

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:

$$R_{DS(on)} = R_0 \cdot V^a, \quad \text{где } a=1,6...2,5 \text{ (по данным разных производителей).}$$

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

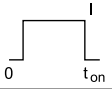
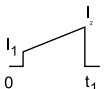
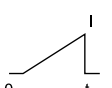
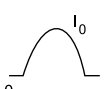
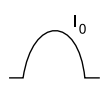
Форма импульса тока	Математическое выражение	$E = \int V_{CE}(i) i(t) dt, \quad V_{CE}(i) = V_t + a i^b \quad E = \int [V_t i(t) + a i^{(b+1)}] dt$
	$i(t) = I$	$E = \int_0^{t_{on}} (V_t + a I^{(b+1)}) dt = (V_t + a I^{(b+1)}) t_{on}$
	$i(t) = I_1 + (I_2 - I_1) \frac{t}{t_1}$	$E = \int_0^{t_1} \left[V_t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

Таблица 2. Соотношение предельного рабочего напряжения и напряжения открытого транзистора

Рабочее напряжение, В	IGBT	100	300	600	1200
	MOSFET	100	250	500	1000
Падение напряжения, В при 1,7А/мм ² , и $t_j=100^\circ\text{C}$	IGBT	1,5	2,1	2,4	3,1
	MOSFET	2,0	11,2	26,7	100

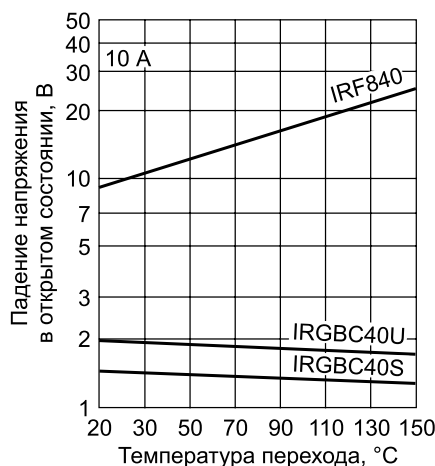


Рис. 1. Зависимость напряжения открытого транзистора от температуры

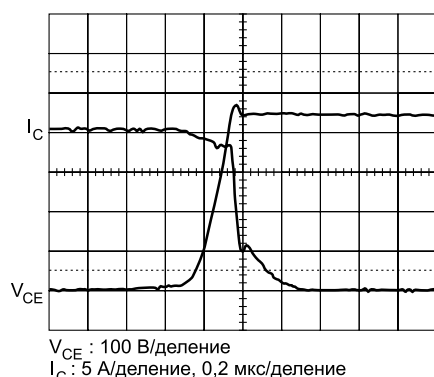
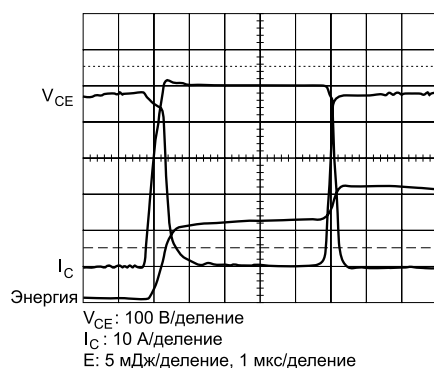
Рис. 2. Временная диаграмма выключения IGBT. Обратите внимание на «хвост» в конце спада тока коллектора I_c 

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:

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{DS(on)}$$

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:

$$P_D = I_C \cdot U_{ce}$$

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 индуктивную нагрузку при условии быстрого (слева) и идеального (спра-

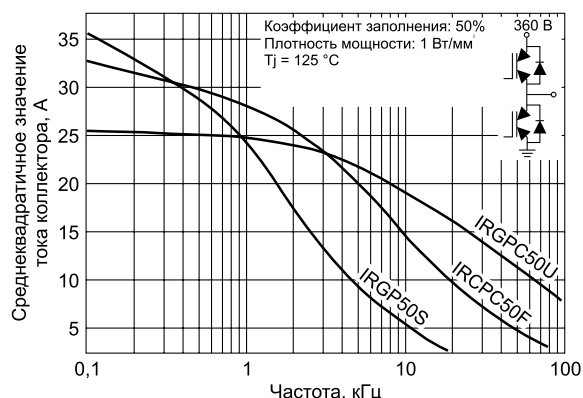


Рис. 4. Зависимость допустимого среднеквадратичного значения тока коллектора (I_{RMS}) от частоты для транзисторов с одинаковым размером кристалла в полумостовой схеме

