

Глава 8

Почти биполярный, почти полевой

Биполярный транзистор с изолированным затвором. Основные характеристики. Перспективы использования в изделиях силовой электроники

...На работе была поставлена задача: разработать мощный источник питания с входным напряжением 600 вольт. Использовать транзисторы MOSFET не могу — маловат запас по напряжению «сток-исток». Что делать?..

Из переписки

...Пробовал заменить в источнике питания транзисторы MOSFET на рекомендованные в книге быстрые IGBT. Разницы в нагреве корпусов не заметил. Правда, дороговатой оказалась замена...

Из отзывов на первое издание

Из этой главы читатель узнает о силовых полупроводниковых приборах, недавно появившихся в арсенале разработчика силовой импульсной техники, — о биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT). Появление транзисторов IGBT решило десятилетиями существовавшую проблему обеспечения высоковольтных схем простыми и надежными ключевыми элементами, обладающими высоким быстродействием, малыми затратами на управление, устойчивостью к многократным перегрузкам и полной управляемостью, открыло большие перспективы для профессиональных разработчиков и радиолюбителей.

8.1. Как устроены IGBT

В предыдущей главе мы называли транзисторы MOSFET почти идеальными приборами для использования в силовой электронике. Сейчас настало время сделать одну существенную оговорку: справедливость этих слов в отношении полевых транзисторов очевидна, если рабочее напряжение силовых цепей не превышает величину 300...400 В. При повышении рабочего напряжения приходится выбирать транзисторы с более высокой величиной допустимого напряжения «сток-ис-

ток», а это значит, что в номенклатуре серийных транзисторов нам не удастся найти такой экземпляр, который имеет низкое сопротивление в открытом состоянии и, соответственно, высокий допустимый ток стока. Максимальная величина допустимого напряжения «сток-исток» большинства серийных полевых транзисторов сегодня составляет порядка 800 вольт, но сопротивление в открытом состоянии таких приборов измеряется уже единицами Ом. Как же поступить разработчику в данном случае? Опять возвращаться к «биполярникам»? Не хотелось бы этого делать!

Оказывается, возможно объединить такие преимущества биполярных транзисторов, как большая допускаемая величина напряжения «коллектор-эмиттер», и полевых транзисторов — как минимальные затраты энергии на управление. Объединение этих свойств в одном приборе происходит еще на этапе его изготовления при помощи способа, описанного ниже. Нужно сказать, что еще в начале 80-х гг. XX в. были проведены успешные эксперименты по созданию комбинированного транзистора, состоящего из управляющего MOSFET и выходного биполярного каскада. Прибор получил название **биполярного транзистора с изолированным затвором**. Ведущие мировые фирмы разработали множество способов получения таких приборов, однако наибольшее распространение получили комбинированные транзисторы эпитаксильной структуры РТ (punch-through) и однородной структуры NPT



Рис. 8.1. Условное обозначение транзистора IGBT

(non-punch-through). Сегодня данные транзисторы объединены общим названием IGBT (insulated gate bipolar transistor), произносящимся как «ай-джи-би-ти» (рис. 8.1). Именно в структуре типа IGBT исследователям наиболее удачно удалось соединить положительные качества полевых и биполярных транзисторов, работающих в ключевом режиме.

Читатели, которые внимательно прочли предыдущую главу, наверняка запомнили, что на этапе производства полевых транзисторов в их структуре обязательно появляется паразитный биполярный транзистор, который не находит практического применения, а зачастую просто мешает нормальному функционированию полевого полупроводникового прибора. Но, как оказалось, в состав транзистора возможно ввести несколько новых элементов, и он превратится в совершенно новый прибор с уникальными свойствами. На рис. 8.2 условно показано внутреннее устройство IGBT-транзистора, причем рис. 8.2, а отражает все технологические элементы, появляющиеся при его изготовлении. Нам уже знаком транзистор MOSFET VT1, цель «сток-исток» которого зашунтирована паразитным n-p-n биполярным транзистором

VT3 с резистором R_b в собственной цепи «база-эмиттер». Новые элементы — биполярный транзистор структуры p-n-p (VT2) и полевой транзистор с управляющим p-n-переходом VT4. Последний транзистор выполняет роль динамического сопротивления, которое уменьшается во включенном состоянии и пропускает ток через базовую область транзистора VT2.

Первый шаг к упрощению эквивалентной схемы IGBT-транзистора сделан на рис. 8.2, б, где транзистор VT4 заменен резистором с переменным сопротивлением R_{mod} . Теперь, взглянув на схему, можно увидеть, что образовавшаяся структура из биполярных транзисторов VT2 и VT3 может иметь внутреннюю положительную обратную связь, так как ток коллектора VT2 самым непосредственным образом влияет на ток базы VT3 и наоборот. Вообще данная структура сильно напоминает тиристорную, а значит, возможно появление неприятного эффекта **защелкивания** p-n-p-n-структуры. К чему приведет защелкивание, долго объяснять не нужно — транзистор может попросту сгореть, поскольку он потеряет управляемость.

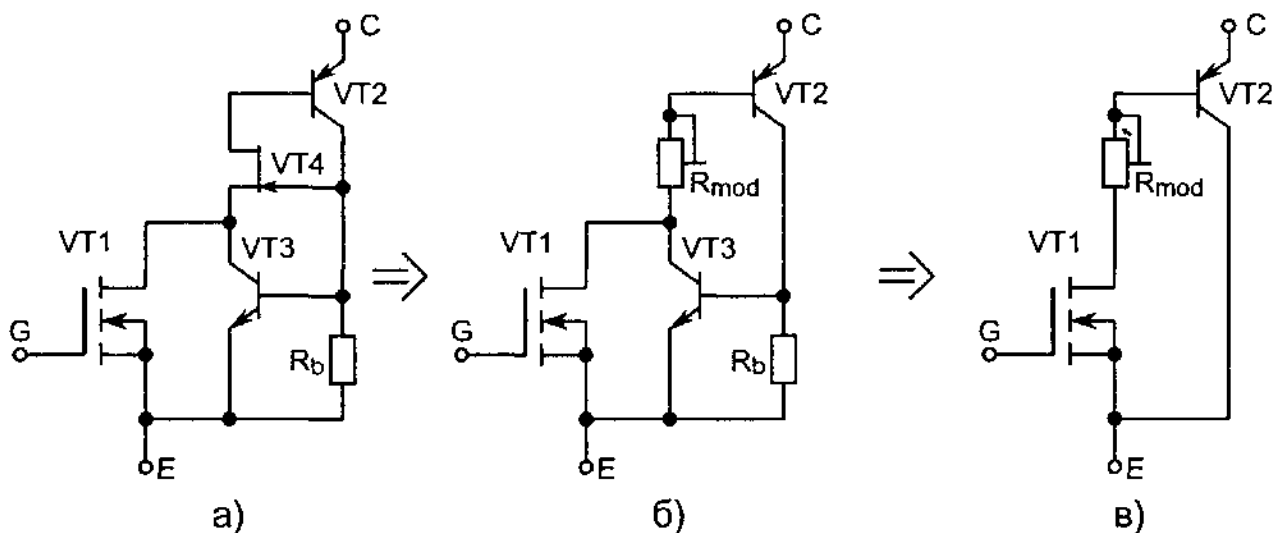


Рис. 8.2. К пояснению принципа действия IGBT

Следует ли уделять внимание борьбе с эффектом защелкивания? Конечно, первые IGBT-транзисторы были в значительной степени подвержены этому неприятному эффекту, поэтому приходилось принимать серьезные меры. Но теперь технология производства комбинированных транзисторов «ушла» далеко вперед, разработчики научились с ним успешно бороться, управляя величиной сопротивлений R_b и R_{mod} , а также коэффициентами усиления VT2 и VT3. Исследования показали, что устойчивость к защелкиванию снижается при увеличении скорости изменения напряжения «коллектор-эмиттер» за единицу времени, то есть защелкивание происходит в моменты коммутации. Отметим что ведущие мировые фирмы-производители транзисторов IGBT (International Rectifier, IXYS, Motorola, Intersil, Semikron, Mitsubishi, Eupec, Siemens

и др.) гарантируют отсутствие «защелкивания» биполярной структуры, поэтому в их технической документации часто приводится упрощенная эквивалентная схема IGBT, показанная на рис. 8.2, в.

Пожалуй, это все, что хотелось бы рассказать в рамках этой книги о внутреннем устройстве IGBT приборов. Гораздо важнее разработчику-практику иметь представление о характеристиках этих транзисторов и о поведении их в реальных электронных схемах.

8.2. Транзистор IGBT в режиме переключения

Для разработки электронных схем на основе транзисторов IGBT нет необходимости разбираться в параметрах составных элементов полупроводникового прибора, достаточно представить IGBT в виде трех-электродного элемента, имеющего типовые параметры и характеристики. Наверняка у читателя уже родился вопрос: «Какое положение по быстродействию, то есть скорости включения и отключения, занимает IGBT в сравнении с MOSFET и классическим биполярным транзистором?» Однозначно можно сказать, что MOSFET переключается быстрее IGBT, но в случае сравнения с биполярным транзистором нельзя сделать однозначный вывод в пользу того или иного прибора, и вот почему.

Ограничение общей скорости переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором, как и простых биполярных транзисторов, кроется в конечном времени жизни неосновных носителей в базе транзистора VT2 (рис. 8.2). И если включение транзисторов происходит достаточно быстро, то необходимость затрачивать некоторое время на рассасывание неосновных носителей в базовой области замедляет процесс выключения. Для «биполярника», как мы знаем, задержка выключения — это наличие коллекторного тока после подачи на базу запирающего импульса. Но для IGBT, процесс выключения которого в целом похож на аналогичный процесс для MOSFET, значительная задержка выключения — так называемый «токовый хвост», когда остаточный ток коллектора продолжает совершать колебательные движения, приближаясь к нулевому значению. Причина «хвоста» кроется в том самом накоплении заряда базовой областью и его рассасывании при окончательном переходе внутреннего транзистора MOSFET в режим отсечки. Чем опасен «хвост»? Он ведет к увеличению тепловых потерь и требует увеличения так называемого «мертвого времени» (dead time) для мостовых и полумостовых схем в промежутках между фазами проводимости двух приборов.

