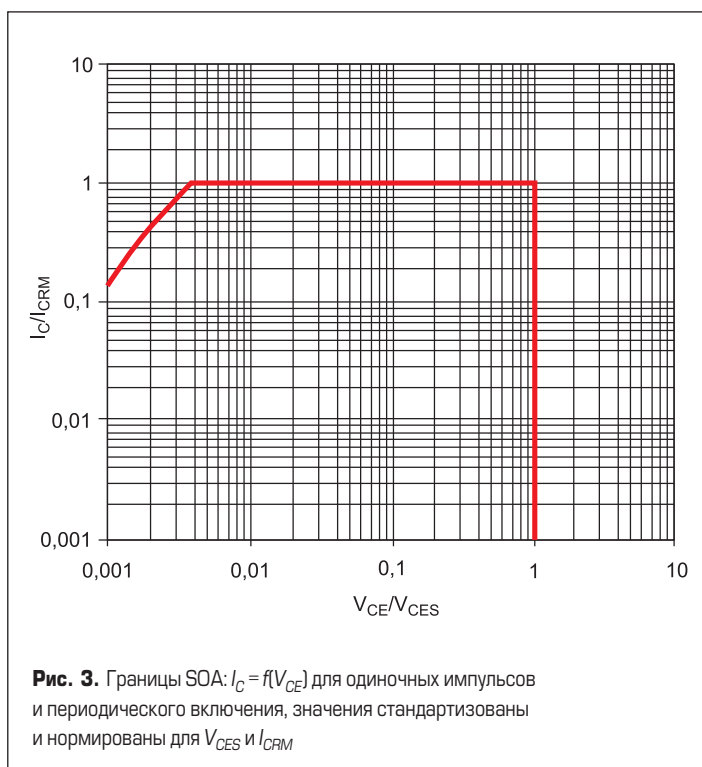


Рис. 3. Границы SOA:  $I_C = f(V_{CE})$  для одиночных импульсов и периодического включения, значения стандартизованы и нормированы для  $V_{CES}$  и  $I_{CRM}$

к возникновению локальных перегрузок, вызванных вариациями передаточных функций между ячейками кристалла IGBT и параллельными чипами. Поэтому «диагональные» характеристики, приводимые ранее в технической документации и относящиеся к импульсам с различной длительностью  $t_{on}$ , а также к величине постоянного тока при максимальной рассеиваемой мощности, больше не используются.

**SOA в режиме выключения (RBSOA)**

При периодическом выключении IGBT в «жестком» режиме с током  $I_{CRM}$  температура кристалла может достигать максимума  $T_{j(max)}$ . При этом напряжение  $V_{CE}$  (на уровне чипа) не должно превышать уровня  $V_{CES}$  — такой режим используется для исследования влияния паразитных индуктивностей и параметров драйвера. В большинстве спецификаций на IGBT-модули до настоящего времени предельный пиковый ток был равен двойному номинальному значению:  $I_{CRM} = 2I_{Cnom}$ . Напомним, что величина  $I_{Cnom}$  задается производителем кристаллов в отличие от тока коллектора  $I_C$  определяемого изготовителем модуля и зависящего от свойств конструктива [3].

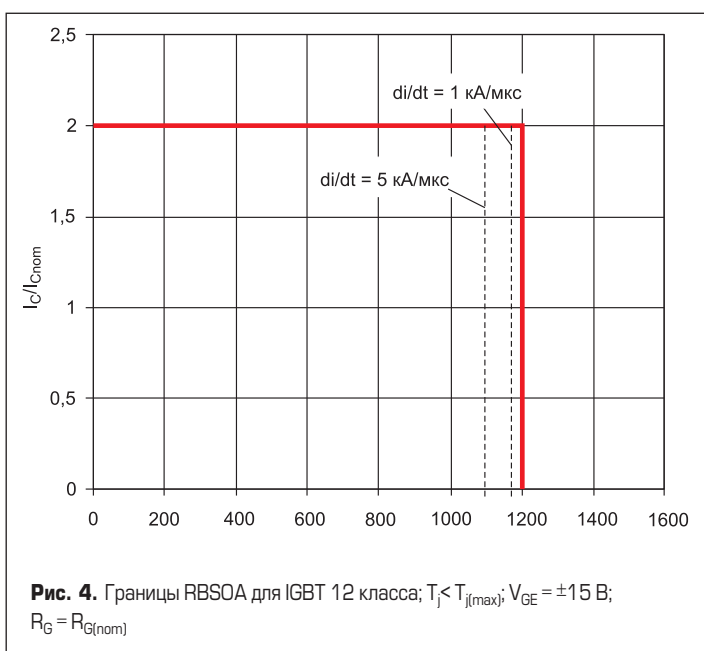
Для IGBT-чипов 4-го поколения (серии T4, E4), используемых в новейших силовых ключах фирмы SEMIKRON, допустимое значение пикового тока увеличено в 1,5 раза:  $I_{CRM} = 3I_{Cnom}$ . При сопротивлении затвора  $R_G$  определенном для номинальной рабочей точки, и высоком напряжении DC-шины отключение такого тока способно создать перенапряжение в цепи «коллектор-эмиттер», превышающее предел блокирующей способности  $V_{CES}$ .

Как показывают соответствующие тесты, повторяющаяся коммутация  $I_{CRM}$  может привести к раннему выходу из насыщения наиболее нагретых чипов, резкому повышению мощности потерь и преждевременному отказу. Поэтому в документации SEMIKRON и других ведущих производителей рекомендуется ограничивать ток отключения на прежнем уровне  $2I_{Cnom}$ , соответствующем границам RBSOA. Коммутация более высоких токов допускается только в виде исключения и при соблюдении следующих условий:

- пониженное напряжение DC-шины;
- использование режима активного ограничения;
- медленное выключение (Soft Turn-Off, STO);
- применение специальных снабберных цепей.

