



Is Now Part of



**ON Semiconductor®**

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at  
[www.onsemi.com](http://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](http://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.

# 使用说明书 AN-9044

## 智能功率模块 Mini DIP SPM Ver.4 用户手册



编写:

**BokKeun Song**

**JongMu Lee**

**SooHyuk Han**

**GuHo Jung**

电机控制系统

**HV FPG**

飞兆半导体

# 目录

目录.....	2
1. 引言 .....	4
1.1 引言.....	4
1.2 Mini DIP SPM 设计理念.....	4
1.3 Mini DIP SPM 技术.....	5
1.4 Mini DIP SPM 逆变器传动的优点.....	6
1.5 总结.....	7
2. Mini DIPSPM 产品外观.....	9
2.1 订货信息.....	9
2.2 产品系列（阵容）.....	9
2.3 应用场合.....	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 .....	15
3.3 虚拟引脚说明.....	18
4. 内部电路及特征 .....	19
5. 绝对最大额定值 .....	21
5.1 最大电气额定值.....	21
6. 接口电路 .....	22
6.1 输入/输出管脚一览.....	22
6.2 常用接口电路实例.....	24
6.3 分流电阻和缓冲电容的推荐接法.....	27
7. 功能和保护电路 .....	28
7.1 SPM 功能与控制电源电压.....	28
7.2 欠压保护.....	29

7.3 短路保护.....	31
7.3.1 短路 (SC) 保护的时序图.....	31
7.3.2 选择电流检测分流电阻.....	32
7.4 故障输出电路.....	34
7.5 TSD (过热关断) 保护.....	35
<b>8. 自举电路.....</b>	<b>35</b>
8.1 自举电路的工作.....	35
8.2 自举电容的初次充电.....	35
8.3.8 自举电容的选择.....	36
8.4 内置自举二极管 包括约15欧姆的电阻特性.....	37
8.5 PWM 逆变器工作期间, 自举电容的充电和放电.....	37
8.6推荐的自举工作电路和参数.....	38
<b>9. 功耗和散热设计.....</b>	<b>39</b>
9.1 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
9.2.1 概述.....	41
9.2.2 测量方法.....	44
9.2.3 测试程序.....	45
9.3 温升考虑和计算实例.....	47
9.4 散热器设计指南.....	48
<b>10. 封装.....</b>	<b>52</b>
10.1 散热器安装.....	52
10.2 装运规范.....	53
10.3 印码规范.....	55
10.4 包装说明.....	57

## 1. 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”变得越来越重要。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“Mini DIP SPM (Mini DIP 智能功率模块)”系列产品。它们具有结构紧凑，功能强大和效率高的优点。基于Mini 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，特别适合应用于洗衣机，空调，电冰箱和水泵等设备。

Mini 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 Mini DIP SPM 功率电路的设计以及 Mini 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 Fairchild 公司的 Mini DIP SPM 产品，在较短的设计周期内实现更优化的设计。

### 1.2 Mini DIP SPM 设计理念

Mini DIP SPM 设计的首要目标是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。Mini 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、IC 芯片和安装在 PCB 上的分立器件组成，它们被集中封装到塑料或者环氧树脂中并填满硅胶。Mini 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。

Mini 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，Mini DIP SPM 产品具有最高的功率密度，采用相同的封装，涵盖 3A 到 30A 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。Mini DIP SPM 系列产品带有独立的负轨道 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，从而易于检测单个相电流。

Mini 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/3A-30A 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，包括门极驱动和保护用的控制 IC
  - 高端特征：控制电路欠压保护（无故障信号输出）
  - 低端特征：欠压保护（UV），过热关断（TSD）以及借助外部分流电阻的短路（SC）保护（带有故障信号输出）
- 内置 HVIC，提供单电源供电和无光耦接口
- 高电平有效输入信号逻辑解决了 VCC 控制电源与控制输入之间启动与停止顺序的约束问题，为 Mini DIP SPM 与 3.3V CPU 或 DSP 之间进行直接连线提供了故障保险能力。无需附加的外部顺序逻辑
- 分立的三相直流负端，适用于需要独立电流检测的逆变器应用。
- 内置自举二极管便于 PCB 布局
- 额定绝缘电压：2500Vrms/1分钟
- 全塑模或 DBC 基底，确保漏电流极低。

### 1.3 Mini DIP SPM 技术

#### 功率器件 – IGBT 和 FRD

Mini 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。Mini DIP SPM 的 IGBT 代表了飞兆半导体的最新技术。通过优化的 NPT 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。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 & 自举二极管

根据小功率逆变器传动应用要求，Mini 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 Mini DIP SPM 的指定高端 IGBT 门极电路。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 Mini DIP SPM 的低端 VCC 偏置电路，高端门极驱动电源可以从以控制地为参考的 15V 单控制电源获得。与传统功率模块不同，对于高端 IGBT 门极驱动来说，无需三路隔离的控制电源。Mini DIP SPM 包含内置自举二极管，该二极管具有包括自举电阻特性在内的快速反型恢复特性，阻值大约为 15 欧姆。

在 HVIC 技术领域取得的最新进展，包括晶圆处理技术的引入，使得芯片得以缩小。输入控制逻辑由传统的低有效转变为高有效，允许与 3.3V 微控制器或 DSP 直接接口。这一措施使得电路电流下降，噪声抑制能力增强，稳定性更高，能够克服温度波动的影响。

#### 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 Mini 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 Mini 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 20A 和 30A，可应用 DBC（直接键合铜）技术。另外，为进一步优化性价比，10A 额定电流以下的 Mini DIP SPM 采用了全塑模型技术。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 Mini DIP SPM V4 封装的横截面图。在陶瓷和全塑模封装中，弯曲引脚框架结构以保证所需的电气间隙。在 DBC 封装中，引脚框架和 DBC 基底被直接焊接到 Mini DIP SPM 的引脚框架中。

### 逆变器系统技术

Mini 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 Mini DIP SPM 中，所有施加高电压的区域设置了 3.1mm 爬电距离和 4mm 电气间隙。此外，对于全塑模型封装，2.65mm 电气间隙和 3.7mm 爬电距离是可靠的。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。

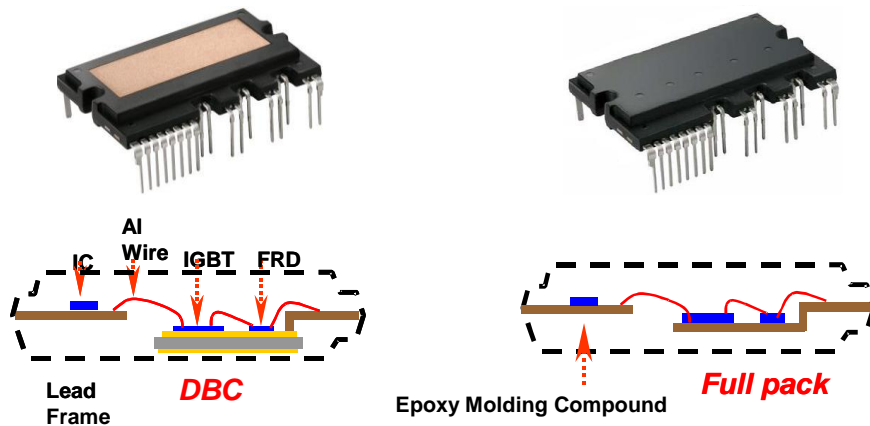


图 1.1 Mini DIP SPM 的横截面图

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，该逻辑能够传递来自高端门极和低端门极的信号。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 Mini 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，HVIC 具有充足的裕量以避免可能引起异常的负电平的影响。此外，HVIC 的软关断功能可以保证在短路情况下 IGBT 能够工作在基本的安全操作区（SOA）。

## 1.4 Mini DIP SPM 逆变器传动的优点

### SPM 逆变器 Engine 平台

Mini DIP SPM 是设计有统一的封装形式，额定电流在的 3A~30A 范围的一系列产品。图 1.2 表示了 Mini DIP SPM 在每个额定电流范围的结壳热阻。从图上看，在 15A、20A 和 30A 范围内，实现了高功率密度（尺寸功率比）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 Mini DIP SPM 设计出额定功率在 0.1KW~3KW 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。

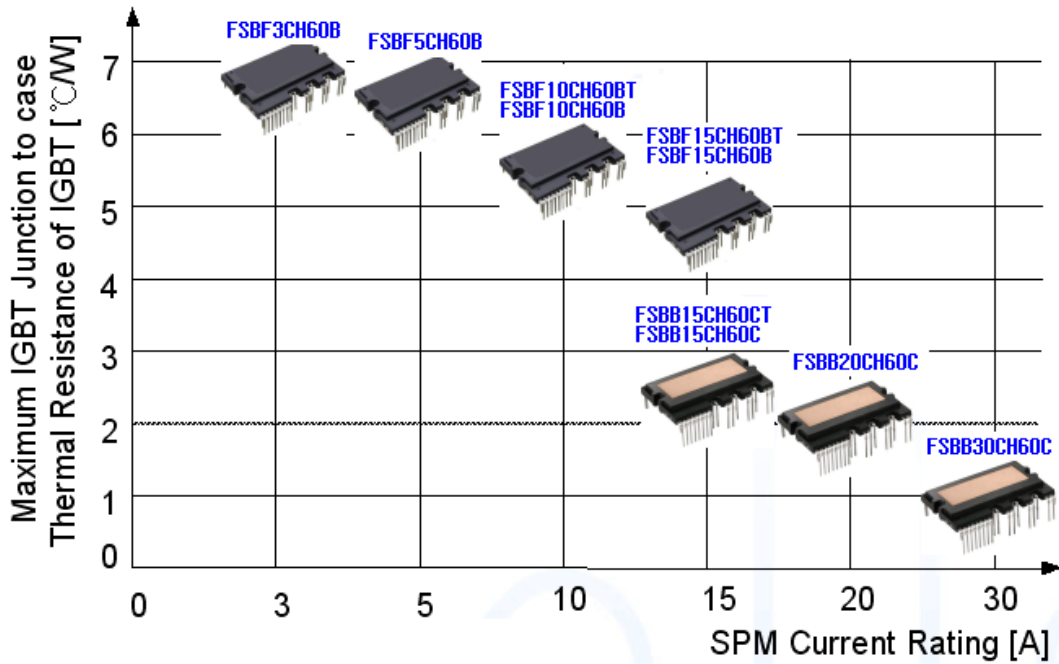


图 1.2 Mini DIP SPM 系列产品结壳热阻与额定电流的关系

### 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，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。Mini DIP SPM 通过设计先进的门极驱动阻抗，调整开关  $dV/dt$  维持在  $3kV/\mu$ 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，Mini DIP SPM 实现了满足低 EMI 要求的优化开关速度，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。

### 低成本的电流检测

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。Mini 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



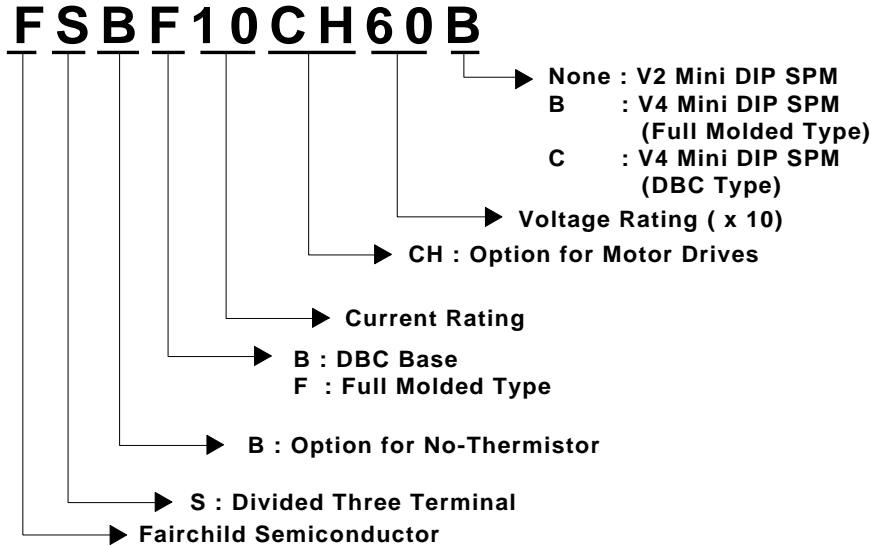
功率在 300W~2.2kW 的600V SPM系列产品。目前，SPM 定位为一款适用于低功率电动机控制的逆变器的强劲解决方案。由于它具有结构紧凑，性能优异，可靠性高和低成本的优点，SPM 家族正加速推进小功率工业应用和消费电器的逆变器工程。飞兆半导体将继续致力于开发下一代 SPM 产品，使其具有更高的额定功率，适用于更多的应用场合。

关于飞兆半导体 SPM 产品的更多信息，请访问

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

## 2. Mini DIP SPM 产品 外观

### 2.1 订货信息



### 2.2 产品系列 (阵容)

表 2.1 Mini DIP SPM 系列产品

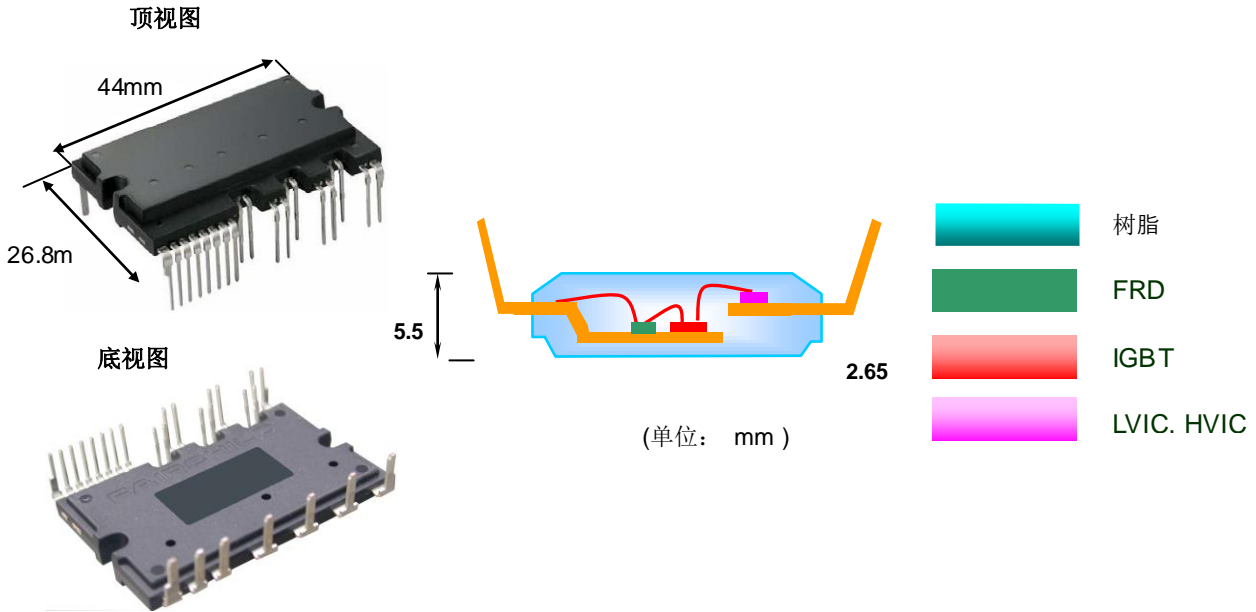
器件型号	额定值		封装	绝缘电压 (Vrms)	主要应用场合
	额定电流 (A)	额定电压 (V)			
FSBB30CH60C	30	600	DBC基底 (SPM27-EC)	2500Vrms 正弦波形, 1 分 钟	空调 洗衣机, 工业用逆变器
FSBB20CH60C	20	600	DBC基底 (SPM27-CC)		
FSBB20CH60CT	20				
FSBB15CH60C	15				
FSBB15CH60BT	15				
FSBF15CH60BT	15	600	全塑模 (SPM27-JA)	2500 Vrms 正弦波形, 1 分 钟	空调 洗衣机, 电冰箱
FSBF10CH60B	10				
FSBF10CH60BT	10				
FSBF5CH60B	5				
FSBF3CH60B	3				

### 2.3 应用场合

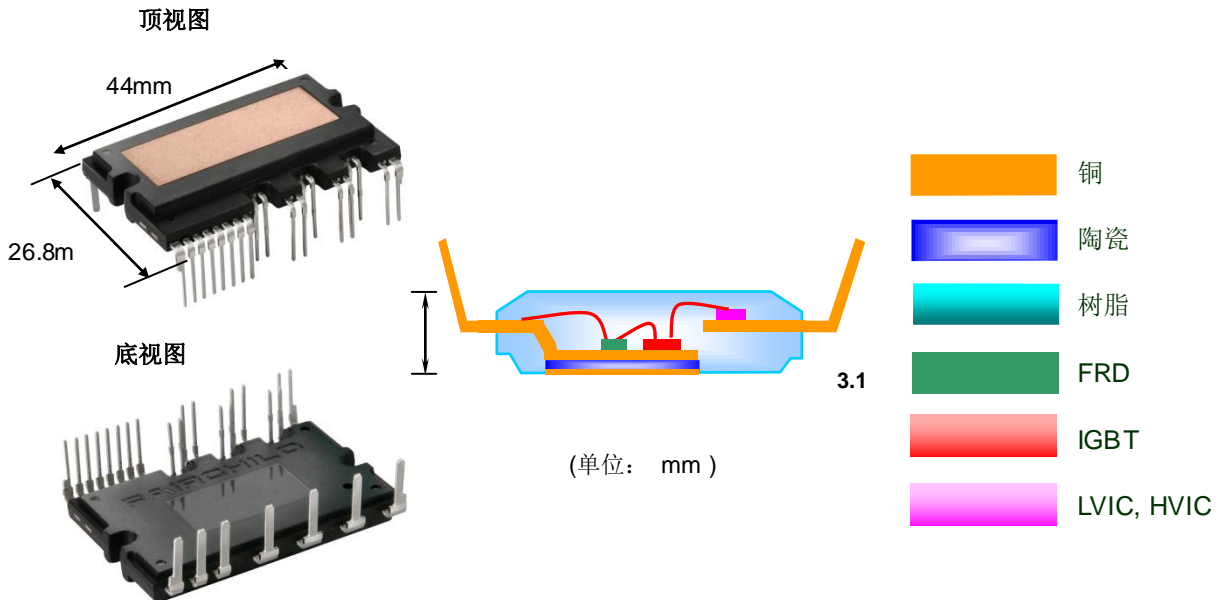
适用于家用电器的电动机传动, 例如空调, 洗衣机, 电冰箱, 洗碗机以及其他小功率工业应用。