Фирмы-производители транзисторов IGBT сделали немало для оптимизации процесса рассасывания неосновных носителей, однако эта задача оказалась слишком противоречивой, и решать ее пришлось

комплексно, то есть улучшать технологию производства и совершенствовать схемотехнические приемы. Конечно, производители элементной базы могли бы оставить схемотехнику инженерам, сохранив за собой только технологию: процессами рассасывания возможно управлять извне, если вывести наружу базу транзистора VT2. Но этот путь снизил бы потребительские качества новых приборов — слишком сложно тогда было бы их использовать в схемах. И фирмы-разработчики элементной базы провели дополнительные эксперименты, в результате чего базовый вывод был сделан недоступным извне, а также выработаны особые технологические приемы, позволяющие ускорить процессы рекомбинации. Один из таких приемов — снижение коэффициента усиления транзистора VT2.

К сожалению, здесь возникло еще одно существенное противоречие: снижение коэффициента усиления в значительной степени уменьшает «токовый хвост», но увеличивает напряжение насыщения открытого транзистора, заставляя увеличиваться статические потери в открытом состоянии (потери проводимости). Увеличение коэффициента усиления, наоборот, снижает напряжение насыщения, но приводит к росту «токавого хвоста», а значит, к росту динамических потерь (потерь переключения). Чрезмерное же увеличение коэффициента усиления может привести к резкому повышению вероятности возникновения защелкивания. До некоторой степени с опасным эффектом можно бороться, варьируя сопротивления R_{mod} и R_b ... Но перечисленные проблемы интересуют только производителей, а разработчиков электронных схем может заинтересовать только результат их решения. Какой же итог данных исследований?

Оказалось, что IGBT «для всех времен и народов» создать невозможно — слишком много противоречий и взаимоисключающих факторов влияют на его характеристики. Поэтому частотный диапазон возможных применений IGBT-приборов был поделен на несколько участков, для которых и были созданы «свои» приборы с оптимизированными параметрами. К примеру, ведущий производитель IGBT фирма «International Rectifier» классифицирует свои приборы по следующим группам, которые маркируются буквами:

- W — (warp speed) — 75...150 кГц;
- U — (ultra fast speed) — 10...75 кГц;
- F — (fast speed) — 3...10 кГц;
- S — (standard speed) — 1...3 кГц.

Поэтому на вопрос о сравнении IGBT и биполярных транзисторов можно ответить следующее: IGBT-транзисторы класса «S» уступают «биполярникам» по быстродействию, класс «F» примерно сравнивается, а классы «U» и «W» обладают более высокими показателями быстродействия. По данным табл. 8.1 хорошо видно, что с повышением бы-

стродействия IGBT-транзисторов одного типа уменьшаются динамические потери (показаны в виде энергии выключения), но уменьшается и токовая нагрузка на прибор.

Таблица 8.1. Сравнение разных классов транзистора IRG4PC40

Транзистор IGBT	Класс	Напряжение насыщения «коллектор-эмиттер», В	Максимальный ток коллектора, А	Энергия выключения, мДж
IRG4PC40S	S	1,32	31	6,50
IRG4PC40F	F	1,50	27	1,81
IRG4PC40U	U	1,72	20	0,35
IRG4PC40W	W	2,05	20	0,23

Теперь рассмотрим более подробно процессы, происходящие при коммутации IGBT транзисторов, по той же методике, которая применялась нами для транзисторов MOSFET, то есть при подаче на затвор

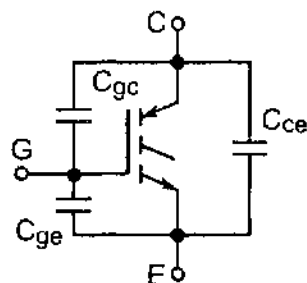


Рис. 8.3. Паразитные емкости в составе транзистора IGBT

прямоугольного импульса с высокой крутизной фронта и спада. Но вначале предупредим читателя, что в составе IGBT-транзистора также имеются паразитные межэлектродные емкости, которые «затягивают» динамические процессы (рис. 8.3). Далее мы увидим, что здесь также будет действовать эффект Миллера, которым «управляет» емкость C_{gc} .

Обратимся теперь к рис. 8.4, на котором показана схема исследования коммутационных процессов. Эта схема аналогична приведенной в предыдущей главе на рис. 7.9, разве что вместо транзистора MOSFET включен транзистор IGBT. Результаты исследования показаны на рис. 8.5. При подаче от генератора открывающего импульса (рис. 8.5, а) через резистор R_g начинает заряжаться входная емкость полевого транзистора, входящего в состав IGBT (рис. 8.5, б), но напряжение «коллектор-эмиттер» (рис. 8.5, в) не уменьшается и ток в цепи «коллектор-эмиттер» пока не течет. Участок «1», носящий название времени **задержки включения** (turn-on delay time) продолжается до тех пор, пока напряжение U_{ge} не достигнет напряжения открывания. На участке «2» происходит перезаряд емкости Миллера и открывание транзистора. Время, затрачиваемое на этот процесс, носит название

времени **нарастания** (rise time). В цепи «коллектор-эмиттер» появляется ток. На участке «3» происходит заряд входной емкости до напряжения U_g , на участке «4» транзистор полностью открыт.

Выключение (перевод в режим отсечки) начинается на участке «5», когда напряжение на затворе снижается до порогового уровня за время **задержки выключения** (turn-off delay time). Пока мы не замечали каких-либо отличий от поведения обычного транзистора MOSFET, но сейчас отли-

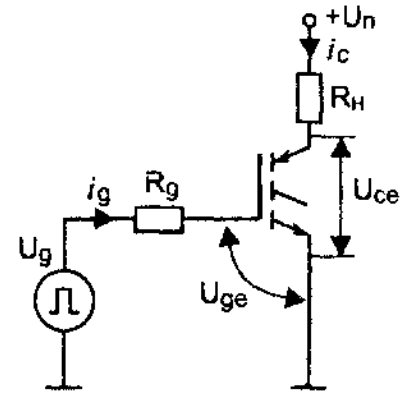


Рис. 8.4. К исследованию коммутационных процессов IGBT

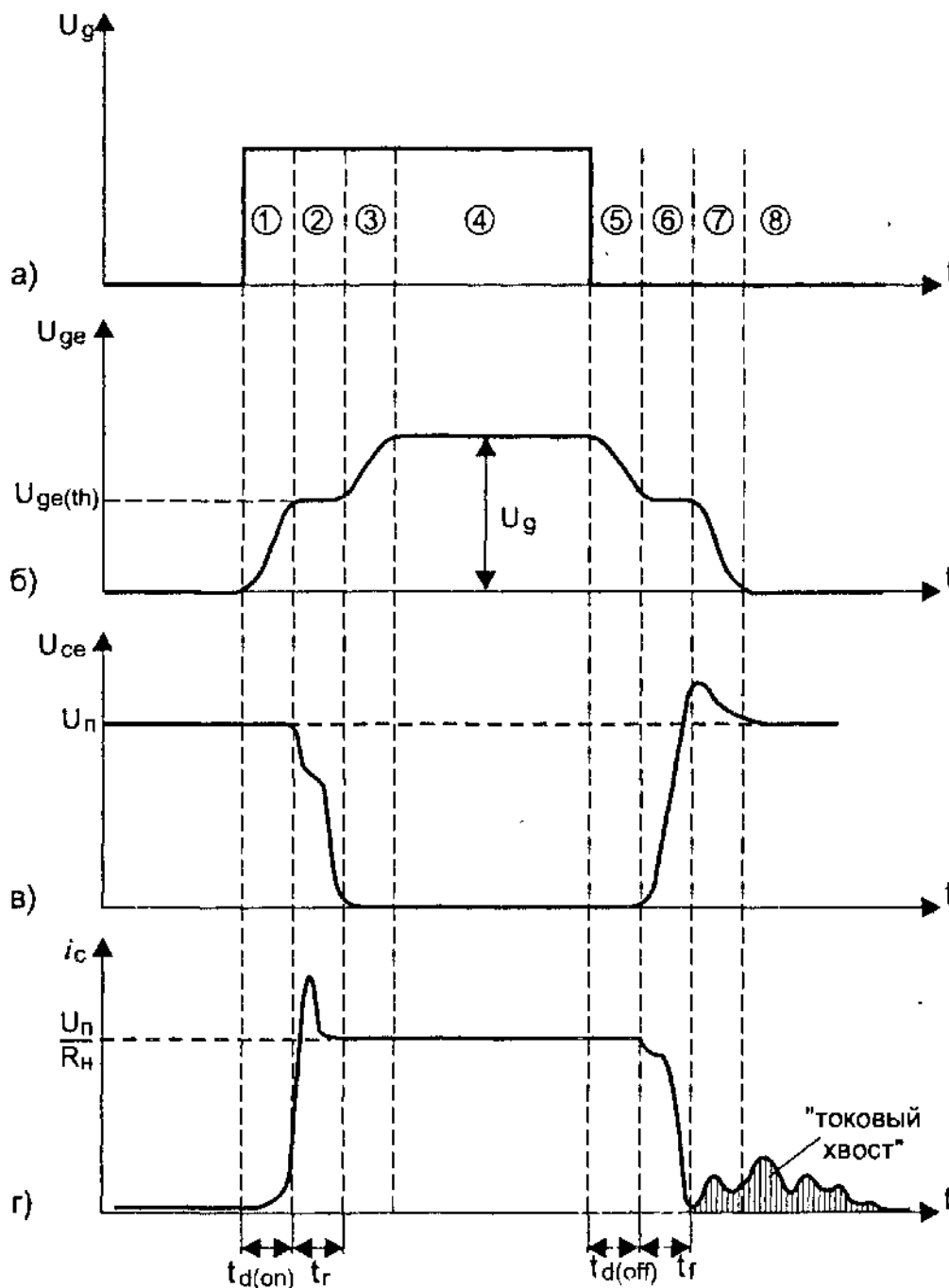


Рис. 8.5. Временные диаграммы коммутационных процессов в транзисторах IGBT

чия появятся. В начале участка «6», когда начинается процесс увеличения напряжения «коллектор-эмиттер» (рис. 8.5, в), ток коллектора какое-то время сохраняет свое значение из-за протекания процесса рассасывания неосновных носителей, затем резко спадает почти до нуля, что занимает время **спада** (fall time). Однако на этом процесс выключения не заканчивается, поскольку внутренние процессы рекомбинации продолжаются. На участках «7» и «8» (рис. 8.5, г) наблюдается «токовый хвост», характеризуемый непериодическими колебаниями коллекторного тока.

Следует отметить, что кривые заряда затвора для транзисторов одной серии примерно повторяются у приборов разных классов, что также свидетельствует о том, что быстродействие IGBT-транзисторов определяется их биполярной составной частью, а не полевой. Для иллюстрации на рис. 8.6 приведены кривые заряда затвора транзисторов, включенных в табл. 8.1.

