



Is Now Part of



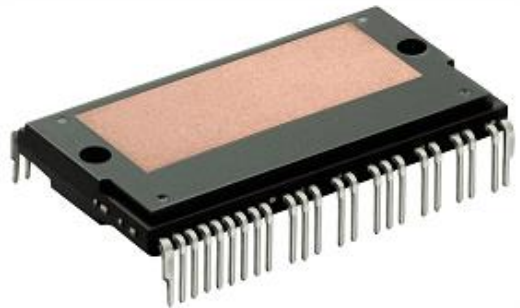
ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

应用指南 AN-9043

智能功率模块 Motion SPM® DIP 封装器件 (SPM2 V1) 用户手册



编写:

应用工程部分

运动控制系统团队

HV PCIA 事业部

飞兆半导体

1.1 引言	4
1.2 DIP-SPM 设计构思	4
1.3 DIP-SPM 技术.....	5
1.4 DIP-SPM 逆变器传动的优点.....	6
1.5 总结.....	8
2. DIP-SPM 产品外观.....	8
2.1 订货信息.....	8
2.2 产品系列 (阵容)	9
2.3 应用场合.....	9
2.4 封装结构.....	9
3. 外形和引脚说明.....	11
3.1 外形图.....	11
3.2 输入与输出引脚说明.....	12
3.3 虚拟引脚说明.....	15
4. 内部电路及特性.....	16
5. 绝对最大额定值.....	18
5.1 最大电气额定值.....	18
6. 接口电路.....	20
6.1 输入/输出引脚一览.....	20
6.2 常用接口电路实例	22
6.3 分流电阻和缓冲电容的推荐接法.....	24
6.4 外部栅极阻抗 $R_{E(TH)}$ (仅用于 DBC 基底 DIP-SPM)	25
6.4.1 开关速度控制.....	25
6.4.2 HVIC 电压应力的抑制.....	26

6. 4. 3 RE (H) 的选择.....	27
7. 功能和保护电路.....	27
7. 1 SPM 功能与控制电源电压.....	27
7. 2 欠压保护.....	28
7. 3 短路保护.....	30
7. 3. 1 短路 (SC) 保护的时序图.....	30
7. 3. 2 电流感测分流电阻 (R_{SHUNT}) 和分压电阻 (R_{SC}) 的选择.....	31
7. 4 故障输出电路.....	33
8. 自举电路.....	34
8. 1 自举电路的工作.....	34
8. 2 自举电容的初次充电.....	34
8. 3 自举电容的选择.....	35
8. 4 自举二极管的选择.....	35
8. 5 自举电阻的选择.....	35
8. 6 PWM 逆变器运行期间自举电容的充放电.....	36
8. 7 推荐的自举工作电路和参数.....	38
9. 功耗和散热设计.....	39
9. 1 DIP-SPM 的功耗.....	39
9. 1. 1 导通功耗.....	39
9. 1. 2 开关损耗.....	40
9. 2 热阻.....	41
10. 封装.....	43
10. 1 散热器安装.....	43
10. 2 装运规范.....	44
10. 3 印码规范.....	46
10. 4 包装说明.....	48

引言

1.1 引言

在电动机调速传动领域，“节约能源”和“静音运转”变得非常重要。为了便于低功率电动机的控制，要求结构更加紧凑，实现控制单元内置和较低的总成本。在许多应用中，选择使用逆变器的一个重要因素就是优化整个传动系统的总成本与性能比。也就是说，系统必须具有以下优点：噪声更低、效率更高、更小巧、更轻便、功能更先进、控制更精确而且成本要低。

为满足这些要求，飞兆半导体已经开发出 DIP-SPM（双列直插智能功率模块）系列产品，该产品为紧凑型、功能性强、效率高的功率半导体器件。它们具有结构紧凑，功能强大和效率高的优点。基于 DIP-SPM 的逆变器是一款极具吸引力，可替代常规的分立逆变器产品。它适用于采用低功率电动机驱动的产品，特别适合于洗衣机，空调，电冰箱和水泵等设备。

DIP-SPM 组合了优化的保护电路和与 IGBT 开关特征相匹配的驱动。通过集成欠压保护功能和短路保护功能，系统可靠性得到了很大程度的提高。内置高速 HVIC 提供了一种无需光耦隔离的 IGBT 驱动能力，大大降低了逆变器系统的总成本。此外，集成的 HVIC 允许使用无需负电源的单电源驱动的拓扑。

本使用说明书旨在详细描述 DIP-SPM 功率电路的设计以及 DIP-SPM 的应用。它提供的设计实例能够帮助电动机驱动设计工程师，利用飞兆公司的 DIP-SPM 产品，在较短的设计周期内实现更优化的设计。

1.2 DIP-SPM 设计构思

DIP-SPM 设计的首要目标是要创造一种具有高可靠性的低功耗模块。通过采用现有的 IC 和 LSI 转移成型封装技术，这一目标得以实现。DIP-SPM 的结构相对简单：功率芯片和 IC 芯片被直接焊接到铜质的引脚框架上，接着用陶瓷覆盖引脚框架，最后放到环氧树脂中浇铸成型。相比之下，传统 IPM 却是由焊接在金属或者陶瓷基底上的功率芯片和安装在 PCB 上的无源元件组成，它们被集中封装到塑料或者环氧树脂中并填满硅胶。DIP-SPM 大大减少了器件的数量和材料的种类，优化了封装工艺，降低了总成本。

DIP-SPM 设计的第二个重要优点是，产品尺寸缩小的同时获得了较高的功率等级。在所有上市的低功耗模块中，DIP-SPM 产品具有最高的功率密度，采用相同的封装，涵盖 10A 到 75A 额定电流的 SPM 产品。

设计的第三个优点是具有设计灵活性，使其获得广泛的应用。DIP-SPM 系列主要拥有以下两个灵活性特征。第一：带有独立的负轨道 IGBT 发射极的 3-N 端子结构。这种结构使得分流电阻和每个 3-N 端子能够串联放置，从而易于检测单个逆变器的相电流。第二：高端 IGBT 开关 dv/dt 控制。这一特性通过在高端 IGBT 栅极驱动电路中插入适当的电阻网络实现。通过适当设计电阻网络，可以调整高端开关速度，从而很容易地解决关键的 EMI 问题。

DIP-SPM 的具体特征和集成功能详细描述如下：

- 采用统一封装形式，600V/10A-75A 额定值（具有统一的机械布局）
- 为电动机驱动应用而优化的高效低功耗 IGBT 和 FRD
- 全面的 HVIC 和 IGBT 协调测试，保证高可靠性
- 3 相 IGBT 逆变器，包括栅极驱动和保护用的控制 IC

- 高端特性：控制电路欠压 (UV) 保护 (无故障信号输出)
- 低端特性：通过外部分流电阻实现欠压和短路 (SC) 保护 (有故障信号输出)
- 内置 HVIC，提供单电源供电和无光耦接口
- 分立的直流负端，用于要求采用独立相电流感测的逆变器应用场合
- 额定绝缘电压：每分钟 2500Vrms
- 陶瓷或DBC 基底，确保漏电流极低。

1.3 DIP-SPM 技术

功率器件 - IGBT 和 FRD

DIP-SPM 性能的改进主要是三相逆变器电路中功率器件 (比如 IGBT 和 FRD) 技术进步的结果。设计的基本目标是降低功率器件的管芯尺寸并增大其电流密度。通过优化的 PT 平面 IGBT 设计，IGBT 能够维持在适合电动机控制场合的安全操作区域 (SOA)，同时显著减少导通损耗和关断损耗。另外，它们能够在不牺牲其它特性的前提下，实现平稳的开关性能。通过采用可对 IGBT 电流进行持续监控的先进的 IGBT 检测芯片，实现了高效的短路电流侦测/短路保护功能。FRD 是正向压降较低，具备软恢复特性的超快二极管。

控制 IC—LVIC, HVIC

根据小功率逆变器传动应用要求，DIP-SPM 的 HVIC 和 LVIC 的驱动 IC 进行了最小功能设计。HVIC 内置高电压电平转换功能，这样可以将共地参考的脉宽调制 (PWM) 信号直接传送到 DIP-SPM 的指定高端 IGBT 栅极电路。该电平转换技术允许无光耦接口，使得系统设计进一步简化。除此之外，内置欠压闭锁 (UVLO) 保护功能在控制电源欠压的情况下能够中断 IGBT 的工作。由于自举电荷泵电路连接到 DIP-SPM 的低端 VCC 偏置电路，高端栅极驱动电源可以从一个以控制地为参考的 15V 控制电源获得。由于在逆变器系统中要求使用传统的电源模块，对于高端 IGBT 栅极驱动来说，分别隔离的三个电压源显得不是很必要。

封装技术

因为散热是限制功率模块电流容量的重要因素，封装的散热特性直接决定了 DIP-SPM 的性能。散热特性与绝缘特性之间存在一定的相互制约。一种好的封装技术应该在不损失绝缘特性的情况下，具有较好的散热特性。

在 DIP-SPM 中应用一种新开发的技术：在引脚框架上直接覆盖一层散热特性良好的裸陶瓷材料。为了在同样大小的物理封装尺寸上将额定电流扩大到 50 A 和 75 A，可应用直接覆铜 (DBC) 技术。这样可以在保证成本效率的条件下获得最佳性能。

{图 1.1 表示了 DIP-SPM 封装的横截面图。从图 1.1(a) 看出，引脚框架结构被弯曲，保证了必需的电气间隙。从图 1.1(b) 看出，引脚框架和 DBC 基底被直接焊接到 DIP-SPM 的引脚框架之中。}

逆变器系统技术

DIP-SPM 封装的设计满足了逆变器系统要求的 UL、IEC 等基本标准以及爬电距离和电气间隙等安规。在 DIP-SPM 中，所有施加高电压的区域设置了 3 mm 爬电距离和 4 mm 电气间隙。另外，铜框架外形以及线路连接是通过计算机模拟得到的，目的在于减少寄生电感，在高频开关工作中便于抑制浪涌电压。

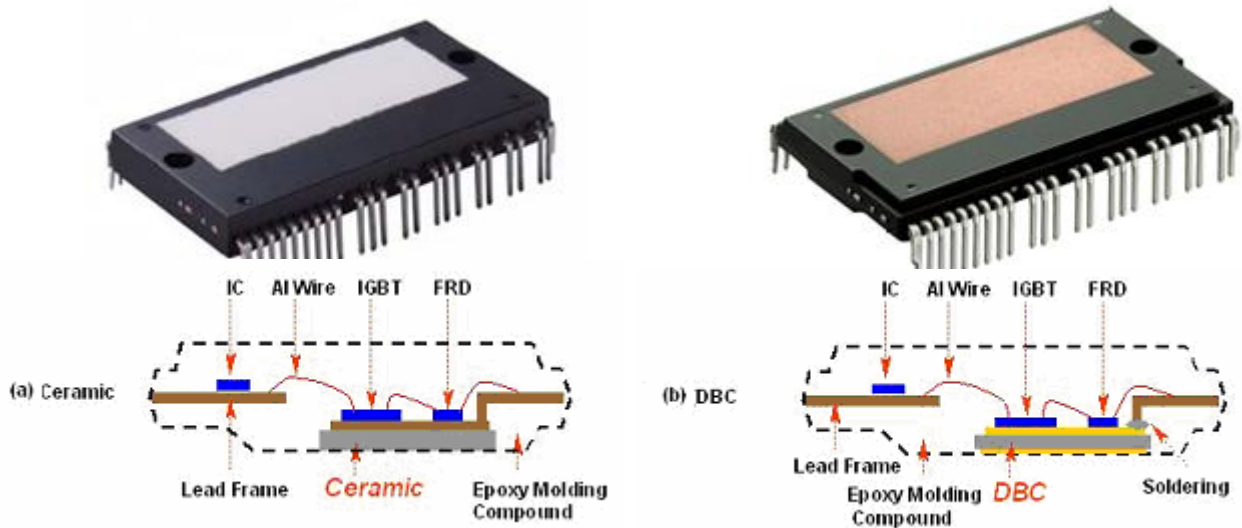


图 1.1 DIP-SPM 的横截面图

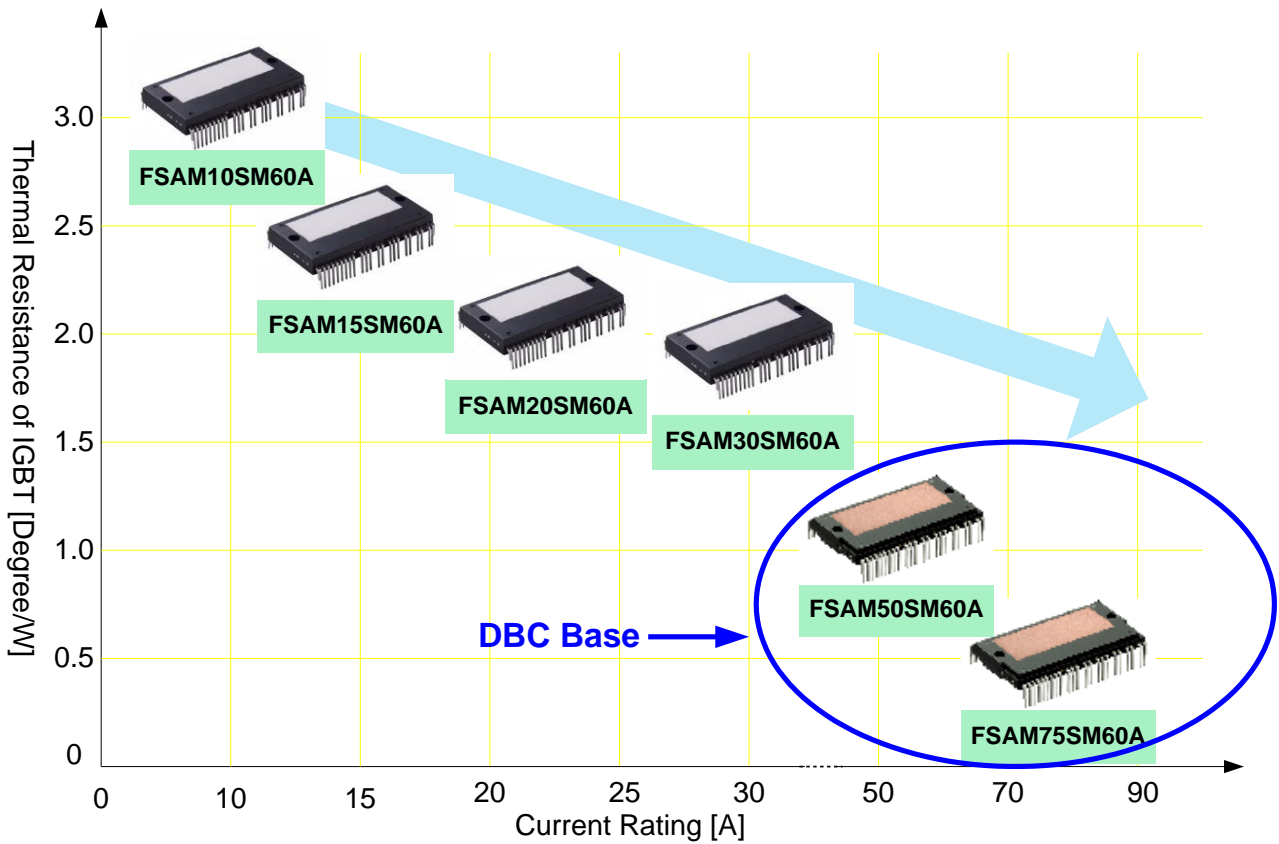
HVIC 对噪声很敏感，因为它不是一个完全的电压隔离结构，而是采用高压LDMOS 设计成具有电平转移闭锁逻辑，该逻辑能够将传递来自高端栅极至低端栅极的信号。因此该设计对某些可能发生的失常现象，比如由于 IGBT 开关噪声和系统外部噪声引起的 latch-on, latch-up, 和 latch-off 效应，有良好的免疫能力。飞兆半导体在设计 DIP-SPM 还考虑了 PWM 短脉冲引起的高端故障的可能性。因为 HVIC 中的低电压部分和高电压部分都放置在相同的硅片上，当高电压部分的电势低于低压部分的地时它不能正常工作。因此，考虑到可能会引起异常工作的负电压电平的影响，需要提供充足裕量。加入软关断功能来保证在短路情况下 IGBT 能够工作在基本的安全操作区（SOA）。