## 2.4 封装结构

图 2.1 包括一张 Mini DIP SPM 图片和一张 Mini DIP SPM 内部结构示意图。Mini DIP SPM 是一种超紧凑的功率模块，它集成了功率器件，高端和低端门极驱动和保护电路，用于 AC100 ~ 220V 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。



(a) SPM27-JA

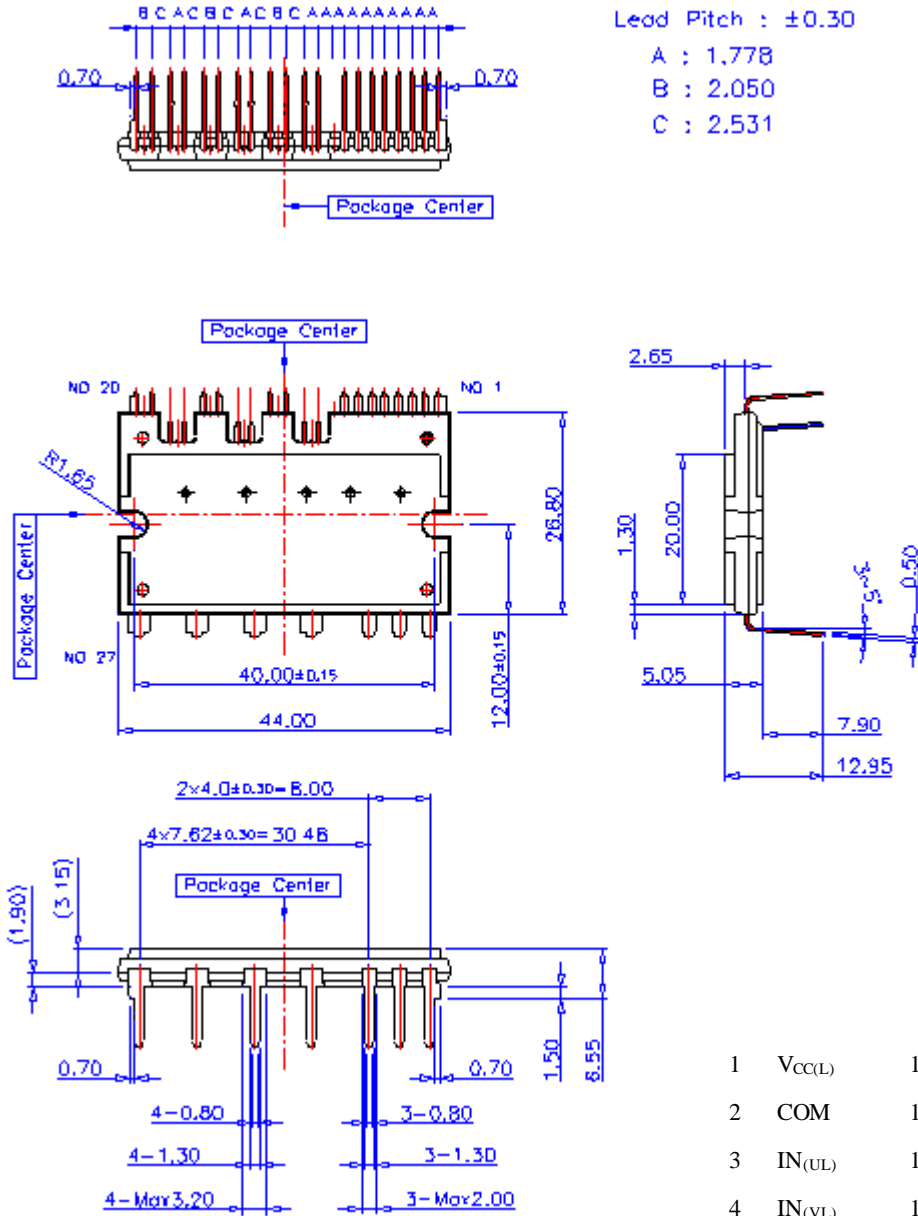


(b) SPM27-CC, SPM27-EC

图 2.2 外观和封装的截面图

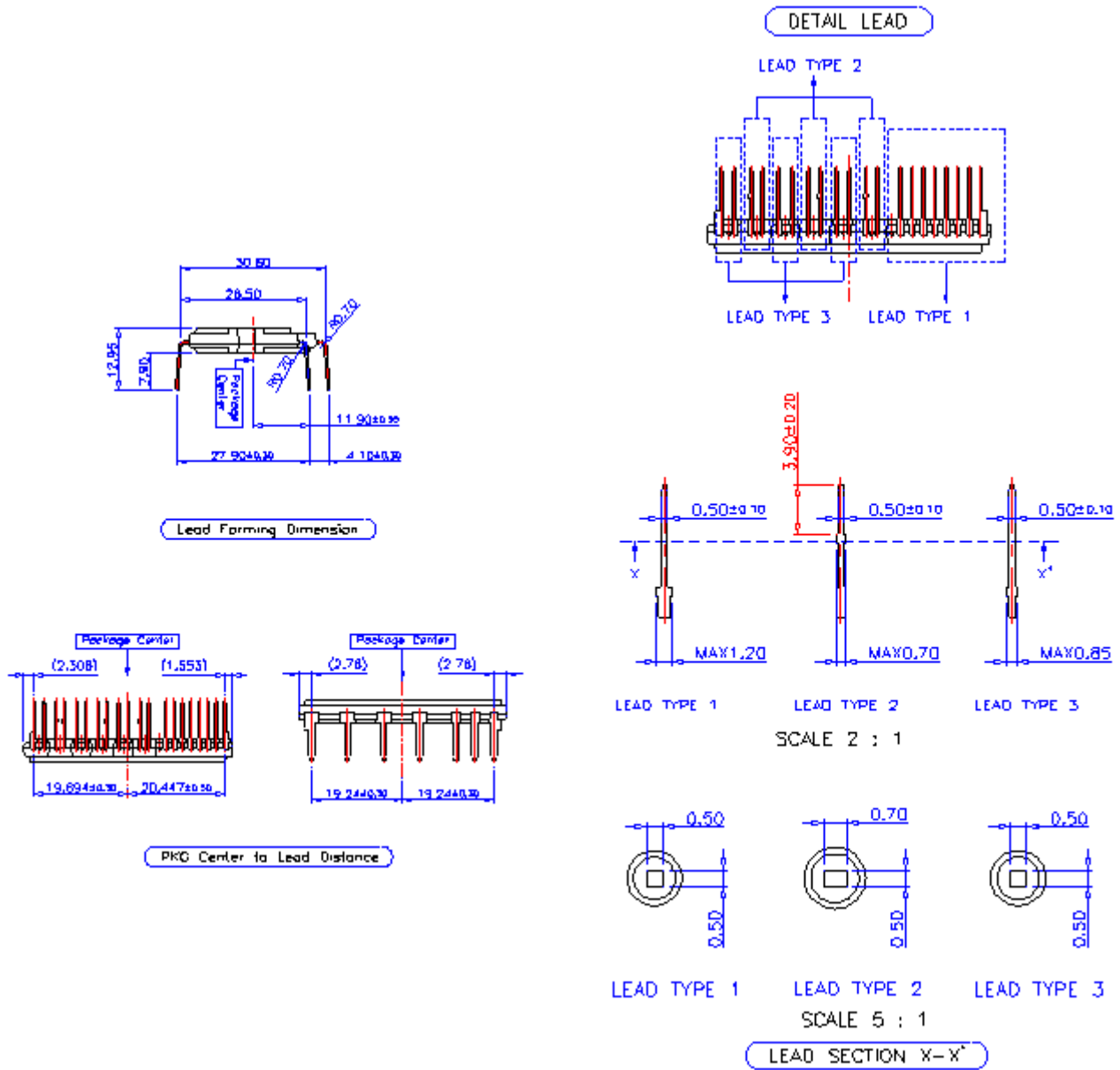
### 3. 外形和引脚说明

#### 3.1 外形图

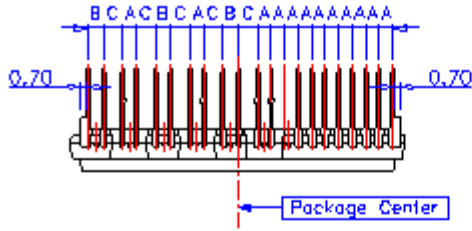


#### 引脚布局

1	V <sub>CC(L)</sub>	12	V <sub>S(U)</sub>	23	N <sub>W</sub>
2	COM	13	IN <sub>(VH)</sub>	24	U
3	IN <sub>(UL)</sub>	14	V <sub>CC(VH)</sub>	25	V
4	IN <sub>(VL)</sub>	15	V <sub>B(V)</sub>	26	W
5	IN <sub>(WL)</sub>	16	V <sub>S(V)</sub>	27	P
6	V <sub>FO</sub>	17	IN <sub>(WH)</sub>		
7	C <sub>FOD</sub>	18	V <sub>CC(WH)</sub>		
8	C <sub>SC</sub>	19	V <sub>B(W)</sub>		
9	IN <sub>(UH)</sub>	20	V <sub>S(W)</sub>		
10	V <sub>CC(UH)</sub>	21	N <sub>U</sub>		
11	V <sub>B(U)</sub>	22	N <sub>V</sub>		



(a) SPM27-JA

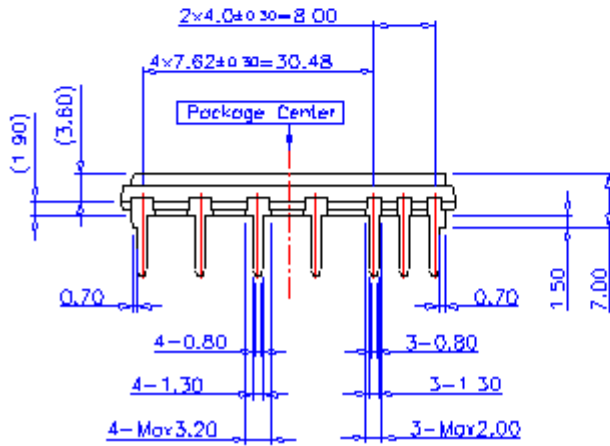
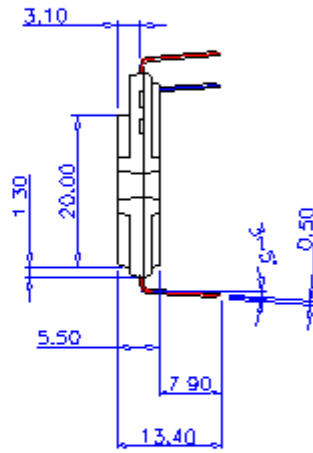
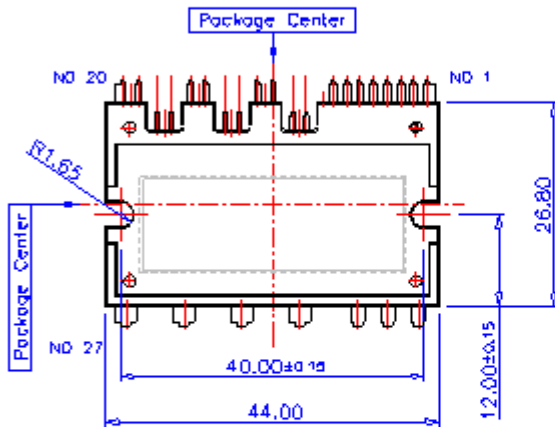


Lead Pitch :  $\pm 0.30$

A : 1.778

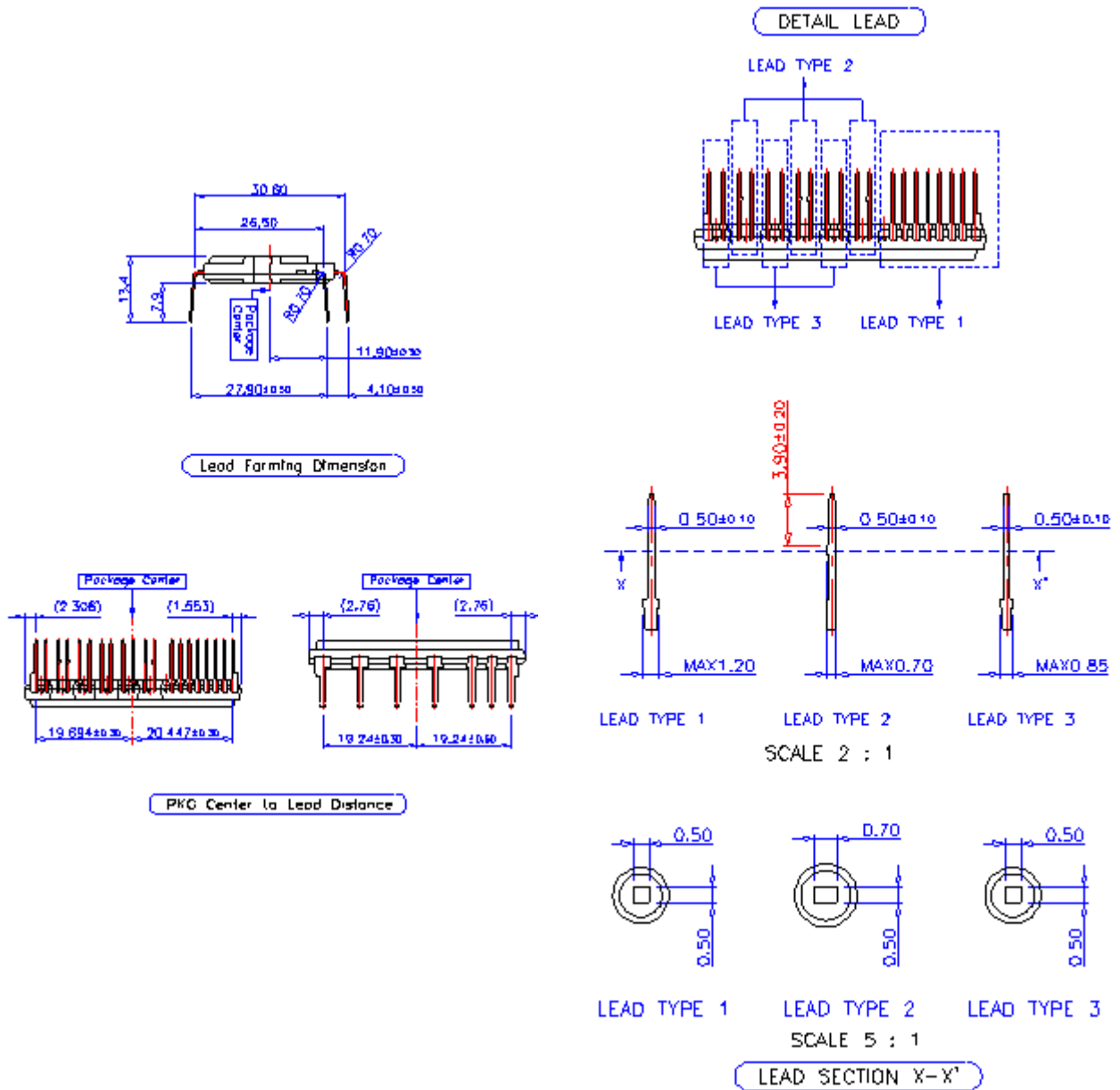
B : 2.050

C : 2.531



引脚布局

1	V <sub>CC(L)</sub>	12	V <sub>S(U)</sub>	23	N <sub>W</sub>
2	COM	13	IN <sub>(VH)</sub>	24	U
3	IN <sub>(UL)</sub>	14	V <sub>CC(VH)</sub>	25	V
4	IN <sub>(VL)</sub>	15	V <sub>B(V)</sub>	26	W
5	IN <sub>(WL)</sub>	16	V <sub>S(V)</sub>	27	P
6	V <sub>FO</sub>	17	IN <sub>(VH)</sub>		
7	C <sub>FOD</sub>	18	V <sub>CC(VH)</sub>		
8	C <sub>SC</sub>	19	V <sub>B(W)</sub>		
9	IN <sub>(UH)</sub>	20	V <sub>S(W)</sub>		
10	V <sub>CC(UH)</sub>	21	N <sub>U</sub>		
11	V <sub>B(U)</sub>	22	N <sub>V</sub>		



(b) SPM27-CC, SPM27-EC

图 3.1 封装外形尺寸

### 3.2 输入与输出引脚说明

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

**表 3.1 引脚说明**

引脚号	引脚名	引脚描述
1	$V_{CC(L)}$	IC 和 IGBT 驱动的低端公共辅助供电
2	COM	低端公共地
3	$IN_{(UL)}$	低端 U 相信号输入
4	$IN_{(VL)}$	低端 V 相信号输入
5	$IN_{(WL)}$	低端 W 相信号输入
6	$V_{FO}$	故障输出
7	$C_{FOD}$	故障输出持续时间选择电容
8	$C_{SC}$	短路电流检测输入电容（低通滤波器）
9	$IN_{(UH)}$	高端 U 相信号输入
10	$V_{CC(UH)}$	U 相 IC 高端辅助供电
11	$V_{B(U)}$	U 相 IGBT 驱动的高端辅助供电
12	$V_{S(U)}$	U 相 IGBT 驱动的高端辅助供电的地
13	$IN_{(VH)}$	高端 V 相信号输入
14	$V_{CC(VH)}$	V 相 IC 高端辅助供电
15	$V_{B(V)}$	V 相 IGBT 驱动的高端辅助供电
16	$V_{S(V)}$	V 相 IGBT 驱动的高端辅助供电的地
17	$IN_{(WH)}$	高端 W 相信号输入
18	$V_{CC(WH)}$	W相IC高端偏压
19	$V_{B(W)}$	W相IGBT驱动下的高端偏压
20	$V_{S(W)}$	W相IGBT驱动下的高端偏压的地
21	$N_U$	U 相的直流负端
22	$N_V$	V 相的直流负端
23	$N_W$	W 相的直流负端
24	U	U相输出
25	V	V相输出
26	W	W相输出
27	P	直流正端



### IGBT 驱动的高端辅助供电引脚/IGBT 驱动的高端辅助供电的地引脚

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

- 为高端 IGBT 提供门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，Vcc 向同桥臂自举电容充电
- 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

### 低端辅助供电引脚/高端辅助供电引脚

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

- 内置 IC 的电源控制引脚。
- 此四引脚需外部连接在一起
- 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。

