

Проблемы выбора ключевых транзисторов

для преобразователей с жестким переключением

В статье рассматриваются вопросы выбора полупроводниковых ключевых приборов для преобразовательной техники. Приводится методика быстрого оценочного расчета потерь в инверторах и оценка эффективности применения перспективных транзисторов.

Александр Полищук

hvl-alex@rambler.ru

За последнее десятилетие MOSFET и IGBT-транзисторы надежно зарекомендовали себя в качестве основных ключевых приборов для преобразовательной техники. В литературе [1–3] достаточно подробно рассматривался вопрос выбора тех или иных приборов в зависимости от величин рабочих частот, токов, напряжений и режимов работы транзисторов. Рис. 1 иллюстрирует общепринятое разграничение областей применения MOSFET и IGBT в жестком режиме переключения исходя из достижимых для коммерческого использования их основных электрических характеристик.

При напряжениях питания до 250 В и на частотах переключения свыше 100 кГц доминирующую роль играют MOSFET-транзисторы, на частотах до 30 кГц и напряжении 300–1200 В предпочтение отдается IGBT, при этом диапазон 250–800 В при 30–150 кГц оказывается спорным с позиции эффективности использования того или иного прибора. Это связано с тем, что у IGBT существенную роль начинают играть динамические потери, а у MOSFET — статические, обусловленные слишком большой величиной сопротивления в открытом состоянии.

Еще один важный фактор, влияющий на выбор ключевых приборов, связан со спецификой работы рассматриваемых преобразователей на индуктивную нагрузку и заключается в необходимости установки антипараллельных диодов, характеристики

обратного восстановления которых вносят значительный вклад в динамические потери.

За последние годы ведущие производители компонентов для силовой электроники предприняли значительные усилия как по улучшению характеристик традиционных полупроводниковых приборов, так и по разработке новых изделий, позволяющих разработчикам решать проблемы повышения эффективности преобразователей на качественно новом уровне. Это заставляет пересмотреть традиционные решения вопроса выбора типов ключевых транзисторов.

Ниже будут рассмотрены характеристики современных силовых приборов и предложена методика выбора исходя из соотношения «эффективность — стоимость».

MOSFET-транзисторы

Появление в 70-х годах прошлого века высоковольтных полевых транзисторов с вертикальной структурой произвело переворот в схемотехнике и характеристиках источников вторичного электропитания (ИВЭП). Высокие скорости переключения, отсутствие насыщения, простота управления затворами, устойчивость к перегрузкам по току и dV/dt позволили проектировать ИВЭП с частотами преобразования до сотен килогерц и удельными мощностями свыше 1000 Вт/дм³. В то же время по статическим потерям MOSFET значительно проигрывали биполярным транзисторам и тиристорам, что ограничивало их применение в мощных преобразователях. Поэтому основные усилия фирм-производителей были направлены на уменьшение величины сопротивления в открытом состоянии и увеличение максимального напряжения «сток — исток».

В 1998 году компания Infineon Technologies представила новый тип MOSFET-транзисторов под торговой маркой CoolMOS с напряжением «сток — ис-