1.4 DIP-SPM 逆变器传动的优点

SPM 逆变器 Engine 平台

DIP-SPM 的设计旨在将额定电流为 10 A 至 75 A 的产品置于单个封装结构中。图 1.2 显示 DIP-SPM 每个电流范围内的结壳热阻。如图所示，在 30 A、50 A 和 75 A 范围内，实现具有高功率密度（尺寸与功率的关系）的智能三相 IGBT 模块。因此，在低功率范围内，逆变器系统设计师们能够使用 DIP-SPM 设计出额定功率在 0.5KW~4.0KW 之间任一功率的电路。鉴于电路和工具越来越标准化，产品开发和测试过程更加简化，能够显著地降低开发时间和开发成本。通过强化电路板的标准化，总生产成本还可大幅降低，因为它简化了原材料采购，保证了生产的连续性。

图 1.2 DIP-SPM 系列产品结壳热阻与额定电流的关系



降低噪音

小尺寸封装和低功耗是设计低功率模块的两个主要目标。但最近几年，试图利用过快的开关速度降低功耗的方法受到了越来越多的挑战。过快的开关速度会导致 dV/dt ， di/dt 和恢复电流的增加，并引起了其他挑战性问题，如严重的 EMI（电磁干扰），过高的浪涌电压和高幅值的电动机漏电流。这些问题增加了系统成本并且缩短电动机寿命。DIP-SPM 通过设计先进的栅极驱动电阻，调整开关 dV/dt 维持在 $3kV/\mu\text{sec}$ 左右，解决了上述问题。

由于新一代 IGBT 具有较低的导通电压，FRD 的正向电压较低，DIP-SPM 实现了满足低 EMI 要求的开关速度，同时使总功耗保持在一个低的水平，相当于或者小于其他低功耗模块。

低成本的电流感测

当无传感器矢量控制和其他日益复杂的传统控制方法应用到一般的工业用逆变器甚至消费家电用逆变器中时，对检测逆变器的相电流的需求日益增加。DIP-SPM 系列模块拥有一种 3-N 端子结构，它含有独立的 IGBT 逆变器桥发射极接线端子。在这种结构中，能够很容易地通过使用外围分流电阻来检测逆变器的相电流。

1.5 总结

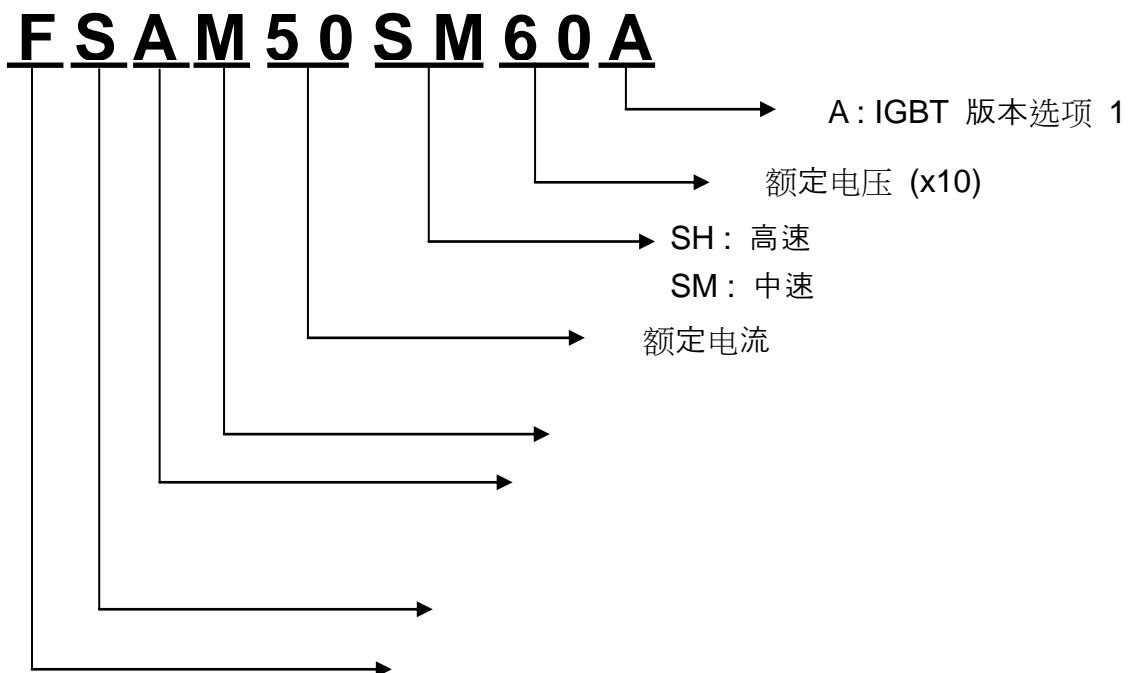
自从1999年SPM系列推出以来，飞兆半导体已经为消费电器和低功耗工业应用制造了数百万的额定功率在300W~2.2kW的600V SPM系列产品。目前，SPM定位为一款适用于低功率电动机控制的逆变器的强劲解决方案。由于它具有结构紧凑，性能优异，可靠性高和低成本的优点，SPM家族正加速推进小功率工业应用和消费电器的逆变器工程。飞兆半导体将继续致力于开发下一代SPM产品，使其具有更高的额定功率，适用于更多的应用场合。

关于飞兆半导体 SPM 产品的更多信息，请访问

<http://www.fairchildsemi.com/spm>

2. DIP-SPM 产品外观

2.1 订货信息



2.2 产品系列 (阵容)

表 2.1 DIP-SPM 系列产品

器件编号	额定值		封装	绝缘电压 (Vrms)	主要应用场合
	额定电流 (A)	额定电压 (V)			
FSAM75SM60A	75	600	DBC 基底 (SPM32-DA, CA)	2500Vrms 正弦波形, 1 分钟	空调 小功率交流电机驱动
FSAM50SM60A	50				

M : SPM 2 封装

A : 热敏电阻选项

S : 分为三个端子

飞兆半导体

FSAM30SH60A	30	600	陶瓷基底 (SPM32-AA)	2500 Vrms 正弦波形, 1 分钟	空调, 小功率交流电机驱动
FSAM30SM60A	20				
FSAM20SH60A	20				
FSAM20SM60A	20				
FSAM15SH60A	15				
FSAM15SM60A	15				
FSAM10SH60A	10				
FSAM10SM60A	10				

2.3 应用场合

100V~253V 交流电源供电的小功率交流电动机传动系统, 空调等家用电器动力系统使用的三相逆变器

2.4 封装结构

图2.1 包括一张DIP-SPM 图片和一张DIP-SPM 内部结构示意图。DIP-SPM 是一种超紧凑的功率模块, 它集成了功率器件, 高端和低端栅极驱动和保护电路, 用于 AC100 ~ 253V 等级小功率电动机用逆变器控制, 采用双列直插式传递塑模封装。

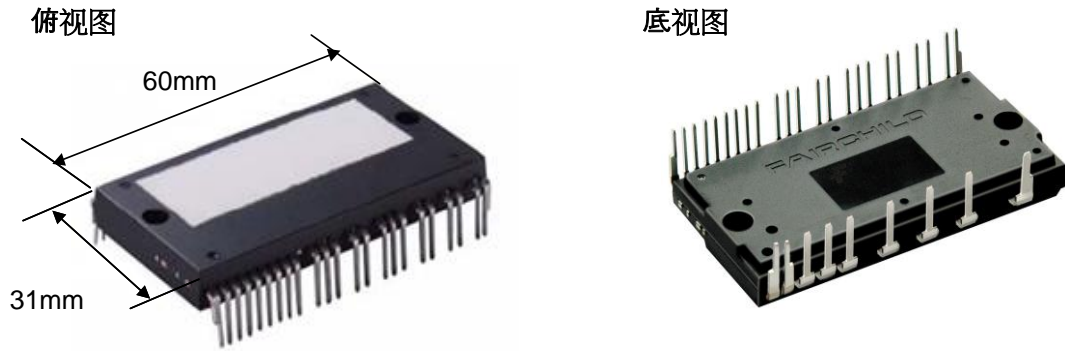
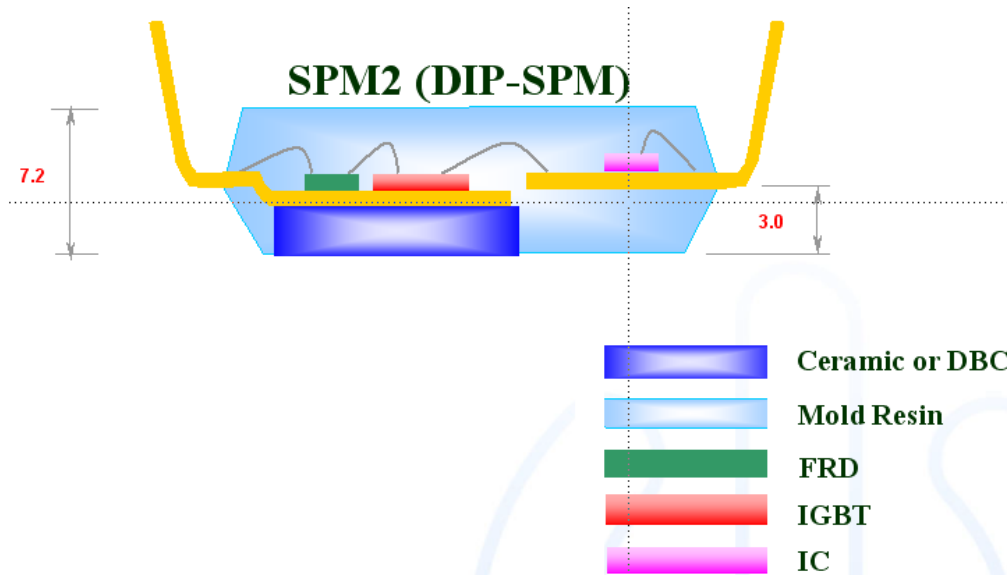


图 2.1. DIP-SPM实物图和封装截面图



3. 外形和引脚说明

3.1 外形图

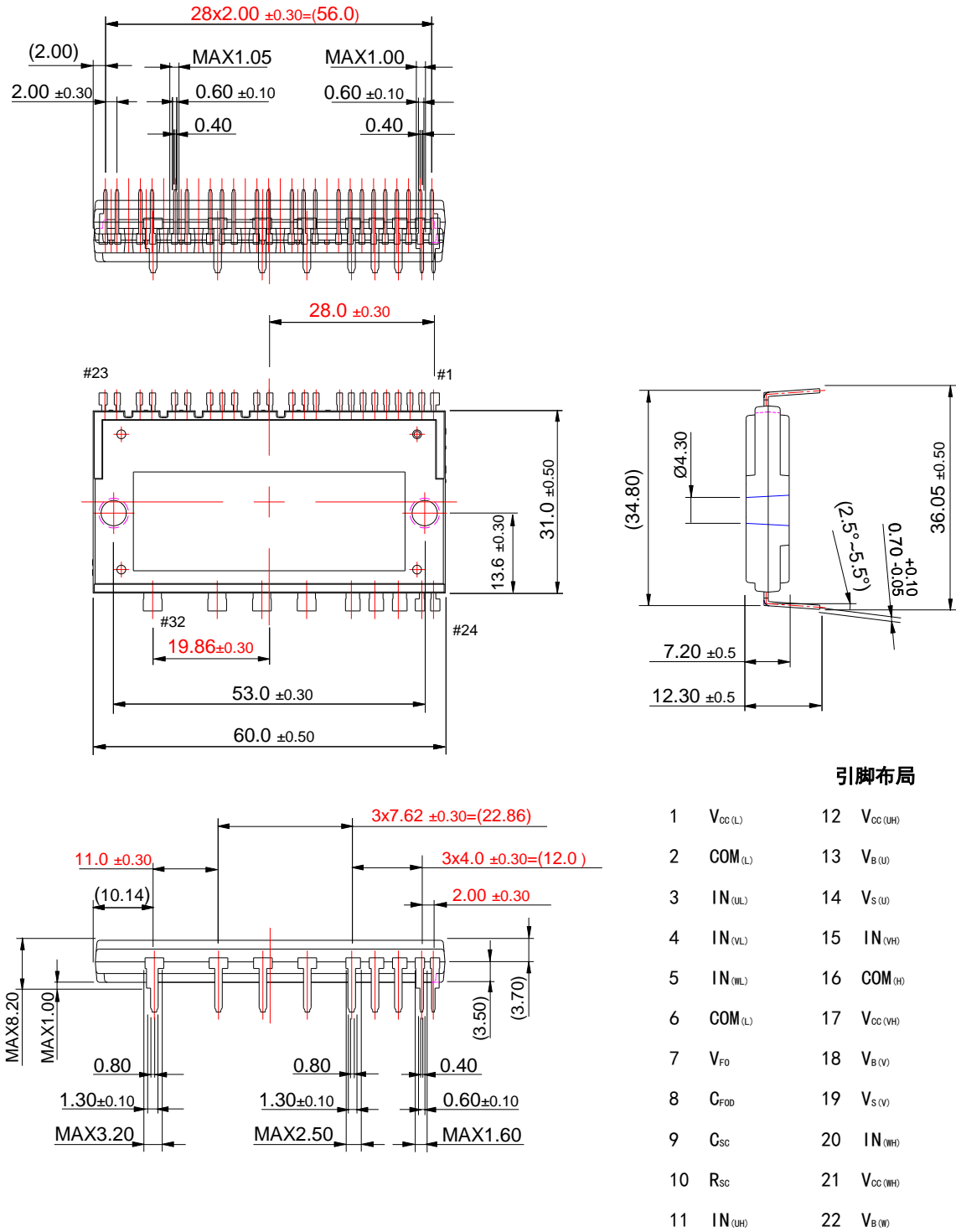


图3.1 封装外形尺寸 (SPM32-CA)

3.2 输入与输出引脚说明

表 3.1 定义了 DIP-SPM 的输入与输出引脚。引脚的详细功能说明如下：

Pin Number	Pin Name	Pin Description
1	$V_{CC(L)}$	Low-side Common Bias Voltage for IC and IGBTs Driving
2	$COM_{(L)}$	Low-side Common Supply Ground
3	$IN_{(UL)}$	Signal Input Terminal for Low-side U Phase
4	$IN_{(VL)}$	Signal Input Terminal for Low-side V Phase
5	$IN_{(WL)}$	Signal Input Terminal for Low-side W Phase
6	$COM_{(L)}$	Low-side Common Supply Ground
7	V_{FO}	Fault Output
8	C_{FOD}	Capacitor for Fault Output Duration Time Selection
9	C_{SC}	Capacitor (Low-pass Filter) for Short-Circuit Current Detection Input
10	R_{SC}	Resistor for Short-circuit Current Detection
11	$IN_{(UH)}$	Signal Input for High-side U Phase
12	$V_{CC(UH)}$	High-side Bias Voltage for U Phase IC
13	$V_{B(U)}$	High-side Bias Voltage for U Phase IGBT Driving
14	$V_{S(U)}$	High-side Bias Voltage Ground for U Phase IGBT Driving
15	$IN_{(VH)}$	Signal Input for High-side V Phase
16	$COM_{(H)}$	High-side Common Supply Ground
17	$V_{CC(VH)}$	High-side Bias Voltage for V Phase IC
18	$V_{B(V)}$	High-side Bias Voltage for V Phase IGBT Driving
19	$V_{S(V)}$	High-side Bias Voltage Ground for V Phase IGBT Driving
20	$IN_{(WH)}$	Signal Input for High-side W Phase
21	$V_{CC(WH)}$	High-side Bias Voltage for W Phase IC
22	$V_{B(W)}$	High-side Bias Voltage for W Phase IGBT Driving
23	$V_{S(W)}$	High-side Bias Voltage Ground for W Phase IGBT Driving
24	V_{TH}	Thermistor Bias Voltage
25	R_{TH}	Series Resistor for the Use of Thermistor (Temperature Detection)
26	N_U	Negative DC-Link Input Terminal for U Phase
27	N_V	Negative DC-Link Input Terminal for V Phase
28	N_W	Negative DC-Link Input Terminal for W Phase
29	U	Output for U Phase
30	V	Output for V Phase
31	W	Output for W Phase
32	P	Positive DC-Link Input

表 3.1 引脚说明

IGBT 驱动的高端偏压引脚/IGBT 驱动的高端偏压的地引脚

引脚: $V_{B(U)} - V_{S(U)}$, $V_{B(V)} - V_{S(V)}$, $V_{B(W)} - V_{S(W)}$

- 为高端 IGBT 提供栅极驱动功率的驱动电源引脚。
- 电路具有自举能力, 不需要为高端 IGBT 提供外部电源。
- 在低端 IGBT 导通时, V_{CC} 电源向每个自举电容充电。
- 为了防止由于电源电压的噪声和波动引起故障, 必须在靠近这些引脚的地方安装高质量的(低 ESR, 低 ESL)滤波器电容。