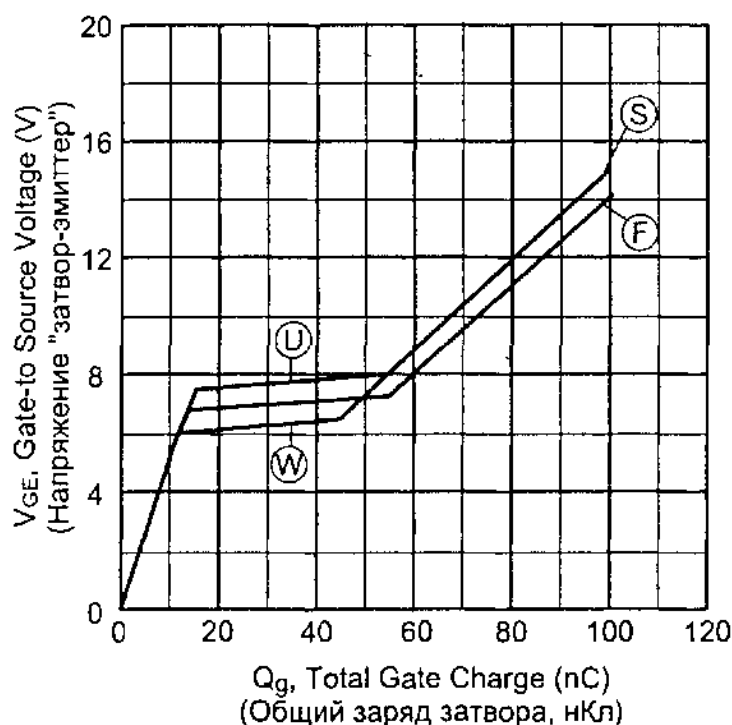


Рис. 8.6. Кривые заряда затвора для транзисторов серии IRG4PC50

Исследования также показали, что у транзисторов IGBT, как и у MOSFET, отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для биполярных транзисторов. Кроме того, с повышением температуры напряжение насыщения «коллектор-эмиттер» у IGBT уменьшается, в то время как сопротивление канала MOSFET растет.

Область безопасной работы, как мы знаем, описывает способность транзистора противостоять перегрузкам по току и по напряжению. Перегружать IGBT-транзистор по напряжению не допускается, но по току он выдерживает 5...10-кратные кратковременные перегрузки. Область безопасной работы IGBT-приборов определяется максимальной

температурой полупроводникового кристалла, типичное значение T_j составляет 150 °С. Область безопасной работы транзистора IGBT определяется по максимальному импульсному току коллектора (pulsed collector current) и максимальному напряжению «коллектор-эмиттер» (collector-to-emitter voltage) — при эксплуатации в пределах рабочих частот. На рис. 8.7 представлена область безопасной работы транзистора IRG4PC40U. Площадь под кривой обозначена как safe operating area — это и есть область безопасной работы. Хорошо видно, что IGBT-транзистор выдерживает пиковые (неповторяющиеся) токовые перегрузки вплоть до предельных значений напряжения «коллектор-эмиттер».

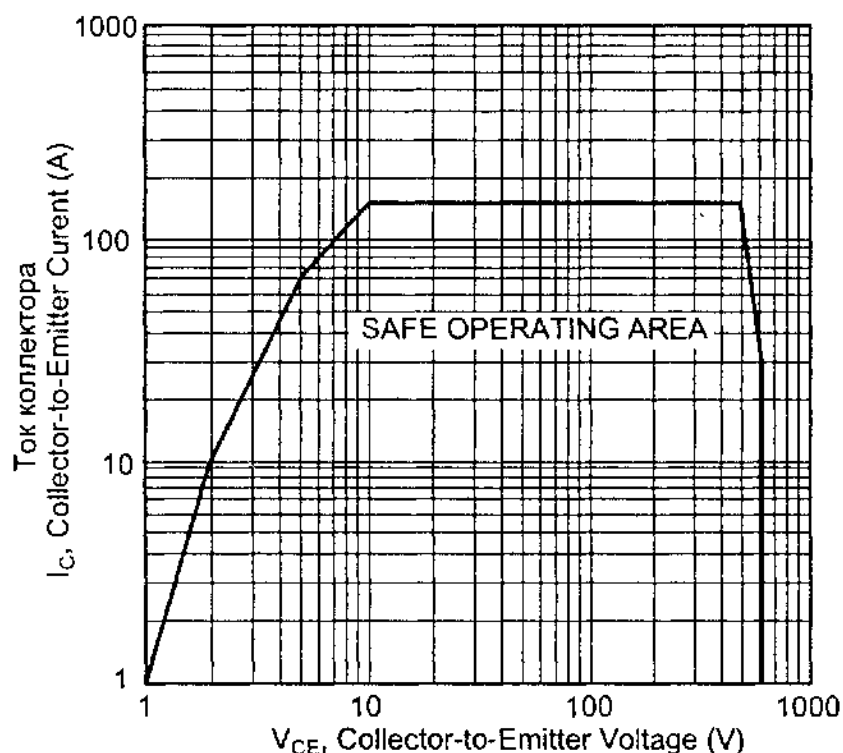


Рис. 8.7. Область безопасной работы транзистора IGBT типа IRG4PC40U

Еще раз повторимся, что эксплуатировать IGBT-транзистор определенного класса можно только в том диапазоне частот, для которого он предназначен. Точнее, использовать более высокочастотные классы на низких частотах допустимо (хотя это расточительно — чем выше класс, тем прибор стоит дороже), а вот «разгонять» медленные IGBT не рекомендуется. Вообще, если быть до конца точными, то теоретически использовать медленный прибор на высоких частотах возможно, но практически придется сильно снизить величину допустимого длительного тока, и к тому же большую часть энергии придется расходовать на потери переключения, что серьезно понизит КПД схемы.

И все же, каковы частотные свойства IGBT транзисторов? Как точно определить, на каких частотах допускается «работать» без снижения максимального значения тока коллектора, а где его придется снизить?

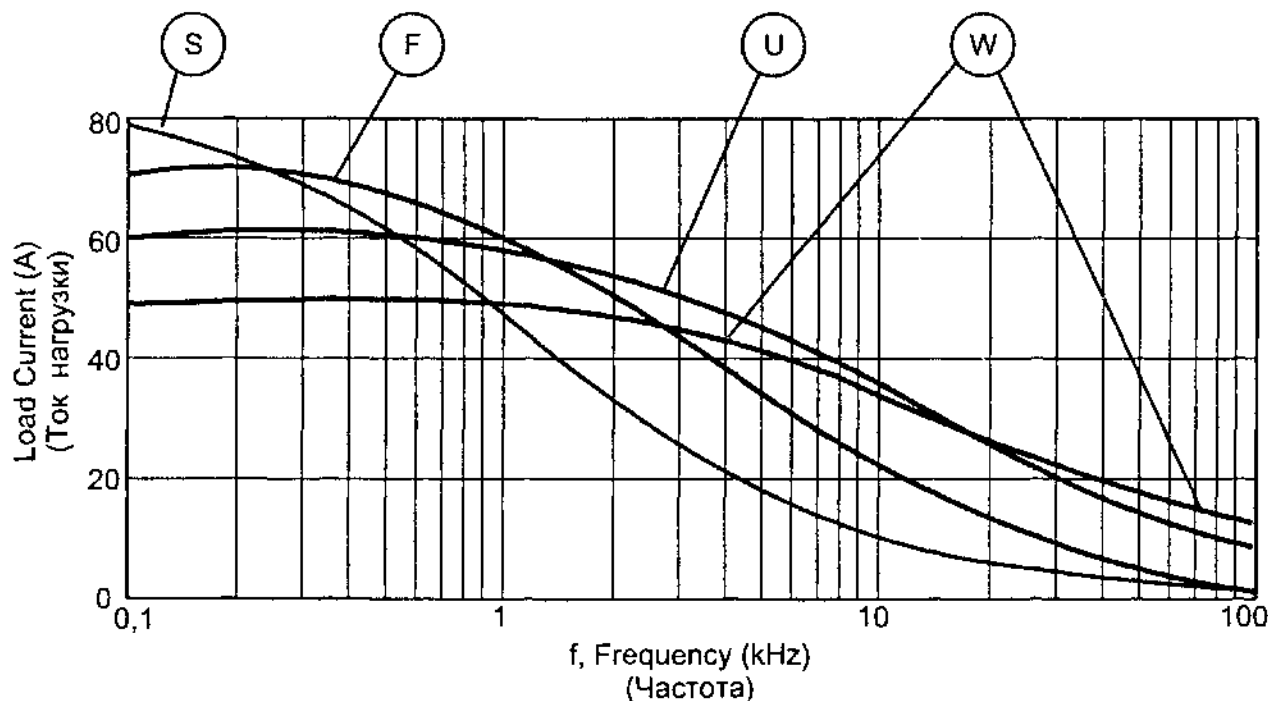


Рис. 8.8. Сравнительные частотные характеристики IGBT транзисторов разных классов на примере IRG4PC50

В технической документации на этот счет приводится график, называемый **типовой зависимостью тока нагрузки от частоты** (typical load current vs. Frequency). Для наглядности на рис. 8.8 данные графики объединены в одной координатной сетке для четырех классов упомянутых в этом разделе транзисторов.

8.3. Основные параметры транзисторов IGBT

В силу сложности своего внутреннего устройства транзисторы IGBT требуют более тщательного и глубокого анализа информации, содержащейся в технической документации. Поскольку эти транзисторы менее известны отечественным разработчикам, нежели их «старшие братья» MOSFET, стоит рассказать подробнее об основных параметрах IGBT. Также укажем, на что в первую очередь необходимо обратить внимание при выборе. В этом нам поможет документация, предлагаемая фирмой «International Rectifier». Эта фирма не без основания гордится наличием наиболее полной справочной информации по выпускаемым ею изделиям.