### 低端公共接地引脚

引脚: COM

- Mini DIP SPM 的内置 IC 的公共接地引脚。
- 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:  $IN_{(UL)}$ ,  $IN_{(VL)}$ ,  $IN_{(WL)}$ ,  $IN_{(UH)}$ ,  $IN_{(VH)}$ ,  $IN_{(WH)}$

- 控制内置 IGBT 工作的引脚
- 接受电压输入信号被激活。在内部这些端子连接到由 5V 级别的 CMOS 构成的施密特触发器电路。
- 引脚的逻辑信号为高电平有效。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 Mini DIP SPM 不受噪声影响，应尽可能缩短每个输出接口的连线。
- 为防止信号振荡，推荐采用 RC 耦合电路，如图 6.1 所示。

### 短路电流检测引脚

引脚: C<sub>SC</sub>

- 引脚 C<sub>SC</sub> 和低端 COM 端之间连接一个可检测电流的分流电阻, 用来检测短路电流 (参见图7.4)。
- 分流电阻必须与应用场合的检测电流水平相匹配。引脚 C<sub>SC</sub> 需连接一个 RC 滤波器, 用来消除噪声。
- 应尽量缩短引脚 C<sub>SC</sub> 与分流电阻之间的连线长度。

### 故障输出引脚

引脚: F<sub>O</sub>

- 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<sub>F<sub>O</sub></sub> 输出采用集电极开路配置。F<sub>O</sub>信号线应当通过大约 4.7kΩ 的电阻上拉到 5V 的逻辑电源。

### 故障输出持续时间选择引脚

引脚: C<sub>FOD</sub>

- 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。
- 故障输出脉冲宽度 t<sub>FOD</sub> 由电容 C<sub>FOD</sub> 的大小决定, 可以采用下面的近似公式进行计算: C<sub>FOD</sub> = 18.3 x 10<sup>-6</sup> x T<sub>FOD</sub> [F]. (18.3 是LVIC的内部设定值)

### 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。
- 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<sub>U</sub>, N<sub>V</sub>, N<sub>W</sub>

- 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 (比如, 电动机) 的逆变器输出引脚。

### 3.3 虚拟引脚说明

图 3.2 给出了 Mini DIP SPM 的虚拟引脚。

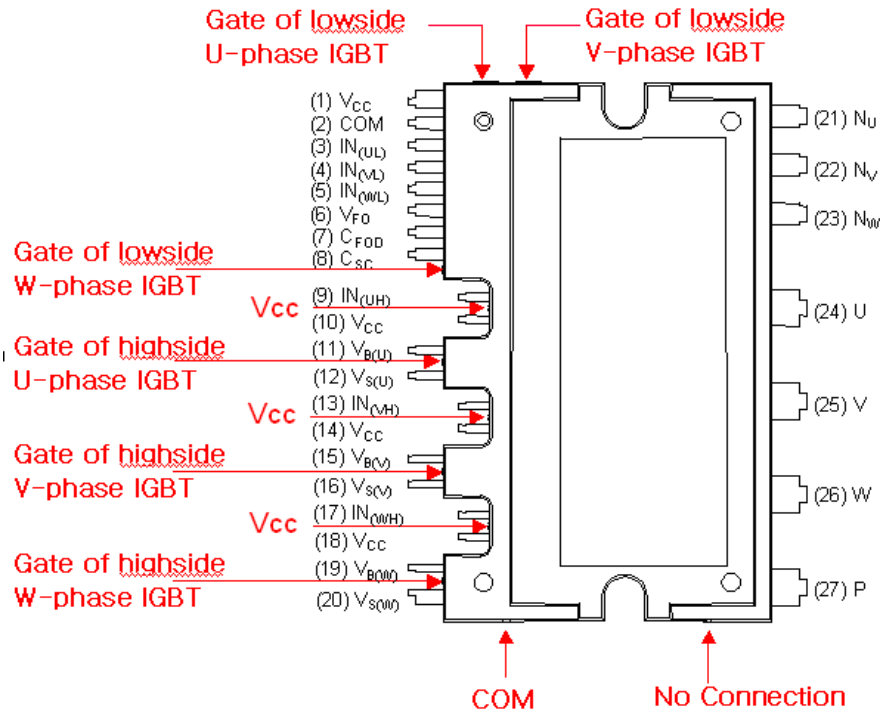


图 3.2 虚拟引脚说明

## 4. 内部电路及特征

图 4.1 是 Mini DIP SPM 的内部方块图。可以看到，Mini 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 Mini DIP SPM 的特征和集成功能以及使用 Mini DIP SPM 可以获得的优势。

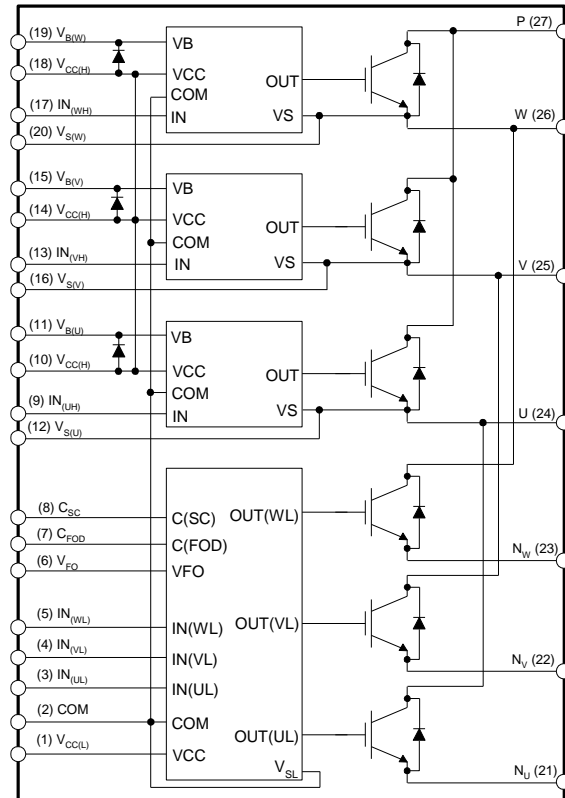


图 4.1 内部电路

### 产品特性

- 采用相同封装形式，600V/3A-30A（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
- 包括门极驱动和保护用控制 IC 的三相 IGBT 逆变器
  - 高端：控制电路欠压保护（无故障信号输出）
  - 低端：通过外部分流电阻实现，欠压（UV）锁定，过热关断（TSD）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

- IGBT 开关特性与系统要求匹配
- DBC 基底，保证较小的漏电流和高绝缘电压
- 分立的三相直流负端，可实现简单廉价的相电流检测
- 内置的自举二极管便于 PCB 布局
- 高电平有效输入信号逻辑解决了控制电源与控制输入之间启动与停止顺序的约束问题，为 Mini DIP SPM 与 3.3V CPU 或 DSP 之间进行直接连线提供了故障保险能力。无需附加的外部顺序逻辑。

### **集成功能**

- 逆变器的高端 IGBT：门极驱动电路，高压隔离的高速电平转换控制电路  
控制电源的欠压（UV）保护
- 逆变器的低端 IGBT：门极驱动电路，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 ( $V_{FO}$ ): 对应于短路故障（低端 IGBT）或欠压故障（低端电源）
- 输入接口：兼容 3.3V，5V CMOS/LSTTL，施密特触发器输入，高电平有效。

## 5. 绝对最大额定值

### 5.1 最大电气额定值

#### 关断

Mini DIP SPM 的 IGBT 发射极-集电极的额定电压  $V_{CES}$  为 600V。 $V_{CES}$  减去浪涌电压（小于等于 100V，由 Mini-SPM 的内部杂散电感产生）得到了浪涌状态下的电源电压  $V_{PN(Surge)}$ ，约为 500V。此外， $V_{PN(Surge)}$  减去由于 Mini-SPM 和直流电容间的杂散电感产生的浪涌电压（小于等于 50V）得到额定电源电压  $V_{PN}$  约为 450V。

#### 短路工作

假设在短路情况下关断， $V_{PN(Surge)}$  减去由于 Mini DIP SPM 和直流电容间的杂散电感产生的浪涌电压（小于等于 100V）即得到  $V_{PN(Prot)}$ ，约为 400V。

表 5.1 绝对最大额定值 (FSBB15CH60C)

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）	$V_{PN(surge)}$	500V	P-N 间的最大浪涌电压（非开关模式）；若 P-N 间的浪涌电压超过额定值，则需要一个缓冲电路。
发射极-集电极间电压	$V_{CES}$	600V	内置 IGBT 能够承受的发射极-集电极电压
IGBT 集电极电流	$\pm I_C$	15A	$T_c=25^\circ\text{C}$ ，IGBT 集电极允许的最大直流电流。
结温	$T_J$	-40 ~ 150°C	Mini 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 Mini 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 2μs。 在 SC“短路”或“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 450V 时，若 P-N 引脚间的浪涌电压 ( $V_{PN(Surge)}$ ) 被限制在 500V 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 Mini DIP SPM 的安全，直流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 2μs 的硬开关动作。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 Mini DIP SPM 在此条件下工作。

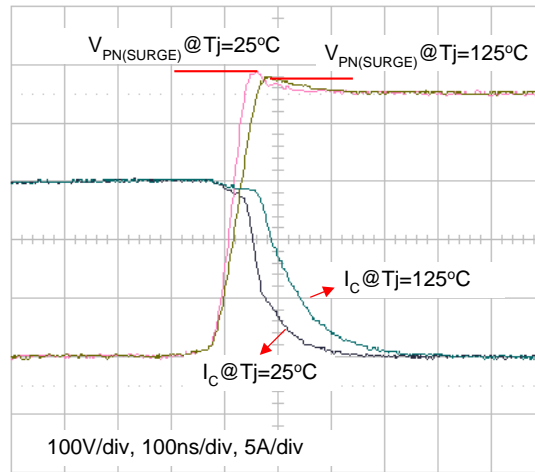


图 5.1 正常的关断电流波形 @  $V_{PN}=450V$

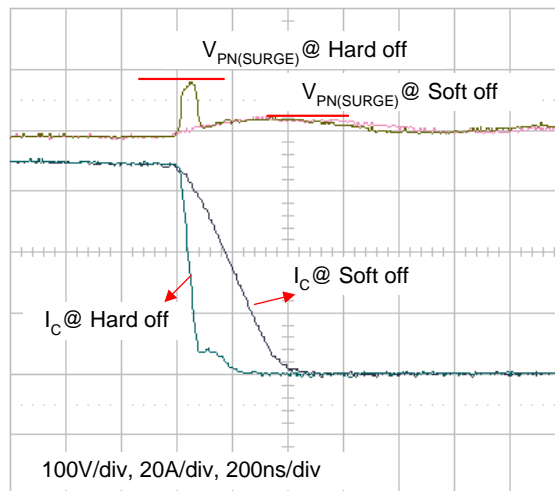


图 5.2 短路时关断电流波形 @  $V_{PN}=400V, T_j=125^\circ C$

## 6. 接口电路

### 6.1 输入/输出管脚一览

图 6.1 说明 CPU 和 Mini DIP SPM 间的 I/O 接口电路。因为 Mini DIP SPM 的逻辑输入是高电平有效，而且 Mini DIP SPM 含有内置下拉电阻，所以不需要外部的上拉电阻。 $V_{FO}$  输出为集电极开路的。这个信号应当通过一个大约  $4.7k\Omega$  的电阻上拉到  $5V$  的外部逻辑电源电压的正极。

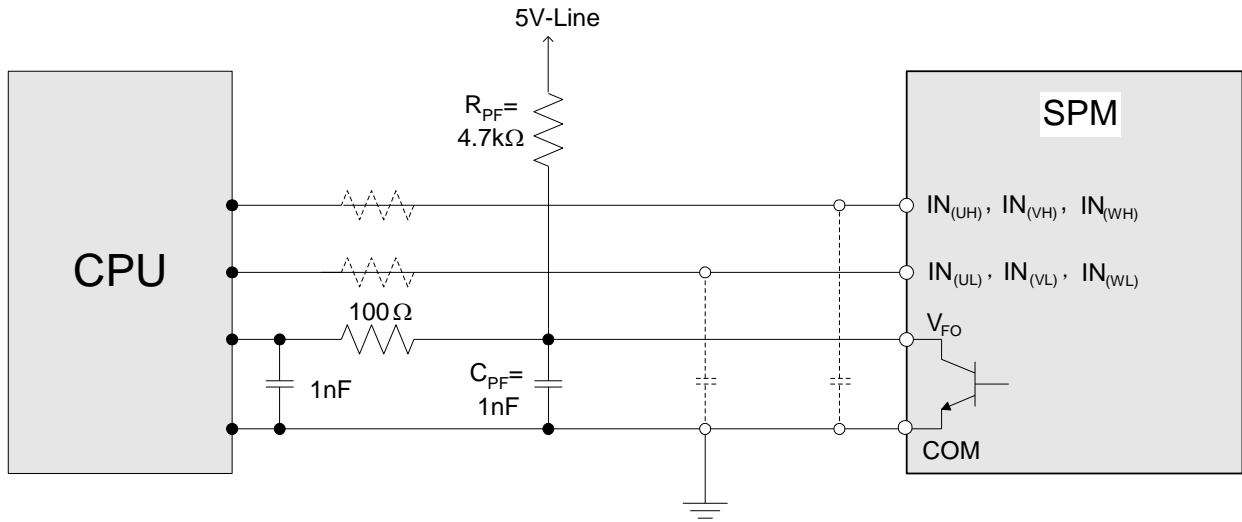


图 6.1 推荐的 CPU I/O 接口电路

表 6.1 输入和 F<sub>O</sub> 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 <sub>CC</sub>	施加在 V <sub>CC(H)</sub> - COM, V <sub>CC(L)</sub> - COM	20	V
输入信号电压	V <sub>IN</sub>	施加在 IN <sub>(UH)</sub> , IN <sub>(VH)</sub> , IN <sub>(WH)</sub> - COM IN <sub>(UL)</sub> , IN <sub>(VL)</sub> , IN <sub>(WL)</sub> - COM	-0.3 ~ 17	V
故障输出电源电压	V <sub>FO</sub>	施加在 V <sub>FO</sub> - COM 之间	-0.3 ~ V <sub>CC</sub> +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<sub>CC</sub>+0.3V，可以采用 15V 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<sub>FO</sub> 连线的 CPU 和 Mini 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 中虚线所示）可能因 PWM 控制方案和 PCB 板布局的连线电阻而产生变化。



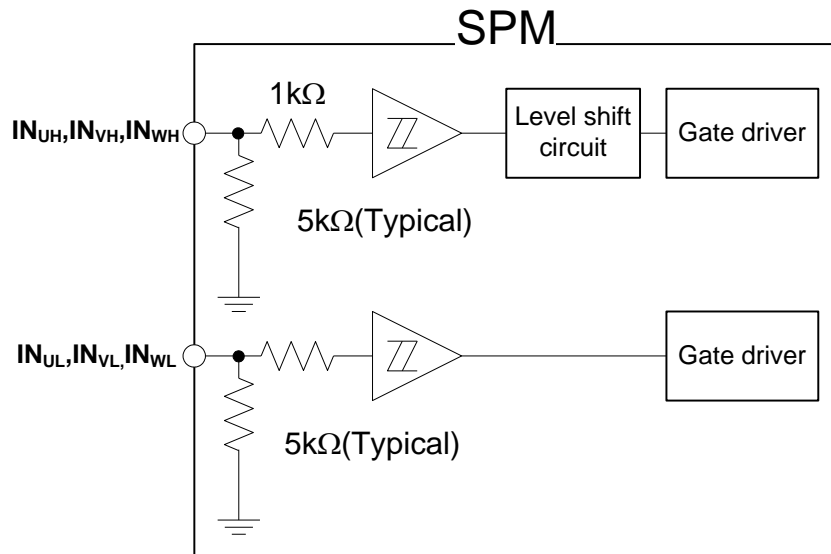


图 6.2 信号输入端的内部结构

Mini DIP SPM 系列采用高电平有效的逻辑输入。它解除了开启或关闭期间，控制电源和输入信号之间的时序限制，因此，系统具有自动防故障功能。另外，每个输入电路中内置了下拉电阻。这样，不需要采用外部下拉电阻，减少了所需外部器件的数目。此外，通过降低输入信号的导通和关断的阈值电压，如表 6.2 所示，可以直接将输入信号连接到 3.3V 的微处理器或 DSP 上。

表 6.2 Vcc = 15V, Tj = 25°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	$V_{IN(ON)}$	$IN_{(UH)}, IN_{(VH)}, IN_{(VH),-COM}$	2.8	-	-	V
关断阈值电压	$V_{IN(OFF)}$	$IN_{(UL)}, IN_{(VL)}, IN_{(WL),-COM}$	-	-	0.8	V

如图 6.2 所示，Mini DIP SPM 的信号输入部分连接了一个 5kΩ（典型值）的下拉电阻。因此，当 CPU 输出端和 Mini DIP SPM 输入端之间连接一个外部滤波电阻时，必须考虑 Mini DIP SPM 输入终端的信号压降，以满足开通阈值电压的要求。例如，图中虚线表示的部分， $R = 100\Omega$  和  $C = 1nF$ ，见图 6.1。

