

### СОДЕРЖАНИЕ

<b>Область применения силовых модулей</b> . . . . .	3	4.1. Область безопасной работы при выключении	26
<b>IGBT модули 3-го поколения (серии U и H)</b> . . . . .	7	4.2. Области безопасной работы при КЗ	26
1. Структура и функционирование IGBT модулей . . . . .	7	5. Требования к схеме управления затвором . . . . .	27
1.1. Структура слоев . . . . .	7	5.1. Выходные напряжения схемы управления затвором . . . . .	27
1.2. Работа прибора . . . . .	8	5.2. Последовательное сопротивление затвора . . . . .	27
1.3. Технология производства . . . . .	8	5.3. Обнаружение короткого замыкания . . . . .	28
1.4. Модульная конструкция . . . . .	8	5.4. Требуемая мощность схемы управления затвором . . . . .	28
1.5. Корпуса IGBT модулей серии U . . . . .	9	6. Параллельные операции . . . . .	28
2. Область безопасности работы . . . . .	9	7. Энергия переключения . . . . .	29
2.1. Область безопасной работы для импульсного режима . . . . .	9	<b>Использование гибридных схем управления затвором</b> . . . . .	32
2.2. Область безопасной работы для режима короткого замыкания . . . . .	10	1. Ограничение выходного тока . . . . .	32
3. Рабочие характеристики . . . . .	11	2. Требования к источнику питания . . . . .	33
3.1. Выходные характеристики . . . . .	11	2.1. Ток питания . . . . .	33
3.2. Напряжение насыщения коллектор-эмиттер . . . . .	12	2.2. Однополярный режим питания . . . . .	33
3.3. Емкости переходов . . . . .	12	3. Полная мощность рассеивания . . . . .	34
3.4. Заряд затвора . . . . .	12	4. Применение микросхем драйверов M57957L и M57958L . . . . .	34
3.5. Переключающие характеристики . . . . .	13	5. Защита от КЗ методом перенасыщения . . . . .	35
3.6. Характеристики обратного диода . . . . .	13	6. Микросхемы драйверов M57959AL и M57962AL . . . . .	35
3.7. Переходное тепловое сопротивление . . . . .	14	7. Применение микросхем драйверов M57959AL и M57962AL . . . . .	35
3.8. Энергия переключения . . . . .	14	8. Определение времени обнаружения перенасыщения ( $T_{TRIP}$ ) . . . . .	36
4. Выбор IGBT модулей . . . . .	15	9. Формы сигналов . . . . .	36
5. Управление затвором IGBT модуля . . . . .	16	10. Управление мощными IGBT модулями . . . . .	36
5.1. Напряжение управления затвором . . . . .	16	<b>Интеллектуальные силовые модули</b> . . . . .	38
5.2. Сопротивление затвора $R_G$ . . . . .	16	1. Структура интеллектуальных силовых модулей . . . . .	39
5.3. Требования мощности схемы управления затвором . . . . .	18	1.1. Метод многослойной эпоксидной изоляции . . . . .	39
5.4. Требования к схеме управления затвором . . . . .	18	1.2. Керамическая изоляционная конструкция . . . . .	39
6. Защита IGBT модулей . . . . .	18	1.3. Конструкция IPM модулей серии V . . . . .	39
6.1. Защита от бросков напряжения $dv/dt$ . . . . .	18	1.4. Преимущества интеллектуальных силовых модулей . . . . .	40
6.2. Защита от короткого замыкания . . . . .	19	2. Характеристики и параметры IPM . . . . .	40
6.3. Меры предосторожности . . . . .	20	2.1. Тестовые схемы и режимы . . . . .	40
7. Параллельные операции . . . . .	20	3. Область безопасной работы IPM модулей . . . . .	41
7.1. Статический баланс токов . . . . .	20	3.1. Область безопасной работы при выключении . . . . .	41
7.2. Динамический баланс токов . . . . .	21		
<b>IGBT модули 4-го поколения (серия F)</b> . . . . .	25		
1. Структура Trench-затвора . . . . .	25		
1.1. Снижение напряжения канала . . . . .	25		
1.2. Сопротивление перехода транзистора . . . . .	25		
1.3. Снижение $V_F$ биполярного транзистора . . . . .	25		
2. Корпусирование модулей . . . . .	25		
3. Режим тока в реальном времени . . . . .	26		
4. Область безопасной работы модулей серии F . . . . .	26		

3.2. Область безопасной работы при КЗ . . . . .	41
3.3. Активная область SOA . . . . .	42
4. Система защиты IPM приборов . . . . .	42
4.1. Возможности внутренней защиты . . . . .	42
4.2. Защита от пониженного напряжения питания схемы управления . . . . .	42
4.3. Защита от токовых перегрузок . . . . .	43
4.4. Защита от короткого замыкания . . . . .	43
5. Выбор IPM модуля. . . . .	44
6. Контроль напряжения питания . . . . .	44
6.1. Требования к интерфейсу . . . . .	46
6.2. Примеры интерфейсных схем . . . . .	48
6.3. Подсоединение интерфейсной схемы . . . . .	51
6.4. «Мертвое» время (t) . . . . .	51
6.5. Использование сигнала аварии . . . . .	51
7. Инвертор на базе IPM . . . . .	52
8. Меры предосторожности при работе с IPM . . . . .	52

<b>Навигатор IGBT модулей . . . . .</b>	<b>54</b>
3-е поколение, серия H . . . . .	54
3-е поколение, серия U . . . . .	54
4-е поколение, серия F . . . . .	55
5-е поколение, серия NF . . . . .	55
5-е поколение, сеиря NFH . . . . .	56
<b>Навигатор интеллектуальных силовых модулей (IPM) . . . . .</b>	<b>56</b>
4-е поколение, серия S-Dash . . . . .	56
3-е поколение, серия S . . . . .	56
Система обозначений IGBT модулей . . . . .	58
Система обозначений для силовых модулей . . . . .	58
Технические характеристики IPM модулей . . . . .	59
Для заметок . . . . .	61

# ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ

Современные силовые модули фирмы Mitsubishi Electric широко используются в силовых устройствах: конверторах и инверторах.

В AC-DC конверторах, как правило, используются диодные и тиристорные модули, интеллектуальные силовые модули (IPM — Intelligent Power Module) и IGBT модули.

В DC-AC инверторах различного назначения наиболее часто используются транзисторные, IPM и IGBT модули. Узлы инверторов применяются при создании источников электропитания и устройств управления двигателями.

Наиболее часто источники электропитания с применением инверторов используются при разработке:

- бесперебойных блоков питания UPS (Uninterruptible Power Supply);
- стабилизаторов переменного тока со стабилизированной амплитудой и частотой CVCF (Constant Voltage Constant Frequency Power Supply);
- индукционных нагревателей;
- импульсных блоков питания SMPS (Switch Mode Power Supply);
- сварочных, сверлильных и бурильных аппаратов;
- электронных зарядно-разрядных устройств;
- медицинских устройств (например, рентген-аппаратов);
- электронных устройств запуска (стартеров) для тракторов и другой тяжелой техники.

Устройства управления двигателями с применением инверторов используются:

- в системах управления частотой и напряжением VVVF (Variable Voltage Variable Frequency);
- сервосистемах;
- робототехнике;
- в кондиционерах;
- в лифтах.

Табл. 1 иллюстрирует современные тенденции рынка силовых модулей.



## КОНВЕРТЕРЫ

диодные модули  
тиристорные модули  
IPM  
IGBT модули

## ИНВЕРТОРЫ

Транзисторные модули  
IPM  
IGBT модули



Таблица 1

Конечное устройство	Требования, предъявляемые конечным устройством	Требования к силовому модулю	Специально разработанные новые силовые приборы
Инверторы, UPS, Лифты	Низкошумящие, с малыми размерами	Высокая частота, малая мощность управления	Высокочастотные IGBT модули, высокочастотные IPM
Кондиционеры	Экономичные, с малыми размерами	Встраиваемость	IPM для кондиционеров, высокочастотные IGBT модули
Серводвигатели переменного тока	Высокоточные, с автоматической передачей	Снижение "мертвого времени" (уменьшение времени реакции)	IGBT и IPM модули с низким напряжением насыщения

На рис. 1—9 показаны типовые примеры использования силовых модулей.

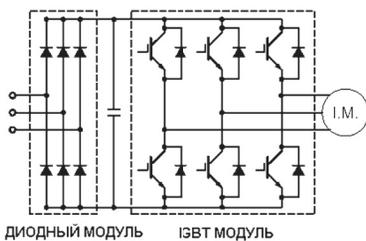


Рис. 1. Типовой пример использования силовых модулей в VVVF системах управления частотой и напряжением (PWM)

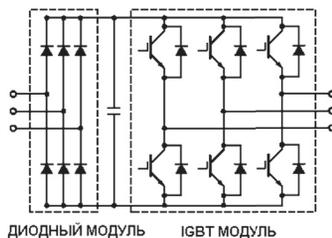


Рис. 2. Использование силовых модулей в CVCF стабилизаторах переменного напряжения и частоты (UPS)

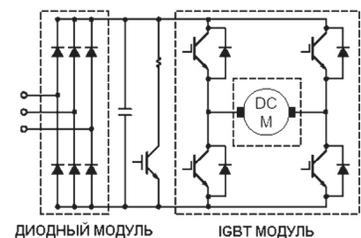


Рис. 3. Использование модулей в сервосистемах и UPS

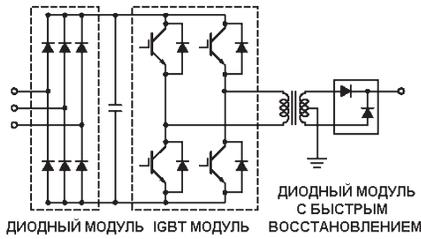


Рис. 4. Применение силовых модулей в сварочном оборудовании

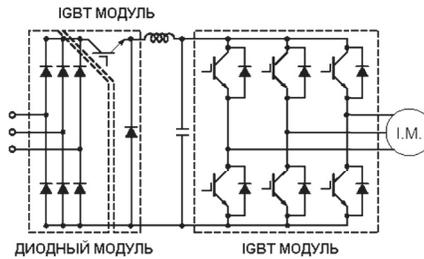


Рис. 5. Типовая схема использования силовых модулей в VVVF инверторах (PAM)

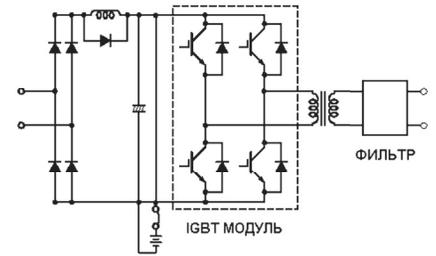


Рис. 6. Типовая схема маломощного CVCF инвертора с использованием силовых модулей (UPS)

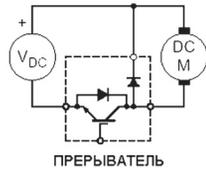


Рис. 7. Управление двигателем с помощью силового прерывателя

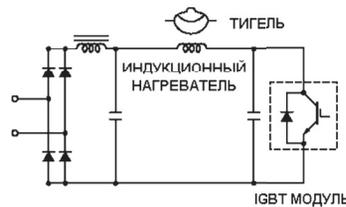


Рис. 8. Управление индукционным нагревателем

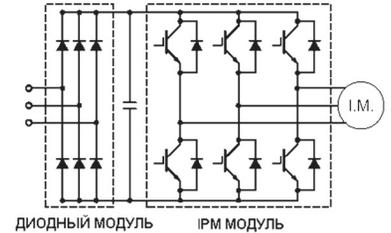


Рис. 9. Типовая схема применения IPM/IGBT для управления двигателями

В табл. 2—5 представлены рекомендуемые типы модулей для различных напряжений и мощностей нагрузки.

Таблица 2

**Рекомендуемые IGBT и диодные модули для переменного напряжения 220 В**

Мощность нагрузки, кВт	IGBT модуль			Диодный модуль
	F-серия	U-серия	H/AD-серия	
0,4			CM10ADXX-12H	RM10TA-H
0,75			CM15ADXX-12H	RM10TA-H
1,1			CM15ADXX-12H	RM10TA-H
1,5			CM20ADXX-12H	RM10TA-H
2,2			CM30ADXX-12H	RM15TA-H
3,7			CM50ADXX-12H	RM20TPM-H
5,5	CM75TU-12F	CM75TU-12H	CM75TF-12H	RM30TB-H
7,5	CM75TU-12F	CM75TU-12H	CM75TF-12H	RM30TA-H
11	CM100TU-12F	CM100TU-12H	CM100TF-12H	RM50TC-H RM60DZ-H x 3
15	CM150TU-12F	CM150TU-12H	CM150TF-12H	RM75TC-H RM60DZ-H x 3
18,5	CM200TU-12F	CM200TU-12H	CM200DY-12H x 3	RM60DZ-H x 3
22	CM300DU-12F x 3	CM300DU-12H x 3	CM300DY-12H x 3	RM100DZ-H x 3
30	CM300DU-12F x 3	CM300DU-12H x 3	CM300DY-12H x 3	RM100DZ-H x 3
37	CM400DU-12F x 3	CM400DU-12H x 3	CM400DY-12H x 3	RM150DZ-H x 3
45	CM400DU-12F x 3	CM400DU-12H x 3	CM400DY-12H x 3	RM150DZ-H x 3
55	CM600HU-12F x 6	CM600HU-12H x 6	CM600HA-12H x 6	RM150DZ-H x 3

Таблица 3

**Рекомендуемые IPM и диодные модули для переменного напряжения 220 В**

Мощность нагрузки, кВт	IPM модуль			Диодный модуль
	IPM, 3 поколение	V-серия	S-DASH - серия	
0,4	PM10CSJ060			RM10TA-H
0,75	PM15CSJ060			RM10TA-H
1,1	PM15CSJ060			RM10TA-H

Мощность нагрузки, кВт	IPM модуль			Диодный модуль
	IPM, 3 поколение	V-серия	S-DASH - серия	
1,5	PM20CSJ060			RM10TA-H
2,2	PM30CSJ060 PM30RSF060			RM15TA-H
3,7	PM50RSA060 PM50RSK060		PM50CSD060 PM50RSD060 PM50CSE060 PM50RSE060	RM20TPM-H
5,5	PM75RSA060 PM75RSK060	PM75RVA060	PM75CSD060 PM75RSD060 PM75CSE060 PM75RSE060	RM30TPM-H*
7,5	PM75RSA060 PM75RSK060	PM75RVA060	PM75CSD060 PM75RSD060 PM75CSE060 PM75RSE060	RM30TPM-H*
11	PM100CSA060 PM100RSA060	PM100CVA060	PM100CSD060 PM100RSD060 PM100CSE060 PM100RSE060	RM30TPM-H
15	PM150CSA060 PM150RSA060	PM150CVA060	PM150CSD060 PM150RSD060 PM150CSE060 PM150RSE060	RM75TPM-H
18,5	PM150CSA060 PM150RSA060	PM150CVA060	PM150CSD060 PM150RSD060 PM150CSE060 PM150RSE060	RM75TPM-H
22	PM200CSA060 PM200RSA060	PM200CVA060	PM200CSD060 PM200RSD060 PM200CSE060 PM200RSE060	RM100DZ-H x 3 RM75TPM-H*
30	PM300CSA060 PM300DSA060 x 3	PM300CVA060	PM300CSD060 PM300RSD060 PM300CSE060 PM300RSE060	RM100DZ-H x 3
37	PM400DSA060 x 3	PM400DVA060 x 3		RM150DZ-H x 3
45	PM400DSA060 x 3	PM400DVA060 x 3		RM150DZ-H x 3
55	PM600DSA060 x 3	PM600DVA060 x 3		RM150DZ-H x 3
75	PM800HSA060x6			RM250DZ-H x 3

\* Аналогично IPM

Таблица 4

## Рекомендуемые IGBT и диодные модули для переменного напряжения 440 В

Мощность нагрузки, кВт	IGBT модуль			Диодный модуль
	F-серия	U-серия	H/AD-серия	
0,4			CM10ADXX-24H	RM10TA-2H
0,75			CM10ADXX-24H	RM10TA-2H
1,5			CM15ADXX-24H	RM10TA-2H
2,2			CM15ADXX-24H	RM10TA-2H
3,7			CM25ADXX-24H	RM15TA-2H
5,5	CM50TU-24F	CM50TU-24H	CM50TF-24H	RM15TA-2H
7,5	CM50TU-24F	CM50TU-24H	CM50TF-24H	RM20TA-2H
11	CM75TU-24F	CM75TU-24H	CM75TF-24H	RM50TC-2H
15	CM100TU-24F	CM100TU-24H	CM100TF-24H	RM30DZ-2H x 3
18,5	CM150DU-24F x 3	CM150DU-24H x 3	CM150DY-24H x 3	RM60DZ-2H x 3
22	CM150DU-24F x 3	CM150DU-24H x 3	CM150DY-24H x 3	RM60DZ-2H x 3 RM50TC-2H
30	CM200DU-24F x 3	CM200DU-24H x 3	CM200DY-24H x 3	RM60DZ-2H x 3
37	CM200DU-24F x 3	CM200DU-24H x 3	CM200DY-24H x 3	RM60DZ-2H x 3
45	CM300DU-24F x 3	CM300DU-24H x 3	CM300DY-24H x 3	RM100DZ-2H x 3
55	CM300DU-24F x 3	CM300DU-24H x 3	CM300DY-24H x 3	RM150DZ-2H x 3
75	CM400HU-24F x 6	CM400HU-24H x 6	CM400HA-24H x 6	RM150DZ-2H x 3
110	CM600HU-24F x 6	CM600HU-24H x 6	CM600HA-24H x 6	RM250DZ-2H x 3
200			CM1000HA-24H x 6	

## Рекомендуемые IPM и диодные модули для переменного напряжения 440 В

Мощность нагрузки, кВт	IPM модуль			Диодный модуль
	IPM	V-серия	S-DASH- серия	
0,4	PM10CZF120 PM10RSH120			RM10TA-2H
0,75	PM10CZF120 PM10RSH120			RM10TA-2H
1,5	PM10CZF120 PM10RSH120			RM10TA-2H
2,2	PM15CZF120 PM15RSH120			RM10TA-2H
3,7	PM25RSB120 PM25RSK120			RM15TA-2H
5,5	PM50RSA120	PM50RVA120		RM20TPM-2H
7,5	PM50RSA120	PM50RVA120		RM20TPM-2H
11	PM75CSA120 PM75DSA120	PM75CVA120		RM30DZ-2H x 3 RM75TPM-2H
15	PM75CSA120 PM75DSA120	PM75CVA120		RM30DZ-2H x 3 RM75TPM-2H
18,5	PM100CSA120 PM100DSA120 x 3	PM100CVA120		RM30DZ-2H x 3 RM75TPM-2H
22	PM100CSA120 PM100DSA120 x 3	PM100CVA120		RM30DZ-2H x 3 RM75TPM-2H
30	PM150CSA120 PM150DSA120 x 3	PM150CVA120		RM60DZ-2H x 3
37	PM200DSA120 x 3	PM200DVA120 x 3		RM60DZ-2H x 3
45	PM200DSA120 x 3	PM200DVA120 x 3		RM100DZ-2H x 3
55	PM300DSA120 x 3	PM300DVA120 x 3		RM150DZ-2H x 3
75	PM400HSA120 x 6			RM150DZ-2H x 3
110	PM600HSA120 x 6			RM250DZ-2H x 3

# IGBT МОДУЛИ 3-ГО ПОКОЛЕНИЯ (СЕРИИ U И H)

Модули IGBT производства Mitsubishi предназначены для разработки мощных силовых узлов с малыми потерями. Применяемые для их создания усовершенствованные технологии позволяют получить низкие напряжения насыщения и высокую скорость переключения, необходимые для функционирования на частотах 20 кГц.

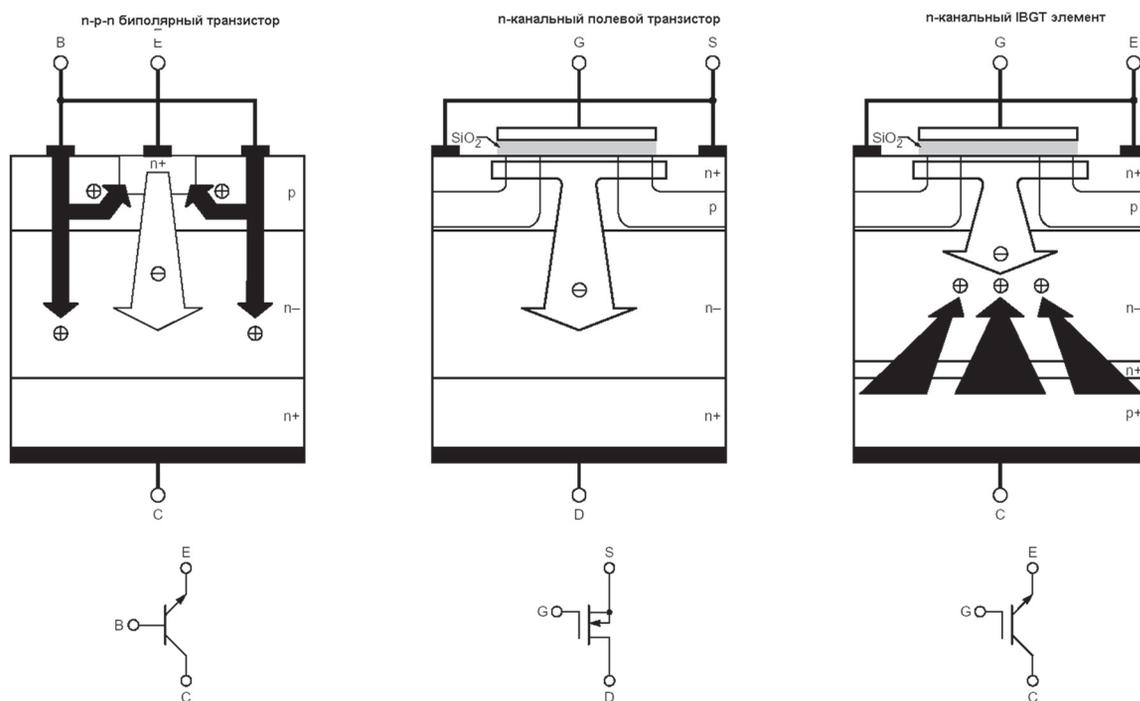
## 1. СТРУКТУРА И ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ IGBT МОДУЛЕЙ

В IGBT модулях переключающим элементом является биполярный транзистор, в котором в качестве структуры, осуществляющей инжекцию носителей в базу, используется полевой транзистор с изолированным затвором. Функционирование и структура этого транзистора аналогичны полевому транзистору с изолированным затвором, который называют МОП транзистором или MOSFET. Основные различия этих двух приборов заключаются в том, что в IGBT используется модуляция проводимости для снижения потерь во включенном состоянии.

Рис. 10 иллюстрирует устройство трех основных типов переключающих элементов: плоскостного биполярного транзистора (а), называемого также BJT (Bipolar Junction Transistor), полевого транзистора с изолированным затвором MOSFET (б) и вентиля IGBT (с). Для обеспечения протекания коммутируемого тока в биполярном транзисторе необходимо протекание тока через область базы. В отличие от BJT полевой транзистор с изолированным затвором и переключающий элемент IGBT управляются не током, а напряжением, т. е. для обеспечения протекания коммутируемого тока необходимо приложить определенное напряжение к управляющей области. Оба транзистора, MOSFET и IGBT, имеют практически идентичные структуры за исключением того, что IGBT транзистор имеет в своей структуре дополнительный буферный слой n+ перед коллекторной n-областью. Это приводит к улучшению модуляции проводимости. В то же время введение дополнительного слоя в IGBT элемент не влияет на частоту переключений.

### 1.1. Структура слоев

Поперечное сечение слоев IGBT элемента показано на рис. 11. Поданное на затвор положительное напряжение смещает электроны из p-области затвора к области под затвором. Эти электроны формируют (наводят) прямо под затвором n-область, создавая, таким образом, путь для потока зарядов между n-областями коллектора и эмиттера. Нулевое или отрицательное напряжение на затворе прибора не формирует область проводимости под затвором.



- Низкое падение модуляции проводимости во включенном состоянии
- Управление током, большая потребляемая мощность
- Средняя скорость переключения
- Высокое падение проводимости на основных носителях во включенном состоянии
- Управление напряжением, малая потребляемая мощность
- Высокая скорость переключения
- Среднее падение проводимости во включенном состоянии
- Управление напряжением, малая потребляемая мощность
- Высокая скорость переключения

Рис. 10. Три основных типа переключающих элементов

## 1.2. Работа прибора

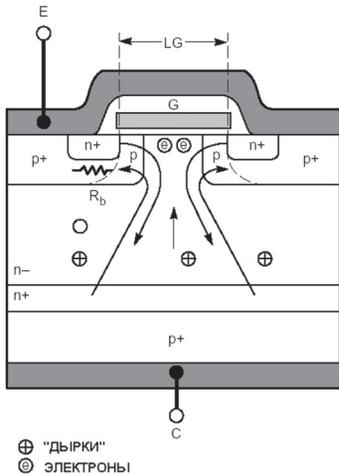


Рис. 11. Поперечное сечение IGBT элемента

При включении прибора коллектор оказывается под более высоким потенциалом, чем эмиттер, неосновные носители инжектируются от p+ области коллектора в основную часть коллектора (n+ буферный слой и n-слой коллектора). Это приводит к снижению сопротивления коллектора и уменьшению напряжения коллектор-эмиттер транзистора по сравнению с  $V_{DS(ON)}$  MOSFET транзистора.

При первой подаче на затвор положительного управляющего напряжения ток затвора протекает до тех пор, пока на затворе не образуется заряд достаточной емкости и напряжение не достигнет уровня входного управляющего напряжения. При снятии управляющего напряжения заряды, инжектированные в область коллектора, должны быть удалены прежде, чем высокое напряжение может быть заблокировано.

Эмиттер IGBT элемента имеет линейную структуру в отличие от полевого транзистора, имеющего ячеичную структуру. Размеры элементов у IGBT и полевых транзисторов одинаковы, но за счет линейной структуры IGBT элементы имеют большую мощность и большую устойчивость к "защелкиванию" при эффекте "паразитного тиристора".

Эквивалентная схема обычного IGBT элемента показана на рис. 12, а. В IGBT элементах серии H имеется оптимизированный буферный слой с  $r_{\pm}$  легированием и линеаризацией. Такой метод управления временем жизни неосновных носителей используется для уменьшения усиления p-n-p транзистора и снижения сопротивления перехода эмиттер-база, что, в свою очередь, препятствует возникновению тиристорного эффекта. За счет такого технологического усовершенствования IGBT элементов серии H удалось упростить эквивалентную схему (рис. 12, б).

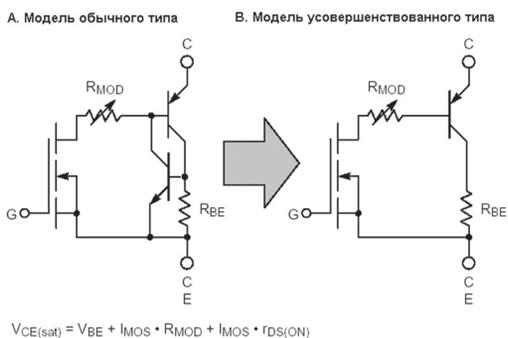


Рис. 12. Эквивалентные схема обычного IGBT элемента (а) и элемента серии H (б)

## 1.3. Технология производства

Технология производства IGBT элементов аналогична технологии производства полевых транзисторов.

Прибор имеет двойную эпитаксиальную структуру. Область затвора и область эмиттера формируются методами ионной имплантации со стороны эмиттера. Кроме того, в процессе изготовления используются и другие технологические приемы, такие как выборочное легирование, электронное облучение и т. д.

Многие технологии, разрабатываемые для производства полевых транзисторов, были успешно применены и в IGBT модулях. Высокие значения  $di/dt$  и  $dv/dt$  были достигнуты благодаря управлению неосновными носителями в p-области затвора и n-области коллектора. Эта технология, а также дополнительные шаги по управлению временем жизни неосновных носителей в области n+ коллектора позволили повысить устойчивость к "тиристорному" эффекту и увеличить коммутируемую мощность IGBT элементов серии H. Сверхчистые материалы и поэтапное тестирование позволяют получить кристаллы высокого качества и надежности.

## 1.4. Модульная конструкция

IGBT модули состоят из множества IGBT кристаллов, установленных на изолированной подложке, которая, в свою очередь, установлена на теплоотводящее медное основание (рис. 13, а).

Для производства IGBT модулей Mitsubishi используется керамическая изолированная подложка AlN (нитрид алюминия), на верхней и нижней поверхностях которой выполнена медная разводка соединений (рис. 13, б). Такая конструкция позволяет организовать высокоавтоматизированную сборку и обеспечить эффективный отвод тепла. В модулях используются материалы с близкими значениями коэффициента теплового расширения для снижения

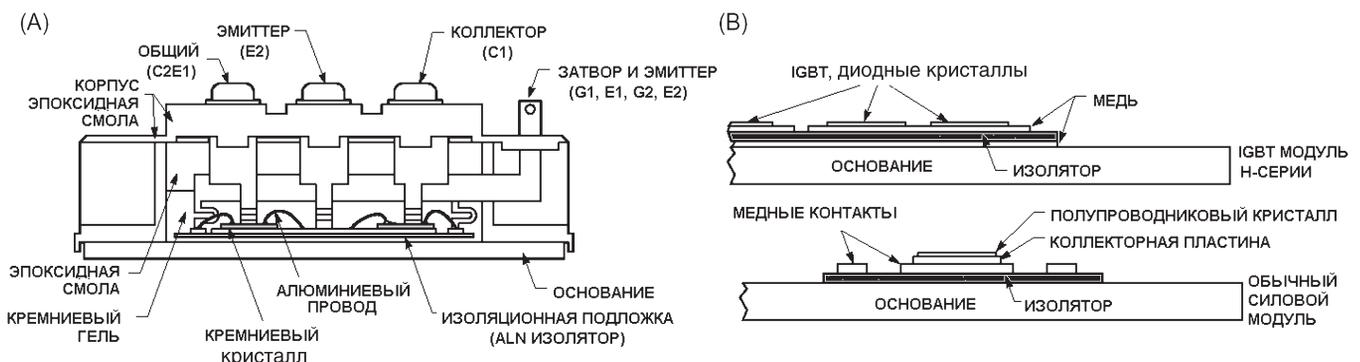


Рис. 13. Структура Mitsubishi IGBT модуля и конструкция основания

напряжений в материалах при нагреве. Таким образом, увеличен “тепловой” срок службы модулей по сравнению с мощными транзисторными модулями.

Кроме того, в модуль IGBT вмонтированы диодные чипы для обеспечения простоты сборки системы, а также для снижения индуктивности внутренних и внешних связей. Соединения внутри модулей выполнены в виде жестких шин для простоты сборки. Жесткие шины смогли обеспечить симметрию соединений внутренних компонентов, что позволило снизить паразитную индуктивность и увеличить мощность модулей.

## 1.5. Корпуса IGBT модулей серии U

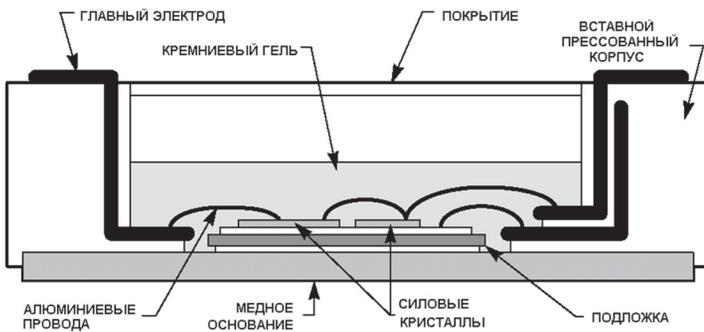


Рис. 14. Поперечное сечение нового корпуса модуля серии U

Корпуса IGBT модулей серии U были разработаны фирмой Mitsubishi Electric в 1996 г. Новый тип корпуса позволил достичь значительного снижения внутренней индуктивности и улучшения надежности по отношению к ранним конструкциям. За счет того, что мощные токоотводящие электроды встроены в корпус до сборки и запрессовки, время сборки модулей существенно сократилось. На рис. 14 показано поперечное сечение нового корпуса серии U.

Основные электроды соединены с кристаллами с помощью алюминиевых проводов большого диаметра. Для упрощения силовой схемы и по возможности полного исключения проводных термокомпенсаци-

онных амортизаторов был предпринят ряд шагов для минимизации внутренних индуктивностей модулей. Для снижения каждой составляющей внутренней индуктивности использовались индивидуальные методы. Например, используемые прессованные электроды большой толщины, расположенные параллельно, имеют значительно меньшую индуктивность, чем обычные изогнутые электроды. В модулях серии U за счет применения толстых алюминиевых проводов отсутствует деформация S-изогнутых электродов. Отсутствие S-изгибов также помогло уменьшить индуктивность. В целом, за счет всего комплекса технологических мер в производстве IGBT модулей внутренняя индуктивность были снижена на 2/3 по сравнению с обычными силовыми модулями.

Следующее достижение нового технологического процесса производства IGBT модулей — значительное снижение времени сборки за счет снижения числа паяк. В других конструкциях высокотемпературной пайкой первоначально припаивались кристалл к подложке и подложка к основанию. Затем использовалась низкотемпературная пайка для подключения мощных электродов и корпуса. В IGBT модулях U серии этот этап сборки исключен, поскольку подсоединение мощных электродов осуществляется алюминиевыми проводами. Кроме того, удалось снизить температуру пайки кристалла к подложке, что в свою очередь минимизировало различия в коэффициентах теплового расширения основания и AlN DBC подложки. В результате налицо снижение температурных напряжений в материалах в процессе производства и повышение надежности модулей.

## 2. ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ

Устойчивость IGBT модулей к перегрузкам по току и напряжению — один из важнейших показателей для многих импульсных преобразователей. В таких устройствах силовой коммутации, как инверторы и чопперные схемы электродвигателей и трансформаторов, область безопасной работы (SOA) и возможность выдерживать режим короткого замыкания являются основными показателями надежности прибора.

### 2.1. Область безопасной работы для импульсного режима

Область безопасной работы при выключении устройства можно сопоставить с параметром обратного смещения (RB SOA) для транзисторов Дарлингтона. На рис. 15 показана тестовая схема типового полумостового инвертора, а на рис. 16 — соответствующие диаграммы тока и напряжения в ней.

