

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°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。

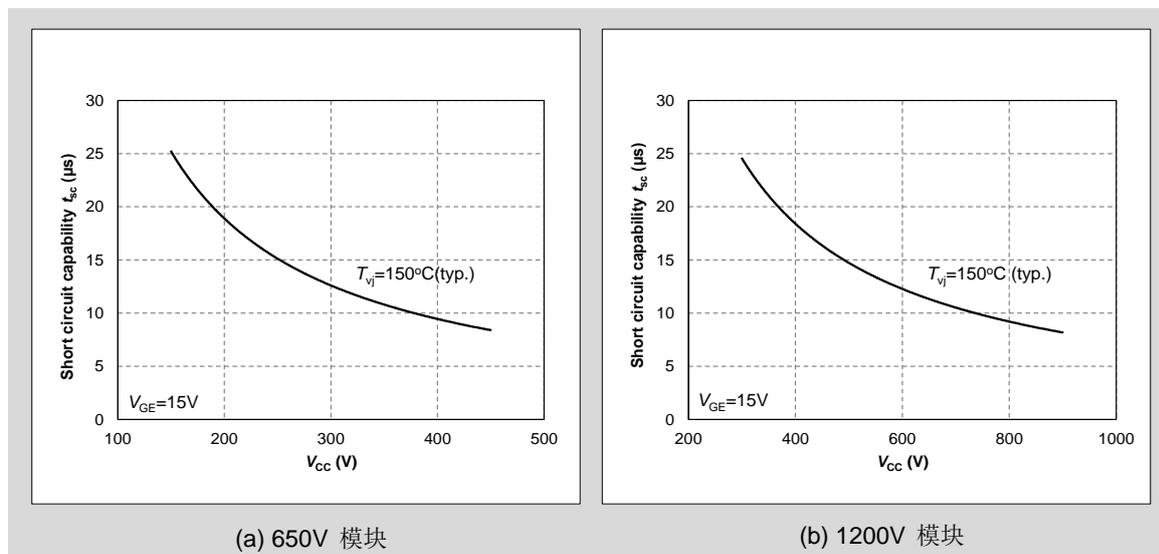


图 2-1. X 系列 IGBT 模块的短路能力对电压 V_{CC} 的关系 ($V_{GE}=15\text{V}$)

