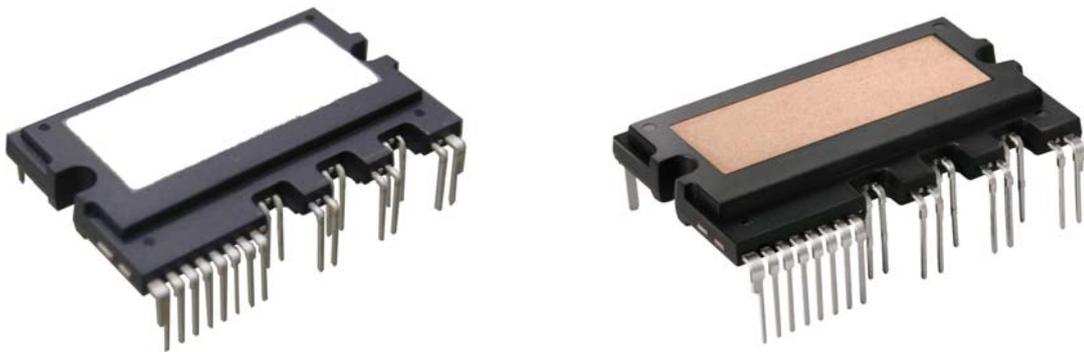


使用说明书

智能功率模块 Mini-SPM 用户手册



编写：

Dae-Woong Chung

Jun-Bae Lee

Byoung-Chul Cho

FAIRCHILD 半导体SPM和系统工程项目组

目录

目录.....	2
1. 引言.....	5
1.1 概述.....	5
1.2 Mini-SPM 设计构思.....	5
1.3 Mini-SPM技术.....	6
1.4 Mini-SPM 逆变器传动的优点.....	7
1.5 总结.....	8
2. Mini-SPM 产品外观.....	10
2.1 订货信息.....	10
2.2 产品系列（阵容）.....	10
2.3 应用场合.....	11
2.4 封装结构.....	11
3. 外形和引脚说明.....	12
3.1 外形图.....	12
3.2 输入与输出引脚说明.....	14
3.3 虚拟引脚说明.....	17
4. 内部电路及特征.....	18
5. 绝对最大额定值.....	20
5.1 最大电气额定值.....	20

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.....	26
6.4 外部门极电阻 RE(H).....	27
6.4.1 开关速度控制.....	27
6.4.2 HVIC电压应力的抑制.....	28
6.4.3 RE(H) 的选择.....	30
7. 功能和保护电路.....	32
7.1 SPM 功能与控制电源电压.....	32
7.2 欠压保护.....	33
7.3 短路保护.....	35
7.3.1 短路 (SC) 保护的时序图.....	35
7.3.2 选择电流检测分流电阻.....	36
7.4 故障输出电路.....	38
8. 自举电路.....	39
8.1 自举电路的工作.....	39
8.2 自举电容的初次充电.....	39
8.3 自举电容的选择.....	40
8.4 自举二极管的选择.....	40
8.5 自举电阻的选择.....	40
8.6 PWM逆变器工作期间, 自举电容的充电和放电.....	41
8.7 推荐的自举工作电路和参数.....	43
9. 功耗和散热设计.....	44
9.1 Mini-SPM的功耗.....	44
9.1.1 导通功耗.....	44
9.1.2 开关功耗.....	45

9.2 热阻.....	46
9.3 温升考虑和计算实例.....	48
10. 封装.....	49
10.1 散热器安装.....	49
10.2 装运规范.....	50
10.3 印码规范.....	52
10.4 包装说明.....	54

1. 引言

1.1 概述

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-SPM（Mini-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-SPM的逆变器是一款极具有吸引力，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，电冰箱和水泵等应用场合。

Mini-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-SPM功率电路的设计以及Mini-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-SPM产品，在较短的设计周期内创造出更优化的设计。

1.2 Mini-SPM 设计构思

Mini-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。Mini-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-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-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-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设计具有灵活性，使其获得广泛的应用。Mini-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，可以通过在高端IGBT门极驱动电路中插入一个合适的电阻网络来实现。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。

Mini-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）
- 高效的低功耗IGBT和FRD，专为电动机传动应用而优化设计
- 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：控制电路的欠压（LV）保护（无故障信号输出）
- 低端特征：欠压保护和借助外围分流电阻的短路保护（有故障信号输出）
- 内置HVIC，可以采用单电源和无需光耦的接口电路
- 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-SPM与3.3V CPU或DSP之间进行直接连线提供了故障保险能力。
- 分立的三相直流负端，适应于要求采用独立电流检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 Mini-SPM技术

功率器件 – IGBT和FRD

Mini-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-SPM的IGBT代表了Fairchild公司最新的技术。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情况下，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

根据小功率逆变器传动应用要求，Mini-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-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-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门极驱动来说，分别隔离的三个电压源显得不是很必要。

在HVIC技术领域取得的最新进展，包括晶圆技术的引入，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-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-SPM中开发了一种技术：在引脚框架上直接覆盖一层散热特性良好的裸陶瓷材料。考虑到同样大小的物理封装尺寸上，目标的额定电流扩大到20A和30A，应用了DBC（直接键合铜）技术，这样可以保证在低成本条件下获得最佳的性能。

图 1.1表示了Mini-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Mini-SPM的引脚框架之中。

逆变器系统技术

Mini-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-SPM中，所有施加高电压的区域设置了3mm爬电距离和4mm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潮涌电压。

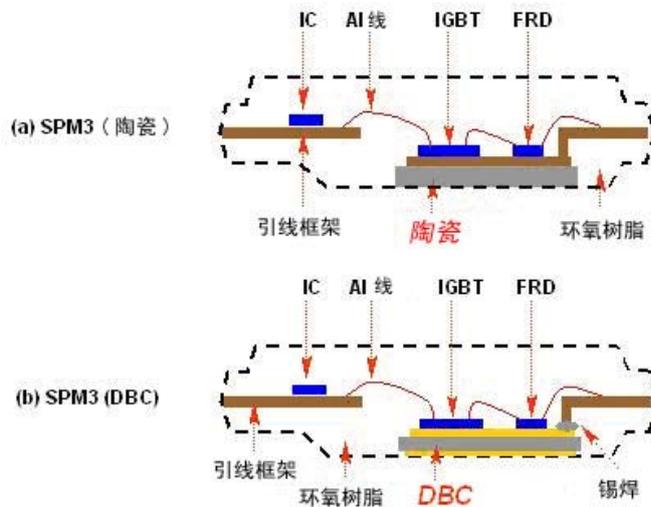


图 1.1 Mini-SPM 的横截面图

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LDMO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-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，考虑到可能会引起不正常工作的负电平的影响，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。

1.4 Mini-SPM 逆变器传动的优点

SPM逆变器Engine平台

Mini-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-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3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-SPM设计出额定功率在0.1KW~2.2KW之间任意一种功率的电路。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。

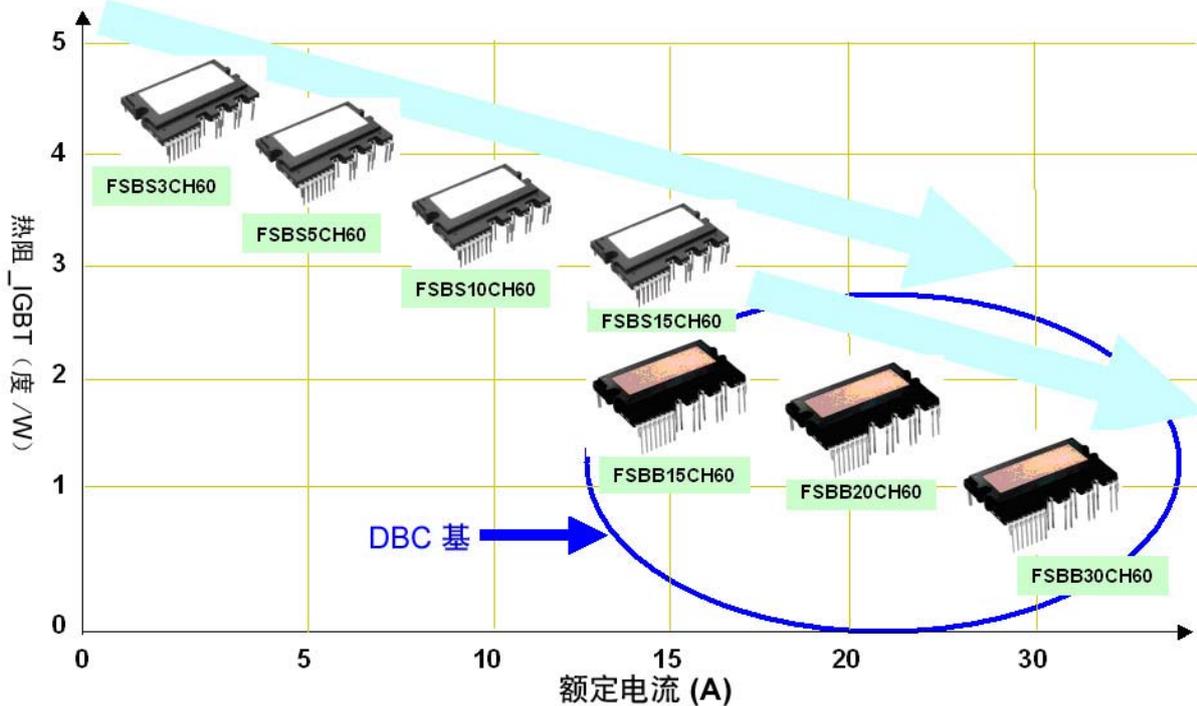


图 1.2 Mini-SPM 系列产品结壳热阻与额定电流的关系

降低噪音

小尺寸封装和低功耗是是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），过高的潮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-SPM通过设计先进的门极驱动电阻，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，Mini-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-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 $300W \sim 2.2kW$ 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

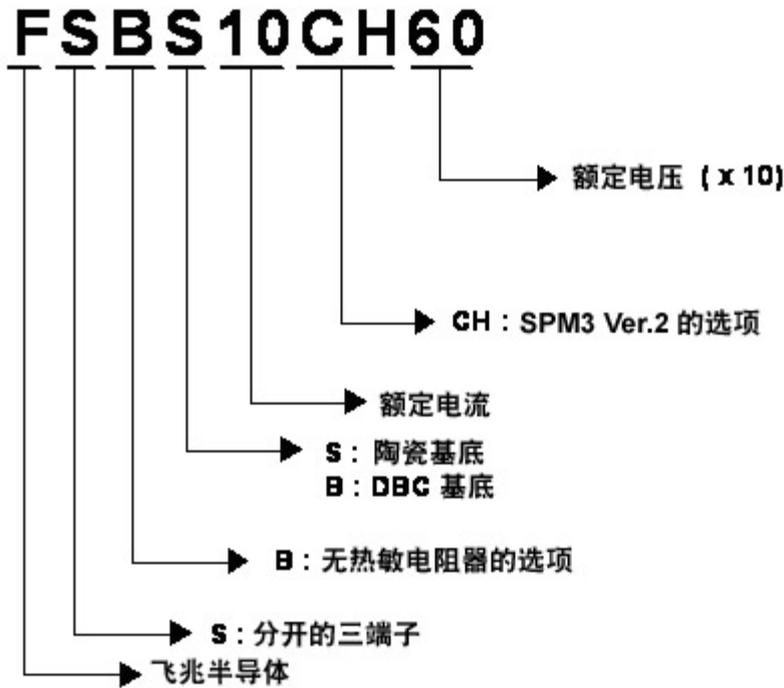
解决方案。由于它具有结构紧凑，性能优异，可靠性高和低成本的优点，SPM家族正加速推进小功率工业应用和消费电器的逆变器工程。Fairchild公司将继续致力于开发下一代SPM产品，使其具有更高的额定功率，适用于更多的应用场合。