Выключение тока индуктивной нагрузки приводит к всплеску напряжения. Поскольку напряжение затвора при этом снижается ниже порогового значения, индуцированный (наведенный) канал перекрывается и прерывается инжекция

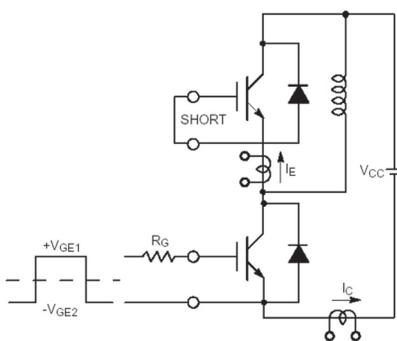


Рис. 15. Тестовая схема типового полумостового инвертора

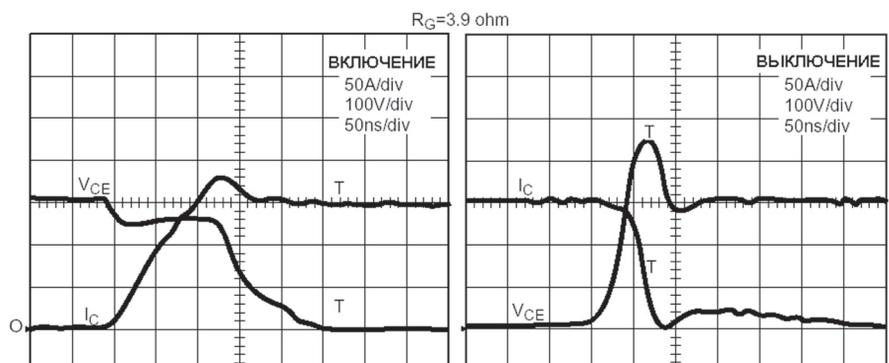


Рис. 16. Диаграммы тока и напряжения

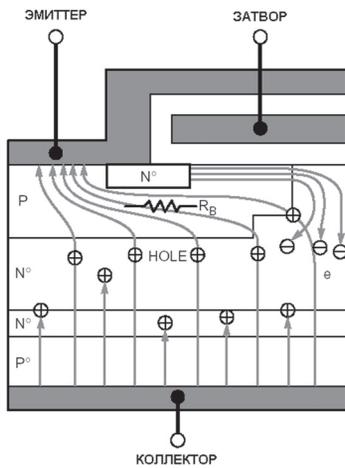


Рис. 17. Движение носителей в IGBT структуре

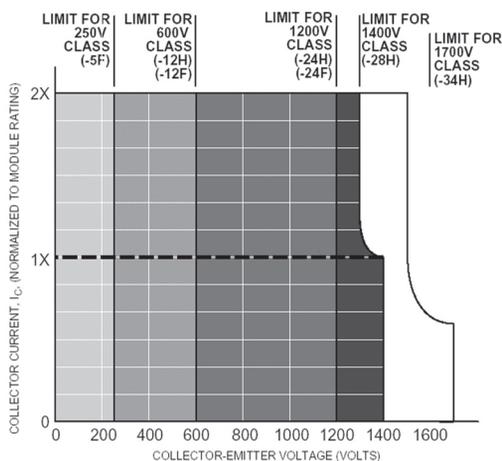


Рис. 18. Допустимые области SOA для напряжений 600 и 1200 В

электронов. В n-области начинается движение остаточных неосновных носителей (дырок), и, как следствие, формируется широкая паразитная база p-n-p транзистора. Дырочный ток поддерживает ее открытой, что приводит к продолжению протекания тока коллектора. Таким образом, остаточный ток выключения на завершающей стадии обусловлен главным образом дырочным током.

Некоторые из дырок в n-области продолжают пересекать коллекторно-базовый переход паразитного p-n-p транзистора и смещаются горизонтально ниже n-слоя эмиттера (рис. 17).

Эта составляющая дырочного тока вызывает падение напряжения на распределенном сопротивлении r-области ( $R_D$ ) и имеет тенденцию активации паразитного p-n-p транзистора. Включение паразитного p-n-p транзистора в то время, как p-n-p транзистор все еще активен, может привести к защелкиванию, что, в свою очередь, приводит к потере управления и, соответственно, выходу прибора из строя.

Эта проблема была устранена в Mitsubishi IGBT модулях благодаря оптимизации геометрии устройства.

Диаграмма области безопасной работы в импульсном режиме представляет собой множество точек, ограниченное максимальным значением коллекторного тока при определенном напряжении коллектор-эмиттер в процессе выключения модуля.

IGBT модули серии H на напряжение 600 и 1200 В имеют прямоугольную область безопасной работы при токе, в два раза превышающем номинальный (рис. 18). График показывает, что вне зависимости от напряжения  $V_{CE}$  ток коллектора не должен превышать двойное значение номинально допустимого тока. Это ограничение обусловлено предельно-допустимыми плотностями тока кристаллов и внутренних соединений модуля.

## 2.2. Область безопасной работы для режима короткого замыкания

В большинстве преобразователей энергии требуется, чтобы используемое переключающее устройство (IGBT модуль) выдерживало короткое замыкание без выхода из строя. При рассмотрении режима работы IGBT модуля при коротком замыкании (SCSOA) обычно рассматривают два случая возникновения КЗ:

- включение IGBT во время короткого замыкания;
- возникновение КЗ в рабочем режиме IGBT.

Эти два случая проиллюстрированы на рис.19.

В первом случае при включении IGBT начальный темп нарастания тока коллектора  $I_C$  определен индуктивностью монтажа  $L$ . Напряжение  $V_{CE}$  падает ниже значения  $V_{CC}$  за счет разрядки индуктивности  $L$ , но достаточно быстро возвращается к полному значению  $V_{CC}$ . В результате затвор оказывается под полным напряжением питания.

Этот бросок напряжения вызывает формирование электронной и дырочной плазмы в пределах структуры, что вызывает пиковый всплеск тока коллектора в течение пары микросекунд. Поэтому при разработке схем с применением IGBT модулей (конфигурации слоев, условий смещения, выборе  $R_G$  и максимального напряжения питания и т. д.) важно ограничить величину тока короткого замыкания на данном этапе. Высокая плотность тока в кремниевой структуре приводит к повышению внутренней температуры, что является причиной высокого пикового значения тока короткого замыкания, называемого током насыщения.

В целях обеспечения безопасной работы устройства ток должен быть ограничен за определенный период времени, который обычно определяется шириной (длительностью) входного стробирующего импульса  $t_w$ . При выключении питания резкое

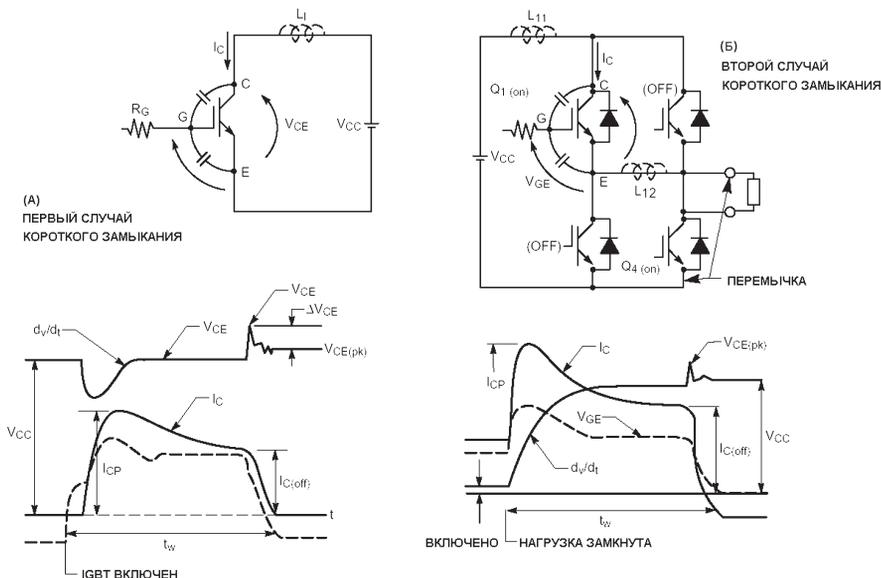
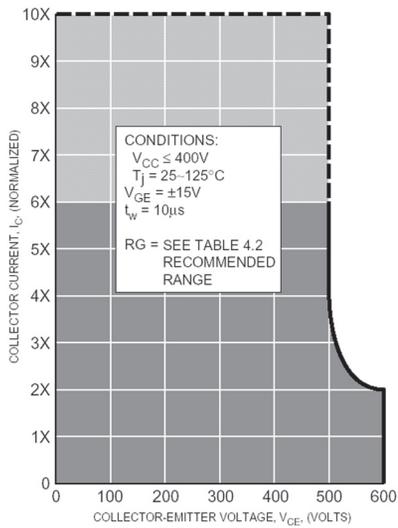
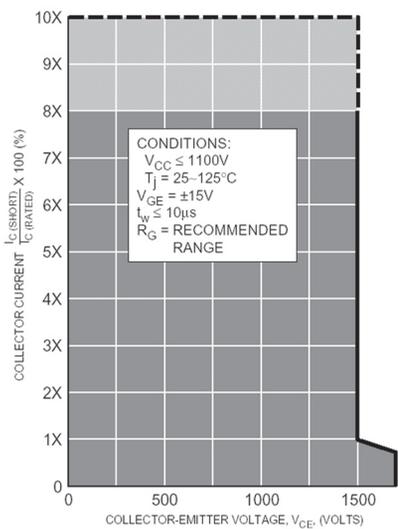


Рис. 19. Два случая режимов короткого замыкания

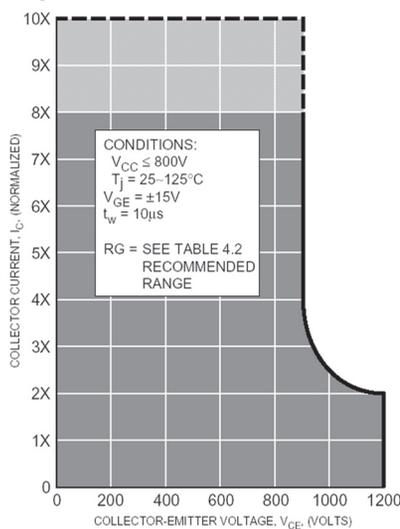


**Рис. 20.** Диаграмма режима короткого замыкания для 600-вольтовых модулей

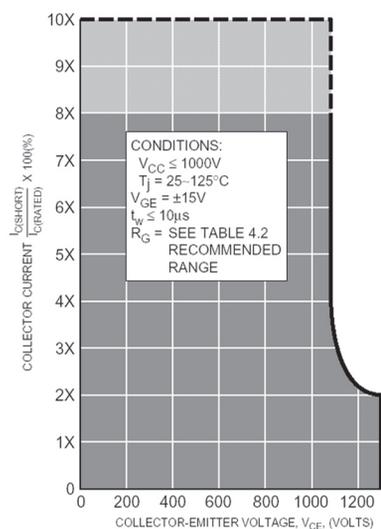


**Рис. 21.** Диаграмма режима короткого замыкания для 1200-вольтовых модулей

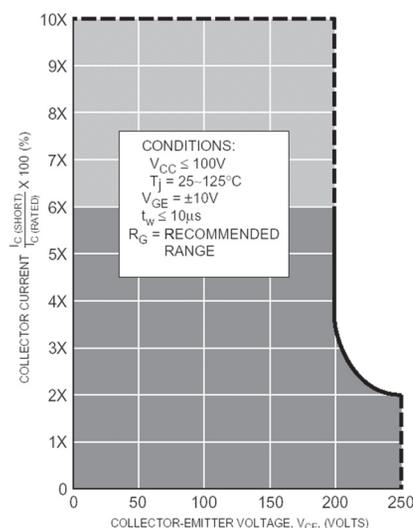
**Примечания:**



**Рис. 22.** Диаграмма режима короткого замыкания для 1400-вольтовых модулей



**Рис. 23.** Диаграмма режима короткого замыкания для 1700-вольтовых модулей



**Рис. 24.** Диаграмма режима короткого замыкания для 250-вольтовых модулей

снижение тока коллектора при наличии индуктивности монтажа  $L_1$  приведет к увеличению величины напряжения коллектор-эмиттер  $V_{CE}$ :

$$\Delta V_{CE} \approx L_1 \times di_c/dt.$$

Кратковременное значение напряжения коллектор-эмиттер  $V_{CE}$ , включающее эту амплитуду всплеска, не должно превышать допустимого предела напряжения для режима короткого замыкания для каждой группы модулей (см. рис. 20—24).

Во втором случае внешнее короткое замыкание происходит при включенном IGBT модуле (см. рис. 19, б). Увеличивающийся ток короткого замыкания вызывает переход IGBT в режим насыщения, что приводит к нарастанию напряжения коллектор-эмиттер  $V_{CE}$  почти до уровня полного напряжения  $V_{CC}$ . При этом перепад напряжения  $dv/dt$  под влиянием насыщения может быть даже выше, чем в первом случае. Возникновение обратной связи в данном случае приводит к мгновенному превышению напряжения на затворе. В результате ток короткого замыкания во втором случае может быть выше, чем в первом. На рис. 20—24 допустимый ток короткого замыкания для первого случая выделен темным фоном. Для второго случая необходимо учитывать, что ток короткого замыкания не должен превышать десяти величин номинального тока.

1. Значения области безопасной работы для режима короткого замыкания (SC SOA) приведены для стобирующего импульса с шириной менее 10 мкс.
2. IGBT модули Mitsubishi рассчитаны на "однократный режим КЗ".

Это подразумевает, что количество коротких замыканий ограничено и приведено в технических характеристиках конкретного модуля. IGBT модули серии H могут выдерживать до 100 коротких замыканий за весь срок службы оборудования.

### 3. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Приводимые ниже графики иллюстрируют типичные электрические и максимальные тепловые характеристики IGBT и диодных модулей.

#### 3.1. Выходные характеристики

Выходные характеристики, представленные на рис. 25, определяют значение напряжения коллектор-эмиттер  $V_{CE}$  при определенных значениях тока коллектора  $I_C$  и напряжения затвор-эмиттер  $V_{GE}$ . Напомним, что модули IGBT предназначены для работы в ключевом (переключающем) режиме и рабочий диапазон ограничен именно значением напряжения  $V_{CE}$  в зонах насыщения.

## 3.2. Напряжение насыщения коллектор-эмиттер

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер  $V_{CE(sat)}$  зависит от температуры переходов, тока коллектора и напряжения затвор-эмиттер. Значение напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$  для IGBT модулей серии H уменьшается при малых токах коллектора  $I_C$  с повышением температуры, т. е. эти приборы имеют отрицательный температурный коэффициент, однако при переходе через некоторую точку перелома коэффициент становится положительным. На рис. 26 и 27 показаны типовые зависимости напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$  от тока коллектора  $I_C$  и напряжения затвор-эмиттер  $V_{GE}$  соответственно.

## 3.3. Емкости переходов

Поскольку IGBT модули имеют МОП структуру, в них есть три характеристические емкости  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  и  $C_{res}$ . Величины этих емкостей являются постоянными и приведены в технической документации. Они могут быть использованы для определения емкости перехода и диффузионной физической емкости  $C_{GE}$ ,  $C_{GC}$  (обратная емкость Миллера) и  $C_{CE}$  по формулам, приведенным ниже:

$$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC} \text{ (коллектор-эмиттер замкнуты);}$$

$$C_{oes} = C_{CE} + C_{GC} \text{ (затвор-эмиттер замкнуты);}$$

$$C_{res} = C_{GC}.$$

Все три емкости достаточно малы, когда прибор находится в выключенном состоянии, однако довольно большая составляющая диффузионной емкости затвор-коллектор приводит к их резкому увеличению при малых напряжениях коллектор-эмиттер (см. рис. 29, характеристики приведены при нулевом напряжении затвор-эмиттер  $V_{GE}$ ).

## 3.4. Заряд затвора

Так как входная емкость зависит от напряжения коллектор-эмиттер  $V_{CE}$ , для определения энергии, необходимой для включения и выключения IGBT модуля, используется другой параметр — заряд затвора ( $Q_G$ ). Зависимость  $Q_G/V_{GE}$  показывает, какой заряд затвора необходим при определенном напряжении затвор-эмиттер для переключения IGBT модуля (рис. 30).

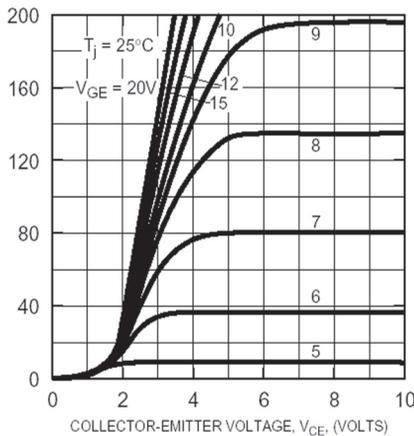


Рис. 25. Типовая выходная характеристика IGBT модулей

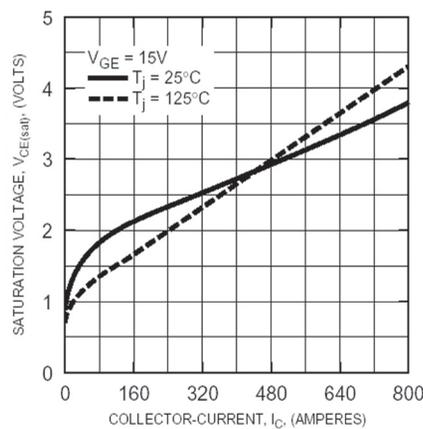


Рис. 26. Зависимости напряжения насыщения коллектор-эмиттер от тока коллектора

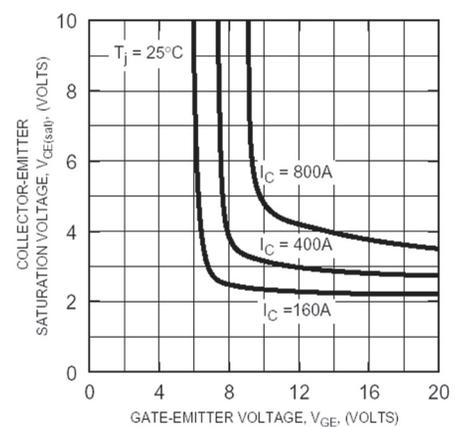


Рис. 27. Зависимости напряжения насыщения коллектор-эмиттер от напряжения затвор-эмиттер

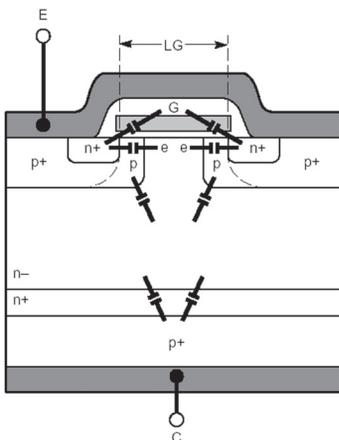


Рис. 28. Емкости переходов IGBT приборов

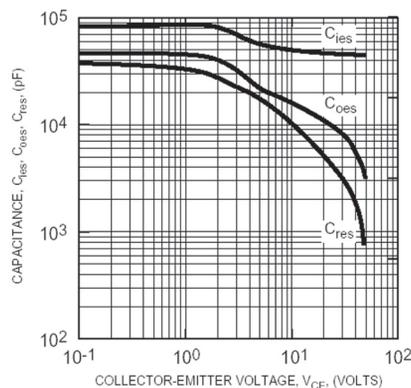


Рис. 29. Зависимости емкости переходов от напряжения коллектор-эмиттер

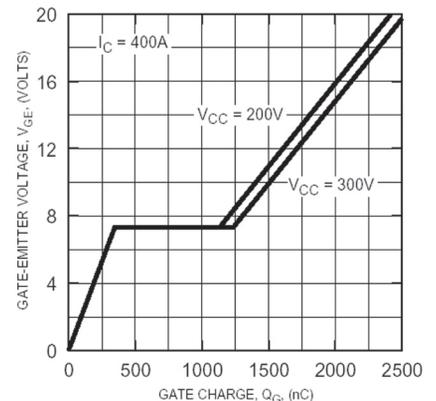
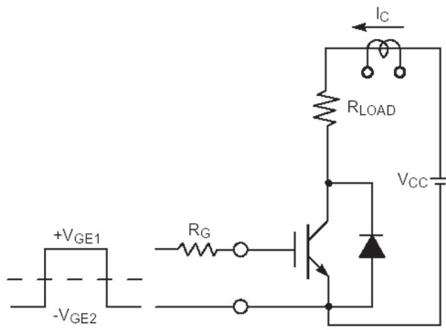


Рис. 30. Зависимости напряжения затвор-эмиттер от заряда затвора

(А) ТЕСТОВАЯ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩАЯ СХЕМА С РЕЗИСТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ



(Б) ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ

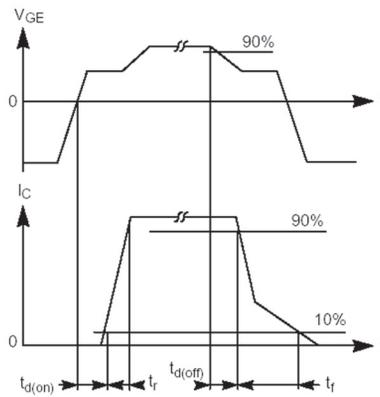
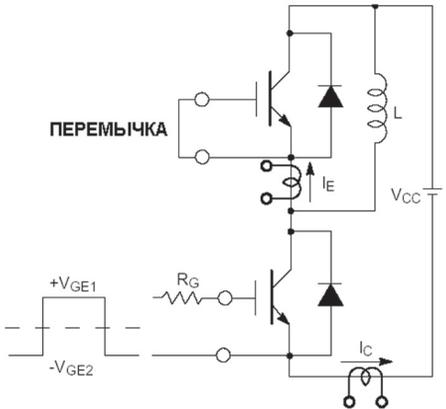


Рис. 31. Схема измерения временных характеристик IGBT модулей

(А) ПОЛУМОСТОВАЯ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩАЯ ТЕСТОВАЯ СХЕМА



(Б) ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

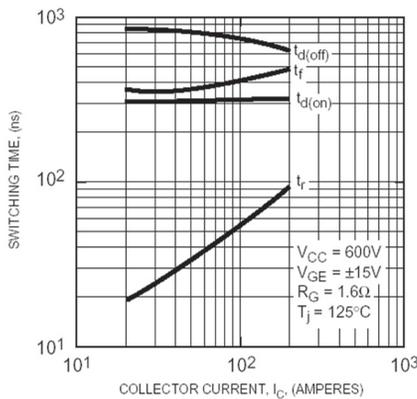


Рис. 32. Зависимости времени переключения от тока коллектора

области под затвором. Время нарастания  $t_r$  определяется интервалом, в течение которого ток коллектора увеличивается от 10 до 90 % номинального значения. Время нарастания, в основном, ограничено импедансными характеристиками затвора, которые частично зависят от геометрии контакта затвора и частично от входных емкостей, описанных выше.

Время задержки выключения  $t_{d(off)}$  определяется разрядом емкости затвора. Так как в процессе перезаряда затвора отсутствует активная составляющая тока, время задержки при выключении у IGBT транзистора значительно ниже.

Время затухания  $t_f$  не связано с внутренними емкостями элемента. Это время необходимо для рекомбинации избыточных зарядов в большой n-области (т. н. "хвост" тока).

### 3.6. Характеристики обратного диода

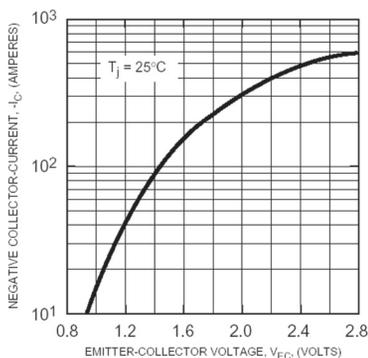


Рис. 33. Зависимость обратного тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер

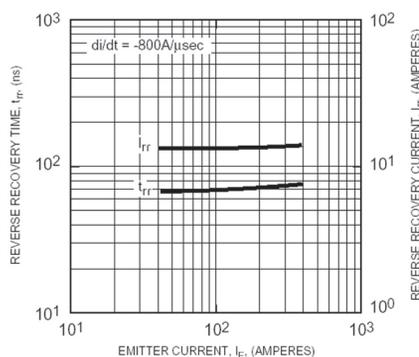


Рис. 34. Зависимость времени восстановления от тока эмиттера

Крутизна первого участка соответствует заряду входной емкости при  $V_{CE} = V_{GE}$ . При некотором пороговом значении  $V_{GE}$  ток коллектора  $I_C$  заставляет напряжение коллектор-эмиттер  $V_{CE}$  снижаться до напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$ . В процессе снижения  $V_{CE}$  до  $V_{CE(sat)}$  емкость  $C_{GC}$  быстро возрастает и предотвращает увеличение напряжения  $V_{GE}$ .

При стабилизации  $V_{CE}$  происходит одновременная стабилизация входной емкости, дополнительный заряд увеличивает напряжение затвор-эмиттер  $V_{GE}$  до порогового уровня. При выключении этот заряд должен быть скомпенсирован.

### 3.5. Переключающие характеристики

В то время как в таблицах технической документации приведены временные характеристики на переключение для резистивной нагрузки, графики отображают время переключения в полумостовой схеме при индуктивной нагрузке (рис. 32). Это подчеркивает тот факт, что IGBT модули созданы, в первую очередь, для управления индуктивными нагрузками.

Графическая схема времени включения и выключения модуля приведена на рис. 31. Время включения составляет  $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ , время выключения  $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ . Время задержки включения  $t_{d(on)}$  определяется временем формирования избыточных электронов в

Диодная часть IGBT модулей состоит из встроенного обратного антипараллельного диода (FWD). На рис. 33 показано падение напряжения между анодом и катодом при подаче прямого тока на диод. Рис. 34 отображает типичные обратные характеристики диода. Следует учитывать, что параметры на графиках приведены для полумостовой схемы с индуктивной нагрузкой.

Низкие значения времени восстановления и малый ток обратного восстановления, а также их относительная независимость от прямого тока являются уникальными свойствами диодов, используемых в IGBT модулях серии H.

### 3.7. Переходное тепловое сопротивление

Переходное тепловое сопротивление  $Z_{th(j-c)}$  показывает превышение температуры переходов по отношению к температуре корпуса на единицу мощности, приложенную за определенный временной период (рис. 35). Значения переходного теплового сопротивления получены в результате перемножения величины теплового сопротивления  $R_{th(j-c)}$  и нормализующего коэффициента, взятого из графика зависимости за требуемый интервал времени. Постоянное тепловое сопротивление  $R_{th(j-c)}$  является значением насыщения величины импеданса  $Z_{th(j-c)}$ . Если это значение уменьшается, максимально допустимая мощность рассеяния  $P_C$  устройства возрастает:

$$P_C = (T_{J(max)} - T_C) / R_{th(j-c)}$$

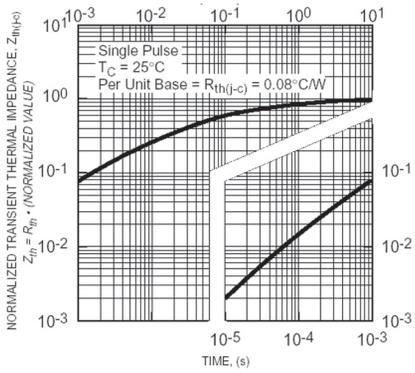


Рис. 35. Зависимость переходного теплового импеданса от времени

### 3.8. Энергия переключения

Параметры энергии переключения необходимо учитывать для расчета общих потерь при переключении. На рис. 36—44 показана зависимость энергии переключения в режимах включения и выключения от тока коллектора для Mitsubishi IGBT модулей серий H и U на напряжение 250, 600, 1200 и 1400 В. На рис. 45—46 представлены кривые потерь мощности для IGBT модулей серии U на 600 и 1200 В. На рис. 47—50 показаны потери при переключении для IGBT модулей серий KA.

Потери мощности при переключении также обусловлены монтажом главных силовых цепей прибора. При большой индуктивности монтажа потери при включении  $E_{sw(on)}$  будут меньше, но потери при восстановлении ( $E_{rr}$ ) будут больше.

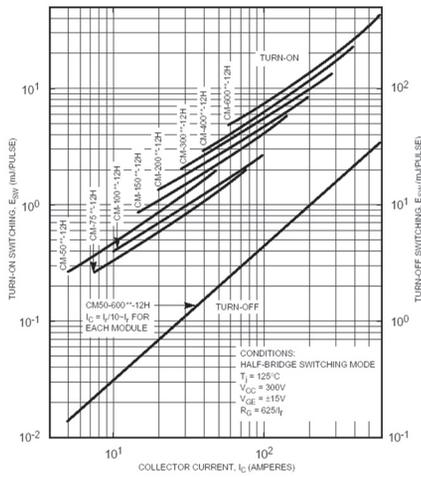


Рис. 36. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 600 В

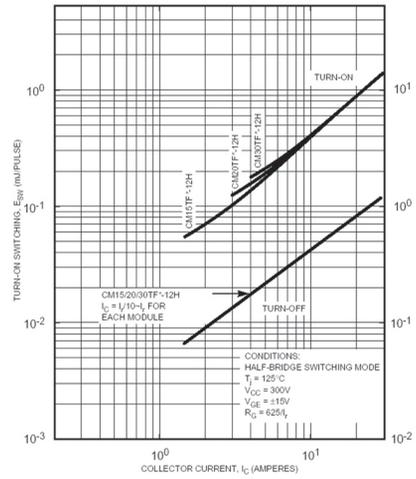


Рис. 37. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 600 В

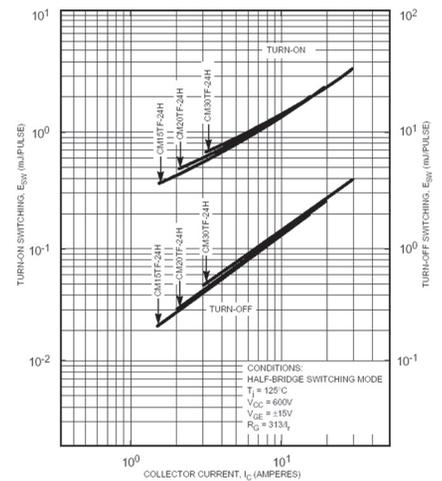


Рис. 38. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 1200 В

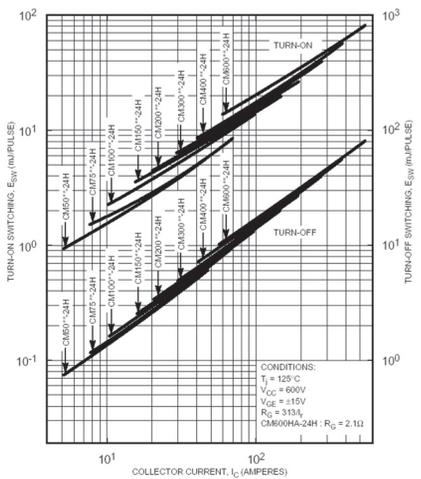


Рис. 39. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 1200 В

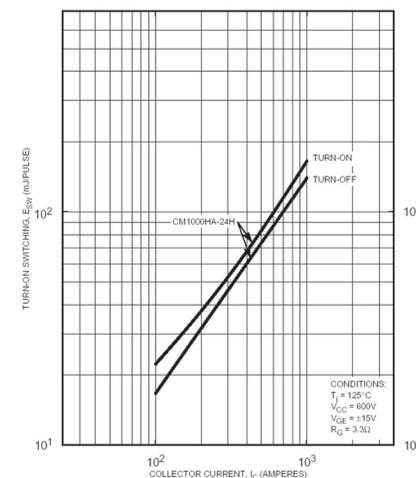


Рис. 40. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 1200 В

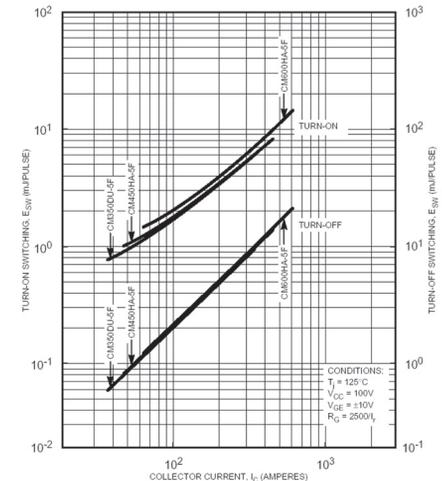


Рис. 41. Характеристика потерь  $E_{sw}$  для IGBT модулей серии H на 250 В

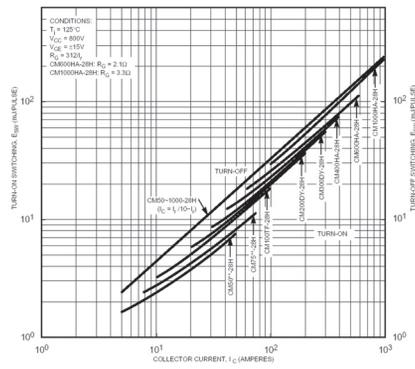


Рис. 42. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии H на 1400 В

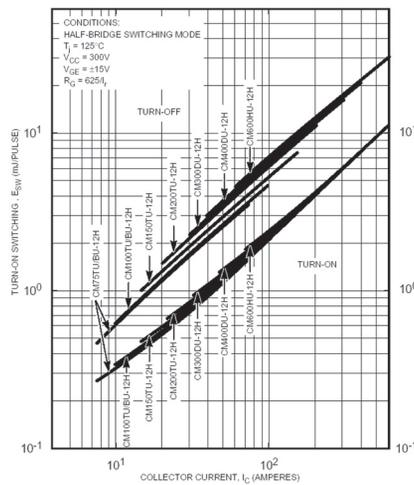


Рис. 43. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии U на 600 В

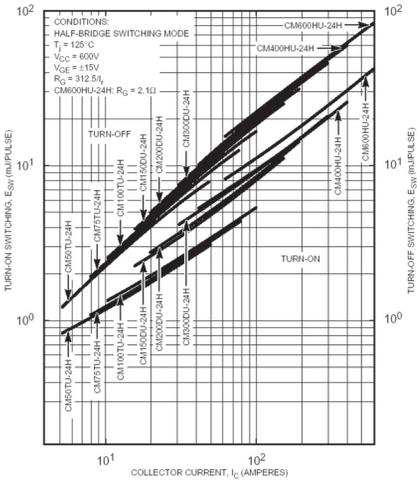


Рис. 44. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии U на 1200 В

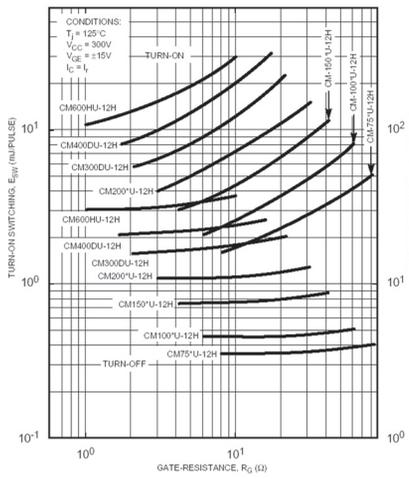


Рис. 45. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии U на 600 В

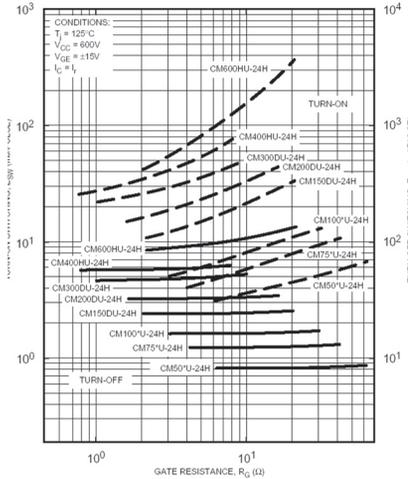


Рис. 46. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии U на 1200 В

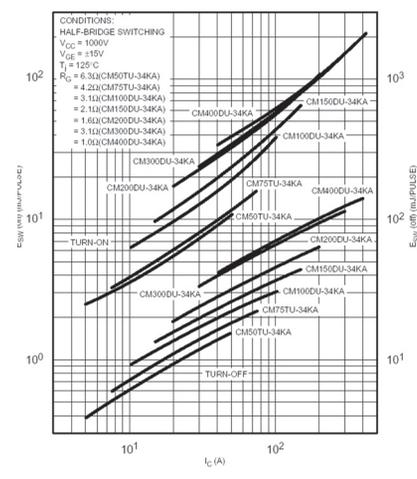


Рис. 47. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии КА от тока коллектора

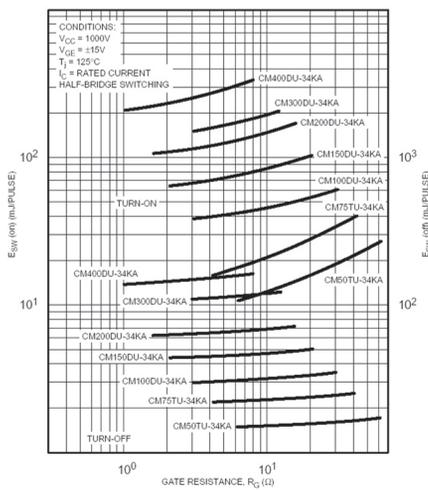


Рис. 48. Характеристика потерь  $E_{SW}$  для IGBT модулей серии КА от сопротивления затвора

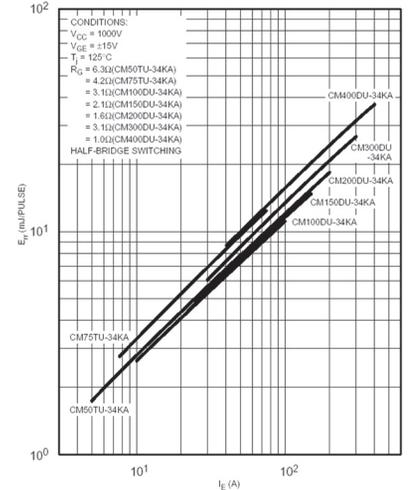


Рис. 49. Характеристика потерь  $E_{em}$  для IGBT модулей серии КА от тока эмиттера

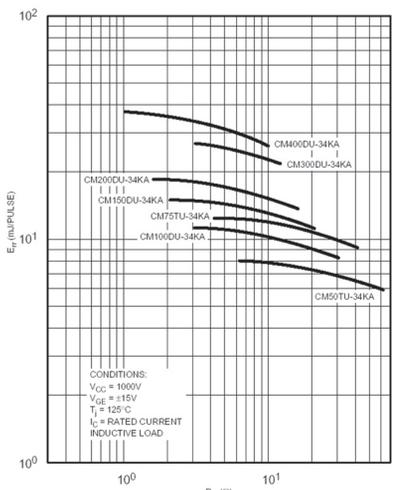


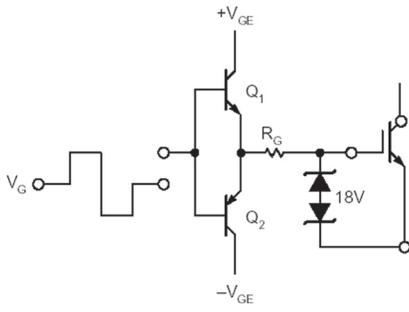
Рис. 50. Характеристика потерь  $E_{em}$  для IGBT модулей серии КА от сопротивления затвора

## 4. ВЫБОР IGBT МОДУЛЕЙ

При выборе IGBT модулей необходимо рассмотреть два критерия, обуславливающие корректную работу модуля в максимально допустимых рабочих пределах. Во-первых, следует учитывать, что пиковый ток коллектора при любых возможных перегрузках не должен превышать удвоенного номинального значения. В приведенных технических характеристиках пикового тока при использовании в инверторах допускается перегрузка по импульсному току не более 20 %.