Подобные меры, как правило, приводят к увеличению потерь мощности, этот факт должен быть учтен при проектировании.

Область безопасной работы при выключении IGBT показана на рис. 4, сплошной линией отмечены ограничения режимов на уровне чипов. Поскольку на паразитной индуктивности модуля  $L_{CE}$  при выключении наводится коммутационное перенапряжение, границы RBSOA смещаются в зависимости от тока коллектора и параметров



драйвера; конкретная величина может быть определена с помощью следующего уравнения:

$$V_{CEmaxT} = V_{CES} - L_{CE}(0,8 \times I_C / t_f(I_C)),$$

где  $V_{CEmaxT}$  — максимальное напряжение «коллектор-эмиттер» на DC-выводах модуля. Пример измененных границ RBSOA при индуктивности  $L_{CE} = 20$  нГн для разных скоростей выключения  $di/dt$  показан пунктирными линиями.

Следует также помнить о том, что большая часть паразитной индуктивности цепи коммутации приходится не на сам модуль, а на звено постоянного тока преобразователя, поэтому SOA определяет величину  $V_{CEmax}$  именно на DC-терминалах силового ключа.

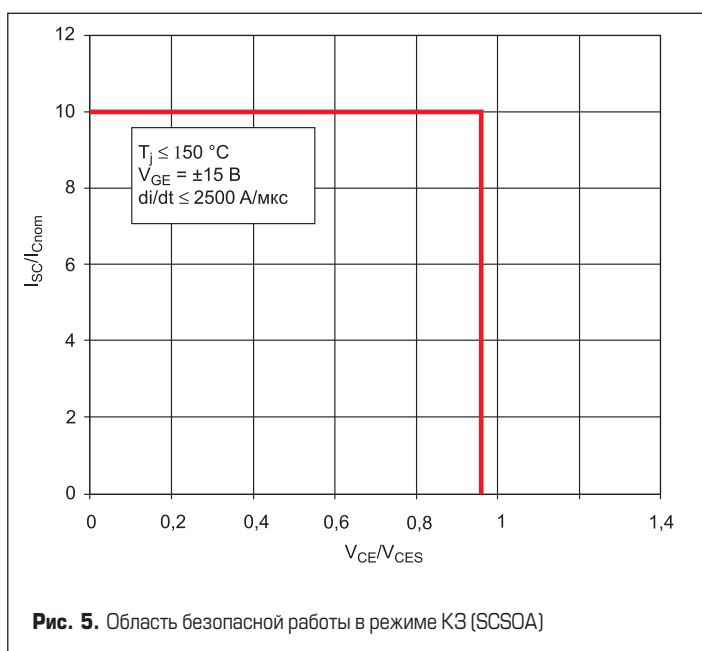
**SOA в режиме короткого замыкания (SCSOA)**

Границы SCSOA определяют безопасные режимы работы при непериодическом отключении тока короткого замыкания (рис. 5). Некоторые графики SOA задают ограничения режимов на уровне чипов, где напряжение ниже, чем на терминалах модуля  $V_{CES}$ , на величину  $dV = L_{CE} \times di_{off}/dt$ . Эти значения являются абсолютными для всех условий эксплуатации. В отличие от них, границы RBSOA и SCSOA, определяющие предельные состояния на DC-выводах модуля, зависят от режимов управления.

В большинстве случаев IGBT способны прерывать ток короткого замыкания (КЗ). При этом генерируются очень высокие потери мощности, поскольку транзистор находится в активной рабочей зоне, что может привести к мгновенному увеличению температуры чипа далеко за пределы  $T_{j(max)}$ . Тем не менее за счет собственных свойств и положительного температурного коэффициента  $V_{CE(sat)}$  IGBT переходит в режим стабилизации тока короткого замыкания на уровне  $4-6 \cdot I_{Cnom}$ .

Чтобы ограничить рассеяние мощности IGBT-чипов, отключение тока КЗ должно происходить при следующих условиях:

- Состояние КЗ следует детектировать и прерывать за время менее 10 мкс (6 мкс для Trench IGBT с напряжением 600 В).
- Период между двумя циклами КЗ должен быть не менее 1 с, чтобы температура кристаллов упала до начального состояния.
- Количество КЗ за срок службы IGBT ограничено, как правило, оно не превышает 1000. Большее количество циклов КЗ допускается для некоторых интеллектуальных модулей, имеющих так называемую опцию «мягкого» отключения, например IPM SKiP [4, 5].
- Температура чипа перед обнаружением состояния КЗ не должна превышать  $+150$  °C (это справедливо и для нового поколения IGBT4 с максимальной рабочей температурой  $T_{j(max)} = +175$  °C).
- Рабочее напряжение  $V_{CC}$  для модулей 12-го класса не должно превышать 800 В, для модулей 17-го класса — 1200 В.



- Максимальные значения  $di/dt$  должны контролироваться драйвером, в предельных случаях ограничение скорости спада тока осуществляется с помощью режимов STO, SSD (Soft Turn-Off, Soft Shut-Down) или за счет т. н. многоступенчатого выключения (IntelliOff в IPM SKiiP 4).
- В ряде случаев отключение режима КЗ приводит к недопустимому увеличению напряжения «затвор–эмиттер»  $V_{ge}$  способы его ограничения приведены в [8].

На рис. 5 приведен пример зависимости тока короткого замыкания  $I_{SC}$  (нормированное значение по отношению к  $I_{Cnom}$ ) от соотношения  $V_{CE}/V_{CES}$  для заданной скорости выключения  $di/dt$ . Также следует принимать во внимание тот факт, что напряжение на терминалах выше, чем на чипе на  $dV = L_s \times di/dt$ , то есть предельная величина  $V_{CE}$  должна быть соответственно скорректирована. При быстром выключении режима КЗ (при этом значение  $di/dt$  максимально) на паразитных индуктивностях цепи коммутации наводится очень высокое перенапряжение, и если оно превысит лимит  $V_{CES}$ , то транзистор выйдет из строя.