低端偏压 引脚/高端偏压 引脚

引脚: $V_{CC(L)}$, $V_{CC(UH)}$, $V_{CC(VH)}$, $V_{CC(WH)}$

- 内置 IC 的电源控制引脚。
- 与外部连接的四个引脚
- 为了防止由于电源电压的噪声和波动引起故障, 必须在靠近这些引脚的地方安装高质量的(低 ESR, 低 ESL)滤波器电容。

电源(公共)地引脚

引脚: $COM_{(H)}$, $COM_{(L)}$

- $COM_{(H)}$ 和 $COM_{(L)}$ 分别是高端和低端的公共接地引脚。
- DIP-SPM 公共引脚连接至内置 IC 的控制接地引脚。
- 重要! 为了避免噪声影响, 不允许主功率电路的电流涌入该引脚。

信号输入引脚

引脚: $IN_{(UL)}$, $IN_{(VL)}$, $IN_{(WL)}$, $IN_{(UH)}$, $IN_{(VH)}$, $IN_{(WH)}$

- 这是控制内置 IGBT 运行的引脚。
- 这些引脚由电压输入信号激活。在内部这些端子连接到由 3.3V, 5V 级别的 CMOS/TTL 构成的施密特触发器电路。
- 引脚的逻辑信号为低电平有效。当一个有效的逻辑电压施加到这些引脚上时, 与这些引脚相连的 IGBT 导通。
- 为了保护 DIP-SPM 不受噪声影响, 应尽可能缩短每个输入接口的连线。
- 为了防止信号振荡, 推荐采用 RC 耦合电路, 如图 6.1 所示。

短路电流感测引脚

引脚: C_{sc}

- 在 DIP SPM 的 LVIC 中, 此引脚用于提供短路保护/检测功能。
- 此引脚应连接到 R_{sc} 引脚, RC 滤波器 (R_f 和 C_{sc}) 应被插入到引脚 C_{sc} 和引脚 R_{sc} 之间, 以消除干扰。
- 在三分流应用中, 为了阻止由流量集电极电流产生的电流感测信号振荡, C_{sc} 电阻 (R_{csc}) 应被插入到引脚 C_{sc} 和 RC 滤波器 (R_f 和 C_{sc}) 之间。(在分流应用中, 无需 C_{sc} 电阻 (R_{csc}))
- 这次, RC 滤波器的时间常数大约为 3 至 4 usec。(参考图 7.4)。
- C_{sc} 和滤波器间的连线应该尽可能短。

引脚: R_{sc}

- 低端 IGBT 传感器输出引脚。
- 电路设计人员需要插入分压电阻 (R_{sc}), 以实现该引脚和信号接地之间的电流感测。分压电阻 (R_{sc}) 的选择应该满足特定应用的检测水平。(参考图 7.5)。
- 分压电阻和引脚 C_{sc} 间的连线应该尽可能短。

故障输出引脚

引脚: F_0

- 故障输出报警引脚。当 SPM 处于故障状态时, 该引脚被置于有效低电平。当发生短路 (SC) 或低端偏置欠压 (UV) 操作时, 进入报警状态。
- The V_{F0} 输出采用集电极开路配置。 F_0 信号线通过大约 4.7 k Ω 的电阻上拉到 5 V 的逻辑电源。

故障输出持续时间选择引脚

引脚: C_{F0D}

- 用来选择故障输出脉冲长度的引脚。
- 一个外部电容被连接到这个引脚和 COM 端, 用来设置故障输出脉冲长度。
- 故障输出脉宽 t_{F0D} 取决于电容 C_{F0D} 的值, 可采用下面的近似公式进行计算: $C_{F0D} = 18.3 \times 10^{-6} \times C_{F0D} [F]$ 。

直流母线电压正端引脚

引脚: P

- 连接逆变器直流母线电压正端引脚。
- 内部连接到高端 IGBT 集电极的引脚。
- 为了抑制由于直流线路或 PCB 电感带来的浪涌电压, 在靠近引脚的地方连接一个滤波电容。(常用金属薄膜电容)

直流母线电压负端引脚

引脚: N_u, N_v, N_w

- 连接逆变器直流母线电压负端引脚 (功率地)。

- 连接到每相的低端 IGBT 发射极的引脚。

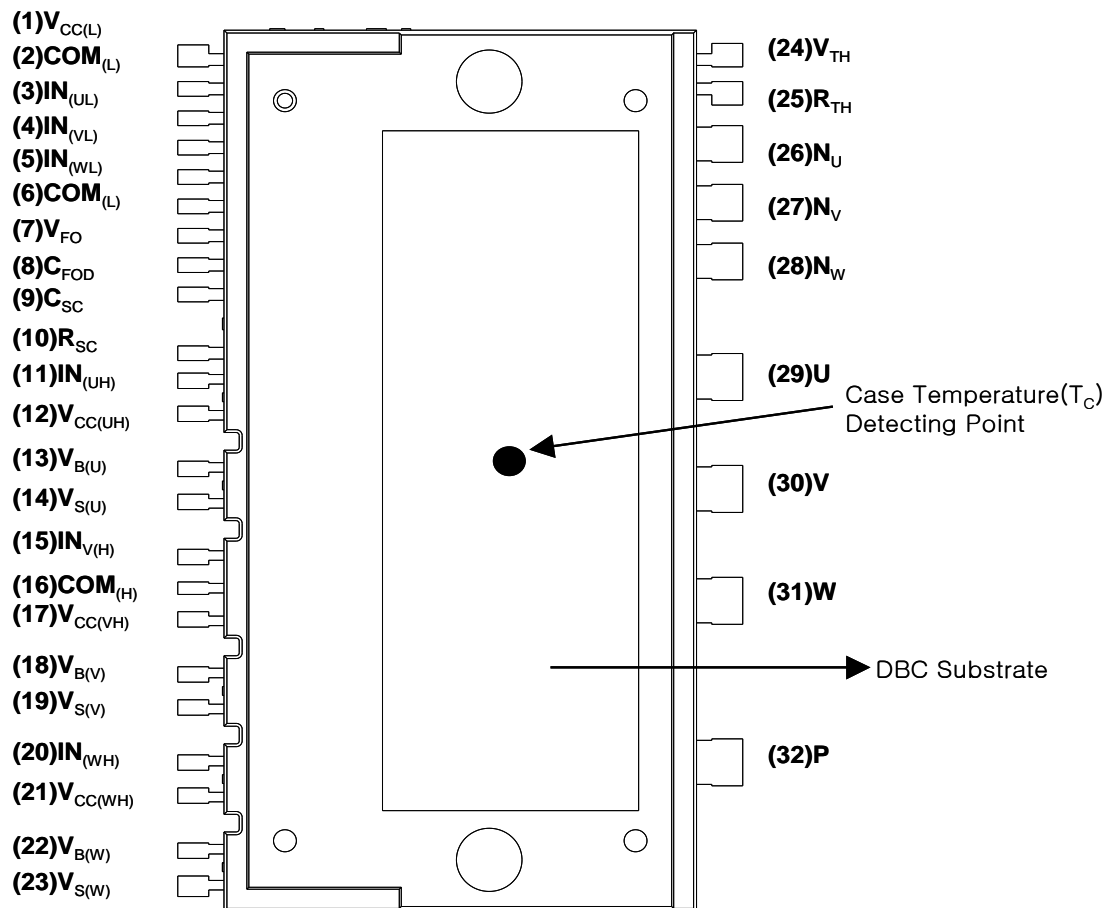
逆变器功率输出引脚

引脚: U, V, W

- 连接负载的逆变器输出引脚 (比如, 电动机)。

3.3 虚拟引脚说明

图3.2 给出了DIP SPM 的虚拟引脚。



4. 内部电路及特性

图 4.1 是 DIP-SPM 的内部方块图。可以看到，DIP-SPM 由一个三相 IGBT 逆变器电路功率模块和四个用于控制功能的驱动 IC 组成。下面将详细阐述 DIP-SPM 的特征和集成功能以及使用 DIP-SPM 可以获得的优势。

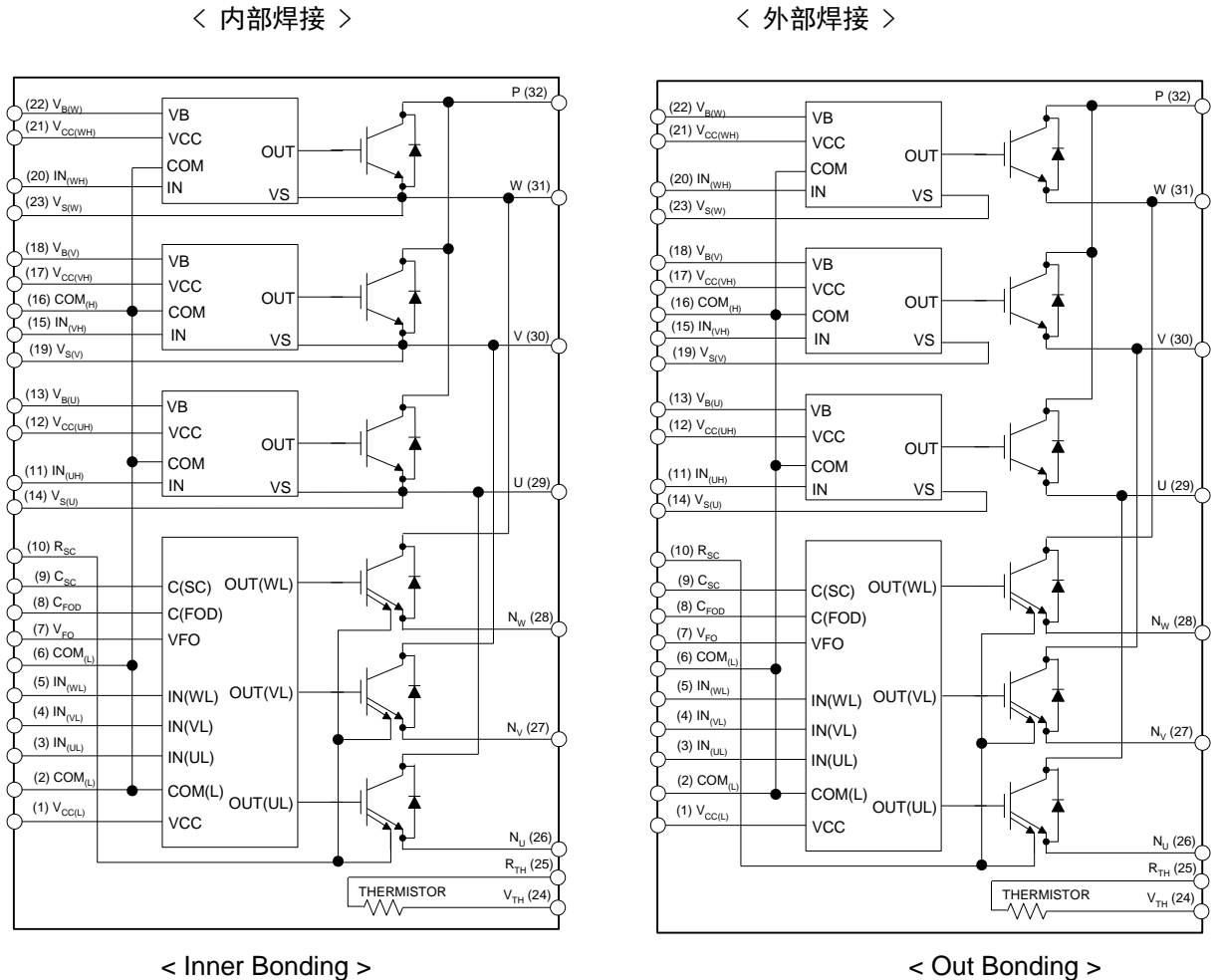


图 4.1 内部电路

特性

- 采用相同封装形式，600V/10A-75A（额定值）（具有统一的机械布局）
- 为电动机驱动应用而优化的高效低功耗 IGBT 和 FRD
- 紧凑和低功耗的封装，使得逆变器的设计更加小巧。
- 全面的 HVIC 和 IGBT 协调测试，保证高可靠性。
- 包括栅极驱动和保护用控制 IC 的三相 IGBT 逆变器
 - 高端：控制电路欠压 (UV) 保护（无故障信号输出）
 - 低端：欠压保护和短路保护（有故障信号输出）

- 内置 HVIC，提供单电源供电和无光耦接口
- IGBT 开关特性与系统要求匹配
- 陶瓷和 DBC 基底，保证较小的漏电流和高绝缘电压
- 分立的 3-N 电源端子，提供方便而经济高效的相电流感测。
- 低电平有效的输入信号逻辑。

集成功能

逆变器的高端 IGBT：• 栅极驱动电路，高压隔离的高速电平转换，
控制电源的欠压 (UV) 保护

逆变器的低端 IGBT：• 栅极驱动电路，具有软关断控制的短路保护，
控制电路电源的欠压 (UV) 保护

故障信号 (VFO)：• 对应于短路故障 (低端 IGBT) 或欠压故障
(低端电源)

• 输入接口： 3.3 V、5 V CMOS/TTL 电平兼容，施密特触发器输入，几乎无需额外的无源调节元件
。

5. 绝对最大额定值

5.1 最大电气额定值

关断

集成到 DIP-SPM 中的 IGBT 的额定电压 V_{CES} 为 600 V。500 V $V_{PN(浪涌)}$ 额定值是从 V_{CES} 减去浪涌电压（小于等于 100 V，由 DIP-SPM 的内部杂散电感产生）得到的。此外，450 V V_{PN} 额定值是从 $V_{PN(浪涌)}$ 减去由于 DIP-SPM 和直流电容间的杂散电感产生的浪涌电压（小于等于 50 V）得到的。

短路工作

假设在短路情况下关断，400 V $V_{PN(prot)}$ 额定值是从 $V_{PN(浪涌)}$ 减去由于 DIP-SPM 和直流母线电容间的杂散电感产生的浪涌电压（小于等于 100 V）得到的。

表 5.1 绝对最大额定值 (FSAM50SM60A 壳)

项目	符号	额定值	说明
电源电压	V_{PN}	450V	P-N 间的最大稳态电压（非开关模式）；若 P-N 间的电压超过额定值则需要一个制动电路。
电源电压（浪涌）	$V_{PN(浪涌)}$	500V	P-N 间的最大浪涌电压（非开关模式）。若 P-N 间的浪涌电压超过该值，则需要一个缓冲电路。
集电极-发射极之间电压	V_{CES}	600V	内置 IGBT 能够承受的集电极-发射极电压。
单只 IGBT 集电极电流	$\pm I_c$	50A	$T_c = 25^\circ\text{C}$ 时，IGBT 集电极允许的最大直流电流。
结温	T_J	-20 ~ 125°C	DIP SPM 集成的功率芯片的最大额定结温是 150°C 。但是，为了保证 DIP SPM 安全工作，平均结温应限制在 125°C 以下。尽管在 $T_J = 150^\circ\text{C}$ 情况下，IGBT 和 FRD 芯片不会被烧坏，但它们的功率循环会下降。
自保护电源电压限值（短路保护能力）	$V_{PN(prot)}$	400V	在 $V_{CC} = 13.5 \sim 16.5 \text{ V}$ 的情况下，非重复性，小于 $2\mu\text{s}$ 。 在 SC “短路”或 OC “过电流”的情况下，IGBT 安全关断的最大电源电压。若电压超过额定值，可能会破坏功率芯片。

图 5.1 说明了直流母线电压为 450 V 时，P-N 引脚间的浪涌电压 ($V_{PN(SURGE)}$) 会被限制在 500 V 以下，开关关断操作正常。通过图 5.2，我们可以看到软、硬开关工作之间的差别，IGBT 的硬开关操作会产生一个很大的过冲（达到 100V）。因此，为了保护 DIP-SPM 的安全，直流电容的供电电压必须限制在 400V。在短路的情况下，会发生持续时间少于 $2\mu s$ 的硬关断动作。当发生正常的短路故障，保护电路会立即工作，IGBT 也会被软关断，以防止产生过大的超调电压。这种情况下的超调电压约为 30~50V。图 5.1-5.2 是安全工作区域测试的试验结果。但是，强烈建议切勿让 DIP SPM 在短路的条件下工作。