Во-вторых, при выборе IGBT модуля следует обратить внимание, что рабочая температура перехода должна быть ниже 150°C во всех режимах, включая возможные перегрузки. Возможно использование модулей с низкими или высокими номинальными токами при наличии дополнительных систем теплоотвода.

## 5. УПРАВЛЕНИЕ ЗАТВОРОМ IGBT МОДУЛЯ



$$Q_1, Q_2: V_{CE0} \geq 50V$$

$$I_{C, Max} \geq \frac{|V_{GE+}| + |V_{GE-}|}{R_G}$$

Рис. 51. Пример схемы управления затвором IGBT модуля

Для включения IGBT модуля необходимо приложить напряжение к затвору. Это напряжение может быть сформировано с применением различных управляющих схем. При выборе конкретной схемы необходимо учитывать особые требования, предъявляемые к цепям выключения, процессам заряда затвора, мощности и доступности питания.

Рекомендуемая управляющая схема должна обеспечивать смещение включения и выключения. Пример такой схемы показан на рис. 51.

Входное сопротивление затвор-эмиттер IGBT модуля достаточно большое, поэтому управление при включении может осуществляться и MOSFET ключами, однако для обеспечения быстрого выключения IGBT модулей необходимо достаточно мощное обратное смещение.

### 5.1. Напряжение управления затвором

Для включения затвора рекомендуется использовать положительное напряжение 15 В ±10 %. Этого напряжения вполне достаточно для того, чтобы обеспечить насыщение IGBT модуля и минимизировать потери во включенном состоянии, и в то же время оно достаточно мало для того, чтобы ограничить возможный ток короткого замыкания и его последствия. В любом случае напряжение для включения затвора не должно выходить за пределы диапазона 12—20 В.

При нулевом напряжении на затворе IGBT модуль будет закрыт. Тем не менее, чтобы гарантировать отсутствие вероятности включения модуля за счет шумов  $dv/dt$  напряжения коллектор-эмиттер, необходимо использовать запирающее напряжение смещения, которое также позволит снизить потери при выключении. Зависимость между напряжением обратного смещения и коммутационными потерями показана на рис. 52. Для IGBT модулей серии H рекомендуется использовать напряжение обратного смещения от -5 до -15 В.

Модули IGBT серии H нежелательно использовать в линейном режиме, т. к. появление напряжения на затворе в диапазоне от +3 до +11 В приведет к его быстрому переключению.

### 5.2. Сопротивление затвора $R_G$

Выбор верного номинала сопротивления в цепи затвора IGBT очень важен. Сопротивление этого резистора значительно влияет на динамические характеристики IGBT. Включение и выключение модуля происходит за счет зарядки и разрядки емкости затвора. Чем меньше сопротивление резистора, тем быстрее происходит заряд/разряд емкости затвора, тем меньше время переключения и коммутационные потери. На рис. 53 и 54 показаны зависимости времени переключения и потерь от номинального сопротивления резистора.

В режиме короткого замыкания или в процессе выключения обратного диода изменение напряжения  $dv/dt$  на коллекторе через емкость коллектор-затвор может привести к увеличению напряжения на затворе и вызвать ток коллектор-затвор. Если этот ток будет достаточно велик, он может создать на резисторе  $R_G$  напряжение, достаточное для включения IGBT модуля. С одной стороны, выбор малой величины сопротивления способствует большей устойчивости к паразитным включениям, а с другой — сужает границы шумов и может привести к паразитным колебаниям за счет емкости затвор-эмиттер, а также к паразитной индуктивности в схеме управления затвором.

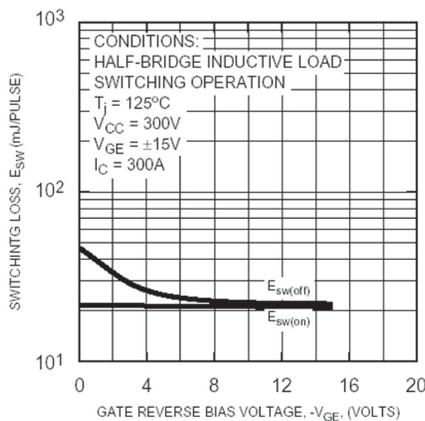


Рис. 52. Зависимость между напряжением обратного смещения и переключающими потерями

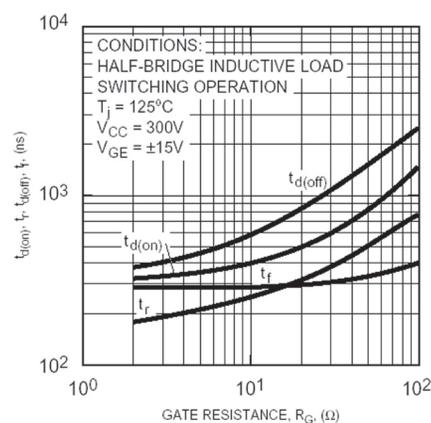


Рис. 53. Зависимость времени переключения от величины сопротивления в цепи затвора

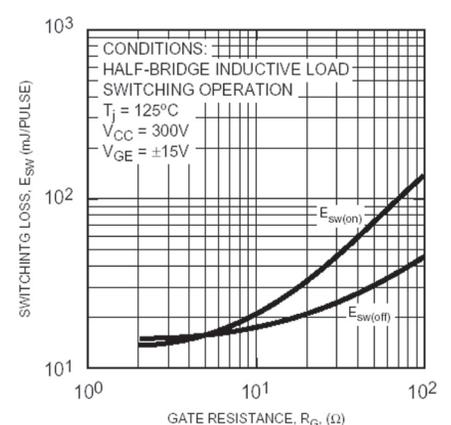


Рис. 54. Зависимость потерь переключения от величины сопротивления в цепи затвора

Кроме того, меньшее сопротивление в цепи затвора способствует более быстрому нарастанию тока  $di/dt$ , что может привести к увеличению скорости нарастания напряжения  $dv/dt$  и броску напряжения при обратном восстановлении диода.

Рекомендуемые значения сопротивления резистора в цепи затвора приведены в табл. 6.

Таблица 6

Напряжение, В	Тип	Значение сопротивления	
		максимальное	минимальное
600	CM15**-12H	42	420
	CM20**-12H	31	310
	CM30**-12H	21	210
	CM50**-12H	13	130
	CM75**-12H	8,3	83
	CM100**-12H	6,3	63
	CM150**-12H	4,2	42
	CM200**-12H	3,1	31
	CM300**-12H	2,1	21
	CM400**-12H	1,6	16
	CM600**-12H	1,0	10
1200	CM15**-24H	21	210
	CM20**-24H	16	160
	CM30**-24H	10	100
	CM50**-24H	6,3	63
	CM75**-24H	4,2	42
1200	CM15**-24H	21	210
	CM20**-24H	16	160
	CM30**-24H	10	100
	CM50**-24H	6,3	63
	CM75**-24H	4,2	42
	CM100**-24H	3,1	31
	CM150**-24H	2,1	21
	CM200**-24H	1,6	16
	CM300**-24H	1,0	10
	CM400**-24H	0,78	8
	CM600**-24H	2,1	22
	CM1000**-24H	3,3	33
1400	CM50**-28H	6,3	63
	CM75**-28H	4,2	42
	CM100**-28H	3,1	31
	CM200DY-28H	1,6	16
	CM300DY-28H	1,0	10
	CM400HA-28H	0,78	8
	CM600HA-28H	2,1	22
	CM1000HA-28H	3,3	33
1700	CM400HA-34H	10	50

Сопротивление резистора, указанное как минимальное, используется для определения всех параметров приборов, приводимых в технических описаниях. При использовании максимального значения сопротивления скорость переключения снизится, но при этом удастся избежать возможных колебательных процессов и перехода в линейный режим. Максимальное сопротивление может быть применено в низкочастотных приложениях, где потери на переключение не являются критичным фактором, в то время как показатели низких переходных напряжений и тока управления затвором имеют первостепенное значение.

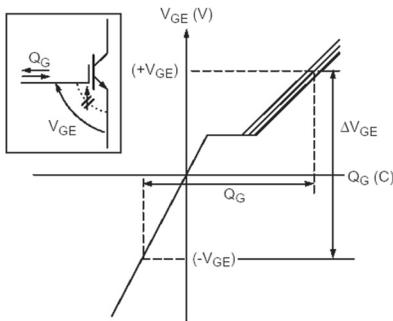


Рис. 55. Общий заряд затвора

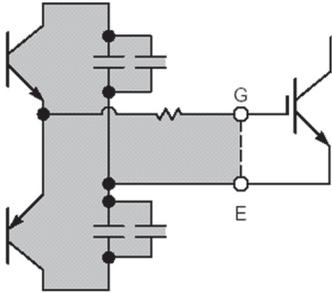


Рис. 56. Критичная область схемы управления затвором

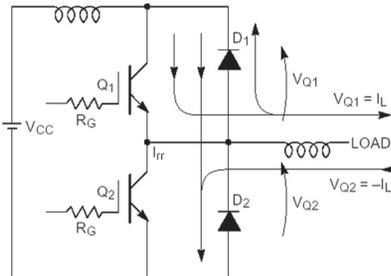


Рис. 57. Пример схемы защиты от бросков напряжений

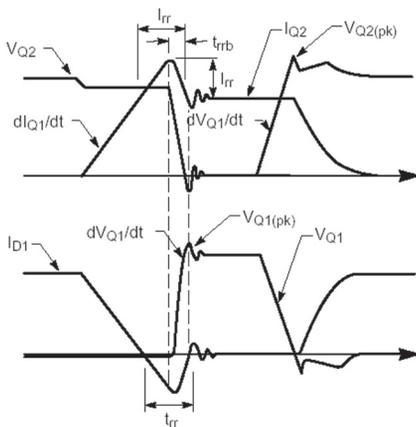


Рис. 58. Временные диаграммы

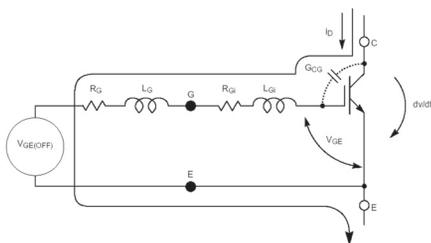


Рис. 59. Бросок напряжения в цепи затвора

Таблица была составлена с учетом жесткого режима переключений индуктивной нагрузки, которая является преобладающей областью применения IGBT модулей. В некоторых особых приложениях (прерывателях, резонансных режимах, низкочастотных устройствах и т. д.) могут использоваться резисторы других номинальных сопротивлений.

### 5.3. Требования к мощности схемы управления затвором

Мощность при переключении необходима для изменения напряжения на затворе ( $\Delta V_{GE}$ ). В общем случае она зависит от заряда затвора  $Q_G$  и рабочей частоты  $f$ .

Максимальный пиковый ток  $I_{G(PK)}$  источника питания определяется следующим образом:

$$I_{G(PK)} = \pm \Delta V_{GE} / R_G.$$

Средняя мощность  $P_{AVG}$  потребляемая от источника питания:

$$P_{AVG} = \Delta V_{GE} \times Q_G \times f,$$

где  $\Delta V_{GE} = V_{GE(on)} + |V_{GE(off)}|$ ;  $Q_G$  — общий заряд затвора (рис. 55);  $f$  — частота переключений.

### 5.4. Требования к схеме управления затвором

При разработке схемы управления затвором (драйвера) следует обратить особое внимание на возможность возникновения колебаний, медленного повышения напряжения на затворе, провалов в напряжении питания затвора, низкой эффективности схем защиты затвора.

Ниже приведены рекомендации, которыми следует пользоваться при проектировании схемы.

1. При разработке схемы необходимо минимизировать паразитные индуктивности между выходным каскадом драйвера и IGBT. Область петлевого контура, показанная на рис. 56, должна быть минимальной.
2. Необходимо обеспечить усиленную фильтрацию питания схемы управления для исключения влияния на нее шумов питания (пульсаций). Это может быть достигнуто расположением узлов схемы управления в непосредственной близости от IGBT модулей и/или ее экранированием.
3. Рекомендуется использовать дополнительный вывод эмиттера для подключения схемы управления к затвору.
4. Если непосредственное расположение платы схемы управления на IGBT невозможно, рекомендуется соединять плату с IGBT «витой парой» (три витка на дюйм) или полосковым проводником.
5. Защитный фиксатор затвора (описанный в разделе 2.6.1) должен иметь малую индуктивность и располагаться максимально близко к выводам затвор-эмиттер IGBT модуля.
6. В целях уменьшения паразитных емкостных и индуктивных связей не следует располагать дорожки печатной платы рядом друг с другом. Если пересечение и параллельное следование дорожек неизбежно, между ними необходимо использовать экраны.
7. Необходимо использовать изолированные источники питания драйверов каждого силового плеча. Межмоточные емкости трансформатора питания также могут быть причиной «связанных» шумов. В связи с этим следует принять все необходимые меры для уменьшения паразитных емкостей.
8. Если для изоляции сигналов управления используйте быстродействующие оптопары, они должны обеспечивать прочность изоляции 10000 В/мкс.

## 6. ЗАЩИТА IGBT МОДУЛЕЙ

### 6.1. Защита от бросков напряжения $dv/dt$

При работе на индуктивную нагрузку и в полумостовой схеме IGBT в выключенном состоянии подвергается резкому всплеску перенапряжения, который вызван процессом восстановления антипараллельного диода (см. рис. 57 и 58). При этом статическое напряжение  $dv/dt$  может превышать скорость нарастания  $V_{CE}$  в момент выключения IGBT модуля. Бросок напряжения  $dv/dt$  генерирует ток в емкости коллектор-затвор, который течет в схему управления затвора (см. рис. 59). Хотя затвор в выключенном состоянии имеет

отрицательное смещение, ток в цепи управления за счет сопротивления затвора может вызвать увеличение  $V_{GE}$  до пороговой величины  $V_{GE(th)}$ . В критическом случае может быть достигнуто пороговое напряжение открывания IGBT, что приведет к включению модуля и пробую.

Ниже приведены требования, которые надо соблюдать для избежания несвоевременного открывания.

1.  $V_{G(off)}$  должно быть отрицательным и достаточно большим (табл. 7);
2.  $R_G$  в выключенном состоянии должно быть низким (табл. 6);
3. Индуктивность цепи затвора  $L_G$  должна быть минимальна.

Таблица 7

Напряжение $V_{ces}$ , В	Минимальная величина $V_{G(off)}$ , В	Рекомендуемая величина $V_{G(off)}$ , В
600	-2	-5...-15
1200	-5	-5...-15
1400	-5	-5...-15
1700	-5	-5...-15

## 6.2. Защита от короткого замыкания

В режиме короткого замыкания напряжение на IGBT элементе должно оставаться в пределах  $SCSOA$  (см. раздел 2.2). Для защиты от короткого замыкания применяются общие методы: контроль тока (см. рис. 60) и контроль насыщения (рис. 61).

При обнаружении короткого замыкания можно использовать несколько методов для защиты IGBT модуля. Наиболее простой способ — выключить IGBT в течение 10 мс. Но в этом случае должны быть предусмотрены снаббер или защелка.

Тем не менее, рекомендуется использовать именно метод выключения со схемой контроля  $V_{GE}$  чтобы снизить нагрузку на IGBT. Технология этого метода приведена ниже.

1. Управляемое выключение. Напряжение на затворе снижается ступенчато, либо пилообразно, что приводит к снижению тока короткого замыкания и его выброса  $di/dt$  в момент выключения IGBT.

2. Привязка напряжения затвор-эмиттер  $V_{GE}$ . Как было показано в разделе 2.2.2, пиковый ток короткого замыкания зависит от  $V_{GE}$ , который увеличивается благодаря обратной связи  $dv/dt$  через емкость затвор-коллектор. Эффект может быть исключен, если напряжение затвор-эмиттер ограничено на уровне 18 В. Эффективная схема привязки уровня показана на рис. 63.

Диод  $D_{CL}$  и конденсатор  $C_{CL}$  привязки должны быть подсоединены непосредственно к управляющим выводам IGBT модуля. Диод привязки должен иметь малое время восстановления. Для IGBT модулей с малыми номинальными токами можно использовать стабилитрон между затвором и эмиттером.

3. Уменьшение  $t_w$ . Для снижения теплового удара в режиме короткого замыкания важно сократить время самого замыкания, однако это увеличит амплитуду тока в момент выключения (рис. 64). Этот нежелательный эффект может быть преодолен в соответствии с п. 1 и 2.

### Примечания:

Вышеупомянутые методы снижают нагрузку на модуль в момент короткого замыкания, однако они не устраняют необходимость в разработке дополнительных средств защиты при использовании снабберов.

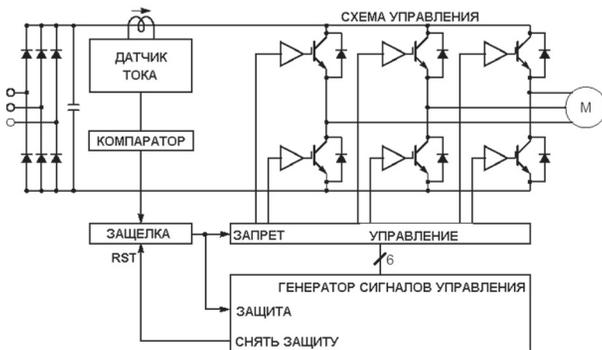


Рис. 60. Вариант схемы защиты от тока короткого замыкания с анализом тока

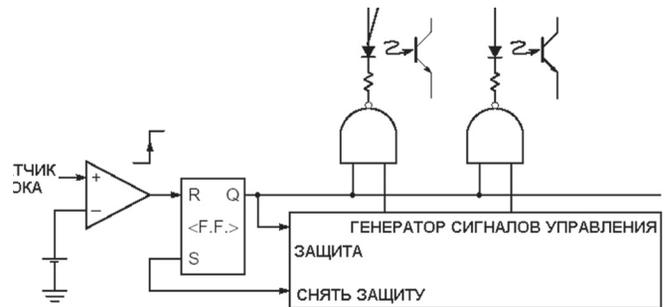


Рис. 61. Вариант схемы защиты от тока короткого замыкания с контролем насыщения

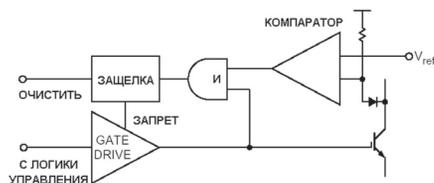


Рис. 62. Вариант схемы защиты от тока короткого замыкания с контролем насыщения

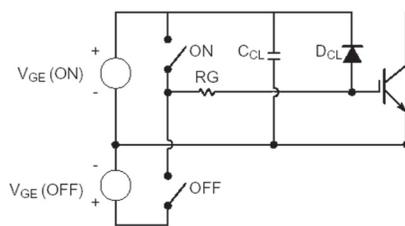


Рис. 63. Схема привязки (ограничения) напряжения затвора

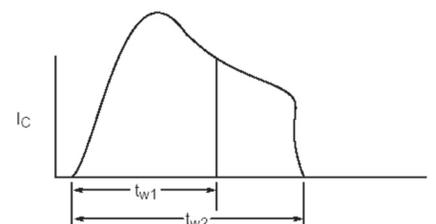


Рис. 64. Диаграмма тока короткого замыкания в режиме уменьшения времени замыкания

### 6.3. Меры предосторожности

Так как IGBT модули изолированы от других проводящих узлов, должны быть приняты меры для предотвращения наведения статических потенциалов, которые могут повредить слой диоксида кремния затвора.

Все IGBT модули серии H при поставке упакованы в токопроводящий пеноматериал, который переключает выводы затвора и эмиттера.

Не дотрагивайтесь до выводов затвора в процессе монтажа изделия и не удаляйте токопроводящий пеноматериал до тех пор, пока постоянные соединения не подведены к выводам затвора и эмиттера. В процессе установки модуля необходимо заземлять элементы, касающиеся затвора.

В целом, к IGBT модулям должны применяться такие же меры предосторожности по защите от статического электричества, как и к MOSFET приборам.

Также соблюдайте следующие меры предосторожности:

1. Используйте заземленное рабочее место с заземленными полами и браслетами.
2. Для проведения тестовых испытаний используйте резисторы 100 В, последовательно соединенные с затвором.
3. Не следует устанавливать изделие во включенную систему или систему с подсоединенным блоком питания.
4. Используйте паяльник с заземленным жалом при пайке выводов затвора.

## 7. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИИ

Mitsubishi IGBT модули могут быть соединены параллельно для обеспечения очень больших токов нагрузки. Параллельно соединенные модули следует использовать только в том случае, если в линейке модулей отсутствует модуль на требуемый ток. Использование одного высокоточного модуля более предпочтительно, чем использование нескольких параллельно соединенных модулей меньшей мощности, потому что это устраняет трудности обеспечения статического и динамического баланса токов среди параллельно соединенных устройств. Однако корректно спроектированное устройство с параллельным соединением модулей также очень эффективно в работе. В следующих разделах описаны особенности параллельной работы модулей на токи 200 А и более.

### 7.1. Статический баланс токов

В табл. 8 приведены факторы, влияющие на параллельную работу IGBT модулей. В статическом режиме, а также в режиме постоянного тока, напряжение насыщения коллектор-эмиттер и температура перехода в наибольшей степени влияют на статический баланс токов. Для достижения стабильного баланса токов необходимо расположить модули на радиаторах близко друг к другу и обеспечить достаточный теплоотвод для достижения одинаковой температуры оснований модулей. В хорошо спроектированном устройстве разность температур между основаниями модулей не должна превышать 15 °С.

Параллельно соединяемые приборы должны быть отобраны по близкому параметру напряжения насыщения. Максимальный статический разбаланс токов в зависимости от разности напряжений насыщения при температуре 25 °С показан на рис. 65. Экспериментальные результаты показали, что разбаланс токов становится значительно меньше с повышением температуры переходов. Например, если для модуля серии H на напряжение 1200 В разбаланс составляет 15 % при температуре 25 °С, то при температуре 125 °С он снизится до 5 %. На рис. 66 показана схема измерения характеристик разбаланса, приведенных на рис. 65.

Для облегчения выбора приборов для параллельной работы фирма Mitsubishi маркирует их символом диапазона напряжения насыщения. Могут также поставляться согласованные комплекты приборов для параллельной работы.

Таблица 8

Факторы, повышающие эффективность распараллеливания токов		Категории распараллеливания			
		Переключение		Установившийся режим	
		Включение	Выключение	di/dt=0	di/dt≠0
Характеристики приборов	Разность напряжений насыщения	-	-	+	-
	Разность температур	+	+	+	-
Индуктивность основных цепей	Разность индуктивностей цепей питания	+	δ	-	-
	То же, включая нагрузку	-	-	-	+
Управляющая схема	Различие длины управляющих проводов	+	+	-	-
	Выходное сопротивление драйвера	+	+	-	-

#### Обозначения:

- + — зависимость существует;
- — зависимости нет;
- δ — зависимость неоднозначная или слабая.

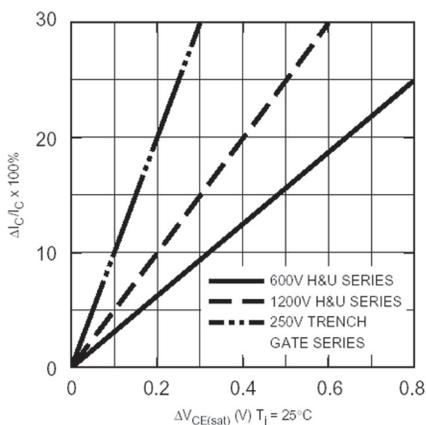


Рис. 65. Статический разбаланс токов в зависимости от разницы напряжения насыщения

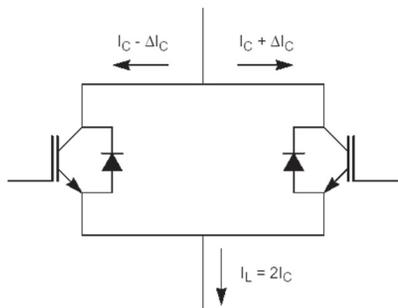


Рис. 66 Схема, поясняющая разбаланс тока

В табл. 9 приведено символическое обозначение напряжения насыщения Mitsubishi IGBT модулей. Первый столбец этой таблицы применим ко всем классам напряжения модулей серии U и H, а второй столбец применяется к IGBT модулям с trench затвором на напряжение 250 В. Следует помнить, что не для каждого класса напряжения существуют все символические диапазоны. Например, для приборов на 600 В серии H максимальное напряжение насыщения составляет 2,8 В, и, следовательно, диапазонов от H до M не существуют.

Таблица 9

Напряжение насыщения для IGBT модулей серии U и H		Напряжение насыщения для 250 В IGBT модулей с trench затвором	
Символ диапазона	$V_{CE(sat)}$ , В при номинальном токе, напряжении $V_{GE}=15$ В, температуре $t=25^\circ\text{C}$	Символ диапазона	$V_{CE(sat)}$ , В при номинальном токе, напряжении $V_{GE}=15$ В, температуре $t=25^\circ\text{C}$
C	1,70...1,95	Q	1,5...1,30
D	1,90...2,15	R	1,25...1,40
E	2,10...2,35	S	1,35...1,50
F	2,30...2,55		
G	2,50...2,80		
H	2,75...3,05		
J	3,00...3,30		
K	3,25...3,55		
L	3,50...3,80		
M	3,75...4,05		

Диапазоны напряжений насыщения используются для выбора приборов в режиме параллельной работы. Символ диапазона маркируется либо на корпусе модуля белым цветом, либо находится на маркировочной бирке. Диапазоны напряжений насыщения существуют для одиночных или двойных модулей на токи 200 А и более. Для трехфазных модулей диапазон обычно не указывается.

Модули с различными диапазонами могут использоваться в одном и том же устройстве при условии, что параллельно соединенные модули имеют одинаковый диапазон. После выбора модулей одного диапазона напряжения насыщения и минимизации токового разбаланса можно произвести расчет суммарного тока:

- для модулей 250 В с trench затвором отклонения  $I_C$  составляют 10 %;
- для модулей 600 В серий H и U отклонения  $I_C$  составляют 10 %;
- для модулей 1200 В серий H и U отклонения  $I_C$  составляют 15 %;
- для модулей 1700 В серии H отклонения  $I_C$  составляют 20 %.

При параллельном включении более двух модулей процент потерь суммарного тока может быть рассчитан по формуле:

$$\left[ 1 - \frac{(n-1)(1-x)}{n} \right] \times 10,$$

где  $x = 0,1$  для модулей 250 и 600 В;  $x = 0,15$  для модулей 1200/1400 В;  $x = 0,20$  для модулей 1700 В;  $n$  = число параллельных соединений.

Например, при параллельном подключении четырех IGBT модулей на напряжение 600 В процент потерь по току составит 13,6 %.

Таким образом, суммарный ток для четырех параллельных модулей на 300 А составит:  $300 \text{ A} (1 - 0,136) \times 4 = 1037 \text{ A}$ .

## 7.2. Динамический баланс токов

Соответствие напряжений насыщения эффективно для поддержания устойчивого баланса токов. Оно также определяет баланс токов выключения за счет зависимости между временем выключения и напряжением насыщения. Однако, как показано в табл. 8, на динамический баланс токов параллельных модулей наибольшее влияние оказывают характеристики управления затвором и цепей питания. Различие температур параллельных модулей, как было показано выше, влияет на время задержки переключения.

Для понимания влияния внутрисхемных факторов на динамический баланс токов рассмотрим два случая.

1. Приборы находятся в статическом включенном состоянии, изменяется ток нагрузки. Наиболее частая причина возникновения разбаланса в данном случае — различие индуктивностей цепей подключения нагрузки из-за ее асимметрии (см. рис. 67 и 68). Экспериментальный анализ показал, что причина этого явления может также скрываться в

расположении главных шин. Например, если подключение нагрузки создает поток тока, параллельный току в одном из модулей, эффект взаимной индукции может привести к тому, что индукция этого соединения значительно сократится даже при условии, что механическое соединение является симметричным.

2. Разбаланс проявляется в момент включения или выключения приборов. В табл. 8 показано, что вероятными причинами этого явления могут быть конструкция цепей затвора и температура модулей. Рекомендуемая схема подключения цепей управления к параллельным приборам показана на рис. 69. Рекомендуется использовать выходной каскад драйвера с отдельными резисторами  $R_G$ . Низкотемпературные соединения эмиттера в параллельных модулях должны быть короткими, симметричными и иметь низкий импеданс. Это необходимо для предотвращения токового контура с замыканием на землю из-за разрыва схемы управления затвором. В некоторых силовых схемах может возникнуть необходимость пустить некоторую часть импеданса  $R_G$  на землю для задержки тока петли. Тем не менее, перед подключением модулей необходимо провести тестовые испытания.

Для обеспечения одновременного переключения модулей рекомендуется использовать относительно небольшие значения последовательных сопротивлений. Сопротивление резистора затвора никогда не должно превышать рекомендуемое значение более чем в 10 раз. Особую внимательность следует применить к симметрии соединения затвора. Ранее уже акцентировалось значение минимизации индуктивностей цепей затвора. Печатную плату необходимо установить непосредственно на IGBT модуль или с использованием скрученного многожильного провода минимальной длины.

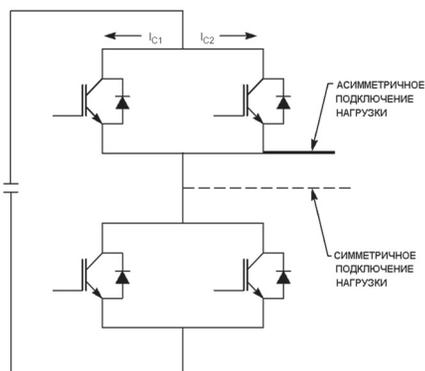
Также следует избегать индуктивных связей со схемой управления затвором, не допуская параллельного соединения проводов с током основной цепи. Форму тока разбаланса, возникающую в процессе выключения в результате неправильного подключения драйвера, иллюстрирует рис. 70. Кроме влияния температуры и схемы управления затвором разбаланс токов при включении модуля зависит от симметрии индуктивности в силовой цепи между конденсаторами питания и устройствами (рис. 71).

На рис. 72 показан сигнал разбаланса токов при включении модулей, вызванный асимметричной индуктивностью основной цепи питания. Для баланса индуктивности основной цепи необходимо минимизировать индуктивность посредством использования многослойной шинной структуры. В данном случае разбаланс токов при включении также вызван схемой управления затвором.

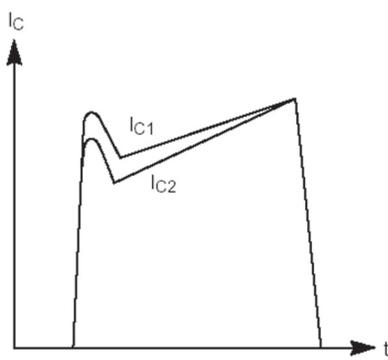
**Примечания:**

Необходимо помнить, что Mitsubishi IGBT модули имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения насыщения в широком диапазоне токов коллектора. Это не является препятствием при параллельном включении модулей, а скорее преимуществом, поскольку с ростом температуры снижаются потери мощности.

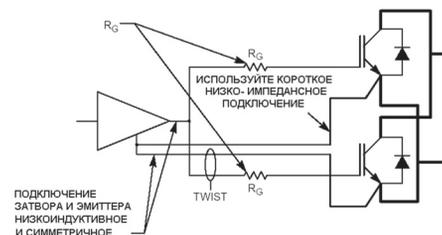
Семейство H IGBT модулей имеет фиксированные характеристики напряжения насыщения, которое находится в непосредственной зависимости с током и температурой, таким образом, выбор группы модулей по напряжению насыщения позволяет рассчитать распределение тока в параллельных модулях.



