

第4代小型DIIPM

PS2176X 系列
应用手册(第一版)

Mini DIIPM Ver. 4

PS2176X Series
Application Note (Ver.1)

(参考文档 DPH-5122e-A)

版权声明

本手册根据三菱电机（日本）的《小型 DIIPM Ver.4（PS2176X 系列）应用手册》（英文版 DPH-5122e-A）翻译并做部分修改而成。

三菱电机株式会社和三菱电机机电（上海）有限公司拥有本手册内所有资料的版权。

任何个人和企业未得到书面许可的情况下，不得传播、复制、转载、出版和出售涉及本手册的任何内容。如有违反，我们将保留追究其法律责任的权利。敬请留意。

2011 年 8 月

目 录

第 1 章	第 4 代小型 DIIPM™ 概述	1
1.1	目标应用	1
1.2	产品系列一览	1
1.3	功能和特征	1
第 2 章	规格与特性	3
2.1	第 4 代小型 DIIPM 的规格	3
2.1.1	最大额定值	3
2.1.2	热阻	4
2.1.3	电气特性 (功率部分)	4
2.1.4	电气特性 (控制部分)	5
2.1.5	推荐使用条件	6
2.1.6	机械特性和额定值	6
2.2	保护功能和动作时序	7
2.2.1	短路保护 (SC)	7
2.2.2	控制电源欠压保护 (UV)	8
2.3	外形封装	10
2.3.1	外形封装	10
2.3.2	激光标签	11
2.3.3	管脚说明	12
2.4	安装方法	14
2.4.1	电气距离	14
2.4.2	安装方法和注意事项	14
2.4.3	焊接条件	15
第 3 章	系统应用指南	16
3.1	应用指南	16
3.1.1	系统连接	16
3.1.2	接口电路 (无光耦接口电路举例, 采用 1-Shunt 电阻)	17
3.1.3	接口电路 (光耦隔离接口电路举例)	18
3.1.4	采用 3-Shunt 电阻时的外部短路保护电路	19
3.1.5	控制信号输入端子和 Fo 端子的有关电路	19
3.1.6	吸收电路	21
3.1.7	推荐的旁路电阻周边的连线方式	22
3.1.8	PCB 布线的注意事项	24
3.1.9	DIIPM 的并联运行	24
3.1.10	第 4 代小型 DIIPM 的安全工作区 (SOA)	25
3.1.11	短路安全工作区 (SCSOA)	26
3.1.12	功率循环次数	27
3.2	功耗计算和热设计	28
3.2.1	功耗计算	28
3.2.2	温升考虑和计算例子	29
3.3	抗噪声能力	30
3.3.1	测试电路	30
3.3.2	对策及注意事项	30
3.3.3	抗静电能力	31
第 4 章	外部主要参数设定指南	32
4.1	Shunt 电阻的选定	32
4.2	单电源驱动	33
4.2.1	自举电容初始充电原理	33
4.2.2	变频运行中自举电容的充/放电	33
第 5 章	接口电路评价板	36
5.1	第 4 代小型 DIIPM 接口电路评价板	36
5.2	布线	37
5.3	电路原理图和器件列表	38
第 6 章	包装处理	40
6.1	包装规格	40
6.2	使用注意事项	41

第1章 第4代小型 DIIPM™ 概述

1.1 目标应用

空调等家用电器的马达变频驱动，以及小容量工业用马达驱动。

1.2 产品系列一览

表 1-1 第4代小型 DIIPM™ 产品一览

型号	IGBT 规格	电机容量 (注1)	绝缘耐压
PS21765	20A/600V	1.5kW/220V _{AC}	V _{iso} = 2500Vrms (正弦波 60Hz、1 分钟， 所有端子短路后与散热器之间。)
PS21767/-V	30A/600V	2.2kW/220V _{AC}	

注 1: 电机的额定容量是在以下条件下的仿真结果: V_{AC}=220V, V_D=V_{DB}=15V, T_C=100°C, T_J=125°C, f_{PWM}=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。

注 2: PS21767-V 是快速开关型。

1.3 功能和特征

第4代小型DIIPM是一种结构非常紧凑的智能功率模块，它采用便于大批量生产的压注模封装技术。其内部集成了功率硅片、栅极驱动和保护电路，使得它十分适用于交流100~200V级小容量电机的变频控制。图1-1、图1-2和图1-3分别给出了此类模块的外观照片、内部结构（截面图）以及电路框图。

第4代小型DIIPM通过采用高导热绝缘层的结构实现了良好的热传导性能，使硅片尺寸进一步缩小成为可能，进而实现了小型封装且其温升比以前的DIIPM更低。

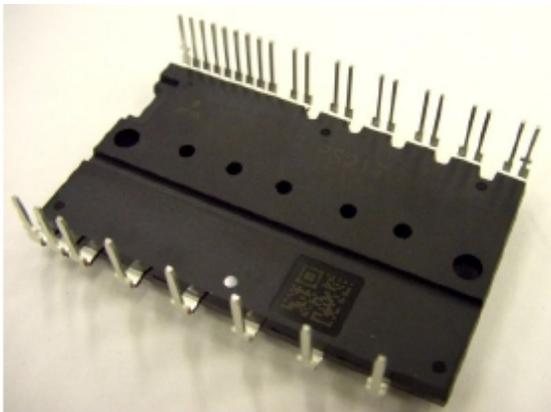


图 1-1 封装照片

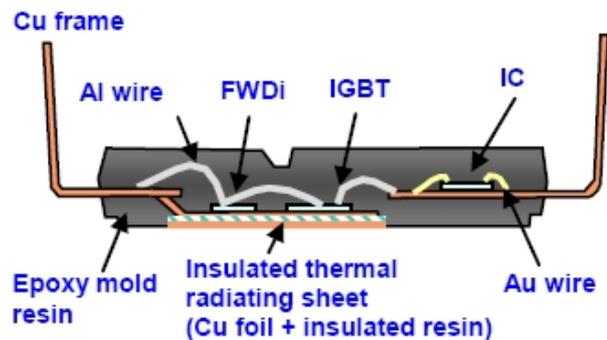


图 1-2 内部截面图

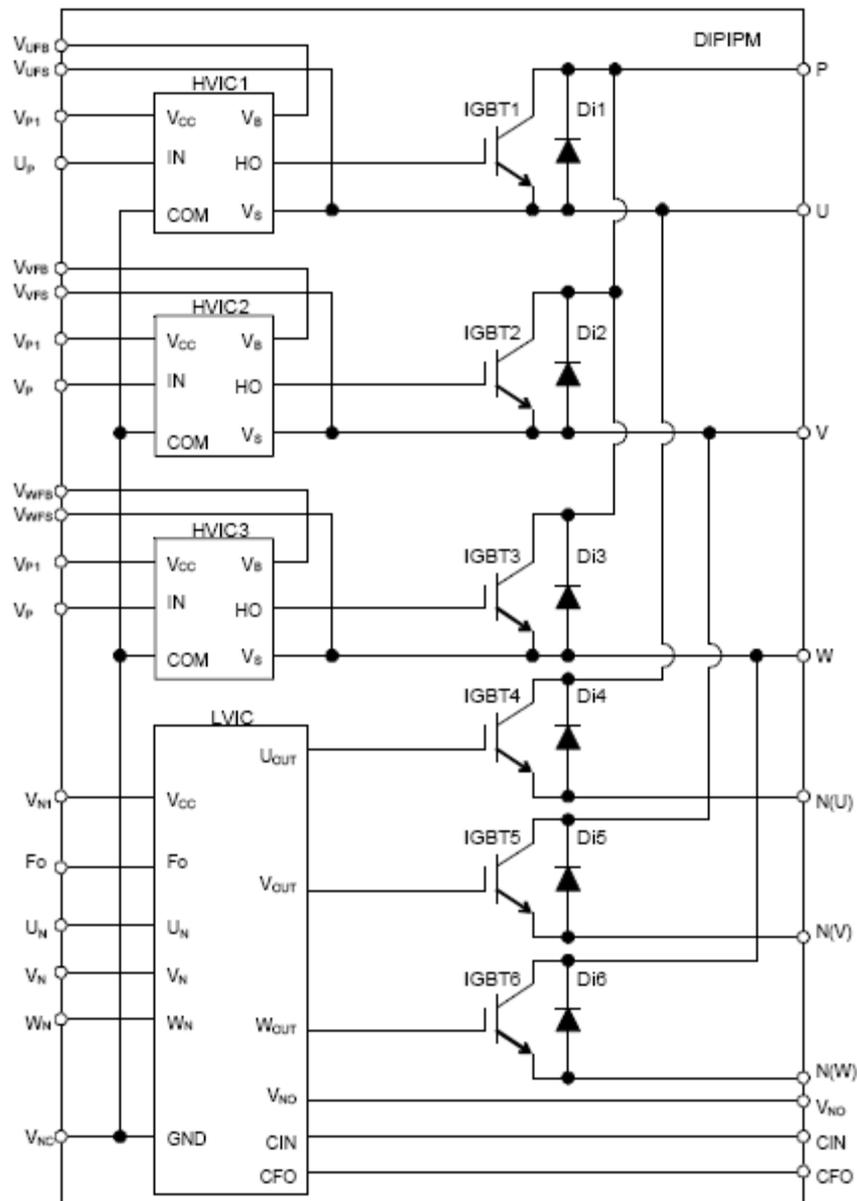


图 1-3 内部电路框图

产品特征:

- 对于 P 侧 IGBT 单元:
 - 驱动电路;
 - 高压电平转移电路;
 - 控制电源欠压(UV)保护电路 (没有故障信号输出)。
- 对于 N 侧 IGBT 单元:
 - 驱动电路;
 - 短路(SC)保护电路 (采用外接旁路电阻方式);
 - 控制电源欠压(UV)保护电路 (有故障信号输出);
- 故障信号输出:
 - 对应 N 侧 IGBT 的短路保护、欠压保护。
- IGBT 驱动电源:
 - DC15V 的单电源供电。
- 控制输入接口:
 - 为施密特触发电路, 与3V及5V输入电平兼容, 控制逻辑为高电平导通。

第2章 规格与特性

2.1 第4代小型 DIIPM 的规格

下面以PS21767(30A/600V)为例来说明该系列模块的规格，其它型号的具体参数请参考相应的规格书。

2.1.1 最大额定值

PS21767 的最大额定值如表 2-1 所示。

表 2-1 最大额定值

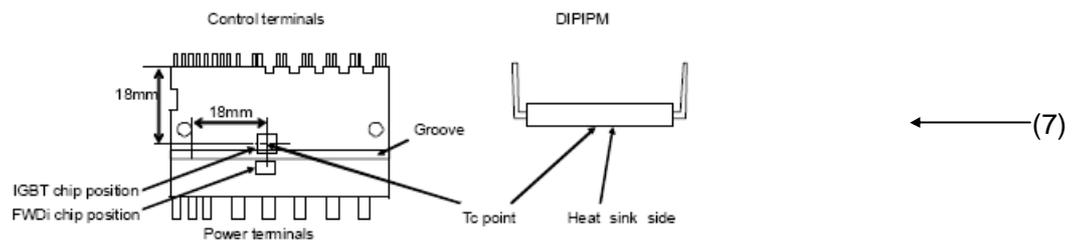
逆变部分 (Inverter Part)				
项目	符号	条件	定额	单位
直流母线电源电压	V_{CC}	施加于P-NU、NV、NW之间	450	V
直流母线电源电压 (浪涌)	$V_{CC(surge)}$	施加于P-NU、NV、NW之间	500	V
集电极-发射极之间电压	V_{CES}		600	V
每个IGBT的集电极电流	$\pm I_C$	$T_C=25^\circ C$	30	A
每个IGBT的集电极电流 (峰值)	$\pm I_{CP}$	$T_C=25^\circ C$, 1ms以内	60	A
集电极功率	P_C	$T_C=25^\circ C$, 每个IGBT硅片	90.9	W
结温	T_J	(注1)	-20~+150	$^\circ C$

注1: DIIPM内部的功率硅片的最大结温定额是 $150^\circ C (@T_C \leq 100^\circ C)$ 。
但是, 为确保DIIPM的安全运行, 其平均结温应被限制在 $T_{J(ave)} \leq 125^\circ C (@T_C \leq 100^\circ C)$ 。

控制/保护部分 (Control/Protection Part)				
项目	符号	条件	定额	单位
控制电源电压	V_D	施加于 $V_{P1}-V_{NC}$ 、 $V_{N1}-V_{NC}$ 之间	20	V
控制电源电压	V_{DB}	施加于 $V_{UFB}-V_{UFS}$ 、 $V_{VFB}-V_{VFS}$ 、 $V_{WFB}-V_{WFS}$ 之间	20	V
输入信号端子电压	V_{IN}	施加于 $U_P/V_P/W_P-V_{NC}$ 、 $U_N/V_N/W_N-V_{NC}$ 之间	-0.5- $V_D+0.5$	V
故障输出端子电压	V_{FO}	施加于 F_O-V_{NC} 之间	-0.5- $V_D+0.5$	V
故障输出端子电流	I_{FO}	F_O 端子的下沉电流	1	mA
电流检测输入端子电压	V_{SC}	施加于 $C_{IN}-V_{NC}$ 之间	-0.5- $V_D+0.5$	V

全系统 (Total System)				
项目	符号	条件	定额	单位
自保护起作用的直流母线电压限制 (短路保护能力)	$V_{CC(PROT)}$	$V_D=13.5\sim 16.5V$, 逆变部分; $T_J=125^\circ C$, 非重复; 小于 $2\mu s$	400	V
模块工作壳温	T_C	(注2)	-20~+100	$^\circ C$
储存温度	T_{stg}		-40~+125	$^\circ C$
绝缘耐压	V_{iso}	60Hz, 正弦波, 1分钟, 所有端子短接后与散热器之间	2500	Vrms

注2: T_C 的测试位置



- (1) V_{CC} 在无开关动作状态下 P-N 端子间最大电压。如果 P-N 间的电压超过此值, 则需要电路中追加诸如制动电路的抑制母线电压上升的措施。
- (2) $V_{CC(surge)}$ 在开关动作状态下 P-N 端子间的最大浪涌电压, 如果 P-N 间的电压超过此值, 则需追加吸收电路来抑制母线电压的浪涌。
- (3) V_{CES} 内置 IGBT 和续流二极管的集电极-发射极之间的最大耐压值。
- (4) $\pm I_C$ 允许持续流过集电极的直流电流 ($T_C=25^\circ C$)。
- (5) T_J T_{Jmax} 为 $150^\circ C$ 。但是为了 DIIPM 的安全运行, 建议限制平均结温 T_{Jave} 小于 $125^\circ C$ 。另外重复的结温变化 ΔT_J 将影响模块的功率循环寿命。
- (6) $V_{CC(PROT)}$ 在短路故障时能够保证 IGBT 安全关断的最大电源电压(母线电压)。如果电源电压超过此值, 可能损坏

功率硅片。

(7) Tc 测量位置 Tc(壳温)被定义为指定功率硅片正下方的温度。请将热电偶放在散热面的指定位置上以测得准确的温度信息。当P侧和N侧采用不同的控制策略时,最高Tc温度点可能不在上述位置,此时有必要将测量点调整到温度最高的功率硅片正下方。

2.1.2 热阻

表2-2给出了PS21767的热阻。

表 2-2 PS21767 的热阻

热阻:

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
结到壳的热阻 (注3)	$R_{th(j-c)Q}$	IGBT部分(每1/6模块)	-	-	1.1	°C/W
	$R_{th(j-c)F}$	续流二极管部分(每1/6模块)	-	-	2.8	

注3: 具有良好热传导性能和长寿命的硅脂应均匀地涂抹在DIPIPM和散热器的接触面上,其厚度应为+100μm~+200μm。DIPIPM和散热器之间的接触热阻($R_{th(c-f)}$)由所用硅脂的厚度及其热传导性能决定,做为参考,当硅脂厚度为20μm、其热传导系数为1.0W/mk时, $R_{th(c-f)}$ (每1/6模块)大约是0.3°C/W。

上表中的数值是指稳态时硅片的结和壳之间的热阻。热阻大约在10秒后进入饱和状态,10秒内非饱和态时的热阻被称为瞬态热阻,如图2-1所示。 $Z_{th(j-c)}^*$ 为瞬态热阻的标称值($Z_{th(j-c)}^* = Z_{th(j-c)} / R_{th(j-c)max}$)。

例如: PS21767的IGBT部的瞬态热阻在0.2秒时为 $1.1 \times 0.8 = 0.88^\circ\text{C/W}$ 。

瞬态热阻并不适用于稳态电流,仅适用于短时电流(毫秒级)。(例如:电机启动时、电机堵转时.....)

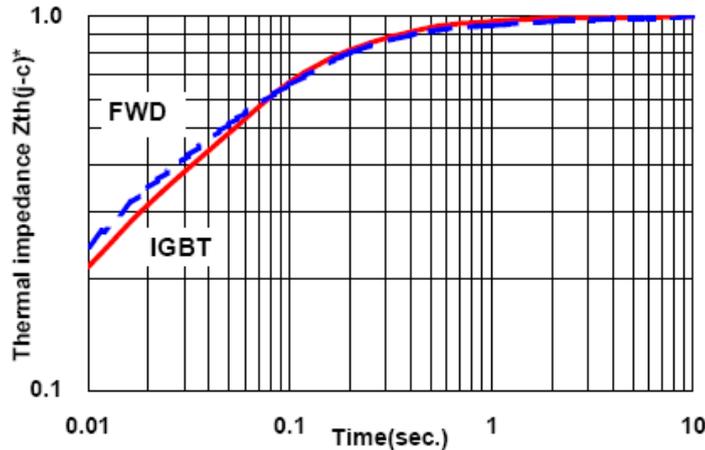


图 2-1 瞬态热阻典型值

2.1.3 电气特性 (功率部分)

表2-3给出了PS21767典型的静态特性和开关特性。

表 2-3 PS21767 的静态特性和开关特性

逆变部分 (Inverter Part)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
集电极-发射极间饱和和压降	$V_{CE(sat)}$	$V_D = V_{DB} = 15V$ $I_C = 30A, V_{IN} = 5V$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	1.60	2.10	V
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	1.70	2.20	
续流二极管正向压降	V_{EC}	$-I_C = 30A, V_{IN} = 0V$	-	1.50	2.00	V	
开关时间	t_{on}	$V_{CC} = 300V, V_D = V_{DB} = 15V$ $I_C = 30A, T_J = 125^\circ\text{C}$	0.70	1.30	1.90	μs	
	t_r		-	0.30	-		
	$t_{c(on)}$	$V_{IN} = 0-5V$	-	0.50	0.80		
	t_{off}	感性负载	-	1.50	2.10		
	$t_{c(off)}$	-	-	0.40	0.60		
集电极-发射极间泄漏电流	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	-	1	mA
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	10	

开关时间的定义及其测试方法如图2-2和图2-3所示。

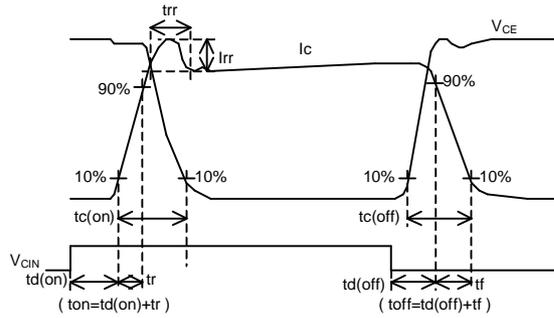


图 2-2 开关时间的定义

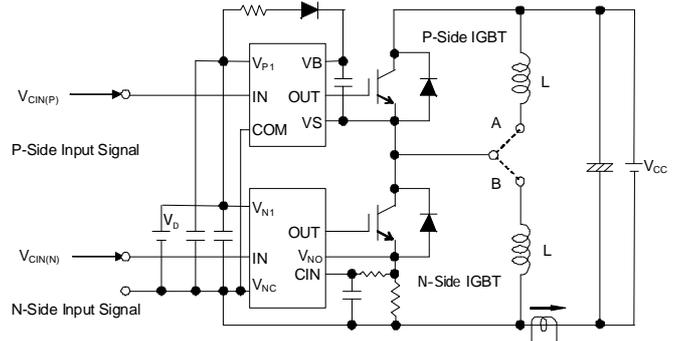


图 2-3 测量电路（感性负载）
短接 A 测 N 侧 IGBT, 短接 B 测 P 侧 IGBT

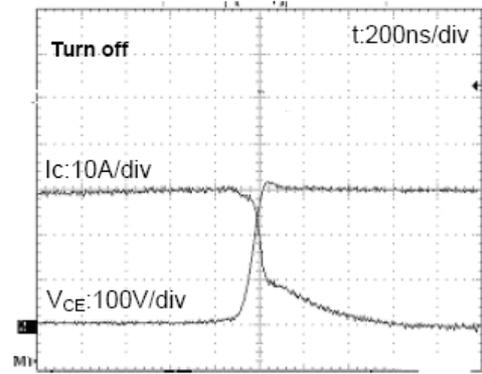
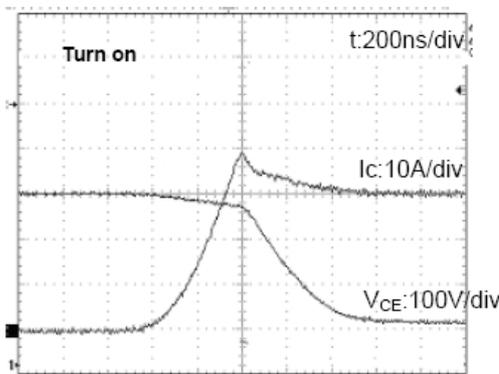