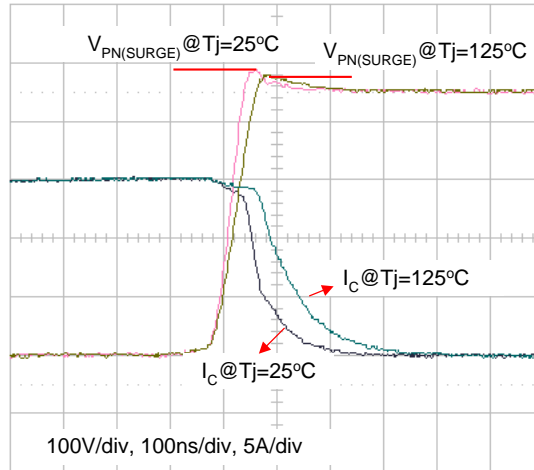


图 5.1 正常的关断电流波形 @ $V_{PN} = 450 V$

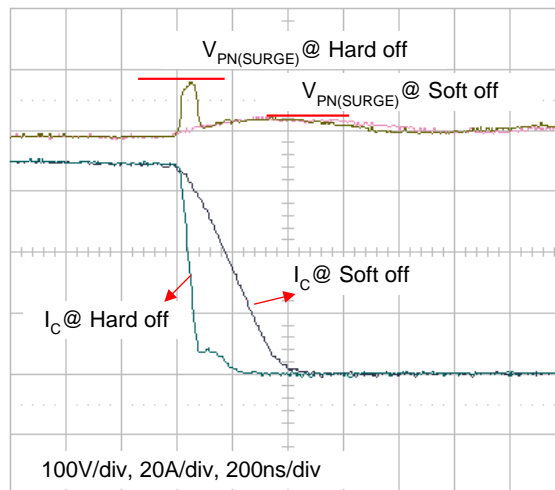


图 5.2 短路时关断电流波形 @ $V_{PN} = 400 V$, $T_j = 125^\circ C$

6. 接口电路

6.1 输入/输出引脚一览

图6.1 说明CPU 和DIP-SPM 间的I/O 接口电路。DIP-SPM 输入逻辑是低电平有效，存在内置上拉电阻（大约为 2 Mohm）。V_{F0}输出配置为集电极开路。这个信号通过一个大约 4.7 kΩ的电阻上拉到 5 V 的外部逻辑电源电压的正极。

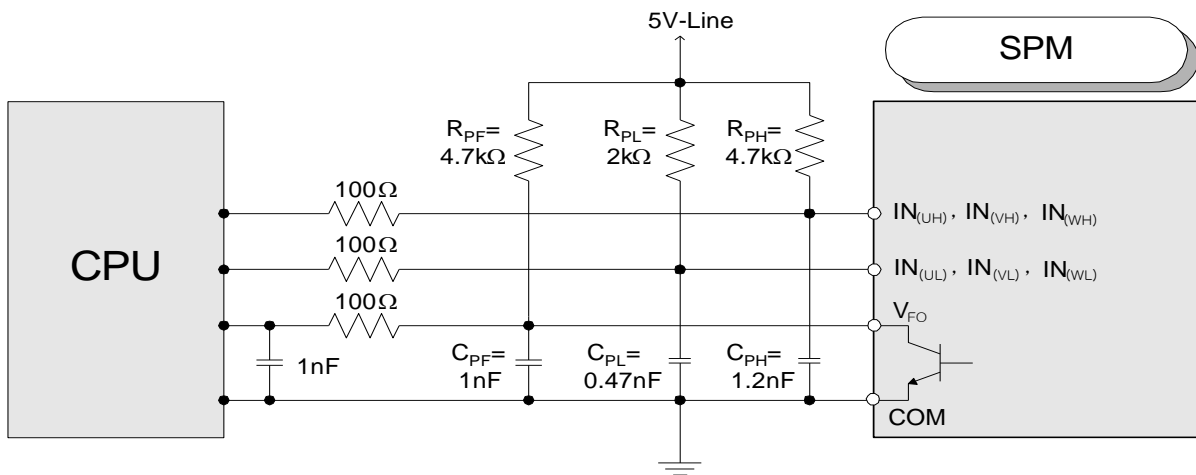


图 6.1 推荐的 CPU I/O 接口电路

表 6.1 输入和 F₀引脚的最大额定值

项目	符号	条件	额定值	单位
控制电源电压	V _{CC}	施加在 V _{CC(H)} - COM, V _{CC(L)} - COM	20	V
输入信号电压	V _{IN}	施加在 IN _(UH) , IN _(VH) , IN _(WH) - COM _(H) IN _(UL) , IN _(VL) , IN _(WL) - COM _(L)	-0.3 ~ V _{CC} +0.3	V
故障输出电源电压	V _{F0}	施加于V _{F0} 和 COM _(L) 之间	-0.3 ~ V _{CC} +0.3	V

表 6.1 显示输入和故障输出的最大额定电压。因为故障输出端为集电极开路的，它的额定值就是 V_{CC}+0.3 V，可以采用 15 V 的接口电压。但是，建议将故障输出和输入信号配置成 5V 的逻辑电源。同时建议在 V_{F0}连线的 CPU 和 DIP-SPM 两端设置旁路电容，信号线尽可能靠近每个器件。每个输入端的RC 耦合（图 6.1 所示）可能因 PWM 控制方案和 PCB 板布局的连线电阻而产生变化。

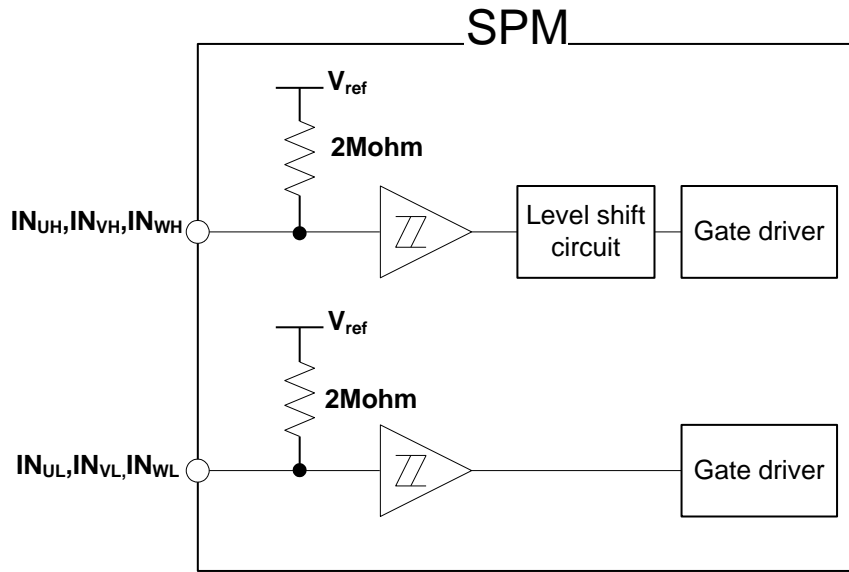


图 6.2 信号输入端的内部结构

DIP-SPM 系列采用低电平有效的逻辑输入。另外，每个输入电路中内置了上拉电阻。可能需要一外部上拉电路。此外，通过降低输入信号的导通和关断阈值电压，如表 6.2 所示，可以直接将输入信号连接到 3.3 V，5.0 V 的微处理器或 DSP 上。

表 6.2 $V_{cc} = 15V$, $T_j = 25^{\circ}C$ 下的输入阈值电压额定值

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
导通阈值电压	$V_{IN(ON)}$	$IN_{(UH)}$, $IN_{(VH)}$, $IN_{(WH)}$, - COM	-	-	0.8	V
关断阈值电压	$V_{IN(OFF)}$	$IN_{(UL)}$, $IN_{(VL)}$, $IN_{(WL)}$, - COM	3.0	-	-	V

如图 6.2 所示，DIP-SPM 的信号输入部分连接了一个 2 M Ω （典型值）的上拉电阻。因此，当 CPU 输出端和 DIP-SPM 输入端之间连接一个外部滤波电阻时，必须考虑 DIP-SPM 输入终端的信号压降，以满足导通阈值电压的要求。例如：图 6.1 中部分， $R = 100\Omega$ 和 $C = 1\text{ nF}$ 。

6.2 常用接口电路实例

图 6.3 说明一典型的应用电路接口示意图，其控制信号直接与 CPU 相连。

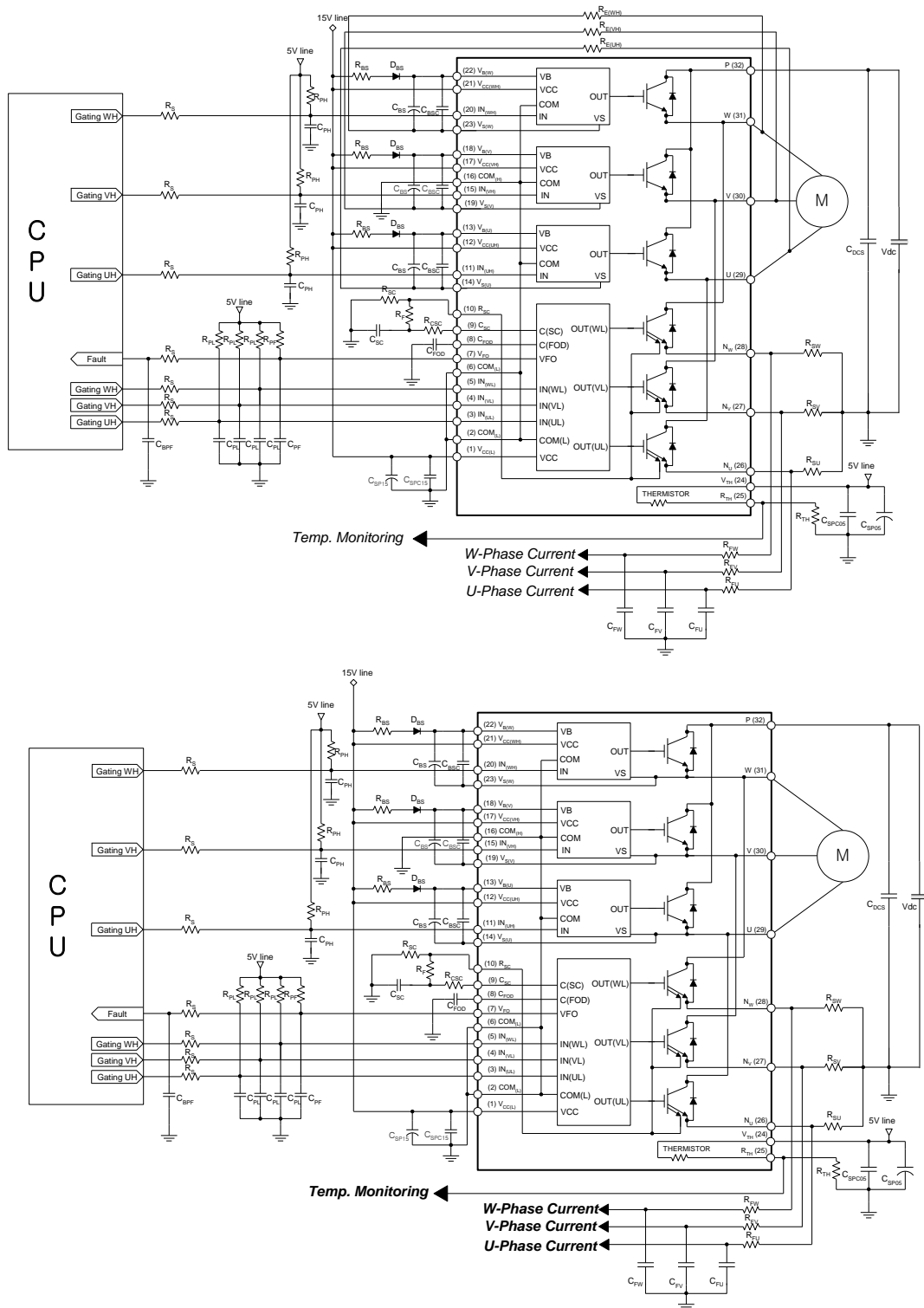


图 6.3 应用电路实例 - 上面部分 内部焊接, 下面部分: 外部焊接。

注意:

1. 为了防止输入信号的振荡, 推荐在每个 SPM 输入端耦合 $R_{PL}C_{PL}/R_{PH}C_{PH}/R_{PF}C_{PF}$, 而且滤波电路应该尽可能的靠近每一个 SPM 输入引脚。
2. 因为DIP-SPM 内部集成了一个具有特殊功能的HVIC, 接口电路与CPU 终端的直接耦合是可行的, 不需要任何光耦合器或变压器隔离。
3. V_{F0} 输出为集电极开路的。该信号线通过一个约 $4.7\text{ k}\Omega$ 的电阻上拉到 5 V 的外部逻辑电源电压的正极。(参考图 6.1)
4. C_{SP15} 的取值应大于自举电容 C_{BS} 的 7 倍左右。
5. V_{F0} 输出脉冲的宽度由一个外部电容 (C_{F00}) 决定, 该电容位于 C_{F00} (引脚 8) 和 COM_L (引脚 2) 之间。
(示例: 若 $C_{F00} = 33\text{ nF}$, 则 $t_{F0} = 1.8\text{ ms}$ (典型值))
6. 每个输入信号都应该经过一个约 $4.7\text{ k}\Omega$ (高端) 或 $2\text{ k}\Omega$ (低端) 的电阻上拉到 5 V (其他每个输入引脚的 RC 耦合电路是否需要, 视 PWM 的控制方式以及印刷电路板的配线阻抗情况而定)。每一个电源接线终端需要一个 $0.22\sim 2\text{ nF}$ 的旁路电容。
7. 为避免保护功能出错, 应尽可能缩短 R_{SC} 、 R_F 和 C_{SC} 周围的连线。
8. 在短路保护电路中, $R_F C_{SC}$ 的时间常数应该设计在 $3\sim 4\mu\text{s}$ 范围内。
9. 每个电容都应尽可能地靠近DIP-SPM 的引脚安装。
10. 为防止浪涌的破坏, 应尽可能缩短滤波电容和 P&N 引脚间的连线。推荐在 P&N 引脚间使用 $0.1\sim 0.22\mu\text{F}$ 的高频无感电容。
11. 在各种家用电器设备中, 几乎都用到了继电器。在这些情况下, CPU 和继电器之间应留有足够的距离。建议距离至少为 50mm 。
12. 若分流电阻与 DIP-SPM 之间的连接导线过长, 过大的电感会引发极大的浪涌电压, 破坏 DIP-SPM 内部的 IC。因此, 分流电阻与 DIP-SPM 之间的连接导线应可能的短。另外, C_{SP15} (大于 $1\mu\text{F}$) 应该尽可能地接近于 DIP-SPM 的引脚。
13. 光耦合器能够用作电 (电压) 隔离。当使用光耦合器时, 必须注意信号逻辑电平和光耦合器延迟时间。同样因为 V_{F0} 输出电流的能力是 1 mA (最大), 它不能直接驱动一个光耦合器, 需要在光耦合器的一次侧增加缓冲器电路。
14. 建议 $R_E(H)$ 最小值为 5.6Ω 。并且应小于 20Ω 。- 仅适用于 DBC 产品。

6.3 分流电阻和缓冲电容的推荐接法

使用外部电流感测电阻来监测相电流。分流电阻和缓冲电容间的连线过长，会引发过大的浪涌，破坏 DIP-SPM 的内部 IC 和电流感测部件，同样会使检测信号畸变。为了减少这种模式电感量，应尽量缩短分流电阻和缓冲电容间的连线。

如图 6.6 所示，缓冲电容应该安装在右侧位置，以便有效抑制浪涌电压。通常推荐使用 $0.1 \sim 0.22 \mu\text{F}$ 的缓冲电容。若缓冲电容被安装在错误的图 6.6 示位置 ‘A’，缓冲电容不能有效地抑制浪涌电压。若将缓冲电容安装在位置 ‘B’，缓冲电容和导线的接线电感产生的充电/放电电流会流过分流电阻。这会影 响电流感测信号，短路保护的 水平也会比设计计算值稍微低一些。‘B’ 位置的浪涌抑制效果比位置 ‘A’ 或 ‘C’ 好。‘C’ 位置的浪涌抑制效果比位置 ‘A’ 好，而且不会影响电流感测信号的精度。所以，一般选用位置 ‘C’。