**Методы тестирования характеристик SCSOA [7]**

В международном стандарте МЭК 60747-9 рассматриваются два вида КЗ, для которых нормируются лимиты SCSOA IGBT. Первый соответствует режиму включения IGBT на существующую КЗ нагрузку. Во втором случае IGBT находится в открытом состоянии, после чего происходит КЗ нагрузки. Другими словами, КЗ типа 2 соответствует пробую или ложному отпираанию оппозитного IGBT при работе инвертора.

Основной областью применения инверторов считается привод электродвигателя, который может работать в режиме рекуперации энергии. Третий тип КЗ относится именно к такому случаю.

Оценка многих характеристик IGBT, включая SCSOA, производится на примере полумостового каскада, содержащего последовательно соединенные транзисторы с оппозитными диодами. Схемы испытаний, приведенные ниже, также содержат источник питания PS, индуктивную нагрузку L и общую паразитную индуктивность  $L_s$ . Тестируемый ключ имеет обозначение DUT.

**КЗ 1-го типа**

Как указано выше, в этом случае IGBT включается на КЗ нагрузку. Эпюры напряжения на затворе и тока коллектора, а также эквивалентная схема для этого режима показаны на рисунке 6а. Короткозамкнутая нагрузка имитируется путем поддержания IGBT верхнего плеча во включенном состоянии при напряжении на затворе  $V_{GE1}$  выше 15 В (например, 18 В). Это необходимо для того, чтобы ток коллектора B1 в режиме насыщения  $I_{Csat}$  был больше, чем  $I_{Csat}$  IGBT B2 (DUT). Транзистор B2 включается (на открытый B1) и выключается в соответствии с управляющими импульсами на затворе  $V_{GE2}$  (рис. 6а), там же показан путь тока КЗ ( $I_s$ ) и эпюра тока коллектора  $I_C$ .

**КЗ 2-го типа**

КЗ типа 2 относится к случаю, когда инвертор работает в нормальном режиме, испытываемый прибор (DUT) открыт и при этом возникает КЗ

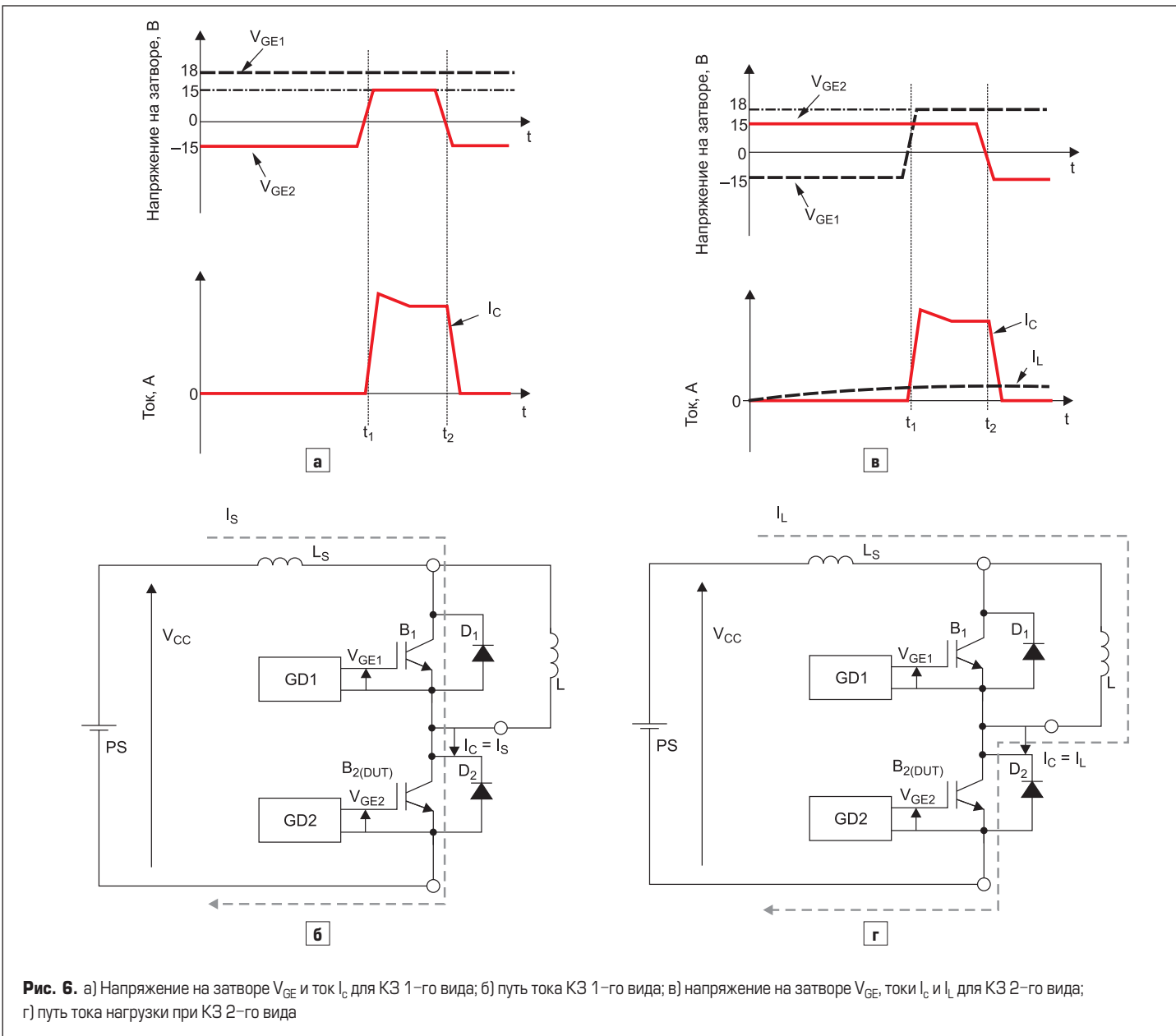


Рис. 6. а) Напряжение на затворе  $V_{GE}$  и ток  $I_C$  для КЗ 1-го вида; б) путь тока КЗ 1-го вида; в) напряжение на затворе  $V_{GE}$ , токи  $I_C$  и  $I_L$  для КЗ 2-го вида; г) путь тока нагрузки при КЗ 2-го вида

