

# Малоизвестные факты из жизни IGBT и диодов

## Часть 2. IGBT

**Арент Винтрих (Arendt Wintrich)**

**Ульрих Николаи (Ulrich Nicolai)**

**Вернер Турски (Werner Tursky)**

**Тобиас Райманн (Tobias Reimann)**

**Перевод и комментарии: Андрей Колпаков**

Andrey.Kolpakov@semikron.com

### Структура

Свойства IGBT в большой степени определяются паразитными элементами, имеющимися в структуре транзистора. Накопление заряда и его последующее рассасывание приводят к появлению потерь переключения, созданию эффекта запоминания и появлению так называемого «хвостового» тока при выключении. Для лучшего понимания происходящих процессов и возможных механизмов отказа рассмотрим эквивалентную электрическую схему IGBT (рис. 17).

Описание физической природы паразитных конденсаторов и резисторов, показанных на рисунке, приведено в таблице 1.

На эквивалентной электрической схеме IGBT кроме внутренних резисторов и конденсаторов показан

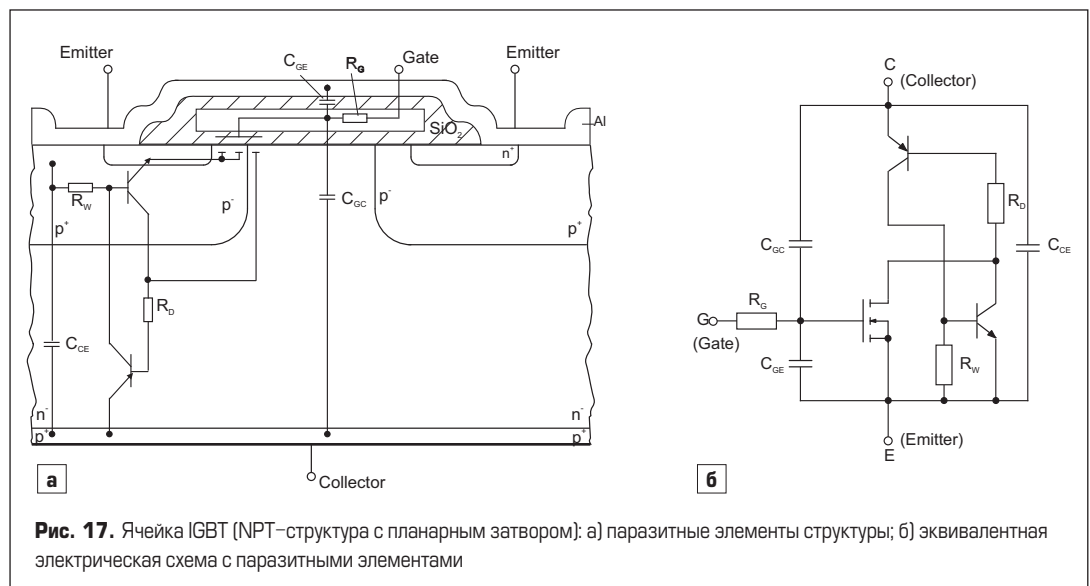
«идеальный MOSFET», NPN-транзистор в области затвора ( $n^+$ -эмиттерная область (эмиттер)/ $p^+$ -карман (база)/ $n$ -дрейфовая область с боковым резистором  $p^+$ -кармана под эмиттерами в качестве сопротивления «база-эмиттер»  $R_W$ ) и PNP-транзистор ( $p^+$  в эмиттере/ $n$ -дрейфовая область — база/ $p^+$ -карман — коллектор), образующий в сочетании с NPN паразитную тиристорную структуру. Этот тиристор может защелкнуться при выполнении следующего условия:

$$M \times (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1,$$

где  $\alpha_{npn}$ ,  $\alpha_{pnp} = \alpha_T \times \gamma_E$  — усиление тока транзисторов в базовых цепях;  $M$  — коэффициент усиления;  $\alpha_T$  — коэффициент переноса базы;  $\gamma_E$  — эффективность эмиттера.

