

Быстрые IGBT: возможности и проблемы

Повышение скорости коммутации силовых полупроводников необходимо для снижения уровня динамических потерь. Преобразователи высокой мощности, как правило, состоят из большого количества параллельных силовых ключей, коммутирующих тысячи ампер и работающих при напряжении DC-шины в киловольтном диапазоне. Рассеяние возникающих при этом потерь мощности является одной из важнейших задач разработчиков силовых преобразовательных устройств. С другой стороны, стремление максимально возможно снизить время коммутации создает новые проблемы.

**Стефан Шуле
(Stefan Schuler),
SEMIKRON, Germany**

**Перевод:
Евгений Карташов**

Считается, что идеальный силовой ключ должен одновременно обеспечивать минимальное время переключения и низкий уровень динамических потерь. Это обусловлено тем фактом, что для получения хорошей синусоидальной формы выходного сигнала частота ШИМ-сигнала F_{sw} должна быть как можно выше. С увеличением скорости коммутации улучшается гармонический состав моторных токов, уменьшаются потери мощности, снижается уровень механических стрессов в системе привода.

Широкие возможности по оптимизации динамических характеристик инверторов предоставляют новые поколения IGBT. В то же время увеличение скорости выключения неизбежно ведет к повышению уровней коммутационных выбросов напряжения, что неизбежно влияет на надежность работы инвертора.

Активное управление выключением

Увеличение скорости спада тока dI_{off}/dt при выключении IGBT приводит, кроме роста коммутационных всплесков, к возрастанию уровня электромагнитных шумов. Первый из указанных факторов наиболее опасен при выключении тока короткого замыкания (КЗ), когда величина dI_{off}/dt максимальна. Суммарный уровень напряжения «коллектор-эмиттер» при этом может превысить предельно допустимое значение и вывести модуль из строя.

На рис. 1 показана упрощенная схема полумостового каскада, содержащая индуктивность цепи КЗ между DC-шиной и AC-выходом. В приведенном примере включение транзистора T_2 приводит к появлению тока i_{ZK} нарастающего в соответствии с выражением (1):

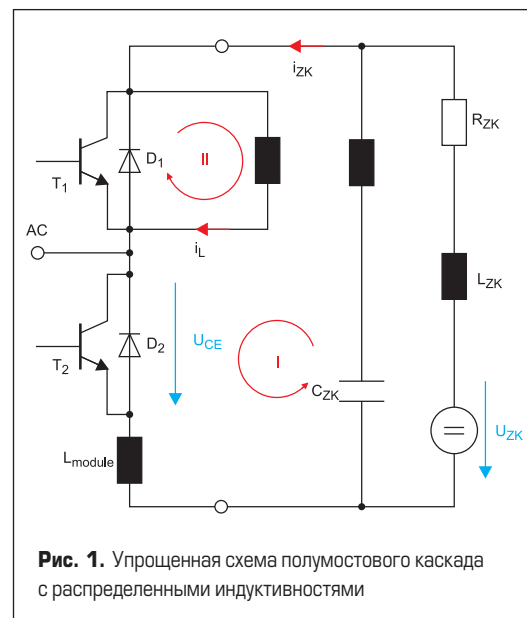
$$i_{ZK} = (U_{ZK}/R_{ZK}) \times (1 - e^{-t/\tau}), \quad (1)$$

где $\tau = (L_{ZK} + L_B + L_{Module})/R_{ZK}$.

После выключения транзистора T_2 ток i_{ZK} должен уменьшиться до нуля, однако электромагнитная энергия, запасенная в индуктивности L_{ZK} , пытается поддержать его неизменным. Источником этого тока может быть только снабберный конденсатор C_{ZK} , который вместе с паразитной индуктивностью L_{ZK} и активным сопротивлением шин R_{ZK} образуют контур, в котором возникает затухающий резонансный процесс на частоте f_{res_ZK} :

$$f_{res_ZK} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{\sqrt{L_{ZK} C_{ZK}}} \times \sqrt{1 - \frac{C_{ZK} R_{ZK}^2}{4L_{ZK}}}. \quad (2)$$

Энергия магнитного поля, накопленная в L_{ZK} , заряжает снаббер до напряжения $U_{ZK} + \dot{A}$ за время $t = \pi/2$. В то же самое время ток КЗ, протекающий через индуктор L_B , перекоммутируется в диод D_1 .



