

# 富士 第7代X系列 IGBT模块



## 应用手册

## 警告

该产品手册的内容（产品规格、特性、数据、材料和结构等）为2018年6月的产品手册。这些内容如因规格改变或其他原因而变更，恕不另行通知。使用该产品手册中记载的产品时，请获取最新的产品规格书并确认数据。

本资料中所述的应用示例是使用富士电机半导体产品的代表应用示例，本资料既不担保其中涉及的工业所有权和其他权利，也不表示授权许可。

 注意

(1) 运输和保管

将包装箱规定面朝上进行搬运。否则产品承受意外压力，可能造成端子弯曲或树脂封装变形等影响。另外，如果扔抛或摔落产品，则可能对产品造成严重损坏。如果浸湿，则可能导致损坏或故障，因此，应充分考虑到雨水或结冰。请严格遵守规格书中记载的运输过程中的温度和湿度等环境条件。

(2) 组装环境

电源模块的元件很容易受到静电放电影响，因此请按照规格书中记载的范围在组装环境中正确实施 ESD 措施。特别是从控制端子上拆除导电性海绵时，最可能对产品造成电气损坏。

(3) 运行环境

如果在酸或有机物、腐蚀性气体（硫化氢、硫酸气体等）环境中使用产品，则无法充分确保产品性能和外观。

## CONTENTS

第1章 X系列的基本概念和特征	1-1
1. X系列的基本概念	1-2
2. X系列芯片特征	1-3
3. X系列封装技术特征	1-7
4. 额定电流等级提升和模块的小型化	1-11
5. 模块型号的说明	1-13
6. 术语和符号	1-14
第2章 使用注意事项	2-1
1. 最大结温 $T_{vj}$ , $T_{vjop}$	2-2
2. 短路（过流）保护	2-2
3. 过压保护和安全工作区	2-3
4. 并联连接	2-9
5. 安装指导	2-10

## 第 1 章 X 系列的基本概念和特征

1. X 系列的基本概念	1-2
2. X 系列芯片特征	1-3
3. X 系列封装技术特征	1-7
4. 额定电流等级提升和模块的小型化	1-11
5. 模块型号的说明	1-13
6. 术语和符号	1-14

本章介绍第 7 代 X 系列 IGBT 模块的基本概念和特征。

## 1. X 系列的基本概念

近年来，为了防止化石燃料枯竭和全球变暖，人们正在追求提高能源利用率和减少二氧化碳排放方面作出了努力。因此，包括了马达驱动等工业应用，开关电源等民生应用，以及电动汽车和铁路、太阳能发电和风力发电等可再生能源应用等，使用功率半导体器件的高效率电力变换装置其适用领域和市场正在急速扩大。在功率半导体器件中，IGBT（绝缘栅双极晶体管）模块具有高速开关、大功率高效率 and 容易操控的特征，从而使它在其应用领域中不断扩大。

IGBT 模块在投放市场以来，凭借多项技术创新实现了更低的损耗以及结构的小型化。这些创新在电力变换装置的高效率、小型化、高性价比作出了贡献。然而，IGBT 模块尺寸的小型化会导致 IGBT 模块在高功率密度时，结温升高和可靠性降低。为了进一步实现模块的小型化和高效率，除了提高芯片性能，创新的封装技术（散热性能和可靠性提高）也变得不可欠缺。为了满足市场需求，富士电机开发了新型芯片技术和封装技术的第 7 代 IGBT 模块「X 系列」。

### ● 更低的变频器损耗（芯片技术）

第 7 代 X 系列 IGBT 通过极薄的晶圆制造技术和细小的沟槽门极结构，使得它在损耗方面的表现比我们第 6 代 V 系列 IGBT 有了突飞猛进的进步。

### ● 连续运行温度 $T_{vjop}=175^{\circ}\text{C}$ 实现了更高电流输出（封装技术）

通过使用新开发的封装技术（高散热绝缘基板/高耐热硅凝胶/高强度焊锡）和模块构造的优化（绑定线直径/长度），提高了 X 系列在高温工作时的稳定性和耐久性，从而将最大连续可操作结温  $T_{vjop}$  从原来的  $150^{\circ}\text{C}$  提高到  $175^{\circ}\text{C}$ 。这实现了在保持模块原有尺寸的条件下增加了输出能力。

### ● 额定电流的提升和 IGBT 模块的小型化

通过以上的性能提升，在保持模块尺寸不变的同时扩大了 X 系列模块的额定电流。

例）1200V EP2 封装（最大额定电流：第 6 代：50A → 第 7 代：75A），这意味着 X 系列的技术使得额定电流扩大了 50%。

从另一个角度来说，最大额定电流的扩大可以让封装尺寸减小，原来 75A/1200V 只能使用更大的 EP3 封装（详见第四章）。新一代的 IGBT 可以为电力变换装置小型化以及低成本化作出贡献。

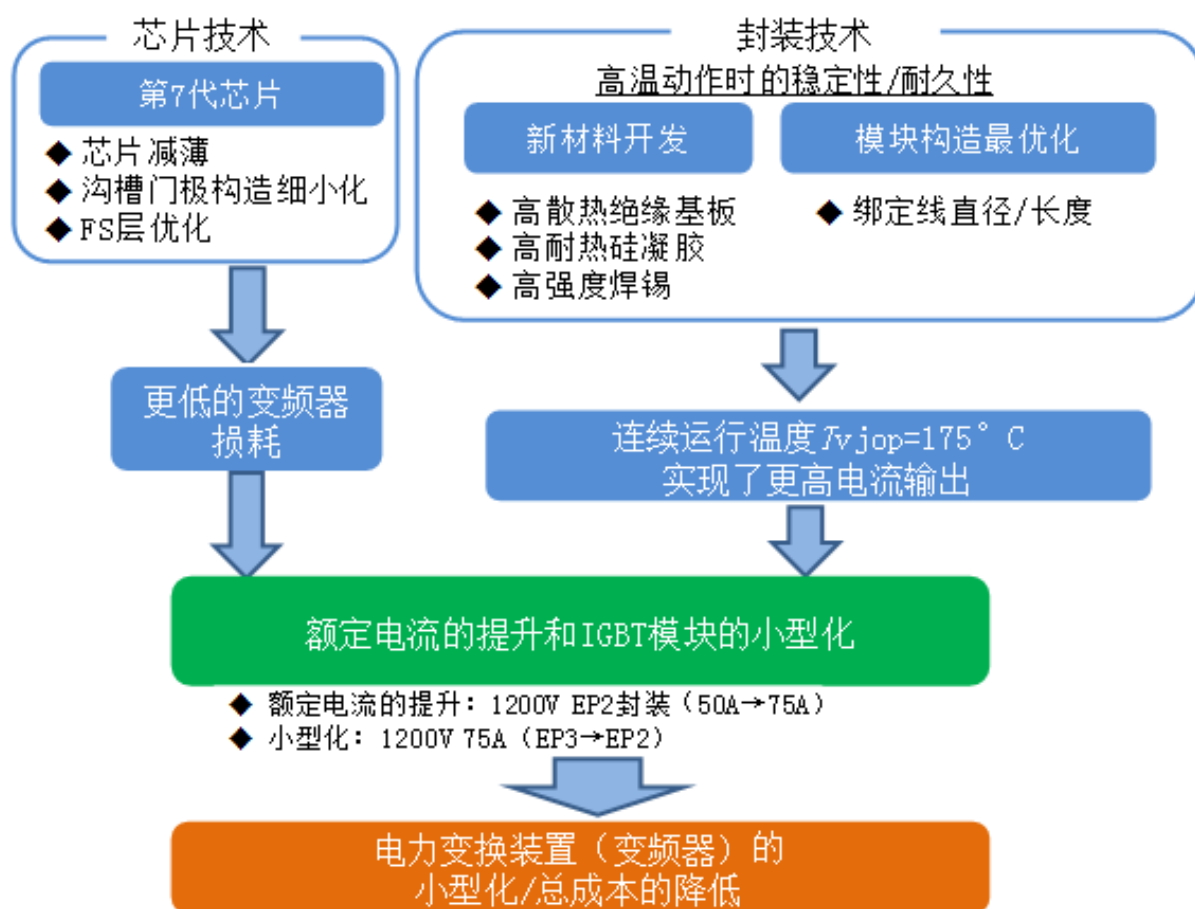


图 1-1 第 7 代 X 系列 IGBT 模块基本的概念

## 2. X 系列芯片特征

如图 1-2 所示是第 6 代 V 系列和第 7 代 X 系列的芯片剖面图。第 7 代的 IGBT 芯片结构继承了第 6 代 V 系列技术开发的场截止 (Field Stop) 结构和沟槽门极结构。第 7 代 X 系列与第 6 代 V 系列相比, 通过用薄晶片减少漂移层的厚度。通过采用这样的薄漂移层, 可以在第 7 代 X 系列中更进一步降低 IGBT 芯片的导通压降。一般来说, 漂移层变薄时, 可能会出现关断时的电压振荡及耐压降低, 但通过进一步优化场截止层, 可以抑制电压振荡的同时确保足够的击穿电压以达成芯片的进一步减薄。另外, 与第 6 代 V 系列相比, 通过使芯片表面的沟槽门极结构的细小化和最优化, 可以抑制在导通时 P 通道抽出的空穴, 通过增加表面的载流子浓度来提高 IE 效果 (Injection Enhanced), 大幅度改善了导通压降和关断损耗之间的平衡关系。