## 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。

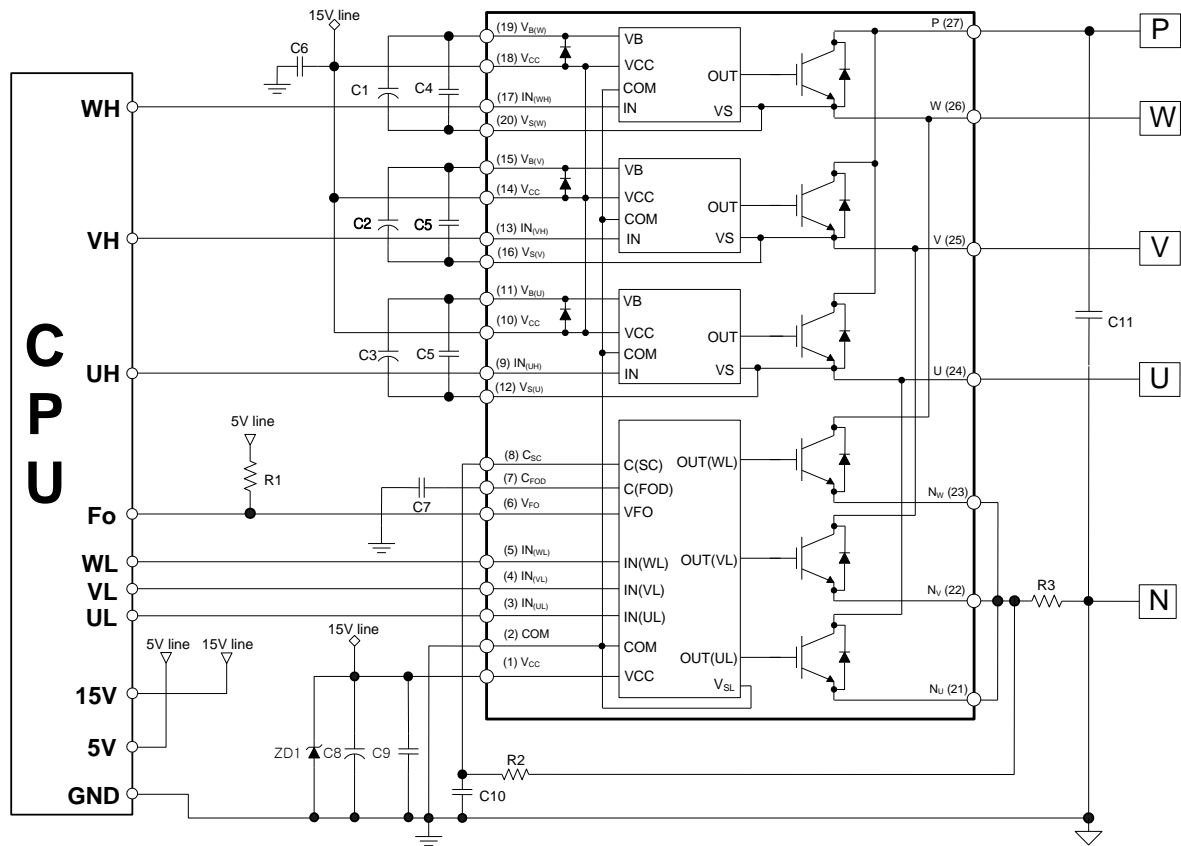


图 6.3 应用电路实例

说明:

1. 为避免出现故障，应尽可能缩短每个输入端的连线。（小于 2-3cm）
2. 因为 Mini 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.  $V_{FO}$  输出为集电极开路的。该信号线应通过一个约  $4.7k\Omega$  的电阻上拉到 5V 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.  $V_{FO}$  输出的脉冲宽度取决于外部电容 ( $C_{FOD}$ )，连接在  $C_{FOD}$  (引脚 7) 和 COM (引脚 2) 之间。（示例：若  $C_{FOD} = 33 \text{ nF}$ ，则  $t_{FO} = 1.8 \text{ ms}$  (典型值) ) 请参考第 16 页  $C_{FOD}$  引脚的近似计算公式。
6. 输入信号为高电平有效。每个输入信号线与 GND 端设有内置的  $5k\Omega$  的下拉电阻。为 CPU 和 Mini DIP SPM 之间的 RC 耦合电路选择合适的 RC 值，保证输入信号与 Mini DIP SPM 的关断/开通阈值电压是一致的。
7. 为避免保护功能出错，应尽可能缩短  $R_F$  和  $C_{SC}$  之间的接线。
8. 短路保护时间常数  $R_F C_{SC}$  通常设置为  $1 \sim 2 \text{ s}$ 。
9. 所有电容器应尽可能地靠近 Mini DIP SPM 的引脚。
10. 为了防止浪涌电压破坏，应尽量缩短滤波器电容与电源引脚和接地引脚之间的连线。推荐电源和接地引脚之间使用  $0.1 \sim 0.22 \text{ F}$  之间的高频无感电容器。除了减少局部电压尖峰，这个电容的布置和质量都将直接影响传导和辐射 EMI。
11. 几乎所有的家用电器都使用继电器，这些继电器必须与 CPU 保持足够的距离，防止电磁辐射影响 CPU。
12. 若分流电阻与 Mini 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

Mini DIP SPM 内部的 IC。因此，分流电阻与 Mini DIP SPM 之间的连接导线应可能的短。另外， $C_{SPC15}$ （大于 $1\mu\text{F}$ ）应该尽可能地接近于 Mini 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  $V_{FO}$  输出电流的能力是 1mA（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。

### 6.3 分流电阻和缓冲电容的推荐接法

外部电流检测电阻被用来监测短路电流和相电流。分流电阻和SPM的连线过长，会引发过大的浪涌，破坏 Mini DIP SPM 的内部 IC 和电流检测部件，同样会使检测信号畸变。为了减少这种分布电感量，应尽量缩短分流电阻和SPM的连线。

如图6.4所示，为了有效地抑制浪涌电压，缓冲电容必须安装在合适的位置，推荐使用  $0.1\sim 0.22\mu\text{F}$  的缓冲电容。若将缓冲电容安装在错误的位置，如图 6.4 示位置‘A’，则缓冲电容不能有效地抑制浪涌电压。若将缓冲电容安装在错误的位置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 响电流检测信号，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，位置“C”是一个合理的折衷位置。该位置的浪涌抑制效果比位置“ A”好，而且不会影响电流检测信号。所以，一般选用位置“ C”。

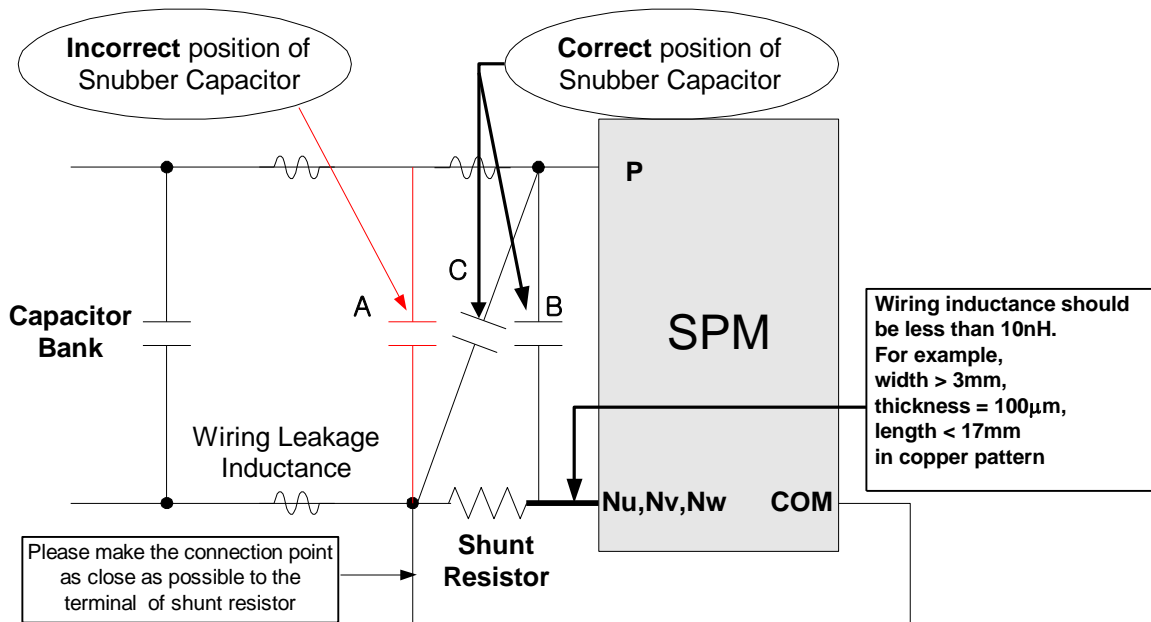


图 6.4 分流电阻和缓冲电容的推荐接线

## 7. 功能和保护电路

### 7.1 SPM 功能与控制电源电压

Mini DIP SPM 的控制和门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 Vcc，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  $15V \pm 10\%$ ，电流必须大于 60mA。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 Mini 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  $\pm 1V/\mu s$ 。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 24V，0.5W 的齐纳二极管，用以防止浪涌的破坏。

模块 COM 端的电压与 N 端电压是不同的，因为检测电阻上存在压降。全部的控制电路和电源必须参考 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。

主控制电源同时连接到用于建立高端门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 3 $\mu s$  滤波器。

表 7.1 Mini DIP SPM 功能与控制电源电压

控制电压范围 [V]	Mini 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 依据控制门极输入进行工作。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。
<b>13.5 ~ 16.5 适用于 <math>V_{CC}</math></b> <b>13 ~ 18.5 适用于 <math>V_{BS}</math></b>	<b>正常工作。推荐的工作条件。</b>
16.5 ~ 20 适用于 $V_{CC}$ 18.5 ~ 20 适用于 $V_{BS}$	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	Mini 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 在门极驱动电压不足的情况下工作。图 7.1 说明了这个保护的时序图。

- a1: 控制电源电压上升：当电压上升到 UVCCR 后，等到下一个开通信号时，对应的电路才开始动作
- a2: 正常工作：IGBT 导通并加载负载电流。
- a3: 欠压检测 (UVCCD)
- a4: 不论控制输入的条件，IGBT 关闭
- a5: 故障输出工作启动
- a6: 欠压复位 (UVCCR)
- a7: 正常工作：IGBT 导通并加载负载电流。

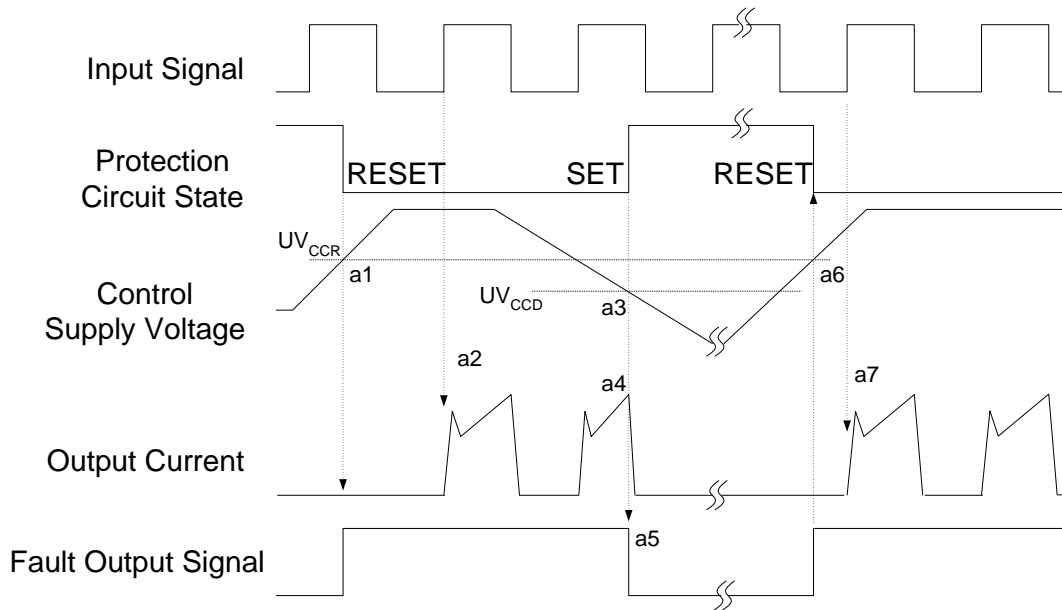


图 7.1 低端欠压保护时序图

HVIC 具有欠压闭锁的功能，保护高端 IGBT 在门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 辅助供电情况，不提供 Fo 报警。

- b1:控制电源电压上升：当电压上升到  $UV_{BSR}$  后，等到下一个开通信号时，对应的电路才开始动作
- b2:正常工作：IGBT 导通并加载负载电流。
- b3:欠压检测 ( $UV_{BSD}$ )。
- b4:不论控制输入的条件，IGBT关闭，无故障输出信号。
- b5:欠压复位 ( $UV_{BSR}$ )
- b6:正常工作：IGBT 导通并加载负载电流。

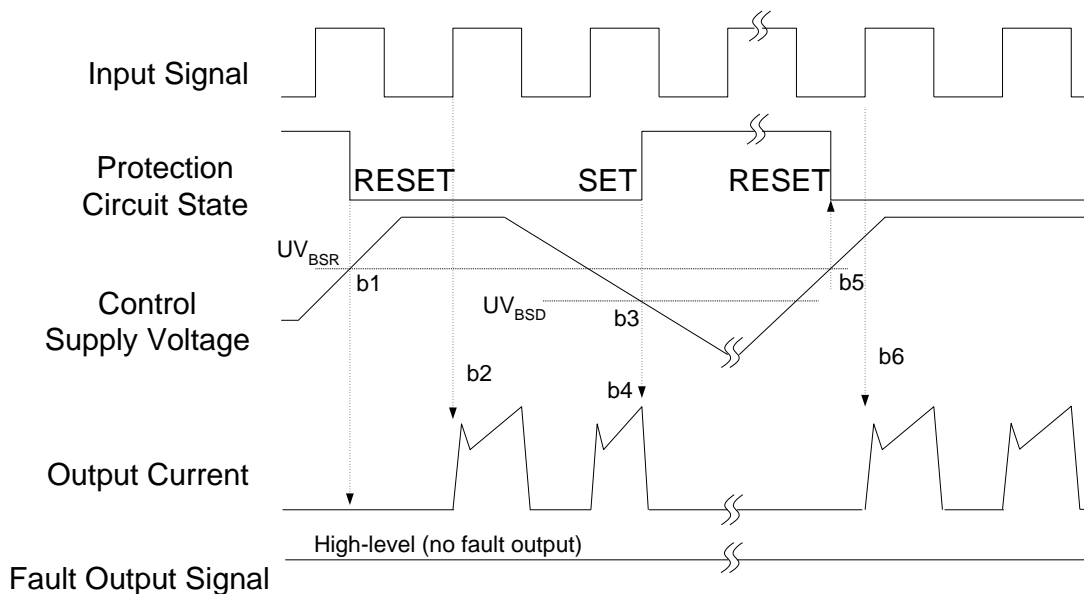


图 7.2 高端欠压保护时序图

### 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门极电压决定。一较高的门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。

(含有外部分流电阻和 CR 的连接)

- c1 :正常工作: IGBT 导通并加载负载电流。
- c2 :短路电流检测 (SC 触发)
- c3 :IGBT 门极硬中断。
- c4 :IGBT 软关断。
- c5 :故障输出计时工作启动: 故障输出信号的脉冲宽度通过外部电容 CFO 设置。
- c6 :输入“L”:IGBT 关断状态。
- c7 :输入“H”: IGBT 导通, 但是在故障输出有效的时间内, IGBT 不导通。
- c8 :IGBT 关断状态

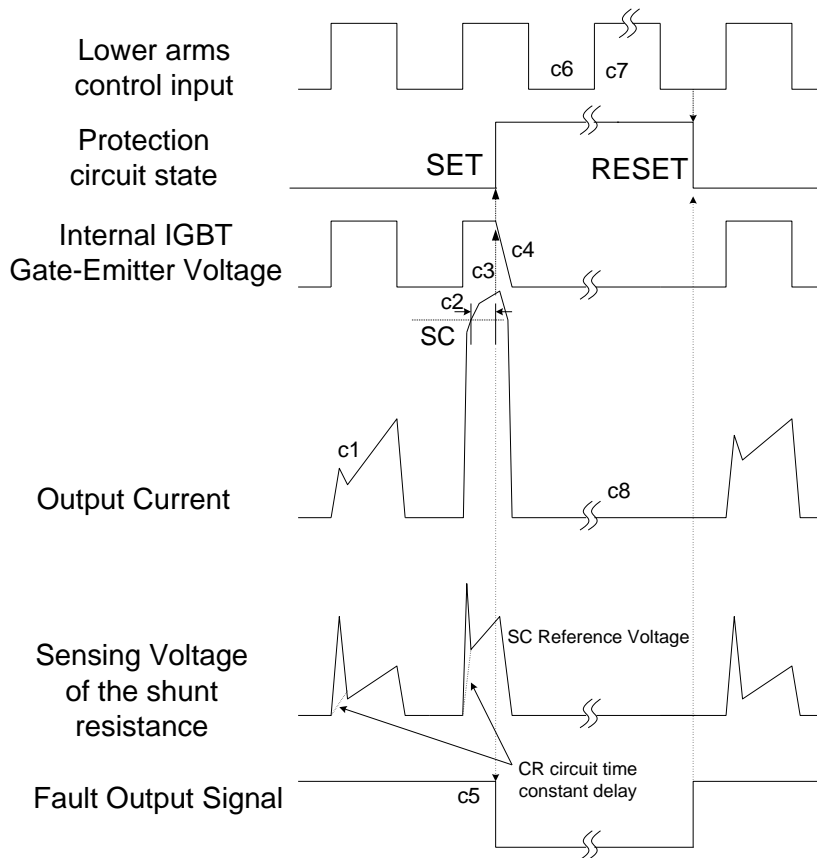


图 7.3 短路保护功能时序图



### 7.3.2 选择电流检测分流电阻

图 7.4 给出了一个使用单分流电阻的短路保护电路举例。检测直流母线 N（负）端的线路电流，保护信号通过 RC 滤波器传递。如果电流超过 SC 的参考标准，低端三相 IGBT 的所有门极进入关断状态，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。

在短路的条件下，通过比较外部分流电压与 LVIC 中的参考短路电压，触发内部保护电路。然后，驱动 IC 中断低端 IGBT 门极，停止 IGBT 工作。电流检测电阻的取值通过下面的公式计算：

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{SC(REF)}}{I_{SC}}$$

式中， $V_{SC(REF)}$  表示 LVIC 的短路参考电压。

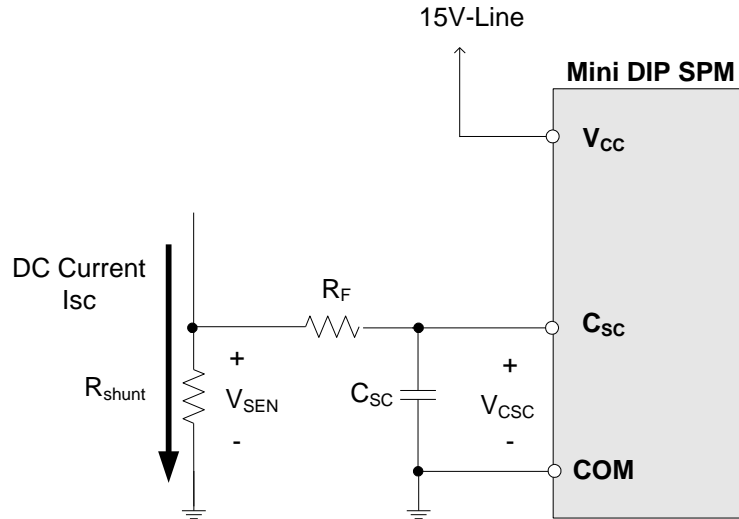


图 7.4 采用单分流电阻的短路保护电路

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  $1.5 \sim 2\mu s$  范围内。

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。

表 7.2 短路保护电平 ' $V_{SC(REF)}$ ' 的指定参考标准

项目	最小值	典型值	最大值	单位
SC 动作电平 $V_{SC(REF)}$	0.45	0.5	0.55	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 (t2)	-	0.5	0.7	μsec
IC 传输延迟时间 (t3)	-	0.9	1.3	μsec