关于飞兆半导体的SPM产品的更多信息，请访问

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

2. Mini-SPM 产品外观

2.1 订货信息



2.2 产品系列 (阵容)

表 2.1 Mini-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)			
FSBB30CH60	30	600	DBC基底 (SPM27CA, SPM27 EA)	2500Vrms, 正弦波形, 1min	空调
FSBB20CH60	20				
FSBB15CH60	15				
FSBS15CH60	15	600	陶瓷基底 (SPM27BA)	2500 Vrms, 正弦波形, 1min	空调, 洗衣机, 电冰箱
FSBS10CH60	10				
FSBS5CH60	5				
FSBS3CH60	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-SPM图片和一张Mini-SPM内部结构示意图。Mini-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。

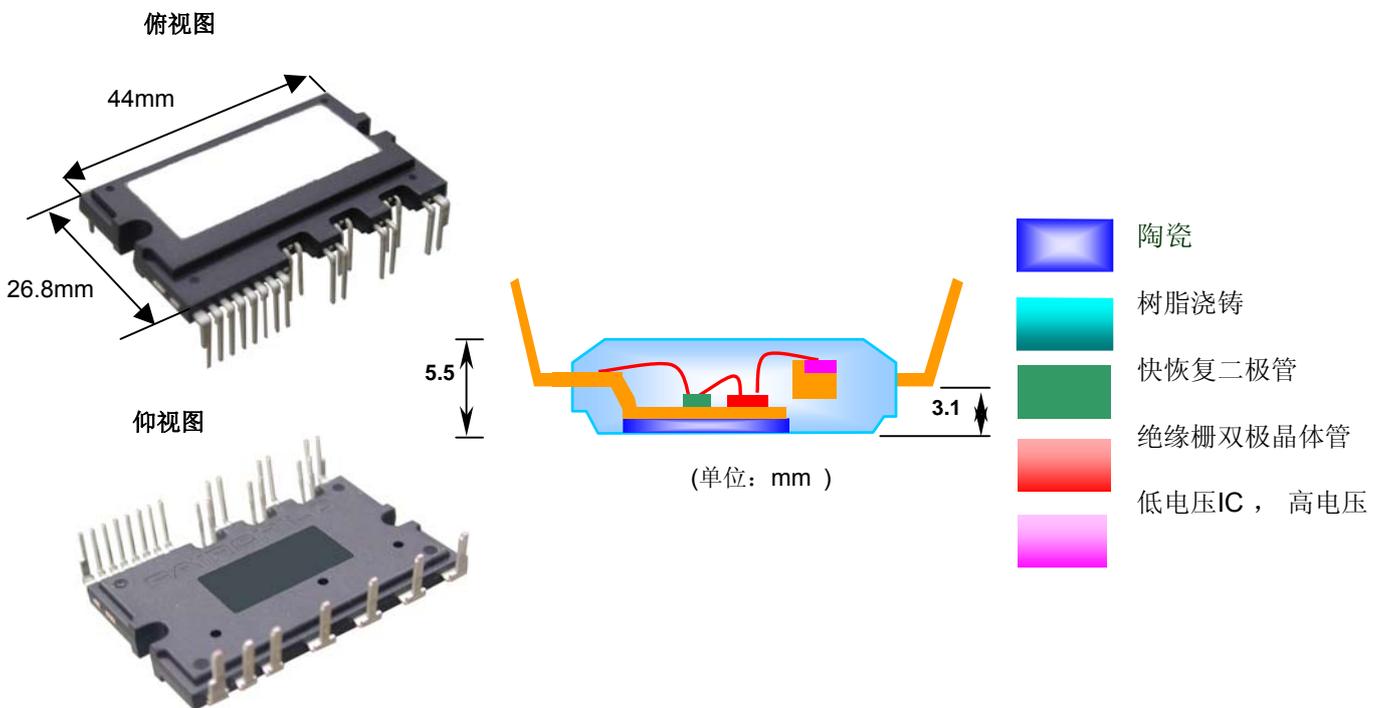
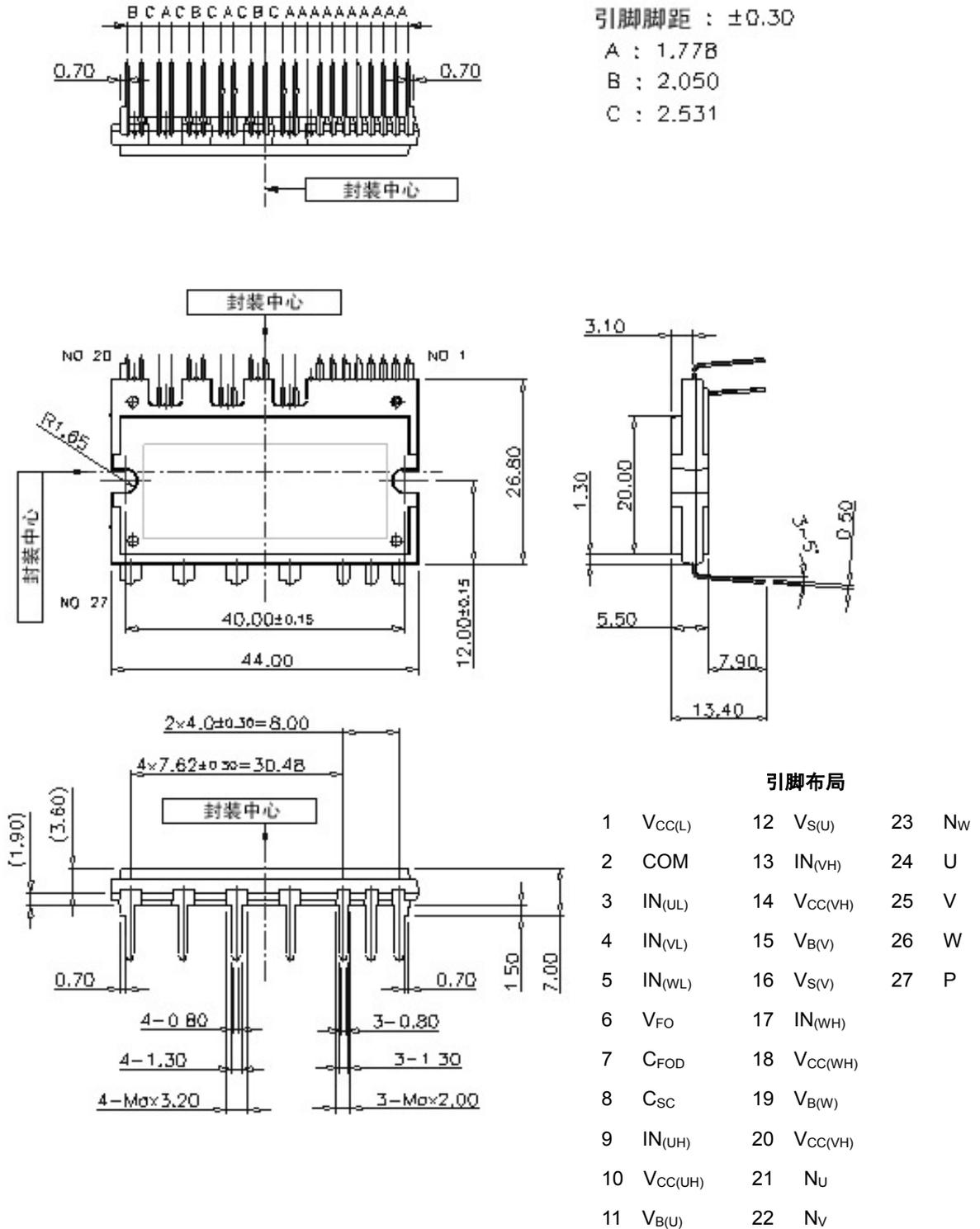


图 2.1. SPM27BA 实物图和封装截面图

3. 外形和引脚说明

3.1 外形图



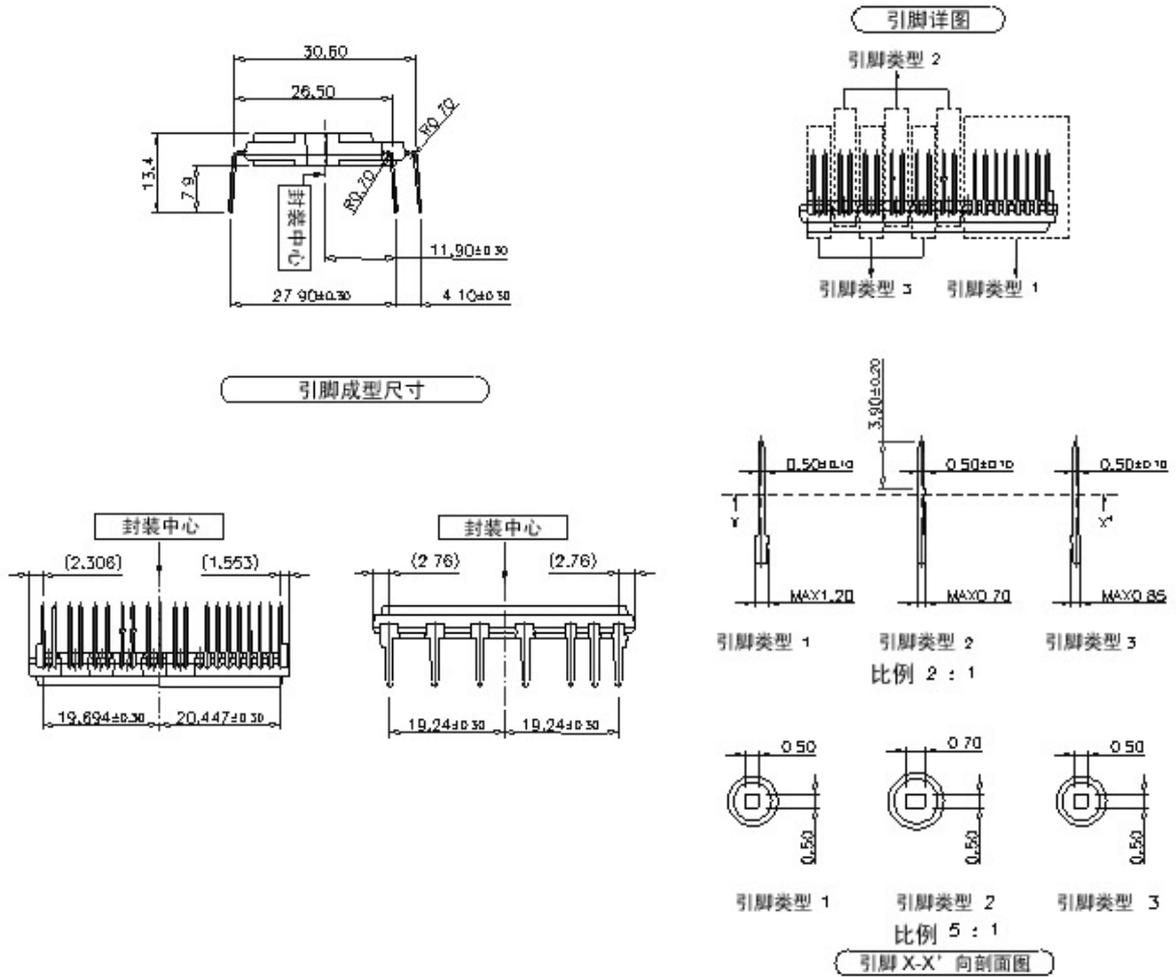


图 3.1 封装外形尺寸 (SPM27BA)

3.2 输入与输出引脚说明

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

引脚号	引脚名	引脚说明
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高端辅助供电
19	V _{B(W)}	W相IGBT驱动下的高端辅助供电
20	V _{S(W)}	W相IGBT驱动下的高端辅助供电的地
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

表 3.1 引脚说明

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, V_{CC} 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
- 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