Воздействие этого тока в сочетании с процессом восстановления диода (рис. 3) создает дополнительное падение напряжения. После каждого переключения образуется несколько различных токовых контуров. Из-за наличия паразитных индуктивностей цепей коммутации (на схеме они включены в блок L_{Module}) в схеме возникают всплески напряжения, пропорциональные di/dt .

Напряжение «коллектор–эмиттер» U_{CE} транзистора T2 при выключении (рис. 2) складывается из трех составляющих:

$$U_{CE} = U_{ZK} + U_{Module} + u_{ZK} \quad (3)$$

где: U_{ZK} — постоянное напряжение DC-шины; U_{Module} — перенапряжение, возникающее на индуктивности L_{Module} вследствие

изменения тока коллектора dI_c/dt и тока обратного восстановления диода D1 — dI_{rr}/dt ; u_{ZK} — амплитуда осцилляций, возникающих в резонансном контуре между снаббером и индуктивностью DC-шины L_{ZK} , в которой при протекании тока накапливается энергия $E = L_{ZK} \times I^2/2$. Наличие паразитной индуктивности снаббера и его выводов L_{Sn} , которые за время выключения IGBT не успевают разрядиться, вызывает появление дополнительных синусоидальных колебаний.

Полученная кривая изменения напряжения U_{CE} (рис. 2) позволяет более точно определить режимы работы IGBT. Выключение транзистора начинается с нулевого значения u_{ZK} (снаббер заряжен до напряжения DC-шины), в это же время начинается передача энергии паразитной индуктивности L_{ZK} .

Уровень осцилляций, вызванных наличием внутренней индуктивности модуля, и время включения диода являются функцией di/dt и во многом зависят от характеристик выключения T2. Необходимо учесть, что скорость изменения тока di/dt (в отличие от времени коммутации t_r и t_f) зависит от величины нагрузки. После завершения процесса выключения и окончания переходных процессов напряжение на коллекторе становится равным U_{ZK} .