因此，从检测到 SC 短路电流到 IGBT 门极关闭的总时间为：

$$T_{TOTAL} = t1 + t2 + t3$$

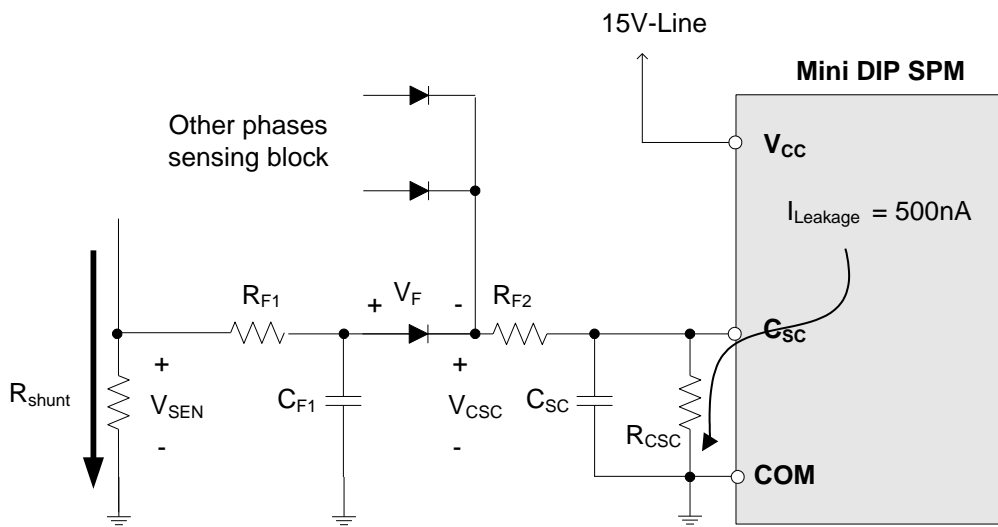


图 7.5 采用三分流电阻的短路保护电路

三分流电阻电路比单分流电阻电路更加复杂。三分流电路的应用很普遍，因为它能够独立检测每相电流。该电路成本低，简单而且电流检测性能好。

图 7.5 给出了典型的利用二极管的短路检测电路。此外应注意，该电路不具备精确检测过流的能力，原因在于  $V_F$  具有分散性和对温度的依赖性。当使用这个电路时，还必须考虑以下其他问题。

1. SC 感应信号的延迟时间会增加， $R_{F1} \times C_{F1}$  时间常数延迟 (t4) 也会增加，因此总的延迟时间为：

$$T_{TOTAL} = t1 + t2 + t3 + t4$$

2. 增加的二极管会阻断来自  $C_{SC}$  引脚的 IC 漏电流 (大约 500nA)。如果这个电流被加到电容  $C_{SC}$  上， $V_{CSC}$  会有较大的增加，引发 SPM 在正常的条件下的门极封锁现象。为了补偿这个 SC 电流检测电压的波动， $R_{CSC}$  必须和  $C_{SC}$  并联。 $R_{CSC}$  的推荐值大约为 47kΩ。
3. 对于短路状态，必须考虑二极管的压降，从而设置 SC 保护的参考标准。公式说明如下：

$$V_{SEN} = V_{CSC} + V_F$$

## 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~ $V_{CC}+0.3$	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
故障输出电源电压	$V_{FOH}$	$V_{SC} = 0V$ , $V_{FO}$ 电路: 4.7k $\Omega$ 至5V上拉	4.5	-	-	V
	$V_{FOL}$	$V_{SC} = 1V$ , $V_{FO}$ 电路: 4.7k $\Omega$ 至5V上拉	-	-	0.8	V

因为 FO 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 5V 或 15V。电阻必须满足上述规格。

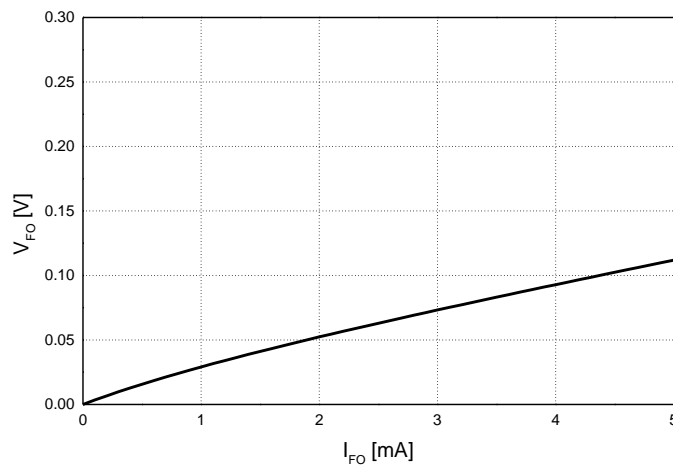


图 7.6  $V_{FO}$  端的电压与电流特性

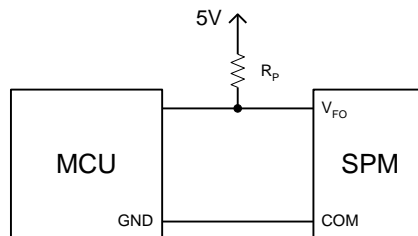


图 7.7  $V_{FO}$  端子接线

## 7.5 TSD (过热关断) 保护

LVIC 具有内置的 TSD(过热关断) 功能。该功能可检测 LVIC 温度 (非 IGBT 结<sub>点</sub>温度)。这项保护的目的在于检测壳体温度的异常升高。造成升温的原因可能是冷却风扇停转或散热片松动。因此, 如果<sub>由于</sub>发动机出现锁死或过流而造成温度急剧升高, TSD 功能没有太大的作用。(这项保护针对 LVIC 温度的检测, 对 IGBT 和 FRD 的快速升温无法做出响应)

TSD 功能检测 LVIC 温度是否超过  $T_d$  ( $T_d$ :典型值  $160^{\circ}\text{C}$ ), 若超过则发布一个故障信号, IGBT 下桥臂关断。当 LVIC 温度降至  $T_r$  ( $T_r$ :典型值  $155^{\circ}\text{C}$ ) 以下时, 将解除故障信号。图 7.8 说明了保护时序图。

$T_d$ :TSD 检测

$T_r$ :TSD 复位

$\Delta T_{dr}$ :滞环

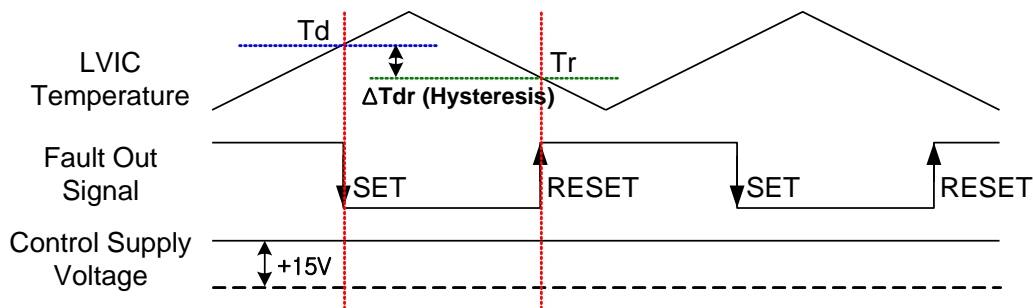


图 7.8 LVIC TSD 功能时序图

## 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 Mini DIP SPM 内部的 HVIC 提供电源。这个电压的大小必须控制在  $13.0\sim 18.5\text{V}$ , 以保证 HVIC 能够完全驱动高端 IGBT。Mini DIP SPM 含有对  $V_{BS}$  的欠压检测功能, 以保证在  $V_{BS}$  下降到最低指定电压 (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占空比和导通时间。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 (通过地低端器件或负载),  $V_{CC}$  电源经过自举二极管 ( $D_{BS}$ ) 和电阻 ( $R_{BS}$ ) 对自举电容器 ( $C_{BS}$ ) 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 ( $t_{\text{charge}}$ )

可以通过下面的公式计算：

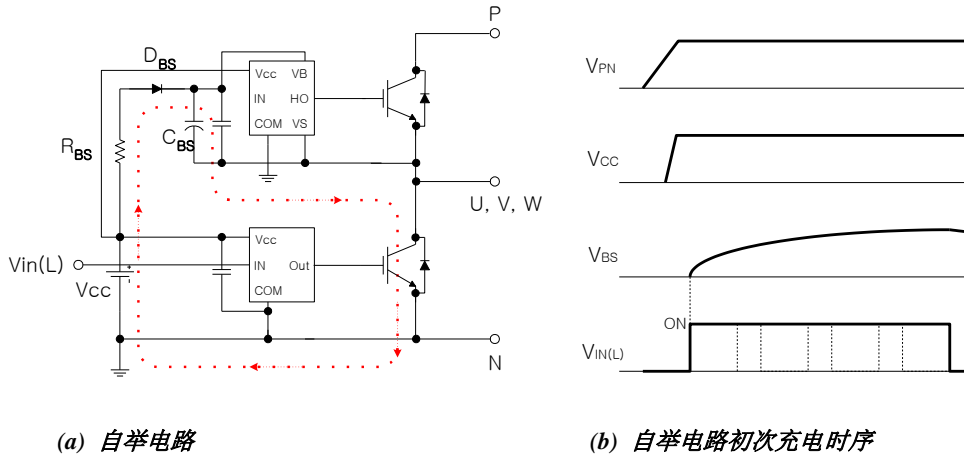
$$t_{charge} \geq C_{BS} \times R_{BS} \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BS(min)} - V_f - V_{LS}}\right) \quad (8.1)$$

$V_f$  = 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

$\delta$  = PWM 的占空比



(a) 自举电路

(b) 自举电路初次充电时序

图 8.1 自举电路工作和初次充电

### 8.38 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  $\Delta t$  = 高端 IGBT 的最大导通脉冲宽度

$\Delta V$  =  $C_{BS}$  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 导通时的门极充电电流

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电流

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，推荐 Mini DIP SPM 的  $I_{leak}$  一般为 1mA。考虑离散性和可靠性，实际选择的自举电容一般是

计算值的 2~3 倍。当高端 IGBT 关闭和  $V_S$  电压下拉到地端时，方可为  $C_{BS}$  充电。因此，低端 IGBT 的导通时间必须足够大，以保证  $C_{BS}$  电容的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，则应满足局部去耦合要求。

#### 8.4 内置自举二极管 包括约 15Ω 电阻特性

2007年Q1发布的 Mini DIP SPM中，已经内置有自举二极管。当高端IGBT或二极管导电时，自举二极管承受整个母线电压。在 Mini DIP SPM 中，电源的最大额定值为 450V。再加上50V的浪涌电压，实际施加在二极管上的电压为 500V。因此，自举二极管能够承受的电压应超过 600V，以具有100V的余量。反向恢复时间应短于max. 120ns，从而尽量减少从自举二极管向  $V_{CC}$  电源反馈的电荷。同样，若需要自举电容储存很长时间的电荷，自举二极管的反向电压漏电流特性也非常重要。

特别指出，内置自举二极管具有约为 15Ω 电阻特性。这项特性用于减缓  $dV_{BS}/dt$ ，同时决定了自举电容的充电时间。

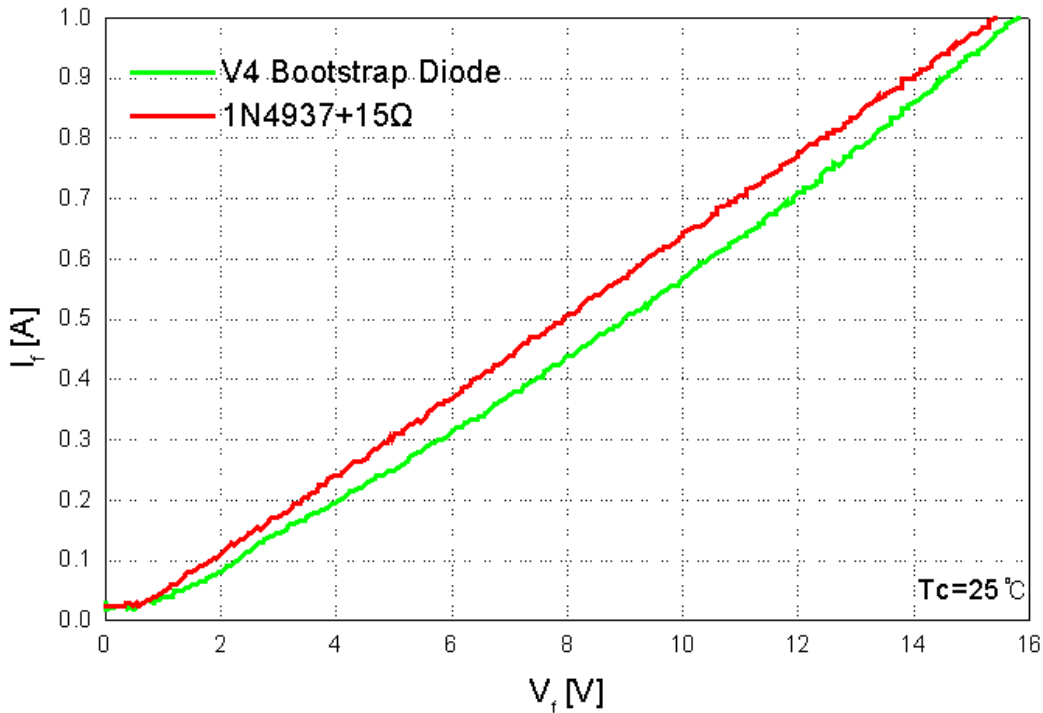


图 8.2 两个自举二极管的  $V_f$ - $I_f$  曲线

#### 8.5 PWM 逆变器工作期间自举电容的充电和放电

当高端 IGBT 关断时  $V_S$  会被下拉到地端， $V_{CC}$  电源经过内置自举二极管对自举电容器 ( $C_{BS}$ ) 充电。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:

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

$$\text{占空比}(\delta) = 0.5$$

$D_{BS}$  = 内置自举二极管具有约为  $15 \Omega$  电阻特性

$$V_{CC} = 15V$$

$$V_f \text{ (自举二极管的正向压降)} = 0.5V$$

$$V_{BS(\min)} \text{ (自举电容的最小电压)} = 13V$$

$$V_{LS} = \text{(低端 IGBT 或负载上的压降)} = 0.7V$$

$$t_{charge} \geq 22 \mu F \times 15 \Omega \times \frac{1}{0.5} \times \ln\left(\frac{15V}{15V - 13V - 0.5V - 0.7V}\right) = 1.9ms$$

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: 自举电容的最大值。

条件:

$$\Delta V = 1V$$

$$\Delta t = 5msec$$

$$I_{leak} = 1mA$$

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

自举电容的计算值是  $5 \mu F$ 。考虑离散性和可靠性, 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。

## 8.6 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。

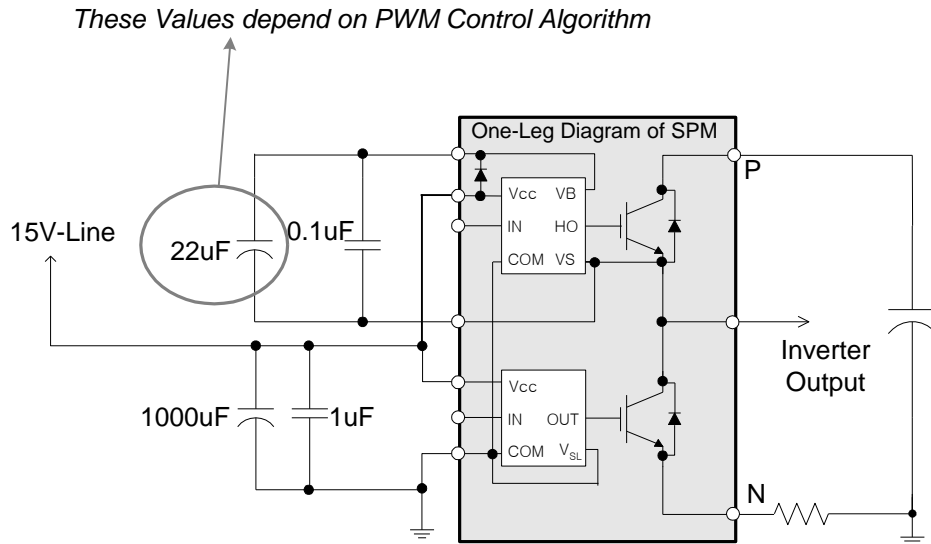


图 8.3 推荐的自举工作电路和参数

## 9. 功耗和散热设计

### 9.1 SPM的功耗

Mini 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，对器件温升影响很小。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 Mini 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：

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

$V_I$  = IGBT的阈值电压

$V_D$  = 二极管的阈值电压



$R_I =$  IGBT 导通状态的动态电阻

$R_D =$  二极管导通状态的动态电阻

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  $\phi$  是输出电压和输出电流的相位差。利用方程 (9.1) 可以求得单个 IGBT 和体二极管的导通损耗。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  $\xi$  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 (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, 总的逆变器导通功耗为  $P_{con}$  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。

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

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

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

式中,  $E_I i$  是 IGBT 的开关损耗,  $E_D i$  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)。

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

式中  $E_I$  是一个 IGBT 与开关损耗相关的常数, 不同的 IGBT 具有不同的  $E_I$  值。同样,  $E_D$  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

### 9.2.1 概述

半导体器件对于结温非常敏感, 也就是当结温升高时, 器件的正常工作特性会发生改变, 故障率呈指数上升。因此在器件开发阶段和应用领域中, 封装的散热设计成为一个非常重要的因素。