по цепи  $L$ . Такое состояние также может возникнуть, например, при ложном включении оппозитного IGBT ( $B1$ ) в процессе эксплуатации инвертора. Данный случай моделируется путем подачи на затвор определенной последовательности импульсов, представленной на рис. 6в. В течение первого периода времени  $0-t_1$  ток нагрузки  $I_L$  протекает, как показано на рисунке, затем оппозитный IGBT открывается в момент  $t_1$ . При этом возникает КЗ ( $I_S$ ), а ток коллектора транзистора достигает значения  $I_C = I_S + I_L$  (рис. 6г).

**КЗ 3-го типа**

КЗ типа 3 происходит в рекуперативном режиме работы инвертора, когда ключ DUT оказывается открытым при пробое или ложном включении оппозитного IGBT ( $B1$ ). Данное состояние имитируется в схеме рис. 7б подачей последовательности импульсов управления, показанных на рис. 7а. В отличие от предыдущего случая, индуктивная нагрузка  $L$  подключена не к верхнему, а к нижнему плечу полумоста. В течение первого периода времени  $0-t_1$  ток нагрузки  $I_L$  увеличивается, его путь показан на рисунке 7б. Во время  $t_1-t_3$  ток  $I_L$  циркулирует через диод  $D2$  (рис. 7в). Транзистор  $B2$  (DUT) включается при  $t = t_2$ , а оппозитный IGBT переходит в открытое состояние в момент  $t_3$ . Вследствие этого возникает режим КЗ ( $I_S$ , рис. 7г), а ток коллектора становится равным  $I_C = I_S - I_L$ .

**Механизмы пробоя коллекторного перехода**

Превышение лимита  $V_{CES}$  задаваемого SOA, неизбежно приводит к пробую цепи коллектора «биполярной»  $pnp$ -части IGBT-транзистора. Однако перенапряжение является далеко не единственной причиной пробоя.

Для лучшего понимания причин разрушения полупроводниковых приборов, рассмотрим структуру перехода «коллектор–база».

Как и у  $p-n$ -диода, блокирующая способность транзистора ограничена лавинным процессом. Если напряжение достаточно велико, то  $n$ -зона обедненной области распространяется до  $n^+$  диффузионного контакта. При дальнейшем возрастании напряжения контакт будет снабжать электронами  $p-n$ -переход, при этом переход «коллектор–база» практически замыкается накоротко и ток коллектора ограничивается только внешней нагрузкой. Существует три механизма пробоя, которые мы рассмотрим более подробно: тепловая неустойчивость (или тепловое убежание), туннельный эффект и лавинное умножение.

**Тепловое убежание**

Пробой при так называемом «тепловом убежании» происходит вследствие резкого увеличения тока утечки и соответствующего роста температуры кристалла, приводящего к дальнейшему нарастанию тока утечки. Процесс развивается лавинообразно и может привести к разрушению чипа, если перегрев превысит критическую температуру (около  $+200$  °C для кремниевых полупроводников).

**Туннельный эффект**

Когда напряженность электрического поля в кремнии приближается к  $10^6$  В/см, возникает резкий скачок тока, обусловленный междиазонным туннельным эффектом. Чтобы развить такое мощное поле, полупроводниковый прибор должен иметь относительно высокую концентрацию примесей по обе стороны  $p-n$ -перехода. В реальности напряженность поля действительно может быть очень высокой и достаточной для освобождения ковалентно связанных электронов. В результате образуются носители обоих типов, что провоцирует рост тока.