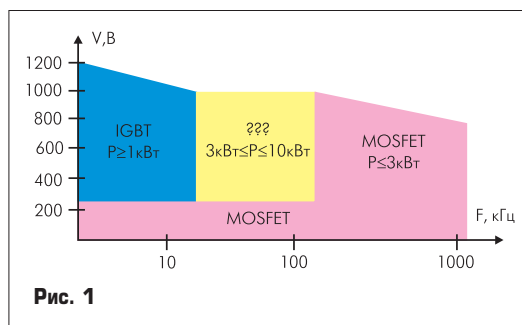


Рис. 1

Таблица 1

Наименование	Технология	Uси max, В	Iс max, А@25 °С	Rси, Ом@25 °С	t _r /t _f , нс	t _{rr} , нс	Q _{rr} , мкКл
APT60M80JVR Advanced Power Technology	POWER MOS V® Standard MOSFET	600	55	0,080	25/31	937	29
APT8011JLL Advanced Power Technology	POWER MOS 7® Standard MOSFET	800	51	0,110	23/19	1000	34
IXFK52N60Q2 IXYS	HiPerFET™	600	52	0,115	13/8,5	250	1
IXFN50N80Q2 IXYS	HiPerFET™	800	50	0,150	25/13	300	1,1
APT47N60BC3 Advanced Power Technology	CoolMOS™	600	47	0,070	27/8	580	23
IXKN45N80C IXYS	CoolMOS™	800	44	0,074	15/10	855	30
APTC60HM70SCT Advanced Power Technology	CoolMOS™+SiC (Full-Bridge Module)	600	39	0,070+1,1B*	10/40	0	0,028
IXKF40N60SCD1 IXYS	CoolMOS™+FRD	600	38	0,060+0,9B*	30/10	70	0,53

* Указано сопротивление в открытом состоянии плюс прямое падение напряжения на последовательном блокирующем диоде Шоттки.

ток» в закрытом состоянии 600 и 800 В, в которых удалось снизить сопротивление в открытом состоянии более чем в 5 раз по сравнению с обычными полевыми транзисторами с вертикальной структурой. Помимо сверхнизких статических потерь транзисторы CoolMOS обеспечивают более высокую, чем у MOSFET, скорость переключения благодаря меньшей площади кристалла и, как следствие, более низкие потери переключения.

Общим недостатком полевых транзисторов с вертикальной структурой является наличие паразитного антипараллельного диода с неудовлетворительными характеристиками обратного восстановления, что очень усложняет их использование в преобразователях с рекуперацией реактивной энергии («жесткое переключение», индуктивная нагрузка, резонансные инверторы [4] и т. п.). Это заставляет производителей разрабатывать технологии, позволяющие улучшить характеристики встроенного диода. Примером может служить семейство транзисторов HiPerFET компании IXYS.

Второй подход к решению данной проблемы заключается в блокировке паразитного диода последовательным с транзистором диодом Шоттки и подключении встречно-параллельно диода ULTRAFast или SiC (рис. 2). Приборы, реализующие этот принцип, выпустила компания Advanced Power Technology. Однако наличие последовательного диода резко увеличивает статические потери по сравнению с одиночным MOSFET.

Для сравнения в таблице 1 приведены характеристики новых приборов с классификационными напряжениями 600 и 800 В и постоянным током стока до 55 А, изготовленных по различным технологиям.

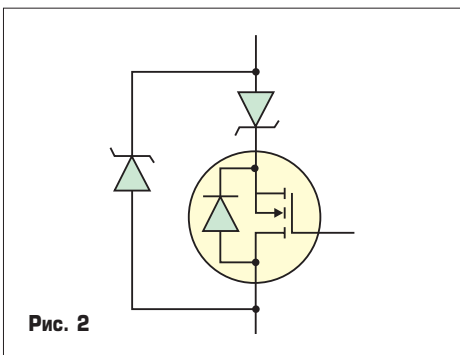


Рис. 2

IGBT-транзисторы

Отмеченные выше недостатки полевых транзисторов заставляли производителей силовых полупроводников искать компромиссное решение, позволяющее объединить достоинства MOSFET и биполярных транзисторов Дарлингтона. В конце 80-х годов прошлого века было создано первое поколение биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), а в начале 90-х — второе и третье поколения. Эти приборы объединили в себе простоту управления затвором полевого и большие коммутируемые токи биполярного транзисторов.

Упрощенно IGBT можно представить как комбинацию биполярного *p-n-p*-транзистора и MOSFET (рис. 3).

Помимо основного *p-n-p*-транзистора существует паразитная *n-p-n*-структура, кото-