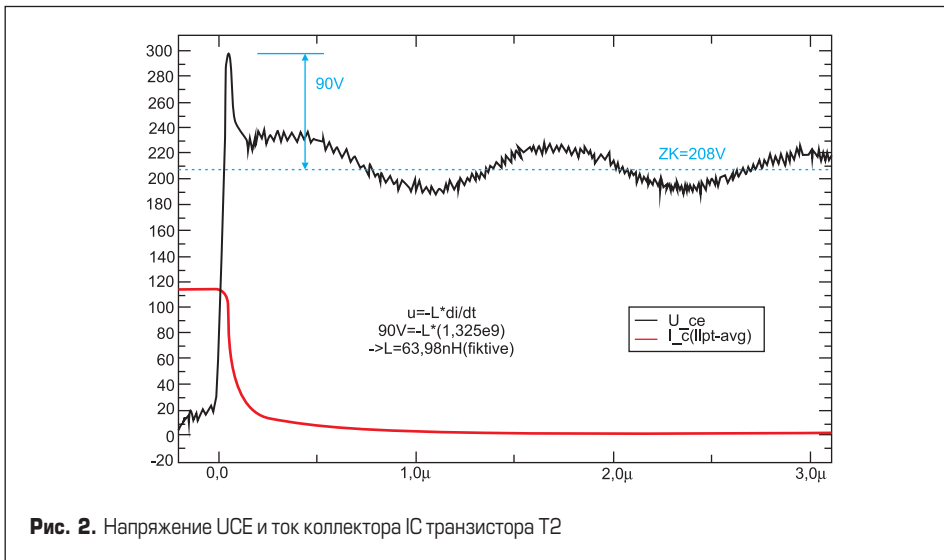


Рис. 2. Напряжение U_{CE} и ток коллектора I_C транзистора T2

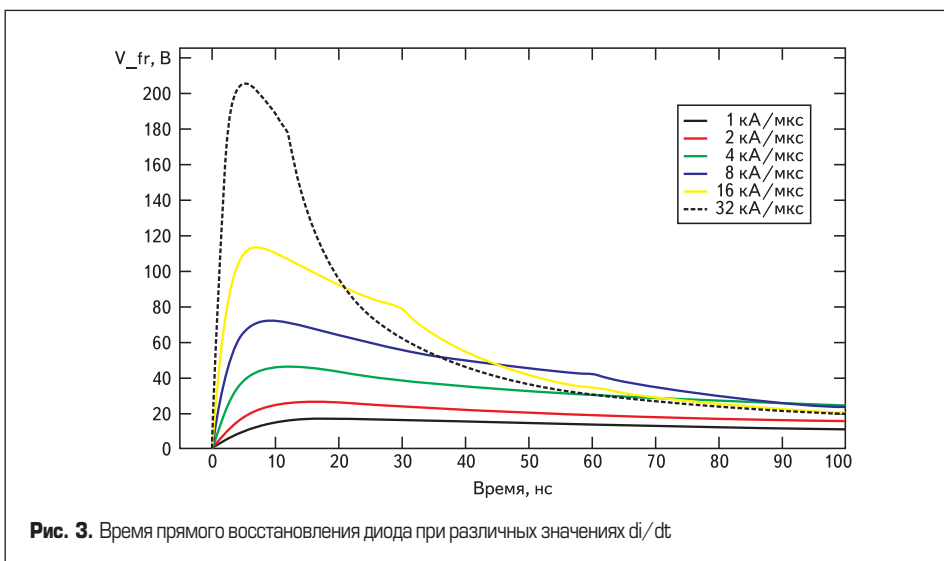


Рис. 3. Время прямого восстановления диода при различных значениях di/dt

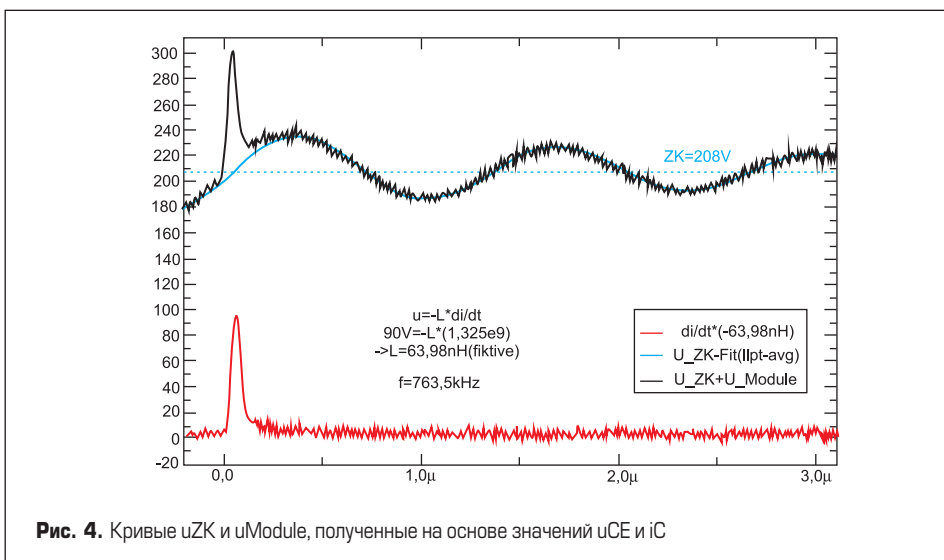


Рис. 4. Кривые u_{ZK} и u_{Module} , полученные на основе значений u_{CE} и i_C

Напряжение DC-шины

Для минимизации коммутационных выбросов напряжения, вызванных наличием индуктивности DC-шины, снабберный конденсатор должен быть смонтирован непосредственно на терминалы питания модуля [4]. Напомним также, что конструкция снабберов должна обеспечивать их минимальную собственную индуктивность и простоту установки на DC-выводы. Форма напряжения u_{ZK} при выключении представляет собой экспоненциально затухающую синусоиду:

$$u_{ZK} = U_{ZK} + \hat{A} \times \sin(\omega_{R_{CS}} + \varphi) \times e^{-t/\tau_n} \quad (4)$$

