

ВНИМАНИЕ! НОВАЯ РУБРИКА: «ПРОБЛЕМА ВЫБОРА»

Неудовлетворенность характеристиками существующей элементной базы приводит к попыткам достижения необходимых параметров за счет использования *совершенно иных технологий изготовления* компонентов. Например, полевые транзисторы были созданы ради возможности управления не током (как в биполярных), а напряжением (что снижает общее энергопотребление системы). Появление твердотельных реле было обусловлено необходимостью получения бесконтактного ключа (это исключило обгорание контактов, свойственное электромеханическому реле и увеличило срок службы реле). Но существуют *пограничные области*, где выбор в пользу применения компонента, выполненного по той или иной технологии, не очевиден.

В этой рубрике мы будем публиковать материалы, помогающие сделать правильный выбор в *сложных неоднозначных ситуациях*. Ваши пожелания о темах будут обязательно учтены. В ближайших номерах ЭК будут статьи, посвященные выбору между твердотельными и электромеханическими реле, биполярными транзисторами и MOSFET, MOSFET и IGBT.

IGBT ИЛИ MOSFET? ОПТИМАЛЬНЫЙ ВЫБОР

Евгений Дуплякин

При проектировании устройств силовой электроники, работающих на больших токах, высоких частотах и напряжениях, часто встает вопрос о том, какие силовые транзисторы использовать – IGBT или MOSFET. Опыт показывает, что не существует каких-либо строгих правил, которыми можно было бы руководствоваться при выборе.

НЕМНОГО ИСТОРИИ

В начале – несколько слов об истории создания транзисторов IGBT и MOSFET. До того, как в 70-х годах был разработан MOSFET, биполярный транзистор был единственным силовым прибором. Он применялся в большинстве разработок, но его эффективность была ограничена несколькими недостатками:

- необходимостью большого тока базы для включения;
- наличием при запираии токового «хвоста», поскольку ток не спадает мгновенно после закрытия транзистора;
- чувствительностью к температуре;
- зависимостью минимального рабочего напряжения от напряжения насыщения цепи коллектор-эмиттер.

Когда появился полевой MOSFET, ситуация изменилась. Его характеристики отличаются от характеристик биполярных транзисторов:

- MOSFET управляется не током, а напряжением;
- он меньше реагирует на изменения температуры;

- благодаря многоячейной VLSI-технологии рабочее напряжение MOSFET, теоретически, не имеет нижнего предела:

- наличием низкого сопротивления канала (до 0,003 Ом);
- наличием широкого диапазона токов (от 0,5 до 100 А);
- наличием высокой частоты переключения (до 500 кГц);
- рабочим напряжением до 1000 В при больших линейных и нагрузочных изменениях, тяжелых рабочих циклах и низких выходных мощностях.

MOSFET легко управляется, что свойственно транзисторам с изолированным затвором и имеет встроенный диод утечки для ограничения случайных бросков тока. Типичные применения MOSFET – импульсные источники питания с рабочими частотами выше 200 кГц и устройства заряда аккумуляторов.

Позднее, в 1985 г., был разработан биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT). Это произошло почти одновременно в лабораториях фирм General Electric, в городе Schenectady (штат Нью-Йорк) и RCA в Princeton (Нью Джерси). IGBT – нечто среднее между биполярным транзистором и MOSFET. Первоначально устройство называли COMFET, GEMFET или IGFET. В прошлом десятилетии приняли название IGBT. Это устройство имеет:

- малые потери в открытом состоянии при больших токах и высоких напряжениях;

- характеристики переключения и проводимость биполярного транзистора;
- управление как у MOSFET – напряжением.

IGBT применяют при работе с высокими напряжениями (>1000 В), высокой температурой (>100°C) и высокой выходной мощностью (>5 кВт). IGBT используются в схемах управления двигателями (при рабочей частоте менее 20 кГц), источниках бесперебойного питания (с постоянной нагрузкой и низкой частотой) и сварочных аппаратах (где требуется большой ток и низкая частота <50 кГц).

На рис. 1 показаны области в пространстве мощность-частота, занимаемые различными типами полупроводниковых устройств. Как видно на рисунке, IGBT и MOSFET занимают диапазон средних мощностей и частот, частично «перекрывая друг друга». В общем случае, для высоко-частотных низковольтных каскадов

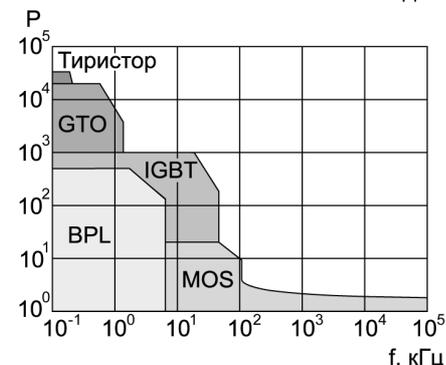


Рис. 1. Области применения различных видов мощных полупроводниковых приборов

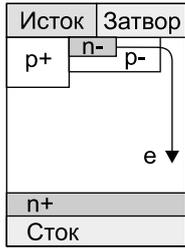


Рис. 2. Структура MOSFET фирмы Toshiba

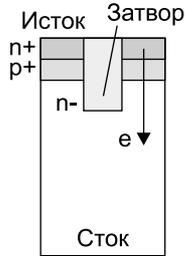


Рис. 3. Метод уменьшения сопротивления канала

наиболее подходят MOSFET, а для высоковольтных мощных – IGBT.

В некоторых случаях IGBT и MOSFET – полностью взаимозаменяемы. Цоколевка приборов и характеристики управляющих сигналов обоих устройств – одинаковы. IGBT и MOSFET требуют 12...15 В для полного включения и не нуждаются в отрицательном напряжении для выключения. Но «управляемый напряжением» не значит, что схеме управления не нужен источник тока. Затвор IGBT или MOSFET для управляющей схемы представляет собой конденсатор с величиной емкости, достигающей тысяч пикофарад (для мощных устройств). Драйвер затвора должен «уметь» быстро заряжать и разряжать эту емкость, чтобы гарантировать быстрое переключение транзистора.

MOSFET – ТРАНЗИСТОР ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ НИЗКОВОЛЬТНЫХ КАСКАДОВ

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) – полевой МОП-транзистор, принцип работы

которого основан на дрейфе основных носителей заряда через проводящий слой – канал. В зависимости от того, какой тип носителей заряда является в транзисторе основным, различают каналы n-типа и p-типа.

В качестве примера рассмотрим MOSFET фирмы Toshiba. На рис. 2 показана структура одного «элементарного прибора». На кристалле может находиться до 500 тысяч таких приборов, соединенных параллельно. Результатом параллельного подключения является очень низкое сопротивление – до нескольких миллиом (мОм). Рабочее сопротивление MOSFET имеет три составляющих: сопротивление канала, FET-области и объемное. Для снижения сопротивления канала уменьшают его длину и увеличивают ширину. Чтобы уменьшить сопротивление FET-перехода, применяют Trench-технология, когда затвор разворачивается из «горизонтального» положения в «вертикальное» (рис. 3.), при этом сопротивление перехода становится почти нулевым. Уменьшение объемного сопротивления достигается введением неосновных носителей в n-область. Этот метод известен как модификация проводимости.

Часто сопротивление MOSFET ниже, чем сопротивление дорожек на печатной плате. Например, MOSFET серии IXFN в корпусах SOT-227 от компании IXYS имеют максимальное рабочее сопротивление от 4 мОм (70 В/340 А) до 240 мОм (1000 В/36 А). Фирма утверждает, что семейство IXFN имеет самое низкое рабочее сопротивление среди приборов в корпусах SOT-227.

Преимущество MOSFET над IGBT – наличие устройств с p-каналом. При использовании этих транзисторов по одиночке или в сочетании с n-канальными, можно создавать переключатели без схемы заряда емкости затвора. Традиционно, p-канальные

MOSFET имеют рабочее сопротивление вдвое больше, чем у аналогичных приборов с n-каналом или в два-три раза большую активную зону кремния при равном сопротивлении. Новый MOSFET с p-каналом в корпусе SO-8 производства компании International Rectifier имеет рабочее сопротивление 7 мОм, такое же – у транзисторов с n-каналом в корпусе TO-8. Недавно International Rectifier приступила к выпуску MOSFET пятого поколения, в которых за счет новой 4-слойной технологии на 30...50 % улучшены основные параметры, в том числе, напряжение лавинного пробоя. Приборы FDC6325L и FDC6326L компании Fairchild Semiconductor содержат миниатюрный n-канальный MOSFET, который управляет затвором мощного p-канального. Логические сигналы с амплитудой 1,5 В позволяют переключать напряжения от 3 до 20 В. Максимальное сопротивление прибора – 130 мОм при 5 В. Устройство может работать с постоянным током до 1,8 А, или с пиковым до 5 А. Компания Vishay Siliconix утверждает, что их n-канальный MOSFET Si4430DY в корпусе TO-8 имеет сопротивление в открытом состоянии всего 4 мОм. Устройство использует Trench-FET-технология и содержит до 32 миллионов элементарных приборов на квадратный дюйм. Историю развития MOSFET можно проследить на примере фирмы Toshiba (таблица 1).

МОЩНЫЕ, НО МЕДЛЕННЫЕ IGBT

IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) – биполярный транзистор с изолированным затвором. Сегодня эти устройства занимают наибольший сектор рынка силовых транзисторов.

Структура IGBT подобна структуре вертикального MOSFET с диффузионными p- и n-областями. Инверсионный слой формируется под затвором, к которому, как и в MOSFET, прикладываются

Таблица 1. Поколения MOSFET компании Toshiba

Поколение	π-MOS I	π-MOS II	π-MOS III	π-MOS IV	π-MOS V	U-MOS I	U-MOS II
Сравнительный размер	1	0,6	0,33	0,25	0,2	0,08	0,03
R _{DS} (мОм/см ²)	12,7	7,6	4,6	3,2	2,4	1	0,4
Интеграция (10 ⁶ ячеек/дюйм ²)		0,2	1	2	4	10	30
Год разработки	1982	1984	1986	1989	1992	1994	1997

π-MOS – поколения планарных MOSFET; U-MOS – поколения Trench MOSFET

ется управляющее напряжение. Основное отличие IGBT от MOSFET – использование для стока р+ слоя подложки, что делает его биполярным прибором, поскольку из р-области инжектируются дырки в область дрейфа с проводимостью n-типа.

Как и в МОП-транзисторе, емкость затвора IGBT нелинейно уменьшается с напряжением. Величина этой емкости в 2...5 раз ниже, чем у МОП транзистора с аналогичными параметрами, поэтому IGBT требуют меньшей мощности управляющей схемы. Время нарастания рабочего напряжения на транзисторе определяется, прежде всего, скоростью заряда емкости затвор-коллектор, а время нарастания рабочего тока – скоростью заряда емкости затвор-эмиттер и паразитных емкостей цепей. IGBT имеют «токовый хвост», когда транзистор уже закрыт по входу, но рабочий ток все еще протекает (от 100...200 нс до микросекунд, в зависимости от типа прибора).

IGBT разрабатывался как высоковольтный MOSFET, но имеет на затворе р-n переход, в результате чего «включение» IGBT происходит, теоретически, на 0,7 В «раньше», чем в MOSFET. Поскольку падение напряжения на объемном сопротивлении MOSFET меньше, чем падение на р-n переходе IGBT, последние, обычно не применяются при напряжениях меньше 300...400 В. IGBT проявляют себя наилучшим образом на низких частотах (<20 кГц), при малых линейных или нагрузочных изменениях.

Ранние версии IGBT были «склонны» к запираению, но этот недостаток был в значительной степени устранен. Другая потенциальная опасность для некоторых типов IGBT – невысокая стабильность параметров при изменениях температуры. В некоторых случаях этот фактор осложняет или делает невозможным использование приборов. История развития IGBT на примере фирмы Toshiba показана в таблице 2.

Некоторые новые IGBT конкурентоспособны и даже имеют преимущества при использовании в системах ZVS (Zero-Voltage Switching – переключатели с нулевым падением напряжения) и PFC (Power-Factor Correction – коррекция мощности) при мощностях выше 1000 Вт и частотах более 100 кГц.

Таблица 2. Поколения IGBT компании Toshiba

Поколение	2	Advanced 2	3	4
Напряжение насыщения, V _{ce}	3	2,2	1,5	1,5
Плотность тока, F/см ²	105	145	248	280
Год начала производства	1990	1993	1995	1998

Таблица 3. Корпуса для силовых транзисторов

Тип корпуса	R _{DS} , мОм (мин.)	Потери мощности, Вт (макс.)	Ток	Тип прибора
MICRO3	250 мОм	0,54	*	*
MICRO6	100 мОм	1,7	*	*
MICRO8	35 мОм	1,8	*	*
SOT-223	31 мОм	2	*	*
SO-8	11 мОм	2,5	*	*
Super-220	4,5 мОм	0,8 В	185A/40B	IRLBA1304
Super-D2Pak	550 мОм	6,05 В	11A/600B	IRFBL10N60A

* – нет данных

Таблица 4. Изготовители IGBT и MOSFET для силовой электроники

Advanced Power Technology	www.advancedpower.com
Collmer Semiconductor Inc	www.collmer.com
Fairchild Semiconductor	www.fairchildsemi.com
Harris Semiconductor	www.semi.harris.com
International Rectifier	www.irf.com
Ixys Corp	www.ixys.com
Motorola SPS	www.motorola.com
Omnirel Corp	www.omnirel.com
Powerex Corp	www.pwr.com
STMicroelectronic	www.st.com
Supertex Inc	www.supertex.com
Vishay Siliconix	www.siliconix.com
Infineon Technologies AG (панее Siemens Semiconductors)	www.infineon.com
Toshiba Corp.	www.toshiba.co.jp

Недавно в производственной программе International Rectifier появились транзисторы класса WARP Speed, рассчитанные на частоты до 150 кГц и способные заменить MOSFET в некоторых системах. Фирма Toshiba представила устройства, изготавливаемые по Trench-технологии. Новые 600-вольтовые IGBT компании Harris Semiconductor работают на частотах около 200 кГц. STMicroelectronics представила три новых вида устройств: быстродействующие IGBT, приборы с малым падением напряжения и IGBT для автомобильных систем с защитой от бросков напряжения.

Infineon Technologies AG (панее Siemens Semiconductors) разработала новую технологию изготовления IGBT – «Thin Wafer», которая позволяет улучшить электрические характеристики приборов и обеспечивает выгодное соотношение стоимость/эффективность за счет исключения из процесса дорогостоящих операций эпитаксии. Толщина пластин для 600-вольтовых приборов составляет всего 100 мкм. IGBT Fast NPT (Non-Punch Through) имеют защиту от короткого замыкания и положительный температурный коэффициент напряжения насыщения VCE SAT, что облегчает параллельное включение

нескольких приборов. Потери переключения снижены на 70% по сравнению с предыдущим поколением IGBT – PT (Punch Through).

Advanced Power Technology разработала новое семейство IGBT по технологии non-punch through (NPT) в корпусах TO-264 и T-MAX. Приборы имеют:

- частоту переключения 40 кГц;
- защиту от короткого замыкания SCSOA (Short Circuit Safe Operating Area) 10 мкс;
- ток 50 и 100 А при напряжении 600 В;
- 33 и 50 А – при 1200 В.

При токе 100 А рабочая температура корпусов составляет 90°C, а переходов – 150°C.

Разработчики IGBT прилагают большие усилия по созданию новых приборов для импульсных источников питания (SMPS).

КОРПУСА ДЛЯ MOSFET и IGBT

Необходимость компактности и улучшения тепловых характеристик поощряет разработку новых корпусов для транзисторов MOSFET и IGBT. Приборы традиционно выпускаются в корпусах TO-220, TO-247 и Super-247. Однако наибольшей популярностью пользуются корпуса для поверхностного монтажа (SM – Surface Mount) DPAK, D2PAK и SMD-10. Такие транзисторы могут устанавливаться непосредственно на плату рядом с контроллером, что позволяет избегать паразитных параметров линии управления.

International Rectifier разработала два новых корпуса – Super-220 и Super-D2Pak, которые имеют такую же топологию и расстояние между выводами, что и стандартные, но содержат кристаллы значительно больших размеров. Super-220 имеет топологию TO-220, но в нем размеры кристалла увеличены почти вдвое (приблизительно, как в TO-247), что обеспечивает ток до 95 А. Это на 5 А больше, чем в TO-247 и на 20 А больше, чем в TO-220. Корпус допускает поверхностный монтаж и крепление зажимами (клиппами). Super-D2Pak имеет топологию D2Pak, но содержит кристалл на 40% больше, который допускает ток до 95 А, в то время как D2Pak – до 75 А. Высота Super-D2Pak – на 23% меньше по сравнению с D2Pak. Оба корпуса соответствуют автомобильно-

му стандарту Q101 для рабочих температур до 175°C.

Полевые транзисторы в корпусах для поверхностного монтажа позволяют достигать высоких значений плотности тока. К таким приборам относятся n-канальный IRF7403 (30 В, 8 А, 22 мОм) и р-канальный IRF7416 (30В, 10А, 20мОм). В SM-корпусах выпускаются и сборки, содержащие транзисторы с р- и n-каналами (например, IRF7319).

В таблице 3 приведены разновидности SM-корпусов, сопротивление открытого канала и максимальные потери мощности.

ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В IGBT и MOSFET

Механизмы потерь в IGBT и MOSFET различны. В MOSFET они состоят, преимущественно, из потерь на проводимость и незначительных потерь на переключение. В IGBT потери на проводимость намного ниже, чем в MOSFET, но на высоких частотах становятся значительными потерями на переключение.

При повышении температуры потери проводимости в MOSFET растут быстрее, чем в IGBT. Потери MOSFET при высоких температурах увеличиваются на 60%, а общие потери IGBT – всего на 20%. При мощности в 300 Вт потери почти равны, а при 500 Вт более эффективными оказываются IGBT. Если выходная мощность – 500 Вт, рабочая частота – 134 кГц и работа происходит в высокотемпературном режиме, IGBT имеют немного большие потери (25,2 Вт), чем MOSFET (23,9 Вт). При тех же самых параметрах, но комнатной температуре, потери составляют 17,8 и 15,1 Вт, соответственно. В режиме 50 кГц и 500 Вт при комнатной температуре потери IGBT выше (9,5 Вт), чем у MOSFET (7 Вт). Увеличение потерь на более высокой частоте «сводит на нет» преимущества IGBT при высокой температуре, но более низкой частоте.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Не существует правил, подходящих в любой ситуации для определения устройства, которое наиболее эффективно в данной схеме. Выбор определяется мощностью устройства и используемым режимом. В зависимости от эксплуатационных режимов

MOSFET и IGBT могут демонстрировать преимущества в одной и той же схеме.

