集成功率控制系统（CIPOS™）

CIPOS™ Mini IPM技术说明

关于本文档

范围和目的

本应用笔记的范围是描述 CIPOS™ Mini 智能电源模块（IPM）及其在推荐模式下的基本操作需求，包括 IGBT、栅极驱动器集成电路等集成元器件，以及自举和接口等所需外部电路的设计。

目标读者

本文面向希望设计出高效可靠的 CIPOS™ Mini IPM 应用的电力电子工程师。

目录

关于本文档 **1**

目录 **1**

1 范围 **4**

1.1 产品阵容 4

1.2 命名规则 4

2 内部元器件和封装技术 **5**

2.1 功率晶体管技术 5

2.2 功率二极管技术 5

2.3 控制 IC：6 通道栅极驱动器 IC 5

2.4 热敏电阻 6

2.5 封装技术 7

3 产品概述 **8**

3.1 内部电路和功能 8

3.2 最大电气额定值 9

3.3 输入和输出引脚描述 10

3.4 外形图 13

4 接口电路和布局指南 **16**

4.1 输入和输出信号连接 16

4.2 通用接口电路示例 18

范围

4.3 控制电源的额定输出电流值 19
4.4 过流保护（OCP）和短路保护（SCP）功能的 PCB 布板 20
4.5 并联电阻器和缓冲电容器的位置 20
4.6 输入引脚和螺孔坐标 21
5 保护功能 22
5.1 欠压保护 22
5.2 过流保护 23
5.2.1 过流 (OC) 保护的时序图 23
5.2.2 选择电流感测分流电阻 24
5.2.3 延迟时间 24
5.2.4 短路安全操作区 25
5.3 故障输出电路 27
5.4 过温保护 28
6 自举电路 29
6.1 自举电路的工作 29
6.2 内部自举功能特性 29
6.3 自举电容器的初次充电 30
6.4 自举电容器的选择 30
6.5 PWM 逆变器工作期间，自举电容器的充放电 31
7 热系统设计 33
7.1 简介 33
7.2 功率损耗 34
7.2.1 传导损耗 34
7.2.2 开关损耗 35
7.3 热阻抗 36
7.4 温升注意事项和计算示例 37
7.5 散热器的选择指南 37
7.5.1 散热器性能要求 37
7.5.2 散热器的特性 38
7.5.2.1 从热源到散热器的热传递 38
7.5.2.2 散热器内的热传递 38
7.5.2.3 从散热器表面到环境的热传递 39

范围

7.5.3 选择散热器 40
8 散热器安装和处理指南 42
8.1 散热器的安装 42
8.1.1 通用指南 42
8.1.1.1 拧紧扭矩推荐 42
8.1.1.2 拧紧散热器的螺钉 44
8.1.1.3 安装螺丝 44
8.1.2 推荐的散热器形状和系统机械结构 45
8.2 处理指南 45
8.3 存储指南 46
8.3.1 推荐的储存条件 46
9 参考文献 47
修订历史 48

1 范围

将分立式功率半导体和栅极驱动器集成到一个封装中，有助于缩短设计时间和减少设计工作量。为了满足对小尺寸和更高功率密度的强烈需求，英飞凌开发出了全新、高集成度的智能功率模块 IPM 产品，该系列产品包含变频电机驱动器所需的几乎所有半导体元件。该系列集成了绝缘体上硅（SOI）栅极驱动器和英飞凌前沿的带反并联二极管的 TRENCHSTOP™ IGBT，或用于驱动的逆导 IGBT。

1.1 产品阵容

表 1. 本篇应用笔记涉及到的产品

产品型号	额定值		逆变电路	封装	隔离电压	主要应用
	电流 [A]	电压 [V]				
IM523-S6A	6	600	开放式发射极	塑封双列直插式模块	2000 V_{rms} 正弦波，1 min。	洗衣机、风扇、水泵
IM523-M6A	10	600				
IM523-L6A	15	600				
IM523-X6A	17	600				
IM535-U6D	30	600		DCB 双列直插式模块		空调，通用驱动器
IM535-U6DS	30	600				

1.2 命名规则

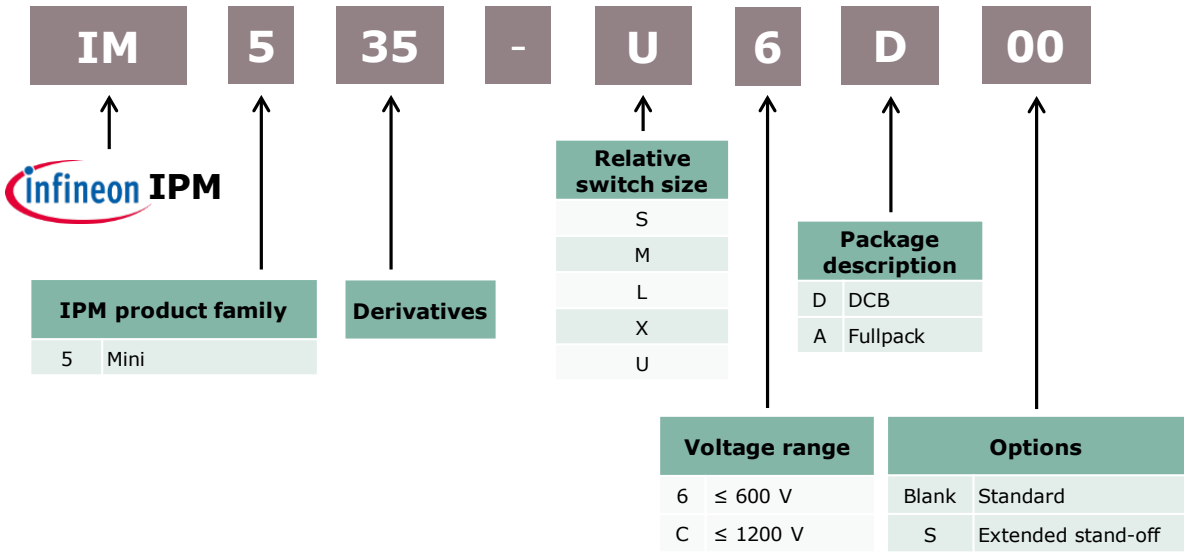


图 1. CIPOS™ Mini IPM 产品命名规则

2 内部元器件和封装技术

2.1 功率晶体管技术

英飞凌于 2000 年推出了 TRENCHSTOP™ IGBT 技术[1]。该技术经过实地验证，具有短路耐受能力和较高的最大结温等特性。通过对该技术优势的充分利用，打造出了低饱和电压和出色的动态参数特性，实现了最高的效率和功率密度。

2.2 功率二极管技术

发射极控制二极管是英飞凌独有的快速恢复二极管技术。超薄晶圆和场截止技术通过软恢复降低了 IGBT 的开通损耗，使发射极控制二极管成为消费和工业应用的理想选择。发射极控制二极管已针对英飞凌的 IGBT 技术进行了优化 [2]。

2.3 控制 IC：6 通道栅极驱动器 IC

该技术的基本特点是通过氧化硅埋层，将硅有源区与基材分离。这个氧化硅埋层在有源层和硅基底之间提供了隔离屏障，并显著降低了寄生电容。该隔离屏障还禁止了相邻器件之间的漏电流或闩锁电流。即便在高温、高 dv/dt 的开关情况下，它也可防止闩锁效应，从而提升器件稳健性。此外，薄膜 SOI 技术带来了诸多好处，例如，降低功率损耗和提高防放射性辐射或宇宙射线的能力[3]。用于所有 6 个 IGBT 的单片单控 IC 还带来了进一步的好处，例如，自举电路、匹配的传输延时、内置死区时间和防止直通。在欠压锁定或过流等故障条件下，所有 6 个 IGBT 都会关断。

2.4 热敏电阻

CIPOS™ Mini 的热敏电阻集成在内部印刷电路板（PCB）上，连接在 V_{FO} 和 V_{SS} 两个引脚之间。如需了解采用热敏电阻用于过温保护的电路设计，请参阅第 5.4 节。

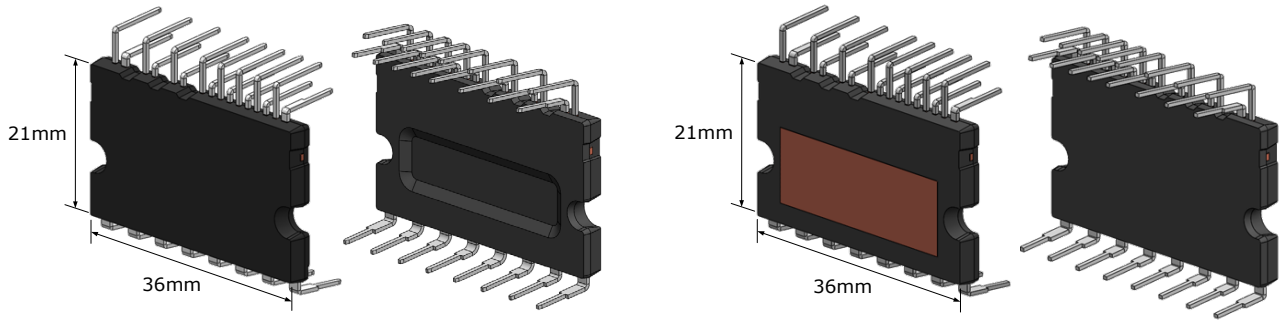
表 2. CIPOS™ Mini 热敏电阻的原始数据

温度[°C]	R_{min} [kΩ]	R_{typ} [kΩ]	R_{max} [kΩ]	容差[%]
-40	2662.292	2962.540	3262.789	10.1
-35	1925.308	2133.692	2342.076	9.8
-30	1407.191	1553.414	1699.637	9.4
-25	1038.949	1142.63	1246.312	9.1
-20	774.497	848.747	922.997	8.7
-15	582.690	636.369	690.048	8.4
-10	442.252	481.410	520.568	8.1
-5	338.491	367.303	396.114	7.8
0	261.164	282.537	303.910	7.6
5	203.056	219.036	235.016	7.3
10	159.044	171.081	183.118	7.0
15	125.454	134.586	143.717	6.8
20	99.630	106.605	113.580	6.5
25	79.638	85.000	90.362	6.3
30	64.055	68.203	72.352	6.1
35	51.831	55.059	58.287	5.9
40	42.182	44.708	47.235	5.7
45	34.520	36.508	38.496	5.4
50	28.400	29.972	31.545	5.2
55	23.485	24.735	25.985	5.1
60	19.517	20.515	21.514	4.9
65	16.296	17.097	17.898	4.7
70	13.670	14.315	14.960	4.5
75	11.517	12.039	12.561	4.3
80	9.745	10.169	10.593	4.2
85	8.279	8.625	8.971	4.0
90	7.062	7.345	7.628	3.9
95	6.046	6.279	6.511	3.7
100	5.199	5.388	5.576	3.5
105	4.468	4.640	4.811	3.7
110	3.856	4.009	4.163	3.8
115	3.338	3.477	3.615	4.0

120	2.900	3.024	3.149	4.1
125	2.527	2.639	2.751	4.2

2.5 封装技术

CIPOS™ Mini 封装尺寸小，但功率密度高，其与散热器热接触的模塑化合物或直接铜焊（DCB）陶瓷层可提供电绝缘。为降低热阻抗，其内部的引线框设计进行了优化[4]。所有低功率器件（例如栅极驱动器 IC 和热敏电阻）都组装在 PCB 上。图 2 是 CIPOS™ Mini 封装的外观图。



(a) 全包式 *(b）DCB 型*

图 2. CIPOS™ Mini IPM 封装外观图

3 产品概述

3.1 内部电路和功能

图 3 是 CIPOS™ Mini IPM 的内部框图。它由一个三相 IGBT 逆变器电路和一个具有控制功能的驱动器 IC 组成。该款 IPM 的详细特性和集成功能如下所示：

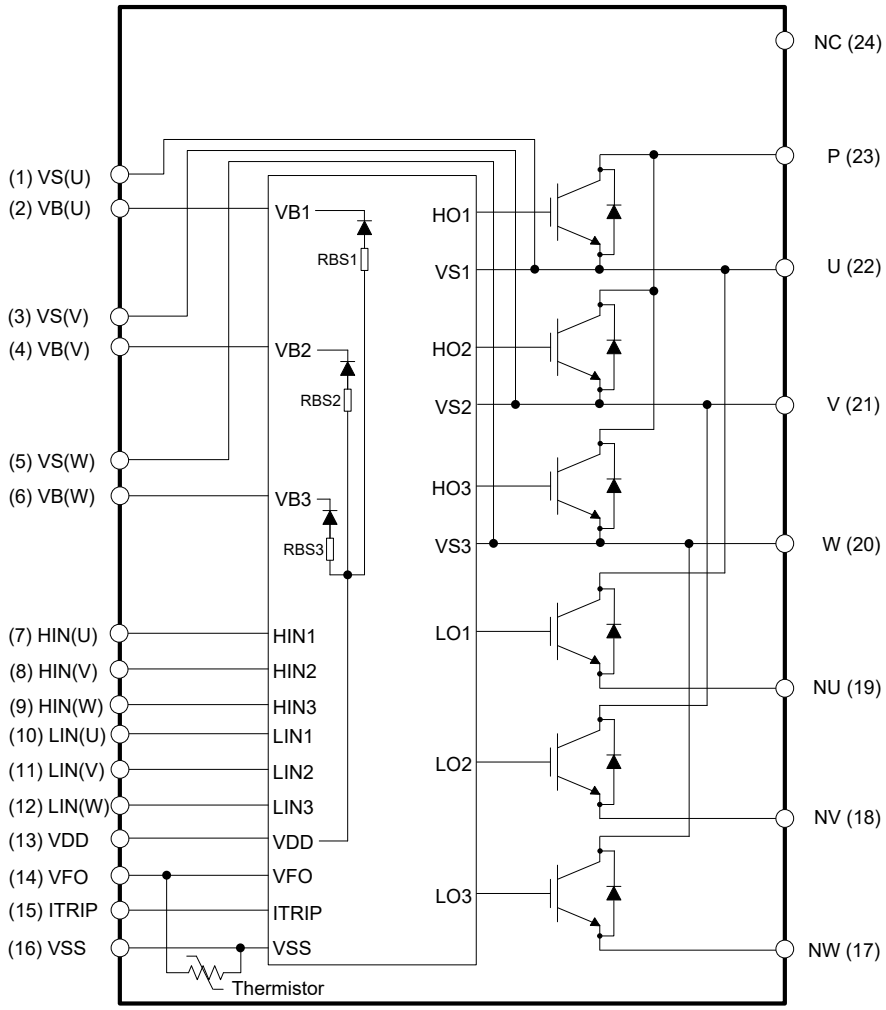


图 3. 内部电路

- 封装
  - 完全隔离的双列直插式（DIL）模制模块
  - 无铅端子电镀；符合 RoHS 要求
- 逆变器
  - 带独立续流二极管的 TRENCHSTOP™ IGBT 或 RC IGBT
  - 在瞬态电压和负电压的影响下，SOI 栅极驱动器技术展现出稳定性
  - 集成自举功能

