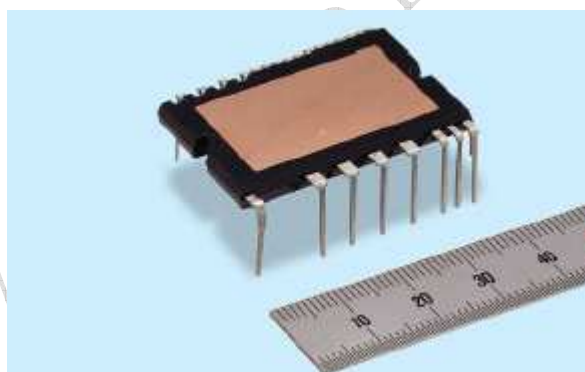


# 第 4 代 DIP-IPM 应用手册



## 第 4 代双列直插型智能功率模块 应用和设计手册

# 目 录

<b>1. 第4代 DIP-IPM 介绍</b>	<b>4</b>
1.1 目标应用	4
1.2 产品系列	4
1.3 功能和特征	4
<b>2. 规格书和特性</b>	<b>6</b>
2.1 第4代 DIP-IPM 规格书	6
2.1.1 最大额定值	6
2.1.2 热阻	7
2.1.3 电气特性（电源部分）	7
2.1.4 电气特性（控制部分）	8
2.1.5 推荐工作条件	9
2.1.6 机械特性和额定值	9
2.2 保护功能和工作时序	10
2.2.1 短路保护（SC 保护）	10
2.2.2 控制电源欠压保护	11
2.3 封装外形图	13
2.3.1 短脚型封装外形图	13
2.3.2 长脚型封装外形图	14
2.3.3 锯齿型封装外形图	15
2.3.4 N 侧射极开路型封装外形图	16
2.3.5 激光标签	17
2.3.6 引脚说明	17
2.4 安装方法	19
2.4.1 电气绝缘距离	19
2.4.2 安装方法和注意事项	19
<b>3. 第4代 DIP-IPM 的应用</b>	<b>20</b>
3.1 应用指南	20
3.1.1 系统连接	20
3.1.2 接口电路（直接输入，'-S'型除外）	21
3.1.3 接口电路（直接输入，'-S'型）	22
3.1.4 接口电路（光耦隔离接口）	23
3.1.5 信号输入引脚和 Fo 引脚的电路	24
3.1.6 吸收电路	25
3.1.7 Shunt 电阻周围的推荐布线方法	26
3.1.8 第4代 DIP-IPM 的安全工作区（SOA）	27
3.1.9 功率寿命循环	28
3.2 功耗计算和热设计	29
3.2.1 功耗计算	29
3.2.2 温升考虑和计算例子	31
3.3 抗噪声能力	32
3.3.1 测定电路	32
3.3.2 对策及注意事项	32
3.3.3 抗静电能力	33
<b>4. 关键参数设定方法</b>	<b>34</b>
4.1 SHUNT 电阻的选定	34
4.2 单电源驱动	36
4.2.1 自举电容初始充电	36
4.2.2 变频工作时自举电容的充放电	37



三菱电机

<http://www.bdtic.com/MITSUBISHI>

**5 接口评价板 .....40**

5.1 第 4 代 DIP-IPM 接口评价板 .....40

5.2 布线 .....41

5.3 电路原理图和器件列表 .....42

**6 包装 .....44**

6.1 包装规格 .....44

6.2 放置注意事项 .....45

**安全设计及使用本手册时的注意事项 .....46**

1. 第 4 代 DIP-IPM 介绍

1.1 目标应用

家用电器（空调、洗衣机和冰箱等）的电机驱动；  
小功率工业电机驱动（绝缘电压等级为 1500V，汽车应用除外）。

1.2 产品系列

表 1.1 第 4 代 DIP-IPM 产品系列

型号(注 <sup>1</sup> )	IGBT 额定值	电机容量(注 <sup>2</sup> )	绝缘电压
PS21962/-A/-C/-S	5A/600V	0.4kW/220V <sub>AC</sub>	V <sub>iso</sub> = 1500Vrms (正弦 60Hz, 1 分钟)
PS21963-E/-AE/-CE/-SE	8A/600V	0.75kW/220V <sub>AC</sub>	
PS21963/-A/-C/-S	10A/600V	0.75kW/220V <sub>AC</sub>	
PS21964/-A/-C/-S	15A/600V	0.75kW/220V <sub>AC</sub>	
PS21965/-A/-C/-S	20A/600V	1.5kW/220V <sub>AC</sub>	

注 1：型号后缀 ‘-A’ 对应长管脚，‘-C’ 对应锯齿形管脚，‘-S’ 对应 N 侧射极开路型。详情请参考第 2 部分。

注 2：电机容量是在以下条件下的仿真结果：V<sub>AC</sub>=220V，V<sub>D</sub>=V<sub>DB</sub>=15V，T<sub>c</sub>=100℃，T<sub>j</sub>=125℃，f<sub>PWM</sub>=5kHz，P.F=0.8，电机效率=0.75，电流纹波比=1.05，电机 150%过载 1 分钟。

1.3 功能和特征

超小型双列直插智能功率模块第 4 代 DIP-IPM 采用便于大批量生产的压注模封装技术，它将功率芯片、驱动和保护电路集成到同一个模块之中，易于应用在 AC100-200V 等级小功率电机的变频控制中。图 1.1、1.2 和 1.3 分别给出了第 4 代 DIP-IPM 的外观照片、内部结构以及电路框图。

第 4 代 DIP-IPM 最重要的特征之一就是通过采用高热导性绝缘框架开发出的新型热阻结构实现了更优良的散热性能，使得芯片小型化成为可能，超小型封装也能达到与前几代 DIP-IPM 产品几乎相同的温升。

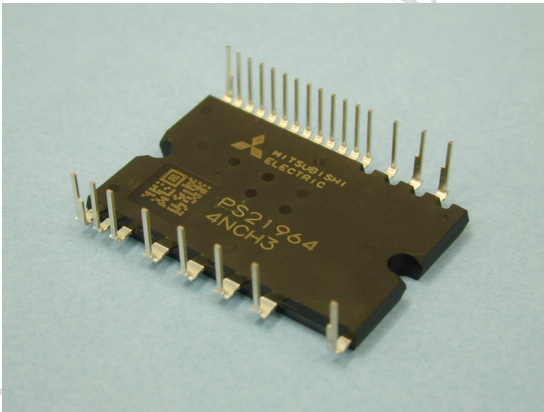


图 1.1 封装照片

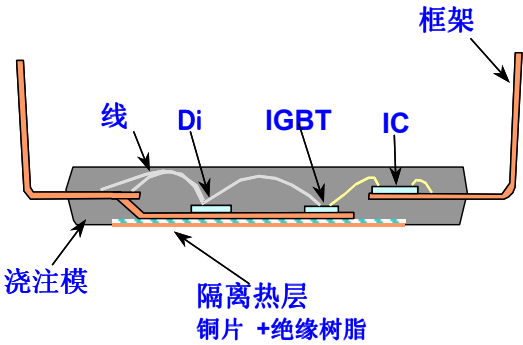


图 1.2 内部结构

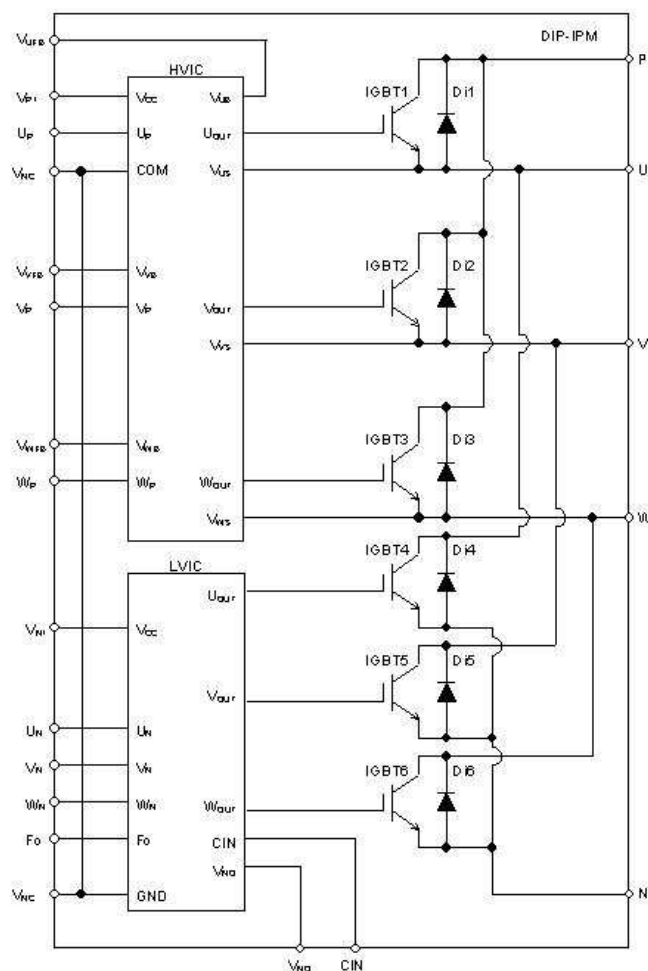


图 1.3 内部电路原理（‘S’型除外）

## 特征：

- P 侧 IGBT
  - 驱动电路；
  - 高电平转换电路；
  - 控制电源欠压（UV）锁定电路（不带故障信号输出）。
- N 侧 IGBT
  - 驱动电路；
  - 短路（SC）保护电路（使用外部 shunt 电阻）；
  - 控制电源欠压（UV）锁定电路（带故障信号输出）。
- 故障信号输出
  - 对应 N 侧 IGBT SC 保护或 UV 保护。
- IGBT 驱动电源
  - 直流 15V 单电源。
- 控制输入接口
  - 施密特触发 3V 和 5V 输入兼容，高电平逻辑。

2. 规格书和特性

2.1 第 4 代 DIP-IPM 规格书

下面以 PS21964 (15A/600V)为例来说明第 4 代 DIP-IPM 的规格书。其他型号请参考相应的规格书。

2.1.1 最大额定值

PS21964 的最大额定值如表 2.1 所示。

表 2.1 PS21964 最大额定值

最大额定值 (Tj=25℃, 注明的除外)  
逆变部分

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Supply voltage	V <sub>CC</sub>	Applied between P-N	450	V
Supply voltage (surge)	V <sub>CC(surge)</sub>	Applied between P-N	500	V
Collector-emitter voltage	V <sub>CES</sub>		600	V
Each IGBT collector current	±I <sub>C</sub>	T <sub>c</sub> =25℃	15	A
Each IGBT collector current (peak)	±I <sub>CP</sub>	T <sub>c</sub> =25℃, less than 1ms	30	A
Collector dissipation	P <sub>C</sub>	T <sub>c</sub> =25℃, per 1 chip	33.3	W
Junction temperature	T <sub>J</sub>	(Note 1)	-20 ~ +125	℃

注 1: DIP-IPM 内部集成的功率芯片的最大结温额定值是 150℃ (T<sub>c</sub>≤100℃)。但是为了确保 DIP-IPM 的安全工作, 结温的平均值应该限制在 T<sub>J(ave)</sub> ≤125℃ (T<sub>c</sub>≤100℃)。

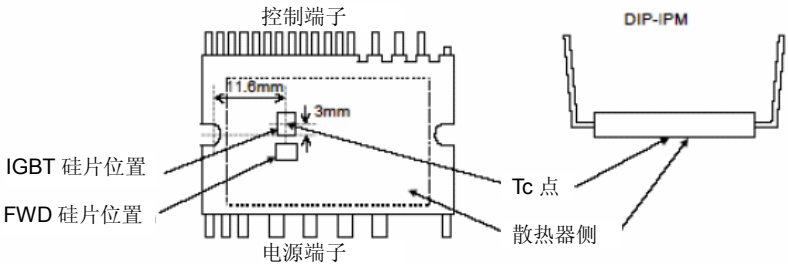
控制 (保护) 部分

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Control supply voltage	V <sub>D</sub>	Applied between V <sub>P1</sub> -V <sub>NC</sub> , V <sub>N1</sub> -V <sub>NC</sub>	20	V
Control supply voltage	V <sub>DB</sub>	Applied between V <sub>UFB</sub> -U, V <sub>VFB</sub> -V, V <sub>WFB</sub> -W	20	V
Input voltage	V <sub>IN</sub>	Applied between U <sub>P</sub> , V <sub>P</sub> , W <sub>P</sub> -V <sub>NC</sub> , U <sub>N</sub> , V <sub>N</sub> , W <sub>N</sub> -V <sub>NC</sub>	-0.5 ~ V <sub>D</sub> +0.5	V
Fault output supply voltage	V <sub>FO</sub>	Applied between Fo-V <sub>NC</sub>	-0.5 ~ V <sub>D</sub> +0.5	V
Fault output current	I <sub>FO</sub>	Sink current at Fo terminal	1	mA
Current sensing input voltage	V <sub>SC</sub>	Applied between CIN-V <sub>NC</sub>	-0.5 ~ V <sub>D</sub> +0.5	V

全系统

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Supply voltage self protection limit (short circuit protection capability)	V <sub>CC(prot)</sub>	V <sub>D</sub> =13.5~16.5V, Inverter part T <sub>J</sub> =125℃, non-repetitive less than 2μs	400	V
Module case operation temperature	T <sub>c</sub>	(Note2)	-20 ~ +100	℃
Storage temperature	T <sub>stg</sub>		-40 ~ +125	℃
Isolation voltage	Viso	60Hz, Sinusoidal, AC 1 minutes, All connected pins to heat-sink plate	1500	Vrms

注 2: T<sub>c</sub> 测量点



项目解释:

- ① V<sub>CC</sub> 没有开关动作时最大 P-N 间直流电压。如果 P-N 间电压超过这个值, 需要制动电路。
- ② V<sub>CC(surge)</sub> 没有开关动作时最大 P-N 间浪涌电压。如果 P-N 间电压超过 V<sub>CC(surge)</sub>, 需要吸收电路。
- ③ V<sub>CES</sub> 内置 IGBT 和 FWD 的集电极-射极间能够施加的最大电压值。
- ④ ±I<sub>C</sub> 允许持续流过集电极的直流电流(T<sub>c</sub>=25℃)。
- ⑤ T<sub>J</sub> 在 T<sub>f</sub>=100℃和 T<sub>J</sub>≤125℃的条件下, 确保功率循环不少于 1000 万次, 温度升高额定值会变小。
- ⑥ V<sub>CC(prot)</sub> 短路故障时保证 IGBT 安全关断的最大电源电压值。如果电源电压超过这个值, 可能损坏硅片。
- ⑦ T<sub>c</sub> position T<sub>c</sub> (外壳温度) 的定义是在指定 IGBT 硅片下方的温度。为了准确得到温度信息, 请在散热器表面的 T<sub>c</sub> 定义位置安装热电偶。



2.1.2 热阻

表 2.2 给出了 PS21964 的热阻。

表 2.2 PS21964 的热阻

热阻

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Junction to case thermal resistance (Note3)	$R_{th(j-c)Q}$	Inverter IGBT part (per 1/6 module)	—	—	3.0	°C/W
	$R_{th(j-c)F}$	Inverter FWD part (per 1/6 module)	—	—	3.9	

注 3: 具有良好的热传导特性的硅脂应均匀的涂抹在 DIP-IPM 和散热器的接触面上, 厚度为 +100 $\mu$ m~+200 $\mu$ m。硅脂的厚度和热传导率决定 DIP-IPM 和散热器的接触热阻 ( $R_{th(c-f)}$ )。当硅脂厚度为 20 $\mu$ m, 热传导率为 1.0W/m.k 时, 热阻为 0.3 °C/W。

上面的数据展示了在稳态下硅片结合处与外壳之间的热阻。约 10 秒钟以内热阻达到饱和状态, 图 2.1 给出了 10 秒钟内的热阻 (瞬态热阻) 曲线。

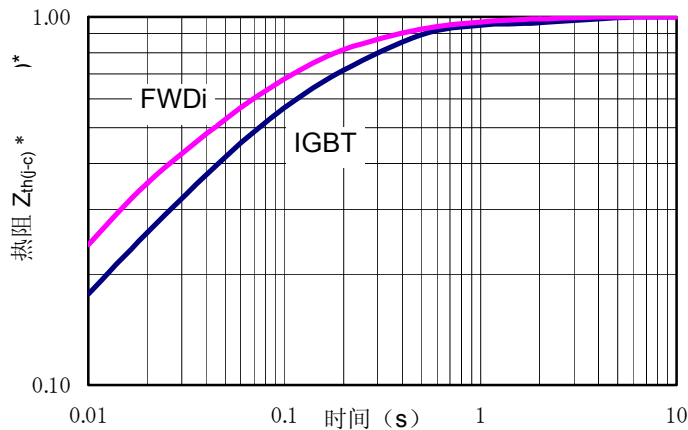


图 2.1 瞬态热阻 (典型例)

$Z_{th(j-c)}^*$  是标准化后的瞬态热阻值

$$Z_{th(j-c)}^* = Z_{th(j-c)} / R_{th(j-c)max}$$

例如, 0.3 秒时的 IGBT 瞬态热阻值为  $3.0 \times 0.8 = 2.4^{\circ}\text{C/W}$ 。

2.1.3 电气特性 (电源部分)

表 2.3 给出了 PS21964 的典型静态特性和开关特性。

表 2.3 PS21964 的静态特性和开关特性

电气特性 ( $T_j=25^{\circ}\text{C}$ , 注明的除外)

逆变部分

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D=V_{DB}=15\text{V}$ $I_C=15\text{A}$ , $V_{IN}=5\text{V}$	—	1.70	2.20	V
		$T_j=25^{\circ}\text{C}$ $T_j=125^{\circ}\text{C}$				
FWD forward voltage	$V_{EC}$	$-I_C=15\text{A}$ , $V_{IN}=0\text{V}$	—	1.70	2.20	V
Switching times	$t_{on}$	$V_{CC}=300\text{V}$ , $V_D=V_{DB}=15\text{V}$	0.70	1.30	1.90	$\mu\text{s}$
	$t_{rr}$	$I_C=15\text{A}$	—	0.30	—	
	$t_{c(on)}$	$T_j=125^{\circ}\text{C}$	—	0.50	0.75	
	$t_{off}$	Inductive load	—	1.60	2.20	
	$t_{c(off)}$	$V_{IN}=0 \leftrightarrow 5\text{V}$	—	0.50	0.80	
Collector-emitter cut-off current	$I_{CES}$	$V_{CE}=V_{CES}$ $T_j=25^{\circ}\text{C}$	—	—	1	mA
		$T_j=125^{\circ}\text{C}$	—	—	10	