Предварительный отбор проводится по величине **постоянного тока коллектора** (continuous collector current), обозначаемого как I_c . Эта величина нормируется при нормальной температуре корпуса (25 °C) и при повышенной температуре (100 °C). Для более детального анализа можно использовать график зависимости величины допустимого постоянного тока коллектора от температуры корпуса (case temperature), показанный на рис. 8.9. Кристалл IGBT-транзистора также боится пе-

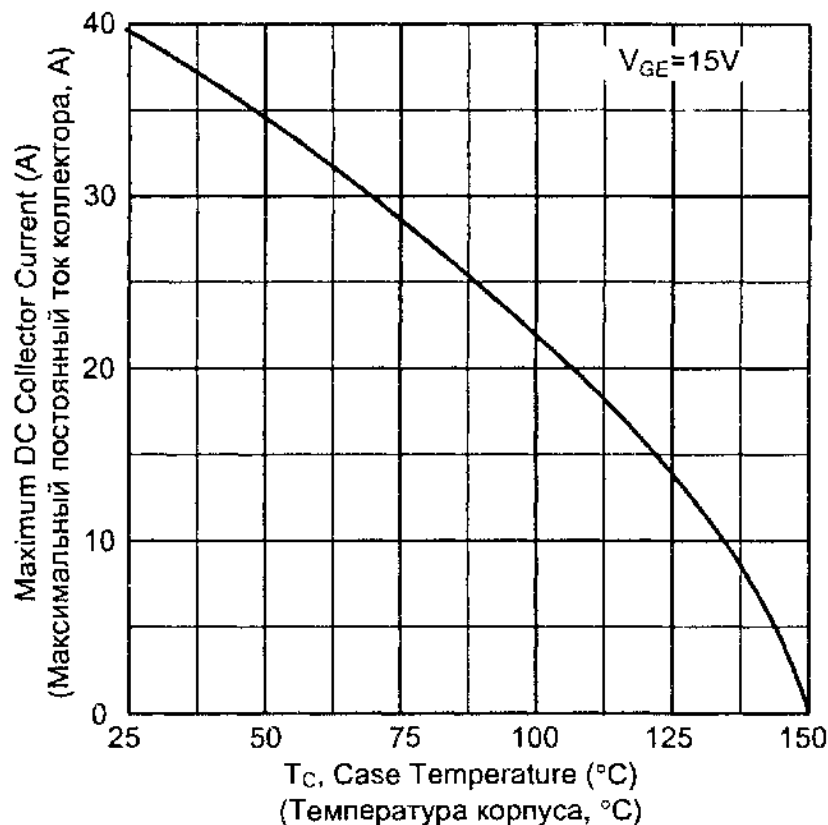


Рис. 8.9. Зависимость постоянного тока коллектора IGBT от температуры корпуса

регрева, как любой другой полупроводниковый прибор, поэтому разработчику следует следить за его температурой и выбирать допустимый ток исходя из условий работы транзистора.

Второй параметр, на который сразу следует обращать внимание, — это **допустимое рабочее напряжение «коллектор-эмиттер»** (collector-to-emitter voltage), обозначаемое U_{ces} . Как правило, этот параметр у реальных IGBT-транзисторов может составлять 600, 1200 и более вольт — именно для высоковольтных применений IGBT и разрабатывались, а значит, они «перекроют» весь диапазон напряжений, встречающихся на практике. Но применять 600-вольтный транзистор, к примеру, для построения первичных каскадов преобразователей с питанием от трехфазной сети 380 В/50 Гц не рекомендуется — слишком мал запас по напряжению. Высоковольтные же IGBT, рассчитанные на напряжение 1700 В и выше, здесь также использовать неразумно по причине их малой распространенности, а также высокой стоимости. Поэтому в данном случае применяют IGBT с рабочим напряжением «коллектор-эмиттер», равным 1200 В. И еще необходимо запомнить, что с повышением температуры полупроводникового кристалла допустимое напряжение «коллектор-эмиттер» снижается.

В технической документации также может встретиться так называемое **максимально допустимое напряжение «эмиттер-коллектор»** (Emitter-to-Collector Breakdown Voltage), которое обозначается U_{ecs} . Этот параметр характеризует способность транзистора IGBT выдержи-

вать приложение обратного напряжения «эмиттер-коллектор». Поясним, что для транзистора типа MOSFET такой проблемы не существует, поскольку в них имеется паразитный обратный диод, который при приложении обратного напряжения открывается. В транзисторе IGBT паразитного диода нет, поэтому нужно защищаться от пробоя обратным напряжением дополнительными средствами. Во-первых, можно выбрать такой тип транзистора, в котором обратный диод, имеющий хорошие показатели быстродействия, встраивается на этапе изготовления элемента. Во-вторых, подключить внешний диод. Второй способ менее надежен, так как связи между диодом и выводами транзистора необходимо выполнять как можно более короткими, иначе эта мера также окажется малоэффективной. Почему?

Обратим внимание на рис. 8.10, на котором показано плечо полумоста с транзисторами VT1, VT2, а также внешними обратными диодами VD1, VD2. Имеется также некоторая индуктивность нагрузки L и индуктивность монтажа L_s . При выключении транзистора VT2 ток нагрузки будет замыкаться через диод VD1. Этот ток непостоянен, поэтому он характеризуется определенной скоростью спада (di_L/dt), что вызывает бросок напряжения на индуктивности L_s . Напряжение на коллекторе VT1 становится меньше напряжения на эмиттере. При значительной величине индуктивности монтажа, а также большой скорости спада тока это напряжение может пробить цепь «коллектор-эмиттер», поскольку типовое значение U_{ecs} у реальных приборов составляет 15...20 вольт.

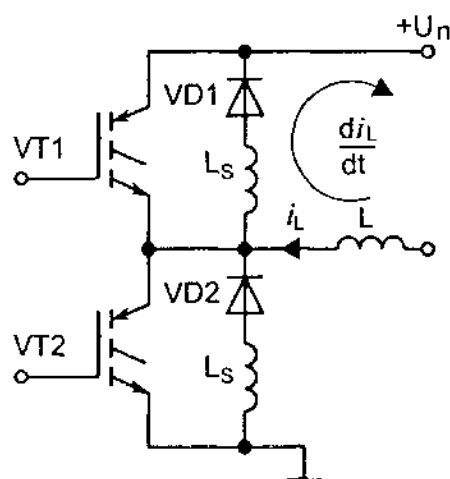


Рис. 8.10. К пояснению эффекта появления напряжения «эмиттер-коллектор»

Ранее мы уже упоминали **напряжение насыщения «коллектор-эмиттер»** (Collector-to-Emitter Saturation Voltage). Величина этого напряжения определяет статические тепловые потери. Напряжение насыщения ($U_{ce(on)}$) в некоторой степени зависит от величины протекающего коллекторного тока. Например, для транзистора типа IRG4PC40U оно равно 1,72 вольта для протекающего тока 20 А и 2,15 вольт — для тока

40 А. В технической документации нормируются значения $U_{ce(on)}$ при температуре 25 и 150 °С.

Динамические характеристики транзисторов IGBT, как мы уже говорили, «закладываются» на этапе их изготовления. Конечно, в технической документации имеются данные о величине **заряда затвора** транзисторов IGBT, обозначаемого как Q_g , и эта величина пригодится для проектирования схемы управления (драйвера). Но однозначно использовать величину заряда затвора для оценки потерь переключения подобно тому, как это делается для транзисторов MOSFET, нельзя. Такая ситуация складывается потому, что IGBT-транзистор имеет сложную внутреннюю структуру, а также сложный процесс выключения, связанный с наличием «токового хвоста».

Используется другой метод расчета потерь переключения на основе **энергии потерь переключения**. Для транзистора IGBT в справочных данных приводятся три цифры: энергия потерь при включении E_{on} (Turn-On Switching Loss), энергия потерь при выключении E_{off} (Turn-Off Switching Loss) и суммарная энергия потерь E_{ts} (Total Switching Loss). Определяется общая энергия потерь по простой формуле:

$$E_{ts} = E_{on} + E_{off}. \quad (8.1)$$

Энергия E_{on} измеряется в промежутке между 5% нарастания тока коллектора до 5% спада напряжения «коллектор-эмиттер» от своих начальных установившихся значений. Энергию спада измеряют на интервале времени 5 мкс с момента 5% нарастания напряжения «коллектор-эмиттер». Понятно, что по прошествии указанного времени «токовый хвост» гарантированно закончится. Для сравнения в табл. 8.2 приведены значения энергии переключения для четырех классов IGBT.

Таблица 8.2. Энергия переключения разных классов транзистора IRG4PC40

Транзистор IGBT	Класс	E_{on} , мДж	E_{off} , мДж	E_{ts} , мДж
IRG4PC40S	S	0,45	6,50	6,95
IRG4PC40F	F	0,37	1,81	2,18
IRG4PC40U	U	0,32	0,35	0,67
IRG4PC40W	W	0,11	0,23	0,34

В реальных схемах ток затвора, если читатель помнит, задается затворным резистором R_g . Влияние его сопротивления на величину суммарной энергии потерь отражает график рис. 8.11, который также обя-