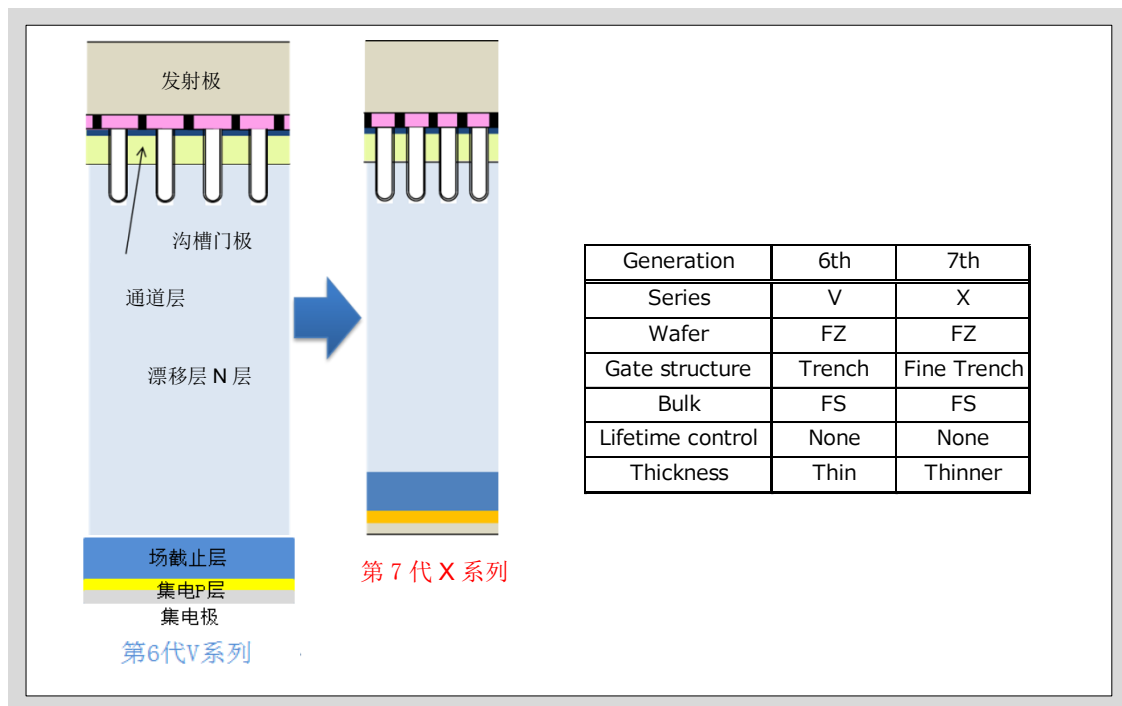


图 1-2 X 系列 IGBT 芯片剖面图

### X 系列芯片的主要特征

1. 更薄的漂移层
  - 降低导通压降
  - 降低开关损耗
2. 细小化沟槽门极结构
  - 降低导通压降
  - 降低开关损耗
3. 优化场截止层
  - 抑制电压振荡
  - 降低高温漏电流

## 2.1 导通压降和关断损耗之间平衡关系的改善

图 1-3 显示了第 7 代 X 系列和第 6 代 V 系列 IGBT 芯片输出特性的比较。如图所示，在额定电流条件下，第 7 代 X 系列的导通压降(集电极-发射极电压) $V_{CE(sat)}$ 降低了约 0.25V。通过降低导通压降，可以减小电流流过 IGBT 时产生的导通损耗（电流×导通压降），从而可以进一步提高电力变换装置的效率。



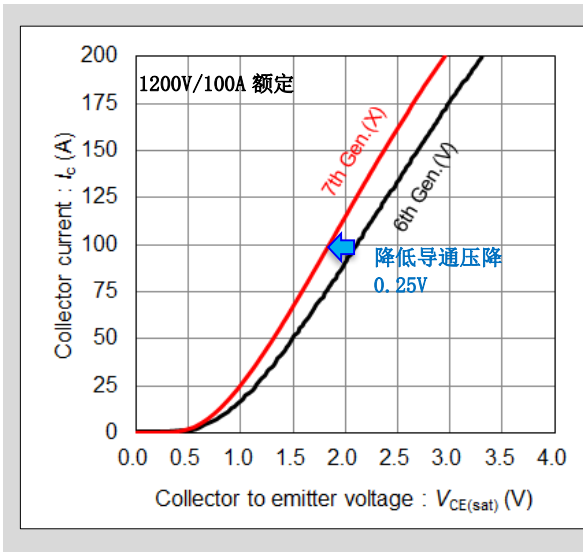


图 1-3 IGBT 输出特性的改善

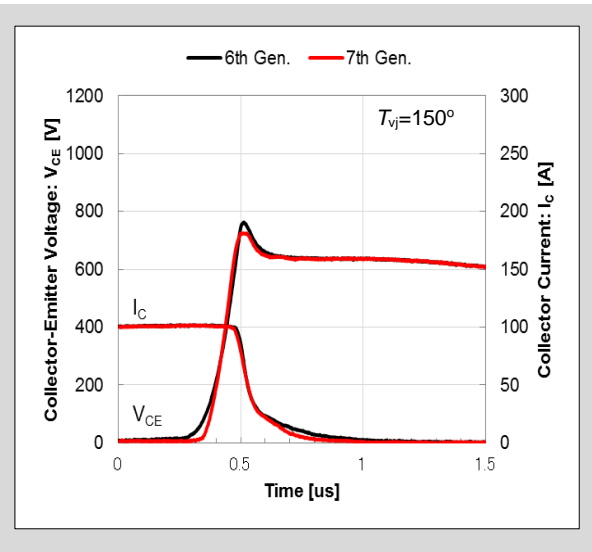


图 1-4 IGBT 关断波形比较

图 1-4 显示了第 7 代 X 系列和第 6 代 V 系列的关断比较波形。通过应用更薄的漂移层及增强正效果，显著地降低了拖尾电流，使得 X 系列的关断损耗降低了 10%。

图 1-5 显示了 IGBT 导通压降和关断损耗之间的平衡关系。与 V 系列相比，X 系列的导通压降降低了 0.25V。

通过上述改善，尽管第 7 代的 IGBT 芯片尺寸有所减小，但却实现了更低的损耗。

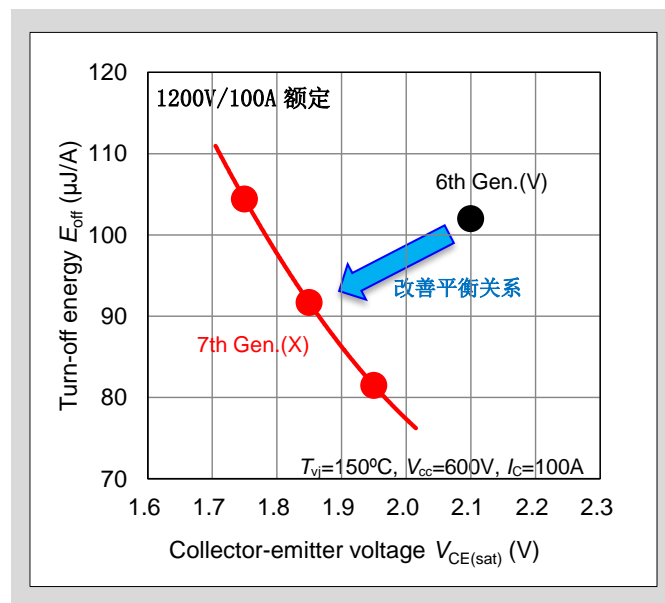


图 1-5 IGBT 关断损耗-导通压降平衡特性改善

## 2.2 漏电流的改善

IGBT 在集电极和发射极之间施加反向偏压时的漏电流具有随着温度的升高而增加的特性。由于在这种高温下的漏电流发生的损耗，使结温进一步上升，并且随着温度的升高，进一步增加了漏电流，在这种情况下可能会导致热失控损坏。通过优化了场截止层，和第 6 代 V 系列相比，第 7 代 X 系列 IGBT 在高温下的漏电流降低了 28%，同时也降低了热失控的风险，从而保证了能够连续工作在 175℃ 的结温。

## 2.3 FWD 反向恢复特性的改善

第 7 代 X 系列 IGBT 模块，不仅改善了 IGBT 芯片的特性，还改善了并联在 IGBT 上的二极管特性。（FWD: Free Wheeling Diode）

X 系列的 FWD 器件通过减小漂移层的厚度来降低正向电压 ( $V_F$ )。然而，通常在二极管的漂移层变薄时，反向恢复时耗尽层容易到达底面，从而在反向恢复时会发生电压振荡的问题。在 X 系列的 FWD 器件中，通过优化芯片底面结构，可以抑制反向恢复运行期间耗尽层的延伸，防止耗尽层到达底面，从而抑制反向恢复时的电压振荡和浪涌电压。图 1-6 表示了第 7 代 X 系列和第 6 代 V 系列的 FWD 的比较特性。图 1-6 (a) 所示，反向恢复峰值电流和拖尾电流都减小了，实现了更加平缓的反向恢复波形。而图 1-6 (b) 则显示了反向恢复损耗和正向电压之间平衡关系的改善，与第 6 代 V 系列相比，相同的  $V_F$  条件下第 7 代 X 系列反向恢复损耗降低了约 30%。

一般而言，当模块开关时发生的电磁干扰 (EMI: Electro Magnetic Interference) 取决于电压斜率  $dv/dt$ 。将反向恢复波形变软的目的是通过降低  $dv/dt$  来改善 EMI。

