

Выбор ключевых транзисторов для преобразователей с жёстким переключением

Александр Полищук (Москва)

Существует диапазон мощностей и частот преобразования, в котором трудно отдать предпочтение MOSFET или IGBT. Но похоже, что новые классы MOSFET в ближайшие годы отвоюют спорную территорию у IGBT. В статье приводится методика быстрого оценочного расчёта потерь в инверторах и оценка эффективности применения перспективных транзисторов.

За последнее десятилетие MOSFET- и IGBT-транзисторы надёжно 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. Рисунок 1 иллюстрирует общепринятое разграничение областей применения MOSFET и IGBT в жёстком режиме переключения исходя из достижимых для коммерческого использования 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, 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.

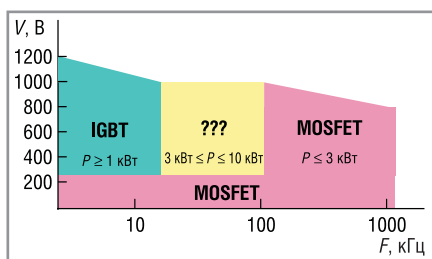


Рис. 1. Разграничение областей применения MOSFET и IGBT

Ещё 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 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 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 скорости нарастания напряжения позволили проектировать ИВЭП с частотами преобразования до сотен килогерц и удельными мощ-

ностями 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-исток в закрытом состоянии 600 В и 800 В. В этих транзисторах удалось снизить сопротивление в открытом состоянии более чем в 5 раз по сравнению с обычными полевыми транзисторами с вертикальной структурой. Помимо сверхнизких статических потерь, CoolMOS™-транзисторы обеспечивают более высокую, чем у MOSFET, скорость переключения благодаря меньшей площади кристалла и, как следствие, снижают 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 (с «жёстким переключением», индуктивной нагрузкой, в резонансных инверторах [4] и т.п.). Это заставляет производителей разрабатывать технологии, позволяющие улучшить характеристики встроенного диода. Примером может служить семейство HiPerFET™-транзисторов компании IXYS.

Второй подход к решению данной проблемы заключается в блокировке паразитного диода последовательным с транзистором диодом Шоттки и подключении встречно-параллельно ULTRAFast- или SiC-диода (рис. 2).

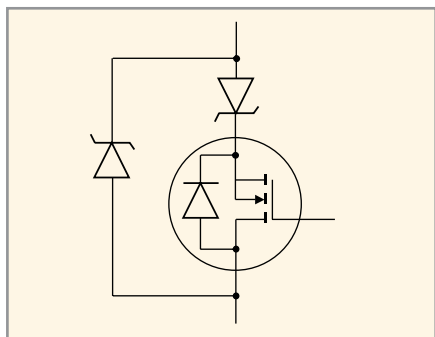


Рис. 2. Встречно-параллельное подключение ULTRAFAST- или SiC-диода

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 В и 800 В и постоянным током стока до 55 А, изготовленных по различным технологиям.

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 IGBT. Эти приборы объединили в себе простоту управления затвором полевого и большие коммутируемые токи биполярного транзисторов.

Упрощенно IGBT можно представить как комбинацию биполярного р-п-р-транзистора и MOSFET (рис. 3).

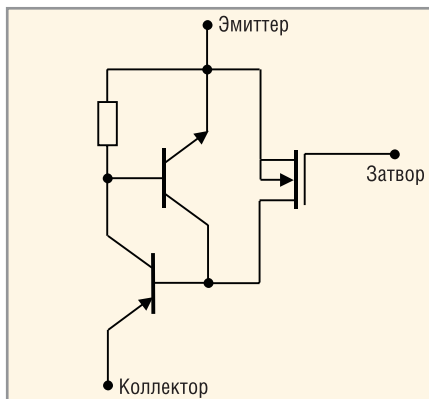


Рис. 3. IGBT можно представить как комбинацию биполярного р-п-р-транзистора и MOSFET

Помимо основного р-п-р-транзистора существует паразитная п-р-п-структура, которую делают неактивной путем шунтирования база-эмиттерного перехода слоем металлизации истока. Эти два транзистора образуют четырехслойную р-п-р-п-структуру паразитного тиристора. Суммарное усиление п-р-п- и р-п-р-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 п-р-п-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 скорости нарастания коллекторного напряжения и тока при выключении также могут привести к открыванию п-р-п-транзистора. Это эффект динамического защелкивания, который приводит к уменьшению области безопасной работы IGBT.

В отличие от MOSFET, у IGBT отсутствует интегральный паразитный обратный диод, что позволяет при не-

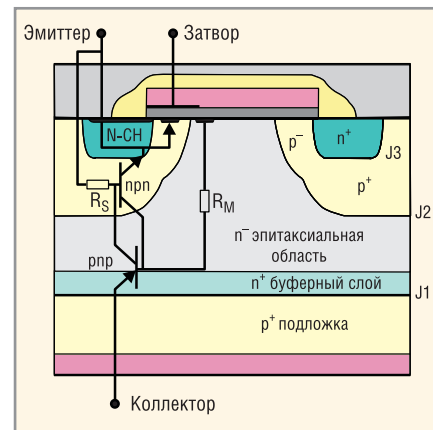


Рис. 4. Структура PT IGBT

обходимости использовать внешний антипараллельный ULTRAFAST- или SiC-диод.

Структурно IGBT делятся на PT (punch-through) и NPT (non-punch-through). У PT-приборов дополнительно имеется n⁺-буферный слой между р⁺-подложкой и п⁻-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 р-п-р-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 сравнимы с мощными MOSFET-транзисторами, поэтому усилия фирм-производителей направлены на снижение прямых потерь проводимости и увеличе-

Таблица 1. Характеристики транзисторов с напряжениями до 800 В и постоянным током стока до 55 А

Тип (фирма)	Технология	U _{си max} , В	I _{с max} , А, при 25°C	R _{си} , Ом, при 25°C	t _r /t _f , нс	t _{гр} , нс	Q _{гр} , 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	600	39	0,070 (1,1 В*)	10/40	0	0,028
IXKF40N60SCD1 (IXYS)	CoolMOS [™] +FRD	600	38	0,060 (0,9 В*)	30/10	70	0,53

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

ние устойчивости к скорости нарастания напряжения. Современные PT IGBT, например из производственной линейки PowerMOS7T компании Advanced Power Technology, благодаря технологии снижения толщины n-эпитаксиальной области имеют величину прямого падения напряжения не больше, чем у NPT-приборов.

В таблице 2 приведены характеристики современных высокоскоростных PT и NPT IGBT с классификационными напряжениями 600 В 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, включающей 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. При этом 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, остаётся 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, представленной на 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 на-

Таблица 2. Характеристики современных высокоскоростных PT и NPT IGBT с напряжениями до 1200 В и постоянным током коллектора до 50 А

Тип (фирма)	Технология	$U_{кз\ max}$, В	$I_{к\ max}$, А	$U_{кз\ нас}$ при 125°C, В	t_r/t_f , нс	E_{tot} , мДж	$Q_{гр}$, нКл
APT30GP60BSC (Advanced Power Technology)	POWER MOS 7® PT IGBT + SiC	600	49 при 110°C	2,1	17/55	0,50	28
APT30GP60BDF1 (Advanced Power Technology)	POWER MOS 7® PT IGBT + FRD	600	49 при 110°C	2,1	18/46	0,51	77
IXGK50N60C2D1 (IXYS)	HiPerFAST™ PT IGBT + FRD	600	50 при 110°C	1,8	25/48	2,18	560
STGY40NC60VD (ST Microelectronics)	PowerMESH™ NPT IGBT + FRD	600	50 при 100°C	1,7	17/45	1,05	66
IRGP50B60PD1 (International Rectifier)	NPT IGBT + FRD	600	45 при 100°C	2,6	10/11	0,63	80
APT35GP120B2DF2 (Advanced Power Technology)	POWER MOS 7® PT IGBT + FRD	1200	46 при 110°C	3,0	20/40	1,43	162
APT50GF120JRD (Advanced Power Technology)	NPT IGBT + FRD	1200	50 при 105°C	3,5	178/190	10,8	630
IXDH30N120D1 (IXYS)	NPT IGBT + FRD	1200	38 при 90°C	3,1	70/70	8,0	3300
IRGPS40B120UD (International Rectifier)	NPT IGBT + FRD	1200	40 при 100°C	3,88	39/25	3,05	4800

Таблица 3. Результаты расчетов величин полных потерь для разных режимов

Тип	Технология	P_{sw} , Вт	P_{st} , Вт	$P_{гр}$, 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

* Прибор не подходит для данного применения

пряжения на IGBT, R_{on} – сопротивление MOSFET в открытом состоянии, U_d – прямое падение напряжения блокирующего диода.

