



# 应用手册

## RB-IGBT 三电平模块

版本 1.3

## 目录

1. 简介.....	3
2. T型 IGBT 模块的基本介绍.....	4
3. RB-IGBT 的特性.....	6
4. RB-IGBT 内部漏电流.....	8
5. 开关时间.....	11
6. 死区时间.....	13
7. 开关模式.....	14
8. 反偏安全工作区及短路安全工作区（400A/600V 模块）.....	16
9. 控制脉冲.....	17
10. 三电平拓扑结构.....	18
11. 损耗比较.....	20
12. 和直流侧的连接.....	22
13. RB-IGBT 的开关波形.....	23
14. 并联三电平 IGBT 模块（M403）.....	26
15. 4MBI300VG-120R-50 的驱动.....	29

## 1. 简介

随着电力消耗的增加，提高电能转换效率以及减少功率变换系统的损耗变得越来越重要。多电平拓扑是带直流环节功率变换场合中最有效的拓扑结构之一。在多电平功率变换器中，为提高效率而最常采用的方法是利用中点钳位式（NPC）三电平功率变换器。三电平拓扑能够优化输出电压的频谱特性，降低开关损耗，从而提高开关频率，减小输出滤波器的体积。

富士电机研究提出了一种名为增强型 NPC（带 RB-IGBT 的 T 型 IGBT）的三电平功率变换器。这种变换器利用逆阻型 IGBT（RB-IGBT）将输出钳位在中性点，减小了导通损耗，开关损耗和滤波器体积。

本应用手册说明了该 RB-IGBT 芯片及模块的基本功能，并且介绍了其可能在风电、太阳能发电以及驱动电路中的应用。



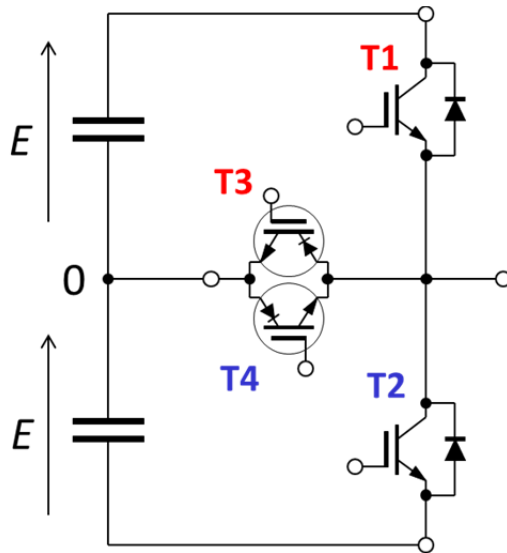


图 2.2: T 型 IGBT 模块等效电路, T1, T2 为主开关管, T3, T4 为 RB-IGBT

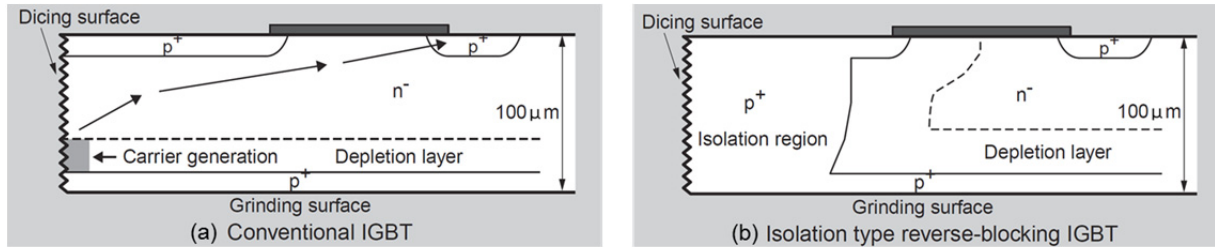
RB-IGBT 的操作与普通 IGBT 相似。门极与发射极之间加+15V 电压来开通 RB-IGBT, 加-5V 至-15V 电压来关断 RB-IGBT。下面的表格给出了对控制信号的要求。

表 2.1:开关模式 A 下合理的开通和关断电压  $V_{GE}$   
开关模式 A 代表主端子用作半桥结构

RB-IGBT	Turn-on	Turn-off
$V_{ge}$	+15V	-5V to -15V

### 3. RB-IGBT 的特性

传统 IGBT 与 RB-IGBT 的主要差别在于反向阻断能力的不同。RB-IGBT 是在非穿通结技术的基础上加入了 p+隔离区。如图 3.1 (1) 所示，RB-IGBT 结构中存在 p+隔离区，而图 3.1 (2) 中，传统 IGBT 结构中没有该区域。图中 IGBT 的侧面是在芯片从晶片上切割下来的过程中生成的，该侧面上存在一些晶体变形和高密度的晶体缺陷。



(1) 传统芯片

(2) RB-IGBT

图 3.1: IGBT 截面图

如果 IGBT 承受反向电压，在电场的作用下，该侧面的晶体缺陷处会产生连续的载流子，导致图 3.1 所示的很大的漏电流。

正是由于这个漏电流，没有 p+隔离区的传统 IGBT 没有足够的电压反向阻断能力。从另一方面来讲，正是由于 RB-IGBT 中的 p+隔离区的存在，阻止了该漏电流流过 RB-IGBT，并使 RB-IGBT 拥有了反向电压阻断能力。

图 3.2 简单比较了传统 IGBT 和 RB-IGBT 的反向关断特性。

蓝色曲线代表 RB-IGBT 在门极短路时的特性。600V 的芯片正向和反向具有相同的电压阻断能力。水蓝色曲线代表增强反向阻断能力的改进型 RB-IGBT 在门极电压为+15V 时的特性；另外，红色曲线代表了传统的 NPT-IGBT 在门极电压为+15V 时的特性。显而易见，传统的 IGBT 没有足够的反向电压阻断能力。

尽管存在很大不同，但两类 IGBT 的基本结构几乎一样。所以，二者的开关速度以及对  $V_{on}$  的关系曲线都很相似。当 RB-IGBT 由正向导通状态变为承受反压关断状态时，RB-IGBT 象传统的续流二极管一样，有着相似的反向恢复特性。在导通压降  $V_{CE(sat)}$ 与关断损耗  $E_{off}$  的关系上，与传统 IGBT 级联二极管结构相比，如图 3.3 所示，RB-IGBT 存在着明显的优势。(以 600V100A 器件，125℃为例。)

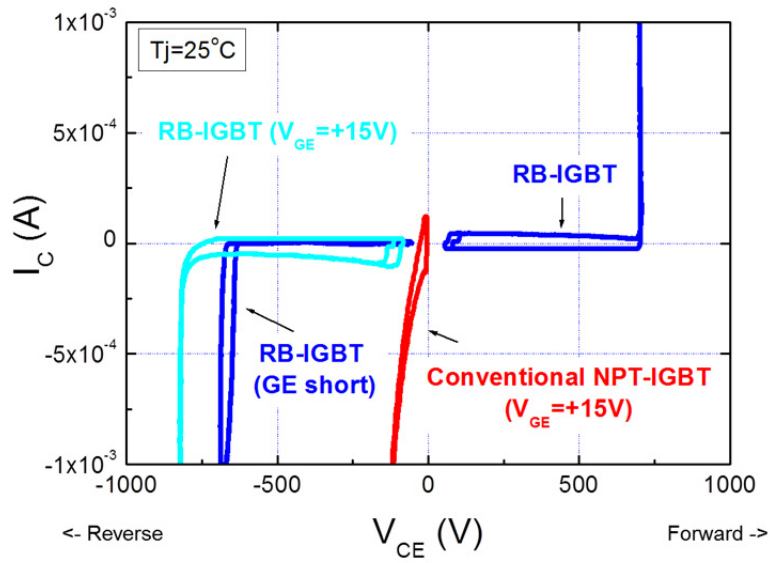


图 3.2: 传统 IGBT 和 RB-IGBT 的反向关断电压特性

RB-IGBT 的关断特性与级联二极管的 IGBT 相似。

然而，与级联二极管的 IGBT 相比，由于没有附加的二极管，RB-IGBT 有更低的  $V_{CE(sat)}$ 。这项改善有助于减少 RB-IGBT 作为双向开关使用时的功率损耗。

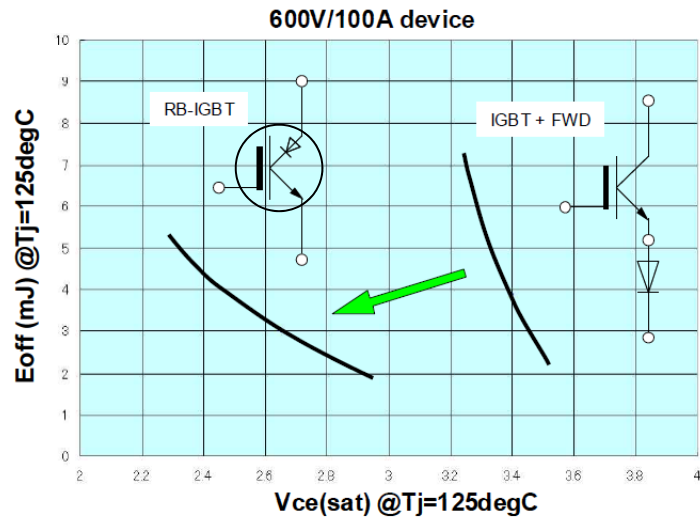


图 3.3: RB-IGBT 和 IGBT+二极管的比较

## 4. RB-IGBT 内部漏电流

当承受反压时，RB-IGBT 没有反并二极管来旁路反向电流。RB-IGBT 能够允许反向电流流过而不损坏，因此存在一个很小的漏电流。

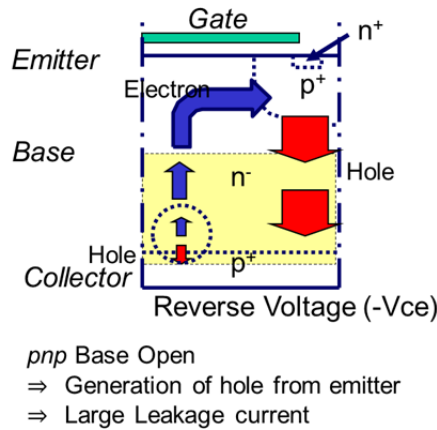


图 4.1: 当施加反压时，RB-IGBT 生成电荷载流子的机制

由于施加的反向电压的作用，从发射极到集电极产生了空穴（红色大箭头所示）。在基本单元的另一边的集电极和 p+区域将产生额外的空穴。由于空穴的产生，电子将从基区流入发射极，从而生成了漏电流。