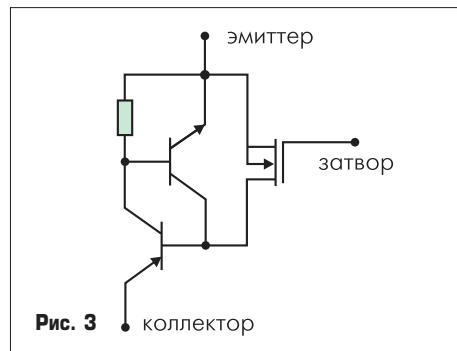


Рис. 3

рую делают неактивной путем шунтирования база-эмиттерного перехода слоем металлизации истока. Эти два транзистора образуют четырехслойную *p-n-p-n*-структуру паразитного тиристора. Суммарное усиление *n-p-n* и *p-n-p*-транзисторов должно быть меньше 1. Однако с повышением температуры их усиление возрастает, поэтому при очень большом токе коллектора из-за локального нагрева их суммарное усиление может превысить 1 и привести к открыванию *n-p-n*-транзистора. При этом паразитный тиристор отпирается и не реагирует на изменение напряжения на затворе, что может привести к выходу из строя IGBT. Этот эффект называют статическим защелкиванием. Чрезмерно высокие величины $dV_{кэ}/dt$ и $dI_{к}/dt$ при выключении также могут привести к открыванию *n-p-n*-транзистора. Это эффект динамического защелкивания, который приводит к уменьшению области безопасной работы IGBT и делает ее зависимой от скорости выключения $dV_{кэ}/dt$.

В отличие от MOSFET, у IGBT отсутствует интегральный паразитный обратный диод, что позволяет при необходимости использовать внешний антипараллельный диод ULTRAFast или SiC.

Структурно IGBT делятся на PT (punch-through) и NPT (non-punch-through). У PT-приборов дополнительно имеется n^+ буферный слой между p^+ подложкой и n^- эпитаксиальной областью (рис. 4).

Благодаря его наличию увеличивается скорость рекомбинации дырок, что приводит к увеличению скорости выключения транзистора и уменьшению времени и тока рассасывания, а также усиления *p-n-p*-транзистора. У NPT IGBT n^+ буферный слой отсутствует, что, с одной стороны, приводит к уменьшению прямого падения напряжения «коллектор — эмиттер», но с другой стороны — увеличивает время рассасывания и, соответственно, потери выключения на высоких частотах. PT IGBT, в отличие от более «медленных» NPT-приборов, обладают низкой устойчивостью к короткому замыканию и поглощению большой лавинной энергии. По скорости переключения PT IGBT могут сравниваться с мощными MOSFET-транзисторами, поэтому усилия фирм-производителей