图 2-4 典型开关波形 (PS21767)

条件: $V_{CC}=300V$, $V_D=V_{DB}=15V$, $T_j=125^\circ C$, $I_c=30A$, 感性负载, 半桥电路。

2.1.4 电气特性（控制部分）

表 2-1-4 PS21767 的控制（保护）特性

控制（保护）部分 Control (Protection) Part		条件		最小值	典型值	最大值	单位
电路电流	I_D	$V_D=V_{DB}=15V$ $V_{IN}=5V$	$V_{P1}-V_{NC}$ 和 $V_{N1}-V_{NC}$ 间的总和	-	-	7.00	mA
			$V_{UFB}-V_{UFS}$ 、 $V_{VFB}-V_{VFS}$ 、 $V_{WFB}-V_{WFS}$ 之间	-	-	0.55	
		$V_D=V_{DB}=15V$ $V_{IN}=0V$	$V_{P1}-V_{NC}$ 和 $V_{N1}-V_{NC}$ 间的总和	-	-	7.00	
			$V_{UFB}-V_{UFS}$ 、 $V_{VFB}-V_{VFS}$ 、 $V_{WFB}-V_{WFS}$ 之间	-	-	0.55	
故障输出端子电压	V_{FOH}	$V_{SC}=0V$, F_O 端子通过 $10k\Omega$ 电阻上拉至 $5V$		4.9	-	-	V
	V_{FOL}	$V_{SC}=1V$, $I_{FO}=1mA$		-	-	0.95	
输入信号端子电流	I_{IN}	$V_{IN}=5V$		1.0	1.5	2.0	mA
短路保护动作电平	$V_{SC(ref)}$	$V_D=15V$ (注 4)		0.43	0.48	0.53	V
控制电源欠压保护阈值	UV_{DBt} UV_{DBr} UV_{Dt} UV_{Dr}	$T_j \leq 125^\circ C$	动作电平	10.0	-	12.0	V
			复位电平	10.5	-	12.5	
			动作电平	10.3	-	12.5	
			复位电平	10.8	-	13.0	
故障输出信号脉宽	t_{FO}	$C_{FO}=22nF$ (注 5)		1.0	1.8	-	ms
开通阈值电压	$V_{th(on)}$	施加在 $U_P/V_P/W_P/U_N/V_N/W_N-V_{NC}$ 之间		-	2.3	2.6	V
关断阈值电压	$V_{th(off)}$			0.8	1.4	-	
开通/关断阈值电压差值	$V_{th(hys)}$			0.5	0.9	-	

注 4：短路保护功能仅是针对下臂的，请选择合适的外部旁路电阻以使短路保护电流值在模块额定电流值的 2.0 倍以内。

注 5：仅下臂短路保护和控制电源欠压保护有故障信号输出。故障信号输出的脉宽 t_{FO} 取决于 C_{FO} 电容： $C_{FO}=12.2 \times 10^{-6} \times t_{FO}$ [F]

2.1.5 推荐使用条件

表 2-5 给出了 PS21767 的推荐使用条件。

尽管这些条件只是推荐的而非必需的，但为了确保 DIPIPM 安全运行，我们强烈建议在这些条件下使用模块。

表 2-5 PS21767 的推荐使用条件

推荐的运行条件:

项目	符号	条件	推荐值			单位	
			最小值	典型值	最大值		
电源电压 (直流母线电压)	V _{CC}	施加于P-NU,NV,NW之间	0	300	400	V	
控制电源电压	V _D	施加于V _{P1} -V _{NC} 、V _{N1} -V _{NC} 之间	13.5	15.0	16.5	V	
控制电源电压	V _{DB}	施加于V _{UFB} -V _{UFS} 、V _{VFB} -V _{VFS} 、V _{WFB} -V _{WFS} 之间	13.0	15.0	18.5	V	
控制电源电压纹波	ΔV _D 、ΔV _{DB}		-1	-	1	V/μs	
防止桥臂直通的死区时间	t _{dead}	对每一对输入信号, T _C ≤100°C	2.0	-	-	μs	
PWM输入频率	F _{PWM}	T _C ≤100°C, T _J ≤125°C	-	-	20	KHZ	
允许的输出电流有效值	I _O	V _{CC} =300V, V _D =V _{DB} =15V, P.F=0.8 正弦波PWM, T _J ≤125°C, T _C ≤100°C (注6)	f _{PWM} =5kHz	-	-	21	Arms
			f _{PWM} =15kHz	-	-	16	
允许的输入信号的最小脉宽	PWIN(on)		(注7)	0.3	-	-	μs
	PWIN(off)	200V≤V _{CC} ≤350V, 13.5V≤V _D ≤16.5V, 13.0V≤V _{DB} ≤18.5V, -20°C≤T _C ≤100°C, N侧配线电感小于10nH (注7)	低于额定电流	1.5	-	-	
			在额定电流和1.7倍额定电流之间	3.0	-	-	
		在1.7倍额定电流和2.0倍额定电流之间	3.6	-	-		
V _{NC} 上的电压波动	V _{NC}	V _{NC} -NU、NV、NW之间 (包括浪涌)	-5.0	-	5.0	V	
结温	T _J		-20	-	125	°C	

注6: 允许的输出电流有效值依赖于具体的应用条件。

注7: 如果输入信号脉宽小于推荐的最小脉宽值PWIN(on)或PWIN(off), DIPIPM可能不响应或者不能正常工作。

关于控制电源的供电波动

如果高频噪声叠加在控制电源线上, 就可能引起控制 IC 误动作进而导致模块错误运行。为了避免此问题, 控制电源线上的纹波电压应控制在以下范围内:

$$dV/dt \leq \pm 1V/\mu s, \quad \text{Vripple} \leq 2Vp-p$$

2.1.6 机械特性和额定值

表 2-6 给出了 PS21767 的机械特性和额定值。第 4 代小型 DIPIPM 的安装指南详情请参考 2.4 节。

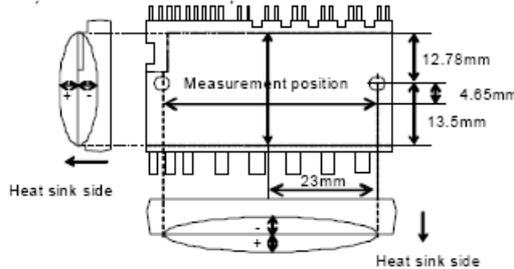
表 2-6 PS21767 的机械特性和额定值

机械特性和额定值:

项目	条件		最小值	典型值	最大值	单位
安装力矩	安装螺母: M3	(注8) 推荐值: 0.78N·m	0.59	-	0.98	N·m
重量			-	21	-	g
散热器面平整度		(注9)	-50	-	+100	μm

注8: 推荐使用平面垫圈 (ISO 7089-7094)。

注9: 平整度的测量位置:



2.2 保护功能和动作时序

第4代小型DIIPM具有短路保护和欠压保护功能，其运行原理和时序如下所述。

2.2.1 短路保护 (SC)

第4代小型DIIPM采用外接的旁路电阻来检测电流，如图2-5所示，通过比较CIN端子上的来自于旁路电阻上的反馈电压和SC动作参考电位，控制IC内部的保护电路能够捕捉到超大电流，并自动启动保护功能。SC保护的电压阈值 $V_{sc(ref)}$ 为0.48V(典型值)，应据此来选择合适的旁路电阻阻值。

短路保护动作时，N侧三相IGBT的所有栅极都会被关断，并输出故障信号。为了避免正常运行过程中的开关噪声或恢复电流引起的DIIPM误保护，需要在CIN端子的输入处加入RC滤波电路（时间常数： $1.5\mu s \sim 2\mu s$ ），请参考图2-5和图2-6。另外，检测电阻周边的走线也应尽可能短。

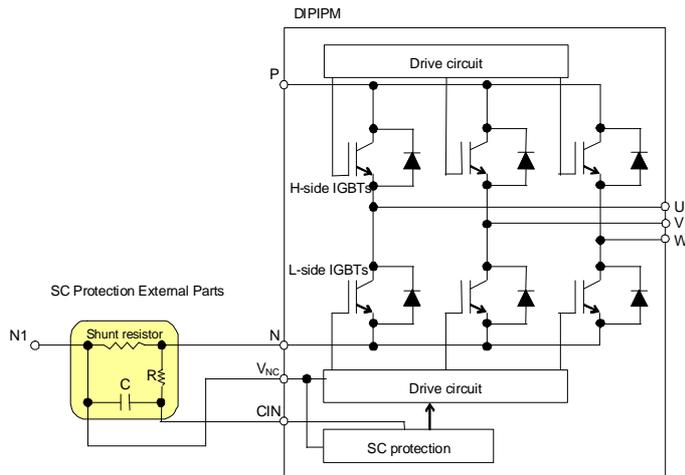


图2-5 短路保护电路

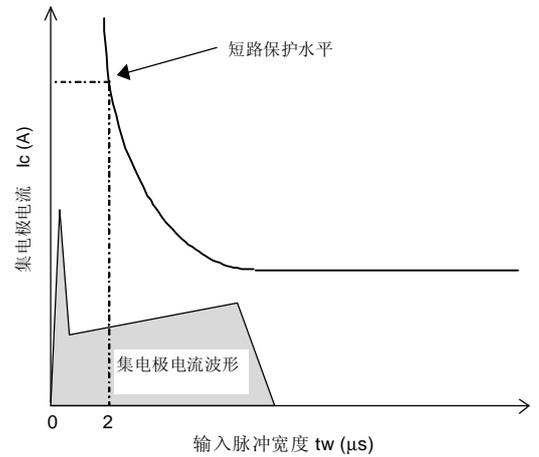


图2-6 滤波器时间常数的设定

2. 短路保护的时序

短路保护（仅N侧，外接旁路电阻和RC滤波器）

- a1. 正常运行：IGBT 开通并流过电流；
- a2. 检测到短路（SC 触发）；
- a3. 所有 N 侧 IGBT 的栅极被硬中断；
- a4. 所有 N 侧 IGBT 被关断；
- a5. Fo 输出，脉宽由外接 C_{FO} 决定；
- a6. 输入电平为“低”，IGBT 关断；
- a7. 输入电平为“高”，但在 Fo 输出期间 IGBT 仍然处于关断状态；
- a8. 在 Fo 复位后输入信号由低变高时，IGBT 开通。

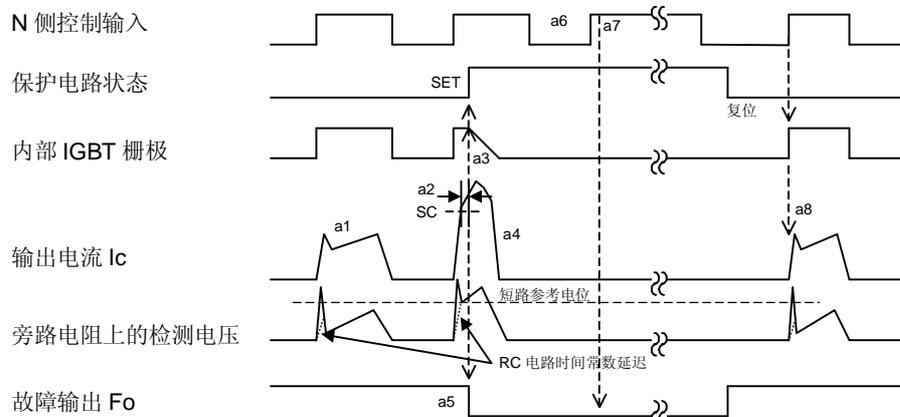


图 2-7 短路保护时序图

2.2.2 控制电源欠压保护 (UV)

欠压保护是用来防止表2-7所列的意外运行状态的发生。

P侧和N侧都有欠压保护功能，但是故障信号(Fo)仅对N侧的欠压保护才有输出，且在欠压状态下会持续有Fo输出。

另外，欠压保护电路内置了一个噪声滤波器（典型值10μs）以防止瞬间欠压导致的误触发。因此，在发生欠压后的最初10μs内控制信号依然有效。

表 2-7 DIIPM 的运行状态 VS 控制电源电压

控制电源电压	运行状态
0~4.0V (P, N)	相当于没有电源； 欠压保护功能不起作用，无 Fo 信号输出； 通常情况下 IGBT 不工作，但是，外部噪声可能引起 DIIPM 的误动作(导通)，因此，应在控制电源上电后才给主电路上电。
4.0~UV _{Dt} (N), UV _{DBt} (P)	欠压保护功能起作用，输出 Fo 信号（仅 N 侧）； 即使施加了控制输入信号，IGBT 也不工作。
UV _{Dt} (N)~13.5V UV _{DBt} (P)~13.0V	IGBT 可以工作，但通态损耗和开关损耗将增加，导致过大的温度上升。
13.5~16.5V (N) 13.0~18.5V (P)	推荐的范围，IGBT 正常工作。
16.5~20.0V (N) 18.5~20.0V (P)	IGBT 可以工作，但是开关速度变得很快，且饱和电流变大，增加了短路损坏的风险。
20.0V~(P, N)	控制电路会被损坏。

控制电源纹波电压的限制:

如果高频噪声叠加在控制电源线上，可能导致IC故障并引起DIIPM误动作。为了避免这一问题，控制电源线上的纹波电压应满足以下条件:

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

[N 侧欠压保护时序]

- b1. 控制电源电压 V_D 上升: 在 V_D 升到超过欠压保护复位值(UV_{Dr})后，当下一个有效输入信号来临时电路开始正常运行；
- b2. 正常运行: IGBT 导通并流过电流；
- b3. V_D 电压降至欠压保护触发值(UV_{Dt})以内；
- b4. 所有 N 侧的 IGBT 都被关断，而不理会控制输入信号的状态；
- b5. Fo 输出 (Fo 持续时间由 C_{Fo} 决定，且在欠压期间持续输出 Fo)；
- b6. V_D 电压上升到超过 UV_{Dr}；
- b7. 正常运行: IGBT 导通并流过电流。

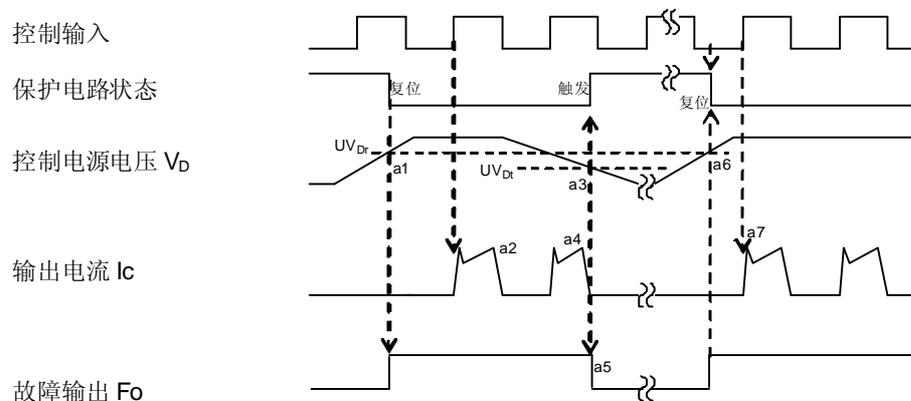


图 2-8 N 侧欠压保护的时序图

[P侧欠压保护时序]

- c1. 控制电源电压 V_{DB} 上升：在 V_{DB} 升到超过欠压保护复位值(UV_{DBr})后，当下一个有效输入信号来临时电路开始正常运行；
- c2. 正常运行：IGBT 导通并流过电流；
- c3. V_{DB} 电压降至欠压保护触发值(UV_{DBt})以内；
- c4. 所有 P 侧的 IGBT 都被关断，而不理会控制输入信号的状态，无 F_o 输出；
- c5. V_{DB} 电压上升到超过 UV_{DBr} ；
- c6. 正常运行：IGBT 导通并流过电流。

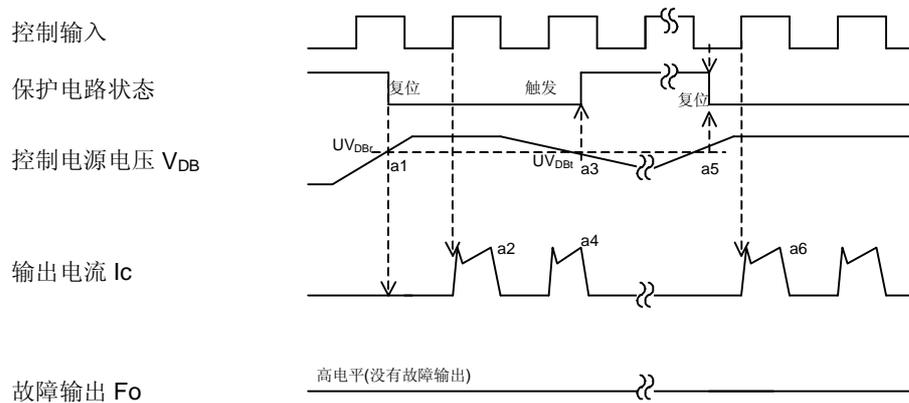


图 2-9 P 侧欠压保护的时序图

2.3 外形封装

2.3.1 外形封装

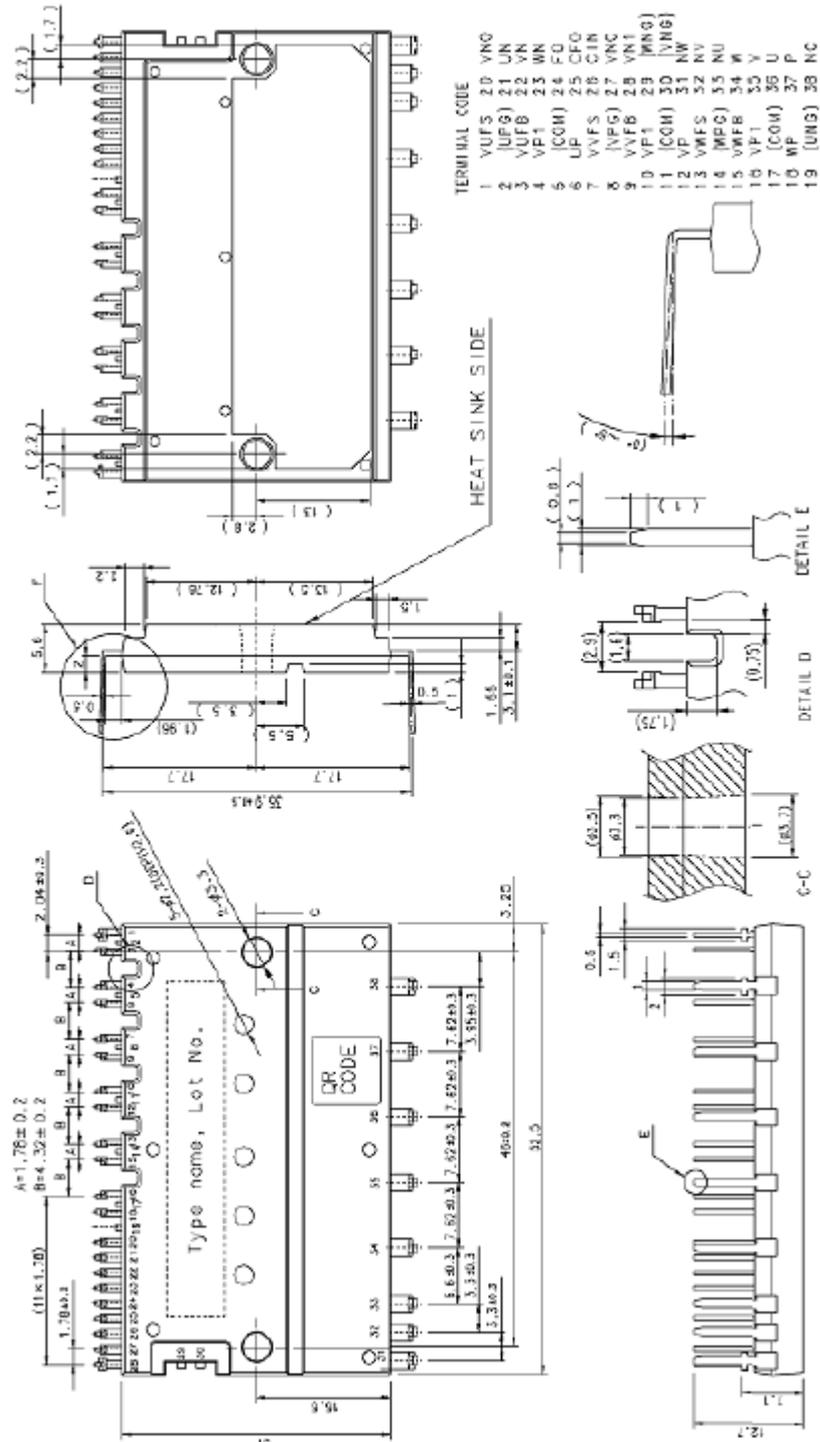
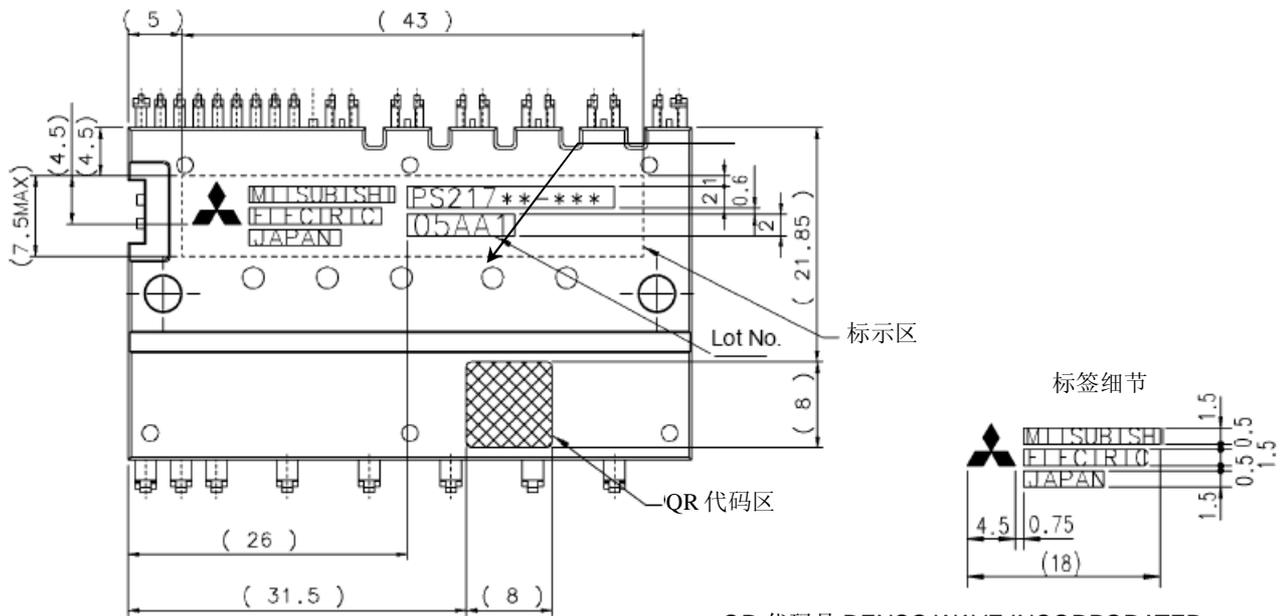