如图 4.2 所示，通过在门极和发射极之间加正向电压，漏电流可以被减少。只要施加  $V_{ge}=+15V$  电压，RB-IGBT 会处于导通状态，使得反向电压所产生的电子流减少。施加的正向电压减少了在 pn 结产生的空穴，电子被吸收到了 n+沟道，只剩下了非常小的漏电流。

例如，如果 T3 处于 FWD 模式，意味着 T4 和 T2 作为电流通路导通。那么 T3 的门极电压应该一直为+15V，即 T3 处于开通状态，以保证漏电流很小。

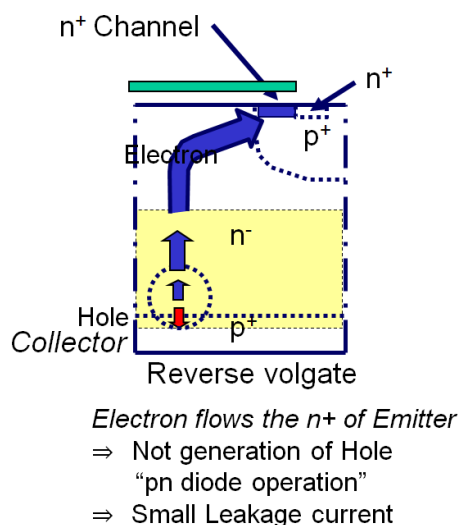
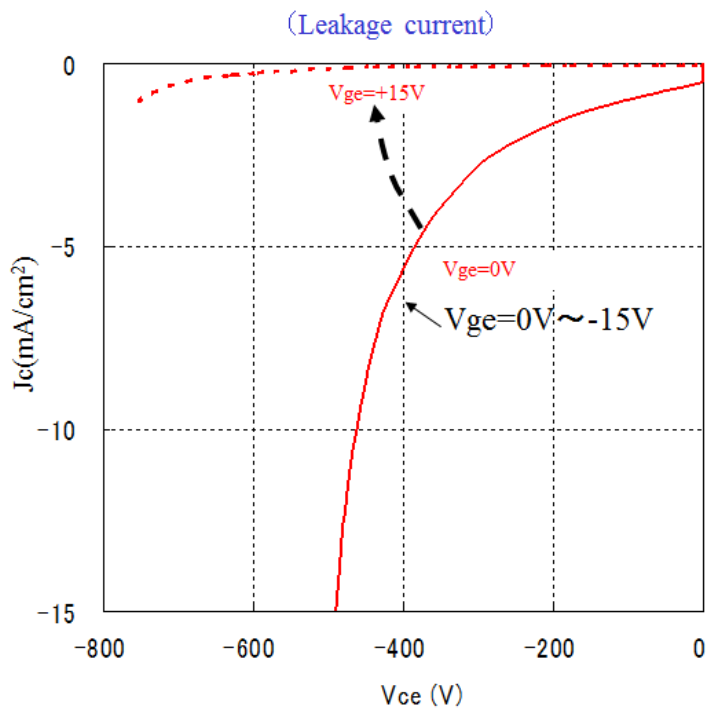


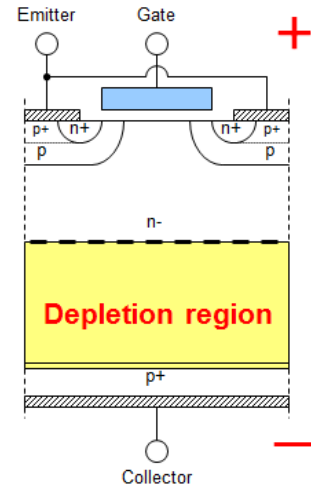
图 4.2: 门极-发射极加+15V 电压，减少了载流子的产生





$T_j=125^\circ C$

Leakage current can be reduced with  $V_g=+15V$

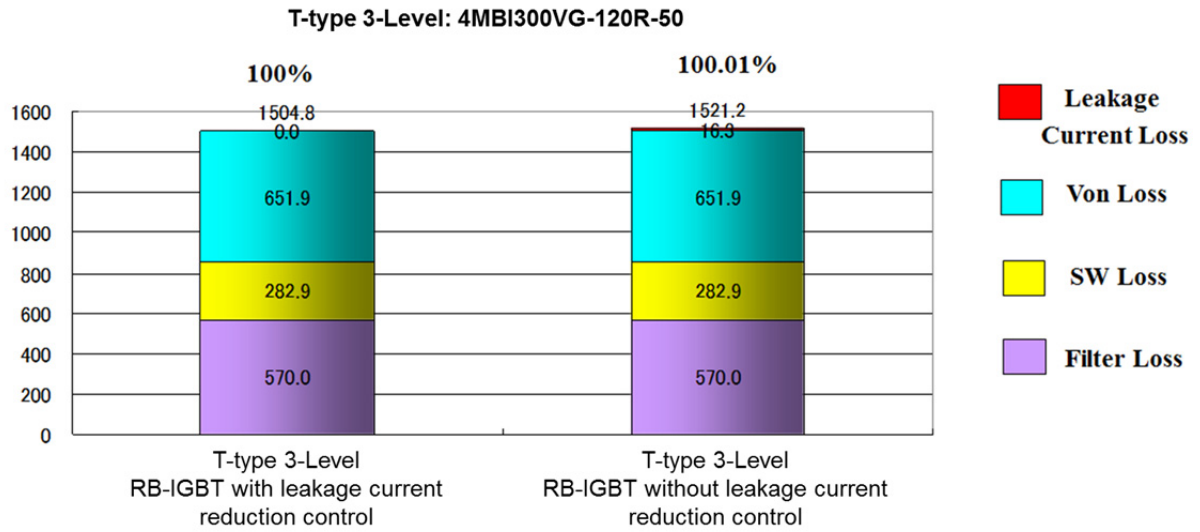


(1)  $J_c$  和  $V_{ce}$  特性 (2) 载流子耗尽层

图 4.3: 开通状态  $V_{ge}$  对漏电流特性的影响

图 4.3 (1) 说明了 RB-IGBT 处于开通状态时，载流子的密度小于其处于关断状态的载流子密度。图 4.3 (2) 给出了耗尽层载流子的区域。

图 4.4 给出了漏电流损耗的改善情况。如果不控制减小漏电流，损耗将会增加 0.01%。乍看这点改善微乎其微，但是考虑到长久的时间尺度，这些漏电流损耗将不容忽视。



(1) 有漏电流控制

(2) 无漏电流控制

图 4.4: 逆变器损耗比较

$V_{cc} = 400V$ ,  $I = 145A$ ,  $\cos(\phi) = 1$ ,  $V_{dc} = 330V + 330V$ ,  
 调制比 = 0.98,  $T_j = 125^\circ C$ ,  $R_g = 8.2 / - 39\Omega$ .

## 5. 开关时间

T 型 IGBT 器件在主端子上的开关特性与富士电机的 V 系列 IGBT 相一致。开关特性受到很多因素的影响，例如门极电阻  $R_{G(on)}$  和  $R_{G(off)}$ 。图 5.1 所示的测试电路，给出了四个非常重要的开关时间参数：上升时间  $t_r$ ，开通时间  $t_{on}$ ，下降时间  $t_f$  以及关断时间  $t_{off}$ 。

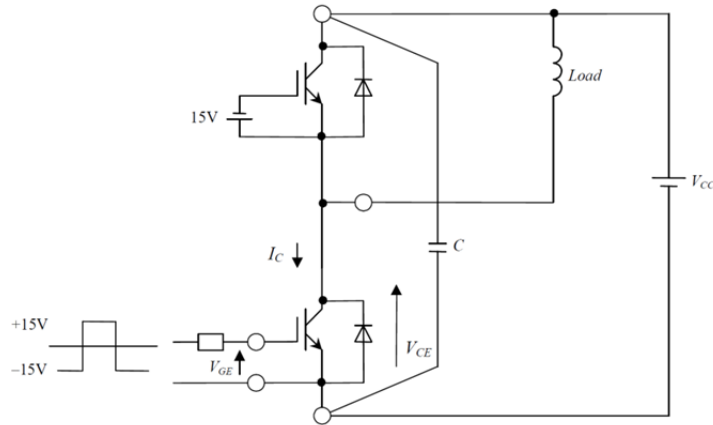


图 5.1: 开关特性测试电路

图 5.2 给出了在开通、关断过程中，各个开关时间的定义。为了能正确使用 IGBT，门极-发射极电压应在 +/-15V 左右。-15V 为 IGBT 的门极关断电压。当增加门极电压  $V_{GE}$  至大于 0 时，IGBT 开通。当  $V_{GE}$  达到门限电压值  $V_{GE(th)}$  时，IGBT 的集电极电流开始连续上升，开始时刻为  $t_r$ 。FWD 的反向恢复电流在反向恢复时间  $t_{rr}$  内叠加到集电极电流中，这决定了过电流峰值的大小。