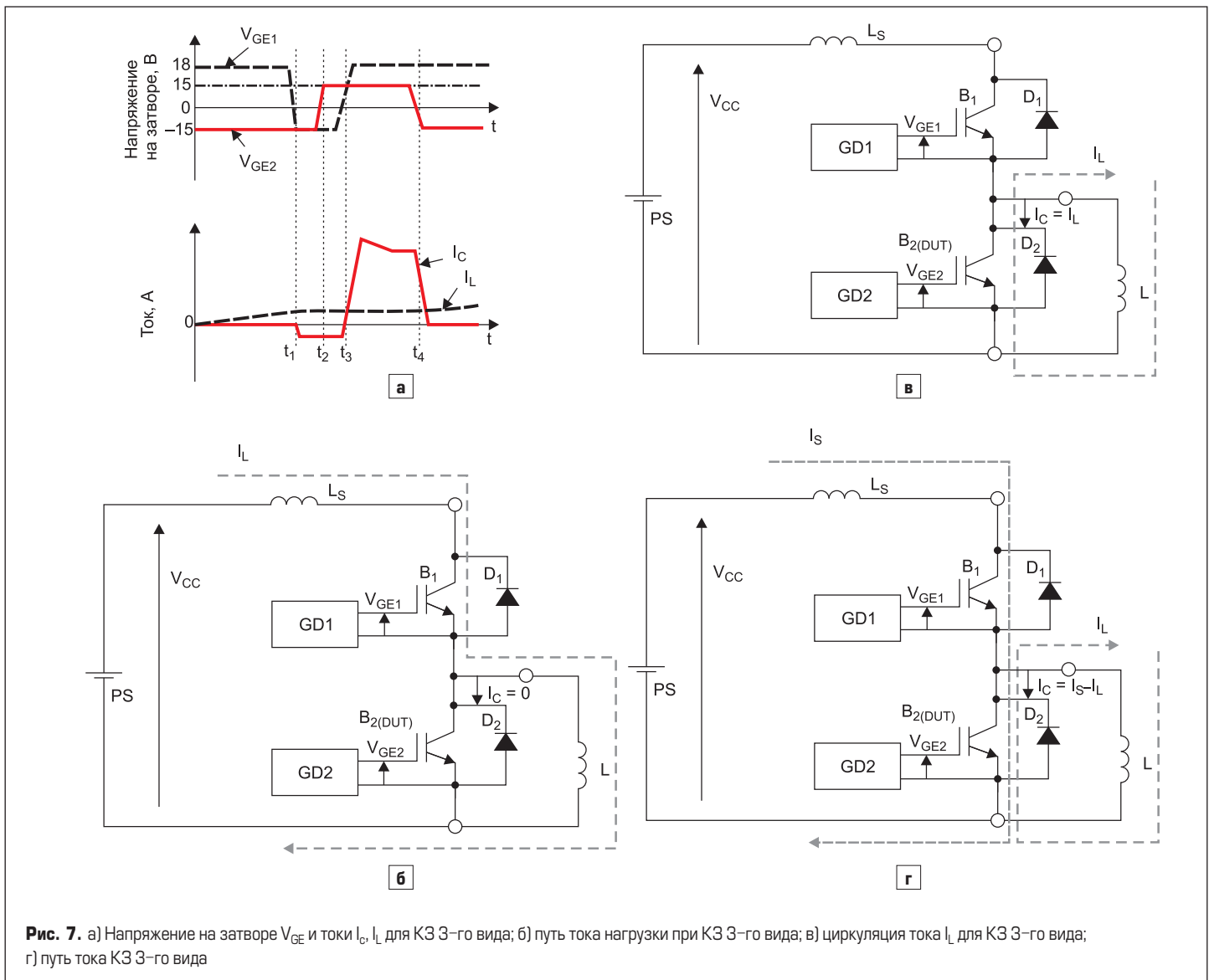


Рис. 7. а) Напряжение на затворе  $V_{GE}$  и токи  $I_C, I_L$  для КЗ 3-го вида; б) путь тока нагрузки при КЗ 3-го вида; в) циркуляция тока  $I_L$  для КЗ 3-го вида; г) путь тока КЗ 3-го вида

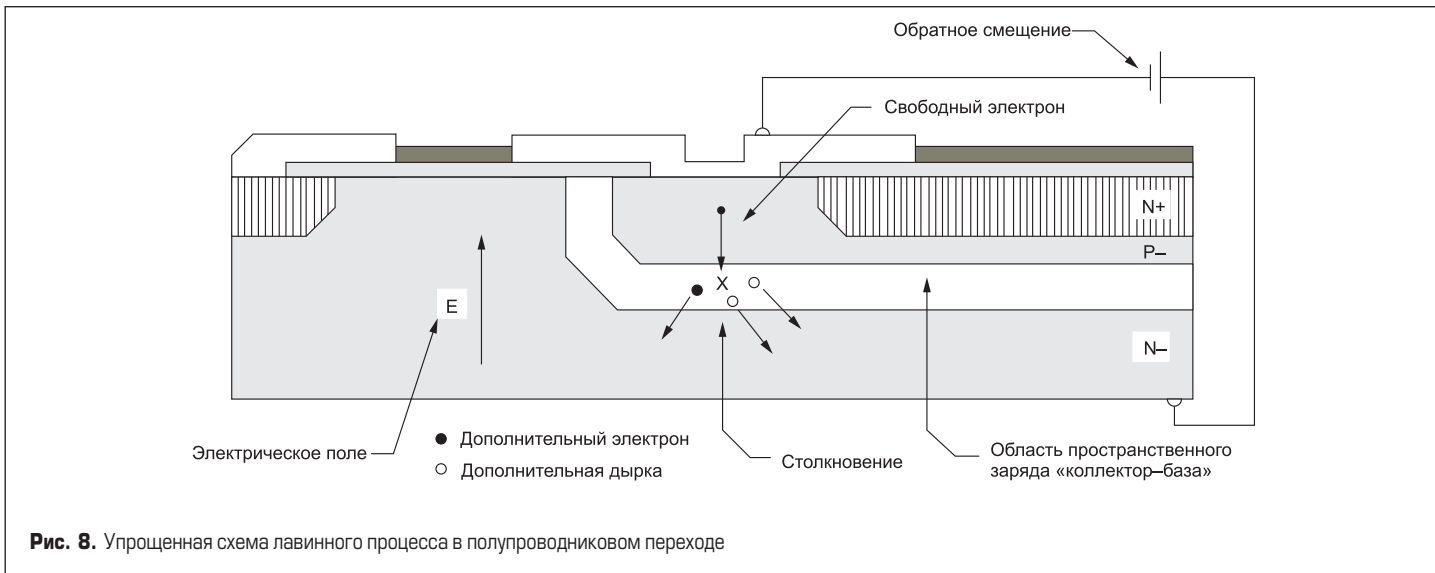


Рис. 8. Упрощенная схема лавинного процесса в полупроводниковом переходе

С точки зрения энергетики, в ходе этого процесса электрон переходит из валентной зоны в область проводимости без взаимодействия с другими частицами. Механизм пробоя для кремниевых приборов с пробивным напряжением  $V_{br}$  менее  $4Eg/q$  связан с туннельным эффектом. Для полупроводников, имеющих  $V_{br}$  свыше  $6Eg/q$ , пробой возникает вследствие лавинного умножения. При напряжении между  $4Eg/q$  и  $6Eg/q$  пробой обусловлен комбинацией этих двух эффектов.