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。

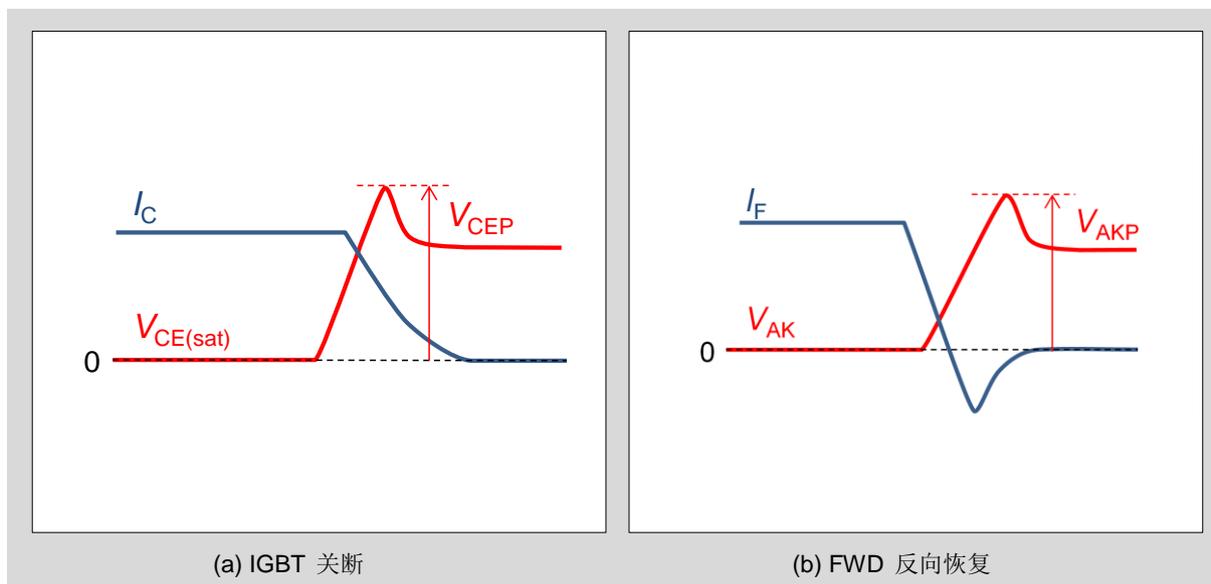


图 2-2 浪涌电压波形示意图

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。

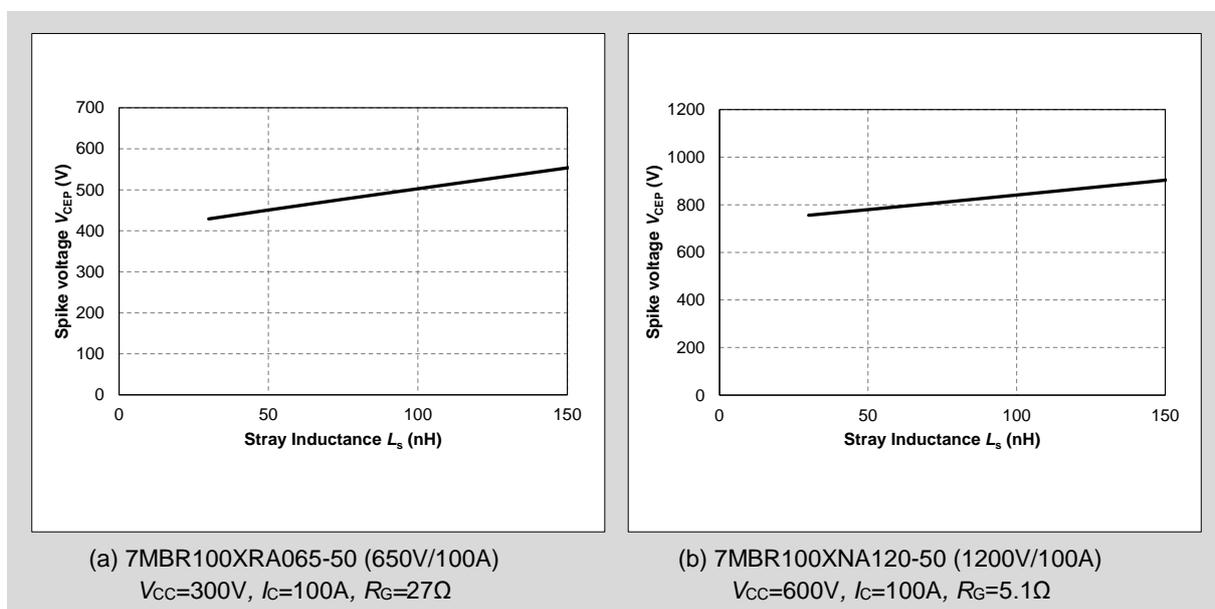


图 2-3 杂散电感 L_s 与 IGBT 关断浪涌电压 V_{CEP} 关系示例

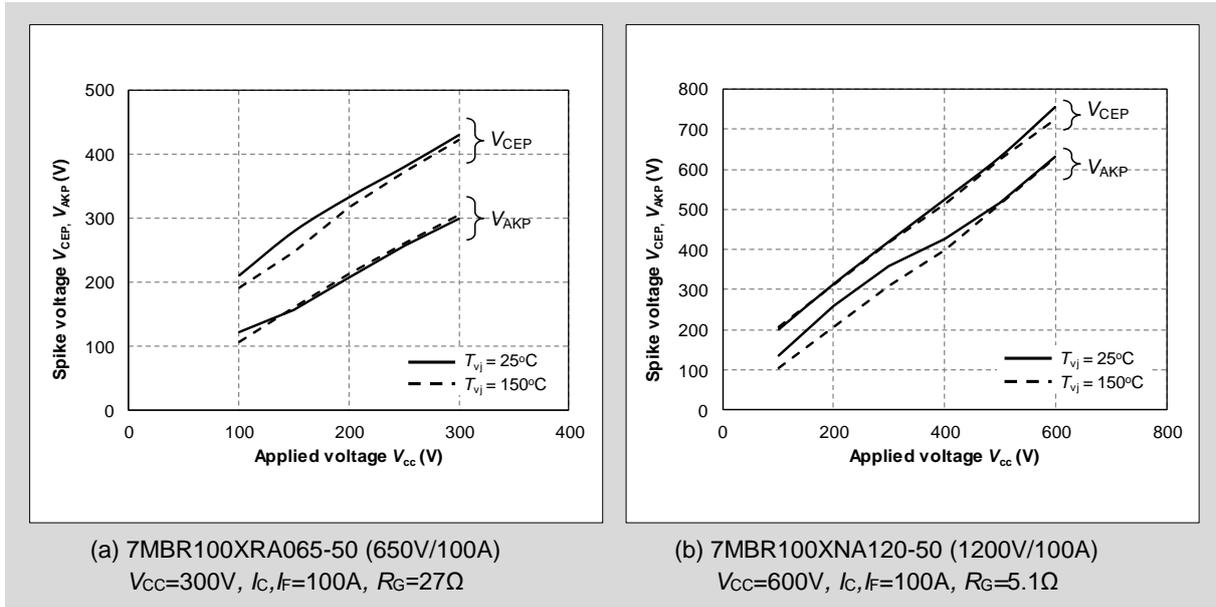