IGBT 由开通状态变为关断状态时，门极-发射极电压（ $V_{GE}$ ）应设定为 -15V。当  $V_{GE}$  下降到 90% 时，IGBT 开始关断。当  $V_{CE}$  增加到  $V_{CC}$  时，集电极电流开始下降。下降时间  $t_f$  定义为集电极电流  $I_c$  从 90% 下降为 10% 所需要的时间。 $I_c$  降为 10% 后，IGBT 进入关断状态。

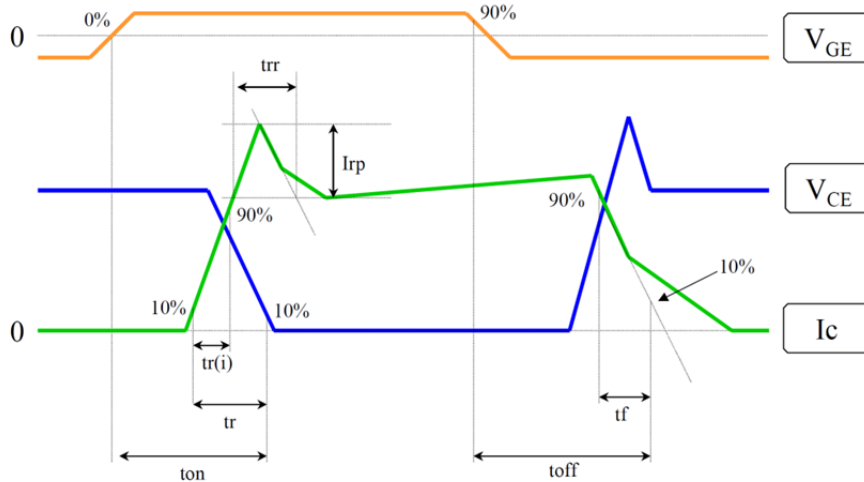


图 5.2: 开关时间的定义

下面的表格给出了在开通电阻  $R_{G(on)} = 10\Omega$  和关断电阻  $R_{G(off)} = 1\Omega$  时，主端子的开通时间和关断时间。

表 5.1:模式 A 的开通时间和关断时间。模式 A 为 T1 和 T2 工作在 3 电平工作模式下，负载接在 M-U 之间

Turn-on time	$t_{on}$	SW mode: A	—	0,75	1,30	$\mu s$
	$t_r$	$V_{cc} = 400V$	—	0,45	0,80	
	$t_{r(i)}$	$I_c = 300A$	—	0,15	—	
Turn-off time	$t_{off}$	$V_{ge} = \pm 15V$	—	0,60	1,00	
	$t_f$	$R_g = +10 / -1\Omega$	—	0,10	0,35	

## 6. 死区时间

死区时间可以由下面的公式简单地计算出来。

$$t_{dead} = t_{off,max} - t_{d(on),min}$$

$t_{off,max}$  代表 IGBT 的最大关断时间， $t_{d(on),min}$  代表最小的开通延时时间。最大关断时间  $t_{off,max}$  可以从数据手册中找到。最小开通延时时间  $t_{d(on),min}$  可以从开通时间和上升时间的差值 ( $t_{on} - t_r$ ) 来计算。

T3/T4 开关时间:

表 6.2: 模式 B 的开通时间和关断时间

Turn-on time	$t_{on}$	SW mode: B	—	0,45	1,05	$\mu s$
	$t_r$	$V_{cc} = 400V$	—	0,27	0,53	
	$t_{r(i)}$	$I_c = 300A$	—	0,12	—	
Turn-off time	$t_{off}$	$V_{ge} = \pm 15V$	—	1,32	3,00	
	$t_f$	$R_g = +10 / -1\Omega$	—	0,11	0,35	

模式 B 为 T3 和 T4 工作在 3 电平模式下，负载接在 P-U 或 U-N 之间。

因此，T3/T4 与 T1/T2 间的死区时间可以计算如下：

$$t_{off,max} = 3,00\mu s \text{ of } T3/T4$$

$$t_{d(on),min} = t_{on} - t_r = 0,75\mu s - 0,45\mu s = 0,3\mu s \text{ of } T1/T2$$

$$t_{dead} = t_{off,max} - t_{d(on),min} = 3,00\mu s - 0,3\mu s = 2,7\mu s$$

## 7. 开关模式

富士电机的三电平模块一共有 2 种不同的开关模式。图 7.1 为带有直流电压的电路图。

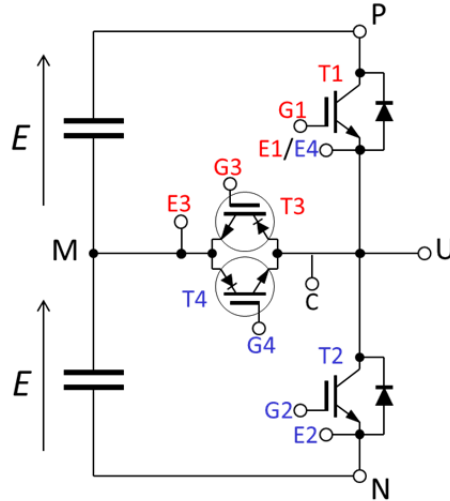


图 7.1:带直流电压的 RB-IGBT 的 T 型三电平模块电路图

表 7.1 给出了不同开关模式下开关动作的状态一览。ON 状态意味着该开关管的门极承受 +15V 电压，OFF 状态意味着该开关管的门极承受 -15V 电压。当开关管处于 SW 状态时，该 IGBT 的门极与驱动电路连通，并接受门极驱动信号。

表 7.1:RB-IGBT 三电平模块的开关模式 A 和模式 B

SW Mode	Load L	T1	T2	T3	T4
A	M – U	SW	OFF	OFF	ON
	M – U	OFF	SW	ON	OFF
B	P – U	OFF	OFF	SW	ON
	U – N	OFF	OFF	ON	SW

SW: Connection to drive circuit and input gate signal

ON: Bias voltage of gate + 15V

OFF: Bias voltage of gate - 15V

$V_{cc1} = 2 \cdot V_{cc}$

### 模式 A:

当负载在 M 和 U 之间时，为模式 A。一种情况是：T1 工作在 SW 状态，T3 处于 OFF 状态，T4 处于 ON 状态，相当于二极管，T2 处于 OFF 状态。另一种相反的情况是：T3 处于 ON 状态，T4 处于 OFF 状态，而 T2 处于 SW 状态，同时在此期间 T1 一直处于 OFF 状态。

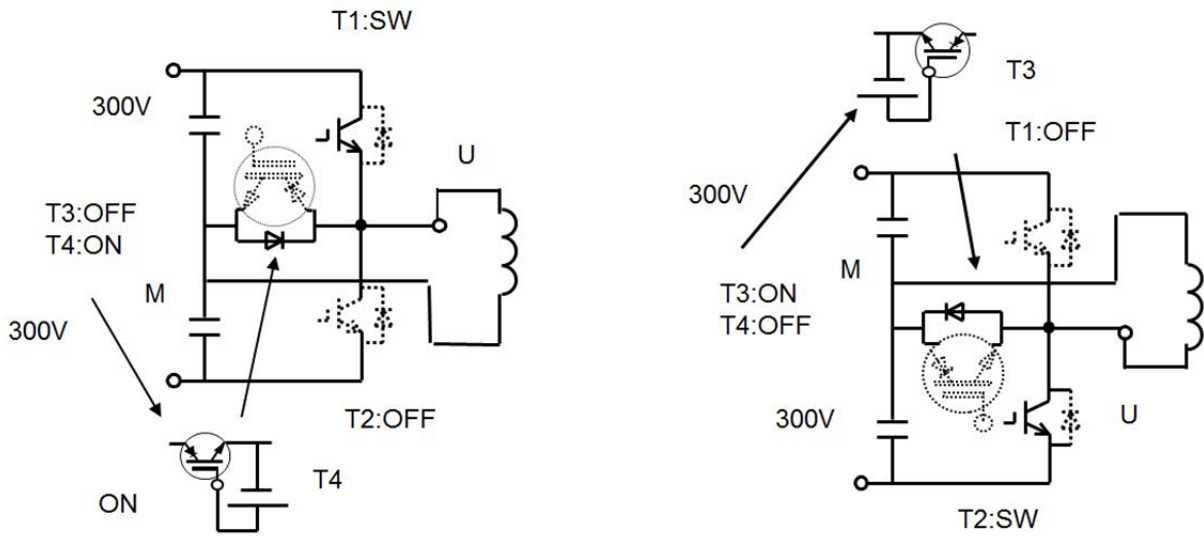


图 7.2: 开关模式 A。实线表示处于工作状态，虚线表示处于 OFF 状态。

### 模式 B:

在模式 B 下，一个 RB-IGBT 处于开关状态，而另一个 RB-IGBT 处于 ON 状态。假设 T3 处于开关状态，则 T4 被用作续流二极管 FWD。为了尽量减少 T4 内部的漏电流，T4 必须处于 ON 状态。第一种情况，负载钳位于 U 和 P 之间。T3 处于开关状态，T4 处于 ON 状态，可被看作续流二极管 FWD，如图 7.3 所示。第二种情况，当负载钳位于 U 和 N 之间时，T4 处于开关状态，而 T3 处于 ON 状态。处于 OFF 状态的器件用虚线表示。