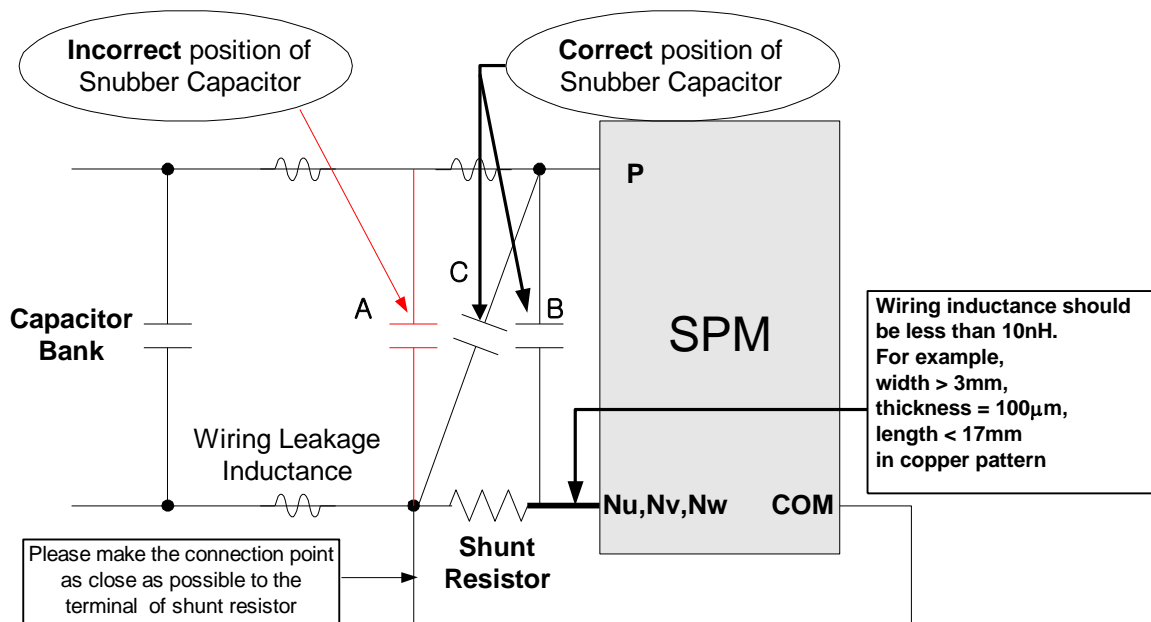
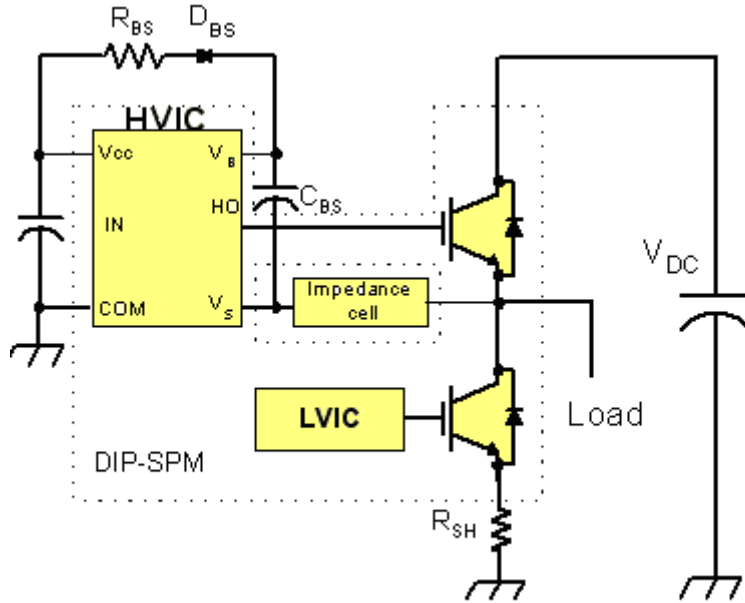


图6.6 分流电阻和缓冲电容的推荐接线

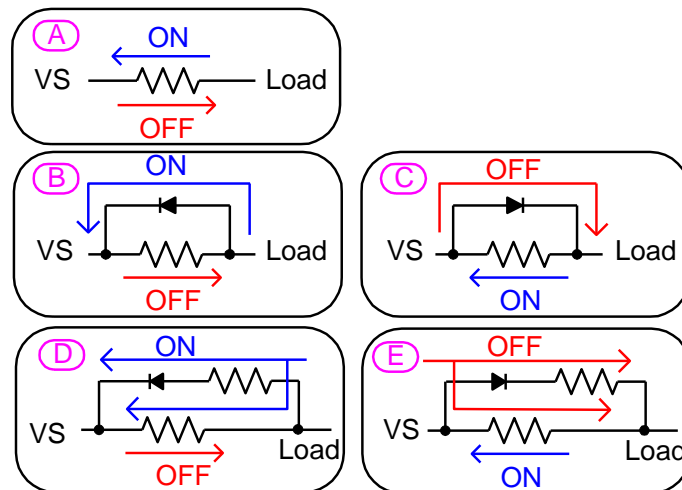
6.4 外部栅极阻抗 $R_{E(h)}$ (仅用于 DBC 基底 DIP-SPM)

6.4.1 开关速度控制

DBC 基底 DIP-SPM 的 HVIC V_s 引脚没有与其各自的 IGBT 发射极连接。这为设计者提供很大的灵活空间，允许应用在不同的电路单元结构（参考图 6.7）中。通常建议从实用角度出发进行电阻连线（如图 6.7 中的类型 A）。但是对于某些应用，插入不同的电阻单元具有优势。



(a) 包含阻抗单元的开关电路



(b) 不同类型的阻抗单元

图 6.7 包含阻抗单元的开关测试电路

通过组合阻抗单元可以改变高端 IGBT 的开关特性。这种特征最吸引人的优点是能够控制 dv/dt 的大小，从而改变逆变器的性能，满足 EMI 对 dv/dt 的苛刻要求。当 $R_{E(H)}$ 增加时，开关损耗显著增加，但是 dv/dt 大大下降。

6.4.2 HVIC 电压应力的抑制

HVIC 的闩锁 (latch-up) 问题主要由 $-V_s$ 、 $-V_B$ 和 V_{BS} 过电压引起的，这种过电压由恶劣条件下的过度开关引起。比如：当弱感负载短接到地端时，会有一股大电流通过连线。如图 6.8 所示：当高端 IGBT 关闭时，会切断大的短路电流，续流电流 I_F 开始流过 R_{sh} 、 D_F 和寄生电感。因 I_F 的 di/dt 不断增加，引起过大的 V_F 。 V_F 的这种变化会造成 V_s 的大幅度负电压和 V_{BS} 的急剧上升，引发 HVIC 的故障，随后损坏 HVIC 和 IGBT。但是，利用 $R_{E(H)}$ 通过降低电压应力可以防止 HVIC 的闩锁效应。 $R_{E(H)}$ 越大，HVIC 电压应力越低。

$R_{E(H)}$ 的建议值为 $5.6\Omega - 1/4W$ 。当 $R_{E(H)}$ 取推荐值时，开关特性几乎与直接相连时一样， V_{BS} 和 $-V_s$ 的波动还能适当地减少。由于自举电容通过 $R_{E(H)}$ 充电，如果其取值太大，在启动时将会发生高端 IGBT 偶然穿透。为防止出现类似问题，推荐自举电阻 R_{BS} 至少是 $R_{E(H)}$ 的三倍。更详细信息，请参考 8.5 “自举电阻的选择”。

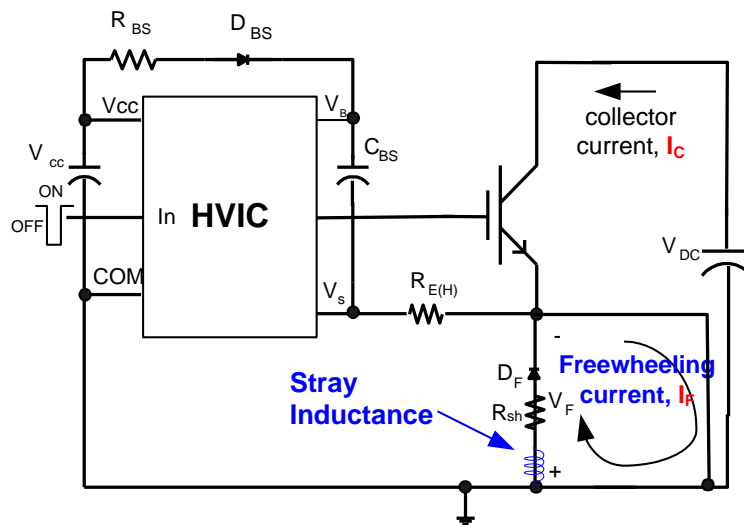


图 6.8 负载短路测试电路

6.4.3 $R_{E(H)}$ 的选择

当低端 IGBT 导通时，高端 IGBT 的集电极和发射极之间的 dv/dt 值增大。如图 6.9 所示，由于 dv/dt 增大，由 C_{CG} 引起的 i_{CG} 流过 R_G 和 $R_{E(H)}$ 。如果 V_{GE} 比高端 IGBT 的阈值电压高，高端 IGBT 会立即导通。为了防止出现这个问题，必须提高 $R_{E(H)}$ 的上限。对于 DIP-SPM， $R_{E(H)}$ 被限制在 $20\ \Omega$ 之下。

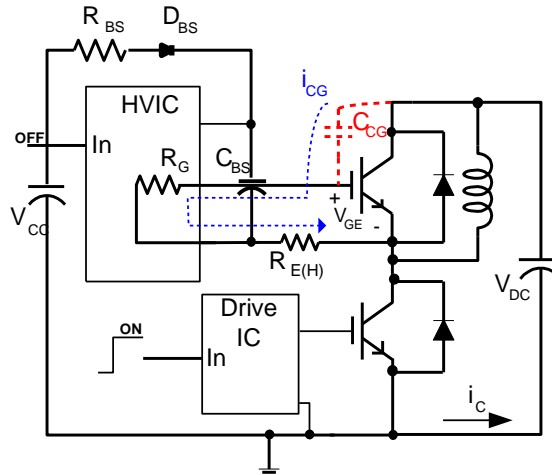


图 6.9 dv/dt 引发高端导通的机理

7. 功能和保护电路

7.1 SPM 功能与控制电源电压

DIP-SPM 的控制和栅极驱动电源通常由一个单独的 15V 直流电源提供。直流电源的正极连接到模块的 V_{CC} ，负极连接到模块的 COM 端。为保证 SPM 的正常工作，电压必须控制在 $15\text{ V} \pm 10\%$ ，电流必须大于 60 mA。表 7.1 描述了不同的控制电源电压下 SPM 的工作状态。控制电源必须能被一个低电阻的电解电容和正确连接到 DIP-SPM 引脚的高频去耦电容器很好地滤波。

电源的高频率噪声可能引发内部的控制 IC 产生故障，生成错误故障信号。为了防止这个问题，电源的最大纹波必须小于 $\pm 1\text{ V}/\mu\text{s}$ 。另外，在某些恶劣的环境下，可能需要在控制电源与地间跨接一个 24 V，1 W 的齐纳二极管，用以防止浪涌的破坏。

模块 COM 端的电压与在 N 功率端检测电阻上的压降是不一样的。全部的控制电路和电源必须连接到 COM 端，而不是 N 终端。如果电路连接不正确，穿过检测电阻的附加电流可能引发短路保护电路的操作不当。通常，最好让 COM 端作为 PCB 板的地平面。

主控制电源必须连接到用于建立高端栅极驱动浮动电源的自举电路上。

当控制电源电压 (V_{CC} 和 V_{BS}) 降到 UVLO (欠压闭锁) 之下时，IGBT 将关掉，同时输入信号被忽略。为了防止噪声干扰这个功能，HVIC 和 LVIC 都内置了 $15\ \mu\text{sec}$ 滤波器。

表 7.1 DIP-SPM 功能与控制电源电压

控制电压范围 [V]	DIP-SPM 功能说明
0 ~ 4	控制 IC 不工作。欠压闭锁和错误输出不能启动。 主 P-N 电源上的 dV/dt 噪声可能触发 IGBT。
4 ~ 12.5	控制 IC 开始工作。随着欠压闭锁的设置，控制输入信号被封锁，故障信号 Fo 生成。
12.5 ~ 13.5	欠压闭锁复位。IGBT 依据控制栅极输入进行工作。驱动电压低于推荐值， $V_{CE(sat)}$ 和开关损耗比正常工作情况下的值大。
V_{CC} 值为 13.5 至 16.5 V_{BS} 值为 13 至 18.5	正常工作。推荐的工作条件。
16.5 ~ 20 适用于 VCC 18.5 ~ 20 适用于 VBS	IGBT 处于工作状态。由于驱动电压高于推荐的范围，IGBT 的开关更快。可能会增加系统噪音。与短路保护的正常工作相比，峰值短路电路的工作大大增加。
20 以上	DIP-SPM 的控制电路可能被损坏。

7.2 欠压保护

LVIC 具有一个欠压闭锁的功能，防止低端 IGBT 在栅极驱动电压不足的情况下工作。图 7.1 显示了这个保护的时序图。

- P1 : Normal operation - IGBT ON and conducting current
- P2 : Under voltage detection
- P3 : IGBT gate interrupt
- P4 : Fault signal generation
- P5 : Under voltage reset
- P6 : Normal operation - IGBT ON and conducting current

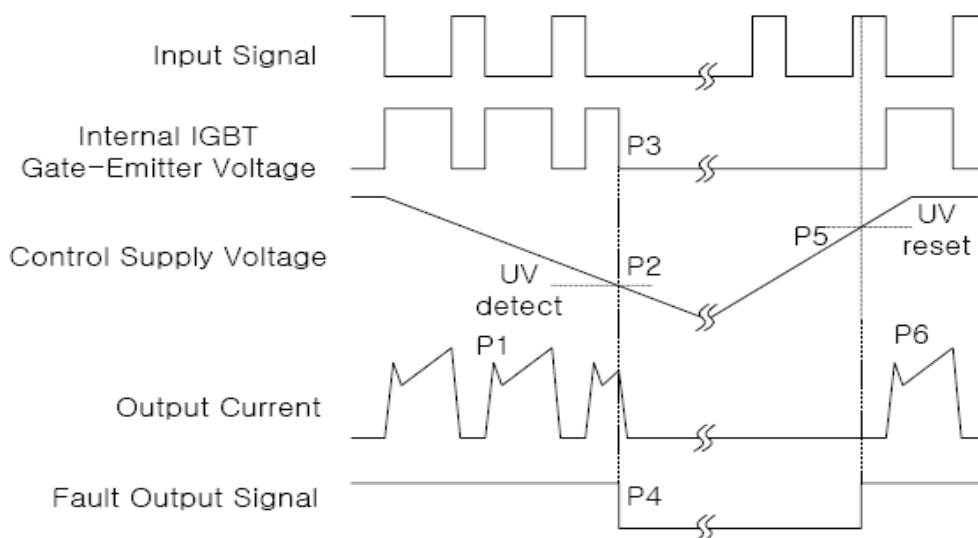


图 7.1 低端欠压保护时序图

HVIC 具有欠压闭锁的功能，保护高端 IGBT 在栅极驱动电压不足的情况下工作。图 7.2 说明了这个保护的时序图。对于低的 HVIC 偏压 情况，不提供 Fo 报警。

- P1 : Normal operation - IGBT ON and conducting current
- P2 : Under voltage detection
- P3 : IGBT gate interrupt
- P4 : No fault signal
- P5 : Under voltage reset
- P6 : Normal operation - IGBT ON and conducting current

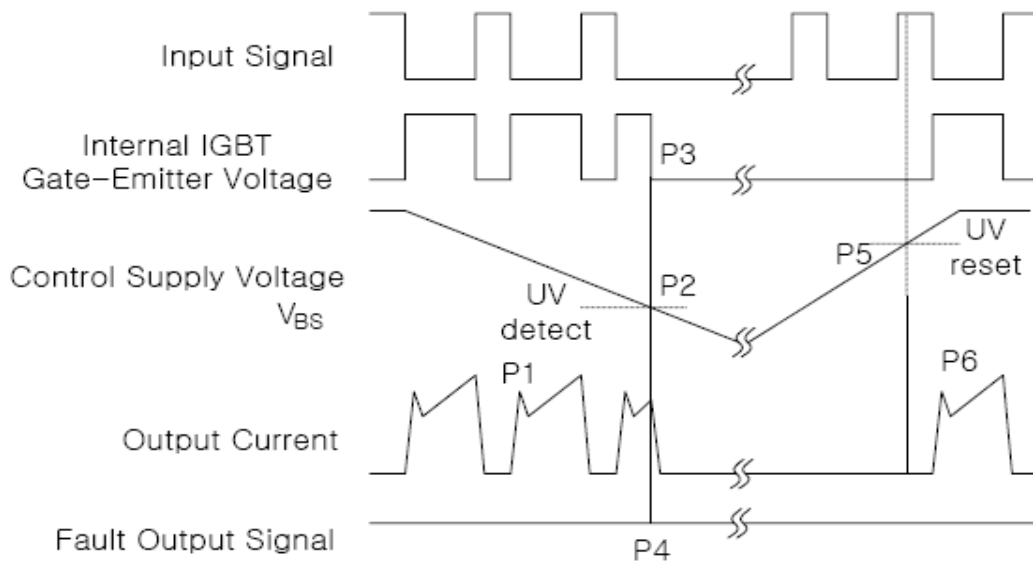


图 7.2 高端欠压保护时序图

7.3 短路保护

7.3.1 短路 (SC) 保护的时序图

LVIC 具有一个内置短路保护功能。这个 IC 监控 C_{sc} 引脚的电压。如果这个电压超过器件数据表指定的值 $V_{sc(ref)}$ ，则发布一个故障信号，下桥臂 IGBT 关断。典型的最大短路电流由栅极电压决定。一较高的栅极电压导致大的短路电流。为避免这个潜在的问题，最大短路参考标准通常设置在正常集电极电流的额定值的 1.7 倍以下。图 7.3 说明了 LVIC 短路保护时序图。