图 2-4 IGBT 关断和 FWD 反向恢复时电压 V_{CC} 和浪涌电压 V_{AKP} 和 V_{CEP} 的关系示例

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。

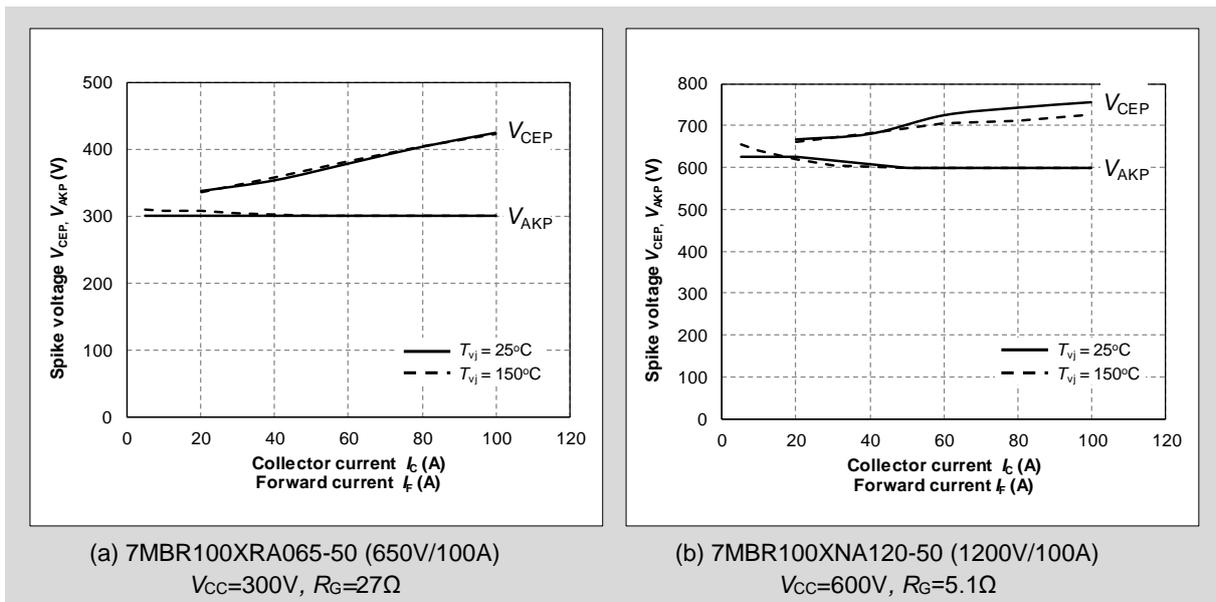


图 2-5 集电极电流 I_C 与浪涌电压 V_{CEP} 的关系和二极正向导通电流 I_F 与 二极管反向恢复浪涌电压 V_{AKP} 之间关系示例

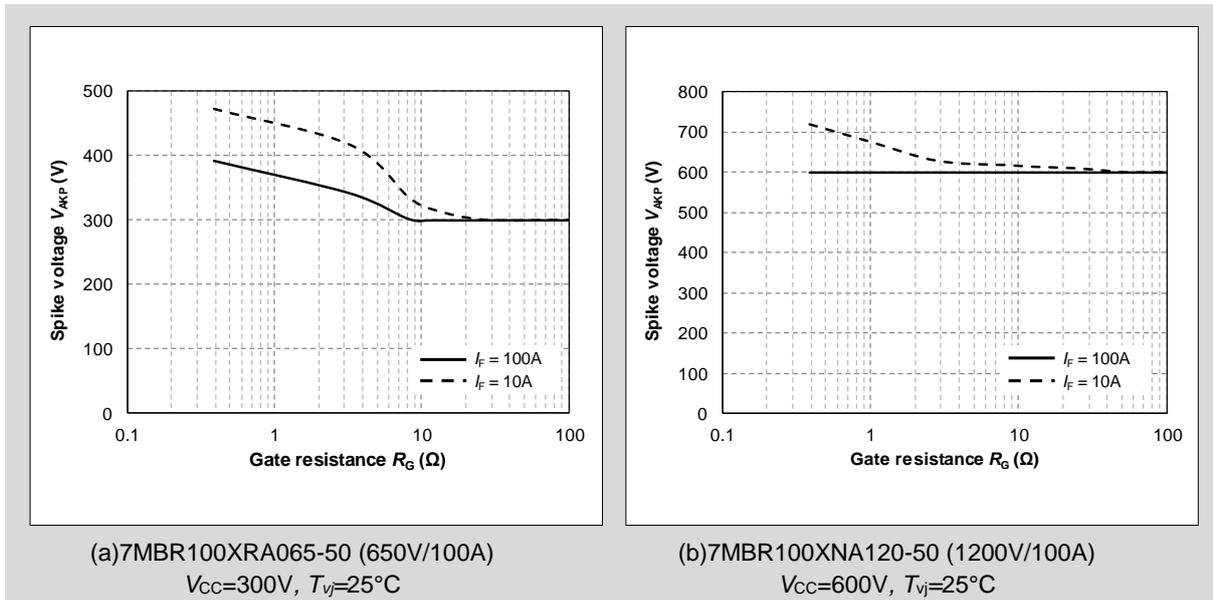


图 2-6 门极电阻 R_G 和反向恢复浪涌电压 V_{AKP} 之间的关系示例。