为了解器件的热性能, 通常引入热阻, 它被定义为被总热流分开的两个紧邻等温面之间的温度差。对于半导体器件, 两个温度分别是结温  $T_j$  和参考温度  $T_x$ , 热流总量等于器件工作期间的功率损耗。参考点的选取是任意的, 但是通常会选择散热器所附器件背面热量最集中的点。这个点被称为结壳热阻,  $R\theta_{jc}$ 。当参考点为周围环境温度时, 就被称为结环热阻,  $R\theta_{ja}$ 。这两个热阻都是用来描述器件热性能。 $R\theta_{jc}$  通常用于载有器件的散热器, 而  $R\theta_{ja}$  应用于其他情况。图 9.1 是带有散热器的 SPM 的结环热流的热网络图。鉴于热阻过大, 虚线表示的器件  $R\theta_{ca}$  的分布可以忽略。

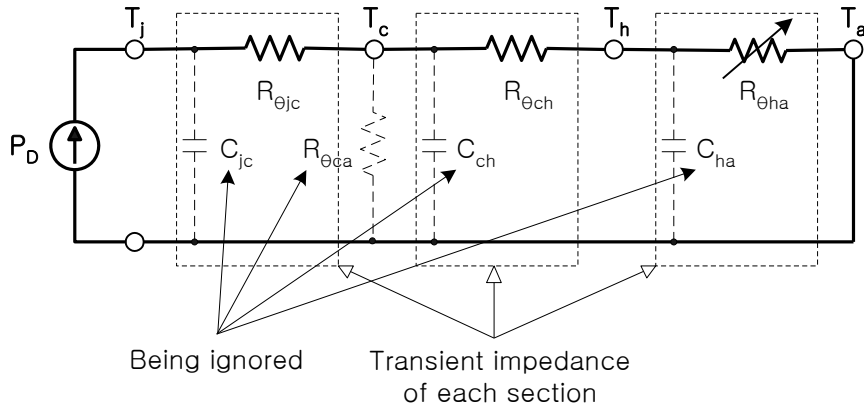


图 9.1 使用散热器时瞬时热等效电路

SPM 的热阻可以由下列公式定义，

$$R_{\theta jc} = \frac{T_j - T_c}{P_D} \quad (9.11)$$

式中  $R_{\theta jc}$  ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) 为结壳热阻，且  $P_D$  ( $\text{W}$ )， $T_j$  ( $^{\circ}\text{C}$ ) 和  $T_c$  ( $^{\circ}\text{C}$ ) 分别为每个器件的功耗，结温和壳体参考温度。用  $T_a$  (周围环境的温度) 替代  $T_c$ ，结环热阻  $R_{\theta ja}$  可由下列公式得到，

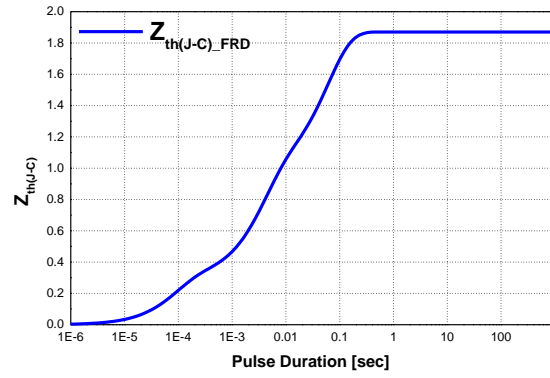
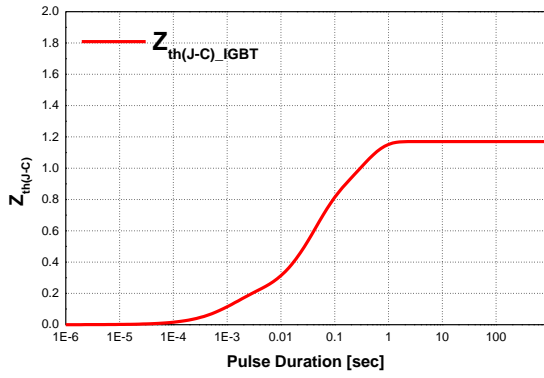
$$R_{\theta ja} = \frac{T_j - T_a}{P_D} \quad (9.12)$$

式中  $R_{\theta ja}$  表示带有散热器的 SPM 的总体热性能。基本上  $R_{\theta ja}$  是三个不同热阻  $R_{\theta jc}$ ， $R_{\theta ch}$  和  $R_{\theta ha}$  的总和。

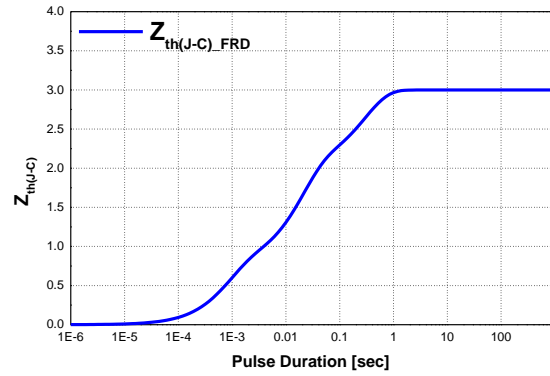
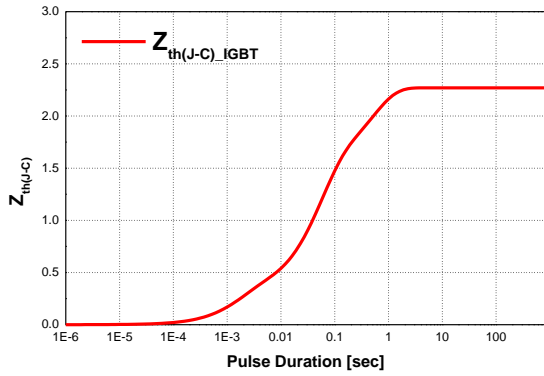
$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta ch} + R_{\theta ha} \quad (9.13)$$

由于封装体和散热器之间涂有一层硅胶，因此  $R_{\theta ch}$  是接触热阻，且  $R_{\theta ha}$  表示散热器的热阻。从等式 (9.13) 可知，为使 SPM 功率输送能力最大， $R_{\theta ch}$  和  $R_{\theta ha}$  必须尽量小，同时使  $R_{\theta jc}$  最小。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。通常， $R_{\theta ch}$  的值与硅胶的厚度成比例，并受到装配工艺的限制，而通过选取适当的散热器，可将  $R_{\theta ha}$  控制在某个范围内。

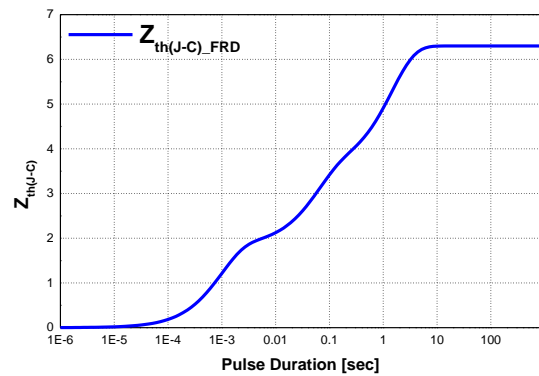
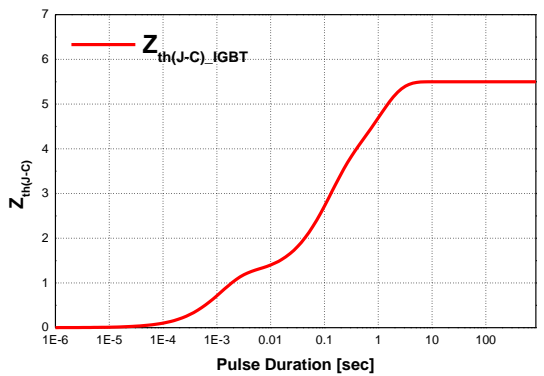
在实际的应用中，功耗  $P_D$  是周期性的，因此必须考虑图 9.1 所示的瞬时 RC 等效回路。对于脉冲功耗，热容效应会延缓结温的上升，因此允许一个较大的 SPM 负载。图 9.2 显示了 FSBB30CH60C, FSBB15CH60C, FSBF10CH60B 和 FSBF3CH60B 的正常热阻曲线。可以看到，大约 10 秒后，热阻趋于饱和。其他类型的 SPM 也表现出了相似的特性。



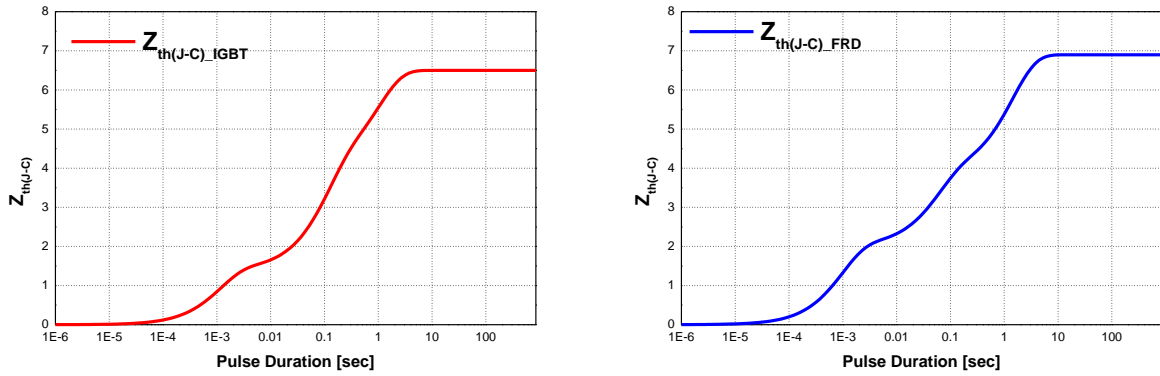
(a) FSBB30CH60C



(b) FSBB15CH60C



(c) FSBF10CH60B



(d) FSBF3CH60B

图 9.2 归一化热阻曲线

### 9.2.2 测量方法

在热阻测试期间，可测量  $T_j$ ,  $T_c$  (or  $T_a$ ) 和  $P_D$ 。因为可以直接测量  $T_c$ ,  $T_a$  和  $P_D$ ，唯一未知的数值为结温  $T_j$ 。电测试方法 (ETM) 被广泛用来测量结温。ETM 利用正向压降与结温之间的关系进行测试。两者间的关系是指半导体结的本征电热特性，在半导体结两端施加恒定正偏电流（检测电流）时，结两端的正向压降与结温近似成线性关系。结的压降被称为温度灵敏参数 (TSP)。图 9.3 阐明了二极管结压降与结温之间关系的测量方法。将被测试的器件 (DUT) 浸在热流体中，使 DUT 加热至期望温度。

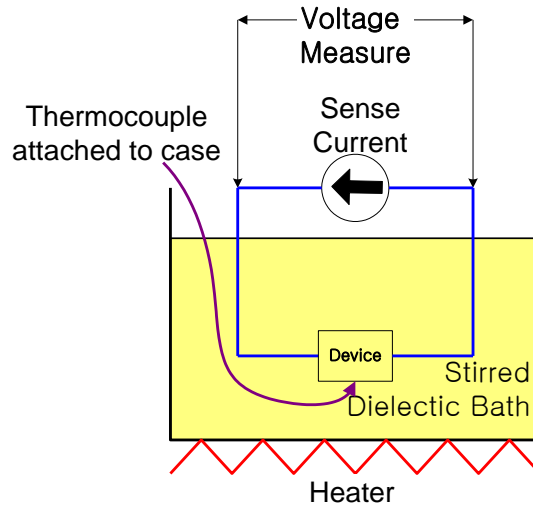


图 9.3 TSP 测量泳浴法示意图

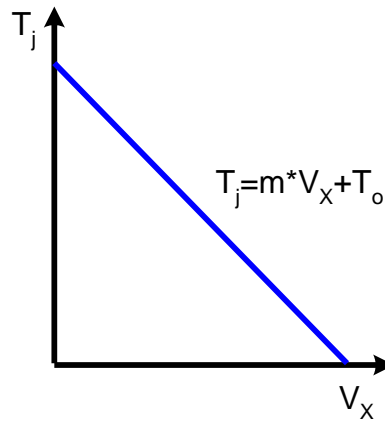


图 9.4 TSP 与恒定检测电流关系典型示例

在热流体作用下，被测设备达到热平衡时，给结施加检测电流。然后测量结压降，结压降为结温函数。注意，检测电流必须小到不足以加热 DUT，比如 1mA, 10mA，主要取决于器件类型。在特定的温度范围内，按照某些指定的温度步长重复测量。图 9.4 是一个典型的测量结果。

下面的等式显示，在给定的温度下，结压降与结温间的关系。

$$T_j = m * V_x + T_o \quad (9.14)$$

直线斜率  $m$  ( $^{\circ}C/V$ ) 和温度的纵向截距  $T_o$  ( $V$ ) 是这种直线关系的量化参数。斜率的倒数被称为“K 因子 ( $V/^{\circ}C$ )”。在此， $V_f$  ( $V$ ) 就是 TSP。对于半导体结，图 9.4 中校准直线的斜率  $m$  通常是负值，也就是说正向传导电压随着结温的增大而减小。等式 (9.14) 的推导过程被称为一个给定器件的量标程序。

在热阻测量测试期间，通过测量指定检测电流下的结压降和等式 (9.14) 得到结温。因为并非每个给定的器件都有二极管电压 TSP，故 TSP 因器件而异。在此情形下，可使用晶体管饱和电压。例如，门极导通电压就可以作为 IGBT 或者 MOSFET 的 TSP。

### 9.2.3 测试程序

热阻测试的第一步是给 DUT 施加连续的已知电流和电压。连续的功率将 DUT 加热至热平衡状态。器件加热时，采用连续的采样脉冲监控 TSP，即压降或者为结温。TSP 采样脉冲必须提供一个大小与等式 (9.14) 所示的量标程序中所用检测电流相等的检测电流。监控 TSP 时，需要调整加载功率以保证  $T_j$  升至足够高。一般情况下， $T_j$  升至参考温度以上  $100^{\circ}C$ ，就能产生足够的温差保证测量的分辨率。图 9.5 所示为一典型测试序列。

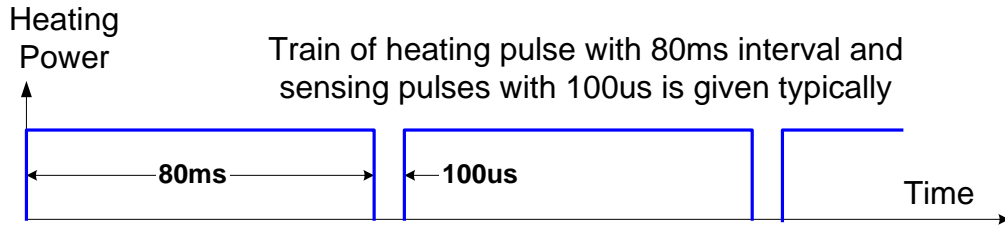
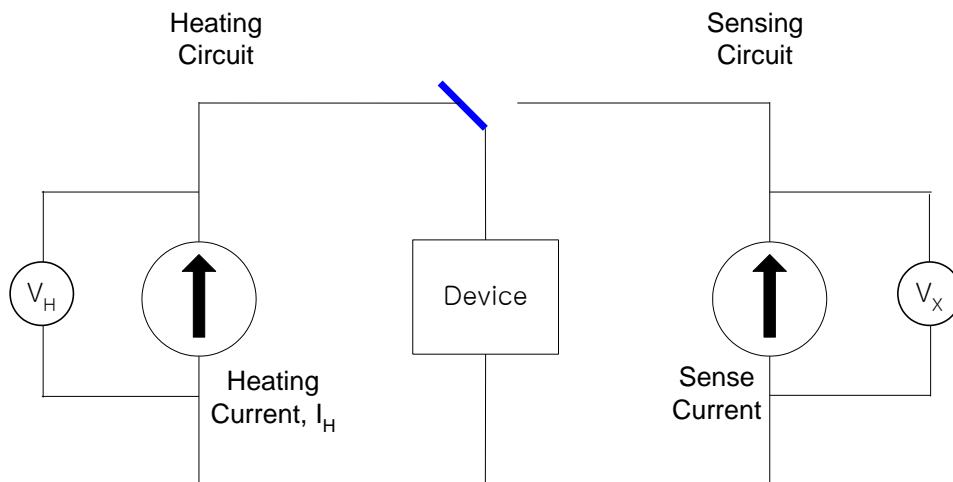


图 9.5 在 SPM-IGBT 的  $R_{\theta jc}$  测试中使用的功率和采样脉冲序列

TSP 采样时间必须很短，这样在重新加载功率前，结温不会降低。图 9.5 所示的功率和检测脉冲序列的占空比为 99.9%，对于所有的实际测量，这样的加载功率都可以认为是连续的。很明显，大多数功率都被加载到图 9.6 示的 DUT 上。

一旦  $T_j$  达到热平衡，记录  $T_j$  参考温度  $T_c$  以及加载功率  $P$  的数值。通过测量值和等式 (9.11)，就可以得到结壳热阻  $R_{\theta jc}$ 。在此， $R_{\theta jc}$  是指器件在一个理想环境下的散热能力，也就是器件被放置在无限大或者可控温的散热器上。

