三菱電機株式会社

DIP-IPM

Version 3

应用技术资料

三 菱 电 机 株 式 会 社

功 率 半 导 体 事 业 统 括 部

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

目 录

第 1 章 DIP-IPM ver.3 概述……4
1.1 DIP-IPM 产品系列……4
1.2 主要用途……4
1.3 功能与特点……4
1.3.1 功能概要……4
1.3.2 产品特点……5
第 2 章 规格说明……6
2.1 最大额定值……6
2.2 电气特性……7
2.2.1 热阻抗……7
2.2.2 静特性及开关特性……7
2.2.3 控制和保护特性……9
2.2.4 推荐使用条件……9
第 3 章 外形封装……10
3.1 大型 DIP-IPM 外形封装尺寸图……10
3.2 小型 DIP-IPM 外形封装尺寸图……11
3.3 绝缘距离……12
3.4 激光印记……12
3.5 输入/输出管脚一览……13
3.5.1 输入输出端子说明……14
3.5.2 管脚结构及其详细说明……14
3.5.3 驱动和保护功能说明……15
3.5.4DIP-IPM 的动作时序……15
3.6 安装方法及注意事项……16
第 4 章 应用指南……17
4.1 系统连接框图……17
4.2 输入电路……18
4.2.1 控制信号输入端子结构和应用距举例……18
4.2.2 输入信号耐压……18
4.2.3 输入信号最小脉宽限制……18
4.3 单电源驱动方案……19
4.3.1 初始充电……19
4.3.2 变频运行时自举电容的充放电……20
4.4 典型接口电路举例及注意事项……25
4.4.1 直接输入(不带光耦)的接口电路……25
4.4.2 带高速光耦的接口电路……26
4.4.3 缓冲电路……27
4.4.4 并行连接指南……27
4.4.5 信号输入连接……28
4.4.6 母线电流检测电阻接线注意事项……28
4.5 短路保护功能……29
4.5.1 短路保护时序图……29
4.5.2 电流检测旁路电阻值的选择……30
4.5.3 短路保护运行时的滤波电路(RC 时间常数)设定方法……31

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.5.4 DIP-IPM 的安全工作区(SOA)……33
4.5.5 短路保护的反复动作……34
4.5.6 故障信号输出电路……35
4.6 控制电源指南……36
4.6.1 欠压保护时序图……36
4.6.3 其它指南……37
4.7 功耗和散热设计……38
4.7.1 功耗计算(举例) ……38
4.7.2 温升考虑和计算举例……40
4.8 抗噪能力……41
4.8.1 测试电路举例……41
4.8.2 抗噪措施和注意事项……41
4.8.3 耐浪涌电压能力……42

第 5 章 其它事项……43
5.1 包装说明……43
5.2 搬运注意事项……44

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

第 1 章　DIP-IPM ver.3 概述

1.1 产品系列一览

表 1.　第三代 DIP-IPM (注 1)产品系列

型号	IGBT 定额 (I_C/V_{CES})	电动机容量(注 2)	绝缘电压 Viso	封装
PS21562	5A / 600V	0.2 kW / 220V_{AC}	AC2500Vrms (正弦波 1min.)	小型
PS21563	10A / 600V	0.4 kW / 220 V_{AC}		
PS21564	15A / 600V	0.75 kW / 220 V_{AC}		
PS21865(-A) (注 3)	20A / 600V	1.5 kW / 220 V_{AC}		大型
PS21867(-A)	30A / 600V	2.2 kW / 220 V_{AC}		
PS21869(-A)	50A / 600V	3.7 kW / 220 V_{AC}		

注 1: 在本手册中 DIP-IPM ver.3 统称为第三代 DIP-IPM.
注 2: 此处电动机容量是指一般工业应用中对应通用变频器驱动的电动机容量。根据使用条件的不同，适用电动机的容量可能会不一样。
注 3: (-A)表示长管脚类型(管脚长 16mm, 标准型管脚长 12.8mm)

1.2 主要用途

空调机，洗衣机，电冰箱等家用电器的马达变频驱动，以及小容量工业用通用变频器,UPS 等驱动。

1.3 功能

1.3.1 功能概要

图 1(a)和图 1(b)分别给出了第三代 DIP-IPM 的外观照片和内部构造。DIP-IPM 是面向 AC100～200V 级小容量马达变频驱动，采用传递型封装结构将功率电路和驱动保护电路集成于一体的小型智能功率模块。

20A 以上的大型模块内藏有散热片，其热阻抗要比本公司原有同类产品约低 20%。

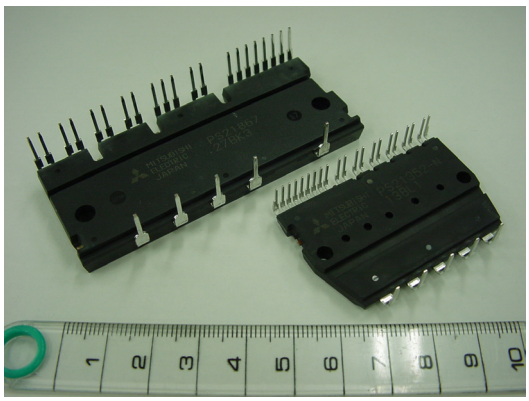


图 1(a)　DIP-IPM 的实物图

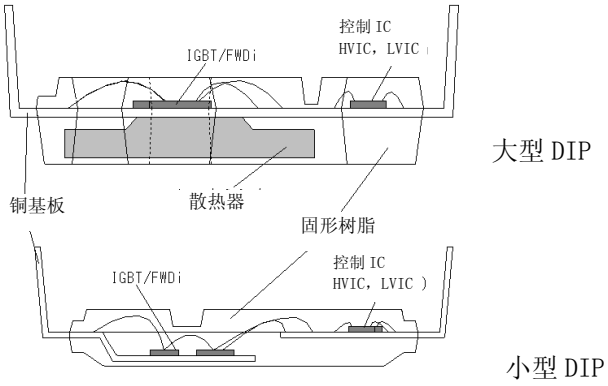


图 1(b) DIP-IPM 的内部构造

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

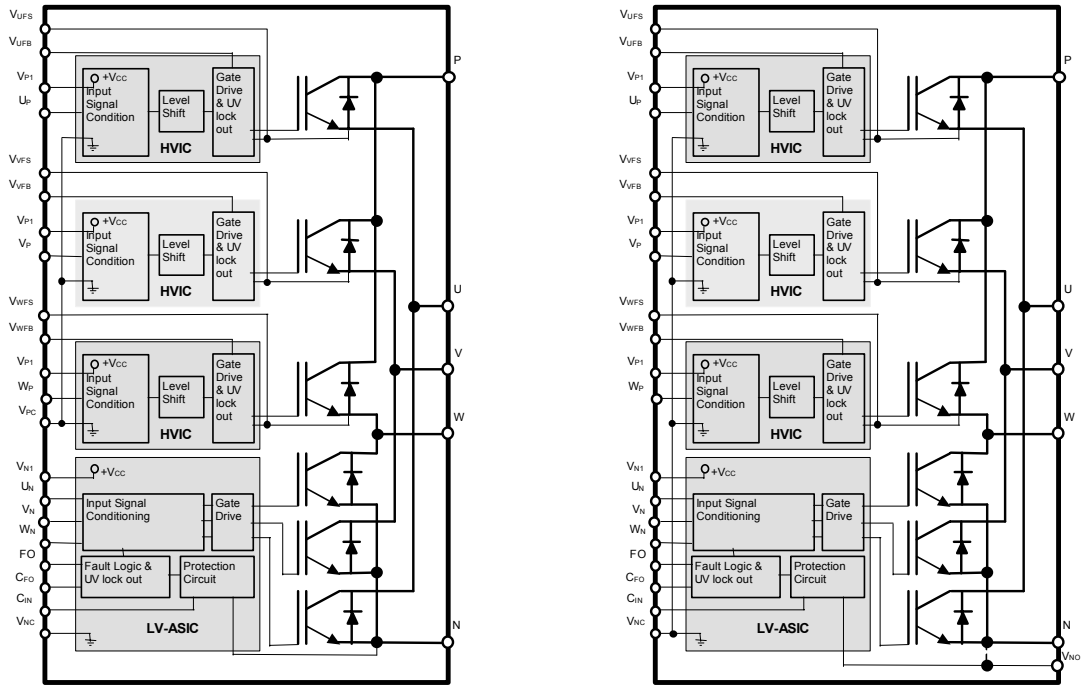


图 1(c) DIP-IPM 的内部功能框图（左：大型 DIP，右：小型 DIP）

1.3.2 产品特点

① 3 相 AC 变频输出电路搭载三菱第 5 代平面型 IGBT 和 CSTBT（Carrier Stored Trench-gate Bipolar Transistor：具有载流子蓄积层的沟槽型门极构造双极晶体管）功率芯片，实现更低损耗。
5A～30A 品搭载平面型 IGBT，50A 品搭载 CSTBT 功率芯片。

② 采用自举电路结构，可实现单电源驱动。(需要自举电容，二极管等外部附加部品)

④ 内置有 IGBT 驱动电路，过载保护，控制电源欠压保护功能。
P 侧：UV(控制电源欠压保护)→不输出故障信号 Fo
N 侧：UV/SC(过载保护)→输出故障信号 Fo(过载保护功能需要外部配置母线电流检测用旁路电阻。)

⑤ 内置专用 HVIC(High Voltage IC:600V)，无需绝缘电路（如光耦），可从单片机直接接收控制信号。

⑥ 输入接口电路采用高电平驱动逻辑，消除了旧产品低电平驱动方式对电源投入和切断时的时序要求。增强了模块自保护能力。而且，可直接由 DSP 或 3V 级单片机驱动。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

第 2 章 规格说明

2.1 最大额定值

表 2 PS21865 的最大额定值（注 1）

（a）逆变器部

项 目	记 号	条 件	额 定 值	单 位
电源电压	V_{CC}	P-N 端子间 （注 2）	450	V
电源电压（含浪涌）	$V_{CC(surge)}$	P-N 端子间 （注 3）	500	V
集电极-发射极间电压	V_{CES}	（注 4）	600	V
集电极电流	$\pm I_C$	Tf=25℃ （注 5）	20	A
集电极电流（峰值）	$\pm I_{CP}$	Tf=25℃，1ms 以下	40	A
集电极损耗	P_C	Tf=25℃，1 芯片单位	52.6	W
结合温度	Tj	（注 6）	-20～+125	℃

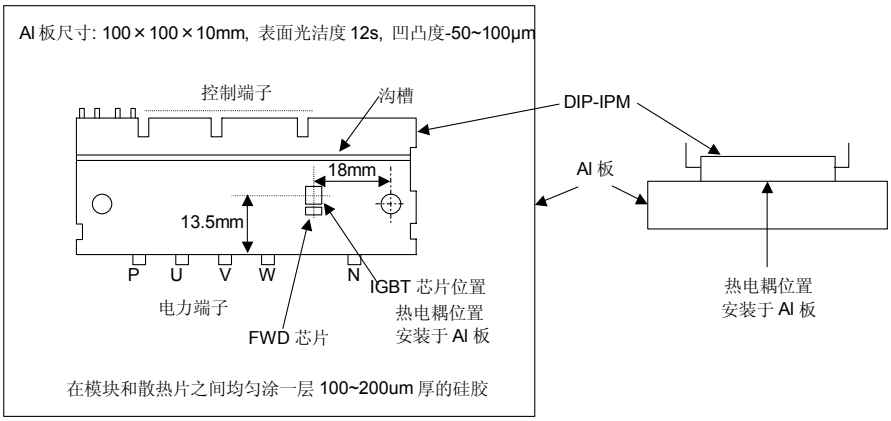
（b）控制和保护部

项 目	记 号	条 件	额 定 值	单 位
控制电源电压	V_D	V_{P1}-V_{PC}，V_{N1}-V_{NC} 端子间	20	V
控制电源电压	V_{DB}	V_{UFB}-V_{UFS}，V_{VFB}-V_{VFS}，V_{WFB}-V_{WFS} 端子间	20	V
信号输入电压	V_{IN}	U_P, V_P, W_P-V_{PC}，U_N, V_N, W_N-V_{NC} 端子间	-0.5～V_D+0.5	V
故障输出端印加电压	V_{FO}	Fo-V_{NC} 端子间	-0.5～V_D+0.5	V
故障输出电流	I_{FO}	Fo 端子吸入电流值 （注 7）	1	mA
电流检测端输入电压	V_{SC}	CIN－V_{NC} 端子间	-0.5～V_D+0.5	V

（c）全系统

项 目	记 号	条 件	额 定 值	单 位
电源电压自己保护范围(短路)	$V_{CC(PROT)}$	V_D＝13.5～16.5V，逆变部 （注 8） Tj＝125℃开始，2μs 以内，非反复	400	V
模块正常动作表面温度	Tf		-20～+100	℃
保存温度	Tstg		-40～+125	℃
绝缘耐压	Viso	正弦波 60Hz，AC 1 分钟， 全端子-散热器间 （注 9）	2500	Vrms

Tf 测定位置



www.BDTIC.com/MITSUBISHI

注 1: 作为一个特例，本章使用 PS21865（20A/600V）的各项参数(没有另外指定时，Tj=25℃)进行说明。有关其他模块的技术参数，请参阅各自的数据手册。

注 2: 内藏 IGBT 在非开关动作状态 P-N 端子间容许施加的最大直流电压。如果 P-N 间的电压超过此值，则必须在电路中追加制动电路来抑制母线电压的上升。

注 3: 内藏 IGBT 在开关动作状态，P-N 端子间出现的最大浪涌电压值。如果母线电压超过此值，则必须降低母线分布电感或追加吸收电路来抑制母线电压的上升。

注 4: 内藏 IGBT 的 C-E 间容许印加的绝对最大电压额定值。

注 5: Tf=25℃时，最大许容直流连续通电电流。

注 6: 内藏功率芯片的瞬时最高许容接合温度为 150℃。为了保证安全工作，规定芯片的平均接合温度不得超过 125℃(散热片温度不超过 100℃)。

在 Tf=100℃时、芯片接合温度保持在 125℃以内、模块具有 1000 万次以上的工作寿命。接合温度达到 150℃时并不意味模块会立即损坏，但是模块的寿命将会受到较大的影响。

注 7: DIP-IPM Ver2 为 15mA。Ver.3 由于采用 CMOS-IC 构造，减小为 1mA。

注 8: 内藏 IGBT 在短路或过载状态，IPM 的保护功能可使 IGBT 安全遮断的最大电源电压。超过此值，模块将不能保护自己，元件损坏的可能性很高。

注 9: 第三代 DIP-IPM 的绝缘电压统一为 2500V

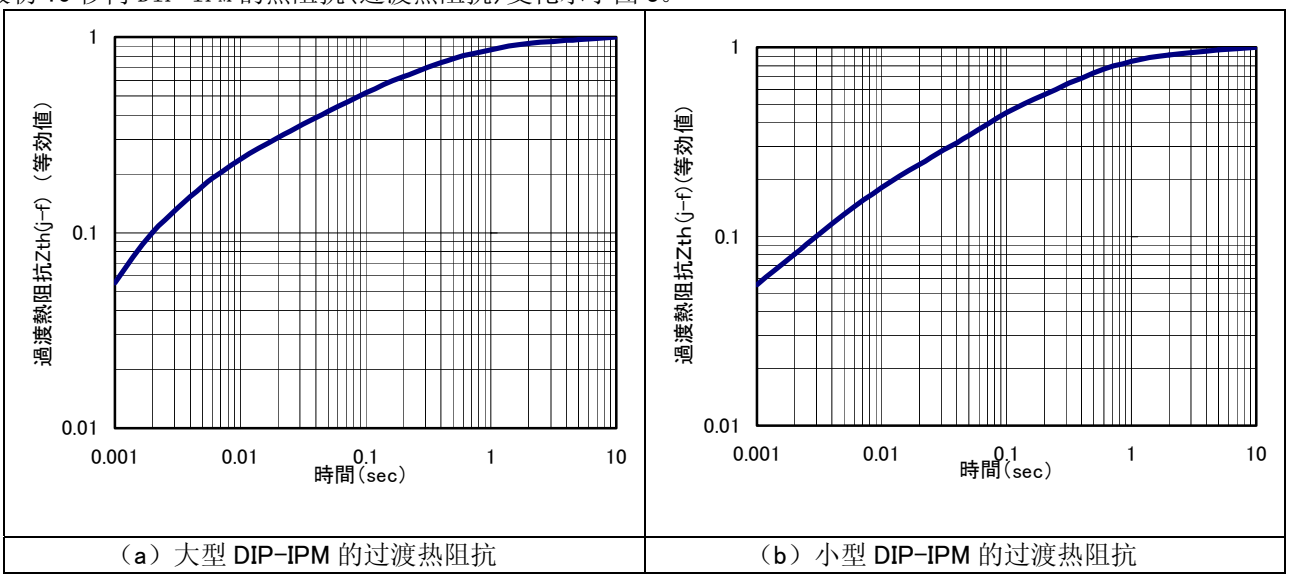
2.2 电气特性

2.2.1 热阻抗

表 3. PS21865 的热阻抗规格(15A/600V)

项 目	记 号	条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
芯片接合部至散热片间的热阻抗(注 10)	$R_{th(j-f)Q}$	逆变器单个 IGBT	–	–	1.90	℃/W
	$R_{th(j-f)F}$	逆变器单个 FWD	–	–	3.0	

表中的数值是指定常时芯片结合部和散热片间的热阻抗。DIP-IPM 的热阻抗大概在 10 秒后饱和，进入定常状态。最初 10 秒内 DIP-IPM 的热阻抗(过渡热阻抗)变化示于图 3。



（a）大型 DIP-IPM 的过渡热阻抗　　（b）小型 DIP-IPM 的过渡热阻抗

图 2 DIP-IPM的过渡热阻抗特性(IGBT／FWD)

注 10：图 2 中的等效值 1 与表 3 中的最大值相当。例 IGBT 在 0.1sec 时的过渡热阻抗为 1.90×0.5=0.95℃/W。

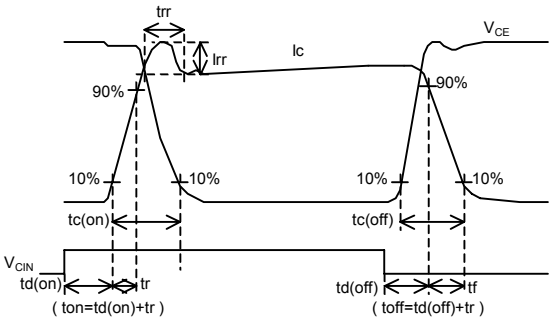
2.2.2 静特性及开关特性

表 4 给出了 PS21865 典型的静特性和开关特性的规格值。开关时间的各项参数定义及其测定方法请参照图 3. 图 4 和图 5 分别给出了 PS21865 和 PS21563 典型的导通和关断波形。

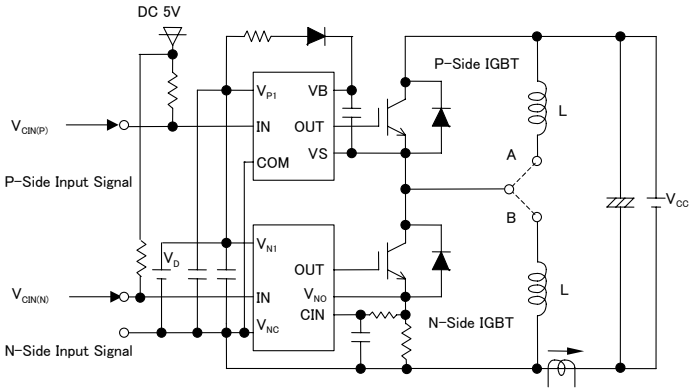
www.BDTIC.com/MITSUBISHI

表 4 电气特性（无指定时 Tj=25℃）

项 目	记 号	条 件		最小值	典型值	最大值	单 位
集电极与发射极间饱和电压	$V_{CE(sat)}$	V_D=V_{DB}=15V Vin=5V，I_C=20A	Tj=25℃	–	1.6	2.1	V
			Tj=125℃	–	1.7	2.2	
续流二极管压降	V_{EC}	Vin=0V，$-I_C$=20A		–	1.5	2.0	V
开关时间	t_{ON}	V_{CC}=300V, V_D=V_{DB}=15V I_C=20A, Tj=125℃ 半桥电路感性负载 Vin=0<=>5V		0.7	1.2	1.8	us
	t_{rr}			–	0.3	–	
	$t_{C(ON)}$			–	0.4	0.6	
	t_{OFF}			–	1.6	2.2	
	$t_{C(OFF)}$			–	0.5	0.8	
遮断电流	I_{CES}	V_{CE}=V_{CES}	Tj=25℃	–	–	1	mA
			Tj=125℃	–	–	10	



(a) 各开关时间的定义



(b)电感负载半桥测定电路

图 3 开关时间定义及开关特性测定电路

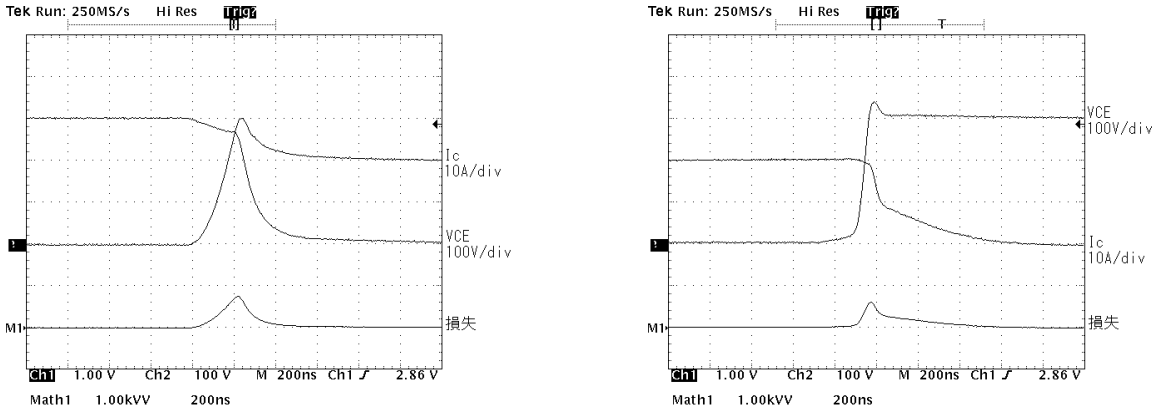


图 4 开关动作波形特例(PS21865)

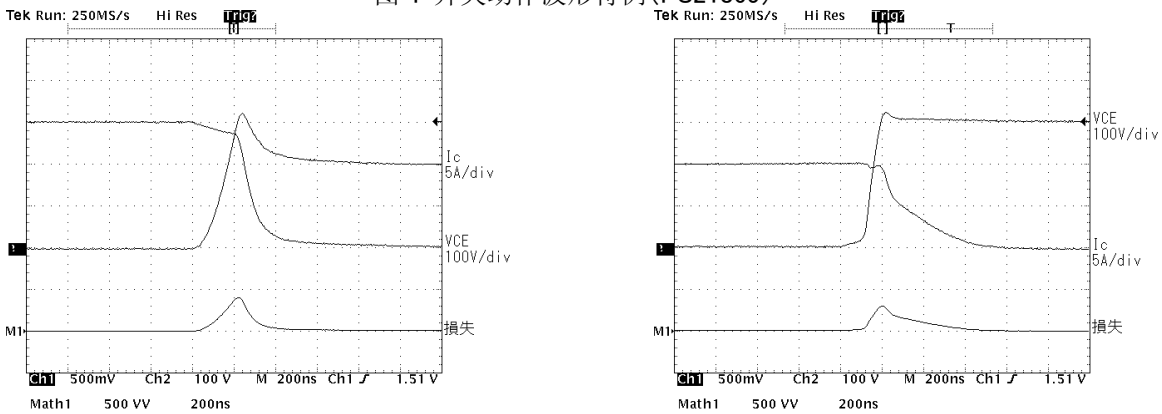


图 5 开关动作波形特例(PS21563)

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

2.2.3 控制和保护特性

表 5 控制和保护特性规格(PS21865)

项 目	记 号	条 件		最小值	典型值	最大值	单 位
控制电路电流	I_O	$V_D=V_{DB}=15V$ Vin=5V	$V_{P1}-V_{PC}$, $V_{N1}-V_{NC}$ 之总和	–	–	5.00	mA
			$V_{UFB}-V_{UFS}$, $V_{VFB}-V_{VFS}$, $V_{WFB}-V_{WFS}$	–	–	0.40	
		$V_D=V_{DB}=15V$ Vin=0V	$V_{P1}-V_{PC}$, $V_{N1}-V_{NC}$ 之总和	–	–	7.00	
			$V_{UFB}-V_{UFS}$, $V_{VFB}-V_{VFS}$, $V_{WFB}-V_{WFS}$	–	–	0.55	
故障输出电压	V_{FOH}	V_{SC}=0V，Fo=10k，上拉至 5V		4.9	–	–	V
		V_{SC}=1V，I_{FO}=1mA		–	–	0.95	
输入电流	I_{IN}	V_{IN}=5V		1.0	1.5	2.0	mA
短路触发电压值	$V_{SC(ref)}$	V_D=15V		0.43	0.48	0.53	V
控制电压触发和复位电平	UV_{DBt}	Tj<=125℃	触发电平	0.7	1.2	1.8	us
	UV_{DBr}		复位电平	–	0.3	–	
	UV_{Dt}		触发电平	–	0.4	0.6	
	UV_{Dr}		复位电平	–	1.6	2.2	
故障输出信号脉宽	T_{FO}	C_{FO}=22nF		1.0	1.8	–	ms
输入 ON 阈值	$V_{th(on)}$	U_P, V_P, W_P-V_{PC}, U_N, V_N, W_N-V_{NC}		2.1	2.3	2.6	V
输入 OFF 阈值	$V_{th(off)}$			0.8	1.4	2.1	

2.2.4 推荐使用条件

表 6 推奖使用条件特例（PS21865）

项 目	记 号	条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
电源电压	V_{CC}	P-N 端子间	0	300	400	V
控制电源电压	V_D	$V_{P1}-V_{PC}$, $V_{N1}-V_{NC}$ 端子间	13.5	15.0	16.5	V
控制电源电压	ΔV_D ΔV_{DB}	$V_{UFB}-V_{UFS}$, $V_{VFB}-V_{VFS}$, $V_{WFB}-V_{WFS}$,端子间	13.0	15.0	18.5	V
控制电源电压变动率	V_{DB}	V_{SC}=0V，Fo=10k，上拉至 5V	-1	–	1	V
死区时间		各桥臂输入对应, Tf<=100℃	2	–	–	us
PWM 输入信号	I_{IN}	Tj<=125℃, Tf<=100℃	–	5	–	kHz
许容马达有效电流	I_O	V_{CC}=300V, V_D=15V, fc=5kHz, P.F=0.8, Tj<=125℃, Tf<=100℃	–	–	12	Arms
许容最小输入信号脉宽	PWIN	ON/OFF	300	–	–	us
端子电压变化	$V_{th(on)}$	V_{NC}-N 端子间电压降，包含浪涌成分	-5.0	–	5.0	V

注意：尽管第三代 DIP-IPM 的设计载波工作频率上限为 20kHz，我们推荐 PS21865 使用 5kHz的载波频率。其最大值随装置的温度条件，控制方法(PWM信号，载波频率等)不同而有变化。最终要根据使用条件，热设计和试验结果来决定。同样，许容有效电流Io也随机种和随控制方法(PWM信号，载波频率等)变化而变化。表中数值仅供参考。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

第 3 章 外形封装

3.1 大型 DIP-IPM 外形封装尺寸图

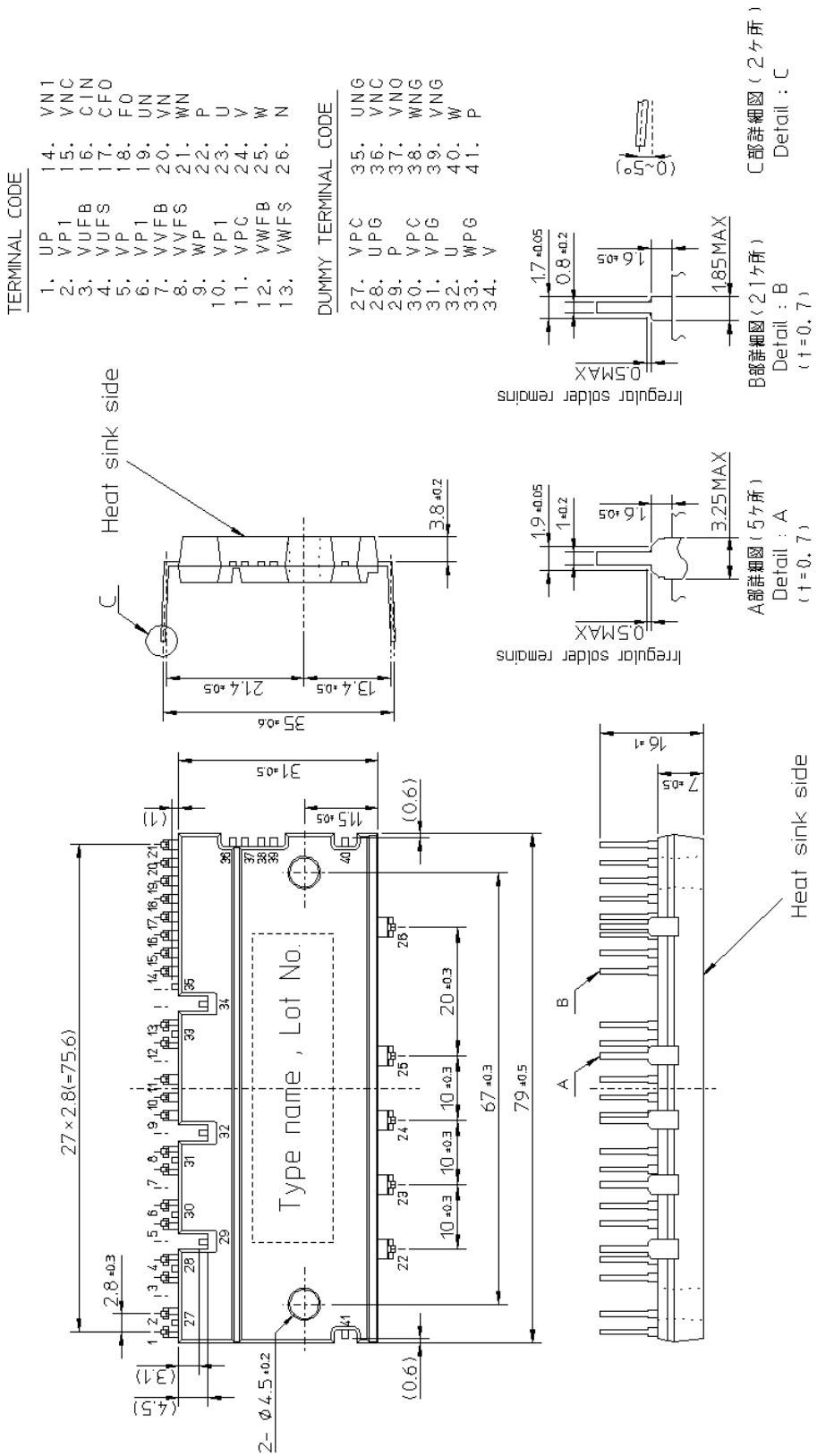


図 6 大型 DIP-IPM 外形封装尺寸图

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

3. 2 小型DIP-IPM外形封装尺寸图

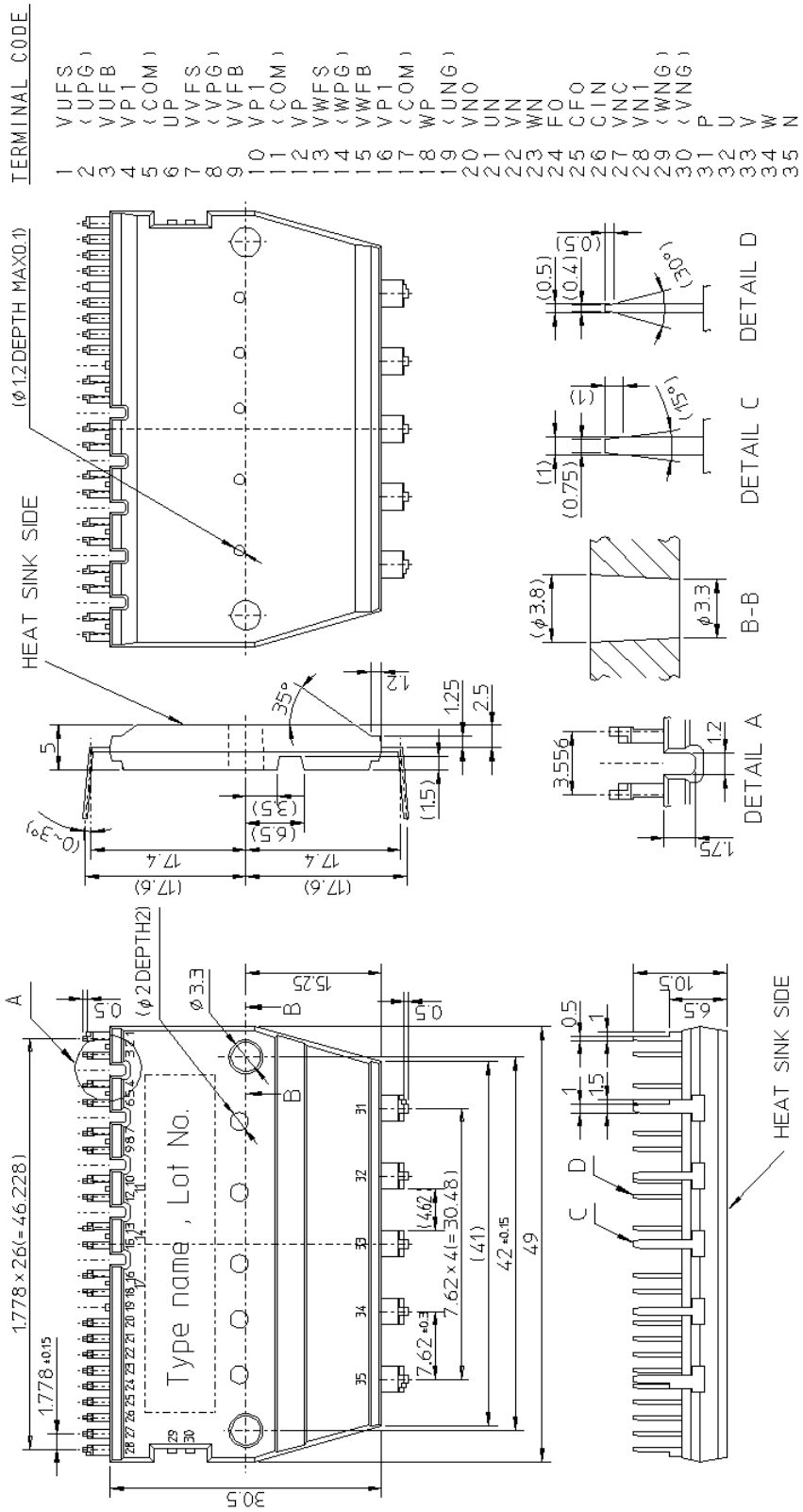


图 7 小型 DIP-IPM 外形封装尺寸图

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

3.3 绝缘距离

表 7 和表 8 分别给出了第三代大型和小型 DIP-IPM 各管脚间的电气间隙和爬电距离规格值。它们均满足 UL508 所规定的绝缘要求。

表 7 大型 DIP-IPM 的绝缘距离

标准	电气间隙 (mm)		爬电距离 (mm)	
UL 508 第 34.7 节 表 34.1-B 额定电压: 51~300V 2HP 以下,1440VA 未满	1.6		3.2	
	DIP–IPM		DIP–IPM	
	电力端子间	6.6	电力端子间	6.6
	控制端子间	3.55	控制端子间	3.55
	对地(端子-散热片间)	3.6	对地(端子-散热片间)	3.6

表 8 小型 DIP-IPM 的绝缘距离

Standard	电气间隙 (mm)		爬电距离 (mm)	
UL 508 第 34.7 节 表 34.1-B 额定电压: 51~300V 2HP 以下,1440VA 未满	1.6		3.2	
	mini DIP–IPM		mini DIP–IPM	
	电力端子间	4.0	电力端子间	4.0
	控制端子间	1.8	控制端子间	4.0
	对地(端子-散热片间)	2.0	对地(端子-散热片间)	4.0

3.4 激光印记

图 6 给出DIP-IPM激光印记的样式。三菱商标，型号名称(图中A)，产品序号(图中B)均标记在模块上表面的规定尺寸范围内。

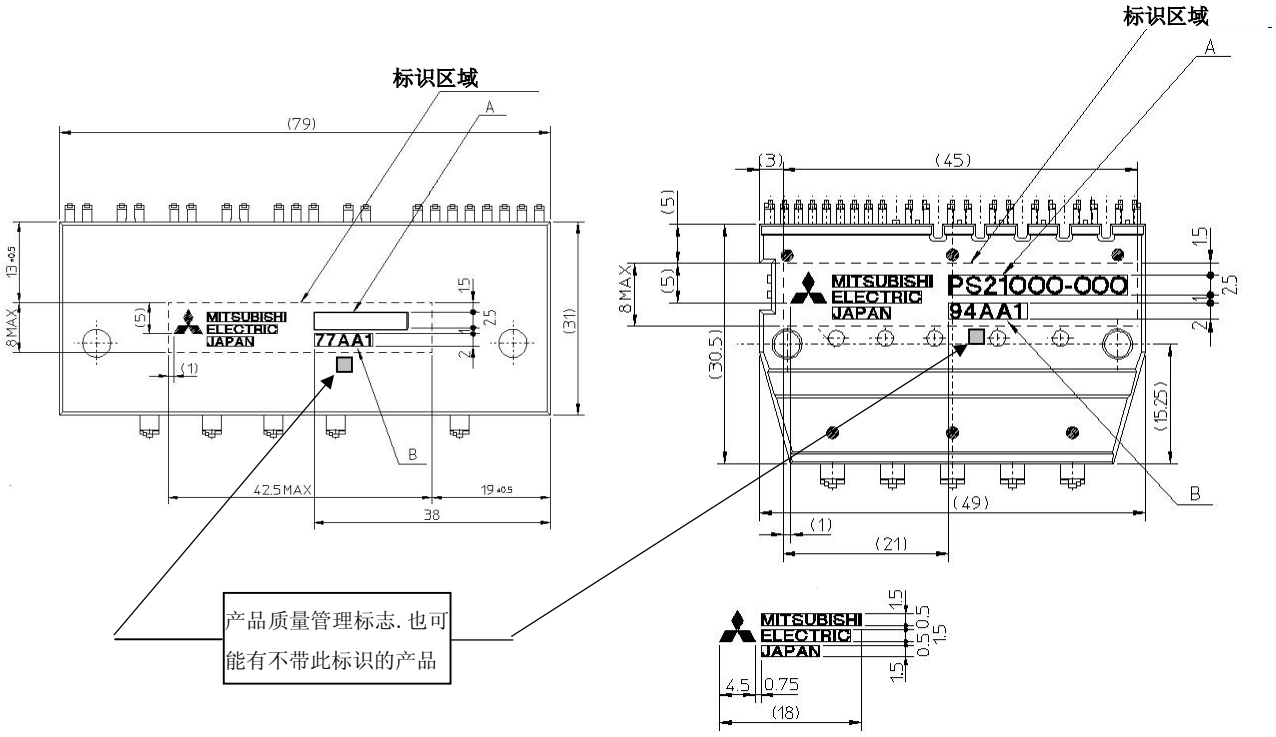


图 8 激光印记图示

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

3.5 输入/输出管脚一览

3.5.1 输入输出端子说明

表 9 DIP-IPM 端子说明

大型 DIP-IPM			小型 DIP-IPM		
端子号	端子名	说明	端子号	端子名	说明
1	U_P	UP 相控制信号输入端子	1	V_{UFS}	UP 相驱动电源 GND 端子
2	V_{P1}	UP 相控制电源端子	2	UPG	**虚设端子**
3	V_{UFB}	UP 相驱动电源端子	3	V_{UFB}	UP 相驱动电源端子
4	V_{UFS}	UP 相驱动电源 GND 端子	4	V_{P1}	UP 相控制电源端子
5	V_P	VP 相控制信号输入端子	5	COM	**虚设端子**
6	V_{P1}	VP 相控制电源端子	6	U_P	UP 相控制信号输入端子
7	V_{VFB}	VP 相驱动电源端子	7	V_{VFS}	VP 相驱动电源 GND 端子
8	V_{VFS}	VP 相驱动电源 GND 端子	8	VPG	**虚设端子**
9	W_P	WP 相控制信号输入端子	9	V_{VFB}	VP 相驱动电源端子
10	V_{P1}	WP 相控制电源端子	10	V_{P1}	VP 相控制电源端子
11	V_{PC}	P 侧(上臂)GND 端子	11	COM	**虚设端子**
12	V_{WFB}	WP 相驱动电源端子	12	V_P	VP 相控制信号输入端子
13	V_{WFS}	WP 相驱动电源 GND 端子	13	V_{WFS}	WP 相驱动电源 GND 端子
14	V_{N1}	N 侧控制电源端子	14	WPG	**虚设端子**
15	V_{NC}	N 侧控制电源 GND 端子	15	V_{WFB}	WP 相驱动电源端子
16	CIN	短路保护触发电压检测端子	16	V_{P1}	WP 相控制电源端子
17	CFO	Fo 输出脉宽设定端子	17	COM	**虚设端子**ン
18	F_O	Fo 输出端子	18	W_P	WP 相控制信号输入端子
19	U_N	UN 相控制信号输入端子	19	UNG	**虚设端子**゜ン
20	V_N	VN 相控制信号输入端子	20	VNO	←注 1)
21	W_N	WN 相控制信号输入端子	21	U_N	UN 相控制信号输入端子
22	P	逆变器直流输入端子	22	V_N	VN 相控制信号输入端子
23	U	U 相输出端子	23	W_N	WN 相控制信号输入端子
24	V	V 相输出端子	24	F_O	Fo 输出端子
25	W	W 相输出端子	25	CFO	Fo 输出脉宽设定端子
26	N	逆变器直流 GND 端子	26	CIN	短路保护触发电压检测端子
27	VPC	**虚设端子**←注 2) 下同	27	V_{NC}	N 侧控制电源 GND 端子
28	UPG	**虚设端子**	28	V_{N1}	N 侧控制电源端子
29	P	**虚设端子**	29	VNG	**虚设端子**
30	VPC	**虚设端子**	30	WNG	**虚设端子**
31	VPG	**虚设端子**	31	P	逆变器直流输入端子
32	U	**虚设端子**	32	U	U 相输出端子
33	WPG	**虚设端子**	33	V	V 相输出端子
34	V	**虚设端子**	34	W	W 相输出端子
35	UNG	**虚设端子**	35	N	逆变器直流 GND 端子
36	VNC	**虚设端子**			
37	VNO	**虚设端子**			
38	WNG	**虚设端子**			
39	VNG	**虚设端子**			
40	W	**虚设端子**			
41	P	**虚设端子**			

注 1)PS21562(5A/600V)及 PS21563(10A)的 VNO 端子须与端子 N 连接。
PS21564(15A/600V)的 VNO 端子当作“NC”（未接续）处理。

注 2）**虚设端子**请不要与电路或其他端子相连接。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

3.5.2. 管脚结构及其详细说明

表 10　DIP-IPM 输入/输出管脚结构及其详细说明

项目	标记	说明
P 侧驱动电源端子 P 侧驱动电源 GND 端子	V_{UFB}-V_{UFS} V_{VFB}-V_{VFS} V_{WFB}-V_{WFS}	• 此为 P 侧各 IGBT 单元的驱动电源端子。 • 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(V_D)充电。 • 如果电源 V_D 不稳定，可能会导致模块误动作。为防止此电源不稳定或噪声干扰，建议在靠近每对端子近旁设置具有良好频率特性和温度特性的平滑电容。 • 建议在驱动电源管脚间追加一个稳压二极管(24V/1W) ,用以防止浪涌电压可能造成驱动电路的损坏。
P 侧控制电源端子 N 侧控制电源端子	V_{P1} V_{N1}	• 此为给模块内部 IC(LVIC & HVIC)供电的控制电源端子。 • 应在模块外部将 V_{P1} 和 V_{N1} 连接起来。 • 为防止此噪声以及电源电压波动引起的干扰，建议在靠近每对端子近旁设置具有良好温度和频率特性的平滑电容。 • 接口电路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。 • 建议在控制电源管脚间追加一个二极管(24V/1W)，用以防止浪涌电压可能造成控制电路的损坏。
GND 端子	V_{NC}	• 此为模块内部 IC(LVIC & HVICs)的控制基准地。 • 为防止干扰，应避免主电路线电流流过此端子。
控制信号输入端子	U_P, V_P, W_P U_N, V_N, W_N	• 此为控制开关运行的信号输入端子。 • 输入信号为电压型。这些端子在模块内部与 5V CMOS 施密特触发电路相连。 • 各信号线可直接与单片机输出口连接. • 为了减少外界干扰对输入信号的影响，各输入端子引线应尽可能短(<2cm)。 • 如发生信号振荡，请加 RC 退耦电路. 但此时请注意输入信号电压阈值.
短路动作电压检测端子	CIN	• 电流检测电阻应加在此端与 V_{NC} 之间，用来判断短路保护的状态(短路保护电压动作阈值)。此端的输入阻抗约为 600kΩ。 • 为抑制噪声干扰，应加 RC 滤波电路。
故障信号输出端子	F_O	• 此端子用来输出故障信号，其信号为低电平有效，即当输出低电平时，表示模块处于故障状态(下臂发生短路保护或欠压保护)。 • 此为集电极开路型输出端 ,Fo 信号线应通过约 10KΩ的上拉电阻接至+5V 电源电压。
故障信号输出脉宽设定端子	CFO	• 此端是用来设定故障输出信号脉冲宽度。 • 故障输出脉宽通过在此端与 V_{NC} 之间外加一个电容来设定。 • 此电容的推荐值为 22nF(对应故障输出脉宽的典型值为 1.8ms)。
逆变直流电源正端子	P	• 此为逆变器直流母线的正电源端。 • 在模块内部，此端与上臂 IGBT 的集电极相连。 • 为抑制直流母线引线或 PCB 上寄生电感引起的浪涌电压，应在非常靠近 P，

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

		N 端子处加平滑电容或具有良好频率特性的小薄膜电容。
逆变直流 GND 端子	N	• 此为逆变器直流母线的负电源端(主电路地)。 • 在模块内部，此端与下臂 IGBT 的发射极相连。
逆变器功率输出端子	U、V、W	• 这些端子为逆变器输出端，用于连接逆变器负载(如交流马达)。 • 在模块内部，这些端子与相应的 IGBT 桥臂的中点相连。

3.5.3. 驱动和保护功能说明

表 11 驱动和保护功能说明

功能	符号	说　明
正常驱动	—	• 驱动逻辑为高电平有效。 • 输入导通电平($V_{CIN} > V_{th(on)}$)使 IGBT 开通，关断电平($V_{CIN} < V_{th(off)}$)使 IGBT 关断。
短路保护	SC	• 外部的旁路电阻用来检测直流母线电流，当此电流超过预置的短路动作阈值时，就被认为是短路状态，下臂的 IGBT 单元被立即关断。 • 当此非正常电流流过外部旁路电阻时 ,Fo 端子就会输出一故障信号 ,其脉宽由 CFO 和 V_{NC} 之间的电容值来决定，经过设定时间(由电容决定)连续输出后，当下一个开通电平来临时，内部电路被自动复位。
控制电源欠压保护	UV_D	• 一内部逻辑电路模拟下臂控制电源电压，当此电压低于 UV_D 动作阈值且持续一定时间后，下臂 IGBT 单元的输入信号被闭锁。 • 直到电压超过 UV_D 复位电平后，此控制电路欠压状态才被解除。 • UV 故障输出脉宽由外部电容(CFO 与 V_{NC} 之间)的容值决定。故障信号输出经过一固定时间(由电容和电压决定)后，如果控制电源电压高于复位电平，当下一个通电电平来临时，内部电路即被恢复。
	UV_{DB}	• 一内部逻辑电路模拟上臂浮地电源电压，当此电压低于 UV_{DB} 动作阈值且持续一定时间后，上臂 IGBT 单元的输入信号被闭锁。 • 直到电压超过 UV_{DBr} 复位电平，此控制电路欠压保护状态才被解除。 • 上臂 UV 状态不会输出故障信号。

3.5.4 DIP－IPM的动作时序

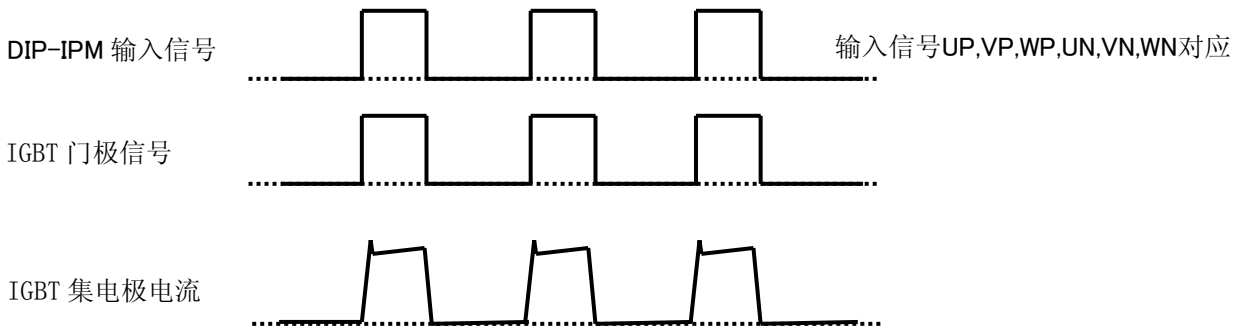


图 9 动作时序图

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

3.6 安装方法及注意事项（平整度/固定力矩/螺栓类型/润滑剂）

当将模块安装到散热器上时，若施加极不平衡的紧固力，就可能对模块造成损坏或降额，因为模块内部的硅片会受到应力的作用而产生变形。图 10 举例给出了推荐的紧固顺序。

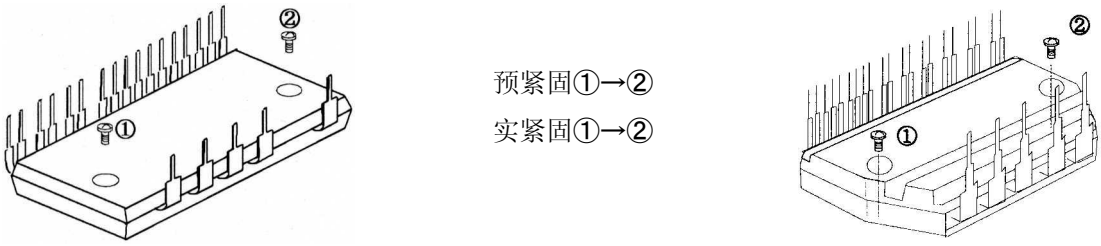


图 10 安装螺钉的推荐紧固顺序

注：预紧固力矩一般为最大力距的 20～30%。

表 12 紧固力矩强度和散热片表面平整度规格

项 目	条 件		最小值	标准值	最大值	单 位
紧固力矩强度	大型DIP	推荐值 1.18 N·m,安装螺栓 M4	0.98	1.18	1.47	N·m
	小型DIP	推荐值 0.78 N·m,安装螺栓 M3	0.59	0.78	0.98	N·m
散热器表面平整度	—		－50	—	＋100	um

锁紧力矩测试

锁紧螺栓力矩测试是通过观察 DIP-IPM 的封装外表是否被破坏或在锁紧状态其耐压能力是否下降的情况下进行的. 具体操作方法如图 11 所示:在 DIP-IPM 和散热器之间加入厚度为 100um 的测量片，然后从 1.18N·m(12kg·m)开始以 0.098N·m(1kg·cm)的幅度递增， 逐渐将 DIP-IPM 锁紧在散热器上。

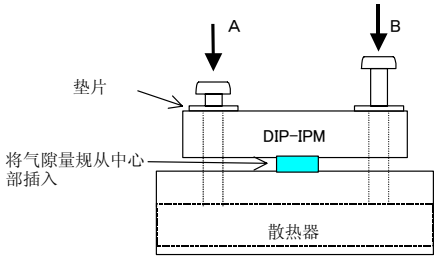


图 11 锁紧力矩测试方法

按照此测试方法，DIP-IPM 具有承受超过 1.47N·m (15kg·cm)的锁紧力矩的能力,并且在散热器和 DIP-IPM 接触最差的情况下也得到确认。

关于散热器平面度的规定请参照图 12。为了获得最大的散热效果，需要尽可能大地增加模块与散热器之间的接触面积，使接触热阻最小化。关于模块安装表面上散热器的平面度(凸凹度/凹度和凸度)，请参考下述的注意事项。另外，表面的光洁度应为 12um 或更小。

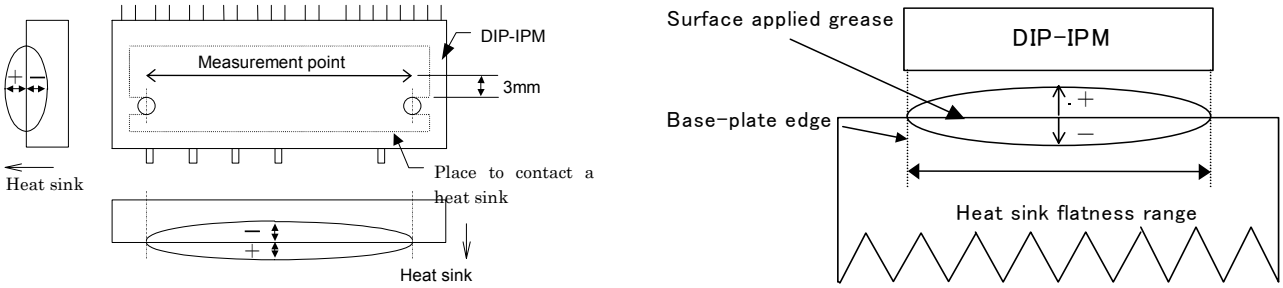


图 12 散热片表面平整度测量位置

请在模块和散热器之间的接触面上均匀地涂一层 100um～200um 的导热润滑剂。它同时也可以防止模块与散热器接触表面被腐蚀，应选用在整个工作温度范围内性能稳定且寿命持久的润滑剂。另外，应使用力矩扳手按推荐的力矩来紧固。一旦力矩超过最大力矩限度就可能导致和上述施加不平衡力来紧固时一样的后果，即模块被损坏或降额。注意不要在模块与散热器之间的接触面上混入任何其它异物。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