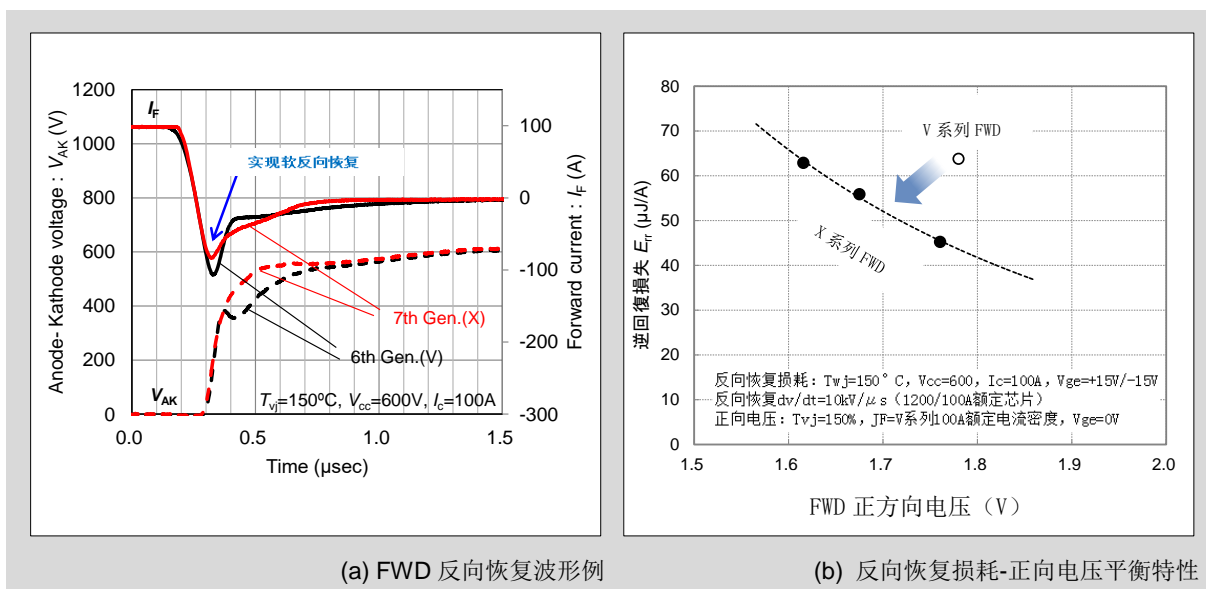


图 1-6 X 系列 FWD 特性改善

### 3. X 系列的封装技术特征

第 7 代 X 系列保证连续运行期间的结温  $T_{vjop}=175^{\circ}\text{C}$ 。为了实现这点，提高 IGBT 以及 FWD 芯片的效率和尺寸是必不可少的。但是另一方面，由于芯片小型化而增加的功率密度导致芯片温度的增加，因此可能降低器件的可靠性。在第 7 代 IGBT 模块中，通过优化模块结构以及新开发的高耐热和高可靠性封装解决了这个问题。

- 新材料的开发
  - 高散热陶瓷绝缘基板 → 散热性、可靠性提升
  - 高耐热硅凝胶 → 在  $175^{\circ}\text{C}$  时保证长期的绝缘性
  - 高强度焊锡 →  $\Delta T_{vj}$  功率循环耐量的提升
- 模块结构的优化
  - 绑定线直径/长度优化 →  $\Delta T_{vj}$  功率循环耐量提升

#### 3.1 高散热陶瓷绝缘基板开发

为了改善 IGBT 以及 FWD 芯片的散热性能，第 7 代 IGBT 模块减小了绝缘基板的热阻，因为陶瓷绝缘基板对芯片与散热片之间的热阻影响最大。低成本  $\text{Al}_2\text{O}_3$ （氧化铝）、具有高导热性和低热阻的  $\text{AlN}$ （氮化铝）等被广泛用作绝缘基板材料。为了对应近年来高输出、小型化的要求，具有低热阻的  $\text{AlN}$  绝缘基板的应用越来越广泛。然而，由于基板厚度大，常规的  $\text{AlN}$  绝缘基板具有高刚性。外壳温度（ $T_c$ ）升高时，施加于基板下焊锡的热应力将增加，从而降低可靠性。

如图 1-7 所示，第 7 代 X 系列模块，新开发的绝缘基板的  $\text{AlN}$  陶瓷层比以前系列更薄，并能确保高散热、低热阻和长期可靠性。通常来说，当  $\text{AlN}$  绝缘层变薄时，会担心陶瓷绝缘基板的绝缘强度和初始强度降低，但是通过优化陶瓷的烧结条件解决了这些问题。

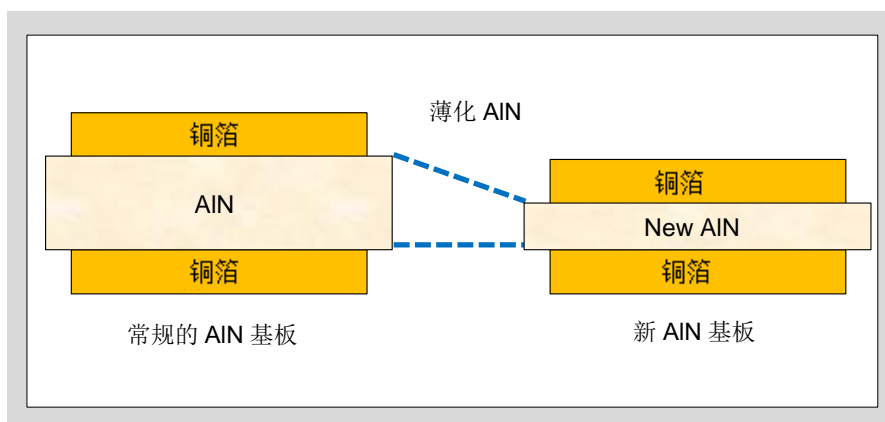


图 1-7 高散热 AlN 基板横截面构造比较

如图 1-8 显示了常规的  $\text{Al}_2\text{O}_3$  基板和新开发的高散热 AlN 绝缘基板的芯片-外壳之间热阻曲线。如图所示，高散热 AlN 绝缘基板比  $\text{Al}_2\text{O}_3$  基板的热阻降低了约 45%（相同芯片尺寸上进行比较）。对功率密度和芯片温度要求比较严格的产品，通过使用新 AlN 绝缘基板解决了温升和长期可靠性的问题，实现了模块的小型化和高温运行。

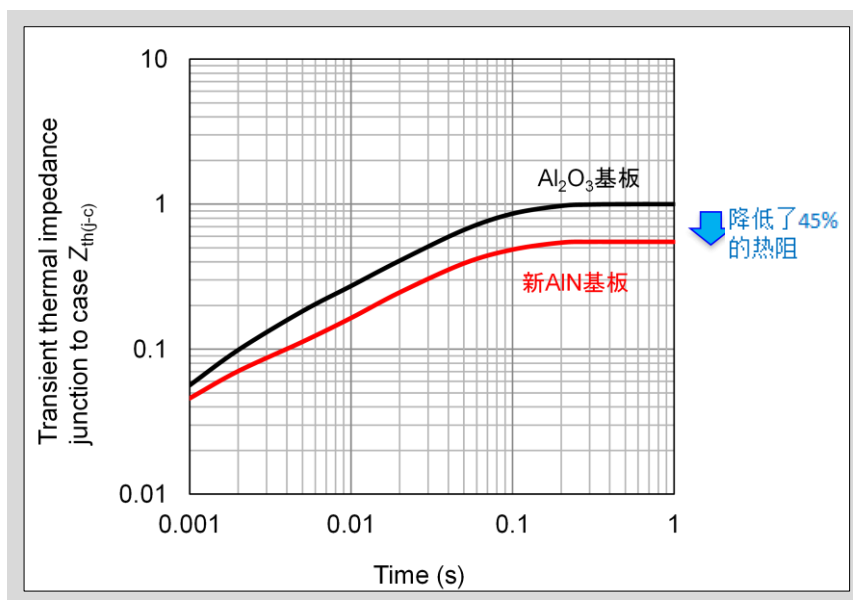


图 1-8  $\text{Al}_2\text{O}_3$  基板和高散热新 AlN 基板的热阻比较

### 3.2 高耐热硅凝胶的开发

第6代V系列的连续运行时的最大结温( $T_{vjop}$ )是150℃,第7代X系列可以保证连续最大结温是175℃。IGBT 模块另一个长期可靠性的问题是在高温条件下减缓模块内部硅凝胶的劣化。硅凝胶是用于确保IGBT 模块的绝缘耐压,通常硅凝胶会随着温度升高而发生固化,并且固化后的硅凝胶可能会产生裂缝,从而降低绝缘性能,因此无法保证在高温条件下连续运行。为了解决这个问题,开发了新高耐热的硅凝胶。这个高耐热硅凝胶,通过材料组成的优化,抑制了高温下的固化,经试验证实,即使在高温环境下的放置试验(215℃、2000小时)也没有出现裂纹。

图1-9显示了环境温度和硅凝胶使用寿命的关系。横轴是环境温度(数值越小,温度越高)、纵轴表示硅凝胶的寿命。在175℃下高耐热硅凝胶的使用寿命比传统的硅凝胶提高了5倍,并且与150℃下的传统的硅凝胶具有相同的使用寿命。因此,确保X系列模块在175℃的高温下绝缘性能可以与传统的产品在150℃条件下的绝缘性能具有相同的可靠性。

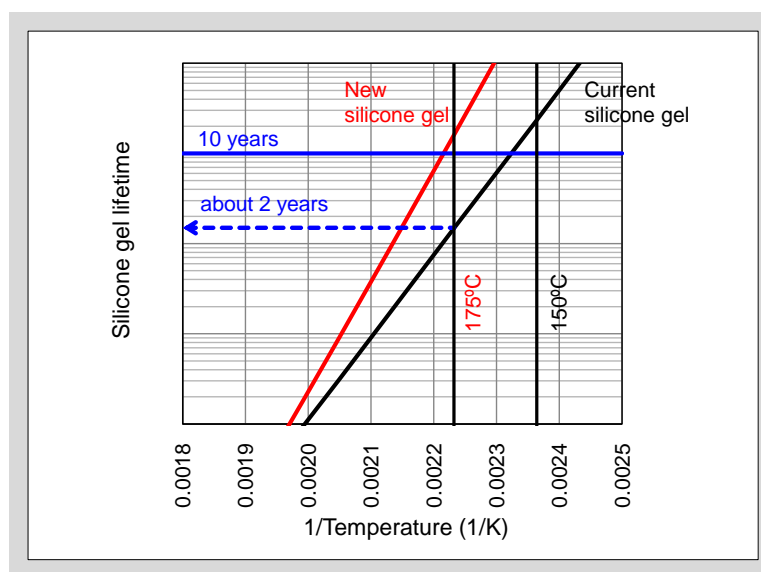


图 1-9 高耐热硅凝胶寿命和温度的关系

### 3.3 高强度焊锡的开发和绑定线直径/长度的优化

为了确保 IGBT 模块长期可靠性,有必要提高重复热应力的耐受能力( $\Delta T_{vj}$ 的功率循环耐量)。

图1-10是IGBT模块的剖面构造图。在IGBT模块中,将绝缘陶瓷基板焊接在铜基板上,并且将IGBT/FWD芯片焊接在陶瓷基板上面的铜箔。然后半导体芯片和铜箔通过铝绑定线连接构成回路。在电力变换装置运行期间,IGBT模块温度会升高,由于模块内的各种材料(铜、陶瓷、半导体芯片)的膨胀系数不同,所以在接合部位会产生机械应力。在半导体芯片的结温 $T_{vj}$ 反复上升下降的使用条件下,会重复施加热应力至芯片上方的绑定线和芯片下方焊接部分,导致劣化。 $T_{vj}$ 越高,劣化的进展速度越快。