图 2-10 PS21767 的外形尺寸图

2.3.2 激光标签

第4代小型DIIPM的激光标签如图2-11所示。三菱电机标识、型号名、批号和QR代码均标记在模块内侧。



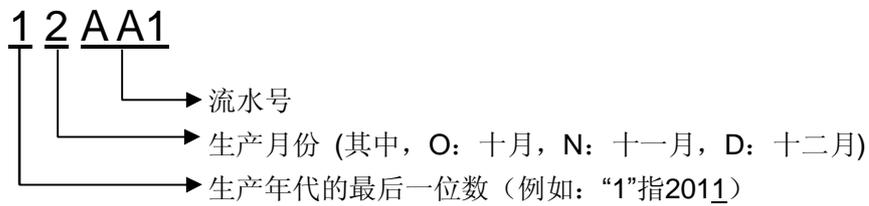
QR 代码是 DENSO WAVE INCORPORATED 在日本和其他国家注册的商标。

图 2-11 激光标签图示

产品批号中包含生产年代、月份和流水号信息。

详情如下：

(举例)



2.3.3 管脚说明

表 2-8 PS21767 的管脚说明

管脚编号	名称	说明	管脚编号	名称	说明
1	V _{UFS}	U 相 P 侧驱动电源地端子	20	V _{NO}	N 侧 IGBT 栅极信号参考地端子
2	UPG	冗余端子	21	U _N	U 相 N 侧控制信号输入端子
3	V _{UFB}	U 相 P 侧驱动电源正端子	22	V _N	V 相 N 侧控制信号输入端子
4	V _{P1}	U 相 P 侧控制电源正端子	23	W _N	W 相 N 侧控制信号输入端子
5	COM	冗余端子	24	F _O	故障信号输出端子
6	U _P	U 相 P 侧控制信号输入端子	25	CFO	故障信号输出脉宽设定端子
7	V _{VFS}	V 相 P 侧驱动电源地端子	26	CIN	短路保护触发电压检测端子
8	VPG	冗余端子	27	V _{NC}	N 侧控制电源地端子
9	V _{VFB}	V 相 P 侧驱动电源正端子	28	V _{N1}	N 侧控制电源正端子
10	V _{P1}	V 相 P 侧控制电源正端子	29	WNG	冗余端子
11	COM	冗余端子	30	VNG	冗余端子
12	V _P	V 相 P 侧控制信号输入端子	31	NW	W 相 N 侧 IGBT 发射极
13	V _{WFS}	W 相 P 侧驱动电源正端子	32	NV	V 相 N 侧 IGBT 发射极
14	WPG	冗余端子	33	NU	U 相 N 侧 IGBT 发射极
15	V _{WFB}	W 相 P 侧驱动电源正端子	34	W	W 相输出端子
16	V _{P1}	W 相 P 侧控制电源正端子	35	V	V 相输出端子
17	COM	冗余端子	36	U	U 相输出端子
18	W _P	W 相 P 侧控制信号输入端子	37	P	逆变器直流母线正端子
19	UNG	冗余端子	38	NC	无需连接

备注) 冗余端子可能有电, 比如栅极电压, 因此不要将冗余端子与 PCB 板上的任何端子相连。

表 2-9 输入输出端子的详细说明

名称	符号	说明
P 侧驱动电源正端子 P 侧驱动电源地端子	$V_{UFB^-} V_{UFS}$ $V_{VFB^-} V_{VFS}$ $V_{WFB^-} V_{WFS}$ (备注)	<ul style="list-style-type: none"> 此为 P 侧各 IGBT 的驱动电源端子。 通过采用自举电路, 就不再需要给模块 P 侧 IGBT 提供单独的隔离电源。各自举电路中的电容通常在对应的 N 侧 IGBT 单元导通时由 N 侧的控制电源(VD)充电。 如果电源 VD 不稳定或电流能力不足, 可能会导致模块误动作。为防止此电源不稳定以及电源电压上的噪声和纹波引起的误动作, 建议在靠近每对端子附近放置具有良好频率特性和温度特性的旁路电容。 在每对驱动电源端子间加入一个齐纳二极管(24V/1W), 对于防止控制 IC 因浪涌电压而损坏是非常有益的。
P 侧控制电源端子 N 侧控制电源端子	V_{P1} V_{N1} (备注)	<ul style="list-style-type: none"> 此为给模块内部的控制 IC(LVIC & HVIC)供电的控制电源端子。 为防止电源电压上的噪声和纹波引起的误动作, 建议在靠近这些端子附近放置具有良好频率特性和温度特性的旁路电容。 电源的设计应保证由噪声或系统运行引起的电压波动在规定的最小允许范围内。 建议在控制电源端子间加一个齐纳二极管(24V/1W), 以防止控制 IC 因浪涌电压而损坏。
N 侧控制地端子	V_{NC}	<ul style="list-style-type: none"> 此为模块内部的控制 IC(LVIC & HVIC)的控制地端子。 为防止干扰, 应确保主电路线电流不流经此端子。
VNO 端子	V_{NO}	<ul style="list-style-type: none"> N 侧 IGBT 栅极信号的参考地端子
控制输入端子	U_P, V_P, W_P U_N, V_N, W_N	<ul style="list-style-type: none"> 此为控制信号的输入端子, 为电压输入型。 这些端子在模块内部与施密特触发电路相连, 并通过 2.5kΩ(min.)的下拉电阻连接至控制地。 为保护 DIIPM 不受噪声的干扰, 各输入端子引线应尽可能短。 如发生信号振荡, 可加 RC 滤波电路, 但请注意输入信号的阈值电压, 因为输入电路中含有下拉电阻。
短路触发电压检测端子	CIN	<ul style="list-style-type: none"> 对于逆变电路的短路保护, 应将旁路电阻上的电压经过 RC 滤波(避免噪声干扰)后接入 CIN 端子。 RC 滤波电路的时间常数推荐值最大为 2μs。
故障信号输出端子	F _O	<ul style="list-style-type: none"> 此端子用来输出故障信号。 F_O 信号线应上拉至逻辑控制电源。(当上拉至+5V 电源时, 为了将 F_O 的下沉电流 I_{F_O} 限制在 1mA 以内, 需要采用 5kΩ 以上的上拉电阻, 通常推荐采用 10kΩ 的上拉电阻。)
故障信号输出脉宽设定端子	CFO	<ul style="list-style-type: none"> 该端子用来设定故障信号输出的脉宽。 在此端子和 V_{NC} 之间外接电容。 当外接 22nF 电容时, F_O 的脉宽为 1.8ms。 $C_{FO}(F)=12.2 \times 10^{-6} \times t_{FO}$ (需要的脉宽)
逆变直流母线正端子	P	<ul style="list-style-type: none"> 此为直流母线的正电源端子。 在模块内部, 此端子与所有 P 侧 IGBT 的集电极相连 为抑制直流母线引线或 PCB 板上的寄生电感引起的浪涌电压, 应靠近 P 和 N 端子处放置平滑电容, 通常也加入具有良好频率特性的小薄膜电容。
逆变直流母线负端子	NU, NV, NW	<ul style="list-style-type: none"> 此为开路的每一个 N 侧 IGBT 的发射极端子。 通常, 这些端子通过独立的旁路电阻与功率地相连。(当然, 也可以将这些端子先短接起来, 再通过一个旁路电阻与功率地相连。)
逆变主电路输出端子	U, V, W	<ul style="list-style-type: none"> 此为逆变输出端子, 用于连接逆变器负载(如电机)。 在模块内部, 这些端子与相应的 IGBT 桥臂的中点相连。

备注: 用示波器检查每对电源端子和P/N端子间的电压波形, 示波器的时间轴应设在约1μs/div。请确保电压(包含浪涌电压在内)在规定的限制值以内。

2.4 安装方法

本节说明第4代小型DIIPM的电气距离和安装注意事项。

2.4.1 电气距离

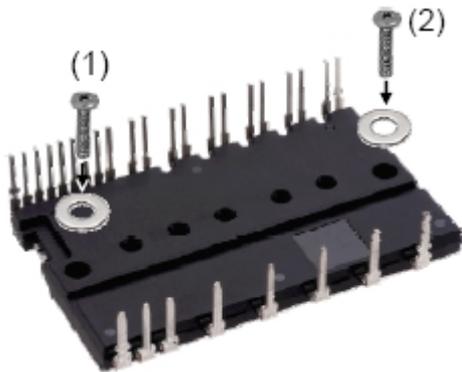
表2-10给出了第4代小型DIIPM的电气距离规格。

表2-10 第4代小型DIIPM的最小绝缘距离

	电气距离 (mm)	爬电距离 (mm)
主端子之间	4.0	4.0
控制端子之间	2.5	6.0
端子与散热器之间	3.0	4.0

2.4.2 安装方法和注意事项

当将模块安装到散热器上时，过大的或不平衡的紧固力可能会使内部硅片受到应力的作用，进而会造成模块损坏或降额。图2-12给出了推荐的紧固顺序。紧固螺钉时必须使用扭矩扳手并紧固到规定的力矩强度。同时请注意模块和散热器之间的接触表面不要有其它异物。



预紧固：
(1)→(2)
永久紧固：
(1)→(2)

注意：通常预紧固力矩设置为最大额定力矩的 20-30%。
(1)和(2)的紧固先后顺序没关系，但需要交替紧固。

图2-12 推荐的螺钉紧固顺序

表 2-12 安装力矩和散热器表面平整度规格

项目	条件	最小值	典型值	最大值	单位
安装力矩	推荐值：0.78N·m；安装螺栓：M3	0.59	-	0.98	N·m
散热器表面平整度	如图 2-13	-50	-	+100	μm

注意：紧固螺钉时推荐使用平垫圈(ISO7089-7094)

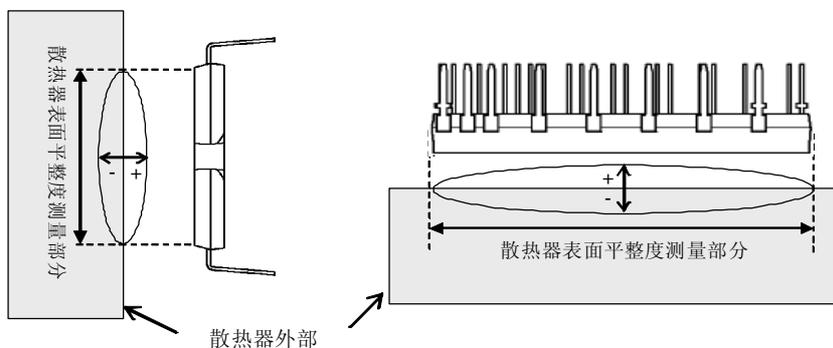


图2-13 散热器表面平整度测量位置

为了获得最大的散热效果，需要尽可能大地增大模块与散热器之间的接触面积以使接触热阻最小化。至于对应模块安装面侧的散热器表面平整度（凸凹度/凹度和凸度），其表面光洁度应在Rz12以内。

请在模块和散热器之间的接触面上均匀地涂抹一层100um~200um的导热硅脂，它同时也可以防止模块与散热器接触表面被腐蚀。导热硅脂应选用在宽的工作温度范围内性能稳定且寿命持久的产品。DIIPM外壳与散热器之间的接触热阻 $R_{th(c-f)}$ 取决于导热硅脂的厚度和导热率。作为参考，当硅脂厚度为20 μm 、其导热率为1.0W/m·k时， $R_{th(c-f)}$ 大约是0.3°C/W（每1/6模块）。在涂抹硅脂和紧固散热器时，注意不要掺入杂质，那样会导致接触热阻变坏或运行中接触变松。

2.4.3 焊接条件

推荐的焊接条件如下所述。

(注意：对于DIIPM，不推荐回流焊。)

(1) 流体（波峰）焊接

表2-4-3给出了DIIPM的焊接耐热性测试条件。对于流体焊接，推荐的焊接温度最高为265°C、焊接时间在11秒以内。对于预热温度，推荐在125°C以内，原因在于DIIPM的最大储存温度为125°C。

然而，根据焊锡的流体状况、焊接速度、PCB上的焊盘及焊接孔的形状等，焊接条件可能需要有所调整。最终需要在实际PCB上来确认焊接条件是否合适。

表2-4-3 可靠性测试规格

项 目	条 件
焊接耐热性	260±5°C, 10±1s

(2) 手工焊接

由于在手工焊接中施加在DIIPM上的温度会随着电烙铁类型（瓦特数、焊接头形状等）以及PCB上的焊盘形状的不同而不同，所以很难给出准确的手工焊接的焊接条件。

对于手工焊接，作为对温度范围的一般要求，考虑到模块内部封装树脂的玻璃态转化温度(T_g)和内部硅片的耐热能力，DIIPM端子根部的温度应保持在150°C以内。因此，在确定焊接的温度范围时，需要检查DIIPM端子根部的温度以及在实际PCB上的可焊性等。（推荐焊接时间越短越好。）

作为参考，下面给出了一个采用50瓦电烙铁来进行手工焊接的评价例子。

[评价方法]

a. 样品：第4代小型DIIPM

b. 评价过程：

- 将50瓦电烙铁的烙铁头（温度设置为400°C）放在端子上距端子顶部1mm以内的部位。
（选择耐热能力最弱的端子(即控制端子)来做试验。)
- 通过安装在端子根部的热电偶来测量端子根部的温升。

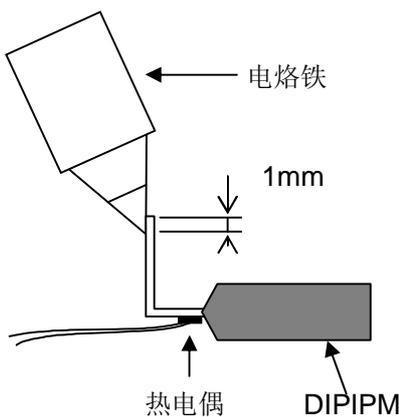


图2-14 加热和测量点

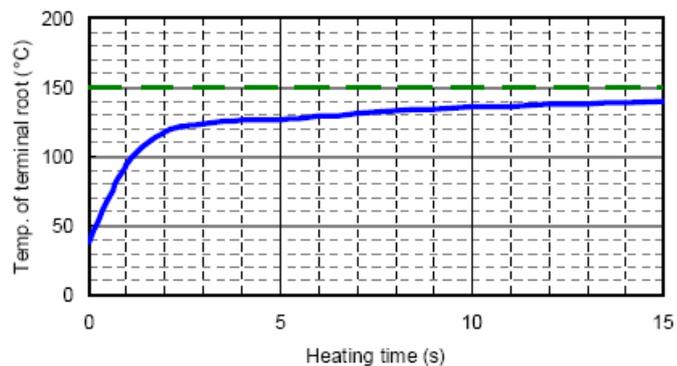


图2-15 端子根部的温度变化曲线（举例）

[注意]

对于焊接用烙铁，推荐选用具有温度可调功能的半导体焊接专用的电烙铁（12~24V低电压型且烙铁头接地）。

第3章 系统应用指南

3.1 应用指南

本章介绍第4代小型DIPIPM的应用方法和接口电路设计注意事项。

3.1.1 系统连接

- C1: 具有良好频率特性和温度特性的电解电容。
注: 其容值取决于应用系统中的 PWM 控制策略。
- C2: 0.22 μ F~2 μ F, 具有良好频率特性、温度特性和直流偏置特性的陶瓷电容。
- C3: 0.1 μ F~0.22 μ F 的薄膜电容 (做吸收电路用)。
- D1: 自举二极管, 高速型, V_{RRM} 高于 V_{ces} (600V), $t_{rr} \leq 100ns$ 。
- D2: 24V/1W 的齐纳二极管 (做浪涌吸收用)。