Поскольку ширина запрещенной зоны в кремнии уменьшается при понижении температуры, пробивное напряжение, вызванное туннельным эффектом, имеет отрицательный температурный коэффициент. Эту зависимость можно использовать, чтобы отличить туннельный механизм от лавинного, имеющего положительный ТКН. Отметим, что туннельный эффект в полупроводниках является доминирующим, и он используется в стабилитронах с напряжением 5–6 В. Этот механизм отсутствует у высоковольтных приборов, поскольку концентрация примесей там слишком мала.

**Лавинное умножение**

Данный эффект, также называемый ударной ионизацией, является основной причиной разрушения полупроводниковых переходов, поскольку напряжение лавинного пробоя определяет верхний предел обратного смещения коллектора. Величина сигнала, при котором происходит пробой, зависит от структуры перехода и концентрации легирующих примесей, используемых при изготовлении транзистора. Поскольку структура и процесс эпитаксии четко контролируются, блокирующая способность конкретного полупроводникового прибора определяется на стадии его проектирования.

В ходе лавинного процесса свободные носители могут получить от электрического поля достаточное количество энергии между стол-

кновениями, чтобы разорвать ковалентные связи в решетке. При этом каждый носитель, взаимодействующий с решеткой, создает еще два, дальше события развиваются лавинообразно, поскольку уже три носителя начинают участвовать в столкновениях. Следствием является внезапное резкое умножение их количества в области пространственного заряда, когда электрическое поле становится достаточно большим, чтобы вызвать пробой.

Рассмотрим процесс перемещения электрона в области пространственного заряда обратного смещенного *p-n*-перехода. В среднем, электрон проходит расстояние  $L$  (длина свободного пробега), прежде чем он потеряет энергию от взаимодействия с атомом в решетке. Энергия  $\Delta E$ , полученная от поля  $E$  движущимся электроном между столкновениями, определяется следующим образом:

$$\Delta E = q \int_0^L E \cdot dx .$$

Если предположить, что электрон накопил достаточно энергии до столкновения с атомом, связь между атомным ядром и одним из связанных электронов может быть нарушена при их взаимодействии. В результате образуются три носителя, которые способны свободно покинуть область столкновения. Упрощенная схема этого процесса представлена на рис. 8.

На краях зоны пространственного заряда электрическое поле является слабым и носители не могут получить энергию, достаточную для того, чтобы создать пару «дырка-электрон» до потери кинетической энергии в момент столкновения с решеткой. Следовательно, лавинный процесс может происходить только в центре области объемного заряда, где поле достаточно мощное. Данную ситуацию иллюстрирует рис. 9, центральная зона обозначена как  $x_1$ .

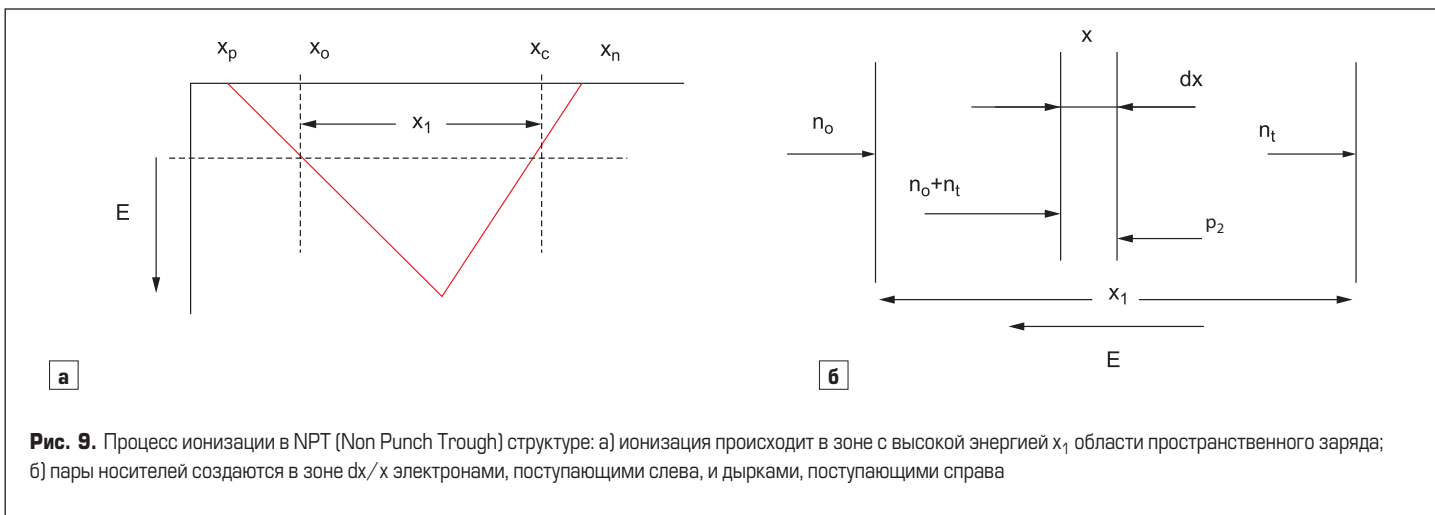


Рис. 9. Процесс ионизации в NPT (Non Punch Trough) структуре: а) ионизация происходит в зоне с высокой энергией  $x_1$  области пространственного заряда; б) пары носителей создаются в зоне  $dx/x$  электронами, поступающими слева, и дырками, поступающими справа