**Таблица 1.** Паразитные элементы IGBT-структуры

Символ	Название	Физическое описание
$C_{GE}$	Емкость «затвор-эмиттер»	Перекрывающая металлизация области «затвор-исток»; зависит от напряжения на затворе, не зависит от напряжения «коллектор-эмиттер»
$C_{CE}$	Емкость «коллектор-эмиттер»	Емкость перехода между $n$ -дрейфовой областью и $p$ -карманом
$C_{GC}$	Емкость «затвор-коллектор»	Емкость Миллера, формируется за счет перекрытия области затвора и дрейфовой зоны $n$ -
$R_G$	Внутренний резистор затвора	Поликремниевый резистор затвора; как правило, в модулях с параллельным соединением чипов требуется дополнительное сопротивление для подавления уравнивающих токов и соответствующих осцилляций между чипами
$R_D$	Дрейфовое сопротивление	Сопротивление $n$ -области (сопротивление базы PNP-транзистора)
$R_W$	Поперечное сопротивление в области $p$ -кармана	Сопротивление «база-эмиттер» паразитного биполярного NPN-транзистора



**Рис. 17.** Ячейка IGBT (NPT-структура с планарным затвором): а) паразитные элементы структуры; б) эквивалентная электрическая схема с паразитными элементами

Защелкивание приводит к потере управляемости IGBT и его отказу, это состояние должно быть исключено во всех статических и динамических режимах за счет грамотного проектирования конструкции, корректного выбора резисторов затворов и снабберных цепей. Как правило, открывание паразитного тиристора происходит на критических скоростях переключения (динамическое защелкивание из-за увеличения дырочного тока относительно номинального уровня) или при превышении критического значения плотности тока, которое снижается с ростом температуры чипа.

Каждое новое поколение ключей обладает более высокой стойкостью к защелкиванию, основной причиной которого у современных IGBT является многократное превышение номинальной плотности тока при выключении.

Одним из технологических способов подавления паразитной триггерной структуры является уменьшение сопротивления «база-эмиттер»  $R_W$  субтранзистора NPN путем высокого легирования  $p^+$ -кармана под  $n$ -эмиттерами и сокращения длины  $n$ -эмиттера таким образом, чтобы пороговое напряжение перехода «база-эмиттер» NPN-транзистора не достигалось при всех условиях эксплуатации. Кроме того, дырочный ток (базовый ток NPN) поддерживается на минимальном уровне за счет снижения коэффициента передачи тока PNP-транзистора. Отметим, что в любом случае приходится находить компромисс между динамическими характеристиками и надежностью с одной стороны, и параметрами проводимости — с другой.

### Статические параметры IGBT

Статические и переходные характеристики IGBT-транзистора, работающего с антипараллельным диодом и без него, показаны на рис. 18. Рассматриваются следующие стационарные состояния IGBT.

#### Выключение и лавинный пробой

Если сигнал включения затвора меньше порогового уровня  $V_{GE(th)}$ , то при приложенном напряжении «коллектор-эмиттер»  $V_{CE}$  через IGBT протекает пренебрежимо малый ток утечки. При увеличении  $V_{CE}$  обратный ток плавно растет, однако когда напряжение на коллекторе достигает предельной величины  $V_{CES}$ , начинается лавинный пробой PIN-перехода:  $p^+$ -карман/ $n$ -дрейфовая зона/ $n^+$ -эпитаксиальный слой. Уровень  $V_{(BR)VES}$  в первом приближении соответствует напряжению пробоя  $V_{CER}$  биполярного PNP-транзистора, входящего в IGBT-структуру. Последующее лавинообразное нарастание тока в коллектор-базовом диоде приводит к разрушению IGBT. При этом области базы и эмиттера практически закорочены металлизацией эмиттера — между ними нет ничего, кроме бокового резистора  $p^+$ -кармана.

#### Включение (1 квадрант)

Прямая характеристика IGBT (при положительном напряжении и токе коллектора  $V_{CE}$  и  $I_C$ ) имеет две характерные зоны (рис. 18):

- Активная область.