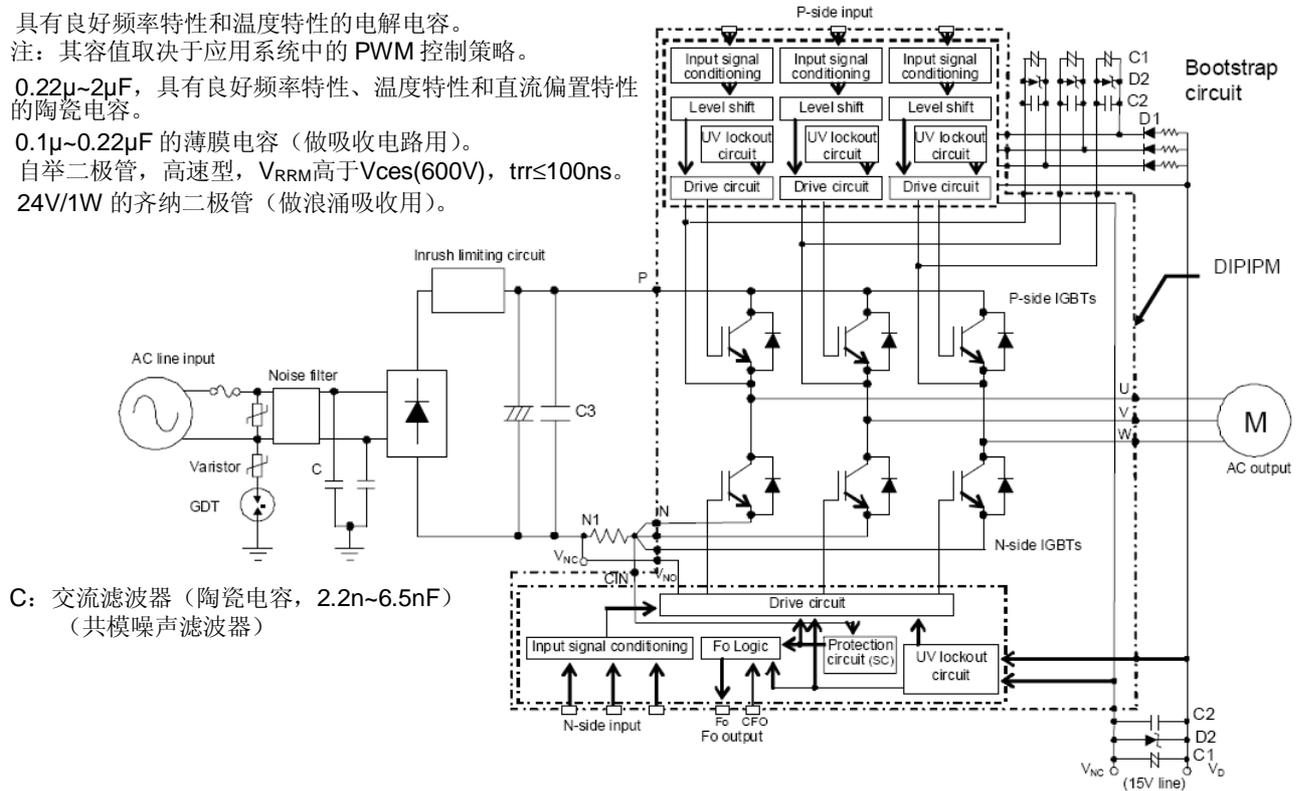


图 3-1 第4代小型 DIPIPM 的应用系统框图

3.1.2 接口电路（无光耦接口电路举例，采用 1-Shunt 电阻）

图3-2给出了典型的应用接口电路原理图，其中控制信号直接从控制器(MCU或DSP)接入DIIPM。

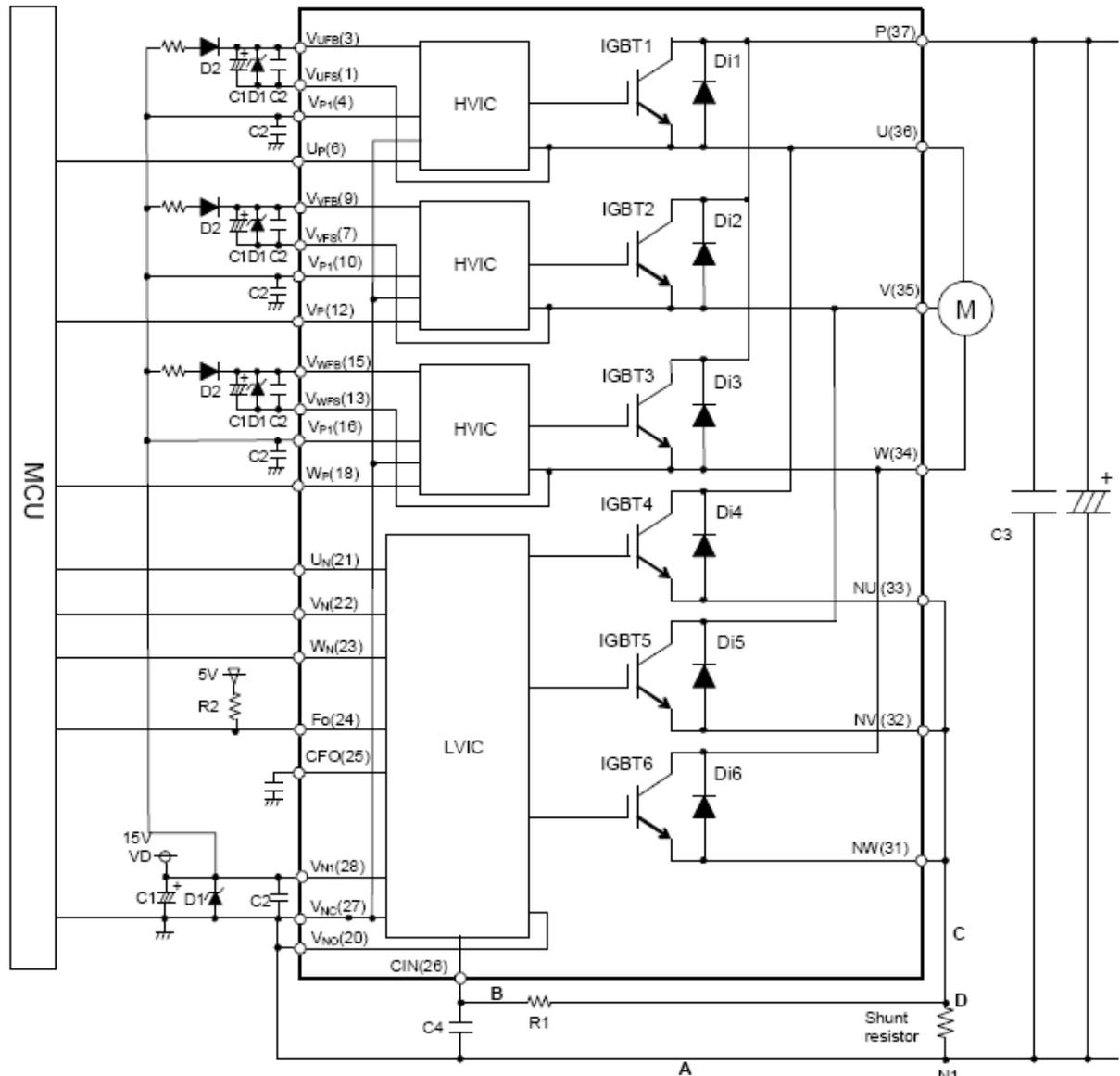


图 3-2 不带光耦的典型应用接口电路举例（采用 1-shunt 电阻）

注意：

- (1) 如果控制地线与功率地线重叠，则可能导致因功率线上的电压波动引起的模块误动作。建议控制地和功率地仅在N1这一点相连（靠近旁路电阻的端子部位）。
- (2) 为了避免浪涌损坏，平滑电容与P和N1端子之间的接线应尽可能短，通常推荐在P和N1端子间加一0.1-0.22 μ F的吸收电容C3。
- (3) 短路保护滤波时间常数 $R1C4$ 应选在1.5-2 μ s以内，短路中断时间可能随布线方式而改变，建议使用公差小、温度补偿型的R1和C4。
- (4) 所有电容都应尽可能靠近模块端子放置。（C1：推荐采用具有良好频率和温度特性的电解电容；C2：0.22-2 μ F，推荐采用具有良好频率、温度和直流偏置特性的陶瓷电容。）
- (5) 为了避免浪涌电压的损坏，推荐在每对控制电源端子近旁加入一个齐纳二极管D1(24V/1W)。
- (6) 引向CIN滤波器的走线的分叉点D应靠近旁路电阻的端子。
- (7) 对于旁路电阻，推荐采用精度在1%以内（包含温度特性）、低感贴片型(SMD)的功率电阻。
- (8) 为了避免误动作或浪涌损坏，A、B和C处的走线应尽可能短。
- (9) Fo输出是漏极开路型，该端子应通过一电阻上拉至控制电源（比如5V），以使 I_{Fo} 限制在1mA以内。（当上拉至5V电源时，需要至少5k Ω 的上拉电阻，通常推荐10k Ω ）。
- (10) Fo脉宽由CFO端子外接的电容来设定， $C_{FO}(F)=12.2 \times 10^{-6} \times t_{FO}$ （需要的脉宽）。
- (11) 自举二极管D2：推荐采用高压（ $V_{RRM}=600V$ 或更高）、快速（ $t_{rr}=100ns$ 或更短）型。

- (12) 控制输入为高电平有效，在控制IC的输入电路中有2.5kΩ(最小值)的下拉电阻。为了防止误动作，每个输入线应尽可能短。当接入RC滤波电路时，应确保输入信号电平满足开通、关断阈值电压的要求。由于内置了HVIC，使得不采用隔离电路而直接与MCU相连成为可能。
- (13) 如果高频噪声叠加在控制线上，则可能引起控制 IC 误动作，进而导致模块错误运行。为避免此问题，控制电源的电压纹波应控制在 $dV/dt \leq \pm 1V/\mu s$ 、 $V_{ripples} \leq 2V_{p-p}$ 。

3.1.3 接口电路（光耦隔离接口电路举例）

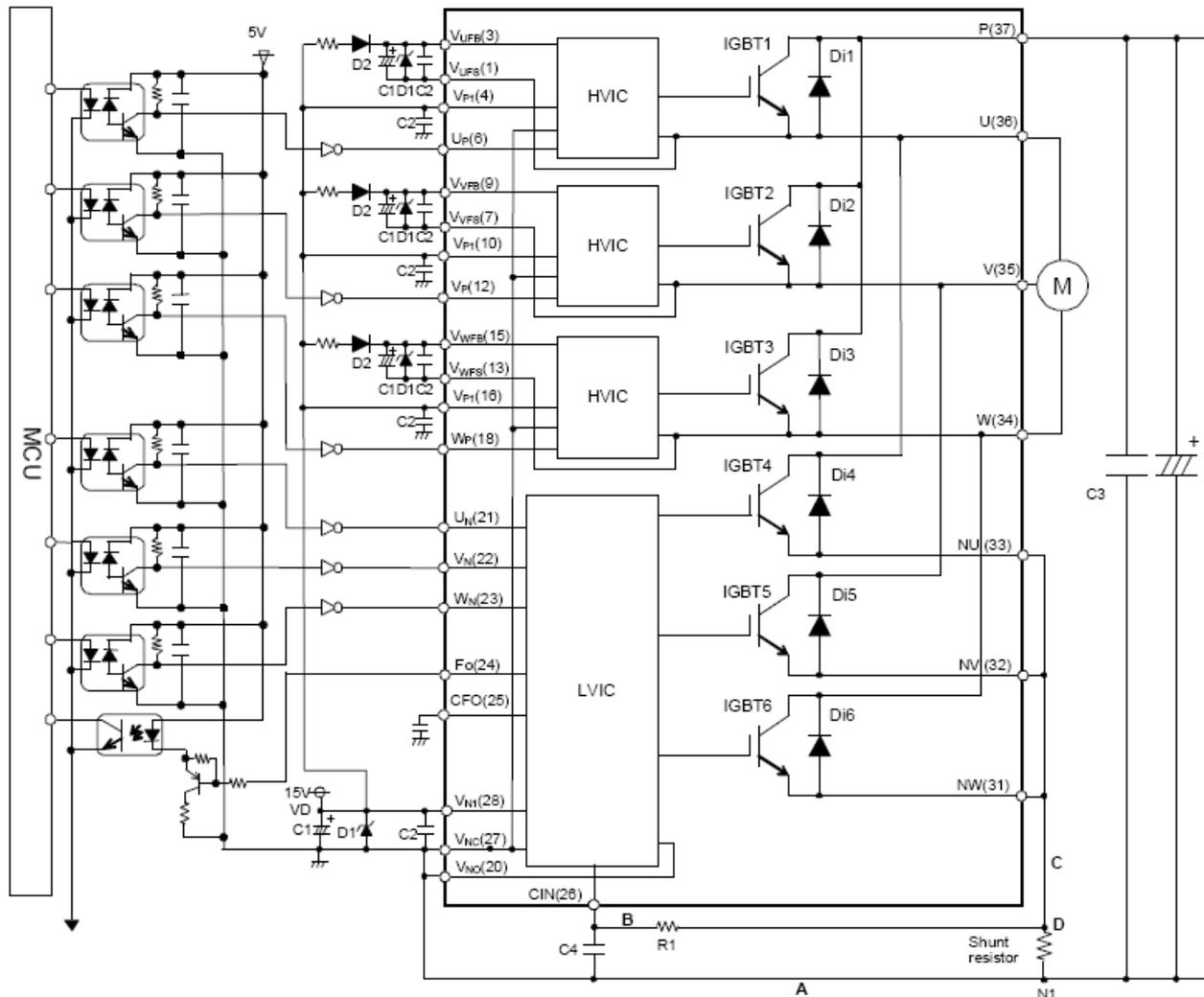


图 3-3 带光耦的典型应用接口电路举例（采用 1-shunt 电阻）

备注:

- (1) 推荐采用具有高共模抑制比的高速光耦。
- (2) Fo 端子的下沉电流最大值是 1mA，为了驱动光耦，需要一个缓冲电路。

3.1.4 采用 3-Shunt 电阻时的外部短路保护电路

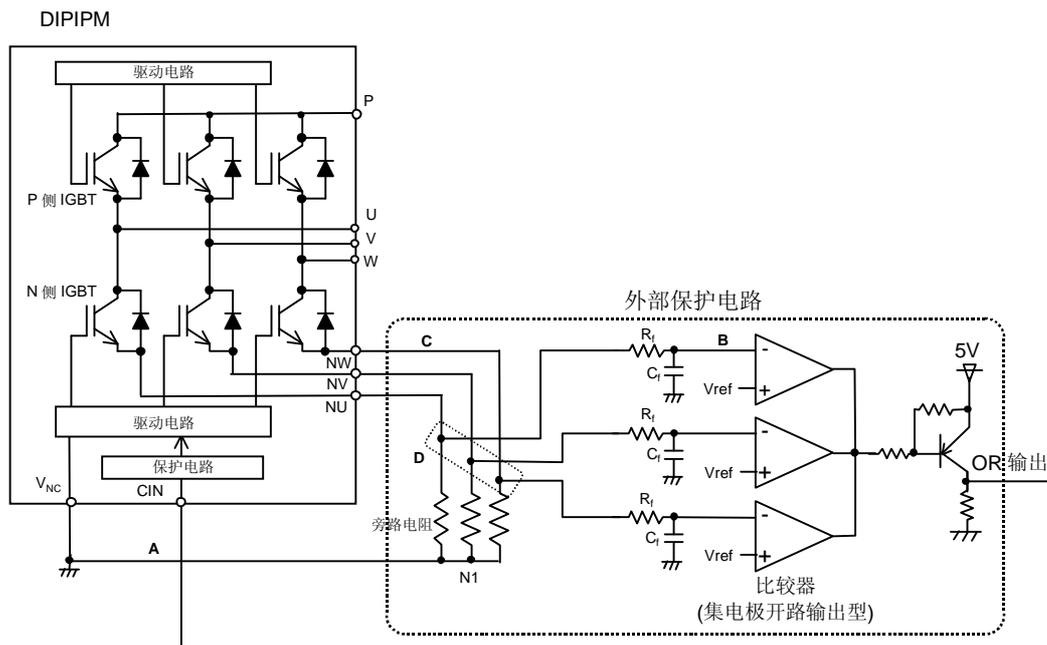


图 3-4 采用 3-shunt 电阻时的接口电路举例

注意：

- (1) 需要合理选择比较器的输入时间常数 $R_f C_f$ ，使得在短路故障发生时 IGBT 能够在 $2\mu s$ 内停止工作。短路保护中断时间可能随走线方式、比较器速度等因素而有所改变。
- (2) 比较器的参考电压 V_{ref} 应设定为与短路保护触发值一样的水平（ $V_{sc(ref)}$ 的典型值为 $0.48V$ ）。
- (3) 合理选择外接旁路电阻，使得短路保护触发电压在规定值以内。（第4代小型 DIIPM 额定电流值的 2 倍）
- (4) 为了避免误动作，A、B 和 C 处接线应尽可能短。
- (5) 连往比较器的分叉点 D 点应尽可能靠近旁路电阻的端子。
- (6) OR 输出的高电平应该高于 $0.53V$ （即 $V_{sc(ref)}$ 的最大值）。

3.1.5 控制信号输入端子和 F_o 端子的有关电路

(1) 控制输入端子的内部电路

DIIPM 采用高有效的输入逻辑。

如图 3-5 所示，此类 DIIPM 的每个输入端子内部均接有一个 $2.5k\Omega$ (最小值) 的下拉电阻，因此，无需外接下拉电阻。

另外，通过降低输入信号的开通和关断阈值电压（如表 3-1 所示），DIIPM 可以无需光耦而直接与 $3V$ 供电的微处理器或 DSP 相连。

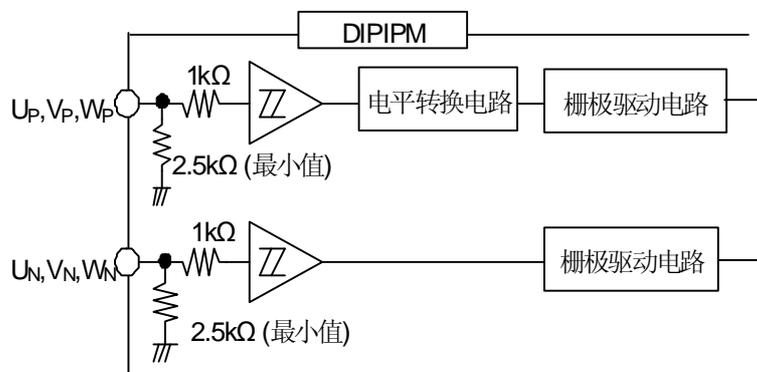


图 3-5 控制输入端子的内部结构

表 3-1 输入信号的阈值电压规格 ($V_D=15V, T_j=25^\circ C$)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
开通阈值电压	$V_{th}(on)$	$U_P, V_P, W_P - V_{NC}$ 端子之间 $U_N, V_N, W_N - V_{NC}$ 端子之间	-	2.3	2.6	V
关断阈值电压	$V_{th}(off)$		0.8	1.4	-	
阈值电压差值	$V_{th}(hys)$		0.5	0.9	-	

输入信号线应尽可能短，否则易叠加噪声，此时接入 RC 滤波器可能是有效的。

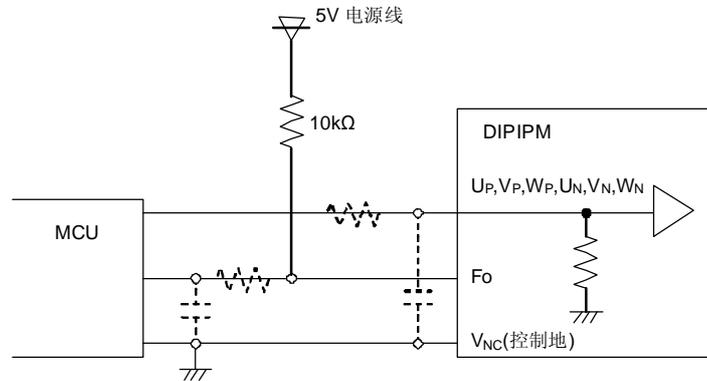


图 3-6 控制输入连接

注意：控制输入端的 RC 退耦（图 3-1-6 中虚线部分）容量的选择取决于应用系统的 PWM 控制方式和 PCB 的引线阻抗。控制输入在模块内部接有 2.5kΩ(最小值)的下拉电阻，因此，当外接滤波电阻时，请注意在输入端子上的控制信号压降（它应满足控制电压阈值的要求）。

第 4 代小型 DIIPM 对于输入信号的最小脉宽有限制。如果输入信号脉宽（开通和关断）小于其限制值，DIIPM 可能不响应或不能正常工作。对于其具体限制值，请参考表 3-2。

	符号	条件	品名	最小值	单位	
开通信号	PWIN(on)	-	PS21765	0.3	μs	
			PS21767	0.3		
关断信号	PWIN(off)	200V ≤ V _{CC} ≤ 350V, 13.5V ≤ V _D ≤ 16.5V, 13.5V ≤ V _{DB} ≤ 18.5V, -20°C ≤ T _C ≤ 100°C, N 侧配线电感小于 10nH	低于额定电流	PS21765		1.4
				PS21767		1.5
			额定电流到 1.7 倍额定电流	PS21765		2.5
				PS21767		3.0
		1.7 倍额定电流到 2 倍额定电流	PS21765	3.0		
			PS21767	3.6		

*) 对于小于最小导通脉宽的开通信号，DIIPM 可能不响应。

如果输入信号脉宽小于推荐的最小关断脉宽值 PWIN(off)，DIIPM 可能延迟响应（小于 2μs）或者不响应，请参考以下响应延迟图。

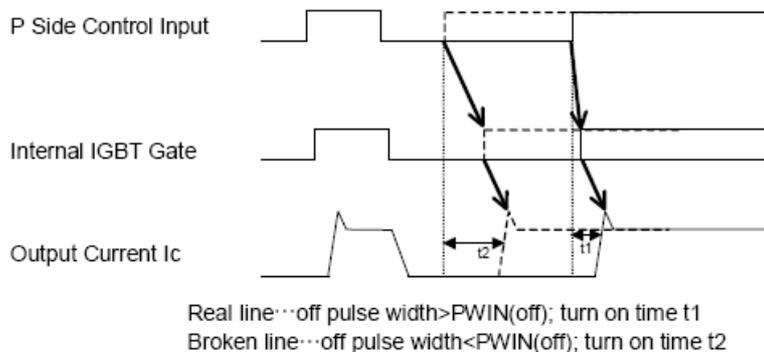


图 3-7 输入关断信号脉宽小于 PWIN(off)引起的响应延迟（仅 P 侧）

(2) Fo 端子的内部电路

Fo端子是漏极开路型，它应上拉至5V电源，如图3-6所示。图3-8给出了Fo端子的典型V-I曲线。Fo端子的最大下沉电流是1mA，如果该输出端子外接光耦，则需注意光耦的驱动能力。

表 3-3 Fo 端子的电气特性

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
故障输出电压	V_{FOH}	$V_{SC}=0V, Fo$ 通过 $10k\Omega$ 电阻上拉至 $5V$	4.9	-	-	V
	V_{FOL}	$V_{SC}=1V, Fo=1mA$	-	-	0.95	V