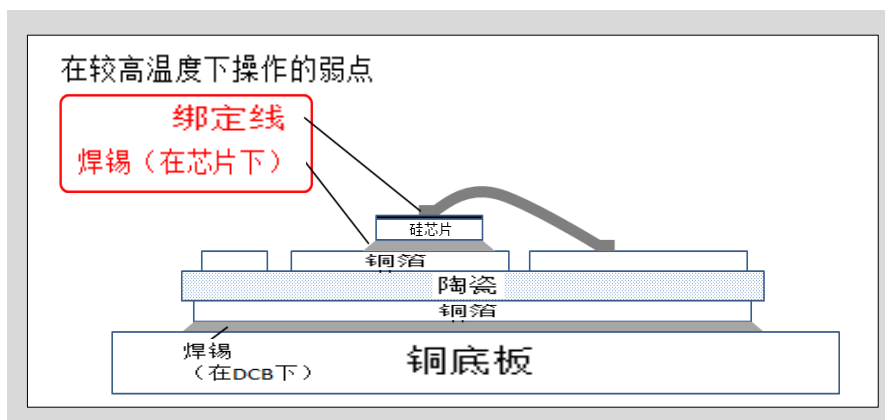


图 1-10 模块剖面构造图

第 7 代 X 系列对芯片上的绑定线在直径和长度方面进行了优化。这确保了在  $T_{vj}=175^{\circ}\text{C}$  条件下的连续工作也具有足够的功率循环耐量。此外，芯片下的焊接材料已被新开发的高强度焊锡所取代。

图 1-11 显示了第 7 代 IGBT 模块和第 6 代模块的  $\Delta T_{vj}$  功率循环寿命曲线。第 7 代的寿命比第 6 代多了 2 倍 ( $T_{vj,max}=150^{\circ}\text{C}$ 、 $\Delta T_{vj}=50^{\circ}\text{C}$ )。此外，第 7 代 X 系列模块在  $T_{vj,max}=175^{\circ}\text{C}$  时的功率循环耐量是等于或者高于第 6 代 V 系列  $T_{vj,max}=150^{\circ}\text{C}$  时的功率循环耐量，这也保证了在  $T_{vj}=175^{\circ}\text{C}$  的安全运行性和高可靠性。

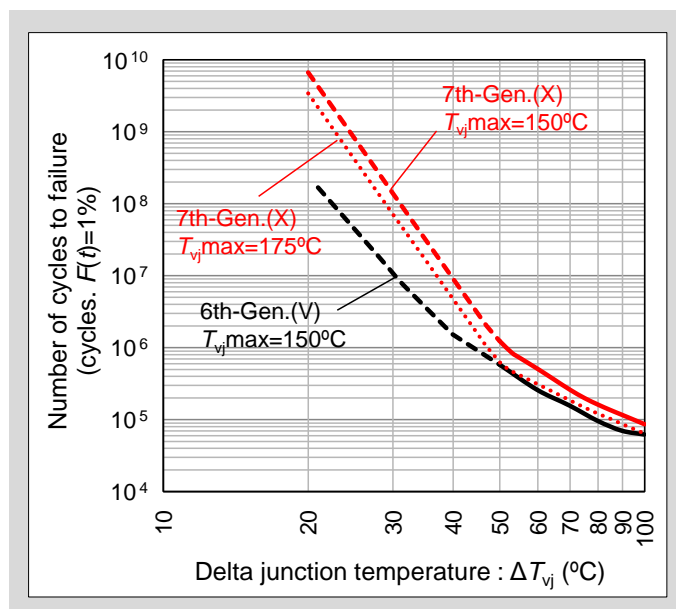


图 1-11  $\Delta T_{vj}$  功率循环耐量曲线

## 4. 额定电流等级提升和模块的小型化

如上所述，通过改进 IGBT 和 FWD 芯片，降低了第 7 代 X 系列模块的损耗，从而提供了更加便于用户使用的器件。此外，由于封装技术的革新，大大提高了散热性和可靠性。通过应用这些技术，IGBT 模块实现了更高效率，更小尺寸，更高功率密度以及高温下更高可靠性。

图 1-12 显示了第 6 代 V 系列和第 7 代 X 系列（1200V/75A）额定产品应用于变频器设备时 IGBT 模块的功率损耗和 IGBT 结温的比较（计算值）。如上所述，第 7 代 X 系列中，由于减小了 IGBT 和 FWD 的导通压降，从而降低了 IGBT 和 FWD 的导通损耗（ $P_{\text{sat}}$ 、 $P_{\text{f}}$ ）。此外，通过改善 IGBT 的开关特性来降低关断损耗（ $P_{\text{off}}$ ），改善 FWD 的反向恢复特性来降低 IGBT 开通损耗（ $P_{\text{on}}$ ）和 FWD 的反向恢复损耗（ $P_{\text{rr}}$ ）。因此，在第 7 代 X 系列中，变频器损耗降低约 10%。此外，通过降低损耗、优化高散热绝缘基板和封装技术，从而现实 IGBT 的结温也降低约 10%。

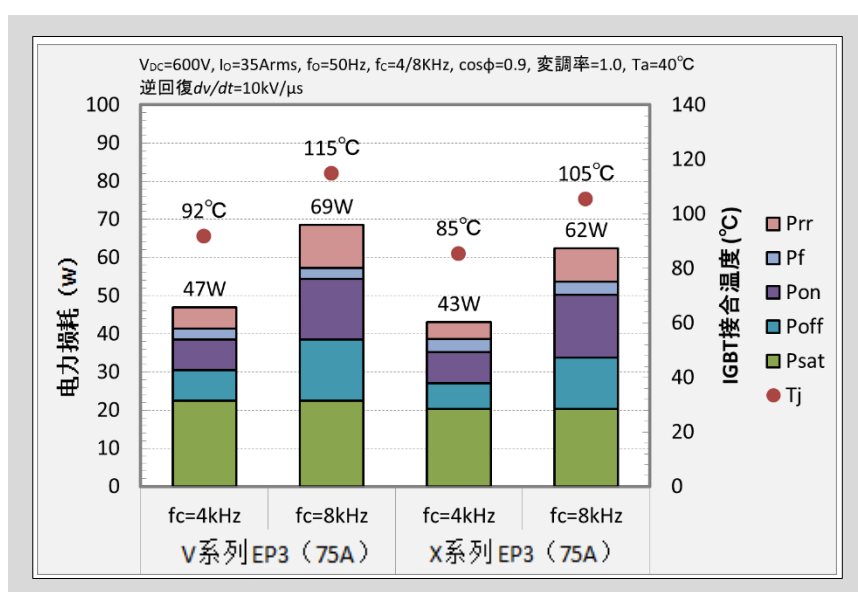


图 1-12 变频器装置的损耗和 IGBT 结温

此外，第 7 代 X 系列中，通过实现在高温下降低 IGBT 芯片的漏电流技术并应用新开发的高耐热硅凝胶技术，来保证在结温为 175°C 条件下的连续工作。如图 1-13 所示，由于变频器损耗降低和工作温度升高，与以前的第 6 代 V 系列相比，变频器的输出能力变大，相同尺寸的变频器的输出电流可增加约 35%。

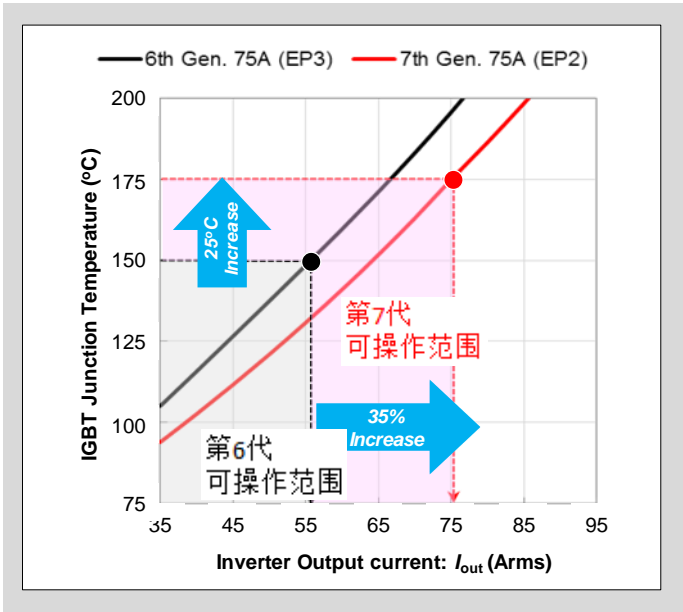


图 1-13 变频器输出电流和 IGBT 结温关系

此外，第 7 代 X 系列中，通过低损耗、高功率密度和高温工作，实现了用同一封装来提升电流额定值。比如，1200 系列的 EP2 封装中，第 6 代 V 系列的最大额定电流为 50A，而在第 7 代 X 系列中，最高额定电流扩大到 75A。该效果可以在不改变电力变换装置壳体尺寸的情况下增加输出功率（图 1-14）。