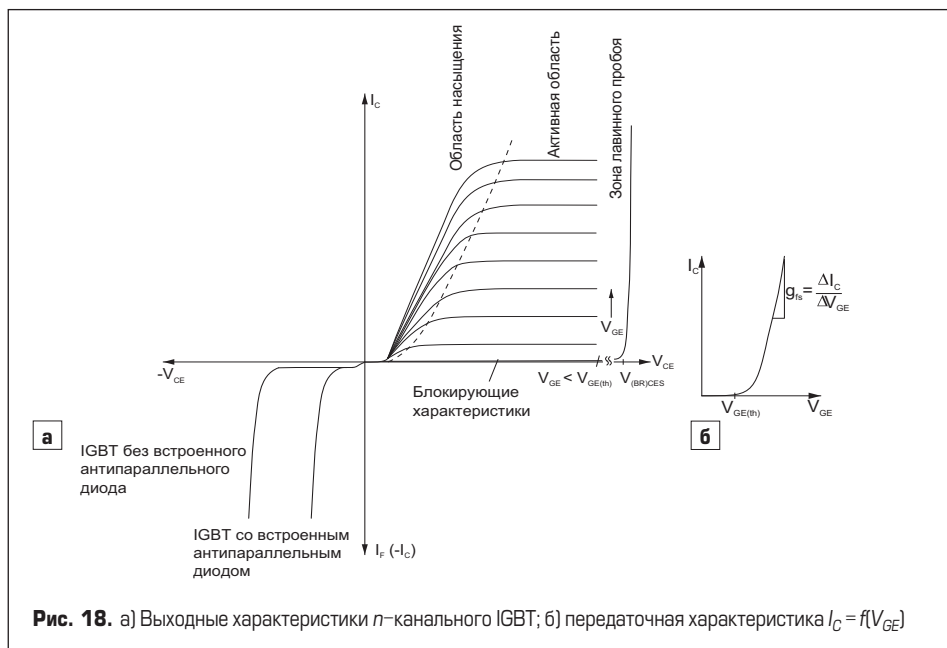


Рис. 18. а) Выходные характеристики  $n$ -канального IGBT; б) передаточная характеристика  $I_C = f(V_{GE})$

Если сигнал управления затвором  $V_{GE}$  незначительно превышает пороговое значение  $V_{GE(th)}$ , то большая часть его компенсируется за счет токового насыщения (горизонтальный участок характеристики), ток коллектора  $I_C$  зависит от величины  $V_{CE}$ . Как показано на рис. 17, крутизна прямой характеристики IGBT определяется следующим образом:

$$g_f = \Delta I_C / \Delta V_{GE} = I_C / (V_{GE} - V_{GE(th)})$$

Крутизна нарастает пропорционально  $I_C$  и  $V_{GE}$  и спадает с увеличением температуры кристалла. При коммутации силовых модулей, содержащих несколько параллельных чипов, активное состояние имеет место только в процессе переключения. Постоянная работа силовых ключей в активном режиме недопустима, поскольку порог  $V_{GE(th)}$  падает при нагреве, и даже небольшой разброс характеристик индивидуальных кристаллов приведет к значительному тепловому и токовому небалансу.

- Область насыщения.

Состояние насыщения, соответствующее включенному состоянию IGBT в процессе коммутации (крутая часть выходной характеристики), достигается в том случае, когда величина тока коллектора зависит только от внешних цепей (нагрузки). Поведение транзистора при этом определяется напряжением насыщения «коллектор-эмиттер»  $V_{CE(sat)}$ . Протекание тока по  $n$ -дрейфовой зоне за счет неосновных носителей приводит к насыщению ключа. Отметим, что величина  $V_{CE(sat)}$  для IGBT намного ниже, чем прямое падение напряжения MOSFET аналогичного класса напряжения. У большинства современных ключей напряжение насыщения имеет положительный температурный коэффициент, и только PT-IGBT-структура является исключением.

#### Инверсный режим (3 квадрант)

В инверсном режиме работы меняется полярность  $p$ - $n$ -перехода в области коллектора IGBT, его предельное обратное напряжение, как правило, не превышает 20 В. Перспективные

RB IGBT с симметричной блокирующей способностью имеют встроенный быстрый последовательный диод (в отличие от обычных транзисторов, снабженных антипараллельным диодом).

### Динамические параметры IGBT

Поведение IGBT в импульсных режимах определяется их структурой, величиной внутренних конденсаторов и сопротивлений, а также параметрами нагрузки. В отличие от идеального ключа, для динамического управления IGBT требуется определенная мощность, что связано с необходимостью перезаряда входных емкостей изолированного MOS-затвора. Кроме того, на процесс переключения заметное влияние оказывают распределенные индуктивности силовых терминалов внутри модуля и шин звена постоянного тока преобразователя. Их наличие в сочетании с паразитными емкостями силовых кристаллов и соединительных цепей приводит к появлению коммутационных перенапряжений и осцилляций.

Зависимость импульсных характеристик IGBT от величины внутренних конденсаторов и сопротивлений может быть объяснена следующим образом. У выключенного транзистора значение обратной емкости  $C_{GC}$  мало и примерно равно  $C_{CE}$ . При включении  $C_{GC}$  быстро увеличивается до тех пор, пока напряжение «затвор-эмиттер»  $V_{GE}$  не сравняется с  $V_{CE}$ , что объясняется инверсией насыщающегося слоя, находящегося под областью затвора.