低端公共接地引脚

引脚: COM

- Mini-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
- 接受电压输入信号而激活。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-SPM不受噪声影响, 每个输出接口的连线应尽可能短
- 防止信号振荡, 推荐采用RC耦合电路, 如图5.3所示

短路电流检测引脚

引脚: C_{sc}

- 引脚C_{sc}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5.3）。
- 分流电阻必须与应用场合的检测电流水平相匹配。引脚C_{sc}须连接到一个RC滤波器，用来消除噪声。
- 引脚C_{sc}与分流电阻之间的连线长度应减到最少。

故障输出引脚

引脚: F_o

- 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。当发生短路或低端偏置欠压（UV）操作时，进入报警状态。
- V_{Fo}输出采用集电极开路配置。Fo信号线通过大约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_{FOD}

- 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。
- 故障输出脉冲长度t_{FOD}由电容C_{FOD}的大小决定，可以采用下面的近似方程：

$$C_{FOD} = 18.3 \times 10^{-6} \times C_{FOD} [F].$$

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。
- 连接到高端IGBT集电极的引脚。
- 为了抑制由于直流线路或PCB电感带来的潮涌电压，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Mini-SPM的虚拟引脚

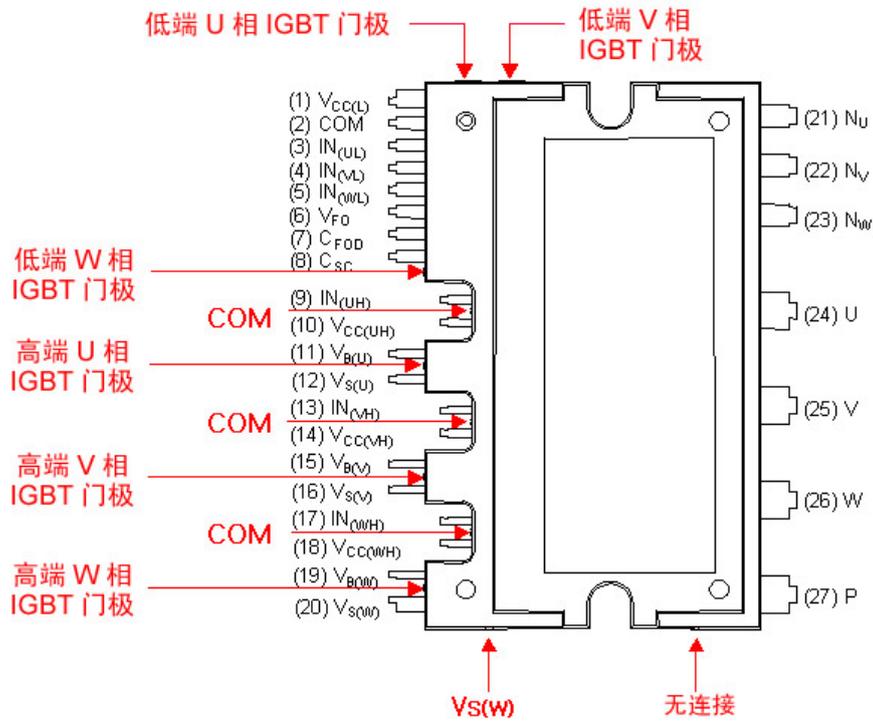


图 3.2 虚拟引脚说明

4. 内部电路及特征

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

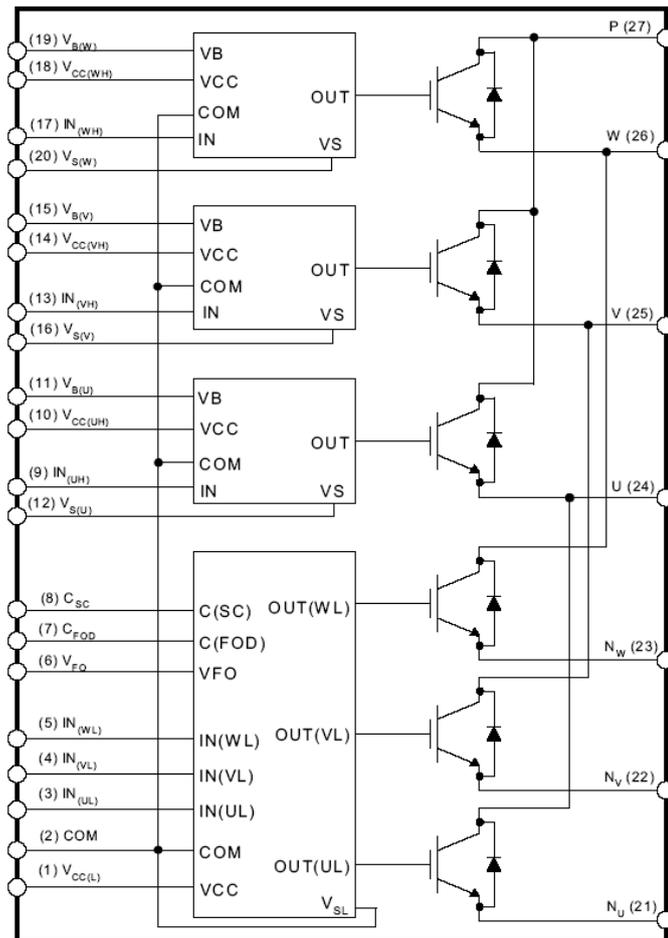


图 4.1 内部电路

特征

- 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：欠压保护和通过外部分流电阻的短路保护（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
- 分立的三相直流负端，适应于要求采用独立电流检测的逆变器应用场合
- 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，为在MINI-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

- 逆变器高端IGBT：门极驱动电路，高压隔离的高速电平转换电路，控制电源的欠压（UV）保护
- 逆变器低端IGBT：门极驱动电路，具有软关断控制的短路保护，控制电源的欠压（UV）保护
- 故障信号电压(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：兼容性3.3V，5V CMOS/LSTTL，Schmitt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-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DC-link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-SPM和DC-link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 (FSBS10CH60)

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）； 如果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间的最大潮涌电压（非开关模式）； 如果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	$\pm I_C$	10A	$T_c=25^\circ\text{C}$ ，IGBT集电极允许的最大DC电流
结温	T_J	-20 ~ 125°C	Mini-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-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。
自我保护限制电压（短路保护容量）	$V_{PN(PROT)}$	400V	在 $V_{CC}=13.5 \sim 16.5\text{V}$ ，非重复， $<2\mu\text{s}$ 的工作情况下，SC或OC条件下IGBT安全关断最大额定电压。如过电压超过额定值，功率芯片可能会被破坏。

图5.1说明了直流电压电压为450V时，PN引脚间的浪涌电压（ $V_{PN(Surge)}$ ）会被限制在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-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 $2\mu\text{s}$ 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 9.1-9.2 是安全工作区域测试的试验结

果。但是，强烈建议不要让Mini-SPM在短路的条件下工作。

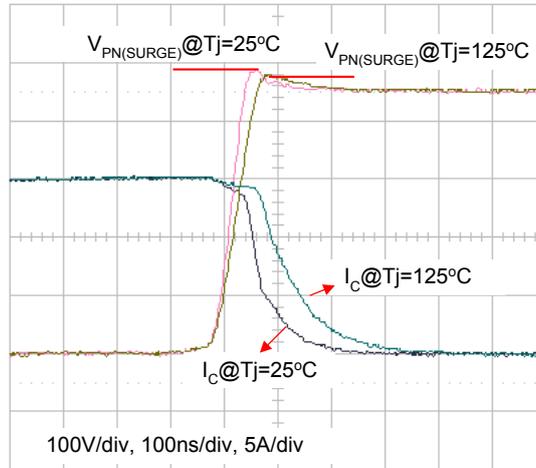


图5.1 正常的关断电流波形@ $V_{PN}=450\text{V}$

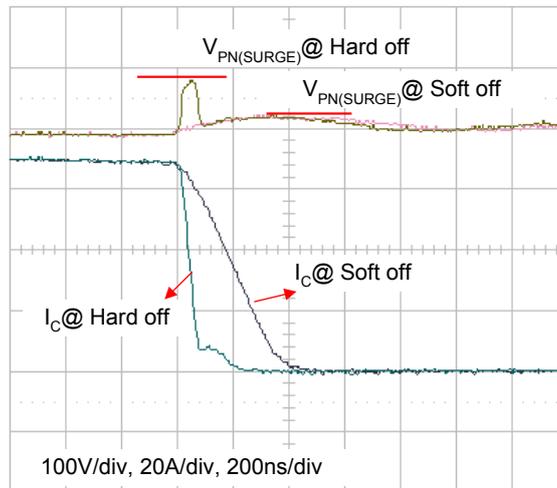


图5.2 短路时关断电流波形@ $V_{PN}=400\text{V}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$

6. 接口电路

6.1 输入/输出管脚一览

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

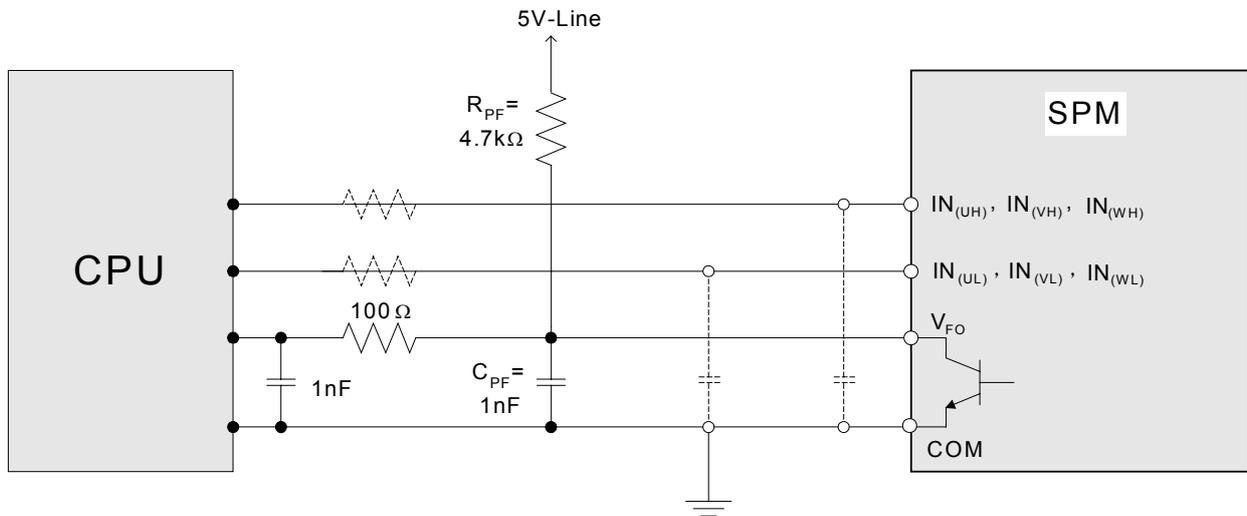


图 6.1 推荐的CPU I/O接口电路

表 6.1 输入和Fo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}	施加于 $V_{CC(H)} - COM$, $V_{CC(L)} - COM$ 之间	20	V
输入电源电压	V_{IN}	施加于 $IN_{(UH)}, IN_{(VH)}, IN_{(WH)} - COM$ $IN_{(UL)}, IN_{(VL)}, IN_{(WL)} - COM$ 之间	-0.3 ~ 17	V
故障输出电源电压	V_{FO}	施加于 $V_{FO} - COM$ 之间	-0.3 ~ $V_{CC}+0.3$ 3	V

表6.1给出了最大输入电源电压和故障输出电压。因为故障输出端为集电极开路的，它的额定值就是 $V_{CC}+0.3V$ ，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_{FO} 连线的CPU和Mini-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。