Так как же разработчику выбрать подходящее устройство? Необходимо понимание относительной эффективности каждого прибора. **При работе на высоких частотах, при коротких импульсах или низких токах предпочтение следует отдать MOSFET.** Так, в источнике питания, действующем при комнатной температуре с номинальной нагрузкой и высокой линейностью напряжения, MOSFET проявит себя лучше, чем IGBT. Наоборот, **если система эксплуатируется при повышенной температуре, максимальной нагрузке и с малой линейной составляющей напряжения, то эффективнее будет IGBT.** Реальная эффективность редко укладывается в «номинальные» условия. Поэтому, принимая решение, необходимо рассматривать работу прибора во всем диапазоне изменений температуры, напряжения и нагрузки.

ОСНОВНЫЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ

В табл. 4 приведены названия основных фирм-производителей IGBT и MOSFET для силовой электроники и их адреса в Internet.

Литература:

1. Application Characterization of IGBTs. Part VIII. Replace MOSFETs with IGBTs. Application Note AN-990. International Rectifier.
2. IGBT Characteristics. Application Note AN-983. International Rectifier.
3. C. Blake, C. Bull (International Rectifier). IGBTs or MOSFETs: Which is better for your design? Electronic Design, 1999, Vol.47, №20.
4. A. Lindberg. IGBT application to AC traction and auxiliary power. ABB Traction AB, Sweden.
5. Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistors. Application Note MD-15780. Motorola SPS.
6. B.Travis. IGBTs and MOSFETs vie for applications. EDN, April 29, 1999, p.78.
7. B.Travis. MOSFETs and IGBTs differ in drive methods and protection needs. EDN, March 1, 1996, p.123.
8. Datasheets фирмы Toshiba.
9. А. Колпаков. Силовые приводы. Компоненты для выходных каскадов. Chip News, 1999, №1 (34).

IGBT ИЛИ MOSFET? ПРАКТИКА ВЫБОРА

Андрей Кай

Данный материал продолжает тему, затронутую в статье Е.Дуплякина «IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор» («Электронные компоненты» №1 2000 г). Действительно, нет в силовой электронике двух других элементов, развивающихся столь быстро и имеющих так много схожих черт, как транзисторы IGBT и MOSFET. Естественно, при определенных условиях работы выбор должен быть однозначен. Например, для низковольтного высокочастотного DC/DC-конвертора любой разработчик, не задумываясь, применит MOSFET. Однако в области высоких напряжений (более 300 В) и относительно низких частот (10...50 кГц) выбор оптимального элемента становится серьезной проблемой. Ошибка в выборе может привести к тому, что ваше устройство не сможет реализовать свои возможности, будет рассеивать слишком большую мощность, и в итоге, станет неконкурентоспособным.

Следует подчеркнуть, что проблема состоит не только в определении типа элемента – IGBT или MOSFET. Часто бывает очень важно выбрать и изготовителя, тем более, что на рынке силовых полупроводников идет жесткая конкуренция. Иногда труднее отдать предпочтение кому-либо из производителей, чем найти подходящий элемент.

В статье приведены конкретные методики выбора силового ключа для некоторых типовых, наиболее распространенных схем включения, дан краткий обзор сравнительных характеристик элементов ведущих мировых производителей.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Потери проводимости

Появление на рынке силовых полупроводников транзисторов IGBT и быстрое их распространение объяс-

няется врожденными недостатками, присущими MOSFET. В первую очередь, это большое сопротивление открытого канала высоковольтных полевых транзисторов.

Как известно, сопротивление $R_{DS(on)}$ растет почти пропорционально квадрату пробивного напряжения. Иногда это утверждение описывается соотношением:

$$R_{DS(on)} = R_0 \cdot V^a,$$

где $a=1,6...2,5$ (по данным разных производителей).

Выпрямленное напряжение промышленной сети составляет, примерно, 310 В для сети 220 В и 540 В для сети 380 В. Для безопасной работы современных силовых ключей рекомендуется использовать транзисторы с напряжением, на 200 В превышающим напряжение питания (такие рекомендации содержатся в документах фирмы **International Rectifier** и некоторых других). Объясняется это, в частности, тем, что при скорос-

Таблица 1. Расчет энергии проводимости для различных форм тока

Форма импульса тока	Математическое выражение	$E = \int V_{CE}(i) i(t) dt, \quad V_{CE}(i) = V_t + a i^b \quad E = \int [V_t i(t) + a i(t)^{(b+1)}] dt$
	$i(t) = I$	$E = \int_0^{t_{on}} (V_t + a I^{(b+1)}) dt = (V_t + a I^{(b+1)}) t_{on}$
	$i(t) = I_1 + (I_2 - I_1) \frac{t}{t_1}$	$E = \int_0^{t_1} \left[V_t \left(I_1 + \frac{(I_2 - I_1)t}{t_1} \right) + a \left(I_1 + \frac{(I_2 - I_1)t}{t_1} \right)^{(b+1)} \right] dt = V_t \frac{(I_2 + I_1)}{2} t_1 + \frac{I_2^{(b+2)} - I_1^{(b+2)}}{(b+2)(I_2 - I_1)} a t_1$
	$i(t) = I \frac{t}{t_1}$	$E = \int_0^{t_1} (V_t I_0 \sin \omega t + a I_0^{(b+1)} \sin^{(b+1)} \omega t) dt = \frac{2 I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\sqrt{\pi}}{2} a I_0^b \frac{\Gamma\left(\frac{b+2}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{b+3}{2}\right)} \right]$
	$i(t) = I_0 \sin \omega t$	$E = \int_0^{t_1} (V_t I_0 \sin \omega t + a I_0^{(b+1)} \sin^{(b+1)} \omega t) dt = \frac{2 I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\sqrt{\pi}}{2} a I_0^b \frac{\Gamma\left(\frac{b+2}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{b+3}{2}\right)} \right]$
	$i(t) = I_0 \sin \omega t$	<p>для $\alpha \frac{\pi}{2}$ $E = \frac{I_0}{\omega} \left[V_t + \frac{\sqrt{\pi}}{2} a I_0^b \frac{\Gamma\left(\frac{b+2}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{b+3}{2}\right)} \right]$</p> <p>$E = \frac{I_0}{\omega} \left[V_t (1 + \cos \alpha) + a I_0^b \int_{\alpha}^{\pi} \sin^{(b+1)} \alpha d\alpha \right]$</p>

Таблица 2. Соотношение предельного рабочего напряжения и напряжения открытого транзистора

Рабочее напряжение, В	IGBT MOSFET	100 100	300 250	600 500	1200 1000
Падение напряжения, В при 1,7А/мм ² , и t _j =100°C	IGBT MOSFET	1,5 2,0	2,1 11,2	2,4 26,7	3,1 100

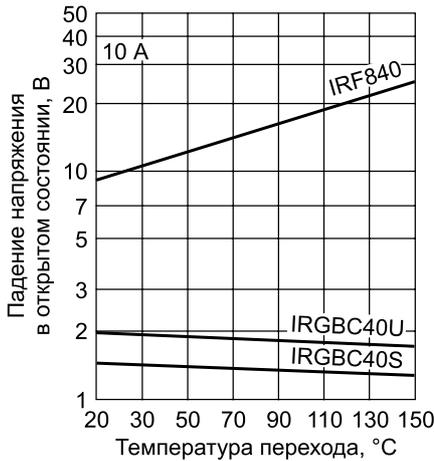


Рис. 1. Зависимость напряжения открытого транзистора от температуры

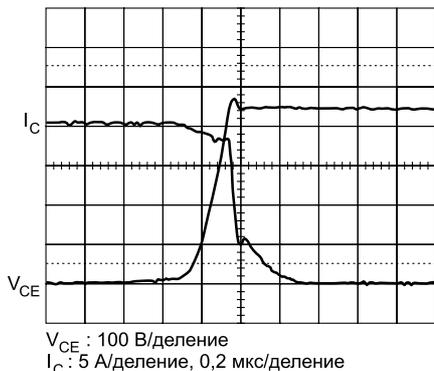


Рис. 2. Временная диаграмма выключения IGBT. Обратите внимание на «хвост» в конце спада тока коллектора I_c

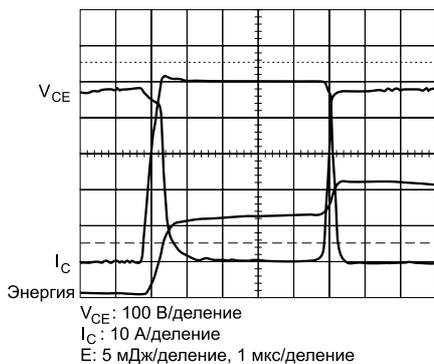


Рис. 3. Временная диаграмма переключения IGBT и энергия потерь

тах изменения напряжений и токов, которые обеспечивают MOSFET и IGBT-транзисторы (время их коммутации составляет десятки наносекунд), выбросы напряжения за счет паразитных индуктивностей подводящих проводов и выводов конденсаторов могут привести к отказу элемента. Справедливости ради надо отметить, что в последние годы для защиты от переходных перенапряжений появилось много специальных элементов с отличными характеристиками (например, диоды TRANSIL фирмы ST-Microelectronics), да и сами элементы способны выдерживать лавинный пробой со значительной энергетикой. Однако требование осталось, и разработчики хотят иметь транзисторы на напряжение, не менее 500 В для сетей 220 В и 800 В для питающих сетей 380 В.

Статические потери (или потери проводимости) MOSFET пропорциональны квадрату тока и сопротивлению открытого канала:

$$P_D = I_d^2 * R_{DS(on)}$$

Транзисторы с меньшим сопротивлением канала имеют больший размер кристалла, больший заряд затвора и, соответственно, все связанные с этим проблемы.

У IGBT транзисторов потери проводимости зависят от тока, практически, линейно:

$$P_D = I_c * U_{ce}$$

Напряжение U_{ce} открытого транзистора тоже, в свою очередь, зависит от тока. Соответствующие графики, также как и значение R_{DS(on)} обязательно приводятся в технических данных на транзисторы, и расчет статических потерь обычно не представляет трудности. Некоторые проблемы могут быть связаны с тем, что во время периода проводимости ток может изменяться. Характер этого изменения зависит от конфигурации схемы. Для упрощения расчета энергии проводимости существует таблица 1.

Кроме того, падение напряжения на открытом транзисторе зависит от температуры, причем зависимость эта – положительная для MOSFET и

отрицательная для IGBT. На графике рис. 1 приведена зависимость напряжения открытого транзистора для двух IGBT-транзисторов с разным быстродействием и MOSFET-транзистора, имеющего аналогичный размер кристалла. Ввиду большей стойкости MOSFET к лавинному пробую, 500-вольтовый полевой транзистор сравнивается с IGBT, рассчитанным на напряжение 600 В.

Общее представление о соотношении предельного рабочего напряжения и напряжения открытого транзистора дает приведенная ниже таблица 2, в которой падение напряжения измерено при одной и той же плотности тока и температуре кристалла.

Рисунок и таблица наглядно показывают, насколько потери проводимости для высоковольтных полевых транзисторов больше, чем у аналогичных IGBT.

1.2. Потери переключения

Во многом решая проблему высоковольтных применений, IGBT тоже имеют врожденный дефект, и он носит название «хвост» (tail). Этот эффект объясняется наличием остаточного тока коллектора после выключения транзистора из-за конечного времени жизни неосновных носителей в области базы PNP-транзистора (см. рис. 2). Поскольку база недоступна, ускорить время выключения схемными методами нельзя.

Для сокращения «хвоста» существуют технологические приемы и у современных транзисторов он уже гораздо меньше, чем у IGBT первых поколений. Однако полностью подавить хвост не удастся, и это приводит к тому, что энергия выключения намного больше энергии включения (см. рис. 3).

Борьба за высокие динамические характеристики и сокращение потерь переключения приводит к росту потерь проводимости и достичь оптимальных результатов тут невозможно. В свою очередь, снижение статических потерь, а это достигается, в частности, за счет увеличения коэффициента передачи PNP-транзистора и снижения напряжения насыщения, приводит к росту потерь переключения. Поэтому все ведущие производители IGBT выпускают транзисторы с разным быстродействием для применения на разных частотах. Например, International Rectifier выпускает IGBT следующих частотных классов:

- W** - High Efficiency WARP Speed – на частоты 75...150 кГц;
- U** - High Efficiency Ultra-Fast Speed – на частоты 10...75 кГц;
- F** - High Efficiency Fast Speed – на частоты 3...10 кГц;
- S** - High Efficiency Standard Speed – на частоты 1...3 кГц.

Разницу в частотных характеристиках этих транзисторов вы можете увидеть на рис. 4.

К счастью для разработчиков, значение энергии выключения E_{off} , приводимое в справочных данных лучших производителей, учитывает наличие «хвоста», что упрощает расчет потерь. С изготовителями транзисторов, которые не дают таких данных, мы бы не рекомендовали связываться.

Как может показаться из сказанного, MOSFET-транзисторы имеют сплошные преимущества в области потерь переключения. Однако это далеко не так. Портит картину тельный или внутренний (но не встроенный!) диод (**body diode**) полевого транзистора. Характеристики его обратного восстановления (заряд Q_{rr} , время t_{rr}) оказываются гораздо хуже, чем у специальных диодов с малым временем обратного восстановления, которые применяются в качестве антипараллельных диодов в IGBT. Например, у транзистора **IGR4PC40UD** заряд обратного восстановления диода – $Q_{rr}@100$ нК, а время обратного восстановления $t_{rr}@50$ нс. Для транзистора **IRF840LC** те же параметры составляют $Q_{rr}@3$ мК и $t_{rr}@500$ нс! Причем речь идет о полевом транзисторе с улучшенными частотными свойствами (**LC – Low Charge**).

К чему же это может привести? В полумостовых и мостовых схемах через открывающийся транзистор текут ток нагрузки (ограниченный, естественно, параметрами нагрузки) и ток обратного восстановления диода оппозитного транзистора, ограниченный только характеристиками проводимости. На рис. 5 показан ток коллектора транзистора, включающего на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме при условии быстрого (слева) и идеального (спра-

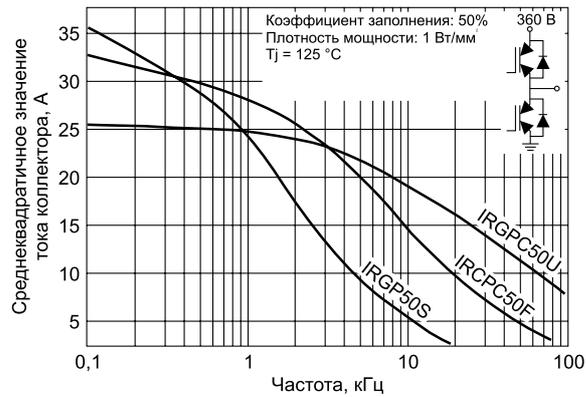


Рис. 4. Зависимость допустимого среднеквадратичного значения тока коллектора (I_{RMS}) от частоты для транзисторов с одинаковым размером кристалла в полумостовой схеме

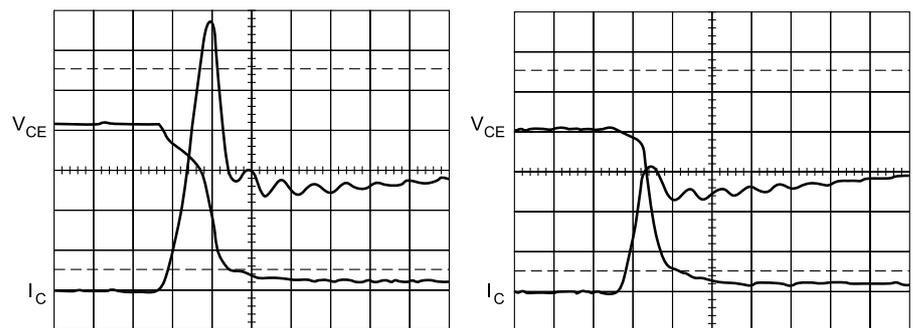


Рис. 5. Включение транзистора на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме с быстрым диодом и идеальным диодом

ва) оппозитного диода. Разница между левой и правой эпюрами показывает вклад процесса обратного восстановления в энергию включения. И этот вклад, как правило, учитывается в значении энергии включения E_{on} . Параметр I_{lm} (максимальный ток на индуктивной нагрузке) гарантирует, что транзистор способен коммутировать ток индуктивной нагрузки и при этом обеспечивать прямоугольную область безопасной работы (ОБР) в режиме тяжелого переключения, т.е. при большом токе и высоком напряжении одновременно. Конечно, все сказанное относится к лучшим производителям, таким как **International Rectifier, SIEMENS, IXYS** и некоторым другим. Наше мнение о не лучших производителях см. выше.

Большой заряд обратного восстановления тельных диодов MOSFET

приводит к большим потерям включения и токовым перегрузкам в полумостовых схемах. Для решения этой проблемы рекомендуется исключать диод включением двух быстрых диодов последовательно – параллельно. При этом, естественно, растут потери проводимости. С зарядом внутреннего диода тоже ведется технологическая борьба и небезуспешно. В **MOSFET пятого** поколения производства **International Rectifier** заряд Q_{rr} снижен в несколько раз. К сожалению, такие транзисторы выпускаются только на напряжение менее 100 В.