开关时间的定义以及测量方法如图 2.2 和 2.3 所示。

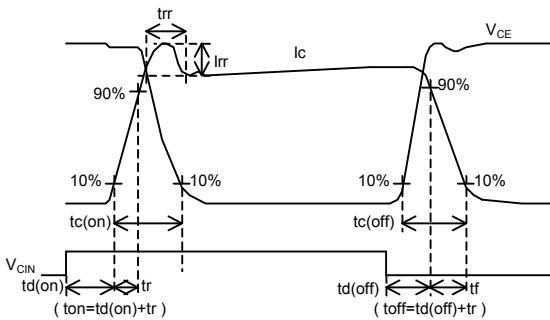


图 2.2 开关时间定义

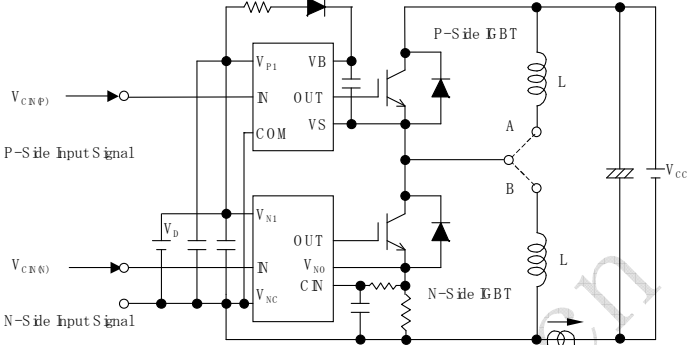


图 2.3 测量电路（感性负载）  
连接 A 测量 N 侧 IGBT，连接 B 测量 P 侧 IGBT。

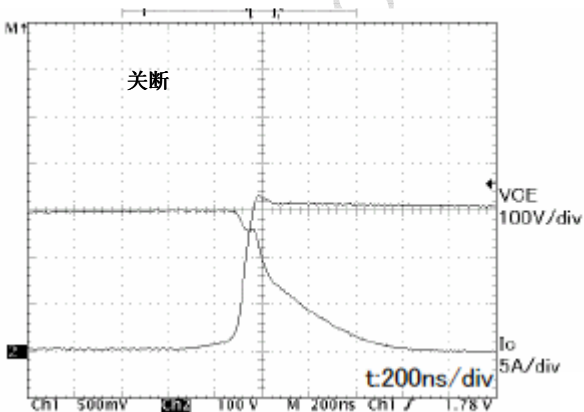
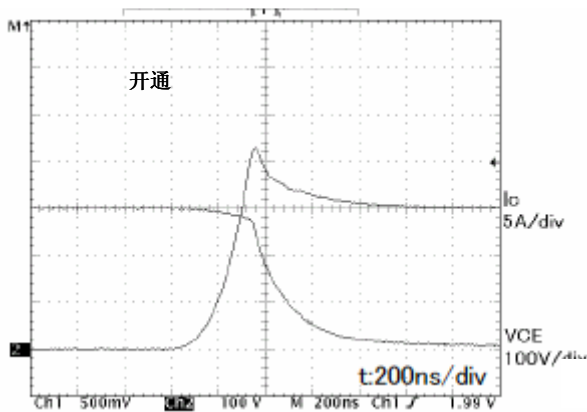


图 2.4 典型开关波形（PS21964）

条件：V<sub>CC</sub>=300V，V<sub>D</sub>=V<sub>DB</sub>=15V，T<sub>J</sub>=125℃，I<sub>C</sub>=15A，感性负载半桥电路

2.1.4 电气特性（控制部分）

表 2.4 PS21964 的控制（保护）特性

控制（保护）部分

Item	Symbol	Condition		Min.	Typ.	Max.	Unit
Circuit current	I <sub>D</sub>	V <sub>D</sub> =V <sub>DB</sub> =15V	Total of V <sub>P1</sub> -V <sub>NC</sub> , V <sub>N1</sub> -V <sub>NC</sub>	—	—	2.80	mA
		V <sub>IN</sub> =5V	V <sub>UFB</sub> -U, V <sub>VFB</sub> -V, V <sub>WFB</sub> -W	—	—	0.55	
		V <sub>D</sub> =V <sub>DB</sub> =15V	Total of V <sub>P1</sub> -V <sub>NC</sub> , V <sub>N1</sub> -V <sub>NC</sub>	—	—	2.80	
		V <sub>IN</sub> =0V	V <sub>UFB</sub> -U, V <sub>VFB</sub> -V, V <sub>WFB</sub> -W	—	—	0.55	
Fo output voltage	V <sub>FOH</sub>	V <sub>SC</sub> =0V, Fo terminal pull-up to 5V by 10kΩ		4.9	—	—	V
	V <sub>FOL</sub>	V <sub>SC</sub> =1V, I <sub>FO</sub> =1mA		—	—	0.95	
Input current	I <sub>IN</sub>	V <sub>IN</sub> =5V		0.70	1.00	1.50	mA
Short circuit trip level	V <sub>SC(ref)</sub>	V <sub>D</sub> =15V (Note4)		0.43	0.48	0.53	V
Supply circuit under-voltage protection	UV <sub>DBt</sub>	T <sub>j</sub> ≤125°C	Trip level	10.0	—	12.0	V
	UV <sub>DBr</sub>		Reset level	10.5	—	12.5	
	UV <sub>Dt</sub>		Trip level	10.3	—	12.5	
	UV <sub>Dr</sub>		Reset level	10.8	—	13.0	
Fault output pulse width	t <sub>FO</sub>	(Note5)		20	—	—	μs
ON threshold voltage	V <sub>th(on)</sub>	Applied between U <sub>P</sub> , V <sub>P</sub> , W <sub>P</sub> -V <sub>NC</sub> , U <sub>N</sub> , V <sub>N</sub> , W <sub>N</sub> -V <sub>NC</sub>		—	2.1	2.6	V
OFF threshold voltage	V <sub>th(off)</sub>			0.8	1.3	—	
ON/OFF threshold hysteresis voltage	V <sub>th(hys)</sub>			0.35	0.65		

注 4：只有下臂具有短路保护功能。合适选择外部的 shunt 电阻使得 SC 的触发电平小于额定电流的 1.7 倍。

注 5：故障信号对应短路或下臂的控制电源欠压故障。



2.1.5 推荐工作条件

表 2.5 给出了 PS21964 的推荐工作条件。

虽然给出的是推荐条件，但并不是必需的。我们强烈推荐让模块工作在这些条件以内，来确保 DIP-IPM 安全工作。

表 2.5 PS21964 推荐工作条件

Item	Symbol	Condition	Recommended			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Supply voltage	$V_{CC}$	Applied between P-N	0	300	400	V
Control supply voltage	$V_D$	Applied between $V_{P1}$ - $V_{NC}$ , $V_{N1}$ - $V_{NC}$	13.5	15.0	16.5	V
Control supply voltage	$V_{DB}$	Applied between $V_{UFB}$ -U, $V_{VFB}$ -V, $V_{WFB}$ -W	13.0	15.0	18.5	V
Control supply variation	$\Delta V_D, \Delta V_{DB}$		-1	—	1	V/ $\mu$ s
Arm-shoot-through blocking time	$t_{dead}$	For each input signal, $T_c \leq 100^\circ\text{C}$	1.5	—	—	$\mu$ s
Output r.m.s. current	$I_o$	$V_{CC}=300\text{V}$ , $V_D=V_{DB}=15\text{V}$ , P.F=0.8, sinusoidal PWM, $T_j \leq 125^\circ\text{C}$ , $T_c \leq 100^\circ\text{C}$ (Note 8)	$f_{PWM}=5\text{kHz}$	—	—	7.5
			$f_{PWM}=15\text{kHz}$	—	—	4.5
Allowable minimum input pulse width	PWIN(on)	(Note 9)	0.5	—	—	$\mu$ s
	PWIN(off)		0.5	—	—	
$V_{NC}$ voltage variation	$V_{NC}$	between $V_{NC}$ -N (including surge)	-5.0	—	5.0	V

注 8：根据实际的应用条件确定电流 r.m.s。

注 9：如果输入信号脉冲宽度小于推荐的最小值，IPM 可能会不能正常工作或响应。

2.1.6 机械特性和额定值

表 2.6 给出了 PS21964 的机械特性和额定值。

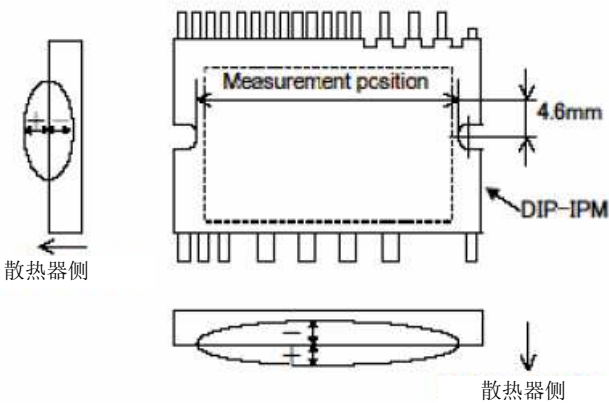
第 4 代 DIP-IPM 详细的安装指导请参考第 2.4 节。

表 2.6 PS21964 的机械特性和额定值

Item	Condition		Min.	Typ.	Max.	Unit
Mounting torque	Mounting screw: M3 (Note 6)	Recommended: 0.69N·m	0.59	—	0.78	N·m
Weight			—	10	—	g
Heat-sink flatness	(Note 7)		-50	—	+100	$\mu$ m

注 6：推荐使用普通垫圈（ISO7089~7094）。

注 7：平面度测量点：



## 2.2 保护功能和工作时序

第 4 代 DIP-IPM 有短路和欠压保护功能，工作原理和时序说明如下：

### 2.2.1 短路保护（SC 保护）

第 4 代 DIP-IPM 使用外接的 shunt 电阻来检测电流，如图 2.4 所示。通过比较 CIN 引脚的反馈电压与参考的 SC 保护触发电压，IC 内部的保护电路能够捕获到过大大电流并自动启动保护。SC 保护的触发电压为 0.48V（典型值），由此来正确的选择 shunt 电阻。

当短路保护启动时，N 侧三相 IGBT 的栅极会被全部关断，并输出故障信号。为了防止由于正常的开关噪声和/或恢复电流引起的错误保护动作，在 CIN 引脚放置 RC 滤波器（1.5 到 2  $\mu$ s）十分必要（图 2.4、2.5）。同时，shunt 电阻周围的布线也应该尽可能的短。

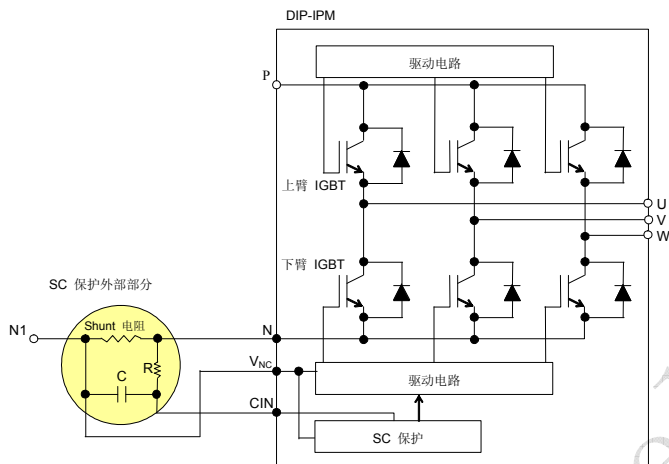


图 2.4 短路保护电路

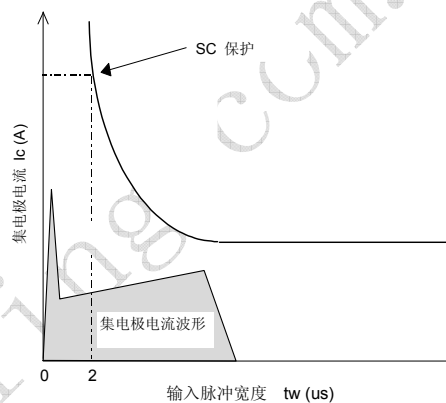


图 2-5 滤波时间常数设置

#### 短路保护（只有下臂）

- a1. 正常工作 = IGBT 导通，传输电流
- a2. SC 电流检测（SC 触发）：设置 RC 时间常数为 1.5~2.0  $\mu$ s
- a3. IGBT 栅极硬关断
- a4. IGBT 关断
- a5. 故障信号输出，脉冲宽度为 20  $\mu$ s（最小值）
- a6. 输入脉冲电平 = “L”
- a7. 输入脉冲电平 = “H”
- a8. 尽管高电平输入，IGBT 依然保持关断



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>

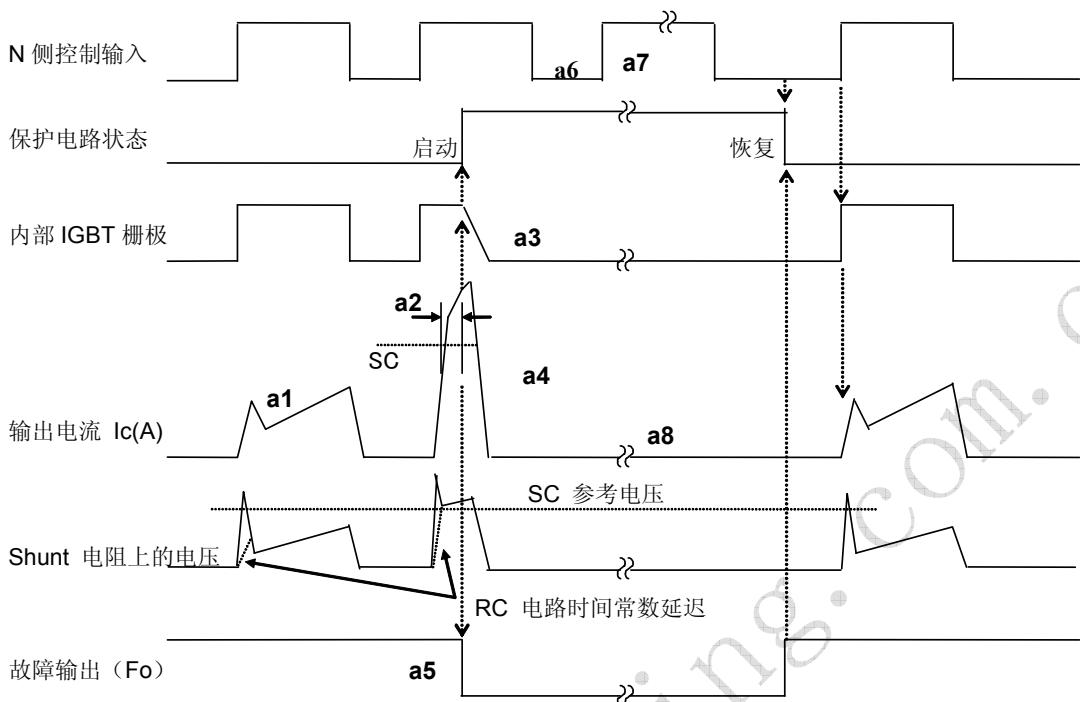


图 2.6 SC 保护时序图

2.2.2 控制电源欠压保护

如表 2.7 说明，欠压（UV）保护是用来防止意外的工作状态。

P 侧和 N 侧都有 UV 保护功能，但故障信号 Fo 只对应 N 侧欠压保护输出，在 UV 保护状态下持续输出 Fo。

另外，UV 保护电路内置了噪声滤波器（典型值 10 μs）来防止瞬间的欠压保护触发。因此，在欠压情况发生后的前 10 μs 内，控制信号仍然有效。

表 2.7 DIP-IPM 工作状态 Vs. 控制电源电压

控制电源电压	工作状态
0~4.0V (P, N)	相当于 0 电源 UV 保护功能不动作，没有 Fo 输出 IGBT 不动作
4.0~12.5V (P, N)	UV 保护动作，输出 Fo（只有 N 侧） 即使有控制信号，IGBT 也不动作
12.5~13.5V (P, N)	IGBT 可以动作。但是，开关损耗会增加，导致温度过渡上升。
13.5~16.5V (N), 13.0~18.5V (P)	推荐条件
16.5~20.0V (N), 18.5~20.0V (P)	IGBT 可以动作，但是开关速度加快，饱和电流变大，加大了短路击穿的风险
20.0V~ (P, N)	控制电路会被损坏

控制电源纹波电压的限制

如果高频噪声附加到控制电源总线上，可能导致 IC 故障并引起 DIP-IPM 的误动作。为了避免发生类似情况，纹波电压应该满足以下条件：

$$dV/dt \leq \pm 1V/\mu s, \quad V_{ripple} \leq 2V_{p-p}$$

**N 侧 UV 保护顺序**

- a1. 控制电源建立：当  $V_D$  上升超过  $UV_{Dr}$  时 LVIC 开始工作，控制输入从‘L’变成‘H’
- a2. 正常工作：IGBT 导通，传输电流
- a3. 欠压触发 ( $UV_{Dt}$ )
- a4. 即使有控制输入，IGBT 依然关断
- a5. 故障信号  $Fo$  输出（脉冲宽度等于 UV 时间但不少于  $20\mu s$ ）
- a6. 欠压锁定恢复 ( $UV_{Dr}$ )
- a7. 正常工作：IGBT 导通，传输电流

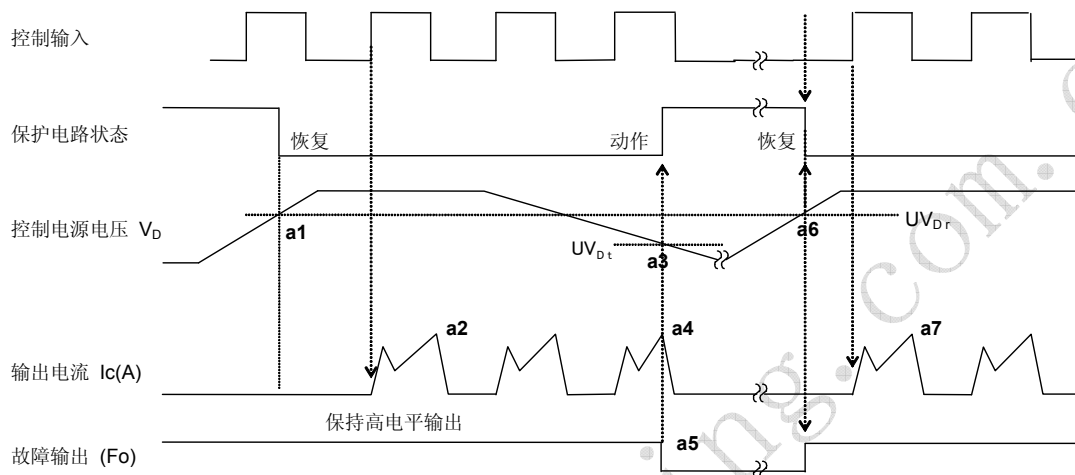


图 2.7 N 侧 UV 保护动作时序图

**P 侧 UV 保护顺序**

- a1. 控制电源建立：当  $V_{DB}$  上升超过  $UV_{DBr}$  时 HVIC 开始工作，控制输入从‘L’变成‘H’
- a2. 正常工作：IGBT 导通，传输电流
- a3. 欠压触发 ( $UV_{DBt}$ )
- a4. 即使有控制输入，IGBT 依然关断，没有  $Fo$  输出
- a5. 欠压锁定恢复 ( $UV_{DBr}$ )
- a6. 正常工作：IGBT 导通，传输电流