Рис. 10. Типовая ВАХ вторичного пробоя

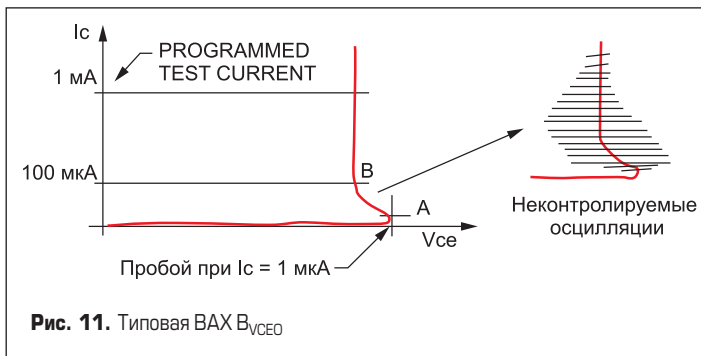


Рис. 11. Типовая ВАХ  $V_{CE}$

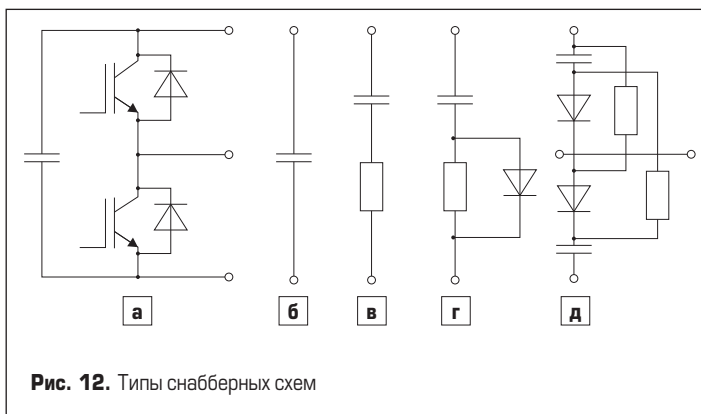


Рис. 12. Типы снабберных схем

Лавинный эффект создает массу носителей в малом объеме шириной  $dx$  в области  $x$  (рис. 96). Допустим, что  $n_0$  — это плотность электронов, входящих в зону слева ( $x_a$ ). Лавинный эффект увеличивает этот показатель между границами  $x_a$  и  $x_c$  таким образом, что электроны, попадающие в зону  $A_{dx}$  с левого края, будут иметь плотность  $n_0 + n_1$ .

Вероятность того, что электроны создадут электронно-дырочные пары при движении через  $dx$ , определяется произведением коэффициента ионизации  $\alpha n$  на длину  $dx$ . Чем выше напряженность поля, тем быстрее электроны получают энергию, поэтому коэффициент ионизации является функцией электрического поля, следовательно, он зависит от зоны полупроводника. Точно так же плотность дырок будет увеличиваться в результате лавинного эффекта, а параметр  $\alpha p$  является коэффициентом ионизации для дырок.

**Вторичный пробой**

Возможности силовых транзисторов во многом ограничены эффектом вторичного пробоя, который представляет собой резкое снижение блокирующего напряжения с одновременным уменьшением нагрузочной способности. На рис. 10 показана типовая вольт-амперная характеристика (ВАХ) транзистора в режиме вторичного пробоя. Лавинный (или «первичный») пробой происходит, когда напряжение на полупроводниковом переходе достигнет предельного значения, определенного для этого прибора. При его дальнейшем увеличении происходит вторичный лавинный пробой.

Инициализация этого механизма имеет четкую температурную зависимость. Спустя некоторое время после воздействия на транзистор импульса мощности  $P = I_c \times V_{VCEO}$  он переходит во вторичную лавин-

ную область. За время, прошедшее между лавинным и вторичным пробоем, полупроводник находится в неустойчивом состоянии и может быстро разрушиться, поскольку сопротивление перехода в зоне пробоя становится чрезвычайно низким. В третьей части кривой, когда напряжение заметно снижается, температура кристалла оказывается очень высокой, и зона пробоя полупроводника расширяется. Если ток продолжает расти, кремний плавится, и транзистор полностью выходит из строя.

Обратные характеристики IGBT включают два семейства, относящихся к току утечки и режиму пробоя. Проверка тока утечки не создаст опасную нагрузку на чип до тех пор, пока блокирующее напряжение транзистора выше напряжения смещения. При этом обратные токи находятся в микроамперном диапазоне, и выделяемая энергия недостаточна для повреждения чипов, особенно в современных кремниевых транзисторах.

Однако такой вид испытаний не характеризует ни напряжение пробоя, ни лавинный режим биполярного перехода. Эти состояния анализируются с помощью тестов SOA, описанных выше. При проверке  $V_{VCEO}$  ВАХ транзистора демонстрируют «обратный» эффект, когда напряжение «коллектор–эмиттер» резко изменяется от состояния пробоя до тестовой рабочей точки, определенной для большого тока. Это выражается в появлении мощных неконтролируемых колебаний (рис. 11) вследствие отрицательного импеданса, наблюдаемого между точками А и В на кривой.

**Снабберы**

Формирование траектории переключения осуществляется с помощью так называемых снабберных цепей, основные виды которых показаны на рис. 12 [9]. Практически все современные модули IGBT имеют прямоугольную SOA и допускают работу в режиме «жесткого переключения» при одновременной коммутации номинального тока и напряжения. Для ограничения коммутационных перенапряжений рекомендуется простейший вариант снаббера (рис. 12а), представляющий собой низкоиндуктивный пленочный конденсатор, устанавливаемый на DC-терминалах модуля. В этом случае он работает как фильтр низких частот, замыкающий через себя ток переходного процесса.

Номинал конденсатора  $C_s$  вычисляется исходя из заданного уровня перенапряжения  $V_{os}$  и величины энергии, запасенной в паразитной индуктивности шины  $L_B$  при коммутации тока  $I_{peak}$ .

$$V_{os} = I_{peak} \times \sqrt{L_B / C_s}$$

Для снижения добротности паразитного колебательного контура последовательно со снабберным конденсатором может быть установлен резистор (рис. 12б). Такая схема обычно используется в низковольтных силовых преобразователях с MOSFET-ключами, она актуальна и для современных высокоскоростных SiC-транзисторов.