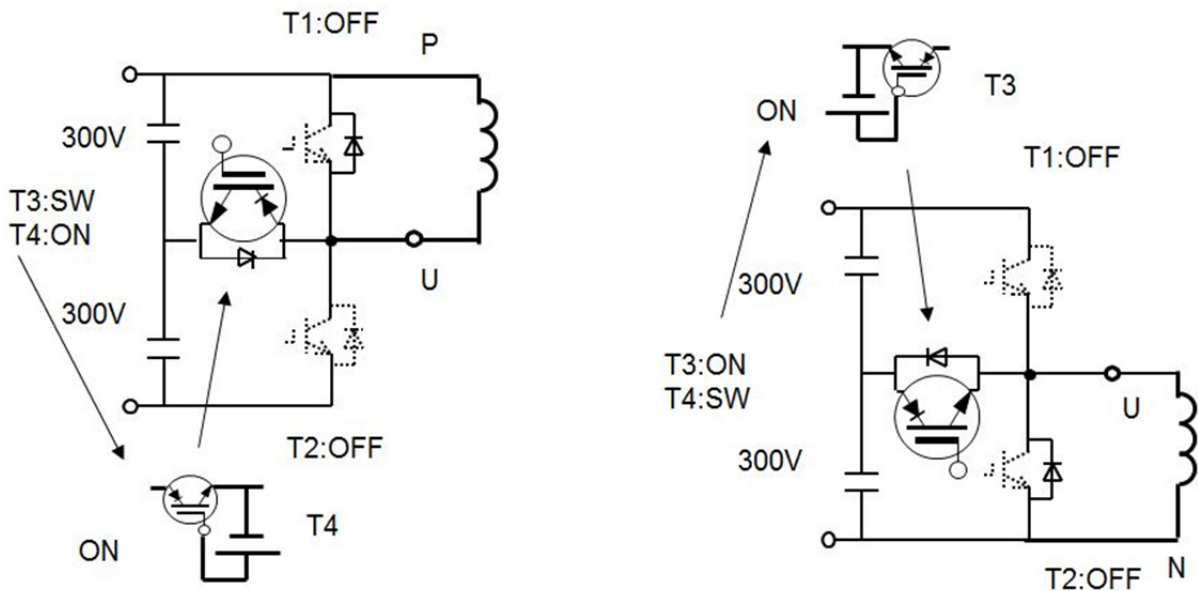


图 7.3: 开关模式 B。实线表示处于工作状态，虚线表示处于 OFF 状态。

## 8. 反偏安全工作区及短路安全工作区（400A/600V 模块）

安全工作区（SOA）指的是功率半导体器件可以安全工作的电压、电流范围。即下图中曲线的内部区域。该区域由  $V_{CE}$  和  $I_C$  决定。

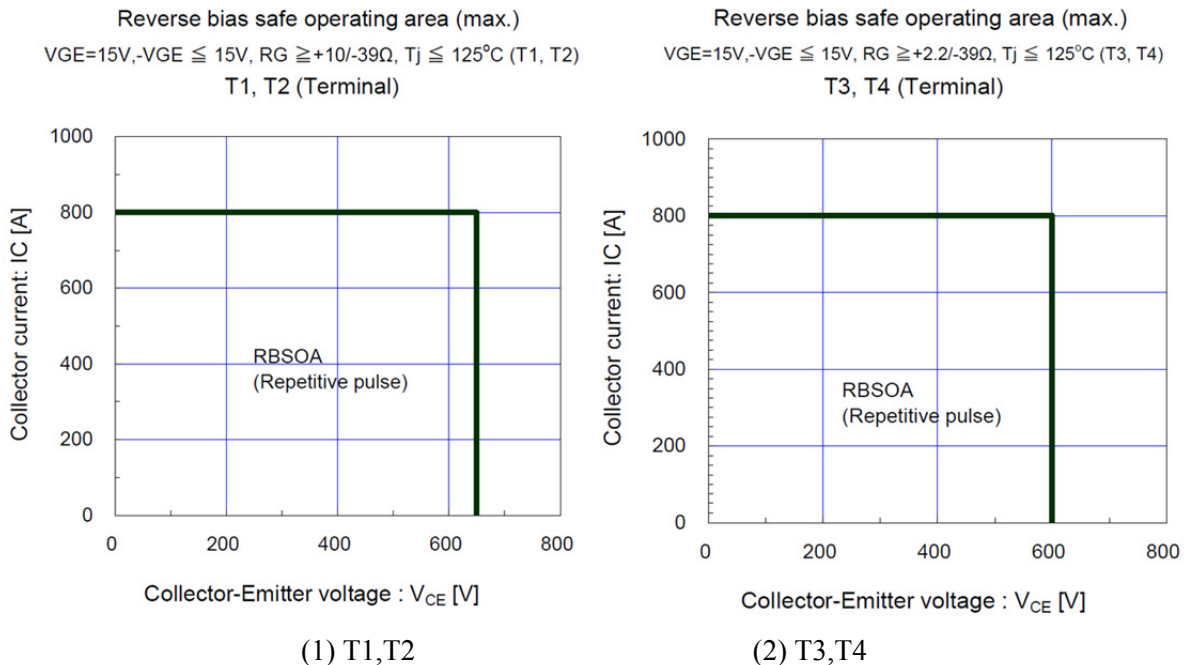


图 8.1: 4MBI400VG-060R-50 的反偏安全工作区（RBSOA）。

$+V_{GE} = 15V, -V_{GE} = -15V$ 。  $R_G$  使用数据手册推荐值，  $T_j = 125^\circ C$ 。

IGBT 关断时，  $I_C$  下降，  $V_{CE}$  上升。反偏安全工作区定义了  $V_{CE}$  和  $I_C$  的轨迹，在该轨迹范围内， IGBT 和二极管均不会损坏。图 8.1 中的实线代表了 4MBI400VG-060R-50 主开关管的反偏安全工作区。

当 IGBT 在短路状态（非重复性）下关断时，同样存在一个由  $V_{CE}$  和  $I_C$  定义的安全工作区，叫做短路安全工作区 SCSOA。该条件只有在很短的时间内才有意义，表 8.1 给出了各个开关管承受短路持续时间的能力。

表 8.1: T1, T2 和 T3, T4 的短路承受能力

	Condition				
	Pulse width min [ $\mu s$ ]	$V_{cc}$ [V]	$+V_{ge}$ [V]	$R_g$	$T_j$ [ $^\circ C$ ]
T1, T2	9	400	15	Recommended value	125
T3, T4	10	200	15	Recommended value	125