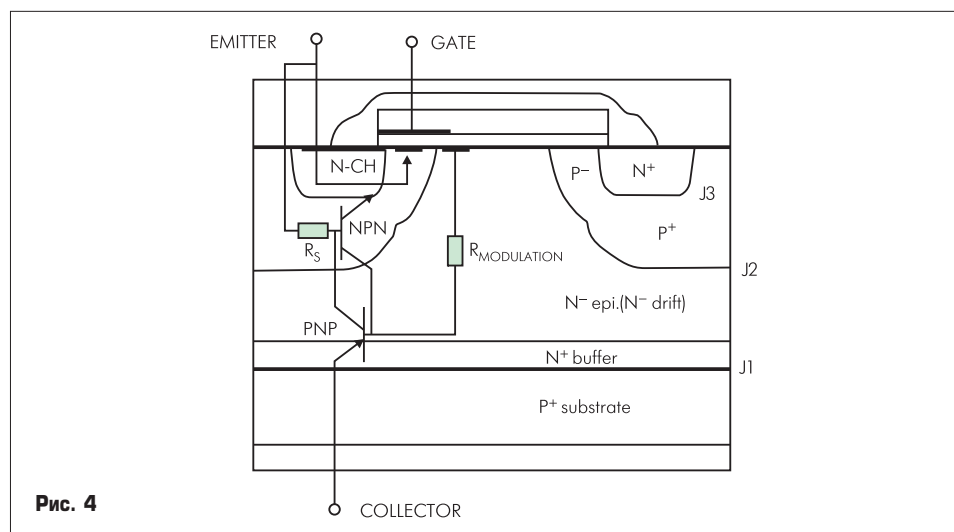


Рис. 4

Таблица 2

Наименование	Технология	Uкэ max, В	Iк max, А	Uкэ нас, В	t _r /t _f , нс	E _{tot} , мДж	Q _{rr} , нКл
APT30GP60BSC Advanced Power Technology	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+SiC	600	49@110 °C	2,1@125 °C	17/55	0,50	28
APT30GP60BDF1 Advanced Power Technology	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+ FRD	600	49@110 °C	2,1@125 °C	18/46	0,51	77
IXGK50N60C2D1 IXYS	HiPerFAST [™] PT IGBT+ FRD	600	50@110 °C	1,8@125 °C	25/48	2,18	560
STGY40NC60VD ST Microelectronics	PowerMESH [™] NPT IGBT+ FRD	600	50@100 °C	1,7@125 °C	17/45	1,05	66
IRGP50B60PD1 International Rectifier	NPT IGBT+ FRD	600	45@100 °C	2,6@125 °C	10/11	0,63	80
APT35GP120B2DF2 Advanced Power Technology	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+ FRD	1200	46@110 °C	3,0@125 °C	20/40	1,43	162
APT50GF120JRD Advanced Power Technology	NPT IGBT+ FRD	1200	50@105 °C	3,5@125 °C	178/190	10,8	630
IXDH30N120D1 IXYS	NPT IGBT+ FRD	1200	38@90 °C	3,1@125 °C	70/70	8,0	3300
IRGPS40B120UD International Rectifier	NPT IGBT+ FRD	1200	40@100 °C	3,88@125 °C	39/25	3,05	4800

Таблица 3

Наименование	Технология	P _{sw} , Вт	P _{st} , Вт	P _{rr} , Вт	P _{tot} , Вт
V ₀ =320 В, P ₀ =5 кВт, f _s =100 кГц					
APT60M80JVR	POWER MOS V [®] Standard MOSFET	24,7	9,0	928,0	961,7
IXFK52N60Q2	HiPerFET [™]	10,3	12,9	32,0	55,2
APT47N60BC3	CoolMOS [™]	22,1	7,9	736,0	766,0
APTC60HM70SCT	CoolMOS [™] +SiC (Full-Bridge Module)	25,0	16,1	0,9	42,0
IXKF40N60SCD1	CoolMOS [™] +FRD	22,6	13,5	17,0	53,1
APT30GP60BSC	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+SiC	26,5	15,8	0,9	43,2
APT30GP60BDF1	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+FRD	26,6	15,8	2,5	44,9
IXGK50N60C2D1	HiPerFAST [™] PT IGBT+ FRD	110,5	13,5	17,9	141,9
STGY40NC60VD	PowerMESH [™] NPT IGBT+FRD	54,3	12,8	2,1	69,2
IRGP50B60PD1	NPT IGBT+FRD	33,5	19,5	2,6	55,6
V ₀ =540 В, P ₀ =10 кВт, f _s =100 кГц					
APT8011JLL	POWER MOS 7 [®] Standard MOSFET	48,0	17,8	1836,0	1901,8
IXFN50N80Q2	HiPerFET [™]	36,0	24,3	59,4	119,7
IXKN45N80C	CoolMOS [™]	48,8	12,0	1620,0	1680,8
APT35GP120B2DF2	POWER MOS 7 [®] PT IGBT+ FRD	75,1	27,0	8,8	120,9
APT50GF120JRD	NPT IGBT+ FRD	542,1	31,5	34,0	607,6
IXDH30N120D1	NPT IGBT+ FRD	403,2	27,9	178,2	609,3
IRGPS40B120UD	NPT IGBT+ FRD	152,5	34,9	259,2	446,6

Примечание: цветом выделены приборы, неприемлемые для данного применения.

направлены на снижение прямых потерь проводимости и увеличение устойчивости к $dV_{кэ}/dt$. Современные PT IGBT, например из производственной линейки PowerMOS7 компании Advanced Power Technology, благодаря технологии снижения толщины p-эпитаксиальной области имеют величину прямого падения напряжения не хуже, чем у NPT-приборов.

В таблице 2 приведены характеристики современных высокоскоростных PT и NPT IGBT с классификационными напряжениями 600 и 1200 В, постоянным током коллектора до 50 А и антипараллельным диодом (FRD).

Выбор ключевых транзисторов

В рамках данной статьи интерес представляет анализ эффективности применения того или иного класса ключевых приборов в преобразователях с напряжением питания 300–600 В мощностью до 10 кВт с частотами преобразования свыше 50 кГц. Такая задача относится к большой группе аппаратуры, которая включает установки для индукционного нагрева средней мощности (пайка и закалка), источники бесперебойного питания, прецизионные системы управления электродвигателями и т. п.