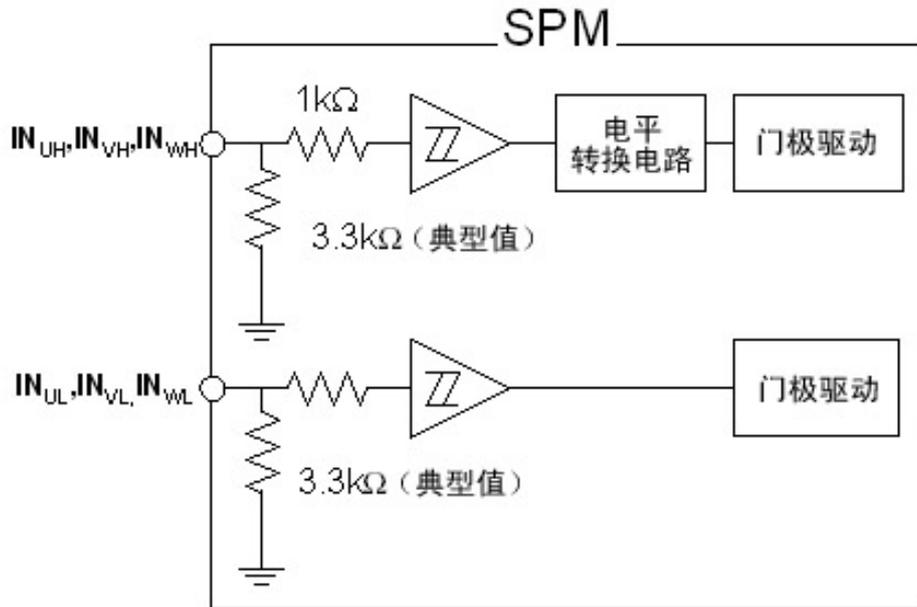


图 6.2 信号输入端的内部结构

Mini-SPM系列采用高电平有效的逻辑输入，它避免了启动和关断操作中的控制电源和输入信号间的时序限制。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 $V_{CC} = 15V, T_j = 25^{\circ}C$ 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	$V_{IN(ON)}$	$IN_{(UH)}, IN_{(VH)}, IN_{(VH),-COM}$	3.0	-	-	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-SPM的信号输入部分连接了一个3.3 kΩ（典型值）下拉电阻。因此，当CPU输出端和Mini-SPM输入端之间连接一个外部滤波电阻时，必须考虑Mini-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6.1中虚线表示的部分， $R=100\Omega$ 和 $C=1nF$ 。

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

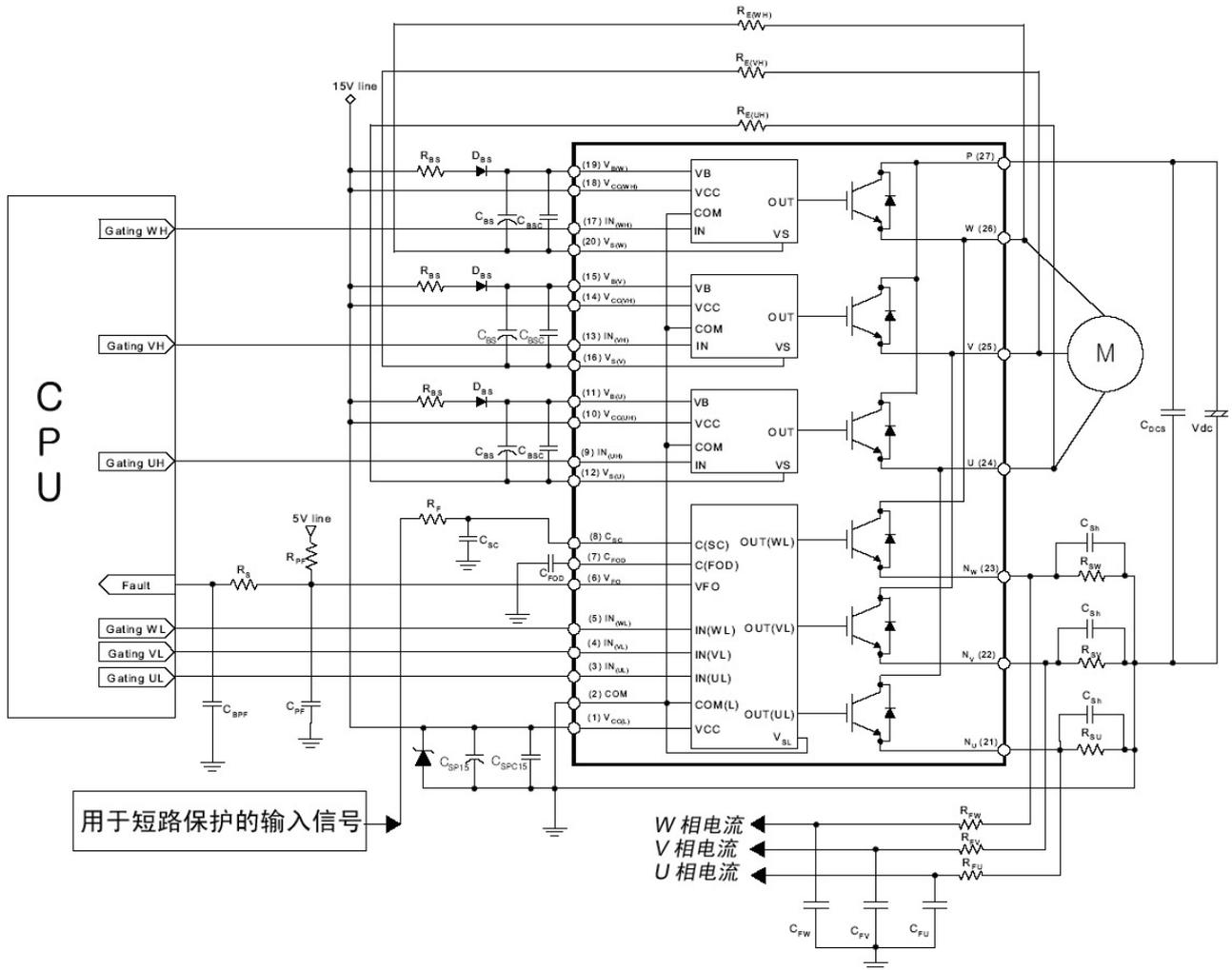


图 6.3 应用电路实例

注意:

1. 为了避免故障，每个输入端的连线必须尽可能短（小于2-3cm）
2. 因为Mini-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. VFO输出是一个集电极开路输出。这个信号线通过一个大约4.7kΩ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. 推荐CSP15电容值是自举电容的7倍以上。
5. VFO输出脉冲的宽度由CFOD（引脚7）和COM（引脚2）之间的电容（CFOD）决定。（例：若CFOD=33nF，则tfo=1.8ms(typ.)）关于计算方法请参考第六条。

6. 输入信号是高电平有效的。每个输入信号线与GND端设有内置的3.3kΩ的下拉电阻。为CPU和Mini-SPM之间的RC耦合电路选择合适的RC值，保证输入信号与Mini-SPM的关断/开通阈值电压是一致的。
7. 为了防止保护功能出现错误，RF和Csc间的连线应尽可能的短。
8. 短路保护时间常数 $R_F C_{sc}$ 应设置在1~2μsec。
9. 所有电容器应尽可能地靠近Mini-SPM的引脚。
10. 为了防止浪涌电压破坏，滤波器电容与电源引脚和接地引脚之间的连线应尽可能短。建议电源和接地引脚之间使用0.1~0.22μF之间的高频无感电容器。除了减少局部电压尖，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. 如果分流电阻与Mini-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-SPM内部的IC。因此，分流电阻与Mini-SPM之间的连接导线应可能的短。另外，C_{SPC15}（大于1μF）应该尽可能地接近于Mini-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VFO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。
14. 推荐RE(H)的值大于5.6Ω（最小值），小于20Ω。

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。分流电阻和缓冲电容间的连线过长，会引发过大的浪涌，破坏Mini-SPM的内部IC和电流检测部件，同样会使检测信号畸变。为了减少这种模式电感量，分流电阻和缓冲电容间的连线应尽可能的短。

A如图6.6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。如果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。如果缓冲电容被安装在错误的位置‘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。这会影晌电流检测信号，短路保护的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’。

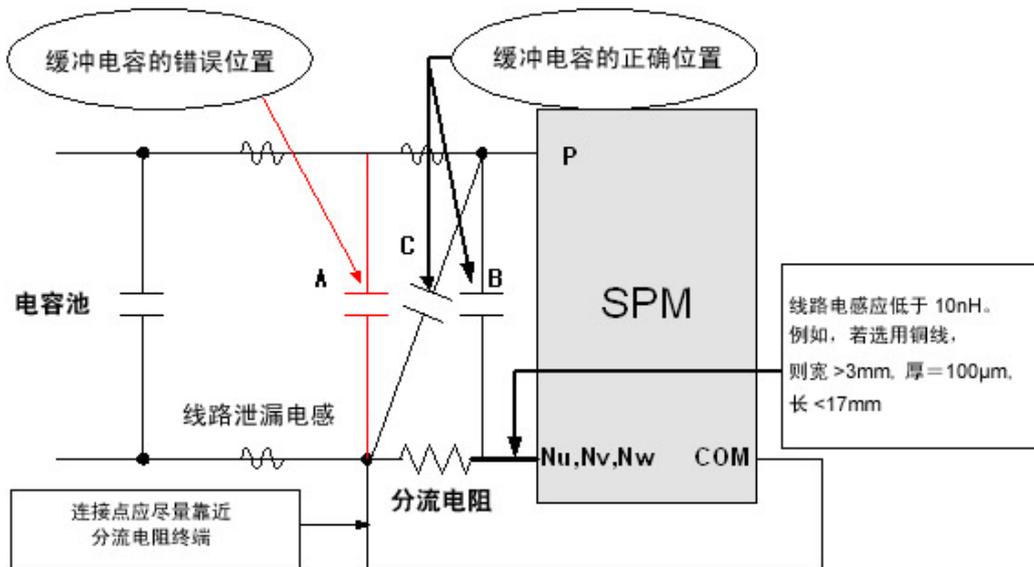
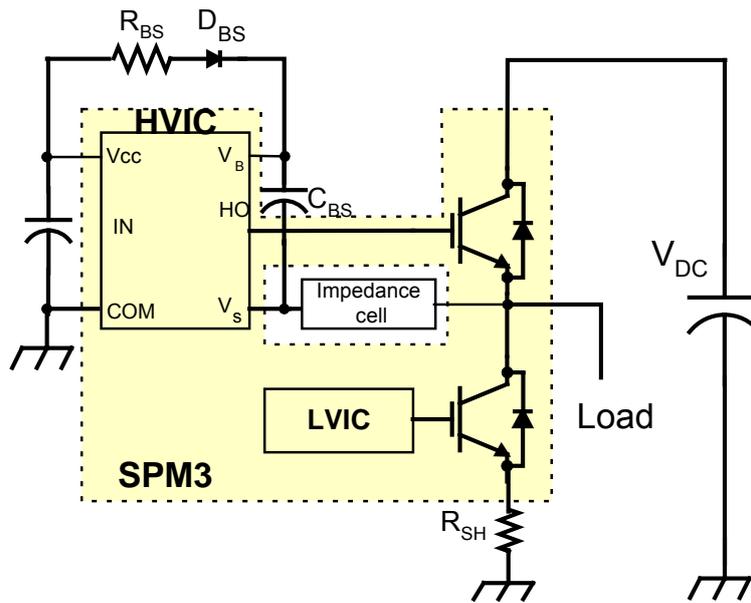