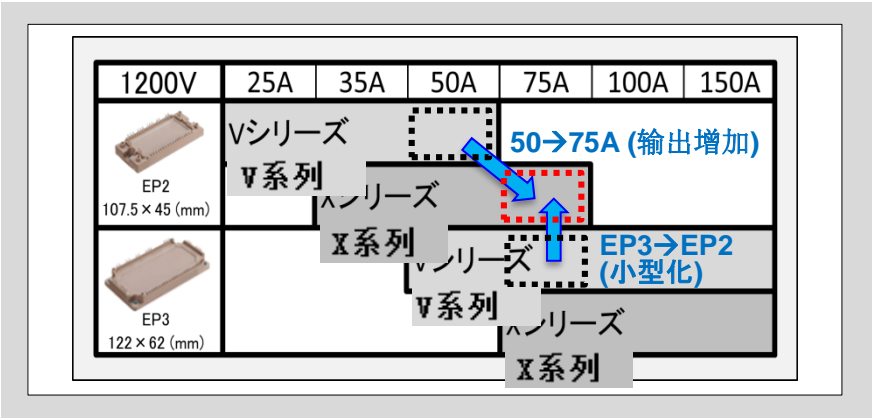
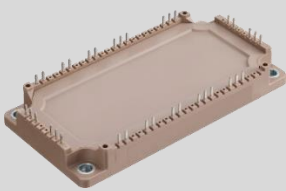
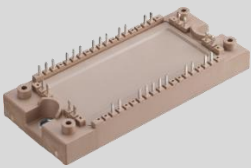


图 1-14 EP 系列(1200V 额定)

另一方面，扩大 IGBT 模块的额定电流，也有助于电力变换装置的小型化（图 1-14）。如表 1-14 所示，在第 6 代 V 系列模块中，额定 1200V/75A 的 IGBT 模块使用 EP3 封装（122mm x 62mm），但在第 7 代 X 系列中，可以将相同额定值的 IGBT 装入 EP2 封装（107.5mm x 45mm）。这样模块的封装面积（安装尺寸）就减少了 36%。



表 1-1

	第 6 代 V 系列	第 7 代 X 系列
封装外观	 EP3 封装	 EP2 封装
额定电压/额定电流	1200V/75A	1200V/75A
电流密度	100%	160%
封装面积	122mm x 62mm 7564mm <sup>2</sup> (100%)	107.5mm x 45mm 4836mm <sup>2</sup> (64%)
模块重量	310g (100%)	200g (65%)

如上所述，第 7 代 X 系列可以在相同的额定功率下降低模块尺寸，或者在相同封装尺寸下提高额定功率，这都是通过减少 IGBT 和 FWD 的损耗提高工作结温以及新的封装技术来实现的，通过减少系统尺寸和提高输出电流来实现更高效率、更低成本的电力变换装置。

## 5. 模块型号的说明

第 7 代 X 系列 IGBT 模块的产品型号名称以及命名规则，请参照表 1-2。

表 1-2 模块型号名称 例) 6MBI100XBA120-50

6	MB	I	100	X	B	A	120	-50
IGBT 开关数量	模块种类	内部构成	额定电流	IGBT 芯片世代	封装		额定电压	其他
	MB: IGBT 模块	I: 标准模块	$I_C \times 1$ (A)	X: X series (7 <sup>th</sup> Gen.)			$V_{CES}$ x1/10 (V)	< 50: RoHS 不满足
		R: 功率集成模块 (PIM)						≥ 50: RoHS 满足
		P: 智能功率模块 (IPM)						

## 6. 术语和符号

X 系列 IGBT 模块的数据表以及应用手册中使用最大额定/电气特性的术语和符号，可能与第 6 代 V 系列或者更早版本有所不同。表 1-3 列出了 X 系列和 V 系列以前主要的术语和符号，与第 6 代 V 系列或更老的产品相比时，请使用此表作为参考。基本上符合 IEC 标准（IEC60747），但某些产品可能与 V 系列具有相同的符号。

表 1-3 术语和符号

V 系列以前		X 系列	
术语	符号	术语	符号
集电极电流 Collector current	$I_c$	集电极电流 collector current	$I_c$
	$I_c$ pulse	重复峰值集电极电流 Repetitive peak collector current	$I_{CRM}$
	$-I_c$	FWD 正向电流 Forward current	$I_F$
	$-I_c$ pulse	FWD 重复峰值正向电流 Repetitive peak forward current	$I_{FRM}$
最大损耗 Collector Power dissipation	$P_c$	最大损耗 Total Power dissipation	$P_{tot}$
结温 Junction temperature	$T_j$	结温 Virtual junction operating temperature	$T_{vj}$
连续运行时的结温 Junction temperature (Switching condition)	$T_{jop}$	连续运行时的结温 Operating virtual junction temperature	$T_{vjop}$
绝缘强度 Isolation voltage	$V_{iso}$	绝缘强度 Isolation voltage	$V_{isol}$
安装力矩 Screw torque	-	散热器安装力矩	$M_s$
		端子安装力矩	$M_t$
热阻（外壳-散热器） Thermal resistance (case to heat sink)	$R_{th(c-f)}$	热阻（外壳-散热器） Thermal resistance (case to heat sink)	$R_{th(c-s)}$
		IGBT 热阻（外壳-散热器） Thermal resistance (case to heat sink per IGBT)	$R_{th(c-s)I}$
		FWD 热阻（外壳-散热器） Thermal resistance (case to heat sink per FWD)	$R_{th(c-s)D}$

## 第二章 使用注意事项

1. 最大结温 $T_{vj}$ , $T_{vjop}$	2-2
2. 短路（过流）保护	2-2
3. 过压保护和安全工作区	2-3
4. 并联连接	2-9
5. 安装指导	2-10

第 7 代 X 系列 IGBT 模块继承了与第五代 U 系列和第六代 V 系列中使用的场截止 (FS) 技术和沟槽栅结构。此外,更薄的晶圆和改善后的沟槽结构让模块整体性能得到了提升。

这章内容阐释了如何使用第 7 代 X 系列 IGBT 模块。

## 1. 最大结温 $T_{vj}$ , $T_{vjop}$

由于第 7 代 X 系列 IGBT 模块在连续工作时的最大结温  $T_{vjop}$  为  $175^{\circ}\text{C}$ , 因此请确认工作条件, 使其在连续工作时低于此温度。超过此温度使用可能会导致产品寿命缩短, 例如功率循环耐量不足。

## 2. 短路 (过流) 保护

当短路发生时, IGBT 的集电极电流  $I_c$  会增加。如果  $I_c$  升高到了一个特定值, 那么集电极和发射极之间的电压 ( $V_{CE}$ ) 会急速上升。由于此特性, 虽然集电极电流在短路期间会被抑制在一个特定的大小, 但因为高电压和大电流同时施加在 IGBT 上, 必须尽可能在短时间内解除这种短路状态。

如图 2-1 所示为 650V 和 1200V 的 X 系列模块施加电压  $V_{CC}$  和短路耐量 (短路时间) 之间的关系。请根据实际的工作条件和需求来确定短路检测时间和保护触发时间以防止超出承受能力范围。

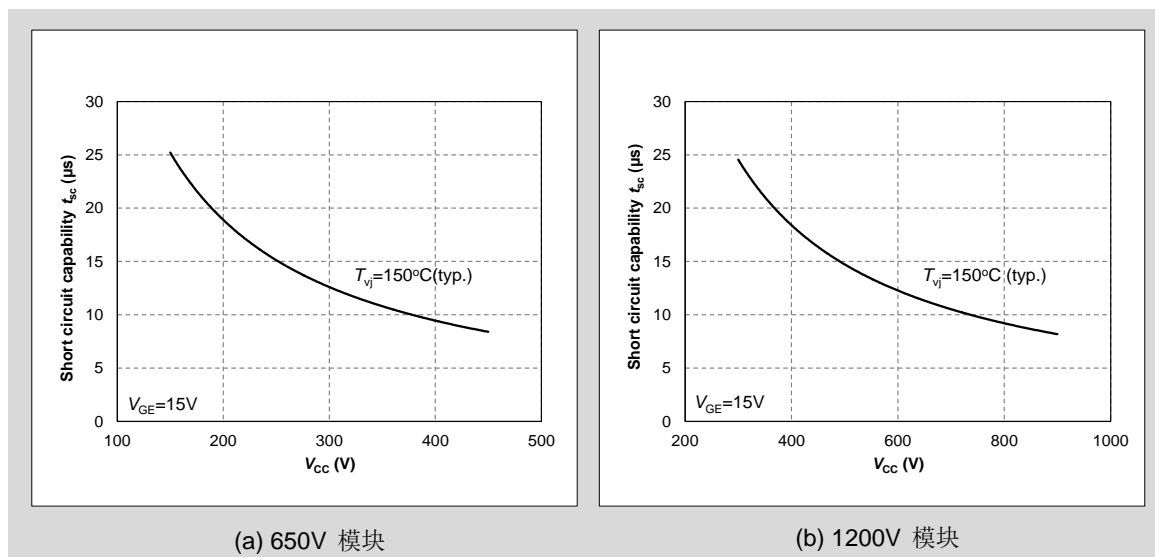


图 2-1. X 系列 IGBT 模块的短路能力对电压  $V_{CC}$  的关系 ( $V_{GE}=15\text{V}$ )

## 3. 过压保护和安全工作区

### 3.1 过压保护

由于 IGBT 的开关速度很快, 当 IGBT 关断和 IGBT 开通/FWD 反向恢复时会产生很高的  $di/dt$ 。高  $di/dt$  会通过外部连线的杂散电感造成很高的浪涌电压。如果浪涌电压超过了模块的最大电压等级, 则会导致模块的损坏。有几种抑制高浪涌电压的方法, 例如增加吸收电路, 调整门极电阻  $R_g$ , 或者减少主回路电感。

如图 2-2 所示为关断和反向恢复的示意图，以及对于浪涌电压的定义。在 IGBT 关断的时候集电极和发射极之间产生的浪涌电压定义为  $V_{CEP}$ 。而  $V_{AKP}$  则定义为当 FWD 反向恢复时在二极管阳极和阴极之间产生的浪涌电压。