Разработчика, имеющего дело с конкретными схемами, прежде всего интересуют не общие соображения, а конкретная методика выбора элемента. Далее мы постараемся дать рекомендации по такому выбору для некоторых типовых схем. Мы не будем рассматривать типы корпу-

Таблица 3. Основные характеристики сравниваемых транзисторов

Тип элемента	U_{br} , В	I_{max} , А	P_{d1} , Вт (25°C)	Q_g , Нк	Q_{rr} , нК (25°C)	E_{on} , мДж	E_{off} , мДж	E_{is} , мДж	R_{js} , °C/Вт	R_{cs} , °C/Вт
IRF840LC	500	8	125	39	3000	—	—	—	1	0,5
IRG4BC30UD	600	7 (20 кГц)	100	50	80	0,38	0,16	0,54	1,2	0,5

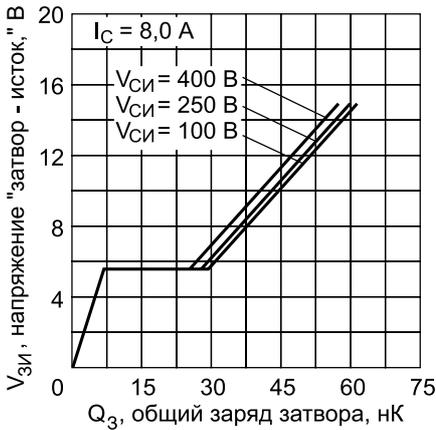


Рис. 6. Зависимость заряда затвора от напряжения на затворе

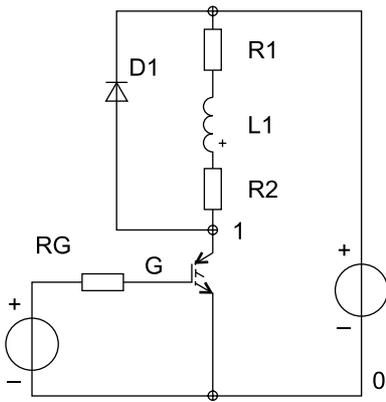


Рис. 7. Однотактная схема с введенной паразитной индуктивностью

сов и вопросы технологии производства кристаллов, эта тема достаточно подробно освещена в статье Е. Дуплякина. Основой для выбора того или иного транзистора послужит сравнение суммарной мощности потерь.

2. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

Для корректного сравнения мы будем использовать транзисторы в тех режимах, где выбор представляет собой наибольшую проблему. Во всех схемах напряжение питания будет 310 В, ток (пиковое значение) – 5...7 А, частота – 20 кГц и 50 кГц, коэффициент заполнения – 0,5 (для того, чтобы «уравнять в правах» потери проводимости и потери переключения), Rg=10 Ом (импеданс схемы управления затвором).

Для сравнения выберем транзисторы, имеющие одинаковые кристаллы, корпуса и подходящие по предельным значениям указанным требованиям. Некоторые основные характеристики сравниваемых тран-

зисторов приведены в таблице 3.

U_{br} – максимальное рабочее напряжение;

I_{max} – максимальный ток (коллектора или стока);

P_d – максимальная рассеиваемая мощность;

Q_g – суммарный заряд затвора;

Q_{rr} – заряд обратного восстановления антипараллельного диода;

R_{jc} – тепловое сопротивление кристалл – корпус;

R_{cs} – тепловое сопротивление «корпус – теплосток»;

E_{on} – энергия включения;

E_{off} – энергия выключения;

E_{ts} – суммарная энергия потерь.

При расчете используются следующие формулы:

А. Мощность статических потерь транзистора MOSFET:

$$P_{D1} = I_d^2 * R_{DS(on)} * D, \text{ где:}$$

I_d – среднее значение тока стока за период проводимости;

R_{DS(on)} – сопротивление открытого канала;

D – скважность.

В. Мощность статических потерь транзистора IGBT:

$$P_{D2} = I_c * U_{ce} * D, \text{ где:}$$

I_c – ток коллектора;

U_{ce} – напряжение насыщения.

При этом расчете необходимо учитывать зависимость U_{ce}=f(I_c), приводимую в технических данных.

С. Мощность динамических потерь транзистора MOSFET без учета тока обратного восстановления оппозитного диода в режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{SW1} = (2 * U_s * I_d * Q_g / I_g) * F, \text{ где:}$$

U_s – напряжение питания.

Ток затвора I_g можно примерно определить как отношение разности максимального напряжения на затворе U_{gs} и напряжения, соответствующего заряду емкости Миллера U_{gm}, к импедансу схемы управления затвором:

$$I_g = (U_{gs} - U_{gm}) / R_g.$$

Напряжение U_{gm} определяется по горизонтальному участку на графике V_{gs}=f(Q_g). Для IRF840 U_{gm} ≅ 5 В (см. рис. 6).

Д. Мощность динамических потерь транзистора IGBT в режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{SW2} = E_{ts} (@I_c @R_g) * F, \text{ где:}$$

Здесь E_{ts}(@I_c@R_g) – энергия потерь с учетом тока коллектора и импеданса цепи управления. Она определяется по графикам E_{ts}=f(R_g) и E_{ts}=f(I_c).

Значение E_{ts} учитывает «хвост» и потери от обратного восстановления оппозитного диода.

Е. Мощность динамических потерь транзистора MOSFET с учетом тока обратного восстановления оппозитного диода в режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{SW3} = U_s (I_a * t_a + 0,5 Q_{rr}) * F, \text{ где:}$$

I_a – ток нагрузки,

t_a – составляющая времени обратного восстановления trr, пока напряжение на диоде остается близким к нулю (примерно равно времени включения, как видно из рис. 5).

Точной формулы для оценки динамических потерь с учетом тока обратного восстановления не существует и приведенное выражение выведено с некоторыми упрощениями. Однако для приблизительной оценки его точности вполне достаточно.

2.1. Однотактная схема

Для максимального приближения к реальности в схему введена паразитная индуктивность L1=100 нГн, учитывающая влияние подводящих проводов и печатных линий. Все графики получены с помощью моделирования схем на PSpice. При расчетах использованы математические модели транзисторов MOSFET и IGBT, разработанные специалистами International Rectifier и автором статьи. Модели имеют очень высокую степень достоверности, что подтверждено специальными тестами.

На рис. 7 приведена схема, а соответствующие эпюры на рис. 8: энергия потерь, напряжение и ток (сверху вниз) при использовании IGBT. Обратите внимание на то, насколько энергия выключения больше энергии включения. В такой схеме отсутствуют потери, связанные с восстановлением диода. Поскольку паразитная индуктивность L1 затягивает фронт тока, потерями включения можно пренебречь.

Результаты расчетов сведены в таблицу 4.

Таблица 4. Результаты расчетов для однотактной схемы

Тип элемента	P _D , Вт	P _{SW} , Вт		P _Σ , Вт		T _j , °C (при Ts=70°C)	
		20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц
IRF840LC	10,5	2	5	12,5	15,5	88,7	93,2
IRG4BC30UD	4	3,2	8	7,2	12	82,2	90,4

Значение температуры кристалла T_j определяется по формуле:

$$T_j = P_{\Sigma} \cdot (R_{jc} + R_{cs}) + T_s$$

Расчет температуры кристалла должен завершать разработку схемы, т. к. он позволяет проверить правильность всех остальных расчетов и определить запас по тепловому режиму, который во многом определяет надежность схемы. T_s – температура теплоотвода, которую мы приняли равной 70°C. Это вполне реальное значение, соответствующее температуре окружающей среды 40°C и площади радиатора 20 см²/Вт.

Как видно из таблицы, в такой схеме даже на частоте 50 кГц транзисторы IGBT имеют преимущество из-за меньших потерь проводимости.

2.2. Понижающий DC/DC-конвертор (чоппер)

В такой схеме мы имеем практически все виды потерь. Рассмотрим наихудший случай, когда за время выключенного транзистора ток нагрузки падает незначительно. При этом включение транзистора происходит при полном токе. Поскольку в качестве оппозитного диода используется диод с малым значением Q_{rr} , динамические потери включения MOSFET меньше, чем могли бы быть при его работе в полумосте с аналогичным транзистором. При расчетах использовалась модель диода **HFA04TB60**.

На рис. 10 показаны эпюры, соответствующие данной схеме. Отметим, как возросли потери включения из-за

Таблица 5. Результаты расчетов для полумостовой схемы

Тип элемента	P _D , Вт	P _{sw} , Вт		P _Σ , Вт		T _j , °C (при Ts=70°C)	
		20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц
IRF840LC	15	3	7,5	18	22,5	98	107
IRG4BC30UD	5	8	20	13	25	92	112

Таблица 6. Результаты расчета для полумостовой схемы

Тип элемента	P _D , Вт	P _{sw} , Вт		P _Σ , Вт		T _j , °C (при Ts=70°C)	
		20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц
IRF840LC	10,5	9,5	23	20	33,5	100	120
IRG4BC30UD	4	8	20	12	24	90	110

обратного восстановления диода. На графике тока коллектора виден пик при включении транзистора, образующийся в процессе восстановления диода.

Результаты расчетов сведены в таблицу 5.

В данной схеме потери транзисторов IGBT на частоте 50 кГц превышают потери MOSFET. Из-за большего значения теплового сопротивления перегрев кристалла IGBT также оказывается больше, что делает применение полевых транзисторов в таком режиме предпочтительным.

2.3. Полумостовая схема с индуктивной нагрузкой

На рис.11 приведена соответствующая тестовая схема, а на рис.12 – эпюры. С точки зрения мощности потерь главное отличие от предыдущей схемы состоит в том, что при вклю-

чении MOSFET-транзистора через него течет ток обратного восстановления оппозитного диода, имеющего характеристики его внутреннего диода. Поэтому при расчете для полевого транзистора используется формула **Е** (мощность динамических потерь транзистора MOSFET с учетом тока обратного восстановления оппозитного диода в режиме «тяжелого» переключения).

Если направление тока не меняется, то он течет через транзистор и оппозитный диод. Когда в схеме есть модуляция скважности, и ток нагрузки изменяет свое направление, транзистор и его антипараллельный диод работают по очереди. В этом случае при расчете потерь необходимо учитывать мощность, рассеивающуюся на открытом диоде.

Результаты расчета, приведенные в таблице 6, однозначно говорят о преимуществах IGBT в полумостовых схемах. Как говорилось выше, можно исключить внутренний диод полевого транзистора с помощью двух быстрых диодов. Можно также ограничить пики тока восстановления с помощью снабберов. Однако при этом схема не только теряет свое изящество, но и заметно ухудшаются ее технические характеристики.

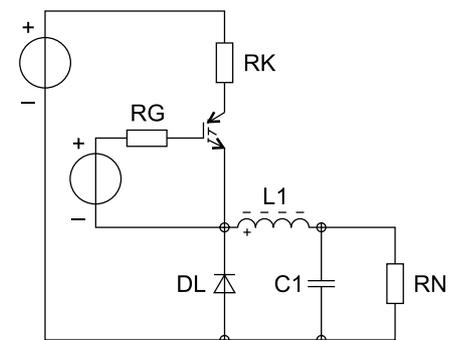


Рис. 9. Понижающий DC/DC-конвертор

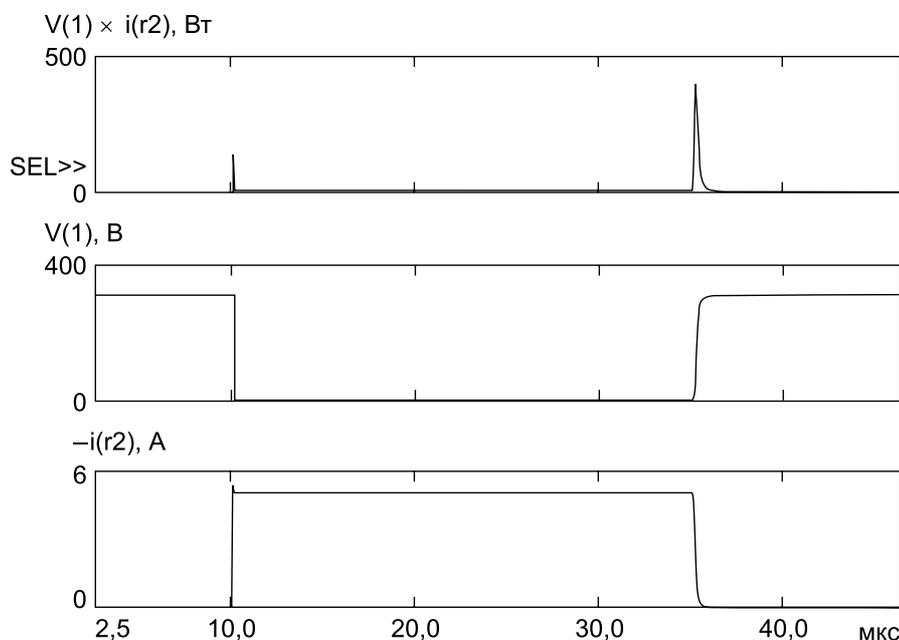


Рис. 8. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

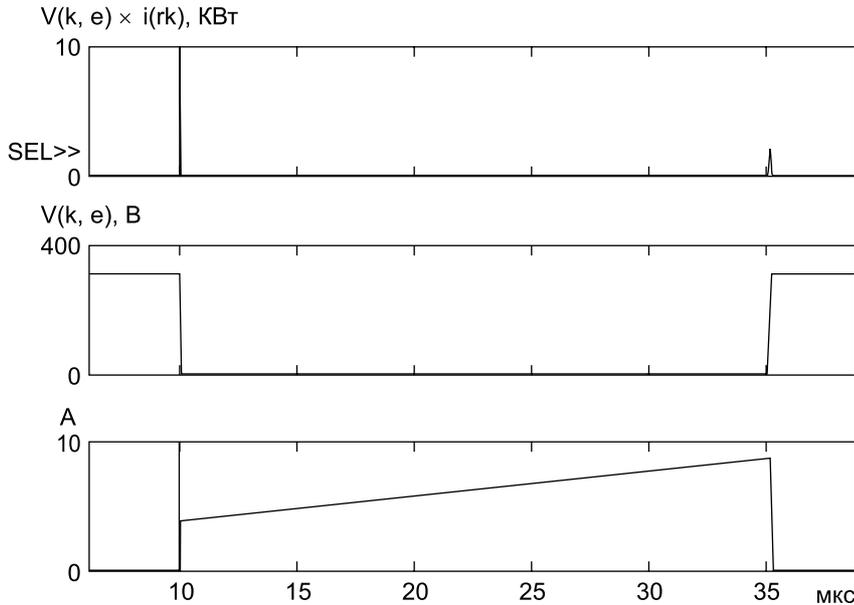


Рис. 10. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

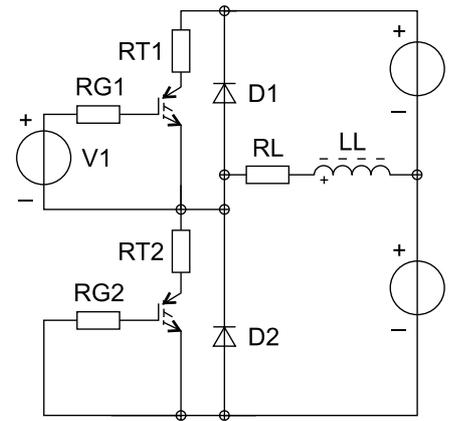


Рис. 11. Тестовая схема полумоста с индуктивной нагрузкой

3. О ПРОИЗВОДИТЕЛЯХ

О преимуществах различных фирм, производящих силовые полупроводники, можно говорить бесконечно. Однако скорее всего, Вы выберете не самый лучший элемент, а тот, который проще достать или тот, который Вы хорошо знаете и привыкли к нему. И соотношение цена – качество тоже играет не последнюю роль.

Одно можно сказать уверенно: ведущими разработчиками и производителями MOSFET и IGBT были и остаются **International Rectifier, SIEMENS (Infineon), IXYS и Advanced Power Technology (APT)**. Среди производителей сверхмощных модулей и интеллектуальных силовых модулей можно назвать также **FUJI и TOSHIBA**.

Для сопоставления приведем таблицы со сравнительными характеристиками некоторых элементов (таблица 7,8 – MOSFET, 9 – IGBT). Чтобы сравнение было корректным, возьмем транзисторы, имеющие оди-

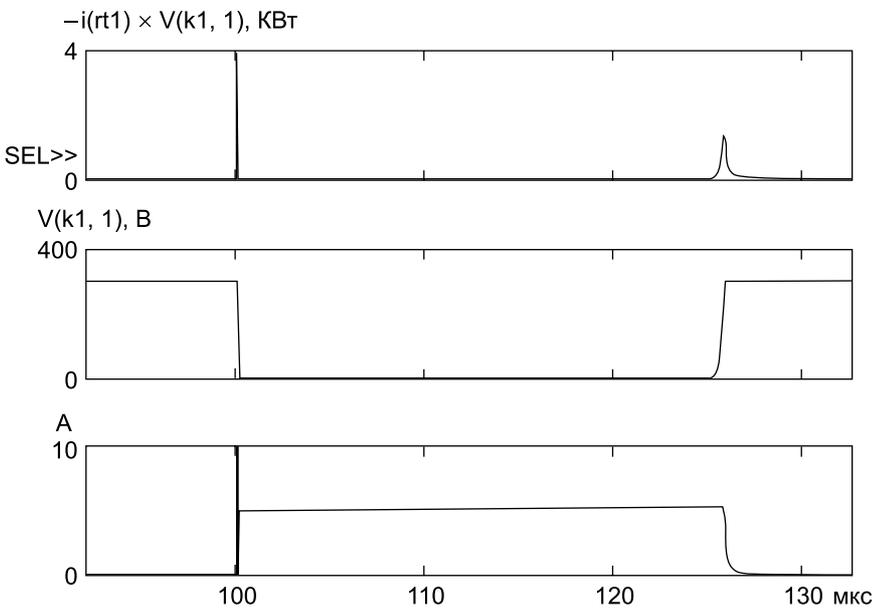


Рис. 12. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

Таблица 7. Сравнительные характеристики MOSFET, V_{ds}=200 В, корпус TO-247

Тип элемента, фирма	R _{DS(on)}	I _D , A (25°C)	P _D , Вт (25°C)	E _{ар} , мДж	R _{js} , °C/Вт	R _{cs} , °C/Вт	Q _g , нК	t _{rr} , нс	Q _{rr} , мКК
IRFP260 IR	0,055	46	280	28	0,45	0,24	230	390	4,8
IXFH42N20 IXYS	0,06	42	300	30	0,42	0,25	220	300	2,6

Таблица 8. Сравнительные характеристики MOSFET, V_{ds}=100 В, корпус TO-220

Тип элемента, фирма	R _{DS(on)}	I _D , A (25°C)	P _D , Вт (25°C)	E _{ар} , мДж	R _{js} , °C/Вт	R _{ja} , °C/Вт	Q _g , нК	t _{rr} , нс	Q _{rr} , мКК
IRF540N IR	0,052	33	140	14	1,1	62	94	170	1,1
BUZ341 SIEMENS	0,07	33	170	16	0,74	75	180	230	1,8

Таблица 9. Сравнительные характеристики IGBT, $V_{ce}=600$ В, корпус TO-247

Тип элемента, фирма	I_c , А (25°C)	V_{on} , В	P_D , Вт (25°C)	E_{ar} , мДж	R_{jc} , °С/Вт	Q_g , нК	E_{on} , мДж	E_{off} , мДж
IRG4PC50W IR	80	2,3	200	170	0,64	180	0,8	0,4
IRG4PS71K IR	85	1,8	350	180	0,36	340	0,8	2
BUP604 SIEMENS	80	2,2	300	75	0,4	160	4	8
IXGK50N60AU1 IXYS	75	2,7	300	—	0,75	200	3	9,6
APT30GT60BR APT	55	2,0	200	65	0,63	95	1	0,7

наковый корпус, максимальную для данного корпуса мощность и наилучшие частотные свойства.