## 9. 控制脉冲

图 9.1 给出了三电平的开关模式。利用 T 型结构可以生成正、零、负三种电平。输出电压或负载连接在中性点上，该中性点与地相连。

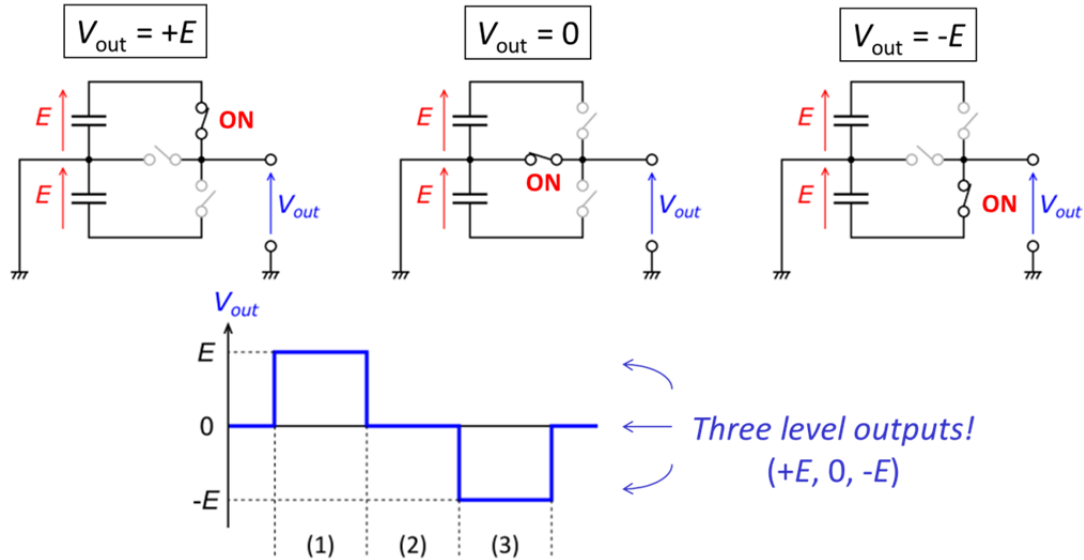


图 9.1: 负载接在输出与中性点之间的三电平波形

图 9.2 给出了三电平拓扑的输出波形图。

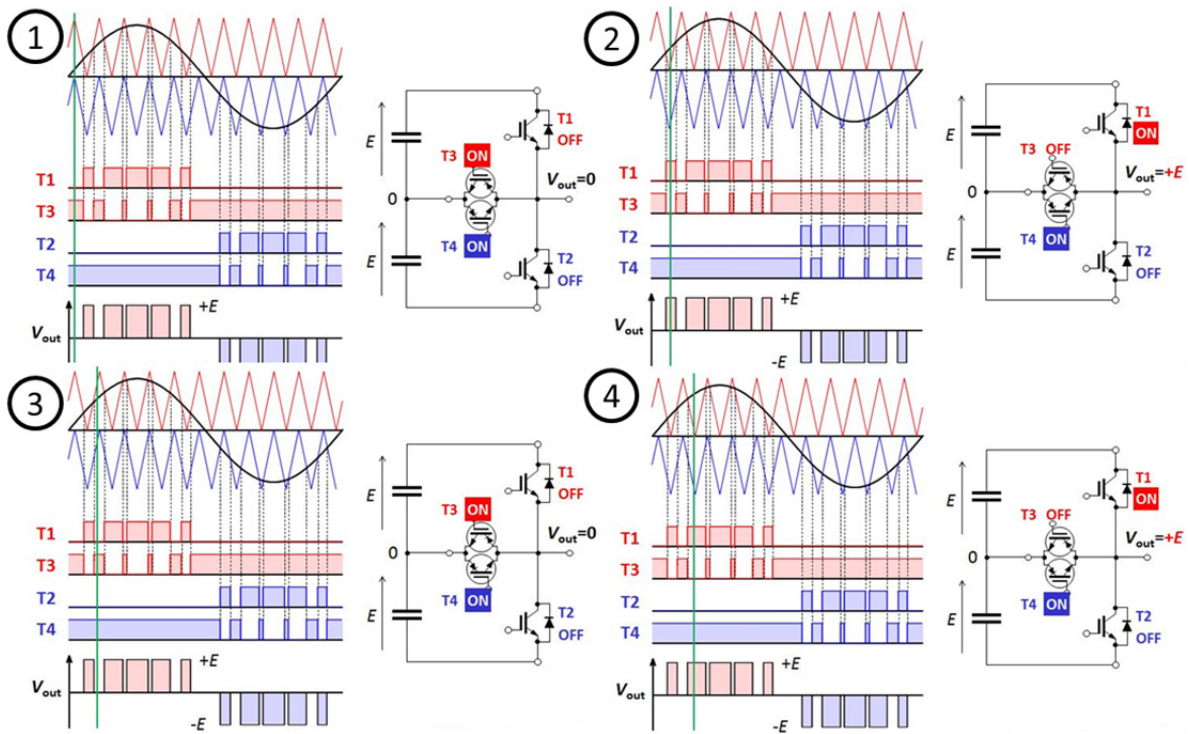


图 9.2: 输出端与中性点 0 间的输出波形

①~④列举了不同电平时对应的脉冲波形。为方便起见，这里只给出了前 4 种脉冲波形。剩余的脉冲波形很容易推导出来。

## 10. 三电平拓扑结构

富士电机的 RB-IGBT 结构不是唯一的三电平拓扑结构，还存在其他几种三电平拓扑结构。其中，被称为 I 型和 T 型的拓扑结构，拥有着与富士电机三电平拓扑相当的优势。

### I 型

I 型拓扑的四个 IGBT 呈纵向排布。在这种情况下，T1 和 T4 因其所处的位置而被称为外侧开关管，同理，T2 和 T3 被称为内侧开关管。由于钳位二极管分别连接在 T1，T2 和 T3，T4 之间，所以很容易区分内侧和外侧开关管。由于两个 IGBT 串联在电路中，每个 IGBT 只需要承受施加电压的一半，因此这种拓扑具有一定的优势。此外，所有开关管（T1 到 T4）的击穿电压为 2 电平逆变器的一半，会减少损耗。这种拓扑的缺点是使用的开关管数量较多。由于 IGBT 串联，所以导通状态（ON 状态）的压降  $V_{ON}$  会增加。总的导通损耗等于所有 IGBT 的导通损耗之和，这导致该拓扑的总损耗大于两电平逆变器。

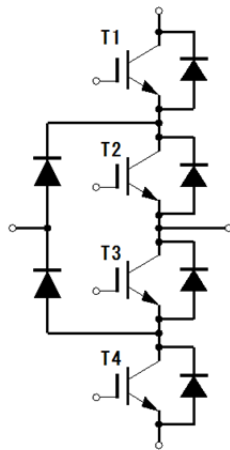


图 10.1: I 型拓扑

### T 型

这种拓扑的器件数量比 I 型拓扑少，与富士电机 T 型拓扑的 IGBT 解决方案很相似。这个拓扑使用了两个 IGBT 和两个二极管来取代 RB-IGBT。一个 IGBT 与一个二极管并联为一个模块，并且与另外一个模块共集电极反向串联。这个拓扑的优点是导通电压损耗降低。因为 T1 和 T2 中只有一个 IGBT 导通，开关管数量更少，一个开关管需要承受系统全部的电压。因此芯片的额定电压更高，导通损耗更大。T1 和 T2 的击穿电压与两电平半桥电路相同，并无优势。

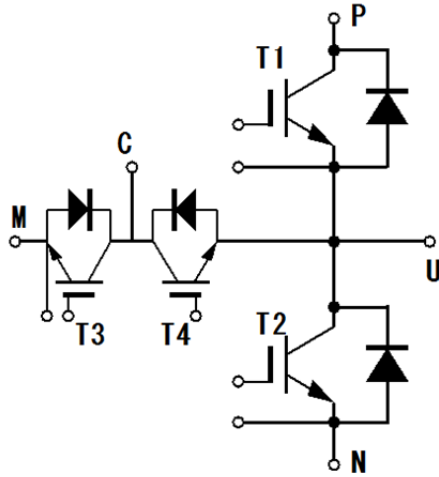


图 10.2: T 型拓扑

### 使用 RB-IGBT 的 T 型

富士电机的 T 型 IGBT 解决方案具有和常规的 T 型拓扑相同的优点：器件数量少，由于单个串联开关管导通所以通态损耗低。除此之外，因为使用了 RB-IGBT，这个拓扑的损耗更低。一个 RB-IGBT 可以替代一个 IGBT 和二极串联的模块，从而减小体积、降低损耗。但是 T 型拓扑明显的缺点是主开关管需要有全电压阻断能力，而且 T1 和 T2 的击穿电压相当于两电平拓扑的电压水平。

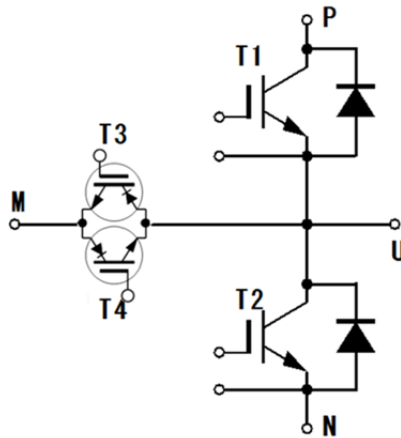
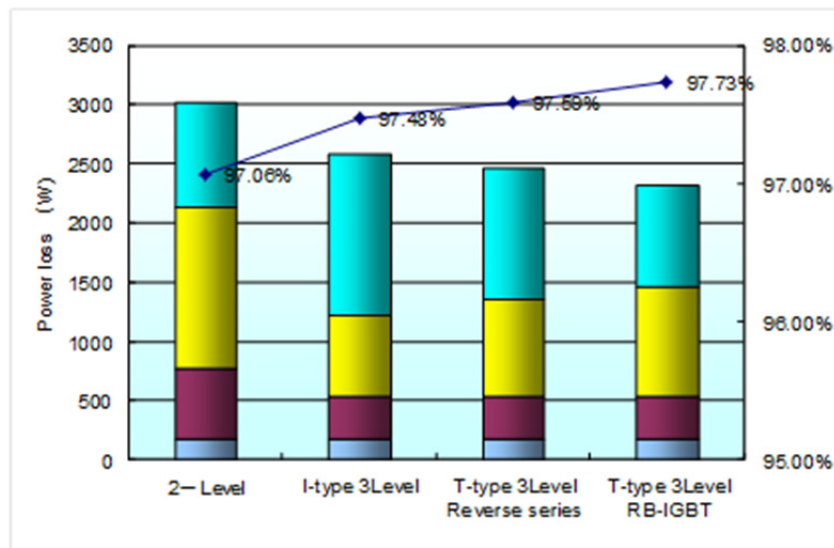


图 10.3: T 型 RB-IGBT 拓扑

## 11. 损耗比较

从图 11.1 可以明显看出，三电平变换器在损耗方面占有很大的优势。在  $f_c = 10\text{kHz}$  条件下，所有的变换器采用相同的计算方法，相对于两电平拓扑，所有的三电平拓扑由于开关损耗降低明显（图中黄色柱体所示），所以总体功率损耗均低于两电平变换器。系统的传导损耗等始终固定不变；而输出的波形正弦特性越好，对于滤波器的要求越低，滤波器损耗越低。准确地说，两电平变换器的导通压降损耗比反相串联的 I 型和 T 型的三电平拓扑要低，因为两电平结构中只有一个 IGBT 开关。在 I 型三电平拓扑中的两个 IGBT 串联的结构会使开关损耗降低。假设使用 RB-IGBT 的 T 型三电平拓扑，在包含四个含 FWD 的开关管的情况下，IGBT 的导通压降损耗仍旧比 I 型三电平要低。反之，使用 RB-IGBT 的 T 型三电平拓扑包含两个 IGBT 和两个 RB-IGBT，会进一步降低导通电压损耗。使用 RB-IGBT 的 T 型三电平结构效率可以达到 97.73%，反向串联的 T 型三电平拓扑效率为 97.59%。这个 0.14% 的效率提升对于运行几年以上的变换器节省能量具有十分重要的意义。



$V_{dc}=660\text{V}(330\text{V};330\text{V}), I_o=145\text{A}, \cos \theta =1, f_c=10\text{kHz}, V_o=400\text{Vac}$