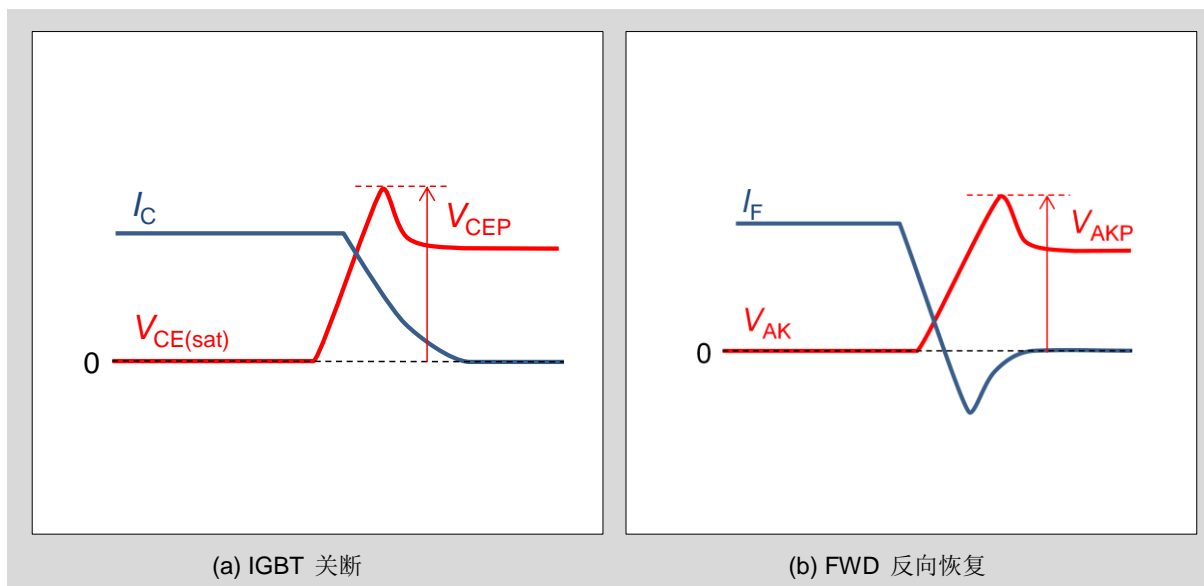


图 2-2 浪涌电压波形示意图

浪涌电压特性通过以下两个模块的例子来说明：7MBR100XRA065-50 (650V/100A)X 系列和 7MBR100XNA120-50 (1200V/100A) X 系列。

如图 2-3 所示为当 IGBT 关断时主回路杂散电感  $L_s$  和浪涌电压  $V_{CEP}$  关系的一个例子。很明显，浪涌电压  $V_{CEP}$  随着杂散电感  $L_s$  的增大而升高。由于这个关系，主回路的杂散电感必须设计的尽可能的低。富士推荐使用叠层母排来降低外部杂散电感值。

如图 2-4 所示为印加电压  $V_{CC}$  与浪涌电压  $V_{AKP}$  和  $V_{CEP}$  关系的一个例子。我们可以清楚地发现，当升高  $V_{CC}$  时， $V_{CEP}$  和  $V_{AKP}$  也会随之升高。

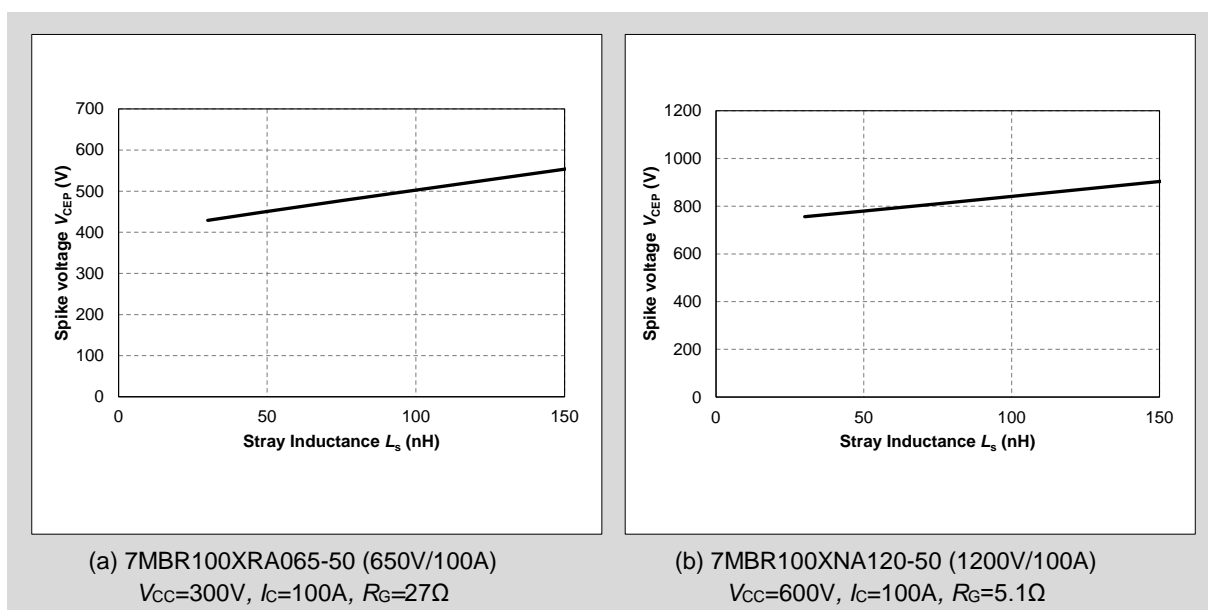


图 2-3 杂散电感  $L_s$  与 IGBT 关断浪涌电压  $V_{CEP}$  关系示例

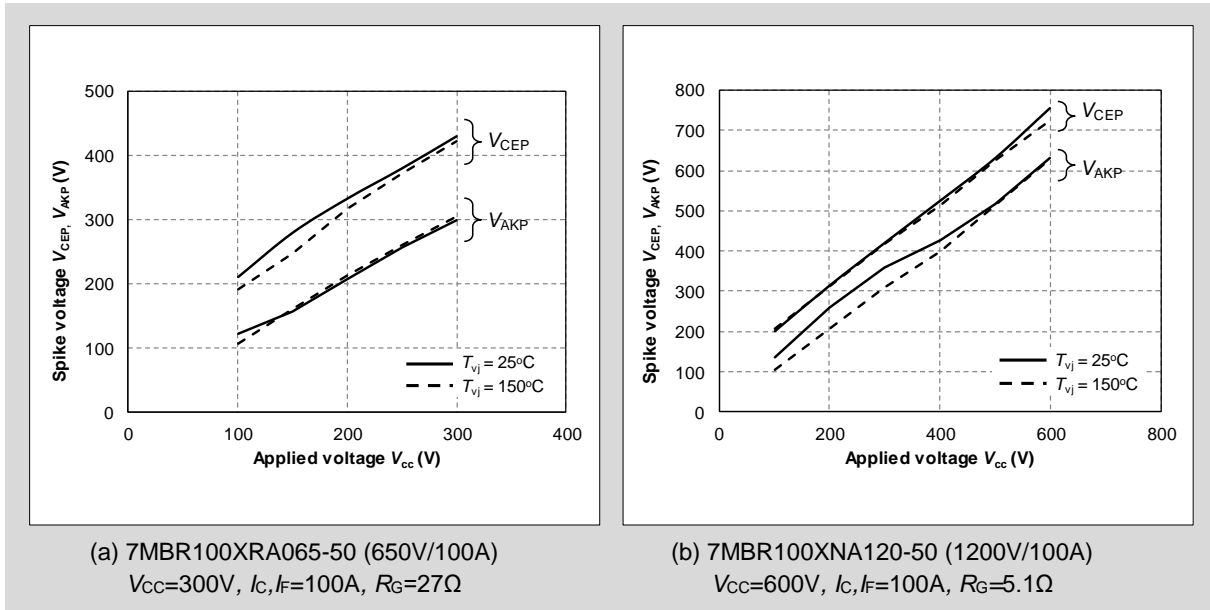


图 2-4 IGBT 关断和 FWD 反向恢复时电压  $V_{CC}$  和浪涌电压  $V_{AKP}$  和  $V_{CEP}$  的关系示例

图 2-5 分别展示了集电极电流  $I_C$  与浪涌电压  $V_{CEP}$  的关系和二极正向导通电流  $I_F$  与 二极管反向恢复浪涌电压  $V_{AKP}$  之间的关系。 $V_{CEP}$  随着  $I_C$  的升高而升高。相反,  $V_{AKP}$  则在  $I_F$  值较小时变得更大。当电流小于额定电流十分之一时  $V_{AKP}$  达到最大。因此在设计阶段非常有必要评估和考虑实际工作电流引起的浪涌电压的影响。

图 2-6 所示为门极电阻  $R_G$  和反向恢复浪涌电压  $V_{AKP}$  之间的关系。每一个小图中有两条曲线。其中一条曲线代表电流为额定 100A; 另一条代表电流为十分之一额定电流等级, 即 10A 时的情况。需要强调的是  $V_{AKP}$  随着  $R_G$  和  $I_F$  的减小而增大。

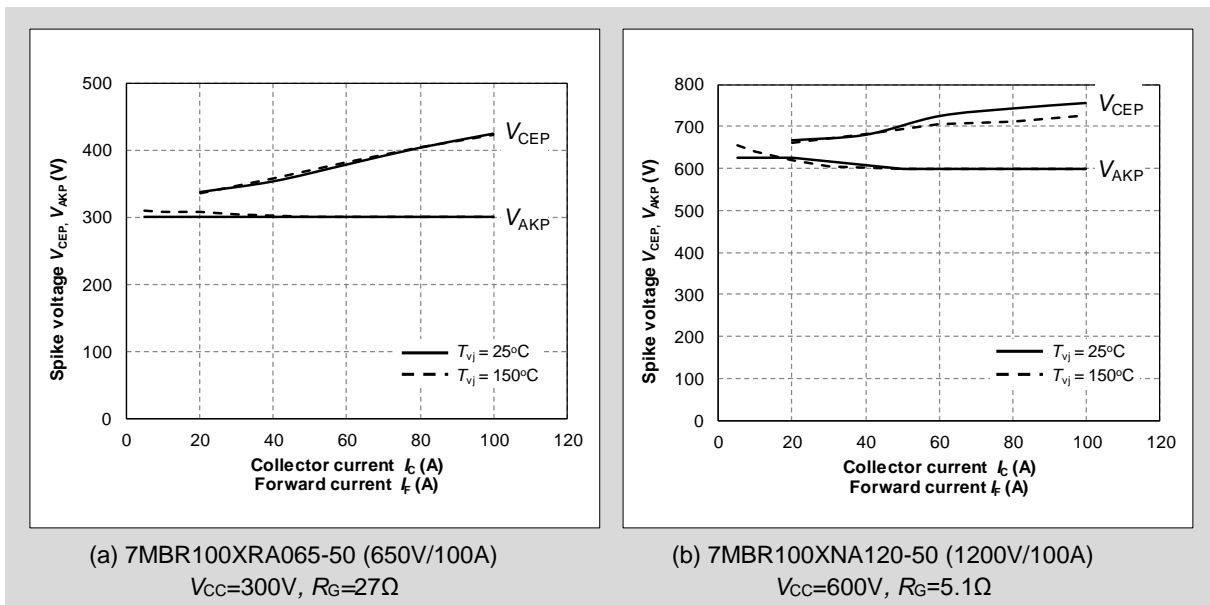


图 2-5 集电极电流  $I_C$  与浪涌电压  $V_{CEP}$  的关系和二极正向导通电流  $I_F$  与 二极管反向恢复浪涌电压  $V_{AKP}$  之间关系示例