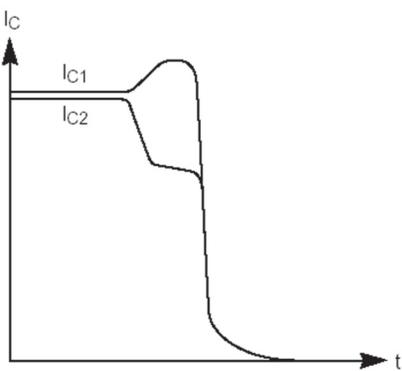
**Рис. 67.** Схема, показывающая симметричное и асимметричное подключения нагрузки



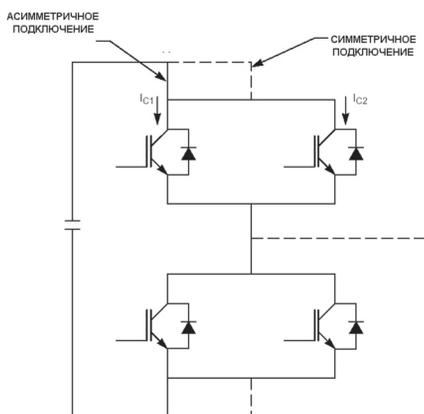
**Рис. 68.** Типичный разбаланс токов при асимметричном подключении нагрузки



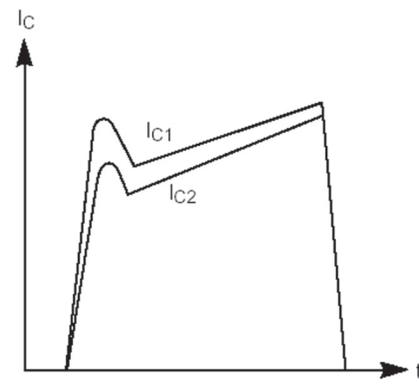
**Рис. 69.** Рекомендуемая схема подключения управления к параллельным модулям



**Рис. 70.** Форма тока, иллюстрирующая разбаланс выключения от наводок "чужой" схемы управления



**Рис. 71.** Симметричные и несимметричные цепи подключения питания



**Рис. 72.** Формы тока за счет асимметрии индуктивностей

## Технические характеристики модулей 3-го поколения серии H

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики									Обратный диод			Механические и температурные характеристики			
				Напряжение насыщения, В		Cies, нФ	Coes, нФ	Cres, нФ	Макс. время переключения							Rth (j-c), °C/Вт IGBT	Rth (j-c), °C/Вт диод	Rth (c-f), °C/Вт	Тип корпуса
	тип,	макс,	td(on), нс	tr, нс	td(off), нс				tf, нс										
<b>IGBT 600 В</b>																			
CM15TF-12H	600	15	100	2,1	2,8	15	0,5	0,3	120	300	200	300	2,8	0,04	110	1,3	3,5	0,55	H11
CM20TF-12H	600	20	125	2,1	2,8	2,0	0,7	0,4	120	300	200	300	2,8	0,05	110	1,0	3,5	0,55	H11
CM30TF-12H	600	30	150	2,1	2,8	3,0	1,1	0,6	120	300	200	300	28	0,08	110	0,8	2,0	0,35	H9
CM50DY-12H	600	50	150	2,1	2,8	5,0	1,8	1,0	200	300	200	300	2,8	0,14	110	0,5	1,0	0,15	H5
CM50TF-12H	600	50	150	2,1	2,8	5,0	1,8	1,0	200	300	200	300	2,8	0,14	110	0,5	1,0	0,25	H8
CM75DY-12H	600	75	310	2,1	2,8	7,5	2,6	1,5	120	300	200	300	2,8	0,20	110	0,4	0,9	0,15	H5
CM75TF-12H	600	75	310	2,1	2,8	7,5	2,6	1,5	120	300	200	300	2,8	0,20	110	0,4	0,9	0,20	H7
CM100DY-12H	600	100	400	2,1	2,8	10	3,5	2,0	120	300	200	300	2,8	0,27	110	0,31	0,7	0,15	H5
CM100TF-12H	600	100	400	2,1	2,8	10	3,5	2,0	120	300	200	300	2,8	0,27	110	0,31	0,7	0,20	H7
CM150DY-12H	600	150	600	2,1	2,8	15	5,3	3,0	200	550	300	300	2,8	0,41	110	0,21	0,47	0,13	H12
CM150TF-12H	600	150	600	2,1	2,8	15	5,3	3,0	200	550	300	300	2,8	0,41	110	0,21	0,47	0,15	H10
CM200DY-12H	600	200	780	2,1	2,8	20	7,0	4,0	200	550	300	300	2,8	0,54	110	0,16	0,35	0,13	H12
CM300HA-12H	600	300	1100	2,1	2,8	30	10,5	6,0	350	600	350	300	2,8	0,81	110	0,11	0,24	0,04	H1
CM300DY-12H	600	300	1100	2,1	2,8	30	10,5	6,0	350	600	350	300	2,8	0,81	110	0,11	0,24	0,13	H12
CM400HA-12H	600	400	1500	2,1	2,8	40	14	8,0	350	600	350	300	2,8	1,08	110	0,085	0,18	0,04	H1
CM400DY-12H	600	400	1500	2,1	2,8	40	14	8,0	350	600	350	300	2,8	1,08	110	0,085	0,18	0,09	H3
CM600HA-12H	600	600	2100	2,1	2,8	60	21	12	350	700	350	300	2,8	1,62	110	0,060	0,12	0,035	H2
<b>IGBT 1200 В</b>																			
CM15TF-24H	1200	15	150	2,5	3,4	3,0	1,1	0,6	100	200	150	350	3,5	0,11	250	0,80	1,40	0,35	H9
CM20TF-24H	1200	20	250	2,5	3,4	4,0	1,4	0,8	100	200	150	350	3,5	0,15	250	0,63	1,40	0,35	H9
CM30TF-24H	1200	30	310	2,5	3,4	6,0	2,1	1,2	100	200	150	350	3,5	0,22	250	0,50	1,40	0,25	H8
CM50DY-24H	1200	50	400	2,5	3,4	10	3,5	2,0	80	200	150	350	3,5	0,37	250	0,31	0,70	0,15	H5
CM50TF-24H	1200	50	400	2,5	3,4	10	3,5	2,0	80	200	150	350	3,5	0,37	250	0,31	0,70	0,20	H7
CM75DY-24H	1200	75	600	2,5	3,4	15	5,3	3,0	150	350	250	350	3,5	0,56	250	0,21	0,47	0,15	H5
CM75TF-24H	1200	75	600	2,5	3,4	15	5,3	3,0	150	350	250	350	3,5	0,56	250	0,21	0,47	0,15	H10
CM100DY-24H	1200	100	780	2,5	3,4	20	7,0	4,0	250	350	300	350	3,5	0,74	250	0,16	0,35	0,13	H12
CM100TF-24H	1200	100	780	2,5	3,4	20	7,0	4,0	250	350	300	350	3,5	0,74	250	0,16	0,35	0,15	H10
CM150DY-24H	1200	150	1100	2,5	3,4	30	10,5	6,0	250	350	300	350	3,5	1,11	250	0,11	0,24	0,13	H12
CM200DY-24H	1200	200	1500	2,5	3,4	40	14	8,0	250	400	300	350	3,5	1,49	250	0,085	0,18	0,09	H3
CM200HA-24H	1200	200	1500	2,5	3,4	40	14	8,0	250	400	300	350	3,5	1,49	250	0,085	0,18	0,04	H1
CM300DY-24H	1200	300	2100	2,5	3,4	60	21	12	250	500	350	350	3,5	2,23	250	0,060	0,12	0,07	H4
CM300HA-24H	1200	300	2100	2,5	3,4	60	21	12	250	500	350	350	3,5	2,23	250	0,060	0,12	0,04	H1
CM400HA-24H	1200	400	2800	2,5	3,4	80	28	16	300	500	350	350	3,5	2,97	250	0,045	0,090	0,04	H6
CM600HA-24H	1200	600	4100	2,5	3,4	120	42	24	300	700	450	350	3,5	4,46	250	0,030	0,060	0,035	H2
CM800HA-24H	1200	800	4800	2,7	3,6	180	64	36	500	1200	1000	350	3,5	5,90	250	0,026	0,058	0,018	H13
CM1000HA-24H	1200	1000	5800	2,7	3,6	200	70	40	600	1500	1200	350	3,5	7,40	250	0,022	0,050	0,018	H13
<b>IGBT 1400 В</b>																			
CM50DY-28H	1400	50	400	3,1	4,2	10	3,5	2,0	100	250	150	500	3,8	0,50	300	0,31	0,70	0,075	H5
CM50TF-28H	1400	50	400	3,1	4,2	10	3,5	2,0	100	250	150	500	3,8	0,50	300	0,31	0,70	0,033	H7
CM75DY-28H	1400	75	600	3,1	4,2	15	5,3	3,0	150	350	250	500	3,8	0,75	300	0,21	0,47	0,075	H5
CM75TF-28H	1400	75	600	3,1	4,2	15	5,3	3,0	150	350	250	500	3,8	0,75	300	0,21	0,47	0,025	H10
CM100TF-28H	1400	100	780	3,1	4,2	20	7,0	4,0	250	400	300	500	3,8	1,0	300	0,16	0,35	0,025	H10
CM200DY-28H	1400	200	1500	3,1	4,2	40	14	8,0	250	400	300	500	3,8	2,0	300	0,085	0,18	0,090	H3
CM300DY-28H	1400	300	2100	3,1	4,2	60	21	12	250	500	350	500	3,8	3,0	300	0,060	0,12	0,070	H4
CM400HA-28H	1400	400	2800	3,1	4,2	80	28	16	300	500	350	500	3,8	4,0	300	0,045	0,09	0,040	H6
CM600HA-28H	1400	600	4100	3,1	4,2	120	42	24	350	700	500	500	3,8	6,0	300	0,030	0,06	0,035	H2
CM1000HA-28H	1400	1000	5800	3,3	4,5	200	70	40	800	2000	1200	650	4,0	10,5	300	0,022	0,05	0,018	H13

## Технические характеристики модулей 3-го поколения серии U

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики								Обратный диод			Механические и температурные характеристики				
	Vces, В	Ic, А	Pт, Вт	Напряжение насыщения, В		Cies, нФ	Coes, нФ	Cres, нФ	Макс. время переключения				Vf, В	Qrr, мкК	trr, нс	Rth (j-c), °C/Вт	Rth (j-c), °C/Вт	Rth(c-f), °C/Вт	Тип корпуса
				тип.	макс.				td(on), нс	tr, нс	td(off), нс	tf, нс				IGBT	диод		
<b>IGBT 600 В</b>																			
CM75BU-12H	600	75	310	2,4	3,0	6,6	3,6	1,0	100	250	200	300	2,6	0,18	160	0,40	0,90	0,025	U1
CM75DU-12H	600	75	310	2,4	3,0	6,6	3,6	1,0	100	250	200	300	2,6	0,18	160	0,40	0,90	0,035	U8
CM75E3U-12H	600	75	310	2,4	3,0	6,6	3,6	1,0	100	250	200	300	2,6	0,18	160	0,40	0,90	0,035	U8
CM75TU-12H	600	75	310	2,4	3,0	6,6	3,6	1,0	100	250	200	300	2,6	0,18	160	0,40	0,90	0,018	U4
CM100BU-12H	600	100	400	2,4	3,0	8,8	4,8	1,3	100	250	200	300	2,6	0,24	160	0,31	0,70	0,025	U1
CM100DU-12H	600	100	400	2,4	3,0	8,8	4,8	1,3	100	250	200	300	2,6	0,24	160	0,31	0,70	0,035	U8
CM100E3U-12H	600	100	400	2,4	3,0	8,8	4,8	1,3	100	250	200	300	2,6	0,24	160	0,31	0,70	0,035	U8
CM100TU-12H	600	100	400	2,4	3,0	8,8	4,8	1,3	100	250	200	300	2,6	0,24	160	0,31	0,70	0,018	U4
CM150DU-12H	600	150	600	2,4	3,0	13,2	7,2	2,0	100	350	300	300	2,6	0,36	160	0,21	0,47	0,035	U5
CM150E3U-12H	600	150	600	2,4	3,3	13,2	7,2	2,0	100	350	300	300	2,6	3,3с	160	0,21	0,47	0,035	U8
CM150TU-12H	600	150	600	2,4	3,3	13,2	7,2	2,0	100	350	300	300	2,6	3,36	160	0,21	0,47	0,015	U5
CM200DU-12H	600	200	650	2,4	3,0	17,6	9,6	2,6	150	400	300	300	2,6	0,48	160	0,19	0,35	0,035	U8
CM200E3U-12H	600	200	650	2,4	3,0	17,6	9,6	2,6	150	400	300	300	2,6	0,48	160	0,19	0,35	0,035	U8
CM200TU-12H	600	200	650	2,4	3,0	17,6	9,6	2,6	150	400	300	300	2,6	0,48	160	0,19	0,35	0,015	U5
CM300DU-12H	600	300	890	2,4	3,0	26,4	14,4	4,0	250	600	350	300	2,6	0,72	160	0,14	0,24	0,020	U2
CM300E3U-12H	600	300	890	2,4	3,0	26,4	14,4	4,0	250	600	350	300	2,6	0,72	160	0,14	0,24	0,020	U2
CM400DU-12H	600	400	1130	2,4	3,0	35,2	19,2	5,2	250	600	350	300	2,6	0,96	160	0,11	0,18	0,020	U2
CM600HU-12H	600	600	1560	2,4	3,0	52,8	28,8	7,8	300	600	350	300	2,6	1,44	160	0,08	0,12	0,020	U6
<b>IGBT 1200 В</b>																			
CM50BU-24H	1200	50	400	2,9	3,7	7,5	2,6	1,5	80	200	150	350	3,2	0,28	300	0,31	0,70	0,100	U1
CM50DU-24H	1200	50	400	2,9	3,7	7,5	2,6	1,5	80	200	150	350	3,2	0,28	300	0,31	0,70	0,035	U8
CM50E3U-24H	1200	50	400	2,9	3,7	7,5	2,6	1,5	80	200	150	350	3,2	0,28	300	0,31	0,70	0,035	U8
CM50TU-24H	1200	50	400	2,9	3,7	7,5	2,6	1,5	80	200	150	350	3,2	0,28	300	0,31	0,70	0,018	U4
CM75DU-24H	1200	75	600	2,9	3,7	11	3,7	2,2	100	200	250	350	3,2	0,41	300	0,21	0,47	0,035	U8
CM75E3U-24H	1200	75	600	2,9	3,7	11	3,7	2,2	100	200	250	350	3,2	0,41	300	0,21	0,47	0,035	U8
CM75TU-24H	1200	75	600	2,9	3,7	11	3,7	2,2	100	200	250	350	3,2	0,41	300	0,21	0,47	0,015	U5
CM100DU-24H	1200	100	650	2,9	3,7	15	5,0	3,0	100	200	300	350	3,2	0,55	300	0,19	0,35	0,035	LJ8
CM100E3U-24H	1200	100	650	2,9	3,7	15	5,0	3,0	100	200	300	350	3,2	0,55	300	0,19	0,35	0,035	U8
CM100TU-24H	1200	100	650	2,9	3,7	15	5,0	3,0	100	200	300	350	3,2	0,55	300	0,19	0,35	0,015	U5
CM150DU-24H	1200	150	890	2,9	3,7	22	7,4	4,4	200	250	300	350	3,2	0,82	300	0,14	0,24	0,020	U2
CM150E3U-24H	1200	150	890	2,9	3,7	22	7,4	4,4	200	250	300	350	3,2	0,82	300	0,14	0,24	0,020	Li?
CM200DU-24H	1200	200	1130	2,9	3,7	30	10,5	6,0	200	300	300	350	3,2	1,10	300	0,11	0,18	0,020	U2
CM300DU-24H	1200	300	1130	2,9	3,7	45	15	9,0	200	300	350	350	3,2	1,65	300	0,11	0,18	0,010	J3
CM400HU-24H	1200	400	2100	2,9	3,7	60	21	12	250	350	350	350	3,2	2,20	300	0,06	0,09	0,020	U6
CM600HU-24H	1200	600	3100	2,9	3,7	90	31,5	18	300	700	450	350	3,2	3,30	300	0,04	0,06	0,015	U7

# IGBT МОДУЛИ 4-ГО ПОКОЛЕНИЯ (СЕРИЯ F)

IGBT модули серии F фирмы Mitsubishi значительно превосходят предыдущие серии модулей по минимизации потерь мощности. При их разработке были использованы стандартные IGBT модули. Тем не менее, использование trench-технологии затвора и встроенной схемы управления током короткого замыкания привели к некоторым особенностям в характеристиках и использовании модулей.

## 1. СТРУКТУРА TRENCH-ЗАТВОРА

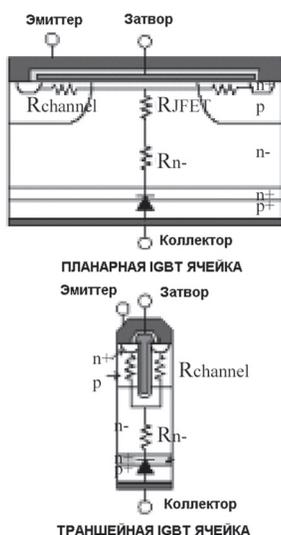


Рис. 73. Сравнение традиционной планарной и новой канавочной структур затвора IGBT ячейки

Разработка новых поколений IGBT модулей всегда была направлена на улучшение параметров напряжения насыщения и снижение потерь на переключение. Однако дальнейшее усовершенствование эксплуатационных показателей ограничивается планарной структурой IGBT, которая, с одной стороны, обуславливает сопротивление между отдельными ячейками части полевого транзистора, а с другой — прямое падение напряжения  $V_F$  на диодных структурах биполярной части прибора.

В IGBT модулях новой серии F первое ограничение преодолевается благодаря использованию так называемой trench (канавочной) структуры вертикального затвора. В такой структуре оксидный слой затвора и проводящий слой электрода из поликристаллического кремния формируется в глубокой узкой траншее (канавке), ниже поверхности кристалла. В свою очередь параметры напряжения встроенного диода улучшены в результате использования нового технологического процесса протонного облучения. На рис. 73 показана традиционная планарная и новая канавочная структуры затвора IGBT ячейки, а также топологические нововведения, позволившие снизить напряжение насыщения  $V_{CE(sat)}$ .

### 1.1. Снижение напряжения канала

При приложении напряжения к затвору формируется канал полевого транзистора вдоль стенки канавки перпендикулярно поверхности кристалла. Таким образом, формирование канала в trench структуре отличается от формирования канала в планарной структуре, в которой канал формируется параллельно поверхности кристалла.

Для вертикального канала требуется меньшая площадь кристалла, что позволяет значительно увеличить плотность ячеек. Полученное увеличение ширины канала на единицу площади приводит к закономерному снижению резистивной составляющей канала  $R_{channel}$ , на которой во включенном IGBT модуле создается падение напряжения.

### 1.2. Сопротивление перехода транзистора

Резистивная составляющая полевого транзистора  $R_{JFET}$  существует благодаря сжатию тока в областях между смежными ячейками. Trench-конструкция затвора эффективно устраняет эту составляющую. Более того, неравномерность плотности тока в области полевого транзистора IGBT модуля планарной технологии может привести к нестабильной области безопасной работы (SOA) при режимах на высоких токах. Trench-структура обеспечивает более равномерный поток тока, что в сочетании с большей плотностью ячеек, позволяет увеличить плотность номинального тока по сравнению с 1200-вольтовыми планарными модулями третьего поколения.

### 1.3. Снижение $V_F$ биполярного транзистора

В новых IGBT модулях используется новейшая методика локального контроля времени жизни носителей. Методика протонного облучения позволяет уменьшить время жизни носителей в буферном  $n+$  слое. За счет этого в области дрейфа  $n$ - поддерживается более высокое время жизни по сравнению с модулями третьего поколения планарных IGBT модулей, что позволяет также снизить потери при выключении. Большая концентрация носителей в дрейфовой области уменьшает резистивную составляющую  $R_n$  напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$ .

## 2. КОРПУСИРОВАНИЕ МОДУЛЕЙ

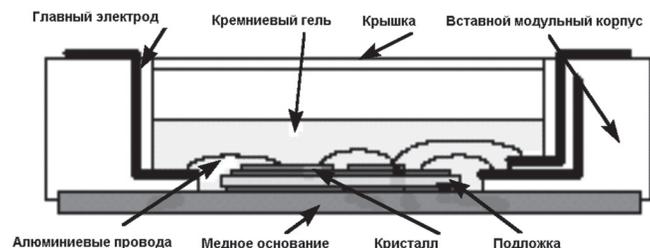


Рис. 74. Поперечное сечение IGBT модуля

В модулях серии F использована новаторская технология снижения индуктивности монтажа, которая первоначально была использована в IGBT модулях серии U. Поперечное сечение модуля показано на рис. 74.

Основные мощные выводы выполнены в виде многослойной шины, смонтированной в корпус модуля. Это обеспечивает значительно более низкую индуктивность, чем в случае паяных электродов, монтируемых в модули после их корпусирования. Мощные выводы в модулях серии F соединены непосредственно с крис-

таллами. Отказ от изгибов, снижающих деформацию в паянных электродах, также способствовал снижению модульной индуктивности. В результате внутренняя индуктивность F модулей сокращена на 2/3 по сравнению с традиционными IGBT устройствами.

Так как соединение мощных выводов с кристаллами не требует пайки, возникла возможность уменьшить толщину керамической подложки, для производства которой теперь вместо традиционной окиси алюминия ( $Al_2O_3$ ) используется нитрид алюминия (AlN), обладающий более низким тепловым удельным сопротивлением. Одновременно снижается паразитная емкость модуля, что увеличивает устойчивость к высокочастотным шумам между кристаллом и радиатором.

В производстве традиционных IGBT модулей использовался процесс высокотемпературной пайки, который включал в себя три этапа: пайка кристалла к подложке, подложки к основанию и электродов к подложке после сборки модуля. В модулях серии F третий этап пайки отсутствует, и, следовательно, необходимость в высокотемпературной пайке также отпадает. Поэтому в IGBT модулях серии F используется низкотемпературная пайка с меньшим термическим напряжением.

### 3. РЕЖИМ КОНТРОЛЯ ТОКА В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

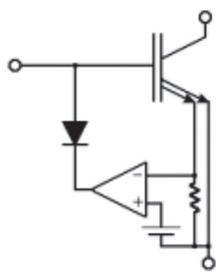


Рис. 75. Упрощенная схема подключения узла RTC

В IGBT модулях серии F для защиты от короткого замыкания используется встроенная схема контроля тока в реальном времени (RTC), которая была первоначально разработана для интеллектуальных IGBT модулей (IPM). Схема защиты выполнена на отдельном кристалле, соединенным напрямую короткими проводами с кристаллами IGBT. В нормальном рабочем режиме схема RTC не влияет на работу модуля. Схема не затрагивает поток тока коллектор-эмиттер, поэтому дополнительных утечек не возникает.

Схема RTC подключена к токовому зеркалу не затворе IGBT. Упрощенная схема подключения узла RTC показана на рис. 75.

Когда IGBT модуль попадает в режим короткого замыкания, схема RTC детектирует чрезмерный ток эмиттера IGBT и снижает напряжение затвор-эмиттер до 12 В для ограничения тока короткого замыкания, в то время как рекомендуемое рабочее напряжение составляет 15 В. Эюра напряжения затвор-эмиттер в режиме тока короткого замыкания показана на рис. 76.

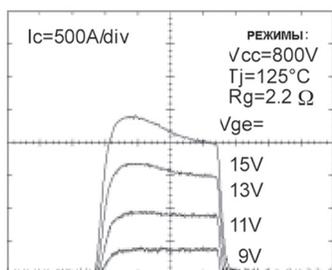


Рис. 76. Напряжение затвор-эмиттер при КЗ для модуля 150 А, 1200 В без схемы RTC

Следует отметить, что схема защиты работает только в режиме ограничения тока короткого замыкания, она не выключает IGBT модуль. Поэтому драйвер управления затвором должен выключать IGBT модуль в течение 10 мкс с момента обнаружения короткого замыкания. Схема защиты по току ограничивает ток коллектора КЗ в 2-4 раза в зависимости от температуры перехода и величины  $di/dt$  в режиме КЗ. Минимальное сокращение тока в 2 раза происходит при высоких температурах перехода и максимальных бросках тока. Поэтому работа IGBT модуля в пределах области безопасной работы (SOA) не зависит от наличия схемы RTC.

### 4. ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ МОДУЛЕЙ СЕРИИ F

IGBT модули серии F имеют две области безопасной работы (SOA): для режима выключения (защита периодических операций) и для режима короткого замыкания (защита однократных операций).

#### 4.1. Область безопасной работы при выключении

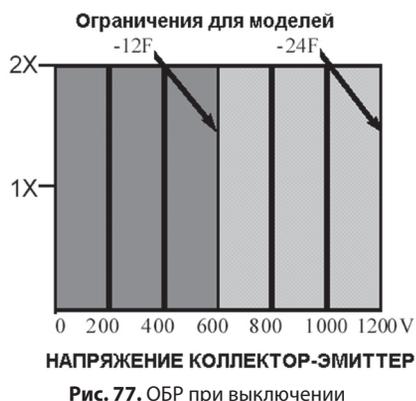


Рис. 77. ОБР при выключении

Область безопасной работы в момент выключения определяется множеством точек, определяющих значения тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер.

Модули серии F обеспечивают прямоугольную область безопасной работы при удвоенных токах коллектора для 600 В и 1200 В приборов (рис. 77). Последующие ограничения связаны с плотностью тока кристаллов и внутренними соединениями модуля.

#### 4.2. Области безопасной работы при КЗ

Диаграммы безопасной работы IGBT модулей в режиме короткого замыкания показаны на рис. 78—79. Они соответствуют аналогичным диаграммам для модулей серий H и U. В действительности, за счет наличия схемы RTC ток коллектора уменьшается в 10 раз. Тем не менее, при разработке схем питания и драйвера управления затвором следует учитывать, что напряжение коллектор-эмиттер не должно превышать номинально допустимое.

Также следует учитывать, что приведенная ОБР при коротком замыкании для модулей серии F применима к импульсам длительностью менее 10 мкс.

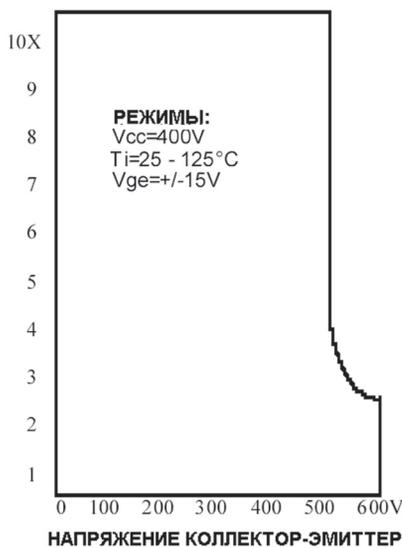


Рис. 78. Диаграмма безопасной работы IGBT модулей 600 В в режиме К3

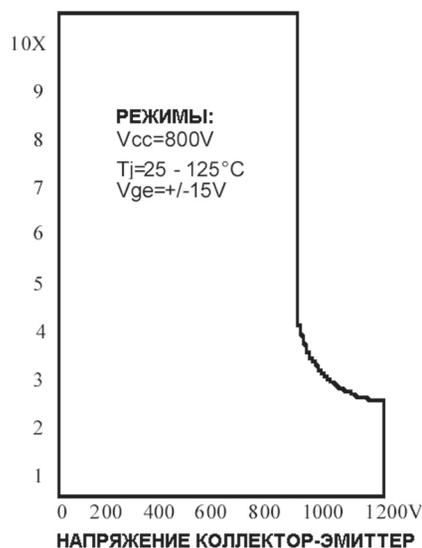


Рис. 79. Диаграмма безопасной работы IGBT модулей 1200 В в режиме К3

## 5. ТРЕБОВАНИЯ К СХЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЗАТВОРОМ

В целом, требования к драйверу управления затвором для IGBT модулей серии F аналогичны рассмотренным ранее для планарных IGBT модулей. При разработке драйвера для модулей F серии следует обратить внимание на следующие ключевые параметры: положительное и отрицательное напряжения смещения, последовательное сопротивление затвора, мощность схемы управления и используемый метод определения режима короткого замыкания.

### 5.1. Выходные напряжения схемы управления затвором

Для включения затвора рекомендуется использовать положительное напряжение  $15 \text{ В} \pm 10 \%$ . Напряжение для включения затвора не должно выходить за пределы

диапазона  $12\text{—}20 \text{ В}$ . Чтобы гарантировать отсутствие вероятности включения модуля за счет шумов  $dv/dt$  напряжения коллектор-эмиттер, необходимо использовать запирающее напряжение смещения. Так как trench-затвор серии F имеет меньшую обратную емкость ( $C_{res}$ ), чем затвор планарного модуля, можно использовать более низкое напряжение смещения запираения. Для предотвращения шумов  $dv/dt$  напряжения коллектор-эмиттер минимальная величина напряжения обратного закрывающего смещения должна составлять  $-2 \text{ В}$ .

Минимизация напряжения обратного смещения приводит к снижению мощности схемы управления затвором, необходимой для управления включением модуля. В то же время большее напряжение обратного смещения уменьшает время задержки при выключении. А именно временные характеристики являются критическим параметром в высокочастотных приложениях.

Для большинства низкочастотных применений (5 кГц и ниже) значение обратного закрывающего смещения  $-5 \text{ В}$  является наиболее оптимальным. В приложениях, требующих минимального времени задержек, можно использовать обратное смещение от  $-10$  до  $-15 \text{ В}$ , выходная мощность схемы управления затвором в этом случае увеличится.

Из-за высокого усиления в активной области IGBT модули серии F не предназначены для использования в линейном режиме. Напряжение на затворе в диапазоне от  $+3$  до  $+11 \text{ В}$  должно подаваться только кратковременно в моменты переключений.

### 5.2. Последовательное сопротивление затвора

Выбор величины сопротивления в цепи затвора является важным моментом дизайна на схеме, т. к. влияет на время включения и потери энергии при включении модуля.

Выбор правильного номинала сопротивления в цепи затвора зависит от ряда факторов. Малая величина сопротивления приведет к увеличению скорости переключения и снижению потерь при включении, но создаст большие броски тока  $di/dt$  и увеличит шумы при обратном восстановлении диода.

Время выключения менее зависит от величины сопротивления затвора, чем время включения. Однако уменьшение этого сопротивления все же приводит к снижению задержки времени выключения и, следовательно, сокращает «мертвое» время.

При разработке схемы управления следует помнить, что если предполагается использовать меньшее сопротивление, схема управления должна обеспечивать большие пиковые значения тока в моменты переключений.

Учитывая вышесказанное, можно предложить следующее компромиссное решение. Можно использовать различные значения сопротивлений для включения и выключения. Пример реализации такой схемы управления затвором показан на рис. 80.

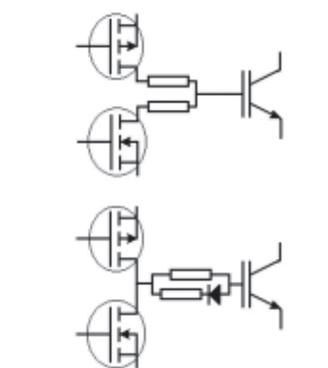


Рис. 80. Пример подключения драйвера с различными последовательными сопротивлениями

В такой схеме можно выбрать относительно высокий номинал сопротивления для включения, чтобы сократить шумы в момент восстановления обратного диода, в то время как малое сопротивление при выключении сократит задержку выключения и период «мертвого» времени.

В табл. 10 приведены рекомендуемые значения последовательного сопротивления затвора для IGBT модулей серии F. Учтите, что в спецификациях модулей приведены параметры при переключениях, основанные на минимальном рекомендуемом значении сопротивления. Приведенные значения ОБР не зависят от выбранного сопротивления затвора.

Наименование	Минимальное сопротивление в цепи затвора	Максимальное сопротивление в цепи затвора
<b>600 В</b>		
CM75TU-12F	8,3	83
CM75DU-12F	8,3	83
CM100TU-12F	6,3	63
CM100DU-12F	6,3	63
CM150TU-12F	4,2	42
CM150DU-12F	4,2	42
CM200TU-12F	3,1	31
CM200DU-12F	3,1	31
CM300DU-12F	2,1	21
CM400DU-12F	3,1	31
CM600HU-12F	3,1	31
<b>1200 В</b>		
CM50TU-24F	6,3	63
CM50DU-24F	6,3	63
CM75TU-24F	4,2	42
CM75DU-24F	4,2	42
CM100TU-24F	3,1	31
CM100DU-24F	3,1	31
CM150DU-24F	2,1	21
CM200DU-24F	1,6	16
CM300DU-24F	1,0	10
CM400DU-24F	0,78	7,8
CM400HU-24F	0,78	7,8
CM600HU-24F	1,0	10

### 5.3. Обнаружение короткого замыкания

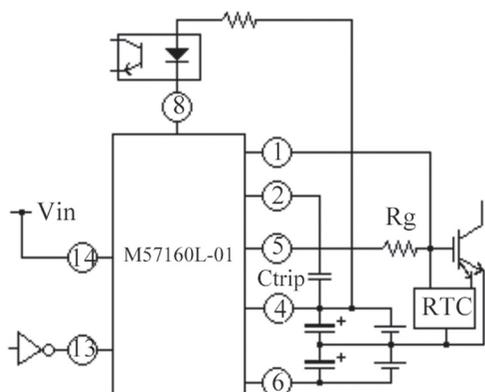


Рис. 81. Схема защита от КЗ с использованием M57160L-01

Для обнаружения режима короткого замыкания можно использовать традиционную технологию контроля напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$ . Кроме того, короткое замыкание можно детектировать с помощью схемы RTC, используя драйвер M57160L-01 фирмы Mitsubishi. Драйвер фиксирует падение напряжения затвор-эмиттер при включении RTC схемы. Таким образом, защита от тока короткого замыкания осуществляется без подсоединения к коллектору IGBT с использованием быстро восстанавливающегося диода. На рис. 81 показана схема подключения микросхемы M57160L-01.

### 5.4. Требуемая мощность схемы управления затвором

Средняя мощность схемы управления затвором может быть рассчитана из значений емкости затвора (см. рис. 82). Мощность потребления  $P_{AVG}$  рассчитывается по формуле:

$$P_{AVG} = \Delta V_{GE} \times Q_G \times f,$$

где  $\Delta V_{GE} = V_{GE(on)} + |V_{GE(off)}|$ ;  $Q_G$  — общий заряд затвора;  $f$  — частота переключений.

Благодаря большей емкости затвор-эмиттер в IGBT модулях с trench-затвором, потребление мощности у них значительно выше, чем у планарных модулей. Например, при использовании драйвера с напряжением  $\pm 15$  В в модулях 1200 В для модулей серии F потребуется в 3 раза большая мощность, чем для аналогичного модуля серии U.