Выбор того или иного прибора в общем случае определяется конкретными электрическими характеристиками системы в целом. Критерием оптимальности в первом приближении можно считать минимизацию суммарных потерь при заданных параметрах питания и мощности нагрузки при максимально допустимом увеличении стоимости преобразователя.

Для оценки величин потерь в преобразователе, работающем в «жестком» режиме, будем считать, что за время открытого состояния транзистора ток, протекающий через него, остается приблизительно постоянным, скорость нарастания напряжения при выключении определяется величиной t_f коэффициент заполнения равен 0,5.

Мощности статических потерь определяются выражениями:

- для MOSFET

$$P_{st_M} = \frac{1}{2} I_{sw}^2 R_{on} \quad (1)$$

- для MOSFET по схеме рис. 2

$$P_{st_MD} = \frac{1}{2} I_{sw}^2 R_{on} + \frac{1}{2} U_d I_{sw} \quad (2)$$

- для IGBT

$$P_{st_I} = \frac{1}{2} U_{sat} I_{sw} \quad (3)$$

где I_{sw} — ток, протекающий через транзистор; U_{sat} — прямое падение напряжения на IGBT; R_{on} — сопротивление MOSFET в открытом состоянии; U_d — прямое падение напряжения блокирующего диода.

Мощность динамических потерь складывается из трех составляющих: «жесткое» переключение при токе (I_{sw}), разряд выходной емкости (C_{22}) транзистора, заряженной до уровня напряжения питания (V_0), обратное восстановление антипараллельного диода с зарядом (Q_{rr}), и определяется выражениями:

- для MOSFET

$$P_{sw_M} = \frac{1}{2} I_{sw} V_0 f_s (t_f + t_r) + \frac{1}{2} C_{22} V_0^2 f_s + Q_{rr} V_0 f_s \quad (4)$$

- для IGBT

$$P_{sw_I} = \frac{1}{2} f_s E_{tot} + \frac{1}{2} C_{22} V_0^2 f_s + Q_{rr} V_0 f_s \quad (5)$$

где t_r , t_f — время нарастания и спада тока через транзистор; f_s — частота преобразования; E_{tot} — суммарная энергия переключения IGBT.

Полные потери:

$$P_{tot} = P_{st} + P_{sw} \quad (6)$$

В таблице 3 приведены результаты расчетов величин полных потерь для приведенных выше приборов, работающих в преобразователях с $V_0 = 320$ В, $P_0 = 5$ кВт и $V_0 = 540$ В, $P_0 = 10$ кВт на частоте $f_s = 100$ кГц.

На рис. 5, 6 показаны зависимости суммарных потерь и КПД мостовых инверторов от частоты переключения и мощности при использовании транзисторов IXFK52N60Q2 (HiPerFET), IRGP50B60PD1 (NPT IGBT+FRD) и модуля APTC60HM70SCT (CoolMOS+SiC). Хорошо видно, что КПД во всех случаях определяется в основном динамическими потерями. Использование HiPerFET и высокоскоростных NPT IGBT-приборов со встроенными FRD на частотах выше 50 кГц дает приблизительно одинаковый результат. Радиальный выигрыш на высоких частотах получается при использовании транзисторов CoolMOS с антипараллельными диодами из карбида кремния, однако стоимость инвертора при этом значительно возрастает (с \$30 за четыре IRGP50B60PD1 до \$160 за модуль APTC60HM70SCT).

Выводы, которые можно сделать из приведенных расчетов, вполне ожидаемы: во-первых, паразитные диоды стандартных MOSFET и CoolMOS не могут быть использованы в качестве рекуперационных при работе с «жестким» переключением на индуктивную нагрузку; во-вторых, в рассматриваемом режиме работы частоты переключения современных 1200-вольтовых NPT IGBT не превышают 20–30 кГц, хотя последние позиционируются как ULTRAFast приборы. В то же время хорошие результаты показывают новые