图 6.6 分流电阻和缓冲电容的推荐接线

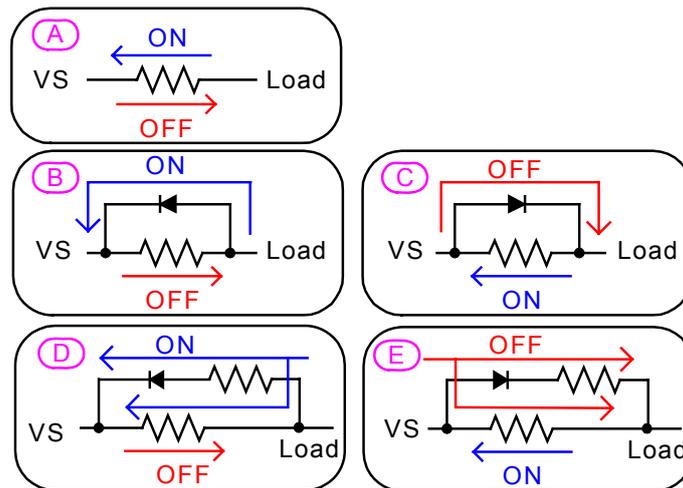
6.4 外部门极电阻 $R_{E(H)}$

6.4.1 开关速度控制

Mini-SPM的HVIC的Vs引脚没有被连接到它们各自的IGBT发射极上。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(A)）中。通常建议从实用角度出发进行电阻连线（如图6.7-A）。但是对于某些应用，插入不同的电阻单元具有优势。



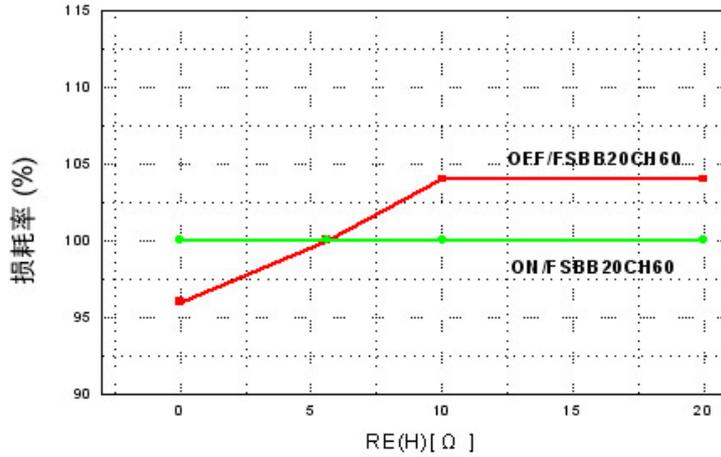
(a) 包含阻抗单元的开关电路



(b) 不同类型的阻抗单元

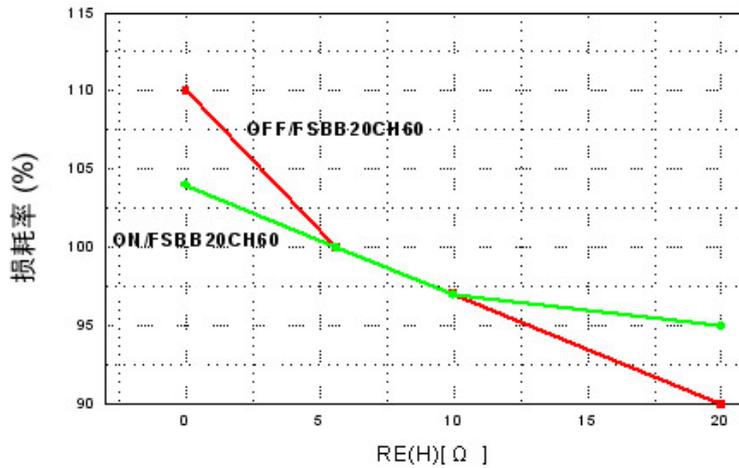
图 6.7. 包含阻抗单元的开关测试电路

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。以FSBB20CH60为例，图6.8指出了 $R_{E(H)}$ 的改变对开关损耗和开关 dv/dt 的影响。当 $R_{E(H)}$ 增加时，开关损耗显著增加，但是 dv/dt 大大下降。



* Loss at $R_{E(H)}=5.6\Omega$: ON=2mJ, OFF=2.4mJ

(a) 开关损耗



* dv/dt at $R_{E(H)}=5.6\Omega$: ON=0.8kV/us, OFF=3.12kV/us

(b) dv/dt

图 6.8 开关损耗和 dv/dt 之间的折衷选择与不同 $R_{E(H)}$ 的相互关系
($V_{dc}=300V$, $V_{cc}=15V$, FSBB20CH60)

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，这种过电压起因为恶劣条件下的过度开关过程。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6.9示：当高端IGBT的关闭

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 $V_{S(H)}$ 的大幅度负电压和 $V_{BS(H)}$ 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latch-up效应。图6.10显示了负载经过一段20CM的电线短接到地端时的实验波形。当 $R_{E(H)}=0\Omega$ 时，IGBT关闭， V_S 的电压应力为 $-60V$ ， V_{BS} 的电压应力为 $34V$ ，周期为 $200nsec$ 。这超过了HVIC的规格，破坏了它的稳定性。 $R_{E(H)}$ 越大，HVIC电压应力越低。

$R_{E(H)}$ 的推荐值为 $5.6\Omega - 1/4W$ 。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 $R_{E(H)}$ 取值太大，在启动时将会发生高端IGBT偶然开通。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”。

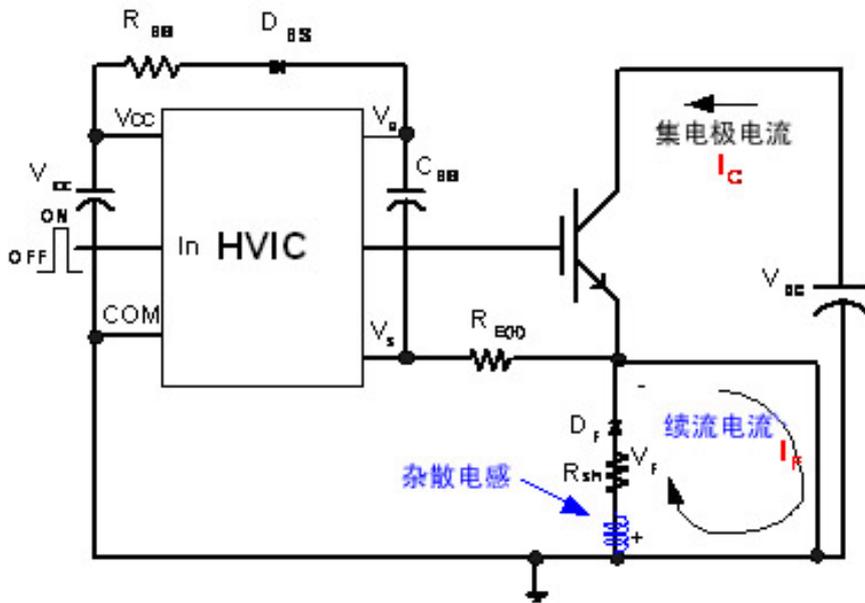


图 6.9 负载短路测试电路

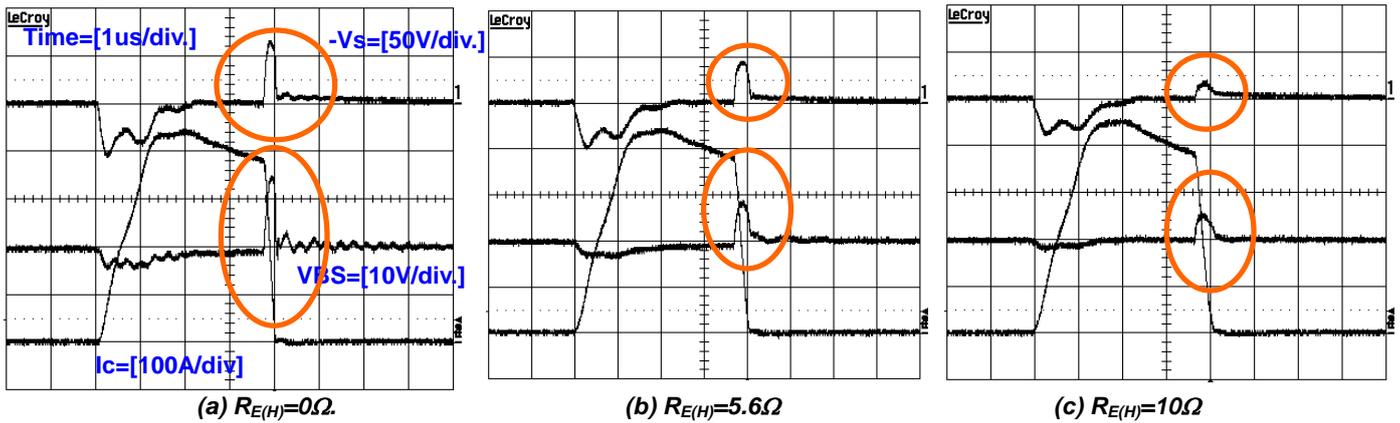


图 6.10 与 $R_{E(H)}$ 相关的 V_{BS} 和 $-V_s$ 的波形

($V_{dc}=200V$, $V_{cc}=20V$, $T_c=25^\circ C$, $R_{BS}=27\Omega$, $R_{sh}=25m\Omega$, $FSBB20CH60$)

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6.11， dv/dt 的增大，由 C_{cc} 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Mini-SPM， $R_{E(H)}$ 被限制在 20Ω 之下。图6.12给出了随着 $R_{E(H)}$ 增大，低端开通过程的波形。显然， $R_{E(H)}=100\Omega$ 时， I_c 的反向恢复电流异常增大，这是因为高端IGBT瞬间导通。

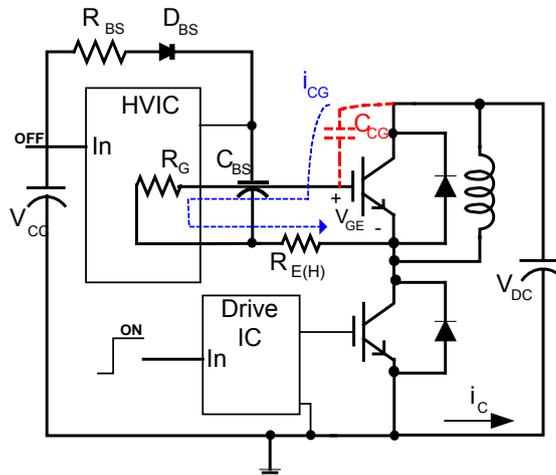


图 6.11 dv/dt 引发高端导通的机理

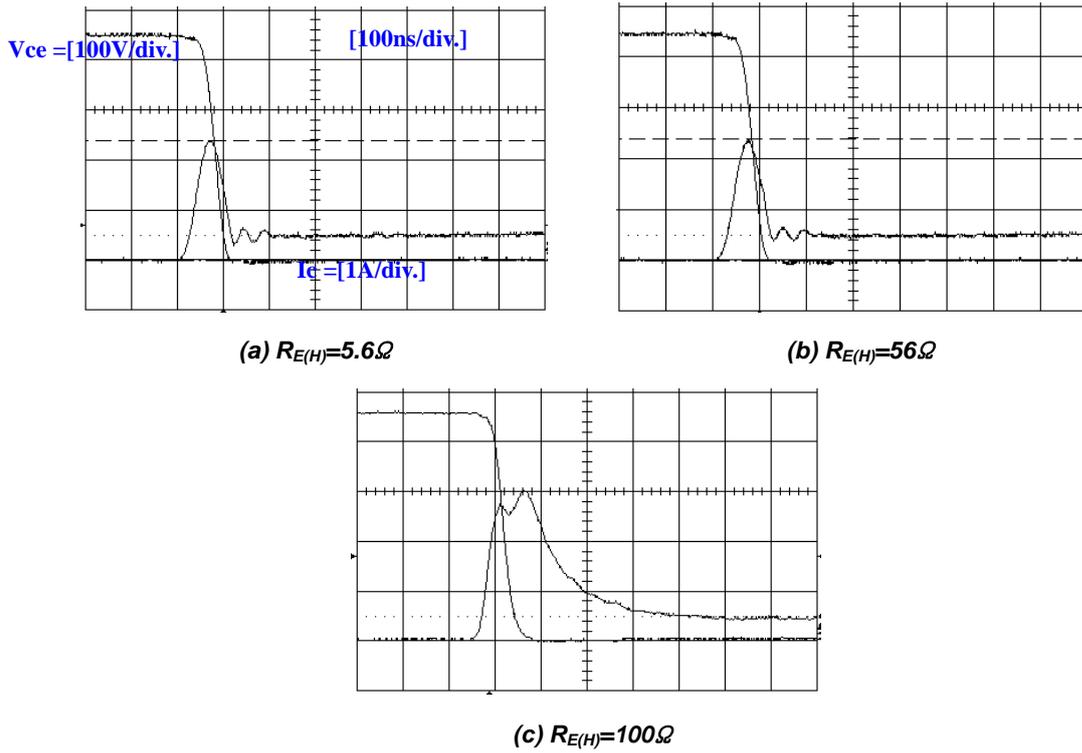


图 6.12 与 $R_{E(H)}$ 相关的开通电流波动
($V_{dc}=450V$, $V_{cc}=20V$, FSBS5CH60)