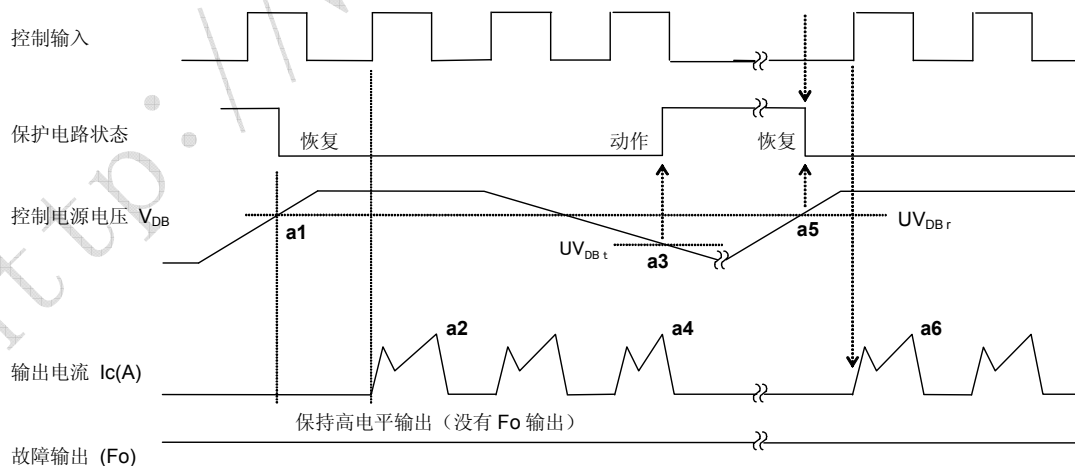
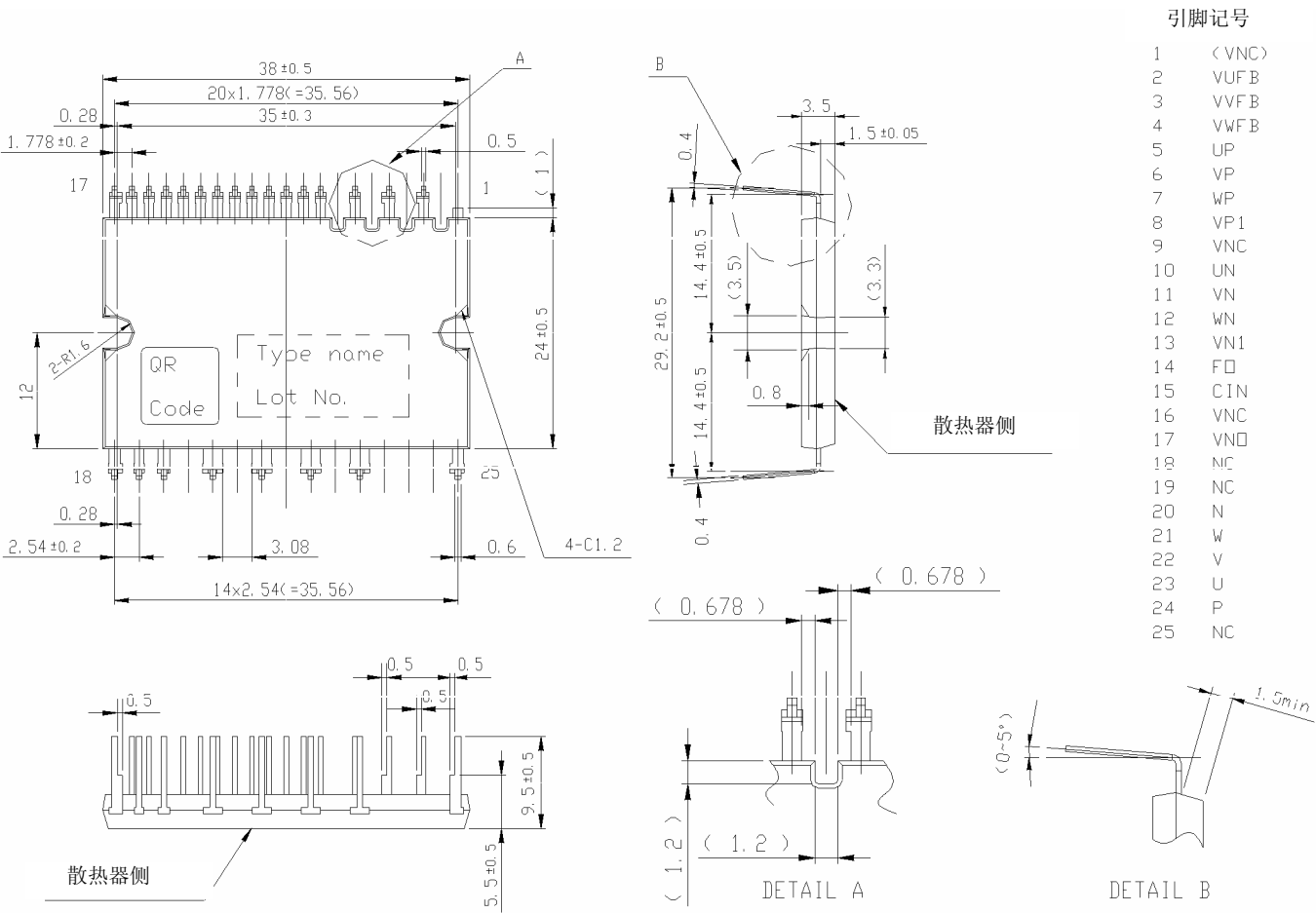


图 2.8 P 侧 UV 保护动作时序图

2.3 封装外形图

第 4 代 DIP-IPM 的封装有 4 种可选的引脚形状，对应不同的安装需要。相同封装尺寸的 4 种引脚形状分别为：短脚型（标准型）、长脚型、控制引脚锯齿型和 N 侧 IGBT 射极开路型。

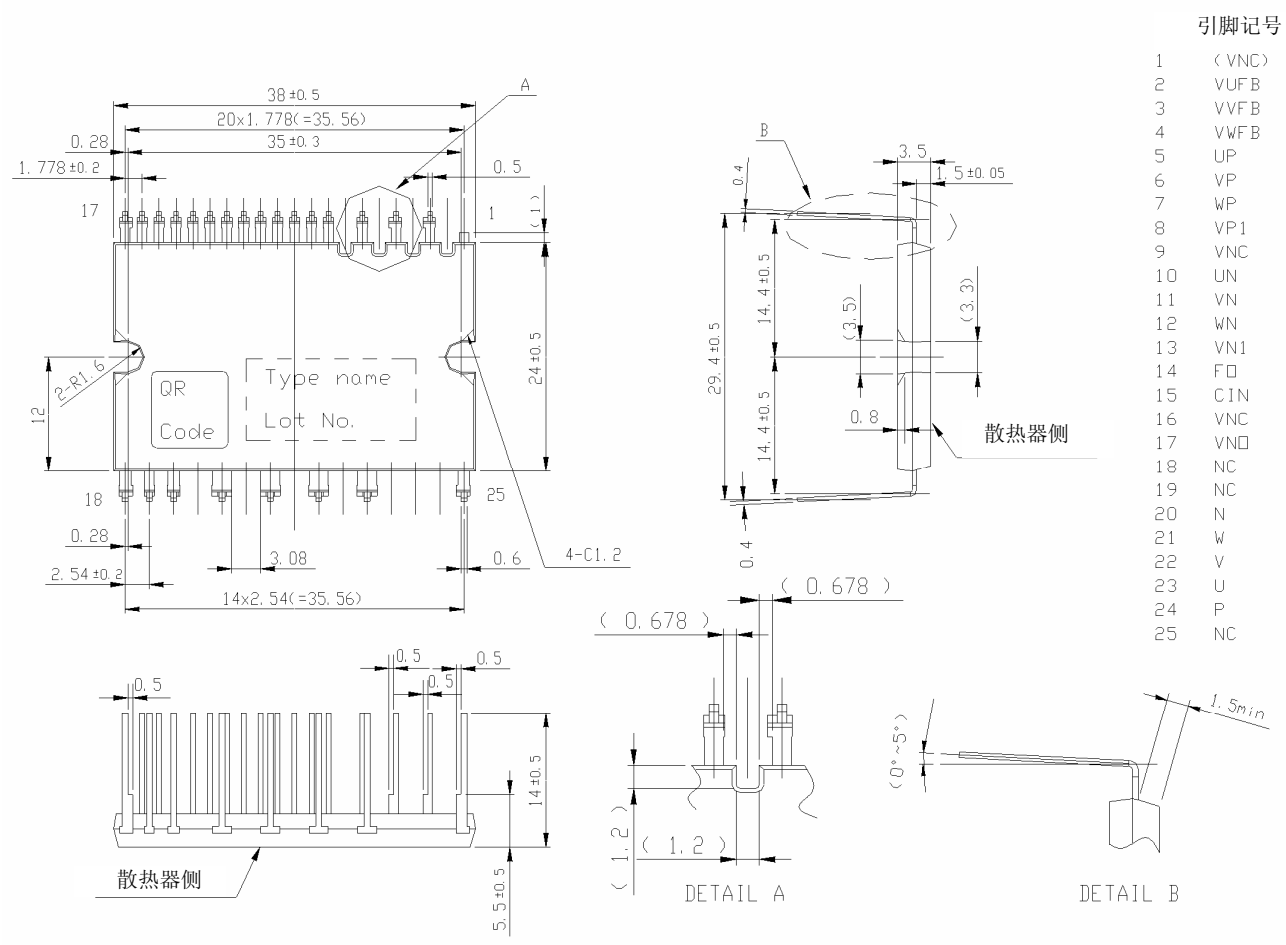
2.3.1 短脚型封装外形图



(注：9 脚和 16 脚，只连接其中一个 V<sub>NC</sub> 到系统的 GND，另一个保持开路)

图 2.9 短脚型封装外形图

2.3.2 长脚型封装外形图

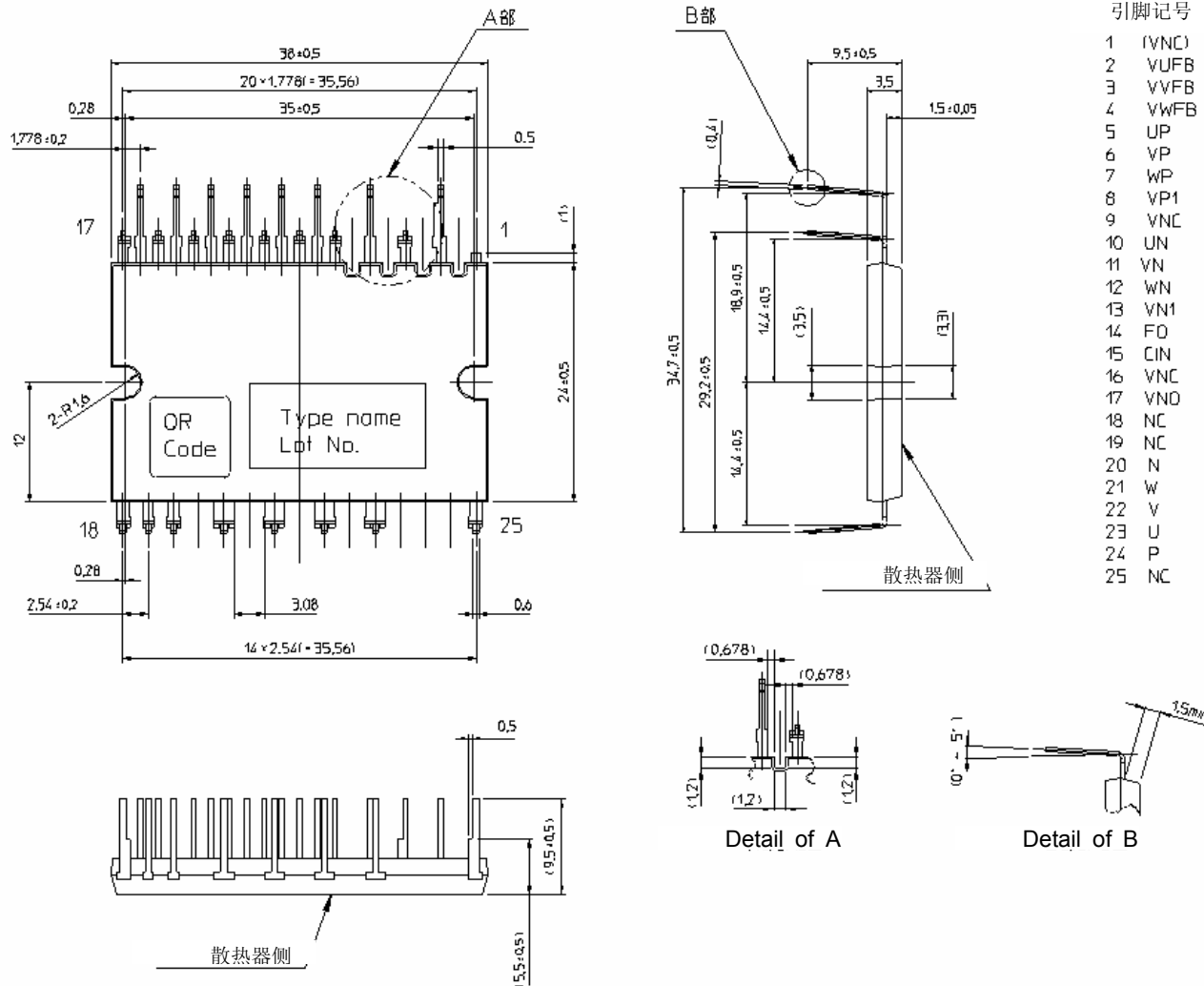


(注：9 脚和 16 脚，只连接其中一个 V<sub>NC</sub> 到系统的 GND，另一个保持开路)

图 2.10 长脚型封装外形图



2.3.3 锯齿型封装外形图



(注：9 脚和 16 脚，只连接其中一个 VNC 到系统的 GND，另一个保持开路)

图 2.11 锯齿型封装外形图





表 2.9 输入输出引脚的详细说明

项目	标记	说明
P 侧驱动电源 正引脚  P 侧驱动电源 GND 引脚	$V_{UFB-U}$ $V_{VFB-V}$ $V_{WFB-W}$  注 1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• P 侧 IGBT 驱动电源引脚</li> <li>• 如果采用自举电路, 模块外部不需要分别给 P 侧 IGBT 单元提供单独的电源。各自举电路中的电容通常在相应的 N 侧 IGBT 单元导通时由 N 侧的控制电源 (<math>V_D</math>) 充电</li> <li>• 如果电源 <math>V_D</math> 不稳定或者没有足够的电流能力, 可能会导致模块误动作。为了防止此电源不稳定或噪声干扰, 建议在靠近每对引脚附近防止具有良好频率特性和温度特性的旁路电容</li> <li>• 建议在驱动电源引脚之间放置一个稳压二极管 (24V/1W), 来防止浪涌电压可能造成控制电路的损坏</li> </ul>
P 侧控制电源引脚  N 侧控制电源引脚	$V_{P1}$ $V_{N1}$  注 1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 内部 HVIC 和 LVIC 的控制电源引脚</li> <li>• 为了防止此电源不稳定或噪声干扰, 建议在靠近每对引脚附近防止具有良好频率特性和温度特性的旁路电容</li> <li>• 电源的设计应保证噪声或系统运行引起的电压波动在规定的允许范围内</li> <li>• 建议在控制电源引脚之间放置一个稳压二极管 (24V/1W), 来防止浪涌电压可能造成控制电路的损坏</li> </ul>
N 侧控制 GND 引脚	$V_{NC}$ 注 2	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 内部 HVIC 和 LVIC 的控制电源地引脚</li> <li>• 为防止干扰, 应避免主电路电流流过此引脚</li> </ul>
N 侧驱动 GND 引脚	$V_{NO}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• LVIC 输出参考地</li> <li>• 和逆变 GND 短接</li> </ul>
控制输入引脚	$U_P, V_P, W_P$  $U_N, V_N, W_N$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 控制信号输入引脚</li> <li>• 电压输入型, 这些引脚内部连接到施密特触发器</li> <li>• 为了保护 DIP-IPM 不受噪声的干扰, 各输入引脚的连线应尽可能短</li> <li>• 如发生信号振荡, 请加上 RC 退耦电路</li> </ul>
电路保护触发电压 检测引脚	CIN	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 电流检测电阻应连接到此引脚和 <math>V_{NC}</math> 之间, 用来判断电路保护的状态 (电路保护动作阈值), CIN 引脚的输入阻抗应该为 600k<math>\Omega</math></li> <li>• 为抑制噪声应连接 RC 滤波电路</li> </ul>
故障信号 输出引脚	F <sub>O</sub>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 故障信号输出引脚</li> <li>• 此输出为集电极开路型引脚, F<sub>O</sub> 信号线应通过约 10k<math>\Omega</math> 的上拉电阻接到 5V 电源电压</li> </ul>
逆变直流电源 正引脚	P  注 1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 直流电源正引脚</li> <li>• 内部连接到所有 P 侧 IGBT 的集电极</li> <li>• 为了抑制直流总线或 PCB 布线电感产生的浪涌电压, 应在非常接近 P 侧和 N 侧的引脚处加上平滑电容, 也可以连接具有良好的频率特性的小薄膜电容</li> </ul>
逆变直流电源 负引脚	N ('S' 型除外)  $NU, NV, NW$ ('S' 型)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 逆变直流电源负引脚 (电源地)</li> <li>• 内部连接到所有 N 侧的射极</li> <li>• 每个 N 侧 IGBT 的射极开路引脚</li> <li>• 通常这些引脚通过各自的 shunt 电阻连接到电源 GND</li> </ul>
逆变功率 输出引脚	U, V, W	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 逆变输出引脚连接逆变器负载 (如交流电机)</li> <li>• 在模块内部, 这些引脚与相应的 IGBT 桥臂的中点相连</li> </ul>