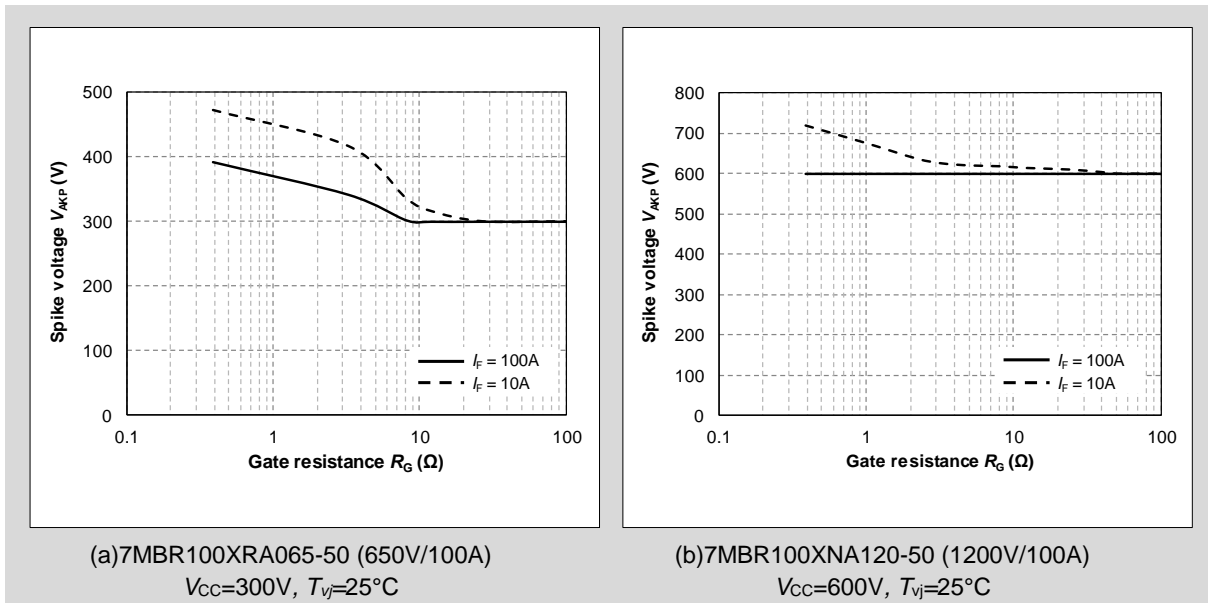


图 2-6 门极电阻  $R_G$  和反向恢复浪涌电压  $V_{AKP}$  之间的关系示例。

由上可知，IGBT 模块浪涌电压的值根据所使用的驱动条件、主回路杂散电感和开关条件得不同而发生很大的变化。除此之外，外围电路如吸收电路、电容值和门极驱动能力也会对浪涌电压值产生一定影响。

当使用 IGBT 模块时，请确保使用 IGBT 的各种设备，例如逆变系统，其在所有运行条件下浪涌电压值均不超过反偏安全工作区（RBSOA）。若浪涌电压超过了保证的 RBSOA 范围，请采取措施如更换门极电阻，降低杂散电感或增加一个吸收电路。除此之外，为了优化驱动条件，开通和关断可以使用不同阻值的门极电阻。

### 3.2 关断时门极电阻对浪涌电压的影响

为了设计适当的过压保护，需要了解门极电阻和浪涌电压之间的关系。图 2-7 所示为 X 系列 1200V 模块的门极电阻  $R_G$  和关断浪涌电压  $V_{CEP}$  的关系。

请注意第四代 IGBT 模块（S 系列）甚至更老的模块会表现出不同的关系。为了抑制浪涌电压，通常增加门极电阻是个合适的对策。

现在，因为从第五代（U 系列）开始载流子注入效率已经得到改善，因此  $R_G$  和浪涌电压的关系也发生了改变。

由于这个变化，第 7 代 IGBT 模块与较老的世代不同的是，增加门极电阻可能会导致更高的浪涌电压。因此，在设计阶段请谨慎选择合适的门极电阻值以匹配 IGBT 模块应用中的实际要求和参数。

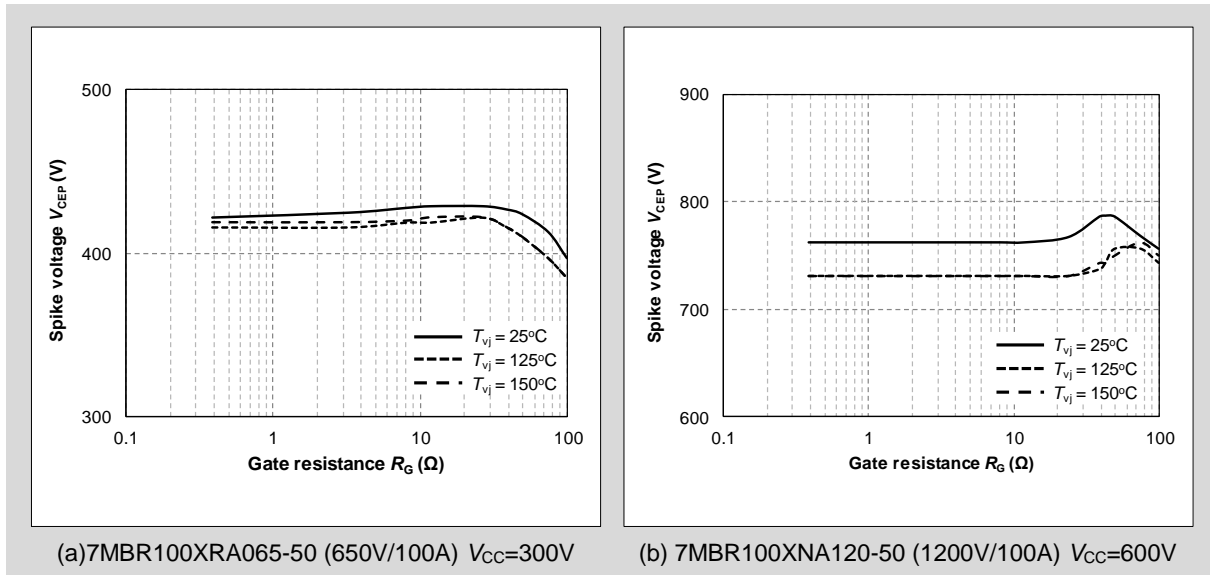


图 2-7 门极电阻  $R_G$  值和关断浪涌电压  $V_{CEP}$  的关系示例

参考文献

- 1) Y. Onozawa et al., "Investigation of carrier streaming effect for the low spike fast IGBT turn-off", Proc. ISPSD, pp. 173-176, 2006.

### 3.3 短路条件下的过压保护

当短路发生时, IGBT 的集电极电流  $I_c$  迅速升高。这种情况下相比于正常关断过程关断能量很高。因此, 针对短路条件定义了非重复脉冲条件下额外的 RBSOA (反偏安全工作区)。

如图 2-8 所示为第 7 代 X 系列 650V 和 1200V 模块的 RBSOA (重复脉冲) 和 RBSOA (非重复脉冲)。短路情况下  $V_{CE}-I_c$  轨迹曲线必须在 RBSOA (非重复脉冲) 范围内直到被关断。除非有特定说明, 否则 RBSOA 中的电压  $V_{CE}$  是从模块主端子处测得的电压。

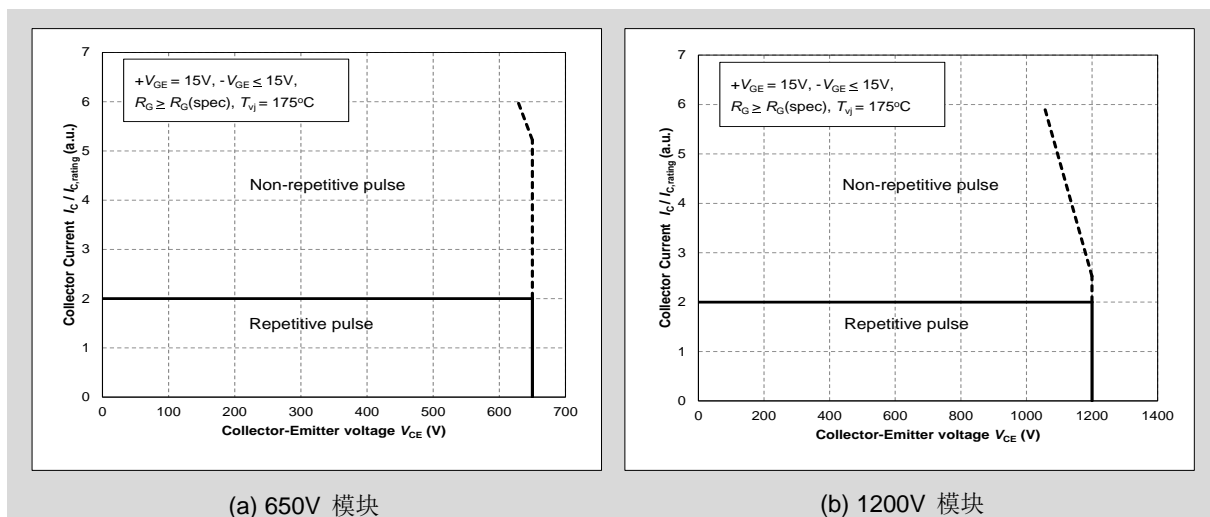


图 2-8 IGBT 的 RBSOA



### 3.4 FWD 的安全工作区

在设计阶段，FWD 的 SOA（安全工作区）——类似于 IGBT 的 RBSOA——需要被谨慎考虑。如图 2-9 所示，FWD 的 SOA 是被反向恢复时的最大功率（ $P_{max}$ ）所限制的区域。最大功率即电流  $I_F$  和电压  $V_{AK}$  的乘积。因此，必须要确保  $V_{AK} - I_F$  轨迹曲线一直在 SOA 的范围之内。除非有特定说明，否则 SOA 中的电压  $V_{AK}$  是从模块主端子处测得的电压。