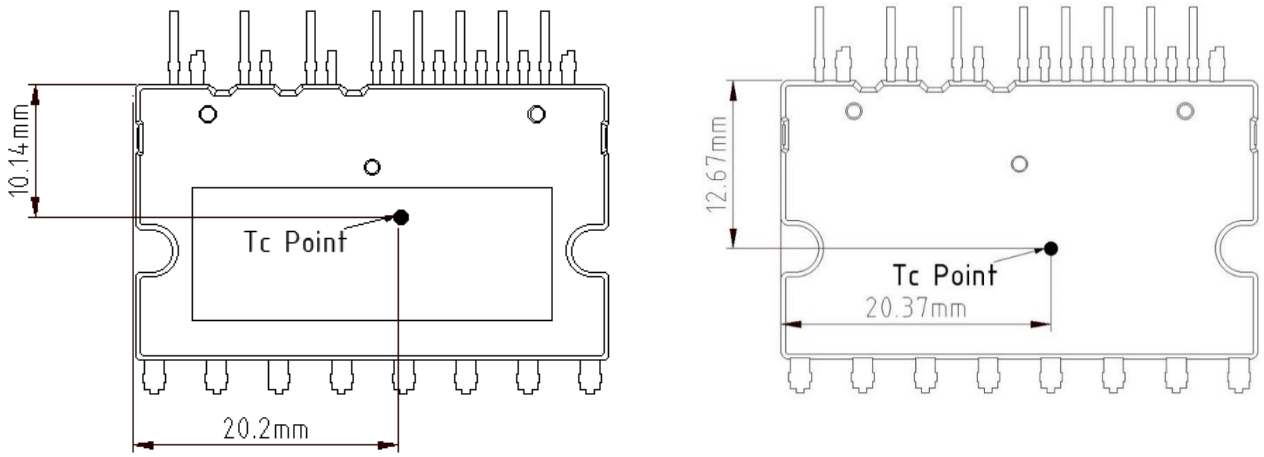
产品概述

  - 所有通道的匹配延迟时序
  - 内置死区时间
- SOI 栅极驱动器功能
  - 过流关断
  - 温度监控器
  - 所有通道均具有欠压锁定功能
  - 防交叉导通
  - 保护期间，所有 6 个开关均关断
  - 有源高电平输入信号逻辑

3.2 最大电气额定值

表 3. IM535-U6D 绝对最大额定值的详细描述

条目	符号	额定值	说明
最大阻断电压	V_{CES}	600 V	内部 IGBT 的集电极-发射极持续电压
连续集电极电流	I_C	±30 A	T_C = 25°C 时允许的连续 IGBT 电流
结温	T_J	-40 ~ 150°C	考虑到功率芯片的温度波纹，CIPOS™ Mini 的最大额定结温为 150°C
壳温工作范围	T_C	-40 ~ 125°C	T_C (壳温) 的定义是，特定功率芯片下方的封装的表面温度。为获得准确的温度信息，必须在散热器表面装一个温度传感器，位置如图 4 所示。



(a) IM535 系列　　(b) IM523 系列

图 4. T_C 测量点

3.3 输入和输出引脚描述

表 4 定义了 CIPOS™ Mini IPM 的输入和输出引脚。引脚功能的详细说明如下：

表 4. CIPOS™ Mini IPM 的引脚描述

引脚编号	名称	说明
1	V_S(U)	U 相、高边浮动 IC 电源偏移电压
2	V_B(U)	U 相、高边浮动 IC 电源电压
3 个	V_S(V)	V 相、高边浮动 IC 电源偏移电压
4	V_B(V)	V 相、高边浮动 IC 电源电压
5	V_S(W)	W 相、高边浮动 IC 电源偏移电压
6	V_B(W)	W 相、高边浮动 IC 电源电压
7	HIN(U)	U 相、高边栅极驱动器输入
8 页	HIN(V)	V 相、高边栅极驱动器输入
9	HIN(W)	W 相，高边栅极驱动器输入
10	LIN(U)	U 相、低边栅极驱动器输入
11	LIN(V)	V 相、低边栅极驱动器输入
12	LIN(W)	W 相、低边栅极驱动器输入
13	V_{DD}	低边控制电源
14	V_{FO}	故障输出/温度监控器
15	过流检测（ITRIP）	过流关断输入
16	V_{SS}	低边控制负电源
17	NW	W 相，低边发射极
18	NV	V 相，低边发射器
19	NU	U 相，低边发射器
20	W	电机 W 相输出
21	V	电机 V 相输出
22	U	电机 U 相输出
23	P	正母线输入电压
24	NC	无连接

产品概述

用于驱动 IGBT 的高边偏置电压引脚

引脚：V_B(U)，V_S(U)，V_B(V)，V_S(V)，V_B(W)，V_S(W)

- 这些引脚为高边 IGBT 提供栅极驱动电源
- 对高边 IGBT 使用自举电路方案，无需使用外部电源
- 在相应的低边 IGBT 导通时，或低边续流二极管的续流期间，每个自举电容器都由 V_{DD} 电源供电。
- 为避免供电电压的噪声或波纹导致故障，应将优质（低 ESR，低 ESL）滤波电容尽可能地装在靠近该引脚的位置

低边偏置电压引脚

引脚：V_{DD}

- 这些引脚是内部栅极驱动器的控制电源引脚
- 为避免供电电压的噪声或波纹导致故障，应将优质（低 ESR，低 ESL）滤波电容尽可能地装在靠近该引脚的位置

低边公共电源接地引脚

引脚：V_{SS}

- 该引脚连接内部栅极驱动器的控制接地

信号输入引脚

引脚：HIN(U)，HIN(V)，HIN(W)，LIN(U)，LIN(V)，LIN(W)

- 这些引脚负责控制内部 IGBT 的运行
- 由电压输入信号激活。端子在内部连接到 5 V 级 CMOS 施密特触发器电路
- 这些引脚的信号逻辑为高电平有效。当向这些引脚施加了足够的逻辑电压时，与每一个这些引脚相关的 IGBT 都应当变为“on”。
- 每个输入端的接线应尽可能短，以确保 CIPOS™ Mini 免受噪音干扰
- 为防止信号振荡，建议使用如图 8 所示的 RC 阻容滤波器，

产品概述

过电流检测引脚

引脚：ITRIP

- 为检测短路电流，电流检测电阻必须连接在 N 引脚（低边 IGBT 发射极）和电源接地之间（见图 10）。为消除噪声，应在检测电阻和 IITRIP 引脚之间连接一个 RC 滤波器。
- 如果电压 V_{ITRIP} 高于 0.525 V，则集成比较器会被触发。在选择检测电阻是，必须以满足具体应用的电平要求作为考量。发生触发事件时，V_{FO} 引脚的电压被拉低至低电平
- 检测电阻和 IITRIP 引脚之间的接线长度必须尽可能地短。

故障输出和温度监控输入引脚

引脚：V_{FO}

- 这是故障输出报警引脚。若 CIPOS™ Mini 发生故障，此引脚会提供低电平有效输出。在过流检测或低边偏置欠压（UV）运行是触发报警。
- V_{FO} 输出被配置为漏极开路输出。V_{FO} 信号线必须通过适当的电阻上拉到逻辑电源（5V / 3.3V）考虑到 V_{FO} 和 V_{SS} 引脚之间的内部热敏电阻，应正确选择上拉电阻值。

正极直流母线引脚

引脚：P

- 这是 CIPOS™ Mini IPM 的直流母线正极电源引脚
- 该引脚内部连接到高边 IGBT 的集电极
- 为了抑制由直流母线接线或 PCB 图案电感引起的浪涌电压，请在该引脚附近接上一个平滑滤波电容器通常为金属薄膜电容器