注 1) 使用示波器来检查每路电源引脚和 P、N 间的电压波形, 示波器的时间应设成 1  $\mu$ s/div。请确保电压 (包括浪涌) 不超过规定的范围。

2) 只连接其中一个  $V_{NC}$  到系统的 GND, 另一个  $V_{NC}$  保持开路。



三菱电机

<http://www.mitsubishielectric.com/MITSUBISHI>

2.4 安装方法

此节说明第 4 代 DIP-IPM 的电气绝缘距离和安装注意事项。

2.4.1 电气绝缘距离

第4代DIP-IPM的电气绝缘距离如表2.10所示。

表2.10 第4代DIP-IPM的典型电气绝缘距离

	空隙 (mm)	爬电距离 (mm)
电源引脚之间	2.98	3.08
控制引脚之间	2.25	4.96
引脚和散热器之间	1.50	1.50 *

注：上述数据并未包含制造误差，带\*的数据指最小值。

2.4.2 安装方法和注意事项

在散热器上安装模块时，如果施加极不平衡的紧固力，有可能对模块造成损坏或降额。图2.14给出了推荐的紧固顺序。

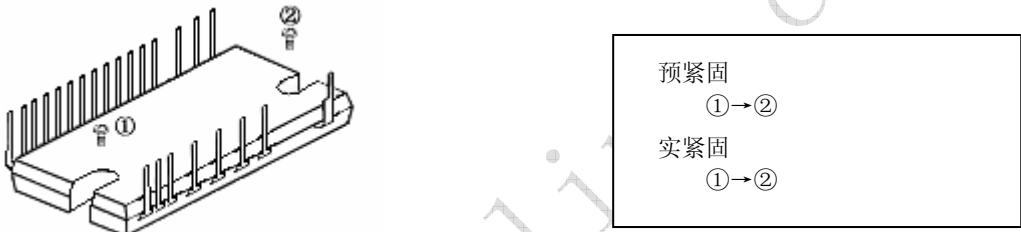


图2.14 推荐螺栓紧固顺序

注：预紧固力矩一般为最大力矩的20~30%。

表 2.11 安装力矩和散热器平面度规格

项目	条件	最小	典型	最大	单位
安装力矩	推荐 0.69N·m, 螺栓: M3	0.59	-	0.78	N·m
散热器平面度	参考图 2.14	-50	-	+100	μm

注：紧固螺栓时推荐使用平垫圈（ISO7089-7094）。

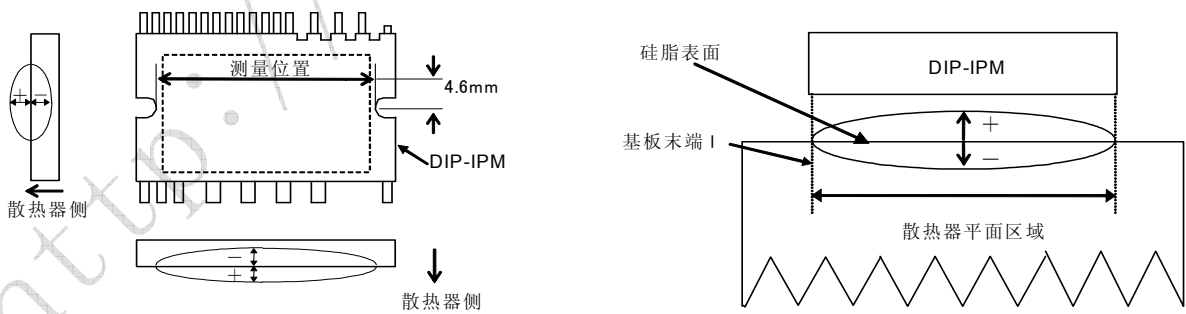


图2.15 散热器平面度的测量点

为了获得有效的散热效果，需要尽可能的增加模块与散热器之间的接触面积，使得接触热阻最小化。关于模块安装表面上散热器的平面度（弯曲 / 凹凸度），请参考图2.15。散热器表面的粗糙度应在Ra12.5以内。

均匀的在模块和散热器之间的接触面上涂抹一层的100~200 μm导热脂。此外，应选用在整个工作温度范围内性能温度而且寿命持久的导热脂。另外还应使用力矩扳手按推荐的力矩来紧固模块，一旦力矩超过最大限度就可能导致模块损坏或降额。同时注意不要在模块和散热器的接触面之间混入任何异物。

### 3. 第 4 代 DIP-IPM 的应用

#### 3.1 应用指南

本章说明了第 4 代 DIP-IPM 的应用方法和接口电路设计。

##### 3.1.1 系统连接

C1: 温度、频率特性好的电解电容

注: 电容值根据应用系统的 PWM 控制策略不同有所变化

C2: 频率特性好的陶瓷电容 022~2μF

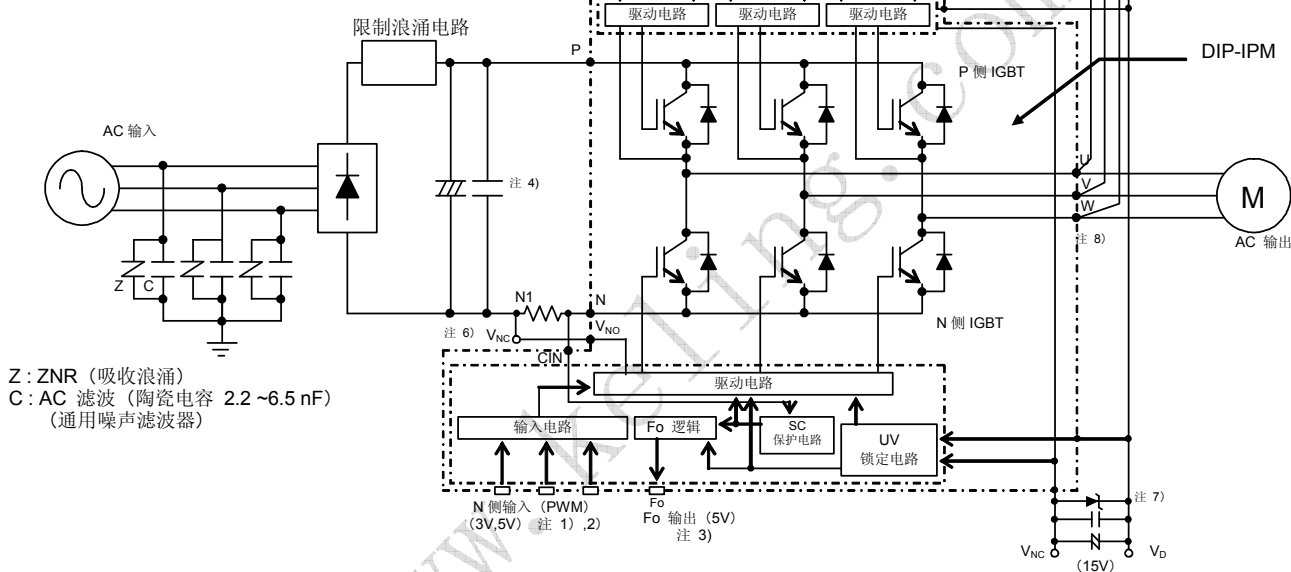


图3.1 第4代DIP-IPM的应用系统结构框图（-S型除外）

注 1) 输入信号是高电平逻辑。每一路输入电路都内置了一个 3.3kΩ（最小值）电阻。如果有外部 RC 滤波器，要注意输入信号电平的变化。

注 2) 因为模块内部集成了 HVIC，就使得无需光耦或变压器直接连接 MCU/DSP 和模块成为可能。

注 3) Fo 输出是漏极开路型，应连接一个约 10kΩ 的电阻上拉到 5V 电源的正极。

注 4) 直流总线电容和 P/N1 引脚之间的连线应尽可能的短，来保护 DIP-IPM 不被大的浪涌电压损坏。另外需要注意的是，建议在 P 和 N1 引脚间紧密放置一个小的薄膜吸收电容（0.1~0.22μF，高压型）。

注 5) 自举电路使用高压（600V 以上）高速的恢复二极管。

注 6) 在 DIP-IPM 外部应将 V<sub>NO</sub> 和 V<sub>NC</sub> 引脚连接在一起。

注 7) 为了防止 HVIC 被浪涌损坏，建议在每一路控制输入引脚上连接一个稳压二极管（24V, 1W）。

注 8) 为了防止外部布线电感和电机电流产生的意外干扰，自举电源的负极应该直接连接到 DIP-IPM U, V, W 引脚，并且和逆变输出接线分离开。



## 3.1.2 接口电路（直接输入，'-S'型除外）

图 3.2 给出了典型的接口电路原理图，其中控制器（MCU 或 DSP）的控制信号直接连接到 DIP-IPM。

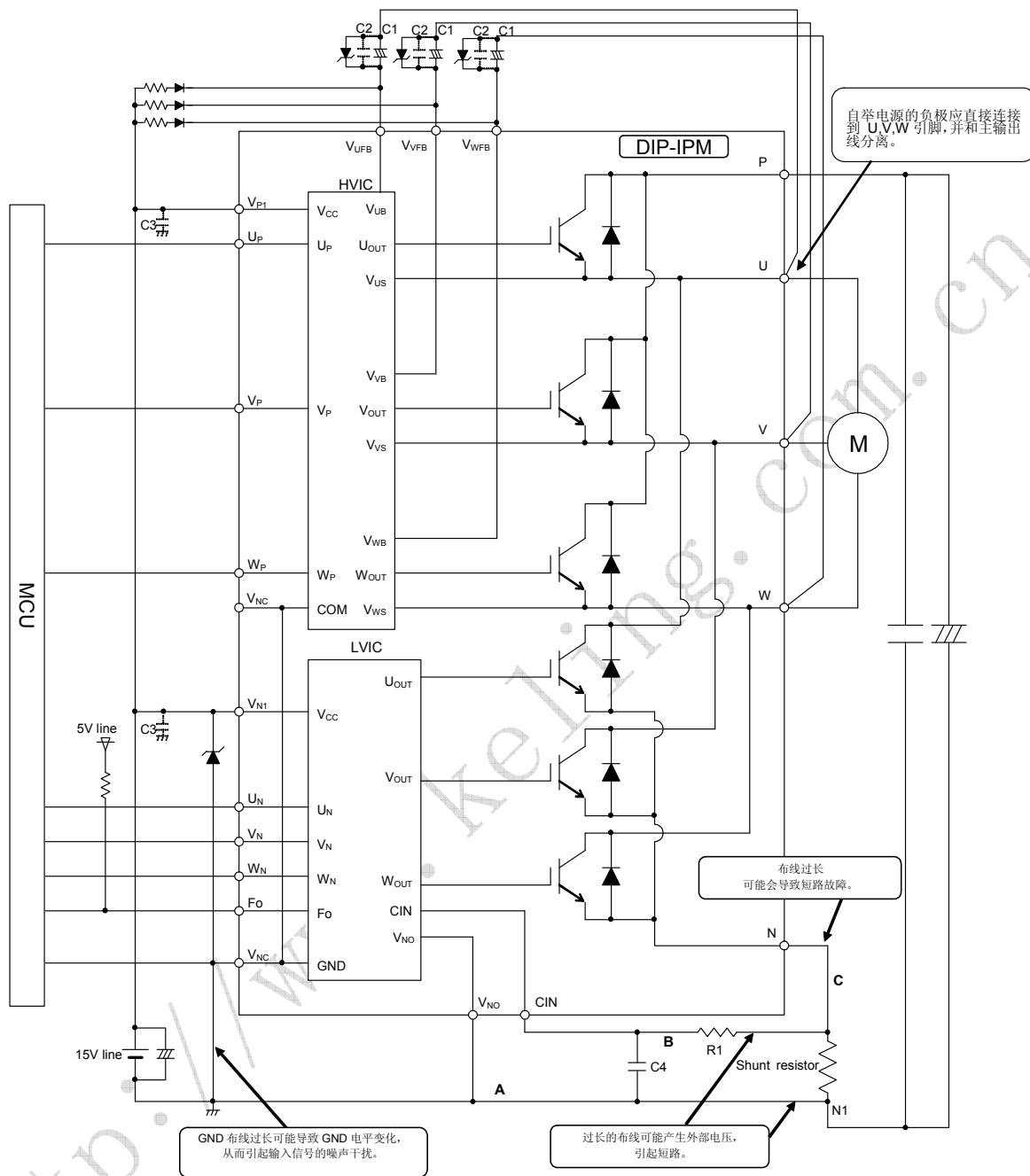


图3.2 接口电路图（-S型除外）

注：

- (1) 每路输入的布线应尽可能的短。
- (2) 因为模块内部集成了 HVIC，就使得无需光耦或变压器直接连接 MCU/DSP 和模块成为可能。
- (3) F<sub>O</sub> 输出是漏极开路型，应连接一个约 10k $\Omega$  的电阻上拉到 5V 电源的正极。
- (4) 输入信号是高电平逻辑。每一路输入电路都内置了一个 3.3k $\Omega$ （最小值）电阻。如果有外部 RC 滤波器，要注意输入信号电平满足导通和关断电压的变化。
- (5) 为防止错误的保护动作，A, B, C 的布线应尽可能的短。
- (6) 保护电路 R1C4 的时间常数应该在 1.5~2  $\mu$ s 的范围内。SC 关断时间可能会随布线方式而变化。
- (7) 所有的电容应尽可能的紧密连接在 DIP-IPM 的引脚上。
- (8) 为防止浪涌电压带来的损坏，平滑电容和 P&N1 引脚间的布线应尽可能的短。通常在引脚间放置一个 0.1~0.22  $\mu$ F 的 snubber 电容。
- (9) 在 DIP-IPM 外部应将 V<sub>NO</sub> 和 V<sub>NC</sub> 引脚连接在一起。
- (10) 将任一个 V<sub>NC</sub> 引脚连接到系统的 GND，另一个保持开路。



三菱电机

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>

3.1.3 接口电路（直接输入，'-S'型）

C1: 温度特性好的电解电容 C2,C3: 0.22~2μF 陶瓷电容 (过滤噪声)

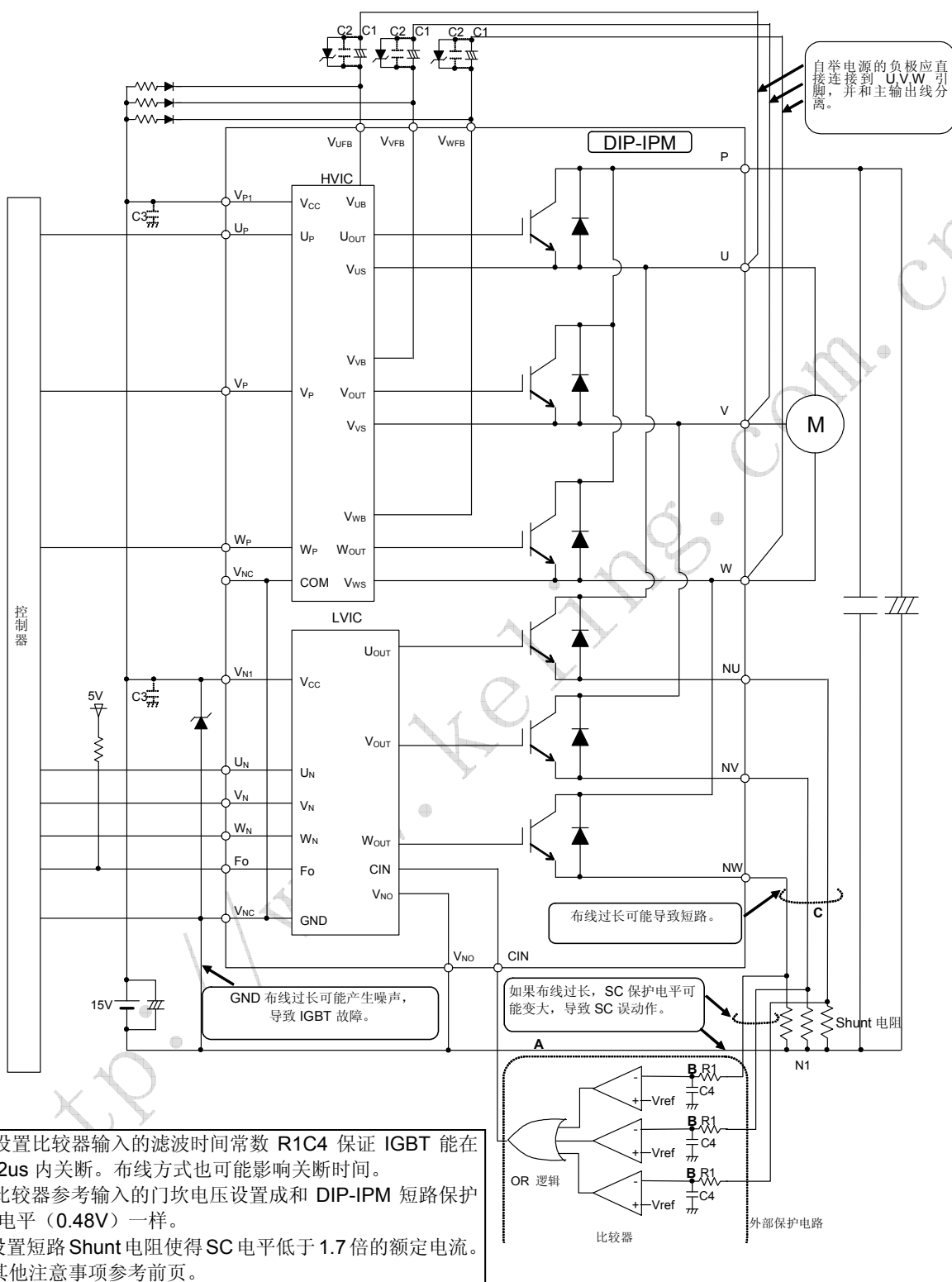


图3.3 '-S'型接口电路图



3.1.5 信号输入引脚和 Fo 引脚的电路

(1) 控制输入引脚的内部电路

第 4 代 DIP-IPM 采用高电平输入逻辑，因此不再有控制电源和输入信号启动或关断的次序限制。如图 3.5 所示，每路输入电路都内置一个 3.3kΩ（最小）的下拉电阻，外部无需额外的下拉电阻。此外，由于降低了导通和关断的门坎电压值（表 3.1），可以将 3V 的单片机或 DSP 直接连接到模块上。

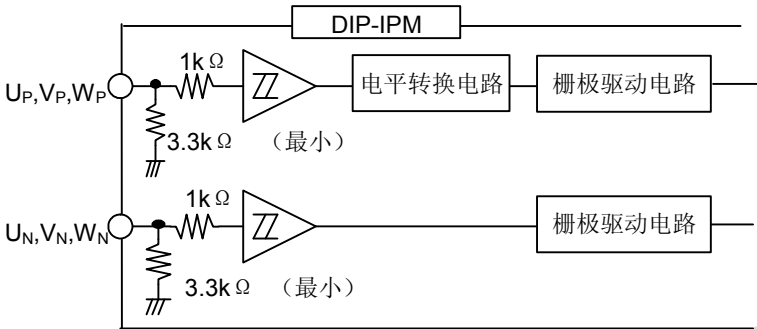


图 3.5 控制输入引脚的内部结构图

表 3.1 输入门坎电压额定值（Tj=25℃）

项目	记号	条件	最小	典型	最大	单位
导通门坎电压	Vth(on)	UP, VP, WP-VNC 引脚间 UN, VN, WN-VNC 引脚间	-	2.1	2.6	V
关断门坎电压	Vth(off)		0.8	1.3	-	
门坎电压滞后	Vth(hys)		0.35	0.65	-	

注：第 4 代 DIP-IPM 的输入脉冲有最小宽度限制。如果宽度（On 和 Off）小于限制值时，DIP-IPM 可能没有响应或者不能正常工作。请参考相应的规格书。