如图 2-9 所示为 2MBI600XNE120-50 (600A/1200V) 模块 FWD 的 SOA。在这个例子中  $P_{max}$  为 420kW。

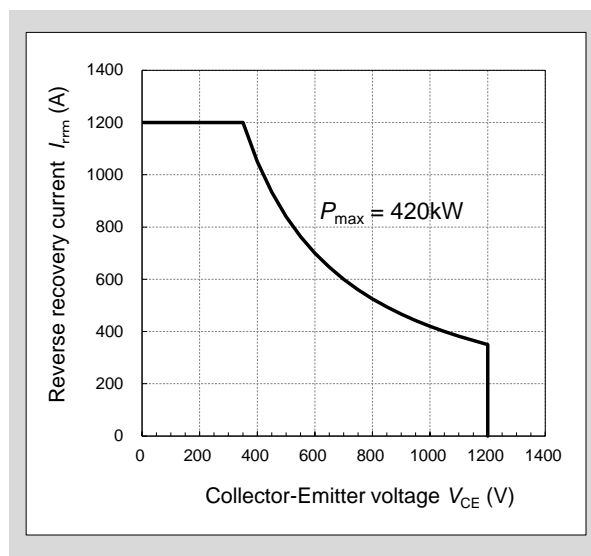


图 2-9 FWD 安全工作区示例

如图 2-10 (a) 所示为反向恢复波形，图 2-10 (b) 所示为 FWD 的 SOA 并且包括了由图 2-10 (a) 所得的反向恢复波形  $V_{AK}-I_F$  轨迹曲线。图中蓝色的线是使用了吸收电路的  $V_{AK}-I_F$  曲线，曲线在 SOA 范围内所以不会导致任何问题。同一图中的红色曲线代表了超过了 FWD 的 SOA 的  $V_{AK}-I_F$  曲线。因此，使用这个电路可能会导致 FWD 损坏。所以，一定要采取合适的措施使得轨迹曲线维持在 SOA 的范围内。例如给 IGBT 使用更大的门极电阻可以达到这个效果。

门极驱动条件的设计和选择，必须使得  $V_{AK}-I_F$  轨迹曲线在所有工作条件下都不会超出 FWD 的 SOA 范围。

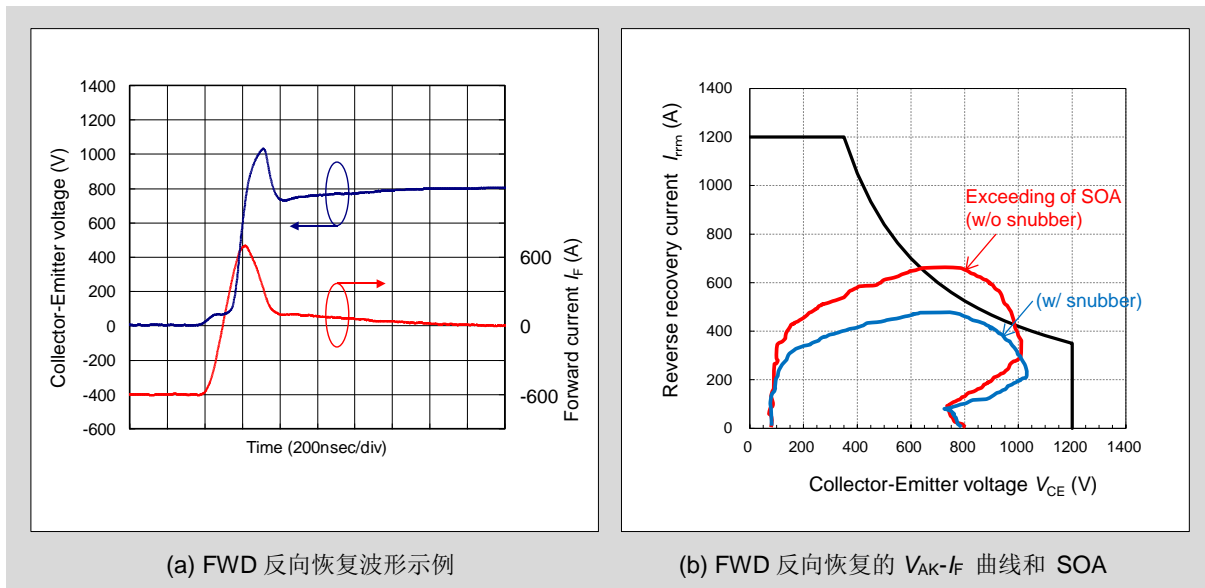


图 2-10 反向恢复波形 和 FWD 反向恢复的  $V_{AK}-I_F$  曲线

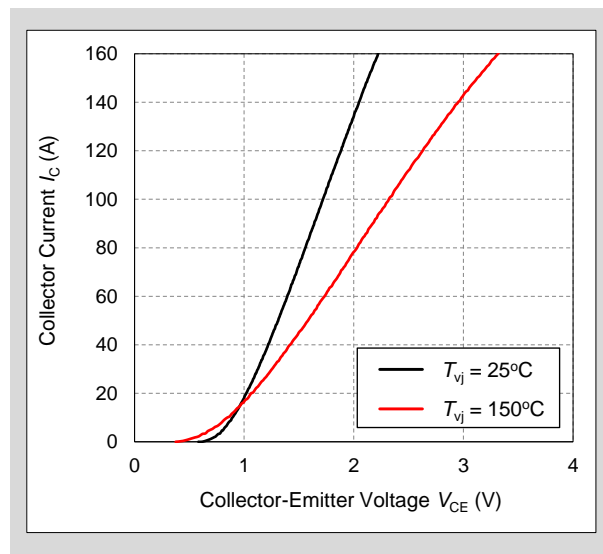


图 2-11  $T_{vj}$  (1200V/100A) 和 IGBT 输出特性的关系

## 4. 并联连接

IGBT 模块可以并联连接以提高电流能力。本节阐释了 X 系列 IGBT 模块需要并联连接时所要考虑的参数。

### 4.1 输出特性的结温依存性和电流不均

输出特性的结温 ( $T_{vj}$ ) 依存性显著影响着并联模块的电流不均性。如图 2-11 所示为第 7 代 X 系列 IGBT 模块的典型输出特性 ( $V_{CE(sat)}$ - $I_c$  关系)。图中可以看出 X 系列模块有着正温度关系特性, 意味着  $T_{vj}$  的升高会导致更大的  $V_{CE(sat)}$  值。由于有着正温度关系特性, 电流不均会被自动调整, 这是因为  $T_{vj}$  升高时电流  $I_c$  会减小。

因为输出特性图 2-11 具有正温度关系, X 系列模块具有合适的并联特性。根据以往的数据来看, 富士电机从第四代 IGBT (S 系列) 开始就实现了正温度关系特性。

### 4.2 $V_{CE(sat)}$ 偏差和电流不均率

IGBT 并联模块之间的电流分配比率叫做电流不均率  $\alpha$ 。这个比率是由 IGBT 自身的  $V_{CE(sat)}$  和输出特性的温度依存性决定的。

如图 2-12 所示为两个并联 IGBT 模块之间的电流不均率和  $V_{CE(sat)}$  之差  $\Delta V_{CE(sat)}$  之间的关系。电流不均率由式 2-1 所得, 其中  $I_{c1}$  是流过两个并联模块中  $V_{CE(sat)}$  较小的 IGBT 电流值,  $I_{c(ave)}$  ( $=I_{c1}/2+I_{c2}/2$ ) 是两并联模块的平均电流。

如图 2-12 所示,  $\Delta V_{CE(sat)}$  变大会导致更大的电流不均率  $\alpha$ 。因此, 模块的并联连接要求模块之间  $V_{CE(sat)}$  的差异尽可能的小。

$$\alpha = \left( \frac{I_{c1}}{I_{c(ave)}} - 1 \right) \times 100 \quad \dots\dots\dots \text{式 2-1}$$

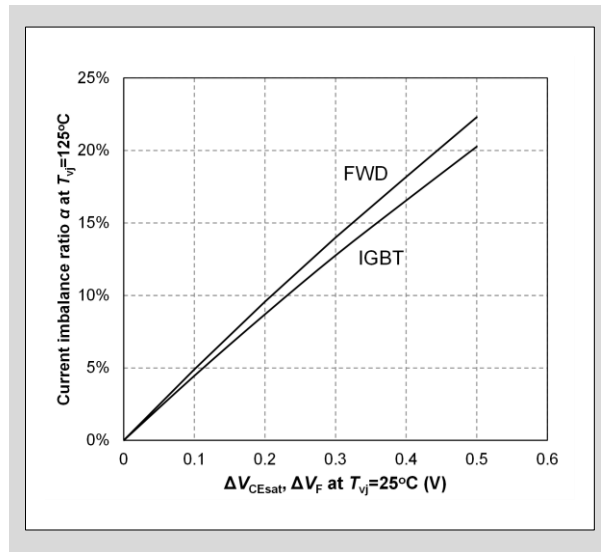


图 2-12  $V_{CE(sat)}$  和  $V_F$  的差异和电流不均率 (1200V)

## 5. 安装指导

请参考 WEB 网页（网页链接在下方）并下载相关的 X 系列模块封装的推荐安装指导

Fuji Electric Power Semiconductor - Design Support

<http://www.fujielectric.com/products/semiconductor/model/igbt/mounting/index.html>