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。

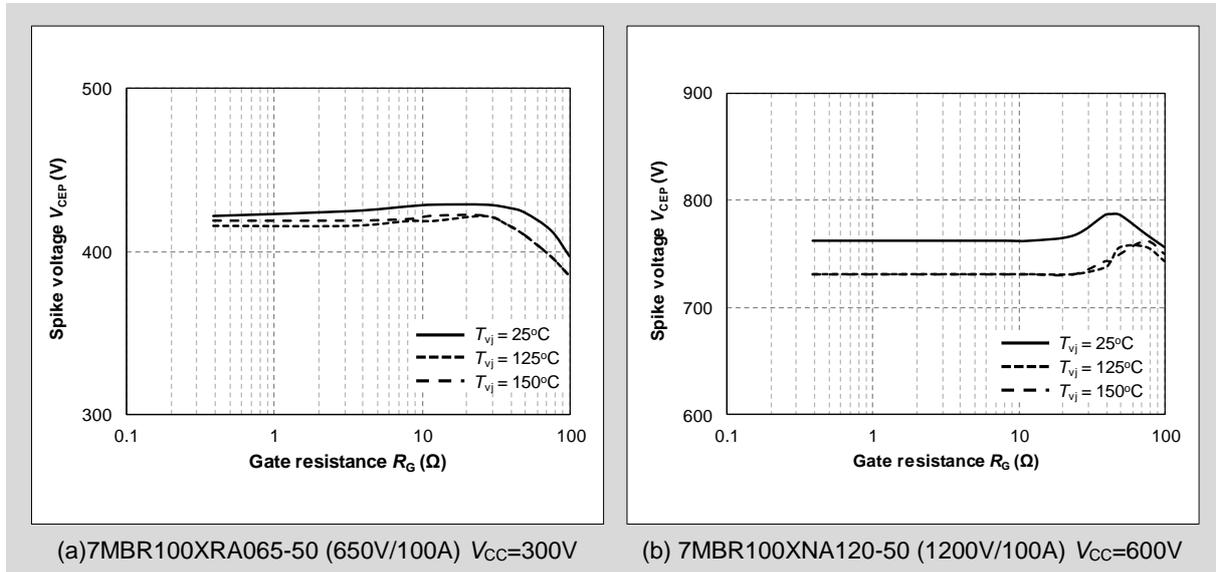


图 2-7 门极电阻 R_G 值和关断浪涌电压 V_{CEP} 的关系示例

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。

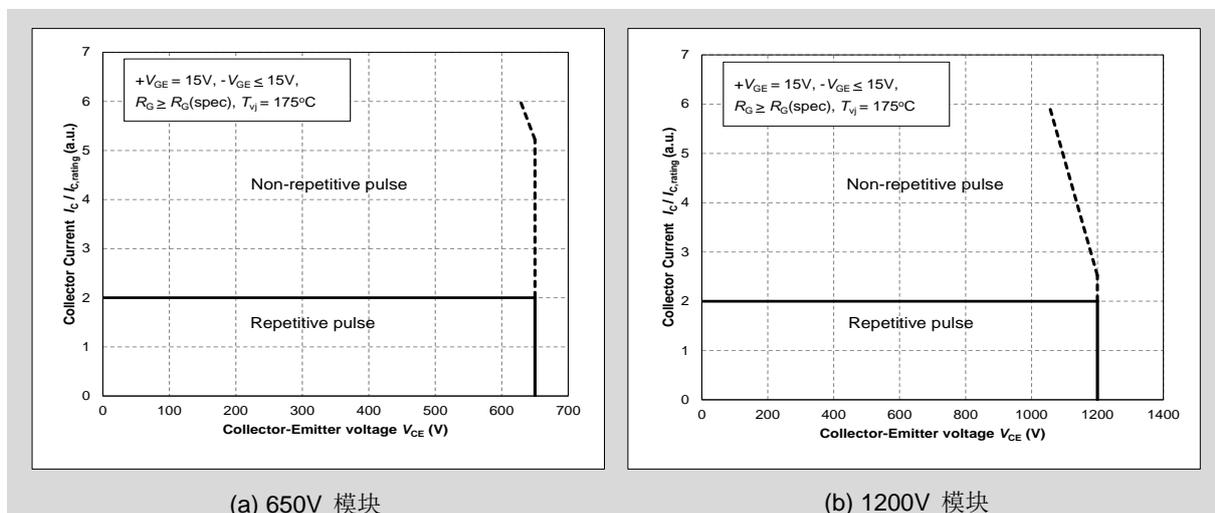


图 2-8 IGBT 的 RBSOA

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。