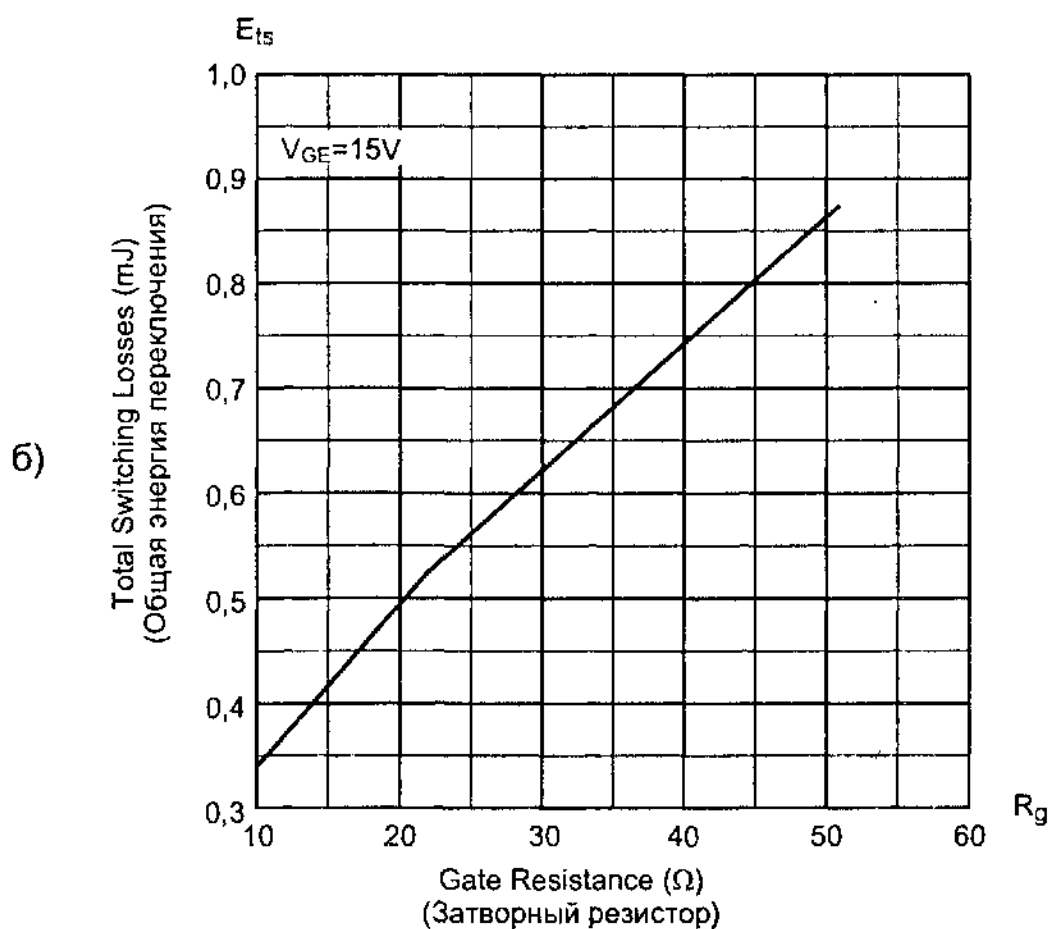
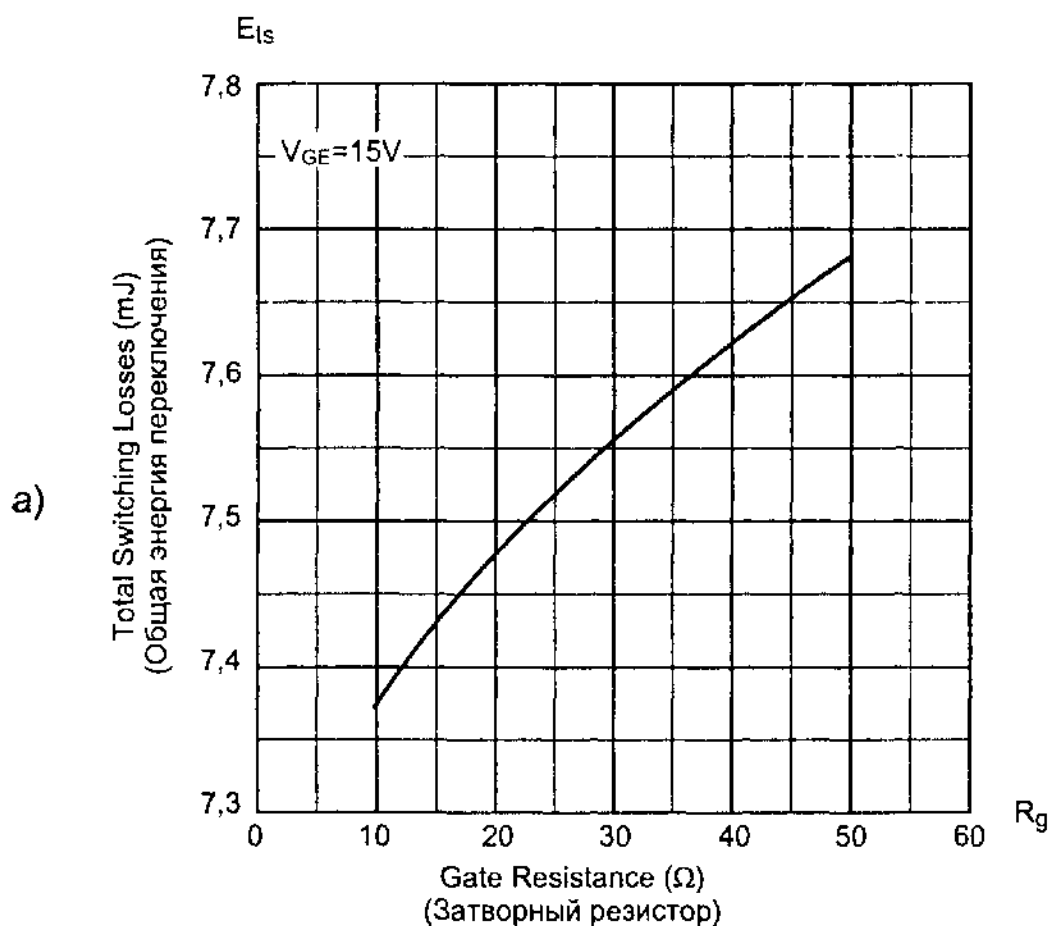


Рис. 8.11. Зависимость суммарной энергии переключения от величины затворного резистора
а) для транзистора IRG4PC40S; б) для транзистора IRG4PC40W

зательно приводится в технической документации. Хорошо видно, что в случае «медленных» IGBT, где вклад «токового хвоста» велик (рис. 8.11, а), величина затворного резистора мало влияет на потери переключения. Для приведенного графика при изменении R_g в 5 раз при сохранении уровня управляющего напряжения общая энергия потерь меняется менее чем на 10%, что составляет так называемую «инженерную» точность расчетов. Поэтому при проектировании схемы управления «медленным» транзистором IGBT рекомендуется выбрать по графику максимальное значение затворного резистора. Этим мы гарантированно обезопасим транзистор от случайного защелкивания.

В случае использования «быстрых» IGBT картина меняется коренным образом: при изменении величины затворного резистора в 5 раз общая энергия потерь меняется почти в 3 раза (рис. 8.11, б), поэтому здесь есть за что бороться. Но не следует забывать, что слишком малый затворный резистор может вызвать пресловутое «защелкивание».

Если в составе IGBT предусмотрен обратный защитный диод, характеристики которого, в отличие от оппозитного диода MOSFET, намного лучше, то в технической документации учитывается энергия потерь обратного восстановления этого диода. Если IGBT не имеет оппозитного диода, потери вычисляются для диода отдельно, исходя из его характеристик. К примеру, для транзистора IRG4PC40F (обратный диод отсутствует) суммарная энергия потерь составляет 2,18 мДж, а для транзистора IRG4PC40FD (со встроенным обратным диодом) суммарная энергия потерь имеет немного большее значение — 2,96 мДж. О том, как использовать данные об энергии потерь для расчета теплового режима транзистора, мы поговорим в следующем разделе.

8.4. Тепловой режим транзисторов IGBT

Как и в случае транзистора MOSFET, тепловые потери в транзисторе IGBT складываются из статических потерь в открытом состоянии (P_{np}), динамических потерь переключения ($P_{пер}$), потерь управления ($P_{упр}$) и потерь за счет утечки в закрытом состоянии (P_{ym}). Пренебрегая третьей и четвертой составляющими в силу их малости, расчет потерь мы будем вести по формуле (7.8). Однако прежде оговоримся, что мощность потерь переключения при периодической коммутации может быть определена через энергию потерь за один период по формуле:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T U_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt, \quad (8.2)$$

где T — период коммутации;

$U_{ce}(t)$ — напряжение «коллектор-эмиттер» на периоде коммутации;

$i_c(t)$ — ток коллектора на периоде коммутации.

Статические потери P_{np} составляют часть полной мощности потерь, которая может быть рассчитана по формуле (8.2). При расчетах мы должны учесть, что напряжение «коллектор-эмиттер» здесь является величиной примерно постоянной и равной напряжению насыщения ($U_{ce(on)}$), а значит, его можно вынести за знак интеграла:

$$P_{np} = \frac{U_{ce(on)}}{T} \int_0^{\tau} i_c(t) dt, \quad (8.3)$$

где τ — время нахождения транзистора IGBT в открытом состоянии.

Формулу (8.3) можно привести к виду:

$$P_{np} = U_{ce(on)} \cdot I_{avg}, \quad (8.4)$$

где I_{avg} — среднее значение тока за период.

Среднее значение тока за период отличается от среднеквадратического значения тока, которое вычисляется по формуле (7.10). Например, для **прямоугольной формы тока** с амплитудой I_1 выражение (8.4) будет следующим:

$$P_{np} = U_{ce(on)} \cdot I_1 \cdot \gamma, \quad (8.4, a)$$

где γ — коэффициент заполнения, определяемый по формуле (7.13).

Определить значение напряжения насыщения «коллектор-эмиттер» можно из технической документации на конкретный транзистор. Тем не менее стоит сделать одно небольшое, но очень важное уточнение: чтобы не завышать расчетную величину статических потерь по сравнению с реальными, необходимо уточнить значение напряжения $U_{ce(on)}$, ориентируясь на конкретную величину тока. Для сведения, у транзистора IRG4PC40S это напряжение составляет 1,15 В при токе 16 А, 1,32 В — при токе 31 А и 1,68 В — при токе 60 А. Разброс, конечно, небольшой, но учесть его полезно, поскольку в ряде случаев, например, при эксплуатации в режиме недогрузки, это позволит уменьшить размеры радиаторов.

А теперь рассчитаем потери переключения P_{nep} . Воспользоваться формулой (8.2) так же лихо, как нам удалось при расчете статических потерь, не удастся, поскольку — повторимся — динамика включения и отключения IGBT-транзистора достаточно сложная. Но производители элементной базы эти потери уже измерили и привели в технической документации в виде энергии переключения E_{is} , о которой было сказано ранее. Таким образом, потери переключения IGBT-транзистора рассчитываются по очень простой формуле:

$$P_{nep} = E_{is} \cdot f. \quad (8.5)$$

И все же одна особенность расчетов по формуле (8.5) имеется. Дело в том, что энергия потерь переключения IGBT-транзистора — величина непостоянная. В этом мы убедились ранее, рассматривая график рис. 8.11, б). Но существует более ярко выраженная зависимость E_{ts} от величины протекающего тока, что отражено на рис. 8.12. Поэтому, рассчитывая потери переключения, следует сначала определиться с величиной энергии переключения по указанным графикам, которые имеются в технической документации.