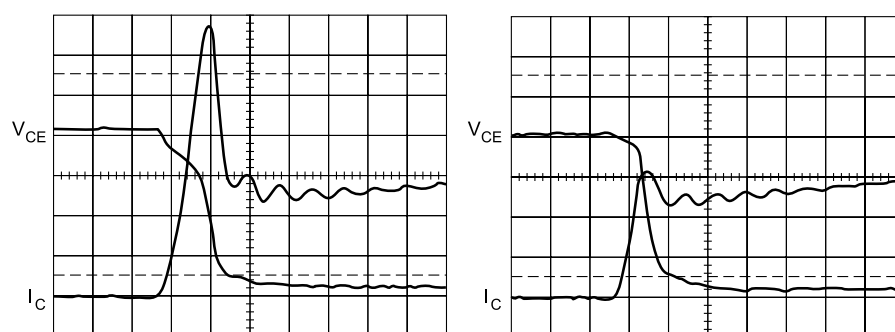


Рис. 5. Включение транзистора на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме с быстрым диодом и идеальным диодом

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 безуспешно. 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_d , 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

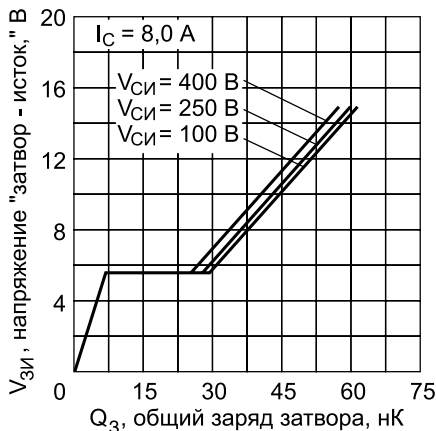


Рис. 6. Зависимость заряда затвора от напряжения на затворе

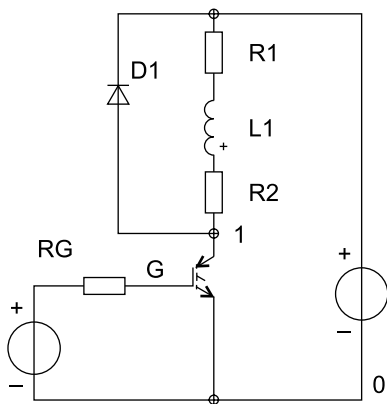


Рис. 7. Однотактная схема с введенной паразитной индуктивностью

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), $R_g = 10$ 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:

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

I_d – среднее значение тока стока за период проводимости;

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

D – скважность.

В. Мощность статических потерь транзистора IGBT:

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

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:

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

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 $U_{gm} \approx 5$ В (см. рис. 6).

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

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

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:

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

I_a – ток нагрузки,

t_a – составляющая времени обратного восстановления t_{tr} , 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 $T_s = 70^\circ\text{C}$)	
		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 выключения 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 $T_s=70^\circ\text{C}$)	
		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 $T_s=70^\circ\text{C}$)	
		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 стабберов. Однако при этом схема не только теряет свое изящество, но и заметно ухудшаются ее технические характеристики.