В технической документации на IGBT обычно приводятся значения входных и выходных конденсаторов  $C_{ies}$ ,  $C_{res}$ ,  $C_{oes}$  в выключенном состоянии (таблица 2). Ценность этих данных

Таблица 2. Определение малосигнальных емкостей IGBT

Описание емкости	Значение
Входная $C_{ies}$	$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$
Обратная (Миллера) $C_{res}$	$C_{res} = C_{GC}$
Выходная $C_{oes}$	$C_{oes} = C_{GC} + C_{CE}$

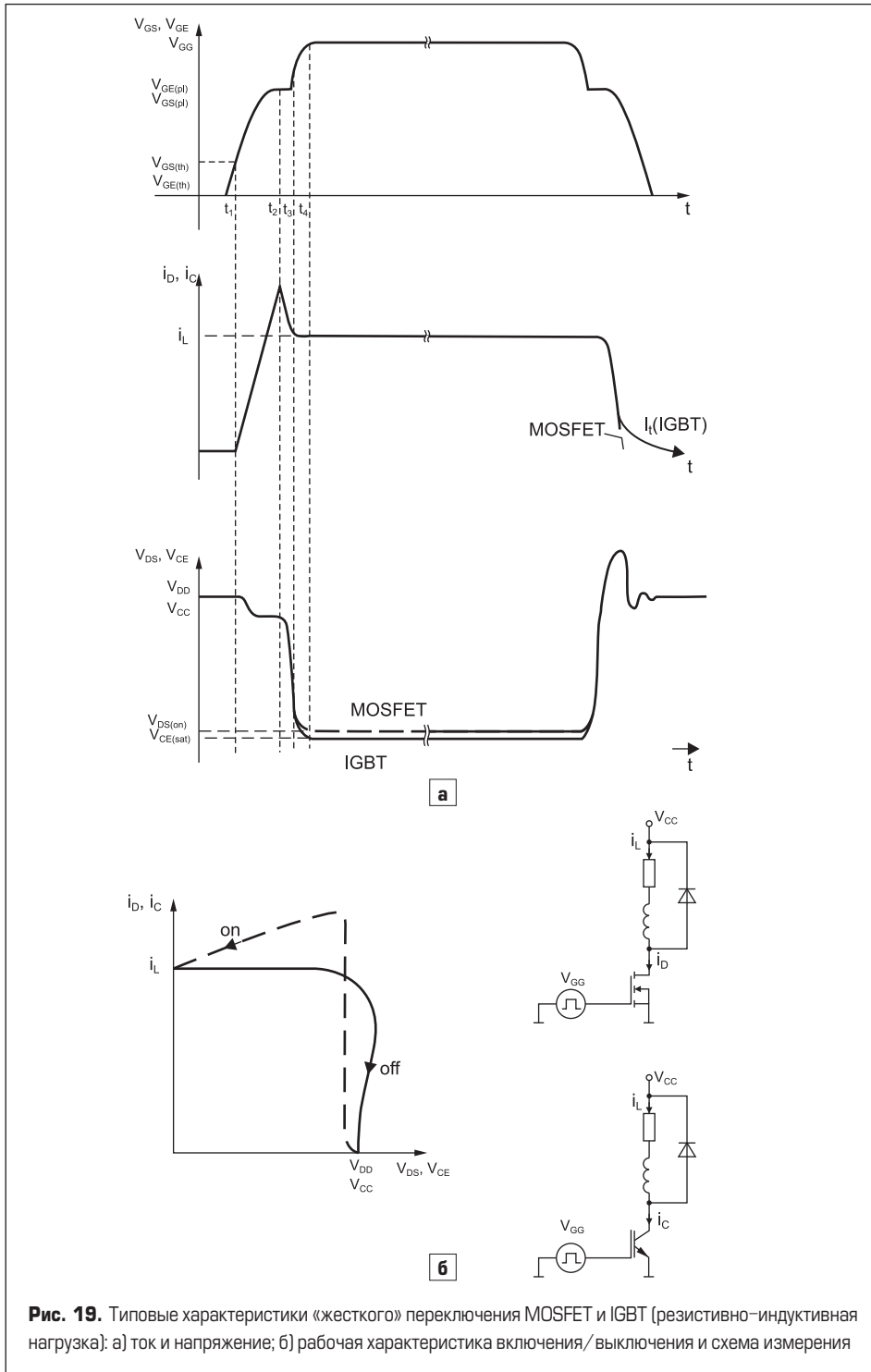


Рис. 19. Типовые характеристики «жесткого» переключения MOSFET и IGBT (резистивно-индуктивная нагрузка): а) ток и напряжение; б) рабочая характеристика включения/выключения и схема измерения