负极直流母线引脚

引脚：NU，NV，NW

- 这些是逆变器的直流母线负电源输入引脚（功率地）
- 这些引脚连接到每相的低边 IGBT 发射极

产品概述

逆变器电源输出引脚

引脚：U，V，W

- 这些是用于连接逆变器负载（如电机）的逆变器输出引脚

3.4 外形图

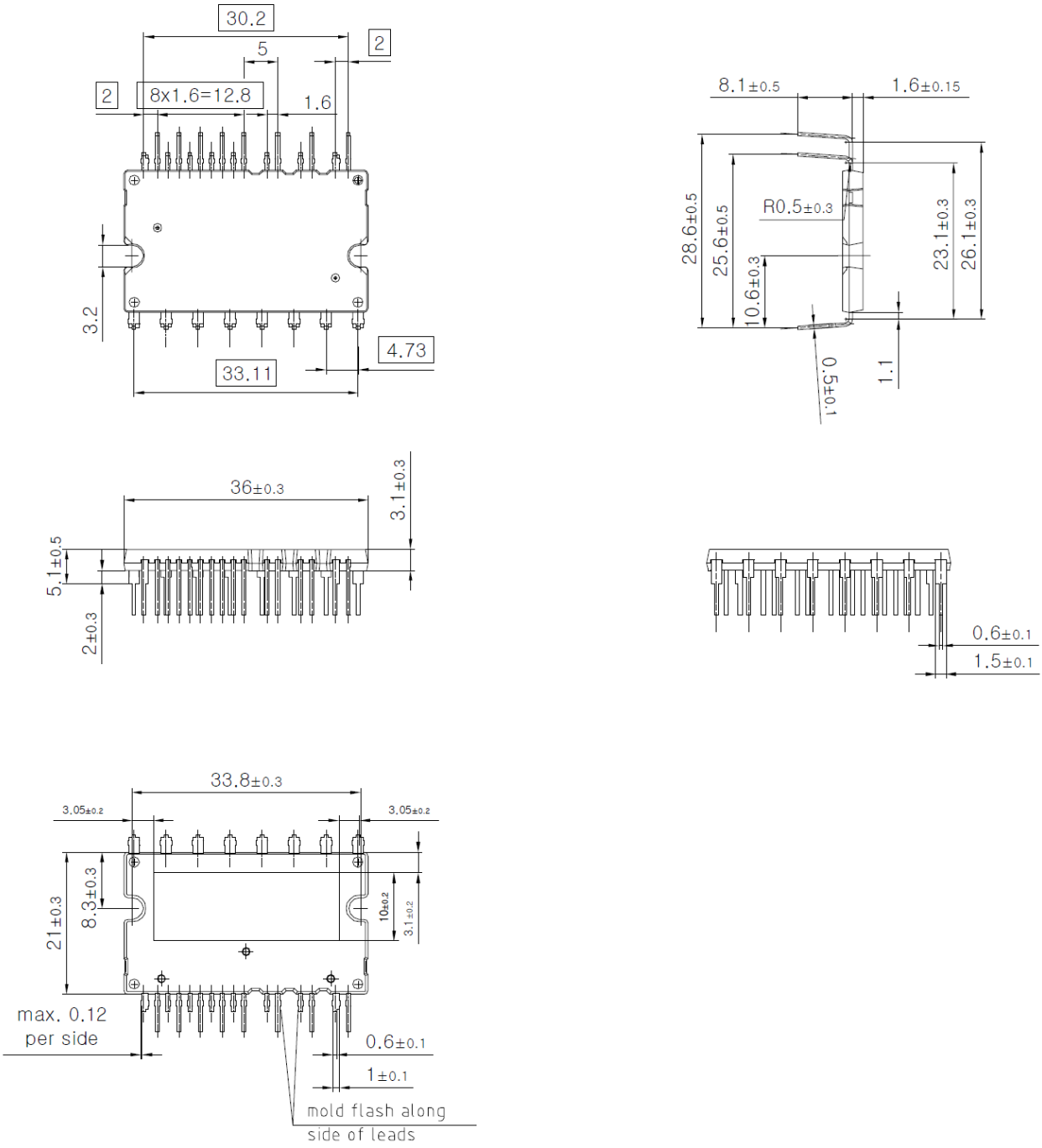


图 5. DCB 型封装尺寸（单位：mm）

产品概述

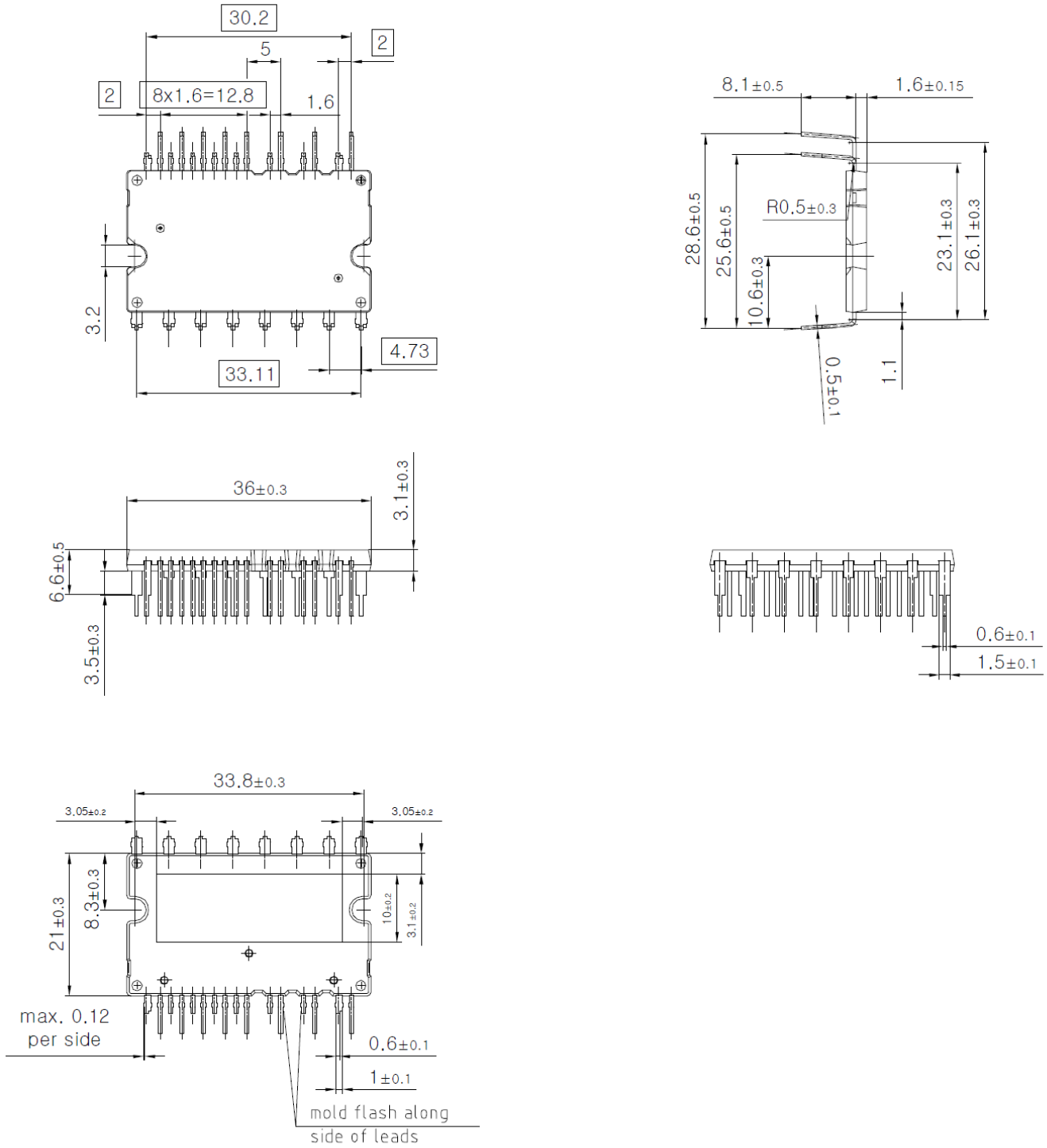


图 6.　DCB 加长待机型封装尺寸（单位：mm）

产品概述

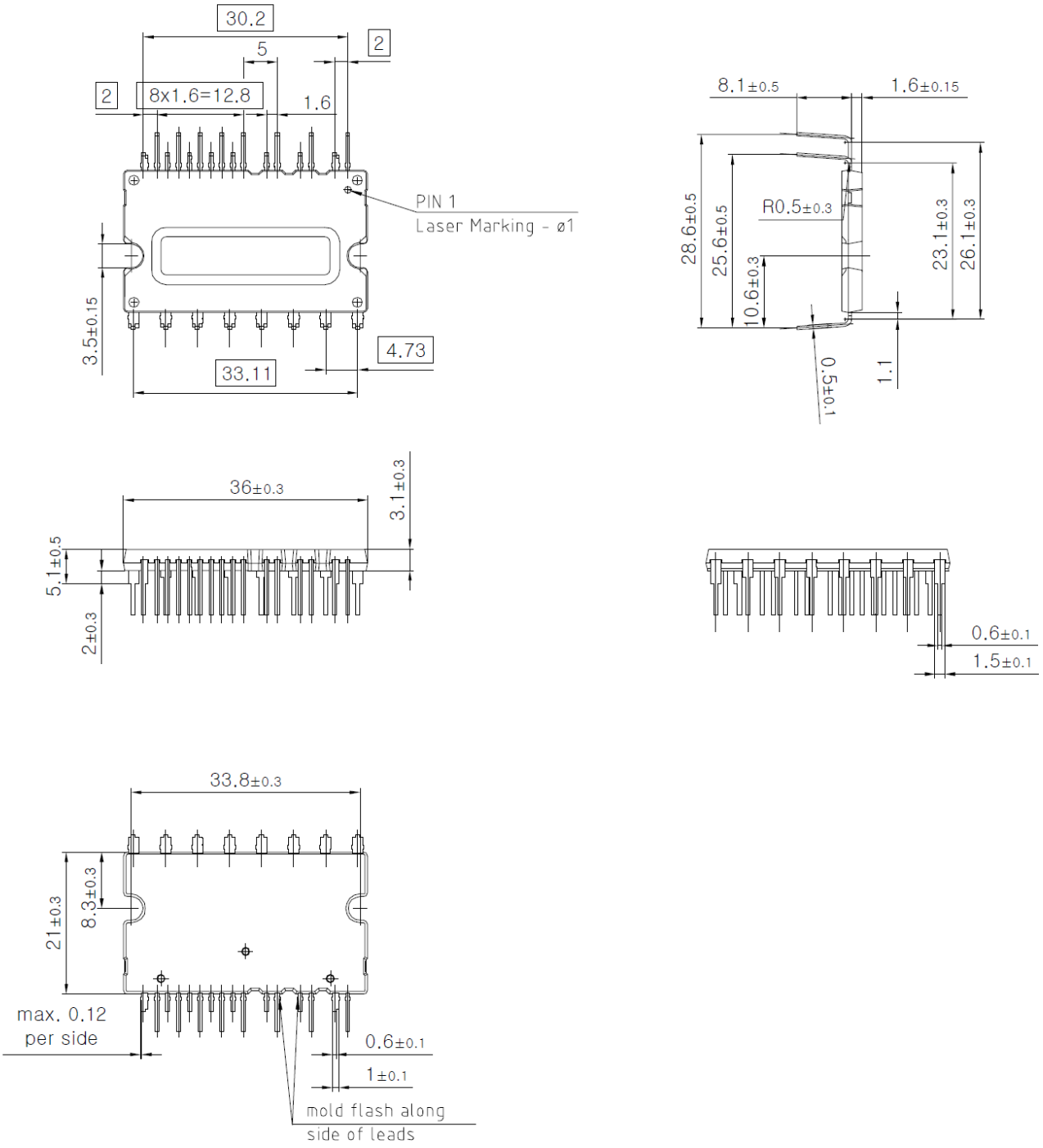


图 7.　全封装型封装尺寸（单位：毫米）

4 接口电路和布局指南

4.1 输入和输出信号连接

图 8 显示了微控制器和 CIPOS™ Mini 之间的 I/O 接口电路。CIPOS™ Mini 输入逻辑为高电平有效，带有内部下拉电阻。无需外部下拉电阻。V_{FO} 输出是一个漏极开路的输出。应使用上拉电阻将该信号拉至 5 V 或 3.3 V 外部逻辑电源的正极。考虑到 V_{FO} 和 V_{SS} 引脚之间的内部热敏电阻，应正确选择上拉电阻值，例如 3.6 kΩ。

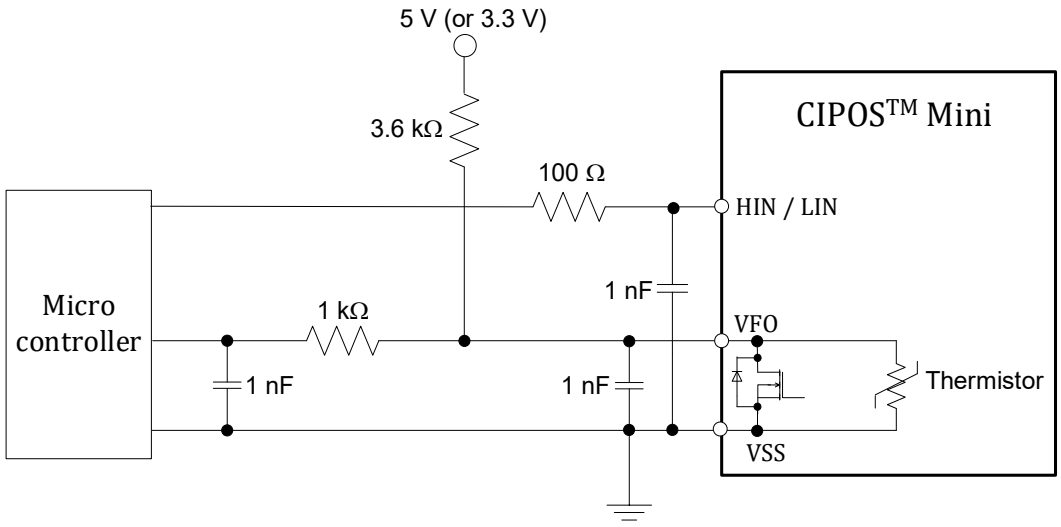


图 8. 微控制器的 I/O 接口电路建议

表 5. 输入引脚和 V_{FO} 引脚的最大额定值

条目	符号	条件	额定值	单位
模块电源电压	V_{DD}	施加位置: V_{DD} – V_{SS}	20	V
输入信号电压	VIN	施加位置: HIN(U)，HIN(V)，HIN(W) – V_{SS} LIN(U)，LIN(V)，LIN(W) – V_{SS}	-5.5 ~ V_{DD}+0.5	V
故障输出电源电压	V_{FO}	施加在 V_{FO} 和 V_{SS} 之间	-0.5 ~ V_{DD}+0.5	V

输入和故障输出的最大额定电压列于 表 5 中。由于故障输出采用开漏可配置，其额定值为 V_{DD}+0.5 V，因此可以使用 15 V 电源接口。不过，建议为故障输出配置与输入信号相同的 5 V 逻辑电源。另建议将滤波电容器放在尽可能靠近微控制器和 IPM 之间的信号线的附近。

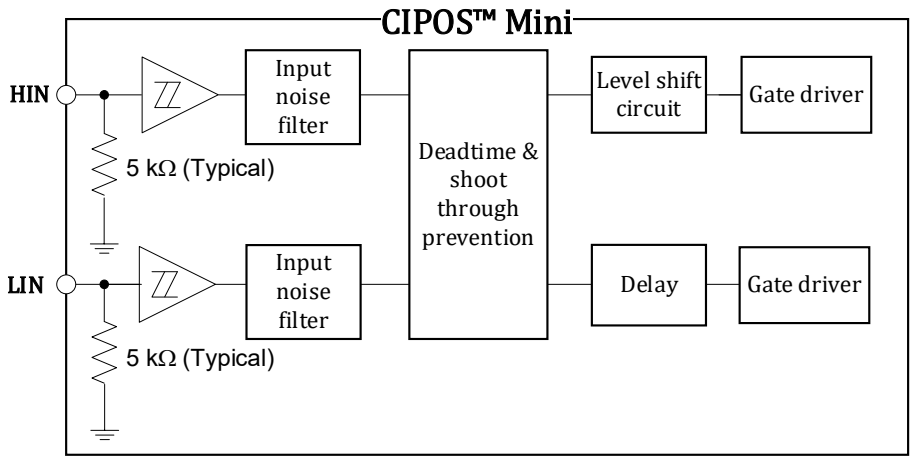


图 9. CIPOS™ Mini 控制 IC 的简版框图

由于 CIPOS™ Mini 系列产品使用的是高电平有效输入逻辑，因此，在启动或关机期间，控制电源和输入信号之间不存在上电/掉电时序限制。这使得系统在失效情况下仍能保持安全性。此外，由于每个输入电路都内置了下拉电阻，因此无需外接下拉电阻（外电路电阻），进而减少了所需的外部元件计数。输入施密特触发器、噪音滤波器、死区时间和防直通功能，都在短输入脉冲期间，提供了抑制噪声的好处。不仅如此，如表 6 所示，通过降低输入信号的导通和关断阈值电压，就可以直接连接到 3.3V 级别的微控制器或 DSP。

表 6. 输入阈值电压 (V_{DD} = 15 V 且 T_J = 25°C)

条目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
逻辑“1”输入电压（LIN、HIN）	V_{IH_TH}	HIN – V_{SS} LIN – V_{SS}	1.7	2.0	2.3	V
逻辑“0”输入电压（LIN、HIN）	V_{IL_TH}		0.7	0.9	1.1	V

如图 9 所示，CIPOS™ Mini 输入信号部分集成了 5 kΩ（典型值）下拉电阻。因此，在微处理器输出端和 CIPOS™ Mini 输入端之间使用外接滤波器电阻（外电路电阻）时，必须检查 CIPOS™ Mini 输入端上的信号压降。它应当满足逻辑“1”输入电压的要求。例如，在图 8 所示的部分中，R = 100 Ω，C = 1 µF。

4.2 通用接口电路示例

图 10 显示了 CIPOS™ Mini IPM 的典型应用电路。在本例中，控制信号直接来自微处理器。

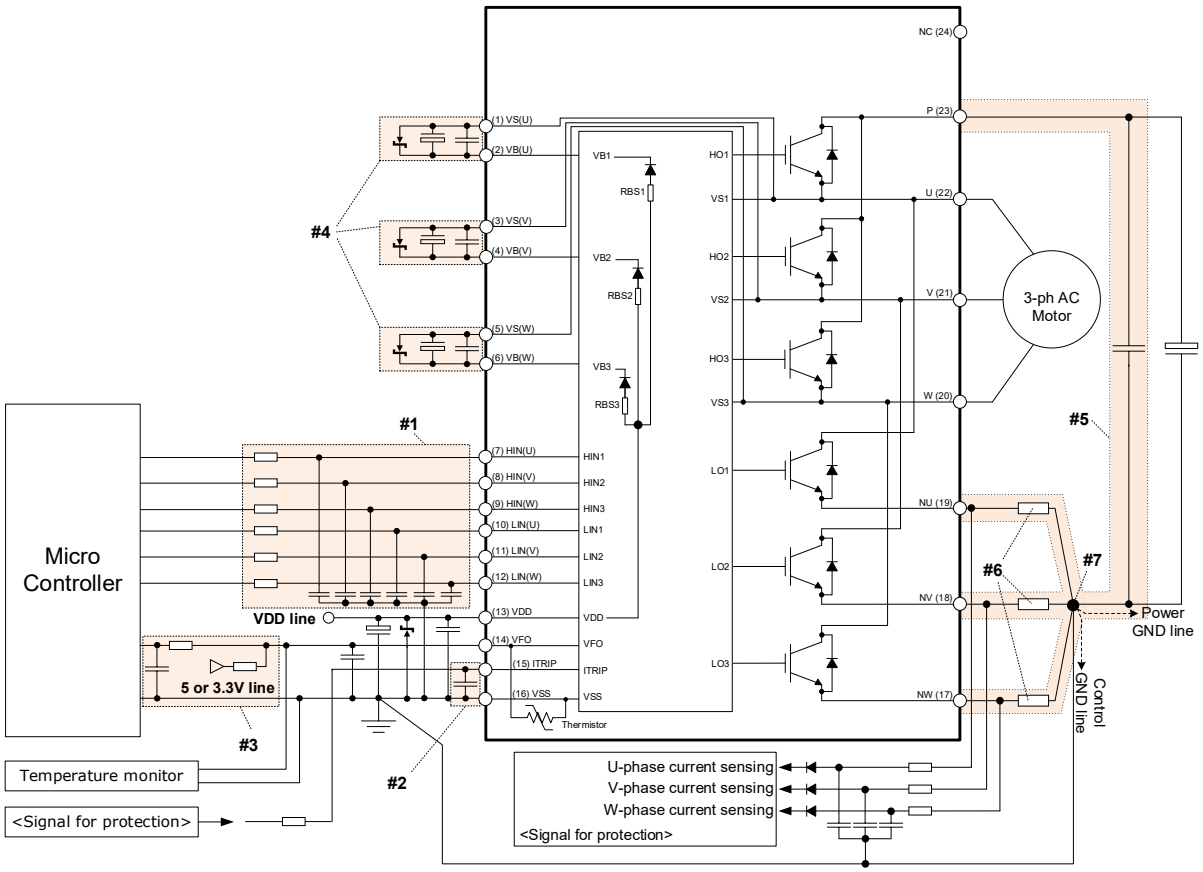


图 10. 应用电路示例

如需优化应用电路设计，应满足以下条件：

- 输入信号电路
  - 为降低高速开关带来的输入信号噪声，可使用 RC 阻容滤波器电路（如 100 Ω, 1 nF）
  - 滤波器电容器应尽可能靠近 V_{SS} 输入引脚
- ITRIP 电路
  - 为防止保护功能发生故障，建议采用 RC 滤波器电路。
  - 滤波器电容器应尽可能靠近 ITRIP 和 V_{SS} 引脚
- V_{FO} 电路
  - V_{FO} 是开漏输出。须使用合适的电阻将信号线上拉到 5 V / 3.3 V 逻辑电源的正极。
  - 建议将 RC 滤波器放在尽可能靠近控制器的位置。

- V_B-V_S 电路
  - 高边浮地电源电压的电容器必须尽可能地靠近 V_B 和 V_S 引脚。
  - 建议使用 TVS 或齐纳二极管对外部浪涌电压进行保护
- 吸收电容
  - CIPOS™ Mini 和吸收电容（包括分流电阻）之间的接线必须尽可能的短。
- 分流电阻
  - 强烈建议使用 SMD 型电阻器，以尽量减少杂散电感
- 接地方式
  - 每个唤醒类型码都应连接在一个点上

4.3 控制电源的额定输出电流值

CIPOS™ Mini 的控制和栅极驱动电源通常由一个连接在模块 V_{DD} 和 V_{SS} 端子之间的 15V 电源提供。IM535-U6D/U6DS V_{DD} 电源的电流如表 7 所示。

表 7. 控制电源的的电路电流值

条件		电流
V_{DD} = 15 V	f_{SW} = 5 kHz	7.9 mA
	f_{SW} = 20 kHz	25.4 mA

5V 逻辑电源（V_{FO} 和输入信号端子）的控制电源电流大约为 20 mA.

最后，推荐的电源最小控制电流如表 8 所示，该值考虑到了波纹电流和最恶劣条件下的足够裕量，例如，5 倍于计算值。因此，所有 IM535/IM523 系列 IPM 产品都可以 表 8 中的值为基准。

表 8. 推荐的控制电源最小控制电流

条目	+15 V 控制电源的控制电流	+5 V 逻辑电源的控制电流
$V_{DD} \leqslant$ 17.5 V, $f_{SW} \leqslant$ 20 kHz	130 mA	45 mA

4.4 过流保护（OCP）和短路保护（SCP）功能的 PCB 布板

建议 ITRIP 滤波器电容器与 CIPOS™ Mini 输入引脚的连接尽可能短。ITRIP 滤波电容器必须直接连接到 V_{SS} 引脚，不要有其它多余地线的重合。信号接地和电源接地应尽可能地短，并通过 V_{DD} 电容器的地，单点连接到其余部分的地线。

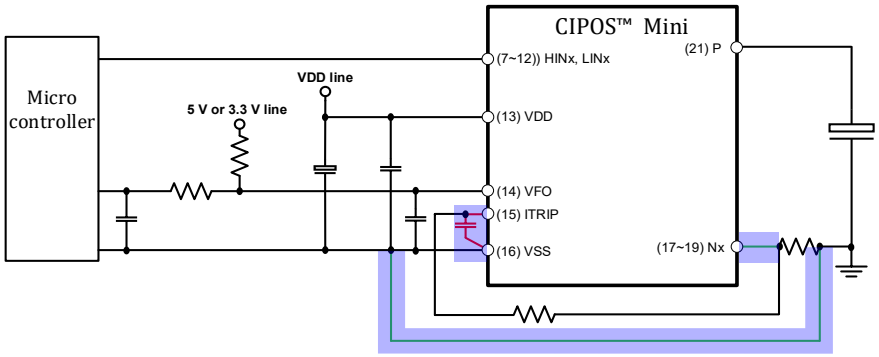


图 11. OCP 和 SCP 功能的布板建议

4.5 并联电阻器和缓冲电容器的位置

测量相电流的过电流时，使用的是外部电流检测电阻。若采样电阻和 CIPOS™ Mini 之间走线过长会导致浪涌过大，进而破坏 CIPOS™ Mini 的内部 IC 和电流检测元电路，还可能导致电流检测信号失真。为了降低唤醒类型码的电感，分流电阻和 CIPOS™ Mini 之间的连接应尽可能短。如 图 12 所示，缓冲电容器的放置方式应能有效抑制浪涌电压。通常，建议使用 0.1 到 0.22μF 左右的高频无感电容。如果吸收电容安装在了错误的位置（如图 12 的“1”所示），那么它就无法有效抑制浪涌电压。如果吸收电容安装在了位置“2”，那么，寄生电感和吸收电容产生的充放电电流，就会流过采样电阻。这将影响电流检测信号，短路保护电平也将低于计算的设计值。虽然 "2 "号位置的浪涌抑制效果比 "3 "号位置好，但 "3 "号位置是一个合理的折中点，抑制效果更好，同时又不影响电流检测/电流采样信号的准确性。因此，一般使用位置 "3"。

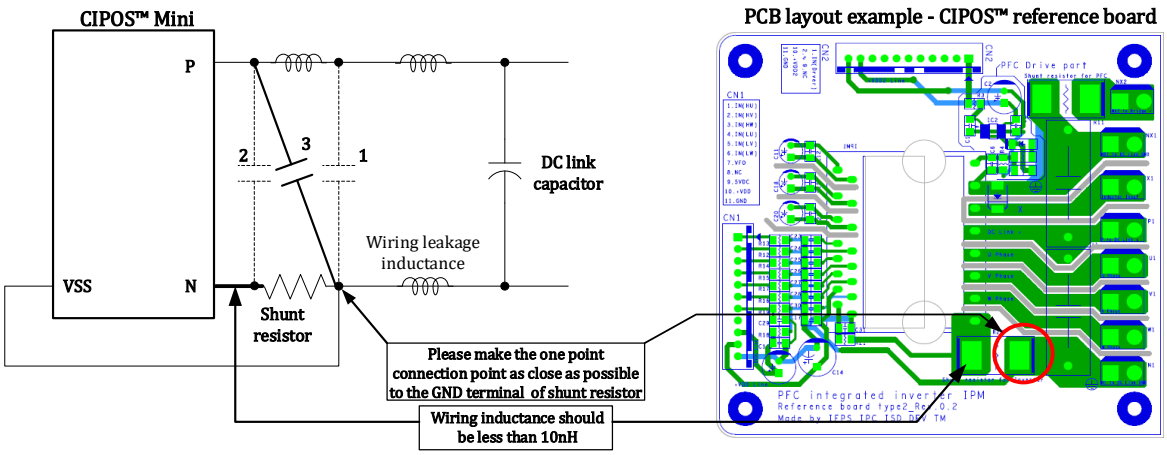


图 12. 采样电阻和吸收电容的安装位置建议

4.6 输入引脚和螺孔坐标

图 13 显示了 CIPOS™ Mini 封装在 PCB 上的位置，以标明 表 9 中每个输入引脚和螺孔的中心坐标。

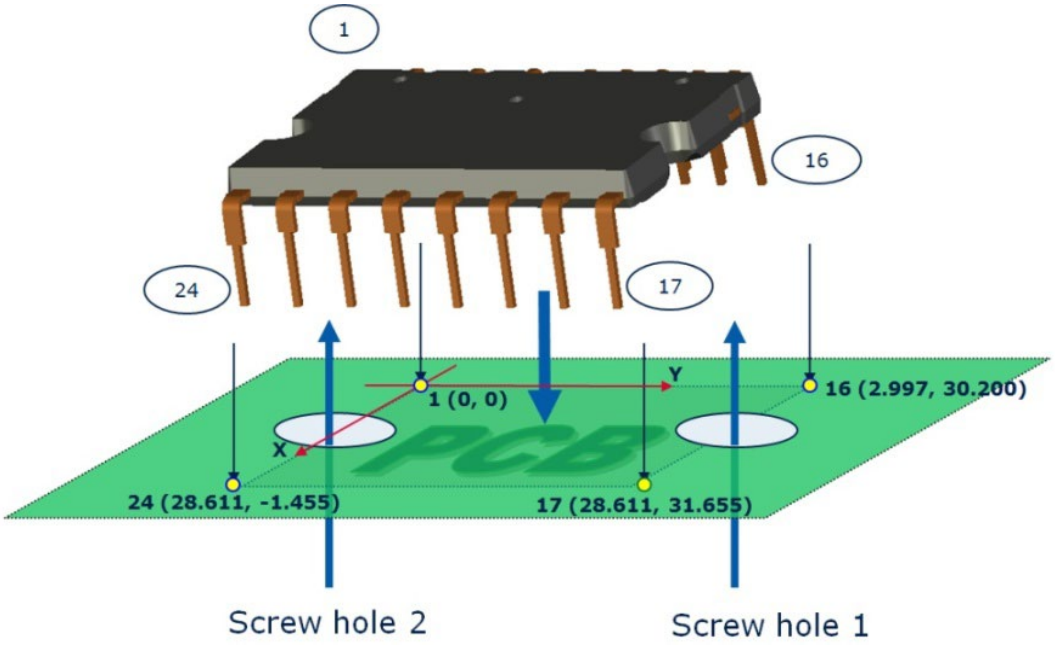


图 13. CIPOS™ Mini 封装在 PCB 上的位置（单位：[mm]）

表 9. CIPOS™ Mini 封装引脚和螺丝孔坐标（单位：[mm]）

引脚编号		X	Y	引脚编号		X	Y
信号引脚	1	0.000	0.000	信号引脚	14	2.997	26.600
	2	2.997	2.000		15	0.000	28.200
	3	0.000	5.400		16	2.997	30.200
	4	2.997	7.000	电源引脚	17	28.611	31.655
	5	0.000	10.400		18	28.611	26.925
	6	2.997	12.000		19	28.611	22.195
	7	0.000	15.400		20	28.611	17.465
	8	2.997	17.000		21	28.611	12.735
	9	0.000	18.600		22	28.611	8.005
	10	2.997	20.200		23	28.611	3.275
	11	0.000	21.800		24	28.611	-1.455
	12	2.997	23.400	螺丝孔	25	17.950	32.000
	13	0.000	25.000		26	17.950	-1.800

5 保护功能

5.1 欠压保护

CIPOS™ Mini 的控制和栅极驱动电源通常由一个连接在模块 V_{DD} 和 V_{SS} 端子之间的 15V 电源提供。为了正常运行，建议将该电压调到 15V ± 10%。表 10 描述了 CIPOS™ Mini 在不同的供电电源电压下的状态。控制电源必须使用的低阻抗电解电容和高频去耦电容进行充分的滤波，两个电容都连接在 CIPOS™ Mini 的引脚上。

电源上的高频噪声可能导致内部控制 IC 发生故障，并产生错误的故障信号。为避免这些问题，电源的最大波纹必须小于 ± 1 V/µs。

V_{SS} 端子的电势因电流采样电阻的电压降而有别于 N 电源端子。请注意，所有控制电路和电源都要参考 V_{SS} 端子，而非 N 端子。如果电路连接不当，那么就会有额外的电流流经采样电阻，可能导致短路保护功能运行错误。通常情况下，PCB 布局的最佳实践是将公共参考（V_{SS}）作为接地层。

同时也将主控制电源电压连接到自举电路中，为高边栅极提供浮地的驱动电源。

当控制电源电压（V_{DD} 和 V_{BS}）低于 UVLO 电平时，IGBT 都会关断，不论输入信号是高还是低。

表 10. CIPOS™ Mini 功能和控制电源电压

控制电压范围[V]	CIPOS™ Mini 功能操作
0 ~ 13.1	UVLO 欠压锁存功能被激活，输入信号不起作用，并产生故障信号 V_{FO}
13.1 ~ 17.5	正常工作。这就是推荐的工作范围。 当只有内部集成的自举电路来自举供电时，推荐使用 14.5 V 到 17 V 的 V_{DD}。
17.5 ~ 20	当驱动电压高于推荐范围时，IGBT 的开关速度会变快。这会增加系统噪声，短路电流峰值可能过大，导致短路保护功能无法正常运行。不建议在此 V_{DD} 范围下工作。
超过 20	CIPOS™ Mini 的控制电路可能受损。

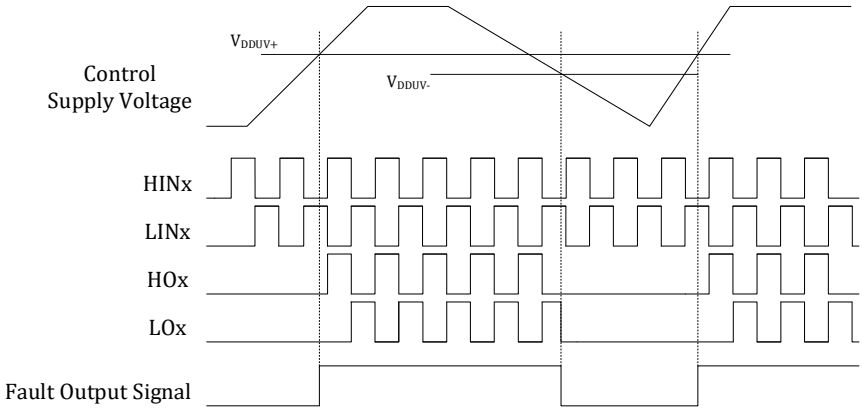


图 14. 低边 UVLO 保护功能的时序图

保护功能

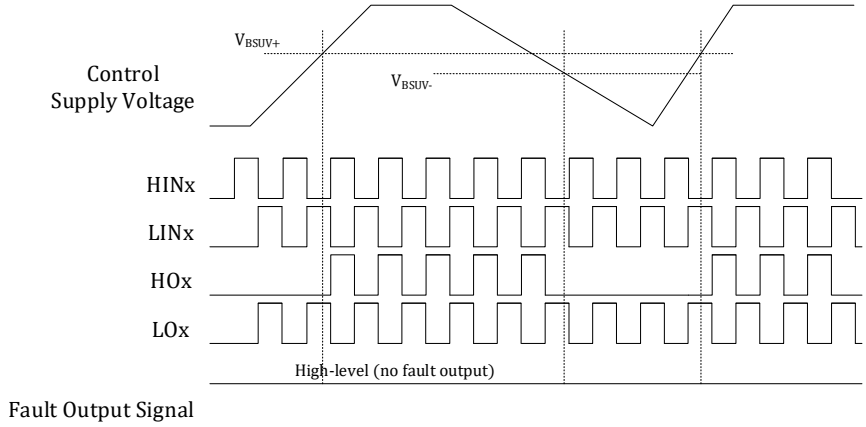


图 15. 高边 UVLO 保护功能的时序图

5.2 过流保护

5.2.1 过流 (OC) 保护的时序图

CIPOS™ Mini 具有过流关断功能。其内部集成电路监控 ITRIP 输入引脚的电压。如果该电压超过器件数据手册中规定的 $V_{IT,TH+}$，则会激活故障信号，所有 IGBT 都会关断。通常，最大短路电流大小取决于栅极电压——栅极电压越高，短路电流越大。为避免出现这种潜在问题，过流保护电压的最大阈值通常设为额定集电极电流的两倍。过流保护时序图见 图 16。

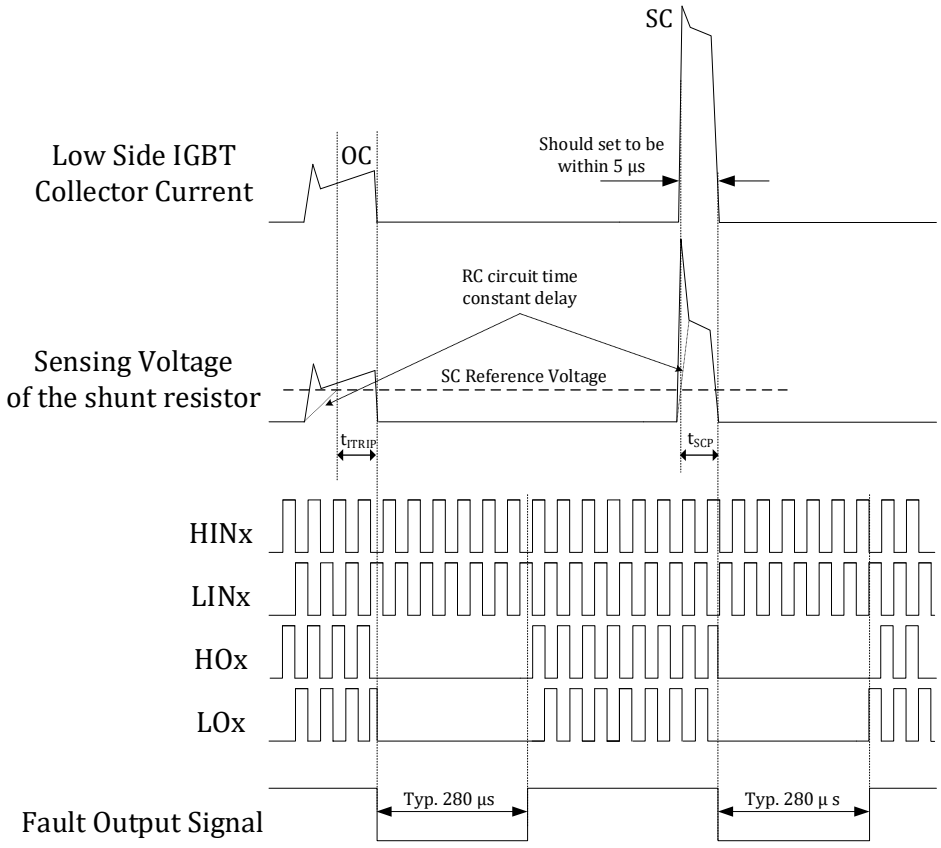


图 16. 过流保护功能的时序图

保护功能

5.2.2 选择电流感测分流电阻

电流检测采样电阻的值的计算公式如下:

$$R_{SH} = \frac{V_{IT,TH+}}{I_{OC}} \quad (1)$$

其中，$V_{IT,TH+}$ 是 CIPOS™ Mini 的 ITRIP 正向阈值电压。I_{OC} 是过流检测电平时的电流。

考虑到采样电阻阻值的容差，过流保护电平的最大值必须低于数据手册中提到的可重复峰值集电极电流。

例如，IM535-U6D 的最大峰值集电极电流为 60 A_{peak}，因此，采样电阻的推荐值计算如下:

$$R_{SH(min)} = \frac{0.525}{60} = 8.75\ m\Omega$$

对于采样电阻的额定功率，应考虑如下列出的因素：

- 逆变器的最大负载电流（I_{RMS}）
- T_C = 25°C (R_{SH})时的分流电阻值
- 根据制造商的数据表， T_{SH} = 100°C 时，采样电阻的功率降额比
- 安全裕度

采样电阻额定功率使用如下公式计算:

$$P_{SH} = \frac{I_{RMS}^2 \times R_{SH} \times margin}{derating\ ratio} \quad (2)$$

IM535-U6D 和 R_{SH} = 8.75 mΩ 的示例如下：

- 逆变器的最大负载电流：16 A_{RMS}
- T_{SH} = 100°C 时的功率降额比： 80%
- 安全裕度： 30%

$$P_{SH} = \frac{16^2 \times 0.00875 \times 1.3}{0.8} = 3.64\ W$$

分流电阻的适当额定功率应超过 3.64 W，例如 4 W。

请注意，选择高于最小值的阻抗和额定乘方功率时，应考虑应用中所需的过流保护级别。

5.2.3 延迟时间

必须在过流检测电路中安装一个阻容滤波器，以防止噪声导致过流保护功能失灵。RC 时间常数需要通过噪声持续时间和 IGBT 的短路耐受时间来确定。采样电阻的检测电压超过 ITRIP 正向阈值（$V_{IT,TH+}$）时，该电压

保护功能

通过 RC 滤波器被施加到 CIPOS™ Mini 的 ITRIP 引脚上。表 11 列出了过流保护基准电平的规范。滤波器会产生一个延迟时间（t_{FILTER}），可以通过公式（3）和（4）计算：

$$V_{IT,TH+} = R_{SH} \cdot I_C \cdot (1 - \frac{1}{e^{\frac{t_{Filter}}{\tau}}}) \quad (3)$$

$$t_{Filter} = -\tau \cdot \ln(1 - \frac{V_{IT,TH+}}{R_{SH} \cdot I_C}) \quad (4)$$

其中：$V_{IT,TH+}$是引脚的输入电压 IITRIP，I_C 是峰值电流，R_{SH} 是采样电阻值，τ 是 RC 时间常数。此外，还有一个短路传播延迟（t_{SCP}）。请参阅表 12。

表 11. OC 参考电平 ‘$V_{IT,TH+}$’ 的参数

条目	最小值	典型值	最大值	单位
ITRIP 正向阈值 $V_{IT,TH+}$	0.475	0.525	0.57	V

表 12. OC 保护电路的内部延迟时间

条目	器件	条件	最小值	典型值	最大值	单位
短路传输延迟时间（t_{SCP}）	IM535-U6D	**从** $V_{IT,TH+}$ **到** 10% I_{SC}	-	1550	-	ns
	IM535-U6DS		-	1550	-	
	IM523-S6A		-	1150	-	
	IM523-M6A		-	1150	-	
	IM523-L6A		-	1150	-	
	IM523-X6A		-	1150	-	

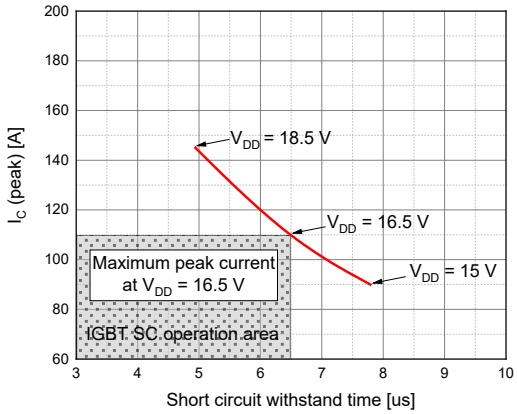
因此，总延迟时间为：

$$t_{Total} = t_{Filter} + t_{SCP} \quad (5)$$

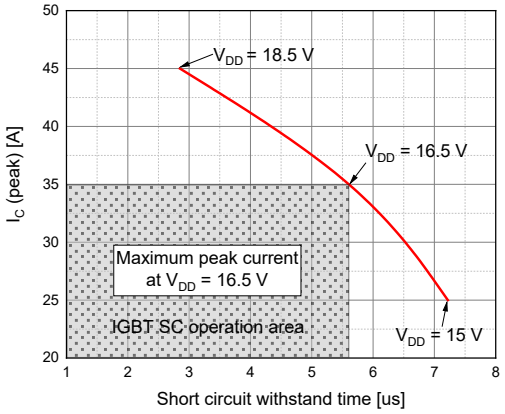
总延迟必须小于数据手册中提供的短路耐受时间（t_{SC}）。由于 t_{SC} 会随着控制电源电压或直流母线电压的变化而变化，因此，建议在设置 RC 时间常数时留有一定的裕量。

5.2.4 短路安全操作区

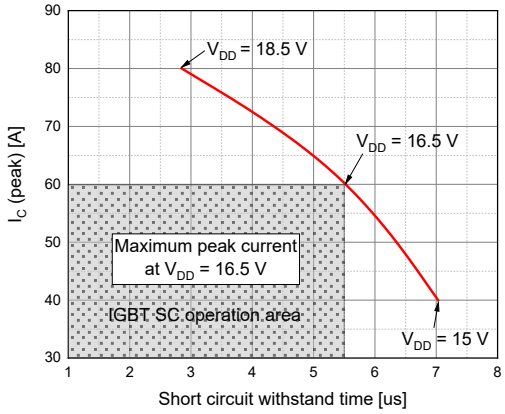
图 17 显示了 CIPOS™ Mini 中使用的 IGBT 的典型短路安全工作区（SCSOA），条件为 - V_{PN} = 400 V，不重复，$V_{PN(surge)}$ < 600 V，启动 T_J = 150°C。在 16.5 V 的控制电源电压下，如果短路条件持续时间小于 6.5 µs，IM535-U6D 中的 IGBT 可以安全关断，典型的短路电流峰值约为 110 A。然而，这并不意味着如果短路电流高于 110 A，IPM 或 IGBT 就会失效。根据批次的不同，短路电流会因 V_{TH} 或 IGBT 的跨导而变化，即使 V_{DD} 固定不变。



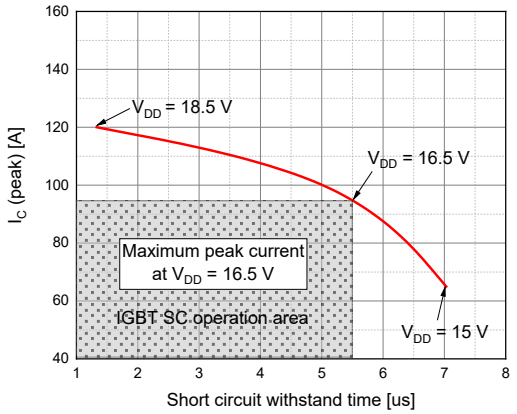
(a) IM535-U6D/U6DS 的典型 SCSOA 曲线



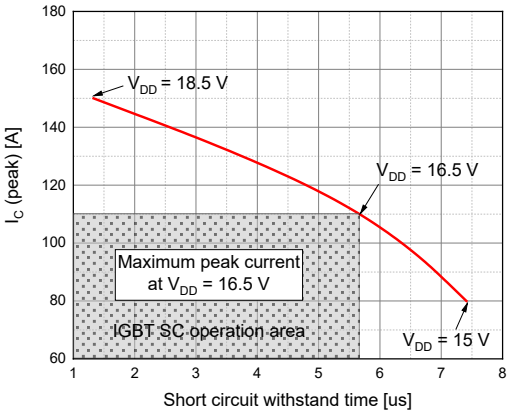
(b) IM523-S6A 的典型 SCSOA 曲线



(c) IM523-M6A 的典型 SCSOA 曲线



(d) IM523-L6A 的典型 SCSOA 曲线



(e) IM523-X6A 的典型 SCSOA 曲线

图 17. 典型 SCSOA 曲线

5.3 故障输出电路

表 13. 故障输出最大额定值

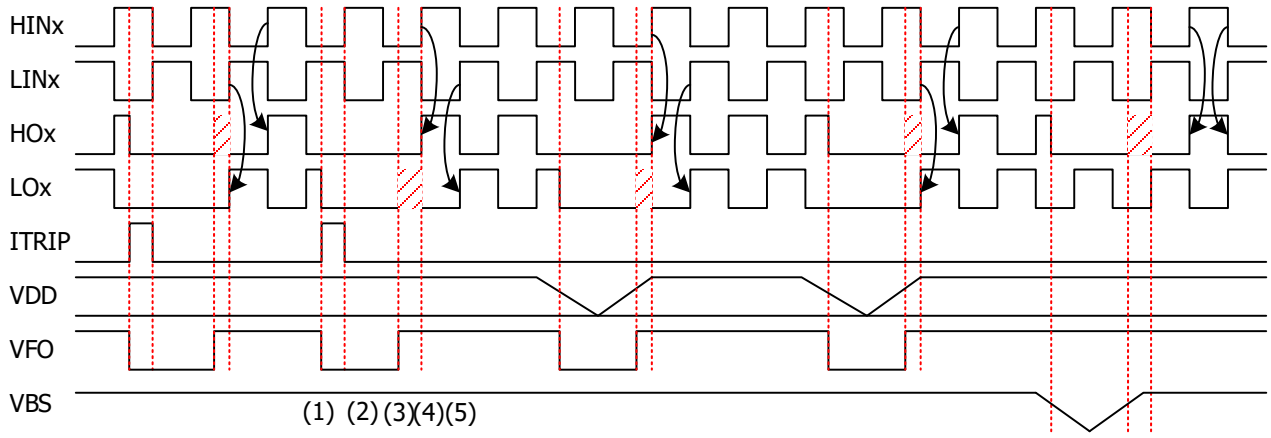
条目	符号	条件	额定值	单位
故障输出电源电压	V_{FO}	施加在 V_{FO} 和 V_{SS} 之间	-0.5 ~ V_{DD} + 0.5	V
故障输出电流	I_{FO}	V_{FO} 引脚的灌电流	10	mA

表 14. 电气特性

条目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
故障输出电流	I_{FO}	V_{ITRIP} = 0 V，V_{FO} = 5 V	-	60	-	µA
故障输出电压	V_{FO}	I_{FO} = 10 mA，V_{ITRIP} = 1 V	-	0.35	-	V

由于 V_{FO} 端子为漏极开路型结构，因此，必须使用上拉电阻，将其上拉到高电平。该电阻必须根据表 13 和表 14 提供的参数计算。

每次触发 IITRIP 或 UVLO 后，休眠功能就会被激活。如 图 18 所示，在故障清零时序后，需要每个独立控制输入信号的新边沿来激活相应的输出。



(1) 通过 ITRIP 输入引脚检测过流并激活故障输出

(2) 通过保护，关闭所有 LOx 和 HOx

(3) 故障输出已清零，但由于休眠功能，即使 LINx 为高电平，LOx 仍处于关闭状态

(4) 检测到 HINx 的新边沿并激活 HOx

(5) LOx 由 LINx 的一个新边沿激活

图 18. 睡眠功能时序图

5.4 过温保护

CIPOS™ Mini 有一个用于故障输出和温度检测的输入引脚。图 19 显示了内部热敏电阻的电阻特性与热敏电阻温度的关系。本节介绍过温保护电路。如 图 20 所示，V_{FO} 引脚直接连接到微处理器的模数转换器或者故障检测端。该电路非常简单，可通过微处理器关闭 IGBT。例如，如 图 21 所示，当 R1 为 3.6 kΩ 且热敏电阻温度为 100°C 时，V_{FO} 在 V_{ctr} = 5 V 时为 2.95 V，或在 V_{ctr} = 3.3 V 时为 1.95 V。注：过温保护的 V_{FO} 不应低于微处理器的故障跳闸电平。

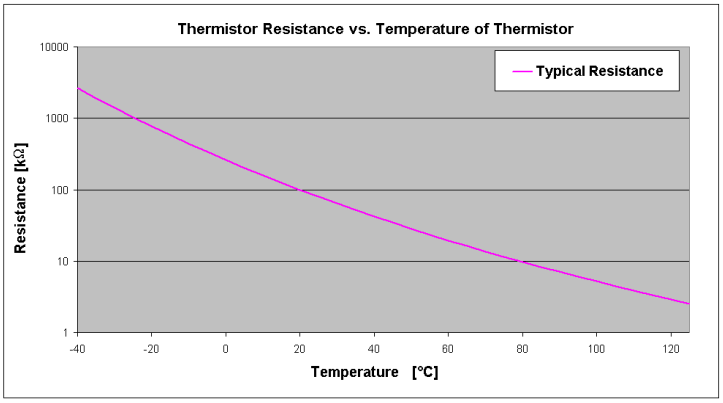


图 19. 内部热敏电阻与热敏电阻温度的关系

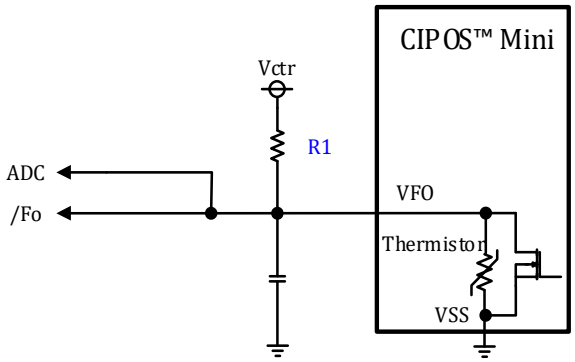


图 20. 过温保护的电路建议

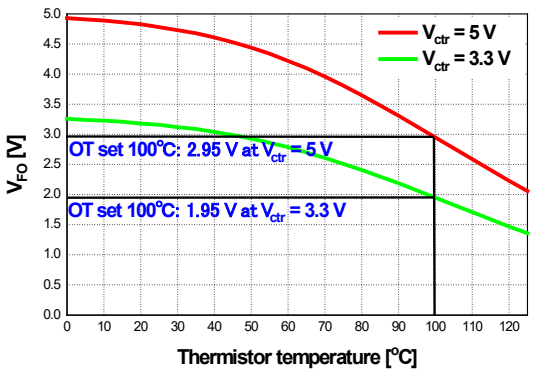


图 21. V_{FO} 引脚电压与热敏电阻温度的关系

6 自举电路

6.1 自举电路的工作

V_{BS} 电压是 $V_{B\,(U,V,W)}$和 $V_{S\,(U,V,W)}$的电压差，负责为 CIPOS™ Mini 的 IC 供电。建议将此供电电压控制在 13.0 至 17.5 V 范围内，以确保 IC 能够充分驱动高端开关（IGBT 或 MOSFET）。CIPOS™ Mini 包含 V_{BS} 欠压检测功能，以确保当 V_{BS} 电压降到指定电压之下时，IC 不会驱动高边 IGBT（请参阅数据手册）。这一功能可以防止 IGBT 工作在高功率耗散状态。请注意，任何高边部分的 UVLO 功能都只能对已触发的通道起作用，而不会对控制电平有任何反馈。

产生 V_{BS} 浮动电源的方法有很多，其中之一就是本文档所述的自举方法。自举方法简便且成本低廉，但由于需要刷新自举电容器中的电荷，占空比和导通时间受到限制。图 22 显示了由二极管、电阻和电容器组合而成的自举电源，以及自举电路的电流路径。当 V_S 被下拉至接地（通过低边开关或负载），自举电容（C_{BS}）通过自举二极管（D_{BS}）和电阻（R_{BS}）从 V_{DD} 电源充电。

6.2 内部自举功能特性

如图 3 所示，CIPOS™ Mini 具备自举功能，其内部栅极驱动 IC 由三个二极管和三个电阻组成。内部自举电阻的典型阻值在室温下为 37 Ω。如需进一步了解，请参阅表 15。

只使用内部集成自举电路时，V_{DD} 的建议值为 16 V。

表 15. 内部自举参数的电气特性

说明	条件	符号	最小值	典型值	最大值	单位
反向重复峰值电压		V_{RRM}	600	-	-	V
自举二极管正向电流（V_{DD} 和 V_B 之间）	V_F = 4 V	I_{F_BSD}	-	54	-	mA
自举二极管电阻	V_{F1} = 4 V，V_{F2} = 5 V	R_{BSD}	-	37	-	Ω
自举二极管正向电压（V_{DD} 和 V_B 之间）	I_F = 0.3 mA	V_{F_BSD}	-	1.0	-	V

如果需要降低自举阻抗，建议采用外部自举电路。例如，如表 16 所示，当 39 Ω 电阻和 1N4937 二极管外接至 CIPOS™ Mini 时，自举电阻约为 23 Ω，。

表 16. 带外部自举电路的自举阻抗（39 Ω 和 1N4937）

说明	条件	符号	最小值	典型值	最大值	单位
自举电阻	T_J = 25°C T_J = 125°C	R_{BS}	-	22.9 26.5	-	Ω

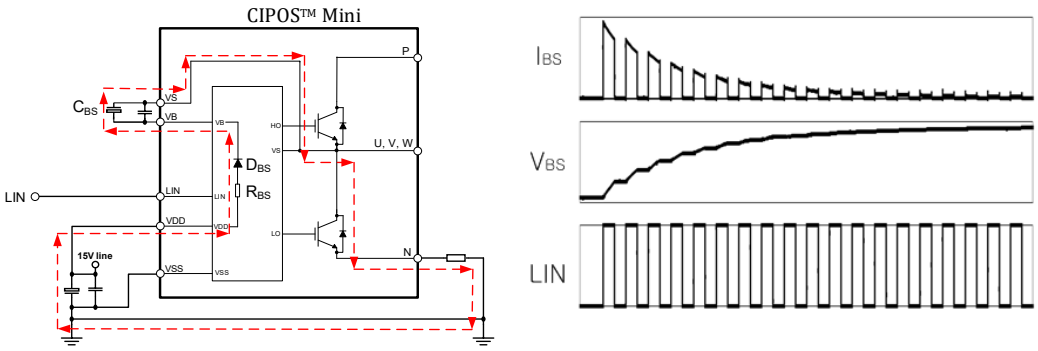
6.3 自举电容器的初次充电

初次自举充电需要有足够的导通时间，以便低边 IGBT 为自举电容完全充电。初次充电时间（t_{charge}）可以使用以下公式计算:

$$t_{charge} \geq C_{BS} \times R_{BS} \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{BS(min)} - V_{FD} - V_{LS}}\right) \quad (6)$$

其中：

- V_{FD} = 自举二极管上的正向压降
- $V_{BS(min)}$：自举电容器电压的最小值
- V_{LS} = 低边晶体管上的压降
- δ = 脉冲宽度调制法（PWM）的占空比



(a) 自举电路　　(b) 初次自举充电的时序图

图 22. 自举电路的运行和初次充电

6.4 自举电容器的选择

自举电容可按以下公式计算:

$$C_{BS} = \frac{I_{leak} \times \Delta t}{\Delta V} \quad (7)$$

其中：

- Δt = 高压侧 IGBT 的最大导通脉冲宽度
- ΔV = C_{BS} 的允许放电电压
- I_{leak} = C_{BS} 的最大放电电流，主要由以下机制产生：
  - 用于让高边 IGBT 导通的栅极电荷充电
  - IC 中高边电路的静态电流
  - IC 中电平转换器所需的电平转换电荷供电

自举电路

- 自举二极管的反向漏电流
- C_{BS} 电容漏电流（非电解电容器则忽略）
- 自举二极管反向恢复电荷

在实操中，建议以 1 mA 的漏电流，作为 CIPOS™ Mini 的计算基础。考虑到分散性和可靠性，所选电容一般必须是计算电容的两到三倍。只有当高边 IGBT 关断，且 V_S 电压下拉至接地时，才会对 C_{BS} 充电。因此，低边 IGBT 必须有足够的导通时间，以确保被汲取的 C_{BS} 电容的电荷能够得到充分补充。因此，低边 IGBT 必须有固有的最小导通时间（或高边 IGBT 的关断时间）。

自举电容要尽可能地靠近 CIPOS™ Mini 引脚的位置。至少要使用一个低 ESR 电容器，以提供良好的去耦功能。例如，如果将一个电解电容作为自举电容器使用，那么必须有一个单独的陶瓷电容靠近 CIPOS™ Mini 放置实现去耦功能。如果自举电容是陶瓷或钽电容，则能够满足去耦的要求。

6.5 PWM 逆变器工作期间，自举电容器的充放电

如图 22 所示，高边 IGBT 关断，V_S 电压被下拉至接地时，自举电容器 C_{BS} 会通过自举二极管 D_{BS} 和电阻 R_{BS} 从 V_{DD} 电源充电。当高边 IGBT 或二极管导通时，自举电容器开始放电。

示例 1：初次充电时间的选择

公式（6）给出了计算初次充电时间的最小值的示例。

条件:

- C_{BS} = 4.7 µF, R_{BS} = 37 Ω, 占空比(δ) = 0.5, D_{BS} = 内部自举二极管, V_{DD} = 15 V, V_{FD} =1.0 V
- $V_{BS\,(min)}$ = 13 V, V_{LS} = 0.1 V

$$t_{charge} \geq 4.7\ \mu F \times 37\ \Omega \times \frac{1}{0.5} \times \ln\left(\frac{15\ V}{15\ V - 13\ V - 1\ V - 0.1\ V}\right) \cong 0.98\ ms$$

为确保安全，建议充电时间至少比计算值多两倍。

示例 2：自举电容器的最小值

条件：

- ΔV = 0.1 V，I_{leak} = 1 mA

自举电路

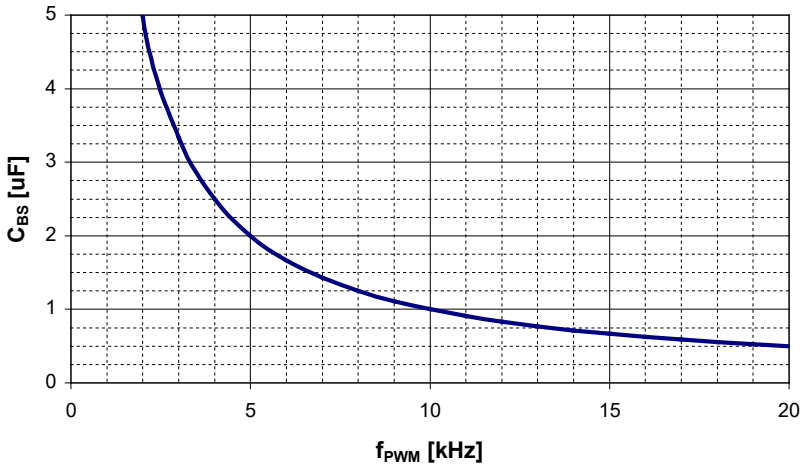


图 23. 自举电容与开关频率的关系

图 23 显示了连续正弦调制模式下，电压波纹ΔV_{BS}为 0.1V 时对应公式 (7) 的曲线。在大多数开关频率下，在连续正弦波调制条件下，推荐的的自举电容为最高 4.7 µF。在其他 PWM 模式下，例如，不连续的正弦调制，t_{charge}必须考虑低边 IGBT 有最长关断时间的情况。请注意，本结果仅供参考。建议根据实际控制模式和组件的使用寿命进行系统设计。

7 热系统设计

7.1 简介

对于采用 CIPOS™ Mini IPM 包含电子系统的驱动器而言，系统的热设计是一个关键问题。为了避免过热和/或增加可靠性，有两个十分重要的设计要点:

- 低功率损耗
- 从结到环境的低热阻

将 CIPOS™ Mini 系列选为 IPM 应用时，便满足了第一个标准。为了充分利用系统，选择合适的散热器十分重要。良好的热设计可以最大限度地提高功率，或（通过降低最高温度）提高系统的可靠性。本节简要介绍了功率损耗和散热器，旨在帮助用户理解产品的工作模式，并为具体的应用找到合适的散热器。

热设计要求如下：

- 每个电源开关的最大功率损耗 $P_{sw,i}$
- 功率半导体的最高结温 $T_{J,max}$
- 结到环境的瞬态热响应 $Z_{th,J-A}$。静态情况下只需考虑静态热阻 $R_{th,J-A}$ 就足够了。该热阻包括数据表中提供的结到外壳热阻 $R_{th,J-C}$、外壳到散热器热阻 $R_{th,C-HS}$（考虑到通过散热器和功率模块之间的热界面材料的热流），以及散热器到环境的热阻 $R_{th,HS-A}$。通过添加热电容，每个热阻都可以扩展到其对应的热阻
- 最高允许环境温度 $T_{A,max}$

此外，需要确定所有热流路径。图 24 是典型的 CIPOS™ Mini IPM 热网络等效电路简图。该电路忽略了热电容和可忽略不计的热路径（例如，（通过对流和辐射）从模块表面直接到环境的热传递），从而进行了简化。

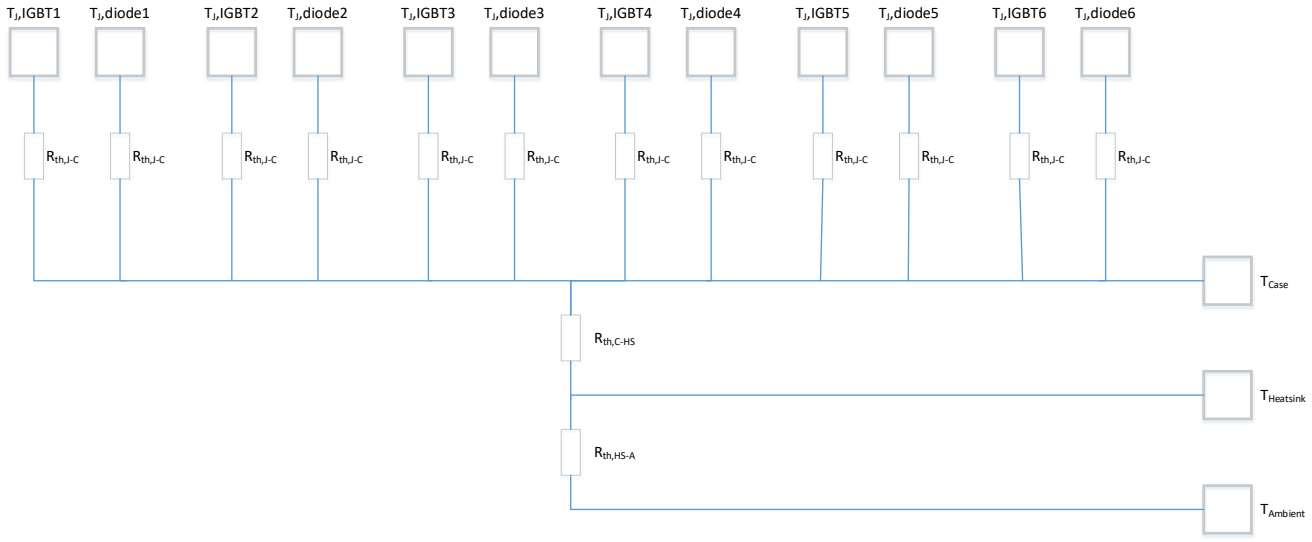


图 24. 热等效电路简图

7.2 功率损耗

CIPOS™ Mini IPM 的功率损耗包括 IGBT 和二极管的传导损耗，以及开关损耗。关断稳态期间的损耗很低，对提高器件温度的影响也很小，可以忽略不计。传导损耗取决于器件的直流电气特性，即饱和电压。因此，传导损耗与传导电流和器件结温有关。另一方面，开关损耗由导通/关断时间和过压/过流等动态特性决定。因此，为了获得准确的开关损耗，系统的直流母线电压、施加的开关频率、电源电路布局、电流和温度全都要考虑在内。

本节将基于电动机控制应用的 PWM 逆变器系统，提供详尽的公式，用于计算 CIPOS™ Mini 三相连续正弦 PWM 的两种损耗。如需了解三相不连续 PWM 温热，请参阅[5]。

7.2.1 传导损耗

IGBT 和二极管的正向压降的典型特性可以分别通过以下公式计算而得: 图 25 显示了典型输出特性的线性近似示例。

$$V_{IGBT} = V_I + R_I \cdot i$$
$$V_{DIODE} = V_D + R_D \cdot i \quad (8)$$

- V_I = IGBT 的阈值电压
- V_D = 二极管的阈值电压
- R_I = IGBT 的导通状态斜率电阻
- R_D = 二极管的导通状态斜率电阻

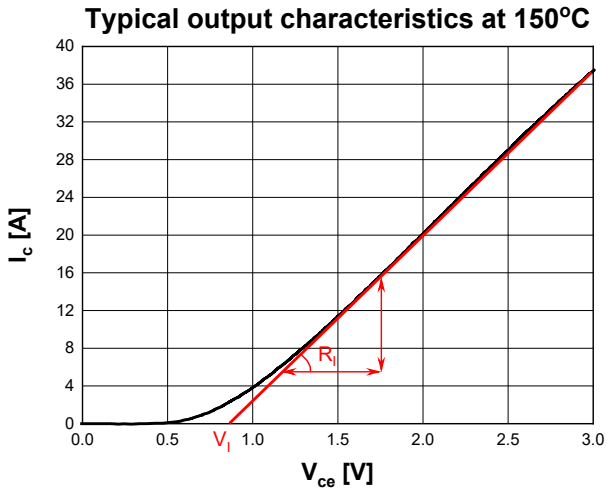


图 25. 输出特性的线性近似

热系统设计

如果开关频率很高，那么可以假设 PWM 逆变器的输出电流为正弦波。即，

$$i = I_{peak}\cos(\theta - \varphi) \quad (9)$$

其中，φ 是输出电压和电流的相角差。使用公式（8）和（9），可以得到 IGBT 及其续流二极管的导通损耗:

$$P_{con.I} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\xi(V_{IGBT}\times i)d\theta = \frac{I_{peak}}{2\pi}V_I + \frac{I_{peak}}{8}V_I MI\cos\varphi + \frac{I_{peak}^{\ 2}}{8}R_I + \frac{I_{peak}^{\ 2}}{3\pi}R_I MI\cos\varphi \quad (10)$$

$$P_{con.D} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(1-\xi)(V_{DIODE}\times i)d\theta = \frac{I_{peak}}{2\pi}V_D - \frac{I_{peak}}{8}V_D MI\cos\varphi + \frac{I_{peak}^{\ 2}}{8}R_D - \frac{I_{peak}^{\ 2}}{3\pi}R_D MI\cos\varphi \quad (11)$$

$$P_{con} = P_{con.I} + P_{con.D} \quad (12)$$

设ξ是给定的 PWM 方法中的占空比，则:

$$\xi = \frac{1 + MI\cos\theta}{2} \quad (13)$$

其中，MI 是 PWM 调制指数（MI 的定义：峰值相位电压除以 1/2 直流母线电压）。

注：总逆变器导通损耗是 P_{con} 的 6 倍。

7.2.2 开关损耗

开关损耗因器件技术、工作电压/电流和工作温度/频率而异。然而，在给定的条件下，导通/关断损耗能量（焦耳）可试验性地通过将电流和电压相乘并随时间积分，来间接计算。因此，在一个开关周期，开关能量损耗对开关电流的线性相关性可以表示为：

$$\text{Switching energy loss} = (E_I + E_D)\times i\ [J] \quad (14)$$

$$E_I = E_{I.ON} + E_{I.OFF} \quad (15)$$

$$E_D = E_{D.ON} + E_{D.OFF} \quad (16)$$

其中，E_I 是 IGBT 每安培的开关损耗能量，E_D 是二极管的开关损耗能量。E_I 和 E_D 可以近似地看作常数。它们由实际的技术决定，不同的 IGBT 和二极管具有不同的 E_I 值和 E_D 值。因此，E_I 和 E_D 应通过实验测量得出。

如公式（9）所示，输出电流可以视为正弦波形；对于连续的 PWM 方案，每个 PWM 周期都会出现开关损耗。因此，根据开关频率 f_{SW}，一个器件的开关损耗可以通过公式（17）表示：

热系统设计

$$P_{sw} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(E_I + E_D)\ i\ f_{sw}\,d\varphi = \frac{(E_I + E_D)f_{sw}I_{peak}}{\pi} \quad (17)$$

通过公式（17）可知，开关损耗与电流的线性关系，并与开关频率成正比。

7.3 热阻抗

在实际操作中，功率损耗 P_D 是周期性的，因此需要考虑瞬态阻抗。如图 26 所示，热阻抗通常由 RC 等效电路表示。至于脉冲功率损耗，热电容效应会延迟结温的上升，从而使得 CIPOS™ Mini 可以承受更大的负荷。图 27 和图 28 显示了功率器件结到壳的热阻抗曲线。大约十秒钟后，热阻抗进入饱和状态。

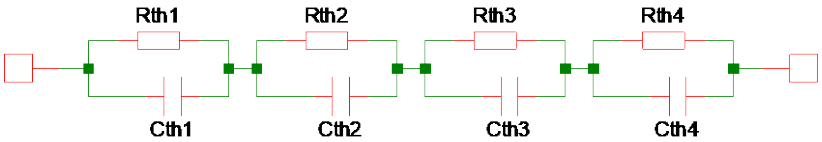


图 26. RC 等效电路的热阻抗

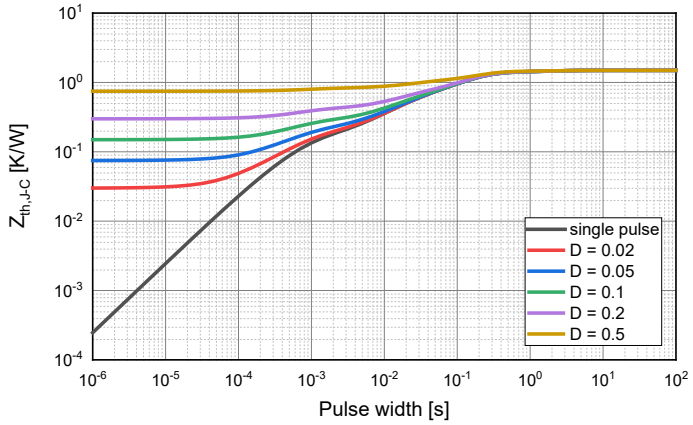


图 27. 热阻抗曲线（IM535-U6D/U6DS，IGBT）

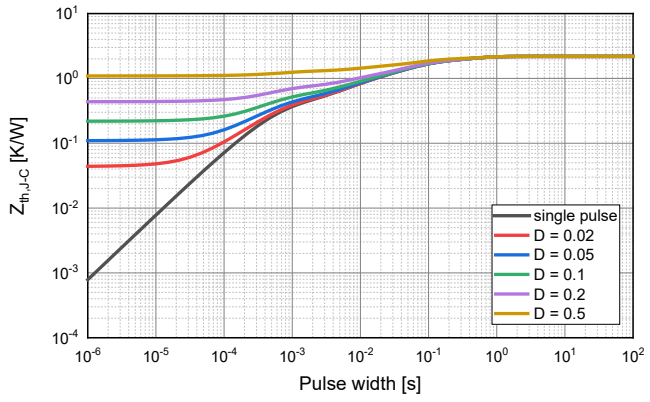


图 28. 热阻抗曲线（IM535-U6D/U6DS，二极管）

7.4 温升注意事项和计算示例

CIPOS™ Mini IPM 的在线仿真工具可在英飞凌的产品主页上下载。它可以计算功率损耗和预估温度。图 29 是一个 IM535-U6D 的示例，其中 V_{PN} = 300 V，V_{DD} = 15 V，f_{SW} = 8 kHz，f_{OUT} = 60 Hz，PF = 0.8, V_{motor} = 147 V, I_{motor} = 14 A, T_A = 35°C, $R_{th.sa}$ = 0.6 K/W 和 $R_{th.TIM}$ = 0.1 K/W。

Inverter Losses

	Part Name	Total	Efficiency	Output Power	Avg. Case Temp.
All Switches	IM535-U6D	60.14 W			
All Diodes	IM535-U6D	16.37 W			
Inverter	IM535-U6D	76.51 W	97.32 %	2852 W	88.66 °C

Phase A High Side Device Losses and Junction Temperatures

	Part Name	EOn	EOff	Total Switching	Cond.	Avg. Junction Temp.	Max Junction Temp.
Switch	IM535-U6D	2.04 W	1.06 W	3.10 W	6.93 W	103.6 °C	108.1 °C
Diode	IM535-U6D		0.41 W	0.41 W	2.33 W	94.63 °C	97.92 °C

Phase A Low Side Device Losses and Junction Temperatures

	Part Name	EOn	EOff	Total Switching	Cond.	Avg. Junction Temp.	Max Junction Temp.
Switch	IM535-U6D	2.03 W	1.05 W	3.08 W	6.91 W	103.7 °C	108.1 °C
Diode	IM535-U6D		0.41 W	0.42 W	2.31 W	94.62 °C	97.90 °C

图 29. 给定条件下的功率损耗和结温

7.5 散热器的选择指南

7.5.1 散热器性能要求

如果功率损耗、结到温热阻值和最高环境温度为已知，则可以根据图 26，计算散热器和热界面材料所需的热阻:

$$T_{\mathrm{J_IGBT,max}} = T_{\mathrm{A,max}} + \sum_k (P_{\mathrm{D_IGBT,k}} + P_{\mathrm{D_diode,k}}) \cdot R_{\mathrm{th,HS-}A} + \sum_k (P_{\mathrm{D_IGBT,k}} + P_{\mathrm{D_diode,k}}) \cdot R_{\mathrm{th,C-HS}} + \mathrm{Max}(P_{\mathrm{D_IGBT,k}} \cdot R_{\mathrm{th,J\text{-}C_IGBT,k}}) \quad (18)$$

其中，$P_{D,k}$ 和 $R_{th,J\text{-}C,k}$ 分别是 IPM 内部每个电源开关的功率损耗和热阻。

公式（18）假设 IGBT 的工作温度高于二极管，这适用于家电的电动机驱动应用。对于二极管工作温度高于 IGBT 的工作模式，例如制动或整流，则需要对该公式进行调整。

对于三相电桥，我们可以简单地假设，所有开关都耗散着相同的功率，有着相同的 $R_{th,J\text{-}C}$，从而得到所需的壳到环境所需的热阻。

$$R_{\mathrm{th,C-}A} = R_{\mathrm{th,C-HS}} + R_{\mathrm{th,HS-}A} = \frac{T_{\mathrm{J,max}} - P_{\mathrm{D_IGBT}} \cdot R_{\mathrm{th,J\text{-}C_IGBT}} - T_{\mathrm{A,max}}}{\sum P_{\mathrm{D}}} \quad (19)$$

热系统设计

例如，IM535-U6D 的 IGBT 和二极管的耗散功率最大分别为 10 W 和 3 W；最高结至周围环境（结至环境热阻）为 50°C，最高结温为 150°C，R_{th,JC_IGBT} 为 1.5 K/W。在该案例下，所需的壳到环境热阻为：

$$R_{th,C-A} \leq \frac{150^oC - 10\,W \times 1.5\,K/W - 50^oC}{6 \times 13\,W} = 1.1\ \mathrm{K/W}$$

如果散热器温度被限制在 100°C，则需要更低的热阻。

$$R_{th,C-A} \leq \frac{100^oC - 50^oC}{6 \times 13\,W} = 0.64\,K/W$$

如果只需要在短时间内 (低于热阻和热电容的时间常数) 使用最大功率，那么可以使用具有较高热阻、外形更为小巧的散热器。然而，这就需要详细地分析瞬态功率和温度曲线。散热器越大，热电容越大，加热散热器所需的时间就越长。

7.5.2 散热器的特性

散热器的特性由三个参数组成:

- 从电源到散热器的热传递
- 散热器内的热传递（到散热器的所有表面）
- 从散热器表面到环境的热传递

7.5.2.1 从热源到散热器的热传递

如 图 24 所示，在 IPM 产品中，热源是功率器件的结至外壳。在为目标应用选择合适的 IPM 产品时，要确定从结至外壳的热路径。若要在外壳和散热器之间提供良好的热接触，需要考虑两个系数：

- **接触面平整度**

  外壳和散热器之间的表面不平整，因此需要使用热界面材料。不过，这类材料的导通热量相当低（<10 K/W），因此，材料应尽可能薄。另一方面，它们还需要填充外壳和散热器之间的空间。因此，散热器应尽可能平整。此外，界面材料的粒度必须适用于模块和散热器表面的粗糙度。颗粒过大，会不必要地增加界面层的厚度，从而增加热阻。颗粒太小，则无法在两个表面之间提供良好的接触，也会导致热阻增加。

- **安装压力**

  安装压力越大，接口材料的分散性越好，过多的接口材料会被压出。这可打造处更薄的接口层，更低的热阻抗。有关安装扭矩的基准，请参阅 表 18 。

7.5.2.2 散热器内的热传递

散热器内部的热传递主要取决于以下因素:

热系统设计

- **散热器材料**

  该材料必须是良好的热导体。大多数散热器由铝制成（λ ≈ 200 W/ (m*K)）。铜更重，也更贵，但效率几乎比铝高一倍（λ ≈ 400 W/ (m*K)）

- **翅片厚度**

  如果翅片太薄，从热源到翅片的热阻就会过高，翅片的效率就会降低。因此，为了增加表面积而把鳍片做得更薄是没有意义的。

7.5.2.3 从散热器表面到环境的热传递

热量主要通过对流传递到周围环境。相应的热阻抗可定义为：

$$R_{th,conv} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \qquad (20)$$

其中，α为传热系数，A 是表面积。

这时需要考虑两个重要参数:

- **表面积：**散热器通过较大的表面积，才能轻松地将热量传递到环境中。然而，由于我们的假设是热源集中在一个点，并且分布不均匀，因此散热器的总热阻无法随长度而线性变化。此外，如第 7.5.2.2 节所述，通过增加翅片数量来增加表面积，并不一定能降低热阻。
- **传热系数 (空气动力学):** 如 图 30 所示，该系数在很大程度上取决于气流速度。如果没有外部诱导的气流，就是自然对流，否则就是强制对流。若散热器的翅片间距很小，会导致空气流动不佳。如果使用风扇，则会迫使空气通过翅片之间的空间，可能导致翅片的间隙低于自然对流所需的间隙。

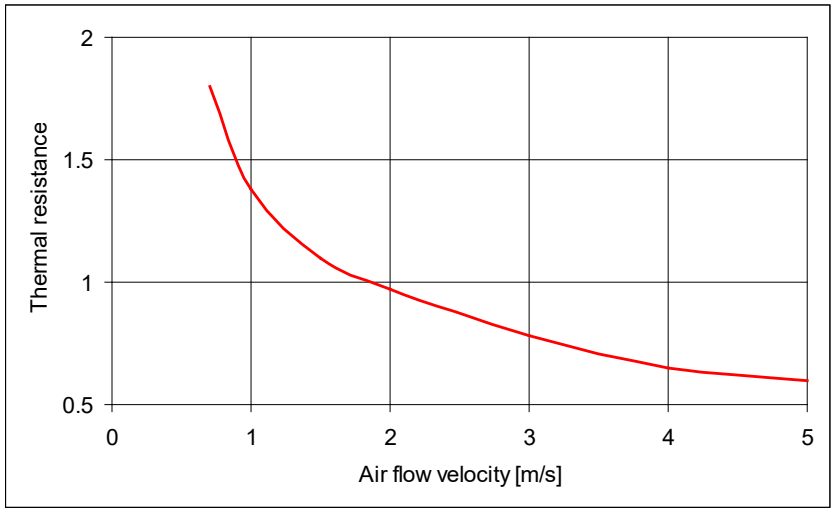


图 30. 热阻与气流速度的关系

热系统设计

此外，在自然对流的情况下，散热器的效率取决于散热器与环境之间的温差，即耗散功率。一些制造商（如 Aavid Thermalloy）提供了校正表，以便用户根据温差，来计算热阻。图 31 显示了自然对流时（见[6]），散热器的效率下降情况。请注意，30 K 时的热阻比 75 K 时高 25%。

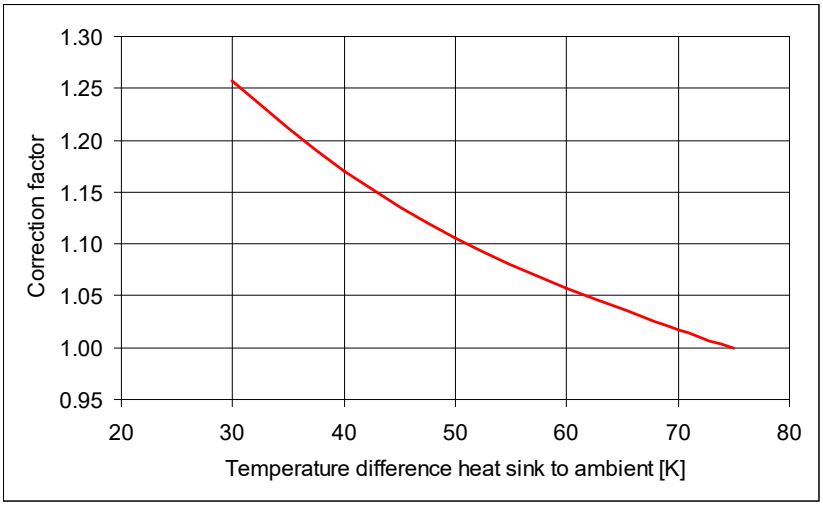


图 31. 温度修正系数

散热器的位置对空气动力学也起着重要作用。在自然对流的情况下，最好安装垂直翅片，这是因为受热空气由于浮力而倾向于向上移动。应确保没有明显的障碍物阻碍空气流动。

辐射也会产生从散热器到环境的热传递。为了增加辐射热量，可以使用黑色表面的阳极氧化散热器。在自然对流的情况下，这会将散热器的热阻降低几个百分点。强制对流的辐射热可以忽略不计。因此，如果不与散热器一起使用风扇，则可使用黑色散热器。

根据本节所述，不可能为某个散热器赋值一个单一的热阻抗值。

7.5.3 选择散热器

遗憾的是，在选择散热器上，并没有简单的公式可以使用。寻找合适的散热器需要历经选择和测试的迭代过程。要粗略估算散热器所需的体积，请从表 17 所列出的体积热阻估值开始（摘自[7]）。该表只给出了一个初步指南，实际电阻可能会因具体的尺寸、类型、定位等多个参数而发生变化。

表 17. 体积热阻

流量条件 [m/s]	体积热阻 [cm^3 °C/W]
自然对流	500 ~ 800
1.0	150 ~ 250
2.5	80 ~ 150
5.0	50 ~ 80

热系统设计

散热器的体积大约需要增加四倍，才能将热阻减半。 这样就可以知道自然对流是否足以满足可用空间的要求，或者是否需要强制对流。

如果需要针对给定应用进行了优化的散热器，可以联系散热器制造商或顾问。如需获取更多提示和参考，请参阅[7]。

在联系散热器制造商寻找合适的散热器时，请注意给定热阻值的有效条件。它们可以用于点源，也可以用于均匀分布在散热器整个底部区域的热源。另外，还应针对相应的流量条件，优化翅片间距。

8 散热器安装和处理指南

8.1 散热器的安装

8.1.1 通用指南

只有适当安装了散热器，才能充分实现 CIPOS™ Mini 的散热器性能。这是满足模块的电气性能和热性能标准的一项基本要求。在散热器上安装 CIPOS™ Mini 时，应注意以下通用的散热器要点：

- 螺丝孔应沉头
- 散热器上不得有凹凸不平或划痕
- 模块表面必须完全接触散热器
- 散热器表面不得有氧化、污渍或毛刺

为了提高导通率，必须在 CIPOS™ Mini 和散热器之间的接触面上涂抹硅脂。应在 CIPOS™ Mini 基底表面均匀涂抹一层厚度为 100 µm 的润滑脂。散热器的非平面表面可能需要更厚的润滑脂层。请参考散热器制造商的基准规范。确保散热片覆盖整个模块背面。如果 IPM 与散热器接触不良，其功能行为可能会发生变化。

为防止因基板翘曲而散热，请逐步拧紧安装螺丝，同时保持施加的压力左右平衡。

应用 PCB 的设计必须确保模块背面和散热器背面的平面相互平行。这可确保封装张力最小，模块与散热器之间的接触最佳。请检查数据表中提供的模块的机械参数。

建议通过细致的测量，来核实功能和热条件。最好使用最终应用的逆变器系统，在最终生产过程中进行组装，以实现优质应用。

8.1.1.1 拧紧扭矩推荐

如 表 18 所列，M3 螺丝的最大拧紧扭矩规定为 0.78 N·m。螺丝孔必须位于模塑料的螺丝开口的中心，使螺丝不会接触模塑料。如果使用绝缘片，则绝缘片应大于 CIPOS™ Mini，并在固定时准确对齐。重点在于，确保绝缘片中没有空气。绝缘片通常在以下情况下使用：

- 需要具有一次和二次电压耐受能力，以便达到必要的安全标准，来应对危险情况。另一种解决方案是使用凸形散热器，而不是平面散热器和绝缘片
- 在测量模块时，需要减少辐射噪声，或消除其他与信号相关的问题时。

表 18. 机械特性和额定值

条目	条件	封装类型	限制			单位
			最小值	典型值	最大值	
安装扭矩	安装螺钉： M3	DCB	0.49	-	0.78	N·m
		全封装	0.59	0.69	0.78	
器件平面度	（注意图 32）		-50	-	+100	µm
散热器平面度	（注意图 33）		0	-	+100	µm
重量		DCB	-	6.58	-	g
		全封装	-	6.15	-	

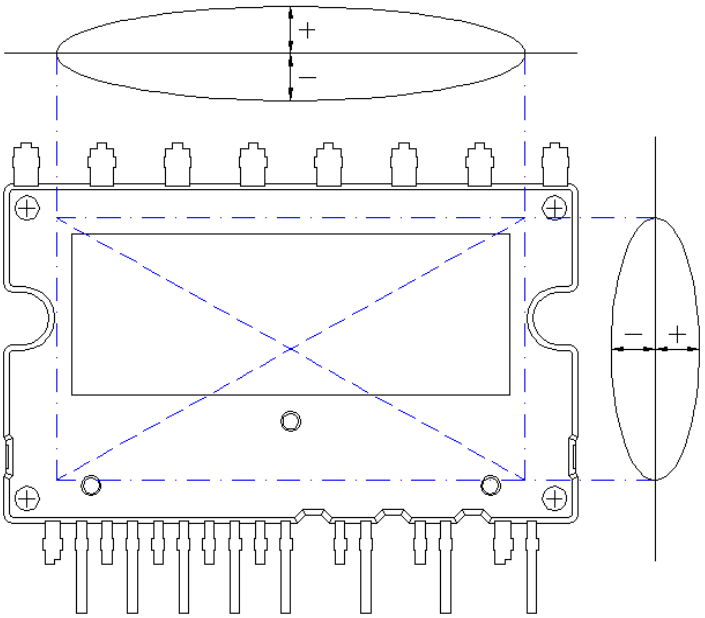


图 32. 器件平面度测量位置

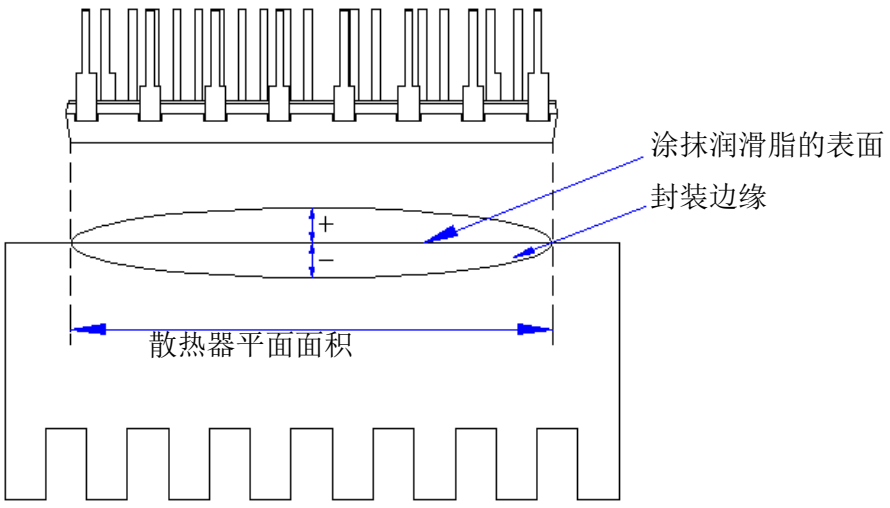


图 33. 散热器平整度的测量位置

8.1.1.2 拧紧散热器的螺钉

拧紧螺丝是将模块连接到散热器的重要一步。假定会有一个接口焊盘连接到散热器表面，该接口焊盘延伸到模块边缘，而且包含固定孔，被固定在散热器表面。建议将 M3 固定螺丝与弹簧垫圈和平垫圈一起使用。弹簧垫圈必须安装在平垫圈和螺丝头之间。螺丝扭矩必须由固定工具监测。

拧紧过程:

1. 将模块与固定孔对齐。
2. 插入带垫圈的螺钉 A，只接触位置（预拧）。
3. 插入带垫圈的螺钉 B（预拧）。
4. 将螺丝 A 拧紧至最终扭矩。
5. 将螺丝 B 拧紧至最终扭矩。

Note: 预拧扭矩为最大扭矩额定值的20~30%。

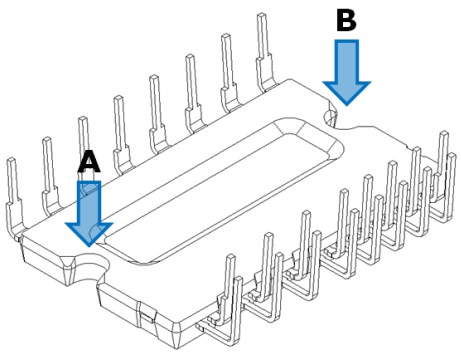


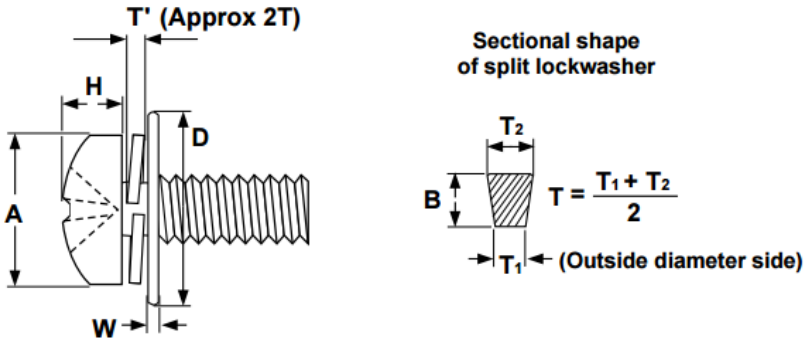
图 34. 推荐的螺丝拧紧顺序：预拧 A → B，最终拧紧 A → B

8.1.1.3 安装螺丝

根据 表 19 中列出的数据，推荐使用 M3 SEMS 螺钉（JIS B1256/JIS B1188）。

表 19. 螺丝的规格参数推荐（典型值）

螺丝尺寸				平垫圈		弹簧垫圈	
尺寸	螺距	A 头部直径	H 头部直径	D 外部直径	W 厚度	D1 外侧直径	B x T
M3	0.5	5.2	2.0	7.8	0.58	5	1.1 x 0.7



8.1.2 推荐的散热器形状和系统机械结构

PCB 或散热器上受到的冲击或振动可能导致安装在散热器上的封装裂开。为了避免封装因 PCB 或散热器传递的冲击或振动而出现破损或裂缝，并确保它们能承受这些冲击或振动，建议使用如图 35 所示的散热器形状。散热器必须使用螺丝或铆接眼固定在 PCB 上。在大规模生产阶段，应考虑系统组装的工序顺序，如在 PCB 上焊接器件、散热器安装、组件封装入外壳等，以防止在组装过程中对器件引脚、封装用模塑化合物、散热器、系统封装外壳和其他部件造成机械应力。

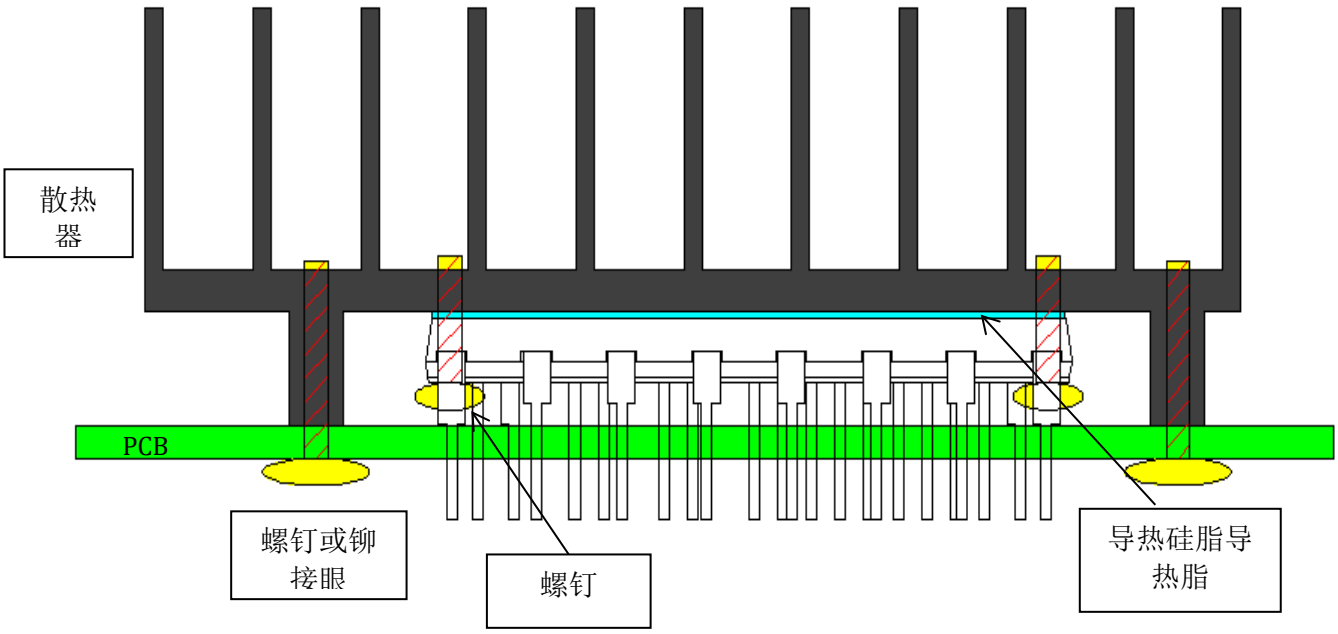


图 35. 散热器形状推荐

8.2 处理指南

在将模块安装到散热器的过程中，如果紧固力过大会对内部芯片造成应力，可能导致器件破裂或其性能下降。图 34 展示了推荐的紧固顺序。

在安装螺丝中，应避免扭矩过大。安装扭矩过大可能会损坏模块孔、螺丝和散热器。

- 还应避免单侧紧固应力，否则模块孔会因受到不均匀的安装力度而损坏

- 必须使用扭矩扳手按照规定的额定扭矩拧紧。超过最大扭矩限制可能会损坏或降低模块性能。

为了有效散热，有必要尽可能扩大接触面积，将接触热阻降到最低。

确保将导热脂正确涂抹在模块和散热器之间的接触面上，同时也可以保护接触表面免受腐蚀。热敏接口材料应质量稳定，在较宽的工作温度范围内具有长期耐久性。

调制解调器与散热器的接触面必须无污垢。所有用于处理或安装 CIPOS™ Mini IPM 的设备都必须符合相关的 ESD 标准。包括运输、储存和组装在内的流程都必须符合这一规范，这是因为调幅调制模块是对静电防护敏感的器件，在受到静电冲击时可能会损坏。

请勿单独握住散热片摇晃或处理。这可能会对 PCB 造成应力，并可能导致封装破裂。

8.3 存储指南

8.3.1 推荐的储存条件

温度： 5 ~ 35℃

相对湿度： 45 ~ 75%

温度变化过快会导致存储的 CIPOS™ Mini 产生水汽凝结，出现铅氧化或腐蚀，进而降低焊接能力。因此：

- 必须避免将 CIPOS™ Mini 系列暴露在潮湿或阳光直射的环境中。雨雪天气须特别小心
- 必须选用温度波动最小的储存区进行存储

CIPOS™ Mini 产品不得暴露在腐蚀性气体或多尘条件下。存放期间，必须确保其不会受到过大的外力或负荷。

9 参考文献

[1] T. Laska，L. Lorenz，A. Mauder，“新一代 IGBT - 电机驱动系统的巨大改进潜力（The new IGBT generation - A great improvement potential for motor drive systems）”，IEEE Industry Applications Conference 2000

[2] A. Porst，F. Auerbach，H. Brunner，G. Deboy，F. Hille，“利用发射极控制原理改善二极管特性（Improvement of the diode characteristics using emitter-controlled principles）”，ISPSD 1997

[3] R. Keggenhoff，Z.Liang，Andre Arens，P. Kanschat，R. Rudolf，“用于低功率驱动应用的新型 SOI 驱动器（Novel SOI Driver for Low Power Drive Applications）”，Power Systems Design Europe，Nov. 2005

[4] S Park，J Cho，H Kwon，J Lee，D Chung，“热性能高的紧凑型智能电源模块，适用于功率高达 4 千瓦的大功率电机驱动器（A Compact Intelligent Power Module with High Thermal Performance for up to 4kW Power Motor Drives）”，PCIM Europe 2014, Nuremberg, Germany.

[5] D. Chung，S. Sul，“三相 PWM 整流器的最小损耗策略（Minimum-Loss Strategy for three-Phase PWM Rectifier）”，IEEE Transactions on Industrial Electronics，Vol. 46，No. 3，June 1999

[6] Aavid Thermalloy，http://www.aavidthermalloy.com/technical/correct.shtml

[7] S. Lee，“如何选择散热器（How to select a heat sink）”，Electronics Coolings，Vol.1，No.1，June 1995

修订历史

文档版本	提交日期	变更说明
V1.0	2022-09-20	首次发布
V1.1	2022-11-22	更正图 14 和图 16

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2024-07-26

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2024 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

Email： erratum@infineon.com

Document reference

AN2022-06_ZH

重要提示

本文档所提供的任何信息绝不应当被视为针对任何条件或者品质而做出的保证（质量保证）。英飞凌对于本文档中所提及的任何事例、提示或者任何特定数值及/或任何关于产品应用方面的信息均在此明确声明其不承担任何保证或者责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证均在此排除。此外，本文档所提供的任何信息均取决于客户履行本文档所载明的义务和客户遵守适用于客户产品以及与客户对于英飞凌产品的应用所相关的任何法律要求、规范和标准。

本文档所含的数据仅供经过专业技术培训的人员使用。客户自身的技术部门有义务对于产品是否适宜于其预期的应用和针对该等应用而言本文档中所提供的信息是否充分自行予以评估。

请注意，该产品尚未获得汽车电子委员会的 AEC Q100 或 AEC Q101 文件认证资格。

警告事项

由于技术所需产品可能含有危险物质。如需了解该等物质的类型，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽。

除非由经英飞凌科技授权代表签署的书面文件中做出另行明确批准的情况外，英飞凌科技的产品不应当被用于任何一项一旦产品失效或者产品使用的后果可被合理地预料到可能导致人身伤害的任何应用领域。