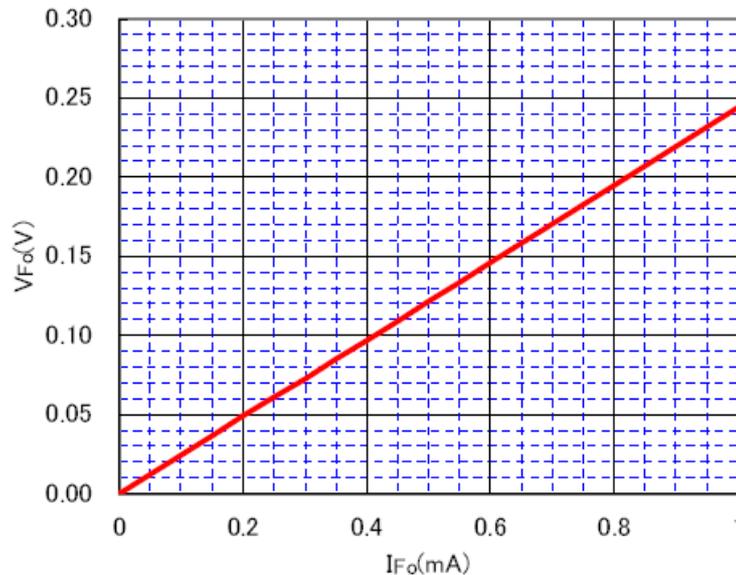


图 3-1-7 Fo 端子的典型 V-I 特性曲线 ($V_D=15V, T_j=25^\circ C$)

3.1.6 吸收电路

为了避免DIPIPM因过高浪涌电压而损坏，平滑电容与DIPIPM的P端子和N1点（旁路电阻端子）之间的连线应尽可能短，而且应在靠近P端子-N1点处给直流母线加入 $0.1\mu\sim 0.22\mu F/630V$ 的吸收电容。

如图3-1-8所示，插入吸收电容的位置可有两处（(1)或(2)）。为了有效抑制浪涌电压，吸收电容应放置在(2)的位置上，但是，由引线电感和吸收电容产生的充放电电流会流经旁路电阻，若该电流足够大，就会导致误保护。

为了最大程度地滤除浪涌电压，A 处的连线（包括旁路电阻的寄生电感）应尽可能地短。较好的布局应如图中所示(3)的位置。

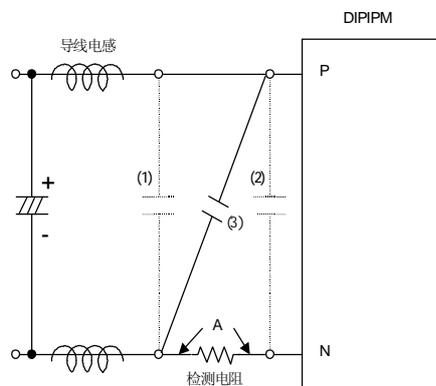
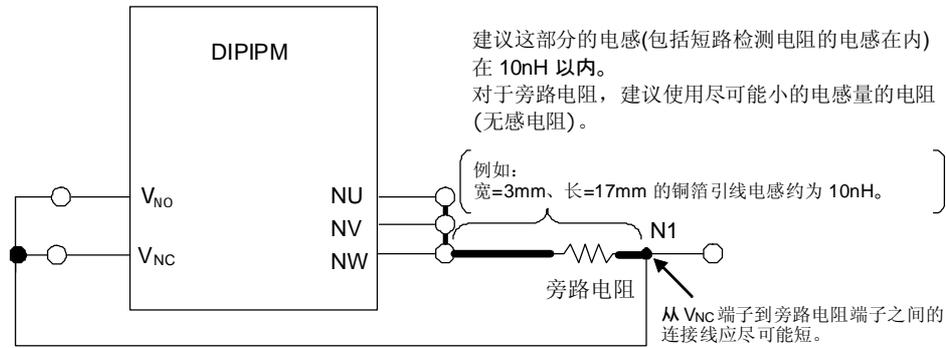


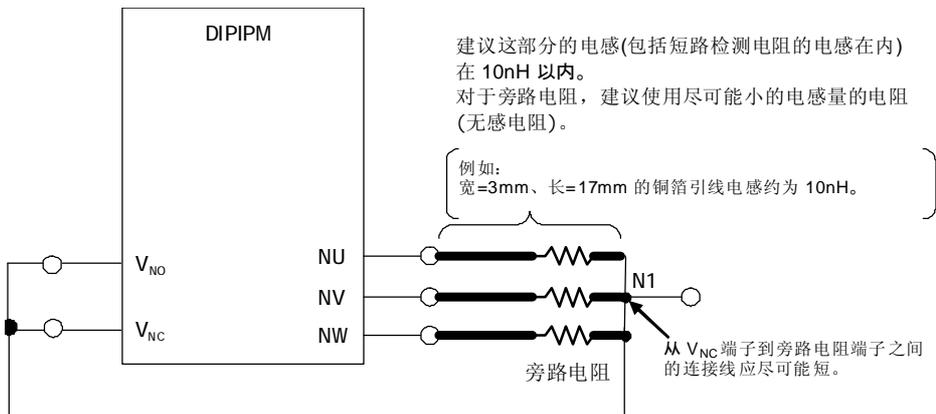
图 3-9 推荐的吸收电路位置

3.1.7 推荐的旁路电阻周边的连线方式

外接旁路电阻主要用于检测短路故障。如果旁路电阻和DIIPM之间的引线过长的话，可能引起过大的浪涌电压，进而导致内部控制IC的损坏。因此，旁路电阻和DIIPM之间的布线应尽可能地短，且旁路电阻应采用无感电阻，比如使用贴片电阻而不是长管脚型电阻。



(a) 使用 1-旁路电阻时的引线指南



(b) 使用 3-旁路电阻时的引线指南

图 3-10 旁路电阻的引线指南

下面就旁路电阻周边布线的影响做一说明。

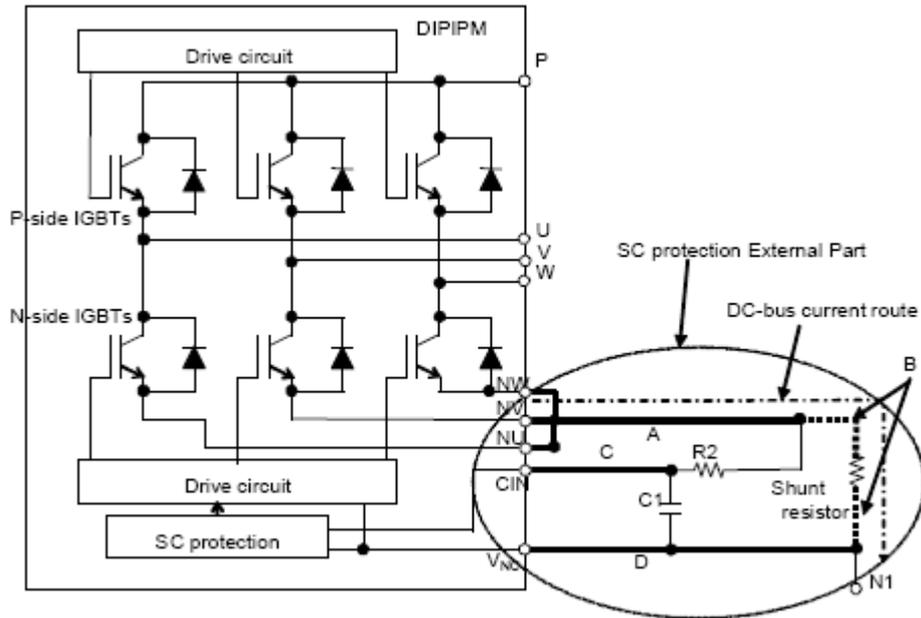


图 3-11 外部短路保护电路

(1) A 部分布线的影响

N侧IGBT栅极的地为 V_{NC} ，如果图3-11所示A部分引线过长，在开关运行时，引线寄生电感产生的大电压会导致IGBT发射极电位波动，进而引起IGBT的误动作。因此，请尽量靠近N端子放置旁路电阻。

(2) B 部分布线的影响

B部分的布线影响短路保护电平。短路保护是通过检测CIN端子的电压来实现的，如果B部分引线过长，引线电感产生的大浪涌电压将导致短路保护电平下降。因此，应将CIN和 V_{NC} 端子直接连接到旁路电阻的两端，且走线尽可能短。

(3) C 部分布线的影响

C1R2滤波器的设置是为了滤除旁路电阻上的噪声干扰。如果C部分导线过长的话，滤波效果将会减弱并且噪声很容易叠加在引线上。因此，应尽量靠近CIN、 V_{NC} 端子来放置C1R2滤波器。

(4) D 部分布线的影响

D部分的布线对上面描述的各项都会有影响，应最大限度地缩短GND走线。

3.1.8 PCB 布线的注意事项

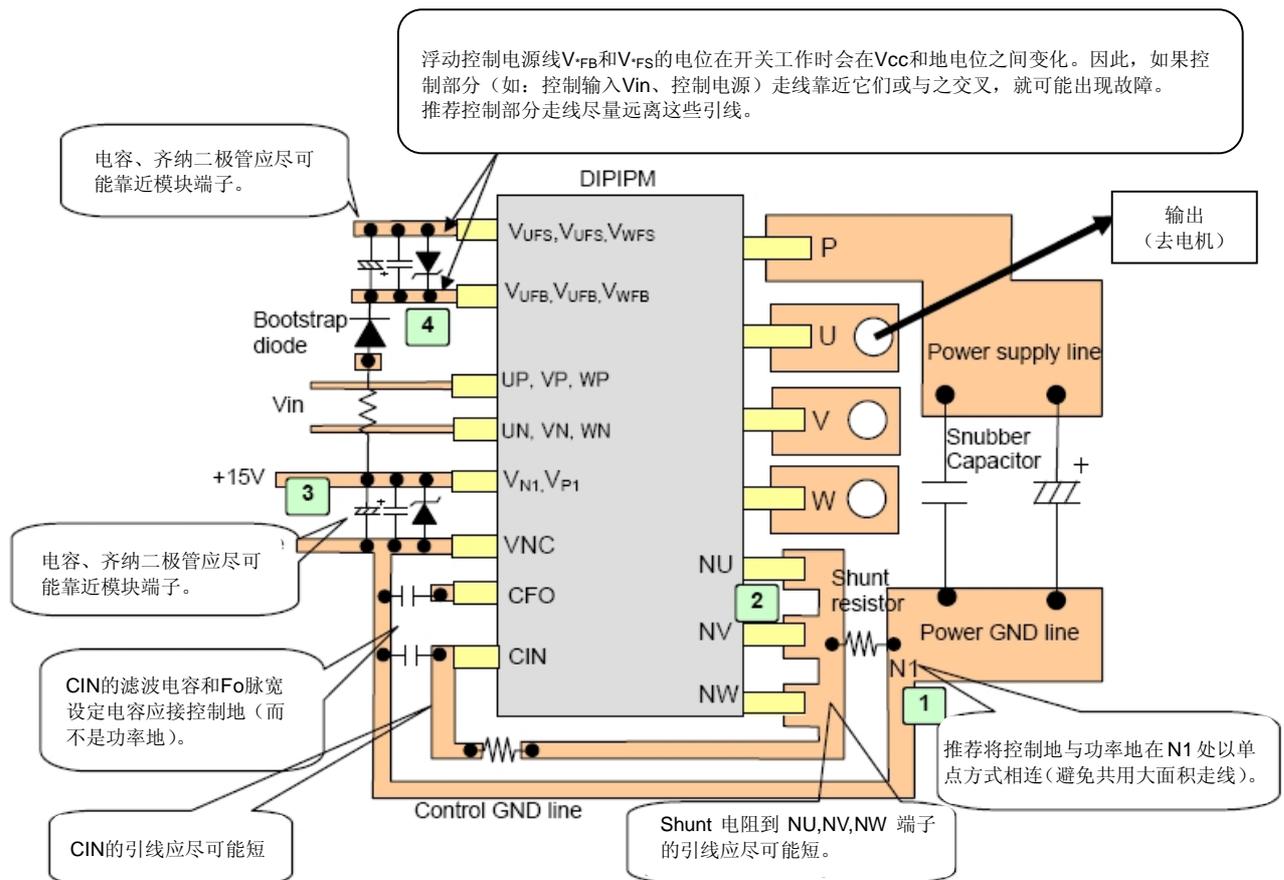


图 3-1-12 PCB 布线的注意事项

PCB设计不良导致的故障举例：

	不良设计举例	可能导致的故障举例
1	控制地和功率地走线有重叠	由功率地上流过的不连续大电流的 di/dt 和布线电感产生的浪涌电压会转移到控制地线上，引起控制地的电位波动，进而导致基于控制地的控制输入信号发生变化，最终可能导致桥臂短路的发生。
	存在地(GND)的环路	地的环路中会流过漂移电流，同样会引起控制地电位和基于控制地的输入信号电平的变化，从而也可能导致桥臂短路的发生。
2	NU, NV, NW 和 N1 之间布线过长 (包含旁路电阻在内)	布线长则寄生电感大，当 IGBT 开关动作时就会产生浪涌电压，它可能引起以下故障： • VS 电位（输出端的电位）大幅降低，导致 HVIC 误动作。 • LVIC 因浪涌电压而损坏。
3	无电容或齐纳二极管，或者二者的位置与模块端子离得较远	控制 IC 因浪涌电压而损坏，或者引起故障。
4	输入信号线与 P 侧驱动电源线靠近或平行走线	干扰噪声很容易通过其布线间的寄生电容相互传递，DIIPM 就可能因获得错误的输入信号而导致桥臂短路。

3.1.9 DIIPM 的并联运行

图3-13所示为2个DIIPM模块并联使用的电路。

线路1和2分别是2个DIIPM低压侧IGBT栅极的充电路径。对于1号DIIPM，由于引线过长产生的寄生电感值变大，可能对DIIPM的开关动作产生负面影响。（高压侧自举电容的充电同样受到影响。）而且，长引线还会使

DIIPIM 很易受到噪声的干扰从而导致误动作。如果更多的 DIIPIM 并联使用，则接地线会变得 longer，引起地电位浮动，从而影响其它电路（供电电源，保护电路等）。因此，不推荐 DIIPIM 并联使用。另外，由于 DIIPIM 各相之间的特性波动无法准确衡量，所以不推荐 DIIPIM 内不同相之间的 IGBT 并联或者与其它 DIIPIM 内的 IGBT 并联来驱动同一负载。

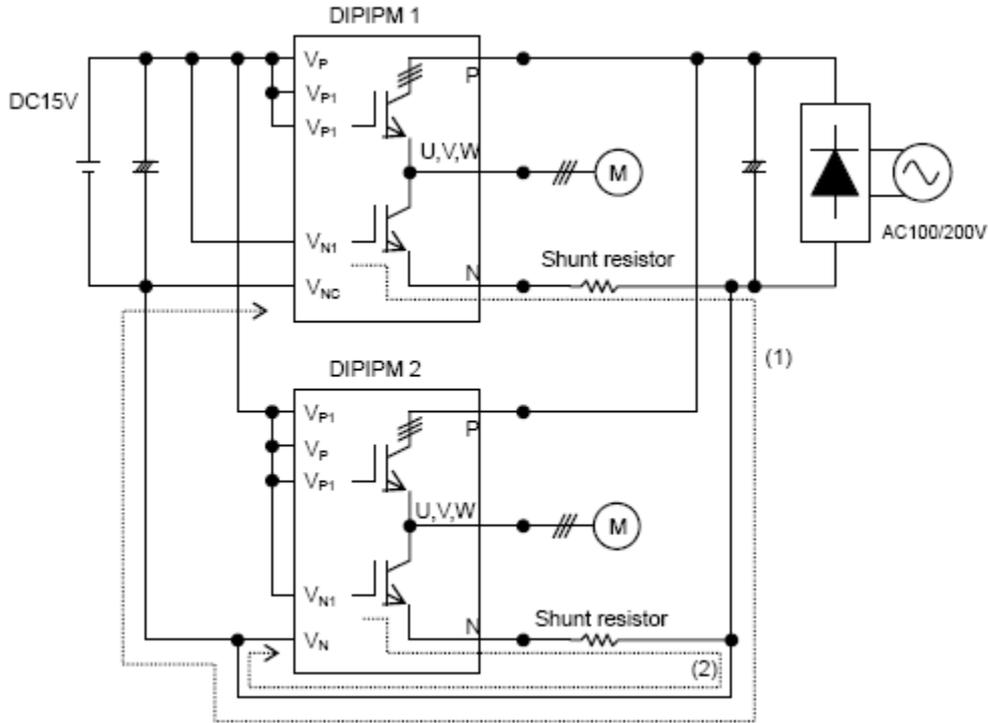


图 3-13 并联运行

3.1.10 第4代小型 DIIPIM 的安全工作区 (SOA)

下面说明第4代小型 DIIPIM 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 端子间的电源电压
- $V_{CC(surge)}$: V_{CC} 以及由布线电感和直流母线电容产生的浪涌电压的总和
- $V_{CC(prot)}$: DIIPIM 能自我保护的直流母线电压

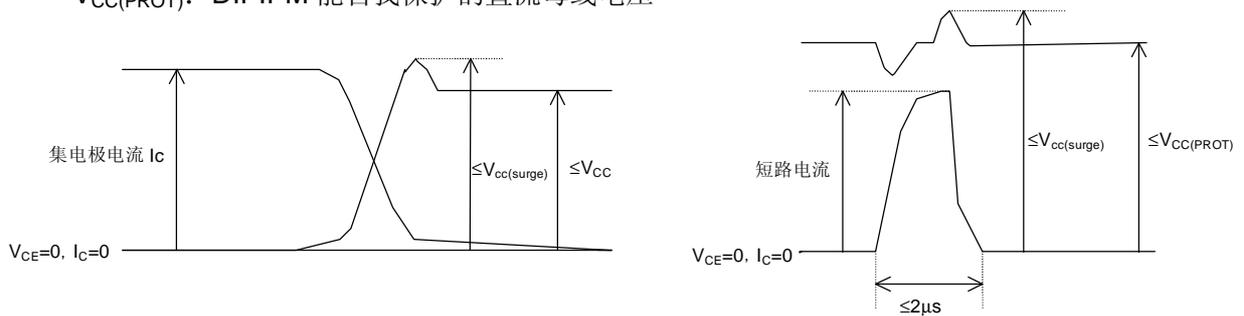


图 3-14 开关状态和短路状态下的 SOA

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 $V_{CC(surge)}$ ，为 500V； $V_{CC(surge)}$ 再减去 DIIPIM 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} ，为 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 $V_{CC(surge)}$ ，为 500V； $V_{CC(surge)}$ 再减去 DIIPIM 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} ，为 400V。

3.1.11 短路安全工作区 (SCSOA)

图3-15和图3-16给出了PS21765和PS21767的典型短路安全工作区特性曲线。
 条件: $V_{CC}=400V$, $T_j=125^{\circ}C$ (短路发生前), $V_{CC(surge)}\leq 500V$ (包含浪涌电压), 非反复操作, 负载短路 (短路接线长: 2米)。