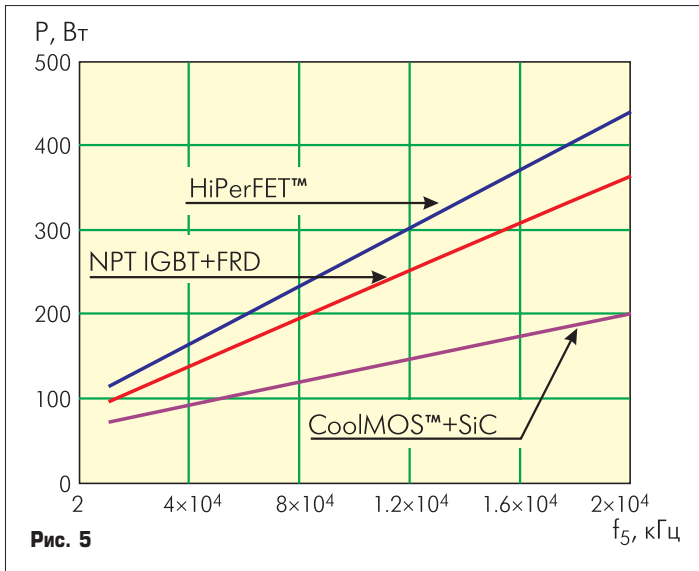


Рис. 5

HiPerFET и комбинированные CoolMOS. Вопрос о применении PT IGBT для жесткого переключения должен решаться в каждом конкретном случае индивидуально, поскольку, как отмечалось выше, они не обладают устойчивостью к поглощению больших величин лавинной энергии. Комбинация CoolMOS и диода Шоттки SiC, как показано на рис. 2, фактически является идеальной альтернативой IGBT для высоких частот переключения. Особенно перспективно, по мнению автора, использование готовых полумостовых и мостовых модулей, в которых уже решены проблемы получения низких тепловых сопротивлений, электрической изоляции кристаллов и оптимизации конструкции с целью сниже-

ния паразитных реактивностей. При этом реальная стоимость мостового инвертора в виде модуля CoolMOS+SiC и собранного на дискретных HiPerFET-транзисторах с учетом конструктивных затрат практически одинакова.

Таким образом, возвращаясь к вопросу о применимости IGBT или MOSFET в спорном диапазоне рабочих напряжений и частот (рис. 1), можно с уверенностью сказать, что в ближайшие несколько лет ответ на него будет в пользу последних.

Литература

1. C. Blake, C. Bull. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. International Rectifier. 1989.

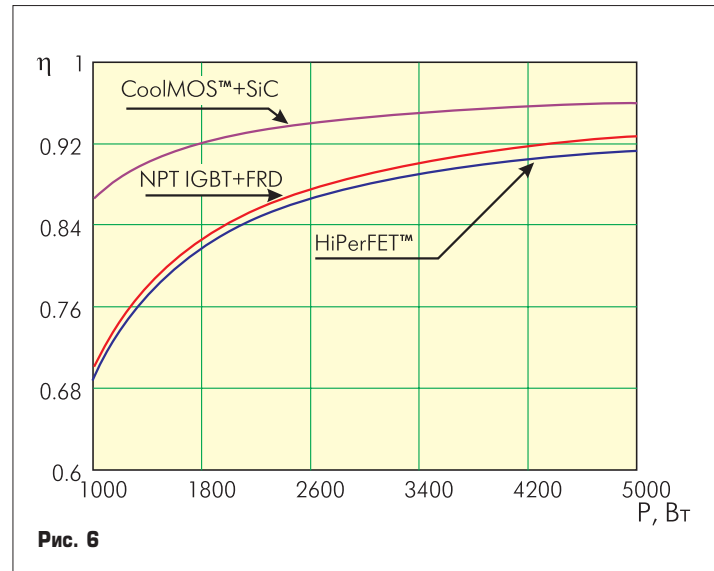


Рис. 6

2. A. Dubhashi, B. Pelly. IGBT vs HEXFET Power MOSFETs For Variable Frequency Motor Drives. International Rectifier. 1987. AN-980.
3. J. Dodge. Latest Technology PT IGBTs vs. Power MOSFETs. Advanced Power Technology. PCIM China. 2003.
4. L. Lorenz, G. Deboy, A. Knapp, M. Marz. CoolMOS — a new milestone in high voltage power MOS // Proc. of the ISPSD, 99–102. 1999.
5. H. Kim, Tomas M. Jahns, G. Venkataramanan. Minimization of Reverse Recovery Effects in Hard-Switched Inverters using CoolMOS Power Switches // IEEE IAS Annual Meeting. 2001.