- P1 : Normal operation - IGBT ON and conducting currents
- P2 : Short-circuit current detection
- P3 : IGBT gate interrupt / Fault signal generation
- P4 : IGBT is slowly turned off
- P5 : IGBT OFF signal
- P6 : IGBT ON signal - but IGBT cannot be turned on during the fault-output activation
- P7 : IGBT OFF state
- P8 : Fault-output reset and normal operation start

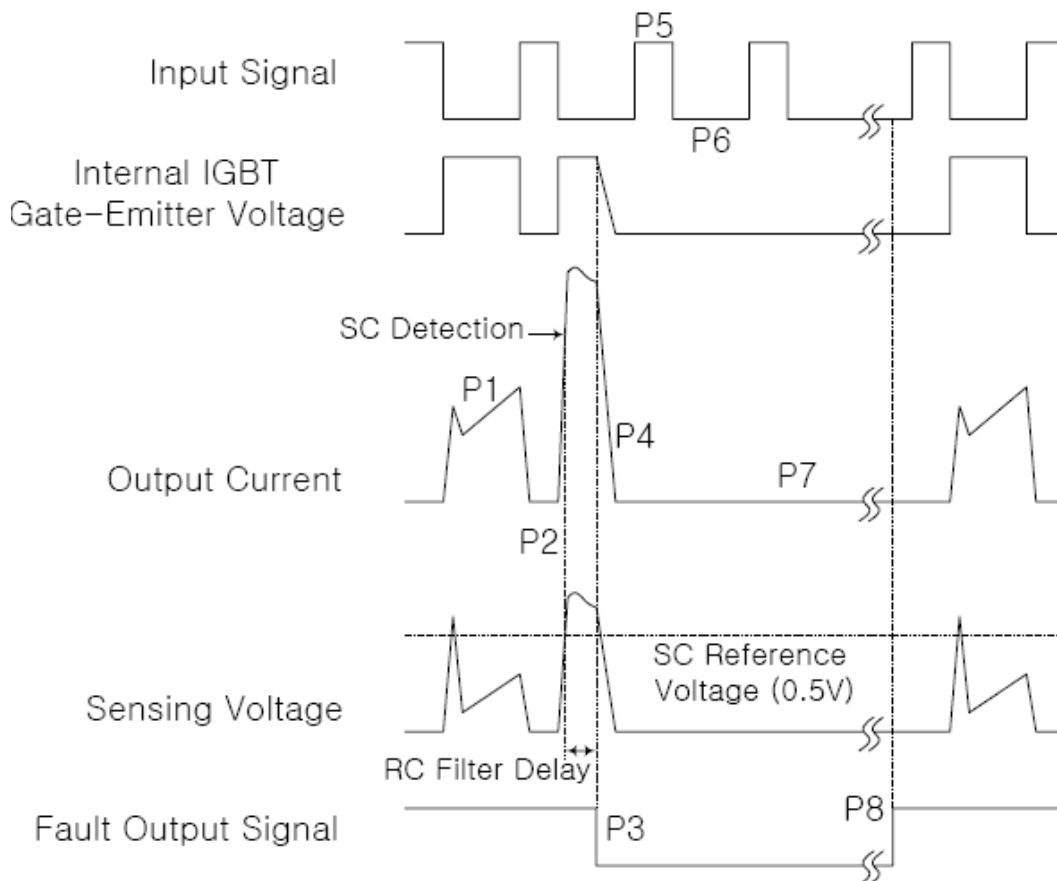


图 7.3 短路保护功能时序图

7.3.2 电流感测分流电阻 (R_{SHUNT}) 和分压电阻 (R_{SC}) 的选择

图7.4 给出了一个使用三分流电阻的短路保护电路举例。直流母线的 N 端线电流由低端感应 IGBT (R_{SC} 引脚) 检测, 保护操作信号经过 RC 滤波器。如果电流超过 SC 的参考标准, 低端三相 IGBT 的所有栅极进入关断状态, Fo 故障信号传递至 CPU。因为 SC 保护是非重复性的, 所以 Fo 故障信号输出后, IGBT 工作应该立即中断。

通过比较内部感应 IGBT 电压和 LVIC 的参考短路脱扣电压, 可在短路情况下激活内部保护电路。在这种情况下, 电路设计人员可以通过分压电阻 (R_{SC}) 来选择短路保护电流等级。请参考图 7.5。

以 FSAM15SH(M) 60A 示例, 如果电路设计人员希望短路保护级别为额定电流的 150% (22.5 A), 并且使用 30 Mohm 作为电流感测电阻, 那么就必须选用 30 ohm 作为分压电阻 (R_{SC})。如下图 7.5 中黑线 (2) 所示。

为了防止与短路电路故障相关的噪声, 需要一个 RC 滤波器 (参考上面的 R_F C_{SC})。RC 时间常数由施加噪音的时间和 IGBT 的耐压能力决定。推荐将 RC 常数设定在 3 ~ 4·s 范围内。

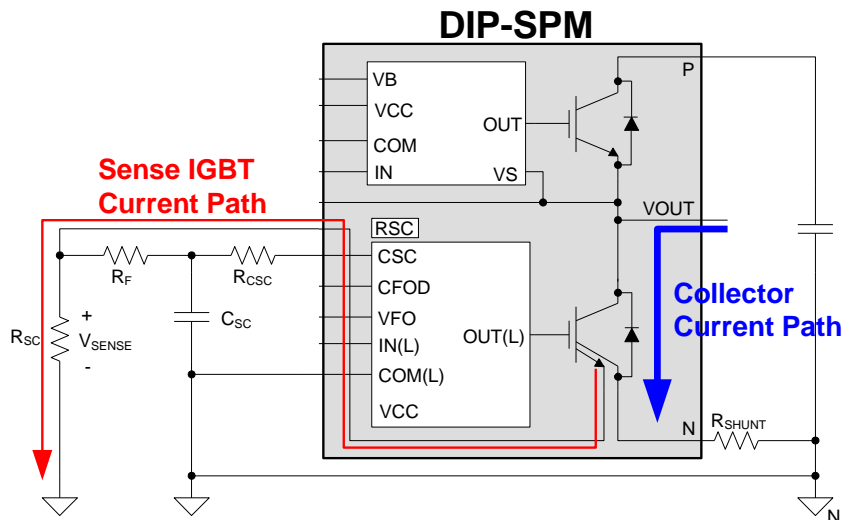


图7.4 无分流电阻的短路保护电路举例

当外部分流电阻的压降超过短路保护水平时, 这个电压会经过 RC 滤波器施加到 C_{SC} 引脚上。滤波器的延迟时间 (t_1) 等于 C_{SC} 引脚电压上升到参考短路保护水平所需要的时间。表 7.2 说明了短路保护电平的标准。IC 具有 500nsec 的消除内部噪声的逻辑滤波延迟时间 (t_2)。另外, 必须考虑典型 IC 的传送延迟时间 (t_3)。请参照表 7.3。

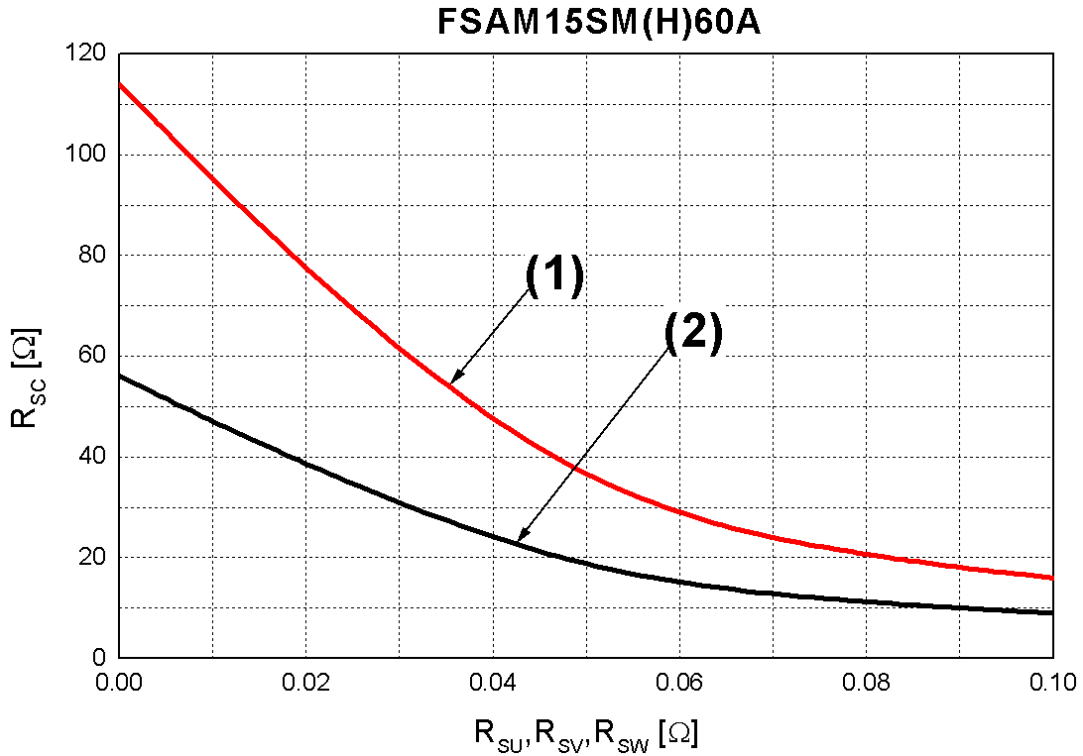


图 7.5 短路保护分流电阻 (R_{su} , R_{sv} , R_{sw}) 变化的影响 (FSAM15SH60A)

(1) @ 约 100% 额定电流跳闸 ($I_c \approx 15 A$)

(2) @ 约 150% 额定电流跳闸 ($I_c \approx 22.5 A$)

表 7.2 短路保护参考电平 " $V_{SD(REF)}$ " 的规格

项目	最小值	典型值	最大值	单位
SC 动作电平 VSC(REF)	0.45	0.51	0.56	V

表 7.3 短路保护电路的内部延迟时间

项目	最小值	典型值	最大值	单位
内部滤波延迟 (t_2)	-	0.5	0.7	μs
IC 传输延迟时间 (t_3)	-	0.9	1.3	μs

因此，从检测到SC 短路电流到IGBT 栅极关闭的总时间为：

$$t_{TOTAL} = t_1 + t_2 + t_3$$

7.4 故障输出电路

表 7.4 故障输出最大额定值

项目	符号	条件	额定值	单位
故障输出电源电压	V_{FO}	施加在 V_{FO} -COM 之间	$-0.3 \sim V_{oc}+0.3$	V
故障输出电流	I_{FO}	V_{FO} 引脚处的灌电流	5	mA

表 7.5 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	V_{FOH}	$V_{SC} = 0V$, V_{FO} 电路 $4.7\text{ k}\Omega$ 至 5 V 上拉	4.5	-	-	V
电源电压	V_{FOL}	$V_{SC} = 1\text{ V}$, V_{FO} 电路: $4.7\text{ k}\Omega$ 至 5 V 上拉	-	-	0.8	V

因为 F_0 端子属于集电极开路，所以它必须经过一个上拉电阻上拉至 5 V 或 15 V 。电阻必须满足上述规格。

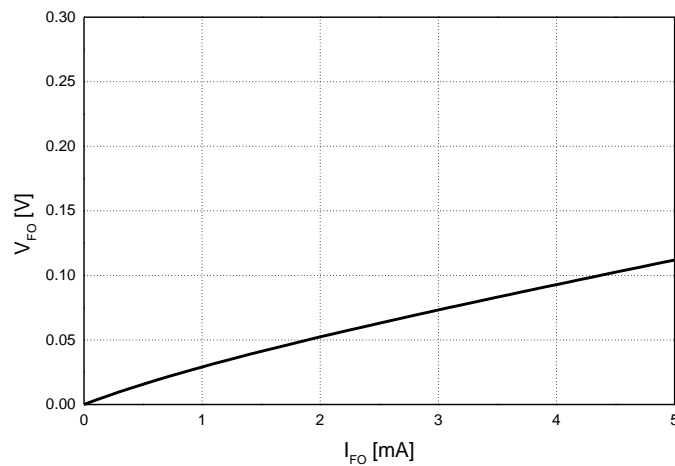


图 7.6 V_{FO} 端子的电压与电流特性

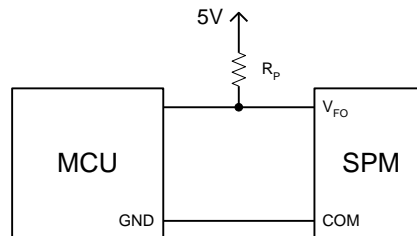


图 7.7 V_{FO} 端子接线

8. 自举电路

8.1 自举电路的工作

V_{BS} 电压等于 $V_B (U, V, W)$ 和 $V_S (U, V, W)$ 的差值, 它为 DIP-SPM 内部的 HVIC 提供电源。这个电压的大小必须控制在 13.0~18.5 V, 以保证 HVIC 能够完全驱动高端 IGBT。DIP-SPM 含有对 V_{BS} 的欠压检测功能, 以保证在 V_{BS} 下降到指定电压 (参看数据表) 时 HVIC 不会驱动高端 IGBT。这个功能保证 IGBT 不在高功耗模式下工作。

产生 V_{BS} 浮动电源有许多方法, 这里描述的自举方法就是其中一种。该方法的优点是简单, 便宜。但是, 自举电容的电荷补充限制了导通周期和导通时间。通过一个自举二极管, 电阻和电容的组合电路形成自举电源, 如图 8.1 所示。电流的流经路线参见图 8.1。当 V_S 下拉到地端 (通过地低端或负载), 自举电容器 (C_{BS}) 通过自举二极管 (D_{BS}) 和电阻 (R_{BS}) 由电源 V_{CC} 进行充电。

8.2 自举电容的初次充电

对于初次的自举充电, 需要一足够长的低端 IGBT 导通时间对自举电容完全充电。初次充电时间 (t_{charge}) 可以通过下面的公式计算:

$$t_{charge} \geq C_{BS} \times (R_{BS} + R_{E(H)}) \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BS(min)} - V_f - V_{LS}}\right) \quad (8.1)$$

V_f = 自举二极管的正向压降

$V_{BS(min)}$ = 自举电容的最小电压

V_{LS} = 低端 IGBT 或负载上的压降

δ = PWM 的占空比

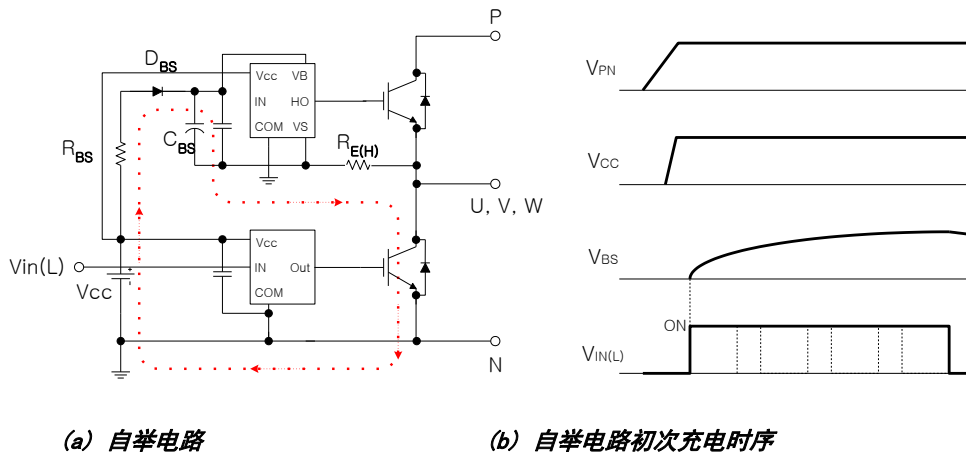


图 8.1 自举电路工作和初次充电

8.3 自举电容的选择

自举电容的大小通过下面的公式计算：

$$C_{BS} = \frac{I_{leak} \times \Delta t}{\Delta V} \quad (8.2)$$

式中 Δt = 高端 IGBT 的最大导通脉宽

ΔV = C_{BS} 允许的放电电压。

I_{leak} = 主要由以下机理产生的 C_{BS} 最大放电电流：

高端 IGBT 导通时的栅极充电

IC 内高端电路的静态电流

IC 内电平转换器的电平转换充电

自举二极管的漏电流

C_{BS} 电容的漏电流（非电解电容不需考虑）

自举二极管的反向恢复电荷

实际上，DIP-SPM 的 I_{leak} 一般为 1 mA。考虑功耗和可靠性，实际选择的自举电容一般是计算值的 2~3 倍。 C_{BS} 只有在高端 IGBT 关闭和 V_s 电压下拉到地端时，方可充电。因此，低端 IGBT 的导通时间必须足够大，以保证 C_{BS} 电容消耗的电荷能完全得到补充。所以，要求低端 IGBT 有一个最小导通时间（或者高端 IGBT 关断时间）。