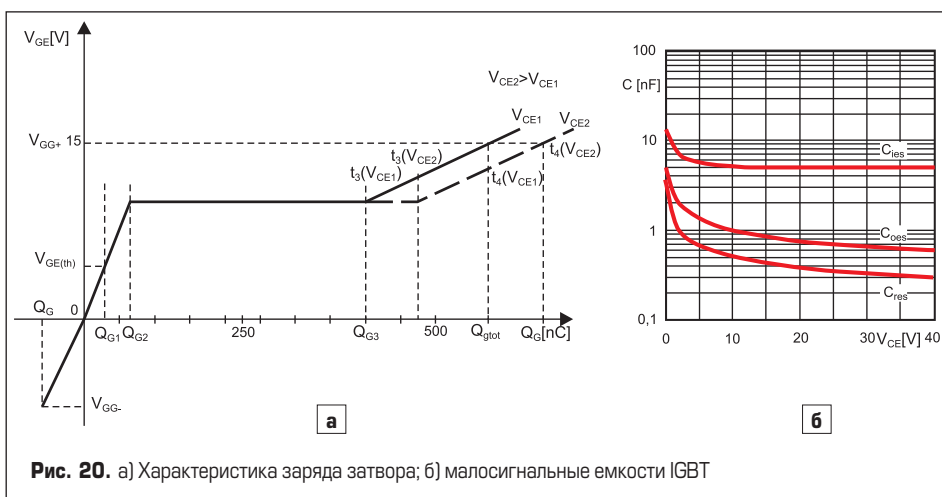


Рис. 20. а) Характеристика заряда затвора; б) малосигнальные емкости IGBT

для расчета импульсных характеристик невелика, поскольку при коммутации транзистора величины  $C_{ies}$  и  $C_{res}$  меняются в очень широких пределах. Намного более полезным для вычислений является график, связывающий заряд и напряжение затвора (рис. 20а).

На рис. 19 показан процесс «жесткой» коммутации IGBT на резистивно-индуктивную нагрузку, обеспечивающую непрерывность тока, поскольку постоянная времени нагрузки  $L/R$  намного больше периода рабочей частоты ( $1/f_{sw}$ ). Такой режим работы является наиболее показательным для качественной оценки динамических свойств силового ключа. На рис. 19а приведены типовые кривые тока и напряжения коллектора в зависимости от сигнала 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 отключении IGBT:

- При включении транзистора он 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 уровень коммутируемого сигнала до того, как ток коллектора упадет ниже уровня отсечки.

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

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}}^{t_{off}} u \times i dt.$$

С помощью пассивной снабберной цепи рабочая характеристика (рис. 19б) может быть смещена ближе к осям координат. Потери переключения при этом переходят от транзистора к снабберу, что в большинстве случаев снижает эффективность работы всей системы. Поскольку максимально возможная рабочая зона зависит не только от тока/напряжения/частоты, но и от факторов, связанных с неидеальностью транзистора, то реальная область безопасной работы (Safe Operating Area, SOA) приводится в технических характеристиках для различных условий работы.

Как показано на рис. 19, при включении IGBT напряжение  $V_{CE}$  в течение 10 нс снижается до уровня, эквивалентного падению на  $n$ -дрейфовой области. Затем  $n$ -зона переносится положительно заряженными носите-

лями от *p*-коллектора; спустя период времени от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд напряжение динамического насыщения  $V_{CE(sat)dyn}$  падает до уровня статического насыщения  $V_{CE(sat)}$ .

**Включение IGBT**

- 0– $t_1$  (транзистор заблокирован).  
При подаче сигнала управления  $V_{GE}$  по цепи затвора начинает протекать ток, заряжающий конденсатор  $C_{GE}$  до значения  $Q_{G1}$ . Уровень  $V_{GE}$  нарастает линейно с постоянной времени, определяемой входной емкостью IGBT и сопротивлением затвора  $R_G$ , и пока оно не достигнет порогового значения  $V_{GE(sat)}$ , транзистор закрыт и ток коллектора отсутствует.
- $t_1$ – $t_2$  (нарастание тока коллектора).

После достижения порогового уровня (момент  $t_1$ )  $I_C$  начинает расти. В это же время сигнал  $V_{GE}$ , связанный с коллекторным током в активной рабочей зоне IGBT в соответствии с выражением  $I_C = g_{fs} \times V_{GE}$  ( $g_{fs}$  — проводимость), увеличивается до значения  $V_{GE} = I_C/g_{fs}$  (момент  $t_2$ ). Поскольку оппозитный диод продолжает поддерживать ток в точке  $t_2$ , напряжение на коллекторе  $V_{CE}$  уменьшается незначительно. Заряд затвора при этом достигает величины  $Q_{G2}$ . В течение данного интервала времени основные потери генерируются в IGBT, поскольку до тех пор, пока величина  $I_C$  меньше тока нагрузки  $I_L$ , определенная часть  $I_L$  продолжает протекать через оппозитный диод. Именно поэтому сигнал на коллекторе не может заметно опуститься ниже питания  $V_{CC}$ . Разница  $V_{CC}$  и  $V_{CE}$ , отмеченная на рис. 19, в основном вызвана динамическими перепадами напряжения на паразитных индуктивностях коммутируемых цепей.