Амплитуда огибающей \hat{A} является функцией тока, образующегося в цепи DC-шины непосредственно перед запирающим T2. Электромагнитная энергия, накопленная в паразитном индукторе L_{ZK} генерирует периодические осцилляции сигнала между снаббером C_{ZK} и емкостью звена постоянного тока, которые быстро затухают благодаря демпфирующему действию сопротивления R_{ZK} . При $t = \pi/2$, когда снаббер полностью накапливает энергию W_L , величина \hat{A} может быть определена следующим образом:

$$\begin{aligned} W_C &= 0,5C \times (U_{max}^2 - U_{ZK}^2) \rightarrow U_{max} = \\ &= \sqrt{(2W_C/C_{ZK}) + U_{ZK}^2}, \\ W_C &= W_L = 0,5L_{ZK} \times I_{max}^2 \rightarrow U_{max} = \\ &= \sqrt{[(L_{ZK} \times I_{max}^2)/C_{ZK}] + U_{ZK}^2}, \\ \hat{A} &= U_{max} - U_{ZK} \end{aligned} \quad (5)$$

На рис. 4 показано, что амплитуда синусоидального колебания несколько превышает расчетное значение при $t = \pi/2$, что объясня-

Таблица. Результаты подбора значений

a0	Напряжение U_{ZK} , В	208,3
a1	Амплитуда \hat{A} , В	44,4
a2	Резонансная частота ω_R , Гц	$4,797 \times 10^6$
a3	Временной сдвиг, с	$362,4 \times 10^{-6}$
a4	Постоянная времени τ , с	$3,64 \times 10^{-6}$

ется влиянием индуктивности L_{Sn} (параметры корпуса в данном случае не учитываются).

Характеристики корпуса модуля

Конструктив силового ключа оказывает заметное влияние на динамические свойства преобразователя. В первую очередь следует отметить распределенные индуктивности DC/AC-терминалов, токонесущих шин DBC-платы, выводов кристаллов, которые должны быть минимизированы на этапе проектирования модуля. Перенапряжение, создаваемое внутри модуля, зависит от паразитной индуктивности конструктива и скорости спада тока:

$$u_{Module} = -L_{Module} \times di/dt + u_{D1}, \quad (6)$$

где $u_{D1} = f(t, i_{D1})$.

Формула (6) содержит дополнительный компонент, представляющий собой падение напряжения на диоде u_{D1} . Эта составляющая, которая учитывает время прямого восстановления [1], отчетливо проявляется в тех случаях, когда диод включается с большим током и высокой скоростью, что имеет место при индуктивной нагрузке.

На рис. 3 показана кривая изменения напряжения на диоде при его прямом восстановлении с различным значением di/dt , которое достигает предела примерно через 10–20 нс и затем падает до нормальной величины. Видно, что максимум V_{fr} может существенно превысить значение 100 В.

График на рис. 2 поясняет принцип определения ключевых характеристик тестовой схемы. Типовая кривая рассчитана для напряжения DC-шины $V_{DC} = 200$ В, номинала снабберного конденсатора 0,68 мкФ и индуктивности цепи КЗ, равной 350 мкГн.

Характеристики DC-шины

Чтобы найти постоянную времени звена постоянного тока, необходимо с помощью представленных выражений определить две важные точки:

$$\tau = (t_2 - t_1) / (\ln(U_1 - U_{ZK}) - \ln(U_2 - U_{ZK})), \quad (7)$$

$\tau = 3,872$ мкс.

Паразитная индуктивность DC-шины может быть рассчитана для определенной резонансной частоты ($f_R = 763,5$ кГц) с использованием условий резонанса последовательной цепи, состоящей из R_{ZK} , L_{ZK} , C_{ZK} :

$$L_{ZK} = \frac{1}{\omega_{Res}^2 C_{ZK} + \frac{1}{4R_{ZK}^2 C_{ZK}}} = 62,3 \text{ нГн}. \quad (8)$$

Спротивление магнитных потерь находится следующим образом:

$$R_{ZK} = 2L_{ZK}/\tau = 0,0326 \text{ Ом}. \quad (9)$$

Добротность последовательной резонансной цепи:

$$\theta = \omega_0/\Delta\omega = \omega_0 \times L_{ZK}/R_{ZK} = 9,29. \quad (10)$$

Несколько более элегантно и точно способом нахождения параметров ω , τ , U_{ZK} и амплитуды \hat{A} является обработка цифровых данных с помощью средств визуализации **xmgrace**, как описано в [2]. В этом случае приведенная далее формула позволяет аппроксимировать пространство между пиковым значением напряжения и несколькими последующими осцилляциями:

$$y = a0 + a1 \times \sin(a2 \times g0.s1.x - a3) \times \exp(-(g0.s1.x - a3)/a4). \quad (11)$$

Результирующие параметры, полученные после 20 итераций нелинейного подбора, приведены в таблице, а соответствующая кривая показана на рис. 4.