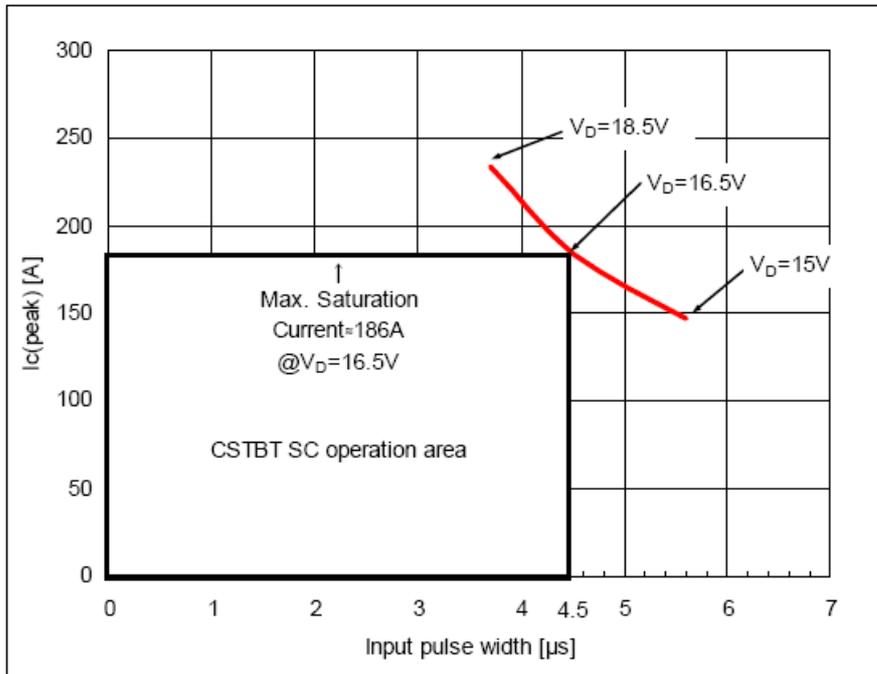


图 3-15 PS21765 的典型 SCSOA 曲线

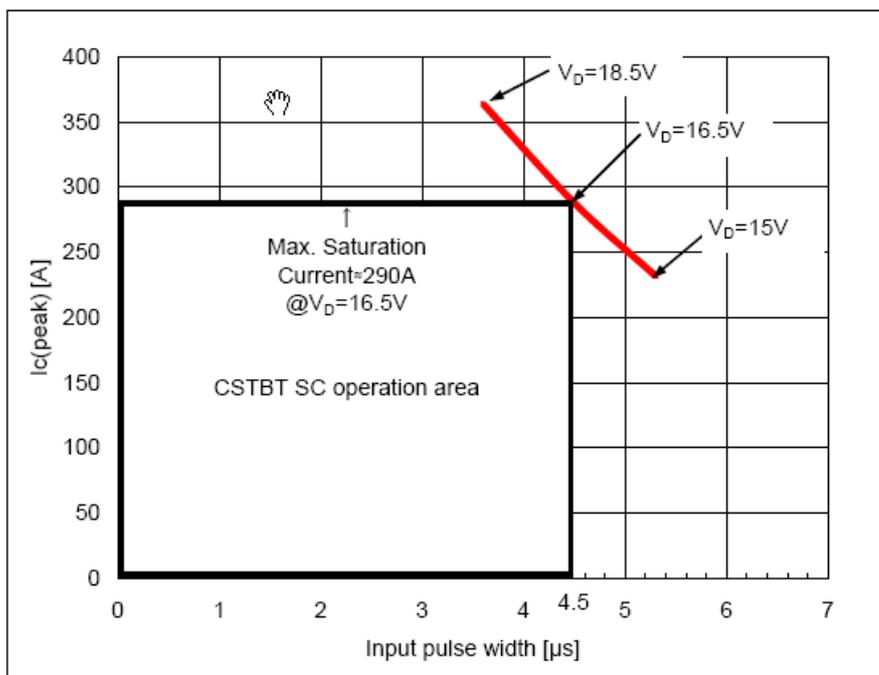


图 3-16 PS21767 的典型 SCSOA 曲线

图3-15表明仅当IGBT导通时间小于 $4.5\mu s$ 时PS21765能够可靠关断不超过9倍额定电流值的短路电流。

由于短路安全工作区 (SCSOA) 会随控制电源电压 (V_D)、直流母线电压 (V_{CC}) 等的不同而变化, 因此设定 RC滤波器的时间常数时要考虑一定的裕量。

3.1.12 功率循环次数

当DIIPM工作时，IGBT的结温会反复变化 (ΔT_j)，其变化幅度和次数将影响模块的寿命。

图3-17给出了IGBT的功率循环曲线，它是平均结温变化 (ΔT_j) 的一个函数。(这些曲线是基于故障率分别为0.1%、1%和10%并各取 $\Delta T_j=46$ 、88、98K这三个点得到的衰减曲线，这些数据是从让模块间歇性运行的可靠性测试中获得的。)

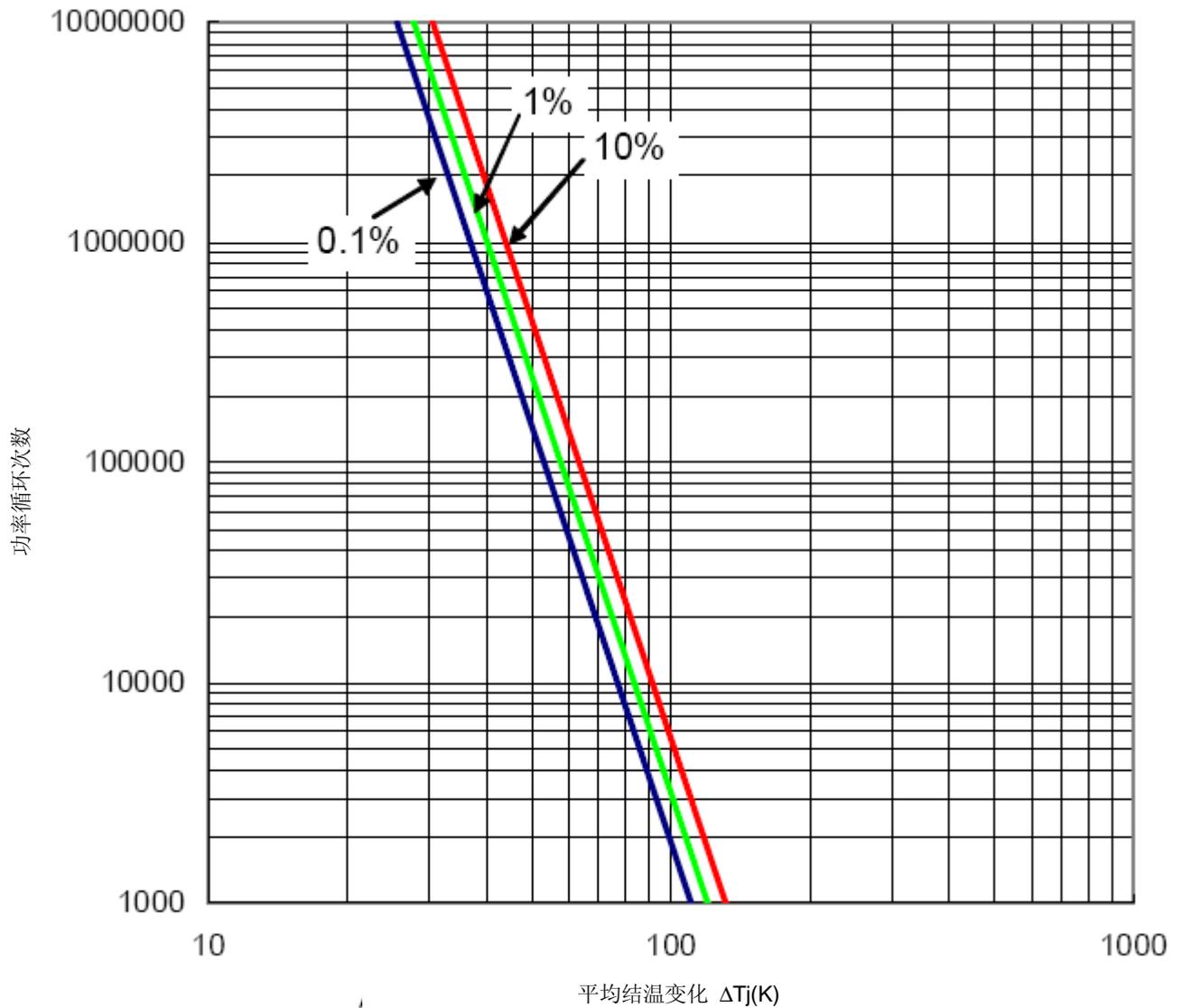


图 3-17 功率循环曲线

3.2 功耗计算和热设计

3.2.1 功耗计算

下面简单说明一下平均功耗的计算：

- 适用范围

功耗计算可以为用户提供一种正确选择与VVVF变频器设计相匹配的功率器件的方法，可以用来计算正常动作时的功耗。然而，它并不适用于极限热设计。

- 假定条件

- (1) 正弦输出的 PWM 控制 VVVF 变频器；
- (2) PWM 信号是由正弦波和三角波通过比较来产生的；
- (3) PWM 信号的占空比在 $\frac{1-D}{2} \sim \frac{1+D}{2}$ (%/100) 之间变化 (D: 调制深度)；
- (4) 输出电流可以表示为 $I_{cp} \cdot \sin x$ ，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 χ 的函数 $\frac{1+D \times \sin x}{2}$ ，等效于输出电压的变化。根据功率因数 $\cos\theta$ ，在任何相位角 χ 下，输出电流和相应的PWM占空比可以由下式得到：

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

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

然后，在相位角 χ 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：

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

类似的，续流二极管的静态损耗为：

$$\frac{1}{2p} \int_p^{2p} ((-1) \times I_{cp} \times \sin x) ((-1) \times V_{ec}(@ I_{cp} \times \sin x) \times \frac{1 + D \sin(x + q)}{2}) \bullet dx$$

另一方面，不依赖于PWM占空比的IGBT的动态损耗为：

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

续流二极管FWDi的恢复特性可以近似于图3-18所示的理想曲线，它的动态损耗由下式计算：

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

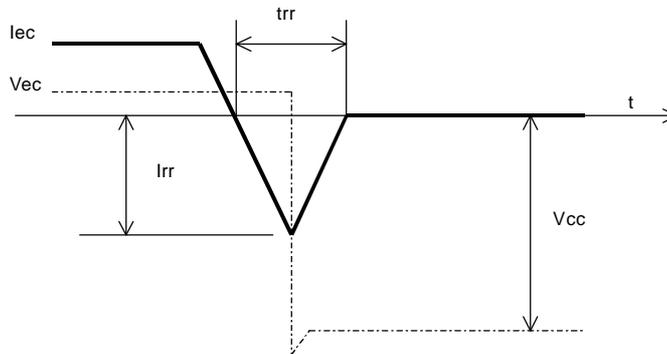


图3-18 理想的续流二极管恢复特性曲线

恢复过程仅在输出电流的半个周期内出现，所以动态损耗为：

$$\frac{1}{2} \int_p^{2p} \frac{I_{rr}(@ I_{cp} \times \sin x) \times V_{cc} \times trr(@ I_{cp} \times \sin x)}{4} \times fc \cdot dx$$

$$= \frac{1}{8} \int_r^{2p} I_{rr}(@ I_{cp} \times \sin x) \times V_{cc} \times trr(@ I_{cp} \times \sin x) \times fc \cdot dx$$

• 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小部分，基于实际的 PWM 占空比、输出电流以及该电流下的 $V_{CE(sat)}$ 、 V_{EC} 和 P_{sw} 的值来计算每一部分的功耗。采用最恶劣运行条件下的数据是最重要的。
- PWM 占空比依赖于控制信号的产生方式。
- 输出电流或其波形与 PWM 占空比的关系会受信号产生方式、负载及其他种种因素的影响。因此，具体计算应根据实际的波形数据来进行。
- $V_{CE(sat)}$ 、 V_{EC} 和 $P_{sw}(on, off)$ 都应使用 $T_j=125^\circ\text{C}$ 时的数值。

3.2.2 温升考虑和计算例子

图3-19给出了所允许的输出电流有效值 I_o 和载波频率 f_c 之间关系的典型特性曲线，它是基于下列变频工作条件下的功耗仿真结果。

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

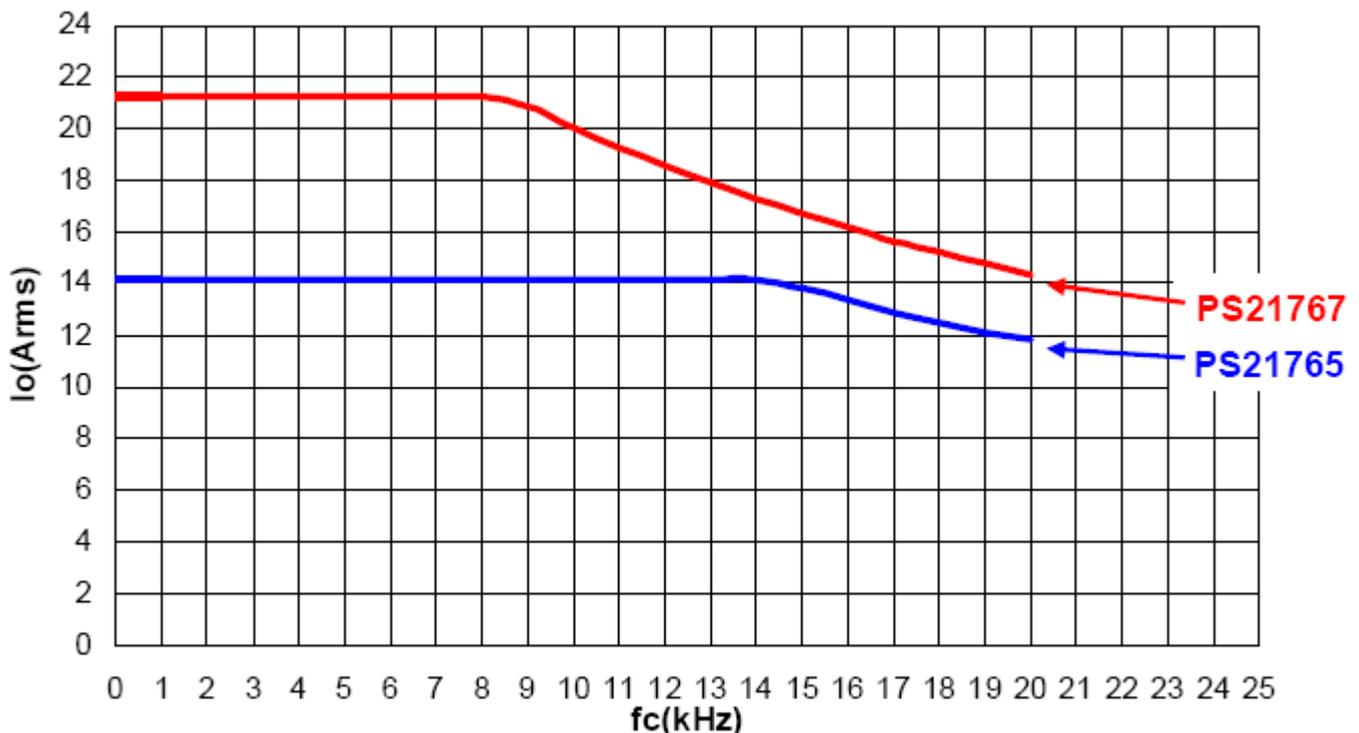


图 3-19 有效电流-载波频率特性

图3-19给出的是在允许的最大工作温度（ $T_c=100^\circ\text{C}$ 、 $T_j=125^\circ\text{C}$ ）条件下，不同的载波频率下允许的变频器输出电流 I_o 有效值的一个例子。对于不同的控制策略和电机种类，上述结果可能会有所变化。但无论如何，请确保没有超过模块额定值的大电流持续地流过。

允许的输出电流也可以从三菱电机半导体网站（URL: <http://www.mitsubishichips.com/>）免费下载的功耗仿真软件中计算得到。

3.3 抗噪声能力

3.3.1 测试电路

通过图3-20所示电路条件下的噪声测试，确认第4代小型DIIPM具有±2.0kV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、器件布局以及其它因素，因此有必要在实际系统中再加以确认。

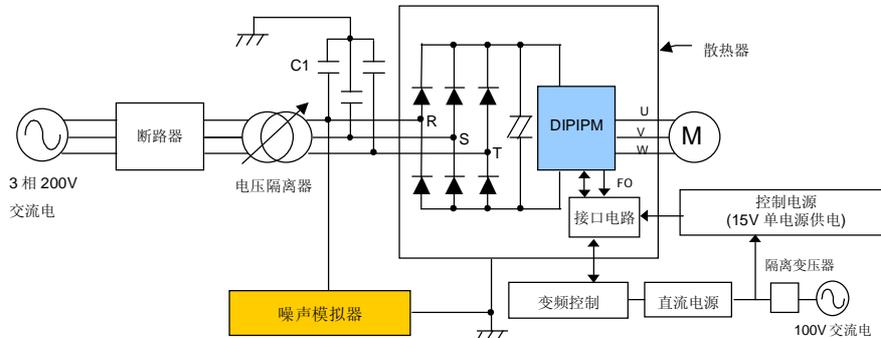


图 3-20 抗噪声能力的测试电路

备注：

C1: 交流共模滤波器，4700pF；PWM信号由单片机产生经光耦输入，单15V电源供电，带感应电机负载。

测试条件： $V_{CC}=300V$ ， $V_D=15V$ ， $T_a=25^{\circ}C$ ，电机空载

噪声施加方法：从交流输入（R、S、T）加入，持续时间 $T=16ms$ ，脉冲宽度 $t_w=0.05\sim 1\mu s$ ，随机输入。

3.3.2 对策及注意事项

DIIPM通过减少器件数量、降低内部配线寄生电感以及减小漏电流来增强抗噪声能力。然而，当外部噪声影响到DIIPM的控制端子（因PCB走线设计不好）时，可能会引起短路或短路保护误动作。此时，推荐下述设计对策。

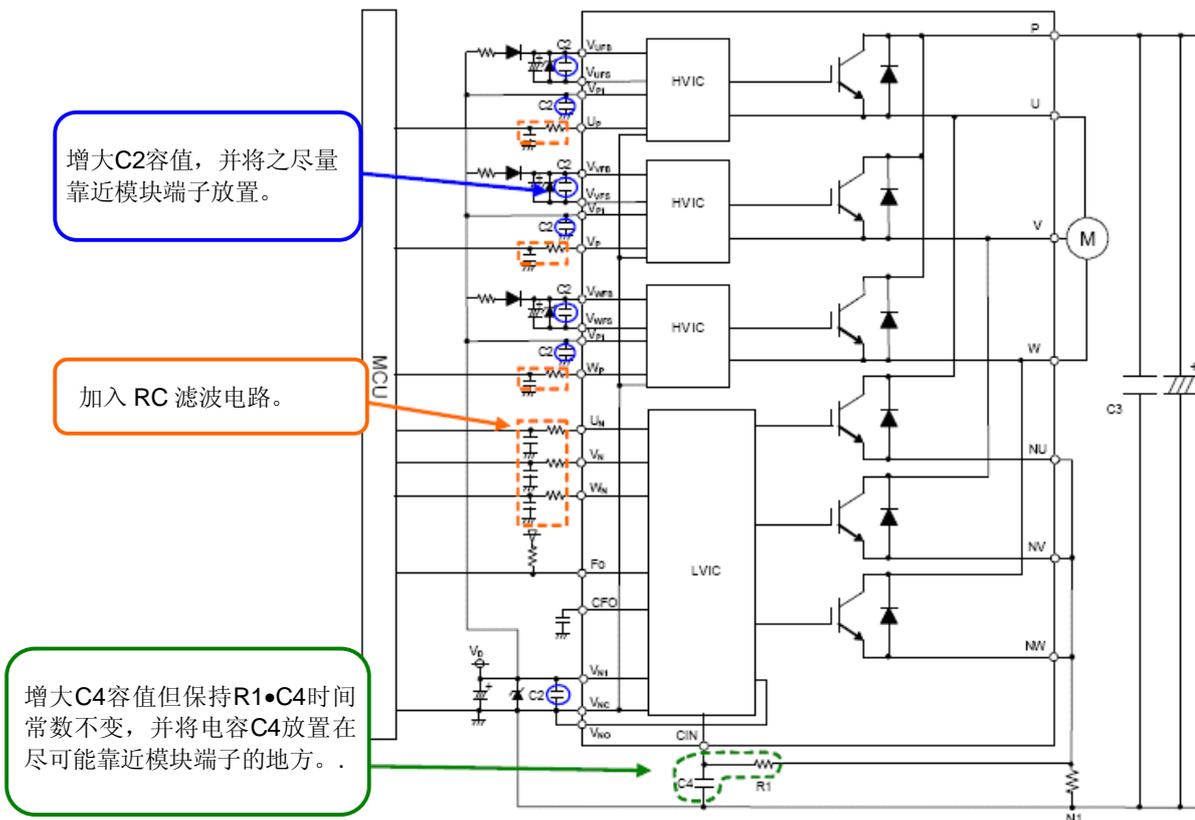


图3-21 逆变电路部分的抗噪声对策举例

3.3.3 抗静电能力

根据图3-22和图3-23所示的测试，确认第4代小型DIIPM具有±200V或以上的抗静电能力，表3-4给出了具体的测试结果（典型数据）。

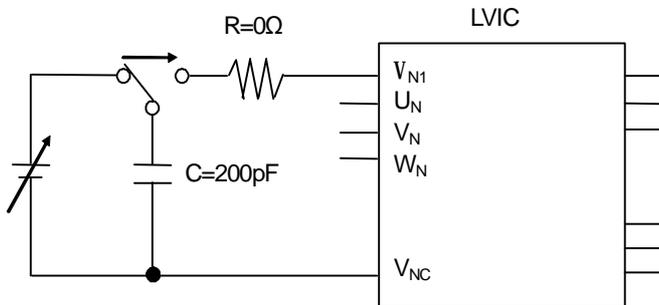


图3-22 LVIC管脚的浪涌测试电路

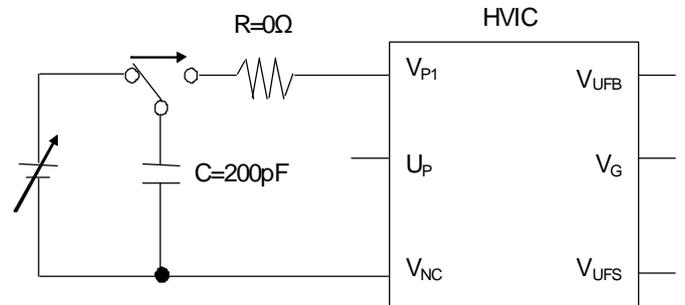


图3-23 HVIC管脚的浪涌测试电路

测试条件：浪涌电压以0.1V的间隔逐步增加，在每个浪涌电压下仅施加单次浪涌脉冲。
（浪涌模拟器的极限电压值：±4.0kV；判定方法：V-I特性是否发生变化）。

表3-4 PS21765和PS21767的典型抗静电能力（ESD）（单位：KV）

[控制端子部分]

对于控制部分来说，2个模块的控制IC具有相同的电路，因此它们具有相同的能力。

施加电压的端子	+	-
UP、VP、WP-V _{NC}	0.9	1.8
V _{P1} - V _{NC}	1.5	1.6
V _{UFB} -V _{UFS} , V _{VFB} -V _{VFS} , V _{WFB} -V _{WFS}	3.7	3.5
UN、VN、WN-V _{NC}	1.0	1.5
V _{N1} -V _{NC}	1.8	3.1
CIN-V _{NC}	1.1	1.6
FO-V _{NC}	1.0	1.9
CFO-V _{NC}	0.3	0.7
V _{NO} -V _{NC}	2.0	3.1

[PS21765 的功率端子部分]

施加电压的端子	+	-
P-NU、NV、NW	4.0或以上	4.0或以上
U-NU, V-NV, W-NW	3.2	4.0或以上

[PS21767 的功率端子部分]

施加电压的端子	+	-
P-NU、NV、NW	4.0或以上	4.0或以上
U-NU, V-NV, W-NW	4.0或以上	4.0或以上

第4章 外部主要参数设定指南

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：

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

这里 $V_{SC(ref)}$ 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2倍）。例如，PS21767的最大SC触发电平为 $2.0 \times 30=60.0A$ 。设计中还应考虑参数（ $V_{SC(ref)}$, R_{Shunt} ）的离散性。

以PS21767为例，如表4-1所示， $V_{SC(ref)}$ 的数据有 $\pm 0.05V$ 的离散性。

表4-1 $V_{SC(ref)}$ 的规格（单位：V）

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

然后，SC触发电平的范围可用下式计算获得：

$$R_{shunt(min)}=V_{SC(ref)max}/SC_{(max)}$$

$$R_{shunt(typ)}=R_{shunt(min)}/0.95^*, \text{ 则 } SC_{(typ)}=V_{SC(ref) typ} / R_{Shunt(typ)}$$

$$R_{shunt(max)}=R_{shunt(typ)} \times 1.05^*, \text{ 则 } SC_{(min)}=V_{SC(ref) min} / R_{Shunt(max)}$$

*) 这里假定 shunt 电阻的离散性为 $\pm 5\%$ 。

因此，SC触发电平的范围如表4-2所示。

表4-2 SC保护电流范围（单位：A）（ $R_{Shunt}=8.8m\Omega$ (最小), $9.3m\Omega$ (典型), $9.8m\Omega$ (最大)）

条件	最小值	典型值	最大值
$T_j=25^\circ C$	43.9	51.6	60.0

(例如： $8.8m\Omega(R_{shunt(min)})=0.53V(V_{SC(ref)max}) / 60A(SC_{(max)})$)

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。建议在实际应用系统上做一下电阻确认实验。

(2) RC 滤波时间常数

为了防止SC保护因噪声干扰而产生误动作，有必要在SC检测电路中加入RC滤波器，根据噪声干扰的持续时间以及DIIPM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(t1)可以由下式计算：

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

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

这里 V_{sc} 表示CIN引脚的输入电压， I_c 是峰值电流， τ 表示RC时间常数。

另一方面，控制IC的典型延迟时间t2（从 V_{sc} 电压达到 $V_{sc(ref)}$ 到IGBT栅极关断）如表4-3所示。

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	μs

因此，从电流超过SC保护值到IGBT栅极关断的总的延时就是：

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

4.2 单电源驱动

4.2.1 自举电容初始充电原理

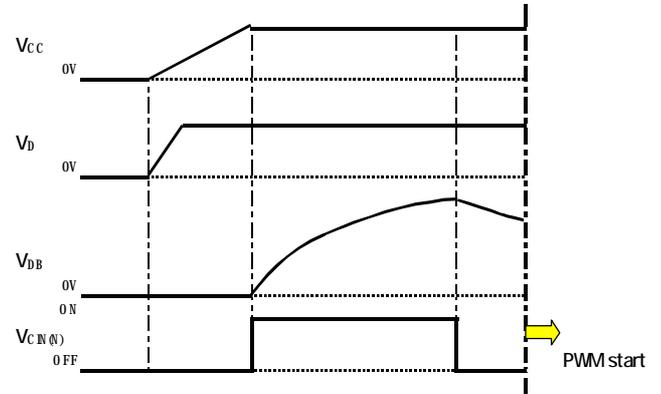
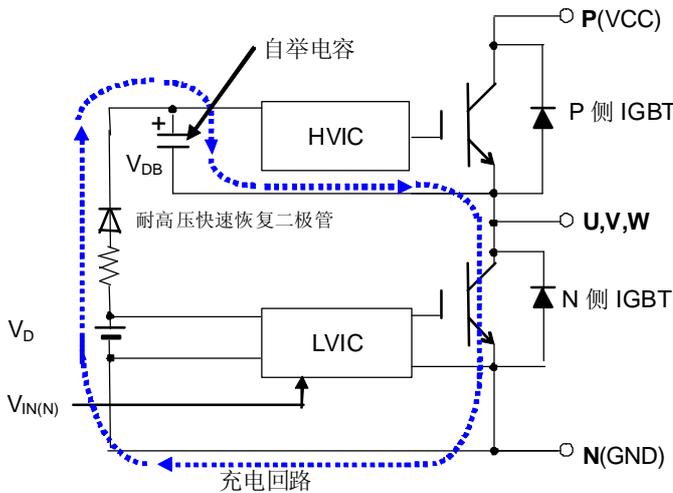


图 4-1 自举电路的初始充电回路和时序图

通过使用自举电路，不再需要传统的用3路相互隔离的15V电源来驱动P侧的3个IGBT单元。变频启动时需要自举电容进行初始化充电，图4-1给出了其充电机理，N侧IGBT导通时自举电容充电。应保证足够的脉冲宽度或脉冲个数使自举电容充满电。

作为参考，采用100μF电容和50Ω电流限制电阻的自举电路的充电时间大约为5ms。

4.2.2 变频运行中自举电容的充/放电

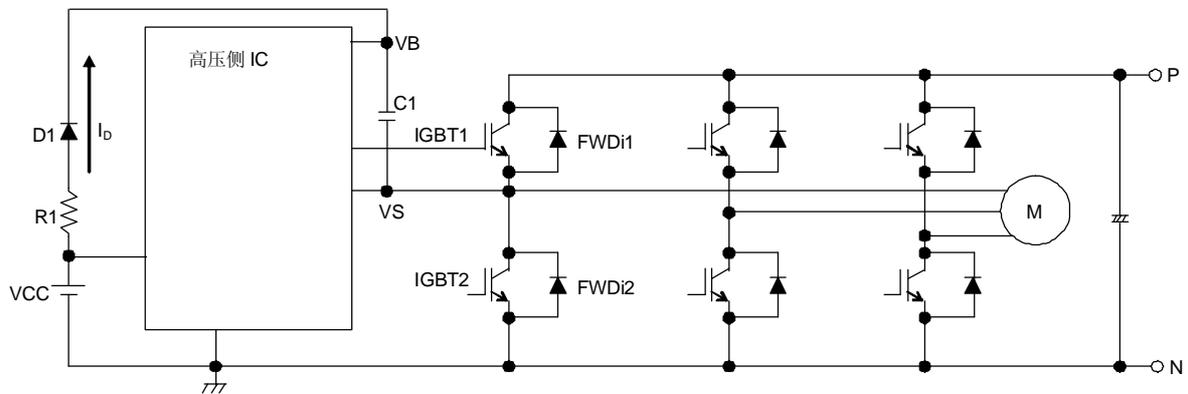


图 4-2 变频电路

(1) 自举电容(C1) 的充电工作时序

条件(1-1): IGBT2 导通 (图 4-3)

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

$$V_{C(1)} = V_{CC} - V_{F1} - V_{sat2} - I_D \cdot R_1 \quad (\text{瞬态})$$

$$V_{C(1)} = V_{CC} \quad (\text{稳态})$$

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， R_1 是突入电流限制电阻。

然后，IGBT2关断，在上下桥臂都关断期间（IGBT1和IGBT2的死区时间期间），电机电流将流过续流二极管FWDi1。当 V_S 电压上升到接近P处电位时，电容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，因此电容C1上的电压会从 $V_{C(1)}$ 电位缓慢下降。

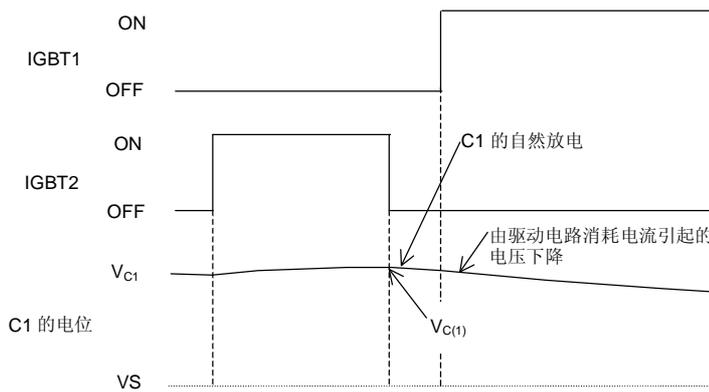


图 4-3 条件(1-1)的时序

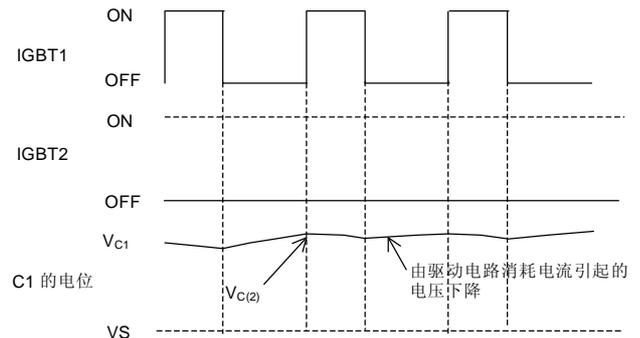


图 4-4 条件(1-2)的时序

条件(1-2): IGBT2 关断, FWDi2 导通 (图 4-4)

当IGBT2关断、FWDi2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}为FWDi2的正向电压降。

当IGBT2和IGBT1都关断时, 再生电流持续流过续流二极管FWDi2, 因此, V_S的电位下降到-V_{EC2}, 然后C1又开始充电来恢复其下降的电位。当IGBT1导通, V_S的电位上升到P处电位, C1充电停止, 由于驱动电路要消耗电流, C1上的电压又将从V_{C(2)}开始缓慢下降。

(2) 自举电容(C1)和自举电阻(R1)的选择

自举电容的容值可通过下式计算:

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

其中, T1为IGBT1的最大通态(ON)脉宽, I_{BS}为IC的驱动电流(依赖于温度和频率特性), ΔV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R1的阻值选择通常应使时间常数C1•R1能够满足放电电压(ΔV)能在IGBT2的最小导通脉宽(T2)内被充分充电到电容C上。

然而, 如果仅仅IGBT1具有ON—OFF—ON控制模式 (图4-5), 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。

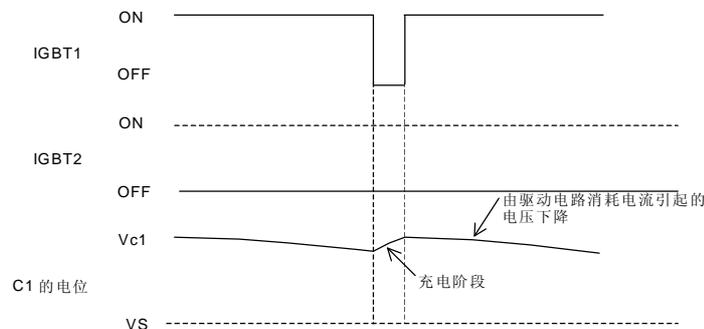


图 4-5 ON-OFF-ON 控制模式下的时序

n 对于具有长时间导通模式的控制的自举电容计算举例

假设ΔV_{DB}(放电电压)=1V, P侧IGBT的最大导通脉冲宽度T1为5ms, I_{DB}为0.55mA (最大额定值)。则

$$C = I_{DB} \times T1 / \Delta V_{DB} = 2.75 \times 10^{-6} F$$

自举电容的计算值为2.75μF。考虑到离散性和可靠性等因素, 自举电容通常选择为计算值的2~3倍, 例如这里应该选择10μF或更大。

注意:

- (1) 当控制直流无刷电机或对感应电机进行两相调制时, P 侧 IGBT 会有一个较长的导通时间, 请注意自举电源的电压降落。
- (2) 以上只是一个计算举例, 仅供参考。建议在具体设计时应将实际的控制模式和元器件的寿命考虑进去。

PS2176*系列模块自举电源的电路电流 I_{DB} 在稳态时的最大值为0.55mA，但在开关状态下，由于栅极电荷增加，该电流会增大并超过1mA，它与载波频率成正比。做为参考，图4-6和图4-7给出了模块P侧IGBT驱动电源(V_{DB})的电路电流 I_{DB} 与载波频率的关系曲线（条件： $V_D=V_{DB}=15V$ ， $T_j=125^\circ C$ （此时 I_{DB} 变得最大），IGBT的开通占空比分别为10%、30%、50%、70%、90%）。

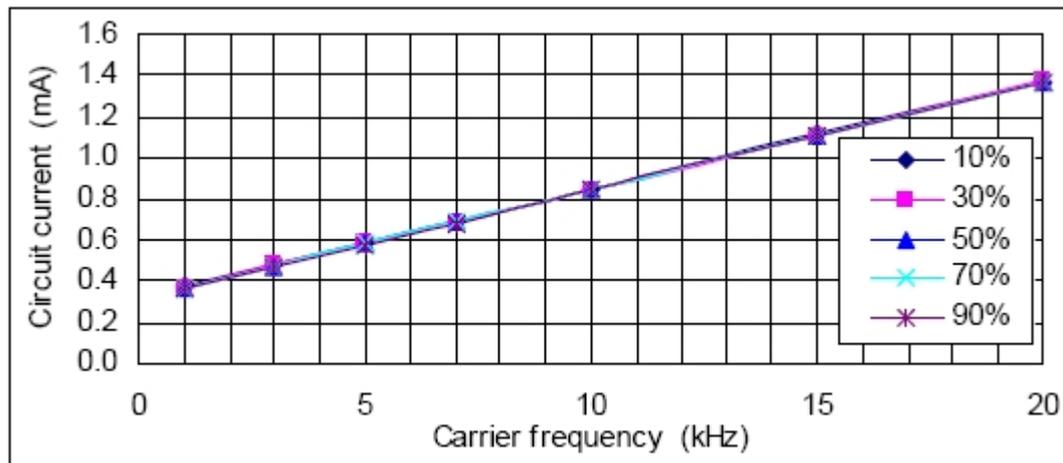


图 4-6 PS21765 的 I_{DB} 与载波频率的关系曲线

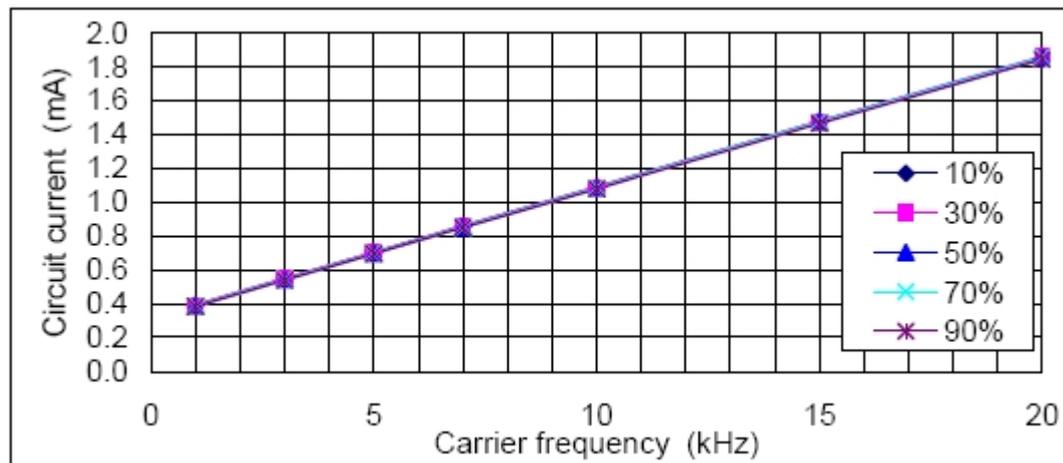


图 4-7 PS21767 的 I_{DB} 与载波频率的关系曲线

n 自举二极管的选择

建议选用耐压超过600V的二极管。DIIPM的电源电压 V_{CC} 的最大额定值为450V，加上浪涌电压50V，则加在二极管上的实际电压为500V。如果再考虑100V的裕量，600V等级的二极管是必须的。此外，强烈推荐采用具有快速恢复特性的二极管（反向恢复时间小于100ns）。

n 控制电源的噪声滤波器

推荐在控制电源引脚（ $V_{P1}-V_{NC}$ ， $V_{N1}-V_{NC}$ ， $V_{UFB}-V_{UFS}$ ， $V_{VFB}-V_{VFS}$ ， $V_{WFB}-V_{WFS}$ ）之间加入0.22~2 μF 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。电源电压噪声的波动率应小于 $\pm 1V/\mu s$ ，纹波电压小于 $\pm 12V$ 。

注：

自举电容完全充满电后，在正常的PWM开始前应给P侧IGBT输入一个IC复位脉冲。

第5章 接口电路评价板

5.1 第4代小型DIIPM接口电路评价板

本章将介绍第4代小型DIIPM的接口评价板，以供设计PCB时参考。

(1) 评价板结构

第4代小型DIIPM的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。

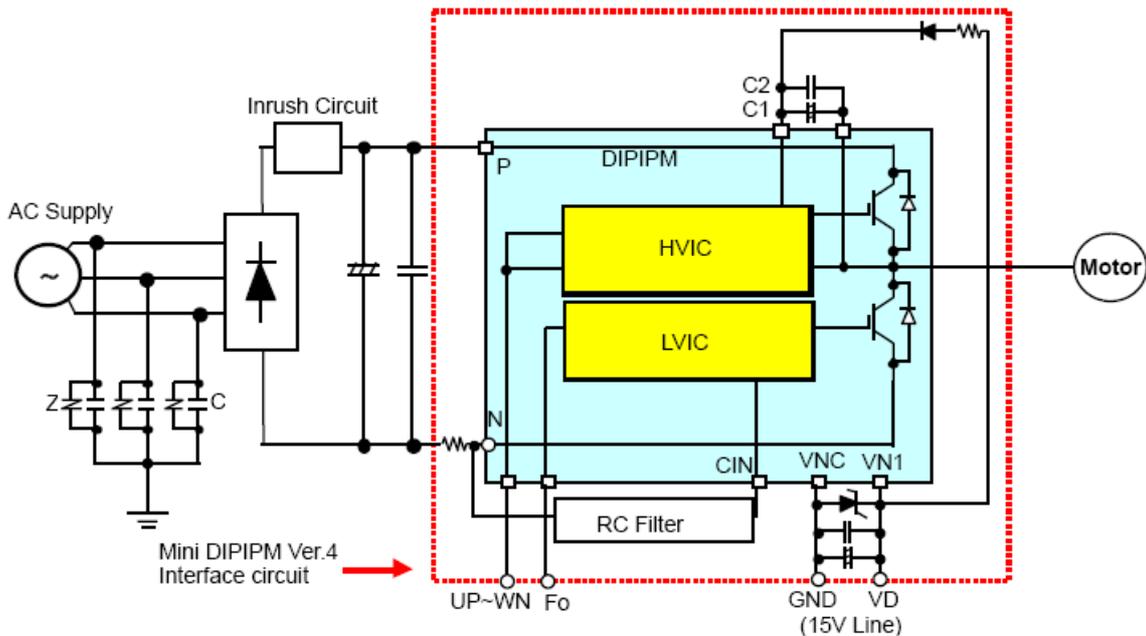
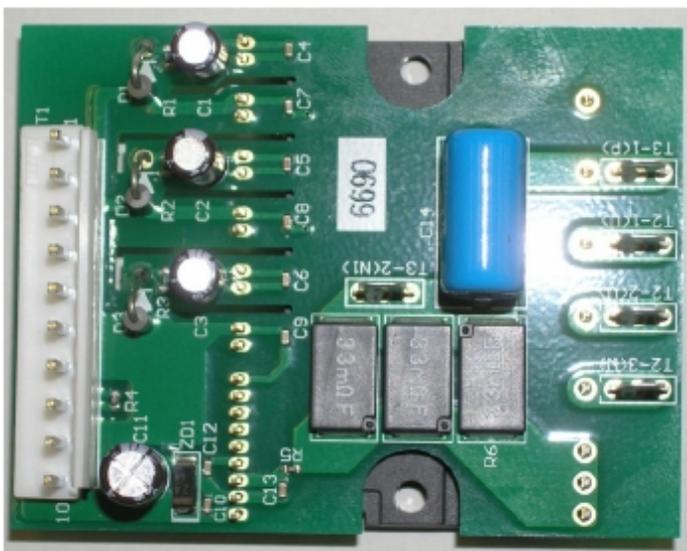
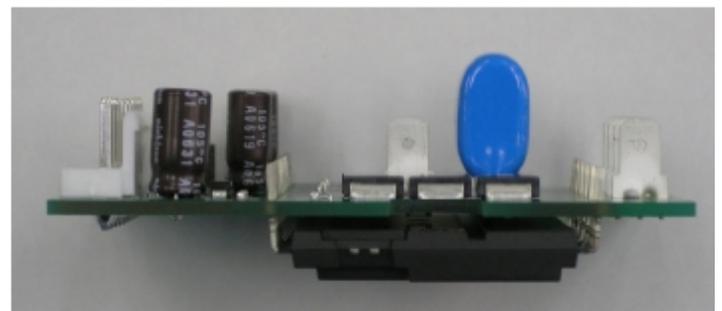


图 5.1 接口评价板电路

(2) 评价板外观照片



俯 视



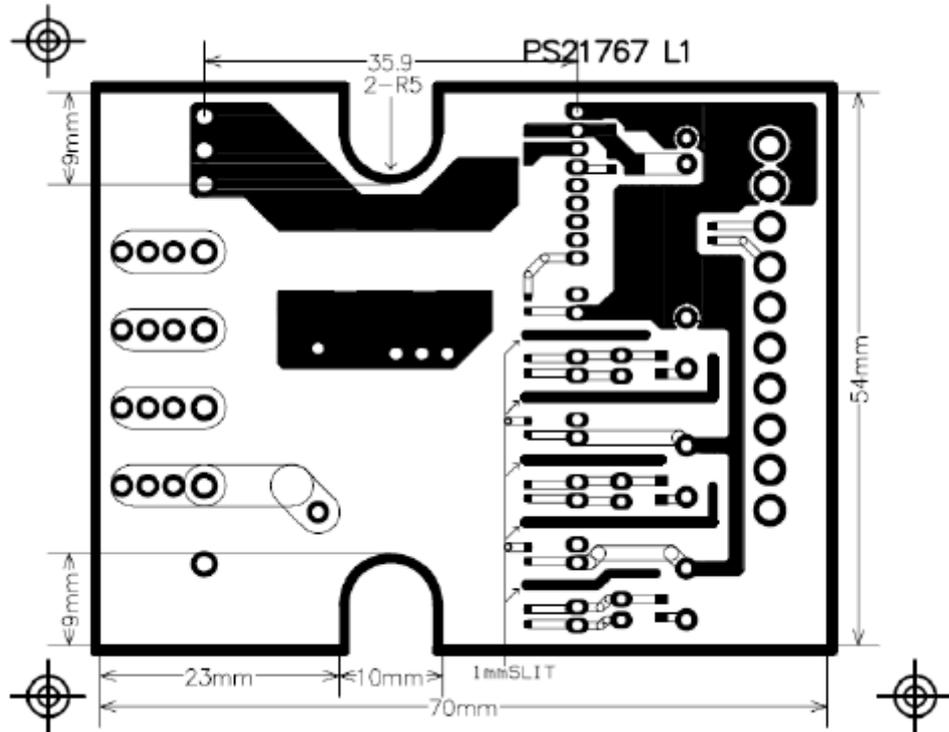
侧 视

图 5-2 评价板外观照片

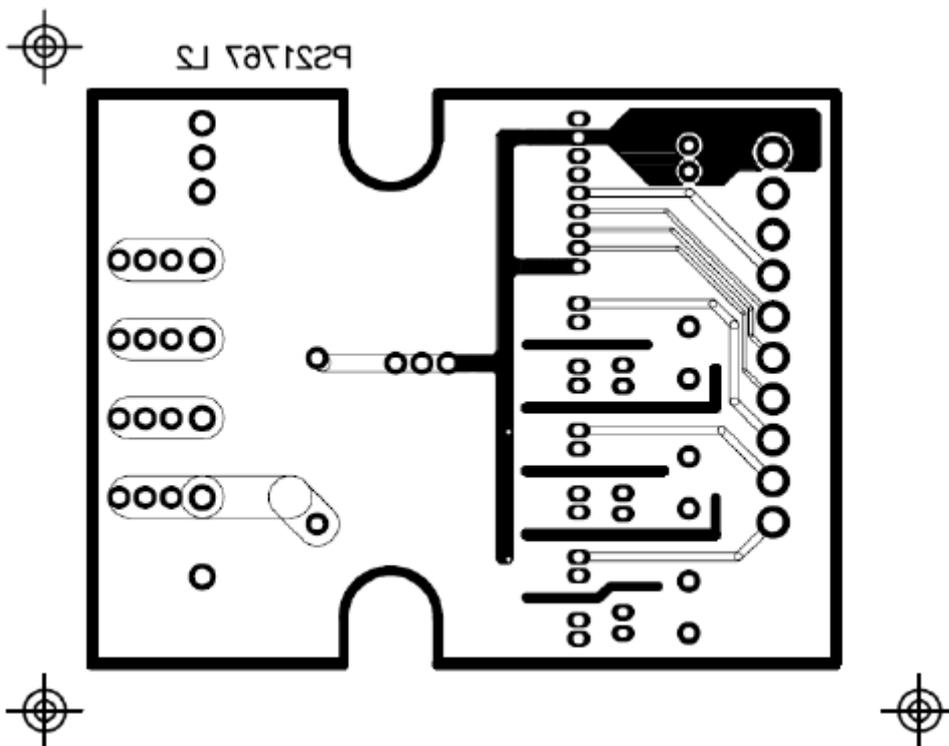
注：评价板尺寸70.0×54.0×24.2mm（包括吸收电容和模块高度）

5.2 布线

(1) PCB板的布局



(a) 器件侧



(b) 焊接侧

图 5-3 评价板的布局

该评价板布局仅作为临时评价之用。在参考这些布局来进行PCB设计时请确认并遵循用户的设计标准。

5.3 电路原理图和器件列表

(1) 电路原理图

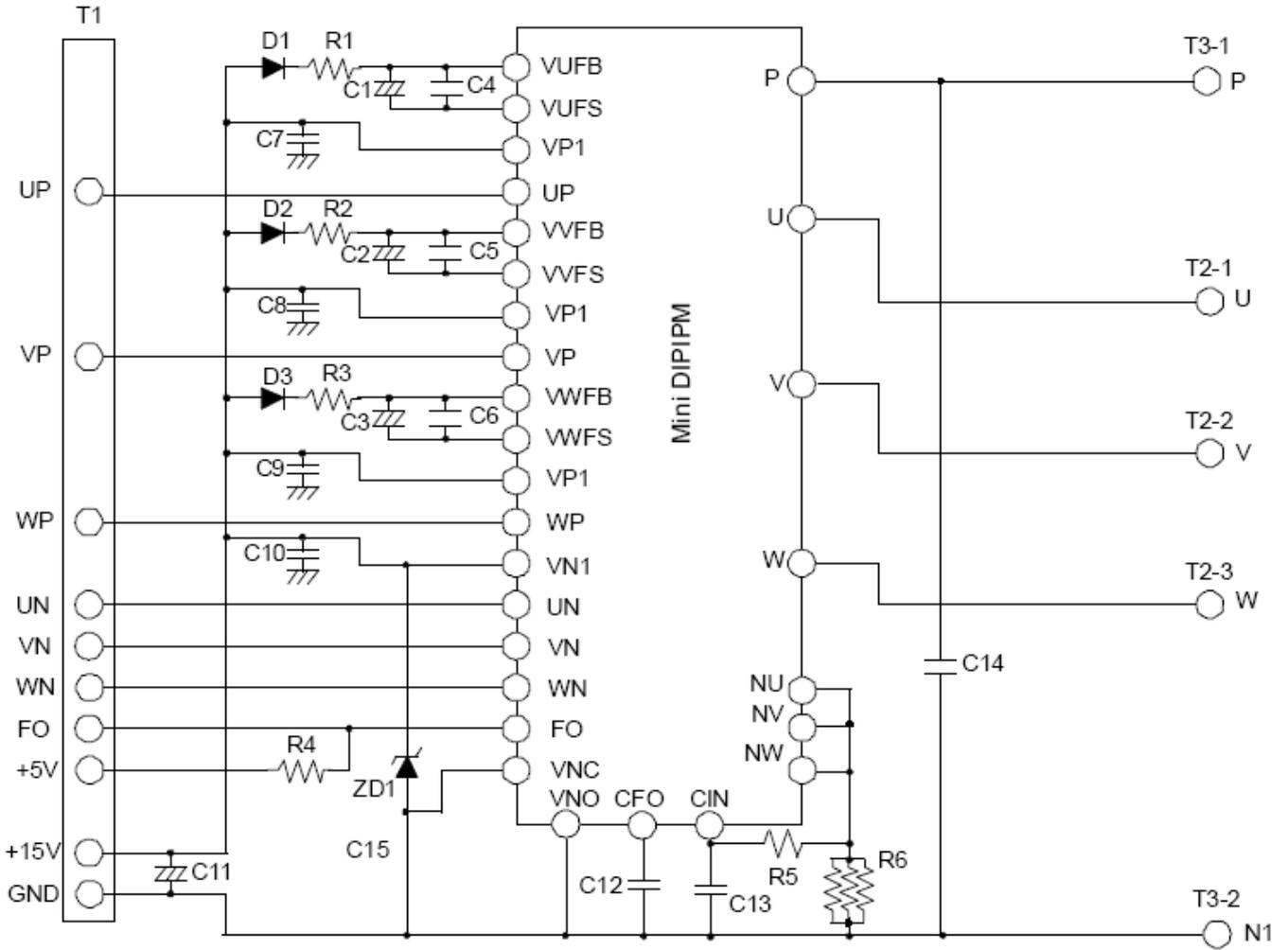


图 5-4 评价板的电路原理图

注：虽然在此评价板上P侧浮动电源（ $V_{UFB}-V_{UFS}$, $V_{VFB}-V_{VFS}$, $V_{WFB}-V_{WFS}$ ）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（齐纳二极管）。

(2) 器件列表

表5-1 器件列表（仅供参考）

标号	型号名	描述	备注
D1	10DRA060	1A/600V 二极管	Japan International
D2	10DRA060	1A/600V 二极管	Japan International
D3	10DRA060	1A /600V 二极管	Japan International
ZD1	U1ZB24	24V/1W 齐纳二极管	Toshiba
C1	UPW1H220MDD	22uF/50V Al 电解电容	Nichicon
C2	UPW1H220MDD	22uF/50V Al 电解电容	Nichicon
C3	UPW1H220MDD	22uF/50V Al 电解电容	Nichicon
C4	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C5	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C6	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C7	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C8	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C9	C1608X7R1H102K	1000pF 50V 陶瓷电容	TDK
C10	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C11	UPW1H470MED	47uF/50V Al 电解电容	Nichicon
C12	GRM39R223K50	0.022uF/50V 陶瓷电容	Murata
C13	C1608X7R1H102K	1000pF/50V 陶瓷电容	TDK
C14	MDDSA	0.22uF/630V 吸收电容	Hitachi AIC
R1	RK73H1JTD10F	1/16W, 10ΩF	Hokuriku Denko
R2	RK73H1JTD10F	1/16W, 10ΩF	Hokuriku Denko
R3	RK73H1JTD10F	1/16W, 10ΩF	Hokuriku Denko
R4	RK73H1JTD10kF	1/16W, 10kΩF	Hokuriku Denko
R5	RK73H1JTD2kF	1/16W, 2kΩF	Hokuriku Denko
R6-1	SL2TBK33/47LOF	PS21765: 47mΩ, ±1%, 2WX3 PS21767: 33mΩ, ±1%, 2WX3	KOA, 电流检测电阻
R6-2	SL2TBK33/47LOF		KOA, 电流检测电阻
R6-3	SL2TBK33/47LOF		KOA, 电流检测电阻
T1	BS10P-VH	10 管脚插针	JST
T2-1	TP42097-21	Faston 插片*	Kyoushin
T2-2	TP42097-21	Faston 插片*	Kyoushin
T2-3	TP42097-21	Faston 插片*	Kyoushin
T3-1	TP42097-21	Faston 插片*	Kyoushin
T3-2	TP42097-21	Faston 插片*	Kyoushin
IPM	PS21765/PS21767	20A/30A 小型 DIIPM	三菱电机
	引线		JST

*Faston是Tyco电子公司的商标

该评价板上的这些部件仅供参考，用户为其PCB选择部件时应遵循用户的设计标准并需考虑寿命、可靠性等因素。

第6章 包装处理

6.1 包装规格

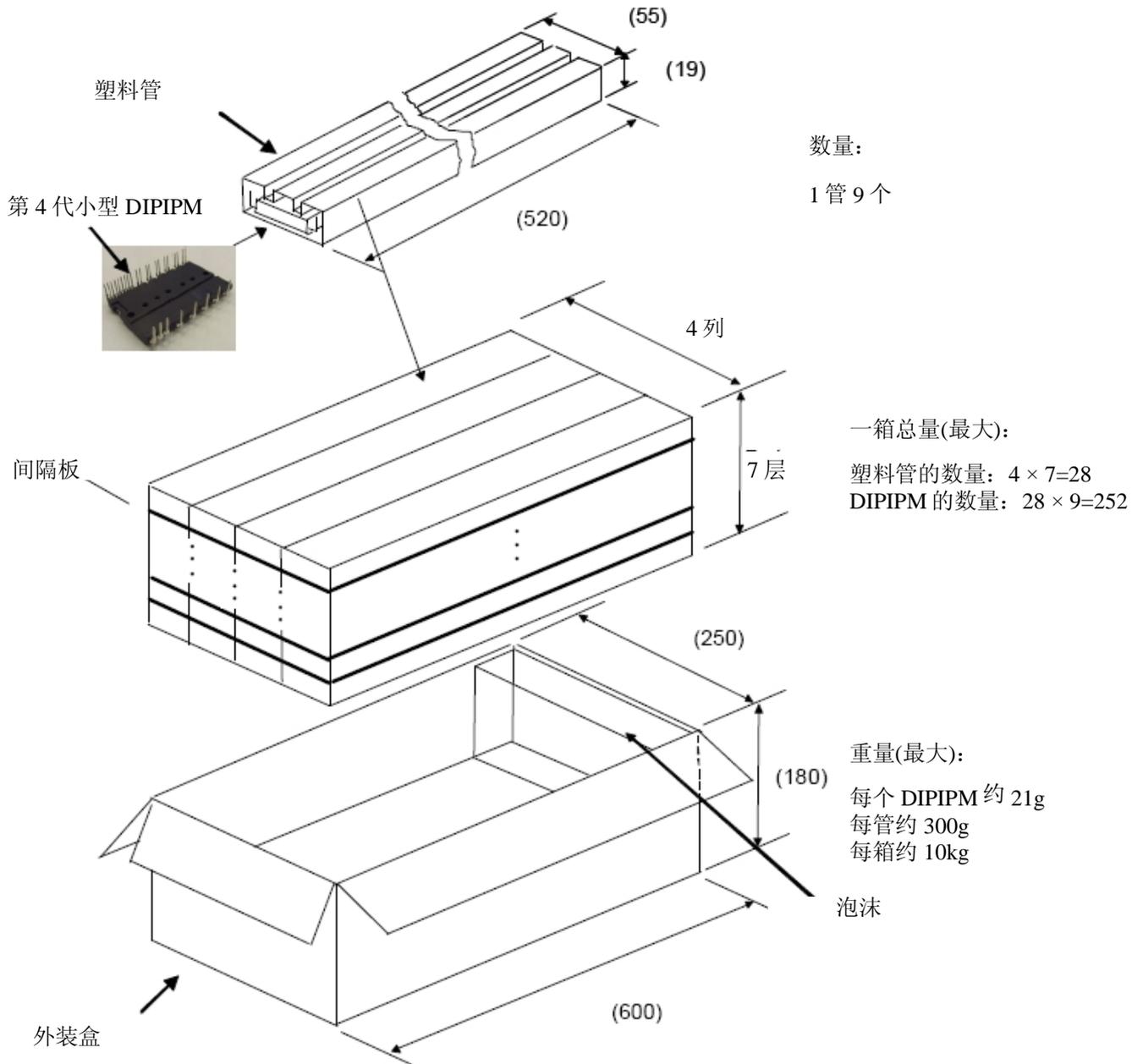


图 5-1 第4代小型 DIIPM 的包装规格

备注：包装规格在 2011 年 2 月以后可能会有所变化。请联系三菱电机或其授权的半导体产品代理商以了解详细信息。

6.2 使用注意事项

 <h1 style="font-size: 2em; margin: 0;">注意</h1>	
运输	<p>(1) 运输中请按正确的方向放置包装箱。倒置、倾斜放置或者使模块承受不均匀应力，可能会引起引脚变形或者树脂外壳的破损。</p> <p>(2) 投掷、坠落包装箱可能导致模块损坏。</p> <p>(3) 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。</p>
贮存	推荐的模块贮存温度和湿度分别为 5~35℃ 和 45~75%，在与此温度湿度差别极大的环境下存放可能会导致模块的性能和可靠性降低。
长期存放	本产品长期（1 年以上）存放时，请使之保持干燥。长期存放后使用时，请确认外观没有伤痕、污渍和铁锈等。
使用环境	避免将模块暴露在水、有机溶剂、腐蚀性气体、爆炸性气体、粉尘或腐蚀性药剂中，因为这些环境可能导致严重问题。
阻燃性	环氧填充树脂及外壳材料都是阻燃型物质（符合 UL94-V0 标准），但不排除燃烧的可能。
静电对策	<p>DIIPM 模块集成了控制 IC 和带 MOS 栅极结构的功率硅片，为了避免模块因静电而损坏，请注意下列事项：</p> <p>(1) 防止静电破坏的注意事项</p> <p>如果由人体和包装材料的静电和/或过高的电压（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。抗静电的基本点是尽可能抑制静电的产生并在其出现时尽可能快地将其释放掉。</p> <ol style="list-style-type: none"> ① 在运输和贮存中不要使用容易产生静电的包装材料。 ② 确保在使用前将模块存放在塑料套管中，而且从不用裸手接触引脚。 ③ 在模块安装和从塑料套管中取出模块的过程中，始终保证设备和操作员的身体接地。建议在工作台表面及周围地板上铺设接地的导电垫。 ④ 当已安装在印刷电路板上的模块的引脚开路时，模块可能会因印刷电路板上的静电而破坏。 ⑤ 使用电烙铁焊接引脚时，请将烙铁接地。 <p>(2) 控制引脚开路时注意事项</p> <ol style="list-style-type: none"> ① 控制引脚开路时，不要在集电极和发射极之间加电压，否则的话，可能导致故障。 ② 拿出模块前应将各控制引脚短路。

在贵司的电路设计中首先要保证安全

三菱电机株式会社尽最大努力提高半导体产品的质量和可靠性。然而，它们仍有可能发生故障，而半导体产品故障可能导致人身伤害、失火或财产损失。所以贵司在进行设计时应尤其重视安全性，采取适当的措施，例如采用冗余的电路设计、使用非燃材料、防止任何的事故和灾祸。

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属于三菱电机或第三方的任何知识产权和其他专利权。

使用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，三菱电机株式会社不承担任何责任。

本手册中包含的所有信息包括产品数据、图形、表格、程序和运算法则等仅代表在其发表时的产品信息，基于产品改进或其它原因，它们将来可能发生变化，恕不另行通知。因此，建议客户在购买这里所列的产品前联系三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商以获得最新的产品信息。这里描述的信息可能存在错误或印刷失误，对由此造成的任何损害、连带损失或其他任何形式的损失，三菱电机株式会社不承担任何责任。也请注意三菱电机株式会社通过各种方式发布的产品信息，包括通过三菱电机半导体主页 (<http://www.mitsubishichips.com/>)。

使用本手册中记载的一个或所有信息时，包括产品数据、图形、表格、程序和运算法则等，请确保在做最终决定采用这些信息和产品前要在整个系统来总体评价它们。对因这里描述的信息导致的任何损害、连带损失或其他任何形式的损失，三菱电机株式会社不承担任何责任。

三菱电机的半导体产品不是用来设计那些可能潜在危害人的生命的设备或系统。当您考虑要将这些产品应用于任何特殊用途时，如运输、车辆、医疗、航空、原子能、海下转发器等设备或系统，请与三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商联系。

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。如果您需要将这些产品应用于诸如运输设备、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。

对于本手册的全部或部分内容的传播和复制，要事先取得三菱电机的书面许可。

如果这些产品或技术与日本的出口控制约束有冲突，它们只有在取得日本政府的许可后才能出口，并且不能进口至许可地区之外的国家。任何与日本和/或所在国的出口控制法律和标准相冲突的转移或再出口都是禁止的。

如果您对本手册有任何疑问，请与三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商联系。