图 11.1: 不同拓扑的损耗对比。两电平变换器作为其他拓扑的比较基准

除此之外，考虑到开关频率对设备损耗的影响，新的拓扑优势更加明显。如图 11.2 所示，二极管箝位的三电平拓扑一直到 30kHz 都具有比其他拓扑更低的整体损耗。

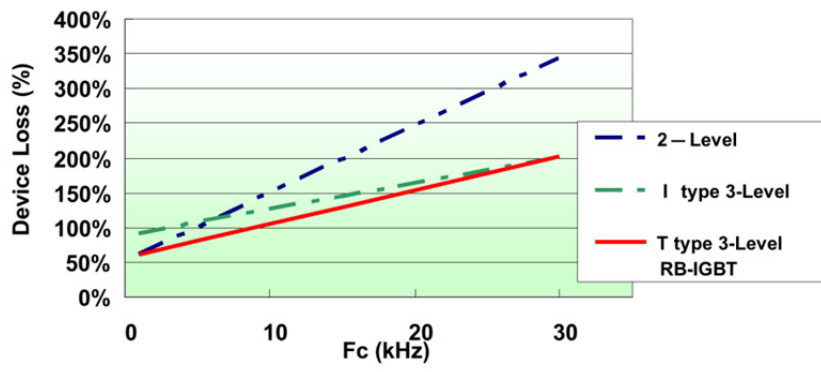


图 11.2: 考虑开关频率的不同拓扑的损耗比较

## 12. 和直流侧的连接

IGBT 模块连接母排的最优方法是令母排相互平行并尽可能靠近。例如，只有一个绝缘层来使母排相互之间隔离开。图 12.1 提出一种连接母排的方式。

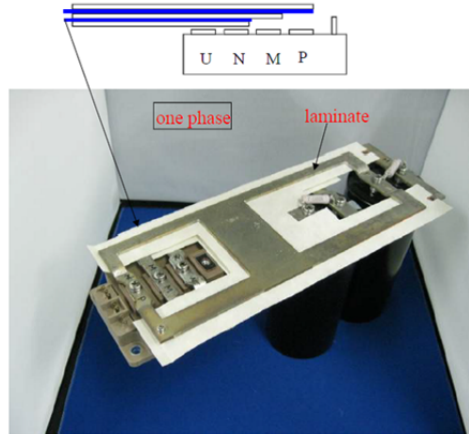


图 12.1: T 型 IGBT 模块的母排连接。

上方是原理图，蓝色部分表示隔离层，白色部分表示母排金属层

图 12.1 中所示的原理图中排列了三层金属层（白色部分）和两层隔离层（蓝色部分），举例说明了母排是如何连接到功率模块的。最底层的金属层连接到模块的 N 端，接下来是绝缘层和连接到 M 端的金属层，再接下来是绝缘层和连接到 P 端的金属层。这样一个逐层缩短的结构是为单相电路而设计的，它也可以很方便地扩展到三相电路。

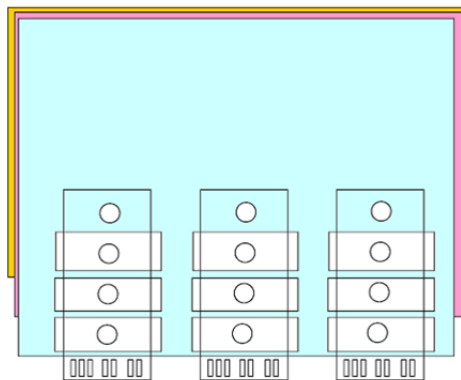


图 12.2: T 型 IGBT 模块的三相示意图

本文仅举例说明了母排是如何连接到三电平模块的。我们的解决方案可以实现最短距离连接端子 and 母排。

### 13. RB-IGBT 的开关波形

RB-IGBT 开关过程有两个模式：开关模式和反向恢复模式，本章列举了相关的波形。图 13.1 显示了测试电路，测试 T3（RB-IGBT）的开关动作和 T1 的二极管的反向恢复特性。同样的电路可以测试 T1 的开关动作和 T4（RB-IGBT）的反向恢复特性。为了捕捉开关波形，温度要保持在室温（25° C）。直流侧电压的一半是 400V，连接在 P 和 M 端，额定电流保持在 300A。除此以外，吸收电容的容量是 1.84 $\mu$ F，杂散电感是 34nH。

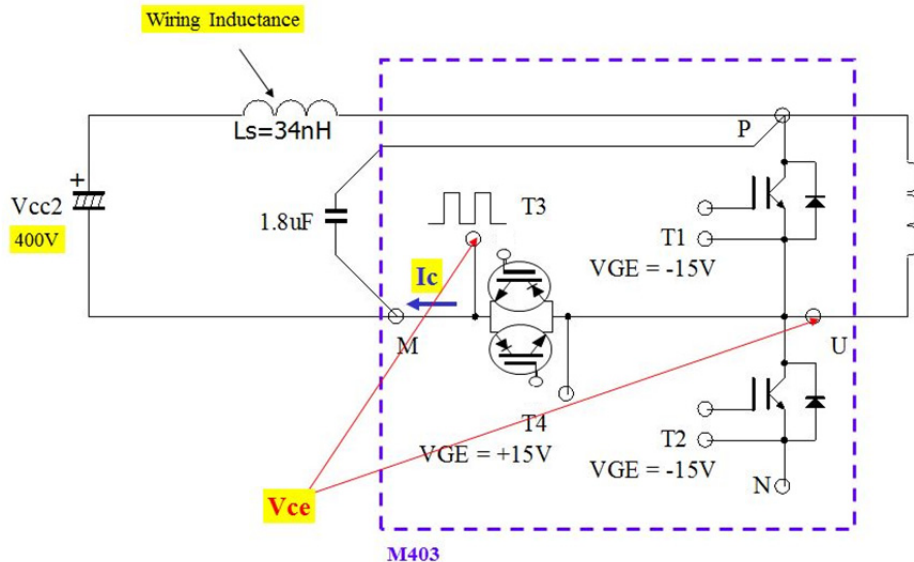


图 13.1: T3 开关, T1 反向恢复模式的测试电路

#### T3 的开关和 T1 二极管反向恢复模式:

在这种情况下，门极开通电阻是 8.2  $\Omega$ ，关断电阻是 39 $\Omega$ 。对于 T3 的开关，门极-发射极电压从+15V 到-15V 变化，T4 保持在导通状态（ $V_{GE}=+15V$ ）。RB-IGBT 的关断过程相对缓慢，因为门极-发射极偏置电压没有引起  $V_{CE}$  大的振荡。CE 间即使有 200V 的过电压，仍旧在 RB-IGBT 的承受范围内。因此，集电极电流下降迅速并且没有拖尾，从而减小了关断损耗。

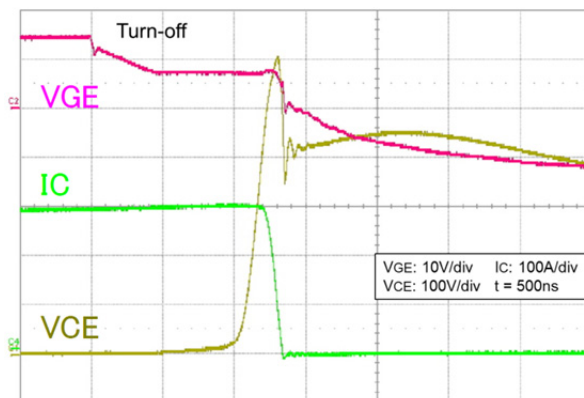


图 13.2: RB-IGBT 的关断波形

如图 13.3 所示，RB-IGBT 的开通比关断迅速。从电流波形的尖峰可以看到反向恢复电流约为 190A，这个电流仅仅使  $V_{GE}$  产生一个很小的凸起。开通速度快，使得开通损耗很小。

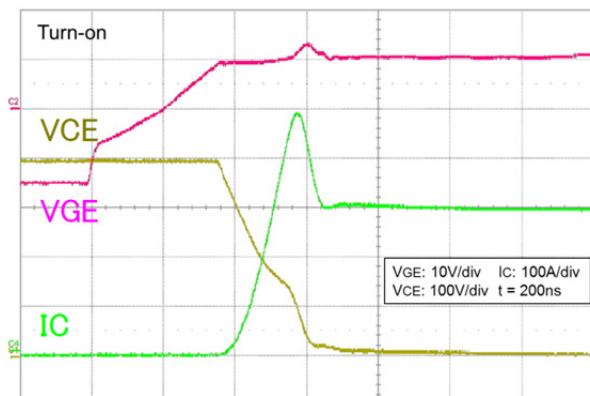


图 13.3: RB-IGBT 的开通波形

### T1 开关和 T4 反向恢复模式:

主开关管 T1 开通时，门极开通电阻为  $10\ \Omega$ 。在这一过程，RB-IGBT T4 维持导通状态并且表现出类似二极管的反向恢复特性。图 13.4 显示出反向恢复波形，杂散电感和吸收电容为  $34\text{nH}$  和  $1.84\mu\text{F}$ 。反向恢复电流和电压尖峰可以进一步降低，使得反向恢复损耗可以更小。

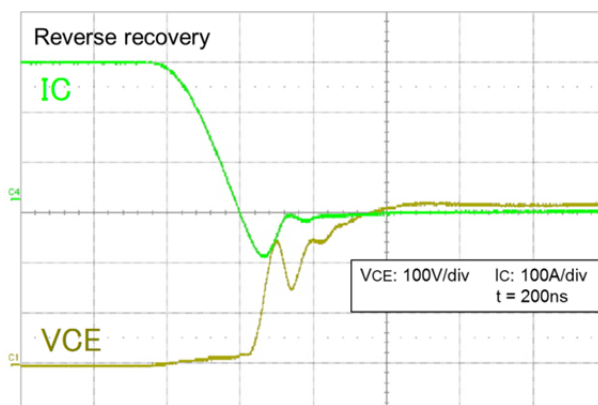


图 13.4: RB-IGBT 的反向恢复波形

### RB-IGBT 的短路特性:

图 13.5 所示为 RB-IGBT 的  $10\mu\text{s}$  短路特性能力测试。这个测试在  $125^\circ\text{C}$  环境下，直流侧电压为  $400\text{V}$ 。器件关断时， $V_{GE}$  从  $+15\text{V}$  跳变为  $0\text{V}$ ，门极电阻为  $+8.2\Omega$  和  $-100\Omega$ 。图 13.5 表明，RB-IGBT 可以在这样一个短路条件下坚持  $10\mu\text{s}$ 。



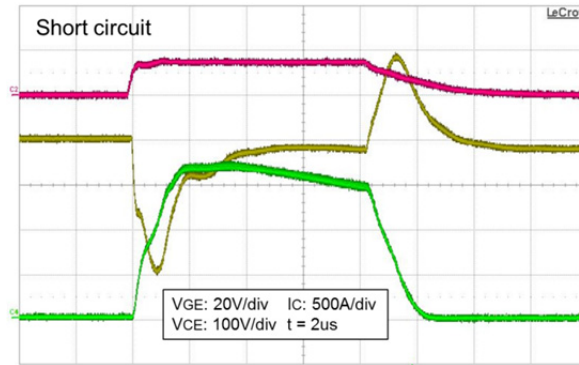


图 13.5: RB-IGBT 的短路特性。

测试条件:  $T_j = 125^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE} = 400\text{V}$ ,  $V_{GE} = +15/-0\text{V}$ ,  $R_G = +8.2/-100\Omega$ , 吸收电容=  $0.67\mu\text{F}$ .