Анализ таблиц показывает, что отдать предпочтение какому-либо из производителей очень сложно. Это еще раз подтверждает, что на рынке силовых компонентов существует жесткая конкуренция, и определяющими могут стать преимущества в стоимости, простоте доставки и технической поддержке. Мы убеждены в том, что по последнему параметру лидирует **International Rectifier**. Эта

фирма появилась на нашем рынке одной из первых и с самого начала своей деятельности делала главный акцент на обеспечение разработчиков технической информацией. С этим утверждением можно не соглашаться, но одно бесспорно: наиболее достоверные SPICE-модели MOSFET и IGBT-транзисторов разработаны специалистами именно этой фирмы. А создание современной техники без математического моделирования невозможно. И в этом мы абсолютно уверены.

Литература:

IR Application Notes:

1. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. AN-944
2. Application Characterization of IGBTs. INT990
3. IGBT Characteristics. AN-983
4. Datasheets IR, IXYS, SIEMENS, APT
5. А.Колпаков. Моделирование MOSFET-транзисторов с помощью SPICE. Новые Компоненты, 1998, №5-6(8)
6. В.В.Иванов, А.Колпаков. Применение IGBT. Электронные Компоненты, 1996, №1
7. А.Колпаков. Автоматизация теплового расчета оконечных каскадов на IGBT-транзисторах. Экспресс Электроника, 1998, №5, 6

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

IGBT, MOSFET, А МОЖЕТ БЫТЬ, БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР?

Валерий Шерстюк, ведущий специалист по техническому маркетингу и применению мощных полупроводниковых приборов, ЗАО «ФЗМТ»

Данная статья продолжает рассмотрение вопросов оптимального выбора транзисторных ключей в процессе проектирования устройств и блоков силовой электроники. Статья состоит из двух частей. В первой части рассмотрена обобщенная методика выбора транзисторов при проектировании устройств силовой электроники. Во второй основное внимание уделено сравнительному анализу трех типов мощных транзисторов применительно к устройствам массового спроса.

По мнению автора, предлагаемый материал дополняет ранее опубликованные статьи Е.Дуплякина (ЭК, 2000, №1) и А.Каля (ЭК, 2000, №2) прежде всего тем, что в сравнительном анализе технико-экономических показателей транзисторных ключевых элементов, определяющем конечный выбор разработчика электронного оборудования, помимо IGBT и MOSFET транзисторов представлены и традиционные биполярные приборы – ВРТ. Из приведенного анализа видно, что каждый из трех типов рассматриваемых в статье транзисторных ключей – IGBT, MOSFET и ВРТ – имеет свои достоинства и недостатки и соответственно связанные с этим области преимущественного использования. Однако помимо устоявшихся «ниш» применения, где выбор оптимального типа транзистора практически не вызывает сомнений, есть многочисленные примеры силовых устройств, при проектировании которых подобный выбор сделать весьма сложно, так как преимущества того или иного типа ключевого элемента неочевидны.

Биполярный мощный транзистор, являясь наиболее зрелым прибором среди рассматриваемых типов транзисторов, далеко не исчерпал ресурсов своего развития, продолжает совершенствоваться и, несмотря на

пессимистические прогнозы ряда экспертов, занимает и, несомненно, будет еще долго занимать весомую долю в структуре мирового и отечественного рынка мощных полупроводниковых приборов, применяемых в силовой электронике, особенно в составе изделий массового спроса, где одним из доминирующих факторов является цена.

Вопросы терминологии. В зарубежной технической литературе для обозначения транзисторов различных типов используются аббревиатуры IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor), BJT (Bipolar Junction Transistor) и ВРТ Я (Bipolar Power Transistor). Соответствующие отечественные аналоги – БТИЗ (биполярный транзистор с изолированным затвором), МОП ПТ (полевые транзисторы структуры металл/окисел/полупроводник), БТ (биполярные транзисторы) и БМТ (биполярные мощные транзисторы). Поскольку отечественные сокращения используются достаточно редко, а большинство технических описаний приборов англоязычные, то для упрощения изложения в статье приняты зарубежные обозначения для IGBT и MOSFET и отечественное БМТ для биполярных приборов.

ИЗ ИСТОРИИ РАЗВИТИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ

Биполярный транзистор, изобретенный в 1948 году американскими физиками Дж.Бардиным, У.Браттейном и У.Шокли, на протяжении примерно 20 лет использовался в основном в линейных схемах как усилительный элемент. При этом его техническое развитие по части мощных приборов в соответствии с практической потребностью тех лет было направлено на получение сравнительно низковольтного (до 100 В), но достаточно сильноточного (до 10 А) и мощного (до 100 Вт) прибора, работающего в области звуковых частот.

В силовой электронике, в сферу действия которой в то время входила в основном преобразовательная техника промышленного назначения, мощные биполярные транзисторы практически не использовались, т.к. монополярное положение в качестве выходных ключей силовых устройств в тот период занимал тиристор, а вспомогательные функции в цепях расщепки сигналов реализовывались транзисторами малой и средней мощности.

Основными недостатками тиристора, как известно, являются неполная управляемость и низкое быстродействие, ограничивающее рабочую частоту преобразования несколькими килогерцами. Появившаяся к концу шестидесятых годов потребность в компактных силовых устройствах в составе ряда изделий массового спроса (блоки питания и строчной развертки телевизоров, блок электронного зажигания автомобилей, блоки инверторов для стиральных машин и т.д.), также как и возросшие требования к массогабаритным показателям электронной аппаратуры военного и аэрокосмического назначения, вызвали необходимость создания нового поколения полностью управляемых и более быстродействующих силовых вентилялей. Как отклик на эту практическую потребность, уже в начале 70-х годов появилась целая серия новых мощных высоковольтных биполярных транзисторов, предназначенных для работы в ключевых режимах и перекрывающих диапазон по напряжению от 100 до 1500 В, при уровне коммутируемого тока до 10 А и рабочих частотах до нескольких десятков килогерц. Основными изготовителями этих биполярных мощных транзисторов (БМТ) (Bipolar Power Transistor – ВРТ) были такие фирмы как RCA и Motorola (США), Thomson (Франция), Philips (Нидерланды), Toshiba (Япония), а также отечественные предприятия – НПО «Пульсар» (Москва) и ПО «Электронприбор» (Фрязино).

Полевые транзисторы различных модификаций, включая существовавшие с начала 50-х годов приборы с управляющим р-п переходом и появившиеся в начале 70-х годов первые варианты полевых транзисторов с изолированным затвором на основе управляющей структуры металлоокисел-полупроводник (MOSFET), в тот момент не смогли принять достойного участия в конкурентной борьбе за появившиеся области применения. Это было обусловлено тем, что в своей технологии эти типы транзисторов основывались на использовании структур с горизонтальным расположением канала. При этом все три рабочие области этих транзисторов (затвор, исток, сток) выводились на одну (верхнюю) сторону кристалла. Подобное конструктивно-технологическое исполнение полупроводниковых (п/п) приборов имеет значительные ограничения как по уровням рабочего тока и напряжения, так и по величине максимально-допустимой мощности рассеяния. В результате получилось, что БМТ транзисторы, вплоть до середины 80-х годов заняли практически монопольное положение в быстро расширяющейся сфере применения силовых устройств небольшой (до 100 Вт) и средней (до нескольких кВт) мощности.

В области более мощных силовых устройств аналогичное монопольное положение продолжали занимать тиристоры, в составе которых с начала 80-х годов появились триаки (двунаправленные тиристоры) и ГТО (запираемые тиристоры). И только с середины 80-х, когда в серийном производстве полевых транзисторов, включая и MOSFET, произошел качественный прорыв и их технология стала основываться на использовании многоячеичных структур с вертикальным каналом, при которых сток и исток разнесены по разные стороны кристалла, появилась возможность технологической реализации достаточно мощных MOSFET, с широким диапазоном рабочих токов и напряжений. Появившиеся в практическом использовании мощные полевые транзисторы (MOSFET), как приборы, управляемые напряжением, имели и имеют заметное преимущество перед биполярными БМТ, управляемыми током, по таким показателям, как меньшая мощность потребления по управляющему электроду и более высокое быстродействие, выражающееся в

более коротких фронтах и малых задержках переключения, что позволяет работать на более высоких частотах преобразования – вплоть до нескольких сотен килогерц.

Однако, превосходя БМТ по динамике переключений и имея меньшие коммутационные потери, высоковольтные MOSFET уступали и уступают современным БМТ по квазистатическим показателям, характеризующимся величиной сопротивления R_{ON} в открытом состоянии ключа и связанным с этим уровнем остаточного напряжения $U_{DS(ON)}$ на открытом ключе. В результате их мощностные потери в состоянии проводимости, как правило, значительно выше тех, что имеют место при использовании БМТ. Помимо этого выяснилось, что для реализации эквивалентных с БМТ приборов по току для MOSFET требуются значительно большие по размерам чипы кристаллов. А так как стоимость п/п приборов фактически прямо пропорциональна площади используемых чипов, то на практике получается, что при равных показателях по току и напряжению MOSFET, как правило, в 2-3 раза дороже своих БМТ-прототипов.

Это объясняется тем, что MOSFET, как и другие типы полевых транзисторов, являются униполярными п/п приборами, т.е. у них в механизме формирования выходного тока (тока стока I_D), используется только один тип – основных носителей заряда. В то время как в биполярных транзисторах, как следует из их названия, используется два типа носителей заряда – как основных, так и неосновных. При этом неосновные носители, инжектируемые из более низкоомной области структуры (эмиттера) в более высокоомную область (базу), могут очень существенно – вплоть до нескольких десятков раз увеличивать (модулировать) проводимость последней, что позволяет получать даже у высоковольтных приборов небольшие уровни (менее 1 В) остаточного напряжения на открытом ключе. Естественное желание создать мощный полупроводниковый прибор (МПП), который объединял бы достоинства MOSFET и традиционных БМТ, привело к разработке, начиная с середины восьмидесятых годов, многочисленных конструктивно-схематических комбинаций этих двух типов приборов, названных VIPMOS (в отечественной литературе – БИМОП) транзисторами.

Однако практическое воплощение в виде единого прибора, реализуемо-

го методами современной технологии на одном чипе и в одном корпусе, получили всего лишь несколько из них, в первую очередь та комбинация VIPMOS, что впоследствии была названа как IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) в зарубежной и БТИЗ (биполярный транзистор с изолированным затвором) в отечественной литературе. Этот тип МПП, как и MOSFET, управляемый по затвору уровнем напряжения, представляет собой двухкаскадное соединение по схеме псевдо Дарлингтона низковольтного п-канального MOSFET транзистора и высоковольтного р-п-р биполярного транзистора. Поскольку в формировании выходного тока IGBT, как и у любого биполярного транзистора, участвуют два типа носителей заряда, достигаемая плотность рабочего тока у IGBT в 5...10 раз выше, чем у высоковольтных MOSFET. Соответственно для реализации того же уровня выходного тока требуются заметно меньшие по площади кристаллы. Помимо стоимости приборов, это выражается и в меньшей входной емкости, что требует и меньших импульсных токов раскачки от драйвера.

Однако здесь же следует сразу отметить, что если для полного открытия типового MOSFET необходимый уровень напряжения равен 10 В, то для полноценного отпирания типового IGBT необходимо 15 В. Обладая эффектом модуляции проводимости высокорезистивной области структуры (базы-р-п-р транзистора) за счет неосновных носителей, инжектируемых из высоколегированной области эмиттера, IGBT, в отличие от MOSFET, не имеющих этого эффекта, позволяет получать небольшие значения (2-3 В) остаточного напряжения на открытом ключе, что примерно равно показателям высоковольтных составных БМТ. Однако получаемое при этом быстроедействие, характеризующее в первую очередь временем спада t_f коллекторного тока I_C в моменты выключения транзистора, оказалось заметно хуже, чем у MOSFET. Этот недостаток IGBT, выражающийся в появлении временной задержки в форме выходного тока – так называемого «хвоста» I_C , в общем-то присущ (в той или иной мере) всем транзисторным комбинациям, собранным по конфигурации схемы Дарлингтона и обусловлен тем, что выключение выходного транзистора в таких схемах происходит после

быстрого выключения входного транзистора и ведется фактически в режиме с оборванной базой. В связи с тем, что вывод от этой базы наружу прибора отсутствует, уменьшение токового «хвоста» у IGBT может быть получено только технологическими приемами, но достигается это за счет увеличения уровня остаточного напряжения (U_{CEsat}) в открытом состоянии ключа. Т.е. улучшение динамических показателей IGBT достигается, к сожалению, за счет ухудшения его статических показателей.

Поэтому все современные технологии изготовления IGBT (PT, NPT, Trench-gate и т.д.) представляют собой отражение поиска оптимального технологического компромисса, позволяющего достичь либо хороших статических характеристик при приемлемом уровне динамики, либо наоборот – хороших динамических характеристик при приемлемом уровне статики. Этот вопрос достаточно подробно рассмотрен в статьях Е.Дуплякина [1] и Д.Кая [2], где приводятся различные типы рекомендуемых к использованию IGBT в зависимости от рабочей частоты преобразования.

Несмотря на определенные указанные недостатки MOSFET и IGBT, эти два типа МПП, благодаря ряду своих важных достоинств, в первую очередь малому потреблению мощности по цепям управления и достаточно высокому быстродействию, несомненно расширили схемотехнические возможности разработчиков электронного оборудования в части решения задач по улучшению массогабаритных показателей и повышению КПД устройств. В результате, начиная с конца восьмидесятых годов, началось широкое внедрение MOSFET, а вслед за этим и IGBT по многим направлениям применения силовой электроники, что фактически положило начало новому этапу развития этого научно-технического направления в мировой хозяйственной деятельности. При этом за последние 10-12 лет этим двум типам МТ удалось потеснить традиционные БМТ и тиристоры по ряду важных применений, которые те ранее устойчиво занимали на протяжении предыдущих двух десятилетий, а также дать начало практическому использованию силовых электронных блоков в ряде новых изделий массового спроса (видео-

магнитофоны, персональные компьютеры, источники бесперебойного питания и т.д.).

За это время разработчики MOSFET и IGBT заметно улучшили их технические характеристики и показатели, причем для MOSFET это наиболее заметно проявилось в низковольтных дискретных вариантах исполнения приборов [3], а для IGBT наоборот, основные технические достижения связаны с высоковольтными вариантами приборов, как правило в модульном исполнении [4]. Помимо дискретных и модульных вариантов приборов, MOSFET и IGBT на протяжении последнего десятилетия внедрялись в сферу силовой электроники и в виде мощных интегральных (однокристалльных) и гибридных (многокристалльных) схем (Power IC), включая и их интеллектуальные разновидности (Smart или Intelligent Power Circuits), когда в одном корпусе МПП реализуются не только силовые ключи, но и обрабатывающие их маломощные цепи управления, диагностики и защиты.

Это позволило создать новое эффективное поколение силовых электронных устройств и блоков взамен ненадежных и громоздких электромеханических узлов в таких изделиях бытового назначения как холодильники, стиральные машины, кондиционеры, светильники и т.д. Аналогичные усовершенствования ведутся в системах электрооборудования автомобилей, в средствах передвижения городского и железнодорожного транспорта, а также в радиотелефонии и телекоммуникации. Подобные области применения расширили само понятие «силовая электроника». В современной трактовке под этим названием подразумевается научно-техническое направление, имеющее дело с теорией и практикой устройств, осуществляющих управление и оптимизацию потоков электроэнергии в диапазоне мощностей от одного Вт до нескольких МВт на основе использования мощных полупроводниковых приборов.

Следует указать, что в вышеперечисленных применениях доля использования MOSFET заметно превосходит долю IGBT, особенно с учетом того, что выходные ключи «интеллектуальных» схем в основном реализуются на основе кристаллов МОП – транзисторов. На основании сказанного очевидно, что динамичное развитие силовой электроники в пос-

леднее десятилетие во многом связано с технологическим прогрессом MOSFET и IGBT, но все же нельзя сказать, что этим двум типам МПП удалось занять монопольное положение в этом секторе рынка. Им действительно удалось в течение девяностых годов существенно потеснить традиционные БМТ и тиристоры по ряду важных применений. Но чаще всего именно потеснить, но не вытеснить!

Поэтому прогноз ряда экспертов, сделанный десять лет назад, о том, что к 2000-г. традиционные БМТ практически полностью исчезнут из сферы применения в устройствах силовой электроники, будучи заменены там MOSFET и IGBT, не оправдался. Доля БМТ в общей структуре мирового рынка МПП, применяемых в силовой электронике, хотя и несколько снизилась по сравнению с 90-м годом, все же еще весьма значительна и составляет в настоящее время 16,5%. Это, конечно, уступает нынешней доле MOSFET (25%), но в то же время почти в четыре раза превосходит долю IGBT (4,5%) в общем объеме этого рынка. Для справки, в 90-м году эти составляющие были: БМТ – 22%, MOSFET – 18% и IGBT – 3%. Нынешняя доля тиристоров также немалая – 8,5%. Это объясняется тем, что как БМТ, так и тиристоры в прошедшее десятилетие тоже не стояли на месте. Оба этих типа МПП продолжали развиваться, улучшая свои характеристики, и хотя их достижения в этом плане, как более зрелых приборов, были скромнее тех, что имели место у МОП и IGBT, но все же они были.

Основные мировые производители БМТ, а таковыми в настоящее время являются хорошо известные в мире электроники фирмы Motorola (ON-Semiconductor), STMicroelectronics, Philips, Toshiba и ряд других, а также российские фирмы «Электронприбор» (Фрязино), «Пульсар» (Москва), «Кремний» (Брянск), «Искра» (Ульяновск), «Электроника» (Воронеж) и белорусское объединение «Интеграл» (Минск), продолжали совершенствовать этот класс приборов по следующим направлениям:

- максимальное внедрение методов планарной технологии, позволяющих не только резко снизить токи утечки, но и повысить температурную стабильность и заметно уменьшить разброс получаемых значений у большинства нормируемых электрических параметров;

- внедрение конструктивно-технологических решений, использующих активное недонасыщение транзисторного ключа, позволяющих заметно снизить и стабилизировать по величине временные параметры (времена включения, рассасывания и спада), при сохранении небольших (≤ 1 В) значений остаточного напряжения (U_{CESAT}) на транзисторе в открытом состоянии ключа;
- внедрение конструктивно-технологических решений на основе использования структур с многократной эпитаксией и «перфорированным» эмиттером, позволяющих расширить их области безопасной работы ОБР(F) и ОБР(R) и повысить перегрузочные способности транзисторов как по току, так и по напряжению.

В результате появились новые эффективные семейства высоковольтных транзисторных ключей типа SwitchMax, SwitchMode, H2BIP и ряд других, позволяющих традиционным БМТ занимать устойчивые позиции в тех устройствах и изделиях силовой электроники, где оптимальная частота коммутации или преобразования лежит в диапазоне от 10 до 50...70 кГц (иногда до 100...150 кГц) при уровне выходной мощности от единиц Вт до нескольких кВт [5, 6, 7, 8]. При этом оптимальный диапазон коммутируемых токов для БМТ составляет 1...50 А, а диапазон коммутируемых напряжений 200...2000 В. Для устройств, функционирующих при уровнях рабочего напряжения на ключе менее 200 В, применение БМТ не является оптимальным, уступая здесь место MOSFET. Для сверхвысоковольтных применений, свыше 2000 В, более оптимальным является использование IGBT и запираемых типов тиристоров. Технологические достижения в производстве различных типов тиристоров, имевшие место в 90-е годы,

а также перспективы их развития подробно описаны в литературе [9, 10].

Полная структура мирового рынка МПП, используемого для обеспечения устройств силовой электроники, с указанием всех составляющих, процентной доли, а также объемов годового выпуска в денежном выражении, представлена на рис.1.

Приводимые здесь цифры на конец 2000 г. получены расчетным путем, как результат экстраполяции данных за 1996 год, приводимых в обзорной статье [9], при известном среднем годовом приросте за последние пять лет по каждой указанной позиции. Для MOSFET этот годовой прирост был максимальным – 12%, для IGBT – 9%, для БМТ – 7%, для тиристоров – 5%, для диодов – 7% и для мощных ИС, включая «интеллектуальные» схемы – 11%. Эти данные, отражающие объективную картину сложившегося состояния дел на рынке МПП и позволяющие сделать определенные прогнозы на будущее в сфере силовой электроники, полезно знать всем разработчикам электронных устройств перед принятием ответственного решения о выборе того или иного типа силового вентиля для своей схемы.

ОБОБЩЕННАЯ ПРАКТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Требования к транзисторным ключам

Мощные транзисторы (МТ), применяемые в современных устройствах силовой электроники, как правило, работают в ключевых режимах, пропускающая через себя, либо блокируя потоки электроэнергии в соответствии с командами, поступающими от схемы управления устройства.

Технические требования, предъявляемые к транзисторным ключевым элементам, известны:

- в открытом состоянии ключа они должны обладать минимальным сопротивлением R_{ON} на участке коллектор-эмиттер или сток-исток транзистора во всем диапазоне рабочих токов устройства, минимизируя тем самым уровень остаточного напряжения U_{ON} на открытом ключе и связанные с этим мощностные потери проводимости, которые принято называть статическими потерями ключа;
- в закрытом состоянии ключа транзисторы должны выдерживать, т.е. блокировать максимально-возможные напряжения между их электродами, возникающие в используемой схеме устройства, включая возможные всплески во время переходных процессов. При этом уровень токов утечки, «просачивающихся» через ключ, должен быть минимально-возможным, практически сводя к нулю потери мощности на МТ в данном режиме отсечки;
- времена переключения МТ из закрытого состояния в открытое и обратно должны быть как можно короче, что позволит иметь минимальные мощностные потери коммутации, называемые динамическими потерями ключа.

Помимо указанного, важным показателем для МТ, как ключевых элементов, является уровень требований, налагаемых к их цепям управления, т.е. к цепям раскочки по управляющему электроду. Очевидно, что чем проще требования к этим цепям, в том числе чем меньше уровень импульсной и средней мощности, необходимой для обеспечения режимов включения и выключения ключа и поддержания его в том или ином квазистатическом состоянии, тем более качественным ключевым элементом считается МТ. И, наконец, есть еще один показатель качества для любого МТ – это энергетические возможности ключа в рабочих режимах и его теплофизическая устойчивость к импульсным перегрузкам, которые на практике часто имеют место. Данные показатели для транзисторов характеризуются, во-первых, максимально-допустимой температурой перехода T_{jmax} и тепловым сопротивлением переход-корпус $R_{th(j-c)}$, и во-вторых, областями безопасности работы – ОБР (Safe Operating Area – SOAR),

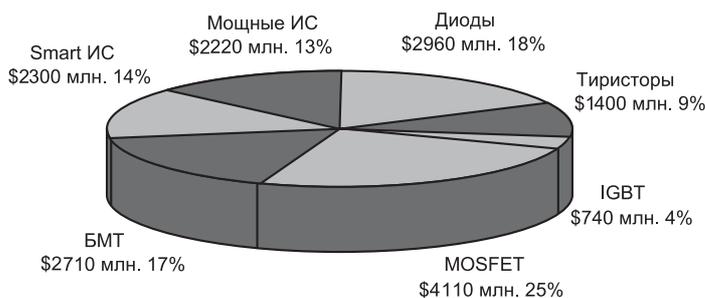


Рис.1. Структура мирового рынка МПП для силовой электроники. Общая емкость рынка в 2000 году \$16,640 млрд.

т.е. максимально-допустимыми сочетаниями тока I , напряжения U и длительности импульсов t_p для различных рабочих режимов.

Устойчивость МТ к перегрузкам по току характеризуется либо специальными перегрузочными областями работы (Overload or Accidental Area), либо специально нормируемыми режимами короткого замыкания (Short Circuited Rating). Для характеристики перегрузочной способности МТ по напряжению на практике используется нормирование уровней энергии вторичного пробоя $E_{св}$ – для БМТ, или энергии лавинного пробоя $E_{ав}$ – для MOSFET и IGBT. Естественно, чем шире нормируемые ОБР, т.е. чем больше допустимые сочетания $I_{max}/U_{max}/t_{pmax}$ и чем больше допустимые значения перегрузочных параметров, тем более качественным ключом считается рассматриваемый транзистор.

Именно исходя из совокупности вышеперечисленных технических требований, как критериев качества, в сочетании с экономическими факторами, и должна вестись сравнительная оценка любого переключающего МТ, при проектировании устройств силовой электроники.

ТЗ на разработку устройства – основа проектирования

Известно, что проектированию (разработке) любого относительно сложного электронного оборудования предшествует разработка технического задания (ТЗ) на проведение работ. Хорошо составленное ТЗ дает четкое представление о функциональном назначении устройства, типе и характере изменения нагрузки и уровне выходной мощности, содержит данные о диапазоне изменения и параметрах входного питания, указания о необходимости или необходимости электрической развязки между входом и выходом. Кроме того, должны быть заданы требования к обеспечению точности выходных параметров и температурному диапазону, а также к конструктивным и массогабаритным показателям, к КПД устройства и т.д. В последнее время принято также задавать и требования к электромагнитной совместимости проектируемого устройства с питающей сетью. Помимо технических требований, в ТЗ могут присутствовать и стоимостные ограничения, а иногда и прямые

указания на использование той или иной элементной базы устройства.

Грамотно составленное ТЗ – это основа успешного проведения всей разработки и во многом определяет как выбор топологии схемы устройства, так и непосредственно связанный с этим выбор МПП для выходных каскадов.

Типовые стадии в процессе выбора силовых ключей

Процесс выбора наиболее оптимального ключевого элемента для выходного каскада или нескольких каскадов схемы, как и выбор ее конфигурации – топологии схемы, носит, как правило, итерационный характер. Т.е. итоговый выбор силовых ключей, как и всей схемы в целом, обычно происходит не сразу, а постепенно, в несколько этапов на основе технико-экономического сравнения нескольких альтернативных вариантов, с возможным возвратом уже проведенного анализа назад и рассмотрением вновь возникших аргументов сравнения. При этом не существует жестко установленных правил или универсальных процедур данного процесса, но все же, основываясь на своем, более чем двадцатилетнем опыте работы разработчиком контрольно-измерительного и испытательного оборудования для различных типов мощных транзисторов и опыте общения с другими разработчиками по вопросам применения транзисторов в устройствах силовой электроники, автор данной публикации выделяет следующие типовые стадии в процессе технико-экономического анализа, определяющего итоговый выбор силовых ключей.

Этап 1. Выбор силовых ключей, связанный с проработкой вариантов реализации схемы

На этом этапе разработчик определяется с выбором конфигурации – топологии схемы и устанавливает требования к выходным ключам выбранной схемы по пиковым значениям рабочего тока, напряжения и коммутируемой мощности и, исходя из установленных значений $I_{m,max}$, $U_{m,max}$ и $P_{m,max}$, производит предварительный выбор МПП для выходных каскадов. Основой для выбора топологии схемы служат, в первую очередь, требования ТЗ по уровню выходной мощности устройства, по уровню входного питания, по массогабарит-

ным показателям и КПД, а также условия электрической развязки «вход-выход». Например, если предстоит разработка преобразователя для промышленного электропривода, мощностью 20 кВт, с входным питанием от трехфазной сети переменного тока 380 В / 50 Гц, то почти наверняка, в качестве основного варианта реализации разработчик будет рассматривать мостовую схему. При этом довольно быстро рассчитав, что уровень рабочего напряжения на каждом из четырех выходных ключей схемы будет составлять с учетом переходных процессов около 800 В, при уровне пиковых токов до 100 А и уровне пиковой коммутируемой мощности до 80 кВт, разработчик данного устройства, также почти наверняка, в качестве силовых ключей этой схемы будет рассматривать либо тиристоры, например IGCT (Integrated Gate Control Thyristor) – запираемый тиристор с интегрированной схемой драйвера [9], либо IGBT в модульном исполнении. Более конкретный выбор он сделает на последующих стадиях разработки.

Если же, например, предстоит разработка ИВЭП, с питанием от однофазной сети 220 В / 50 Гц, мощностью 200 Вт, с жесткими требованиями по массогабаритным показателям и КПД, с необходимостью электрической развязки входа от выхода, то эти требования ТЗ также в значительной степени определяют выбор разработчика как по топологии схемы, так и по типам МПП в ее выходных каскадах. Так, в рассматриваемом примере разработчик скорее всего остановится либо на схеме обратногоходового или прямоходового преобразователя (однотактные схемы), либо на полумостовой (двухтактной) схеме. Более конкретный выбор он сделает несколько позднее, рассмотрев другие требования ТЗ, а также определившись более точно с требованиями к ключевым элементам в каждом варианте реализации схемы.

В зависимости от конфигурации схемы эти требования могут отличаться по многим параметрам. Так, в последнем примере при использовании обратногоходовой схемы, уровень рабочего напряжения на выходном ключе, в зависимости от величины напряжения на нагрузке будет составлять от 600 до 1000 В, при уровне пикового тока до 5 А и пиковой коммутируемой мощности до

5 кВт, а при использовании схемы полумоста – уровень рабочего напряжения на каждом из двух выходных ключей будет составлять с учетом переходных процессов примерно 400...450 В, при уровне пиковых токов до 3 А и пиковой коммутируемой мощности до 1,3 кВт. Ясно, что как для одной, так и для другой конфигурации схемы, разработчик в этом примере будет использовать транзисторные типы выходных ключей. При этом здесь могут использоваться как БМТ, так и MOSFET и IGBT. Причем каждый из этих трех типов МТ может быть представлен довольно широкой номенклатурой близких по параметрам приборов. На каком конкретно из них остановит свой выбор разработчик, определяют последующие этапы сравнительного анализа.

Этап 2. Выбор силовых ключей после определения топологии схемы

На этом этапе разработчик, определившись с топологией схемы, либо с одним из возможных вариантов ее реализации, начинает **сравнительный анализ** конкурирующих типов транзисторов по совокупности технических показателей в расчете на их использование в схеме данной конфигурации (в данной статье нас интересуют случаи, где в качестве силовых ключей из всех возможных типов МПП используются именно мощные транзисторы – МТ) Можно выделить четыре подэтапа сравнения МТ по техническим показателям.

Подэтап 1. Все транзисторы, претендующие на использование в схеме данной конфигурации, сравниваются между собой по тем параметрам и характеристикам, которые приводятся в их спецификациях или технических условиях (ТУ) и которые характеризуют указанные выше (см. п.2.1) статические, динамические и энергетические показатели транзисторов как ключевых элементов.

Определившись с комплексом нормируемых в ТУ ключевых показателей для каждого из конкурирующих типов МТ и сравнив их между собой, разработчик в значительной мере уже делает свой выбор как в пользу того или иного типа МТ (БМТ, MOSFET или IGBT), так и в пользу того или иного конкретного прибора из всей возможной номенклатуры в пределах данного типа приборов. Во всяком случае после первого этапа он уже заметно локализует свой выбор, ограничивая

его, как правило, 2-3 конкретными позициями, однако ему еще необходим ряд сравнений.

Подэтап 2. В соответствии со вторым подэтапом сравнительного анализа технических показателей, разработчик должен определить уровень статических, динамических и полных потерь мощности, выделяемых на каждом из оставшихся в рассмотрении конкурирующих МТ в выбранной для реализации схеме устройства. Определение этих потерь P_{LOSS} , выполняется расчетным путем

$$P_{LOSS} = E_{LOSS} f_{sw}, \text{ где } E_{LOSS} = \int_0^{\tau_{sw}} u i dt,$$

после снятия временных диаграмм мгновенных значений рабочего тока «i» и напряжения «u» за период τ_{sw} частоты преобразования $f_{sw} = 1/\tau_{sw}$.

Наиболее достоверные результаты при этом получаются в случае схематехнического макетирования реальной схемы устройства. Компьютерное моделирование также может использоваться для регистрации временных диаграмм в критичных точках схемы и последующего расчета мощностных потерь на МТ, что подробно представлено в статье А.Кая [2]. Получаемые значения мощностных потерь на каждом из конкурирующих приборов позволяют определить как температуру T_c их корпусов при известной температуре T_a окружающей среды ($T_c = T_a + P_{loss} \times R_{th(c-a)}$, где $R_{th(c-a)}$ – тепловое сопротивление корпус – окружающая среда для данного МТ), так и температуру T_j их переходов в рабочих режимах ($T_j = T_c + P_{loss} \times R_{th(j-c)}$, где $R_{th(j-c)}$ – тепловое сопротивление переход-корпус для данного МТ). Естественно, все эти данные еще больше приближают разработчика к окончательному выбору выходных МТ для проектируемого устройства.

Подэтап 3. В соответствии с третьим подэтапом сравнительного анализа технических показателей, разработчик должен нанести на графическую плоскость $I_{BbX} - U_{BbX}$ траекторию рабочей точки выходных МТ в рассматриваемой схеме и соотнести ее с нормируемыми границами областей безопасной работы при прямом смещении управляющего электрода – ОБР(F) – для моментов включения транзистора и нахождения его в состоянии проводимости, а также с нормируемыми границами областей безопасной работы при обратном динамическом смещении управляющего электрода – ОБР(R)

– для моментов выключения транзистора и нахождения его в состоянии отсечки. Указанную траекторию рабочей точки МТ, как и мощностные потери, необходимо получать на основе регистрации временных диаграмм мгновенных значений рабочего тока «i» и напряжения «u» либо в процессе схематехнического макетирования схемы устройства, либо в процессе компьютерного моделирования. Сравнение получаемых траекторий рабочих точек различных МТ с их границами ОБР, позволит определить запасы устойчивости сравниваемых приборов в рабочих режимах, что также весьма важно для разработчика.

Подэтап 4. На четвертом, последнем подэтапе сравнения технических показателей транзисторных ключей для данной топологии схемы, разработчику устройства необходимо сравнить конкурирующие приборы по показателям устойчивости к импульсным перегрузкам по току и напряжению. Как уже указывалось, в отношении тока это определяется либо перегрузочными областями работы, либо специально оговоренными режимами короткого замыкания.

Устойчивость по напряжению характеризуется величиной энергии вторичного пробоя E_{SB} или лавинного пробоя E_{AV} . Очевидно, чем больше у данного рассматриваемого МТ запас между нормируемыми значениями указанных перегрузочных параметров и теми импульсными перегрузками, которые могут иметь место в реальной схеме устройства, тем весомее аргументы в пользу итогового выбора именно этого МТ со стороны разработчика.

Этап 3. Сравнение по стоимостным показателям

После завершения сравнительного анализа конкурирующих МТ по техническим показателям наступает этап сравнения по стоимости приборов. Значимость стоимостного фактора, также как и отдельных вышеприведенных технических показателей, в каждом конкретном случае может быть различной, и здесь не может быть общих правил и рекомендаций. Тем не менее на практике нередки случаи, когда именно этот этап технико-экономического сравнения конкурирующих приборов оказывается решающим для итогового выбора разработчика в пользу того или

иного типа МТ. Причем опять же нередко случаи, когда выбранный в качестве оптимального прибора транзистор может уступать другому конкурирующему прибору по целому ряду важных технических показателей, но иметь при этом более низкую стоимость.

В целом можно сделать вывод, что указанный итоговый выбор мощного транзистора определяется неким условным соотношением цена/качество для каждого конкурирующего прибора, которое хотя и не выражается в каких-то конкретных цифрах и единицах измерения, тем не менее может быть определено разработчиком, исходя из его опыта и результатов вышеуказанного сравнительного анализа.

Помимо всего отмеченного, достаточно важное значение для итогового выбора разработчика могут

также играть такие факторы, как возможности оперативного приобретения приборов, условия их поставок, а также то, какие фирмы эти приборы производят. Определенное значение могут иметь и условия информационно-технической поддержки потребителя МПП со стороны их изготовителей и дистрибьюторов.

Продолжение в следующем номере журнала «Электронные компоненты». Речь пойдет о 6 областях преимущественного использования MOSFET, БМТ и IGBT.

Литература

1. Дуплякин Е. IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор. *Электронные компоненты*, 2000, №1.

2. Кай А. IGBT или MOSFET? Практика выбора. *Электронные компоненты*, 2000, №2.

3. Силовые полупроводниковые приборы. Сборник заметок по применению фирмы IR. Перевод под редакцией В.Токарева. Воронеж, 1995.

4. Силовые IGBT-модули. Материалы по применению фирмы Siemens, под редакцией Ю.Розанова, изд-во «Додэка», 1997.

5. *Power Applications Manual*. Motorola, 1996.

6. *Toshiba Power Transistor Handbook 1998*.

7. *High-Voltage and Switching NPN Power Transistors. Data Handbook*, Philips, 1997.

8. *Energy Efficient Semiconductors for Lighting*. Br. 480/D, rev.1. Motorola, 1997.

9. Jean-Marie Peter. *Power Components: State of the Art, Evolutions and Trends. Proceedings PCIM*, 1997.

10. Jean-Marie Peter. *Main Future Trends for Power Semiconductors. Proceedings PCIM*, 1999.

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ – IGBT, MOSFET, А МОЖЕТ БЫТЬ БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР?

(Продолжение. Начало см. ЭК №2, 2001 г.)

Валерий Шерстюк, ведущий специалист по техническому маркетингу и применению мощных полупроводниковых приборов, ЗАО «ФЗМТ»

В предыдущем номере журнала «Электронные компоненты» текущего года мы привели обобщенную методику выбора транзисторов при проектировании устройств силовой электроники.

Рассмотрим технико-экономические показатели БТИЗ (IGBT), МОП МТ (MOSFET) и БМТ (BPT). Именно они определяют области наиболее эффективно применения каждого из трех типов транзисторов. Наибольший интерес при этом для нас будут иметь случаи их использования в составе изделий массового спроса.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРАНЗИСТОРОВ В ПРИЛОЖЕНИИ К СИЛОВЫМ УСТРОЙСТВАМ МАССОВОГО СПРОСА

Особенности проектирования устройств массового спроса

Проектирование силовых устройств и блоков, входящих в состав изделий массового спроса, имеет ряд особенностей. В первую очередь это относится к топологии схемы. Как правило, оптимальная топология схем для подобных применений уже определена. Так, например, известно, что в блоках строчной развертки телевизоров и блоках электронного зажигания автомобилей используются схемы обратногоходового преобразователя, в блоках ЭПРА – электронных балластах для люминесцентных ламп – при входном питании от сети переменного тока ~ 230 В / 50 Гц (Европейский стандарт), практически повсеместно используется схема полумостового инвертора; при питании от сети ~ 115 В / 60 Гц (Североамериканский стандарт) – наиболее оптимальным вариантом реализации выходного инвертора является push-pull схема и т.д.

Требования к выходным ключам по уровням пиковых значений тока $I_{m,max}$ напряжения $U_{m,max}$ и коммутиру-

емой мощности $P_{m,max}$ в подобных схемах также уже определены довольно четко, и их варьирование связано только с различным уровнем выходной мощности устройств. Поэтому задача разработчика подобных силовых устройств несколько упрощена – ему, как правило, можно сразу переходить к этапу, который непосредственно связан с выбранной конфигурацией схемы. При этом задача оптимального выбора силовых ключей для выходных каскадов схемы может упроститься, если разработчик сумеет определить, что его устройство или блок попадает в так называемую «нишу» преимущественного использования транзисторов определенного типа. Дело в том, что каждый из трех типов рассматриваемых в данной статье транзисторов – БТИЗ, МОП МТ и БМТ – имеет свои достоинства и недостатки. В соответствии с этим логично предположить, что должны существовать области практического применения, где использование именно одного из этих трех типов МТ будет наиболее предпочтительным. Очевидно, что в этих применениях совокупность достоинств данного типа МТ должна заметно превалировать над его недостатками, и итоговое соотношение «цена/качество» для этого типа МТ должно быть лучше, чем у двух других типов конкурирующих приборов. Эти области преимущественного использования, которые можно назвать «нишами» применений, действительно существуют. И хотя эти «ниши» не являются чем-то застывшим и неизменным, их знание полезно, т.к. может быстрее привести разработчика оборудования к выбору оптимального ключевого элемента. Рассмотрим некоторые из них.

Области преимущественного использования МОП МТ

Достаточно очевидно, что для МОП МТ такой «нишей», где их достоинства проявляются наиболее вы-

годным образом, являются силовые устройства, функционирующие при сравнительно небольшом (менее 200 В) уровне рабочих напряжений на выходном ключе. При этом сразу следует указать, что малый уровень входного питания U_{cc} сам по себе еще не означает низковольтности применений для МТ. Так, например, в блоке электронного зажигания автомобилей при $U_{пит} = 12...24$ В уровни рабочего напряжения на выходном МТ в связи с использованием схемы обратногоходового преобразователя могут достигать 400 В и выше, что требует применения достаточно высоковольтного транзистора и, следовательно, не попадает в сферу рассмотрения «ниши» МОП МТ.

Низковольтные МОП МТ, выбор которых сейчас весьма широк, имеют все основания считаться наиболее совершенными ключевыми элементами из всех типов современных МПП. Этот подкласс МОП МТ обладает не только минимальными динамическими потерями и незначительным потреблением мощности по цепям управления, но и очень низкими статическими потерями (обусловлено малыми значениями сопротивления R_{ON} в открытом состоянии ключа). Небольшая величина R_{ON} у низковольтных МОП МТ получается, несмотря на отсутствие эффекта модуляции проводимости в структуре этого типа МПП. Дело в том, что вклад немодулируемого участка эпитаксиальной структуры в общее значение сопротивления R_{ON} у низковольтных МОП МТ, в отличие от высоковольтных приборов этого типа, очень незначителен. В основном значение R_{ON} здесь зависит от сопротивления участка канала непосредственно под затвором транзистора, а оно может быть сведено к минимуму многочисленными технологическими приемами. Низковольтные МОП МТ обладают также хорошими энергетическими показателями, выражающимися в

прямоугольных границах импульсных ОБР, а также высокой перегрузочной способностью по току и напряжению. Ток в режиме короткого замыкания (КЗ) у МОП МТ ограничивается на безопасном уровне строго-пентодным характером выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ), мало зависящих от напряжения сток-исток. Следовательно, десятимикросекундные режимы КЗ, которые могут возникнуть на практике, не опасны для этого типа приборов, т.к. фактически укладываются в границы нормируемых для них импульсных областей безопасной работы¹ (ОБР(F)).

Перегрузочная способность МОП МТ по напряжению, характеризуемая величиной энергии лавинного пробоя E_{AV} (Avalanche energy), когда траектория рабочей точки МТ может кратковременно выходить за пределы нормируемых для них границ ОБР(R) и достигать области лавинного пробоя, у современных МОП МТ также имеет лучшие показатели, среди всех трех типов рассматриваемых МТ. Типовые значения E_{AV} для низковольтных МОП МТ лежат, как правило, в диапазоне 500...1000 мДж, что недостижимо ни для БМТ, ни для БТИЗ, за исключением вариантов специального схемотехнического исполнения приборов с ограничительным стабилизатором в цепи коллектор-база транзистора.

Как уже отмечалось, наибольшие технологические достижения для МОП МТ за последнее десятилетие связаны именно с низковольтными вариантами этих типов приборов. Ведущие зарубежные фирмы-изготовители этого типа МПП, а к таковым следует отнести такие фирмы как International Rectifier – IR (США), Infineon Technologies (дочернее предприятие фирмы SIEMENS – Германия), Ixys Corp (США), STMicroelectronics (Франция), Siliconix (США), TOSHIBA (Япония) и ряд других, продолжали совершенствовать низковольтные МОП МТ по всем параметрам. Фирма IR – несомненный лидер в разработке и серийном производстве МОП МТ – за это время подготовила и освоила выпуск нескольких поколений (5-е, 7-е, 8-е) низковольтных МОП МТ, специально предназначенных для использования в узлах и блоках автомобильной электроники, а также в системах питания и зарядных устройствах портативной электроники, включая персональные ком-

пьютеры, средства телекоммуникации и связи. Подробная информация об этом представлена в серии статей В. Башкирова [11,12,13,14]. Здесь только хочется отметить, что достигнутые значения по параметру R_{ON} у лучших образцов МОП МТ при $U_{DSmax} = 20...30$ В и $I_{DSmax} = 55$ и 75 В, составляют сейчас всего лишь несколько миллиОм (в корпусах ТО-220 и D2PAK).

Эти показатели низковольтных МОП МТ практически не дают никаких шансов использования в низковольтных применениях двум другим типам МПП – БМТ и БТИЗ, поэтому чаще всего сравнительный анализ (по выбору оптимального ключа в этой сфере применения) ведется не между тремя типами МПП, а между несколькими различными типами низковольтных МОП МТ.

Тем не менее следует указать, что в настоящий момент на российском рынке, где зачастую реализуются, не самые последние разработки зарубежных фирм, биполярные транзисторы – БМТ – находят достаточно широкое применение в сфере низковольтных устройств, в частности в ряде узлов автомобильной электроники. Это обусловлено не только гораздо более низкой ценой отечественных БМТ по сравнению с МОП МТ, но также и тем, что во многих узлах и блоках автомобиля современные МТ используются взамен электромеханических реле в качестве электронного ключа (Chopper) индуктивной нагрузки, с ограничиваемым с помощью диода уровнем напряжения. При этом используемая частота коммутации данных ключей незначительна (обычно менее 1кГц), что нивелирует такие достоинства МОП МТ, как быстродействие и малые динамические потери. Поэтому составные БМТ, обладающие большим коэффициентом усиления по току h_{21E} , и поэтому не требующие энергоемких цепей расщетки, имеющие к тому же небольшие (менее 1,0 В) уровни остаточного напряжения ($U_{CE SAT}$) на открытом ключе, вполне могут оказать определенную конкуренцию низковольтным МОП МТ в ряде таких узлов, например, в блоках регуляторов напряжения автомобильных генераторов, в том числе и в случае реализации данных блоков в виде гибридных микросборок.

К таким эффективным БМТ можно отнести отечественные составные транзисторы типа КТ829АМ, КТ829АТ, технические данные которых приведены в таблице 1.

Что же касается БТИЗ, то он, представляя собой МПП, созданный специально для высоковольтных применений (свыше 400 В), не претендует на конкуренцию с низковольтными МОП МТ, и его развитие по этому направлению не предусматривается.

Области преимущественного использования БМТ

Одной из основных областей применения, в которой БМТ сохранили и, по всем признакам, еще долго будут сохранять доминирующее положение, т.е. фактически «нишу» применений для этого типа МТ, следует назвать блоки строчной развертки телевизоров и мониторов, в том числе включая модели с высокой разрешающей способностью. Налагаемые технические требования к ключевым элементам на выходе данных блоков достаточно жесткие: эти ключи должны обладать высокой блокирующей способностью по напряжению и иметь значения параметра $U_{CBO,max}$ от 1500 В до 2000 В, при уровне коммутируемых токов I_{cm} от 3 А до 20 А и частотах коммутации от 15 кГц до 110 кГц (в зависимости от величины экрана и разрешающей способности монитора). Для обеспечения указанных рабочих частот время нарастания и спада транзистора должны быть не более 0,1...0,3 мкс, а для получения небольшого уровня статических потерь на ключе уровень остаточного напряжения на нем ($U_{CE SAT}$) должен быть не более 1 В. В последние годы фирмы TOSHIBA и Philips провели разработки ряда новых специализированных семейств высоковольтных БМТ, удовлетворяющих всем перечисленным требованиям. В результате на рынке МПП имеются сейчас такие эффективные и сравнительно недорогие приборы, как 2SD2500, 2SC5445, 2SC5143, 2SC5144, 2SC5411, BU2506, BU2508, BU1706 и ряд других. Специальные варианты реализации этих типов БМТ (с индексом «D») имеют в своем корпусе наряду с кристаллом высоковольтного транзистора интегрированный в структуру кристалл обратно-параллельного (демферного) диода. Отечественные предприятия «ЭЛЕКТ-

¹ См. часть 1 – ЭК N2'2001, стр.62

РОНПРИБОР» и «ИСКРА» также провели разработки новых приборов, аналогичных перечисленным зарубежным БМТ, в результате достаточно широкая номенклатура отечественных высоковольтных транзисторов пополнилась такими эффективными транзисторами, как КТ8183А1, КТ8183А2 и КТ8157А. Технические данные этих БМТ приведены в таблице 1. Попытки ряда зарубежных фирм продвинуть на этот емкий сегмент рынка МПП БТИЗ оказались неудачными, т.к. и по совокупности технических характеристик ($U_{CE\ SAT}$, t_i) и более того – по стоимости, высоковольтные БТИЗ заметно уступают используемым здесь БМТ. МОП МТ в данных высоковольтных применениях также не могут составить конкуренцию традиционным биполярным транзисторам, т.к. их статические потери из-за большой величины R_{ON} непозволительно велики. Кроме того и стоимость высоковольтных МОП МТ оказывается слишком высокой.

Еще одной областью массового применения БМТ в сфере устройств силовой электроники, в которой этот

тип МТ сохраняет устойчивые позиции, хотя и испытывает в последнее время конкуренцию со стороны БТИЗ, являются блоки электронного зажигания автомобилей с бензиновыми двигателями. Необходимые для них выходные транзисторы должны иметь уровень граничного напряжения $U_{CE\ SUS}$ не менее 400 В, и при рабочих токах I_c до 10 А их уровень остаточного напряжения $U_{CE\ SAT}$ в открытом состоянии транзистора не должен превышать 1,5...2 В. Кроме того эти ключи должны обладать высоким значением (не менее 300 мДж) энергии вторичного пробоя E_{SB} . Фирма STMicroelectronics, являющаяся лидером в разработке и производстве данной группы полупроводниковых ключей, выпускает в настоящее время специализированное семейство БМТ типа ВU941Z, полностью удовлетворяющих вышеперечисленным требованиям. Фирма ON-Semiconductor также выпускает специализированные для указанного применения БМТ типа ВU323Z.

Все эти типы БМТ представляют собой составные транзисторы с большим коэффициентом усиления по

току ($h_{21E} \geq 150$ ед при $I_c = 10$ А), что позволяет управлять этими ключами непосредственно с выхода специализированных микросхем-контроллеров электронного зажигания, например, типа L 497 или аналогичных, также разработанных фирмой STMicroelectronics. В структуре указанных БМТ между коллектором и базой интегрирован зенеровский диод с пробивным напряжением $U_z \approx 350$ В, что меньше граничного напряжения $U_{CE\ SUS}$ выходного транзистора. Подобное схемотехническое построение структуры позволяет выходному транзистору выдерживать высокие значения энергии вторичного пробоя E_{SB} в случае размыкания цепи нагрузки на выходе высоковольтной обмотки катушки зажигания автомобилей. Специализированные для данных применений БТИЗ также используют интегрированное введение в их структуру зенеровских диодов между коллектором и базой выходного транзистора, что позволяет достичь им необходимых значений по параметру E_{AV} – энергии лавинного пробоя. Примерами таких БТИЗ являются приборы типа ВUK 856-400IZ, ВUK856-450IX

Таблица 1. Технические характеристики транзисторов типа КТ

Тип	Граничное напряжение	Максимальное напряжение коллектор-база	Максимальное напряжение -эмиттер-база	Максимальный постоянный ток коллектора	Максимальный импульсный ток коллектора	Статический коэффициент передачи тока	Напряжение насыщения коллектор-эмиттер	Напряжение насыщения база-эмиттер	Время рассасывания	Время спада	Максимальная постоянная рассеиваемая мощность	Наличие диода "э-к"	Корпус
	$V_{CE0\ SUS}$, В	V_{CBO} , В	V_{EBO} , В	$I_{C\ MAX}$, А	$I_{CM\ MAX}$, А	h_{21E}	$V_{CE\ SAT}$, В	$V_{BE\ SAT}$, В	t_s , мкс	t_i , мкс	P_{MAX} , Вт		
Транзисторы для регуляторов напряжения в автомобилях													
КТ829АМ	100	150	5	10	12	1000	1	1,6	3	0,5	60	+	ТО-220
КТ829АТ	120	120	5	8	12	1000	1,2	1,9	5	1,2	60	+	ТО-220
Транзисторы для использования в блоках строчной развертки телевизоров и мониторов													
КТ8183А1	700	1500	5	5	8	10	1	1,5	3	0,25	100	+	ТО-3P
КТ8183А2	700	1500	5	5	8	10	1	1,5	3	0,25	50	+	ISOWATT218
КТ8157А	800	1500	5	15	25	15	1,5	1,5	3	0,2	150	-	ТО-218
Транзисторы для блоков электронного зажигания автомобилей													
КТ890А1	350	350	5	20	20	300	1,6	2	15	0,5	60	+	ISOWATT218
КТ890А2	350	350	5	20	20	300	1,6	2	15	0,5	100	+	ТО-3P
КТД8252А	350	350	5	15	30	1200	1,8		15	0,5	100	+	ТО-218
Транзисторы для блоков ЭПРА люминесцентных ламп													
КТ8175А	400	700	9	1,5	3	20	1	1,2	2	0,25	25	-	ТО-126
КТ8181А	400	700	9	4	8	40	1	1,3	1,7	0,3	50	-	ТО-220
КТ8182А	400	700	9	8	16	20	1	1,2	1,8	0,3	80	-	ТО-220
Транзисторы для блоков ИВЭП и ЭПРА люминесцентных ламп													
КТ8108А	500	850	5	5	7	30	1	1,1	3,5	0,25	70	-	ТО-220
КТ8136А	450	600	5	7	14	40	1	1,3	2,5	0,2	60	-	ТО-220
КТ859АМ1	400	800	10	3	4	20	1	1,1	2	0,35	40	-	ТО-220
Транзисторы для блоков электропривода, ЭПРА "HID" ламп и сварочных аппаратов													
КТ847АМ1	400	700	8	15	25	25	1	1,6	1,2	0,12	125	-	ТО-3P
КТ886Б1	500	1000	7	10	15	10	1	1,2	3,5	0,25	75	-	ТО-3P
КТ8127Б1	700	1200	7	5	7,5	20	1	1,1	4	0,4	56	-	ТО-3P

фирмы PHILIPS и типа MIP20N35CL, MIP20N 40CL фирмы ON-Semiconductor. Фирма IR также недавно выпустила свой вариант БТИЗ для данного применения – IRGS14C40L. Однако при примерно равных технических показателях с БМТ, стоимость подобных БТИЗ примерно в 2 раза выше, что ограничивает широкое внедрение этих конкурирующих МТ на данный емкий сегмент рынка МПП. Поэтому данную область применения, в которой доля БМТ составляет в настоящий момент около 80%, вполне можно характеризовать как одну из «ниш» данного типа приборов. Отечественные разработки данной группы БМТ-транзисторы типа КТ890 и КТД8252 представлены в таблице 1.

Помимо дискретного исполнения в корпусах ТО-3P (ТО-247) и ISOWATT-247 все перечисленные БМТ и БТИЗ могут использоваться и в бескорпусных вариантах при реализации гибридных микросборок (Power Circuits), входящих в состав микропроцессорных систем управления работой двигателя современных автомобилей.

Еще одной традиционной областью массового применения БМТ, в которой они занимают и наверняка еще долго будут занимать устойчивые позиции, является силовая электроника аэрокосмического и оборонного назначения. Предъявляемые военными стандартами жесткие требования к температурному диапазону, к радиационной стойкости и другим спецвоздействиям, а также довольно высокие требования к корпусированию приборов, включая энерго-, термостойкость и виброустойчивость, исключают из этой сферы применения многие типы МОП МТ и БТИЗ, которые в аналогичных коммерческих применениях, например, в ИВЭП или электронных балластах, могут успешно использоваться. Одной из причин этого является наличие как в МОП МТ, так и в БТИЗ так называемой «проблемы паразитных структур». Дело в том, что внутри кристаллов этих типов МПП присутствуют (интегрированы) паразитные активные элементы – биполярные п-р-п транзисторы (здесь и далее по тексту имеются в виду п-канальные МОП МТ и БТИЗ). Эти паразитные элементы являются неотъемлемой составной частью структур современных МОП МТ и БТИЗ, т.к. образуются из сочетаний р-

п переходов, используемых для реализации функционального назначения этих двух типов МПП.

В МОП МТ паразитный п-р-п транзистор, присутствующий в каждой элементарной ячейке, оказывается подключенным параллельно между стоком и истоком основного транзистора, а в БТИЗ этот паразитный элемент, также присутствующий в каждой элементарной ячейке, оказывается подключенным между стоком и истоком входного МОП-транзистора, образуя при этом с основным выходным р-р-п транзистором нежелательную четырехслойную п-р-п-р структуру тиристорного типа. В общем-то таким же паразитным элементом можно считать и внутренний (тельный) обратнопараллельный диод, присутствующий в современных МОП МТ между стоком и истоком. Но если этот диод во многих случаях можно считать достоинством МОП-транзисторов (т.к. он может использоваться в схеме для демпферных функций), то упомянутые паразитные п-р-п транзисторы – как в МОП МТ, так и в БТИЗ – всегда играют отрицательную роль. Их присутствие в составе структур этих приборов несомненно является недостатком и слабым местом как одного, так и другого типа МПП. Несвоевременное включение данных паразитных транзисторов, которое может произойти в случае быстрых изменений напряжения на выходе МОП МТ или БТИЗ после коммутации индуктивно-емкостной нагрузки при больших уровнях рабочего тока приводит к замыканию участка между стоком и истоком или коллектором и эмиттером, что, как правило, вызывает пробой прибора. Наиболее вероятно это может проявляться в схемах мостового типа. Т.к. исключить нежелательные элементы из структур этих МТ нельзя, то задачей разработчиков МОП МТ и БТИЗ становится необходимость «заглушить» паразитные транзисторы технологическими приемами, максимально затруднив их несанкционированное включение. Современные методы изготовления МПП позволяют решать эти задачи, тем не менее в спецификациях на МОП МТ и БТИЗ должна присутствовать информация о максимально допустимых значениях dU/dt и dI/dt , которые не должны превышать. В обычных условиях эксплуатации эти требования, как правило, выполняются, однако в условиях спецвоз-

действий на МТ может произойти неконтролируемая нежелательная активация упомянутых паразитных транзисторов с непредсказуемыми последствиями. Традиционные биполярные транзисторы – БМТ – не имеют подобных опасных паразитных элементов в своих структурах, поэтому разработчики силовой спецтехники предпочитают использование именно этого типа МТ. Тем не менее необходимо сказать, что последние технологические достижения в производстве МПП, включая и корпусирование приборов, позволяют ряду транзисторов из спецноменклатуры МОП МТ и БТИЗ выдерживать жесткие требования военных стандартов и начать, хотя и ограниченное, но все же использование этих приборов в ответственной сфере военной и аэрокосмической электроники [15], нарушив тем самым монопольное положение БМТ в этой «нише» применений.

Области преимущественного использования БТИЗ

Основной «нишей» применения БТИЗ, т.е. областью силовой электроники, где их достоинства проявляются более выгодно по сравнению с другими типами МПП, является электропривод промышленного назначения с диапазоном мощностей от 1 кВт до 100 кВт.

Используемые в выходных каскадах электрических преобразователей электропривода БТИЗ, как правило, представлены в модульных вариантах исполнения. Причем все чаще в корпусе модуля присутствуют не только чипы непосредственно выходных транзисторов и обратнопараллельных диодов, необходимых при использовании схем мостового типа, но также и чипы управляющих микросхем и схем защиты БТИЗ от опасных режимов. В зависимости от величины входного сетевого напряжения электропривода и типа управляемого двигателя требуются различные сочетания пиковых значений напряжения и тока для используемых ключевых элементов. В результате были разработаны и производятся различные семейства модулей, перекрывающих диапазон по пиковому напряжению $U_{m,max}$ от 600 В до 3 кВ и пиковому току $I_{m,max}$ от 50 А до 2000 А. В стадии разработки находятся и еще более мощные приборы с уровнем пикового напряжения до 6...7 кВ и

уровнем пикового тока до 3000 А. Ввиду того, что необходимая рабочая частота в подобных преобразователях, как правило, довольно низкая (5...10 кГц, редко до 20...30 кГц), то достигаемый уровень остаточного напряжения $U_{CE SAT}$ в открытом состоянии БТИЗ данного применения получается небольшим (1,5...2,5 В), что способствует и небольшим статическим потерям, которые на указанных низких частотах определяют и общий уровень потерь мощности. Основными производителями IGBT(БТИЗ)-модулей являются такие фирмы, как Infineon Technologies, EUPEC, ABB, HITACHI, FUJI, SEMIKRON и ряд других. Определенную конкуренцию БТИЗ-модулям в промышленном электроприводе в нижней части указанного диапазона мощностей оказывают БМТ-модули, реализуемые на основе составных транзисторов по двух- или трехкаскадной схеме Дарлингтона.

В верхней части указанного диапазона мощностей конкурентами БТИЗ-модулей в промышленном электроприводе выступают тиристоры, в том числе считающиеся весьма перспективными IGBT. Тем не менее большинство экспертов считают именно БТИЗ наиболее перспективным силовым ключом для подобных применений, т.к. он гораздо лучше, чем конкурирующие приборы, стыкуется с логическими цепями управления и защиты, что позволяет создавать высокоэффективные и надежные коммутационные устройства, так называемые «интеллектуальные» модули, которые по всем прогнозам займут доминирую-

щие позиции в высоковольтных применениях, где уровень выходной мощности превышает один киловатт. МОП МТ в данных высоковольтных применениях практически не используются из-за большого уровня статических потерь и высокой цены приборов.

Помимо промышленного электропривода, БТИЗ в настоящее время достаточно широко представлен еще в ряде применений, в том числе в электроприводе бытового назначения (стиральные машины, холодильники, кондиционеры и т.д.), в устройствах катодной защиты газо- и трубопроводов от коррозии, электронных аппаратах электросварки и т.д. Но все эти области применения еще нельзя назвать «нишами» БТИЗ, т.к. и два других типа рассматриваемых МТ-БМТ и МОП МТ, а также некоторые типы тиристоров, включая триаки, также достаточно широко представлены в вышеперечисленных изделиях и устройствах массового спроса.

Объемы выпуска БТИЗ в дискретных вариантах приборов в настоящее время незначительны (~1% от общего объема выпуска МПП), тем не менее ряд известных фирм – IR, STMicroelectronics, Infineon, TOSHIBA, ON-Semiconductor и некоторые другие – успешно развивают этот класс МПП. Представленные указанными фирмами новые разработки дискретных БТИЗ обладают хорошим сочетанием статических и динамических показателей, что позволяет им конкурировать не только с традиционными БМТ в ряде изделий массового спроса, например, в упоминавшихся блоках электронного зажигания автомо-

билей или электронных балластах для газоразрядных ламп, но также и с МОП-МТ, например, в сетевых ИВЭП средней мощности [16].

Литература

11. В.Башкиров. Новое поколение мощных МОП-транзисторов компании International Rectifier для сетевых преобразователей. Электронные компоненты, №2, 2000.

12. В.Башкиров. Параметрическая оптимизация мощных МОП-транзисторов – ключ к повышению эффективности DC/DC конверторов. Электронные компоненты №3, 2000.

13. В.Башкиров. Программа International Rectifier по созданию элементной базы для DC/DC-конверторов нового поколения. Электронные компоненты, №4, 2000.

14. В.Башкиров. Trench Hexfet – новое поколение транзисторов для портативной электроники. Электронные компоненты, №5, 2000.

15. Б.Омаров. В.Башкиров. International Rectifier расширяет свой бизнес на рынке компонентов для спецтехники. Электронные компоненты, №4, 2000.

16. С. Ambarian. Warp Speed IGBTs-Fast enough to replace Power MOSFETs in Switching Power Supplies at over 100kHz. «IR» Technical Papers, 1997.

Окончание – в следующем номере журнала «Электронные компоненты».

В заключительной части автор познакомит читателей с областями конкуренции транзисторных ключей.

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ – IGBT, MOSFET, А МОЖЕТ БЫТЬ БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР?

(Окончание. Начало см. ЭК №2, 2001 г.)

Валерий Шерстюк, ведущий специалист по техническому маркетингу и применению мощных полупроводниковых приборов, ЗАО «ФЗМТ»

Публикации предыдущих номеров журнала «Электронные компоненты» текущего года познакомили читателей с методикой выбора транзисторов при проектировании устройств силовой электроники и технико-экономическими показателями БТИЗ, МОП МТ и БМТ. Представлены области наиболее эффективного применения каждого из трех типов транзисторов в составе изделий массового спроса.

Заключительная часть статьи посвящена областям конкуренции транзисторных ключей.

Области конкуренции транзисторных ключей

Помимо рассмотренных областей применения, где выбор одного из трех типов транзисторных ключей достаточно определен, есть многочисленные примеры силовых устройств, при проектировании которых подобный выбор сделать весьма сложно, так как преимущества того или иного типа ключевого элемента неочевидны. Наиболее наглядно это проявляется для устройств и блоков небольшой (10...100 Вт) и средней (100...1000 Вт) мощности, функционирующих при среднем уровне высоковольтности (400...800 В), в том числе и тех, что входят в состав изделий массового спроса, являющихся предметом рассмотрения данного раздела. Ввиду неочевидности оптимального выбора транзисторов в этих случаях этапы сравнительного анализа, приводимые в первой части данной статьи, за исключением того, что связан с выбором топологии схемы, необходимо применять в полной мере. Автор публикации надеется, что нижеследующий сравнительный анализ трех типов МТ – МОП, БТИЗ и БМТ применительно к сектору сетевых преобразователей средней мощности, где в принципе может использоваться

любой из этих типов транзисторов, окажется полезным для ориентировки разработчика оборудования, проектирующего аналогичные устройства.

Упомянутый сегмент рынка силовых устройств и блоков небольшой и средней мощности, в котором конкурирующие МТ функционируют при уровнях рабочего напряжения от 400 до 800 В, в качестве питающей сети чаще всего имеет однофазную сеть переменного тока ~ 220 В ±15%, частотой 50 или 60 Гц. Выпрямленные значения этой сети с учетом указанных отклонений входного напряжения составляют диапазон 260...355 В напряжения постоянного тока, которое, как правило, и используется в качестве непосредственного питания U_{cc} для выходных каскадов схемы устройства. В последнее время на входе устройства все чаще используется схема коррективки коэффициента мощности [17], реализуемая, как правило, на основе повышающего (Boost) преконвертора. В этом случае, независимо от колебаний входной сети, напряжение питания выходных каскадов U_{cc} составляет практически постоянную величину, например $U_{cc} = 400$ В. Ввиду того, что в любой схеме имеют место переходные процессы и связанные с этим всплески по питанию, уровень которых зависит от многих факторов (качества фильтров питания, уровня коммутируемых токов, длины связей силовых ключей с цепями питания, типа нагрузки и т.д.), всегда нужно иметь определенный запас между значениями максимально допустимого напряжения $U_{max}(U_{CEmax}$ или $U_{DSSmax})$, приводимого в спецификациях на МТ, и питающим напряжением схемы U_{cc} . Поэтому даже при качественных цепях питания, когда фактически гарантируется, что уровень рабочего напряжения на транзисторе не будет выше, допустим 400 В (например, в

схеме полумоста), все же рекомендуется вводить определенные запасы по величине U_{max} для МТ. При этом необходимо отметить, что если для МОП МТ и БТИЗ величина напряжения U_{max} однозначно определяется параметрами нормируемого пробивного напряжения $U_{(BR)DSS}$ или $U_{(BR)CES}$, определяющих предел по напряжению как границ ОБР(F), так и ОБР(R), то для БМТ ситуация иная. Здесь в качестве предельного напряжения U_{max} может использоваться либо значение граничного напряжения $U_{CEO\ SUS}$, определяющее предел нормируемых границ ОБР(F), либо значения U_{CER} , U_{CEX} или U_{CBO} , определяющие предел нормируемых границ ОБР(R). Если разработчик ориентируется на значения $U_{CEO\ SUS}$, то можно обойтись в схеме без цепей формирования траектории рабочей точки – снабберных C-R-D (или C-R) цепочек. В случае ориентировки на значения параметров U_{CER} , U_{CEX} или U_{CBO} использование снабберных цепочек является обязательным. Сказанное можно пояснить примером. Допустим, разработчик установил, что уровень максимального напряжения на выходных ключах в его схеме с учетом всплесков может достигать величины $U_m = 420$ В. В этом случае он вполне может применять в выходных каскадах МТ с нормируемым значением $U_{max} = 500$ В. При этом если использовать МОП МТ или БТИЗ, то эти приборы, будучи пятисотвольтовыми, должны иметь значения $U_{(BR)DSS}/U_{(BR)CES} = 500$ В. Если же разработчик намерен применить БМТ, но без использования снабберных цепочек, то он должен подобрать транзистор, у которого граничное напряжение $U_{CEO\ SUS} = 500$ В. Этот БМТ, который сторонники МОП МТ и БТИЗ наверняка назовут пятисотвольтовым, на самом деле является гораздо более высоковольтным прибором, так как, имея $U_{CEO\ SUS} = 500$ В,

этот МТ будет иметь значения U_{CER} , U_{CEX} или U_{CBO} , определяющие предел его границ ОБР(R) на уровне 700...1000 В. Например, отечественный МТ типа КТ8108А (аналог зарубежного МТ типа ВUТ11) при нормируемом значении $U_{CEO\ SUS} = 500$ В имеет значение $U_{CBO} = 850$ В. А это означает, что если, допустим, разработчик установил, что в другой его схеме (например, обратноходовой) уровень рабочего напряжения может достигать величины, например, $U_m = 720$ В, то при использовании МОП МТ и БТИЗ он будет обязан ориентироваться, как минимум, на восьмисотвольтовые приборы, т.е. подбирать гораздо более высоковольтные МТ, чем в первом случае, и даже использование снабберных С-R-D цепочек не облегчит его задачу. В случае ориентировки на БМТ он вполне может использовать тот же МТ, что и в первом примере, так как нормируемое для него значение $U_{CES} = U_{CBO} = 850$ В вполне позволяет использовать этот тип МТ (в данном примере это КТ8108А) при указанной величине $U_m = 720$ В. Однако в этом случае использование снабберной цепочки, обеспечивающей прохождение траектории рабочей точки МТ в пределах нормируемых для него границ ОБР(R), является обязательным.

Поэтому для корректного сравнения, например, 600-вольтовых МОП МТ и БТИЗ с БМТ, нужно брать БМТ не с 600-вольтовым значением параметра $U_{CEO\ SUS}$ (транзистор такого класса имеет U_{CBO} примерно 1200 В), а с уровнем $U_{CEO\ SUS} = 400$ В или даже $U_{CEO\ SUS} = 350$ В, так как нормируемое значение U_{CBO} или U_{CES} для этих МТ будет составлять 700...800 В.

Рассмотрим несколько подробнее сложившееся состояние дел на рынке МТ средней высоковольтности.

Успехи разработчиков МОП МТ на этом сегменте рынка за последнее десятилетие были гораздо скромнее тех, что отмечены для их низковольтных вариантов. Почти повсеместно здесь сейчас используется хорошо зарекомендовавшая себя технология типа HEXFET-3 третьего поколения MOSFET фирмы IR. Технологии других фирм, именуемые как DMOS, TMOS и т.д., используют те же базовые принципы, что и HEXFET, и фактически являются ее аналогами. Как уже отмечалось, сопротивление R_{ON} для МОП МТ, изготавливаемых по указанным традиционным технологиям, резко возрастает (в степенной зави-

симости) с увеличением максимально-допустимого напряжения сток-исток, $U_{(BR)DSS}$. Разработанное недавно фирмой IR новое поколение HEXFET-3,5 имеет те же базовые принципы, что и HEXFET-3, но из-за укороченного технологического цикла и оптимизированных размеров кристаллов (при сохранении тех же параметров) это поколение MOSFET (стандартная серия IR) имеет перспективы в области снижения цены приборов. Другие серии MOSFET из поколения HEXFET-3,5 рассчитаны на улучшение параметра R_{ON} (до 40...70%) за счет использования новых типов корпусов МТ (Super TO-220, Super TO-247 и т.д.), позволяющих при тех же габаритах корпуса использовать примерно вдвое большие по площади кристаллы. Естественно, это реализуется за счет увеличения стоимости приборов.

Вышеприведенные цифры свидетельствуют о том, что хотя у новых поколений МОП МТ и достигнуто определенное улучшение по параметру R_{ON} , все же оно не носит принципиального характера и не может существенно повлиять на перераспределение областей применения МТ в сфере сетевых преобразователей средней мощности. Попытку кардинального изменения ситуации в этом секторе силовой электроники предприняла фирма SIEMENS (Infineon), выпустив два года назад новое поколение MOSFET средней и повышенной высоковольтности (от 600 до 1000 В), названное Cool MOS [18]. Технология производства Cool MOS принципиально отличается от технологии HEXFET и позволяет получать МОП МТ, сопротивление R_{ON} которых с ростом пробивного напряжения $U_{(BR)DSS}$ возрастает не в степенной, а в линейной зависимости. В результате у 600-вольтовых МОП МТ сопротивление R_{ON} получается в 4–5 раз меньше, чем у их прототипов, изготавливаемых по традиционной технологии. Однако вскоре выяснилось, что улучшение статических показателей Cool MOS достигается за счет заметного ухудшения их динамических характеристик (времен переключения и емкости Миллера). Перегрузочные способности по напряжению – параметр энергии лавинного пробоя E_{AV} – у Cool MOS также оказались заметно хуже, чем у традиционных МОП МТ. Кроме того, техпроцесс производства Cool

MOS оказался намного сложнее (12–16 операций маскирования и критического выравнивания вместо четырех), что увеличивает себестоимость приборов. Поэтому несмотря на сравнительно невысокие цены, по которым фирма Infineon реализует сегодня опытные партии своих Cool MOS, реальная стоимость этих приборов гораздо выше. Потенциальные пользователи этих приборов должны это знать.

Фирма IR разработала и подготовила к выпуску серию новых MOSFET (9-е поколение) с технологией, подобной Cool MOS, но при этом открыто заявляет, что стоимость этих приборов будет примерно в три раза выше, чем у традиционных серий.

В целом доля всех дискретных типов МОП МТ в общем объеме выпуска транзисторных ключей средней высоковольтности сейчас составляет примерно 50%. Доля дискретных БТИЗ в этом сегменте рынка МПП заметно меньше (около 5%). Тем не менее ряд фирм-изготовителей БТИЗ за последние 2-3 года подготовил к выпуску несколько эффективных серий этого класса МПП именно в дискретных вариантах исполнения, в корпусах TO-220 и TO-247, для использования в сетевых преобразователях средней мощности, включая ИВЭП массового спроса (в составе телевизоров, видеомагнитофонов, компьютеров и т.д.).

В первую очередь это БТИЗ семейства WARP-SPEED фирмы IR, оптимально сочетающие в себе статические и динамические показатели. Приведенные в материалах по применению фирмы IR сравнительные данные [16] при опробовании в сетевом ИВЭП 600-вольтового БТИЗ типа IRG4BC30W и нескольких МОП МТ с эквивалентными значениями по току и напряжению показывают, что полные потери мощности у представленного БТИЗ оказались ниже тех, что имели место у МОП МТ из семейства HEXFET. При этом сравнение велось в схеме 100-ваттного прямоходового преобразователя с ШИМ-управлением при частоте преобразования до 100 кГц. Эти результаты являются примером больших потенциальных возможностей современных БТИЗ, которые в ближайшие годы, несомненно, расширят свое присутствие в секторе силовых устройств средней мощности, в том числе в ИВЭП и системах электропривода бытового назначения.

Традиционные БМТ в настоящий момент широко представлены в рас-

считываемом секторе силовых устройств средней мощности. Их доля здесь среди трех типов МТ составляет около 45%, что лишь немного уступает доле МОП МТ. БМТ продолжают использоваться практически во всех вышеперечисленных устройствах и блоках данного сектора в приложении как к бытовому, так и к промышленному назначению.

Как уже указывалось, широкое внедрение в производство БМТ методов планарной технологии позволило заметно улучшить и стабилизировать показатели этого класса МПП практически по всем электрическим параметрам. В качестве примера можно привести данные из заметок по применению фирмы MOTOROLA, относящихся к семейству БМТ типа SWJTCHMODE [22]. БМТ этой серии, например MJW16010 и MJW16012, имеют значения параметров $U_{CEO\ SUS} = 450\text{ В}$, $U_{CEX} = 850\text{ В}$, $I_{cm\ max} = 15\text{ А}$, $U_{CE\ SAT} \leq 1,0\text{ В}$ и $t_f \leq 0,1\text{ мкс}$; разброс по коэффициенту усиления h_{21E} не превышает 7%, по времени спада t_f – 8%, по времени рассасывания t_s – 5%, что заметно лучше, чем у аналогичных БМТ, изготавливаемых по традиционному методу встречной диффузии. Указанное снижение разброса параметров, при одновременном уменьшении абсолютных значений времени переключения и расширении областей безопасной работы ОБР(F) и ОБР(R) за счет применения топологии «перфорированного» эмиттера, позволило существенно расширить схемное использование БМТ, в частности в полумостовых и пушпульных вариантах схем преобразователей, где требуется минимальный разброс по параметрам в парах используемых ключей. Одновременно упростились схемы раскочки подобных МТ, особенно с появлением ряда специализированных микросхем – контроллеров и драйверов типа MC 44602P2 и аналогичных. Частота преобразования при этом может достигать 100...150 кГц при использовании ШИМ-методов. Указанные показатели позволяют БМТ данной серии успешно конкурировать в блоках сетевых ИВЭП, а также в системах регулируемого электропривода средней мощности с лучшими образцами как МОП МТ, так и БТИЗ.

Аналогичную цель максимального снижения разброса параметров при одновременном повышении быстродействия и улучшении энергетических

показателей приборов преследует разработанная несколько лет назад фирмой MOTOROLA технология производства эффективных БМТ, которая получила название H2BIP (High Gain, High Frequency Bipolar Transistors) [23]. Суть этой новой технологии состоит в том, что на одной полупроводниковой структуре помимо основного высоковольтного БМТ создаются активная схема недонасыщения этого транзистора и интегрированный антипараллельный диод между его коллектором и эмиттером. Созданные по данной технологии БМТ характеризуются лучшими среди биполярных транзисторов сочетаниями статических, динамических и энергетических показателей, имеют при этом незначительный (не более $\pm 0,15$ мкс) разброс по времени рассасывания t_s . Приборы этой серии (типа BUL45D2, MJE18004D2) могут успешно использоваться не только в сетевых ИВЭП, но и в таких перспективных изделиях массового спроса, как электронные балласты для люминесцентных ламп (ЛЛ), именуемых в отечественной литературе ЭПРА (электронные пуско-регулирующие аппараты). Этот быстрорастущий сектор изделий силовой электроники оказывает заметное воздействие на объемы выпуска и продаж МПП, поэтому весьма важно знать, какой тип электронных ключей будет превалировать в этих изделиях. Сравнительный анализ [23] режимов выходных ключей типового электронного балласта, собранного по полумостовой схеме и управляющего работой двух люминесцентных ламп мощностью по 40 Вт при частоте коммутации 30...50 кГц, показывает, что уровень полных потерь мощности на ключах при использовании БМТ типа BUL 45D2, так же, как и MJE13005 фирмы MOTOROLA, составляет очень незначительную величину (примерно по 0,5 Вт/вентиль). Примерно такие же показатели получают и при использовании в данных блоках отечественных БМТ типа KT8136A и KT8181A производства ОАО «ЭЛЕКТРОПРИБОР» (ЗАО «ФЗМТ», г. Фрязино) [19]. В случае использования в подобных балластах эквивалентных по току и напряжению МОП МТ типа IRF830 или «ультрабыстрых» БТИЗ типа IRGB410U фирмы IR уровень потерь мощности на этих МТ оказывается в 1,5...2 раза выше (0,8...1,0 Вт/вентиль) [20]. БМТ оказываются также

заметно дешевле своих конкурирующих прототипов, что принципиально важно для получения небольшой итоговой цены электронных балластов, так как они направлены на замену в светильниках с ЛЛ неэффективных, но дешевых электромеханических пускорегулирующих аппаратов (дросселей со стартером), используемых сейчас в светотехнике. Тем не менее МОП МТ также, несомненно, обладают рядом достоинств в таких применениях. В частности, они удобно управляются от специализированных микросхем-контроллеров ЭПРА, например IR21571, что позволяет реализовать наиболее эффективные алгоритмы управления работой ЛЛ как в фазе разогрева, так и в установившихся режимах. Использование МОП МТ в паре со специализированным контроллером типа IR 2159 позволяет получать блоки ЭПРА с регулировкой уровня яркости ЛЛ – так называемые диммеры (dimmers). Поэтому перспективы использования БМТ и МОП МТ в электронных балластах для люминесцентных ламп на ближайшие годы оцениваются примерно поровну, хотя на настоящий момент доля БМТ в этих блоках выше – примерно 70% от общего объема применяемых здесь МТ. Разработчики БТИЗ также имеют определенные планы по внедрению на этот сегмент рынка светотехники [23]. Однако более перспективным представляется использование БТИЗ в блоках ЭПРА для газоразрядных ламп высокого давления (HID-Lamps), в том числе тех, что сейчас внедряются в современные автомобили в качестве головных фар [21]. Достаточно перспективно использование БТИЗ и в электронных трансформаторах для галогенных ламп, где сейчас в основном используется БМТ [23]. Высокая перегрузочная способность БТИЗ по току способствует этому применению. В электронных сварочных аппаратах и устройствах катодной защиты газопроводов перспективы использования БМТ и БТИЗ можно считать равными, хотя в настоящее время доля использования БМТ и здесь несколько выше.

Отечественные БМТ, рекомендуемые для использования в вышеперечисленных сетевых преобразователях небольшой и средней мощности (ИВЭП, ЭПРА, электропривод, электросварка и т.д.), приведены в таблице 1.

Заключение

Все три типа рассмотренных в данной статье транзисторных ключей – БМТ, МОП МТ и БТИЗ – имеют свои достоинства, недостатки и, соответственно, связанные с этим свои «ниши» применений в сфере устройств силовой электроники. В то же время существуют многочисленные узлы и блоки, целые области применений, где выбор оптимального ключевого элемента затруднен, так как показатели качества претендующих на использование здесь приборов весьма близки. В таком случае необходим тщательный технико-экономический анализ конкурирующих МТ по совокупности статических, динамических и энергетических параметров и характеристик, включая определение суммарных потерь мощности на

транзисторе непосредственно в выбранной для использования схеме устройства. Это может осуществляться либо на основе схемотехнического макетирования узлов схемы, либо посредством компьютерного моделирования. Полученные результаты совокупных технических показателей в сочетании со стоимостными факторами и условиями приобретения и поставок приборов определяют конечный выбор разработчика электронного оборудования в пользу того или иного типа МПП.

Все три типа транзисторов, включая и «долгожителя» среди них в области силовой электроники, каковым является традиционный биполярный транзистор-БМТ, продолжают совершенствоваться и развиваться. По мере такого совершенствования на-

правления и сферы применения этих МТ будут уточняться и конкретизироваться, оказывая воздействие на формирование комплекса технических требований к вновь разрабатываемым семействам и сериям этих приборов. По мнению автора публикации, знание тенденций и перспектив развития транзисторных ключей, как и областей предпочтительного применения для каждого типа МТ, полезно для ориентировки разработчиков электронного оборудования, а также менеджеров, определяющих направления развития силовой электроники.

Основными областями применения БМТ в ближайшие годы наверняка останутся те силовые узлы и блоки, которые входят в состав изделий массового спроса, где весьма важна цена. По этому показателю

Таблица 1. Технические характеристики транзисторов типа КТ

Тип	Граничное напряжение	Максимальное напряжение коллектор-база	Максимальное напряжение эмиттер-база	Максимальный постоянный ток коллектора	Максимальный импульсный ток коллектора	Статический коэффициент передачи тока	Напряжение насыщения коллектор-эмиттер	Напряжение насыщения база-эмиттер	Время рассасывания	Время спада	Максимальная постоянная рассеиваемая мощность	Наличие диода «э-к»	Корпус
	$V_{CE\ SUS}$, В	V_{CBO} , В	V_{EBO} , В	$I_{C\ MAX}$, А	$I_{CM\ MAX}$, А	h_{21E}	$V_{CE\ SAT}$, В	$V_{BE\ SAT}$, В	t_s , мкс	t_f , мкс	P_{MAX} , Вт		
Транзисторы для регуляторов напряжения в автомобилях													
КТ829АМ	100	150	5	10	12	1000	1	1,6	3	0,5	60	+	ТО-220
КТ829АТ	120	120	5	8	12	1000	1,2	1,9	5	1,2	60	+	ТО-220
Транзисторы для использования в блоках строчной развертки телевизоров и мониторов													
КТ8183А1	700	1500	5	5	8	10	1	1,5	3	0,25	100	+	ТО-3Р
КТ8183А2	700	1500	5	5	8	10	1	1,5	3	0,25	50	+	ISOWATT218
КТ8157А	800	1500	5	15	25	15	1,5	1,5	3	0,2	150	-	ТО-218
Транзисторы для блоков электронного зажигания автомобилей													
КТ890А1	350	350	5	20	20	300	1,6	2	15	0,5	60	+	ISOWATT218
КТ890А2	350	350	5	20	20	300	1,6	2	15	0,5	100	+	ТО-3Р
КТД8252А	350	350	5	15	30	1200	1,8		15	0,5	100	+	ТО-218
Транзисторы для блоков ЭПРА люминесцентных ламп													
КТ8175А	400	700	9	1,5	3	20	1	1,2	2	0,25	25	-	ТО-126
КТ8181А	400	700	9	4	8	40	1	1,3	1,7	0,3	50	-	ТО-220
КТ8182А	400	700	9	8	16	20	1	1,2	1,8	0,3	80	-	ТО-220
Транзисторы для блоков ИВЭП и ЭПРА люминесцентных ламп													
КТ8108А	500	850	5	5	7	30	1	1,1	3,5	0,25	70	-	ТО-220
КТ8136А	450	600	5	7	14	40	1	1,3	2,5	0,2	60	-	ТО-220
КТ859АМ1	400	800	10	3	4	20	1	1,1	2	0,35	40	-	ТО-220
Транзисторы для блоков электропривода, ЭПРА «HID» ламп и сварочных аппаратов													
КТ847АМ1	400	700	8	15	25	25	1	1,6	1,2	0,12	125	-	ТО-3Р
КТ886Б1	500	1000	7	10	15	10	1	1,2	3,5	0,25	75	-	ТО-3Р
КТ8127Б1	700	1200	7	5	7,5	20	1	1,1	4	0,4	56	-	ТО-3Р

БМТ, в расчете на единицу коммутируемой мощности, имеют заметное преимущество как по отношению к МОП МТ, так и к БТИЗ.

К направлениям применения БМТ следует отнести:

- блоки строчных разверток телевизоров и мониторов, включая модели с высокой разрешающей способностью;
- блоки электронного зажигания двигателей автомобилей;

- блоки электронных балластов для люминесцентных ламп и электронных трансформаторов для галогенных ламп;

- блоки сетевых ИВЭП и преобразователей мощности до нескольких киловатт, включая устройства электросварки и электропривода бытового назначения.

Кроме указанного коммерческого применения, БМТ будут активно использоваться в устройствах силовой электроники аэрокосмического и военного назначения как МТ, наиболее устойчивые к воздействию спецфакторов.

Основными областями применения МОП МТ на ближайшие годы будут узлы и блоки со сравнительно низковольтными схемотехническими решениями. К таким направлениям применения МОП МТ следует отнести:

- блоки и узлы в составе изделий портативной электроники, включая персональные компьютеры и мобильные телефоны;

- блоки и узлы в составе автомобильной электроники;

- маломощные (до 100 Вт) преобразователи напряжения типа DC/DC с питанием от аккумуляторов или солнечных батарей;

- системы распределенного электропитания в телекоммуникации и радиотелефонии.

Кроме того, МОП МТ будут активно применяться в силовых устройствах, функционирующих при среднем уровне высоковольтности. В их числе:

- сетевые ИВЭП небольшой и средней (до 1 кВт) мощности, в том числе блоки питания телевизоров, видеомагнитофонов, мониторов и персональных компьютеров, включая и источники бесперебойного питания (UPS);

- электронные балласты для люминесцентных ламп;

- высокочастотные генераторы в промышленной и бытовой электронике, включая печи с индукционным нагревом;

- системы электропривода большой и средней мощности бытового назначения.

Основными областями применения БТИЗ в ближайшие годы, как и сейчас, будут оставаться промышленные преобразователи повышенной (от 1 до 10 кВт) и большой (свыше 10 кВт) мощности, где эти типы МТ представлены в виде модулей, включая и «интеллектуальные» типы. К таким направлениям применения следует отнести:

- электронные приводы станков ЧПУ;

- блоки электроприводов в системах и средствах городского и железнодорожного транспорта;

- мощные преобразователи параметров электроэнергии на электростанциях и мощные генераторы тока в черной и цветной металлургии.

Помимо этого БТИЗ будут использоваться в дискретных вариантах приборов и в составе микросборок в системах электропривода бытового назначения (в составе холодильников, стиральных машин, различного кухонного оборудования, кондиционеров и т.д.), а также в блоках электронного зажигания автомобилей, электронных сварочных аппаратах, устройствах катодной защиты газо- и трубопроводов от коррозии, блоках ЭПРА для газоразрядных ламп высокого давления и

электронных трансформаторах для галогенных ламп, сетевых ИВЭП средней и повышенной (свыше нескольких киловатт) мощности, включая источники бесперебойного питания.

Литература

16. Ambarian C. *Warp Speed IGBTs-Fast enough to replace Power MOSFETs in Switching Power Supplies at over 100kHz*// «IR» Technical Papers, 1997.

17. Григорьев В., Дуплякин Е. *Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках питания* // Электронные компоненты. 2000. №2.

18. Lorenz and et. *Drastic Reduction of ON-Resistance with Cool MOS* // PCIM Europe. 1998. №5.

19. Шерстюк В.А. *Мощные транзисторы для изделий силовой электроники: Тезисы докладов УССЭ*. 1998.

20. *Proceedings of «IR» Seminar on Lighting Ballasts*. – Moscow, 1998.

21. *Proceedings of «IR» Seminar on Automotive Electronics*. – Moscow, 2000.

22. *Power Applications Manual*. Motorola, 1996.

23. *Energy Efficient Semiconductors for Lighting*. Br. 480/D, rev. 1. – Motorola, 1997.