- $t_2$ – $t_3$  (транзистор полностью включен и находится в активной рабочей зоне, плоский участок характеристики).

Когда оппозитный диод закрывается, напряжение на коллекторе падает до уровня насыщения  $V_{CE(sat)}$ , это происходит к моменту  $t_3$ . В интервале  $t_2$ – $t_3$  ток коллектора и напряжение на затворе все еще связаны через проводимость  $g_{fs}$ , а величина  $V_{CE}$  остается практически неизменной. Спад  $V_{CE}$  создает компенсирующий ток  $i_G$ , заряжающий емкость Миллера  $C_{CG}$  до уровня  $(Q_{G3}-Q_{G2})$ , заряд затвора в момент времени  $t_3$  составляет  $Q_{G3}$ . После того как весь ток нагрузки  $I_L$  переходит на транзистор, начинается блокировка оппозитного диода. Однако из-за наличия эффекта обратного восстановления коллекторный ток IGBT вначале резко возрастает до величины  $(I_L + I_{RRM})$ , после чего по мере рассасывания заряда восстановления  $Q_{rr}$  падает до статического уровня  $I_L$ .

- $t_3$ – $t_4$  (область насыщения).

К моменту  $t_3$  транзистор полностью открыт, его рабочая точка прошла активную область и достигла границы насыщения, параметры  $V_{GE}$  и  $I_C$  больше не связаны друг с другом посредством  $g_{fs}$ . Напряжение на затворе продолжает нарастать до уровня сигнала управления  $V_{GGS}$  соответственно растет и заряд затвора, который к этому моменту времени составляет  $(Q_{Gtot}-Q_{G3})$ .

Напряжение «коллектор–эмиттер» не может мгновенно достичь уровня насыщения  $V_{CE(sat)}$ ; в зависимости от величины  $V_{GE}$  и  $I_C$  это происходит через несколько сотен наносекунд. Эта так называемая фаза «динамического насыщения»  $V_{CE(sat)dyn} = f(t)$  представляет собой период времени, необходимый для того, чтобы неосновные носители заняли широкую *n*-область IGBT. Данный процесс также называется «модуляцией проводимости».

**Выключение IGBT**

При выключении IGBT все процессы идут в обратном порядке: полный заряд затвора  $Q_{Gtot}$  должен быть рассеян за счет подачи отрицательного напряжения управления. Возникающий при этом ток выключения разряжает внутренние емкости транзистора до уровня, при котором практически исчезает влияние носителей заряда в канальной области, с этого момента начинается резкий спад тока коллектора. Однако после прекращения тока эмиттера за счет инжекции в области коллектора IGBT генерируется большое количество носителей *p*-заряда, которые продолжают присутствовать в *n*-дрейфовой зоне. Теперь они должны рекомбинировать или исчезнуть за счет обратной инжекции, что приводит к появлению так называемого «хвостового» остаточного тока. Поскольку он полностью спадает только через несколько микросекунд после начала нарастания напряжения на коллекторе, его форма и длительность протекания в основном определяют уровень потерь выключения  $E_{off}$ .

Всплеск напряжения на коллекторе, показанный на рисунке 19, вызван прерыванием тока в распределенной индуктивности  $L_S$  силовой цепи. Его амплитуда пропорциональна скорости выключения  $di/dt$  транзистора и величине  $L_S$ . Наличие паразитных компонентов, неизбежно присутствующих в реальных применениях, также приводит к искажениям сигнала управления затвором  $V_{GE}$ , что наиболее ярко выражено в режиме «жесткой» коммутации. Чем больше величина этих элементов, тем выше уровень искажений и сложнее анализ динамических характеристик силового ключа.

**Базовые формулы для расчета мощности потерь**

На рис. 21 показана схема понижающего DC/DC-конвертера, считающаяся наиболее наглядной для оценки динамических свойств силовых ключей, а также формы токов транзистора и диода в так называемом «неразрывном» режиме. Каскад осуществляет регулирование выходного напряжения  $V_{out}$  за счет изменения коэффициента заполнения DC управляющих импульсов.