## 14. 并联三电平 IGBT 模块 (M403)

为了提升 IGBT 模块的输出电流，需要将器件进行并联。将功率模块进行并联也会导致所有 IGBT 和二极管的并联。此外，并联需对称进行，保证参数静态和动态的平衡。表 14.1 所示为影响 IGBT 模块平衡（电流分布）的参数。

图 14.1:影响功率器件并联使用的参数

Parameter	Influence on	
<b>IGBT</b>		
$V_{CE(sat)} = f(I_C, V_{GE}, T_j)$	static symmetry	
$I_C = f(V_{GE}, T_j)$		dynamic symmetry
$V_{GE(th)}$		dynamic symmetry
<b>IGBT driver</b>		
$t_{on}, t_{off}, t_r, t_f$		dynamic symmetry
<b>Commutation loop</b>		
Stray inductance (internal + external)	static symmetry	dynamic symmetry

上述所有的因素都对不同模块间的电流分布有影响。忽视上述的因素会导致模块间的电流不平衡，一个模块可能承受比其他模块更大的电流。因此，在设计并联连接时，需要考虑降额问题。也就是说，两个额定电流为 300A 的模块并联，考虑 4%到 10%的额定电流下降率，可以得到 540A 到 576A 的等效模块。

### 两个模块并联:

为了得到更大的输出电流，需要按照图 14.1 并联 M403。图 14.1 中间所示是三相变换器的模块并联，两个模块的控制端子面对面放置。直流端电源电容连接在变换器的中间。因为 PMN 端增加了母排的连接，需要如图 14.1 所示在模块上增加吸收电容。

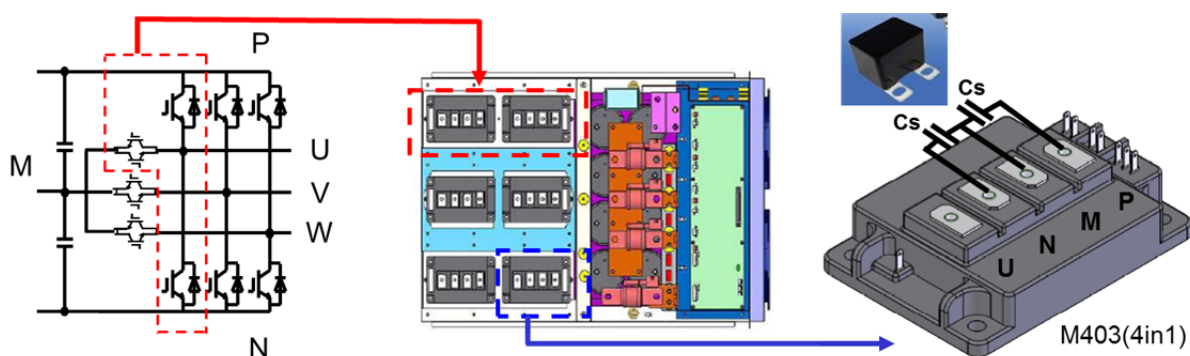


图 14.1: 使用并联模块的三相变换器基本方案

图 14.2 表明了针对这样一个变换器如何设计母排。母排的三层金属层建立了连接电容的正极、中间极和负极。三层金属层的图型值得注意，每层根据模块主端子的位置不同图型设计也不同。层间的绝缘层在金属层堆积紧密的情况下也可以防止变换器短路。

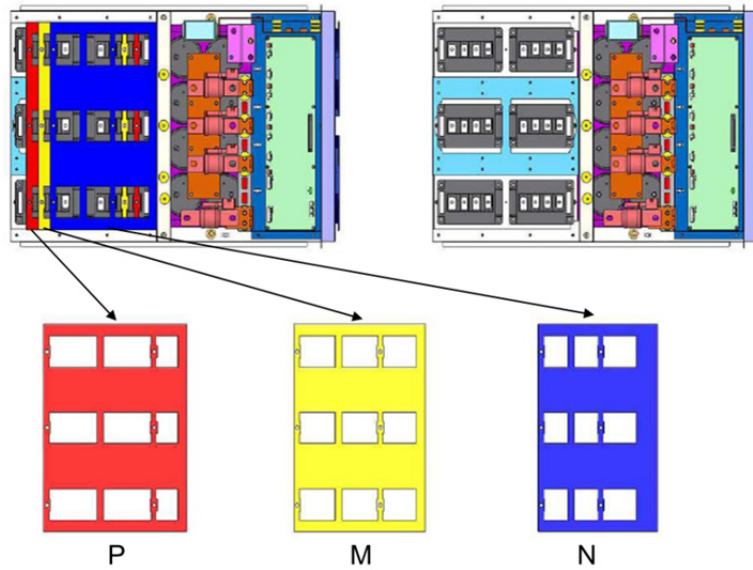


图 14.2：使用并联模块的三相变换器的基本方案和母排设计

### 两个并联模块的波形：

下图所示是两个并联模块的对称电流波形。在设计变换器时考虑了上述的影响电流均衡分配的因素。最重要的影响因素如下：

- 静态参数
- 动态参数
- 同批次的 IGBT/FWD 芯片
- 平面母排设计
- 对称的母排设计

很好地考虑上述参数，可以得到对称的输出电流。图 14.3 所示是一个开关频率为 5kHz，容量为 150kW 的变换器的电流分布。所测的为主桥臂上侧 IGBT T1 的电流。

黄色的通道 1 是开关 IGBT 的门极-发射极电压，红色的通道 2 和蓝色的通道 3 分别是两个并联模块的集电极电流。绿色的通道 4 是直流侧电压。

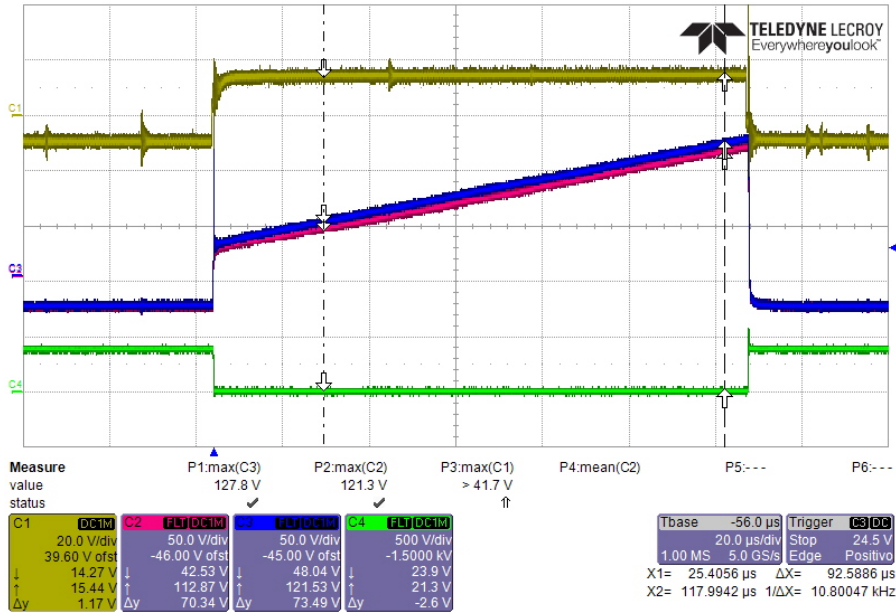


图 14.3: 150kW 变换器中 T1 的波形

流过 2 个并联模块的电流（红色和蓝色）十分对称并且基本重合。开通时的电流尖峰均低于 4MBI300VG-120R-50 模块额定电流的一半。因此，电流峰值的问题不必考虑。