Мощность динамических потерь складывается из трёх составляющих: «жёсткое» переключение при токе I_{sw} , разряд выходной ёмкости C22 транзистора, заряженной до уровня напряжения питания V_0 , и обратное восстановление антипараллельного диода с зарядом Q_{rr} и определяется выражениями:

- для MOSFET

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

- 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 расчётов величин полных потерь для приведённых 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 показаны зависимости 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 даёт приблизительно одинаковый результат. Радикальный выигрыш на высоких частотах получается при использовании CoolMOS™-транзисторов с антипараллельными диодами из карбида кремния, однако стоимость

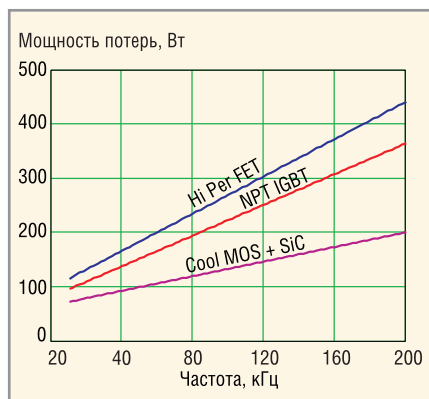


Рис. 5. Зависимость мощности потерь в мостовом инверторе от частоты преобразования для различных типов транзисторов

инвертора при этом значительно возрастает (с 30\$ за четыре IRGP50B60PD1 до 160\$ за модуль APTC60HM70SCT).

Выводы, которые можно сделать из приведённых расчётов, вполне ожидаемы. Во-первых, паразитные диоды стандартных MOSFET и CoolMOS™ не могут быть использованы в качестве рекуперационных при работе с «жёстким» переключением на индуктивную нагрузку; во-вторых, в рассматриваемом режиме работы частоты переключения современных 1200-В NPT IGBT не превышают 20...30 кГц, хотя последние позиционируются как ultrafast-приборы. В то же время хорошие результаты показывают новые HiPerFET™ и комбинированные CoolMOS™-приборы. Вопрос о применении PT IGBT для жёсткого 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 SiC-диода Шоттки, 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 изо-

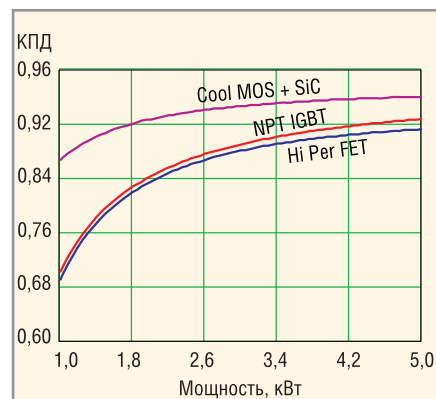


Рис. 6. Зависимость КПД мостового инвертора от мощности

ляции кристаллов и оптимизации конструкции с целью снижения паразитных реактивностей. При этом реальная стоимость мостового инвертора в виде модуля CoolMOS™+SiC и собранного на дискретных HiPerFET™-транзисторах с учётом 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 утверждать, что в ближайшие несколько лет выбор будет в пользу последних.

ЛИТЕРАТУРА

1. Blake C., Bull C. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. International Rectifier, 1989.
2. Dubbashi A., Pelly B. IGBT vs. HEXFET Power MOSFETs for Variable Frequency Motor Drives / AN-980. International Rectifier, 1987.
3. Latest Technology PT IGBTs vs. Power MOSFETs. Jonathan Dodge / Advanced Power Technology / PCIM China 2003.
4. Lorenz L., Deboy G., Knapp A., Marz M. CoolMOS™ – a New Milestone in High Voltage Power MOS / Proc. of the ISPSD, 99-102, 1999.
5. Kim H., Jabns T.M., Venkataramanan G. Minimization of Reverse Recovery Effects in Hard-Switched Inverters using CoolMOS™ Power Switches / IEEE IAS Annual Meeting, 2001.



Новости мира News of the World Новости мира

Десять миллионов RF-транзмиттеров для беспроводных систем!

Компания Skyworks Solutions достигла рекордных показателей: выпустила свыше 10 млн. FEM (front-end module) – модулей

транзмиттеров для 4-полосных GSM/GPRS-сотовых телефонов. Транзмиттеры собраны в недорогом корпусе MCM, где размещены HBT-усилитель мощности, GaAs PHEMT-детектор и переключатель каналов приёма и передачи. Устройство позволяет значитель-

но сократить число комплектующих и освободить до 40% площади на плате. Модули спроектированы с учетом платформ и стандартов следующего поколения, включая EDGE, 802.11 и 3G WCDMA/UMTS.

www.skyworksinc.com