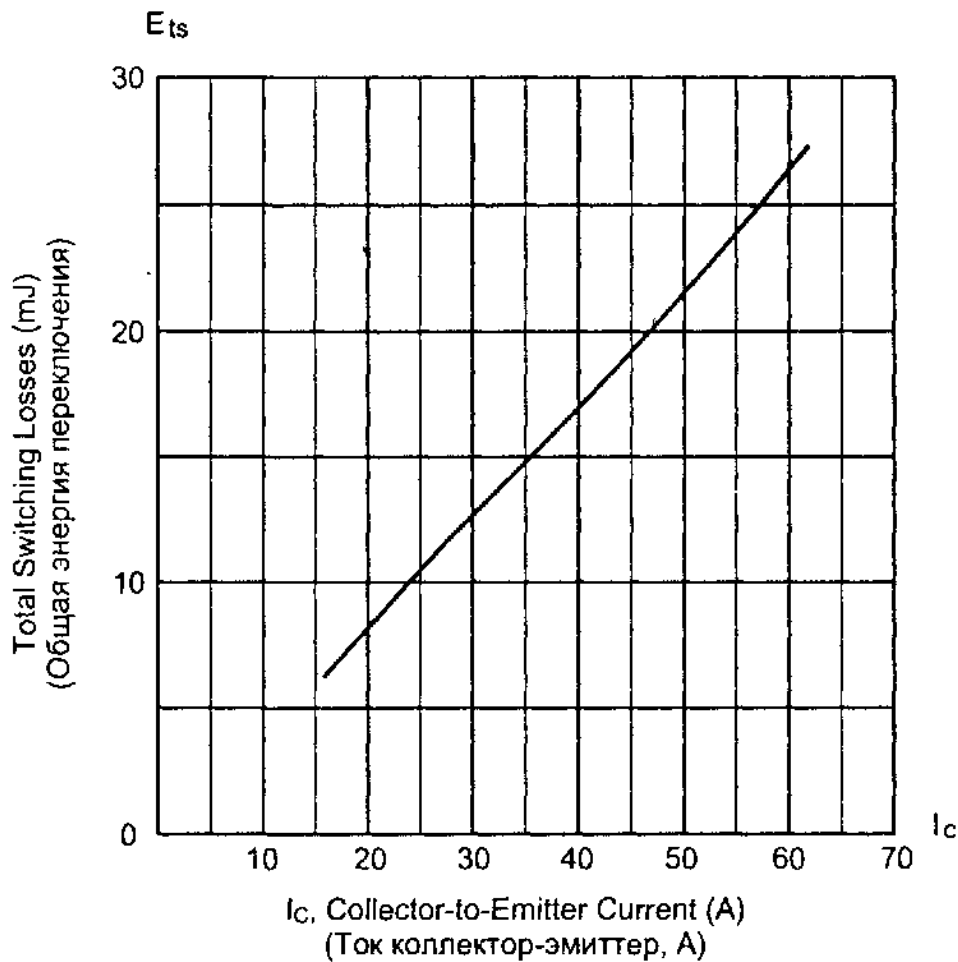


Рис. 8.12. Зависимость энергии переключения от величины тока коллектора для транзистора IRG4PC40S

Оценка теплового режима IGBT-транзистора должна вести к выяснению необходимости проектирования радиатора для охлаждения элемента. Как это делается, достаточно подробно рассказано в главах 6 и 7. Здесь мы повторяться не будем, скажем лишь, что в технической документации все необходимые данные для такой оценки есть: приведены тепловые сопротивления «кристалл-корпус», «корпус-радиатор», «кристалл-среда», имеется графическая зависимость нормированного теплового сопротивления «кристалл-корпус» от частоты следования импульсов и их заполнения (аналогичный график для MOSFET приведен на рис. 7.14).

8.5. Немного о параллельной работе IGBT

И вновь мы возвращаемся к разговору о параллельной работе силовых полупроводниковых приборов с целью распределения токовой нагрузки. Наиболее актуальной эта тема является для радиолюбителей, которые зачастую не могут приобрести мощные транзисторы из-за их высокой цены. Насколько возможно реализовать стремление читателей к параллельному включению нескольких IGBT приборов? Можно ли обойтись без токовыравнивающих резисторов в эмиттерных цепях?

Ведущие мировые производители элементной базы, в частности «International Rectifier», «Siemens» и другие, провели подробное исследование режимов работы параллельно включенных IGBT-приборов. Они установили, что IGBT-транзисторы более подвержены несимметрии режимов при параллельном включении, чем транзисторы MOSFET, однако в случае выполнения несложных схемотехнических и конструктивных рекомендаций IGBT «работают» гораздо лучше «биполярников».

Транзисторы IGBT одного типа и наименования можно соединять параллельно без эмиттерных токовыравнивающих резисторов, а это значит, что мы сразу избавляемся от потерь мощности на их активном сопротивлении. Особенно важно «поставить» все транзисторы в одинаковые температурные условия, то есть обеспечить их равномерный прогрев. На рис. 8.13 показан результат исследования нагрева параллельно включенных транзисторов, причем кривая «1» отражает поведение абсолютно согласованных по тепловому режиму приборов (идеальный случай), кривая «2» — поведение приборов, установленных на общий радиатор, кривая «3» — установленных на разные радиаторы. Хорошо видно, что установка транзисторов на общий радиатор (симметрично, в максимальной близости друг от друга) создает тепловой режим, близкий к идеальному. Токовая нагрузка транзисторов, «работающих» параллельно, должна быть для каждого не более 80...90% от максимального тока коллектора одиночного прибора.

Второе условие нормальной работы параллельно включенных IGBT-приборов — минимально возможная длина связей между одноименными силовыми и управляющими цепями. Это условие продиктовано тем, что протяженные связи обладают высокой паразитной индуктивностью. При протекании тока индуктивность накапливает энергию, что является причиной выбросов напряжения при резком изменении токов (в режиме коммутации). В результате этих процессов транзисторы могут быть рассимметрированы по токам коллектора, причем тем больше, чем выше частота коммутации. Свести к минимуму влияние паразитных индуктивностей позволит конструктивный узел, показанный на рис. 8.14.

И, наконец, последняя важная рекомендация относится к цепям управления. Соединять непосредственно затворы параллельно вклю-

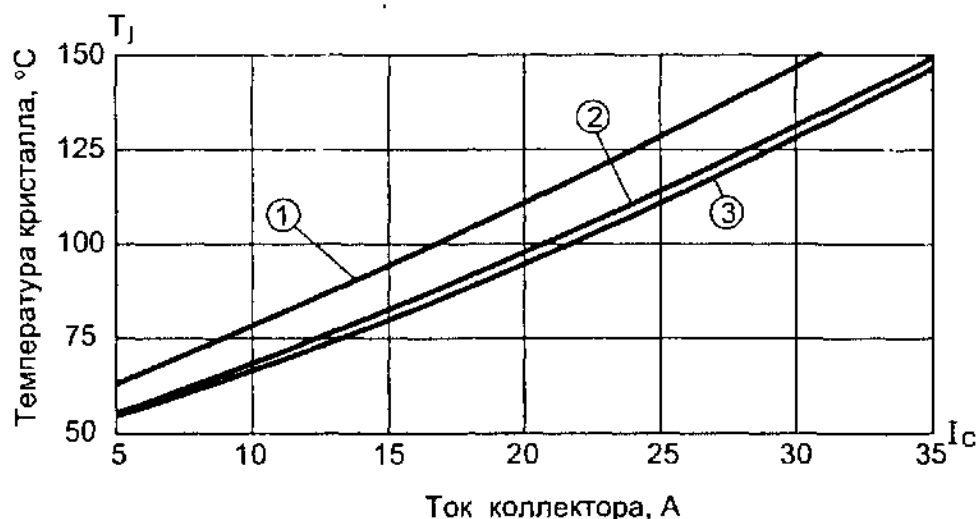


Рис. 8.13. К исследованию возможности параллельной работы IGBT

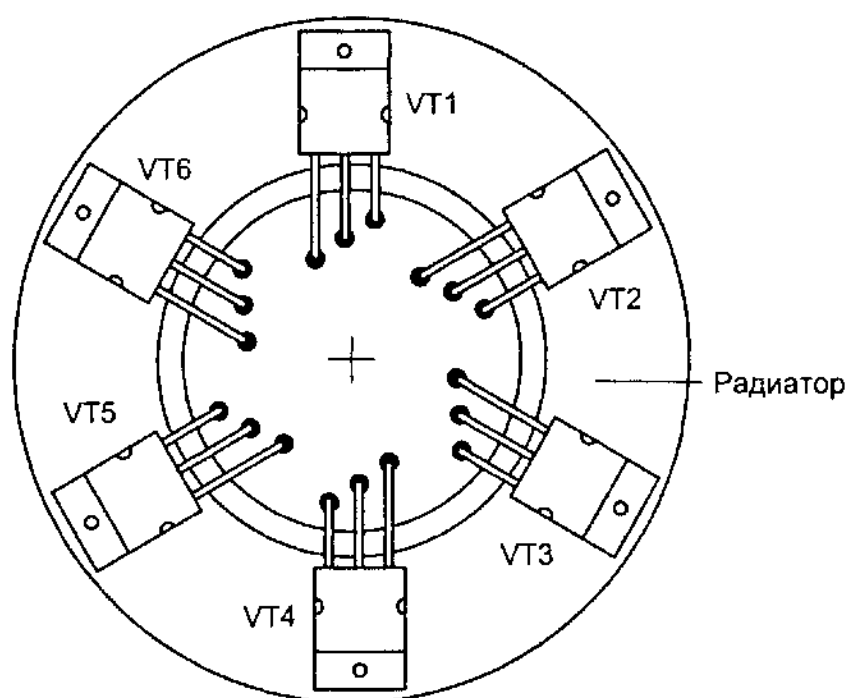


Рис. 8.14. Вариант параллельного включения IGBT

чаемых IGBT-приборов нельзя, так как в процессе коммутации возникает «звон» тока в управляющей части транзисторов, который может привести к их неконтролируемому открытию. Источник «звона» — паразитные эмиттерные индуктивности. Защищаются от «звона» включением затворных резисторов R_g и развязкой цепей «эмиттер силовой» и «эмиттер управления» согласно рис. 8.15. О выборе затворных резисторов было сказано выше. Эмиттерные резисторы R_e , связывающие схему управления с приборами, должны иметь небольшое сопротивление — порядка 0,1 Ом. Эти резисторы должны быть подключены непосредственно к эмиттерам VT1 и VT2, желательно как можно ближе к месту входа их в корпус приборов.