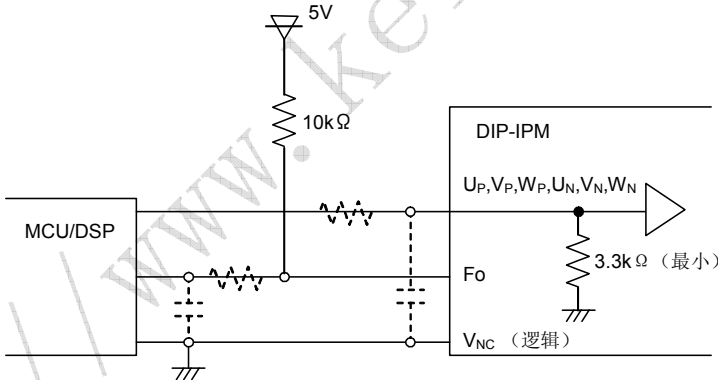


图 3.6 控制输入连接图

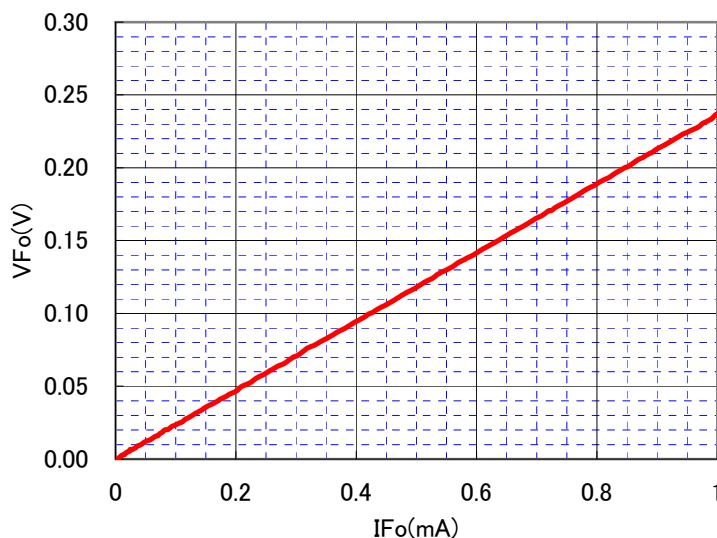
注：每一路输入上的 RC 电路（图中的虚线部分）取决于用户的 PWM 控制策略和 PCB 的布线阻抗。  
DIP-IPM 的信号输入部分集成了 3.3kΩ（最小）的下拉电阻。因此，当使用外部滤波电阻时，请注意输入引脚的信号电压的下降。

(2) Fo 引脚的内部电路

Fo 引脚是漏极开路型，必须上拉到 5V 电源，如图 3.6 所示。图 3.7 给出了 Fo 引脚的典型 V-I 特性。Fo 引脚的最大下沉电流是 1mA。如果输出连接到光耦，请注意光耦的驱动能力。

表 3.2 Fo 引脚的电气特性

项目	记号	条件	最小	典型	最大	单位
故障输出电压	VFOH	Vsc=0V, Fo=10kΩ, 5V 上拉	4.9	—	—	V
	VFOL	Vsc=1V, Fo=1mA	—	—	0.95	V

图 3.7 Fo引脚的典型V-I电气特性 ( $V_o=15V$ ,  $T_j=25^\circ C$ )

### 3.1.6 吸收电路

为了防止 DIP-IPM 不被外部浪涌电压损坏,应尽可能的缩短平滑电容和 DIP-IPM P-N 引脚间的布线长度。同时,在 DIP-IPM 的直流总线附近也应该放置一个  $0.1 \sim 0.22 \mu F/630V$  的吸收电容。

如图 3.8 所示有两种位置(①或②)放置吸收电容。吸收电容应该放置在位置②,来有效的抑制浪涌电压。然而,布线电感以及吸收电容产生的充电和放电电流会流过 Shunt 电阻,如果电流足够大的话,可能导致错误的保护动作。

为了能够最大限度的抑制浪涌电压,在 Shunt 电阻外放置吸收电容时(位置①),应尽可能的缩短 A 部分的布线。位置③是更好的一种布线方案。

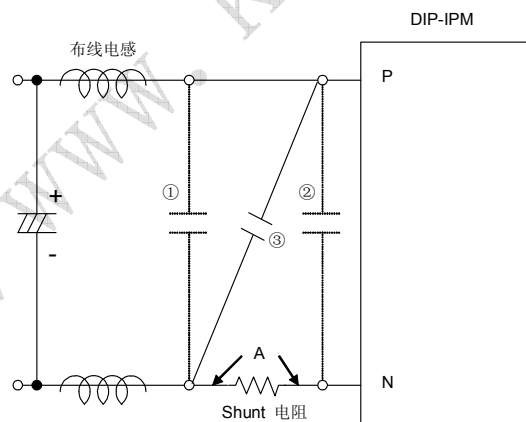


图 3.8 推荐的吸收电路位置



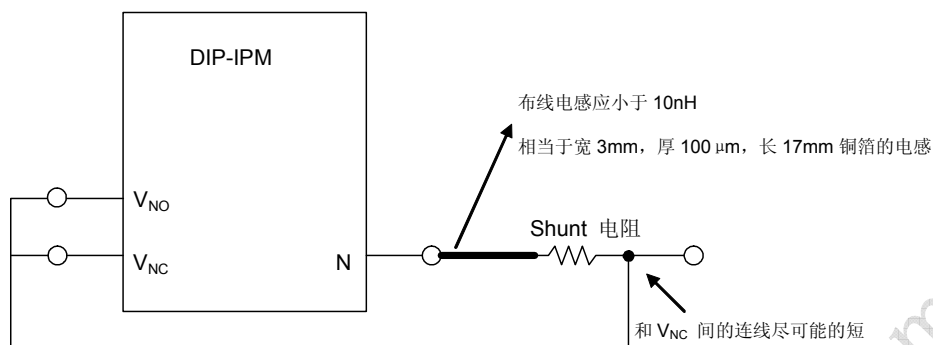
三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

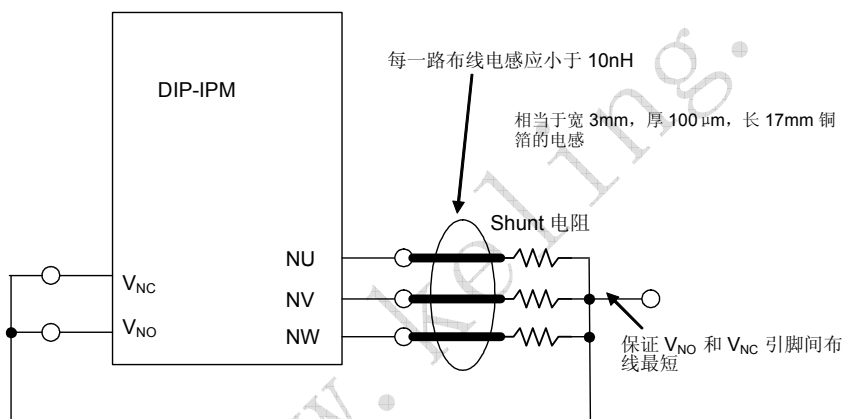
<http://www.mitsubishielectric.com/MITSUBISHI>

### 3.1.7 Shunt 电阻周围的推荐布线方法

外部的 Shunt 电阻是用来检测短路情况的发生。Shunt 电阻和 DIP-IPM 之间过长的布线可能会导致非常大的浪涌电压，以至损坏内部的 IC。为了减少电感，Shunt 电阻和 DIP-IPM 之间的布线应尽可能的短，并选用低感抗型的电阻，比如 SMT 电阻。



(a) 布线方法（‘S’型除外）



(b) ‘S’ 型布线方法

图 3.9 推荐的 Shunt 电阻布线方法

Shunt 电阻周围布线的影响如下图 3.10 所示：

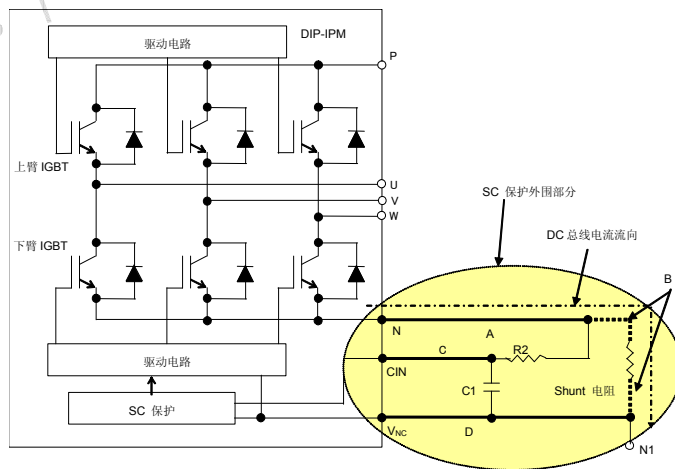


图 3.10 外部保护电路



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.bdtic.com/MITSUBISHI>



**(1) A 部分布线的影响**

下臂 IGBT 栅极的地是  $V_{NC}$ ，如果图 3.10 中 A 部分布线过长，布线寄生电感产生地外部电压将导致开关动作时 IGBT 发射极电位的变化。所以 Shunt 电阻应尽可能的靠近引脚 N。

**(2) B 部分布线的影响**

B 部分的布线影响 SC 保护电平。SC 保护是根据检测 CIN 引脚上的电压值来动作的，如果 B 部分布线过长，布线电感产生的外部浪涌电压将导致 SC 保护电平的下降。请直接将引脚连接到 Shunt 电阻的两端，避免多余的布线。

**(3) C 部分布线的影响**

C1R2 滤波器是用来去处发生在 Shunt 电阻上的噪声影响。如果 C 部分布线过长，滤波器的作用将被减弱，噪声很容易附加到布线上。请尽可能的把 C1R2 滤波器放置在 CIN 和  $V_{NC}$  的附近。

**(4) D 部分布线的影响**

D 部分布线会产生上面描述的所有布线影响，应最大限度的缩短 GND 布线。

**3.1.8 第 4 代 DIP-IPM 的安全工作区 (SOA)**

下面来说明第 4 代 DIP-IPM 的安全工作区 (SOA, Safety Operating Area)

$V_{CES}$  : IGBT 集电极-发射极间电压的最大额定值

$V_{CC}$  : P-N 引脚间的电源电压

$V_{CC(surge)}$  :  $V_{CC}$  和布线电感以及直流母线电容产生的浪涌电压的总和

$V_{CC(PROT)}$  : DIP-IPM 自保护的直流母线电压

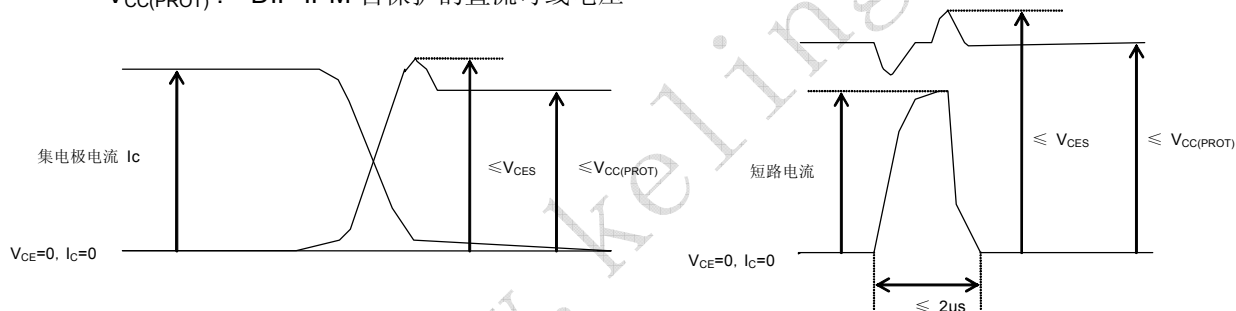


图 3.11 开关模式和短路模式下的 SOA

**开关动作时**

$V_{CES}$  代表 IGBT 的最大电压额定值 (600V)。  $V_{CES}$  减去内部布线电感产生的浪涌电压 (100V 或更少) 得到  $V_{CC(surge)}$ , 500V。再减去 DIP-IPM 和直流母线电容之间的布线电感产生的浪涌电压 (50V 或更少) 得到  $V_{CC}$ , 450V。

**短路时**

$V_{CES}$  代表 IGBT 的最大电压额定值 (600V)。  $V_{CES}$  减去内部布线电感产生的浪涌电压 (100V 或更少) 得到  $V_{CC(surge)}$ , 500V。再减去 DIP-IPM 和直流母线电容之间的布线电感产生的浪涌电压 (100V 或更少) 得到  $V_{CC}$ , 400V。

### 3.1.9 功率寿命循环

当DIP-IPM工作时，IGBT的结温（ $\Delta T_j$ ）将反复的变化。结温变化的幅度和时间影响器件的寿命。

图3.12给出了IGBT结温变化（ $\Delta T_j$ ）和功率循环的对应曲线。（根据故障率0.1%、1%和10%取3个 $\Delta T_j$ 点46、88、98℃的衰减曲线。数据是由间歇性工作的可靠性测试中获得。）

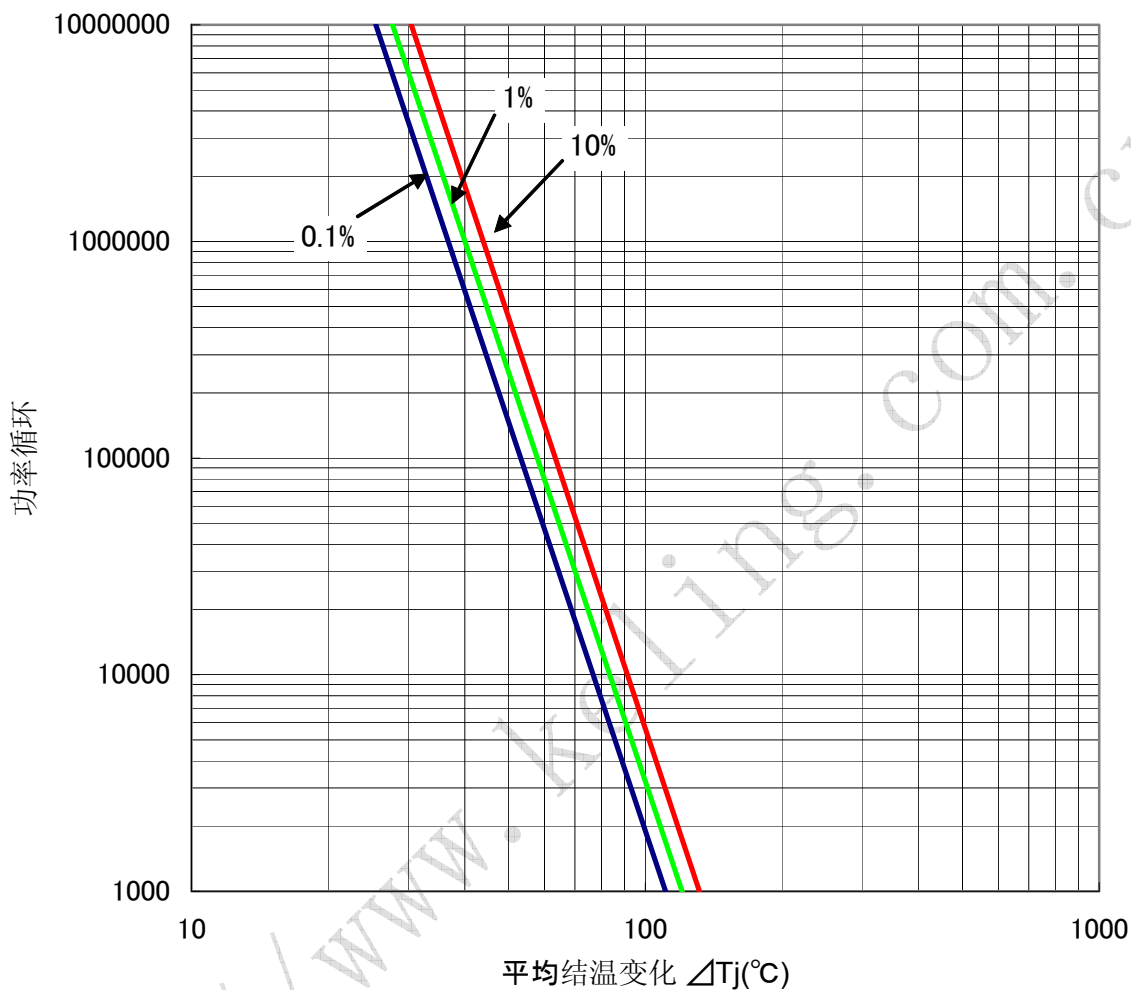


图 3.12 功率循环曲线



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.bdtic.com/MITSUBISHI>

## 3.2 功耗计算和热设计

### 3.2.1 功耗计算

下面来简单说明平均功耗的计算：

#### ● 范围

功耗计算可以为用户提供一种正确选择与 VVVF 变频器设计匹配的功率器件的方法。然而，并不适用于有限制的热设计中。

#### ● 假设

- ① 正弦输出的 PWM 控制 VVVF 变频器；
- ② 正弦波和三角波通过比较产生 PWM 信号；
- ③ PWM 信号的占空比在  $\frac{1-D}{2} \sim \frac{1+D}{2}$  (%/100) 之间变化 (D: 调制率)；
- ④ 输出电流为  $I_{cp} \cdot \sin x$ ，而且没有纹波；
- ⑤ 负载输出电流的功率因数为  $\cos \theta$ ，开关动作使用理想的感性负载。

#### ● 计算公式

PWM 信号占空比是关于相位角  $x$  的函数  $\frac{1+D \times \sin x}{2}$ ，相当于输出电压的变化。根据功率因数  $\cos \theta$ ，在任何相位角下  $x$ ，输出电流和相应的 PWM 占空比可以由下式得到：

$$\text{输出电流} = I_{cp} \times \sin x$$

$$\text{PWM 占空比} = \frac{1 + D \times \sin(x + \theta)}{2}$$

然后，在相位角  $x$  下的  $V_{CE(sat)}$  和  $V_{EC}$  可以由线性近似得到：

$$V_{ce(sat)} = V_{ce(sat)}(@ I_{cp} \times \sin x)$$

$$V_{ec} = (-1) \times V_{ec}(@ I_{ecp}(= I_{cp}) \times \sin x)$$

这样 IGBT 的静态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{cp} \times \sin x) \times V_{ce(sat)}(@ I_{cp} \times \sin x) \times \frac{1 + D \sin(x + \theta)}{2} \bullet dx$$

类似的，续流二极管的静态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} ((-1) \times I_{cp} \times \sin x) ((-1) \times V_{ec}(@ I_{cp} \times \sin x) \times \frac{1 + D \sin(x + \theta)}{2}) \bullet dx$$