## 6. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИИ

Для удобства выбора модулей для параллельного подключения фирма Mitsubishi использует специальную маркировку, указывающую класс по напряжению насыщения. Все модули, подключенные параллельно, должны иметь одинаковый класс по напряжению насыщения. Символ класса (диапазона) маркируется либо на корпусе модуля белым цветом, либо находится на маркировочной бирке. По классам напряжения насыщения

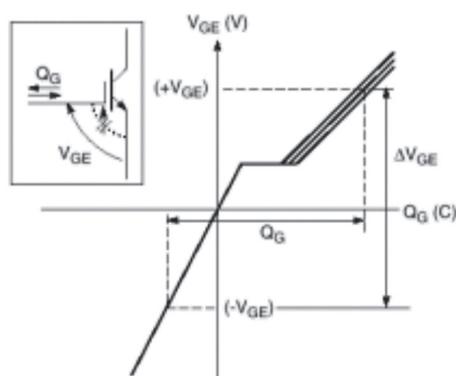


Рис. 82. График заряда затвора

должны иметь одинаковый класс по напряжению насыщения. Символ класса (диапазона) маркируется либо на корпусе модуля белым цветом, либо находится на маркировочной бирке. По классам напряжения насыщения

модули начинают делиться при номинальных токах 200 А и выше. Приборы с разными группами напряжений насыщения могут использоваться в одном изделии при условии, что параллельно соединенные модули имеют одинаковый класс.

В табл. 11 приведено символическое обозначение класса напряжения насыщения Mitsubishi IGBT модулей серии F для 600 В и 1200 В. Следует помнить, что для определенного номинального напряжения коллектор-эмиттер не существует всех классов напряжения насыщения. Например, для приборов на 600 В серии F максимальное напряжение насыщения составляет 2,2 В, и, следовательно, класс Р для этих модулей отсутствует.

После выбора модулей для параллельного подключения суммарные потери по току составят:

- для модулей 600 В серии F — 10 %,
- для модулей 1200 В серии F — 15 %.

При подключении более двух модулей параллельно для подсчета суммарных потерь следует воспользоваться табл. 12.

**Пример:**

В случае четырех параллельно-соединенных IGBT модулей на 600 В, ухудшение параметров составит 13,6 %.

Таким образом суммарный ток составит:

$$300A (1 - 0,136) \times 4 = 1037 A \text{ вместо } 1200 A.$$

Таблица 11

Напряжение насыщения $V_{CE(sat)}$ при номинальном токе, температуре перехода $t=25^{\circ}C$ , напряжении $V_{ge} +15V$	Класс по напряжению насыщения
1,50...1,60	E
1,55...1,65	F
1,60...1,70	G
1,65...1,75	H
1,70...1,80	J
1,75...1,85	K
1,80...1,95	L
1,90...2,05	M
2,00...2,20	N
2,15...2,40	P

Таблица 12

Количество параллельно-соединенных модулей	Процент ухудшения $I_c$ для приборов 600 В	Процент ухудшения $I_c$ для приборов 1200 В
1	0%	0%
2	10%	15%
3	12,1%	17,4%
4	13,6%	19,6%
5	14,5%	20,9%
6	15,2%	21,7%

## 7. ЭНЕРГИЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

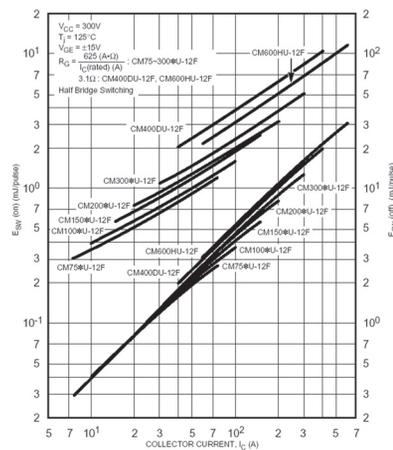


Рис. 83. Потери энергии переключения в зависимости от тока коллектора для приборов 600 В

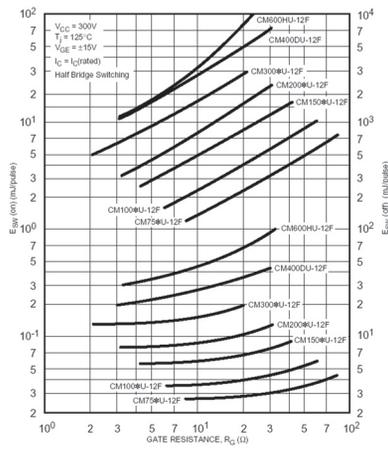
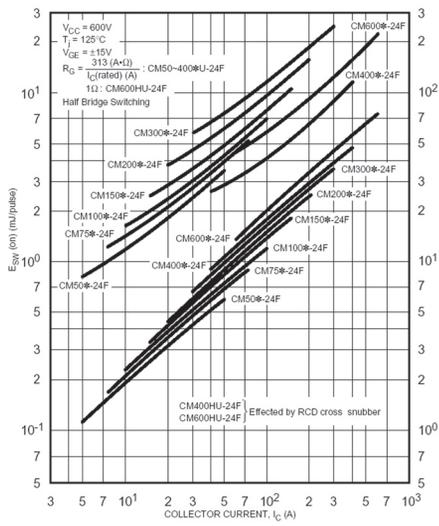


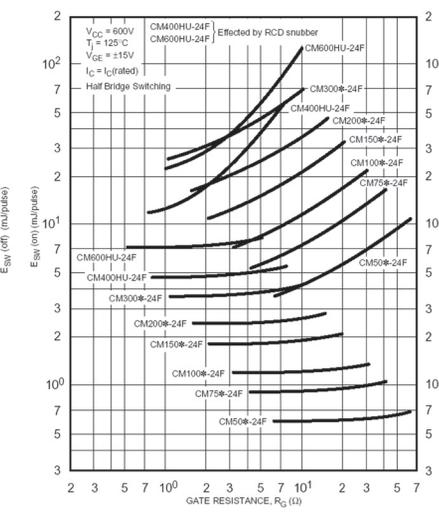
Рис. 84. Потери энергии переключения в зависимости от тока коллектора для приборов 1200 В

Параметры энергии переключения необходимо учитывать для расчета общих потерь при переключении. Общие характеристики проведены в разделе «IGBT модули 3-го поколения».

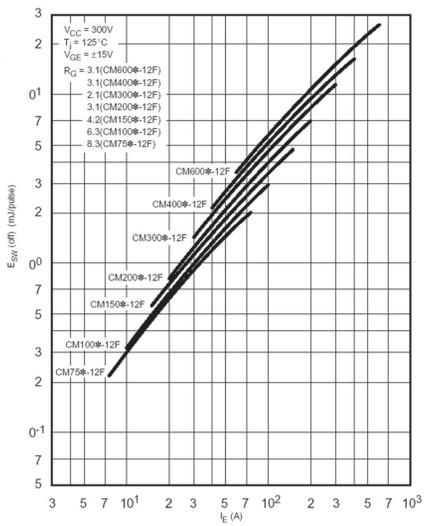
На рис. 83, 84 показаны потери при включении и выключении, вызванные током коллектора. Рис. 85, 86 отображает зависимость потерь на переключение от последовательного сопротивления затвора. Потери при обратном восстановлении диода, зависящие от тока эмиттера, показаны на рис. 87, 88, а потери при восстановлении диода в зависимости от сопротивления затвора на рис. 89, 90. На рисунках представлены параметры для обеих групп модулей на напряжение 600 В и 1200 В.



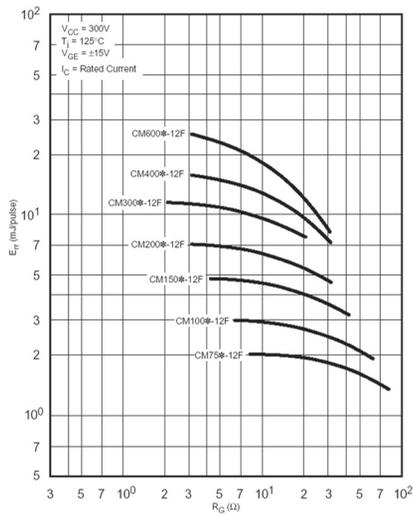
**Рис. 85.** Потери, связанные с величиной сопротивления затвора для приборов 600 В



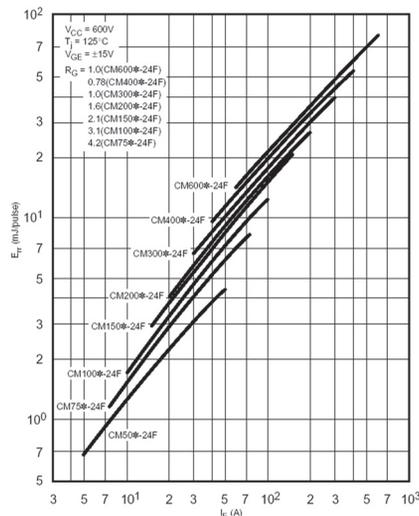
**Рис. 86.** Потери, связанные с величиной сопротивления затвора для приборов 1200 В



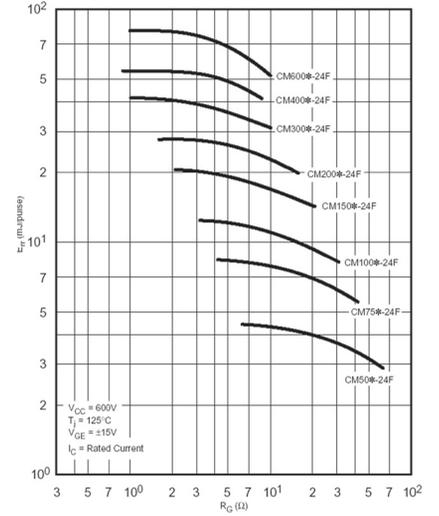
**Рис. 87.** Обратные переключющие потери как зависимость от тока эмиттера для приборов 600 В



**Рис. 88.** Обратные переключющие потери как зависимость от тока эмиттера для приборов 600 В



**Рис. 89.** Обратные переключющие потери, связанные с величиной сопротивления затвора для приборов 1200 В



**Рис. 90.** Обратные переключющие потери, связанные с величиной сопротивления затвора для приборов 1200 В

## Технические характеристики модулей серии F

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики										Обратный диод			Механические и температурные характеристики			
	Vces, В	Ic, А	Pт, Вт	Напряжение насыщения, В		Cies, нФ	Coes, нФ	Cres, нФ	Макс. время переключения				Vf, В	Qrr, мкК	trr, нс	Rth (j-c), °C/Вт	Rth (j-c), °C/Вт	Rth (c-f), °C/Вт	Тип корпуса	
				тип.	макс.				td(on), нс	tr, нс	td(off), нс	tf, нс				IGBT	диод			
<b>IGBT 250 В</b>																				
CM400DU-5F	250	400	890	1,2	1,7	110	7,0	3,8	850	400	1100	500	2,0	16	300	0,14	0,24	0,04	F2	
CM450HA-5F	250	450	735	1,2	1,7	132	6,0	4,5	1200	2700	900	500	2,0	7,6	300	0,17	0,23	0,09	F3	
CM600DU-5F	250	600	1100	1,2	1,7	170	11	5,7	850	600	1100	500	2,0	20	300	0,11	0,20	0,02	F4	
CM600HA-5F	250	600	960	1,2	1,7	165	7,5	5,6	1000	4000	1000	500	2,0	9,5	300	0,13	0,19	0,04	F5	
<b>IGBT 600 В</b>																				
CM75DU-12F	600	75	290	1,6	2,2	20	1,4	0,75	100	80	300	250	2,6	1,4	150	0,43	0,90	0,07	F7	
CM75TU-12F	600	75	290	1,6	2,2	20	1,4	0,75	100	80	300	250	2,6	1,4	150	0,43	0,90	0,11	F8	
CM100DU-12F	600	100	350	1,6	2,2	27	1,8	1,0	100	80	300	250	2,6	1,9	150	0,35	0,70	0,07	F7	
CM100TJ-12F	600	100	290	1,6	2,2	27	1,8	1,0	100	80	300	250	2,6	1,9	150	0,43	0,70	0,13	F11	
CM100TU-12F	600	100	350	1,6	2,2	27	1,8	1,0	100	80	300	250	2,6	1,9	150	0,35	0,70	0,11	F8	
CM150DU-12F	600	150	520	1,6	2,2	41	2,7	1,5	120	100	350	250	2,6	2,8	150	0,24	0,47	0,07	F7	
CM150TJ-12F	600	150	403	1,6	2,2	41	2,7	1,5	120	100	350	250	2,6	2,8	150	0,31	0,47	0,13	F11	
CM150TU-12F	600	150	520	1,6	2,2	41	2,7	1,5	120	100	350	250	2,6	2,8	150	0,24	0,47	0,09	F1	
CM200DU-12F	600	200	590	1,6	2,2	54	3,6	2,0	120	100	350	250	2,6	3,8	150	0,21	0,35	0,07	F7	
CM200TU-12F	600	200	590	1,6	2,2	54	3,6	2,0	120	100	350	250	2,6	3,8	150	0,21	0,35	0,09	F1	
CM300DU-12F	600	300	780	1,6	2,2	81	5,4	3,0	250	120	500	250	2,6	5,2	150	0,16	0,24	0,04	F2	
CM400DU-12F	600	400	960	1,6	2,2	110	7,2	4,0	400	200	700	250	2,6	7,7	200	0,13	0,18	0,04	F2	
CM600HU-12F	600	600	1420	1,6	2,2	160	11	6,0	600	400	900	250	2,6	11,7	300	0,088	0,12	0,02	F6	
<b>IGBT 1200 В</b>																				
CM50DU-24F	1200	50	320	1,8	2,4	20	0,85	0,5	100	50	300	300	3,2	2,1	150	0,39	0,70	0,07	F7	
CM50TJ-24F	1200	50	219	1,8	2,4	20	0,85	0,8	100	50	300	300	3,3	2,1	150	0,39	0,59	0,13	F11	
CM50TU-24F	1200	50	320	1,8	2,4	20	0,85	0,5	100	50	300	300	3,2	2,1	150	0,39	0,70	0,11	F8	
CM75DU-24F	1200	75	450	1,8	2,4	29	1,3	0,75	100	50	400	300	3,2	3,1	150	0,28	0,47	0,07	F7	
CM75TJ-24F	1200	75	357	1,8	2,4	29	1,3	1,2	100	50	400	300	3,3	3,1	150	0,22	0,29	0,13	F11	
CM75TU-24F	1200	75	450	1,8	2,4	29	1,3	0,75	100	50	400	300	3,2	3,1	150	0,28	0,47	0,09	F1	
CM100DU-24F	1200	100	500	1,8	2,4	39	1,7	1,0	100	50	400	300	3,2	4,1	150	0,25	0,35	0,07	F7	
CM100TJ-24F	1200	100	390	1,8	2,4	39	1,7	1,6	100	50	400	300	3,3	4,1	150	0,18	0,21	0,13	F11	
CM100TU-24F	1200	100	500	1,8	2,4	39	1,7	1,0	100	50	400	300	3,2	4,1	150	0,25	0,35	0,09	F1	
CM150DU-24F	1200	150	600	1,8	2,4	59	2,6	1,5	150	80	450	300	3,2	6,2	150	0,21	0,24	0,04	F2	
CM200DU-24F	1200	200	830	1,8	2,4	78	3,4	2,0	300	80	500	300	3,2	12,2	200	0,15	0,18	0,04	F2	
CM300DU-24F	1200	300	960	1,8	2,4	120	5,1	3,0	300	80	500	300	3,2	17,6	250	0,13	0,18	0,02	F4	
CM400DU-24F	1200	400	1100	1,8	2,4	160	6,8	4,0	450	200	1000	300	3,2	23,6	550	0,11	0,13	0,01	F10	
CM400HU-24F	1200	400	1600	1,8	2,4	160	6,8	4,0	300	100	600	300	3,2	23,6	350	0,078	0,09	0,02	F6	
CM600DU-24F	1200	600	1540	1,95	2,55	230	10	6,0	450	200	800	300	3,35	43,2	500	0,081	0,11	0,010	F10	
CM600HU-24F	1200	600	1900	1,8	2,4	230	10	6,0	300	150	800	300	3,2	43,2	500	0,063	0,075	0,015	F9	

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГИБРИДНЫХ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЗАТВОРОМ

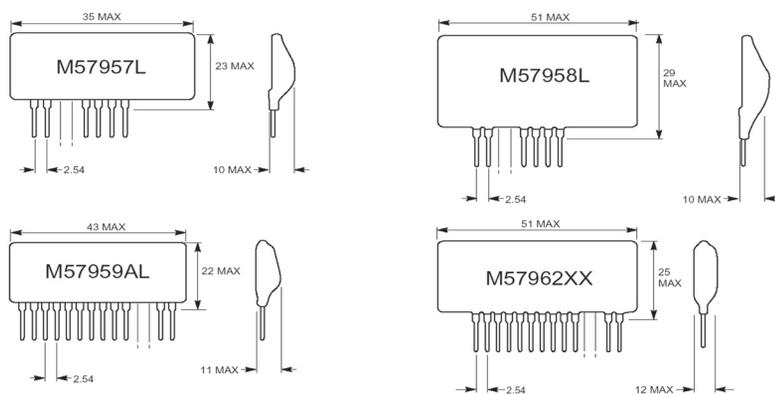


Рис. 91. Габаритные размеры гибридных микросхем фирмы Mitsubishi

микросхемы обеспечивают необходимые для эффективного управления импульсный ток и величину смещения. Использование гибридных микросхем фирмы Mitsubishi позволяет минимизировать схему управления за счет сокращения числа используемых элементов. Кроме того, микросхемы M57959AL и M57962XX обеспечивают защиту от коротких замыканий. Габаритные размеры гибридных микросхем показаны на рис. 91, а основные параметры приведены в табл.13.

Фирма Mitsubishi предлагает четыре гибридные микросхемы драйверов в корпусе SIP для управления затворами IGBT модулей. Все четыре микросхемы являются высокоскоростными устройствами, предназначенными для преобразования управляющих сигналов логического уровня в сигналы, оптимальные по уровню для управления затворами IGBT модулей.

Входные сигналы изолированы от выходных с помощью высокоскоростных оптронов со скоростью нарастания выходного напряжения 15000 В/мс. Эта особенность микросхем позволяет обеспечивать управление IGBT транзистором, включенным по схеме нижнего или верхнего плеча. Также

Таблица 13

Наименование	Пиковый выходной ток, А	Наличие защиты от короткого замыкания	Оптимальный диапазон использования	
			Модули 600 В	Модули 1200 В и 1400 В
M57957L	2	нет	до 100 А	до 50 А
M57958L	5	нет	до 400 А	до 200 А
M57959AL	2	есть	до 100 А	до 50 А
M57962AL/CL	5	есть	до 400 А	до 200 А
M57958L *	20	есть	до 600 А	до 1000 А
M57962AL/CL *	20	есть	до 600 А	до 1000 А
M571 60AL-01	5	есть	до 300 А	до 150 А
M571 60AL-01 *	20	есть	до 600 А	до 600 А

\* Booster-усилитель (см. раздел 10).

## 1. ОГРАНИЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО ТОКА

При использовании гибридных микросхем драйверов необходимо выбирать величину  $R_G$  так, чтобы выходной ток  $I_{OP}$  находился в допустимом диапазоне. Для правильного выбора величины сопротивления затвора используйте следующую формулу:

$$R_{G(MIN)} = (V_{CC} + V_{EE}) / I_{OP}$$

### Пример:

При  $V_{CC} = 15 В$  и  $-V_{EE} = 10 В$   $R_{G(MIN)}$  для микросхемы M57958L должно составлять:

$$R_G = (15 В + 10 В) / 5 А = 5 Ом.$$

На практике большинство приложений допускают некоторые отклонения от данного правила, в основном, в сторону уменьшения  $R_G$ . С учетом эффектов паразитной индуктивности в управляющей схеме, внутреннего сопротивления IGBT модуля и конечной скорости переключения выходного каскада драйверов выражение приобретает вид:

$$R_{G(MIN)} = (V_{CC} + V_{EE}) / I_{OP} - R_{G(INT)} - \varphi.$$

Мощные IGBT модули, содержащие несколько параллельно соединенных кристаллов, имеют внутренние резисторы затворов, необходимые для балансировки прибора и предотвращения внутренней генерации. Параллельное соеди-

нение этих внутренних резисторов  $R_{G(INT)}$  лежит в пределах от 0.75 Ом для больших модулей, таких как CM600HA-24H, до 3 Ом для малых модулей, таких как CM150DY-12H с двумя параллельными кристаллами. Величина частоты зависит от паразитной индуктивности схемы управления (драйвера) и ее скорости переключения. Точное значение частоты  $f$  определить трудно.

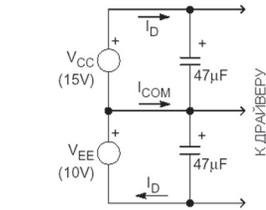
Как правило, желательно учитывать минимальную величину  $R_G$ , которая может использоваться с данным гибридным драйвером и IGBT модулем. Минимальное значение  $R_G$  может быть получено путем контроля пикового тока затвора в процессе постепенного снижения  $R_G$ , пока не будет достигнуто номинальное значение  $I_{OP}$ . Чрезмерная минимизация  $R_G$  может ограничить скорость переключения и максимальную рабочую частоту, если большие модули используются за пределами оптимального диапазона (см. раздел 10).

## 2. ТРЕБОВАНИЯ К ИСТОЧНИКУ ПИТАНИЯ

Питание микросхем драйверов обычно осуществляется от низковольтного изолированного источника питания постоянного тока. Для верхнего плеча драйвера изолированный источник питания необходим, поскольку напряжение на его эмиттере постоянно изменяется. Для нижнего уровня драйвера изолированное питание требуется для того, чтобы свести к минимуму влияние наводок по земляной шине.

Напряжение изоляции источника питания драйвера должно быть как минимум в два раза выше номинального рабочего напряжения IGBT модуля (т. е. 2400 В для IGBT модулей на 1200 В). Следует учитывать, что в системах с несколькими изолированными источниками питания паразитные емкости между ними должны быть минимальными для исключения суммирования шумов синфазного сигнала. Рекомендуемая конфигурация источников питания для гибридных микросхем драйверов IGBT модулей показана на рис. 92.

Два источника питания необходимы для обеспечения положительного и отрицательного смещения IGBT. Рекомендуется использовать положительное питание +15 В ( $V_{CC}$ ) для формирования смещения включения и -10 В ( $V_{EE}$ ) для формирования отрицательного смещения выключения. Погрешность для таких источников питания должна составлять  $\pm 10\%$ , тем не менее, другие значения возможны, если они указаны в документации драйвера. Электролитические или танталовые конденсаторы развязки должны быть подсоединены непосредственно к выводам питания микросхемы драйвера. Эти конденсаторы снабжают драйвер требуемыми импульсами тока для управления затвором IGBT. Величина емкости зависит от габаритов IGBT модуля. Как правило, емкость 47 мкФ достаточна для большинства приложений.



**Рис. 92.** Рекомендуемая конфигурация источников питания для гибридных микросхем драйверов

### 2.1. Ток питания

Ток потребления драйвера IGBT включает две составляющие. Первая составляющая — ток покоя, необходимый для формирования внутренних режимов драйвера. Его величина постоянна для фиксированных значений  $V_{CC}$  и  $V_{EE}$ . Вторая составляющая — это ток, необходимый для управления IGBT затвором. Этот ток прямо пропорционален рабочей частоте и общей емкости затвора IGBT модуля.

При использовании малогабаритных IGBT модулей и при низких рабочих частотах ток покоя будет доминирующей составляющей. Необходимый ток покоя драйвера при  $V_{CC}=15$  В и  $V_{EE}=-10$  В определяется по формулам:

для M57957L и M57958L ток покоя

$$I_D = Q_G \times f_{PWM} + 13 \text{ мА},$$

для M57959AL и M57962AL ток покоя

$$I_D = Q_G \times f_{PWM} + 18 \text{ мА},$$

где  $I_D$  — требуемый ток питания;  $Q_G$  — заряд затвора;  $f_{PWM}$  — рабочая частота.

### 2.2. Однополярный режим питания

Ток потребления  $I_{D+}$  от положительного источника питания  $V_{CC}$  почти равен току потребления  $I_D$  от отрицательного источника питания  $V_{EE}$ . Мощность, потребляемая драйвером при открывании транзистора, больше, чем при закрывании, поэтому ток, протекающий по общему проводу  $I_{COM}$ , незначителен. Во многих приложениях желательно использовать один изолированный источник питания драйвера. Простой способ достижения этого — создание средней точки посредством резистора и стабилитрона. Для определения величины резистора необходимо знать ток  $I_{COM}$ . Для микросхем M57957L и M57958L достаточен ток в диапазоне 2,5 мА, для микросхем M57959AL и M57962AL — 3,5 мА.

На рис. 93 представлена схема питания с использованием стабилитрона для формирования тока 5 мА. Таким образом организовано питание драйвера от одного изолированного источника +25 В. При использовании такой схемы питания для драйверов M57957L и M57958L на контакте 5 возникает напряжение смещения после задержки, вызванной резистором 2,7 кОм и конденсатором 47 мкФ. Такая задержка может вызвать всплеск напряжения на выходе драйвера. Схема соединения драйвера показана на рис 94.

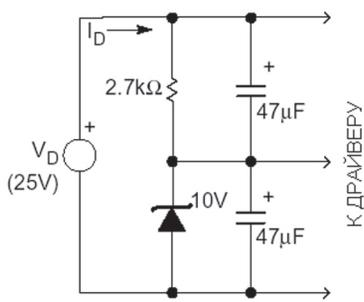


Рис. 93. Типовая схема питания гибридных драйверов от однополярного изолированного источника

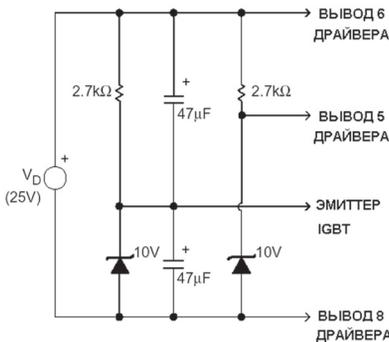


Рис. 94. Схема питания микросхем драйверов M57957L и M57958L

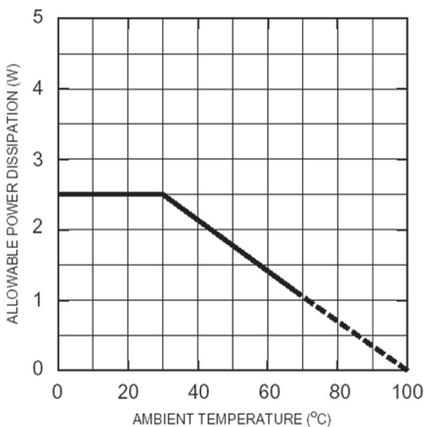


Рис. 95. Температурные характеристики драйвера M57957L

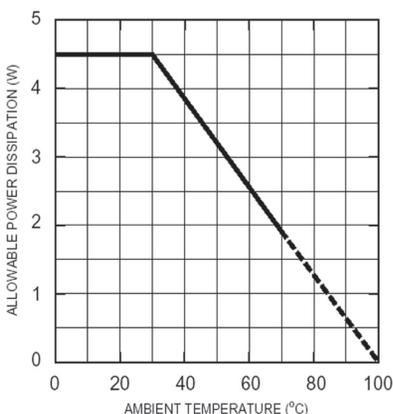


Рис. 96. Температурные характеристики драйвера M57958L

Напряжение однополярного источника питания и стабилитрона может быть изменено, таким образом, можно использовать стандартный источник питания. Например, при использовании стандартного DC/DC преобразователя 24 В можно применить таким образом стабилитрон 9 В, питание драйвера в такой схеме составит +15/−9 В, что допустимо практически для всех гибридных микросхем драйверов. При подобных корректировках следует помнить о двух ограничениях:

- 1) напряжения должны быть в допустимых пределах, указанных в документации драйвера;
- 2) напряжение включения должно быть в пределах +15 В ±10 % для обеспечения эксплуатационных характеристик IGBT модулей.

### 3. ПОЛНАЯ МОЩНОСТЬ РАССЕИВАНИЯ

Микросхема драйвера имеет максимально допустимую мощность рассеивания, которая зависит от температуры окружающей среды.

При напряжениях питания  $V_{CC} = +15 В$  и  $V_{EE} = -10 В$  мощность рассеивания может быть определена в соответствии с выражением:

$$P_D = I_D \times (V_{CC} + V_{EE}).$$

Потребляемую мощность, рассчитанную в соответствии с приведенным выражением, можно сравнить с характеристиками ухудшения параметров, показанными на рис. 95—98, для определения максимально допустимой температуры окружающей среды. Рассчитанная мощность включает и мощность, рассеиваемую на внешнем резисторе затвора IGBT модуля  $R_G$  и поэтому может быть вычтена из полученного значения. Однако величину этой мощности трудно оценить, поскольку она зависит от величины паразитной индуктивности, типа IGBT модуля и скорости работы драйвера. В большинстве приложений величиной этих потерь можно пренебречь. Иными словами, точное следование приведенной формуле создает определенный запас по мощности. При работе на высоких частотах с мощными IGBT модулями ограничения по температуре окружающей среды могут быть достаточно принципиальными.

### 4. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ ДРАЙВЕРОВ M57957L И M57958L

Внутренняя схема и пример применения микросхем M57957L и M57958L показаны на рис. 99, 100.

Для минимизации паразитных индуктивностей цепи подсоединения микросхемы к модулю должны быть минимальной длины. Непосредственно на выводы питания микросхемы необходимо установить развязывающие конденсаторы емкостью 47 мкФ. Рекомендуется использовать стабилитрон 18 В, установленный как можно ближе к терминалу затвора IGBT модуля. Он предназначен для защиты затвора в моменты переключений и короткого замыкания.

Драйвер имеет встроенный входной резистор величиной 185 Ом для ограничения тока оптрона при входном напряжении +5 В. Если исполь-

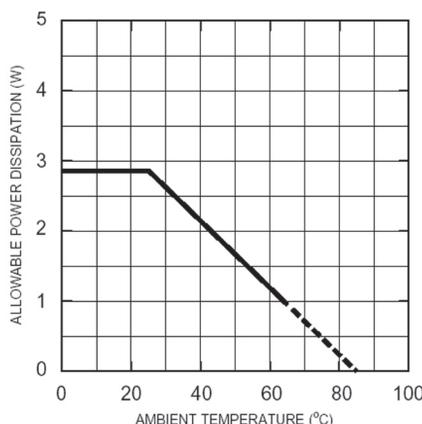


Рис. 97. Температурные характеристики драйвера M57959AL

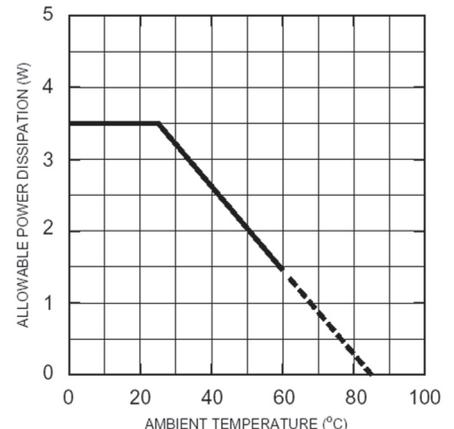


Рис. 98. Температурные характеристики драйвера M57962AL

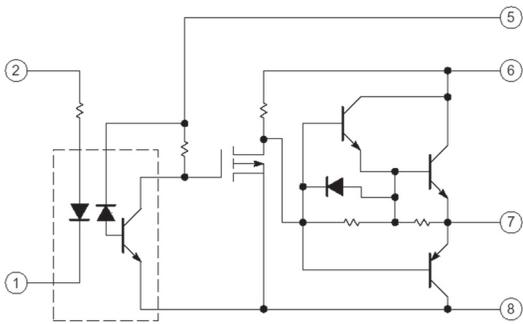


Рис. 99. Внутренняя схема микросхем M57957L и M57958L

зуется другое входное напряжение, необходимо установить внешний дополнительный резистор для поддержания тока оптрона в диапазоне 16 мА. Номинальное сопротивление резистора можно рассчитать при условии, что падение прямого напряжения составляет 2 В.

**Пример:**

Если используется входное напряжение 15 В, то величина внешнего резистора определяется следующим образом

$$R_{ext} = (15 \text{ В} - 2 \text{ В}) / 16 \text{ мА} = 185 \text{ Ом} = 630 \text{ Ом.}$$

### 5. ЗАЩИТА ОТ КЗ МЕТОДОМ ПЕРЕНАСЫЩЕНИЯ

Микросхемы драйверов M57959AL и M57962AL имеют встроенные схемы защиты IGBT модуля от тока короткого замыкания путем контроля состояния перенасыщения. При коротком замыкании большой ток, протекающий по IGBT модулю через переход коллектор-эмиттер, вызывает значительное увеличение напряжения насыщения. Микросхема драйвера фиксирует такое превышение и мгновенно выключает IGBT модуль, защищая его внутреннюю схему.

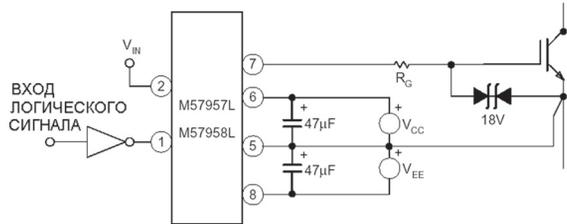


Рис. 100. Типовая схема включения микросхем M57957L и M57958L

### 6. МИКРОСХЕМЫ ДРАЙВЕРОВ M57959AL И M57962AL

На рис. 101 показан алгоритм функционирования схемы защиты драйверов M57959AL и M57962AL. Микросхема драйвера отслеживает напряжение коллектор-эмиттер  $V_{CE}$  модуля IGBT. Обычно, когда открывающий сигнал поступает на вход драйвера, IGBT модуль включается и напряжение  $V_{CE}$  быстро достигает низкого уровня напряжения насыщения  $V_{CE(SAT)}$ . Если включение произошло в момент короткого замыкания, большой ток, протекающий через IGBT модуль, устанавливает напряжение коллектор-эмиттер значительно выше, чем напряжение насыщения. Схема защиты драйвера обнаруживает это превышение и с определенной задержкой, необходимой для предотвращения ложного выключения, медленно выключает IGBT и генерирует выходной сигнал «повреждения». Медленное выключение необходимо для предотвращения опасных переходных перенапряжений, которые могут возникнуть при прерывании большого тока. Микросхема драйвера блокирует включение IGBT и продолжает подавать сигнал «повреждения» в течение времени  $t_{RESET}$ . При генерации сигнала «повреждения» входной сигнал драйвера должен быть в выключенном состоянии для возобновления работы модуля после запрограммированного периода сброса.

### 7. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ ДРАЙВЕРОВ M57959AL И M57962AL

На рис. 102 показан алгоритм функционирования микросхем M57959AL и M57962AL. Рис. 103 иллюстрирует пример применения микросхем драйверов M57959AL и M57962AL. Паразитные индуктивности должны быть минимизированы методами, аналогичными описанным для микросхем M57957L и M57958L в пункте 4 текущего раздела. Выводы 3, 7, 9, 10 используются для тестирования при производстве и не должны быть подсоединены к внешней рабочей схеме. Быстровосстанавливающийся диод D1 должен иметь малое время восстановления (примерно 100 нс) и должен быть рассчитан на напряжение, равное или большее номинальному напряжению IGBT модуля.