Свойства конструктива модуля

Оценку параметров модуля, влияющих на величину перенапряжения, можно провести путем дифференцирования кривой тока коллектора I_C (с помощью, например, упомянутого выше метода **xmgrace**). Затем проводится масштабирование, позволяющее «вписать» полученную кривую в первый всплеск напряжения U_{CE} . Отметим, что найденный масштабный коэффициент (отрицательный) не полностью соответствует паразитной индуктивности модуля, поскольку влияние диода на процесс остается заметным. Именно поэтому в выражении (12) использован «виртуальный» термин $L_{Module, fikt}$:

$$u_{Module} = -L_{Module} \times di/dt + u_D(i, t), \quad (12)$$

$L_{Module, fikt} = 64$ нГн.

В действительности форма кривой напряжения u_{Module} зависит не только от динамических характеристик полупроводника и паразитной индуктивности модуля, но и от времени прямого восстановления диода $t_{F,r}$. Поэтому величина $L_{Module, fikt}$ должна быть скорректирована с учетом этого показателя. Максимальное влияние $t_{F,r}$ на общее значение перенапряжения можно оценить на основе значения di/dt_{max} (рис. 3): при $di/dt < 10$ кА/мкс величина $U_{fr, max}$ для стандартного мощного диода вычисляется с помощью формулы (13):

$$U_{fr, max} = 6,93 \times 10^{-6} \times (di/dt)_{max}^{0,71}. \quad (13)$$

В данном примере при $di/dt = 1,3$ кА/мкс значение $U_{fr, max}$ составляет примерно 20,5 В. Таким образом, из-за наличия паразитной индуктивности напряжение падает примерно на 70 В, а ее расчетная величина составляет 49,8 нГн. Совмещение обеих кривых (рис. 4) позволяет получить изначально вычисленное

значение u_{CE} , применимое для случая $t = 0$. Приведенные методики и выражения позволяют с легкостью определить, например, необходимые характеристики снаббера.

Критические режимы

Цепь постоянного тока вместе со снаббером образует резонансный контур с частотой $f_{Res, ZK}$. В данной схеме могут возникать критические состояния, например, если частота коммутации является четной гармоникой f_0 . В этом случае, если добротность резонансного контура достаточно велика, то энергия, поступающая в снаббер на следующем цикле коммутации, оказывается синфазной. Это может привести к появлению критического перенапряжения уже после нескольких периодов переключения. Благодаря низкой добротности в тестируемой схеме этот эффект может наблюдаться на частотах 30 кГц и выше.

Опасная генерация может также возникнуть в случае плохого электрического контакта между выводами модуля и элементами DC-шины. Такие проблемы должны быть устранены путем соблюдения моментов затяжки и с помощью токопроводящих паст.

Закключение

Анализ кривых u_{CE} и i_C при запирации силового ключа позволяет оценить уровень взаимодействия между паразитными индуктивностями DC-шины и модуля. Это дает возможность определить потенциально слабые участки конкретной схемы и задать параметры для компьютерного моделирования.

В статье показано, что даже небольшое изменение скорости выключения способно заметно снизить уровень переходных перенапряжений на терминалах IGBT. Амплитуда коммутационных всплесков на DC-шине прежде всего, является функцией тока, и при снижении величины di/dt она уменьшается незначительно.

Формализованное описание процесса выключения позволяет выявить как возможности, так и ограничения, которые необходимо учитывать при выборе скорости коммутации, номинала снаббера и конструктива силового модуля. Поиск оптимальных комбинаций этих показателей приведет к созданию лучших вариантов конструкции. Важно отметить, что подобная оптимизация может быть сделана на этапе компьютерного моделирования, что позволяет свести к минимуму возможные ошибки проектирования.

Литература

1. Lutz J. Halbleiter-Leistungsbaulemente. Springer-Verlag. 2006.
2. Weizmann Institute of Science: grace/xmgrace.
3. Steinbuch, Rupprecht: Nachrichtentechnik, Bd1: Schaltungstechnik. Springer-Verlag. 1982.
4. Application Note AN7006: IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitors Specification.