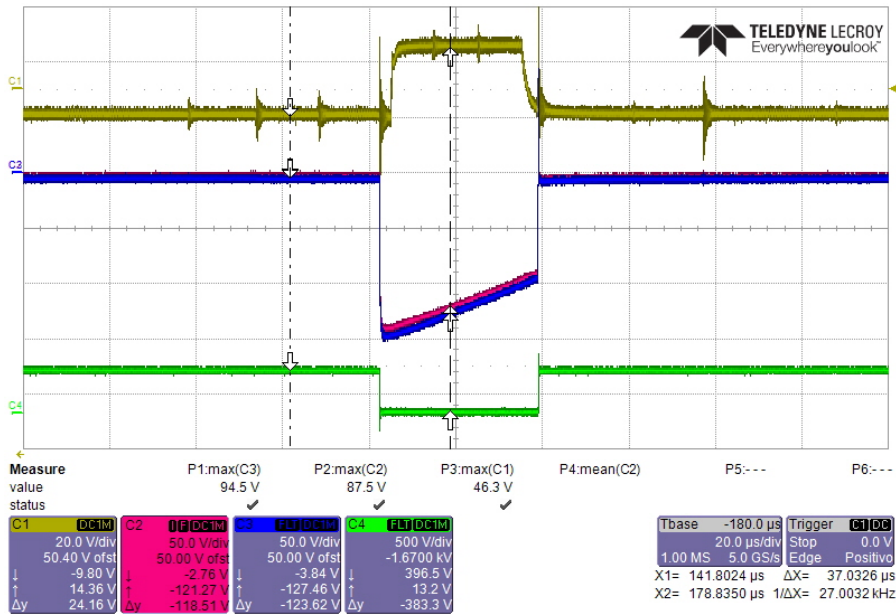


图 14.4: 150kW 变换器中 T4 的波形

图 14.4 所示为 150kW 变换器中 T4 的波形。不同模块间的电流分配基本相同，并联的电流按相同的方式下降，基本没有差异。

## 15. 4MBI300VG-120R-50 的驱动

三电平模块的驱动刚开始可能有些困难。下图简单展示了门极驱动到功率模块辅助端子的连接方法。

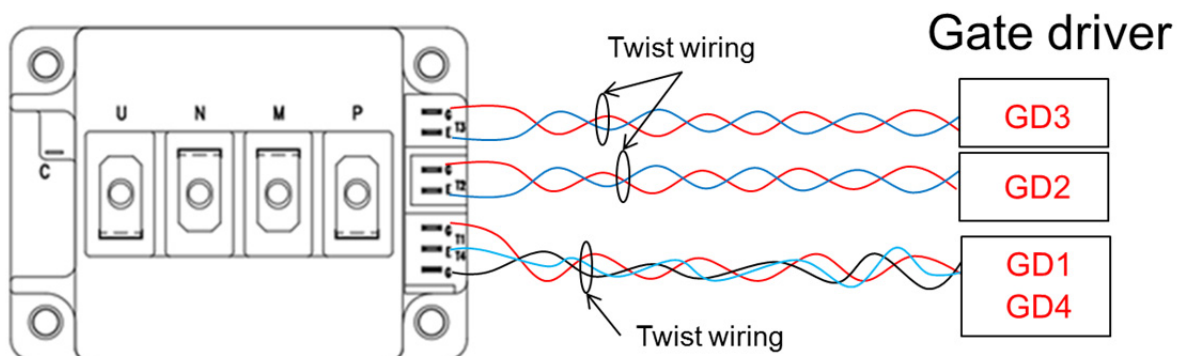


图 15.1: 门极驱动到功率模块辅助端子的连接线

T1 和 T4 的辅助发射极端子一致，因此门极驱动 GD1 和 GD4 使用相同的发射极连线和相同的电源供应。如图 15.1 所示，要驱动三电平模块需要 3 个门极驱动接口。

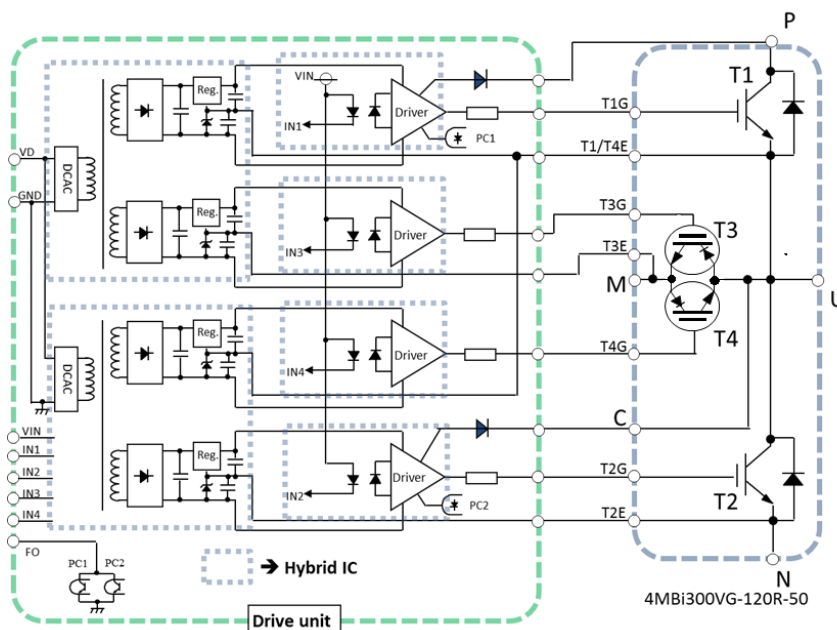


图 15.2: 门极驱动电路举例（框图）

图 15.2 是针对一个 M403 RB-IGBT 模块的门极驱动电路的例子。驱动电路包括两个 2in1 的 DC-DC 变换器和四个门极驱动单元，来驱动 IGBT 和 RB-IGBT。上侧的两个驱动单元负责驱动 T1 和 T3，下侧的两个驱动单元负责驱动 T2 和 T4。驱动电路板的概略如图 15.3 所示。

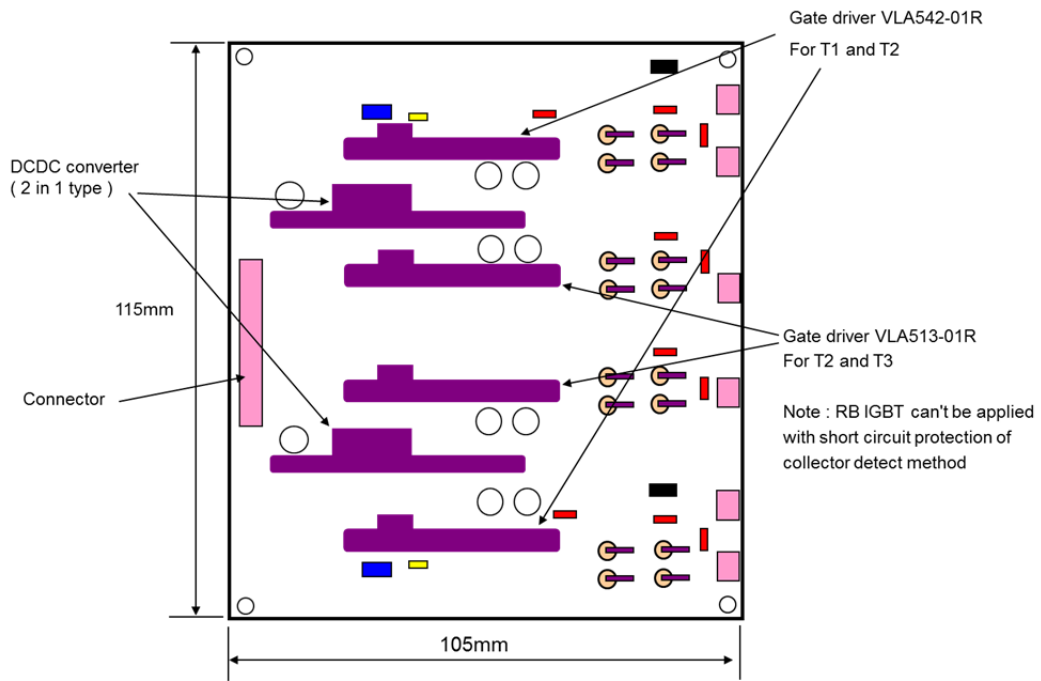


图 15.3: 驱动板概略

## 警 告

1. 本目录包含截止至 2015 年 8 月的产品规格、特性、数据、材质以及结构。  
因规格改变或其它原因而使本内容变更，恕不另行通知。在使用本目录中所列的产品时，请务必获取最新版本的规格说明。
2. 本目录中所述的所有应用乃举例说明富士电机电子设备技术株式会社产品的使用，仅供参考。并不授予（或被视为授予）富士电机电子设备技术株式会社所拥有的任何专利、版权、商业机密或其它知识产权的任何授权或许可，无论是明示的或暗示的。  
对于可能因使用此处所述的应用而造成侵犯或涉嫌侵犯他人知识产权的，富士电机电子设备技术株式会社不予作出任何明示或暗示的声明或保证。
3. 尽管富士电机电子设备技术株式会社不断加强产品质量和可靠性，但仍可能会有一小部分的半导体产品出现故障。  
当在您的设备中使用富士电机电子半导体产品时，您应采取足够的安全措施以防止当任何产品出现故障时，导致该设备造成人身伤害、火灾或其它问题。我们推荐，您的设计应能够自动防故障、阻燃并且无故障。
4. 本目录中介绍的产品用于以下具有普通可靠性要求的电子和电气设备。  
· 计算机 · OA 设备 · 通信设备（终端设备） · 测量设备 · 机床  
· 视听设备 · 家用电气设备 · 个人设备 · 工业机器人等
5. 如果您要将本目录中的产品用于具有比普通要求更高可靠性要求的设备，例如以下所列设备，则必须联系富士电机电子设备技术株式会社，得到事先同意方可使用。在将这些产品用于下述设备时，您应采取足够措施（如建立备份系统），使得即使用于该设备的富士电机电子设备技术株式会社产品出现故障，也不会导致该设备发生故障。  
· 运输设备（安装在汽车和船上） · 干线通信设备 · 交通信号控制设备  
· 具有自动关闭功能的漏气检测装置 · 防灾/防盗装置 · 安全装置
6. 请勿将本目录中的产品用于具有严格可靠性要求的设备，例如（但不限于以下设备）  
· 航天设备 · 航空设备 · 核反 · 制设备海底中继器 · 医疗设备
7. 版权 (c)1996-2004 富士电机电子设备技术株式会社。版权所有。  
未经富士电机电子设备技术株式会社明确许可，本目录的任何部分不能以任何形式或任何方式进行复制。
8. 如果您对本目录中的内容存有疑问，请在使用该产品前咨询富士电机电子设备技术株式会社或其销售代理商。  
富士电机电子设备技术株式会社和其销售代理商对未遵守此处所做说明使用本产品而造成的任何伤害不予负责。