7. 功能和保护电路

7.1 SPM 功能与控制电源电压

Mini-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-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。为了避免这些问题，电压的最大的波动应该小于 $\pm 1V/\mu s$ 。另外，控制电源可能需要跨接一个24V，1W的齐纳二极管，以防止恶劣的工作条件下浪涌电压的破坏作用。

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门极驱动浮动电源的自举电路上。

当控制电源电压（VCC 和 VBS）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 μs 滤波器。

表 7.1 Mini-SPM功能与控制电源电压

控制电压范围 [V]	Mini-SPM 功能说明
0 ~ 4	控制IC不工作，欠压闭锁和故障输出不工作，P-N的电源的dV/dt噪声可能触发IGBT噪声。
4 ~ 12.5	控制IC开始工作。随着欠压闭锁被设置，控制输入信号被封锁，故障信号Fo生成。
12.5 ~ 13.5	欠压闭锁被复位。IGBT依据控制门极输入工作。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。
13.5 ~ 16.5 for V_{CC} 13 ~ 18.5 for V_{BS}	正常工作。推荐的工作条件。
16.5 ~ 20 for V_{CC} 18.5 ~ 20 for V_{BS}	IGBT仍工作。因为驱动电压高于推荐值，IGBT的开关转换更快，系统噪声也增大。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。
Over 20	Mini-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给出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

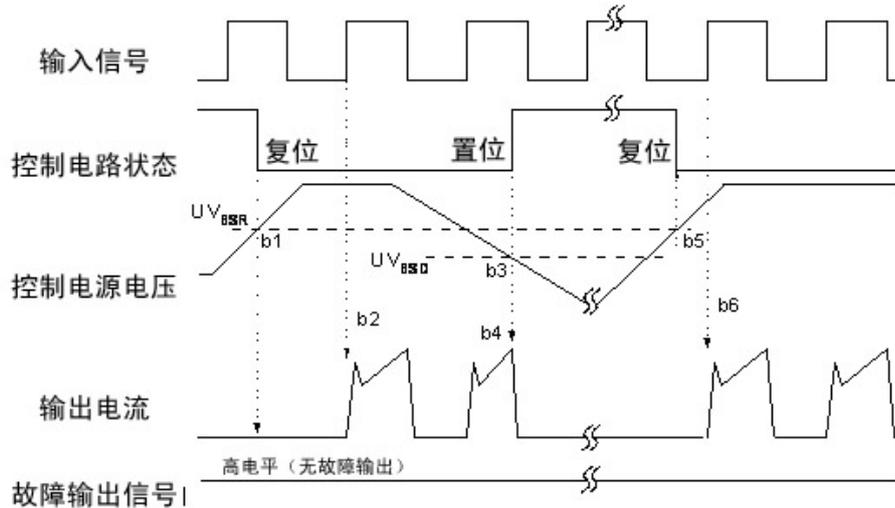


图 7.1 低端欠压保护时序图

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：当电压上升至UVBSR之后，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 (UVBSD)
- 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 (UVBSR)
- b6 : 正常工作：IGBT导通，并加载负载电流

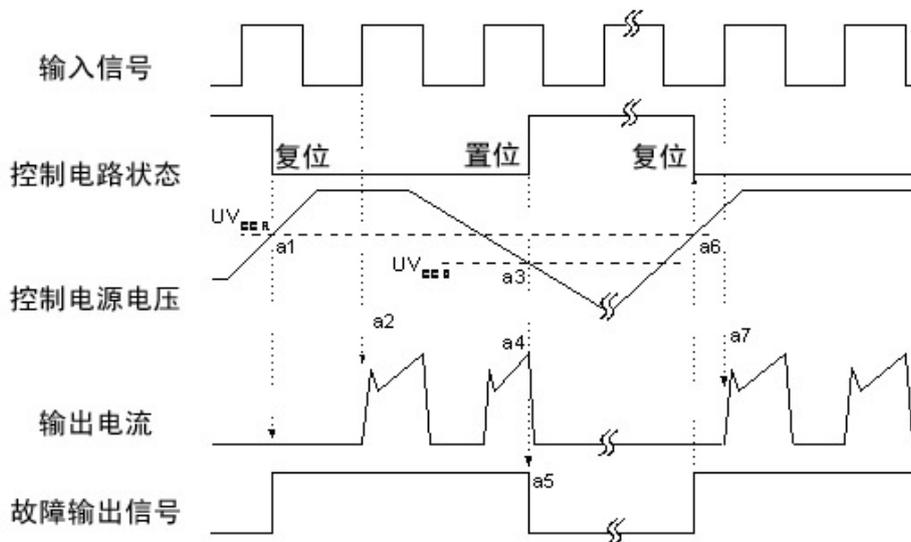


图 7.2 高端欠压保护时序图

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Csc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。一个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 关闭

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 关闭

c7 : 输入“H” : IGBT 导通, 但是在故障输出有效的时间内, IGBT不会导通

c8 : IGBT 关闭

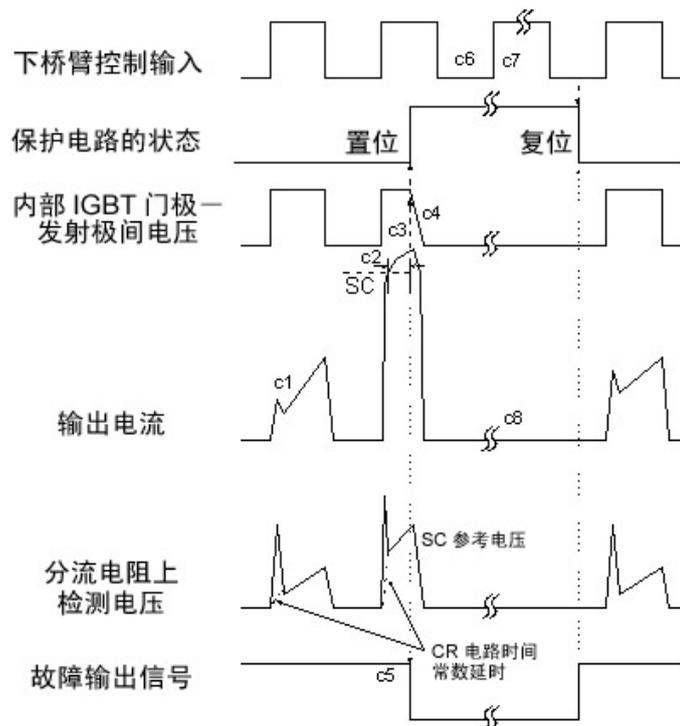


图 7.3 短路保护功能时序图

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故障信号会被传递给CPU。因为SC保护是非重复性的，当Fo故障信号输出后，IGBT工作应该立即中断。

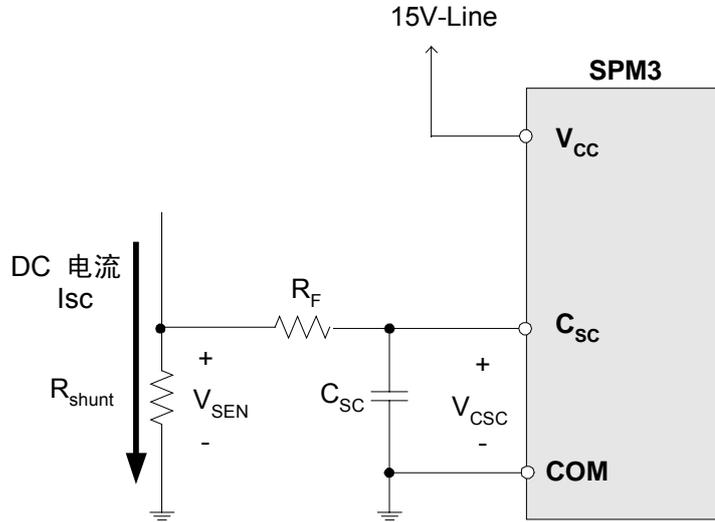


图 7.4 采用单分流电阻的短路保护电路

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。

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 ~ 2 μ 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说明了短路保护水平的标准。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：

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

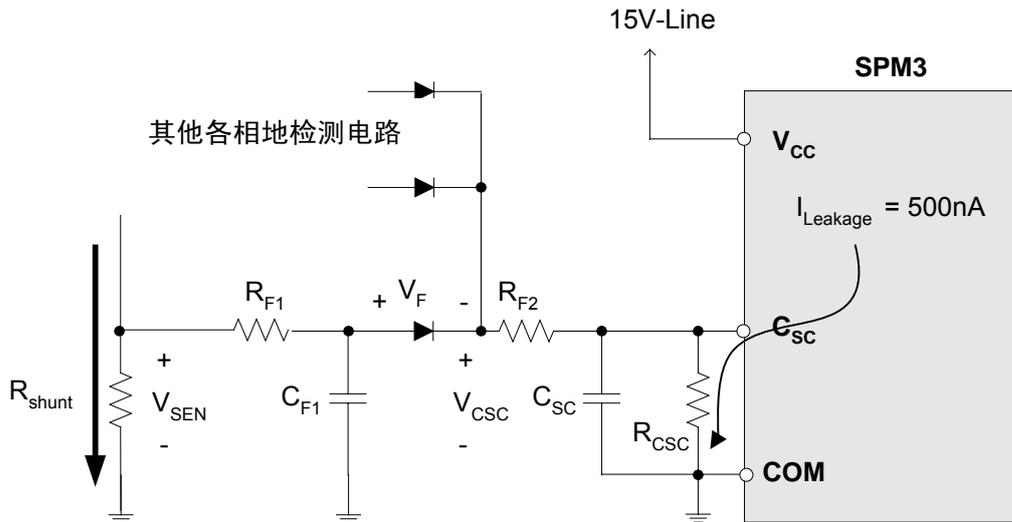


图 7.5 采用三分流电阻的短路保护电路举例

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。当使用这个电路时，必须考虑以下其他问题。此外应注意，该电路不具备精确检测过流的能力，原因在于VF具有分散性和对温度的依赖性。

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Csc引脚的IC漏电流（大约500 nA）。如果这个电流被加到电容Csc上，Vcsc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，Rcsc必须和Csc并联。Rcsc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: 4.7k Ω 至5V上拉	4.5	-	-	V
电源电压	V_{FOL}	$V_{SC} = 1V$, V_{FO} 电路: 4.7k Ω 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。电阻必须满足上述的规格。