На рис. 13а показан график изменения напряжения  $V_{CE}$  «коллектор–эмиттер» при выключении IGBT со скоростью  $di/dt$  при наличии и отсутствии снабберного конденсатора. Для анализа использована эквивалентная схема, приведенная на рис. 13б.

Амплитуду пика перенапряжения  $\Delta V_1$ , вызванного наличием паразитной индуктивности цепей коммутации  $L_S$ , можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_1 = \Sigma L_S \times di/dt.$$

Суммарная величина  $\Sigma L_S$  включает в себя индуктивность выводов IGBT  $L_{CE} = L_C + L_E$  и DC-шины  $L_{DC} = L_{DC+} + L_{DC-}$ .

При использовании снаббера значения  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$  зависят от распределенных характеристик терминалов IGBT, паразитной индуктивности снабберного конденсатора  $L_S$ , его емкости  $C_s$  и запасенной в  $L_{DC}$  энергии:

$$\Delta V_2 = (L_C + L_E + L_S) \times di_c / dt,$$

$$\Delta V_3 < \sqrt{\frac{L_{DC} \times I_c^2}{C_s}}$$

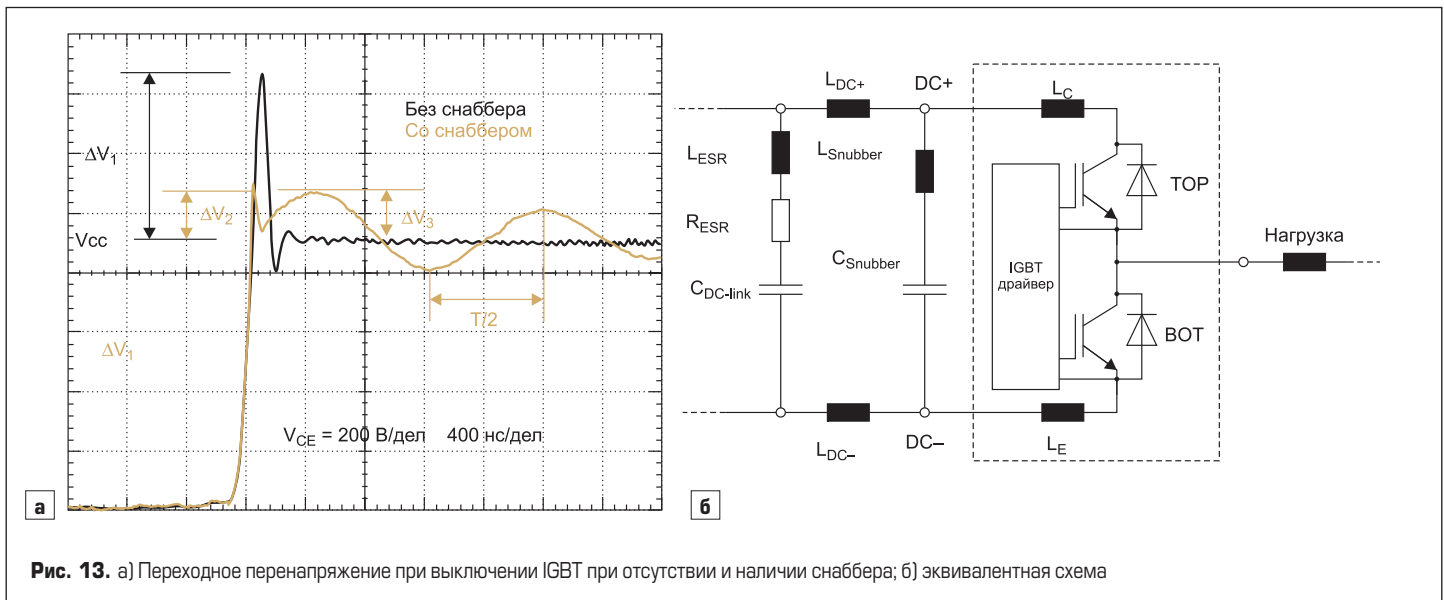


Рис. 13. а) Переходное перенапряжение при выключении IGBT при отсутствии и наличии снаббера; б) эквивалентная схема

Приведенные выражения можно использовать для вычисления емкости снаббера и его максимально допустимой индуктивности при заданных  $\Delta V_2$  и  $\Delta V_3$ . Значение  $C_S$  оказывается прямо пропорциональным величине паразитной индуктивности. Таким образом, корректная топология силового каскада, обеспечивающая минимальное значение  $L_{DC}$  позволяет снизить требования к снабберным цепям.

### Литература

1. Ralph Annacker, Markus Hermwille. 1200V Modules with Optimised IGBT and Diode Chips. Semikron Elektronik GmbH.
2. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. SEMIKRON Application Manual Power Semiconductors. SEMIKRON International GmbH. 2010.
3. Колпаков А. Контрольная точка, или Об умении читать Datasheet между строк // Электронные компоненты. 2006. № 9.
4. Колпаков А. Сила и интеллект // Компоненты и технологии. 2007. № 7.
5. Колпаков А. SKiiP 4 — новая серия IPM высокой мощности // Силовая электроника. 2009. № 4.
6. Michaël Bairanzade. Understanding Power Transistors Breakdown Parameters. AN1628/D. ON Semiconductor. 2003.
7. Test Methods for Evaluating SCSSOA of IGBT. Hitachi Power Semiconductor Device Ltd. 2015.
8. Колпаков А. Защитные функции современных драйверов IGBT // Силовая электроника. 2010. № 5.
9. Колпаков А. Снабберы и перенапряжения // Компоненты и технологии. 2008. № 5.