На рис. 8.16 показана возможная схема драйвера управления двумя параллельно включенными транзисторами IGBT. Она обеспечивает за-

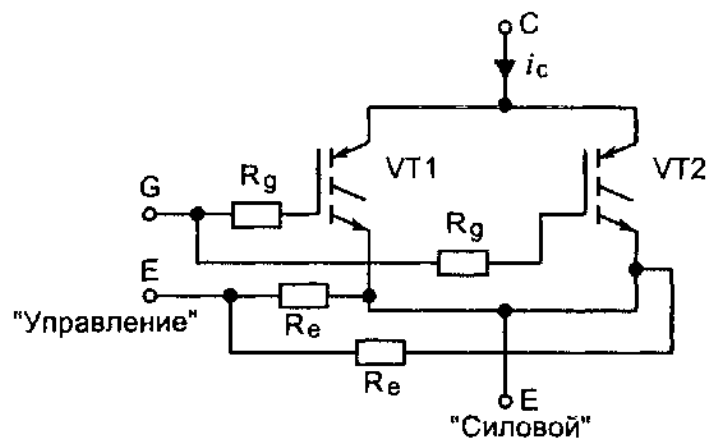


Рис. 8.15. Разводка цепей управления параллельно включенных транзисторов IGBT

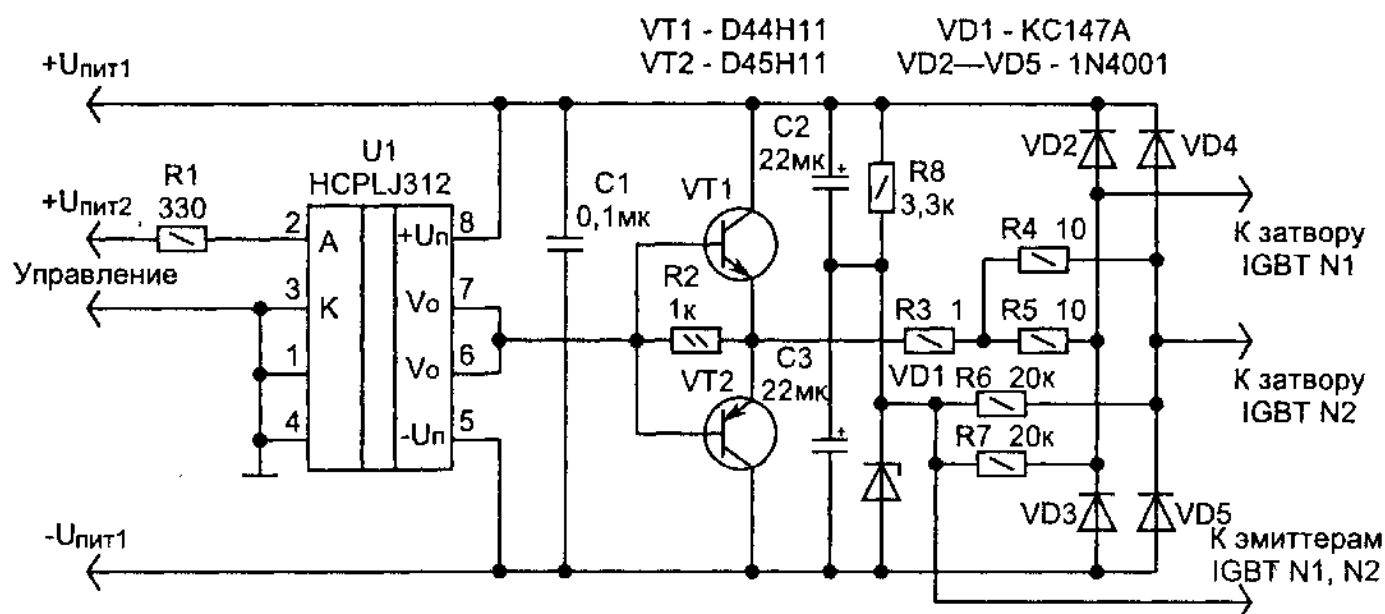


Рис. 8.16. Принципиальная схема драйвера управления IGBT с гальванической развязкой

держку включения и выключения не более 0,6 мкс при напряжении гальванической развязки между цепями не менее 2500 В.

Особенностью этой схемы является гальваническая (оптическая) развязка цепей управления. Входной импульсный сигнал напряжением 5 В подается на контакты «+U_{пит2}» и «Управление». К контактам «2» и «3» микросхемы опторазвязки U1 подключен внутренний светодиод. С выводов «6»-«7» микросхемы сигнал поступает на двухтактный эмиттерный повторитель VT1, VT2, а с него через защитный резистор R3 и затворные резисторы R4, R5 — на затворы внешних IGBT-транзисторов. Резисторы R6, R7 снижают входное сопротивление IGBT-приборов в целях повышения помехоустойчивости. Стабилитрон VD1 фиксирует напряжение 4,7 В на затворах, что позволяет надежнее закрывать IGBT транзисторы. Диоды VD2—VD5 защищают от превышения напряжения затвора выше 19 В и ниже минус 4,7 В. Конденсаторы C1—C3 — фильтрующие. Питание драйвера осуществляется от отдель-

ного источника напряжением 24 В, подключаемого к клеммам « $+U_{пит_1}$ » и « $-U_{пит_1}$ ».

Собрать драйвер можно на печатной плате, приведенной на рис. 8.17 по сборочному рис. 8.18. Все резисторы — типа С2-23 или С2-33, конденсатор С1 — К10-176; С2 и С3 — К50-68. Вместо микросхемы опторазвязки типа HCPLJ312 без доработки платы можно применить HCPL3120 или HCNW3120. Диоды можно заменить на отечественные типа КД212.

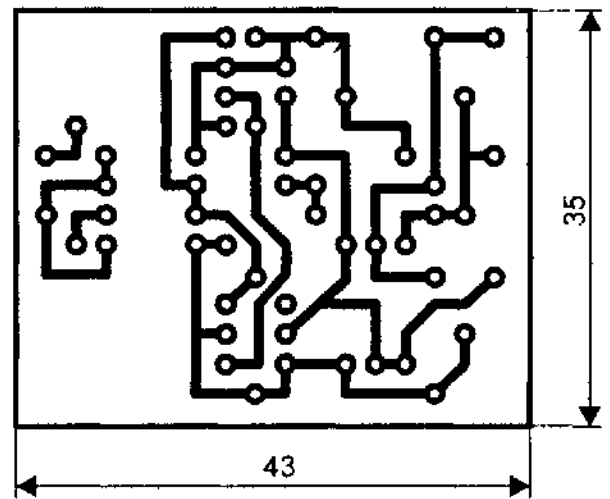


Рис. 8.17. Печатная плата

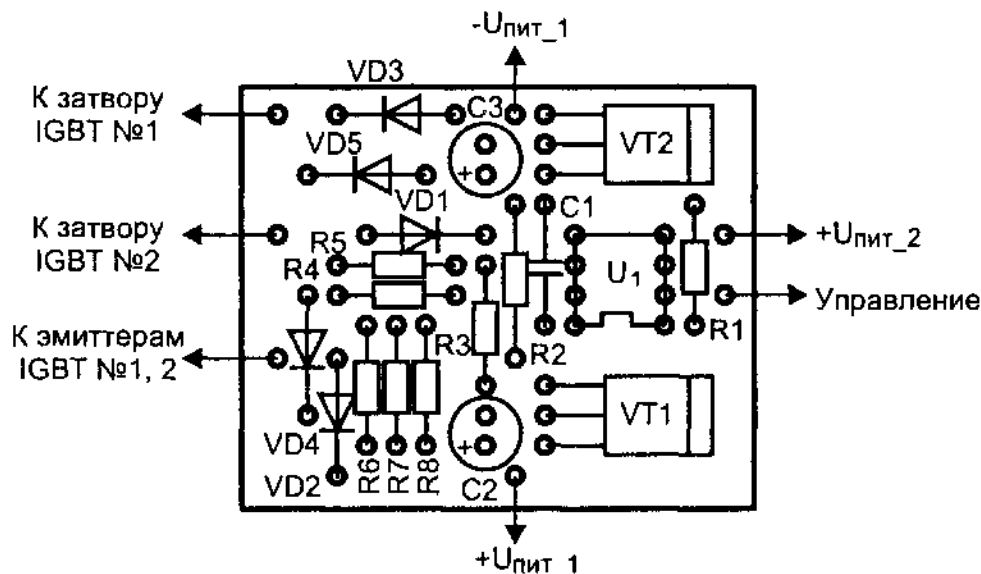


Рис. 8.18. Сборочный рисунок

Драйвер в настройке не нуждается. При необходимости его можно использовать для управления одиночным транзистором. Резисторы R4, R5 выбираются согласно технической документации на конкретные IGBT-приборы.

8.6. Калейдоскоп транзисторов IGBT-структуры

Мы завершаем наше первое знакомство с транзисторами IGBT кратким обзором того, что можно встретить в прайс-листах организаций, торгующих электронными компонентами, в каталогах и просто на прилавках магазинов радиодеталей. Конечно, этот обзор не сможет вместить все многообразие производимых в мире IGBT-приборов, но, надеемся, в чем-то поможет читателям, которые заинтересовались перспективами использования их в своих схемах.

Публикации в отечественных научно-технических журналах, относящиеся к практике использования транзисторов IGBT, а также приборы, предлагаемые на рынке силовой электронной продукции, красноречиво свидетельствуют, что в последнее время стремительно увеличивается число отечественных разработчиков, которые освоили принципы работы с этими электронными силовыми компонентами, смело применяют их при создании промышленных изделий. Что же касается радиолюбителей, то они пока остаются в стороне от IGBT-транзисторов, предпочитая им MOSFET и даже продолжают работать с классическими силовыми биполярными приборами. Причины такого прохладного (пока) отношения кроются в том, что изначально IGBT разрабатывались как **мощные силовые приборы** с высокими значениями допустимых токов и напряжений. Следовательно, габариты корпусов, а значит, и стоимость IGBT транзисторов остается высокой.

Ценовая ситуация осложняется еще и тем, что производство отечественных транзисторов IGBT до настоящего времени находилось в стадии подготовки и лишь в последнее время на рынке появились отечественные IGBT-приборы, правда, рассчитанные на большие значения токов. Транзисторы классов ultra-fast и warp-speed в стандартных корпусах типа TO-220 и TO-247, служащие мощной альтернативой транзисторам MOSFET в аналогичных корпусах, за рубежом выпускаются в достаточном количестве. Нашими инженерами был разработан транзистор КП730А в корпусе TO-247, данные на который имеются в новых справочниках, но приобрести его невозможно — разработка пока остается «на бумаге». Вероятнее всего, отечественные производители элементной базы в ближайшее время едва ли наладят производство мало-мощных IGBT, оставив этот сектор рынка «на откуп» иностранным фирмам. Скорее, будет продолжаться выпуск мощных IGBT-модулей, в которых собрано несколько приборов согласно широко распространенным схемам (полумост, мост, трехфазный мост, с обратными диодами и без них).

Серийный выпуск мощных отечественных IGBT-модулей налажен в г. Саранске, где их производит ОАО «Электровыпрямитель» (адрес в Интернете <http://www.rill.spb.ru>), одно из ведущих предприятий России в области поставки силовых полупроводниковых приборов и преобразовательной техники. Правда, по некоторым сведениям, в частности, на основании данных публикаций [37], [38], производство IGBT у нас в стране лишь с большой натяжкой можно называть «отечественным». Пока мы занимаемся только «расфасовкой» полупроводниковых кристаллов, поставляемых фирмой «Siemens», в пластмассовые корпуса, но — лиха беда начало! Сейчас во всем мире идет процесс отказа от электродвигателей постоянного тока в пользу асинхронных машин с электронным управлением силовыми IGBT-модулями, обладающих

значительно более высокими показателями надежности, что требует развития недорогой элементной базы. Впрочем, уже сегодня отдельные представители IGBT-модулей, изготовленных у нас в стране, более-менее доступны даже радиолюбителям — их цена составляет порядка \$30...80. Встречаются также модификации ценой \$1300 — совсем не по радиолюбительскому карману, но все же ощутимо дешевле импортных аналогов...