图 9.7 显示了 SPM 热阻测试环境。SPM 被安置在一个热容量很大的散热器上。为了防止 SPM 与散热器之间出现空气间隙，SPM 与散热器之间必须涂抹一层硅胶。



$$T_j = m \cdot V_X + T_o$$

$$R_{\theta jc} = (T_j - T_c) / (V_H \cdot I_H)$$

图 9.6 热阻测试方法概念图

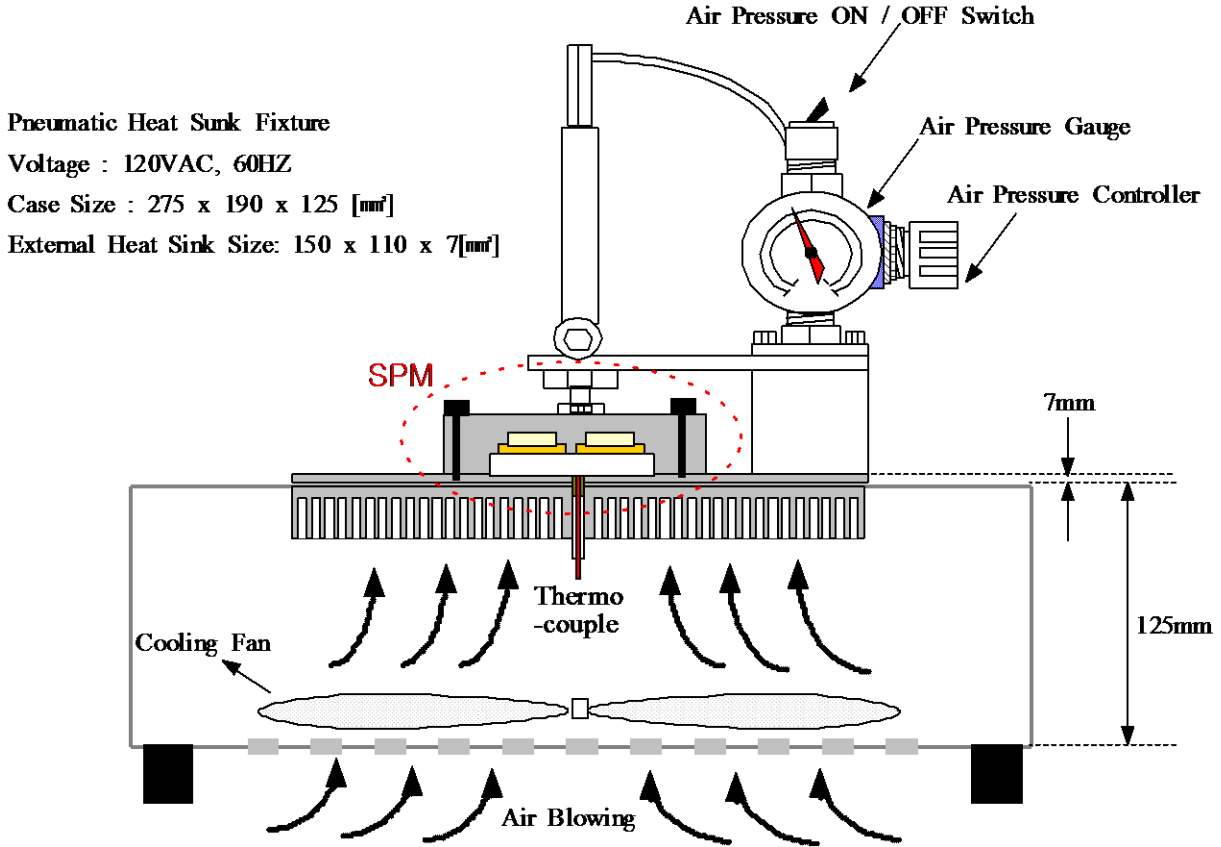


图 9.7 SPM 的热测试环境

一支热电偶穿过散热器，直至触及 SPM 底部，用来记录 SPM 表面温度。进行参考温度 ( $T_c$ ) 测量的热电偶具体所在位置并没有严格规定，但推荐的理想位置是热量最集中点。在本说明书中，推荐选择 SPM 中心或者陶瓷散热器中心。

热电偶与参考位置之间需要良好的热接触。如图 9.7 所示，需要硅胶和适当的夹模压力。

### 9.3 温升考虑和计算实例

图 9.8 所示“有效电流与载波频率特性”，给出了使用典型特征参数的损耗计算结果。条件如下：

条件：  $V_{PN}=300V$ ,  $V_{CC}=V_{BS}=15V$ ,  $V_{CE(sat)}$ =典型值, 开关损耗=典型值,  $T_j=150^{\circ}C$ ,  $T_c=125^{\circ}C$ ,  
 $R_{th(j-c)} = \text{Max.}$ , M.I.=1.0, P.F.=0.8, 三相连续 PWM 调制, 60Hz 正弦波输出。



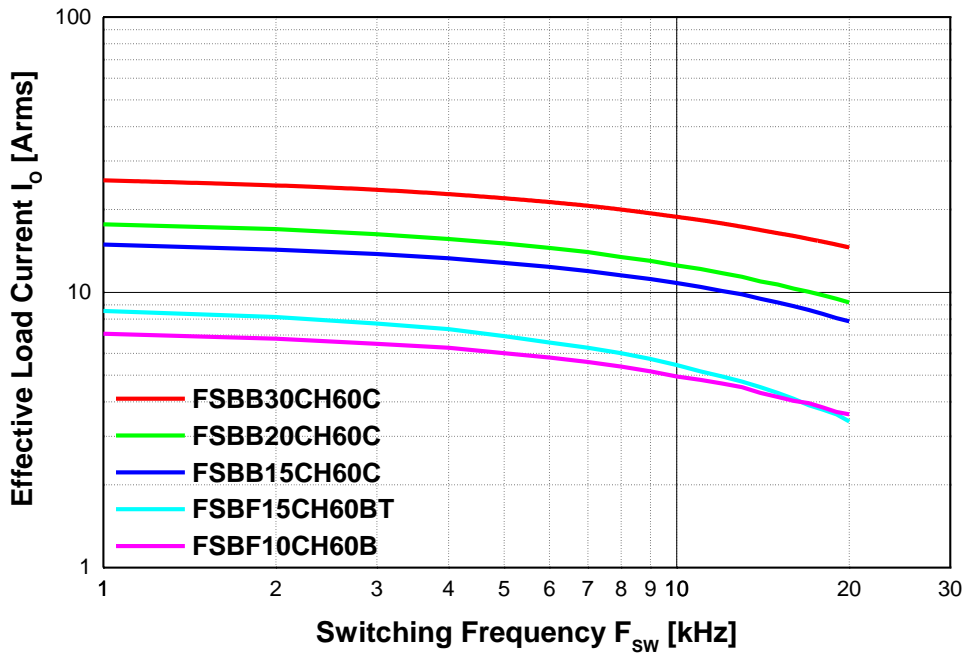


图 9.8 有效电流—载波频率的特性

说明:

在不同的控制方案和电动机传动系统类型下，上面的特性可能会不同。

图 9.8 给出在  $T_c=125^\circ\text{C}$  条件下工作的逆变器的特性。它说明，当结温  $T_j$  上升到平均结温  $150^\circ\text{C}$ （高达该温度 Mini DIP SPM 还能够安全工作）时，仍可输出有效电流  $I_o$ 。

## 9.4 散热器设计指南

选择散热器需要考虑很多因素，包括放置空间，实际工作功耗，散热器成本，周围的流体环境，装配位置等。在本说明书中，从实践的角度出发，仅仅分析一部分约束因素为选择散热器提供一些思路。

### 用于洗衣机的散热器

图 9.9 所示的散热器能够应用于自然对流环境中，比如洗衣机，它的 SPM 功耗具有百毫秒周期内高低交替的驱动特性。

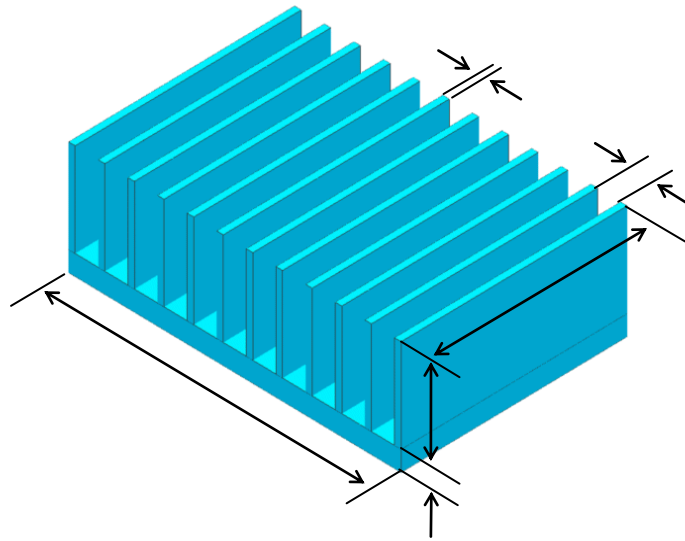


图 9.9 用于洗衣机的散热器

$a$  = 翅片厚度,  $b$  = 翅片间距,  $c$  = 翅片高度,  $d$  = 翅片长度

$e$  = 基板厚度,  $f$  = 基板宽度,  $g$  = 基板长度

图 9.10-9.13 说明了设计散热器时, 对散热器与周围环境之间热阻  $R_{\theta_{ha}}$  的分析结果。热阻随着翅片间距, 翅片/基板长度和翅片/基板宽度的变化而大范围波动。最理想的翅片间距大约是 4 或 5mm, 如图 9.10 所示, 基板面积为  $73 \times 53 \text{ mm}^2$ 。翅片间距的增大将导致翅片总数目的减少, 即减少热对流的总面积。减小翅片间距将影响相邻翅片间的空气流动。当翅片间距大于或者小于 4mm 和 5mm 时, 都会导致热阻增大。增加翅片厚度可以减少翅片总数目和散热器的尺寸, 导致热阻的增大。

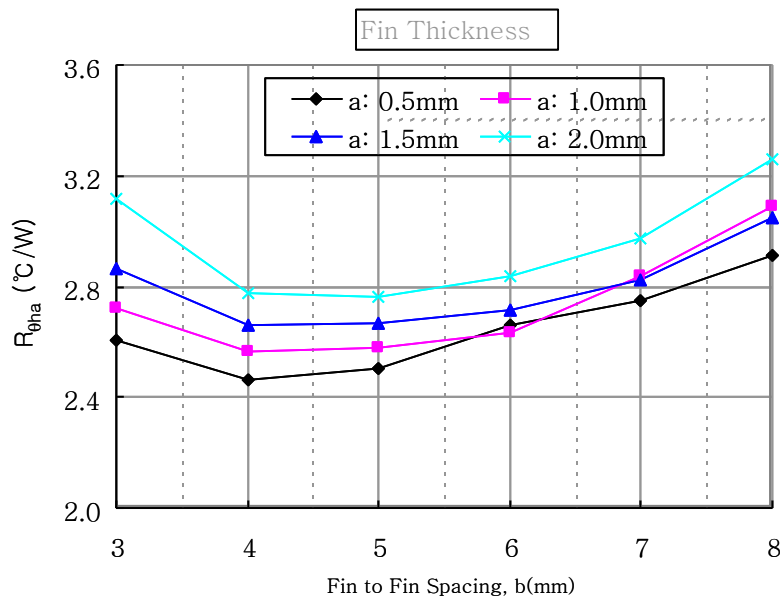


图 9.10 热阻 ( $R_{\theta_{ha}}$ ) 与翅片间距的变化关系

(常数:  $c=21\text{mm}$ ,  $d=53\text{mm}$ ,  $e=4\text{mm}$ ,  $f=78\text{mm}$ ,  $g=53\text{mm}$ )

图 9.11 和 9.12 描述了基板长度和宽度对热阻的影响。从图 9.11 我们可以看到，基板长度增加至 150%，也就是 79.5mm (53mm×1.5)，热阻将降低至 85% ( $\cong 2.3^\circ\text{C/W}$ )，增加至 200% (53mm×2=106mm)，热阻降低至 78% ( $\cong 2.09^\circ\text{C/W}$ )。图 9.12 显示基板宽度变化对热阻的影响结果，当宽度分别增加至 150% (78mm×1.5=117mm) 和 200% (78mm×2=156mm) 时，热阻降低至 79% ( $\cong 2.144^\circ\text{C/W}$ ) 和 70% ( $\cong 1.88^\circ\text{C/W}$ )。因此，与增加长度相比，增加宽度更能有效地降低热阻。

图 9.13 显示热阻随翅片高度的变化关系。

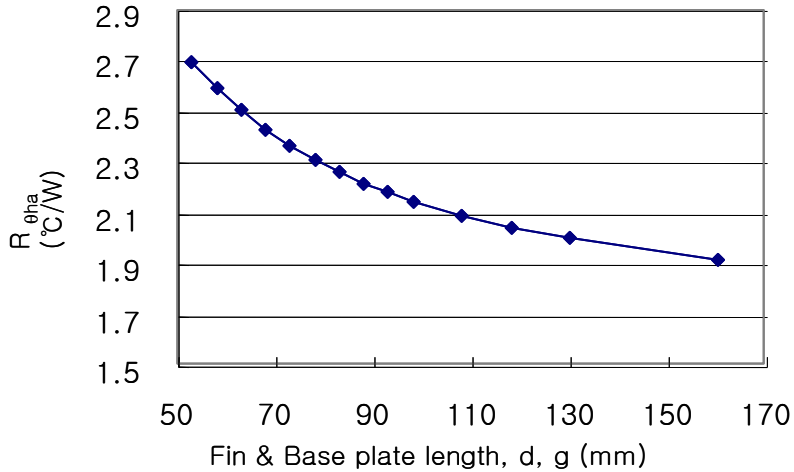


图 9.11 热阻 ( $R_{\theta_{ja}}$ ) 与翅片间距的变化关系

(保持:  $a=1.5\text{mm}$ ,  $b=5.45\text{mm}$ ,  $c=21\text{mm}$ ,  $e=4\text{mm}$ ,  $f=78\text{mm}$ )

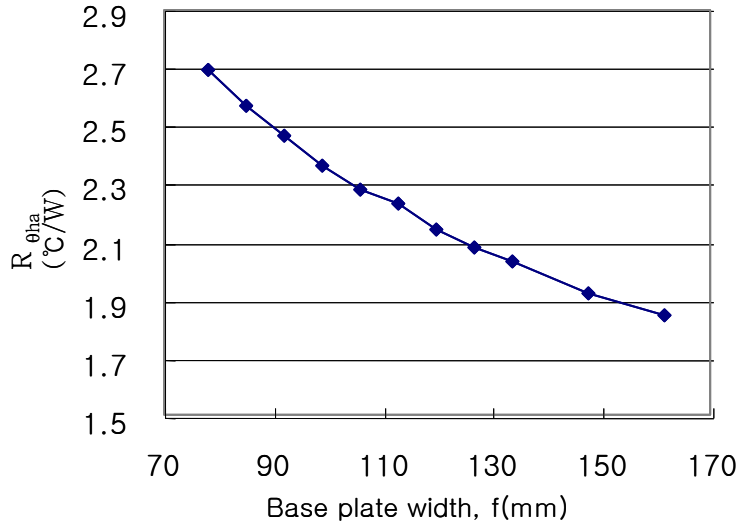


图 9.12  $R_{\theta_{ja}}$  与翅片间距的变化关系

(常数:  $a=1.5\text{mm}$ ,  $b=5.45\text{mm}$ ,  $c=21\text{mm}$ ,  $d=53\text{mm}$ ,  $e=4\text{mm}$ ,  $g=53\text{mm}$ )

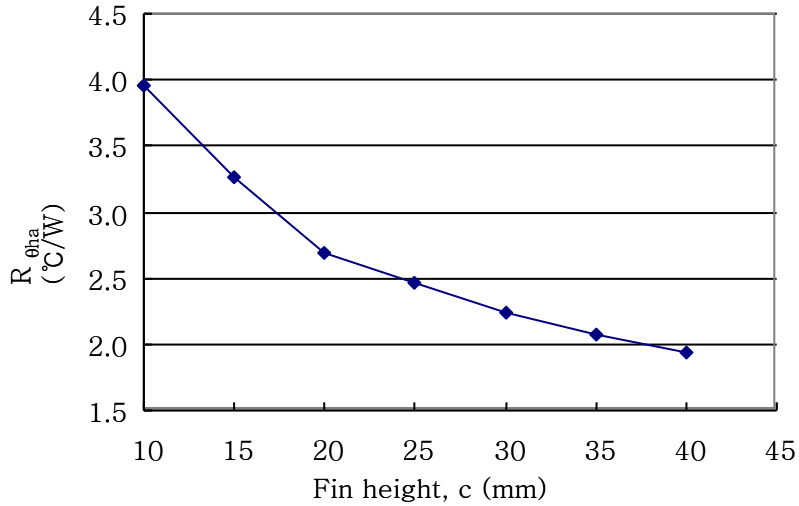


图 9.13 热阻 ( $R_{\theta_{ha}}$ ) 与翅片间距的变化关系

(常数:  $a=1.5\text{mm}$ ,  $b=5.45\text{mm}$ ,  $d=53\text{mm}$ ,  $e=4\text{mm}$ ,  $f=78\text{mm}$ ,  $g=53\text{mm}$ )

### 用于空调的散热器

与洗衣机用 SPM 的逆变器不同，空调用 SPM 的逆变器需要连续功耗。它们的 SPM 通常需要一个带风扇的强制对流散热器。图 9.14 显示了常用的空调系统散热器的外形。本章节将基于图 9.14 所示散热器，描述空气流速对热阻的影响。

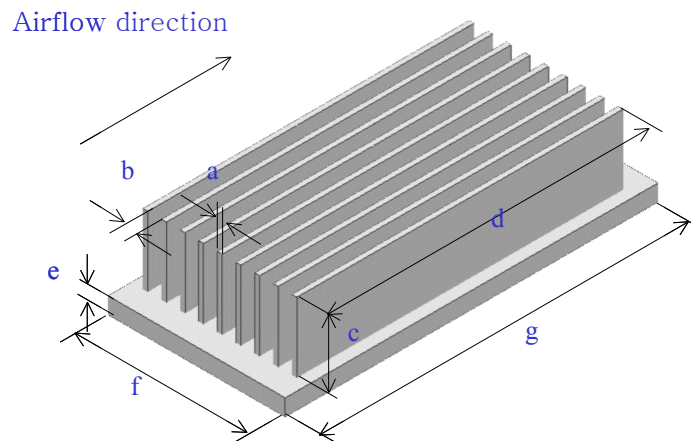


图 9.14 用于空调的散热片示例

(常数:  $a=2\text{mm}$ ,  $b=6\text{mm}$ ,  $c=30\text{mm}$ ,  $d=140\text{mm}$ ,  $e=7\text{mm}$ ,  $f=76/100\text{mm}$ ,  $g=160\text{mm}$ )

图 9.15 显示了空气流速对热阻  $R_{\theta_{ha}}$  的影响。在自然对流条件下，基于两种不同基板测得的热阻参考值分别为  $1.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$  和  $1.6^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。我们可以看到强制对流使热阻至少降低三倍。当空气流速大约为  $2\text{ m/sec}$  时，这是性价比最理想的散热器尺寸。转速为  $5\text{ m/sec}$  的风扇将使热阻降低至  $85\%$  ( $\approx 0.25^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )。