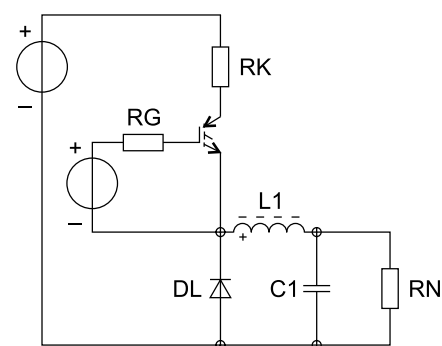


Рис. 9. Понижающий DC/DC-конвертор

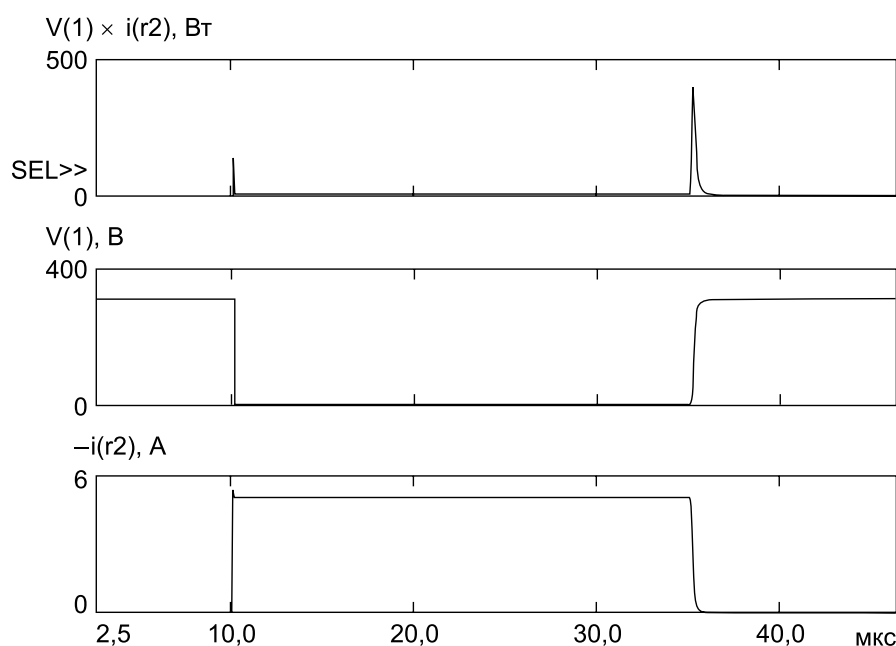


Рис. 8. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

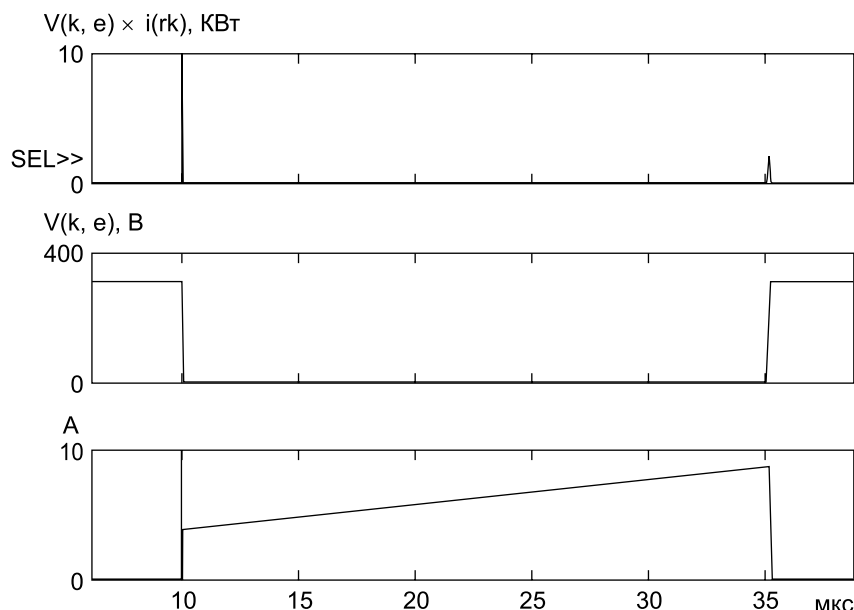


Рис. 10. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

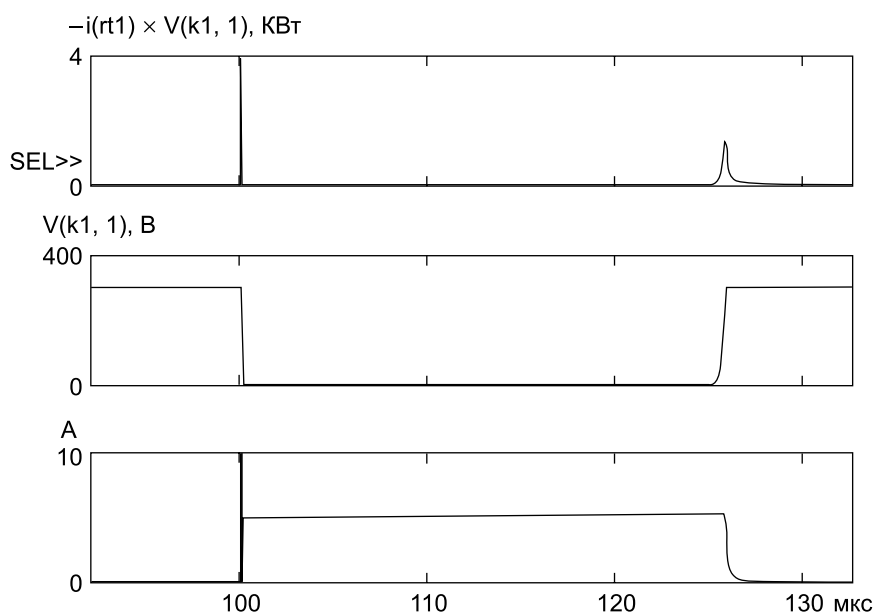


Рис. 12. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора

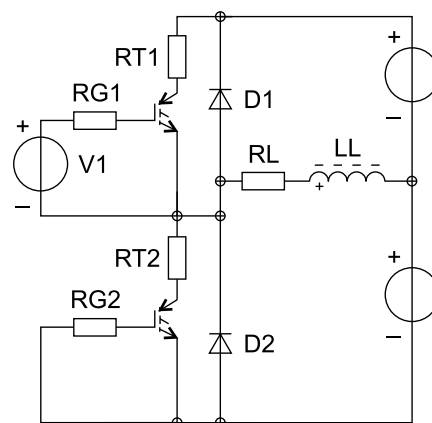


Рис. 11. Тестовая схема полумоста с индуктивной нагрузкой

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-

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

Тип элемента, фирма	$R_{DS(on)}$	I_D , А (25°C)	P_D , Вт (25°C)	E_{ar} , мДж	R_{js} , °C/Вт	R_{cs} , °C/Вт	Q_g , нК	t_{pc}	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 , А (25°C)	P_D , Вт (25°C)	E_{ar} , мДж	R_{js} , °C/Вт	R_{ja} , °C/Вт	Q_g , нК	t_{pc}	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} , °C/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