另一方面，不依赖于 PWM 占空比的 IGBT 的动态损耗为：

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (P_{sw(on)}(@ I_{cp} \times \sin x) + P_{sw(off)}(@ I_{cp} \times \sin x)) \times f_c \bullet dx$$

续流二极管 FWD 的恢复特性可以近似于图 3.13 所示的理想曲线，它的动态损耗由下式计算：

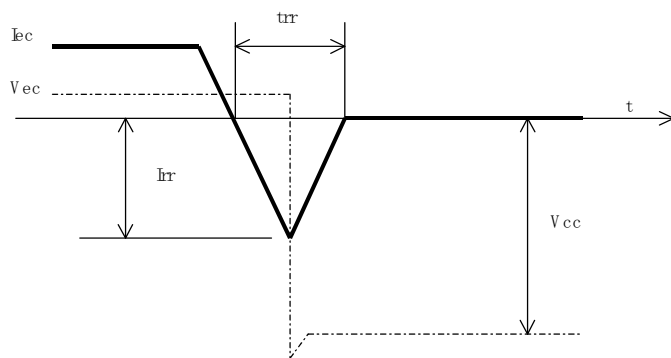


图 3.13 理想的续流二极管恢复特性曲线

$$P_{sw} = \frac{I_{rr} \times V_{cc} \times t_{rr}}{4}$$

输出电流每半个循环才出现一次恢复，所以动态损耗为：

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{I_{rr}(@I_{cp} \times \sin x) \times V_{cc} \times t_{rr}(@I_{cp} \times \sin x)}{4} \times fc \cdot dx \\ &= \frac{1}{8} \int_{\pi}^{2\pi} I_{rr}(@I_{cp} \times \sin x) \times V_{cc} \times t_{rr}(@I_{cp} \times \sin x) \times fc \cdot dx \end{aligned}$$

● 变频器设计时使用功耗仿真的注意事项：

- 将输出电流周期分成几个部分，每一部分使用实际的 PWM 占空比、 $V_{CE(sat)}$ 、 $V_{EC}$  和  $P_{sw}$  的值计算。最极端的条件最重要。
- PWM 占空比受信号产生方式影响。
- 输出电流波形和输出电流—PWM 占空比的关系受信号产生方式、负载和其他变化的因素影响。因此，计算应使用实际的波形数据来。
- $V_{CE(sat)}$ 、 $V_{EC}$  和  $P_{sw(on, off)}$  应为  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  时的值。



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>

### 3.2.2 温升考虑和计算例子

图3.14给出了电机的电流有效值和载波频率的典型特性曲线，这是基于下列变频工作条件下的功耗仿真结果。

条件:  $V_{CC}=300V$ ,  $V_D=V_{DB}=15V$ ,  $V_{CE(sat)}=Typ.$ , 开关损耗=Typ.,  $T_j=125^{\circ}C$ ,  $T_f=100^{\circ}C$ ,  $R_{th(j-f)}=Max.$ ,  $R_{th(c-f)}=0.3^{\circ}C/W$  (每 1/6 模块), P.F=0.8, 3 相 PWM 调制, 60Hz 正弦波输出

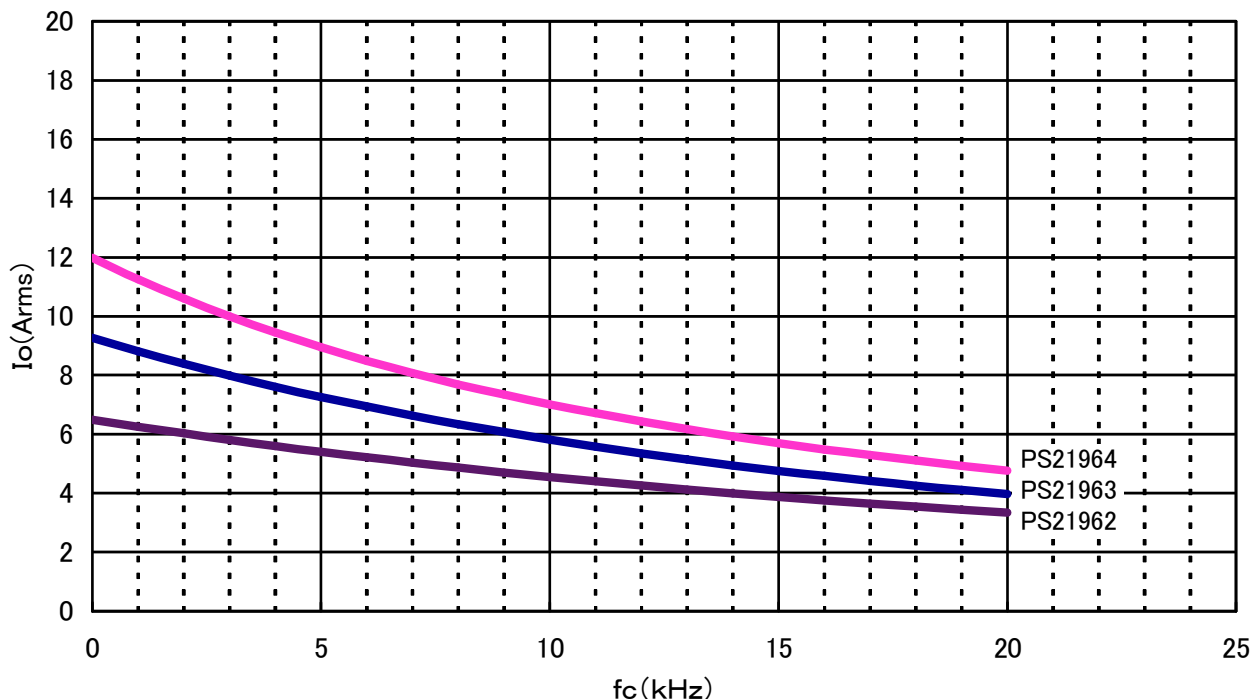


图 3.14 有效电流—载波频率特性

在不同的载波频率和允许的最大工作温度条件 ( $T_f=100^{\circ}C$ 、 $T_j=100^{\circ}C$ ) 下, 根据图 3.14 可以估计出变频器输出的有效电流值。根据不同的控制策略和电机的种类, 上述结果也可能有变化, 所以请确保没有超过器件额定值的大电流持续的流过。

允许的电机电流也可以从三菱电机半导体网站下载免费的功耗仿真软件计算得到, 网址是 <http://www.mitsubishichips.com/>。

### 3.3 抗噪声能力

#### 3.3.1 测定电路

在图 3.15 所示的噪声测定电路条件下，第 4 代 DIP-IPM 具有  $\pm 2.0\text{kV}$  以上的抗噪声能力。然而，抗噪声能力很大程度上依赖于测试环境、控制基板的布线、器件配置等因素，因此有必要在系统原形上再加以确认。

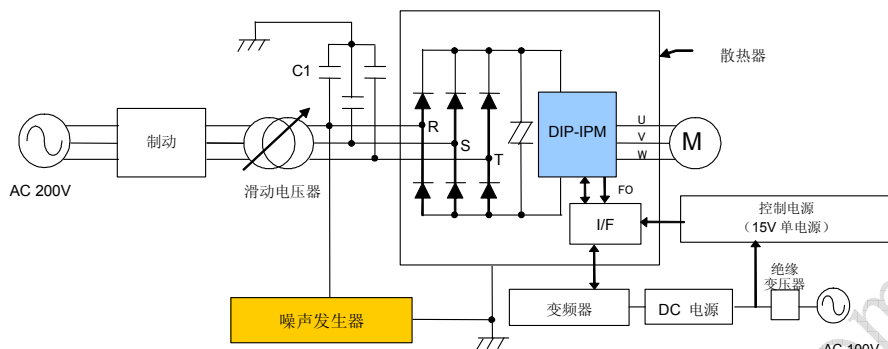


图 3.15 抗噪声能力测定电路

注：

C1: AC总线通用滤波器4700pF

由单片机直接输入以及经过光耦输入两个PWM信号

15V单电源

在异步电机和直流无刷电机上完成测试

测试条件：

$V_{CC}=300\text{V}$ ,  $V_D=15\text{V}$ ,  $T_a=25^\circ\text{C}$ , 空载

噪声施加方法：从AC总线（R、S、T），周期 $T=16\text{ms}$ ，脉冲宽度 $t_w=0.05\sim 1\mu\text{s}$ ，随机输入。

#### 3.3.2 对策及注意事项

通过减少器件数量，降低内部布线寄生电感和减少漏电流等措施，DIP-IPM 的抗噪声能力得以增强。

对于外部噪声产生的故障，应考虑下列对策：

- ① 改进电源滤波（靠近 DIP-IPM 引脚）
- ② 降低输入阻抗（减小上拉电阻）
- ③ 输入和 GND（旁路噪声）之间连接滤波器



### 3.3.3 抗静电能力

根据图 3.16 和 3.17 所示的测试，第 4 代 DIP-IPM 具有  $\pm 200\text{V}$  以上的抗静电能力。

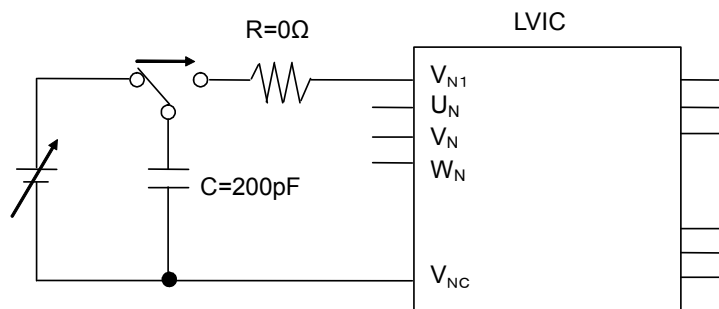


图 3.16  $V_{N1}$  引脚浪涌测试电路

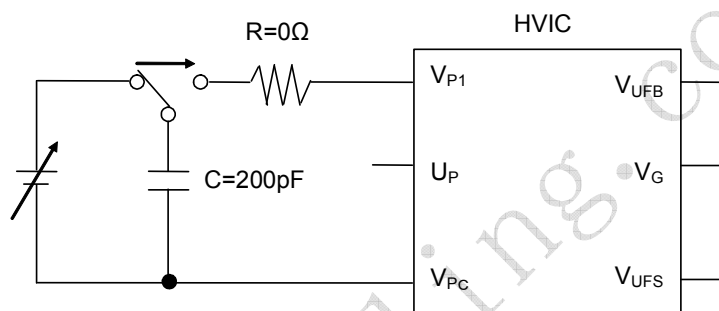


图 3.17  $V_{P1}$  引脚浪涌测试电路



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

## 4. 关键参数设定方法

### 4.1 Shunt 电阻的选定

#### (1) Shunt 电阻

电流检测电阻的值由下式计算：

$$R_{\text{Shunt}} = V_{\text{SC(ref)}} / I_{\text{SC}}$$

这里  $V_{\text{SC(ref)}}$  是 SC 保护触发电平的参考值。

SC 保护触发电平的最大值应设定成小于 IGBT 最小的饱和电流（额定电流的 1.7 倍）。例如，PS21964 的最大 SC 触发电平为  $1.7 \times 15 = 25.5\text{A}$ 。

设计中还应考虑参数（ $V_{\text{SC(ref)}}$ ,  $R_{\text{Shunt}}$ ）的分散性。以 PS21964 为例，如表 4.1 所示  $V_{\text{SC(ref)}}$  的数据有 0.1V 的分散性。

表 4.1  $V_{\text{SC(ref)}}$  分散性（单位：V）

	最小值	典型值	最大值
$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $V_D = 15\text{V}$	0.43	0.48	0.53

然后，SC 触发电平可用下式计算获得：

$$I_{\text{SC(max)}} = V_{\text{SC(max)}} / R_{\text{Shunt(min)}}$$

$$I_{\text{SC(typ)}} = V_{\text{SC(typ)}} / R_{\text{Shunt(typ)}}$$

$$I_{\text{SC(min)}} = V_{\text{SC(min)}} / R_{\text{Shunt(max)}}$$

假设 Shunt 电阻值有  $\pm 5\%$  的分布，于是就能得到 SC 保护的范围，如表 4.2 所示。

表 4.2 SC 保护范围（单位：A）（ $R_{\text{Shunt}} = 20.8\text{m}\Omega$ （最小）， $21.9\text{m}\Omega$ （典型）， $23.0\text{m}\Omega$ （最大））

	最小值	典型值	最大值
SC 保护电平 $T_j = 25^\circ\text{C}$	18.7	21.9	25.5

考虑到寄生电感和寄生电容产生的干扰，实际的 SC 保护电平可能会小于计算值。建议通过原系统上做一下电阻确认实验。

#### (1) RC 滤波时间常数

为了防止 SC 保护因噪声干扰产生的故障，有必要放置 RC 滤波器。根据噪声干扰的持续时间以及 DIP-IPM 的短路安全工作区（SCSOA）来设置 RC 时间常数。

当外部 Shunt 电阻上的电压超过 SC 触发电平时，CIN 引脚电压上升到 SC 触发电平的时间可以由下式计算：

$$V_{\text{SC}} = R_{\text{shunt}} \cdot I_c \cdot (1 - e^{-\frac{t1}{\tau}})$$

$$t1 = -\tau \cdot \ln(1 - \frac{V_{\text{SC}}}{R_{\text{shunt}} \cdot I_c})$$

这里  $V_{\text{SC}}$  表示 CIN 引脚的输入电压， $I_c$  是峰值电流， $\tau$  表示 RC 时间常数。

另一方面，IC 的典型延时  $t2$ （从  $V_{\text{SC}}$  电压达到  $V_{\text{SC(ref)}}$  到 IGBT 栅极关断）见表 4.3：

表 4.3 IC 内部时间延时

项目	最小	典型	最大	单位
IC 传输延时	0.3	0.5	1.0	$\mu\text{s}$

因此，从电流超过 SC 保护触发电平到 IGBT 栅极关断的总的延时就是：

$$t_{\text{TOTAL}} = t1 + t2$$



三菱电机

http://www.mitsubishi.com/

http://www.mitsubishi.com/

图 4.1 给出了第 4 代 DIP-IPM 的典型短路安全工作区曲线。在如图所示的条件下，SC 电流在 9.5 倍的额定电流时，如果 IGBT 导通时间小于 4.5 $\mu$ s，DIP-IPM 可以安全的关断。

短路安全工作区会随控制电压、直流总线电压等因素而变化。

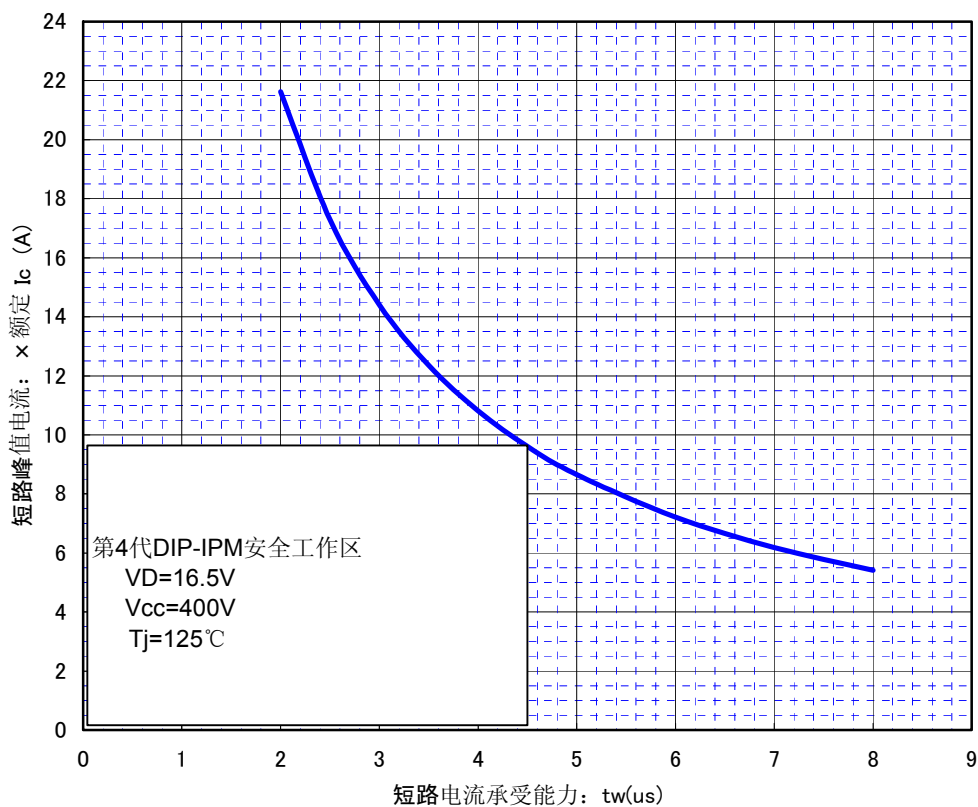


图 4.1 PS21964 的典型短路安全工作区曲线



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.bdtic.com/MITSUBISHI>

## 4.2 单电源驱动

### 4.2.1 自举电容初始充电

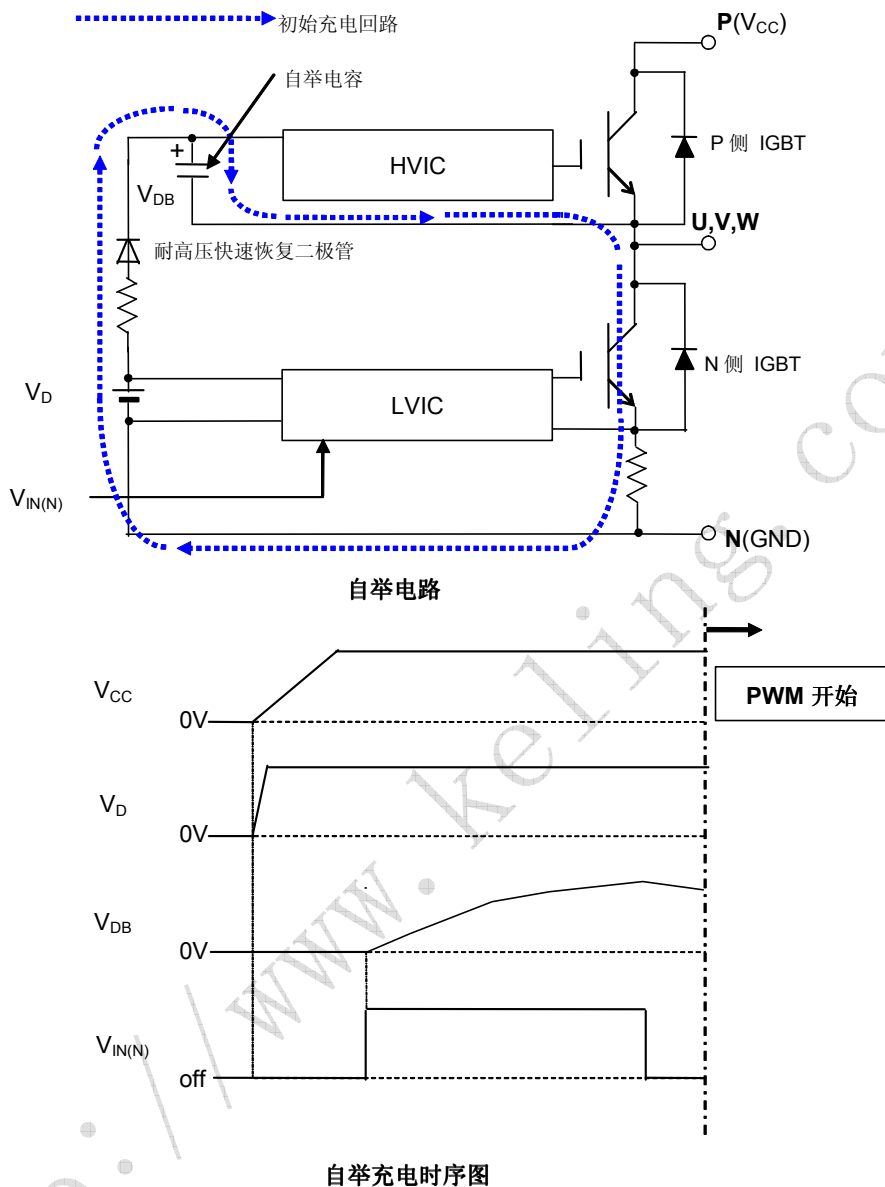


图 4.2 自举电路的初始充电回路和时序图

通过使用自举电路，不再需要传统的 P 侧 3 相 IGBT 使用 3 路相互隔离的 15V 电源的驱动。变频启动时需要自举电容进行初始充电。应保证足够的脉冲宽度或脉冲个数使自举电容充满电。

参考) 使用  $100\mu F$  电容和  $50\Omega$  电流限制电阻的自举电路的充电时间大约为 5ms。



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.mitsubishi-electric.com/MITSUBISHI>

4.2.2 变频工作时自举电容的充放电

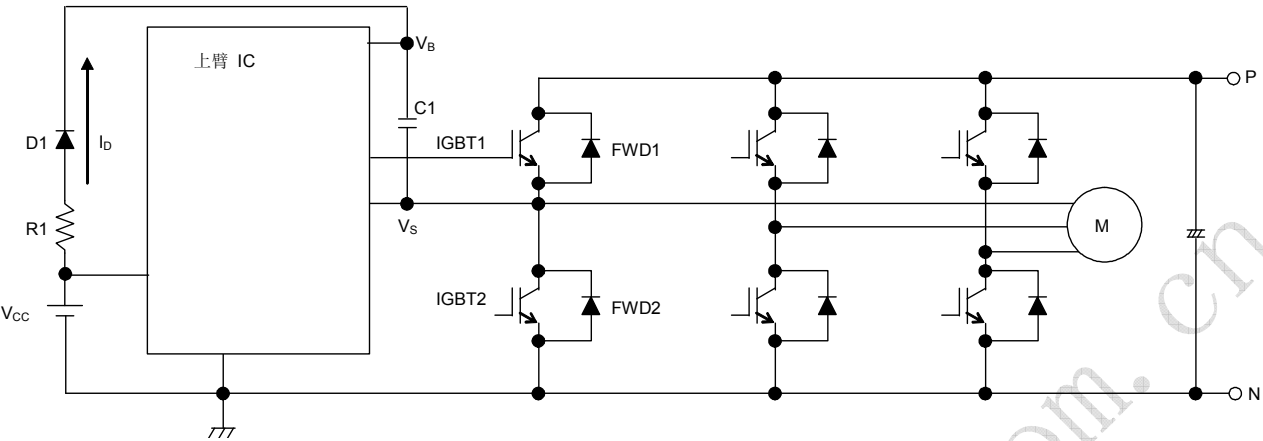


图 4.3 变频电路图

(1) 自举电容 (C1) 充电工作次序

条件 (1-1): IGBT2 导通 (图 4.4)

当 IGBT2 处于导通状态时, C1 上的充电电压 ( $V_{C(1)}$ ) 为:

$$V_{C(1)} = V_{CC} - V_{F1} - V_{sat2} - I_D \cdot R1 \quad (\text{过渡过程})$$

$$V_{C(1)} = V_{CC} \quad (\text{稳定状态})$$

这里,  $V_{CC}$  是控制电源电压,  $V_{F1}$  是二极管 D1 上的正向电压降,  $V_{sat2}$  是 IGBT2 的饱和压降,  $I_D$  是充电电流, R1 是突入电流限制电阻。

当 IGBT2 关断, 电机电流流过续流二极管 FWD1。当  $V_S$  电压上升到接近 P 处的电位时, C1 充电结束。当 IGBT1 处于导通状态时, 由于驱动电路要消耗电流, 因此 C1 上的电压会从  $V_{C(1)}$  缓慢下降。

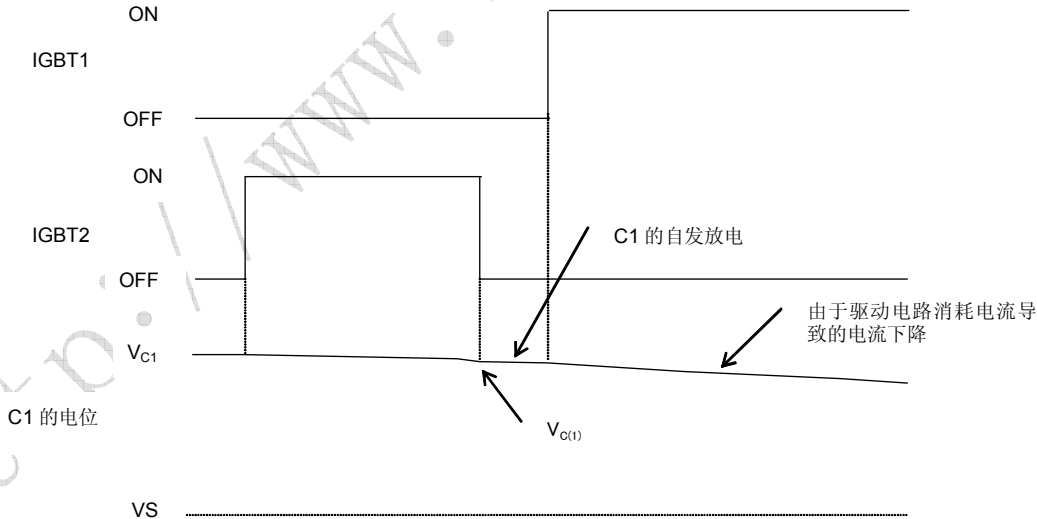


图 4.4 条件 (1-1) 的时序

条件(1-2): IGBT2 始终关断, FWD2 导通(图 4.5)

当 IGBT2 关断, FWD2 导通时, C1 上的电压( $V_{C(2)}$ )为:

$$V_{C(2)} = V_{CC} - V_{F1} + V_{EC2}$$

这里  $V_{EC2}$  表示 FWD2 的正向电压降。当 IGBT2 和 IGBT1 都关断时, 通过 FWD2 保持续流模式。因

此  $V_S$  的单位下降到  $-V_{EC2}$ , C1 开始充电来恢复其下降的电位。然后 IGBT1 再次导通, 由于驱动电路要消耗电流, C1 上的电压将从  $V_{C(2)}$  开始缓慢下降。

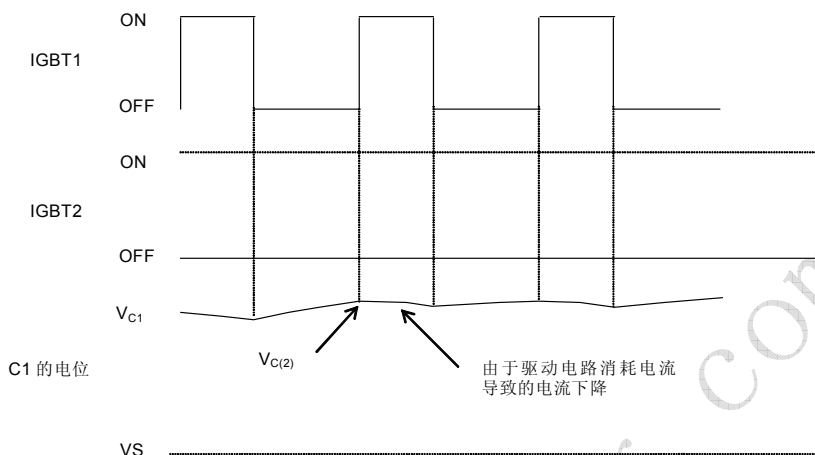


图 4.5 条件(1-2)的时序

## (2) 自举电容(C1)和电阻(R2)的选择

自举电容的容值通过下式来计算:

$$C1 = I_{BS} \times T1 / \Delta V$$

其中, T1 为 IGBT1 的最大通态(ON)脉宽,  $I_{BS}$  为 IC 的驱动电流(考虑温度和频率特性),  $\Delta V$  为允许的放电电压。此外, 应给计算出的电容值增加一定的裕量。

电阻 R2 的阻值应使时间常数  $C1 \times R2$  能够满足放电电压( $\Delta V$ )能在 IGBT2 的最小导通脉宽(T2)内被充电到 C1 上。

然而, 如果 IGBT1 仅仅具有 ON—OFF—ON 控制模式(图 4.6), 时间常数的设定应使在导通 ON 阶段消耗的电荷能够在关断 OFF 阶段被补充。

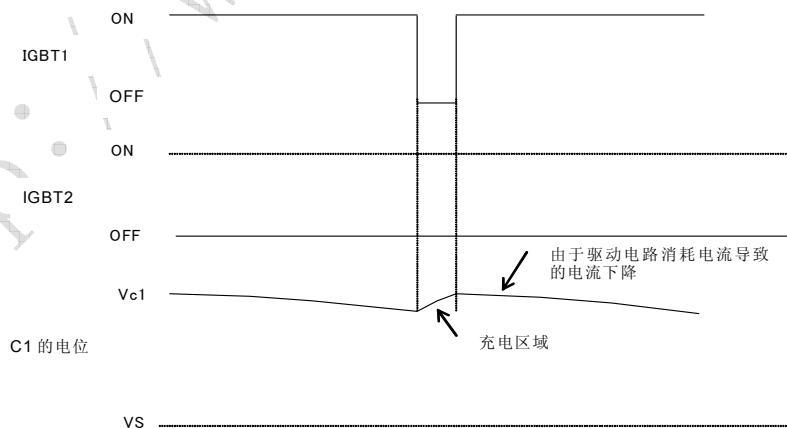


图 4.6 ON—OFF—ON 控制模式的时序图



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>

## 自举电路设计举例

### ■ 自举电容的选择

假设  $\Delta V_{DB}$  (放电电压) = 1V, P 侧 IGBT 最大导通脉冲宽度  $T_1$  为 5ms,  $I_{DB}$  为 0.55mA (最大额定值):

$$C = I_{DB} \times T_1 / \Delta V_{DB} = 2.75 \times 10^{-6}$$

自举电容的计算值为  $2.75 \mu F$ 。考虑到分散特性和可靠性等因素, 自举电容通常选择为计算值的 2~3 倍, 例如这里应该选择  $10 \mu F$  或更大。

### ■ 自举电阻的选择

假设自举电容为  $10 \mu F$ ,  $V_D = 15V$ ,  $V_{DB} = 14V$ , N 侧 IGBT 的最小导通脉冲宽度  $t_0$  (或上臂 IGBT 的最小关断脉冲宽度) 为  $20 \mu s$ , 这期间  $V_{DB}$  恢复到 15V, 自举电阻为:

$$R = \{(V_D - V_{DB}) \times t_0\} / (C \times \Delta V_{DB}) = 2$$

应选择  $2 \Omega$  的电阻。

注:

- (1) 当控制直流无刷电机或异步电机 (感应电机) 两相调制时, P 侧 IGBT 将发生导通时间过长的现象, 要注意自举电压的下降。
- (2) 以上只是一个计算举例, 仅供参考。建议设计时应考虑实际的控制模式和元器件的寿命。

### ■ 自举二极管的选择

建议选用耐压超过 600V 的二极管。DIP-IPM 里, 电源电压最大额定值为 450V。加上浪涌电压 50V, 加在二极管上的实际电压为 500V。如果再考虑 100V 的裕量, 二极管的耐压应在 600V 以上。此外, 强烈推荐具有快速恢复特性的二极管 (反向恢复时间小于 100ns)。

### ■ 控制电源的噪声滤波器

推荐在控制电源引脚 ( $V_{P1}-V_{NC}$ ,  $V_{N1}-V_{NC}$ ,  $V_{UFB}-U$ ,  $V_{VFB}-V$ ,  $V_{WFB}-W$ ) 之间加入  $0.22 \sim 2 \mu F$  的薄膜或陶瓷电容型的噪声滤波器。如果电源寄生阻抗小, 也可选用小一些的噪声滤波电容。电源噪声的波动率应小于  $\pm 1V/\mu s$ , 纹波电压小于  $\pm 2V$ 。

参考:

通常有 2 种控制电源。第一种是输入 DC 电源来自 AC 变压器的 DC-DC 变换器 (3 端调节器)。另一种是输入 DC 电源由开关电源 SMPS 产生的 DC-DC 变换器 (开关调节器)。

注:

自举电容完全充满电后, 在正常的 PWM 开始前应给上臂输入信号一个 IC 复位脉冲。



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.bdtic.com/MITSUBISHI>



## 5 接口评价板

### 5.1 第 4 代 DIP-IPM 接口评价板

本章将介绍第 4 代 DIP-IPM 接口评价板，以供设计 PCB 时参考。

#### (1) 评价板结构

评价板是由最少量必需的元器件构成的，如吸收电容，自举电路等，如图 5.1 所示。

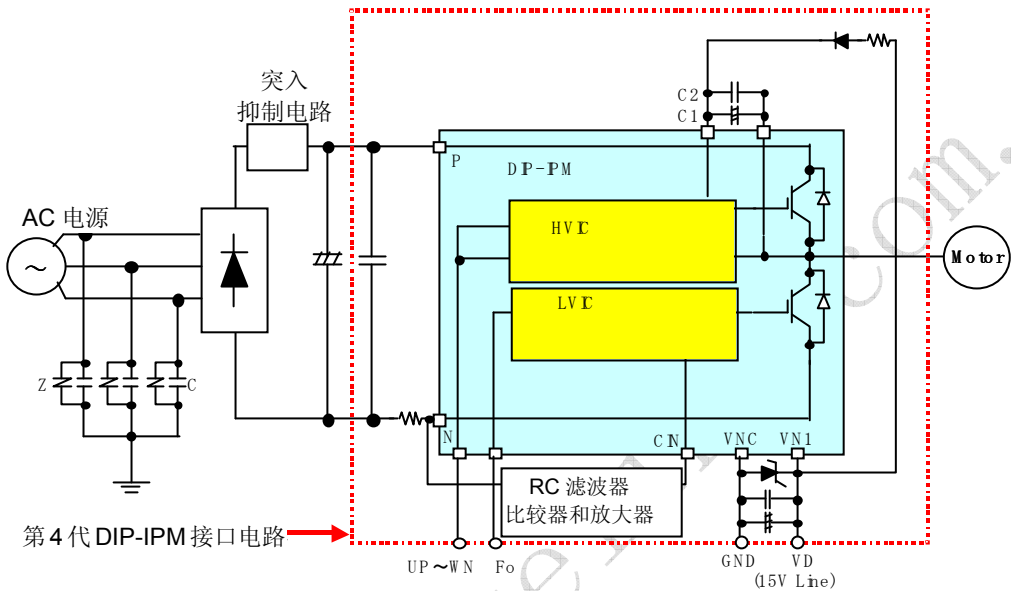


图 5.1 接口评价板电路

#### (2) 评价板外观

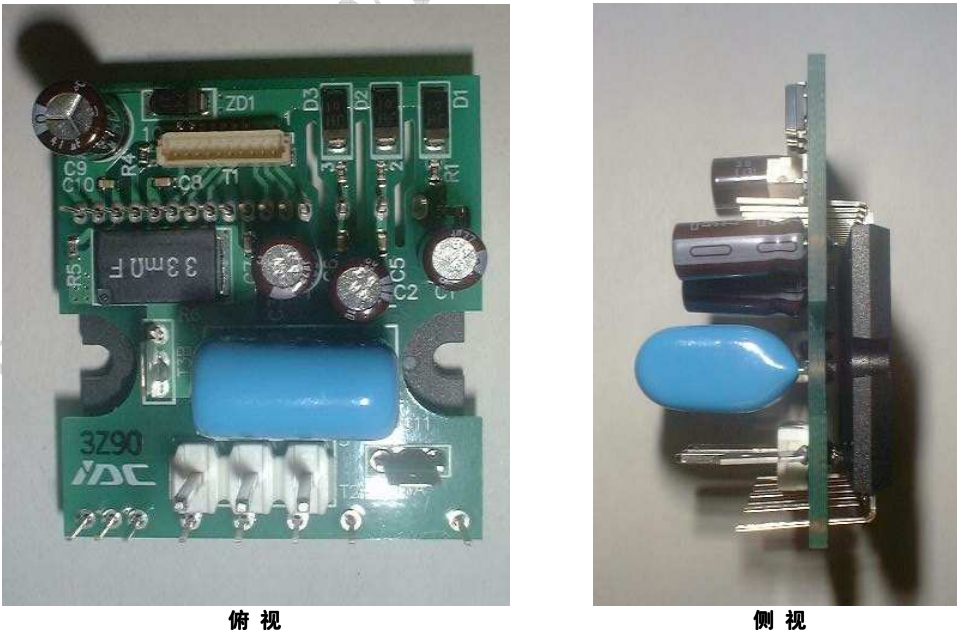


图 5.2 评价板外观

注：评价板尺寸 43.5×40×27.1mm（包括吸收电容和模块高度）  
外围器件总数：21

## 5.2 布线

### (1) 器件布局

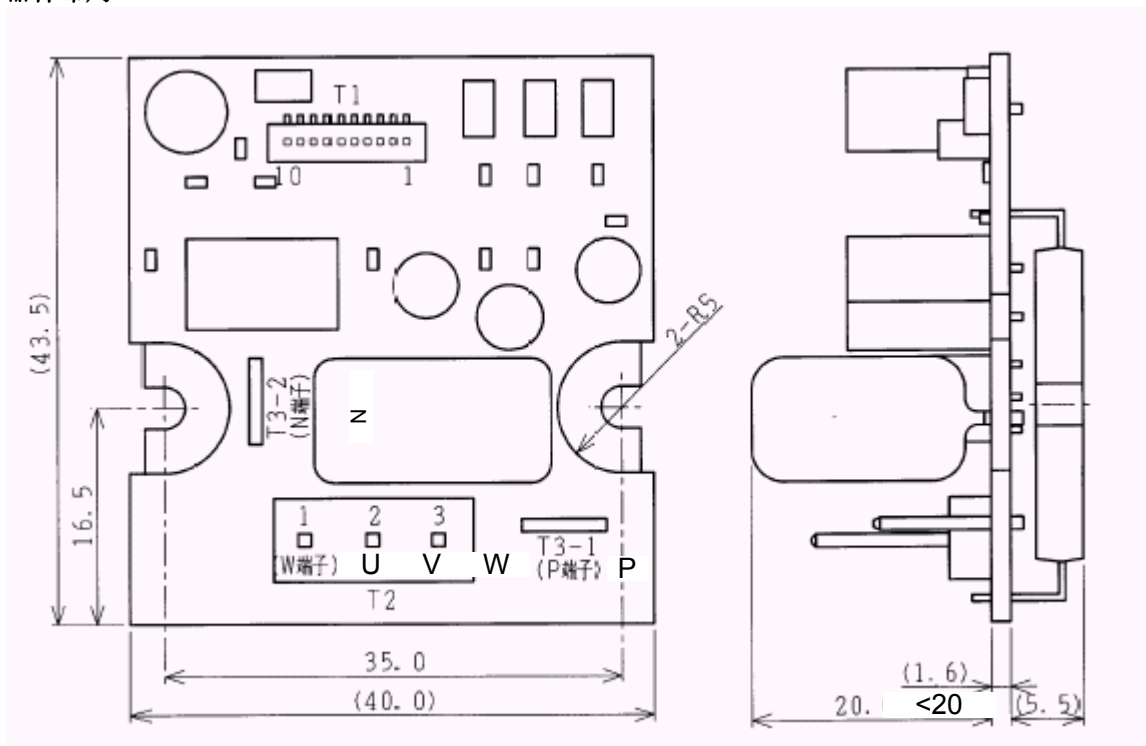


图 5.3 评价板器件布局

### (2) PCB 布线

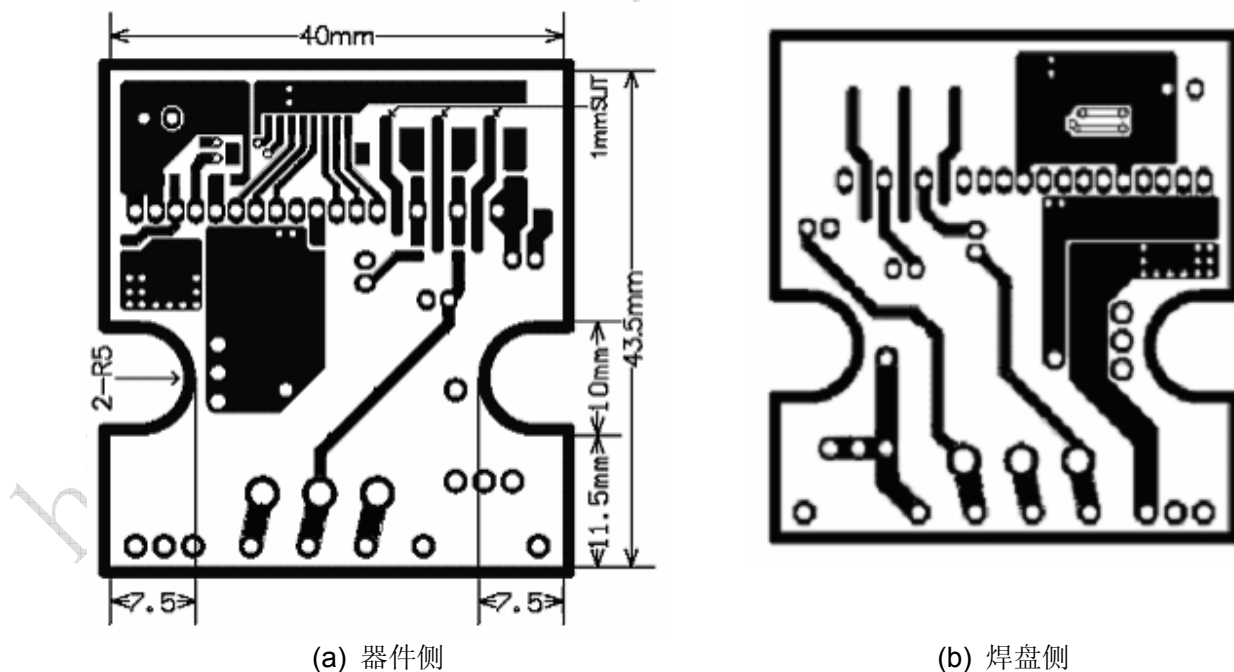


图 5.4 评价板 PCB 布线



三菱电机

MITSUBISHI ELECTRIC

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>

5.3 电路原理图和器件列表

(1) 电路原理图

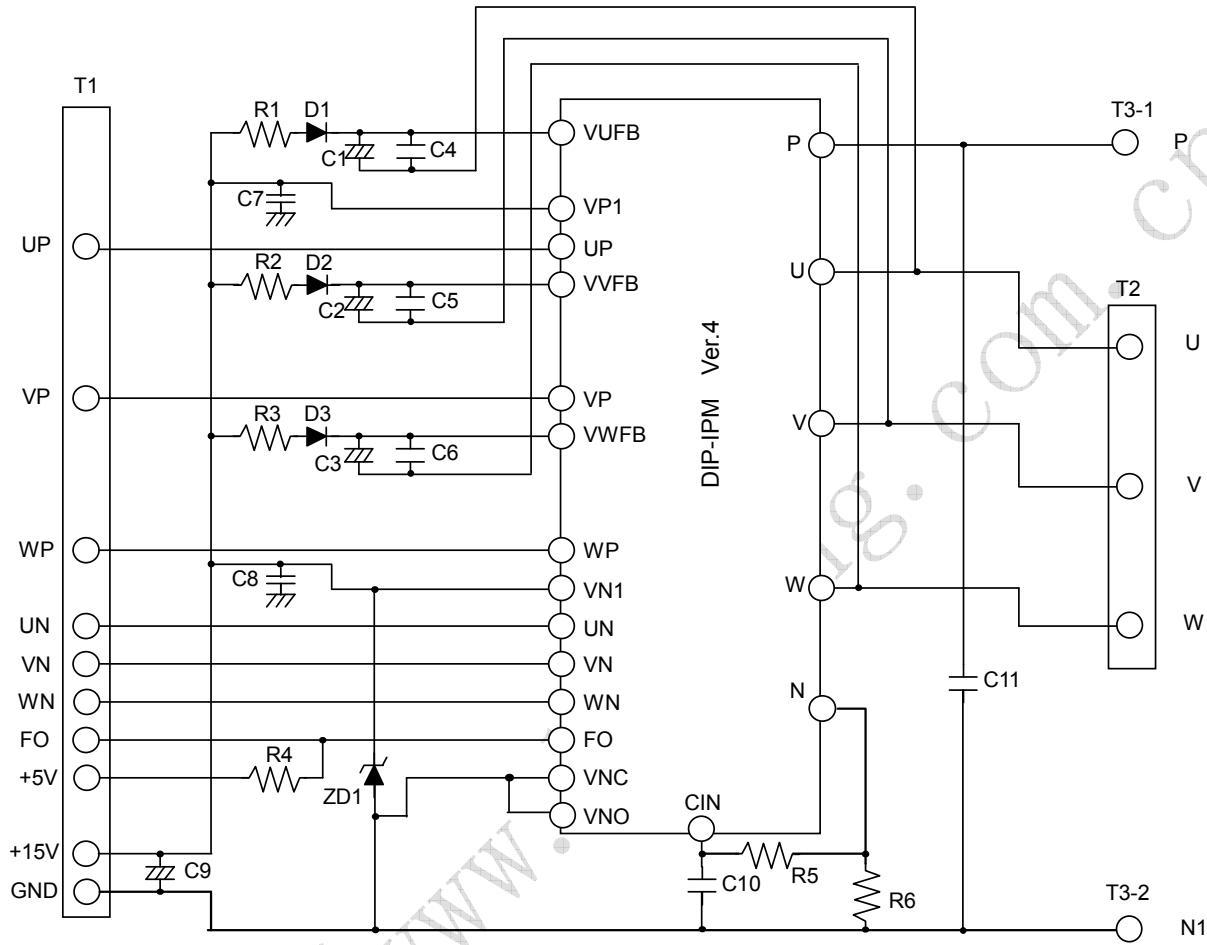


图 5.5 评价板器件原理图

注：虽然在评价板的 P 侧浮动电源（ $V_{UFB}$ -U,  $V_{VFB}$ -V,  $V_{WFB}$ -W）上没有连接稳压二极管，但在实际的系统电路板上建议加上稳压二极管。

## (2) 器件列表

表 5.1 器件列表 (仅供参考)

记号	型号名	描述	数量	备注
D1	U05JH44	0.5A 600V 二极管	1	Toshiba, 高速型
D2	U05JH44	0.5A 600V 二极管	1	Toshiba, 高速型
D3	U05JH44	0.5A 600V 二极管	1	Toshiba, 高速型
ZD1	U1ZB24	24V 1W 稳压二极管	1	Toshiba
C1	UFP1H220MEH	22uF50V Al 电解电容	1	Nichicon
C2	UFP1H220MEH	22uF50V Al 电解电容	1	Nichicon
C3	UFP1H220MEH	22uF50V Al 电解电容	1	Nichicon
C4	GRM39R102M50PT	1000pF50V 陶瓷电容	1	Murata
C5	GRM39R102M50PT	1000pF50V 陶瓷电容	1	Murata
C6	GRM39R102M50PT	1000pF50V 陶瓷电容	1	Murata
C7	GRM39R102M50PT	1000pF50V 陶瓷电容	1	Murata
C8	GRM39R102M50PT	1000pF50V 陶瓷电容	1	Murata
C9	UFP1H470MEH	47uF50V Al 电解电容	1	Nichicon
C10	GRM39R102M50PT	1000uF50V 陶瓷电容	1	Murata
C11	MDDSA	0.22uF630V 吸收电容	1	Hitachi AIC
R1	RK73H1JTD10F	1/16W 10 $\Omega$ F	1	KOA
R2	RK73H1JTD10F	1/16W 10 $\Omega$ F	1	KOA
R3	RK73H1JTD10F	1/16W 10 $\Omega$ F	1	KOA
R4	RK73H1JTD10kF	1/16W 10k $\Omega$ F	1	KOA
R5	RK73H1JTD2kF	1/16W 2k $\Omega$ F	1	KOA
R6	SL2TTE68LF	2W 0.021/0.033/0.068 $\Omega$ F $\pm 5\%$	1	KOA, 电流检测电阻
T1	BS10B-SRSS	10pin Socket	1	
T2	B3P-VB-2	3 端连接器	1	
T3-1	TP42097-21	固定片	1	
T3-2	TP42097-21	固定片	1	
IPM	PS21962/963/964	三菱 5A/10/15A 第4代 DIP-IPM	1	

## (3) 使用评价板注意事项

第4代 DIP-IPM 评价板的附件包括输入信号连接线和带连接插座的电源线。连接 MCU/DSP 和评价板的输入信号线应尽可能的短。

## 6 包装

### 6.1 包装规格

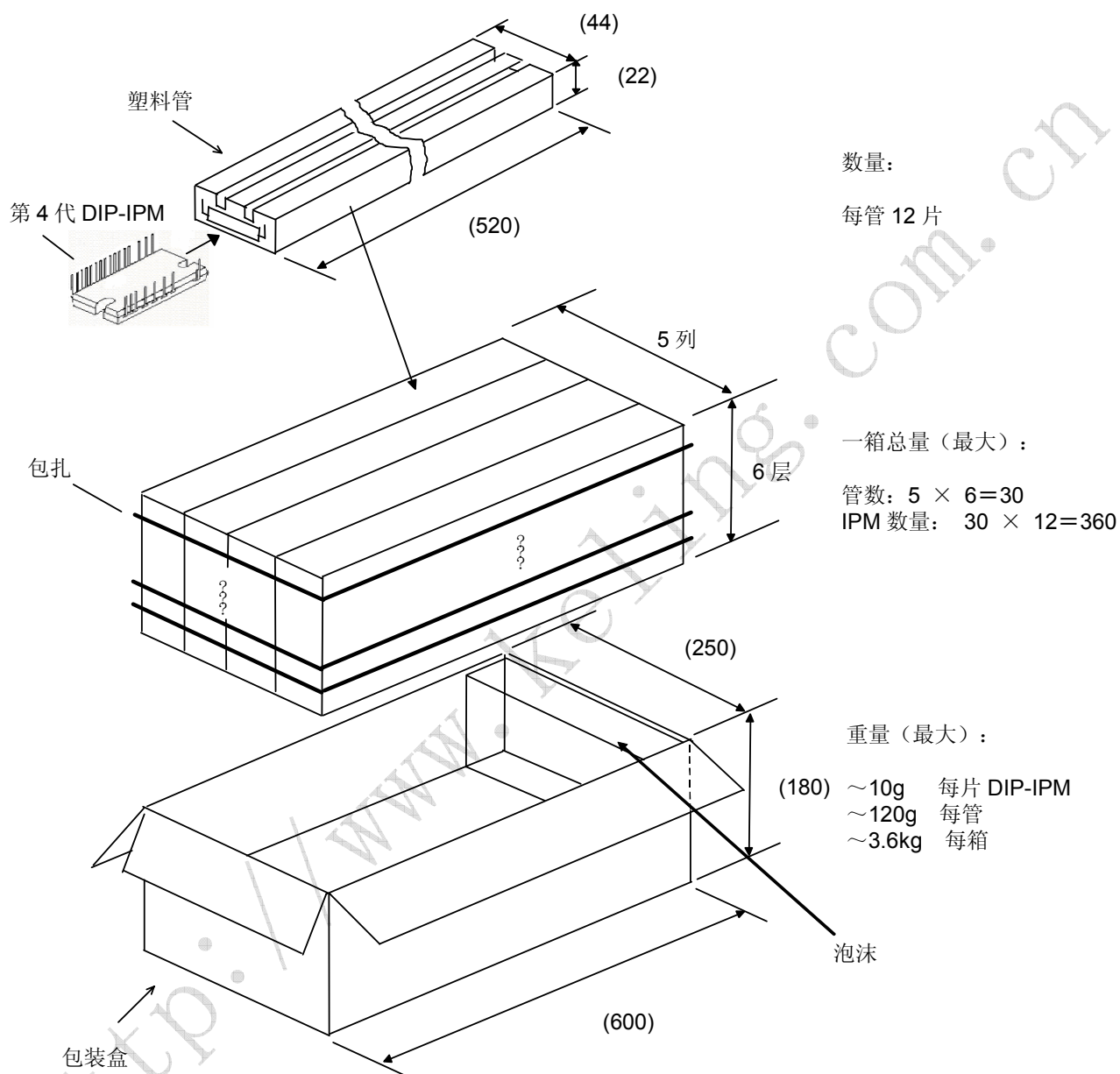


图 6.1 第4代 DIP-IPM 包装规格

6.2 放置注意事项

运输	<ul style="list-style-type: none"><li>▪按正确方向放置包装箱。倒置，倾斜或施加不平衡力都可能导致电极端子变形或树脂外壳损坏。</li><li>▪投掷或抛落包装箱可能导致器件损坏。</li><li>▪浸湿包装箱可能导致器件工作时被击穿。应注意在雨天或雪天运输时不要弄湿包装箱。</li></ul>
保管	<ul style="list-style-type: none"><li>▪建议在温度 5~35℃，湿度 45~75%，范围内的空间里存放模块。如果储存条件与此相差甚远，模块的质量和可靠性将会下降。</li></ul>
长期储存	<ul style="list-style-type: none"><li>▪当长期（超过一年）储存模块时，应保证模块的干燥。另外，长期储存后的使用，要确认外壳没有明显的裂痕、变形或生锈等。</li></ul>
外围环境	<ul style="list-style-type: none"><li>▪使模块远离那些能直接接触到水或有机溶剂，或可能存在腐蚀性气体、易燃气体、微小灰尘和盐的地方。以上这些都可能造成严重问题。</li></ul>
阻燃	<ul style="list-style-type: none"><li>▪环氧树脂和外壳材料都是由符合 UL 标准 94-V0 的良好产品构成，它们都是不可燃的。</li></ul>
静电	<ul style="list-style-type: none"><li>▪DIP-IPM 模块采用适用于 MOS 门极结构的专用 IC。为了避免模块因静电损坏，请注意下列事项：<ul style="list-style-type: none"><li>（1）避免因静电击穿的事项<ul style="list-style-type: none"><li>如果由人体和包装材料的静电引起的过高电压（超过输入引脚的最大额定电压）施加到控制引脚上，就有可能导致模块损坏。为了预防因静电击穿，尽可能的控制静电并在其出现时尽可能快的将其释放掉。</li></ul></li><li>* 不要使用在运输过程中容易产生静电的包装材料。</li><li>* 确保在模块使用前始终用石墨织物将控制引脚短路。另外，不要用裸手触摸引脚。</li><li>* 安装过程中（去除石墨织物后）设备和人体都应接地。建议在工作台表面和周围地面铺设导电垫片。</li><li>* 当已安装模块的印刷电路板上的引脚开路时，模块可能会因印刷电路板上的静电而破坏。</li><li>* 使用电烙铁时，焊头接地。</li><li>（2）控制引脚开路时注意事项<ul style="list-style-type: none"><li>* 控制引脚开路时，不要在集电极和发射极之间加电压。</li><li>* 拆下模块前应将引脚短路。</li></ul></li></ul></li></ul>

## 安全设计及使用本手册时的注意事项

### 安全设计

- 本公司尽最大努力来提高产品的质量和可靠性。然而，半导体产品仍有可能被破损或者发生故障。所以应该重视安全性，采取冗余的防火和防故障的设计，使得即使这些产品被击穿或出现故障，也不会导致包括人身事故、火灾和社会问题的事故。

### 使用本手册时的注意事项

- 本手册仅作为客户应用三菱电机半导体产品时的参考资料。所以本公司不承诺允许使用与本手册中描述的产品信息有关的知识产权和其他专利权。
- 对于本手册中描述的产品数据、图形、表格以及应用电路举例而造成的任何损坏事故和任何侵害第三者的行为，本公司不承担任何责任。
- 本手册中描述的产品数据、图形和表格在其发表时均为正确的，它们将来可能发生变化，恕不另行通知。在购买相关产品前，请与三菱电机或代理商取得联系，以及登录三菱电机半导体主页（<http://www.mitsubishichips.com> 或 <http://www.keling.com.cn>）来确认产品的最新消息。
- 本手册中记载的产品并非用来设计与那些可能直接危害人的生命的设备或系统一起使用。如果您需要将这些产品应用于如运输设备、医疗仪器、航空器械、核反应控制器、燃料控制器或者海底传输装置等，请与三菱电机或其代理商联系。
- 对于本手册的传播和复制，要事先取得科菱机电（上海）有限公司的书面许可。
- 如果您对本手册有任何疑问，请与科菱机电（上海）有限公司或其代理商联系。



三菱电机

MTSUSHI ELECTRIC

<http://www.BDTIC.com/MITSUBISHI>