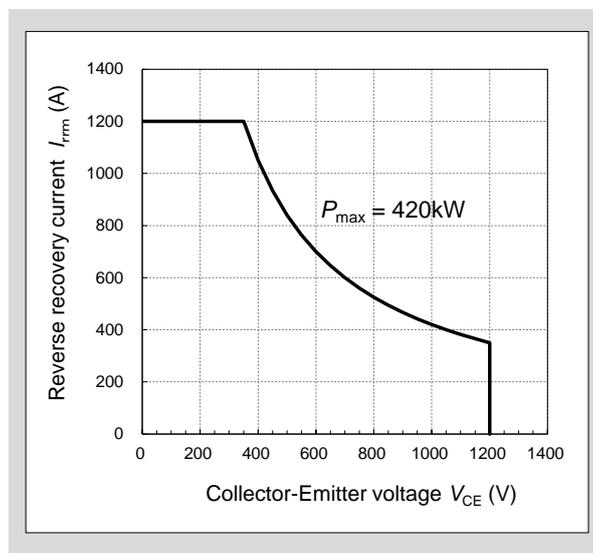


图 2-9 FWD 安全工作区示例

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。

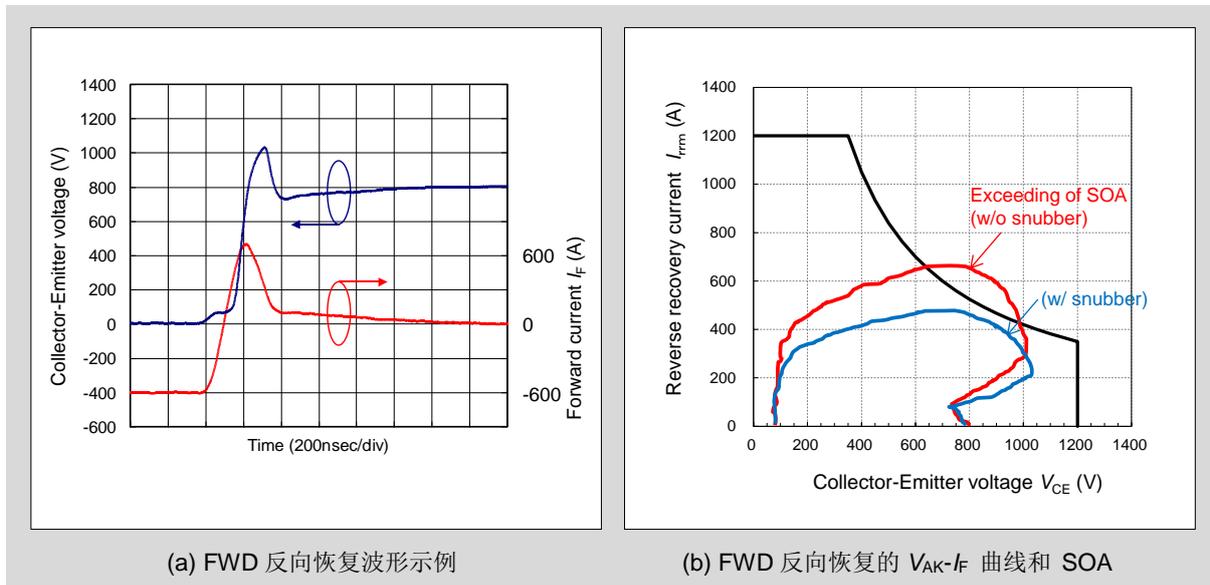


图 2-10 反向恢复波形 和 FWD 反向恢复的 $V_{AK}-I_F$ 曲线

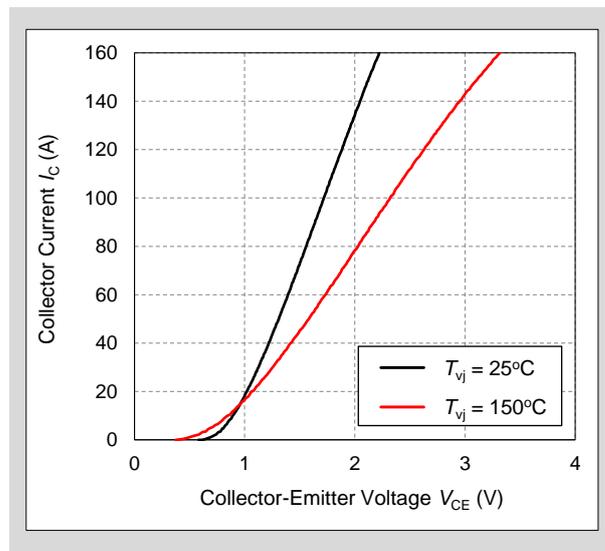


图 2-11 T_{vj} (1200V/100A) 和 IGBT 输出特性的关系

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 α 。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 α 。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。

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

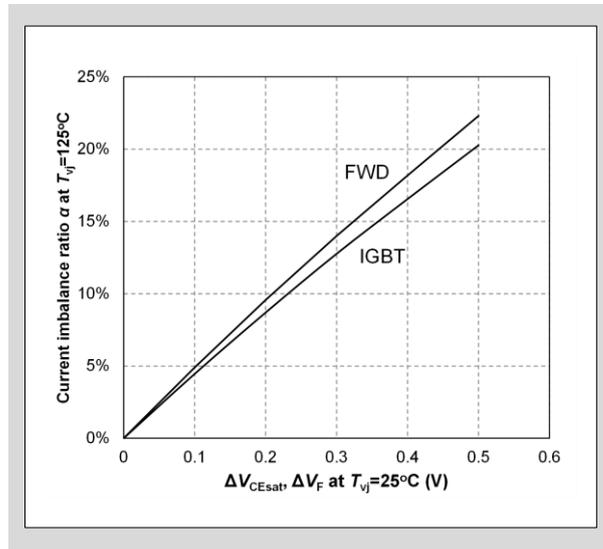


图 2-12 $V_{CE(sat)}$ 和 V_F 的差异和电流不均率 (1200V)

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>