Стабилитрон 20 В (DZ1) рекомендуется использовать для защиты входа от переходных напряжений, которые могут возникнуть в процессе восстановления диода. Стабилитрон можно не использовать, если в схеме установлен диод с быстрыми и мягкими параметрами восстановления во всем температурном диапазоне и контакт 1 драйвера не подвергается воздействию переходных процессов.

Микросхема драйвера имеет на входе встроенный резистор сопротивлением 185 Ом, предназначенный для корректной работы оптрона при входном напряжении +5 В. Если используется другое входное напряжение, необходимо установить внешний дополнительный резистор для обеспечения работы оптрона при токе 16 мА. Номинальное сопротивление резистора можно рассчитать при условии, что падение прямого напряжения составляет 2 В.

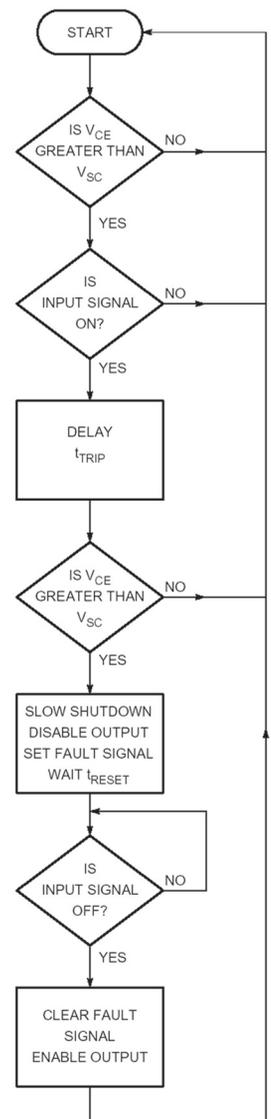


Рис. 101. Алгоритм функционирования схемы защиты драйверов M57959AL и M57962AL

## Пример:

Если используется входное напряжение 15 В, то величина внешнего резистора определяется:

$$R_{\text{ext}} = (15 \text{ В} - 2 \text{ В}) / 16 \text{ мА} = 185 \text{ Ом} = 630 \text{ Ом.}$$

## 8. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПЕРЕНАСЫЩЕНИЯ ( $T_{\text{TRIP}}$ )

Микросхемы драйверов со встроенными задержками переключения могут использоваться во многих приложениях. Однако при использовании мощных модулей с высокими сопротивлениями затвора драйвер может ошибочно зафиксировать короткое замыкание. Ложное срабатывание защиты может происходить из-за того, что мощному модулю требуется большее время для установления напряжения насыщения. В таких применениях задержка может быть увеличена подсоединением внешнего конденсатора между выводом 2 и питанием  $V_{\text{CC}}$ . На рис. 104 приведена зависимость увеличения времени задержки от величины внешнего конденсатора для микросхем M57959AL и M57962AL.

## 9. ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Рис. 105 иллюстрирует типичную форму сигнала напряжения затвор-эмиттер во время медленного выключения микросхемы M57962AL. Примерно через 2,4 мс после обнаружения на выводе 1 состояния перенасыщения напряжение затвор-эмиттер начинает медленно, примерно за 2 мс, снижаться до нуля.

На рис. 106 показана форма напряжения коллектор-эмиттер ( $V_{\text{CE}}$ ) и тока коллектора ( $I_{\text{C}}$ ) IGBT модуля в режиме короткого замыкания. Эта диаграмма иллюстрирует эффективность медленного выключения.

## 10. УПРАВЛЕНИЕ МОЩНЫМИ IGBT МОДУЛЯМИ

Для обеспечения эффективного управления мощными IGBT модулями с большими рабочими токами и напряжениями требуются драйверы, способные генерировать мощные импульсные токи и имеющие низкое выходное сопротивление. Гибридные драйверы Mitsubishi рассчитаны на выполнение этих функций в большинстве применений. Однако может возникнуть необходимость в дополнительном усилительном каскаде к драйверу. При использовании

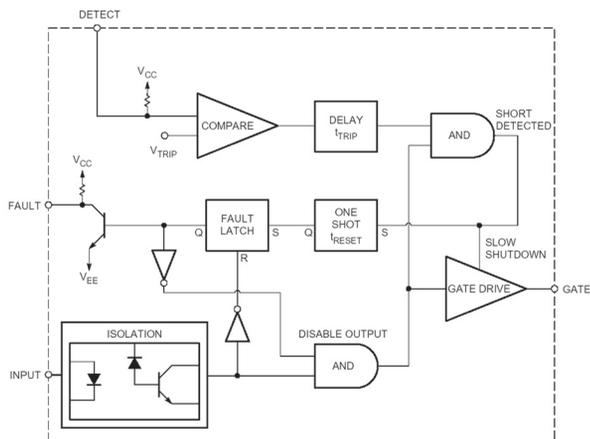


Рис. 102. Функциональная схема микросхем M57959AL и M57962AL

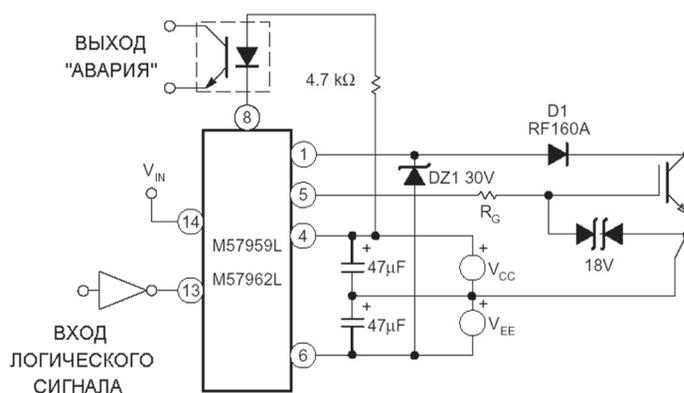


Рис. 103. Пример применения микросхем драйверов M57959AL и M57962AL

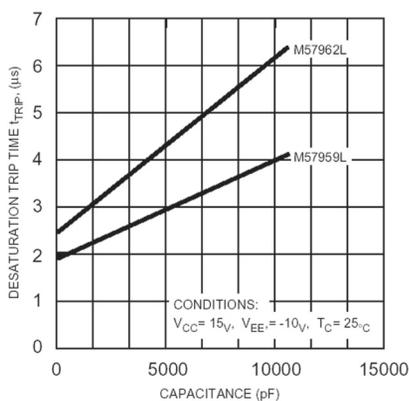


Рис. 104. Зависимость увеличения времени задержки от величины внешнего конденсатора для микросхем M57959AL и M57962AL

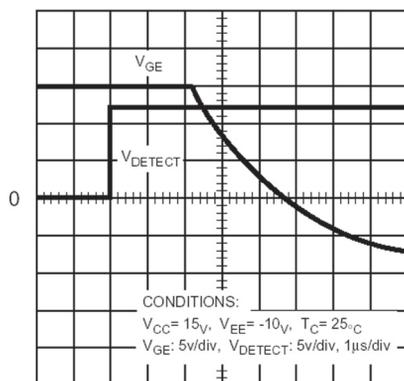


Рис. 105. Временные диаграммы напряжения затвор-эмиттер во время медленного выключения микросхемы M57962AL

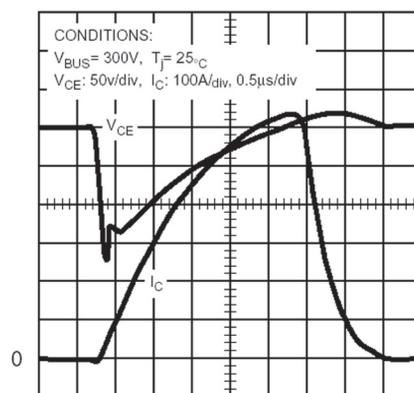


Рис. 106. Форма напряжения коллектор-эмиттер ( $v_{\text{ce}}$ ) и тока коллектора ( $I_{\text{C}}$ ) IGBT модуля в режиме короткого замыкания

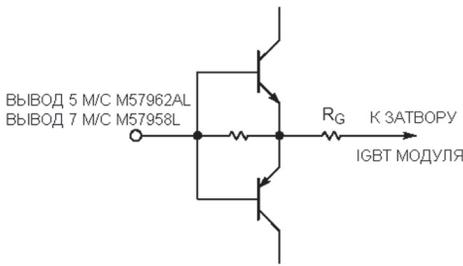


Рис. 107. Дополнительный выходной каскад к гибриднему драйверу

M57962AL допустимо рассеивание около 1,5 Вт (см. пункт 3 раздела). Если используется модуль CM600HA-24H, драйвер рассеивает 1,5 Вт при частоте 14 кГц. В этом случае, работа на частотах более 14 кГц приведет к перегреву драйвера.

И, наконец, «мягкое» выключение драйвера при использовании мощных модулей становится менее эффективным. Это происходит потому, что ток, который течет по емкости затвора мощных модулей, не может быть поглощен драйвером. Его выходное сопротивление недостаточно низкое. Для еще большего замедления выключения необходимо подключение дополнительного конденсатора. Этот момент, пожалуй, является наиболее важным, т. к. в некоторых случаях драйвер может полностью терять возможность управления затвором, что приведет к превышению напряжения на нем свыше 15 В. При этом количество выдерживаемых модулем режимов короткого замыкания может значительно сократиться.

Все три приведенные выше замечания могут быть преодолены, если между драйвером и затвором IGBT модуля добавить каскад на комплементарной паре транзисторов NPN и PNP, как показано на рис. 107.

NPN и PNP транзисторы должны иметь высокую скорость переключения (менее 200 нс) и достаточное усиление по току для обеспечения высокого выходного амплитудного тока. В табл. 14 приведены пары транзисторов, которые рекомендуется использовать для схемы, приведенной на рис. 107. Обычно для управления транзисторами используются драйверы M57958L или M57962AL. Однако если транзисторы имеют достаточное усиление, могут использоваться и менее мощные драйверы M57957L или M57959AL.

Если в дополнительном каскаде используются мощные транзисторы или транзисторы Дарлингтона, необходимо принимать меры для исключения паразитной генерации. В качестве такой меры может быть использован дополнительный резистор между базами и эмиттерами транзисторов, как показано на рис. 107. Кроме того, необходимо увеличить напряжение включения, чтобы компенсировать падение напряжения на дополнительном каскаде с транзисторами Дарлингтона. На рис. 108 показаны диаграммы сигнала при использовании комплементарной пары транзисторов D44VH10/D45VH10. В этом примере использовалось выходное сопротивление каскада 1 Ом для поддержания емкостной нагрузки 300 нФ. На рис. 109 показан выходной каскад с использованием драйвера M57962AL. Этот же каскад может быть использован и с драйвером M57958L, если защита от тока короткого замыкания не нужна.

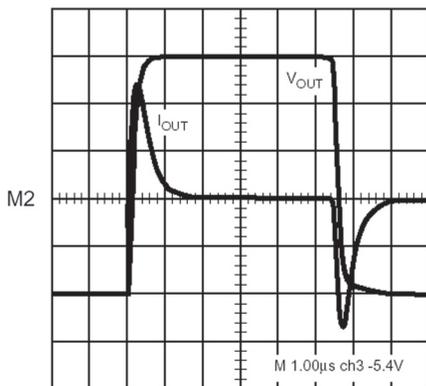


Рис. 108. Временные диаграммы при использовании комплементарной пары транзисторов D44VH10/D45VH10

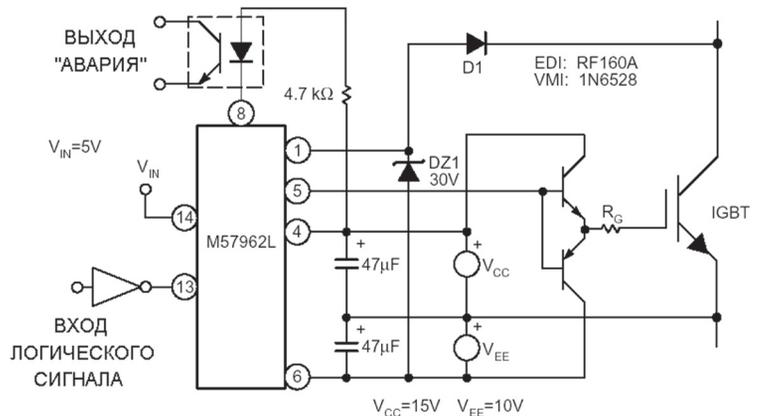


Рис. 109. Выходной каскад с использованием драйвера M57962AL

Таблица 14

NPN транзистор	PNP транзистор	Пиковый ток, А	Обратное напряжение коллектор-эмиттер, В	Производитель	Корпус
MJD44H11	MJD45H11	15	80	Motorola	SMD
D44VH10	D45VH10	20	80	Motorola	TO-220
MJE15030	MJE15031	15	150	Motorola	TO-220
MJE243	MJE253	8	100	Motorola	TO-255
2SC4151	2SA1601	30	40	Shindengen	TO-220 изол.

## ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИЛОВЫЕ МОДУЛИ

Интеллектуальные силовые модули IPM фирмы Mitsubishi представляют собой гибридные силовые приборы, объединяющие высокоскоростные, высокоэффективные IGBT модули с оптимизированными драйверами управления затвором и схемами защиты. Высокоэффективная защита от перегрузок по току и режима короткого замыкания достигается за счет современного датчика тока на IGBT кристаллах, который осуществляет непрерывный мониторинг тока прибора. Надежность прибора также повышена благодаря применению схем температурного контроля и защиты от пониженного напряжения.

Компактные IPM модули, производимые по технологии автоматизированного монтажа, способствуют снижению размеров и стоимости разрабатываемых систем. Первая полная линейка интеллектуальных модулей была разработана Mitsubishi Electric в ноябре 1991 г. Непрерывное усовершенствование технологий корпусирования, разработка новых мощных кристаллов и схем управления привели к появлению новых серий и моделей модулей. Существующий на сегодняшний день ряд изделий представлен в табл. 15.

Таблица 15

Наименование	Ток, А	Схема	Наименование	Ток, А	Схема	Наименование	Ток, А	Схема
Низкопрофильные модули 600 В (3-е поколение)			Мощные модули 1200 В (3-е поколение)			PM300DVA120	300	2 x IGBT+HB
PM10CSJ060	10	6 x IGBT	PM25RSB120	25	6 x IGBT+BR	Мощные модули 600 В серии S-DASH		
PM15CSJ060	15	6 x IGBT	PM50RSA120	50	6 x IGBT+BR	PM50RSD060	50	6 x IGBT+BR
PM20CSJ060	20	6 x IGBT	PM75CSA120	75	6 x IGBT	PM75RSD060	75	6 x IGBT+BR
PM30CSJ060	30	6 x IGBT	PM75DSA120	75	2 x IGBT+HB	PM100RSD060	100	6 x IGBT+BR
PM50RSK060	50	6 x IGBT+BR	PM100CSA120	100	6 x IGBT	PM150RSD060	150	6 x IGBT+BR
PM75RSK060	75	6 x IGBT+BR	PM100DSA120	100	2 x IGBT+HB	PM200RSD060	200	6 x IGBT+BR
Низкопрофильные модули 1200 В (3-е поколение)			PM150DSA120	150	2 x IGBT+HB	PM300RSD060	300	6 x IGBT+BR
PM10CZF120	10	6 x IGBT	PM200DSA120	200	2 x IGBT+HB	PM50CSD060	50	6 x IGBT
PM10RSH120	10	6 x IGBT+BR	PM300DSA120	300	2 x IGBT+HB	PM75CSD060	75	6 x IGBT
PM15CZF120	15	6 x IGBT	PM400HSA120	400	2 x IGBT+HB	PM100CSD060	100	6 x IGBT
PM15RSH120	15	6 x IGBT+BR	PM600HSA120	600	1 x IGBT	PM150CSD060	150	6 x IGBT
PM25RSK120	25	6 x IGBT+BR	PM800HSA120	800	1 x IGBT	PM200CSD060	200	6 x IGBT
Мощные модули 600 В (3-е поколение)			Мощные модули 600 В серии V			PM300CSD060	300	6 x IGBT
PM75RSA060	75	6 x IGBT+BR	PM75RVA060	75	6 x IGBT+BR	PM50RSE060	50	6 x IGBT+BR
PM100CSA060	100	6 x IGBT	PM100CVA060	100	6 x IGBT+BR	PM75RSE060	75	6 x IGBT+BR
PM100RSA060	100	6 x IGBT+BR	PM150CVA060	150	6 x IGBT+BR	PM100RSE060	100	6 x IGBT+BR
PM150CSA060	150	6 x IGBT	PM200CVA060	200	6 x IGBT+BR	PM150RSE060	150	6 x IGBT+BR
PM150RSA060	150	6 x IGBT+BR	PM300CVA060	300	6 x IGBT+BR	PM200RSE060	200	6 x IGBT+BR
PM200CSA060	200	6 x IGBT	PM400DVA060	400	2 x IGBT+HB	PM300RSE060	300	6 x IGBT+BR
PM200RSA060	200	6 x IGBT+BR	PM600DVA060	600	2 x IGBT+HB	PM50CSE060	50	6 x IGBT
PM200DSA060	200	2 x IGBT+HB	Мощные модули 1200 В серии V			PM75CSE060	75	6 x IGBT
PM300DSA060	300	2 x IGBT+HB	PM50RVA120	50	6 x IGBT+BR	PM100CSE060	100	6 x IGBT
PM400DAS060	400	2 x IGBT+HB	PM75CVA120	75	6 x IGBT	PM150CSE060	150	6 x IGBT
PM600DSA060	600	2 x IGBT+HB	PM100CVA120	100	6 x IGBT	PM200CSE060	200	6 x IGBT
PM800HSA060	800	1 x IGBT	PM150CVA120	150	6 x IGBT	PM300CSE060	300	6 x IGBT
			PM200DVA120	200	2 x IGBT+HB			

**Примечания:**

BR — модули с тормозным транзистором;

HB — модули с полумостовой схемой.

Третье поколение интеллектуальных силовых модулей Mitsubishi представляет собой одну из наиболее полных линеек модулей индустриального стандарта. Данная группа модулей производится с 1993 г. и состоит из 36 типонаименований в диапазоне от 10 А/600 В до 800 А/1200 В. Силовые полупроводниковые структуры этих модулей базируются на IGBT модулях серии H.

Интеллектуальные модули 3-го поколения подразделяются на низкопрофильные и мощные и отличаются технологией корпусирования. Данная группа модулей оптимизирована для приложений, требующих минимальные потери на переключение, таких как акустически бесшумные инверторы с рабочей частотой до 20 кГц. Интегрированные драйверы управления затвором и схемы защиты предназначены для упрощения внешнего интерфейса управления и минимизации составных компонентов системы.

Создание приборов серии V было вызвано необходимостью соответствовать растущим требованиям индустрии в повышении надежности, уменьшении стоимости и сокращении уровня электромагнитных помех. В модулях серии V

были объединены следующие передовые технологии: минимальная индуктивность корпуса, впервые примененная в IGBT модулях серии U, диод с предельно мягкой кривой восстановления, оптимизированные схемы управления затвором и защиты. Принципы работы и требования к интерфейсу управлению аналогичны модулям третьего поколения. Единственное отличие заключается в том, что IPM модули серии V имеют функции защиты от короткого замыкания и токовых перегрузок. Объединение функций стало возможным благодаря использованию интегрированной схемы RTC защиты (Real Time Control). Таким образом, модули 3-го поколения с функциями защиты от короткого замыкания и токовых перегрузок были заменены модулями серии V со схемой задержки для объединенной защиты по току.

## 1. СТРУКТУРА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ

В интеллектуальных силовых приборах Mitsubishi использует те же технологии корпусирования, что и в IGBT модулях. Возможность интегрирования схемы управления затвором и защитных схем для модулей во всем диапазоне рабочих токов возникла благодаря применению двух различных методов сборки кристаллов в корпус. В маломощных приборах используется многослойная эпоксидная система изоляции, для модулей высокой мощности применена керамическая изоляция.

IPM модули выпускаются в четырех конфигурациях: одиночные (H), двухтранзисторные — полумост (D), шеститранзисторные — полный трехфазный мост (C) и семитранзисторные — полный трехфазный мост и тормозной транзистор в одном корпусе (R). На рис. 110 приведены схемы модулей.

### 1.1. Метод многослойной эпоксидной изоляции

В IPM приборах малой мощности (на токи 10—50 А при напряжении 600 В и токи 10—15 А при напряжении 1200 В) используется многослойная эпоксидная система изоляции. В этой системе дополнительные эпоксидные и медные слои используются для создания экранированной печатной платы непосредственно на алюминиевом основании.

Силовые кристаллы и кристаллы схем управления затвором и защиты спаяны непосредственно на подложке, благодаря чему отсутствует необходимость в дополнительной печатной плате и керамических изоляторах. Приборы, выполненные по этой технологии, отличаются малой высотой корпуса (рис. 112). Такая конструкция идеально подходит для промышленных приложений. На рис. 111 показано поперечное сечение корпуса IPM прибора, выполненного по технологии многослойной изоляции.

### 1.2. Керамическая изоляционная конструкция

В IPM приборах высокой мощности использован другой метод изоляции — через керамику. В этом случае используется прямой метод нанесения медных дорожек прямо на керамическую подложку без использования пайки. Такая конструкция имеет улучшенные тепловые характеристики и позволяет поддерживать высокие рабочие токи. Кристаллы управления затвором и схемы контроля размещаются на отдельной плате, расположенной над силовыми кристаллами. Эта плата выполнена многослойной, причем отдельные слои создают экраны для снижения чувствительности к мощным электромагнитным шумам.

На рис. 113 показана структура IPM модуля с керамической системой изоляции, а на рис. 114 — внешний вид IPM модуля PM75RSA060 (75 А, 600 В).

### 1.3. Конструкция IPM модулей серии V

Приборы серии V имеют керамическую изоляцию и выполнены по технологии монолитного корпусирования, применяемого также для изготовления IGBT модулей серии U. Благодаря этому достигнута меньшая внутренняя паразитная индуктивность и улучшен энергетический цикл. На рис. 115 показана структура IPM модуля серии V, а на рис. 116 — внешний вид одного из модулей этой серии (PM150CVA120, 150 А/1200 В).

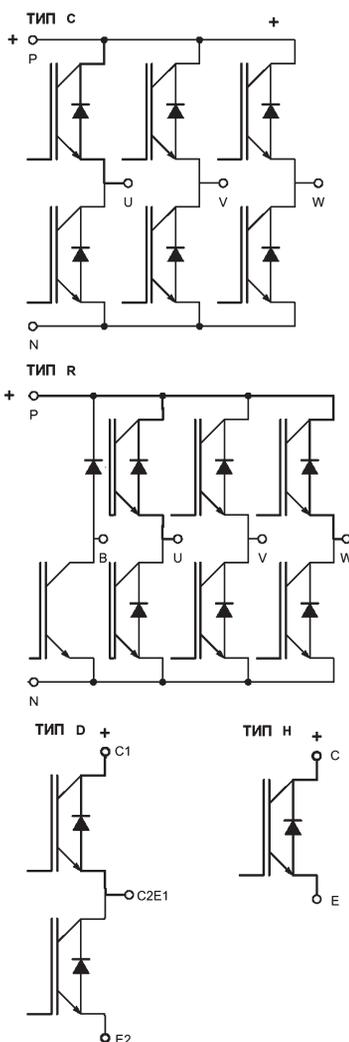


Рис. 110. Внутренние конфигурации IPM модулей

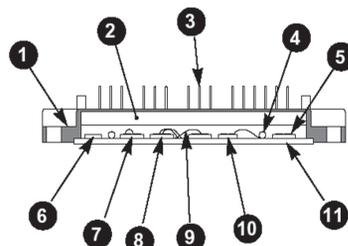


Рис. 111. Поперечное сечение IPM модуля малой мощности  
1 — корпус; 2 — эпоксидная резина; 3 — входной контакт; 4 — SMD резистор; 5 — схема управления затвором; 6 — SMD конденсатор; 7 — кристалл IGBT; 8 — кристалл диода; 9 — соединительные провода; 10 — медный блок; 11 — основание с эпоксидной изоляцией



Рис. 112. Внешний вид IPM прибора — PM20CSJ060

## 1.4. Преимущества интеллектуальных силовых модулей

Интеллектуальные силовые модули предназначены для повышения эксплуатационных параметров и надежности, а также для уменьшения конечной себестоимости разработки по сравнению с традиционными IGBT модулями. За счет использования интегрированного драйвера управления затвором и схем защиты значительно упрощено управление модулем.

IPM модули имеют ряд других преимуществ: высокая надежность благодаря автоматизированной сборке, сокращение комплектующих системы, сокращение площади радиатора, т. к. модули имеют малые потери на переключение. Все IPM модули имеют унифицированный интерфейс управления затвором со схемой управления логического уровня. И, наконец, система самозащиты, используемая в IPM приборах, предохраняет оборудование как во время разработки и тестирования, так и во время эксплуатации.

## 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ IPM

### 2.1. Тестовые схемы и режимы

Для измерения характеристик IPM используются тестовые схемы.

1. Тестовая схема измерения напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$  и прямого напряжения диода  $V_{EC}$ .

Для обеспечения заданной температуры перехода ( $T_j$ ), измерения напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$  и  $V_{EC}$  должны выполняться при низком тестовом коэффициенте заполнения импульсов (см. рис. 117 и 118).

2. Полумостовая тестовая схема для определения времени переключения.

На рис. 119 показана полумостовая схема для определения времени переключения.

3. Тестовая схема режимов защиты от токовой перегрузки и тока короткого замыкания.

Уровень пороговых токов срабатывания и временные параметры  $I_{trip}$  схемы защиты от токовой перегрузки и короткого замыкания показаны на рис. 120. При использовании постоянной резистивной нагрузки напряжение питания  $V_{CC}$  будет непрерывно увеличиваться до достижения уровней срабатывания OC и SC.

Меры предосторожности:

А. Перед включением основного напряжения питания  $V_{CC}$  входные (сигнальные) терминалы должны быть посажены через резистор на напряжение питания логической части и удерживаться в выключенном состоянии схемой управления. Включите питание логической части. После этого можно включать транзисторы к соответствующим управляющим входам. Высокое напряжение должно подаваться и на транзисторы, которые в данный момент не используются. Управляющие терминалы этих транзисторов должны находиться в выключенном состоянии.

В. При проведении теста схем защиты от повышенного тока и тока короткого замыкания напряжение питания должно быть ниже напряжения срабатывания, а выброс напряжения при выключении не должен превышать напряжение  $V_{CES}$ .

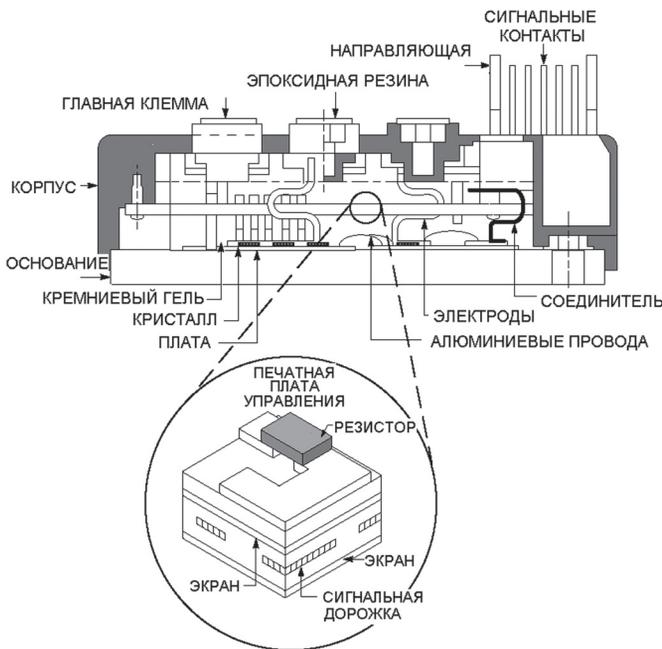


Рис. 113. Структура IPM модуля с керамической системой изоляции

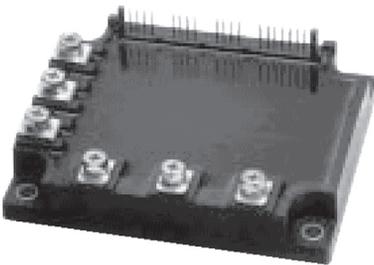


Рис. 114. Внешний вид IPM модуля PM75RSA060

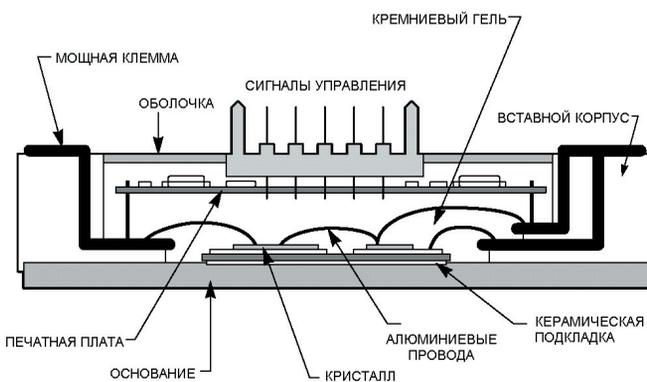


Рис. 115. Структура IPM модуля серии V



Рис. 116. Внешний вид IPM модуля серии V — PM150CVA120

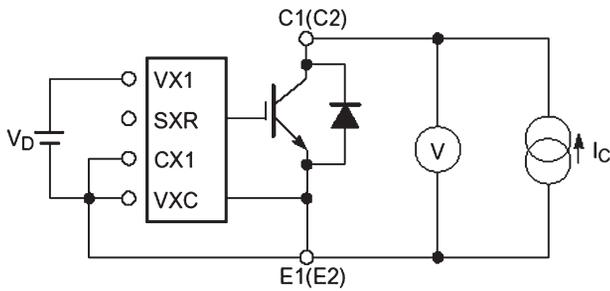


Рис. 117. Тестовая схема для определения  $V_{CE(sat)}$

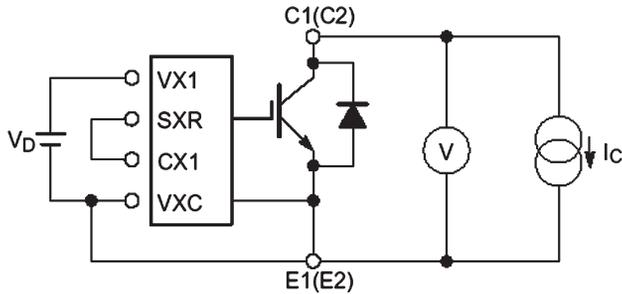
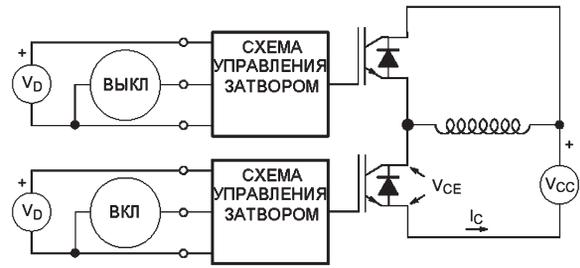


Рис. 118. Тестовая схема для определения  $V_{EC}$

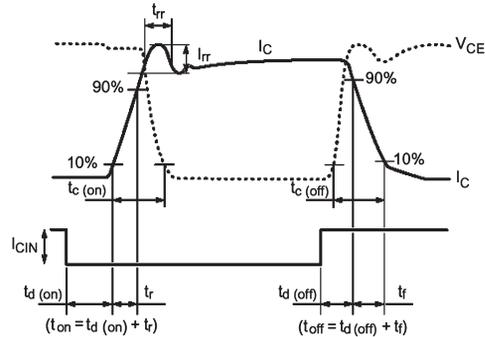


Рис. 119. Тестовая полумостовая схема для определения временных параметров

### 3. ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ IPM МОДУЛЕЙ

Наличие встроенных драйвера управления затвором и схем защиты предохраняет IPM приборы от многих режимов, лежащих за пределами области безопасной работы (SOA), которым подвержены обычные IGBT модули. При применении IPM модулей нет необходимости соблюдать максимально допустимые параметры SOA, включающие в себя комбинацию напряжения, тока и времени. Для определения области безопасной работы IPM модулей необходимо рассмотреть показатели мощности и функционирование схемы управления.

#### 3.1. Область безопасной работы при выключении

SOA при процессах переключения или выключения обычно определяется параметрами максимально допустимого напряжения и тока при периодически повторяющихся операциях переключения. В IPM устройствах встроенная схема управления затвором устраняет многие из возможных опасных комбинаций напряжения и тока, которые могут возникнуть при использовании внешней схемы управления затвором. Кроме того, в интеллектуальных модулях максимальный рабочий ток ограничен схемой защиты по току.

Область SOA можно определить из временной диаграммы, изображенной на рис. 120. Из графика следует, что прибор функционирует нормально, пока напряжение общего питания не превышает указанного в документации значения  $V_{CC(prot)}$ , напряжение коллектор-эмиттерного перехода в рабочем режиме не превышает номинального значения

$V_{CES}$ , температура кристалла не превышает  $125^{\circ}\text{C}$  и напряжение питания узла управления находится в диапазоне от 13,5 до 16,5 В. На временной диаграмме показан максимально допустимый ток  $I_{OC}$ , при котором не происходит срабатывания схемы защиты от токовой перегрузки (OC). Иными словами, область безопасной работы включает любые значения тока, не превышающие уровень защиты от токовых перегрузок.

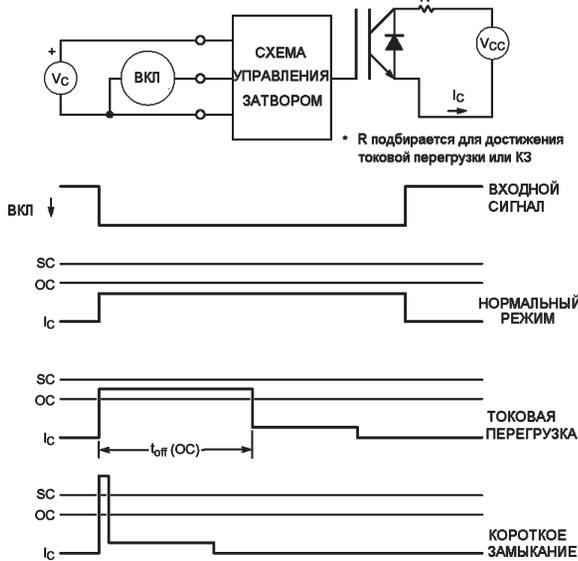


Рис. 120. Временная диаграмма выключений

#### 3.2. Область безопасной работы при КЗ

На рис. 121 показана типичная диаграмма короткого замыкания. Стандартный режим испытаний заключается в формировании максимально коротких импульсов короткого замыкания, которые увеличивают до максимального ток, проходящий через устройство. При таком тестировании ток короткого замыкания ограничен только номинальными рабочими параметрами прибора. IPM модули гарантированно выдерживают однократные короткие замыкания и высокие токи при условии, что напряжение общего питания не превышает указанного в документации значения  $V_{CC(prot)}$ , напряжение коллектор-эмиттерного перехода в рабочем режиме не превышает указанного значения  $V_{CES}$ .