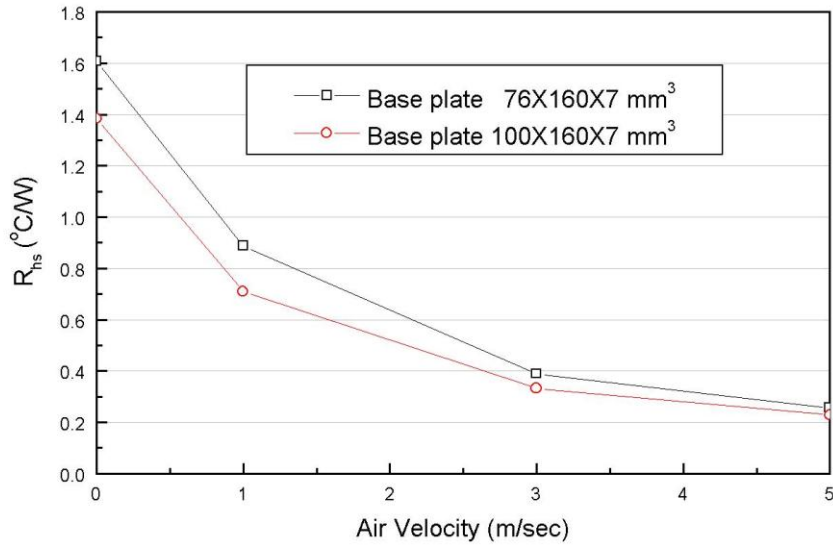


图 9.15 气流速度改变时的  $R_{\theta_{hs}}$ 。

## 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 Mini 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 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 DBC 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: M3	推荐值 0.62 N·m	0.51	0.62	1.00	N·m
DBC 平面度	(参照图 10.1)		0	-	+120	μm
散热器平面度			-100		+50	μm
重量			-	15.40	-	g

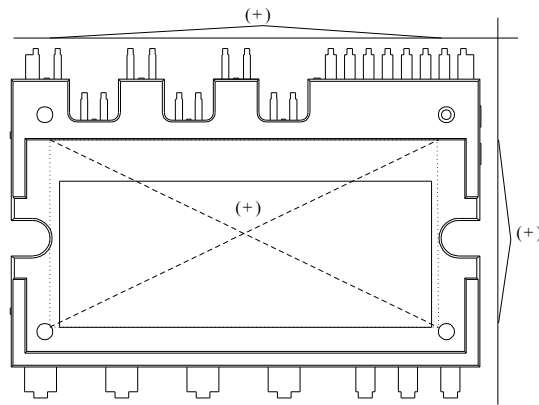


图 10.1 平面度测量位置

## 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，不要抛掷器件。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，特别是门极端子。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大约  $1M\Omega$  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，你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并不可能。

### 10.3 印码规范

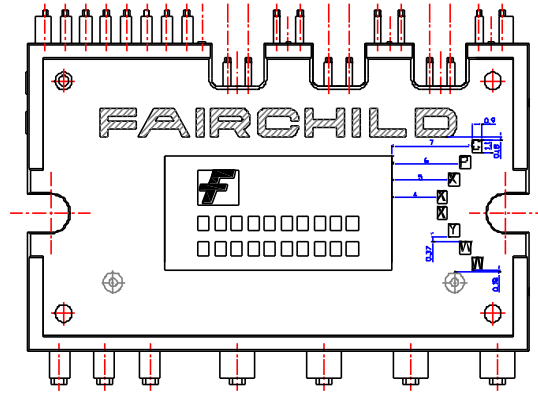


图 10.2 印码版图 (底部)

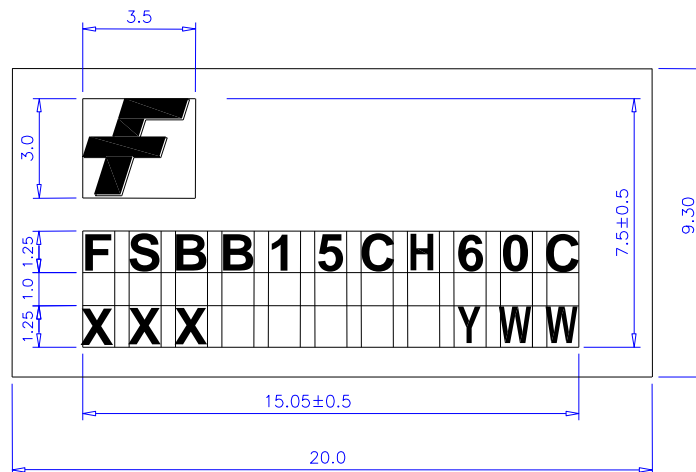


图 10.3 FSBB15CH60C 的印码尺寸

1. F :飞兆半导体标志
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
  - CP :FSBB15CH60C (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
字母	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	A

10.4 包装说明

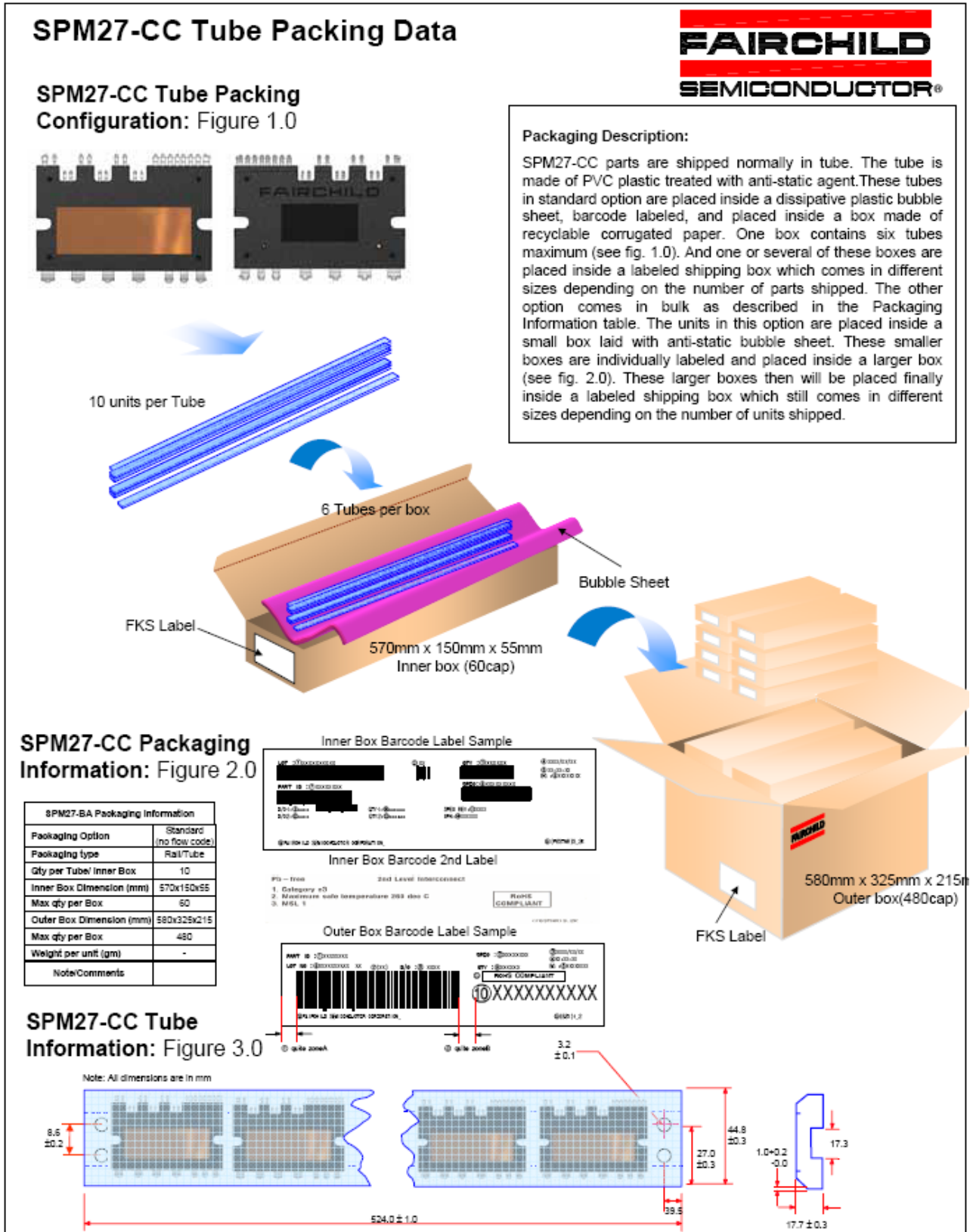
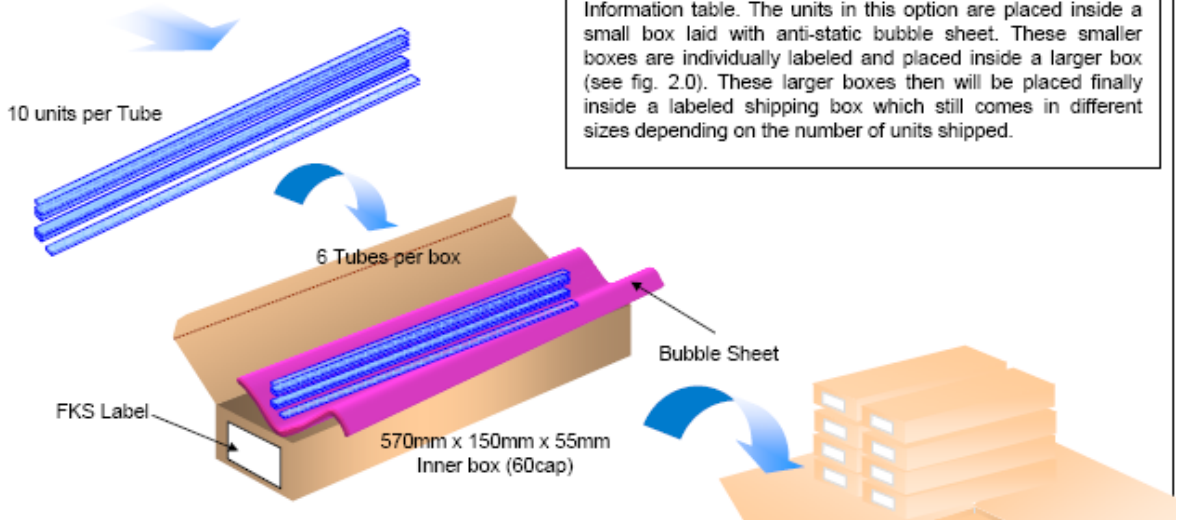
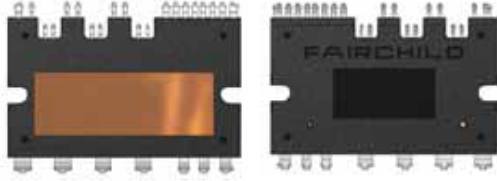


图 10.4 SPM27-CC 的包装工序说明

### SPM27-EC Tube Packing Data



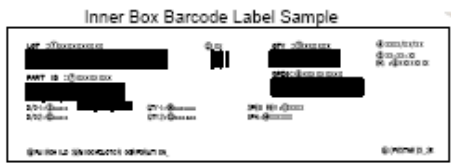
#### SPM27-EC Tube Packing Configuration: Figure 1.0



**Packaging Description:**  
SPM27-EC 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.

#### SPM27-EC Packaging Information: Figure 2.0

SPM27-BA Packaging Information	
Packaging Option	Standard (no flow code)
Packaging type	Roll/Tube
Qty per Tube/ Inner Box	10
Inner Box Dimension (mm)	570x150x55
Max qty per Box	60
Outer Box Dimension (mm)	580x325x215
Max qty per Box	480
Weight per unit (gm)	-
Note/Comments	



#### SPM27-EC Tube Information: Figure 3.0

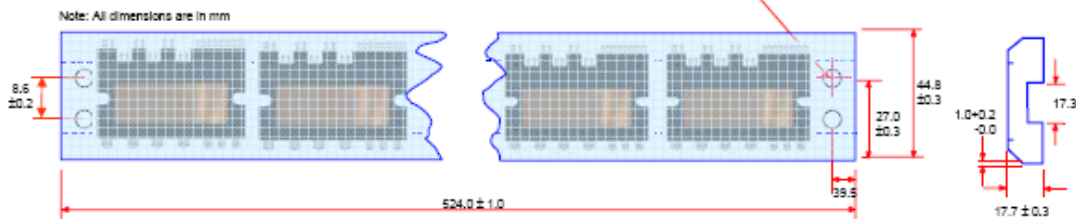
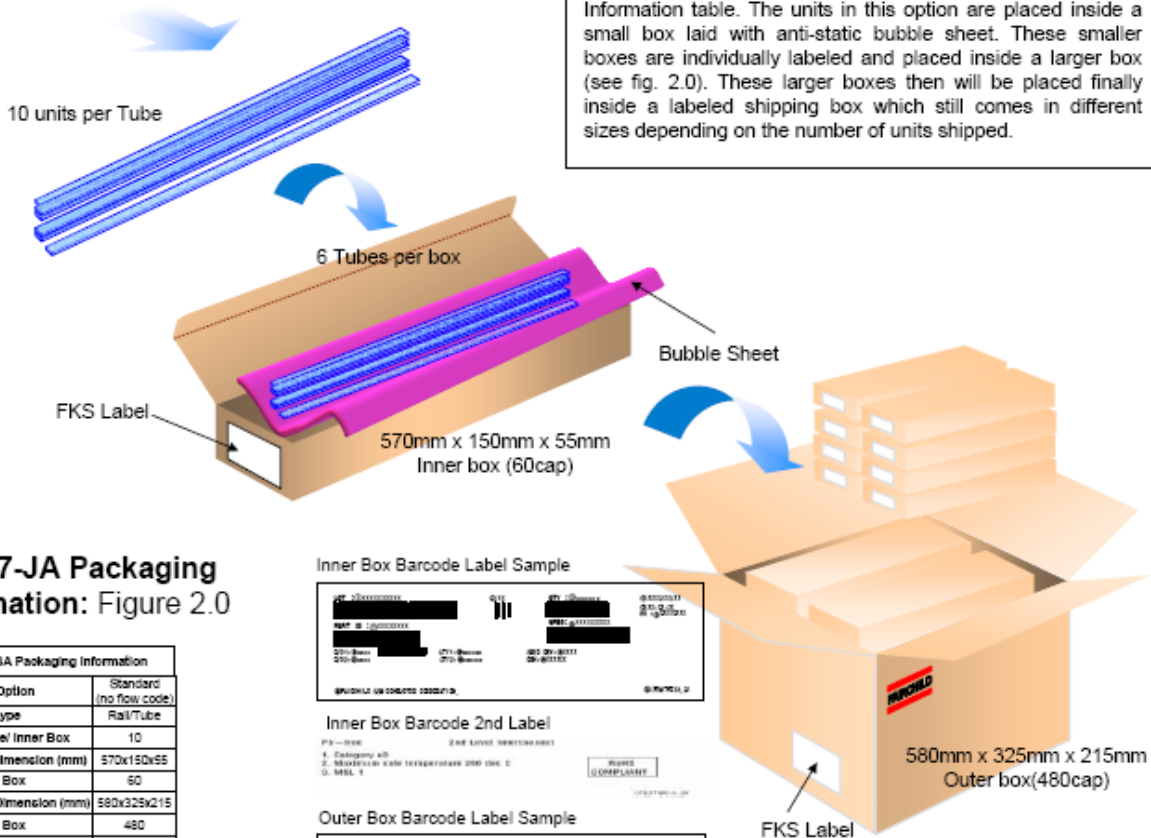
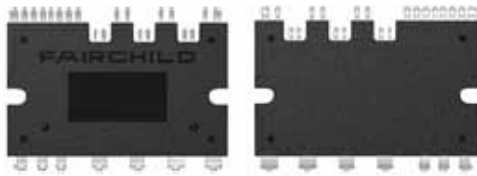


图 10.5 SPM27-CC 的包装工序说明

## SPM27-JA Tube Packing Data



### SPM27-JA Tube Packing Configuration: Figure 1.0



#### Packaging Description:

SPM27-JA 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.

### SPM27-JA Packaging Information: Figure 2.0

SPM27-JA Packaging Information	
Packaging Option	Standard (no flow code)
Packaging type	Roll/Tube
Qty per Tube/ Inner Box	10
Inner Box Dimension (mm)	570x150x55
Max qty per Box	60
Outer Box Dimension (mm)	580x325x215
Max qty per Box	480
Weight per unit (gm)	-
Note/Comments	

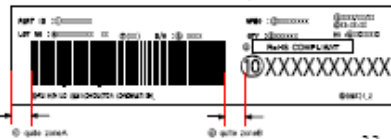
#### Inner Box Barcode Label Sample



#### Inner Box Barcode 2nd Label



#### Outer Box Barcode Label Sample



### SPM27-JA Tube Information: Figure 3.0

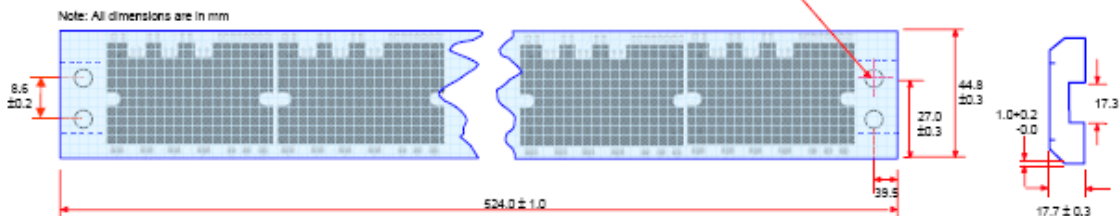


图 10.6 SPM27-JA 的包装工序说明

### **Notice for Safe Designs**

We are making every effort to improve the quality and reliability of our products. However, there are possibilities that semiconductor products be damaged or malfunctioned. Pay much attention to take safety into consideration and to adopt redundant, fireproof and malfunction-proof designs, so that the breakdown or malfunction of these products would not cause accidents including human life, fire, and social damages.

### **Notes When Using this Specification**

This specification is intended as reference materials when customers use Fairchild semiconductor products. Thus, we disclaim any warranty for exercise or our intellectual property rights and other proprietary rights regarding the product information described in this specification.

We assume absolutely no liability in the event of any damage and any infringement of third party's rights arising from the use of product data, diagrams, tables, and application circuit examples described in this specification.

All data including product data, diagrams, and tables described in this specification are correct as of the day it was issued, and they are subject to change without notice. Always verify the latest information of these products with Fairchild semiconductor and its agents before purchase.

The products listed in this specification are not designed to be used with devices or systems, with would directly endanger human life. Should you intend to use these products for special purposes such as transportation equipment, medical instruments, aerospace machinery, nuclear-reactor controllers, fuel controllers, or submarine repeaters, please contact Fairchild semiconductor and its agents.

Regarding transmission or reproduction of this specification, prior written approval of Fairchild semiconductor is required.

Please contact Fairchild semiconductor and its agents if you have any questions about this specification.

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](http://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](mailto: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](http://www.onsemi.com)  
**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>  
For additional information, please contact your local  
Sales Representative