第 4 章 应用指南

4. 1 系统连接框图

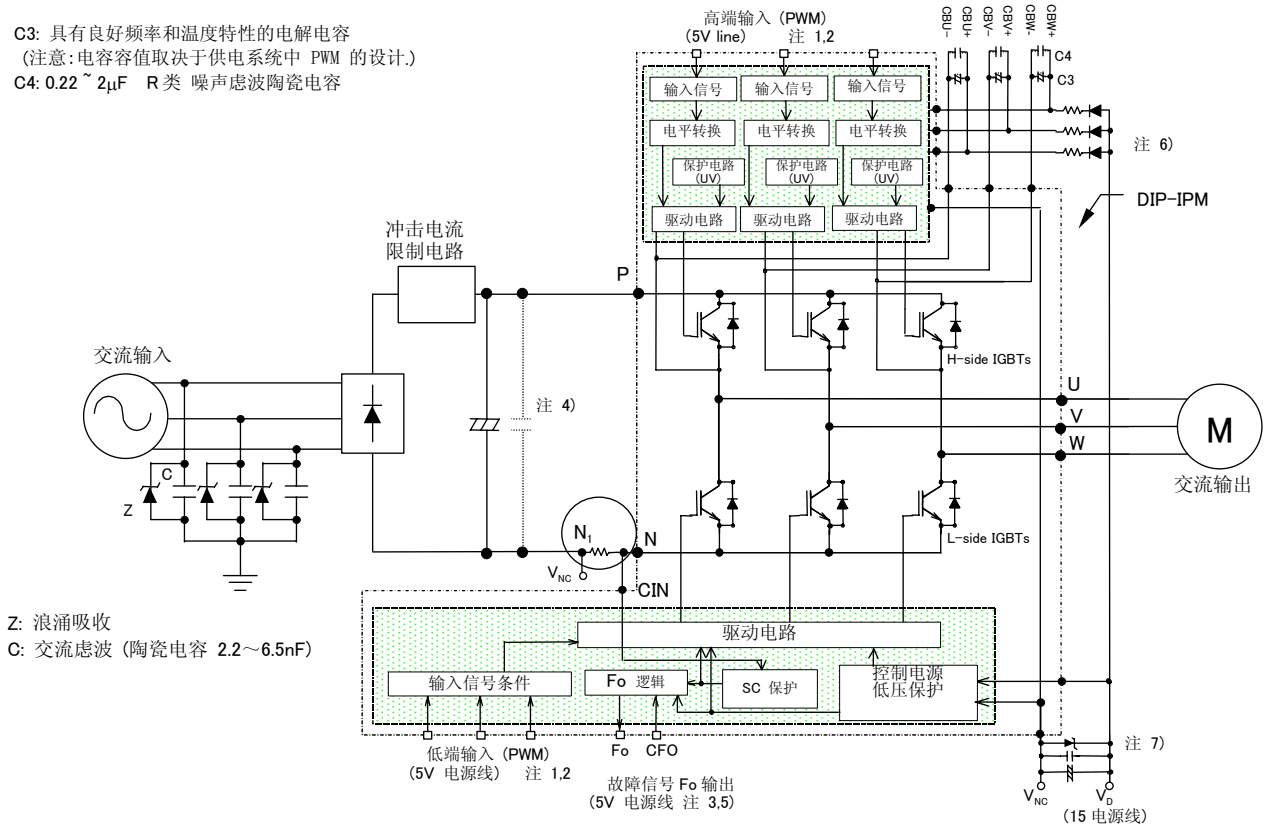


图 13. DIP-IPM 的系统框图

注 1: 为了避免信号振荡，推荐在各输入端加 RC 退耦电路。

注 2: 由于模块内置了专用 HVIC，其控制端子可与 CPU 端子直接相连，而不需要任何光耦或变压器等隔离电路。

注 3: 此端子为集电极开路型输出端，其信号线应通过一个约 10kΩ的上拉电阻接至控制电源的+5V 端子上。

注 4: 为了保护 DIP-IPM 免受过高浪涌电压，直流母线平滑电容与 P 和 N1 端子之间的接线应尽可能的短，作为附加保护措施，推荐在靠近直流电源输入端子 P 和 N1 处加一小薄膜吸收电容(0.1～0.22uF，高压 600V 以上)。

注 5: Fo 输出信号脉宽(t_{FO})由加在 CFO 和 V_{NC}之间的外部电容决定(例如：C_{FO} = 22nF → t_{FO} = 1.8ms (典型值))。

注 6: 自举电路中的二极管应选用耐压 600V 以上快速续流型(续流时间 100n 以下)。

注 7: 为了保护 HVIC 和/或 LVIC 免受浪涌电压的损坏，推荐在控制电源管脚近旁加入一个稳压二极管(24V/1W)，用以防止浪涌电压破坏电路(V_{N1}-V_{NC}，V_{P1}-V_{PC}，V_B-V_S)。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4. 2 输入电路

4.2.1 控制信号输入端子结构和应用举例。

以前的IPM或第二代DIP-IPM因为采用低电平驱动逻辑，起动和停止时 15V 电源和单片机信号的投入和退出之间受一定顺序的制约(参见第二代DIP-IPM应用指南)，使用上存在若干不便。第三代DIP-IPM的输入信号逻辑改为高电平驱动，消除了 15V 电源和单片机信号的投入和退出顺序的制约，使系统工作更安全。图 14 给出了DIP-IPM的内部输入电路框图。在上下臂信号输入端，各有一个 2.5kΩ（最小值）的下拉电阻。

另外，第三代DIP-IPM降低了 ON/OFF 阈值电平，使其与 3V 电压等级的ＤＳＰ或单片机直接连接成为可能（表 13）

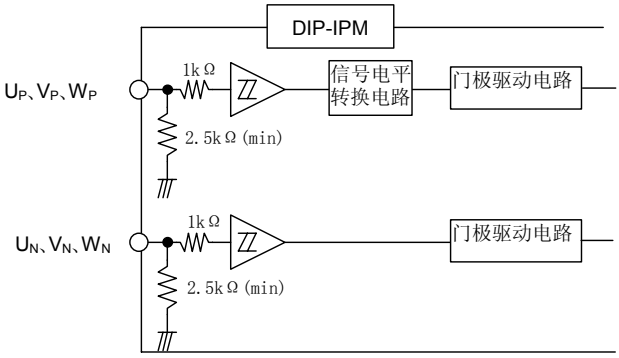


图 14 DIP－IPM输入电路框图

表 13 输入信号电压阈值(VD=15V, Tj=25℃)

项目	记号	条件	最小值	标准值	最大值	单位
1. ON 信号电压阈值	Vth(on)	U_P,V_P,W_P－V_{NC} U_N,V_N,W_N－V_{NC} 端子间	2.1	2.3	2.6	V
2. OFF 信号电压阈值	Vth(off)		0.8	1.4	2.1	

4.2.2 输入信号耐压

DIP－IPM的输入信号及Fo输出信号电平设计值为 3～5V，但 15V 信号也可使用。输入信号及Fo输出电压的最大额定值如表 14 所示。另外，Fo端子为开放阳极 CMOS 构造，同时具有输入输出功能，必须将其上拉到 5V 电源。

表 14 输入信号及Fo输出信号电平的最大额定值(除非特别指定，Tj=25℃)

项目	记号	条件	额定值	单位
输入信号	V_{CIN}	U_P, V_P, W_P－V_{NC} 间, U_N, V_N, W_N－V_{NC} 间	－0.5～V_D+0.5	V
Fo输出信号	V_{FO}	Fo－V_{NC} 间	－0.5～V_D+0.5	V

4.2.3 输入信号最小脉宽限制

表 15 最小输入信号脉宽规定值

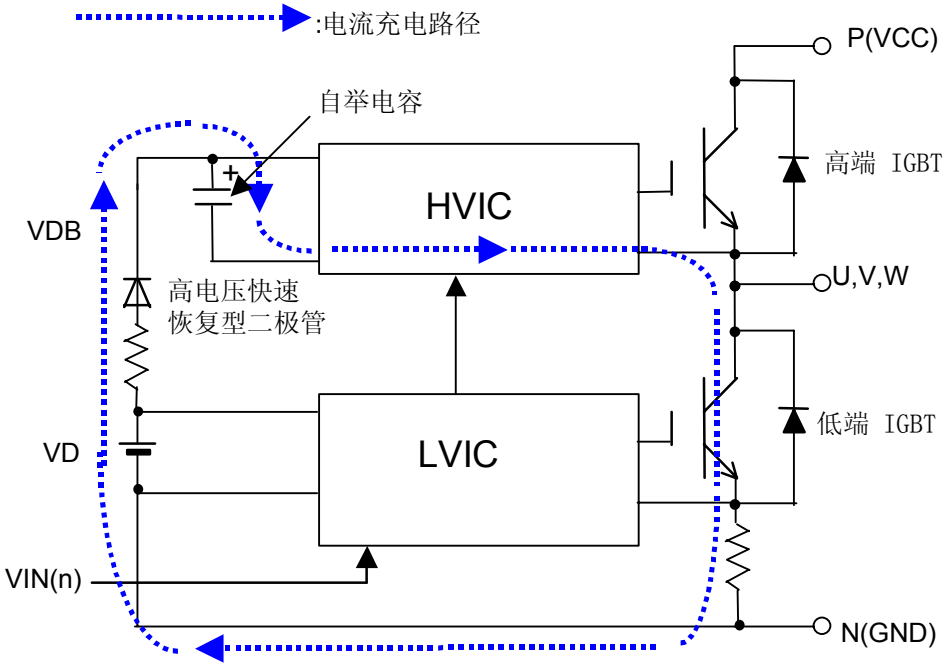
		条件			最小	标准	最大	单位
许容最小输入信号脉宽	PWIN(on)				0.3	－	－	usec
	PWIN(off)	200≦VCC≦350V 13.5≦VD≦16.5V 13.0≦VDB≦18.5V -20≦Tf≦100℃ N 侧母线分布电感小于 10nH	额定电流以下	PS21562	0.5	－	－	
				PS21563	0.5	－	－	
				PS21564	0.5	－	－	
				PS21865	1.4	－	－	
				PS21867	1.5	－	－	
				PS21869	3.0	－	－	
			额定电流～额定电流×1.7	PS21562	0.5	－	－	
				PS21563	0.5	－	－	
				PS21564	2.0	－	－	
				PS21865	2.5	－	－	
				PS21867	3.0	－	－	
				PS21869	5.0	－	－	

＊:对于脉宽小于 PWIN(on)的 ON 输入信号, DIP-IPM 可能会无输出响应.
对于脉宽小于 PWIN(off)的 OFF 输入信号, DIP-IPM 可能会无输出响应或不正常动作.

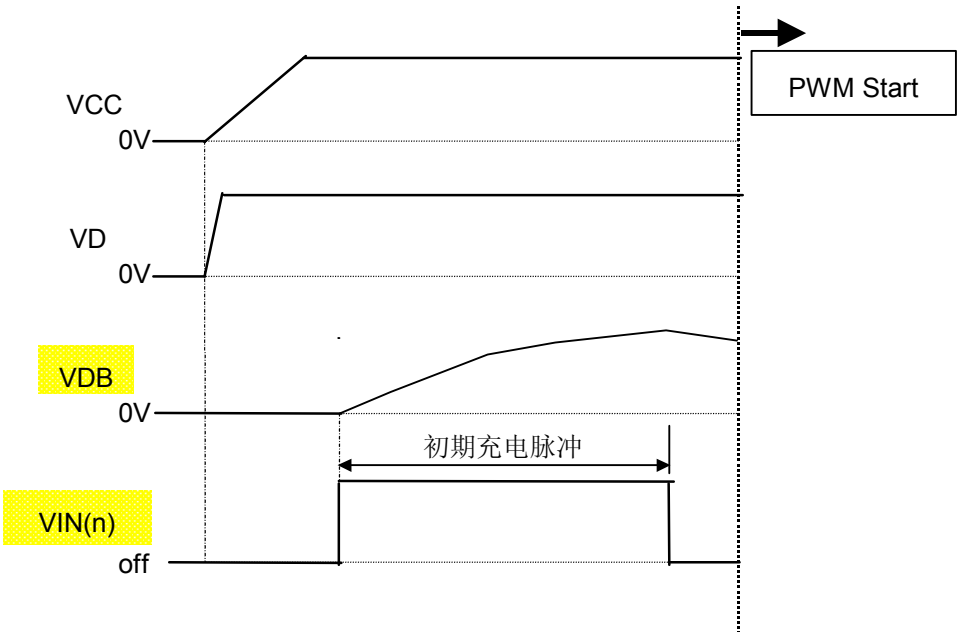
www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4. 3 单电源驱动方案

4.3.1. 充电初始化



自举电路



自举电路工作时序图

图 16 充电电流回路和自举电路时序

充电

DIP-IPM 起动时，需要一充电脉冲给自举电容初始充电。充电动作如图 16 所示，通过开通下臂(N 侧)的 IGBT，自举电容被充电。控制信号应提供足够的脉冲数或脉宽使自举电容能被完全充电。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.3.2 变频运行时自举电容的充放电

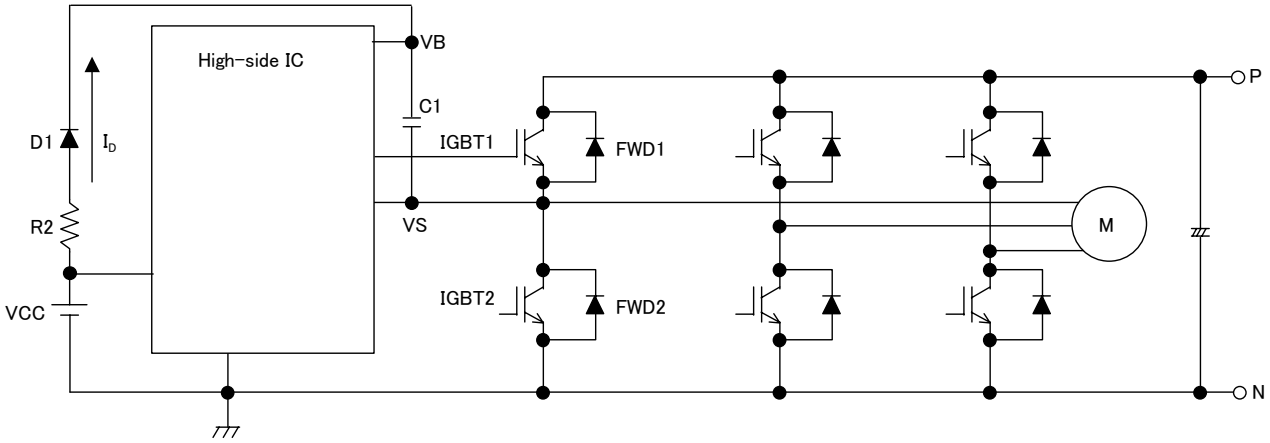


图 17 逆变电路示意图

(1) 自举电容(C1)的充电时序

1-1：IGBT2 导通(图 18)

当 IGBT2 处于导通状态时，C1 上的充电电压(V_{C1})可通过下式来计算：

$V_{C1}=V_{CC} - V_{F1} - V_{sat2} - I_D \cdot R2$ (过渡过程)

$V_{C1}=V_{CC}$ (稳定状态)

此处 V_{CC} 为控制电源电压，V_{F1} 为二极管 D1 的顺方向压降，V_{sat2} 为 IGBT2 的饱和压降.

然后，IGBT2 被关断，此时上下臂同时处于关断状态，马达电流通过 FWD1 进入续流模式。当 VS 处电位上升至接近 P 处电位时，C1 停止充电。

当 IGBT1 处于导通状态时，由于驱动电路要消耗电流，所以 C1 上的电压将从 V_{C1} 开始逐渐下降。

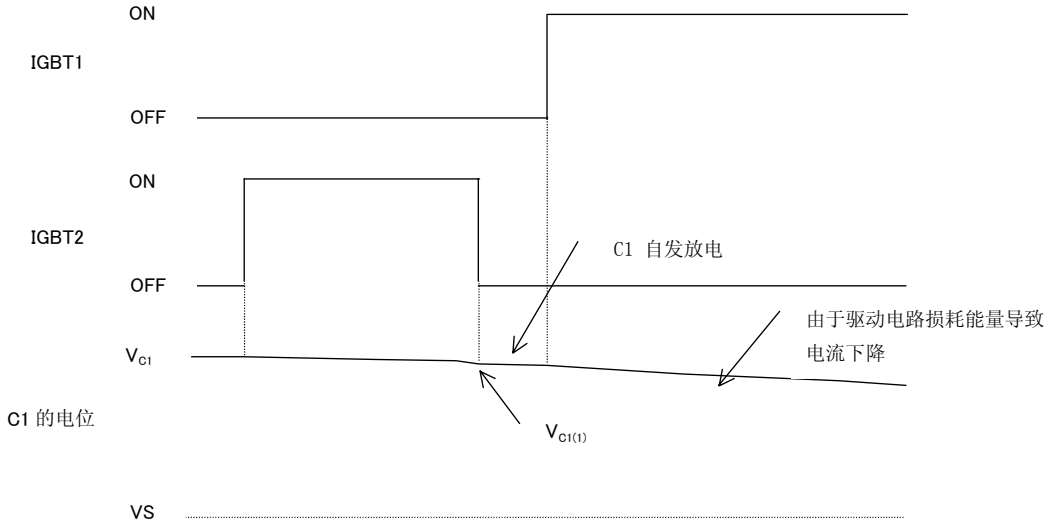


图 18 1-1 状态的充放电时序

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

1-2：IGBT2 关断 FWD2 导通状态时 (图 19)

当 IGBT2 关断 FWD2 导通时，C1 上的充电电压(V_{C1})可通过下式来计算:

$$V_{C1(2)}=V_{CC} - V_{F1} + V_{EC2}$$

此处 V_{EC2} 为 FWD2 的顺方向压降. IGBT2 和 IGBT1 都关断时，通过 FWD2 保持续流模式。因此，当 VS 处的电位下降到 V_{EC2} 时，C1 开始充电以恢复其下降的电位。当 VS 处电位上升至接近 P 电位水平时，C1 停止充电。其后，IGBT1 再次导通时，由于驱动电路要消耗电流，C1 上的电压将从 $V_{C1(2)}$ 电位开始逐渐下降

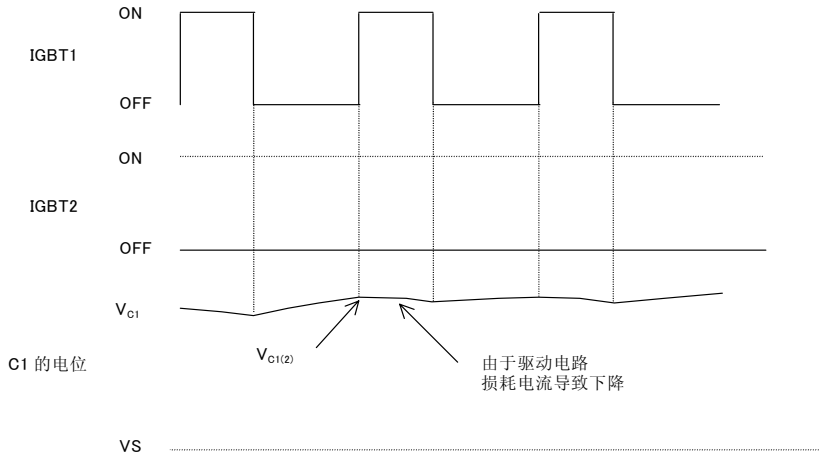


图 19　1-2 状态的充放电时序

(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)，Δ 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·R2 能够满足放电电压(Δ 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 20)，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。

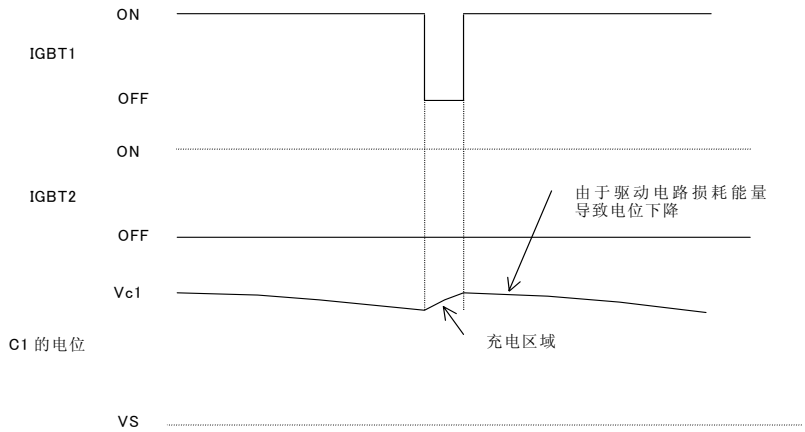


图 20　ON - OFF - ON 控制模式时序

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

[自举电路设计举例]

自举电容的选择

条件：V_{DB} 的电压不降至 13.5V 以下，例如，ΔV_{DB}(驱动电路损耗电压)=1V，上臂 IGBT 的最大导通脉冲宽度 T1=5ms，I_{DB} 为 0.4mA(最大的额定值)时：

$$C=I_{DB}\times T1/\Delta V_{DB}=2.0\times10^{-6}$$

即自举电容的计算值为 2uF。

考虑到分散特性和可靠性等，自举电容容值的选择通常为计算值的 2～3 倍。

自举电阻的选择

条件：自举电容 C=5uF，V_D=15V，V_{DB}=14V。如果下臂 IGBT 的最小导通脉冲宽度 t_0 或者上臂 IGBT 的最小关断脉冲宽度 t_0 为 20us，自举电容在此期间需要被充电ΔV_{DB}=1V 。

$$R=\{(V_D - V_{DB})\times t_0\}/(C\times\Delta V_{DB})=4\Omega$$

即自举电阻选择为 4Ω 。

注 1) 当控制直流无刷电机或者感应电机二相调制时，上臂 IGBT 将会发生导通时间过长的现象，这会引起自举电容 C 上的压降增加。请设计时注意。

注 2) 以上只是一个计算举例，仅供参考。设计时应按照贵公司变频器的控制模式和组件特性来设计评价。

自举二极管的选择

请选用耐压超过 600V 的二极管。在 DIP-IPM 中，电源电压(Vcc)的最大定额为 450V，附加浪涌电压 50V，施加在自举二极管上的电压为 500V。再考虑给出 100V 裕量，那么二极管的耐压应在 600V。此外，推荐选用具有快速恢复特性的二极管(推荐值为:反向恢复时间小于 100ns)。

控制电源的噪声滤波器

我们推荐在控制电源输入管脚(V_{P1}-V_{NC}，V_{N1}-V_{NC}，V_{UFB}-V_{UFS}，V_{VFB}-V_{VFS}，V_{WFB}-V_{WFS})之间加入 0.22～2uF 的平板电容或陶瓷电容。如果电源线的布线阻抗比较小，也可选用小一些的噪声滤波电容。另外，电源噪声的波动率应不超过±1V/us 并且波动要缓和，电压波动范围应小于 2V。

注意：在自举电容电压被充满，PWM 动作开始前，给上臂各控制信号输入一个复位脉冲信号。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

图 21~23 描述了上臂(P 侧)浮地电源(V_B- V_S)的典型电流载波频率特性(以 PS21865 为例)：

条件：V_D=V_{DB} =15V，Tj =-20，25，125℃，DUTY =10，30，50，70，90%，fc = 3,5,7,10,15,20kHz

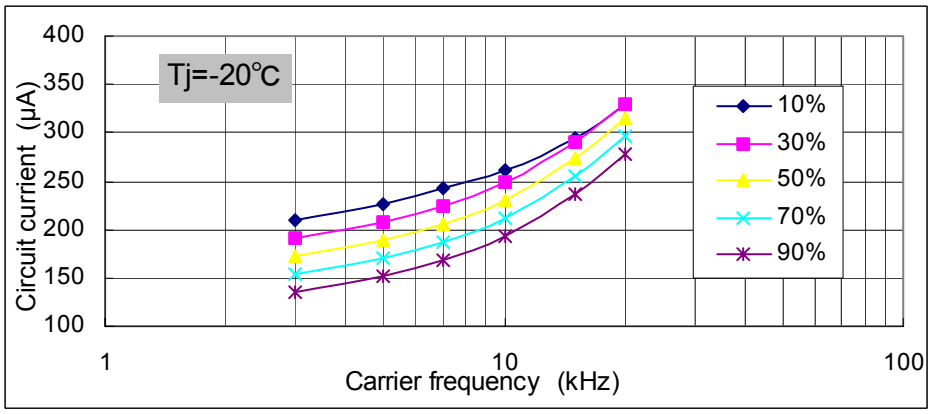


图 21. Tj=-20℃时的典型特性

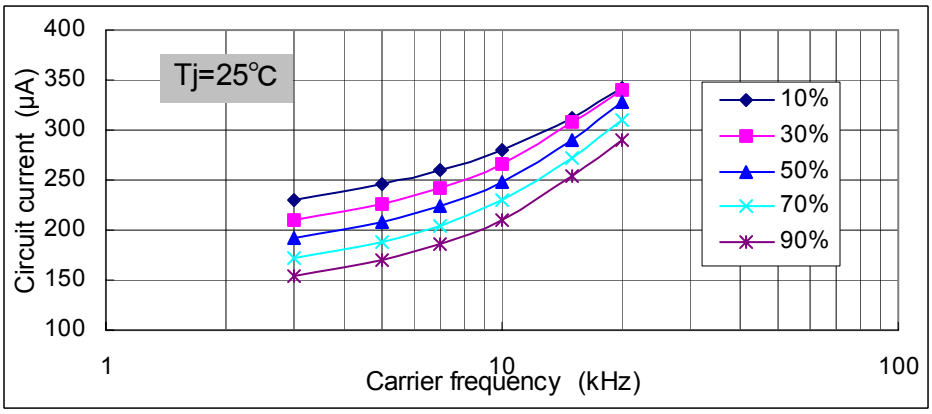


图 22. Tj=25℃时的典型特性

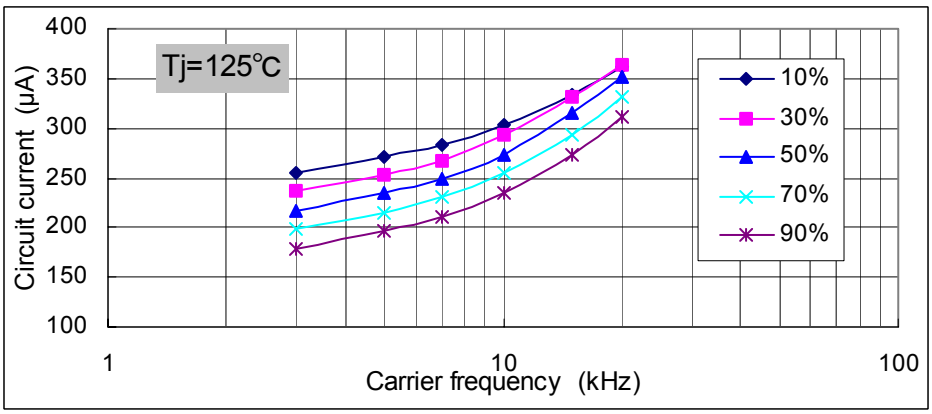


图23. Tj=125℃时的典型特性

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

表 16. 各种参数下控制电路电流值举例(以 PS21865 为例单位：uA)

Tj(℃)	载波频率 fc(kHz)	占空比 DUTY(%)				
		10	30	50	70	90
−20	3	230	211	192	172	154
	5	247	226	208	188	170
	7	260	243	224	204	186
	10	281	266	249	230	210
	15	313	309	290	272	254
	20	342	341	328	310	290
25	3	255	236	217	198	179
	5	272	253	235	215	196
	7	284	268	249	230	211
	10	303	294	274	256	235
	15	333	332	315	294	274
	20	362	363	351	332	312
125	3	210	191	173	153	135
	5	227	208	189	170	151
	7	242	225	205	186	169
	10	262	250	231	212	194
	15	295	290	273	255	236
	20	329	329	315	297	278

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.4 典型接口电路举例及注意事项

4.4.1 直接输入(不带光耦)的接口电路

图 24 举例给出了当信号直接从单片机输入时的典型应用接口电路。

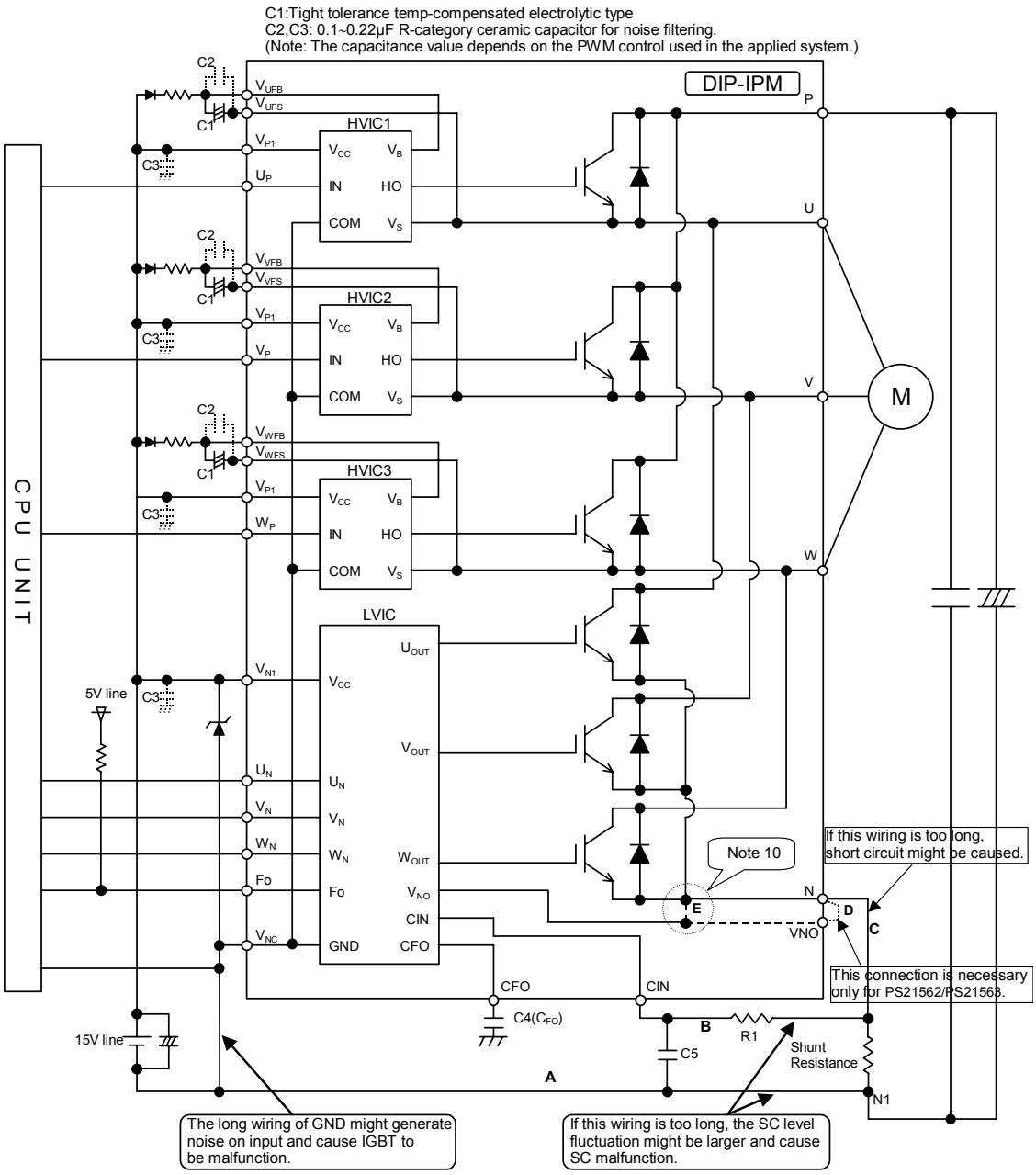


图 24 直接输入(不带光耦)时的典型应用接口电路举例

注1) 为了避免信号振荡，推荐在各输入端加 RC(具有良好的温度特性)退耦电路，并且每条输入线的配线都应该尽可能的短(小于 2cm)，用以防止干扰产生误动作。

注2) 由于模块内置了专用 HVIC，其控制端子可与 CPU 端子直接相连，而不需要任何光耦或变压器等隔离电路。

注3) Fo 为集电极开路型输出端，其信号线应通过一个约 10kΩ 的上拉电阻上拉到+5V 电源。

注4) Fo 输出信号脉宽(t_{FO})由 CFO 和 V_{NC} 之间的外部电容决定(例如：C_{FO} = 22nF→ t_{FO} =1.8ms (典型值))。

注5) 各输入信号线可直接与单片机输出口连接。如有外部干扰产生信号振荡，请再各输入端加 RC 退耦电路.

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

具体请参看 4.4.5

注6) A，B，C 处的配线长短对 IGBT 的动作有很大影响，所以配线应尽可能的短。

注7) 外部保护电路的时间常数 R1C5 应设定在使 IGBT 能在 1.5～2us 以内关断。关断时间可能随着布线的不同而多少有些变化。

注8) 所有电容都应尽量靠近 DIP-IPM 端子接续。

注9) 为了防止浪涌破坏，平滑电容与 P&N1 之间的引线应尽可能的短，推荐在 P&N1 端子之间加约 0.1～0.22uF 的吸收电容。

注10) 为了保护 HVIC 和/或 LVIC 免受浪涌电压的损坏，推荐在控制电源管脚间(V_{N1}-V_{NC}，V_{P1}-V_{PC}，V_B-V_S)各加入一个稳压二极管(24V / 1W)。

4.4.2 带高速光耦的接口电路举例

图 25 举例给出了采用高速光耦时的典型应用接口电路。

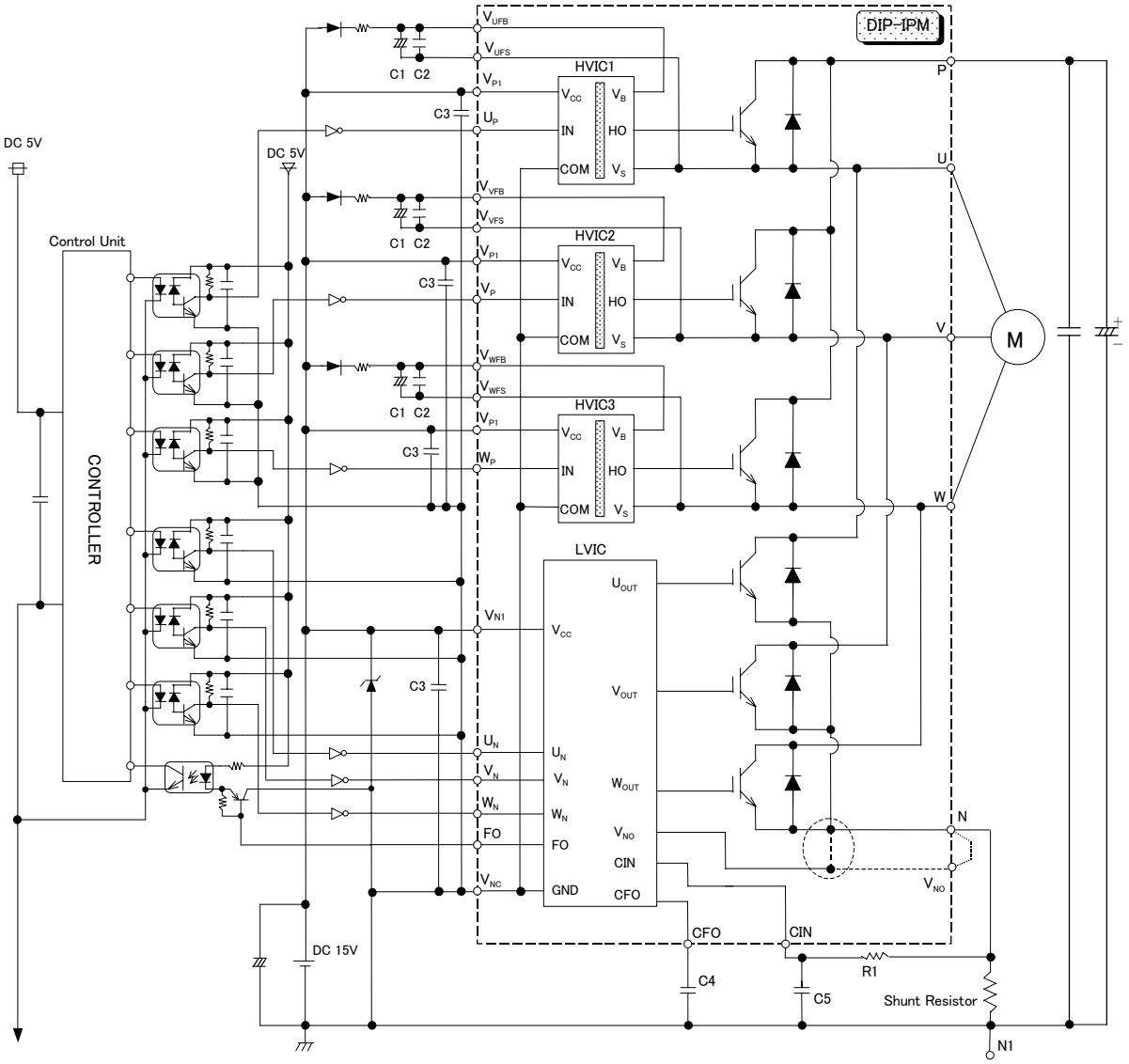


图 25 采用高速光耦时的典型应用接口电路举例

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.4.3 缓冲电路

如图 26 所示，①和②为缓冲电容插入位置。

为了最大程度上滤除浪涌电压，缓冲电容一般应被安装在图中②的位置上。但是缓冲电容的充放电电流(配线自感和缓冲电容的谐振电流) 会在旁路电阻上流动。当配线自感很大时，有可能产生由充放电电流过大而引起短路保护的误动作现象。

为了最大程度滤除浪涌电压，当在旁路电阻的外侧(位置①)加缓冲电容时，A 处的配线应尽可能的短，如图中③所示的那样设置。

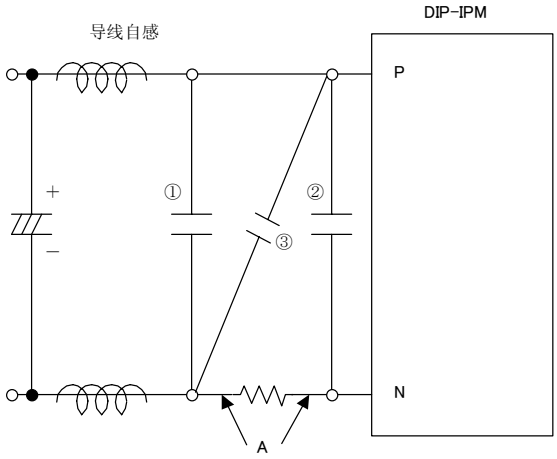


图 26. 缓冲电路

4.4.4 并行连接

图 27 给出 2 台 DIP-IPM 并行连接时的电路接续图。①和②分别表示 DIP-IPM No.1 和 No.2 中下臂 IGBT 的充电路径。如果路径过长，由配线阻抗引起的电压降将增大，降低施加到 IGBT 门极上驱动电压，影响开关动作(上臂自举电容的充电也一样)。另外，这种情况很容易受干扰的影响，产生误动作。DIP-IPM 并行连接的台数越多，公共地布线将变得越长。由于公共地电位的波动，其它电路(电源，保护电路等)的动作便会受到影响。所以，我们不推荐并行连接的使用方法。如果需要增大驱动容量，请选用与马达电流对应的 DIP-IPM。

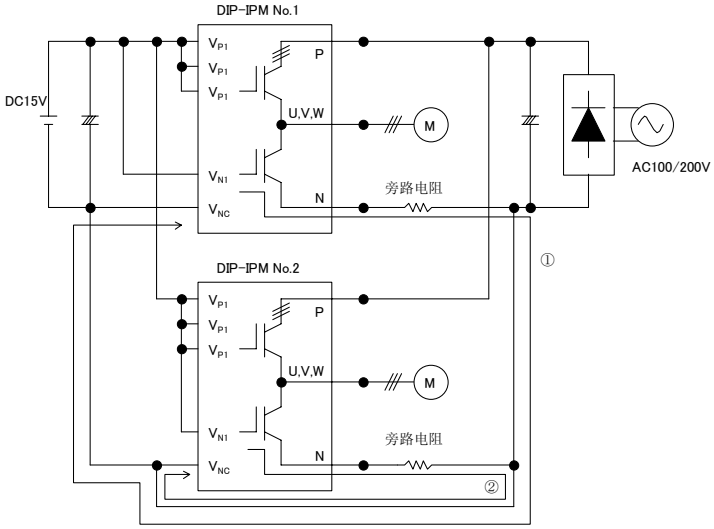


图 27. 并行连接

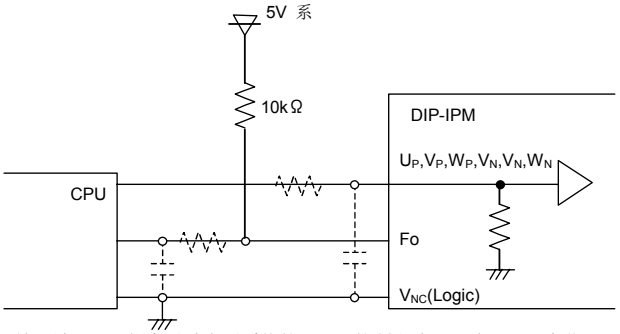
www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.4.5 信号输入连接

第三代 DIP-IPM 采用高电平驱动方式,并在各输入端内置有一个下拉电阻,故外部的接口电路中不再需要接任何上拉或下拉电阻.

第三代 DIP-IPM 对输入信号(ON/OFF)的最小脉宽有规定(参见 4.2.3). 请在 MCU 侧或采用如下电路图 28b(1),(2)对可能输入的最小脉宽进行限制、**图 28 の回路例で対策して下さい。**

Fo 输出系集电极开放型端口,此端口输出必须经一个 10kΩ 电阻上拉到 5V(或 15 V)电源.



注: 输入端 RC 退耦容量随应用系统的 PWM 控制方式和配线不同而变化.
DIP-IPM 输入部 IC 内置 2.5kΩ(min)的下拉电阻. 如果在输入端插入噪声抑制电阻的话, 请注意 DIP-IPM 的输入电平阈值满足规格的要求.

图 28(a): 输入管脚连接例

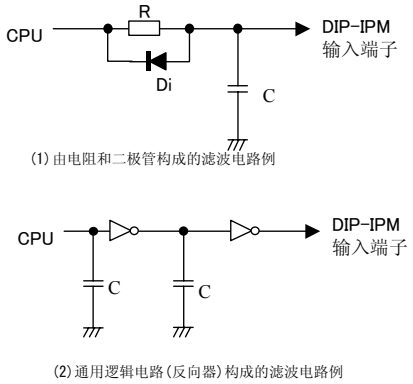


图 28(b): 狭幅输入 OFF 脉冲滤波电路

4.4.6 母线电流检测电阻接线注意事项

外部旁路电阻主要用于检测由短路等引发的过电流. 但是, 如果旁路电阻和 DIP-IPM 之间的引线过长的话,线路电抗引起的浪涌电压有可能会破坏 DIP-IPM 内部的 IC. 因此, 旁路电阻和 DIP-IPM 之间的布线应尽可能的短.

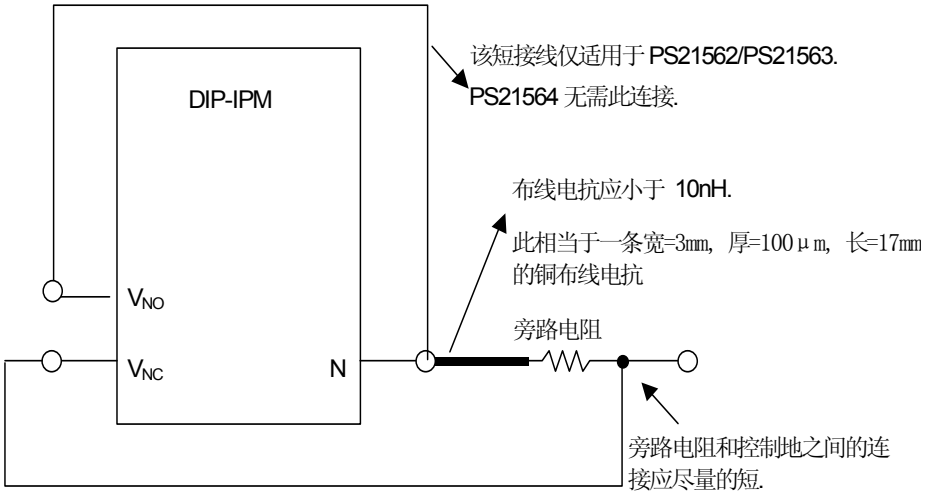


图 29 旁路电阻的接续注意事项

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4. 5 短路保护功能

4.5.1 短路保护时序(图 30)

A. 短路保护 (仅下臂有)：通过外部的旁路电阻和 CR 时间常数电路来实现。

a1. 正常运行： IGBT 导通载流。

a2. 短路电流检测(SC 触发)。滤波电路时间常数 1.5～2.0us。

a3. IGBT 门极硬中断。

a4. IGBT 关断。

a5. Fo 计时器开始工作(Fo 信号的脉冲宽度由外部电容 C_{FO} 来设置)。

a6. 输入信号电平“L”= IGBT 关断。

a7. 输入信号电平“H”= IGBT 导通。

a8. IGBT 处于关断状态。

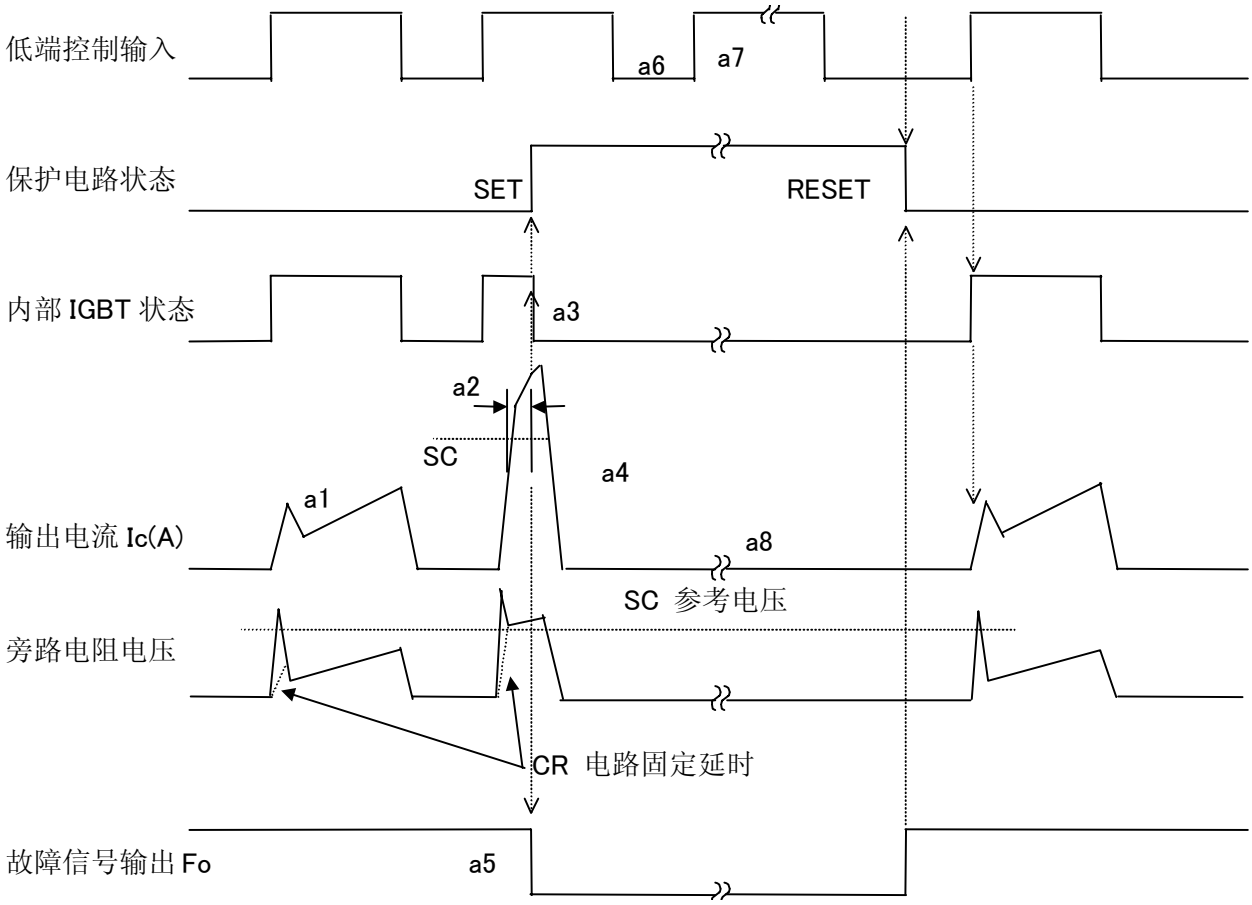


图 30 短路保护(SC)运行时序

注)在下臂输入控制信号为高电平(HIGH)时进行保护复位，IGBT 要在下一个控制信号由低电平变为高电平(LOW-to-HIGH)时才被重新开通。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.5.2.电流检测旁路电阻值的选择

图 31 给出了外部短路保护电路的一个举例。当检测到下臂(N-side)直流母线的电流过大时，短路保护通过 RC 滤波器开始工作。如果此电流超出 S C 的动作阈值，所有下臂三相 IGBT 的门极都将被关断(关闭)，并输出故障信号。由于短路保护是非重复的，所以在故障信号输出后系统应立即停止工作（中断单片机 PWM 信号输出）。

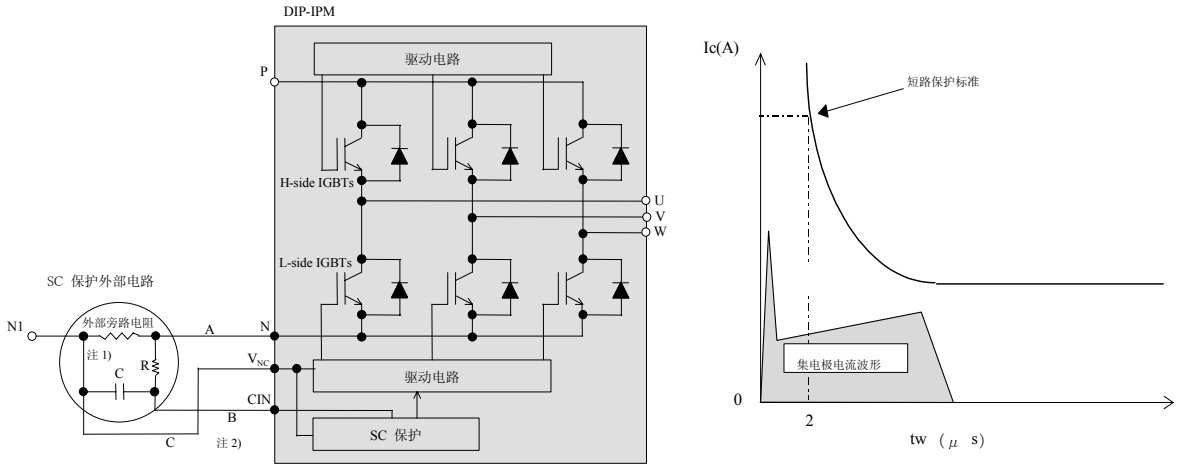


图 31. 外部保护电路举例

RC 时间常数设定

DIP-IPM 的短路保护电路将外部电流检测电阻上的电压提供给控制 IC 并在那里与 SC 动作阈值(参考电压)进行比较，然后由内部产生中断，停止 IGBT 输出。为了防止由旁路电阻上的噪声干扰(包括 FWD 瞬时反向恢复电流)所引起的短路保护误动作，必须设置 RC 虑波电路。RC 时间常数的选择要考虑 IGBT 的硬中断能力(图 31 右部所示). 一般推荐 RC 时间常数设定为 1.5～2us。为了避免由引线电感干扰引起的短路保护误动作，图 31 中 A、B 和 C 部分的布线应尽可能短。

下面介绍如何来设置外部检测电阻的阻值。

旁路电阻阻值的选择

采用下式来计算电流检测电阻的阻值:

电流检测电阻的阻值: R= $V_{SC(ref)}$ / SC

其中， $V_{SC(ref)}$ 为控制IC的SC参考电压(动作阈值，见表17)，SC的最大动作阈值应小于DIP-IPM的最小饱和电流(通常为IGBT额定电流的1.7倍)。以PS21865为例，SC的最大动作阈值为20×1.7=34A。

表 17. $V_{SC(ref)}$规格 (单位:[V])

	最小值	典型值	最大值
-20℃≦Tj≦125℃	0.43	0.48	0.53

考虑到旁路电阻阻值的分散特性，SC短路电平的变化范围可由下式求出：

SC 最大值= $V_{SC(ref)}$ 最大值 / 旁路电阻最小值…①

SC 典型值= $V_{SC(ref)}$ 典型值 / 旁路电阻典型值

SC 最小值= $V_{SC(ref)}$ 最小值 / 旁路电阻最大值

假设旁路电阻的阻值分散系数为±5%，即最小值=15.6mΩ ，典型值=16.4mΩ ，最大值=17.2mΩ，则 SC 动作范围如表 18 所示。

表 18. SC 动作范围 单位:A

	最小值	典型值	最大值
-20℃≦Tj≦125℃	25	29.2	34

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

注意:由于外部电路的杂散电抗和杂散电容产生的谐振，可能导致短路保护电路的动作值低于设计值。
因此,电阻值要在实机试验中来调整确认。

4.5.3 短路保护运行时的滤波电路(RC 时间常数)设置方法

设置 RC 滤波电路的目的是：防止旁路电阻上的干扰所引起的短路保护误动作，以及确保 DIP-IPM 的过载能力。RC 滤波电路的特性如图 31 所示。根据干扰信号的印加时间和 IGBT 的耐压能力(如图 33 所示)来设定 RC 的时间常数。

外部旁路电阻上的电压降超过 SC 保护电平后，该电压通过 RC 滤波器加到 CIN 管脚的时间 t1 由下式来计算:

$$V=R\cdot I\cdot(1-\varepsilon^{-t1/\tau})$$

$$t1=-\tau\cdot\ln(1-(V/R\cdot I))$$

其中，V：SC 参考电压 $V_{SC(ref)}$，R：旁路电阻；I：峰值电流；τ：RC 时间常数；t1：关断时间

设 t2（IC 内部的延迟时间）为 CIN 管脚上关断信号印加开始至 IGBT 门极被关断为止的时间(表 19)，

表 19　IC 内部延迟时间

项目	最小值	典型值	最大值	单位
SC 关断时间	0.3	0.5	1.0	us

则从旁路电阻上的电压超过 SC 电平开始，到 IGBT 被完全关断需要的总时间 t_{TOTAL} 应为:

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

举例)

以 PS21865 为例，其最大短路保护触发电流为 34A,旁路电阻为 16.4mΩ,RC 时间常数为 2us，此时其关断时间特性如图 32 所示。

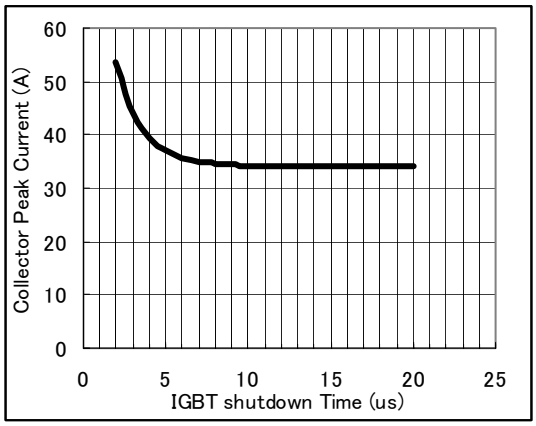


图 32. 关断时间特性

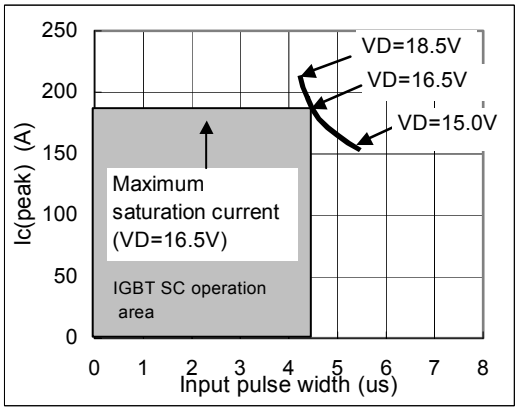


图 33. SC-SOA　(PS21865)

图 33 给出了 DIP-IPM PS21865 的短路保护实例。此例说明在下述条件下 IGBT 通过约 190A 的短路电流时，如果 IGBT 的导通时间(脉冲宽度)小于 4.5us，IGBT 有能力安全地关断。此时,可算出 **PS21865 内部 IGBT 的耐热破坏极限能力为 0.342J (=Vcc×Ic (峰值)×脉冲宽度)。**

条件：V_{CC}=400V，Tj=125℃(最初)，不可重复，V_{CES}≤ 600V，$V_{CC(surge)}$=500V (包括浪涌电压)，负载短路。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