А теперь представим наиболее распространенные типы корпусов IGBT-модулей. Пожалуй, наиболее популярным на сегодняшний день являются приборы, размещенные в корпусе типа INT-A-PAK (рис. 8.19, а) с габаритами $95 \times 36 \times 32$ мм. Подобным образом «корпусируются» два транзистора, соединенных по схеме полумоста и шунтированных быстрыми обратными диодами. Основание модуля, представляющее собой металлическую пластину, изолировано от токоведущих электродов, поэтому модуль можно закреплять на радиаторе без электроизоляционных подложек. Три мощных электрода, имеющих винтовые соединения, предназначены для подключения силовых шин. Сбоку выведены электроды управления. «Разводка» силовых шин очень удобная: точка соединения коллектора первого и эмиттера второго транзисторов выведена с края модуля, что в значительной степени помогает рационально скомпоновать конструкцию силового прибора (рис. 8.19, б). Токовая нагрузка полупроводниковых элементов в корпусах INT-A-PAK обычно не превышает 250...300 А.

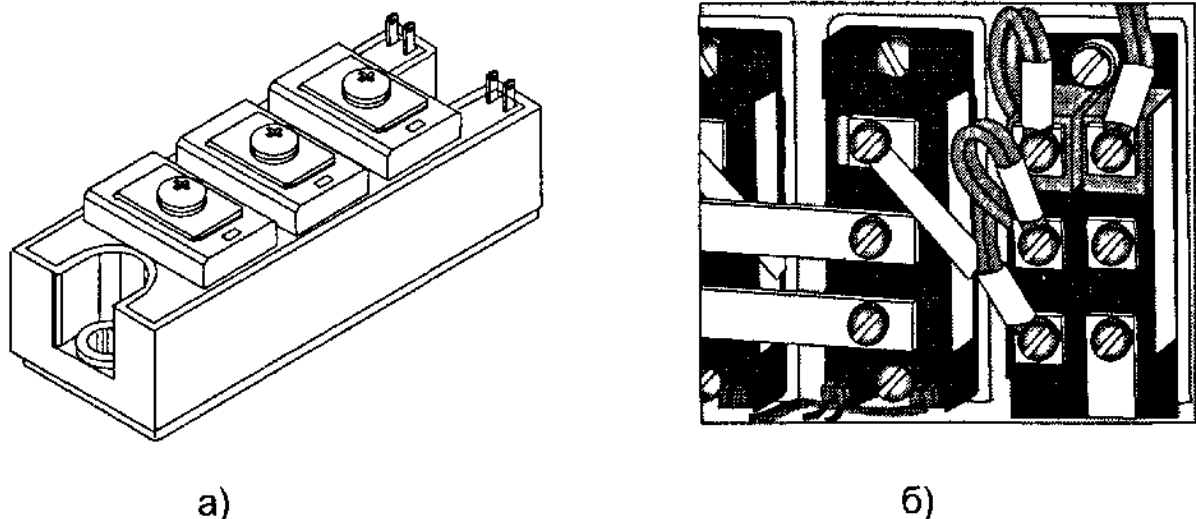


Рис. 8.19. Модуль IGBT в корпусе типа INT-A-PAK:
а) внешний вид корпуса; б) установка модулей в приборах

Не уступает в популярности корпус типа DOUBLE INT-A-PAK (рис. 8.20) с габаритными размерами $110 \times 62 \times 32$ мм. Так же, как и в предыдущем случае, здесь «корпусированы» два транзистора и два диода с соединением по схеме полумоста. Но данный корпус имеет более низкое тепловое сопротивление, поэтому позволяет размещать в нем

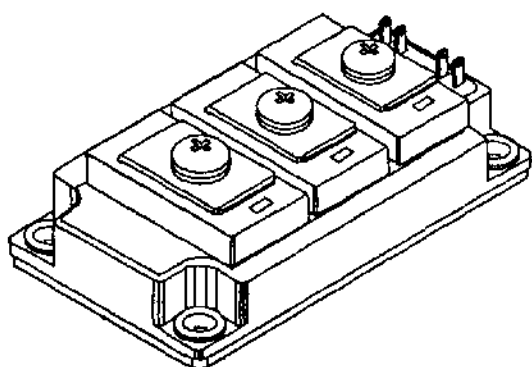


Рис. 8.20. Модуль IGBT в корпусе типа DOUBLE INT-A-PAK

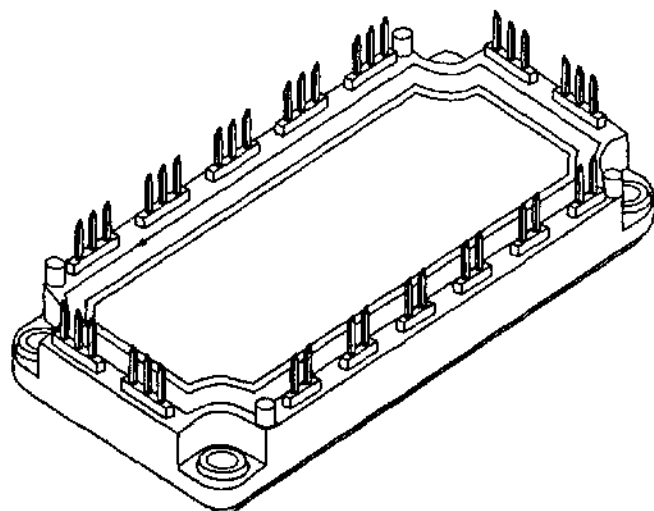


Рис. 8.21. Модуль IGBT в корпусе типа ECONOPACK

транзисторы, рассчитанные на более высокие токи (до 500 А). Крепление модуля к радиатору осуществляется с помощью четырех болтов через отверстия, расположенные по углам.

В последнее время все более широко распространяется серия низкопрофильных корпусов ECONOPACK, впервые выпущенная на рынок фирмой «Siemens» (рис. 8.21). Размеры корпуса модификации «3», представленного на рисунке, составляют $122 \times 62 \times 17$ мм, то есть почти в два раза тоньше, чем приведенные выше корпуса. Коренное отличие этого модуля заключается в том, что он предназначен для приборов, силовые цепи которых выполнены методом печатного монтажа. На первый взгляд может показаться, что печатные проводники не смогут выдержать токовую нагрузку корпуса ECONOPACK, составляющую значение 200 А! Но специалисты «Siemens» провели исследования и установили, что плоские печатные проводники выдерживают токовую нагрузку до 25 А/мм^2 , поскольку поверхность проводника большая и хорошо рассеивает тепло. Важно лишь не допускать при разработке печатной платы «узких» мест. Силовые выводы на корпусе ECONOPACK сделаны достаточно тонкими, но за счет того, что каждый вывод состоит из трех параллельных проводников, обеспечивается протекание больших токов.

Другим преимуществом корпуса ECONOPACK является чрезвычайно низкое значение паразитной индуктивности выводов и внутренних контактных перемычек. Выводы цепей питания сделаны с двух сторон, что облегчает параллельное соединение модулей.

И несколько слов о том, что сегодня является «передним краем» в области создания новых модификаций IGBT. Поскольку рассматриваемый нами тип транзистора находит применение в области, где требуется управлять большими токами при высоком напряжении, актуальна задача повышения максимально допустимого напряжения «кол-

литор-эмиттер». Если работы в этом направлении пойдут успешно, то в ближайшем будущем IGBT смогут вытеснить мощные высоковольтные тиристоры, которые традиционно применяются в энергетике, где, как известно, напряжения измеряются десятками киловольт, а токи — десятками тысяч ампер.

На сегодняшний день транзисторами IGBT взята «высота» порядка 6,5 кВ. Такие напряжения очень легко могут приводить к поверхностным утечкам тока, пробоем диэлектрика и появлению разных видов электрического разряда, поэтому и корпуса для высоковольтных IGBT должны быть особыми. На рис. 8.22 показан корпус типа IHM, разработанный фирмой «Еурес». Это довольно большой «кирпич» с размерами $190 \times 140 \times 48$ мм. Запланирован выпуск высоковольтных модулей на номинальные токи 200, 400, 600 А.

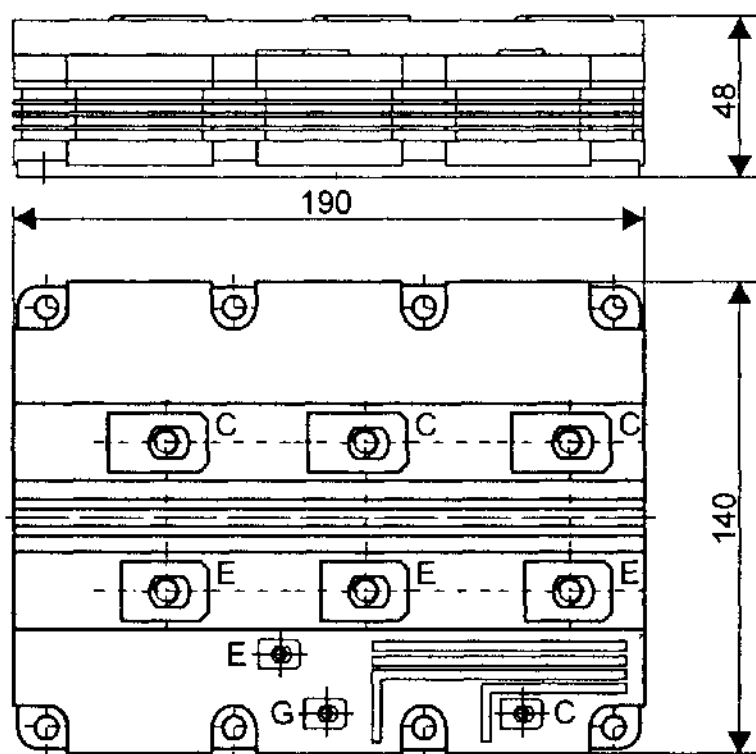


Рис. 8.22. Высоковольтный модуль IGBT в корпусе типа IHM

* * *

Мы заканчиваем наше первое, а потому достаточно краткое знакомство с транзисторами IGBT и переходим собственно к схемам построения изделий силовой преобразовательной техники, к практическим конструкциям, в которых мы столкнемся с уже знакомыми нам «кирпичиками» силовой электроники, а также расскажем о новых элементах, где это будет уместно.