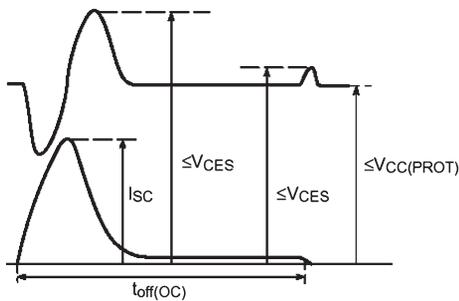


Рис. 121. Временная диаграмма короткого замыкания

температура кристалла не превышает 125°C и напряжение питания узла управления находится в диапазоне от 13,5 до 16,5 В.

Из рис. 121 видно, что IPM устройства имеют медленное выключение, обеспечивающее минимальные переходные процессы.

**Примечания:**

Условие  $V_{CE} \leq V_{CES}$  должно быть тщательно проверено для каждого IPM переключателя. Для облегчения разработки в документации приводится другая характеристика  $V_{CC}(surge)$  — максимально допустимая величина коммутируемого напряжения, приложенного между Р и N клеммами прибора.

### 3.3. Активная область SOA

Как и большинство IGBT приборов, интеллектуальные силовые модули IPM, содержащие IGBT, не предназначены для работы на линейном участке (в активном режиме). Обычно возможности прибора в этом режиме работы описаны в условиях FBSOA (вперед смещенная область безопасной работы). Встроенная в IPM схема управления затвором формирует на нем только напряжение выключения или напряжение включения. Встроенная схема контроля напряжения питания узла управления не позволяет работать при пониженных напряжениях питания, автоматически исключая возможность активного режима IGBT и отключая его при понижении или пропадании питания управления.

## 4. СИСТЕМА ЗАЩИТЫ IPM ПРИБОРОВ

### 4.1 Возможности внутренней защиты

Приборы IPM имеют мощную встроенную систему защиты, которая защищает прибор от ошибок разработки или возможных перегрузок. Для IPM модулей были разработаны схемы для определения и устранения опасных ситуаций без риска снижения надежности. Снижение напряжения питания, избыточный перегрев, токовые перегрузки, короткое замыкание — все это контролируется внутренними схемами защиты. Выходной сигнал аварии служит для уведомления внешнего контроллера управления о срабатывании схемы защиты. Это показано на рис. 122.

На рисунке также видно, как необходимо изолировать интерфейсные сигналы. Встроенная схема управления требует только одного питания +15 В. Особенностью внутренней схемы управления является отсутствие необходимости

в отрицательном напряжении смещения для закрывания IGBT. Входной сигнал управления приспособлен для установки внешнего оптрона развязки. Функционирование и временные диаграммы работы защиты описаны в последующих разделах.

### 4.2. Защита от пониженного напряжения питания схемы управления

Встроенная схема управления IPM прибора функционирует от одного изолированного напряжения питания 15 В. Если по любой причине напряжение питания схемы управления снизится ниже определенного порога  $UV_t$ , схема защиты выключит силовые элементы и выработает сигнал аварии. Кратковременные снижения питания схемы управления, более короткие, чем установленная величина  $t_{dUV}$ , не будут воздействовать на схему защиты. Для срабатывания защиты необходимо более длительное снижение напряжения питания схемы управления ниже уровня порога  $UV_t$ . Защита также происходит при включении и выключении напряжения питания схемы защиты. Это является нормой, поэтому внешний контроллер управления не должен



Рис. 122. Функциональная схема узлов защиты

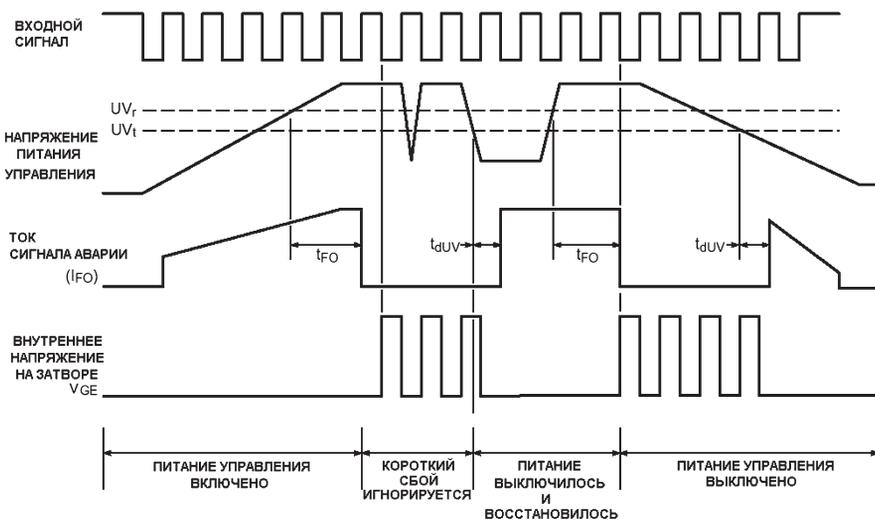


Рис. 123. Временные диаграммы работы защиты от снижения напряжения питания схемы управления

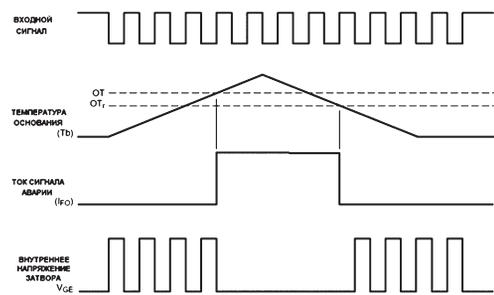


Рис. 124. Временные диаграммы работы температурной защиты

анализировать сигнал аварии в течение определенной длительности  $t_{fo}$ . На рис. 123 показаны временные диаграммы работы защиты от снижения напряжения питания схемы управления. На этой диаграмме активный низкий логический сигнал на входе управления IPM вырабатывается системным контроллером. Та же схема включает температурный контроль. Временные диаграммы работы температурного контроля приведены на рис. 124. Температурный контроль обеспечивает эффективную защиту против перегрузок и отказов системы охлаждения в большинстве приложений. Однако это не гарантирует, что температура перехода IGBT никогда не будет превышена. Это может произойти в случаях выхода из строя внешнего контроллера или при слишком высокой рабочей частоте переключений. В этом случае температура кристалла может превысить  $T_{j(max)}$  быстрее, чем прогреется

основание и температура достигнет уровня срабатывания защиты. Учтите, что переключение тепловой защиты индицирует неправильный режим. Таких режимов нужно избегать.

### 4.3. Защита от токовых перегрузок

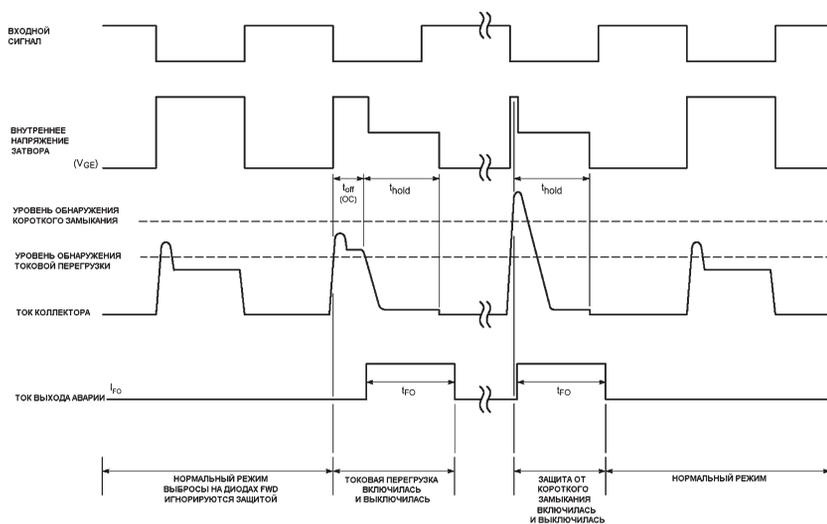


Рис. 125. Временные диаграммы работы защиты от токовых перегрузок

которые возникают при закрытии прибора при больших токах. Выключение проходит за две стадии (см. рис. 125). Вначале напряжение затвора снижается до промежуточного значения, что заставляет ток медленно снизиться. Затем через 5 мкс напряжение затвора снижается до нуля, окончательно закрывая прибор. Некоторые из больших IPM, содержащих шесть или семь транзисторов, используют специальный пилообразный сигнал для медленного снижения напряжения затвора и, соответственно, тока прибора. На рис. 126 показаны осциллограммы процесса выключения прибора, причем на осциллограмме "А" замедленное отключение запрещено. Таким образом в IPM приборах осуществляется постоянный контроль за током прибора, что позволяет выявить все типы токовых перегрузок.

В IPM приборах используется датчик тока IGBT кристалла для постоянного контроля тока мощного прибора. Если ток прибора превышает точно установленный уровень срабатывания защиты OC в течение более длительного интервала, чем  $t_{off(oc)}$ , срабатывает защита, которая отключит силовой прибор и выработает сигнал аварии. На рис. 125 показаны временные диаграммы работы защиты от токовых перегрузок.

Временная задержка  $t_{off(oc)}$  необходима, чтобы избежать срабатывания защиты от коротких бросков тока, не опасных для прибора. При срабатывании схемы защиты силовая часть прибора отключается и вырабатывается сигнал аварии. Отключение силовой части прибора происходит замедленно, что позволяет избежать влияния мощных переходных процессов по напряжению, которые

#### Примечание:

Серия V IPM модулей не имеет защиты от токовых перегрузок. Вместо этого используется объединенная защита от короткого замыкания, имеющая также подобную описанной задержку выключения.

### 4.4. Защита от короткого замыкания

Если происходит короткое замыкание в нагрузке или в результате нарушения работы управляющего контроллера возникает сквозной ток, встроенная схема защиты от тока короткого замыкания предотвращает разрушение IGBT кристаллов. При обнаружении тока короткого замыкания включается операция управляемого выключения и генерируется сигнал аварии. При управляемом выключении используются те же методы защиты от переходных напряжений, что и описанные выше. Используется постоянный контроль тока. Такой метод защиты более надежный и быстродействующий, чем защита с контролем напряжения насыщения. На рис. 125 показаны временные диаграммы операции защиты.

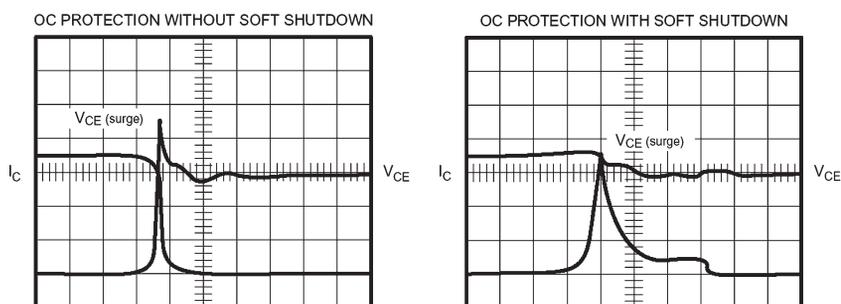


Рис. 126. Осциллограммы отключения прибора при токовых перегрузках

Использование постоянного контроля тока (RTC) позволяет сократить время с момента обнаружения режима короткого

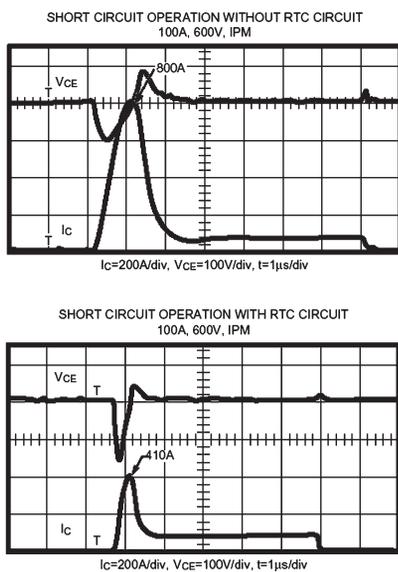


Рис. 127. Осциллограммы выключения прибора при коротком замыкании

замыкания до полного отключения прибора. Полная операция выключения занимает менее чем 100 нс. На рис. 127 показаны осциллограммы, позволяющие сравнить процесс выключения в режиме короткого замыкания для IPM второго поколения (не имеющих RTC) и третьего поколения (снабженного RTC). Легко заметить некоторые изменения в осциллограммах, заключающиеся в снижении выбросов напряжений и токов, а также сокращении времени выключения для IPM модулей третьего поколения, имеющих RTC.

**Примечание:**

Защита от короткого замыкания в IPM приборах серии V третьего поколения имеет задержку, подобную защите от токовых перегрузок, описанной в разделе 4.4. Необходимость в быстром обнаружении устраняется наличием развитой RTC схемы.

Учтите, что:

1. Режимы выключения при токах короткого замыкания или токовых перегрузках являются критическими для IGBT. Периодического повторения этих режимов нужно избегать.
2. В режимах аварийного выключения могут генерироваться мощные броски напряжений. Для снижения их влияния желательно снижение индуктивности внешних силовых шин питания и использование снабберных емкостей.

## 5. ВЫБОР IPM МОДУЛЯ

При выборе IPM модуля для соответствующего приложения необходимо учитывать два момента. Во-первых, необходимо учитывать, что возможные пиковые токи должны быть ниже, чем заданные в технической документации уровни срабатывания защиты от токовой перегрузки. Во-вторых, проектируемая тепловая конструкция должна обеспечивать эффективный теплоотвод, чтобы даже импульсные всплески температуры кристалла не превышали допустимого предела 150 °С.

## 6. КОНТРОЛЬ НАПЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ

В зависимости от используемой конфигурации силовой части для питания встроенных схем управления и контроля могут потребоваться один, два или четыре изолированных источника питания. В высокомошных трехфазных инверторах, использующих одиночные или сдвоенные IPM приборы, часто используется шесть изолированных источников питания. Во всех высокоточных изделиях каждый маломощный прибор (схема управления) должен иметь свой собственный изолированный источник питания, чтобы избежать петлю при соединении земли (общего провода) и наводок на ней. Вспомогательные источники питания схем управления должны быть установлены на 15 V±10 % во избежание повреждения схемы или ложного срабатывания защиты от понижения напряжения питания схем управления. Напряжение изоляции источника питания схем управления должно, по крайней мере, в два раза превышать V<sub>CES</sub> напряжение питания IPM (т.е. должно быть больше VISO=2400 В для приборов, рассчитанных на 1200 В). Источник питания должен обеспечивать ток, превышающий ток покоя схемы управления плюс ток управления затвором IGBT модуля. В табл. 16 приведены типовые и максимальные значения токов потребления схем управления для третьего поколения IPM модулей. В табл. 17 приведены значения для IPM приборов серии V. В этих таблицах приведены токи в режиме покоя (без переключений) и при частоте переключений 20 кГц. Требования для других рабочих частот могут быть определены путем масштабирования частотозависимой составляющей тока потребления.

Например, для определения максимального тока источника питания схемы управления прибора PM300DSA120, работающего на частоте 7 кГц, возьмем из таблицы значение 70 мА для частоты 20 кГц, вычтем из него максимальный ток покоя 30 мА.

$$70 \text{ мА} - 30 \text{ мА} = 40 \text{ мА}.$$

Величина 40 мА соответствует частотной составляющей тока при рабочей частоте 20 кГц. Для рабочей частоты 7 кГц частотная составляющая определяется как:

$$(40 \text{ мА}/20 \text{ кГц}) \times 7 \text{ кГц} = 14 \text{ мА}.$$

Таким образом общий ток потребления прибора PM300DSA120 при частоте операций 7 кГц составит:

$$30 \text{ мА} + 14 \text{ мА} = 44 \text{ мА}.$$

Паразитные емкости между шинами питания основного источника питания и изолированными источниками должны быть минимизированы, т. к. при емкостях более 100 пФ наведенные шумы могут вызывать ложное срабатывание схем управления. Электролитические или танталовые конденсаторы должны быть подсоединены непосредственно к выводам (клеммам) питания схем управления. Эти конденсаторы должны подавить общие шумы источников питания и обеспечить значительные броски тока, необходимого для питания встроенной схемы управления затвором IPM.

Изолированные источники питания могут быть созданы различными методами. Они могут быть получены с использованием импульсного преобразователя с множеством выходов или с помощью строчного трансформатора с

множеством вторичных обмоток. Эти источники могут быть также получены от основного источника питания логического управления с помощью преобразователей постоянного тока (DC-DC). Использование компактных индивидуальных DC-DC преобразователей для каждой схемы управления помогает упростить схемы сопряжения. Может использоваться также распределенный DC-DC преобразователь, в котором один генератор управляет множеством трансформаторов, что еще больше снижает стоимость. Для упрощения разработки силовых изделий на IPM приборах фирма Mitsubishi выпускает два типа DC-DC преобразователей. Первый — M57120L — имеет высоковольтный вход и понижающий импульсный стабилизатор. При питании его от 113 до 400 В постоянного тока на выходе формируется регулируемое до 20 В постоянное напряжение. Это напряжение может быть подано на M57140-01, которое из 20 В формирует четыре изолированных источника напряжением 15 В, необходимых для питания схем управления. Преобразователь M57140-01 может быть также использован, если имеется другой источник напряжения 20 В, например, от основного источника питания логической части. На рис. 128 показан изолированный интерфейс трехфазного IPM модуля с тормозным транзистором с использованием преобразователя M57140-01. Рис. 129 иллюстрирует завершённый высоковольтный изолированный источник питания для двоярного IPM прибора. Использование импульсных стабилизаторов типа bootstrap не рекомендуется, поскольку кратковременные провалы напряжения на выходе могут стать причиной ложного срабатывания защиты от понижения напряжения питания схем управления.

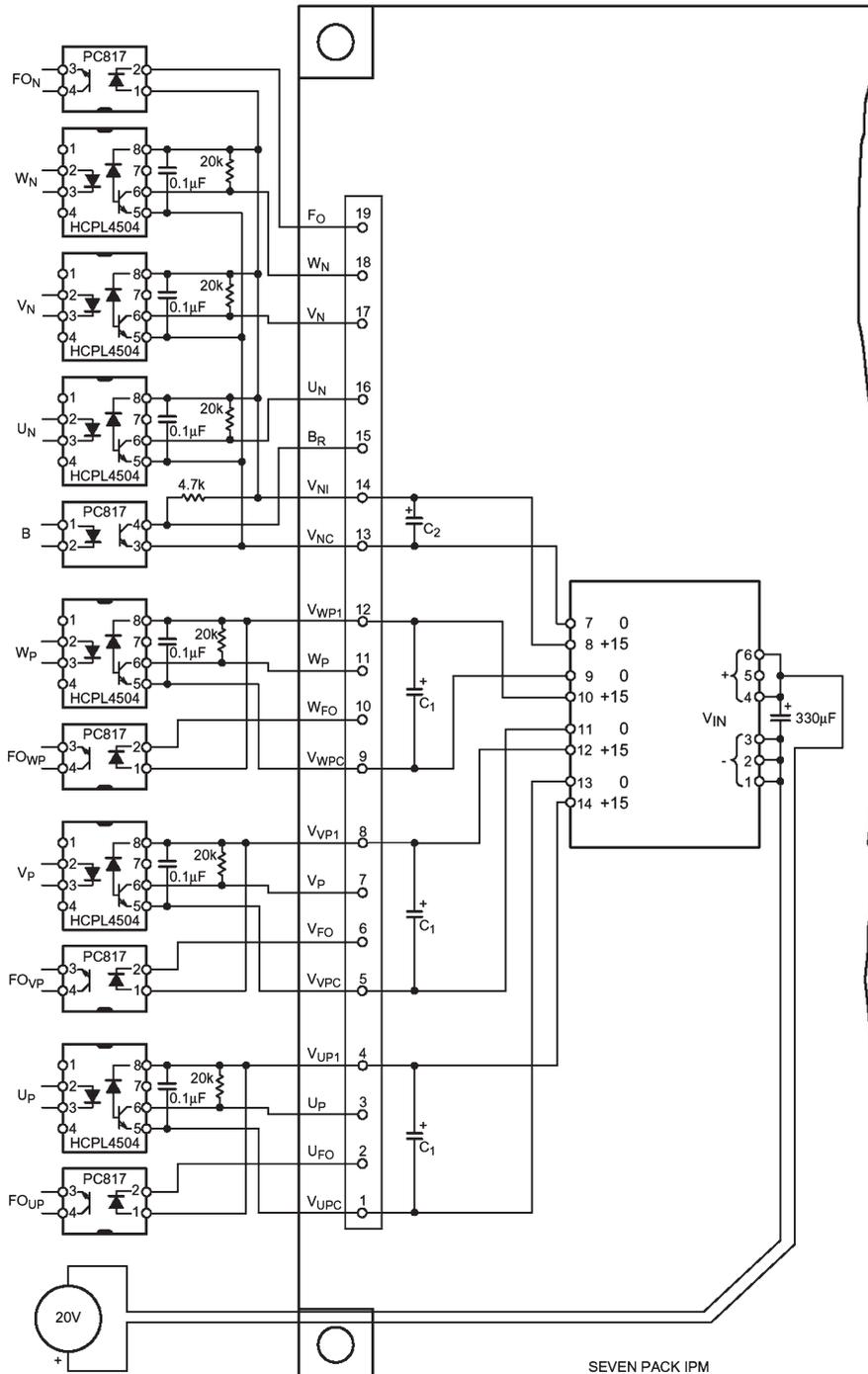


Рис. 128. Изолированный интерфейс семиканального IPM с использованием преобразователя M57140-01

## 6.1. Требования к интерфейсу

Ключи IGBT в IPM модулях управляются сигналами низкого уровня. Активный уровень управления — низкий, при этом для повышения помехоустойчивости и предотвращения ложного срабатывания вход через резистор соединяется с плюсом питания. Сигнал включения генерируется замыканием входного вывода управления на общий провод, соединенный с отрицательным вводом источника питания оптопар. Выход аварии выполняется с открытым коллектором и внутренним ограничением выходного тока. При активизации сигнала аварии на выходе IFO подавляется активный нижний уровень. Однако могут использоваться и специальные оптоволоконные устройства, импульсные трансформаторы или схемы сдвига уровней. Наиболее важной частью схемы интерфейса является плата. Экранирование и

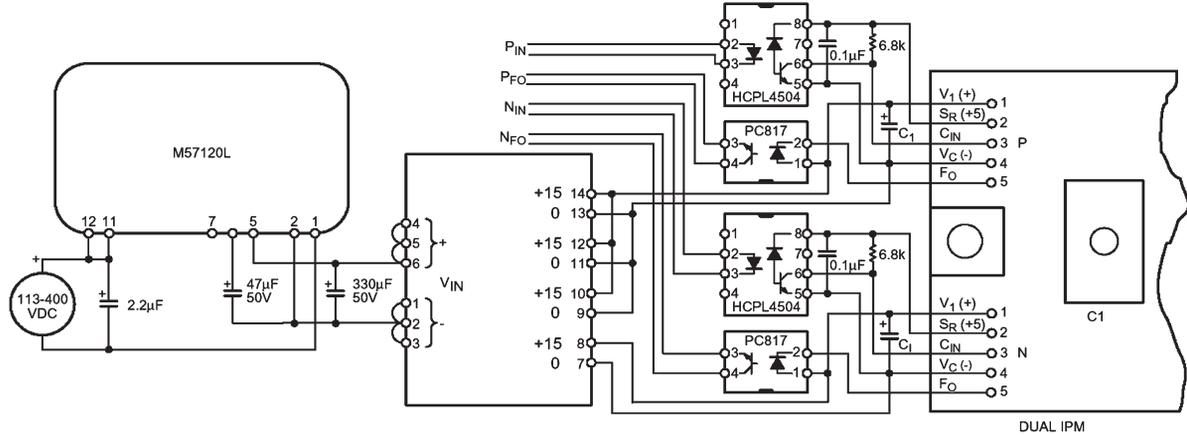


Рис. 129. Высоковольтный изолированный источник питания для сдвоенного IPM прибора

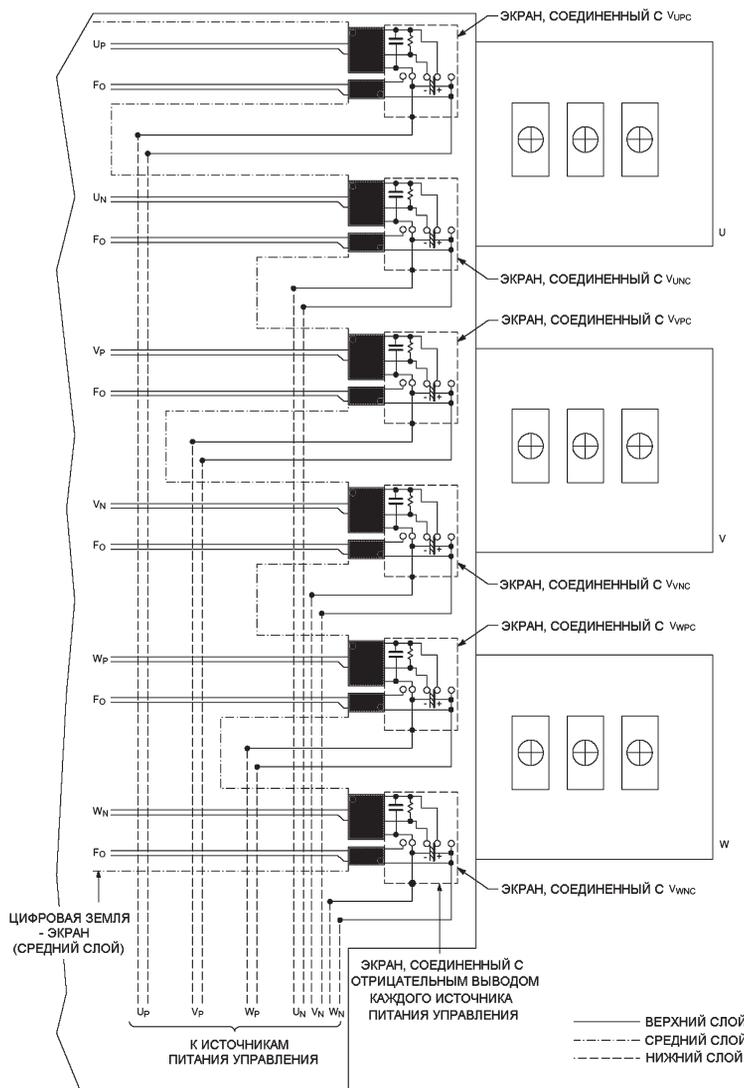


Рис. 130. Вариант печатной платы для IPM прибора с двумя транзисторами

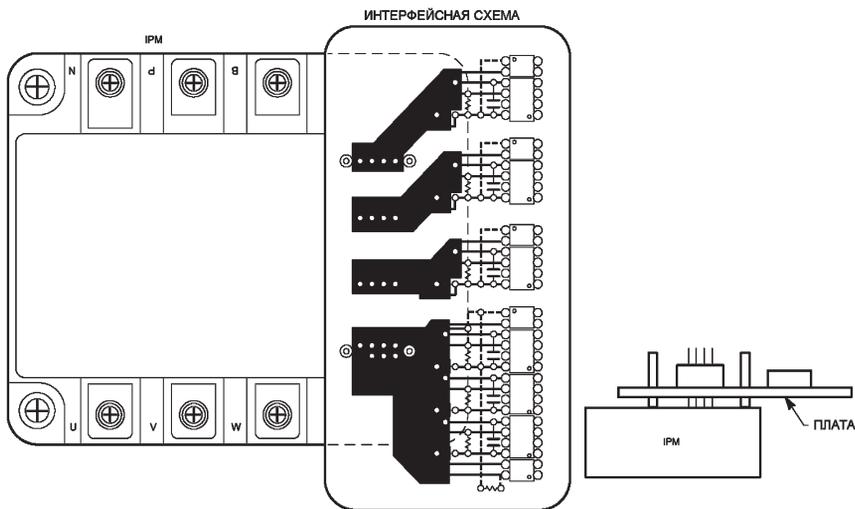


Рис. 131. Пример печатной платы для IPM прибора серии V

Таблица 16

**Требования к источнику питания для IPM модулей третьего поколения ( $V_D=15\text{ В}$ )**

Наименование	Нижняя (отрицательная) часть				Верхняя (положительная) часть			
	Постоянный ток		20 кГц		Постоянный ток		20 кГц	
	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.
600 В								
PM10CSJ060	18	25	23	32	7	10	8	12
PM15CSJ060	18	25	23	32	7	10	8	12
PM20CSJ060	18	25	24	34	7	10	8	12
PM30CSJ060	18	25	24	34	7	10	9	13
PM100CSA060	40	55	78	100	13	18	25	34
PM150CSA060	40	55	80	110	13	18	25	38
PM200CSA060	40	55	85	120	13	18	27	40
PM30RSF060	25	30	32	45	7	10	9	13
PM50RSA060	44	60	70	100	13	18	23	32
PM50RSK060	44	60	70	100	13	18	23	32
PM75RSA060	44	60	75	100	13	18	24	35
PM100RSA060	44	60	78	105	13	18	25	36
PM150RSA060	52	72	72	113	13	18	26	38
PM200RSA060	52	72	85	115	13	18	26	40
PM200DSA060	19	26	30	42	19	26	30	42
PM300DSA060	19	26	35	48	19	26	35	48
PM400DSA060	23	30	40	60	23	30	40	60
PM600DSA060	23	30	50	70	23	30	50	70
PM800HSA060	23	30	50	70	—		—	
1200 В								
PM10RSH120	25	35	31	44	7	10	9	13
PM10CZF120	18	25			7	10	9	13
PM15RSH120	25	35	32	45	7	10	9	13
PM15CZF120	18	25			7	10	9	13
PM25RSB120	44	60	60	83	13	18	18	25
PM25RSK120	44	60	60	83	13	18	18	25
PM50RSA120	44	60	65	90	13	18	19	27
PM75CSA120	44	60	60	83	13	18	20	28
PM100CSA120	40	55	75	104	13	18	25	35
PM75DSA120	13	20	20	28	13	20	20	28
PM100DSA120	19	26	30	42	19	26	30	42
PM150DSA120	19	26	35	48	19	26	35	48
PM200DSA120	23	30	48	67	23	30	48	67
PM300DSA120	23	30	50	70	23	30	50	70
PM400HSA120	23	30	60	90	—		—	
PM600JSA120	23	30	60	90	—		—	
PM800HSA120	30	40	—		—		—	

## Требования к источнику питания для IPM модулей серии V

Тип прибора	Нижняя (отрицательная) часть				Верхняя (положительная) часть			
	Постоянный ток		20 кГц		Постоянный ток		20 кГц	
	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.
<b>600 В</b>								
PM75RVA060	44	60	72	94	13	18	21	27
PM100CVA060	40	55	68	88	13	18	22	29
PM150CVA060	40	55	72	94	13	18	23	30
PM200CVA060	40	55	84	110	13	18	28	36
PM300CVA060	52	72	130	170	17	24	43	56
PM400DVA060	23	30	56	73	23	30	56	73
PM600DVA060	23	30	56	73	23	30	56	73
<b>1200 В</b>								
PM50RVA120	44	60	73	95	13	18	21	27
PM75CVA120	40	55	70	92	13	18	24	31
PM100CVA120	40	55	80	104	13	18	26	34
PM150CVA120	72	100	128	166	24	34	42	55
PM200DVA120	37	48	52	68	37	48	52	68
PM300DVA120	37	48	52	68	37	48	52	68

осторожная трассировка печатной платы необходима для исключения возможных наводок в схеме управления. Эти наводки могут возникать из-за паразитных емкостей между высоковольтными и низковольтными цепями. Для удобства эксплуатации приведен список рекомендаций, которые необходимо соблюдать при проектировании узла интерфейса. На рис. 130 показан вариант печатной платы для IPM прибора с двумя транзисторами, а на рис. 131 — пример печатной платы для IPM прибора серии V.

### Рекомендации по разработке печатной платы интерфейса

1. Наиболее важное в разработке — это изоляция. Избегайте проводить шины первичных и вторичных источников питания друг над другом или параллельно друг другу. Любая часть платы, которая может увеличить проходную паразитную емкость, может являться источником паразитных наводок и шумов.

2. Стремитесь к максимальной изоляции управляющего источника питания. Не располагайте близко на плате разводку питания UP, VP, WP и N. Между ними существуют высокие шумы  $dv/dts$ , которые могут наводиться через паразитные емкости.

3. Старайтесь делать связи (провода) между интерфейсной схемой и IPM максимально короткими. Длинные проводники могут воспринимать наводки от других частей схемы.

4. Используйте рекомендованные конденсаторы развязки для блоков питания и оптронов. Быстрые переключающие IGBT приборы могут генерировать значительные импульсы напряжений и токов. Необходимо соблюдать все меры предосторожности для избежания наводок в схеме управления.

5. Используйте экранирование. Слои экранов на печатных платах помогают снизить импульсные наводки. На рис. 130 показано, как можно экранировать первичную и вторичную стороны схемы.

6. На сигнальном входе должны использоваться высокоскоростные оптроны с большим подавлением синфазного сигнала (CMR). Время включения/выключения должно быть меньше 0,8 мкс, скорость нарастания сигнала более 10 кВ/мкс, напряжение изоляции более 1500 В. Подходящие типы оптронов — HCPL4503/4504 (Hewlett Packard) и PS2041 (NEC). Часто высокоскоростные оптроны требуют конденсатор 0,1 мкФ, подключенный параллельно светодиоиду.

7. Используйте подтягивающий резистор на управляющем входе достаточно низкого номинала, чтобы избежать шумовых наводок на высоком входном сопротивлении схемы, с другой стороны этот резистор должен быть достаточной величины, чтобы выходной фототранзистор оптрона мог им управлять, т. е. чтобы напряжение на открытом фототранзисторе было ниже рекомендованного значения  $V_{CIN(on)}$ .

8. Если один или несколько каналов IPM прибора не используются в конкретном приложении, блоки питания схем управления этих каналов должны быть подключены и должны быть установлены подтягивающие резисторы на входы управления.

9. Неиспользованные выходные сигналы аварии должны быть соединены непосредственно с положительным напряжением питания 15 В соответствующего изолированного источника во избежание нежелательных запусков схем защиты.

## 6.2. Примеры интерфейсных схем

Приборы IPM ориентированы на применение оптронов на входе управления и выходе аварии. В большинстве случаев оптроны обеспечивают простой и эффективный интерфейс между IPM прибором и системным контроллером. На рис. 132, 133 показаны примеры использования оптронов для организации интерфейсных схем IPM модулей (в таблицах на рисунках приведены рекомендуемые значения емкостей развязки). В приведенных схемах исполь-

зуются два типа оптронов. Вход управления IPM, осуществляющий переключение прибора, соединяется с системным контроллером через высокоскоростной транзисторный оптрон. Использование высокоскоростных оптронов предполагает наличие пленочного или керамического конденсатора емкостью 0,1 мкФ, подсоединенного на выводы питания оптрона (как показано на рисунках). Вход управления IPM прибора подтянут через резистор к +15 В, причем величина этого резистора должна быть, с одной стороны, достаточно мала, чтобы шунтировать возможные наводки, а с другой стороны достаточно велика, чтобы обеспечить нормальную работу фототранзистора оптрона. На рисунках показан пример с оптроном HCPL-4504 (Hewlett Packard). Этот транзисторный оптрон выбран, в первую очередь, благодаря его высокой скорости нарастания сигнала, составляющей 15,000 В/мкс. Для нормальной работы IGBT оптрон должен обеспечивать более 10,000 В/мкс. На выходе аварии IPM прибора используется низкоскоростной транзисторный оптрон. Медленные оптроны имеют меньшую стоимость и более высокий коэффициент передачи. В рассматриваемых примерах используется транзисторный оптрон PC817 (Sharp). Как большинство медленных оптронов, PC817 не имеет внутренней экранировки, т. е. некоторые шумы силовых переключателей могут проходить на системный контроллер. Для исключения этого шума на выходе оптрона можно устанавливать RC фильтр с постоянной времени, примерно равной 10 мс. Выходной сигнал аварии формируется с длительностью примерно 1,5 мс, так что этот фильтр на сигнал аварии не повлияет. При проектировании схем сопряжения рекомендуется руководствоваться примерами схем, приведенными выше.

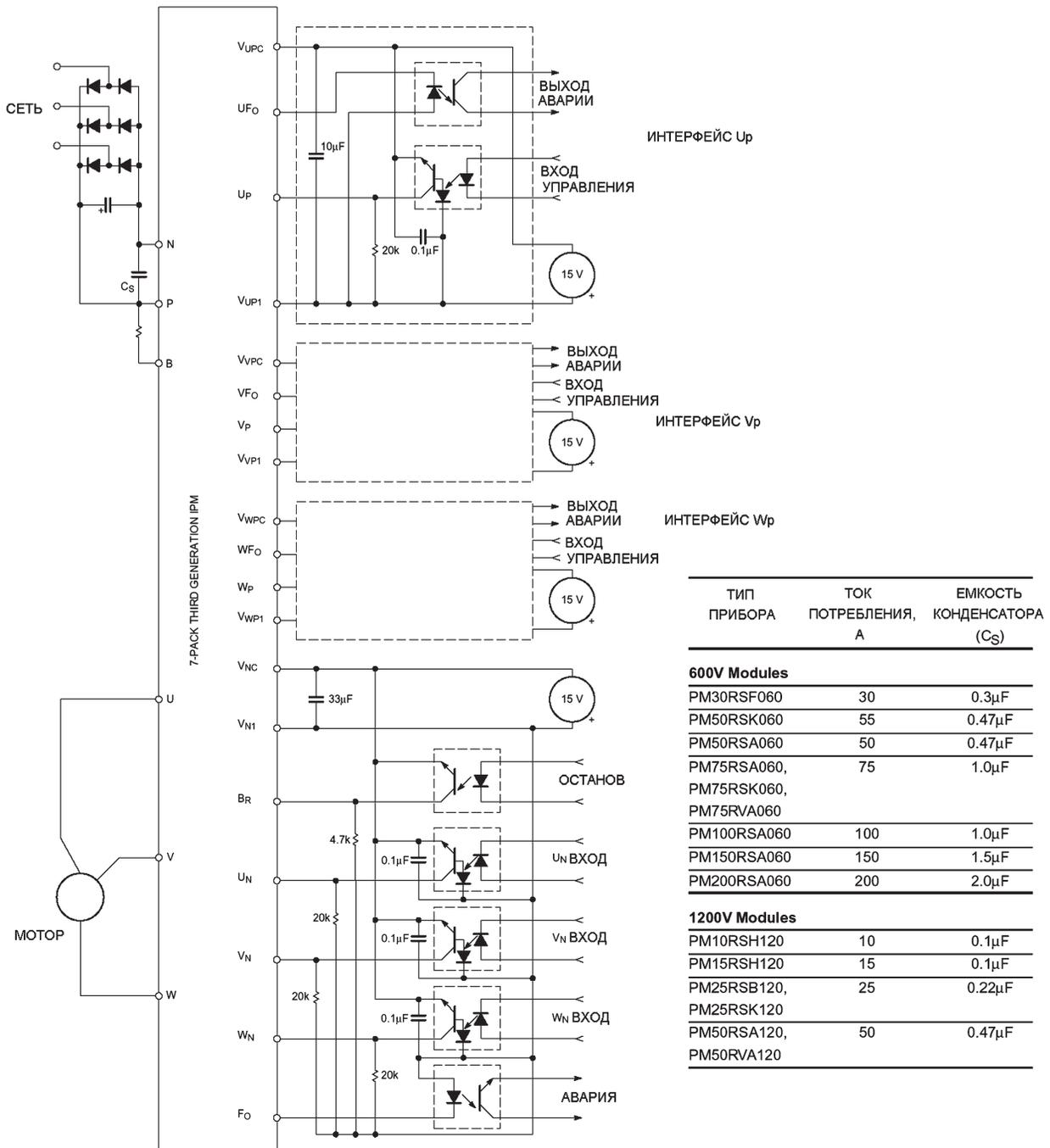


Рис. 132. Интерфейсная схема трехфазномостового IPM модуля с тормозным транзистором





Неиспользованные сигналы аварии должны быть соединены с положительным напряжением питания +15 В локального изолированного источника. Свободно висящие неиспользованные выходы могут привести к ложному срабатыванию внутренней защиты.

## 7. ИНВЕРТОР НА БАЗЕ IPM

Использование интеллектуальных силовых модулей IPM значительно упрощает разработку инвертора. Наличие встроенной системы защиты позволяет использовать прибор на максимальной мощности без риска повреждения. На рис. 136 показана полная схема инвертора на IPM с тремя транзисторами. Входной фильтр и снабберы позволяют защитить входной выпрямитель и IPM модули от переходных процессов в линии. Основная шина питания изготовлена из слоистых пластин для минимизации паразитной индуктивности. Пример механического чертежа показан на рис. 137. IPM приборы должны быть установлены на радиаторы охлаждения, обеспечивающие требуемый отвод тепла. Фирма Mitsubishi выпускает также широкую номенклатуру входных диодов, идеально подходящих для использования в инверторах.

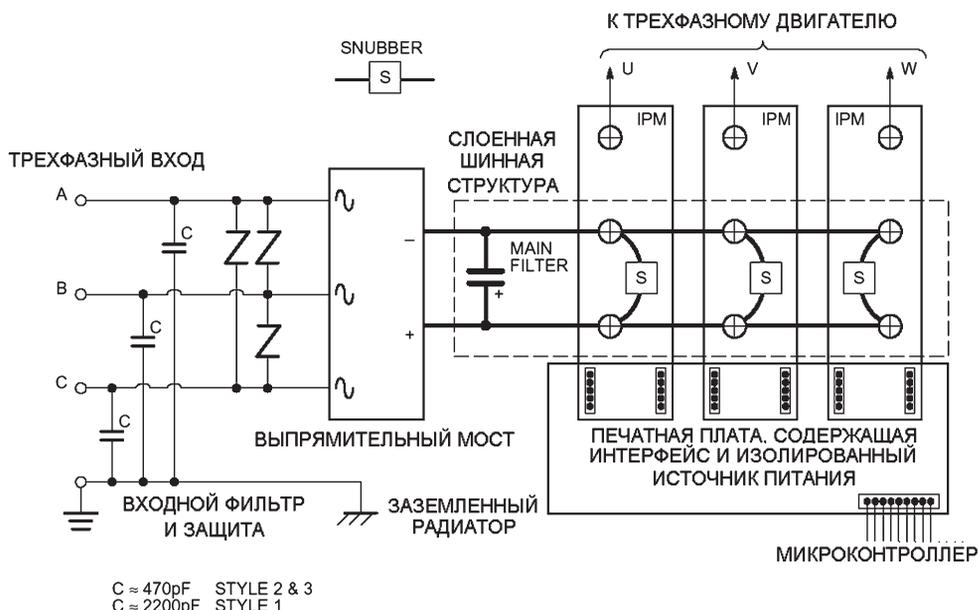


Рис. 136. Полная схема инвертора на IPM модулях с двумя транзисторами

## 8. МЕРЫ ПРЕДОСТОРОЖНОСТИ ПРИ РАБОТЕ С IPM

### Электрические меры предосторожности:

1. Используйте только допустимые напряжения и входные сигналы в процессе статического тестирования.
2. Тщательно проверяйте подключение источников питания схемы управления. Обрыв питания может разрушить встроенную схему управления затвором.
3. При измерении токов утечки используйте пилообразный нарастающий сигнал от нуля. Снизьте напряжение перед отключением прибора. Никогда не превышайте напряжения  $V_{CES}$ , указанного в документации.
4. При измерениях напряжения насыщения используйте малые индуктивности. Броски напряжения на индуктивности могут превысить допустимые значения для прибора.

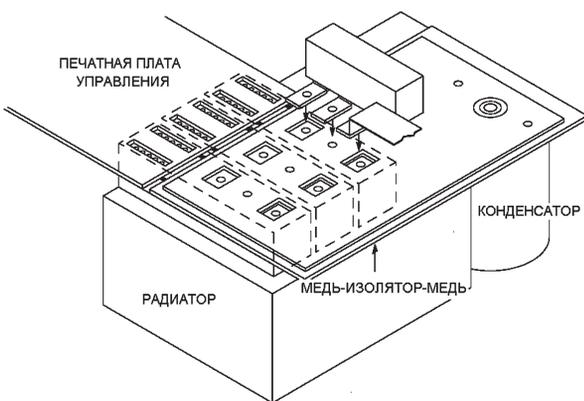


Рис. 140. Пример механического чертежа

### Механические меры предосторожности:

1. Избегайте механических ударов. Приборы имеют керамическую изоляцию, которая может быть расколота в результате удара или падения.
2. Не скручивайте мощные клеммы. Изгиб и скручивание мощных клемм может вызвать трещины в меди.
3. Не превышайте усилия специфицированного крутящего момента.
4. Избегайте перекосов и изгибов при установке. Рекомендуется использовать поверхность радиатора 0.00171" или лучше. Избегайте одностороннего прижима. На рис. 135 показан рекомендуемый порядок затягивания крепежных винтов. Одностороннее затягивание может привести к расколу керамики.

**Тепловые меры предосторожности:**

1. Не помещайте модуль на нагревательные приборы. Может привести к тепловым напряжениям и повреждению модуля. Внешняя скорость нагрева — выше 15° С/мин.
2. При пайке избегайте чрезмерного перегрева выводов. Время и температура пайки не должны превышать 5 секунд и 230 °С.
3. По возможности стремитесь увеличить площадь поверхности радиатора для хорошего теплоотвода. Используйте теплопроводящие кремниевые пасты для улучшения теплового контакта с радиатором. Радиатор должен иметь неровность поверхности не больше 64 микродюймов.

# НАВИГАТОР IGBT МОДУЛЕЙ

## 3-е поколение, серия H

- Улучшенные характеристики IGBT: сбалансированность параметров напряжения насыщения коллектора-эмиттера, времени спада и SOA, напряжение насыщения составляет 2,5 В при 25 °С (2,25 В при 150 °С за счет отрицательного температурного коэффициента), время спада — 200 нс (для модулей 1200 В).

- В модулях используются обратные диоды с минимальной величиной об тока восстановления и мягкой кривой восстановления, благодаря чему достигается низкий уровень электромагнитных помех.

- Снижены общие потери, минимизированы потери времени включения и выключения.

- Повышена надежность модулей благодаря самоограничению тока короткого замыкания и современной технология производства корпуса.

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А						
		15	20	30	50	75	100	150
	600							
	1200							
	1400							
	600				CM50DY-12H	CM75DY-12H	CM100DY-12H	CM150DY-12H
	1200				CM50DY-24H	CM75DY-24H	CM100DY-24H	CM150DY-24H
	1400				CM50DY-28H	CM75DY-28H	CM100DY-28H*	CM150DY-28H*
	600	CM15TF-12H	CM20TF-12H	CM30TF-12H	CM50TF-12H	CM75TF-12H	CM100TF-12H	CM150TF-12H
	1200	CM15TF-24H	CM20TF-24H	CM30TF-24H	CM50TF-24H	CM75TF-24H	CM100TF-24H	
	1400				CM50TF-28H	CM75TF-28H	CM100TF-28H	

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А					
		200	300	400	600	800	1000
	600		CM300HA-12H	CM400HA-12H	CM600HA-12H		
	1200	CM200HA-24H	CM300HA-24H	CM400HA-24H	CM600HA-24H	CM800HA-24H	CM1000HA-24H
	1400		CM300HA-28H*	CM400HA-28H	CM600HA-28H		CM1000HA-28H
	600	CM200DY-12H	CM300DY-12H	CM400DY-12H			
	1200	CM200DY-24H	CM300DY-24H				
	1400	CM200DY-28H	CM300DY-28H				
	600						
	1200						
	1400						

## 3-е поколение, серия U

- Новаторская технология корпусирования для оптимизации рабочих характеристик модулей.

- Низкий уровень электромагнитных помех.

- Улучшенные характеристики обратного диода.

- Повышенная надежность модуля за счет отсутствия паяных соединений.

- Низкая внутренняя индуктивность, вдвое превышающая существующие промышленные стандарты.

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А								
		50	75	100	150	200	300	400	600	800
	600								CM600HU-12H	
	1200							CM400HU-24H	CM600HU-24H	
	600		CM75DU-12H	CM100DU-12H	CM150DU-12H	CM200DU-12H	CM300DU-12H	CM400DU-12H		CM800DU-12H
	1200	CM50DU-24H	CM75DU-24H	CM100DU-24H	CM150DU-24H	CM200DU-24H	CM300DU-24H	CM400DU-24H		
	600		CM75BU-12H	CM100BU-12H						
	1200	CM50BU-24H								

	600		CM75TU-12H	CM100TU-12H	CM150TU-12H	CM200TU-12H				
	1200	CM50TU-24H	CM75TU-24H	CM100TU-24H						
	600		CM75E3U-12H	CM100E3U-12H	CM150E3U-12H	CM200E3U-12H	CM300E3U-12H			
	1200	CM50E3U-24H	CM75E3U-24H	CM100E3U-24H	CM150E3U-24H					

#### 4-е поколение, серия F

- Предельно низкое напряжение насыщения коллектор-эмиттер:  
1,6 В для модулей 600 В;  
1,8 В для модулей 1200 В.
- Новаторская технология корпусирования (U тип корпуса) для оптимизации рабочих параметров модуля.
- Отсутствие паяных соединений, внутренняя индуктивность снижена на 2/3 по сравнению с индустриальными стандартами.
- Низкий уровень электромагнитных помех.
- Схема токового зеркала и встроенная схема контроля тока в реальном времени (RTC) защищают систему от короткого замыкания.
- Улучшенные характеристики обратного диода.
- Линейка представлена модулями на 250, 600 и 1200 В.

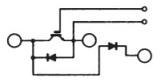
Схема	Vces, В	Ток коллектора, А									
		50	75	100	150	200	300(350)	400(450)	600	900	1200
	250							CM450HA-5F	CM600HA-5F CM600HN-5F*		
	600								CM600HU-12F		
	1200							CM400HU-24F	CM600HU-24F		
	250						CM350DU-5F	CM400DU-5F	CM600DU-5F		
	600		CM75DU-12F	CM100DU-12F	CM150DU-12F	CM200DU-12F	CM300DU-12F	CM400DU-12F	CM600DU-12F		
	1200	CM50DU-24F	CM75DU-24F	CM100DU-24F	CM150DU-24F	CM200DU-24F	CM300DU-24F	CM400DU-24F	CM600DU-24F	CM900DU-24NF	CM1400DU-24NF*
	600			CM100E3U-12F							
	1200		CM75E3U-24F	CM100E3U-24F	CM150E3U-24F	CM200E3U-24F					
	600		CM75TU-12F	CM100TU-12F CM100TJ-12F <sup>1</sup>	CM150TU-12F CM150TJ-12F	CM200TU-12F					
	1200	CM50TU-24F CM50TJ-24F	CM75TU-24F CM75TJ-24F	CM100TU-24F CM100TJ-24F			CM300TJ-24NF	CM450TJ-24NF			

#### 5-е поколение, серия NF

- В результате совмещения технологий производства чипов CSTBT (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor) пластин LPT (Light Punch-through) достигнуто низкое напряжение насыщения коллектор-эмиттер „7 В для 600 В. модулей и 2,0 В для модулей 1200 В и снижена емкость затвора.
- Высокая степень защита от КЗ.
- Сохранены стандартные корпуса Н серии.
- AlN материал основания модуля обеспечивает отличную термическую проводимость.
- Вдвое сокращена внутренняя индуктивность корпуса по сравнению с модулями серии Н.
- Новая техника проводного монтажа позволила значительно улучшить энергетический цикл.

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А							
		100	150	200	300	400 (450)	600	900	1400
	600		CM150DY-12NF	CM200DY-12NF	CM300DY-12NF	CM400DY-12NF	CM600DY-12NF		
	1200	CM100DY-24NF	CM150DY-24NF	CM200DY-24NF	CM300DY-24NF	CM400DY-24NF	CM600DU-24NF	CM900DU-24NF	CM1400DU-24NF
	1200				CM300TJ-24NF	CM450TJ-24NF			

## 5-е поколение, серия NFH

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А					
		100	150	200	300	400	600
	600	CM100DUS-12F	CM150DUS-12F	CM200DU-12NFH	CM300DU-12NFH	CM400DU-12NFH	-
	1200	CM100DU-24NFH	CM150DU-24NFH	CM200DU-24NFH	CM300DU-24NFH	CM400DU-24NFH	CM600DU-24NFH

- IGBT модули оптимальны для высокочастотных приложений до 50 кГц.
- Самые минимальные потери на переключение.
- Используется технология CSTBT (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor).
- Самая низкая энергия при переключении 7,5 мДж/А.
- Низкая внутренняя индуктивность корпуса.
- Низкий импеданс проводных монтажных соединений.
- Отсутствует индукционный нагрев на терминалах благодаря винтам из немагнитных материалов.
- Значительно улучшены характеристики энергетического цикла.

## НАВИГАТОР ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ (IPM)

### 4-е поколение, серия S-Dash

- Используется планарная структура чипов IGBT по технологии 1 мкм.
- Интегрированный быстродействующий диод с мягкой кривой восстановления.
- Защита от превышения по току, температуре, от короткого замыкания и падения напряжения.

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А						Функции защиты			
		50	75	100	150	200	300	ЗТ	ЗН	КЗ	ЗП
3-фазный инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600	PM50CSD060 PM50CBS060	PM75CSD060 PM75CBS060	PM100CSD060 PM100CBS060	PM150CSD060 PM150CBS060	PM200CSD060 PM200CBS060	PM300CSD060 PM300CBS060	+	+	+	+
	1200	PM50CSD120	PM75CSD120	PM100CSD120	PM150CSD120			+	+	+	+
3-фазный инвертор IGBT с тормозным транзистором со встроенным драйвером затвора	600	PM50RSD060	PM75RSD060	PM100RSD060	PM150RSD060	PM200RSD060	PM300RSD060	+	+	+	+
	1200	PM50RSD120	PM75RSD120	PM100RSD120	PM150RSD120			+	+	+	+

### 3-е поколение, серия S

- Серия высокоэффективных модулей обеспечивает низкие потери на переключение при работе на высоких частотах, чипы IGBT транзисторов 3-го поколения имеют минимальное напряжение насыщения коллектор-эмиттер 1,8 В для 600 В модулей и 2,3 В для модулей 1200 В.
- Низкий уровень электромагнитных помех благодаря использованию интегрированного быстродействующего диода с мягкой кривой восстановления.
- Встроенная схема управления затвором.
- Интегрированные схемы защиты от повышенного тока, пониженного напряжения, схема RTC обеспечивает температурную защиту и защиту от выбросов напряжения.

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А						Функции защиты				
		10	15	20 (25)	30	50	75	100	ЗТ	ЗН	КЗ	ЗП
Полумостовой инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600											
	1200											
Одиночный инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600											
	1200						PM75DSA120	PM100DSA120	+	+		+
3-фазный инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600	PM10CSJ060	PM15CSJ060	PM20CSJ060	PM30CSJ060		PM100CSA060		+	+	+	+
	1200	PM10CZF120	PM15CZF120		PM75CSA120	PM100CSA120			+	+	+	+
3-фазный инвертор IGBT с тормозным транзистором со встроенным драйвером затвора	600		PM30RSF060			PM50RSA060 PM50RSK060	PM75RSA060 PM75RSK060	PM100RSA060	+	+	+	+
	1200	PM10RSH120	PM15RSH120	PM25RSB120 120		PM50RSA120			+	+	+	+

Схема	Vces, В	Ток коллектора, А						Функции защиты			
		150	200	300	400	600	800	ЗТ	ЗН	КЗ	ЗП
Полумостовой инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600						PM800HSA060	+	+		
	1200		PM400HSA120	PM600HSA120	PM800HSA120			+	+		
Одиночный инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600		PM200DSA060	PM300DSA060	PM400DSA060	PM600DSA060		+	+		+
	1200	PM150DSA120	PM200DSA120	PM300DSA120				+	+		+
3-фазный инвертор IGBT со встроенным драйвером затвора	600	PM150CSA060	PM200CSA060					+	+	+	+
	1200							+	+	+	+
3-фазный инвертор IGBT с тормозным транзистором со встроенным драйвером затвора	600	PM150RSA060	PM200RSA060					+	+	+	+
	1200							+	+	+	+

ЗТ — защита по току;

ЗН — защита от пониженного напряжения;

КЗ — защита от короткого замыкания;

ЗП — защита от перегрева модуля.

## СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ IGBT МОДУЛЕЙ

CM 150 D Y 24 H  
1 2 3 4 5 6

1. IGBT модуль Mitsubishi.
2. Ток коллектора, А.
3. Схема соединения:
  - H — один транзистор;
  - D — два транзистора;
  - B — четыре транзистора;
  - T — шесть транзисторов (3-фазный мост);
  - E3 — IGBT с тормозным транзистором.
4. Тип корпуса.
5. Напряжение коллектор-эмиттер ( $\times 50$ ), В:
  - 5 = 250 В;
  - 12 = 600 В;
  - 24 = 1200 В;
  - 28 = 1400 В;
  - 34 = 1700 В;
  - 50 = 2500 В;
  - 66 = 3300 В;
  - 90 = 4500 В.
6. Технология разработки:
  - H — 3-е поколение;
  - U — 3-е поколение серия H с добавлением обратного диода;
  - F — 4-е поколение (trench);
  - NF — 5-е поколение (trench);
  - KA — промышленные модули 1700 В.

## СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ДЛЯ СИЛОВЫХ IPM МОДУЛЕЙ

PM 300 D S A 120  
1 2 3 4 5 6

1. Интеллектуальные силовые модули Mitsubishi.
2. Ток коллектора, А.
3. Схема соединения:
  - H — один транзистора;
  - D — два транзистора;
  - S — шесть транзисторов (3-фазный мост);
  - R — 3-фазный мост с тормозным транзистором.
4. Технология разработки:
  - B — серия S-Dash для сервоприводов;
  - S — серия S/S-Dash;
  - V — серия V;
  - L — серия L.
5. Индекс разработки.
6. Напряжение коллектор-эмиттер ( $\times 10$ ), В:
  - 060 = 600 В;
  - 120 = 1200 В.

## ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ IPM МОДУЛЕЙ

S — серия DASH;

$t_{on}$  — время включения;

$t_{c(on)}$  — время задержки полного открытия прибора;

$t_{off}$  — время выключения;

$t_{c(off)}$  — время задержки полного закрывания прибора;

$t_{rr}$  — время восстановления обратного диода;

$R_{th(j-c)}$  — тепловое сопротивление переход-корпус при постоянной рассеиваемой мощности;

$R_{th(c-f)}$  — тепловое сопротивление контактов на модуль;

ЗТ — защита по току;

ЗН — защита от пониженного напряжения;

КЗ — защита от короткого замыкания;

ЗП — защита от перегрева модуля.

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики							Температурные характеристики			Функции защиты				Тип корпуса
	Vces	Ic	Pt	Напряжение насыщения, В		Время переключения, мкс					$R_{th(j-c)}$ °C/Вт	$R_{th(j-c)}$ °C/Вт	$R_{th(c-f)}$ °C/Вт	ЗТ	КЗ	ЗП	ЗН	
<b>IPM 600 В</b>																		
PM50CBS060	600	50	152	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,82	1,51	0,046	110	132	145	12	SD1
PM50CSD060	600	50	125	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	1,0	2,5	0,027	128	132	118	12	SD3
PM50RSD060	600	50	125	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	1,0	2,5	0,027	128	132	118	12	SD3
PM75CBS060	600	75	462	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,27	0,47	0,046	198	241	145	12	SD1
PM75CSD060	600	75	255	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,49	1,38	0,027	226	241	118	12	SD3
PM75RSD060	600	75	255	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,49	1,38	0,027	226	241	118	12	SD3
PM100CBS060	600	100	568	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,22	0,36	0,046	290	360	145	12	SD1
PM100CSD060	600	100	328	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,38	0,70	0,027	311	360	118	12	SD3
PM100RSD060	600	100	328	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,38	0,70	0,027	311	360	118	12	SD3
PM150CBS060	600	150	735	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,17	0,27	0,046	404	420	145	12	SD1
PM150CSD060	600	150	416	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,30	0,47	0,027	413	420	118	12	SD3
PM150RSD060	600	150	416	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,6	0,15	0,30	0,47	0,027	413	420	118	12	SD3
PM200CBS060	600	200	961	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,13	0,21	0,025	515	560	145	12	SD2
PM200CSD060	600	200	595	1,7	2,3	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,21	0,35	0,018	609	560	118	12	SD4
PM200RSD060	600	200	595	1,7	2,3	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,21	0,35	0,018	609	560	118	12	SD4
PM300CBS060	600	300	1250	1,7	2,3	1,2	0,4	2,4	0,5	0,15	0,10	0,16	0,025	855	760	145	12	SD2
PM300CSD060	600	300	781	1,7	2,3	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,16	0,24	0,018	766	760	118	12	SD4
PM300RSD060	600	300	781	1,7	2,3	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,16	0,24	0,018	766	760	118	12	SD4
<b>IPM 1200 В</b>																		
PM50CSD120	1200	50	328	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,38	0,70	0,027	116	183	118	12,0	SD3
PM50RSD120	1200	50	328	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,38	0,70	0,027	116	183	118	12,0	SD3
PM75CSD120	1200	75	416	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,30	0,47	0,027	206	250	118	12,0	SD3
PM75RSD120	1200	75	416	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,30	0,47	0,027	206	250	118	12,0	SD3
PM100CSD120	1200	100	595	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,21	0,35	0,018	285	340	118	12,0	SD4
PM100RSD120	1200	100	595	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,21	0,35	0,018	285	340	118	12,0	SD4
PM150CSD120	1200	150	781	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,16	0,24	0,018	393	540	118	12,0	SD4
PM150RSD120	1200	150	781	2,4	3,2	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,16	0,24	0,018	393	540	118	12,0	SD4

### Серия S

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики							Температурные характеристики			Функции защиты				Тип корпуса
	Vces	Ic	Pt	Напряжение насыщения, В		Время переключения, мкс					$R_{th(j-c)}$ °C/Вт	$R_{th(j-c)}$ °C/Вт	$R_{th(c-f)}$ °C/Вт	ЗТ	КЗ	ЗП	ЗН	
<b>IPM 600 В</b>																		
PM10CSJ060	600	10	39	1,8	2,5	0,5	0,2	1,5	0,4	0,12	3,2	4,5	0,083	18	27	110	12	S6
PM15CSJ060	600	15	43	1,8	2,5	0,5	0,2	1,5	0,4	0,12	2,9	4,5	0,083	26	39	110	12	S6
PM20CSJ060	600	20	56	1,8	2,5	0,6	0,2	1,5	0,5	0,12	2,2	4,5	0,083	38	57	110	12	S6

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики							Температурные характеристики			Функции защиты				Тип корпуса
	Vces	Ic	Pt	Напряжение насыщения, В		Время переключения, мкс					R <sub>th(j-cj)</sub> °C/Вт	R <sub>th(j-cj)</sub> °C/Вт	R <sub>th(c-f)</sub> °C/Вт	ЗТ	КЗ	ЗП	ЗН	
				тип.	макс.	IGBT	t <sub>c(on)</sub>	t <sub>off</sub>	t <sub>c(off)</sub>	t <sub>rr</sub>	IGBT	диод		А	А	°C	В	
	В	А	Вт															
PM30CSJ060	600	30	83	1,8	2,5	0,6	0,3	2,0	0,6	0,12	1,5	3,0	0,083	53	80	110	12	S6
PM30RSF060	600	30	83	1,8	2,5	0,6	0,3	2,0	0,6	0,12	1,5	3,0	0,067	53	80	110	12	S9
PM50RSA060	600	50	138	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,5	0,15	0,9	2,5	0,027	88	132	118	12	S10
PM50RSK060	600	50	100	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,5	0,15	1,25	3,0	0,038	88	132	110	12	S11
PM75RSA060	600	75	312	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,5	0,15	0,4	1,0	0,027	161	241	118	12	S10
PM75RSK060	600	75	125	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,5	0,15	1,0	0,95	0,036	161	241	110	12	S12
PM100CSA060	600	100	403	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,31	0,70	0,027	240	360	118	12	S7
PM100RSA060	600	100	403	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,31	0,70	0,027	240	360	118	12	S7
PM150CSA060	600	150	500	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,25	0,47	0,027	300	420	118	12	S7
PM150RSA060	600	150	500	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,25	0,47	0,027	300	420	118	12	S7
PM200CSA060	600	200	595	1,8	2,7	0,8	0,4	2,0	0,6	0,15	0,21	0,35	0,018	400	560	118	12	S8
PM200DSA060	600	200	595	1,8	2,6	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,21	0,35	0,060	400	560	110	12	S2
PM300DSA060	600	300	960	1,8	2,6	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,13	0,25	0,048	540	760	110	12	S3
PM400DSA060	600	400	1140	1,8	2,6	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,11	0,18	0,038	650	910	110	12	S4
PM600DSA060	600	600	1790	1,8	2,6	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,07	0,13	0,030	1000	1400	110	12	S5
PM800HSA060	600	800	2100	2,0	2,7	1,4	0,4	2,5	0,5	0,15	0,06	0,09	0,038	1350	1870	110	12	SI
<b>IPM 1200 В</b>																		
PM10CZF120	1200	10	62	2,7	3,7	0,6	0,3	1,8	0,8	0,15	2,0	5,5	0,067	27	41	110	12	S16
PM10RSH120	1200	10	62	2,3	3,3	0,7	0,3	1,7	0,6	0,15	2,0	5,5	0,044	27	41	110	12	S17
PM15CZF120	1200	15	83	2,7	3,7	0,6	0,3	1,8	0,8	0,15	1,5	4,5	0,067	37	56	110	12	S16
PM15RSH120	1200	15	83	2,3	3,3	0,7	0,3	1,7	0,7	0,15	1,5	4,5	0,044	37	56	110	12	S17
PM25RSB120	1200	25	132	2,5	3,5	1,0	0,4	2,0	0,7	0,15	0,95	2,5	0,036	62	101	118	12	S18
PM25RSK120	1200	25	100	2,5	3,5	1,0	0,4	2,0	0,7	0,15	1,25	3,0	0,038	58	81	110	12	S19
PM50RSA120	1200	50	347	2,5	3,5	1,0	0,4	2,0	0,7	0,15	0,36	1,0	0,027	112	183	113	12	S7
PM75CSA120	1200	75	500	2,5	3,5	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,25	0,51	0,027	170	250	118	12	S7
PM75DSA120	1200	75	460	2,3	3,2	1,4	0,4	2,5	0,6	0,20	0,27	0,51	0,060	170	250	110	12	S2
PM100CSA120	1200	100	595	2,5	3,5	1,0	0,4	2,5	0,7	0,15	0,21	0,35	0,018	230	340	118	12	S8
PM100DSA120	1200	100	595	2,3	3,2	1,4	0,4	2,5	0,6	0,20	0,21	0,35	0,060	230	340	110	12	S2
PM150DSA120	1200	150	960	2,3	3,2	1,4	0,4	2,5	0,6	0,20	0,13	0,25	0,048	320	450	110	12	S3
PM200DSA120	1200	200	1140	2,3	3,2	1,4	0,4	2,0	0,6	0,20	0,11	0,18	0,038	360	540	110	12	S4
PM300DSA120	1200	300	1790	2,3	3,2	1,4	0,4	2,5	0,6	0,20	0,07	0,13	0,030	560	840	110	12	S5
PM400HSA120	1200	400	2315	2,3	3,2	1,4	0,4	2,5	0,6	0,20	0,054	0,10	0,038	650	930	110	12	S13
PM600HSA120	1200	600	3470	2,3	3,2	1,4	0,4	3,0	0,6	0,20	0,036	0,06	0,025	1000	1400	110	12	S14
PM800HSA120	1200	800	4630	2,5	3,5	1,4	0,4	3,0	0,6	0,20	0,027	0,045	0,022	1300	1700	110	12	S15

### Серия V

Наименование	Максимальные параметры			Электрические характеристики							Температурные характеристики			Функции защиты			Тип корпуса	
	Vces	Ic	Pt	Напряжение насыщения, В		Время переключения, мкс					R <sub>th(j-cj)</sub> °C/Вт	R <sub>th(j-cj)</sub> °C/Вт	R <sub>th(c-f)</sub> °C/Вт	КЗ	ЗП	ЗН		
				тип.	макс.	IGBT	t <sub>c(on)</sub>	t <sub>off</sub>	t <sub>c(off)</sub>	t <sub>rr</sub>	IGBT	диод		А	°C	В		
	В	А	Вт															
<b>IPM 600 В</b>																		
PM75RVA060	600	75	284	2,35	2,80	0,8	0,3	1,8	0,6	0,2	0,44	1,0	0,027	115	110	12	V5	
PM100CVA060	600	100	338	2,35	2,80	0,8	0,3	1,8	0,6	0,2	0,37	0,70	0,027	158	110	12	V5	
PM150CVA060	600	150	446	2,35	2,80	0,8	0,3	1,8	0,6	0,2	0,28	0,47	0,022	210	110	12	V3	
PM200CVA060	600	200	595	2,35	2,80	0,8	0,3	1,8	0,6	0,2	0,21	0,35	0,022	310	110	12	V3	
PM300CVA060	600	300	735	2,35	2,80	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,17	0,26	0,018	396	110	12	V4	
PM400DVA060	600	400	1136	2,35	2,80	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,11	0,18	0,081	910	110	12	VI	
PM600DVA060	600	600	1390	2,35	2,80	1,4	0,4	2,0	0,5	0,15	0,09	0,13	0,065	1400	110	12	V2	
<b>IPM 1200 В</b>																		
PM50RVA120	1200	50	338	2,65	3,30	0,9	0,4	2,4	0,7	0,2	0,37	0,70	0,027	59	118	12	V5	
PM75CVA120	1200	75	500	2,65	3,30	0,9	0,4	2,4	0,7	0,2	0,25	0,51	0,025	105	110	12	V3	
PM100CVA120	1200	100	595	2,65	3,30	0,9	0,4	2,4	0,7	0,2	0,21	0,35	0,025	145	110	12	V3	
PM150CVA120	1200	150	780	2,65	3,30	0,9	0,4	2,4	0,7	0,2	0,16	0,26	0,018	200	110	12	V4	
PM200DVA120	1200	200	962	2,65	3,30	0,9	0,4	2,4	0,7	0,2	0,11	0,18	0,081	240	110	12	VI	
PM300DVA120	1200	300	1380	2,65	3,30	0,9	0,4	2A	0,7	0,2	0,09	0,13	0,065	380	110	12	V2	