保护电路联线指南

印刷电路板布线对 DIP-IPM 动作的影响

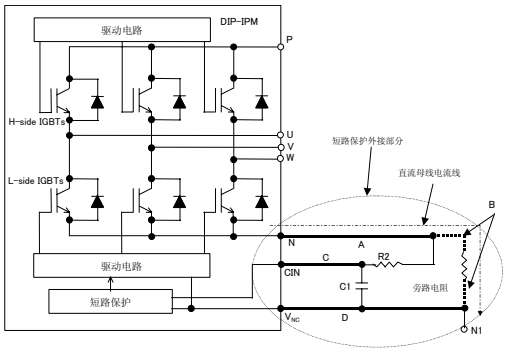


图 34. 外部保护电路

1.图中 A 部分布线

下臂 IGBT 的动作基准地为 V_{NC}，如果图 34 所示 A 部分导线过长，导线电感产生的电压波动将会影响发射极的电位，从而引起 IGBT 误动作。

因此，请在尽量靠近 N 管脚处外加旁路电阻。

2.图中 B 部分布线

B 部分导线影响短路保护的工作电平。短路保护是通过 CIN-V_{NC}之间产生的电压(典型值为 0.5V)工作的。如果 B 部分导线过长，导线电感产生的浪涌电压可能会使短路保护功能下降。CIN 和 V_{NC}之间应不包括 B 部分导线，并且应将它们连接到旁路电阻的两端。

3.图中 C 部分布线

C1R2 滤波器的设置是为了滤除旁路电阻上的噪声干扰。但是，如果 C 部分导线过长的话，滤波效果将会下降并且很噪音。所以，请将 C1R2 安装到与 CIN、VNC 管脚尽可能近的地方。

4.图中 D 部分导线连接方式的影响

D 部分导线将会产生 2-1~3 的所有影响。

GND 线应尽可能短。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.5.4 DIP-IPM 的安全工作区(SOA) (开关动作时，短路时)

下面对 DIP-IPM 的 SOA 加以说明。 (没有具体规定)

V_{CES}：DIP-IPM 内部 IGBT 的集电极 - 发射极之间的最大额定电压值。

V_{CC} ： P-N 间电源电压。

$V_{CC(surge)}$ ：V_{CC} 加上由直流母线电容和母线间的配线自感产生的浪涌电压后的电压

$V_{CC(PROT)}$ ：DIP-IPM 能自身保护的直流母线电压。

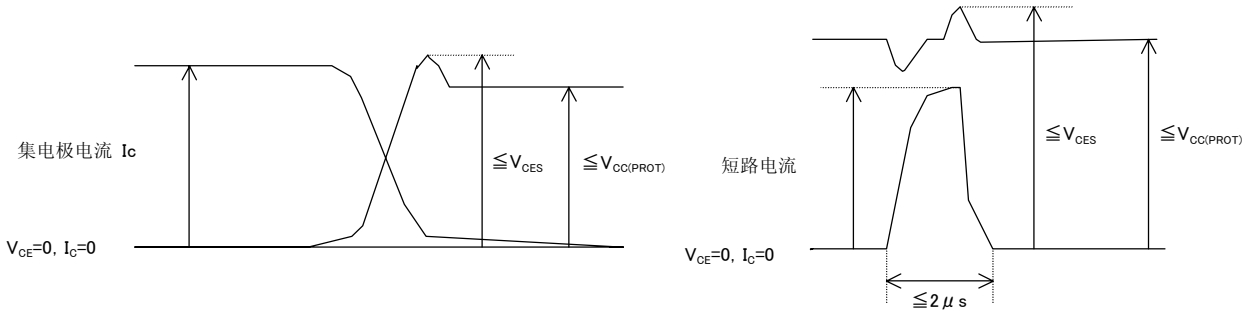


图 35 开关及短路 SOA

开关动作时

V_{CES} 表示 DIP-IPM 内部 IGBT 的额定电压（600V）。从 V_{CES} 减去 DIP-IPM 内部引线电感上产生的浪涌电压(100V 或更小)就是 $V_{CC(surge)}$(即 500V)。另外，$V_{CC(surge)}$减去 DIP-IPM 和直流母线电容之间的引线电感产生的浪涌电压(50V 或更小)就是 V_{CC}(即 450V)。

短路时

V_{CES} 表示 DIP-IPM 内部 IGBT 的额定电压（600V），从 V_{CES} 减去 DIP-IPM 内部引线电感上产生的浪涌电压(100V 或更小)就是 $V_{CC(surge)}$(即 500V)。再从 $V_{CC(surge)}$减去 DIP-IPM 和电解电容之间的引线电感产生的浪涌电压(100V 或更小)就是 V_{CC}(即 400V)。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.5.5 短路保护反复动作

当短路保护动作、再启动(保护→ 再启动→ 保护→ 再启动)时，IGBT 的温度将反复变化(Δ Tj)，这将影响器件的正常使用寿命。

图 36 给出了 DIP-IPM 寿命周期和Δ Tj 的关系曲线。

DIP-IPM 的短路保护功能仅对非反复性短路状态进行自身保护。因此，当有故障信号输出时，控制信号应马上停止，中断 IGBT 的动作。

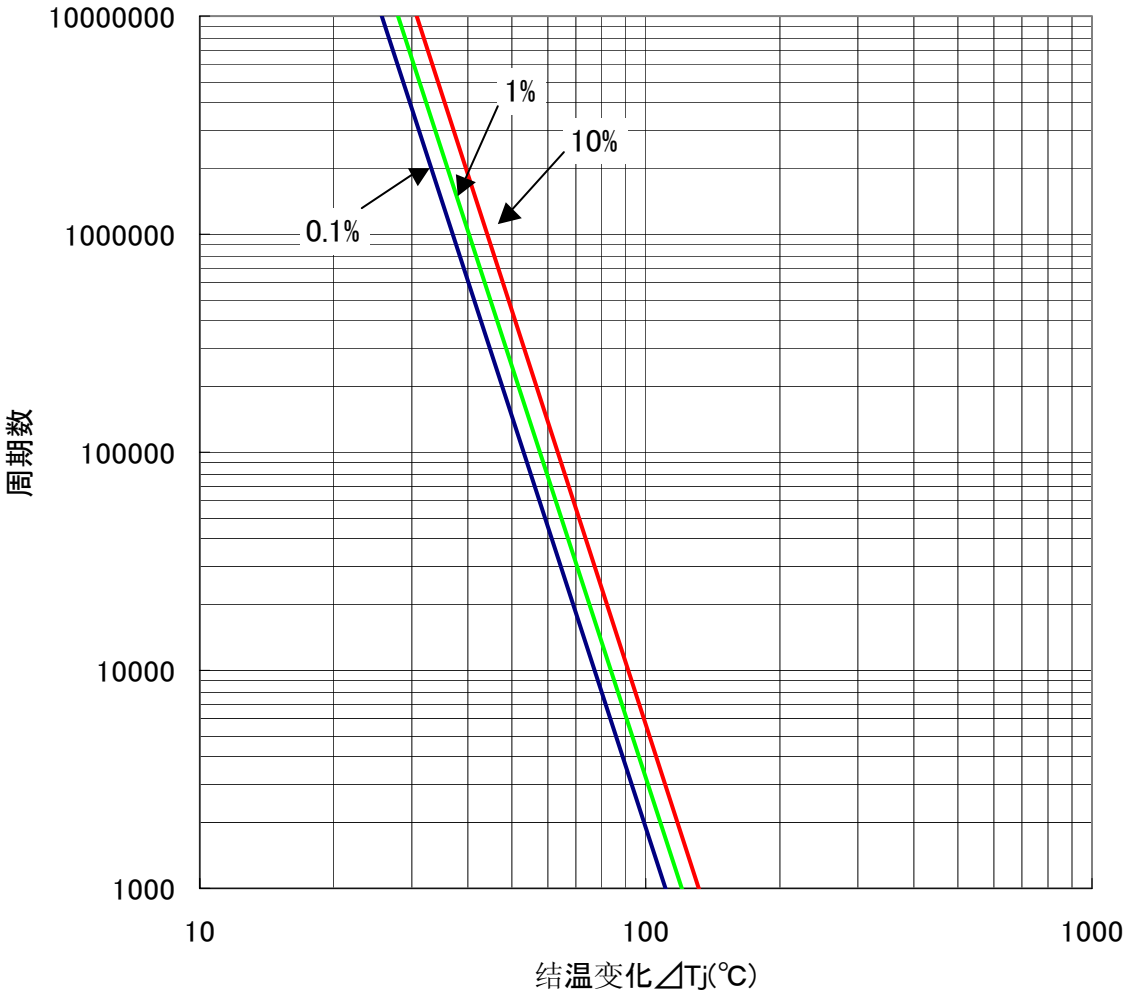


图 36. 寿命周期

此图采用三个点(Δ Tj=46，88，98℃)的实测数据，用回归法描出故障概率在 0.1，1，10%下用回归法绘制的。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.5.6.故障输出电路

表 20. 最大额定值

项 目	符号	条 件	额定值	单位
故障输出端印加电压	V_{FO}	印加于 Fo-V_{NC} 间	-0.5～V_D+0.5	V
故障输出电流	I_{FO}	Fo 端子的吸入电流	1	mA

表 21. 电气特性

项 目	符号	条 件	Min.	Typ.	Max.	单位
故障输出电压	V_{FOH}	V_{SC}=0V, Fo=10kΩ,5V 上拉	4.9	—	—	V
	V_{FOL}	V_{SC}=1V, Fo=1mA	—	—	0.95	V

因为 Fo 端子是阳极开放型端子，使用时必须经一上拉电阻将其上拉到 5V 或 15V 电位. 上拉电阻的选择须满足上述电气特性值.

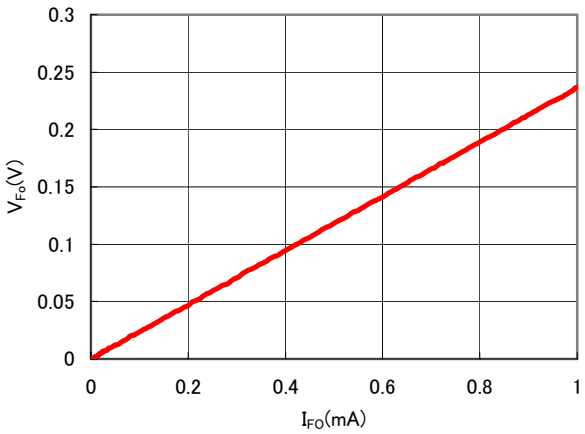


图 37 Fo 管脚的 V-I 特性

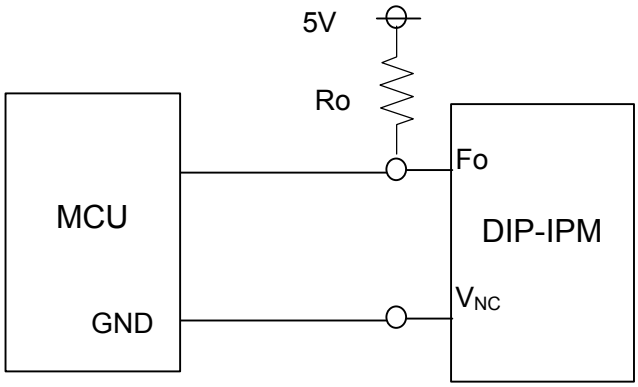


图 38 Fo 端子接续例

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4. 6 控制电源指南

4.6.1.欠压保护时序图 (图 39，40)

B.欠压保护 (下臂，V_D)

a1.正常运行 ： IGBT 导通载流。

a2.欠压保护动作(UV_{Dt})。

a3.IGBT 被强制关断而不理睬控制输入信号状态。

a4. Fo 计时器开始工作:Fo 信号的脉冲宽度由外部电容 C_{FO} 来设置。

a5.欠压保护复位(UV_{Dr})。

a6.正常运行：IGBT 导通载流。

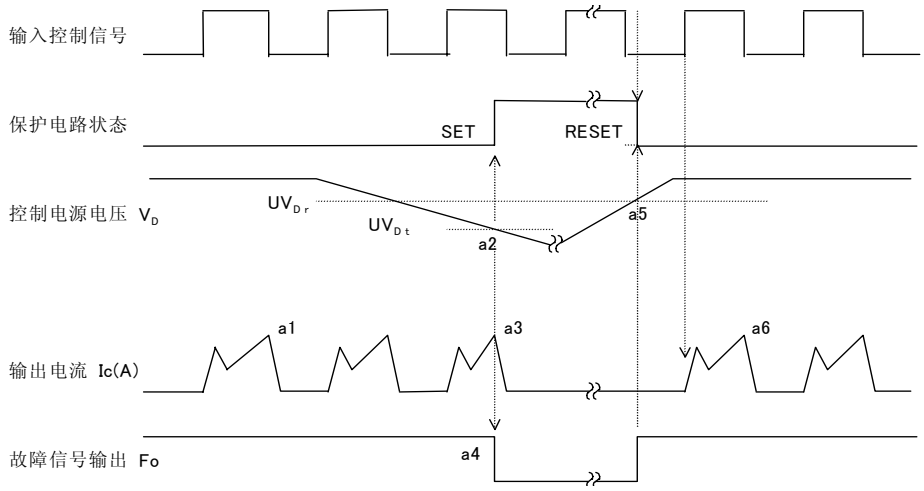


图 39 下臂欠压保护时序图

C.欠压保护 (上臂，V_{DB})

a1.控制电源电压上升：当此电压上升到 UV_{Dt} 值之后，下一个输入脉冲来临时电路开始工作。

a2.正常运行： IGBT 导通，电流流通。

a3.欠压保护动作(UV_{Dt})。

a4.IGBT 关断而不理睬控制输入信号状态。

a5.欠压保护复位(UV_{Dr})。

a6.正常运行：IGBT 导通，电流通过。

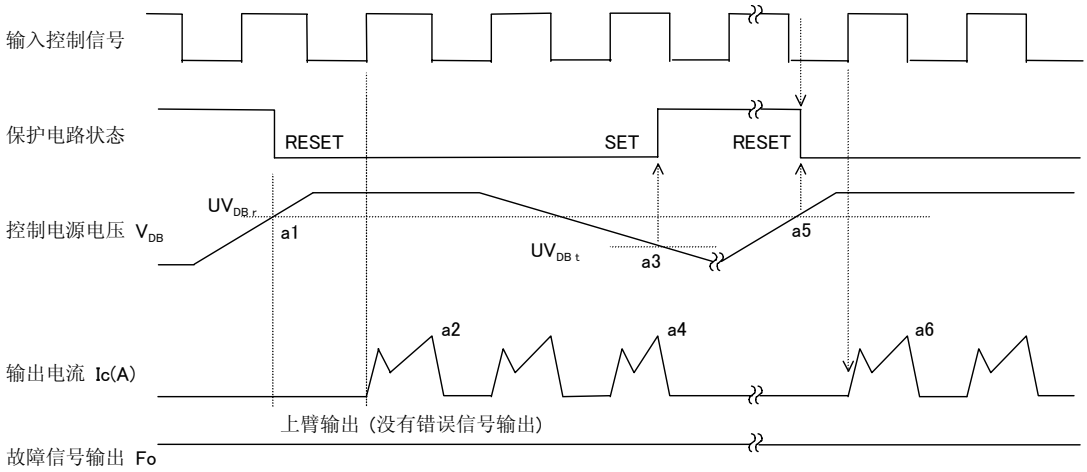


图 40 上臂欠压保护时序图

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.6.2 其它指南

表 22 列出了控制电源在各种电压范围内 DIP-IPM 的工作状态。

请确保包括纹波在内的电压范围在规定的技术参数范围内。

表 22　控制电源电压各种范围内 DIP-IPM 的状态(单位：V)

控制电源电压范围 (V_D , V_{DB})	DIP-IPM 的状态
0 ~ 4.0	·几乎相当于没有电源 ·外部噪音可能引起 DIP-IPM 的误动作(导通)。 ·电源欠压保护电路不能工作，无 Fo 信号输出。
4.0 ~ 12.5	·即使施加了控制输入信号，DIP-IPM 仍处于关断状态。 ·电源欠压保护电路开始工作，输出 Fo 信号。
12.5 ~ 13.5	·DIP-IPM 的开关运行能被启动。然而，此控制电源电压范围低于推荐值。所以，$V_{CE(sat)}$ 和开关时间都不再是计术参数中所给的值，这可能导致集电极功耗增大，结温上升。
13.5 ~ 16.5 (V_D)	·正常工作。此范围为推荐值。
13.5 ~ 18.5 (V_{DB})	
16.5 ~ 20.0 16.5 ~ 20.0	·DIP-IPM 的开关运行能被启动。然而，此控制电源电压范围高于推荐值，所以太快的开关时间可能导致芯片的损坏，这是因为它将引起短路运行能力的下降。
20.0 ~	·DIP-IPM 的控制电路可能被损坏。

注) 仅 V_D 电源有故障信号输出。

对纹波噪音的技术要求

如果高频噪声叠加到控制 IC 电源线上，可能会引起 IC 的误动作，输出故障信号。最终 IC 停止输出(中断门极信号)。为避免此类误动作，应在设计电源电路时使得噪音波动小于±1V/us，纹波电压小于 2V。

技术指标： dv/dt≤ ±1V/us，V_{ripple}≤ 2Vp-p

UV 滤波器

当控制电源电压下降时，IGBT 不理睬输入信号状态而关断。因为其内置了一个大约 10us 的滤波器 (标准值)。所以从控制电源电压下降到 UV 阈值电压时(UV_{DBt}，UV_{Dt})需要大约 10us 的时间。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.7 功耗和散热设计

4.7.1. 功耗计算(举例)

计算平均功耗的简单表达式：

◆ 目的

为了在 VVVF 变频器中应用 DIP-IPM，在正常情况下可以对总损坏进行计算以便选择(或比较)功率模块。但是，此计算不能应用于极端条件下的热设计。

◆ 假设

① 正弦波电流输出 PWM 控制 VVVF 变频器。

② PWM 信号是通过比较正弦波和三角波而得到的。

◆ ③ PWM 信号的占空比在下列范围内变化： $\frac{1-D}{2} \sim \frac{1+D}{2}$ (%/100)

④ 输出电流由 Icp·sinx 确定，且没有波动。

⑤ 输出电流的负载功率因数为 cosθ ，而假想的负载为理想的感性负载。

⑥ IGBT 饱和压降 $V_{CE(sat)}$与集电极电流 Ic 成正比。

⑦ 续流二极管的正向压降 V_{EC} 与正向电流 I_{EC} 成正比。

⑧ 开关损耗 $P_{SW(on)}$和 $P_{SW(off)}$与集电极电流成正比。

⑨ 续流二极管的反向电流恒定，而与正向电流 I_{EC} 无关。

◆ 表达式

① IGBT 的静态损耗：

$$Icp \times Vce(sat)(@Icp) \times (\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi}\cos\theta)$$

② IGBT 的动态损耗：

$$(Psw(on) + Psw(off)) \times fc \times \frac{1}{\pi}$$

③ 续流二极管的静态损耗：

$$Iecp \times Vec(@Ifp = Icp) \times (\frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi}\cos\theta)$$

④ 续流二极管的动态损耗：

$$\frac{1}{8} \times (Irr \times Vcc \times trr \times fc)$$

◆ 表达式的推导

对于时间点 t，PWM 的占空比为 $\frac{1 + D \times \sin t}{2}$ ，它对应输出电压的变化。因此，借助于代表输出电流和电压间关系的功率因素 cosθ ，可推导出计算输出电流和 PWM 占空比的表达式如下：

$$Output\ \ current = Icp \times \sin x$$

$$PWM\ \mathrm{Duty} = \frac{1 + D \times \sin(t + \theta)}{2}$$

所以，相角为 x 时的 $V_{CE(sat)}$和 V_{EC} 可通过下式计算(近似为线性)：

$$Vce(sat) = Vce(sat)(@Icp) \times \sin x$$

$$Vec = Vec(@Iecp = Icp)(-1) \times \sin x$$

因此，IGBT 的静态损耗计算如下：

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(Icp\times\sin x)\times Vce(sat)(@Icp)\times\frac{1+D\sin(x+\theta)}{2}\cdot dx$$

$$=Icp\times Vce(sat)(@Icp)\times\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(Icp\times\sin^2 x)\times\frac{1+D\sin(x+\theta)}{2}\cdot dx$$

$$=Icp\times Vce(sat)(@Icp)\times\frac{1}{8}+\frac{D}{3\pi}\cos\theta$$

类似的，续流二极管的静态损耗计算如下：

$$\frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi}((-1)\times Icp\times\sin x)\times((-1)\times Vec(@Icp)\times\sin x)\times\frac{1+D\sin(x+\theta)}{2}\cdot dx$$

$$=Icp\times Vec(@Icp)\times(\frac{1}{8}-\frac{D}{3\pi}\cos\theta)$$

另外，IGBT 的动态损耗不取决于 PWM 的占空比，可由下式计算：

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(Psw(on)(@Icp)+Psw(off)(@Icp))\times\sin x\times fc\cdot dx$$

$$=(Psw(on)(@Icp)+Psw(off)(@Icp))\times fc\times\frac{1}{\pi}$$

如果续流二极管的动态损耗为图 41 所示的理想情况，它可由下式计算：

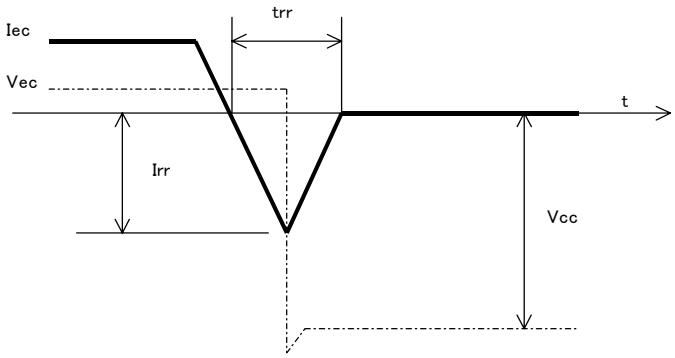


图 41 FWDi 的动态损耗

$$Psw=\frac{Irr\times Vcc\times trr}{4}(const.)$$

续流二极管在输出电流周期的中点开始恢复，因此，其动态损耗可由下式计算：

$$\frac{Irr\times Vcc\times trr}{4}\times fc\times\frac{1}{2}$$

$$\frac{1}{8}\times(Irr\times Vcc\times trr\times fc)$$

◆ 在变频器设计中采用此表达式时的注意事项：

将输出电流离散化，在离散点根据下列实际 PWM 占空比、输出电流，对应此输出电流的 $V_{CE(sat)}$，V_{EC}，Psw 等计算其损耗，然后将这些损耗累加。

·PWM 占空比取决于信号的产生方式。

·输出电流波形或输出电流与 PWM 占空比之间的关系取决于信号的产生方式、负载和其它多种因素。因此，应基于实际波形来计算。

- ·应采用 Tj=125℃时的 $V_{CE(sat)}$值。
- ·应采用 Tj=125℃时半桥动作时的开关损耗值(Psw)。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.7.2 考虑温升情况和计算举例

图 42 给出了第三代 DIP-IPM 的有效输出电流对载波频率的特性曲线.

条件：V_{CC}=300V，V_D=V_{DB}=15V，$V_{CE(sat)}$=典型值，开关损耗=典型值，Tj=125℃，Tc=100℃

Rth(j-f)=规格最大值，P.F=0.8，三相调制 60Hz 正弦波输出。

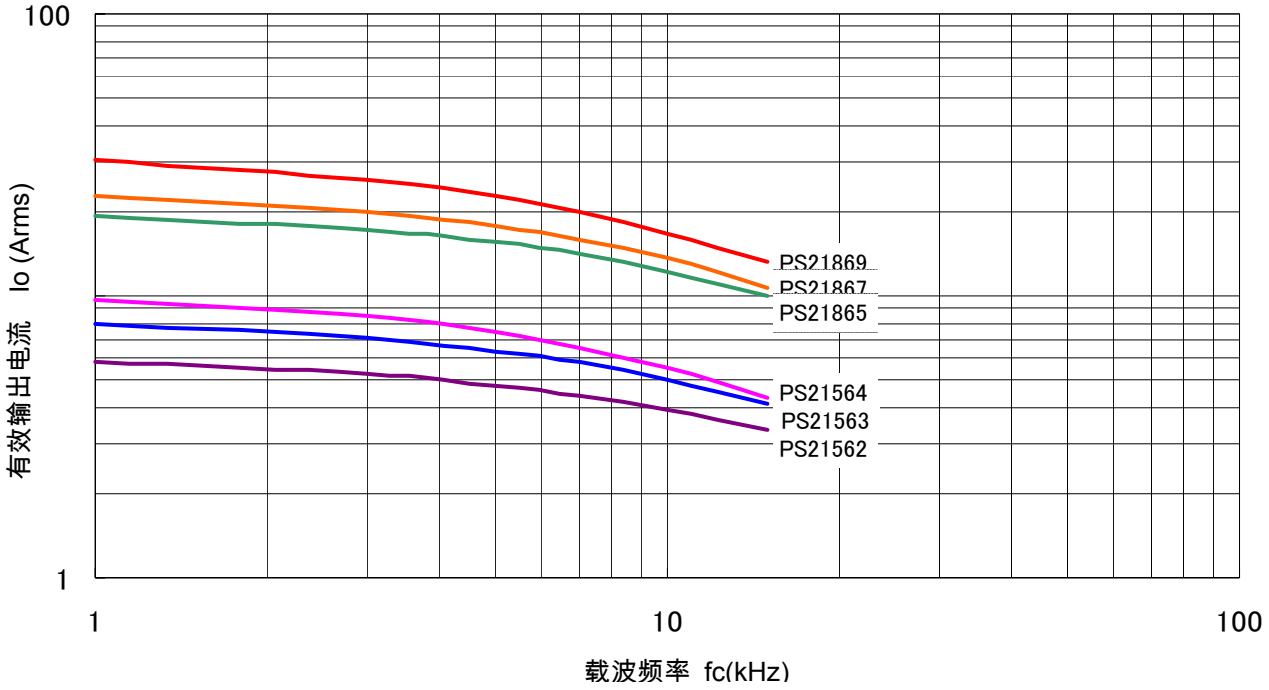


图 42 载波频率-有效电流特性

图 40 举例说明了变频器运行在 Tf=100℃下的情况，它表示了结温上升到 125℃时(DIP-IPM 许容的安全运行芯片结温)逆变器能输出的有效电流值 Io（Arms）。

注：上述特性可能随控制方式和电机类型的不同而变化。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4. 8 抗噪能力

4.8.1 测试电路举例

耐噪能力

通常,基于图 43 所示的电路构成进行 DIP-IPM 的噪音耐量测试 ,一般要求 DIP-IPM 具有±2.0kV 或以上的抗噪能力。当然，抗噪能力与测试条件、控制基板的布线、器件布置等有很大关系。因此，请进行系统级的测试。

测试电路：

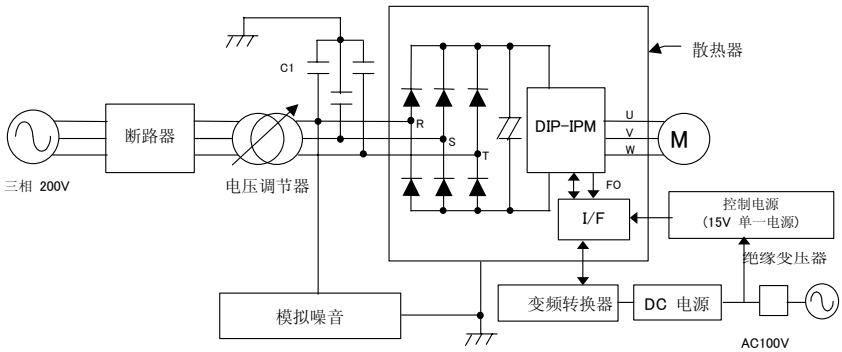


图 43. 噪音测试电路

C1：交流共模滤波器，4700pF。
PWM 由单片机直接或通过光耦输入。
15V 单电源供电。
测试负载即可为感应电机，也可为直流无刷电机。

测试条件：

V_{CC}=300V，V_D=15V，Ta=25℃，无负载。
施加噪声方式：从交流线 (R，S，T)，持续时间 T=16ms，脉宽 tw=0.05～1μ s，随机输入。

4.8.2 抗噪措施和注意事项

DIP-IPM 内部的抗噪措施

DIP-IPM 通过下述措施来改进其耐噪能力：减少部件数量、通过优化内部引线来降低电感、通过优化绝缘结构来减少漏电流。

DIP-IPM 外部的抗噪措施

对于外部过电流引起的误动作：

·改进电源滤波(应靠近 DIP-IPM 端子)。
·减少输入部分的阻抗(减少上拉电阻)。
·输入部分与 GND 之间连接滤波器 (将噪音旁路掉)。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

4.8.3 浪涌抵抗能力

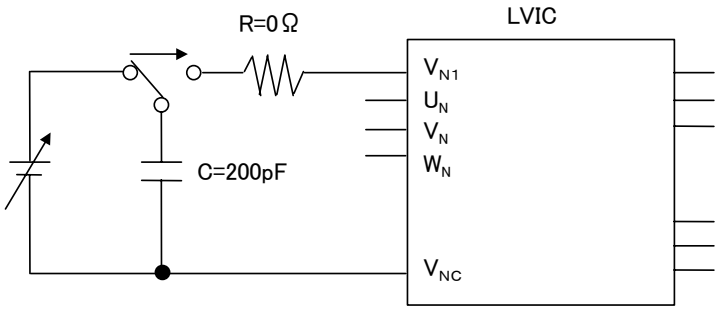


图 44 浪涌测试电路(V_{N1}管脚)

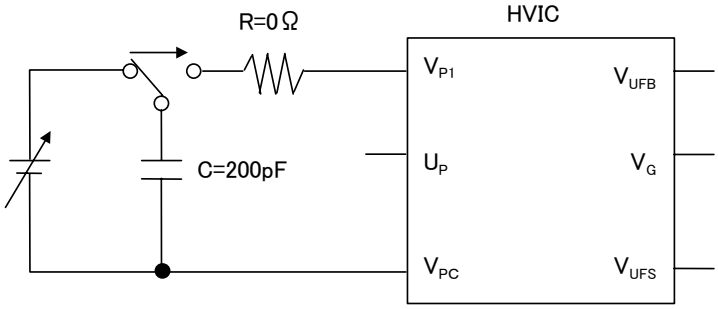


图 45 浪涌测试电路(V_{P1}管脚)

根据上述测试电路 ,在 DIP-IPM 的各控制电源端子间印加 1 次正负电压 ,然后测试印加前后端子间的电压-电流特性。实测结果表明 DIP-IPM 具有±1.0kV 以上的抗浪涌能力。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

第 5 章 其它事项

5.1 包装说明

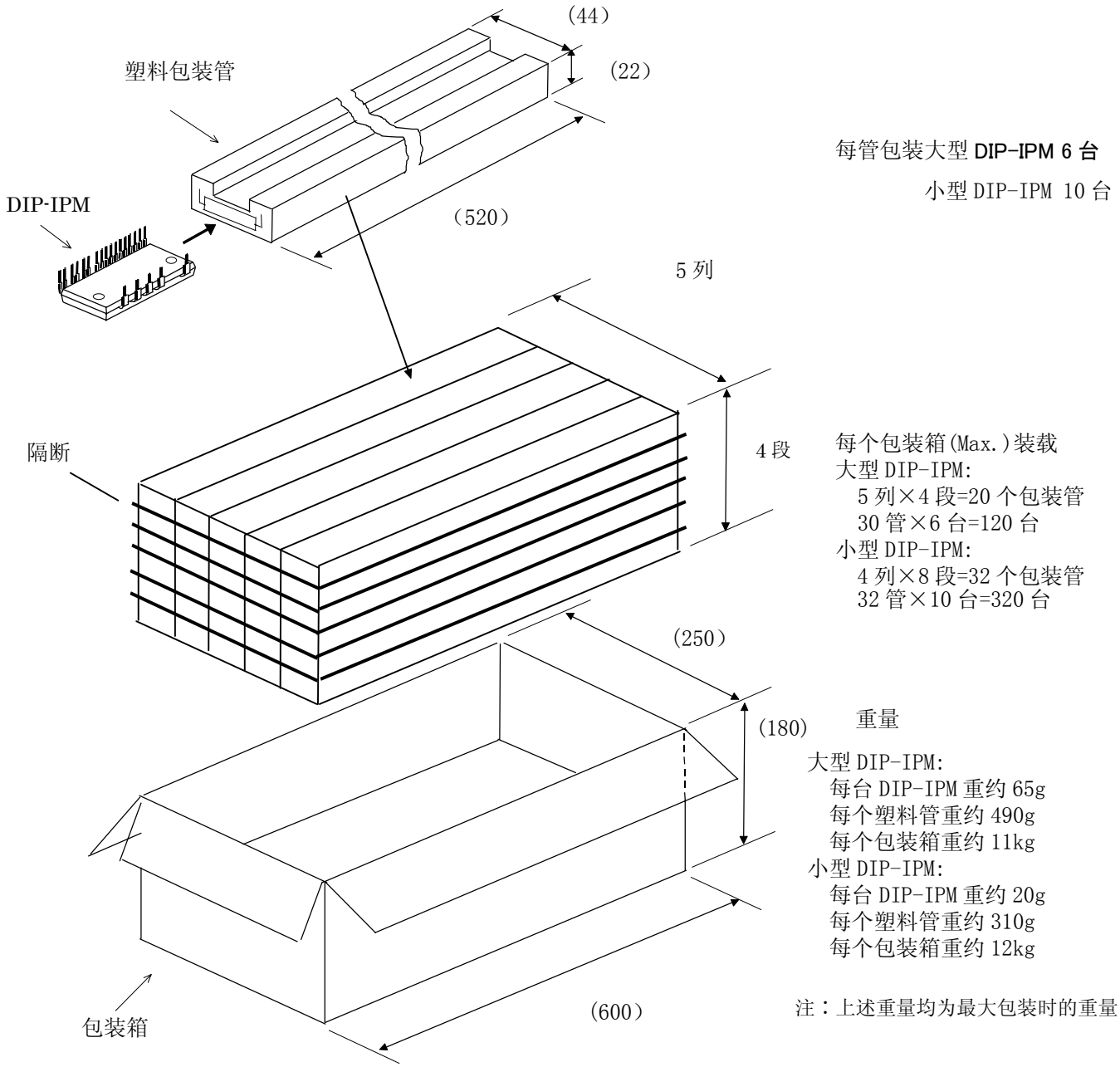


图 46 DIP-IPM 的包装规格说明

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

5.2 运输注意事项

运输	• 按正确的方向放置包装箱，将其倒置、斜放它们或者施加不平衡力于其上都可能导致电极端子变形或者使其树脂外壳损坏。 • 投掷或抛落包装箱可能导致器件损坏。 • 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它们。
储存	• 我们建议在温度为 5～35℃、湿度为 45～75%范围内的房间里储存模块。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。
长时间储存	• 当长时间(超过一年)储存模块时应保持它们的干燥。另外，在长时间储存后使用模块时应注意其外表没有可视的裂痕、变形或发锈等。
周围环境	• 应使模块远离那些水或有机溶剂可直接接触到它们的地方或者那些可能存在腐蚀性气体、易爆气体、微小灰尘或盐的地方，所有这些都可能产生严重的问题。
配置	• 环氧树脂和外壳材料都是有符合 UL 标准 94-V0 的良好产品构成，它们是不可燃的。
静电影响	• 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而损坏，请注意下列事项： (1) 避免因静电而击穿的事项 如果由人体和包装材料的静电引起的过高电压(超过输入端子的最大额定电压)施加于控制端子上，就可能导致模块损坏。为了预防因静电而击穿，重要的是尽可能的控制静电并在其出现时尽可能快的将其释放掉。 * 不要采用在运输过程中易产生静电的包装物。 * 确保在模块即将使用前一直用石墨织物等将其控制端子短路。另外，不要用裸手接触端子。 * 装配过程中(去掉石墨织物后)，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。 * 当已安装模块的印刷电路板上的端子开路时，模块可能会因印刷电路板上的静电而损坏。 * 使用电烙铁时，电烙铁焊头应接地。 (2) 控制端子开路时的注意事项 * 控制端子开路时，不要在集电极与发射极之间加电压。 * 在卸掉模块前应将端子短路。

www.BDTIC.com/MITSUBISHI

安全设计注意事项

- 我们在尽最大的努力来提高我们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，应重视安全性。应采取冗余的、防火的和防故障的设计，使得即使这些产品被击穿或出现故障，也不会导致包括人的生命、火灾和社会问题在内的事故。

使用此手册时的注意事项

- 此手册仅做为客户应用三菱电机半导体产品时的参考材料。所以，我们并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它专利权。
- 对于使用本手册所描述的产品数据、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权益的行为，我们绝不承担任何责任。
- 本手册中所描述的产品数据、图形和表格在其发表的时候均为正确的，它们将来可能会发生变化，恕不另行通知。在购买相关商品之前请与三菱电机或其代理商取得联系，确认这些产品的最新信息。
- 本手册中所列产品并非设计用来与那些可能直接危害人的生命的器件或系统一起使用的。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，请与三菱电机或其代理商联系。
- 对于此手册的传播和复制，要事先取得三菱电机的书面许可。
- 如果您对此手册有何疑问，请与三菱电机或其代理商联系。

2003 年 9 月 16 日

www.BDTIC.com/MITSUBISHI