Подобные схемы работают в режиме высокочастотной ШИМ-модуляции, и рассеиваемая ими мощность обусловлена потерями проводимости и переключения:

$$P = P_{cond} + P_{sw};$$

$$P_{cond\_IGBT} = (I_{out} \times V_{CE(TO)} + I_{out}^2 \times r_{CE}) \times DC;$$

$$P_{cond\_D} = (I_{out} \times V_{T+} + I_{out}^2 \times r_T) \times (1-DC).$$

Величины напряжения отсечки  $V_{CE(TO)}$  и динамического сопротивления  $r_{CE}$  приводятся в спецификациях IGBT, их также можно определить по прямой характеристике  $V_{CE} = f(I_C)$ . Коэффициент заполнения DC представляет собой отношение длительности импульса проводимости к периоду повторения:  $DC_{IGBT} = t_{onIGBT}/T$ . Поскольку ток через оппозитный диод течет, когда транзистор закрыт, то для диода  $DC_D = 1-DC_{IGBT}$ .

Динамические потери рассчитываются как произведение энергии потерь  $E_{sw}$  на рабочую частоту  $f_{sw}$ . Для того чтобы учесть зависимость  $E_{sw}$  от тока и напряжения, можно использовать следующие выражения, содержащие эмпирические коэффициенты  $K_p, K_v$ :

$$P_{sw\_IGBT(D)} = f_{sw} \times E_{on+off(tr)} \times (I_{out}/I_{ref})^{K_i} \times (V_{in}/V_{ref})^{K_v},$$

где:  $I_{ref}, V_{ref}$  — номинальные значения тока и напряжения, для которых нормируется энергия потерь;  $I_{out}, V_{out}$  — реальные величины тока и напряжения;  $K_v = 1,35$  (для 1700-V IGBT), 1,4 (для 1200-V IGBT),  $K_i = 1$  (для IGBT), 0,6 (для диодов).

Несколько более сложным является определение мощности, рассеиваемой полумостовым силовым каскадом трехфазного инвертора, показанным вместе с соответ-

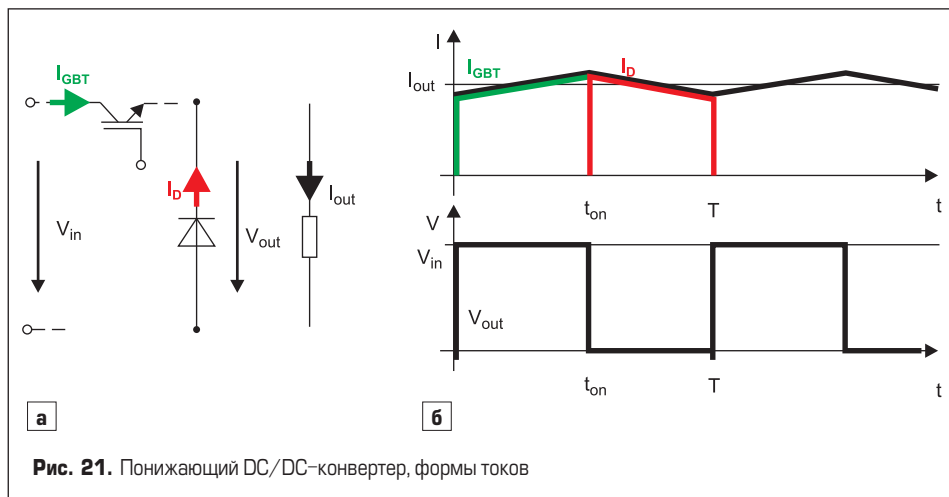


Рис. 21. Понижающий DC/DC-конвертер, формы токов

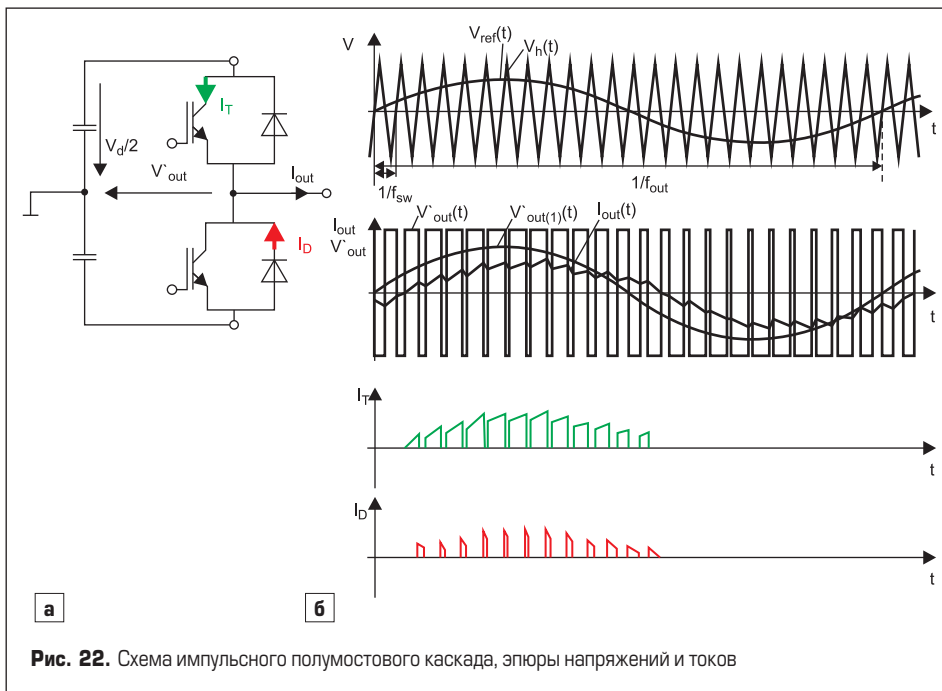


Рис. 22. Схема импульсного полумостового каскада, эпюры напряжений и токов

ствующими эпюрами напряжений и токов на рис. 22. Наиболее понятным принципом формирования ШИМ-сигнала является сравнение синусоидального сигнала огибающей  $V_{ref}(t)$  и несущего напряжения треугольной формы  $V_h(t)$ . Коэффициент заполнения DC в данном случае пропорционален мгновенному значению входного синусоидального напряжения, а амплитуда выходного сигнала равна напряжению питания  $V_{CC}$ .

Форма выходного тока  $I_{out}$  близка к синусоидальной благодаря индуктивному характеру нагрузки, а уровень его пульсаций зависит от периода ШИМ-сигнала, величины  $L_{load}$  и  $V_{CC}$ . Амплитуда выходного напряжения  $V_{outm(1)}$  и тока нагрузки зависит от коэффициента модуляции  $M = V_{outm(1)}/V_{cb}$  и, соответственно, максимальной величины DC.

Из-за индуктивного характера нагрузки ток отстает от напряжения на угол  $\cos(\varphi)$ . Формулы для расчета потерь для данной схемы имеют более сложный вид, чем в предыдущем случае:

$$P_{cond\_IGBT} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{M \times \cos(\varphi)}{8} \right) \times V_{CEO} \times I_m + \left( \frac{1}{8} + \frac{M \times \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \times r_{CE} \times I_m^2;$$

$$P_{cond\_D} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M \times \cos(\varphi)}{8} \right) \times V_{TO} \times I_m + \left( \frac{1}{8} - \frac{M \times \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \times r_T \times I_m^2;$$

$$P_{sw} = f_{sw} \times E_{sw} \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{I_{out}}{I_{ref}} \times \left( \frac{V_{out(1)}}{V_{ref}} \right)^{K_{sv}}.$$

Понимание процессов, происходящих в импульсных каскадах, необходимо техническим специалистам, занимающимся проектированием преобразовательной техники на базе полупроводниковых ключей. Не будет преувеличением сказать, что самым распро-

страненным из них является IGBT — «рабочая лошадка» современной силовой электроники. Знание особенностей этих полупроводников, некоторые из которых освещены в данной статье, способно помочь проектировщикам при выборе элементов, при расчете параметров схемы и т. д. Высокие скорости коммутации подобных ключей требуют тщательной проработки конструкции звена постоянного тока, которое во многом определяет не только электрические параметры конвертера, но и его надежность. DC-шина должна быть низкоиндуктивной, малогабаритной, механически прочной и, кроме того, ее крепление не должно создавать деформирующих усилий, негативно воздействующих на силовые терминалы модулей.

Не менее важным этапом является анализ температурных режимов, позволяющий подтвердить правильность выбора силового ключа и режима его работы. Этот этап разработки стал существенно проще благодаря появлению программ теплового расчета, предлагаемых ведущими производителями силовых модулей. Одной из наиболее распространенных и популярных является программа SEMISEL, доступная на сайте фирмы SEMIKRON.

**Литература**

1. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International. 2010.
2. Lehmann J., Netzel M., Pawel S., Doll Th. Method for Electrical Detection of End-of-Life Failures in Power Semiconductors. SEMIKRON Elektronik GmbH.
3. Freyberg M., Scheuermann U. Measuring Thermal Resistance of Power Modules // PCIM Europe journal. 2003.
4. Thermal Considerations in the Application of Silicon Rectifier. IR Designer's Manual. 1991.
5. Calculation of the Maximum Virtual Junction Temperature Reached Under Short-time or Intermittent Duty. IEC 60747-6 by SEMIKRON.