自举电容必须尽可能地放置在靠近 SPM 引脚的地方。为了使电路具有良好的局部去耦合能力，至少使用一个低 ESR 的电容。例如，若自举电容采用电解电容，则需要在 SPM 附近设置另一个陶瓷电容；若自举电容是陶瓷电容或者钽电容，则满足了局部去耦合要求。

8.4 自举二极管的选择

当高端 IGBT 或二极管导通时，自举二极管 (D_{BS}) 承受全部的直流母线电压。因此，推荐其耐压大于 600V。为了使从自举电容回流焊到 V_{oc} 电源的电荷量最小，自举二极管应该选择快速恢复（恢复时间 < 100 ns）型的器件。同样，若需要自举电容储存很长时间的电荷，自举二极管需要承受大的反向电压漏电流。

8.5 自举电阻的选择

电阻 R_{BS} 和自举二极管配合使用可以降低 dV_{BS}/dt ，同时电阻还决定了自举电容的充电时间。也就是说，如果低端 IGBT 的最小导通脉宽或者高端 IGBT 最小关闭脉宽是 t_o ，在脉冲周期内自举电容必须被充电 ΔV 。因此，自举电阻的大小可以通过下面的公式计算得到。

$$R_{BS} = \frac{(V_{CC} - V_{BS}) \times t_o}{C_{BS} \times \Delta V_{BS}} \quad (8.3)$$

另外一个决定 R_{BS} 的重要因素是在初次充电周期内 $R_{E(HT)}$ 上的电压降。图 8.2 表示了初次充电周期内自举电容充电的电流路径。若 $R_{E(HT)}$ 上的压降比高端 IGBT 的阈值电压高，高端 IGBT 即被设置成开通模式，引

起桥臂直通。因此， $R_{E(H)}$ 上的压降必须低于 IGBT 的阈值电压， $R_{E(H)}$ 的计算公式如下：

$$R_{E(H)} \cdot i_{chg} = V_{cc} - R_{BS} \cdot i_{chg} - V_{D_{BS}} - V_{LS,IGBT} \quad (8.4)$$

对于 DIP-SPM，建议 R_{BS} 最好比 $R_{E(H)}$ 大三倍。这样， $R_{E(H)}$ 电压即使在最坏的情况（IGBT 阈值电压低， V_{cc} 高）下也可以得到限制。

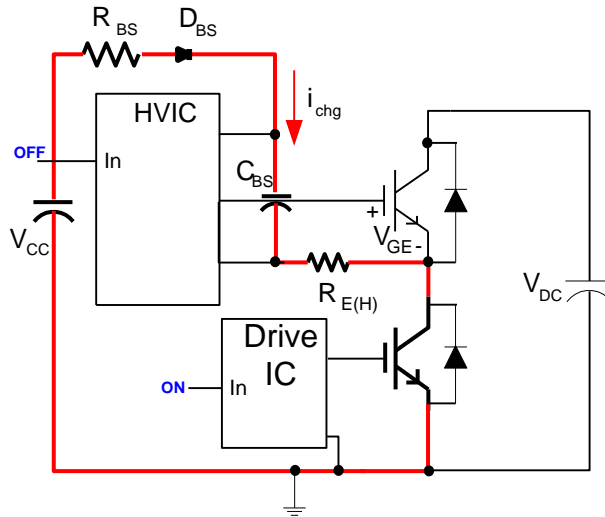


图 8.2 启动时自举电容的充电

总而言之， R_{BS} 取上面两个方程计算得到的较大值，额定功率要大于 $1/4W$ 。注意，如果 dV_{BS}/dt 的增量显著下降， V_{BS} 欠压可能会导致启动期间暂时丢失部分脉冲。

8.6 PWM 逆变器运行期间自举电容的充放电

当高端 IGBT 关断时，自举电容 (C_{BS}) 通过自举二极管 (D_{BS}) 和电阻 (R_{BS}) 由电源 V_{CC} 进行充电， V_s 会被下拉到地端。当高端 IGBT 导通时，自举电容放电。

例 1：初次充电时间的选择

根据式 (8.1)，计算初次充电时间的最小值。

条件：

$$C_{BS} = 22\mu F$$

$$R_{BS} = 20\Omega$$

$$R_{E(H)} = 5.6\Omega$$

$$\text{占空比 } (\delta) = 0.5$$

$$D_{BS} = 1N4937 \text{ (600V/1A 额定值)}$$

$$V_{CC} = 15V$$

$$V_f = 0.5V$$

$$V_{BS(\text{最小值})} = 13 \text{ V}$$

$$V_{LS} = 0.7 \text{ V}$$

$$t_{\text{charge}} \geq 22 \mu\text{F} \times (20 \Omega + 5.6 \Omega) \times \frac{1}{0.5} \times \ln\left(\frac{15 \text{ V}}{15 \text{ V} - 13 \text{ V} - 0.5 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}\right) = 3.3 \text{ ms}$$

V_f = 自举二极管的正向压降

$V_{BS(\text{min})}$ = 自举电容的最小电压

V_{LS} = 低端 IGBT 或负载上的压降

δ = PWM 的占空比

为了确保安全，建议实际充电时间至少是计算值的三倍以上。

例 2：自举电容的最小值。

条件：

$$\Delta V = 1 \text{ V}$$

$$\Delta t = 5 \text{ msec}$$

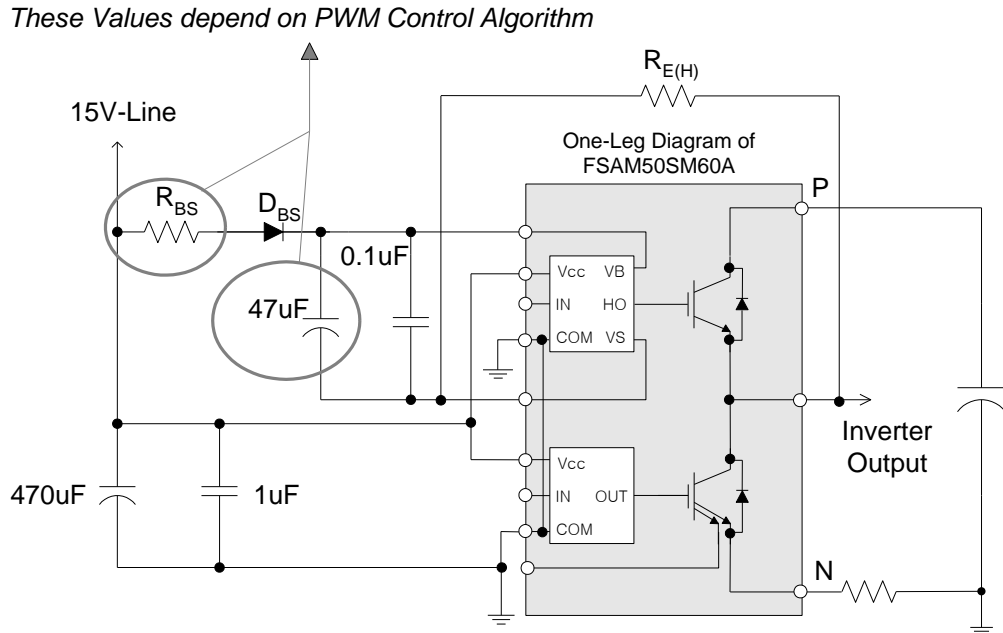
$$I_{\text{leak}} = 1 \text{ mA}$$

$$C_{BS} \geq \frac{1 \text{ mA} \times 0.005 \text{ s}}{1 \text{ V}} = 5 \mu\text{F}$$

自举电容的计算值是 5 μ F。考虑到功耗和可靠性，实际值最好是计算值的 2-3 倍。注意，该结果仅为示例。建议您在设计一个系统时考虑实际的控制模式和器件寿命因素。

8.7 推荐的自举工作电路和参数

图 8.3 给出了推荐的自举工作电路和参数。



注意: $R_{E(H)}$ 的推荐值为 5.6Ω 。高端开关较慢时, 可以增加 $R_{E(H)}$, 但应小于 20Ω 。 R_{BS} 应大于 $R_{E(H)}$ 的 3 倍。

图 8.3 推荐的自举工作电路和参数

9. 功耗和散热设计

9.1 DIP-SPM 的功耗

DIP-SPM 的损耗主要包括 IGBT 和 FRD 的导通损耗和开关损耗。关断稳态下的损耗可以忽略不计，因为它很小，仅仅造成器件温度的小幅上升。导通损耗由器件的电气参数决定，比如饱和电压。因此，导通损耗是导通电流和器件结温的函数。另一方面，开关损耗由电路的动态特性决定，比如开/关时间和过电压/过电流。所以为了获得精确的开关损耗，我们必须考虑系统的直流母线电压，采用的开关频率和功率电路布局以及功率电路的电流和温度。

在本章中，以电动机控制应用的 PWM 逆变器系统为基础，给出了 DIP-SPM 两种损耗的详细计算公式。适用于采用三相连续正弦 PWM (SPWM) 的情况。对于其他情况，例如三相断续 PWM，请参考文章 "Minimum-Loss Strategy for three-Phase PWM Rectifier, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 3, June, 1999 by Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul"。

9.1.1 导通功耗

IGBT 和二极管正向压降的典型特性可以分别近似为下列线性方程：

$$\begin{aligned} v_I &= V_I + R_I \cdot i \\ v_D &= V_D + R_D \cdot i \end{aligned} \quad (9.1)$$

V_I = IGBT 的阈值电压 V_D = 二极管的阈值电压

R_I = IGBT 导通状态的动态阳极电阻 R_D = 二极管导通状态的动态阳极电阻

假设开关频率很高，PWM 逆变器的输出电流可以假定为正弦波形。即：

$$i = I_{peak} \cos(\theta - \phi) \quad (9.2)$$

式中， ϕ 是输出电压和输出电流的相位差。利用方程 (9.1) 可以求得一个 IGBT 和二极管的导通损耗。如下

$$P_{con.I} = \frac{V_I I_{peak}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \xi \cos(\theta - \phi) d\theta + \frac{R_I I_{peak}^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \xi \cos^2(\theta - \phi) d\theta \quad (9.3)$$

$$P_{con.D} = \frac{V_D I_{peak}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (1-\xi) \cos(\theta-\phi) d\theta + \frac{R_D I_{peak}^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (1-\xi) \cos^2(\theta-\phi) d\theta \quad (9.4)$$

式中, ξ 是给定 PWM 算法的占空比。

$$\xi = \frac{1+MI \cos \theta}{2} \quad (9.5)$$

式中 MI 是 PWM 调制系数指数 (MI, 定义为相电压峰值与直流母线电压的一半的比值)。最后, 综合等式 (9.3) 和 (9.4) 得到:

$$\begin{aligned} P_{con} &= P_{con.I} + P_{con.D} \quad (9.6) \\ &= \frac{I_{peak}}{2\pi} (V_I + V_D) + \frac{I_{peak}}{8} (V_I - V_D) MI \cos \phi + \frac{I_{peak}^2}{8} (R_I + R_D) + \frac{I_{peak}^2}{3\pi} (R_I - R_D) MI \cos \phi \end{aligned}$$

注意, 总的逆变器导通损耗为 P_{con} 的 6 倍。

9.1.2 开关损耗

不同的器件具有不同的开关特性。同时器件的开关特性会随加载电压/电流和工作温度/频率变化。但是, 在一个给定环境下, 开/关损耗的能量 (焦耳) 认为是电流与电压的乘积对时间的积分, 通过试验方法可以间接估算开关损耗的大小。因此, 在一个开关周期内, 开关损耗相对切换电流的线性关系可以描述为。

$$Switching \ energy \ loss = (E_I + E_D) \times i \quad [joule] \quad (9.7)$$

$$E_I = E_{I.ON} + E_{I.OFF} \quad (9.8)$$

$$E_D = E_{D.ON} + E_{D.OFF} \quad (9.9)$$

式中, E_I 是 IGBT 的开关损耗, E_D 是二极管的开关损耗。 E_I 和 E_D 约为常数。

如等式 (9.2) 所示, 输出电流近似为正弦波形, 且在连续的 PWM 方案中, 每个 PWM 周期都会发生开关损耗。因此, 假设开关频率为 f_{sw} , 得到每个器件的开关损耗为式 (9.10)。

$$\begin{aligned} P_{sw} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (E_I + E_D) i f_{sw} d\phi \\ &= \frac{(E_I + E_D) f_{sw} I_{peak}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \cos(\theta-\phi) d\phi = \frac{(E_I + E_D) f_{sw} I_{peak}}{\pi} \quad (9.10) \end{aligned}$$

式中, E_I 是一个 IGBT 与开关能量相关的常数, 不同的 IGBT 具有不同的 E_I 值。 E_D 对应二极管。它们必须通过试验测得。从等式 (9.10) 注意到, 开关损耗是电流的线性函数, 并且正比于开关频率。

9.2 热阻

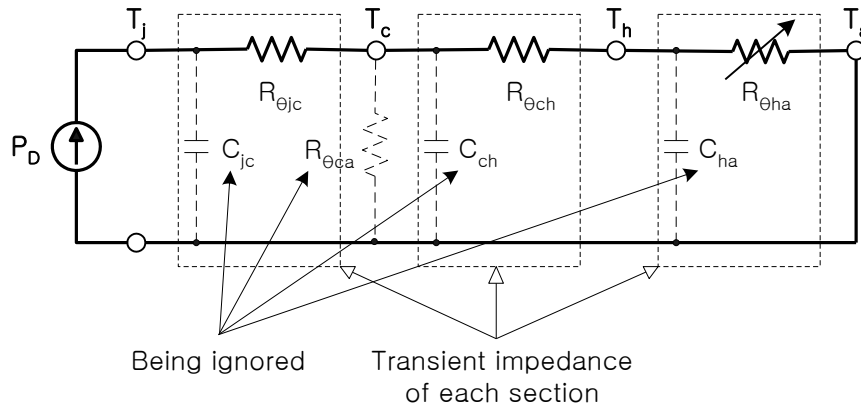


图9.1 使用散热器时瞬态热等效电路

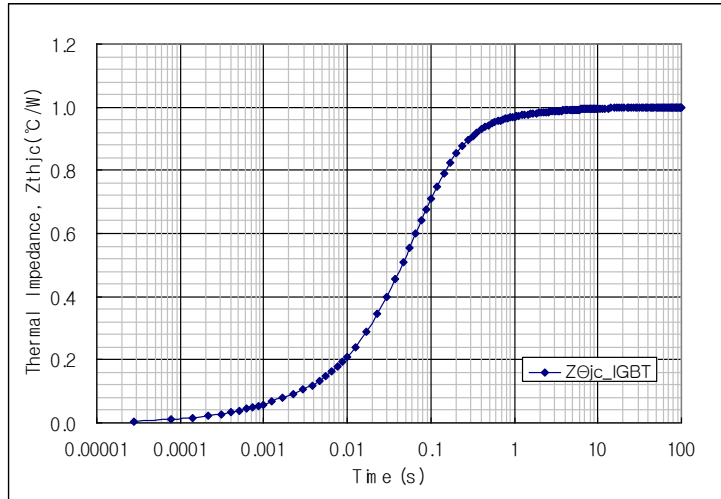
图9.1 说明了一个安装在散热器上的DIP-SPM 的热等效电路。对于结损耗 P_D 稳定不变的情况，结温 T_j 计算公式为：

$$T_j = P_D (R_{\theta jc} + R_{\theta ch} + R_{\theta ha}) + T_a \quad (9.11)$$

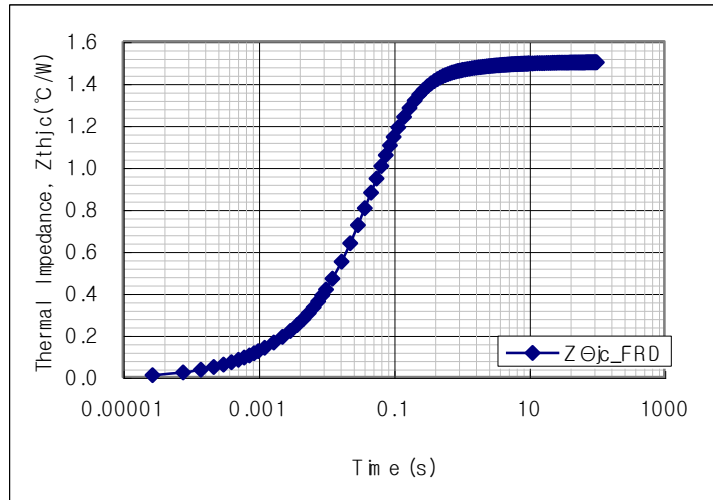
式中， T_a 是环境温度， $R_{\theta jc}$ 、 $R_{\theta ch}$ 、 $R_{\theta ha}$ 分别表示 DIP-SPM 内部每个 IGBT 和二极管的结壳热阻，壳到散热器间热阻，散热器与环境间热阻。参考图 9.1，虚线表示的元件 $R_{\theta ca}$ 的分布由于太大，可以被忽略。