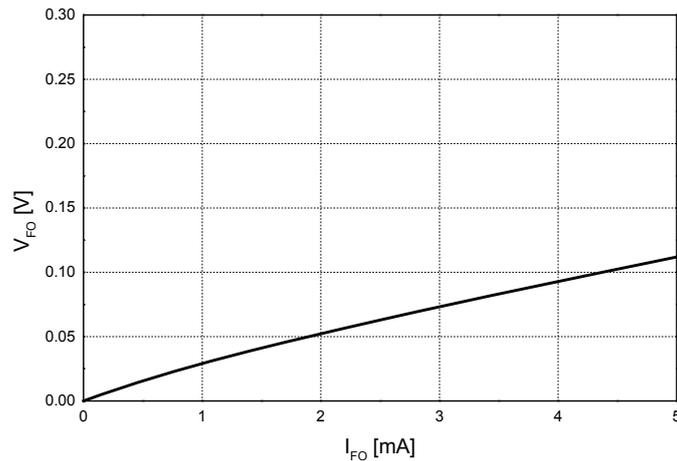


图 7.6 V_{FO} 端的电压与电流特性

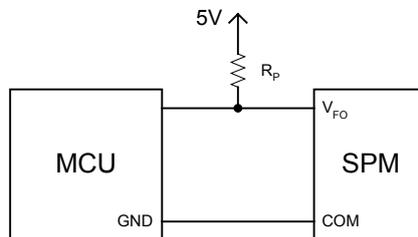


图 7.7 V_{FO} 端的接线方法

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-SPM内部的HVIC提供电源。这个电压的大小必须控制在13.0~18.5V，以保证HVIC能够完全驱动高端IGBT。Mini-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导通周期和导通时间。通过一个外围二极管，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 下拉到地时（通过低端线路或负载）， V_{CC} 电源通过自举二极管（ D_{BS} ）和电阻（ R_{BS} ）对自举电容（ 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_{charge} ）可以通过下面的公式计算：

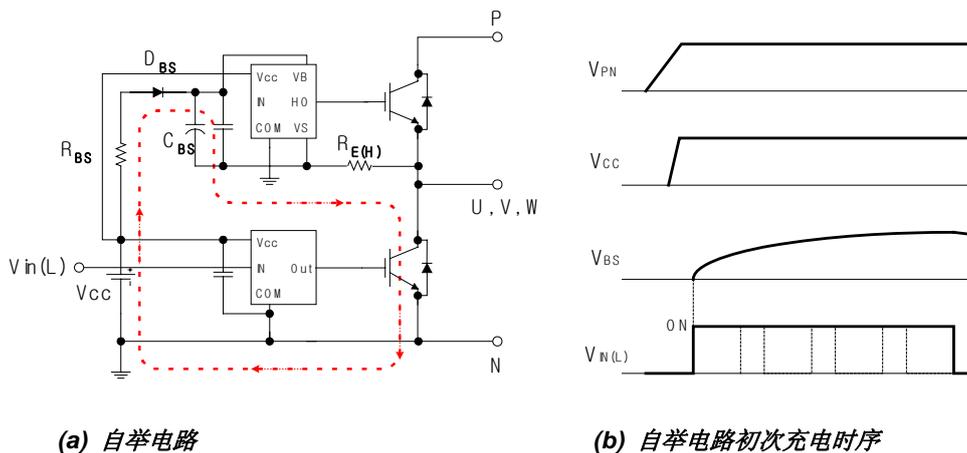
$$t_{charge} \geq C_{BS} \times (R_{BS} + R_{E(H)}) \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BS(min)} - V_f - V_{LS}}\right) \quad (8.1)$$

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



(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

8.3 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的最大导通脉冲宽度

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导通时的门极充电
- 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，Mini-SPM的 I_{leak} 一般为1mA。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。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，如果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；如果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})承受整个的母线电压。因此，推荐其耐压大于600V。为了使从自举电容回流到 V_{CC} 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<100ns）型的器件。同样，如果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

自举电阻和自举二极管的配合使用可以降低 dV_{BS}/dt ，同时自举电阻还决定了自举电容的充电时间。也就是说，如果低端IGBT的最小导通脉冲宽度或者高端IGBT最小关闭脉冲宽度是 t_o ，在脉冲周期内自举电容会被充电，使得电容电压变化量为 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 $R_{E(H)}$ 上电压降。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 $R_{E(H)}$ 上的压降比高端IGBT的阈值电压高，高端IGBT既被设置成开通模式，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Mini-SPM，建议 R_{BS} 最好比 $R_{E(H)}$ 大三倍。这样，即使在最坏的情况（IGBT阈值电压低， V_{cc} 高）下，仍然可以限制 $R_{E(H)}$ 上的电压。

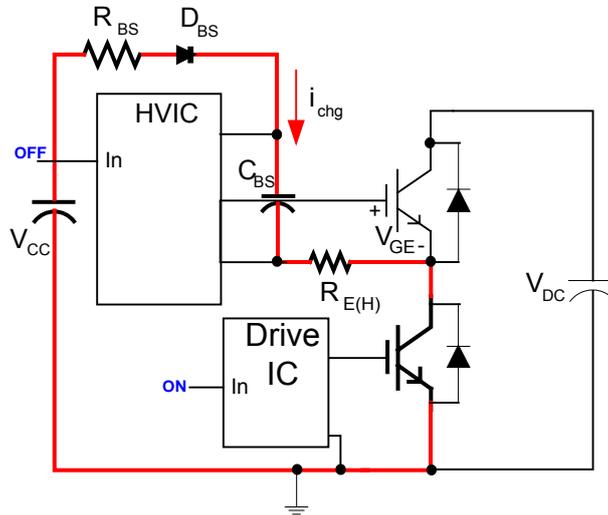


图 8.2 启动时自举电容的充电

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} 欠压可能会突然导致启动期间丢失部分脉冲。

8.6 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_{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， 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:

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

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

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

$$\text{Duty Ratio}(\delta) = 0.5$$

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

$$V_{CC} = 15V$$

$$V_f = 0.5V$$

$$V_{BS(\min)} = 13V$$

$$V_{LS} = 0.7V$$

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

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:

$$\Delta V = 1V$$

$$\Delta t = 5msec$$

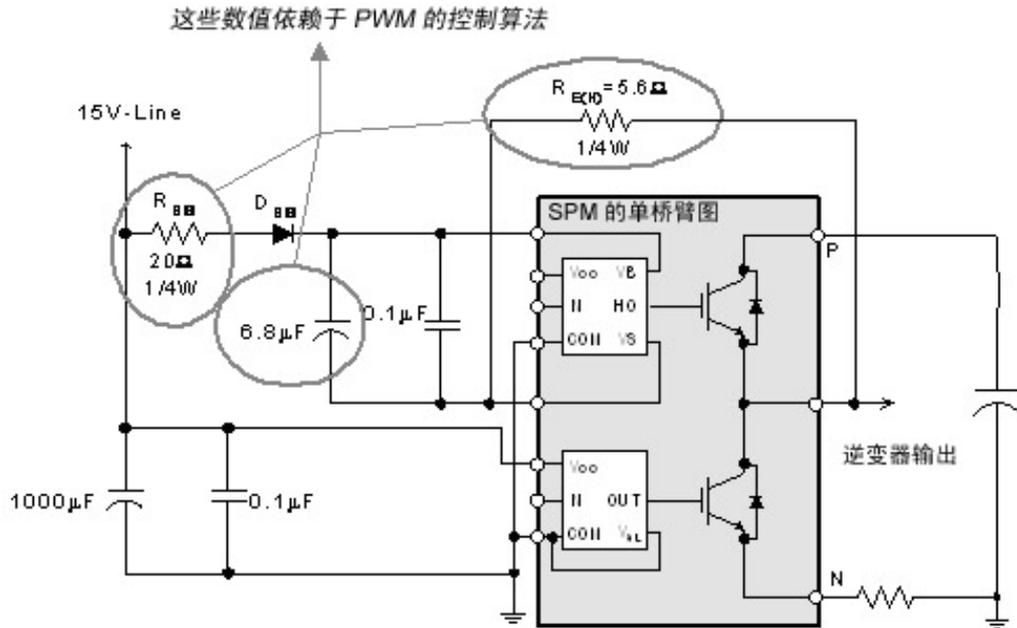
$$I_{leak} = 1mA$$

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

自举电容的计算值是5μF。考虑功耗和可靠性，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： $R_{E(H)}$ 的推荐值为 5.6Ω 。 $R_{E(H)}$ 值可提高，以降低高端开关速度，但应低于 20Ω 。 R_{BS} 值应比 $R_{E(H)}$ 的值高三倍。

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 Mini-SPM的损耗

Mini-SP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Mini-SPM两种损耗的详细计算公式。适用于采用3相连续正弦PWM (SPWM)的情况。对于其他情况，比如3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：

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

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

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

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

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, 总的逆变器导通功耗为 P_{con} 的6倍。

9.1.2 开关功耗

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 是IGBT的开关损耗, E_D 是二极管开关损耗, E_I 和 E_D 可以近似为一个常数。

等式(9.2)提到, 输出电流近似为正弦波形。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):

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

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

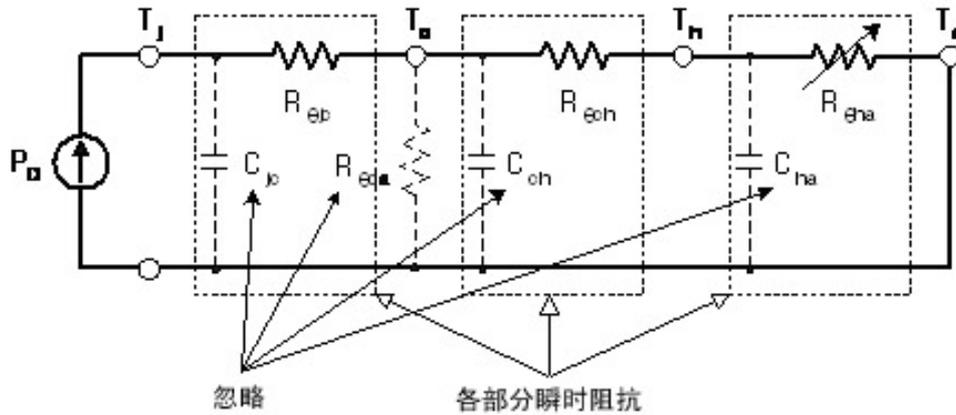


图 9.1 使用散热器时瞬时热等效电路

图9.1说明了一个安装在散热器上的Mini-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， $R_{\theta jc}$ ， $R_{\theta ch}$ ，和 $R_{\theta ha}$ 分别表示Mini-SPM内部每个IGBT和二极管的结壳热阻，壳与散热器间热阻，散热器与环境间热阻。参考图9.1，鉴于热阻过大，虚线表示的器件 $R_{\theta ca}$ 的分布可以忽略。

式(9.11)中，对于受限制的 T_{jmax} (125°C)而言，显然降低 $R_{\theta ha}$ 可以导致 P_D 增加。这说明一个冷却效率高的系统会增加Mini-SPM 的功率扩散能力。如果 $R_{\theta ch}$ 和 $R_{\theta ha}$ 被降低到0，结壳温度 T_c 被限定在固定的环境温度 T_a ，那么则需要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表示了FSBS15CH60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。

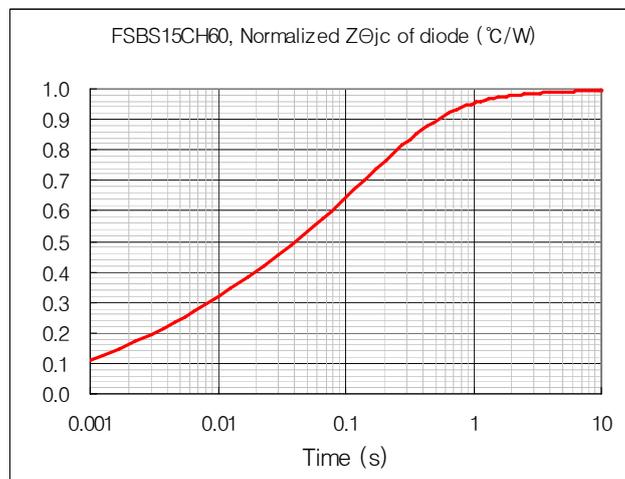
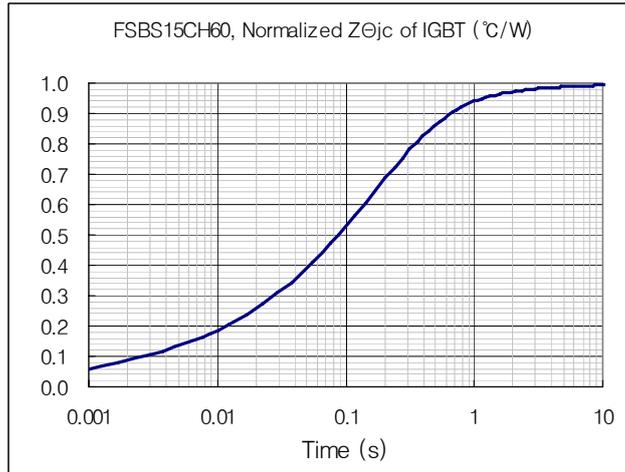


图 9.2 FSBS15CH60的热阻曲线
(归一化, FSBS15CH60)

9.3 温升考虑和计算实例

图9.3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： $V_{PN}=300V$ ， $V_{CC}=V_{BS}=15V$ ， $V_{CE(sat)}$ 取典型值；开关损耗取典型值， $T_j=125^\circ C$ ， $T_c=100^\circ C$ ， $R_{th(j-c)}$ 取最大值， $P.F=0.8$ ，3相连续PWM调制，60Hz正弦波输出。

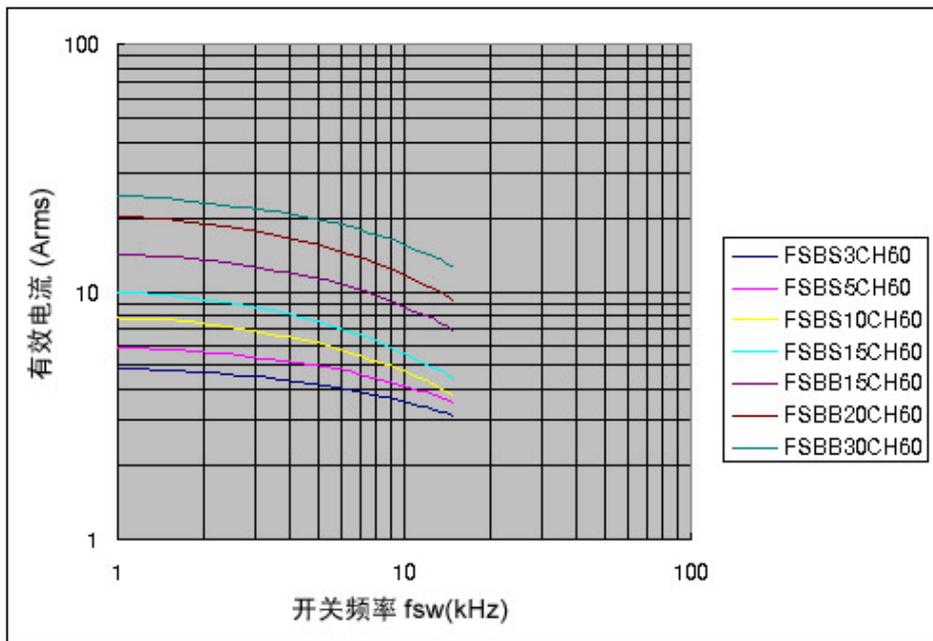


图 9.3 有效电流与载波频率的特性

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9.3给出在 $T_c=100^\circ C$ 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 $125^\circ C$ （高达该温度Mini-SPM还能够安全工作）时，仍然可以输出的有效电流 I_o 。

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，以保证散热器效果达到最佳，器件受到的应力最小。

散热器

当把散热器安装到Mini-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

不要超过指定的紧固扭矩。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。

避免仅在一侧固定产生的应力。图10.1说明了固定螺丝时，推荐的紧固扭矩大小。安装不平会造成SPM的陶瓷基底受到破坏。

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	安装螺丝: M3	推荐值 0.59 N·m	0.49	0.59	0.69	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			-	15.65	-	g

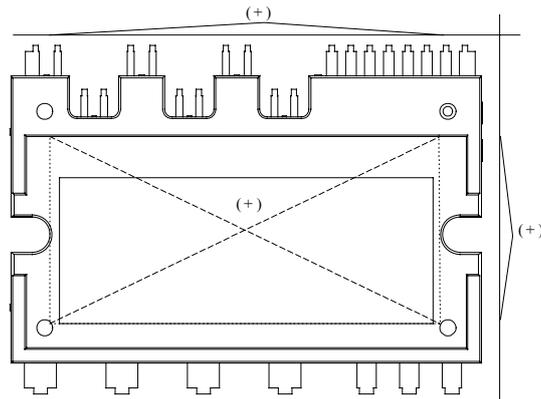


图. 10.1 平面度测量位置

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，不要接触引脚，特别是门极端子。按照正确方向放置包装箱。放置时正面朝下，倾斜或者施加不均匀的压力，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，注意不要弄湿包装箱。

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。不要将包装箱侧放
- 3) 贮藏地方的温度控制在 $5^{\circ}\text{C} - 35^{\circ}\text{C}$ ，湿度控制在 $40 - 75\%$
- 4) 不要贮藏在含有有害的（特别腐蚀的）气体，或有灰尘的环境中
- 5) 贮藏地方的温度波动要小，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) 对器件重新包装时，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) 器件贮藏时，不允许对它们施加外部压力或负荷。

环境

- 1) 当工作环境的湿气下降时，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 $40\% - 60\%$ 。注意，产品从防潮包装箱取出来之后，存在吸收潮湿水份的风险。
- 2) 确保工作区域内所有的设备，夹具和工具都是接地的。
- 3) 工作区的地面铺设导电垫，或者采取其他适当的办法，保证地板表面是接地的，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) 操作员必须穿上通过 $1M\Omega$ 的电阻器连接到地的手腕带。
- 11) 如果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) 当贮藏已安装器件的电路板时，请使用木板容器或袋子来防止静电。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。不要接触这些器件，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（存在潮气，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是不可能的。

10.3 印码规范

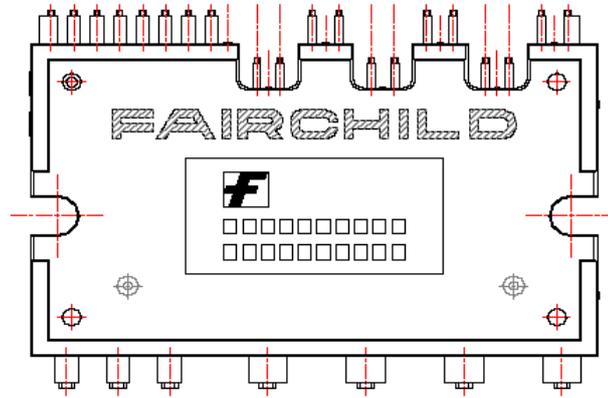


图10.2 印码版图 (底部)

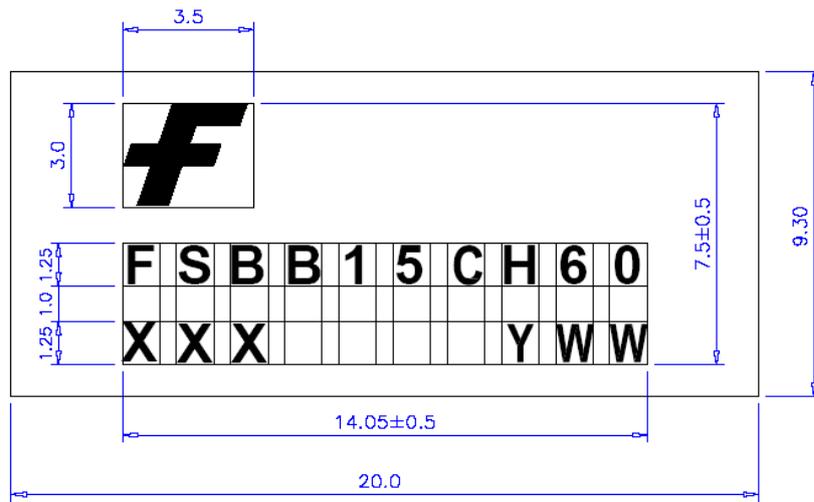


图 10.3 FSBB15CH60的印码尺寸

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）

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

Mini-SPM 管装规格

Mini-SPM : 每管10只

每箱6管

泡沫纸

FKS 标签

570mm x 150mm x 48mm
Inner box (60cap)

590mm x 330mm x 245mm
Outer box(480cap)

包装说明:

所有SPM器件采取管装发货。管子是由经过与抗静电剂加工处理后的PVC塑料制作。这些管子按照标准裹在塑料泡沫纸中，标有条形码，并且放入一个可回收的波纹纸板制成的纸箱中。每箱最多容纳6管。一个或多个纸箱还要置于一个贴有标签的外箱中，根据发货数量的多少，外箱尺寸有所不同。其他就是关于大批量发货，详见包装信息表中的信息。这种方式，器件放置在小箱子中，铺在抗静电泡沫纸上。这些小箱子单独贴标签，并放置大箱子中。最终这些大箱子放置在一个贴有标签的发货箱中，依据发货量的多少，这些大箱子的尺寸也不尽相同。

Mini-SPM 包装信息

SPM 包装信息	
包装选择	标准 (无流号)
包装种类	轨/管
每管数量/内箱	10
内箱尺寸 (mm)	570x150x48每盒
最大数量	60
内箱尺寸 (mm)	590x330x245
最大数量	480
每单位重量 (克)	-
说明/注释	

内箱条形码标签样例

世号 验收 数量 2002/03/17
07:30:00
产品ID: 技术规范/规格
BG-SA

D/C1: 0211 数量 QTY1: SPEC REV:
D/C2: QTY2: CPN:

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. (F63TRN)2.2

外箱条形码标签样例

2002/03/17
07:30:00
BG:FKS-1T
数量:

0133 **M110020004**

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. (BBX)1.0

Mini-SPM 装管信息

说明: 所有尺寸单位为 mm

图 10.3 包装工序说明

安全设计声明

飞兆半导体公司尽最大努力提高产品的质量和可靠性。但是，半导体产品仍有可能遭到破坏或发生故障。因此，请务必加强安全方面的考虑，并采用冗余设计、耐火设计和防故障设计。从而确保产品的崩溃或者故障不会引发事故，其中包括人身伤害，火灾和社会危害。

使用说明书注意事项

本说明书仅作为消费者使用飞兆半导体产品时的参考材料。因此，飞兆半导体对与本文所描述的产品信息相关的应用与知识产权以及其他专利权不做任何承诺担保。

若因使用本说明书中所描述的产品数据，图表，表格和应用电路实例，而对第三方的权利产生损伤和侵害，飞兆半导体不承担任何责任。

本说明书中所有的数据，包括产品数据、图表和表格在出版时都是正确的，若有变更，不再另行通知。在购买之前，请向飞兆半导体以及它的代理商确认最新产品信息。

说明书中所涉及的产品并未设计成与直接危及人类生命的设备或系统一起使用。若客户为了专门的目的，如运输装备，医疗器械，宇航机器，核反应堆控制器，燃料控制器或潜艇中继器（转发器），计划使用飞兆半导体的相关产品，请与飞兆半导体公司或公司的代理商联系。

如需传播或拷贝本说明书，需要事先得到Fairchild半导体的书面批准。

若对本说明书有任何问题，请与飞兆半导体或公司的代理商联系！