式 (9.11) 中，显然 T_{jmax} (125°C) 受到限制。 P_D 随 $R_{\theta ha}$ 减少而增加。这说明一个冷却效率高的系统会增加 DIP-SPM 的功率扩散能力。若 $R_{\theta ch}$ 和 $R_{\theta ha}$ 减小到零，且壳温度 T_c 锁定在恒定的环境温度 T_a ，则可以获得一个无限大的散热器。

在实际的运行中，功耗 P_D 是周期性的，因此必须考虑图 9.1 所示的瞬态 RC 等效回路。对于脉冲功耗，热容效应会延缓结温的上升，因此允许一个较大的 SPM 负载。图 9.2 显示了 FSAM50SM60A 的热阻曲线。可以看到，大约 10 秒后，热阻趋于饱和。其他类型的 SPM 也表现出了相似的特性。



(a) IGBT



(b) FRD

图9.2 热阻曲线
(归一化, FSAM50SM60A)

10. 封装

10.1 散热器安装

当把 SPM 固定到散热器上时，必须遵守下面的注意事项，以保证散热器实现最佳效果，器件受到的应力最小。

散热器

当把散热器安装到DIP-SPM 时，请遵守厂商的使用说明。在安装散热器时，小心不要对器件施加过大的压力。

严格按照指定要求为散热器钻螺丝孔。消除表面凹凸不平的锯齿和毛刺，保证表面光滑。参照表 10.1。

安装到散热器上的器件在工作时非常热，请不要触摸，以防烧伤。

硅胶

为了降低接触热阻，在 SPM 和散热器之间填充硅胶。确保涂抹稀薄和均匀，不要使用过量。在这种情况下，使用的硅胶层必须均匀一致（厚度 100 ~ 200um）。

紧固螺丝扭矩

不要超过规定的紧固扭矩。螺丝拧得过紧，会造成陶瓷破裂，产生毛刺并破坏铝质散热片。固定螺丝保持在一定的扭矩以下会引起接触热阻的饱和。建议根据表10.1 确定紧固扭矩，以获得合适的接触热阻，避免对器件施加过大的压力。

避免因仅固定一侧而产生的应力。图 10.1 说明了固定螺丝时，推荐的紧固扭矩大小。安装不平会破坏 SPM 的陶瓷基底。

表 10.1 额定扭矩

项目	条件		极限值			单位
			最小值	典型值	最大值	
安装扭矩	安装螺钉: M4	推荐选用 0.98 N·m	0.78	0.98	1.17	N·m
陶瓷/DBC 平面度	(参照图10.1)		0	-	+120	μm
散热器平面度			-100		+50	μm
重量			-	32	-	g

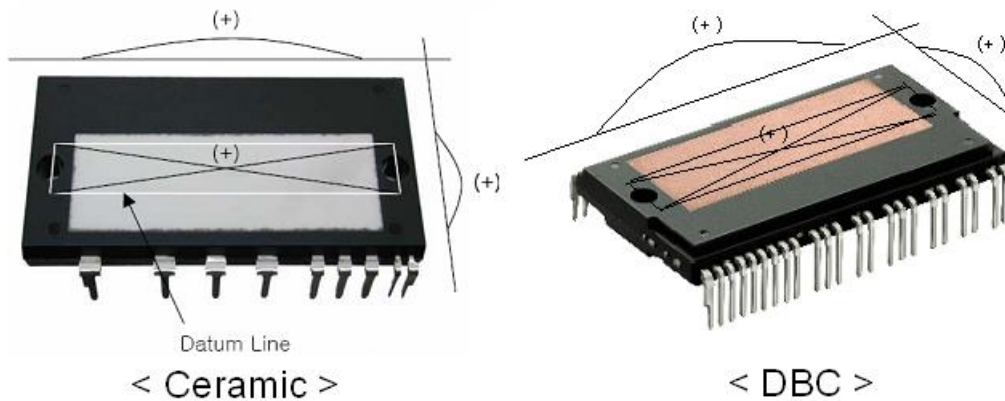


图. 10.1 平面度测量位置

10.2 装运规范

装运半导体时，不正确的操作会对器件的热应力和/或机械应力造成影响，可能导致器件电气性能和/或可靠性大大降低。

搬运

小心搬运器件和包装材料。为避免器件损坏，不要投抛器件。在运送过程中，确保器件不受机械冲击和振动。防止器件受潮，潮气会对封装造成负面影响（消除抗静电剂的功效）。把器件放置在特制的导电架上。当搬运器件时，手持包装，切勿接触引脚，特别是栅极端子。按照正确方向放置包装箱。颠倒放置，倾斜或者施加不均匀的压力，都可能导致器件引脚损坏或树脂外壳损坏。投掷或者下抛包装箱很可能破坏器件。包装箱潮湿可能导致器件工作时崩溃。在雨天或雪天搬运时，注意不要淋湿包装箱。

存储

- 1) 器件存储时，不能暴露在潮气或阳光下（特别小心雨雪天气）
- 2) 放置器件包装箱时，正面朝上。垂直堆放包装箱。：切勿将包装箱侧放。
- 3) 贮藏地方的温度控制在 5°C 至 35°C，湿度控制在 40—75%。
- 4) 切勿存储在含有有害（尤其是腐蚀性的）气体，或有灰尘的环境中。
- 5) 存储地应避免温度波动，温度的迅速改变会使器件受潮，导致引脚氧化或腐蚀，造成引脚可焊性退化。
- 6) 重新包装器件时，请使用防静电的箱子。不用的器件空置时间不能超过一个月。
- 7) 器件存储时，切勿对其施加外部压力或负荷。

环境

- 1) 当工作环境的湿度下降时，人体和其他绝缘体很容易因为摩擦携带静电。推荐工作环境的湿度控制在 40% 至 60% 之间。注意，产品从防潮包装箱取出来之后，存在受潮的风险。
- 2) 确保工作区域内所有的设备，夹具和工具全部接地。
- 3) 工作区的地面铺设导电垫，或者采取其他适当的办法，保证地板表面接地，便于分散静电。

- 4) 工作台表面覆盖一层导电垫，并且接地，以分散桌面的静电。工作台表面不能是低电阻的金属材料，否则当被充电的器件接触桌面时，会引起快速静电放电。
- 5) 确保工作椅子有一层抗静电纺织品覆盖，并且通过接地链连接到地上。
- 6) 在贮藏架的表面安装抗静电垫。
- 7) 为了器件运输和暂时贮藏，须使用由抗静电材料制成的容器，以分散静电。
- 8) 确保与器件包装箱接触的手推车表面由能够传导静电的材料制成，并且通过接地链连接到地表面。
- 9) 操作员必须穿抗静电的衣服和能导电的鞋子（或腿带或脚带）。
- 10) 操作员必须戴上通过 $1\text{M}\Omega$ 的电阻器连接到地的手腕带。
- 11) 若使用的镊子可能接触到器件的接线端，请使用抗静电的镊子，避免使用金属镊子。如果被充电的器件接触这样低电阻工具，会发生迅速放电。当使用真空镊子时，请使用连接到专门地、能导电的夹具夹在镊子的顶部，很显然为了防止静电。
- 12) 存储已安装器件的电路板时，请使用木板容器或袋子来防止静态充电。保持它们相互隔离，不要让它们堆叠在一起，以防止由于摩擦发生静态充电/放电。
- 13) 保证带入静电控制区的物品（例如夹板）由防静电材料制造。
- 14) 为了预防身体与器件直接接触，确保穿戴防静电手指套或手套。

电击 (触电)

正在进行电气特性测量的器件会引起电击 (触电) 的危险。切勿接触这些器件, 除非测量设备处于断电状态。

电路板涂覆

在高可靠性的设备或极端环境 (潮湿, 有腐蚀性气体或灰尘) 下使用器件时, 电路板需要涂上保护层。然而, 在涂覆电路板之前, 您必须小心地检查压力影响和可能带来的污染。根据经验, 在大多数情况下, 有很多不同类型的涂面树脂可供选择。但是, 因为安装器件的电路板的用途多种多样, 电路板的因素, 如板大小, 板厚度也不同, 器件的相互影响等也不同, 预测半导体将要承受的热应力和机械应力实际上是不可能的。

10.3 印码规范

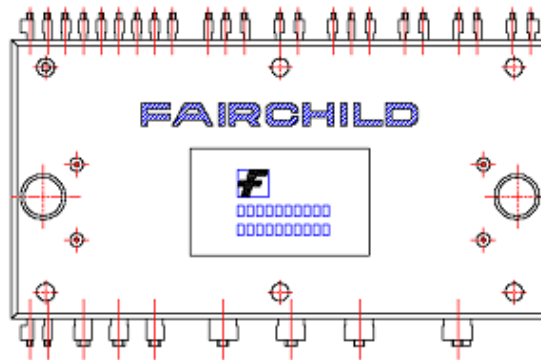


图10.2 印码版图 (底部)

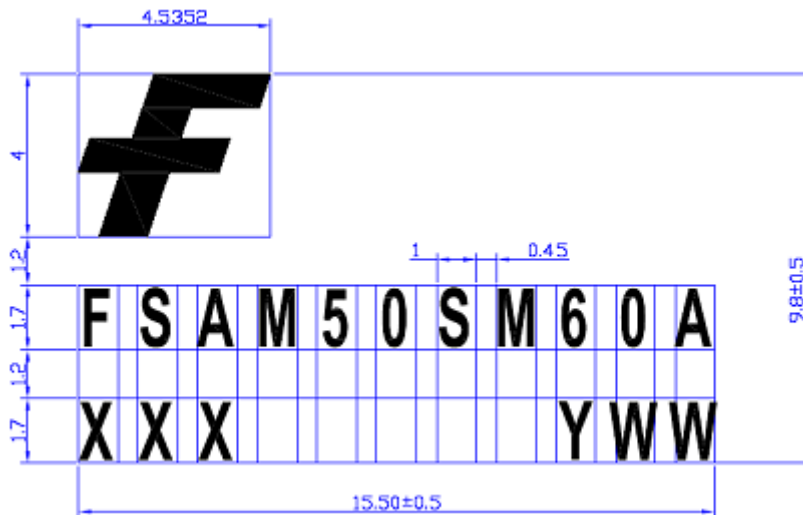


图 10.3 FSAM50SM60A 的印码尺寸

1. F : FAIRCHILD LOGO
2. XXX : 批号的最后三位
3. YWW : 生产年代码 (“Y” 参阅下面的字母表)
4. 孔侧标记
 - GP : FSBB15CH60B (产品名称)
 - XXX : 批号的最后三位
 - YWW : 生产年代码 (“Y” 参阅下面的字母表)

表 10.2 生产年代码

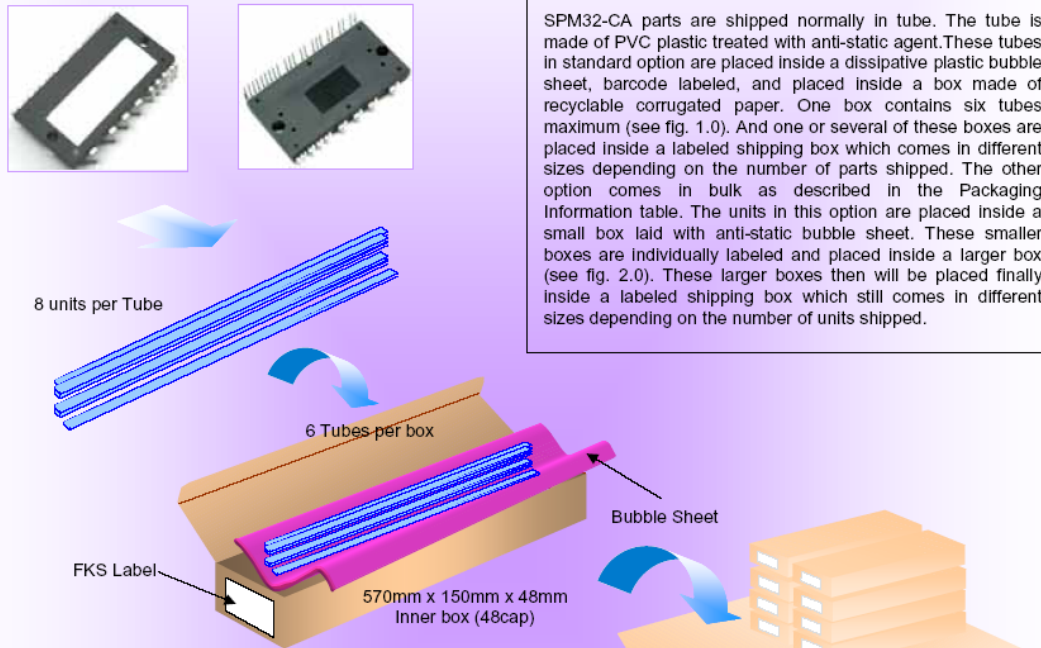
Y	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010
Alphabet	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	A

10.4 包装说明



SPM32-CA
Packaging Information

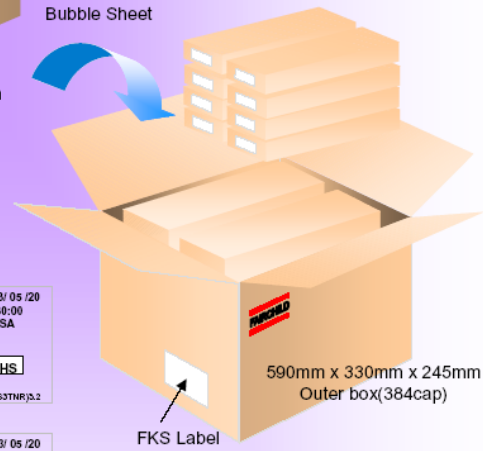
SPM32-CA Tube Packing Configuration: Figure 1.0



Packaging Description:
SPM32-CA parts are shipped normally in tube. The tube is made of PVC plastic treated with anti-static agent. These tubes in standard option are placed inside a dissipative plastic bubble sheet, barcode labeled, and placed inside a box made of recyclable corrugated paper. One box contains six tubes maximum (see fig. 1.0). And one or several of these boxes are placed inside a labeled shipping box which comes in different sizes depending on the number of parts shipped. The other option comes in bulk as described in the Packaging Information table. The units in this option are placed inside a small box laid with anti-static bubble sheet. These smaller boxes are individually labeled and placed inside a larger box (see fig. 2.0). These larger boxes then will be placed finally inside a labeled shipping box which still comes in different sizes depending on the number of units shipped.

SPM32-CA Packaging Information: Figure 2.0

SPM32-AA Packaging Information	
Packaging Option	Standard (no flow code)
Packaging type	Rail/Tube
Qty per Tube/ Inner Box	8
Inner Box Dimension (mm)	570x150x48
Max qty per Box	48
Outer Box Dimension (mm)	590x330x245
Max qty per Box	384
Weight per unit (gm)	-
Note/Comments	



SPM32-CA Tube Information: Figure 3.0

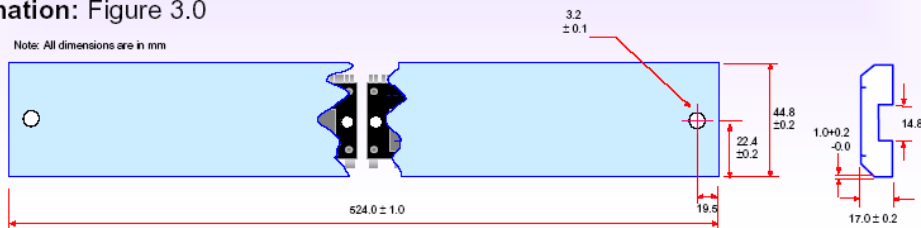


图10.3 包装工艺说明

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD' S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative