CIPOS™ Tiny IPM

IM323系列应用笔记

关于本文档

范围和目的

本应用笔记描述了 CIPOS™ Tiny 智能功率模块 (IPM) 系列 IM323 产品，以及在推荐的模式下，操作这些产品的基本要求；还探讨了 IGBT 和栅极驱动器 IC 等集成器件，以及自举电路或接口电路等必要外部电路的设计。

目标读者

本文面向希望设计出高效可靠的 CIPOS™ Tiny IM323 应用的电力电子工程师。

目录

关于本文档 1
目录 1
1 概述 3
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 (600 V TRENCHSTOP™ RC-D2 系列) 5
2.2 控制 IC——600V 6 通道栅极驱动器 IC 5
2.3 热敏电阻 5
2.4 封装技术 6
3 产品概述 7
3.1 内部电路和功能 7
3.2 最大电气额定值 8
3.3 电气特性 10
3.4 输入和输出引脚 11
3.5 外形图 14
3.6 标记 16
4 接口电路和布局指南 17
4.1 输入信号连接 17
4.2 内部死区时间 18
4.3 直通保护电路 18
4.4 高级输入滤波器 19
4.5 传输延迟时间匹配 19
4.6 通用接口电路示例 20
4.7 电源的额定输出电流建议 21
4.8 过电流保护 (OCP) 和短路保护 (SCP) 功能的布板建议 22
4.9 采样电阻和吸收电容的布线建议 22
4.10 IM323 的引脚和螺丝孔坐标 23
5 保护功能 25
5.1 欠压保护 25
5.2 过流保护 27

5.2.1 过流 (OC) 保护的时序图 27
5.2.2 选择电流感测分流电阻 27
5.2.3 延迟时间 28
5.2.4 短路安全工作区 (SCSOA) 特性 29
5.3 故障输出电路 29
5.4 休眠功能 30
5.5 温度监测和热保护 30
6 自举电路 33
6.1 自举电路的工作 33
6.2 内部自举功能的特性 33
6.3 自举电容器的初次充电 33
6.4 选择自举电容器 34
6.5 PWM 逆变器工作期间，自举电容器的充放电 35
7 热系统设计 36
7.1 简介 36
7.2 功率损耗 37
7.2.1 传导损耗 37
7.2.2 开关损耗 38
7.3 热阻抗 38
7.4 温升注意事项和计算示例 39
7.5 散热器的选择 40
7.5.1 散热器性能要求 40
7.5.2 散热器的特性 40
7.5.2.1 从热源到散热器的热传递 40
7.5.2.2 散热器内的热传递 41
7.5.2.3 从散热器表面到环境的热传递 41
7.5.3 选择散热器 42
8 安装和焊接方法 43
8.1 电气间距 43
8.2 安装散热器 44
8.2.1 通用指南 44
8.2.1.1 拧紧扭矩推荐 44
8.2.1.2 拧紧散热器中的螺丝 46
8.2.1.3 安装螺丝 46
8.2.1.4 不同安装扭矩下的热性能 47
8.3 焊接条件 47
8.3.1 波峰焊 47
8.3.2 人工焊接 48
9 封装处理指南 49
9.1 存储指南 49
9.1.1 推荐的储存条件 49
9.2 包装规格 50
10 参考文献 51
文档修订记录 52
免责声明 53

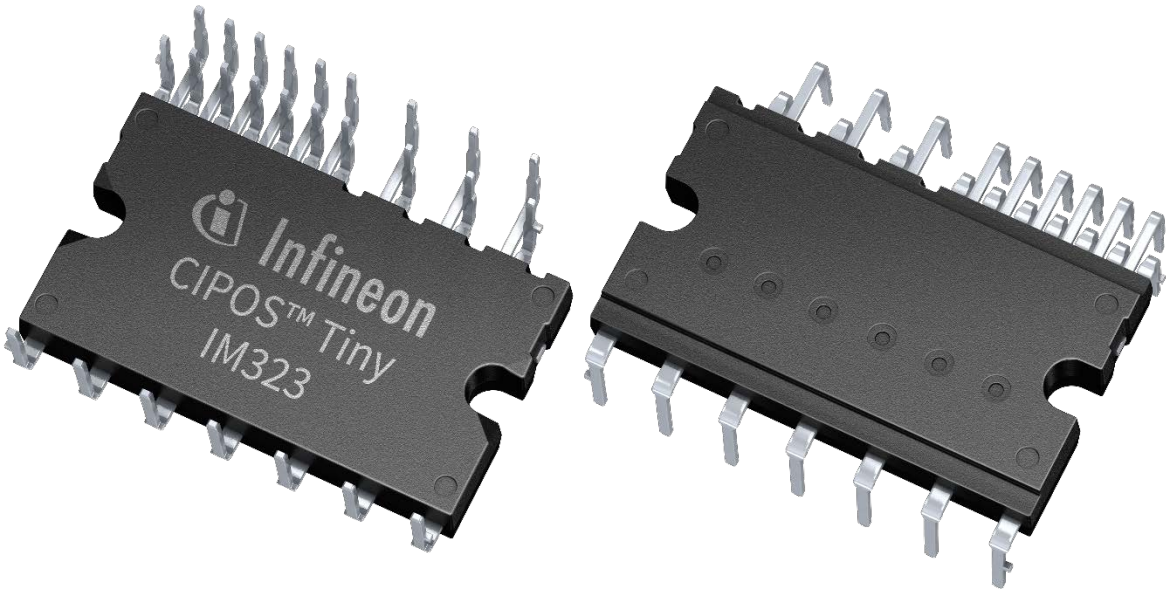
1 概述

将分立式功率半导体和栅极驱动器 IC 集成到一个封装中，有助于设计工程师缩短设计时间和减少设计工作量。为了满足日益增长的更小尺寸和更高功率密度的要求，英飞凌科技股份公司开发出了全新的高集成度 IPM 产品系列，包含驱动电子控制变速电动机所需的几乎所有功率半导体。这些产品包括带有 SOI 栅极驱动器和英飞凌领先的 600V TRENCHSTOP™ RC-D2 IGBT 共同构成的三相逆变器功率级。

本应用笔记将讨论以下产品:

- IM323-L6G——标准版
- IM323-L6G2——短引脚版

IM323 是 CIPOS™ Tiny IPM 系列的产品，专为家用电器的电机驱动器 (例如，空调、洗衣机和风扇的驱动器)、低功率通用变频器 (GPI) 以及泵应用而设计。



概述

1.1 产品阵容

Table 1 IM323 产品阵容

产品型号	额定值		拓扑结构	封装	隔离电压[Vrms]	主要应用
	电流 [A]	电压 [V]				
IM323-L6G	15	600	3ϕ 桥发射极开路	全模制双列直插式 (DIL) 模块	2000 Vrms/60 Hz (正弦波，1 分钟，所有引脚短路——散热器)	空调、洗衣机和泵
IM323-L6G2	15					

1.2 命名规则

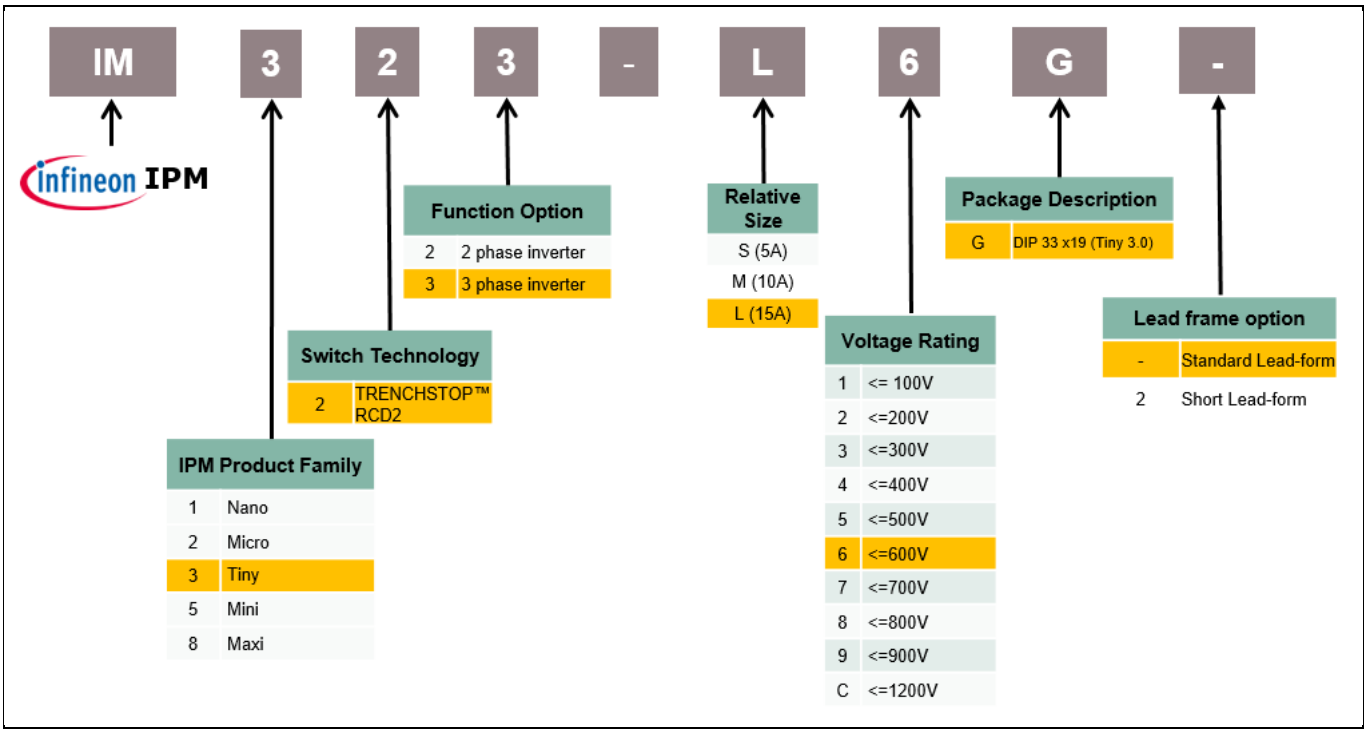


Figure 1 IM323 产品的命名规则

2 内部元器件和封装技术

2.1 功率晶体管技术 (600 V TRENCHSTOP™ RC-D2 系列)

英飞凌于 2020 年推出了 TRENCHSTOP™ RC-D2 技术[1]。该 600 V RC-D2 是 RC-DF IGBT 的继承者。该二极管与 IGBT 单片集成，使该技术适用于消费类驱动器。二极管的额定电流经过优化，使其在价格和性能方面更具竞争优势。

2.2 控制 IC——600V 6 通道栅极驱动器 IC

C5SOI 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。这个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，从而提升鲁棒性。

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[2]。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。

2.3 热敏电阻

在 IM323 系列中，热敏电阻集成在内部 PCB 中，它连接在 V_{OT} 和 V_{SS} 引脚之间。采用热敏电阻用于过温保护的电路设计，将在第 5.5 节进行讨论。

Table 2 IM323 热敏电阻的原始数据

T [°C]	$R_{min.}$ [kΩ]	$R_{typ.}$ [kΩ]	$R_{max.}$ kΩ]	Tol. [%]	T [°C]	$R_{min.}$ [kΩ]	$R_{typ.}$ [kΩ]	$R_{max.}$ [kΩ]	Tol. [%]
-40	2662.29	2962.54	3262.79	5.8	45	34.52	36.51	38.50	3.5
-35	1925.31	2133.69	2342.08	5.6	50	28.40	29.97	31.55	3.4
-30	1407.19	1553.41	1699.64	5.4	55	23.49	24.74	25.99	3.3
-25	1038.95	1142.63	1246.31	5.3	60	19.52	20.52	21.51	3.2
-20	774.50	848.75	923.00	5.1	65	16.30	17.10	17.90	3.1
-15	582.69	636.37	690.05	5.0	70	13.67	14.32	14.96	3.0
-10	442.25	481.41	520.57	4.8	75	11.52	12.04	12.56	2.9
-5	338.49	367.30	396.11	4.7	80	9.75	10.17	10.59	2.8
0	261.16	282.54	303.91	4.5	85	8.28	8.63	8.97	2.7
5	203.06	219.04	235.02	4.4	90	7.06	7.35	7.63	2.7
10	159.04	171.08	183.12	4.3	95	6.05	6.28	6.51	2.6
15	125.45	134.59	143.72	4.2	100	5.20	5.39	5.58	2.5
20	99.63	106.61	113.58	4.0	105	4.47	4.64	4.81	2.6
25	79.64	85.00	90.36	3.9	110	3.86	4.01	4.16	2.7
30	64.06	68.20	72.35	3.8	115	3.34	3.48	3.62	2.8
35	51.83	55.06	58.29	3.7	120	2.90	3.02	3.15	2.8
40	42.18	44.71	47.24	3.6	125	2.53	2.64	2.75	2.9

2.4 封装技术

CIPOS™ Tiny IM323 凭借带有 6 通道栅极驱动器 IC 的 TRENCHSTOP™ RC-D2，带来了最小的外形尺寸，同时可提供高达 600V/15A 的功率密度。IM323 包含所有电子器件 (例如 IGBT)，并将其彼此隔离，并与散热器隔离。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。

电隔离由塑封料实现。为进一步降低热阻抗，我们对其内部的引线框设计进行了优化[3]。Figure 2 显示了 CIPOS™ Tiny IM323 封装的外观图。

封装侧有两个假引脚，它们负责固定内部 PCB，与内部电路并无连接。这意味着，假引脚并没有电气功能，在封装内是隔离的。

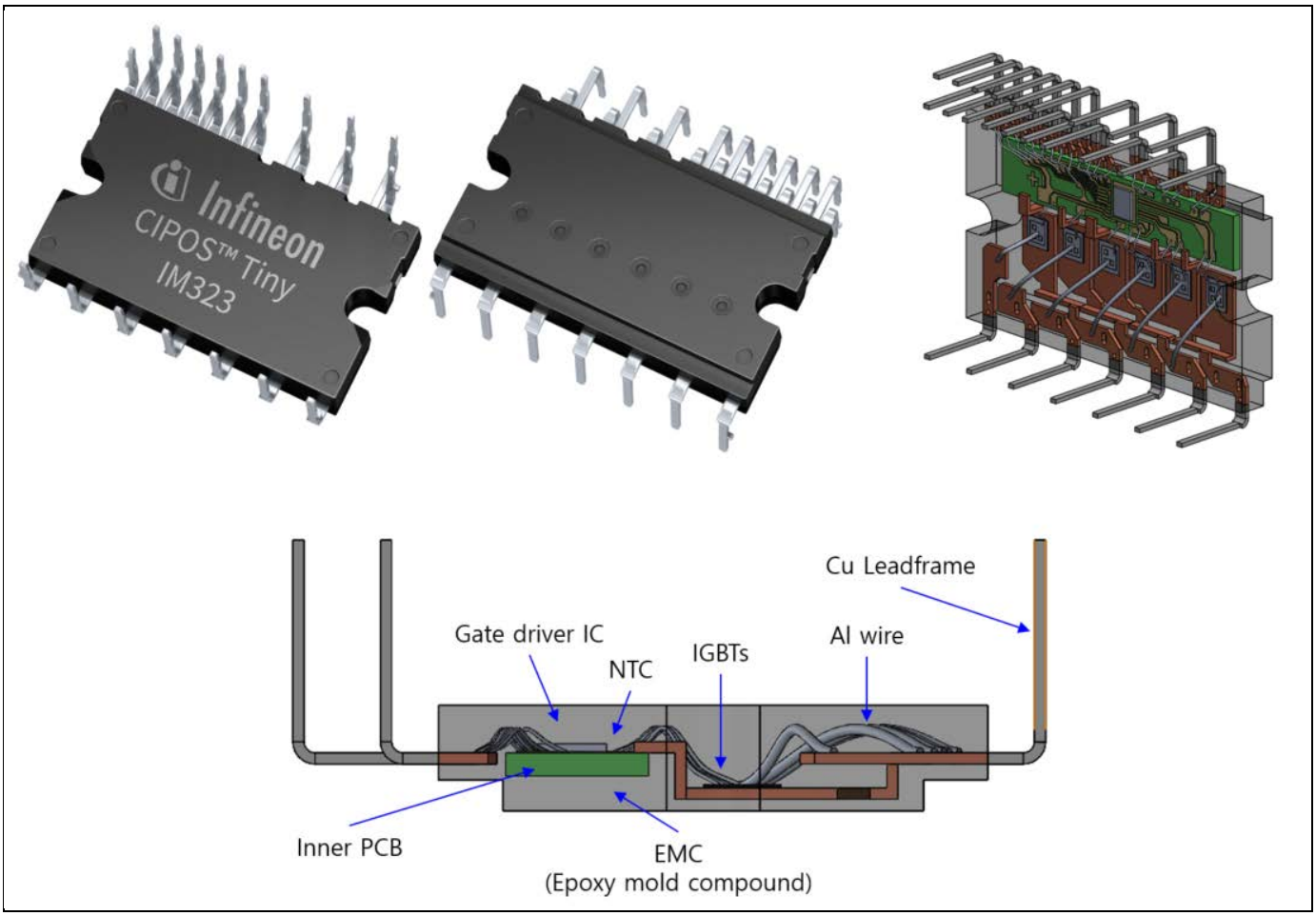


Figure 2 IM323 的外观和内部结构 (DIP 33x19)

3 产品概述

3.1 内部电路和功能

Figure 3 说明了 IM323 的内部框图。它由一个三相逆变器电路和一个具有控制功能的栅极驱动器 IC 组成。

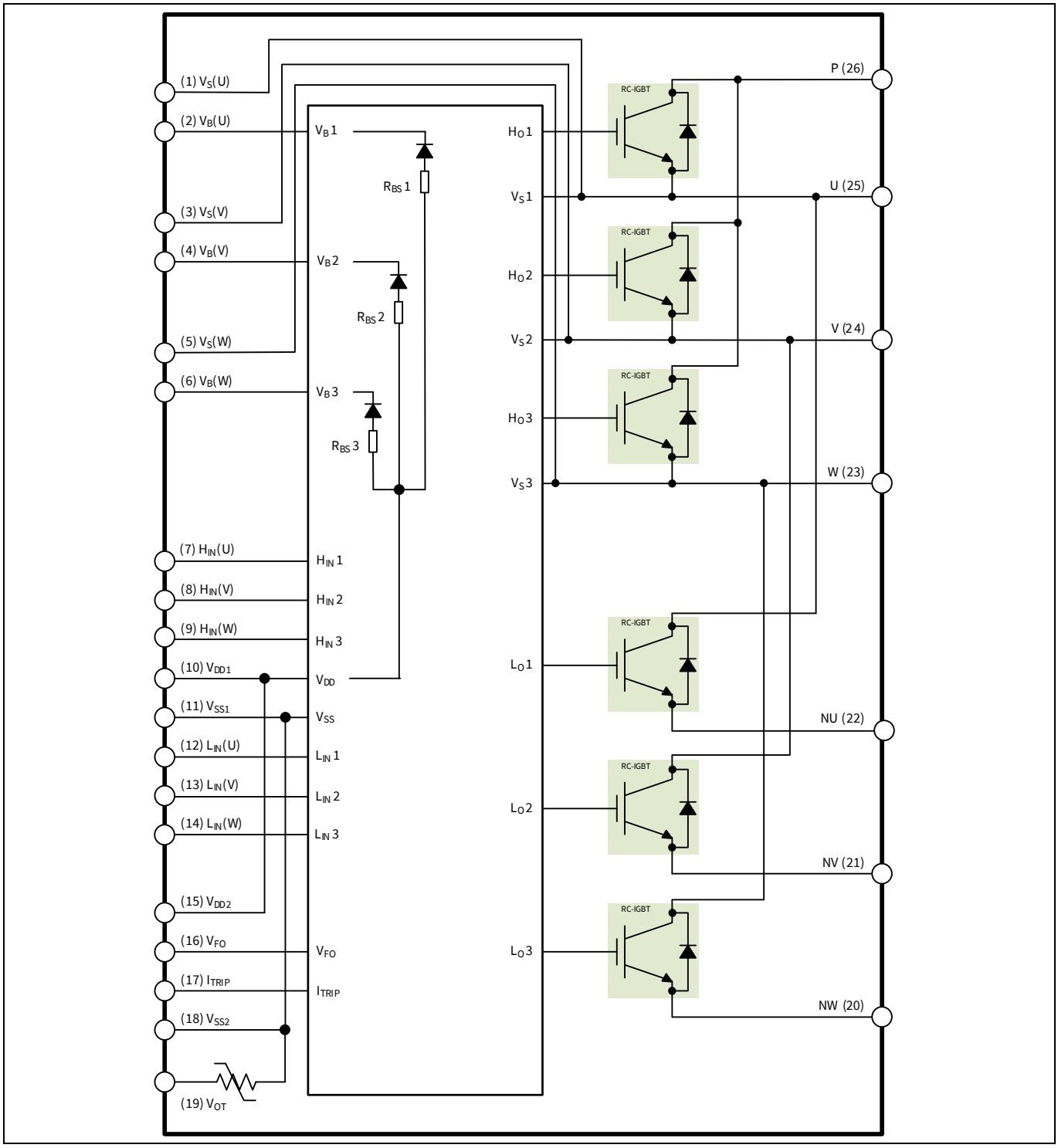


Figure 3 IM323 的内部电路 (带发射极开路的三相逆变器)

产品概述

IM323 具有以下特点和集成功能

特点

- 采用同一种物理封装尺寸 (机械布局相同)，额定值为 600 V/15 A
- 完全隔离的双列直插式 (DIL) 模制模块
- 英飞凌逆向传导 IGBT (RC-D2)，带单片体二极管
- 坚固耐用的 SOI 栅极驱动器技术，面对瞬态电压和负电压具有稳定性
- 集成自举功能
- 所有通道都具有匹配延迟时间/内置死区时间
- 符合 RoHS 标准的无铅端子电镀

功能

- 过流关断
- 内置经过 UL 认证的负温度系数 (NTC) 热敏电阻，用于温度监测
- 所有通道均具有欠压锁定功能
- 低边发射极引脚，可用于电流监测
- 防桥臂直通
- 保护期间，所有 6 个开关均关断

3.2 最大电气额定值

Table 3 IM323-L6G 绝对最大额定值的详细描述

项目	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
DC 集电极电流	I_C	±15 A	T_C = 25°C 时，允许的 IGBT DC 集电极电流，受结温限制
结温	T_J	-40 ~ 150°C	考虑到功率芯片的温度波纹，IPM 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，请在散热器表面装一个温度传感器，位置如 Figure 4 所示。
最高结温	$T_{J,switch,max}$	175°C	在以下条件下，内置功率芯片的最大额定结温为 175°C: 每 10 分钟最长 10 秒，在使用寿命期间累计不超过 1 小时
隔离电压	V_{ISO}	2000 V	60 Hz，正弦波，AC 1 分钟，在所有短接引脚和散热器板之间 如果使用了阶梯式散热器来扩大端子和散热器之间的电气间隙 (超过 3.0mm) ，那么还可以观察到超过 **2500** Vrms 的隔离电压，见 Figure 5。

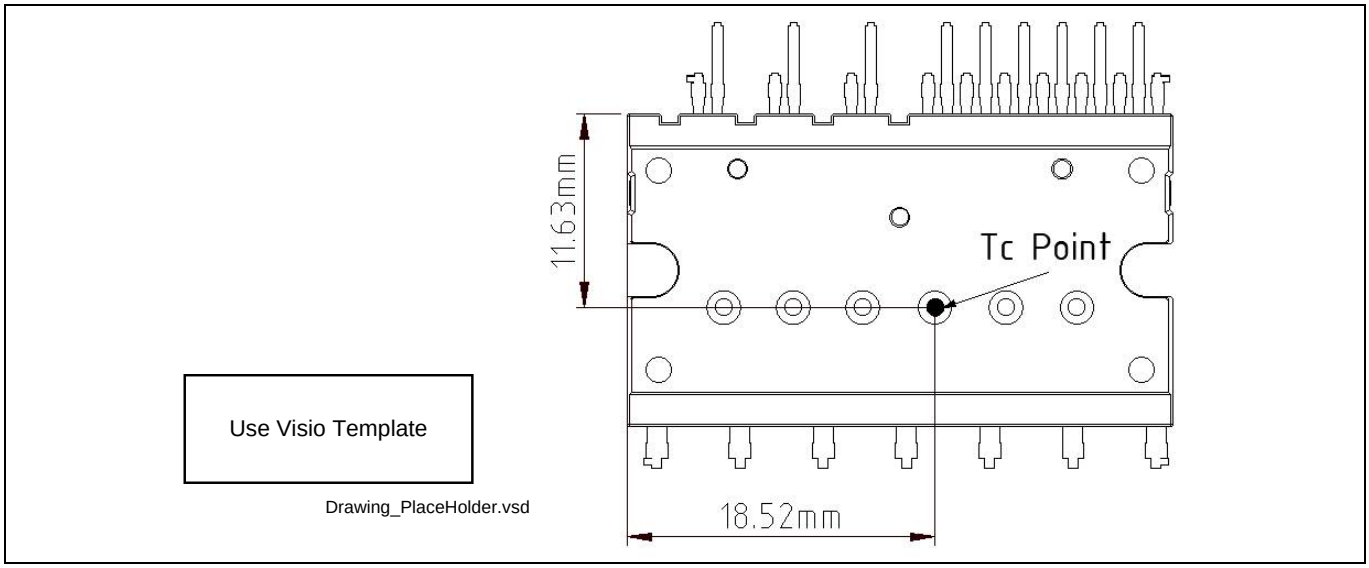


Figure 4　T_C 测量点 (单位: mm)

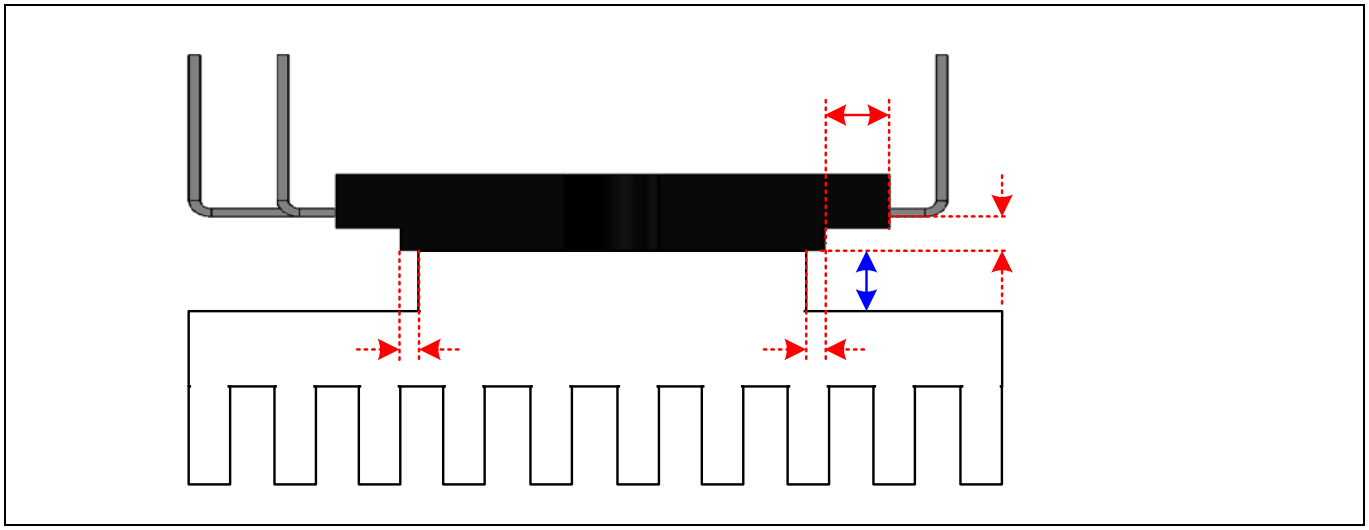


Figure 5　用来增加电气间隙和爬电距离的阶梯式散热器

3.3 电气特性

Table 4 和 Table 5 显示了 IM323-L6G 的静态和动态特性。

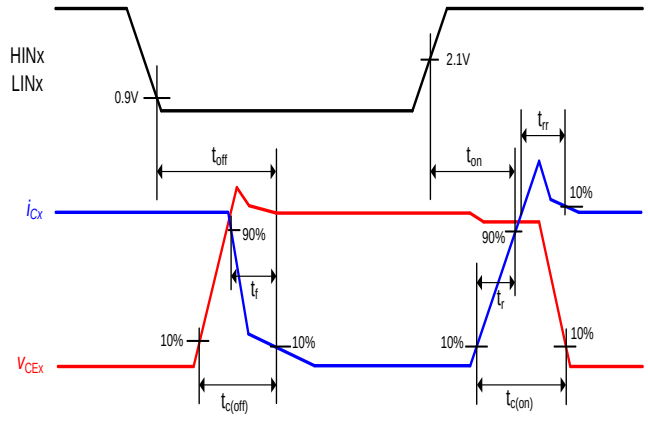
Table 4 IM323-L6G 的静态特性 (VDD = VBS = 15 V 时)

说明	符号	条件		值			单位
				最小值	典型值	最大值	
集电极-发射极饱和电压	$V_{CE(sat)}$	V_{IN} = 5 V, I_C = 12 A	T_J = 25°C	-	2.00	2.40	V
			T_J = 150°C	-	2.35	-	
集电极-发射极漏电流	I_{CES}	V_{CE} = 600 V				1	mA
二极管正向电压	V_F	V_{IN} = 0 V, I_F = 12 A	T_J = 25°C	-	1.95	2.30	V
			T_J = 150°C	-	2.00	-	

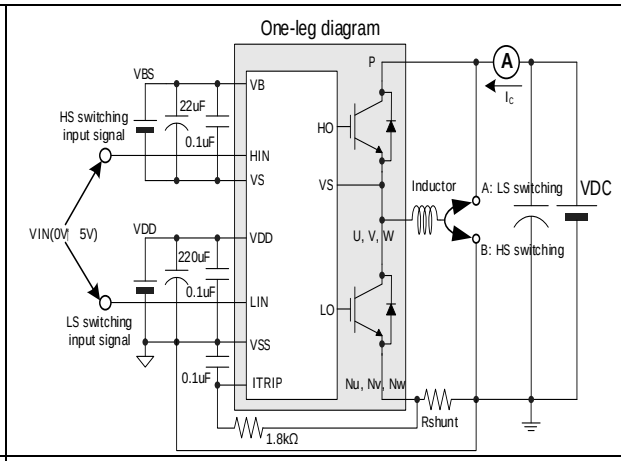
Table 5 IM323-L6G 的动态特性 (VDD = 15 V, TJ = 25°C 时)

说明	符号	条件	值			单位
			最小值	典型值	最大值	
开通传播延迟时间	t_{on}	$V_{LIN, HIN}$ = 5 V, I_C = 15 A, V_{DC} = 300 V	-	720	-	ns
开通上升时间	t_r		-	40	-	ns
开通开关时间	$t_{c(on)}$		-	130	-	ns
反向恢复时间	t_{rr}		-	135	-	ns
关断传播延迟时间	t_{off}	$V_{LIN, HIN}$ = 5 V, I_C = 15 A, V_{DC} = 300 V	-	805	-	ns
关断下降时间	t_f		-	25	-	ns
关断开关时间	$t_{c(off)}$		-	60	-	ns

Figure 6(a) 和 (b) 显示了开关时间的定义和评估方法。开关特性通过带电感负荷的半桥电路测量。Figure 7 显示了 IM323-L6G 在电感负荷开关测试条件下的典型开关波形，见 Figure 6 (b)。

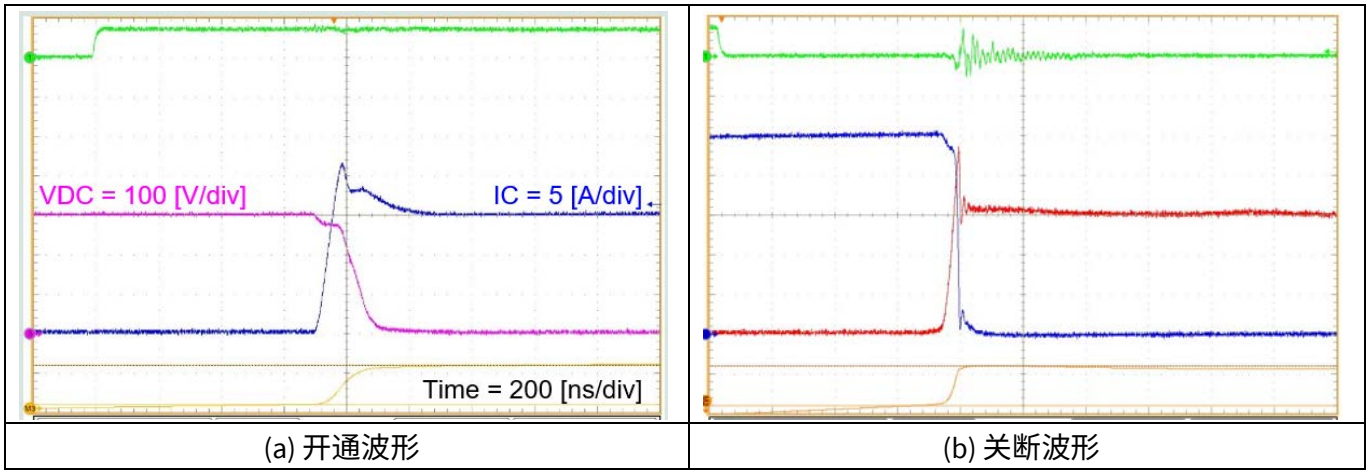


(a) 开关时间的定义



(b) 电感负荷开关测试电路

Figure 6 开关测试的开关时间定义和电路评估



(a) 开通波形　　(b) 关断波形

Figure 7　IM323-L6G 的典型开关波形 (条件: V_{DC} = 300 V, V_{DD} = 15 V, I_C = 15 A, T_J = 150°C，电感负荷)

3.4　输入和输出引脚

Figure 8 显示了 IM323 的引脚配置情况，Table 6 对输入引脚和输出引脚进行了描述。

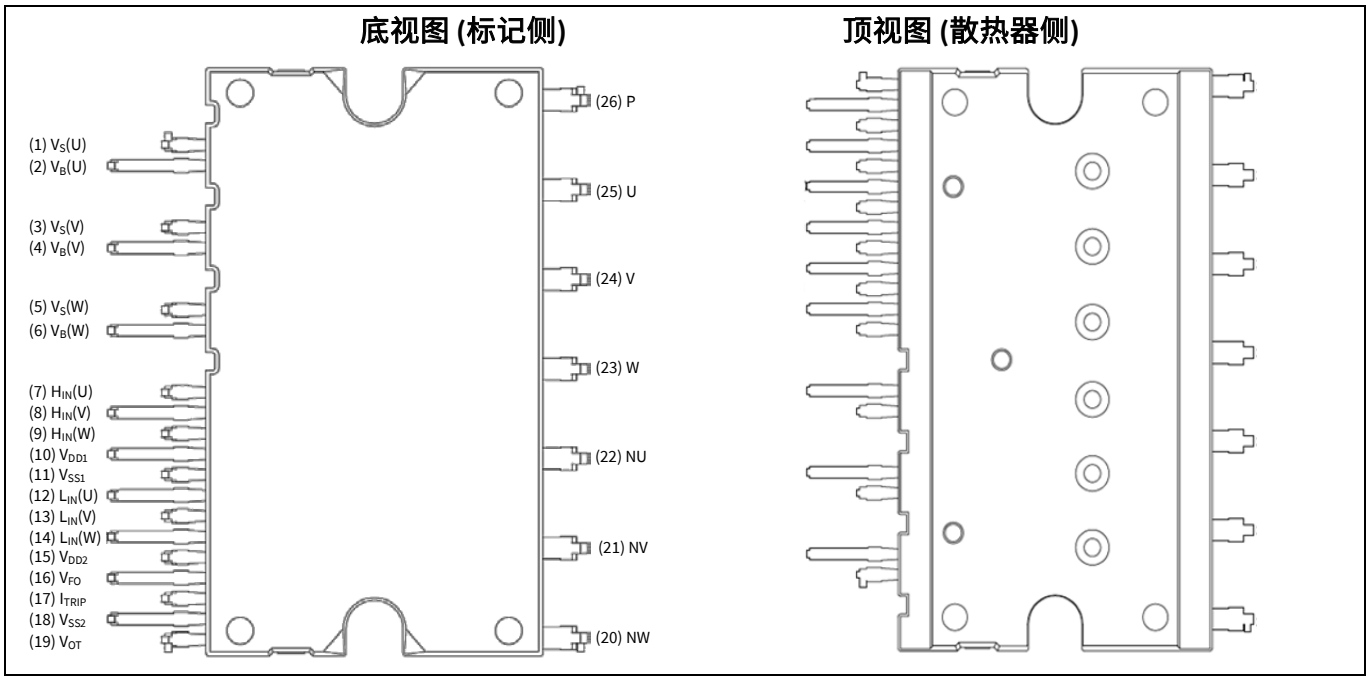


Figure 8　引脚配置

Table 6　IM323 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	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

产品概述

引脚编号	名称	说明
7	H_{IN}(U)	U 相、高边栅极驱动器输入
8	H_{IN}(V)	V 相、高边栅极驱动器输入
9	H_{IN}(W)	W 相，高边栅极驱动器输入
10	V_{DD1}	低边控制电源
11	V_{SS1}	低边逻辑接地
12	L_{IN}(U)	U 相、低边栅极驱动器输入
13	L_{IN}(V)	V 相、低边栅极驱动器输入
14	L_{IN}(W)	W 相、低边栅极驱动器输入
15	V_{DD2}	低边控制电源
16	V_{FO}	故障输出
17	I_{TRIP}	过流关断输入
18	V_{SS2}	低边逻辑接地
19	V_{OT}	NTC 热敏电阻端子
20	NW	W 相，低边发射极
21	NV	V 相，低边发射器
22	NU	U 相，低边发射器
23	W	电机 W 相输出
24	V	电机 V 相输出
25	U	电机 U 相输出
26	P	正总线输入电压

引脚功能的详细说明如下:

用于驱动 IGBT 的高边偏置电压引脚

引脚: V_B (U, V, W) – V_S (U, V, W)

- 这些引脚提供了从栅极驱动到高边 IGBT 的电源
- 能够对高边 IGBT 使用自举电路方案，免于使用外部电源
- 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和波纹导致故障，对逆变器负载采用优质的自举电容，具有低等效串联电阻 (ESR) 、低等效串联电感 (ESL)

低边偏置电压引脚

引脚: $V_{DD1, 2}$

- 这些引脚是内部 IC 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: $V_{SS1, 2}$

- 该引脚连接内部 IC 的控制接地

信号输入引脚

产品概述

引脚: H_{IN} (U, V, W), L_{IN} (U, V, W)

- 这些引脚控制着内部 IGBT 的运行
- 这些引脚由电压输入信号激活。端子在内部连接到 3.3 V/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”。
- 为避免 IM323 受到噪声影响，每个输入的接线都应当尽可能地短。
- 为避免信号震荡，建议使用 RC 耦合 (如 Figure 12 所示)。

过电流检测引脚

引脚: I_{TRIP}

- 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 Figure 18)。
- 为消除噪声，应在检测电阻和 I_{TRIP} 引脚之间连接一个 RC 滤波器。
- 如果电压 V_{ITRIP} 高于 0.5 V，则集成比较器会被触发。检测电阻必须满足具体应用的这个要求。
- 检测电阻和 I_{TRIP} 引脚之间的接线长度必须尽可能地短。

故障输出报警引脚

引脚: V_{FO}

- 在 CIPOS™ Tiny 中，这个引脚提供低电平有效输出，用于故障状态条件。报警条件是过流检测或低边偏置欠压 (UV) 运行。
- V_{FO} 输出具有漏极开路配置。V_{FO} 信号线必须通过适当的电阻上拉到逻辑电源 (5V / 3.3V)

NTC 热敏电阻端子引脚

引脚: V_{OT}

- 该引脚可直接通向 NTC 热敏电阻——V_{SS2}
- 连接到 V_{DD} 电压的外部上拉电阻确保了生成的电压可以直接连接到微控制器

直流母线正电源引脚

引脚: P

- 该引脚在内部连接到高边 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)

直流母线负电源引脚

引脚: NU, NV, NW

- 这些引脚是逆变器的电源接地引脚
- 这些引脚连接到每相的低边 IGBT 发射极

逆变器电源输出引脚

引脚: U, V, W

这些引脚用于连接 (例如，电机) 到逆变器负载

3.5 外形图

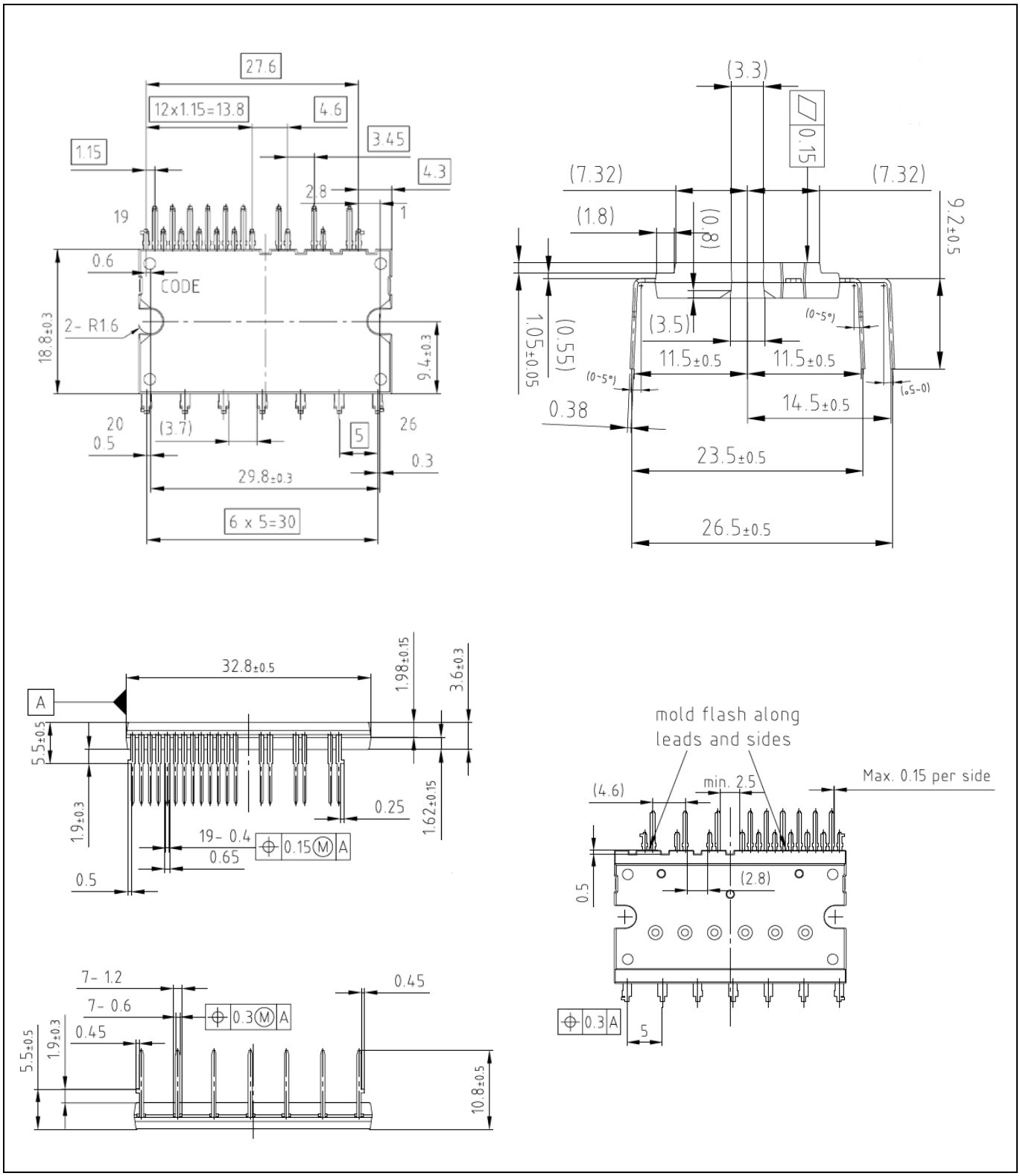


Figure 9 标准端子长度的封装外形尺寸 (单位: 毫米[mm])

产品概述

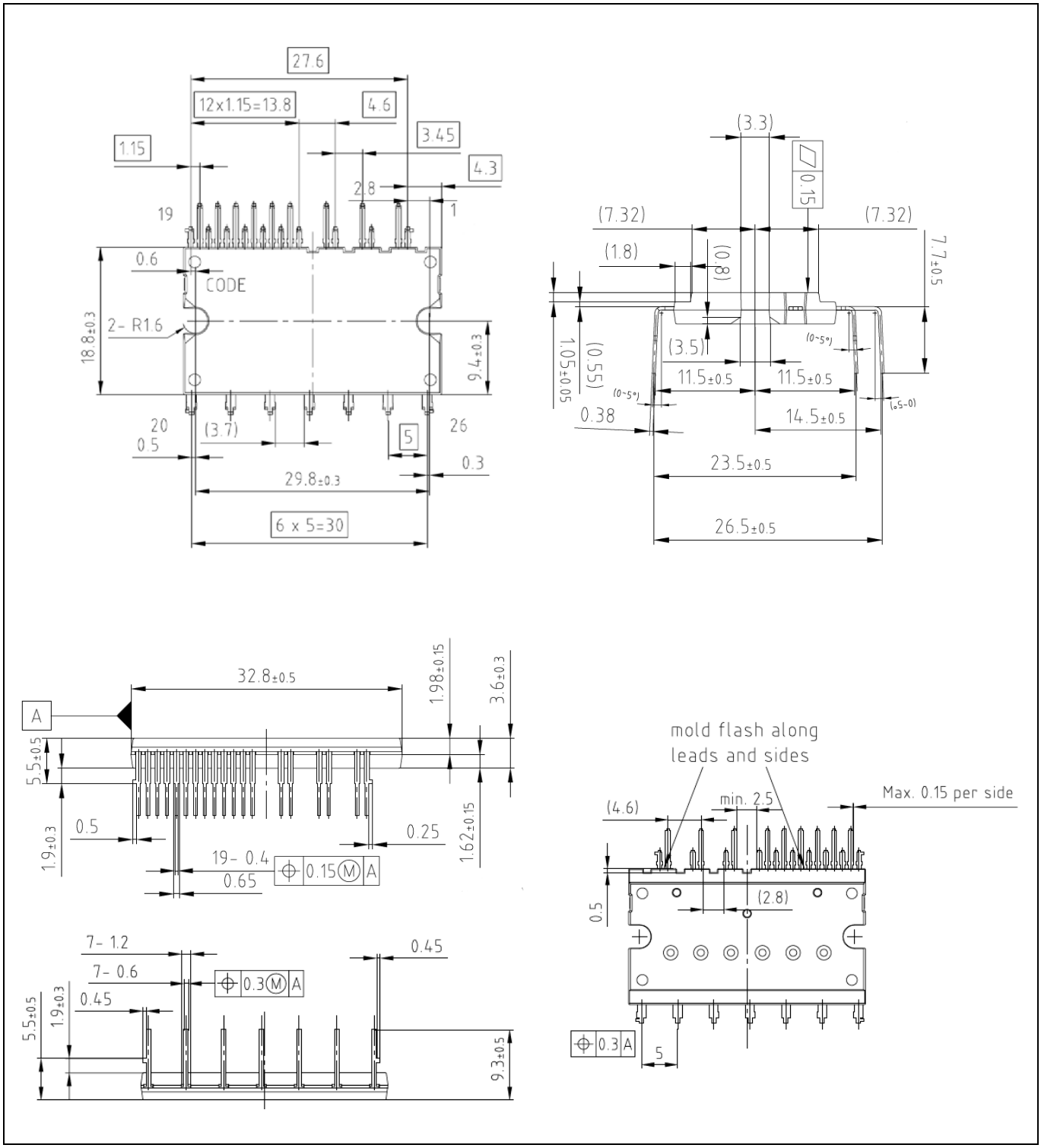


Figure 10　短端子长度的封装外形尺寸 (单位: 毫米[mm])

3.6 标记

Figure 11 显示了 IM323 的激光标记参数。模块的上侧均标记了公司 logo、器件型号、批号、日期代码和矩阵码 (2D)。

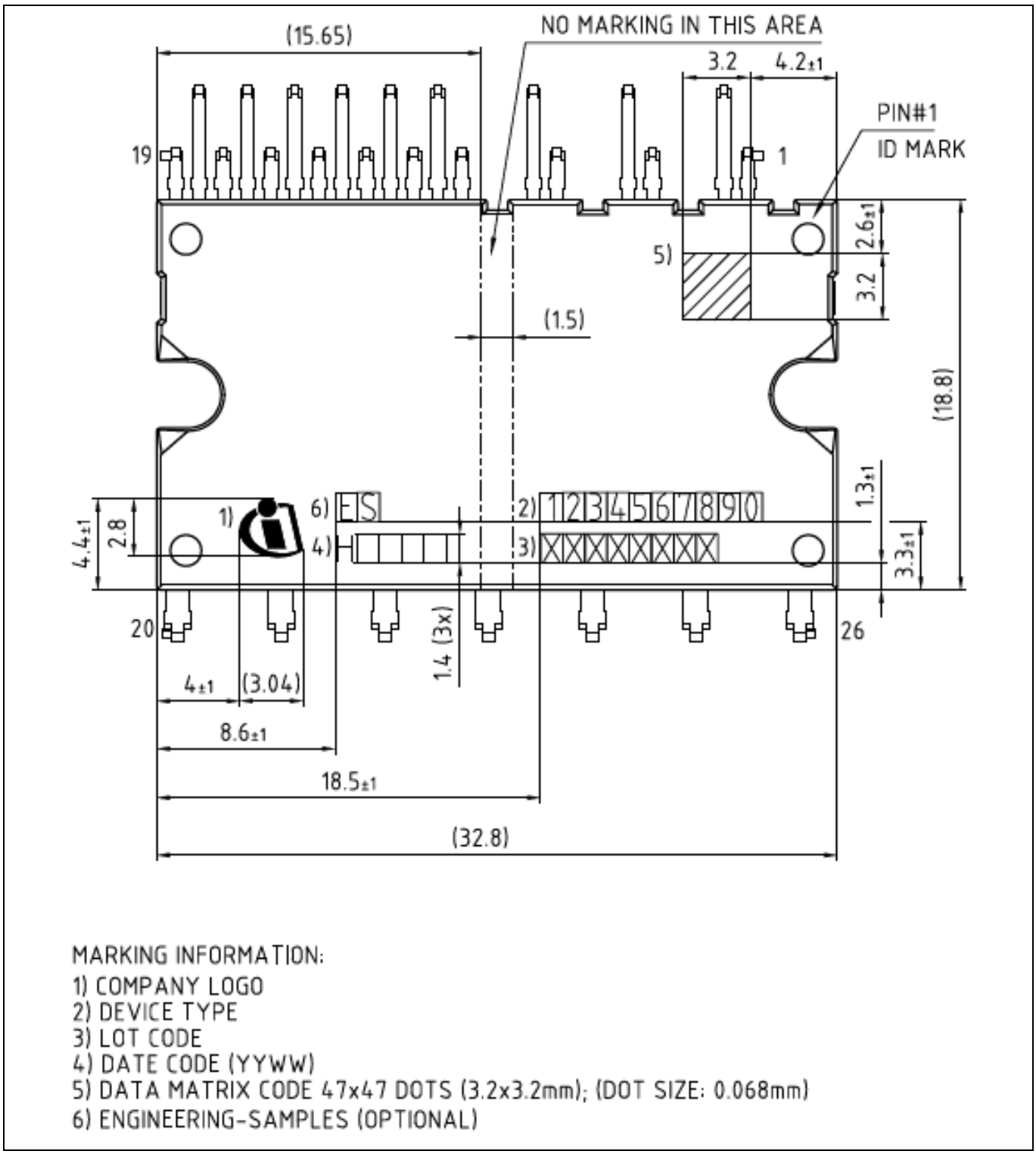


Figure 11 标记信息

4 接口电路和布局指南

4.1 输入信号连接

Figure 12 显示了微控制器和 IPM 之间的 I/O 接口电路。IPM 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。

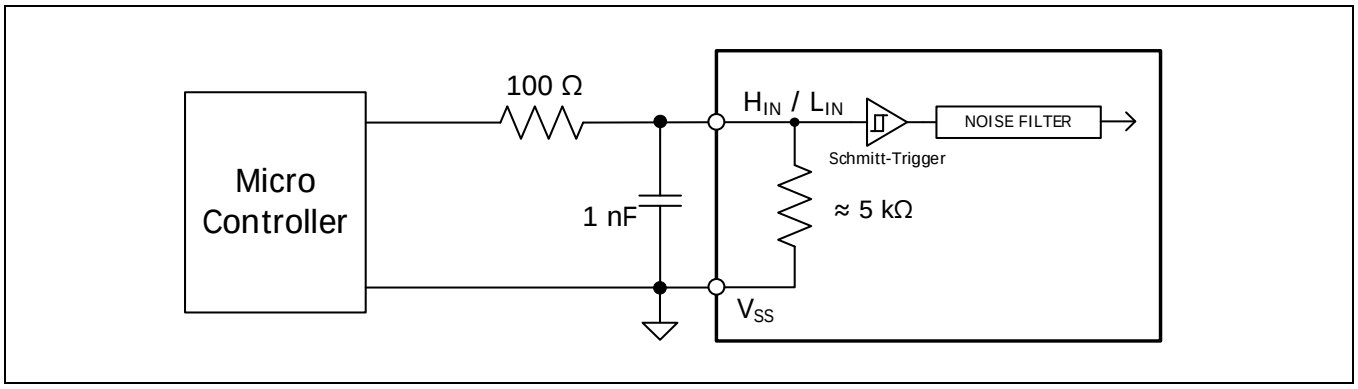


Figure 12 微控制器的 I/O 接口电路建议

Table 7 最大输入额定值

项目	符号	条件	值	单位
模块电源电压	V_{DDX}	施加位置: $V_{DDX} – V_{SSX}$	-1 ~ 20	V
高边浮地电源电压	V_{BS}	施加位置: V_B (U, V, W) – V_S (U, V, W)	-1 ~ 20	V
输入信号电压	V_{IN}	施加位置: H_{IN} (U, V, W) – V_{SS}, L_{IN} (U, V, W) – V_{SS}	-1 ~ V_{DD} +0.3	V

额定最大输入电压见 Table 7。由于额定输入信号电压为 V_{DD} +0.3 V，因此，15 V 电压是可承受的。但建议将输入信号设为 5V 或 3.3V 逻辑电源，以便与微控制器建立直接连接。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。

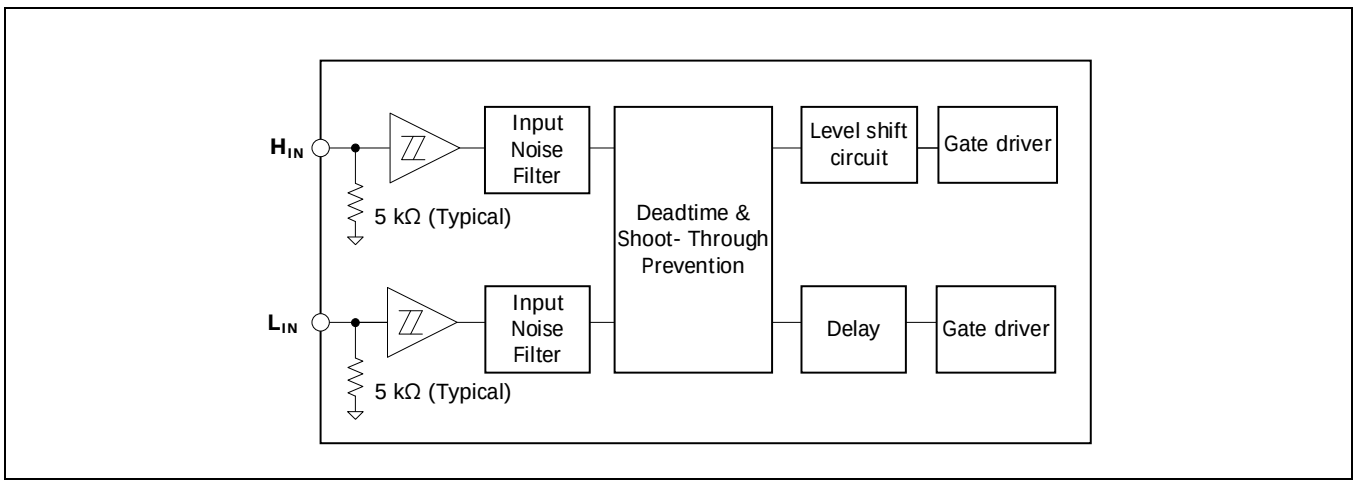


Figure 13 IM323 栅极驱动器 IC 的简版框图

由于 IM323 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。

由于每个输入电路都内置了下拉电阻，因此，无需外部下拉电阻。这减少了所需的外部元器件的数量。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，IM323 输入与标准的 CMOS 和 TTL 输出兼容。IM323 内部的栅极驱动芯片与 3.3V 和 5V 逻辑电平信号兼容。因此，如 Table 8 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/5V 级别的微控制器或 DSP。

Table 8　　输入阈值电压 (VDD = VBS = 15 V，TJ = 25°C时)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
逻辑"1"输入电压 (L_{IN}, H_{IN})	V_{IH}	H_{IN} – V_{SS}	1.7	2.0	2.3	V
逻辑"0"输入电压 (L_{IN}, H_{IN})	V_{IL}	L_{IN} – V_{SS}	0.7	0.9	1.1	V

如 Figure 13 所示，IM323 输入信号部分集成了 5 kΩ (典型值) 下拉电阻。因此，在微控制器输出和 IPM 输入之间使用外部滤波器电阻时，请注意 IPM 输入端子处的信号压降。它应当满足逻辑”1”输入电压的要求。例如，在 Figure 12 所示的部分中，R = 100 Ω，C = 1 µF。

4.2　　内部死区时间

IM323 的栅极驱动器 IC 包含一个集成的死区时间保护电路。栅极驱动 IC 的死区时间是固定的。这个死区时间设置了一个最小死区时间时段，在这个时段，高边和低边功率开关都保持关断状态，这是为了确保在第二个功率开关导通前，第一个被关断的功率开关已彻底关断。

只要外部死区时间短于 DT_{IC}，最小死区时间都会被自动插入；当外部死区时间比 DT_{IC} 更长，则使用外部死区时间，最小死区时间就不起作用。

Table 9　　内部死区时间 (VDD = 15 V, TJ = 25°C时)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
内部死区时间	DT_{IC}	V_{IN} = 0 V or V_{IN} = 3.3 V	220	360	580	ns

4.3　　直通保护电路

IM323 栅极驱动器 IC 具备直通保护电路 (也称防直通保护电路或联锁电路)。Figure 14 显示了这种保护电路如何防止高边和底边开关同时导通。

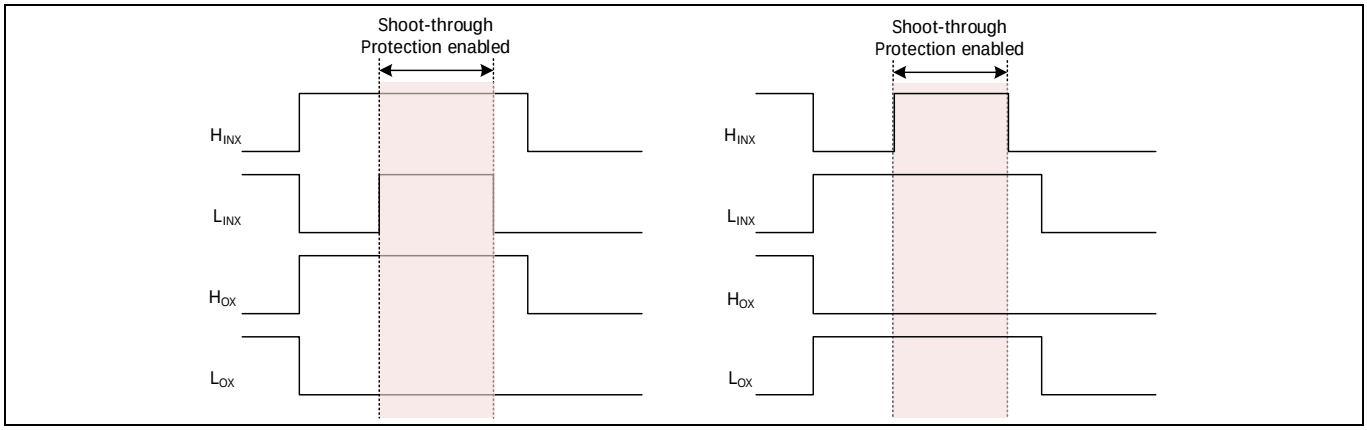


Figure 14　直通保护电路示意图

4.4 高级输入滤波器

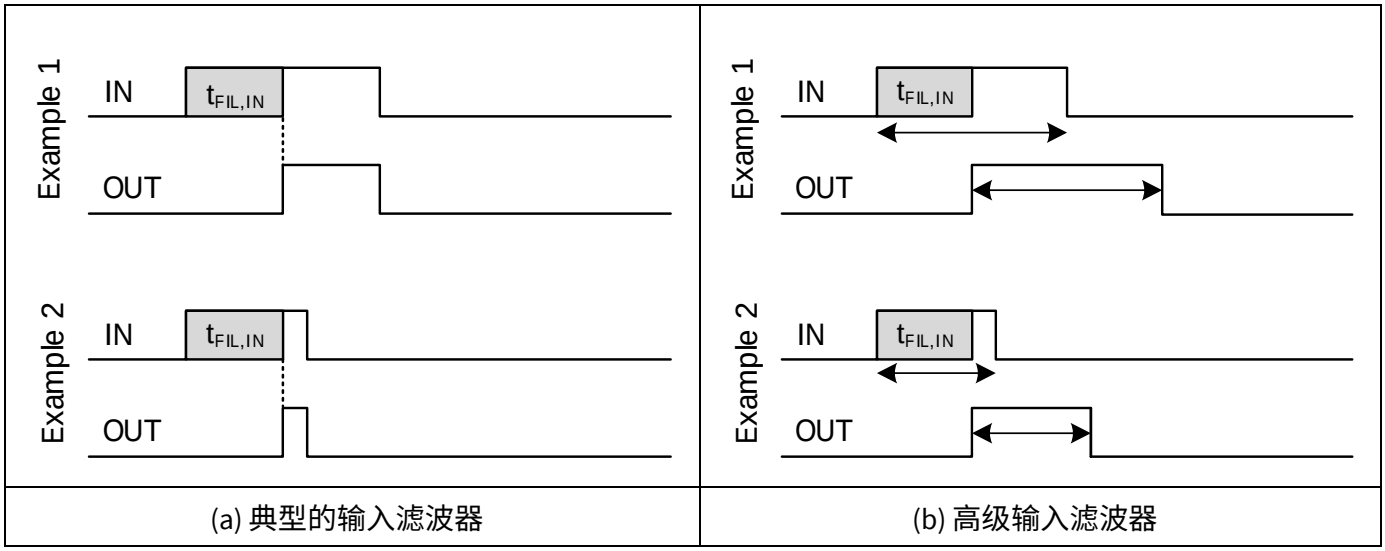
高级输入滤波器用于 H_{IN} 和 L_{IN} 输入，改善了栅极驱动器 IC 的输入/输出脉冲对称性，抑制了噪声尖峰和短脉冲。这种新型过滤器的工作原理见 Figure 15 (a) 和 15 (b)。

Figure 15 (a) 显示了典型的输入滤波器以及输入和输出的对称性。上方的一对波形 (示例 1) 显示了持续时间远长于 $t_{FIL,IN}$ 的输入信号宽度，下方的一对波形 (示例 2) 显示了持续时间略长于 $t_{FIL,IN}$ 的输入信号宽度。二者得到的输出时长大致是输入信号时长和 $t_{FIL,IN}$ 之差。

Figure 15 (b) 显示了 IM323 高级输入滤波器和输入和输出的对称性。上方的一对波形 (示例 1) 显示了持续时间远长于 $t_{FIL,IN}$ 的输入信号宽度，下方的一对波形 (示例 2) 显示了持续时间略长于 $t_{FIL,IN}$ 的输入信号宽度。二者得到的输出时长大致是与输入信号时长相同。

Table 10 输入滤波器的时间 (VDD = 15 V, TJ = 25℃时)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
导通和关断时，L_{IN}, H_{IN} 的输入滤波器的时间	$t_{FIL,IN}$	$V_{LIN, HIN}$ = 0 V or 3.3 V	140	290	550	ns



(a) 典型的输入滤波器　　(b) 高级输入滤波器

Figure 15 内部输入滤波器的特性

4.5 传输延迟时间匹配

IM323 的栅极驱动 IC 设计有传输延迟匹配电路。这一特点确保了内部栅极驱动 IC 从输入信号的输入到输出，在低边和高边通道上，所需的时间 (即 t_{ON}, t_{OFF}) 大致相同。最大延迟时间差异由延迟匹配参数 (M_T) 决定。IM323 的开通延迟 (t_{ON}) 与关断延迟 (t_{OFF}) 相匹配。高边和低边之间的开通与关断延迟匹配，意味着 L_O 和 H_O 输出之间，存在时间差。假设施加 H_{INX} 和 L_{INX}，那么会看到每个输出都达到了最大值的 10% (开通时)，或者每个输出都降到了最大值的 90% (关断时) 时，它们相对输入的 H_{INX}/L_{INX} 的延迟时间是相同的。延迟匹配时间越短，电路性能就越好。

Table 11 传播延迟匹配时间 (VDD = VBS = 15 V, TJ = 25℃时)

项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
所有通道的匹配传输延迟时间 (导通和关断)	M_T	外部死区时间 > 500 ns	-	20	80	ns

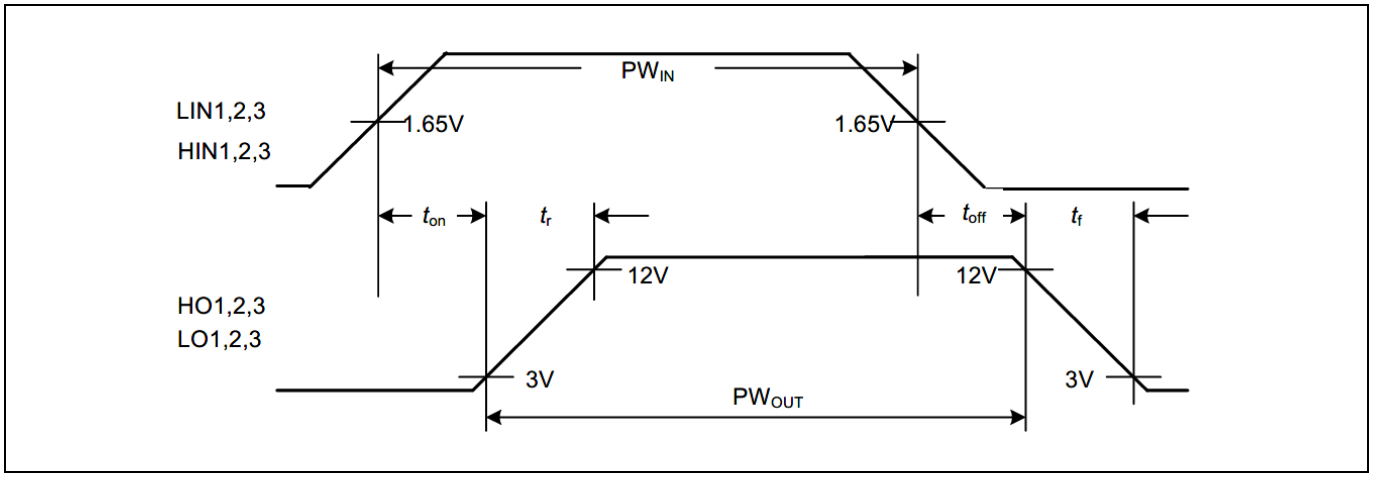


Figure 16　延迟匹配波形的定义

4.6　通用接口电路示例

Figure 17 显示了 IM323 的典型应用电路: 直接将控制信号连接至微控制器的接口示意图

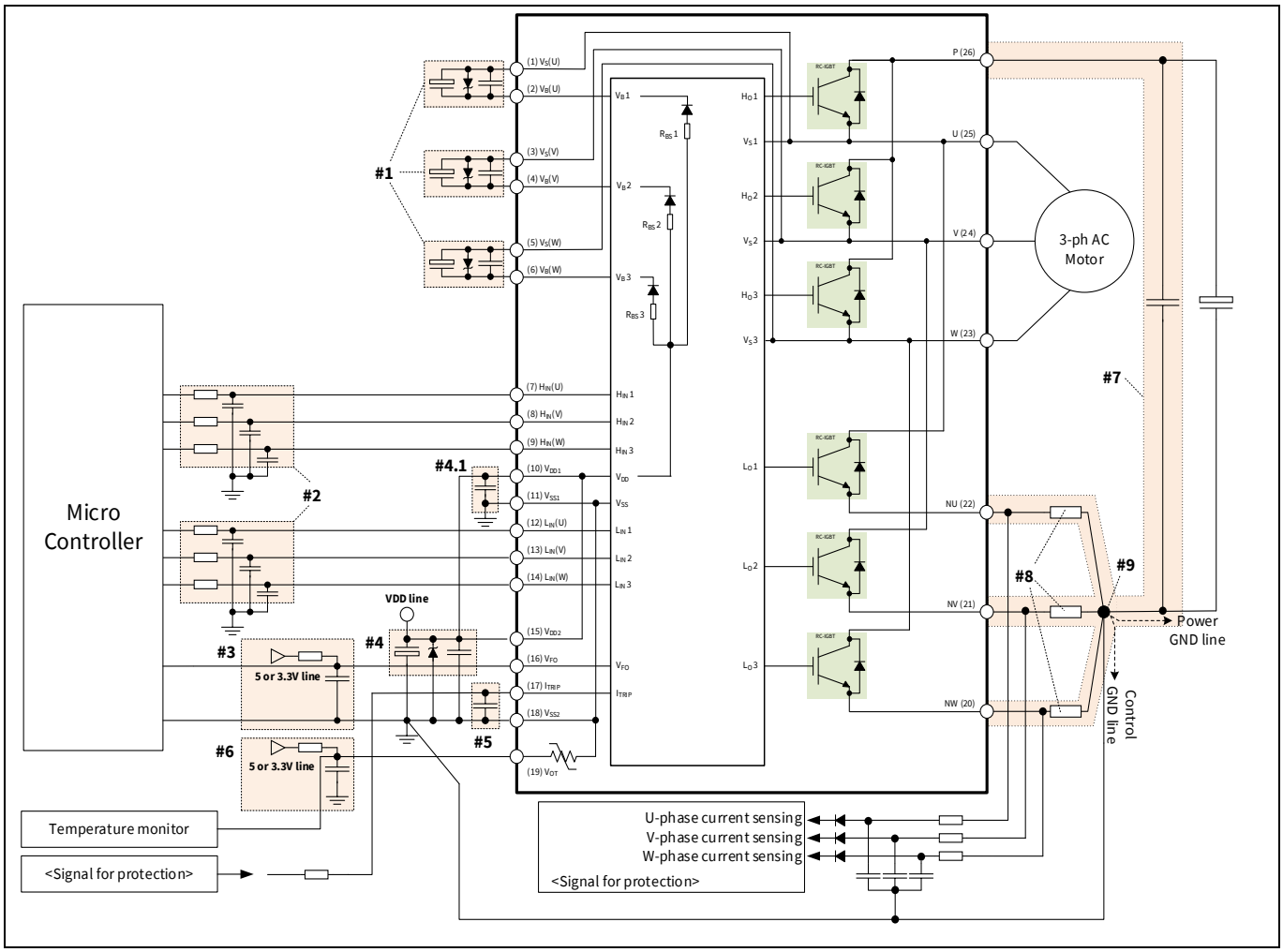


Figure 17　应用电路示例

Note:

接口电路和布局指南

1. 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。
   - TVS 和齐纳二极管在防护外部浪涌电压方面大有益处
2. 输入信号电路
   - 为了降低高速开关导致的输入信号噪声，R_{IN} 和 C_{IN} 滤波器电路必须置于微控制器和 IPM (100 Ω, 1 nF) 之间。
   - C_{IN} 必须尽可能地靠近 V_{SS} 引脚。
3. V_{FO} 电路
   - V_{FO} 输出是一个漏极开路的输出。必须使用适当的电阻 R_{PU}，将其信号线上拉到 5 V / 3.3 V 逻辑电源的正极。建议将 RC 滤波器放在 CIPOS™ Tiny 和微控制器之间、更靠近微控制器的位置。
4. V_{DD} 和 V_{SS}
   - 用来控制电源电压的电容器和齐纳二极管，必须放在尽可能靠近 V_{DD2} 和 V_{SS2} 引脚的位置。
5. I_{TRIP} 电路
   - 为避免保护电路误动作，C_{ITRIP} 必须放在尽可能靠近 I_{TRIP} 和 V_{SS2} 引脚的位置。
6. V_{OT} 电路
   - V_{OT} 输出是 NTC 电压。必须使用适当的电阻 R_{PU}，将该信号线拉到 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微控制器的位置。
7. 吸收电容
   - IM323 和吸收电容 (包括分流电阻) 之间的接线必须尽可能的短。
8. 电流采样电阻
   - 必须使用表面贴装器件 (SMD) 型采样电阻来减少杂散电感
9. 接地方式
   - 接地方式 (控制接地和电源接地) 必须在单点连接。

4.7 电源的额定输出电流建议

IM323 的控制和栅极驱动电源通常由一个 15V 电源提供，连接在 V_{DDX} 和 V_{SSX} 端子之间。IM323-L6G V_{DDX} 电源的电流如 Table 12 所示。

Table 12 IM323-L6G 控制电源的电路电流 (单位: [mA])

项目		静态 (典型值)	动态 (典型值)	总计 (典型值)
V_{DD} = 15 V	F_{SW} = 5 kHz	1.17	0.94	2.11
	F_{SW} = 15 kHz	1.17	2.83	4.00
V_{DD} = 20 V	F_{SW} = 20 kHz	1.61	4.82	6.43

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

最后，推荐的电源最小控制电流如 Table 13 所示。它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。

Table 13 推荐的电源最小控制电流 (单位: [mA])

项目	+15 V 控制电源的控制电流	+5 V 逻辑电源的控制电流
$V_{DD} \leqslant$ 20 V, $F_{SW} \leqslant$ 20 kHz	32.0	22.0

4.8 过电流保护 (OCP) 和短路保护 (SCP) 功能的布板建议

建议 I_{TRIP} 滤波电容器与 IM323 引脚的连接线尽可能地短。I_{TRIP} 滤波电容器必须直接连接到 V_{SS2} 引脚，不要有多余的其他地线的重合。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。

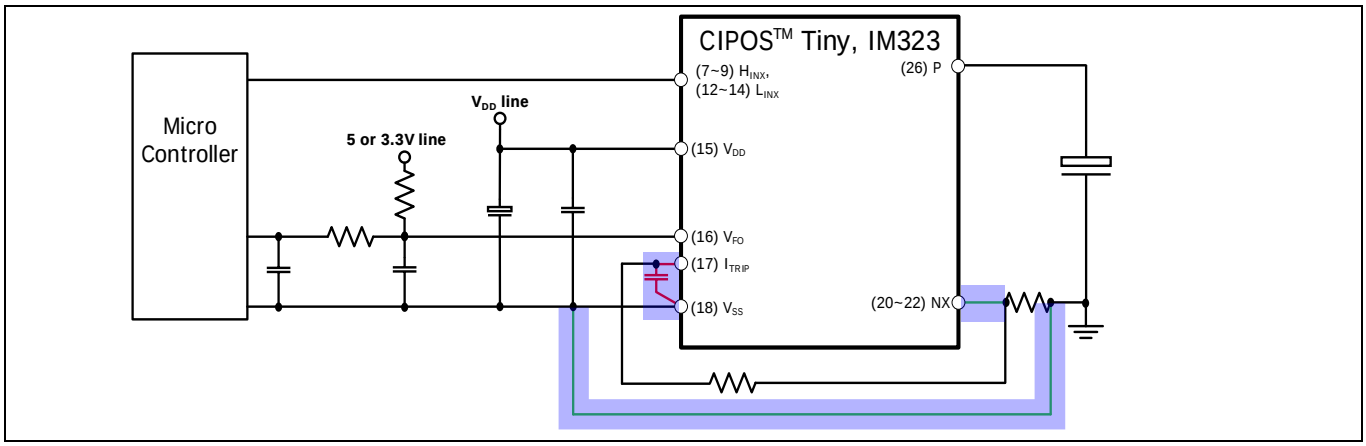


Figure 18 OCP 和 SCP 功能的布板建议

4.9 采样电阻和吸收电容的布线建议

测量相电流的过电流时，使用的是外部电流检测电阻。采样电阻和 IM323 之间较长的走线，会导致浪涌过大，这可能破坏 IM323 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。为了降低引线电感，采样电阻和 IM323 之间接线必须尽可能地短。如 Figure 19 所示，吸收电容的位置必须安装正确，以有效抑制浪涌电压。通常，建议使用 0.1 到 0.22μF 左右的高频无感电容。如 Figure 19 所示，如果吸收电容安装在了错误的位置“1”，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，引线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，短路保护电平也将略低于计算的设计值。位置“2”处的浪涌抑制效果要大于位置“1”或“3”。位置“3”是一个合理的折衷，它的抑制效果要比位置“1”更好，而且不会影响电流检测信号的准确性。因此，吸收电容通常安装在位置“3”。

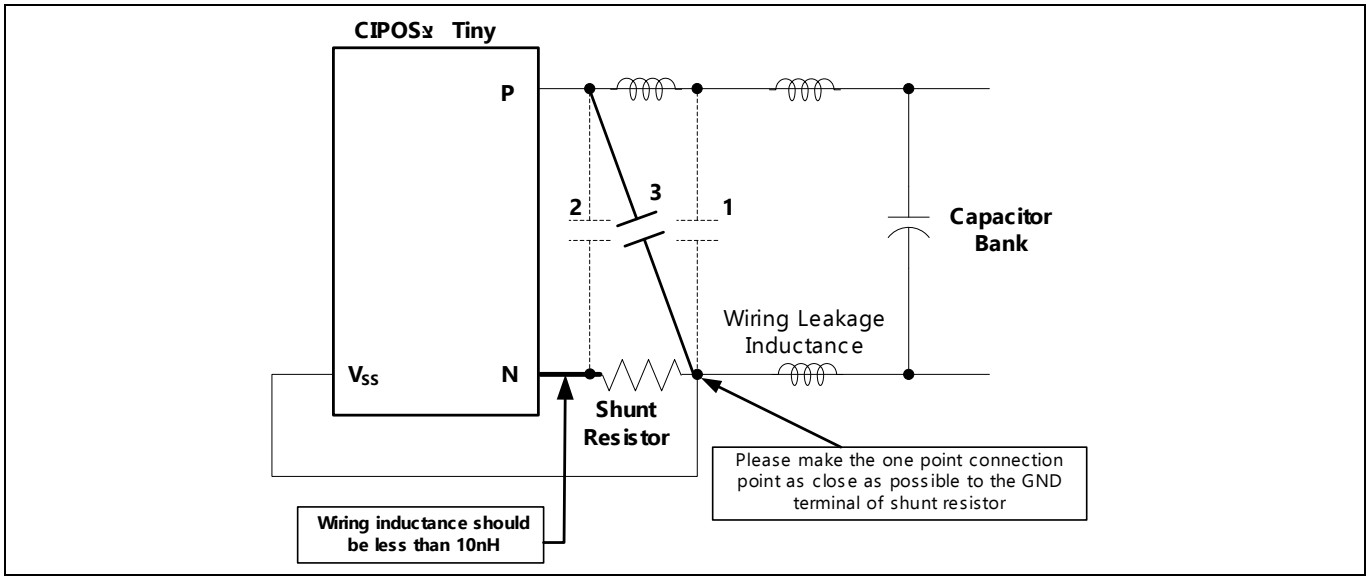


Figure 19 采样电阻和吸收电容的布线建议

4.10 IM323 的引脚和螺丝孔坐标

Figure 20 显示了 IM323 在 PCB 上的位置，其中，每个引脚和螺丝孔的中心坐标都列在了 Table 14 中。这些引脚和螺丝孔的位置仅供参考。

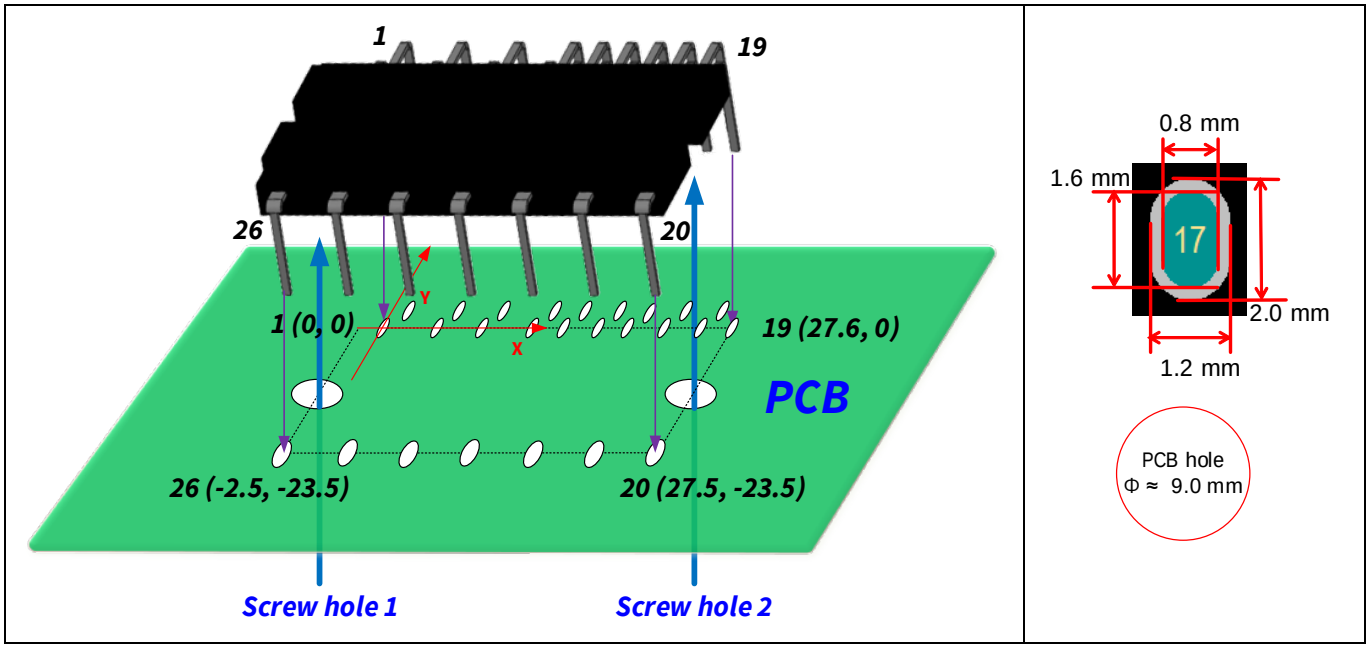


Figure 20 IM323 在 PCB 上的位置 (单位: [mm])) 和焊盘设计示例 (引脚 1-26)

Table 14 IM323 的引脚和螺丝孔的坐标 (单位: [mm])

引脚编号		X	Y	引脚编号		X	Y
信号引脚	1	0.00	0.00	信号引脚	15	23.00	0.00
	2	1.15	3.00		16	24.15	3.00
	3	4.60	0.00		17	25.30	0.00
	4	5.75	3.00		18	26.45	3.00
	5	9.20	0.00		19	27.60	0.00
	6	10.35	3.00	电源引脚	20	27.50	-23.50
	7	13.80	0.00		21	22.50	-23.50
	8	14.95	3.00		22	17.50	-23.50
	9	16.10	0.00		23	12.50	-23.50
	10	17.25	3.00		24	7.50	-23.50
	11	18.40	0.00		25	2.50	-23.50
	12	19.55	3.00		26	-2.50	-23.50
	13	20.70	0.00	螺丝孔	1	-2.95	-11.75
	14	21.85	3.00		2	27.15	-11.75

5 保护功能

5.1 欠压保护

IM323 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 15 V ± 10 %。Table 15 描述了 IM323 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 IM323 的管脚上。

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。

模块 V_{SS} 端子的电势因采样电阻的电压降而有别于 N 电源端子。非常重要的一点在于，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，这可能导致短路保护功能运行错误。通常，在 PCB 布局中，将公共参考 (V_{SS2}) 作为接地层，将是不错的做法。

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}) 低于欠压锁定 (UVLO) 电平时，IGBT 都会关断，无论输入信号是高还是低。

Table 15 IM323 和控制电源电压

控制电压范围[V]	功能
0-12.4	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}
12.4-13	IGBT 受控于输入信号而工作。当驱动电压低于推荐范围时，$V_{CE(Sat)}$和开关损耗都要比正常条件下大。不建议在这此范围下工作。
13-17.5	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	IGBT 仍在工作。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	IM323 控制电路可能受损。

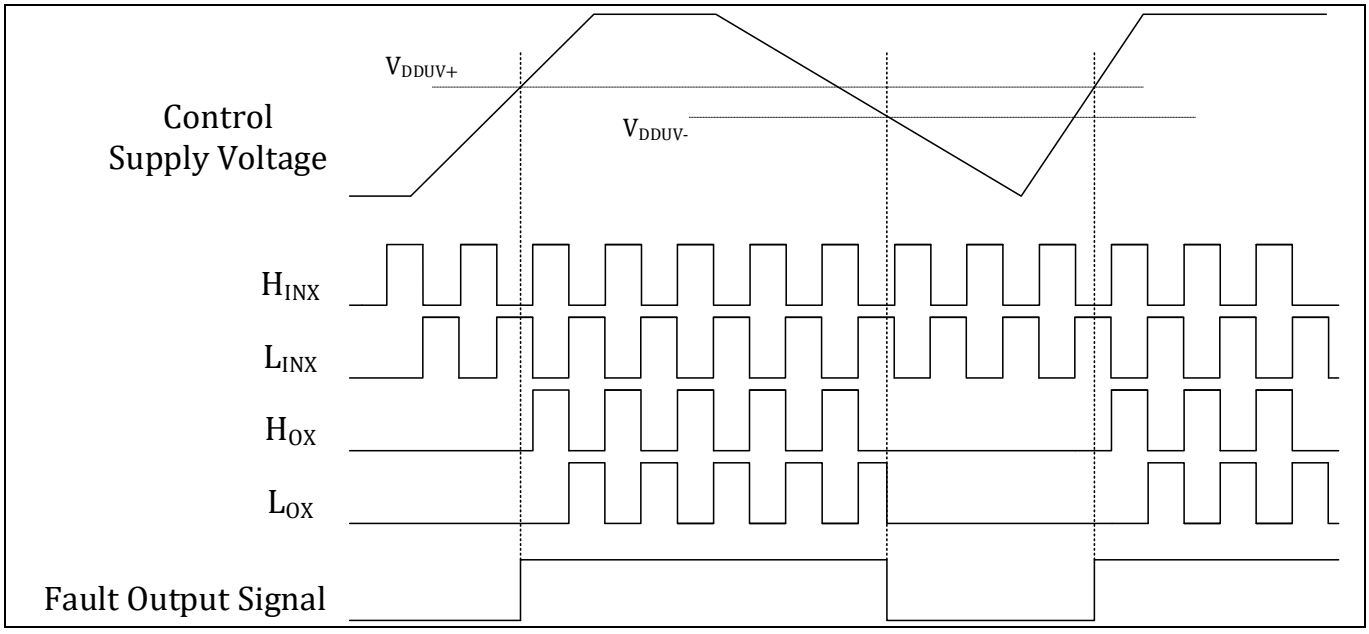


Figure 21 低边欠压保护功能的时序图

保护功能

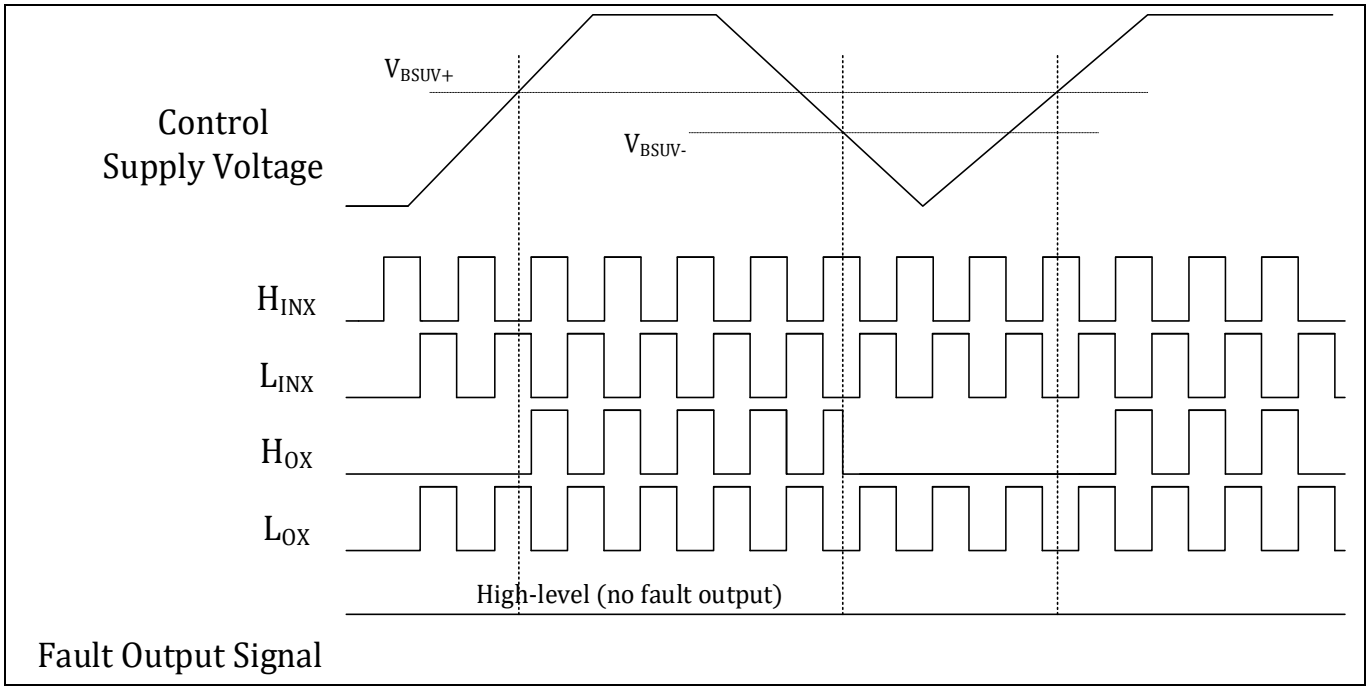


Figure 22　高边欠压保护功能的时序图

5.2 过流保护

5.2.1 过流 (OC) 保护的时序图

IM323 具有过流关断功能。其内部 IC 监测着 I_{TRIP} 引脚处的电压。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，短路电流的最大幅度取决于栅极电压。栅极电压越高，意味着短路电流就越大。为避免这种潜在问题，最大过流保护电压阈值通常设为额定集电极电流的两倍。Figure 23 显示了过流保护功能的时序图。

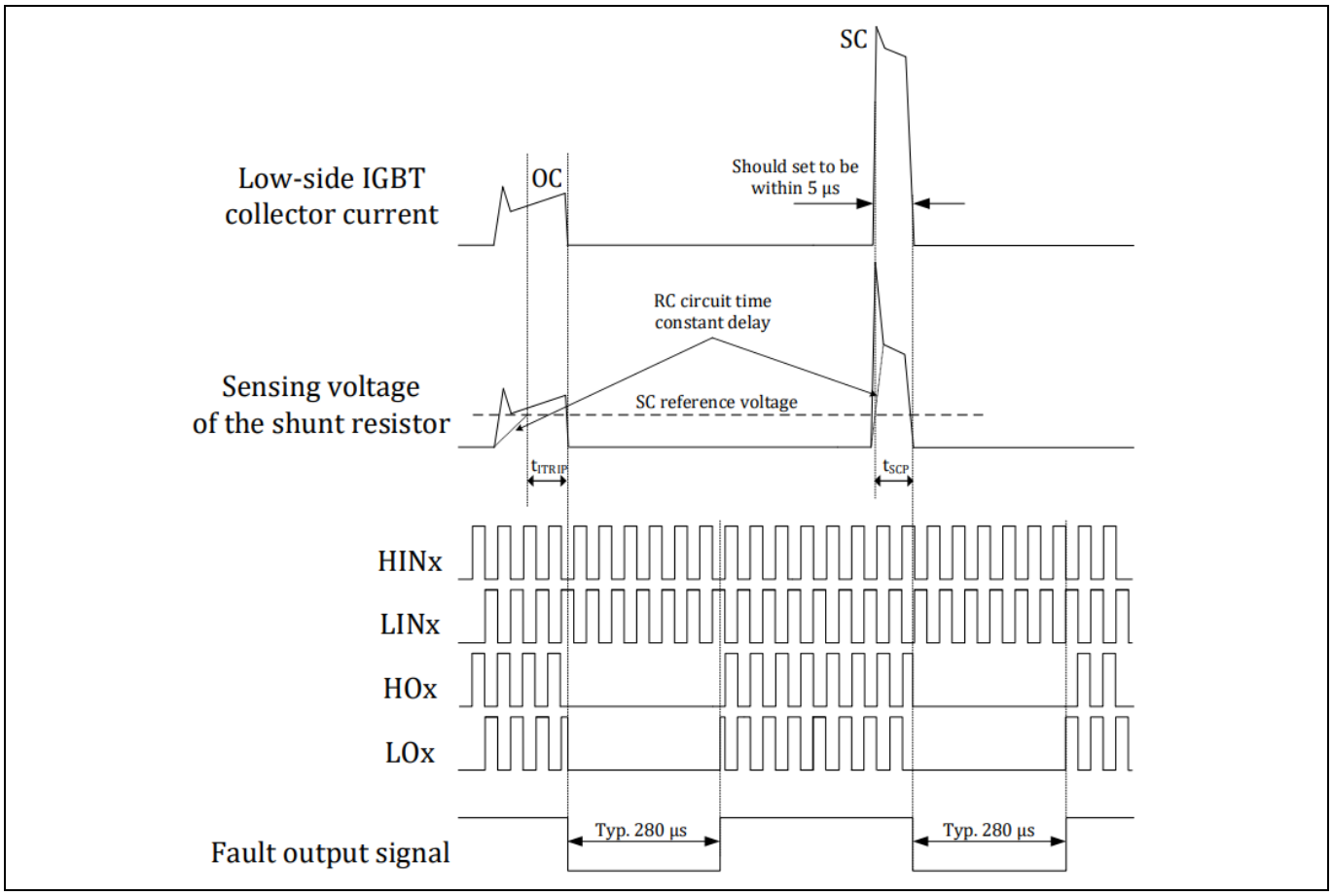


Figure 23 过流保护功能的时序图

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:

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

式中: $V_{IT,TH+}$是 IM323 的 I_{TRIP} 正向阈值电压，通常为 0.525 V，I_{OC} 是过流保护点对应的电流。

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，IM323-L6G 的最大峰值集电极电流为 30 A_{peak}，因此，采样电阻的推荐值计算如下:

$$R_{SH(\min)} = \frac{0.525}{30} = 0.0175\ \Omega = 17.5\ \text{m}\Omega$$

对于采样电阻的额定功率，应考虑如下因素:

保护功能

- 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:

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

示例: R_{SH} = 18 mΩ时，IM323-L6G:

- 逆变器的最大负载电流: 10.6 A_{rms}
- T_{SH} = 100°C 时的功率降额比: 80%
- 安全裕度: 30%

$$P_{SH} = \frac{10.6^2 \times 0.018 \times 1.3}{0.65} = 3.286\ W$$

一个适当的采样电阻的额定功率超过 3.29 W (例如，3.5 W)。另外，我们建议使用 SMD 型采样电阻，以最大限度地减轻由杂散电感造成的浪涌电压，请参见 Table 16。

Table 16　　分流电阻的参数

型号	额定功率	最大额定电流[A]	最大过载电流[A]	工作温度范围[°C]
LR2728(RARA)	70°C 时 3.5 [W]	29.58	51.23	-55 to170

5.2.3　延迟时间

在过流保护中，滤波器在过流检测电路上必不可少，用以避免由噪声引起的误保护。过流时间常数需要考虑噪声持续时间和 IGBT 的短路耐受时间来确定。

采样电阻的检测电压超过 I_{TRIP} 正向阈值 ($V_{IT,TH+}$) 时，该电压通过 RC 滤波器被施加到 IPM 的 I_{TRIP} 引脚上。Table 17 列出了过流保护参考电平的参数。在 I_{TRIP} 引脚的输入电压上升到 I_{TRIP} 正向阈值电压水平之前，滤波器延迟时间 (t_{Filter}) 由以下等式定义:

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

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

式中: $V_{IT,TH+}$是引脚的输入电压 I_{TRIP}，I_C 是峰值电流，R_{SH} 是采样电阻值，是 RC 时间常数。此外，这里的短路传输延迟时间 I_{TRIP} (t_{SCP})是由从 $V_{IT,TH+}$到 I_{SC} 的 10%的传输延迟时间确定的。请参见 Table 18。

Table 17　　过流保护参考电平 VIT,TH+的参数

项目	符号	最小值	典型值	最大值	单位
I_{TRIP} 正向阈值电压	$V_{IT,TH+}$	0.475	0.525	0.570	V

Table 18　　关断传输延迟

项目		条件	最小值	典型值	最大值	单位
短路传输延迟时间 (t_{SCP})	IM323 - L6G IM323 – L6G2	从 $V_{IT,TH+}$ 到 10% I_{SC}	-	1250	-	ns

因此，从 I_{TRIP} 正向阈值 ($V_{IT,TH+}$) 到 IGBT 关断的总时间为:

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

短路传输延迟可以根据工作温度和 V_{DD}, V_{DC} 等工作条件而改变。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 短路安全工作区 (SCSOA) 特性

Figure 24 显示了 IM323 产品在所列条件的短路状态下的典型 (不保证) SCSOA 性能图。以 IM323-L6G 为例，该图说明如果短路时间不到 5 µs，那么 IGBT 就可以安全关断。在这种情况下，IGBT 可以在 16.5 V 的控制电源电压下，关断大约 120 A_{peak} (此电流取决于测试条件) 的短路电流 (非重复) 。

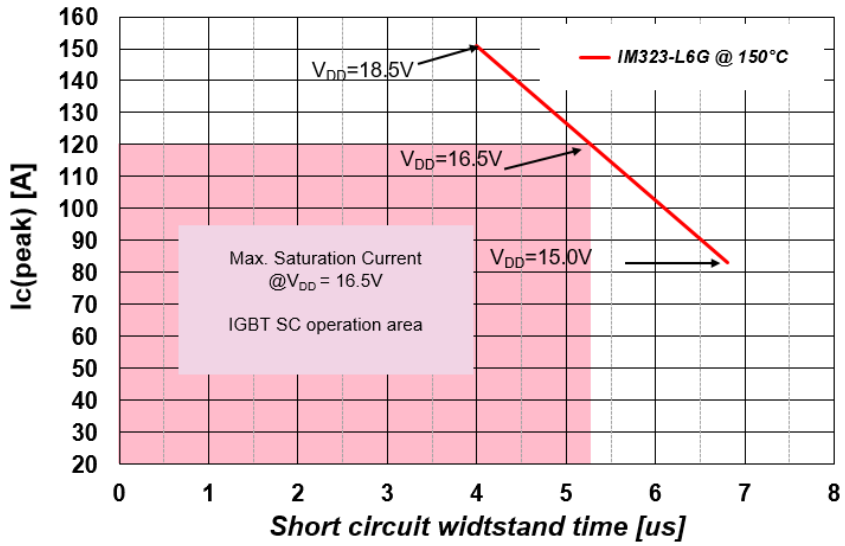


Figure 24 IM323 产品的典型 SCSOA 图 (V_{DC} = 400 V, $V_{PN(surge)}$ < 500 V, T_J = 150°C 时)

5.3 故障输出电路

由于 V_{FO} 端子为漏极开路型结构，因此，必须使用上拉电阻，将其上拉到更高的电平。该电阻必须根据 Table 19 和 29 提供的参数计算。

Table 19 故障输出的最大额定值

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} 和 V_{SS} 之间	-1.0 ~ V_{DD} + 0.3	V
故障输出电流	I_{FO}	V_{FO} 引脚的灌电流	10	mA

Table 20 电气特性

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

5.4 休眠功能

每次触发 I_{TRIP} 或在欠压锁定后，休眠功能就会被激活。Figure 25 显示了时序图。

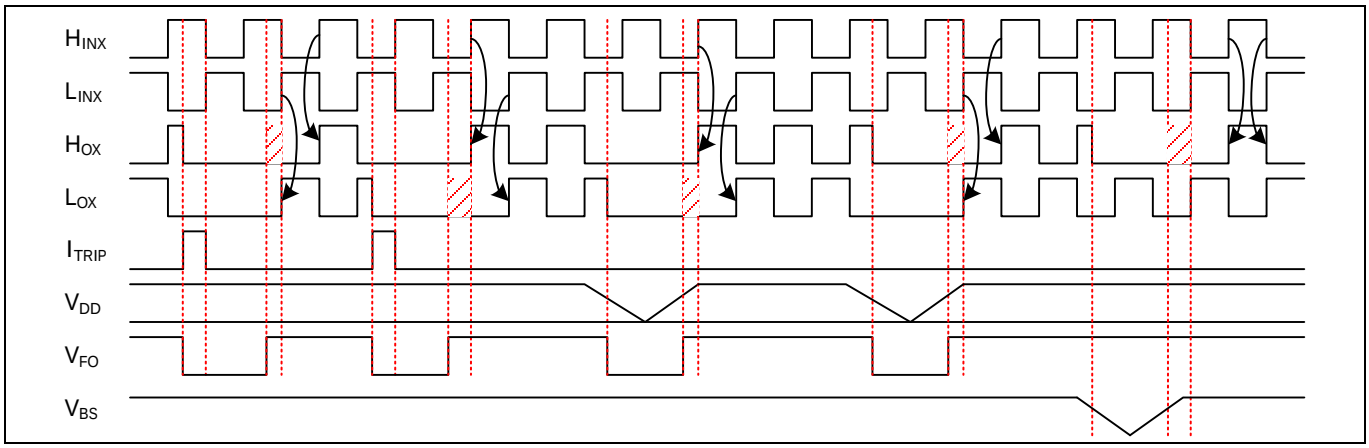


Figure 25 休眠功能 (具有 I_{TRIP} 和 UVLO) 时序图

5.5 温度监测和热保护

IM323 拥有内部热敏电阻的独立引脚 (25°C 时 85 kΩ) 。内置的热敏电阻直接在内部连接 V_{SS}。典型的应用电路如 Figure 27 所示。外部上拉电阻连接至 V_{ctr}，确保了生成的电压可以直接连接到控制器。

Figure 28 显示了一个参考板，其中，上拉电阻被设为 18 kΩ，以便热敏电阻温度为 100°C 时，5V 和 3.3V 控制电压 (V_{ctr}) 的 V_{OT} 分别变为 1.15 V 和 0.75 V。

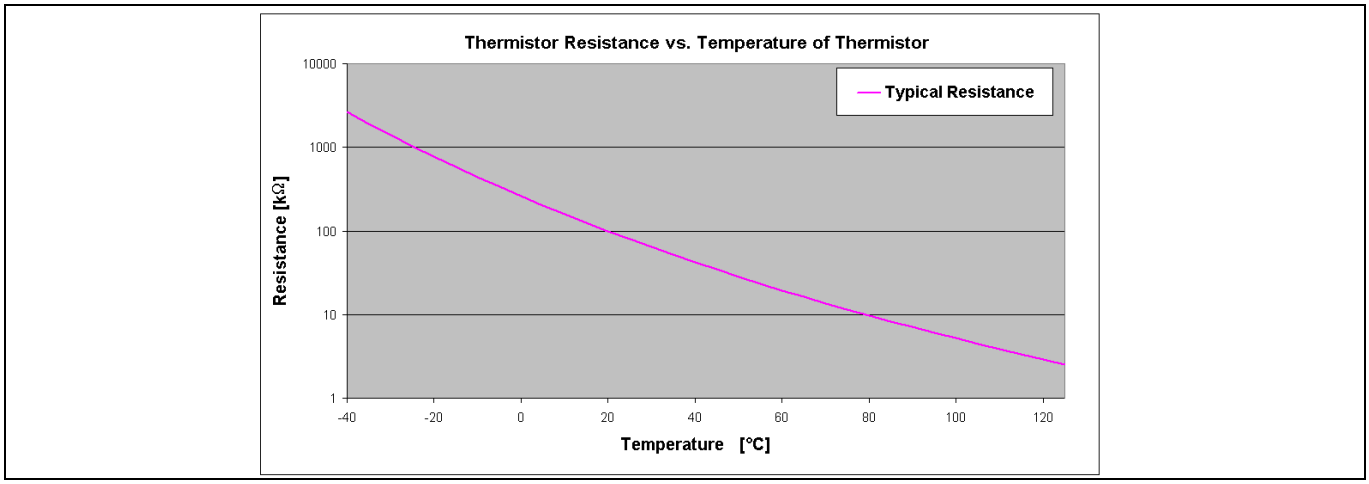


Figure 26 内部热敏电阻的电阻特性与热敏电阻温度的关系

保护功能

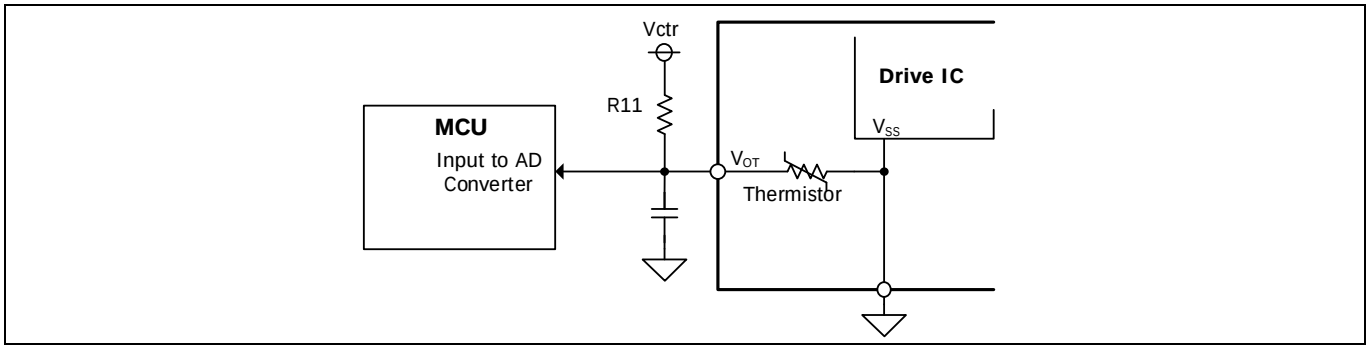


Figure 27　过温保护的电路建议

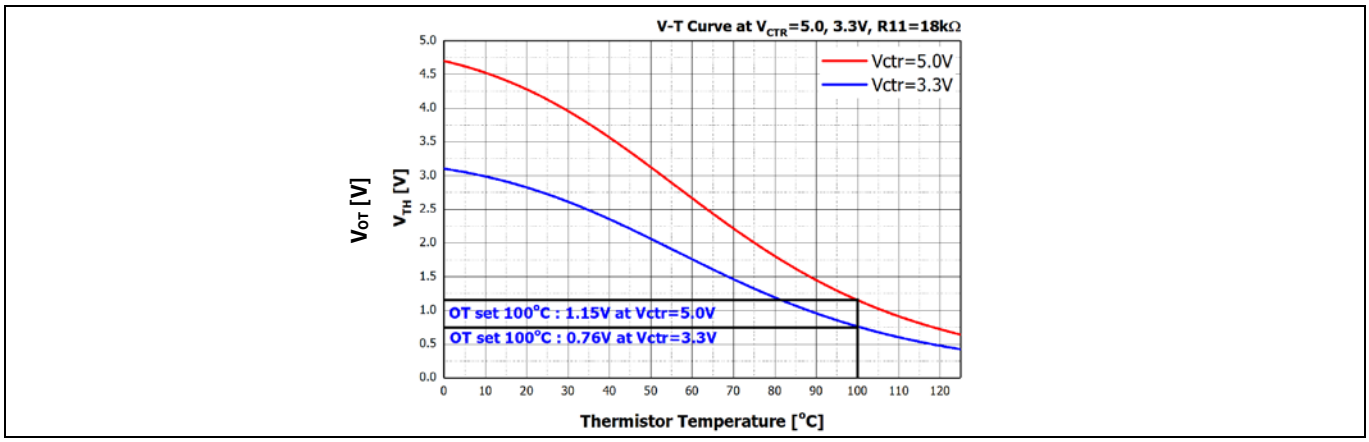


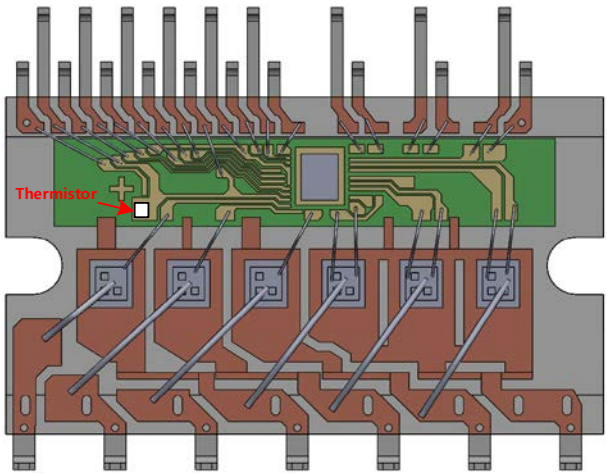
Figure 28　V_{OT} 引脚电压与热敏电阻温度的关系

如 Figure 29 (a) 所示，NTC 热敏电阻位于 IPM 内部的 PCB 上。因此，热敏电阻的温度无法直接反应功率芯片的温度。IPM 运行时，功率器件的热量通过散热器和封装传递到热敏电阻，如 Figure 29 (b) 所示。

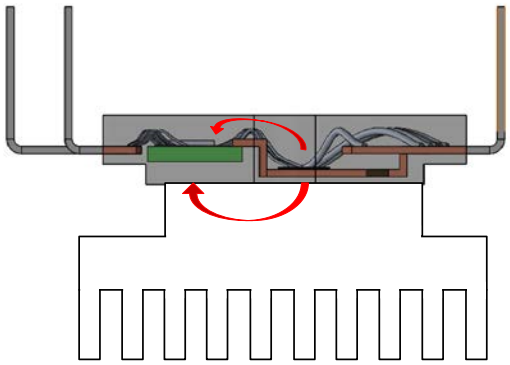
Figure 30 显示了在上述条件下，$T_{J\,(ave)}$ (IGBT 的平均结温) 、 T_C (IPM 的壳温) 和 T_{NTC} (热敏电阻的温度) 的关系。

不过，这种关系也只是其中的一个例子，具体取决于系统的条件，例如散热器的尺寸、冷却系统、控制方案等。如果用户想要了解系统 $T_{J\,(ave)}$、T_C 和 T_{NTC} 之间的关系，建议在系统中定义这种关系。

保护功能

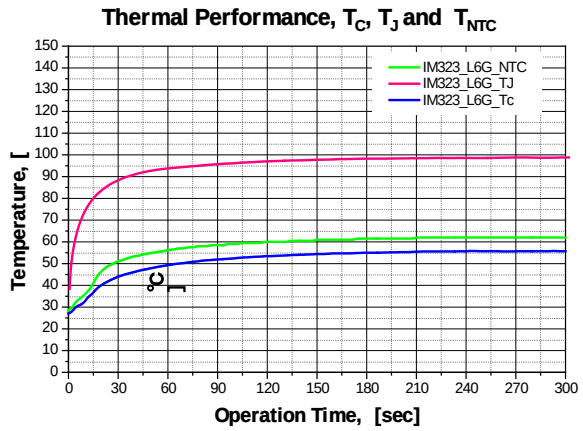


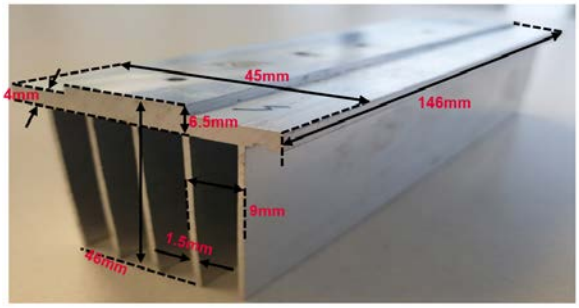
(a) 热敏电阻的位置



(b) 功率器件的散热

Figure 29　功率器件中热敏电阻的位置和散热情况





*[散热器信息]

Figure 30　T_J, T_C 和 T_{NTC} 之间的关系 (示例) (测试条件: V_{DC} = 340 V, V_{DD} = 15 V, I_O = 1 ~ 10 A_{peak}, F_{SW} = 6 kHz, F_O = 60 Hz, SVPWM,散热器*强制冷却，T_J 由红外相机测量，T_C 测量点见 Figure 4)

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，它为 IM323 的栅极驱动 IC 供电。该电源电压的推荐范围为 13.0 V-17.5 V，以确保栅极驱动 IC 能够完全驱动高边 IGBT。IM323 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 工作在高损耗状态。请注意，任何高边部分的欠压锁定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} 浮地电源的方法有很多。其中一个就是本节所述的自举方法，这个自举方法简单价廉，但由于需要保证对自举电容器的有效充电，占空比和充电时间都受到限制。

如 Figure 31 所示，自举供电是通过组合外部二极管、电阻和电容实现的。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，自举电路的电流路径如 Figure 31 所示。如欲了解自举电路的详细信息，请参阅应用笔记《2020-14_ CIPMS™ IPM 系列的自举电路设计》[4]。

6.2 内部自举功能的特性

IM323 内部栅极驱动 IC 中包含三个自举功能，由三个二极管和三个电阻组成，如 Figure 3 所示。内部自举电阻的典型阻值在室温下为 37 Ω，其他电气特性见 Table 21。

只使用内部集成自举电路时，建议 V_{DD} 为 15 V。

Table 21 内部自举参数的电气特性

说明	条件	符号	值			单位
			最小值	典型值	最大值	
重复峰值反向电压		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_F = 4 V 和 V_F = 5 V 之间	R_{BSD}	-	37	-	Ω
自举二极管正向电压	I_F = 0.3 mA	V_{F_BSD}	-	1.0	-	V

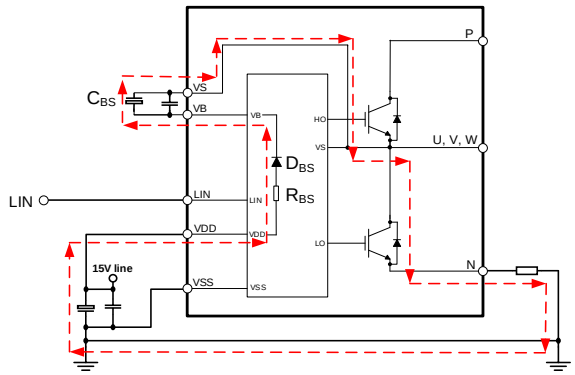
6.3 自举电容器的初次充电

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:

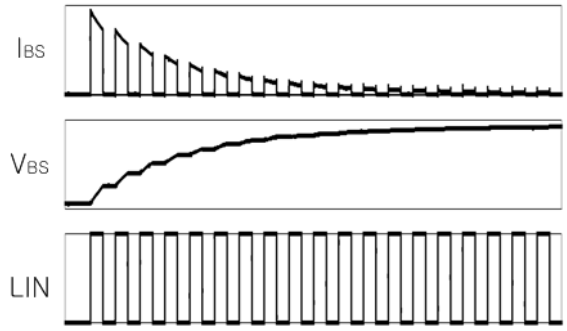
$$t_{charge} \geq C_{BS} \times R_{BS} \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{BS} - V_{FD} - V_{LS}}\right) \quad (6)$$

式中: V_{FD} 是自举二极管的正向电压降，$V_{BS(min)}$是自举电容电压的最小值，V_{LS} 是低边 IGBT 的导通压降，δ是 PWM 的占空比。

自举电路



(a) 自举电路



(b) 初次自举充电的时序图

Figure 31 自举电路的运行和初次充电

6.4 选择自举电容器

自举电容可按以下公式计算:

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

式中，Δt 是高边 IGBT 最大导通脉冲宽度，ΔV 是 C_{BS} 的允许放电电压，$I_{discharge}$ 是 C_{BS} 最大放电电流，主要通过以下方式:

- 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 的放电电流，作为 IPM 的计算基础。考虑到分散性和可靠性，电容一般选为比计算值高 1-2 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。为确保这一点，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 IPM 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 IPM 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 Figure 31 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，它会放电。

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} =0.9 V
- $V_{BS\,(min)}$ = 13 V, V_{LS} = 0.1 V

$$t_{charge} \geq \frac{4.7\ \mu F \times 37\ \Omega}{0.5} \times \ln\left(\frac{15\ V}{15\ V - 13V\ - 0.9\ V - 0.1\ V}\right) \cong 0.98\ ms$$

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, $I_{discharge}$ = 1 mA

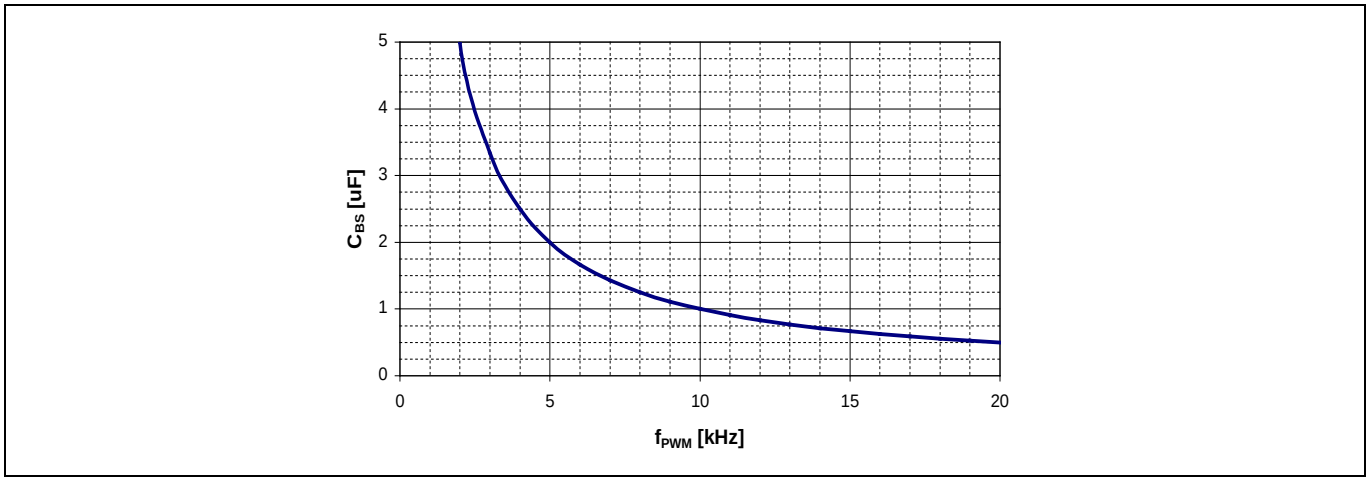


Figure 32 自举电容与开关频率的关系

Figure 32 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。建议用户在系统设计期间，考虑所用器件的实际控制模式和使用寿命。

7 热系统设计

7.1 简介

对于采用 IM323 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

当选择了 IM323 作为应用的智能功率模块的时候，第一个标准就已经满足了。为了充分利用系统，选择合适的散热器同样十分重要。良好的热设计可以最大限度地提高功率，或提高系统的可靠性 (通过降低最高温度) 。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。

对于热设计，需要考虑以下细节:

- 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 $T_{J,max}$
- 结到环境的热阻阻抗 $Z_{th,J-A}$。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。Figure 33 显示了一个典型的热网络等效电路简图。这个电路忽略了热电容和可忽略不计的热路径 (例如，从模块表面直接到环境的热传递 (通过对流和辐射)) 。

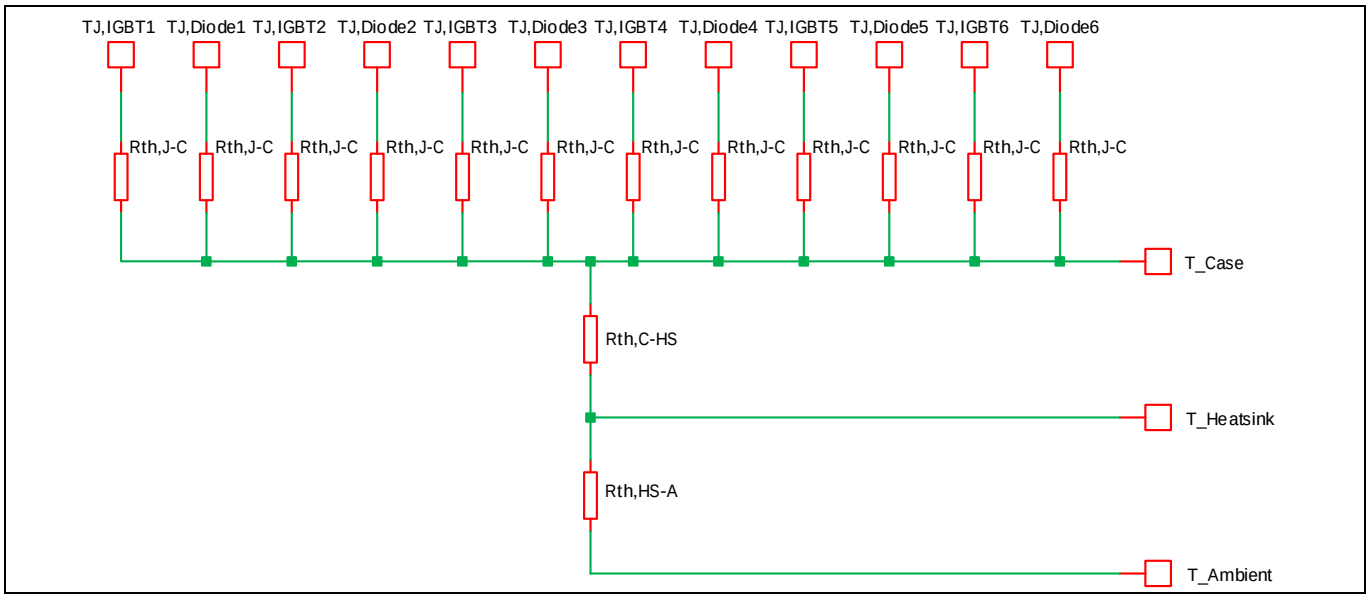


Figure 33 热等效电路简图

7.2 功率损耗

IM323 的总功率损耗由 IGBT 和二极管的传导损耗和开关损耗组成。关断稳态期间的损耗很小，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 IM323 三相连续正弦 PWM 的两种损耗。如欲了解有关三相不连续 PWM 的更多信息，请参考[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:

$$V_{\mathrm{IGBT}} = V_{\mathrm{I}} + R_{\mathrm{I}} \cdot i$$
$$V_{\mathrm{DIODE}} = V_{\mathrm{D}} + R_{\mathrm{D}} \cdot i \qquad (8)$$

式中:

- V_I = IGBT 的阈值电压
- V_D =反并联二极管的阈值电压
- R_I = IGBT 的导通状态斜率电阻
- R_D =反并联二极管的导通状态斜率电阻

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，计算公式如下:

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

式中: 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 及其反并联二极管的导通损耗:

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

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

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

设ξ是给定的 PWM 方法中的占空比，则:

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

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

请注意: 总逆变器导通损耗是 P_{con} 的 6 倍。

7.2.2 开关损耗

不同的器件具有不同的开关特性，随处理的电压/电流和工作温度/频率而变化。然而，在给定的条件下，导通/关断损耗能量 (焦耳) 可以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:

$$\text{Switching energy loss: } E_{\text{sw}} = (E_{\text{I}} + E_{\text{D}}) \times i \quad (14)$$

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

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

式中: E_I 是 IGBT 每单位开关损耗能量，E_D 是其单片二极管的每单位开关损耗能量。E_I 和 E_D 可以近似地看作常数。

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以下公式表示:

$$P_{\text{sw}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(E_{\text{I}} + E_{\text{D}}) \times i \times \text{f}_{\text{sw}}\text{d}\varphi = \frac{(E_{\text{I}}+E_{\text{D}})\times \text{f}_{\text{sw}}\times \text{I}_{\text{peak}}}{\pi} \quad (17)$$

式中: E_I 是和 IGBT 开关能量相关的唯一常数。不同的 IGBT 有不同的 E_I 值。E_D 是二极管常数。它们都是通过实验性的测量得出的。通过公式 (17) 可以看到，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

在实操中，功率损耗 P_D 是周期性的。因此，必须考虑瞬态阻抗。热阻抗通常由 RC 等效电路 (Foster 模型) 表示，如 Figure 34 所示。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 IM323 可以承受更大的负荷。Figure 35 显示了 IM323-LG6 结到壳的热阻抗曲线。Table 22 列出的热阻大约需要 10 秒钟才能饱和。

Table 22 IM323-L6G 产品的热阻

说明	符号	条件	值			单位
			最小值	典型值	最大值	
单 IGBT 热阻 (结到壳)	R_{thJC}	低边 U 相	-	-	4.7	K/W
单二极管热阻 (结到壳)	$R_{thJC,D}$	(T_C 测量点见 Figure 4)	-	-	7.4	K/W

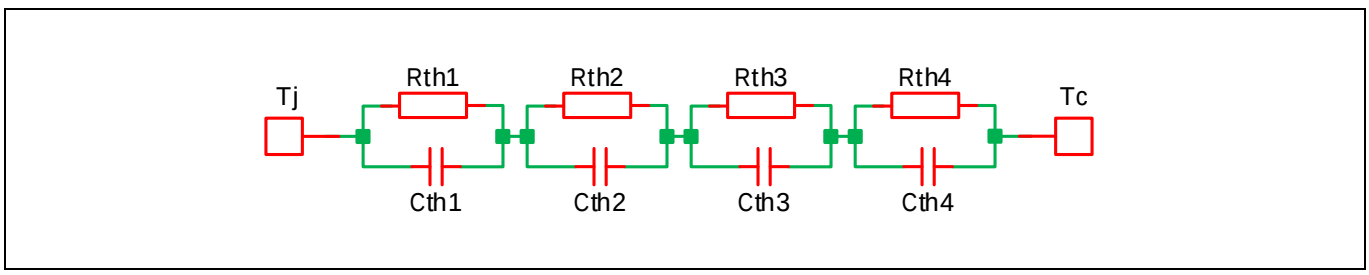


Figure 34 RC 等效电路的热阻抗

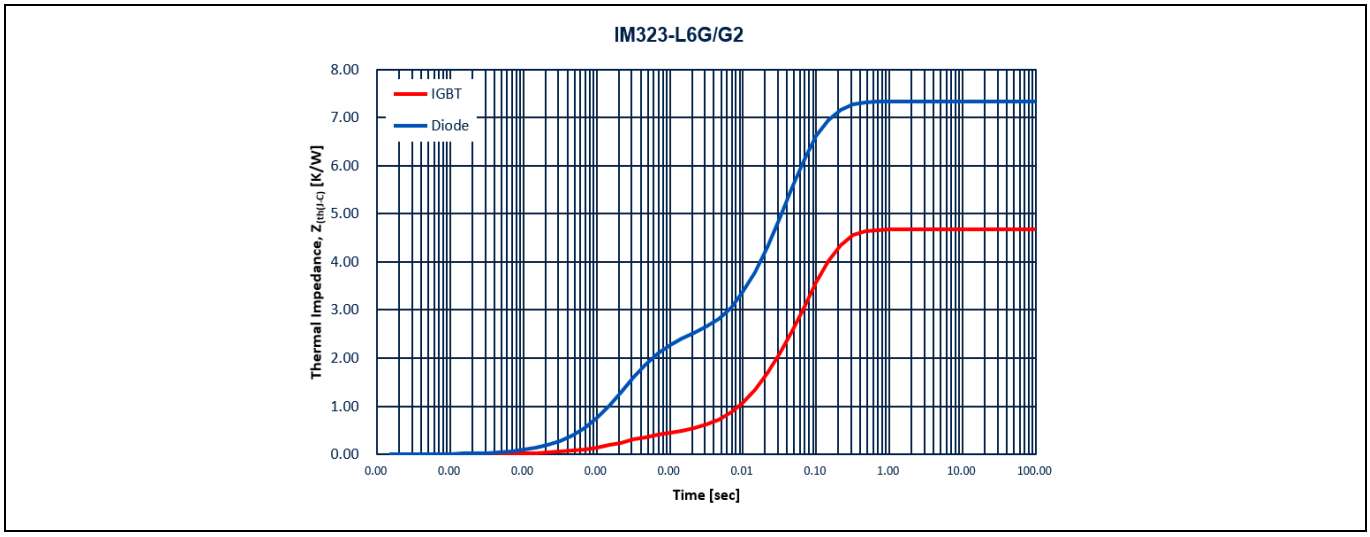


Figure 35　IM323-L6G 的热阻抗曲线 (基于单片加热)

7.4　温升注意事项和计算示例

CIPOS™ Tiny IM323 IPM 的在线仿真工具[4]有助于计算功率损耗和估算温度。使用典型的特性计算出来的损耗结果，如 Figure 36 所示，即 V_{PN} = 300 V，V_{DD} = 15 V，$V_{CE\ (sat)}$ = 典型值，开关损耗 = 典型值，T_J = 150°C，T_C = 100°C，$R_{th\ (J-C)}$ = 最大值，P.F = 0.8，三相连续 PWM 调制，以及 60 Hz 正弦波输出时的“有效电流与载波频率特性”。

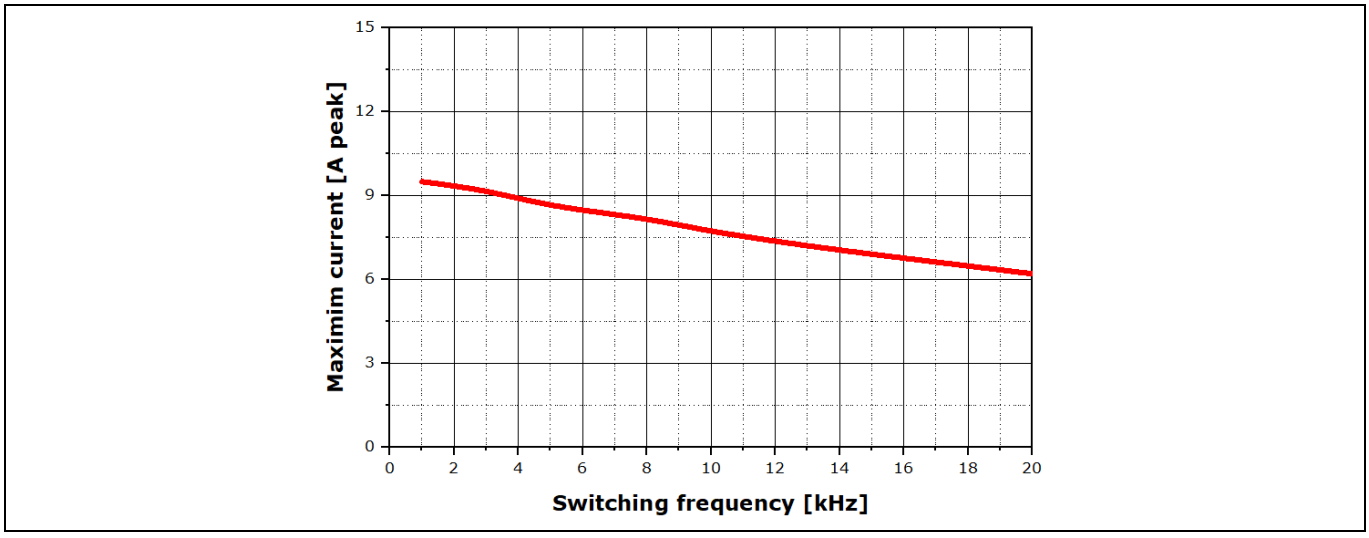


Figure 36　给定条件下的功率损耗和结温

7.5 散热器的选择

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 Figure 34，计算散热器和热界面材料所需的热阻:

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

式中: $P_{D,k}$ 和 $R_{th,J-C,k}$ 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 $R_{th,J-C}$，从而得到所需的壳到环境所需的热阻。

$$R_{th,C-A} = R_{th,C-HS} + R_{th,HS-A} = \frac{T_{J,max} - P_D \cdot R_{th,J-C} - T_{A,max}}{\sum P_D} \quad (19)$$

举例来说，一台洗碗机的每个电源开关最高耗散 3.5 W，最高环境温度为 50°C，最大结温为 150°C，$R_{th,J-C}$ 为 3.0 K/W。所需的壳到环境热阻为

$$R_{th,C-A} \leq \frac{150°C - 3.5\,W \times 3\,K/W - 50°C}{6 \times 3.5\,W} = 4.3\,K/W$$

如果散热器温度被限制在 100°C，则需要更低的热阻。于是:

$$R_{th,C-A} \leq \frac{100\,℃ - 50\,℃}{6 \cdot 3.5\,W} = 2.4\,K/W$$

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:

- 从热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

要在热源和散热器之间提供良好的热接触，需要考虑两个因素:

- **接触面平整度**

  热源和散热器之间的表面不平整，因此需要使用热界面材料。由于这类材料导热率低 (< 10 K/W) ，因此，必须尽可能薄。另一方面，它们还需要填充热源和散热器之间的空间。因此，散热器的不平整度必须尽可能低。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**

安装压力越高，界面材料的分散就越好；同时，也会挤出过多的界面材料，从而形成更薄的界面层，从而降低热阻。

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:

- **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，通过添加翅片，让翅片变薄，来增加表面积，并无益处。

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环境中，对应的热阻为:

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

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):** 该系数很大程度上取决于气流速度，如 Figure 37 所示。 如果没有外部的力影响，则称为自然对流，否则为强制对流。翅片间距很小的散热器，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。

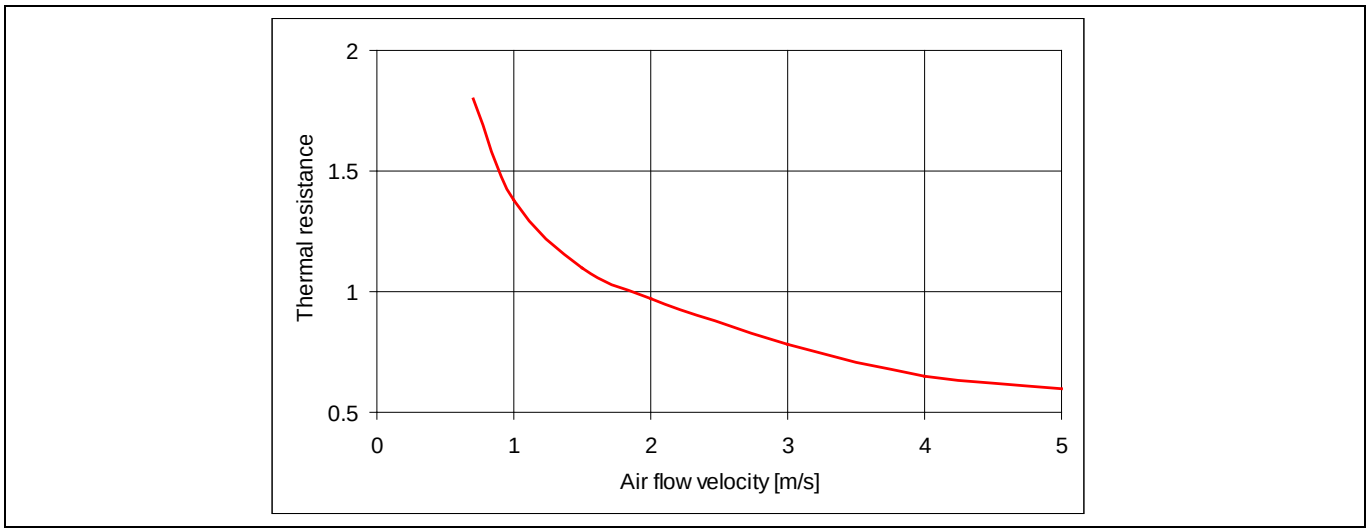


Figure 37 热阻与气流速度的关系

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 (例如， Aavid Thermalloy) 提供了校正表，以便用户根据温差，来计算热阻。Figure 38 显示了自然对流时，散热器的效率下降情况。请注意，30 W 时的热阻比 75 W 时高 25%。

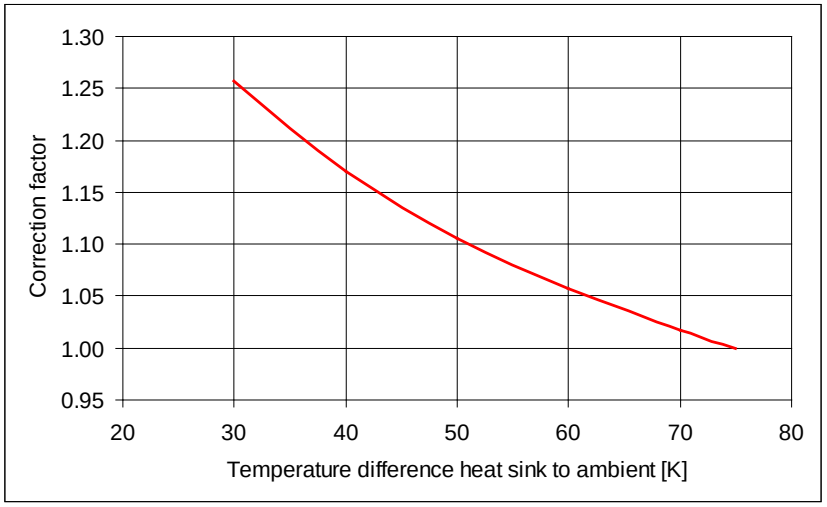


Figure 38　温度修正系数

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。此外，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，用户可以使用黑色表面的阳极氧化散热器。然而，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。由于在强制对流的情况下辐射热量可以忽略不计，所以，如果散热器不使用风扇，则可以使用空白 (blank) 散热器。

本节强调，不得将单一的热阻值分配给任何特定的散热器。

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。寻找合适的散热器包括，选择和测试散热器的迭代过程。要粗略估算散热器所需的体积，请从 Table 23 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。

Table 23　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

我们可以粗略地假设，散热器的体积需要增加 3 倍，才能将其热阻减半。这就提示了我们自然对流对于可用空间是否足够，或者需要强制对流。

如果需要针对给定应用进行了优化的散热器，用户可以联系散热器制造商或顾问。如欲获取更多提示和参考，请参见 [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，还请确保针对相应的流量，优化翅片间距。

8 安装和焊接方法

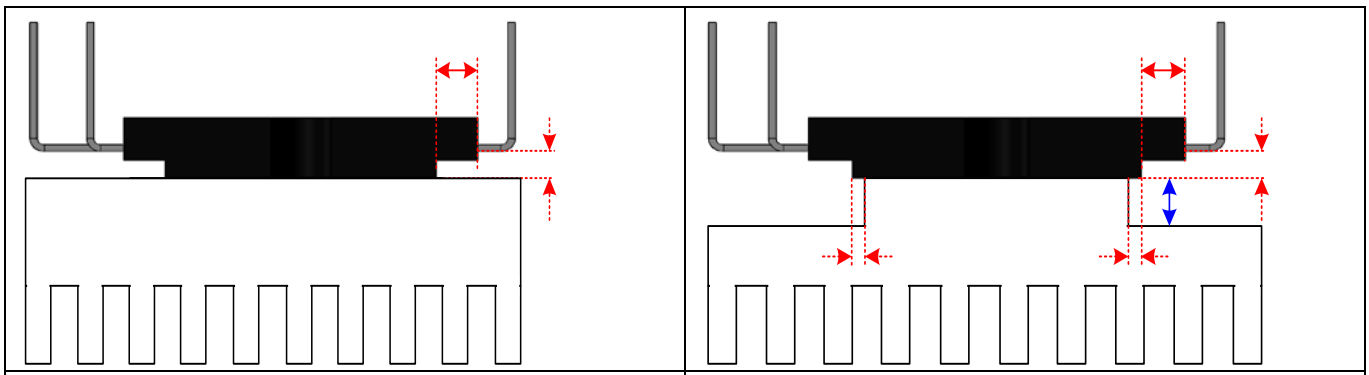
8.1 电气间距

Table 24 列出了 IM323 的电气间距参数。

为了增加端子引脚和散热器之间的间隙和爬电距离，必须如 Figure 39 所示调整散热器的形状。

Table 24 IM323 最小隔离距离

项目	间隙 (mm)	爬电距离 (mm)	备注
带电端子和高电势之间	2.50	3.00	
端子和散热器之间 [a]	1.55	3.35	**普通散热器[a]**
端子和散热器之间 [b]	3.05 **(1.55 + 1.5*)**	3.85 **(3.35 + 0.5**)**	**取决于散热器设计*, ****



(a) 普通散热器　　(b) 阶梯式散热器

Figure 39 阶梯式散热器形状推荐

如 Figure 40 所示，从各个条件的热性能来看，热间隙都小于 1%。

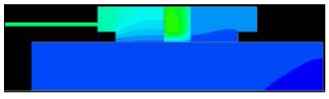
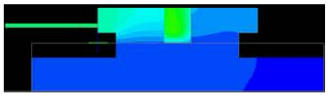
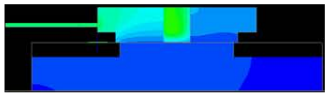
Item	Normal heatsink (Reference)	Stepped heatsink (0.0 mm)	Stepped heatsink (0.5 mm)	Unit
Image				
P_{loss}	7.5 (Total: 45 W)	7.5 (Total: 45 W)	7.5 (Total: 45 W)	[W]
T_{vj}	120.444	121.072	121.518	[°C]
T_C	86.2728	86.8345	87.1167	[°C]
$R_{th(J-C)}$	4.556	4.565	4.587	[K/W]
R_{th} ratio	100	100.2	100.7	[%]

Figure 40 各个散热器的热仿真

8.2 安装散热器

8.2.1 通用指南

只有适当安装了散热器，才能充分实现 IPM 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 IPM 时，应核实以下通用的散热器要点:

- 铝或铜散热器上不得有毛刺
- 螺丝孔必须是沉孔的
- 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

为了提高导热性，可以在 IPM 和散热器的接触面上涂上硅脂，并在 IPM 基板表面均匀地涂一层的脂 (厚 100 µm) 。散热器非平面的表面可能需要涂更厚的导热膏，请参阅散热器制造商的参数。请注意，在这种情况下，散热器完全覆盖了模块的背面。如果模块背面有一部分没有接触散热器，那么，其功能行为可能会有所不同。

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。

使用的 PCB 的设计必须确保模块背面的平面和散热器的平面平行，以实现最小的封装张力和模块与散热器之间的最佳接触。请检查数据手册中提供的模块的机械参数。

通过细致的测量，来核实功能和热条件，是很好的做法。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。

8.2.1.1 拧紧扭矩推荐

如 Table 25 所示，M3 螺丝的拧紧扭矩为最小 MS = 0.59 N·m，最大 MS = 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 IPM，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。
- IM323 必须与散热器绝缘时。
- 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。

安装和焊接方法

Table 25　机械特性和额定值 A

项目	条件		值			单位
			最小值	典型值	最大值	
安装扭矩	安装螺丝和垫片: M3		0.59	0.69	0.78	N·m
端子拉力	控制端子: 5 N 负载 电源端子: 10 N 负载	JEITA-ED-4701	10			S
端子弯曲强度	控制端子: 2.5 N 负载 电源端子: 5 N 负载 弯曲 90°	JEITA-ED-4701	2			次
背面曲率	见 Figure 41		0	-	110	µm
外散热器的平整度	见 Figure 42		-50	-	100	µm
重量			-	5.6	-	g

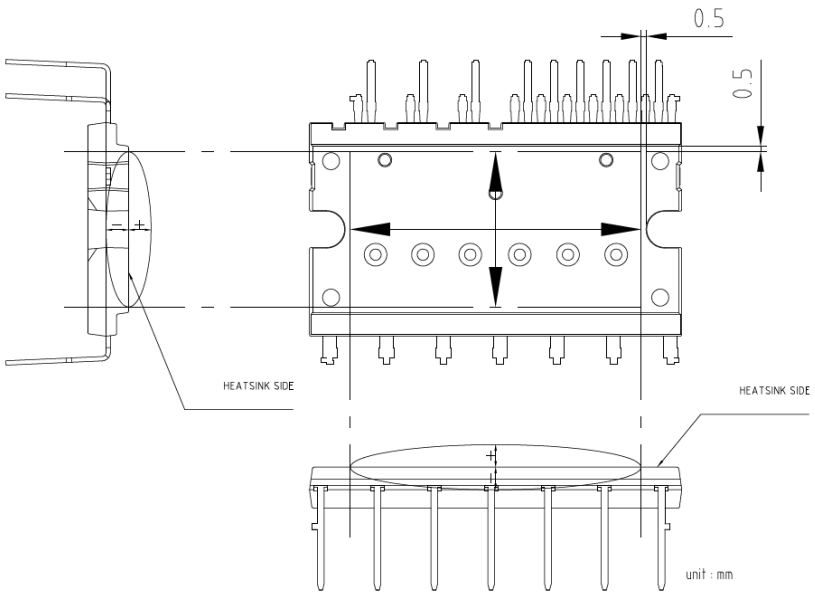


Figure 41　背面曲率测量位置

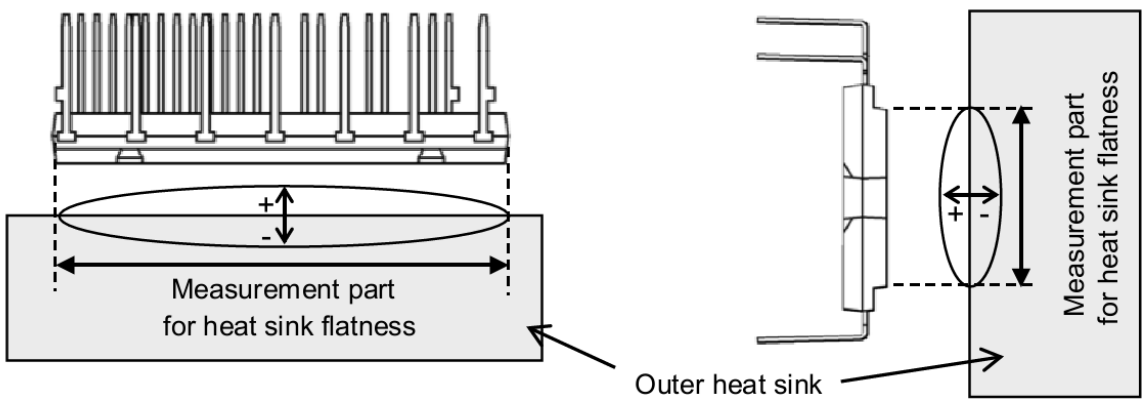


Figure 42　散热器平整度的测量位置

8.2.1.2 拧紧散热器中的螺丝

拧紧螺丝是将模块连接到散热器的重要一步。通常，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. 将螺丝 A 连垫圈一起预拧。
3. 将螺丝 B 连垫圈一起预拧。
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%。*



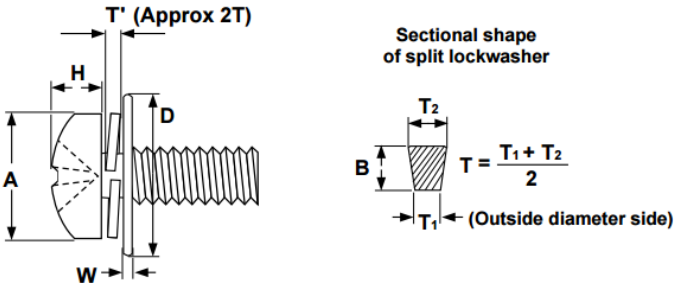
Figure 43 推荐的螺丝拧紧顺序: 预拧 A→B，最终拧紧 A→B

8.2.1.3 安装螺丝

建议使用 M3 SEMS 螺丝 (JIS B1256/JIS B1188)，将模块固定到散热器。Table 26 列出了规格参数。

Table 26 螺丝的规格参数推荐 (典型)

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	7.0	0.5	5	1.1 x 0.7



8.2.1.4 不同安装扭矩下的热性能

由于模块表面和散热器并非完全平坦，其接触压力和安装扭矩会影响热性能。根据 Figure 44 显示的结果，在 IM323 封装中测得的高热阻值 (结到散热器热阻，$R_{th(J-H)}$) 低于 0.1 (Nm)，扭矩稳定在 0.1 到 0.8 (Nm)。

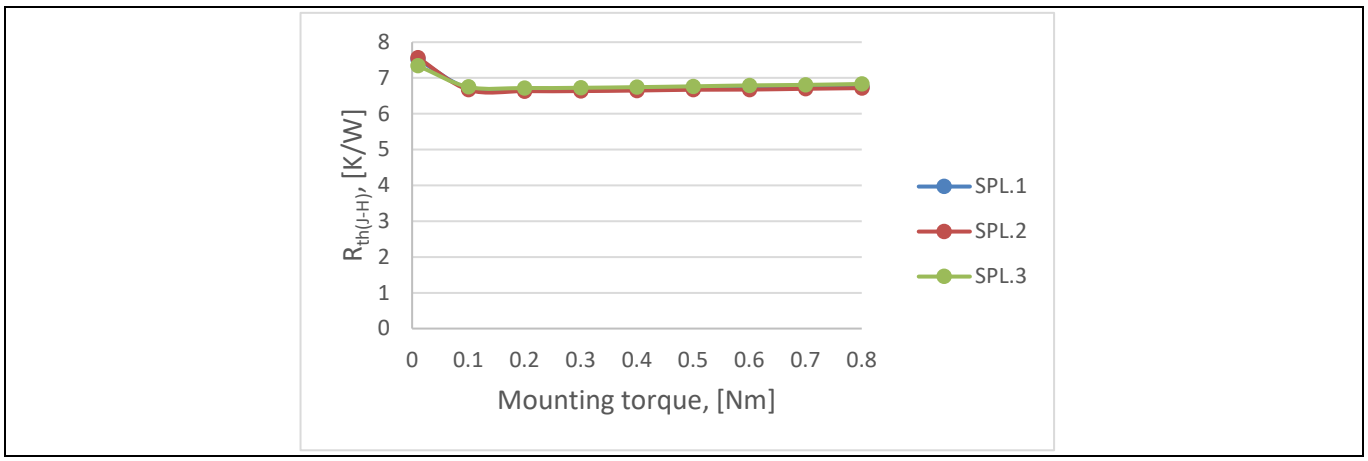


Figure 44 不同安装扭矩下的热阻

8.3 焊接条件

8.3.1 波峰焊

波峰焊是一种大型焊接工艺，电子元器件通过该工艺被焊接到 PCB 上，构成电子组件。其命名源于其焊接过程——使用一个容器，来容纳一定的熔融的焊料，将元器件插入或放在 PCB 上，然后，这个插装了元器件的 PCB 在泵的作用下，穿过焊料波或倾泄的焊料。焊料将润湿电路板的裸露金属区域 (未受阻焊层保护的区域)，从而形成可靠的机械和电气连接。

穿孔插装器件 (THD) 的引线末端又长又直，因此，可以插入 PCB 的钻孔中，并通过波峰焊固定。其中，只有穿过 PCB 钻孔的引线与热焊料接触。封装的主体由热引线加热[8]。

使用这种方法的结果有二:

- 与回流焊相比，封装主体保持在较低的温度
- 引线和封装主体之间，以及封装内部的温度梯度比回流焊时的大

因此，使用波峰焊 THD 时，请根据 JESD22-B106 和 IEC668 2-20 测试耐热性 (通常为 260°C，10 秒)。

不建议将整个封装主体浸入到熔融的焊料中，因为 THD 通常无法承受这种过强的温度冲击。

双波峰焊是最常用的波峰焊方法 (见 Figure 45)。使用的峰值温度、升温速率和时间取决于具体材料和波峰焊设备。

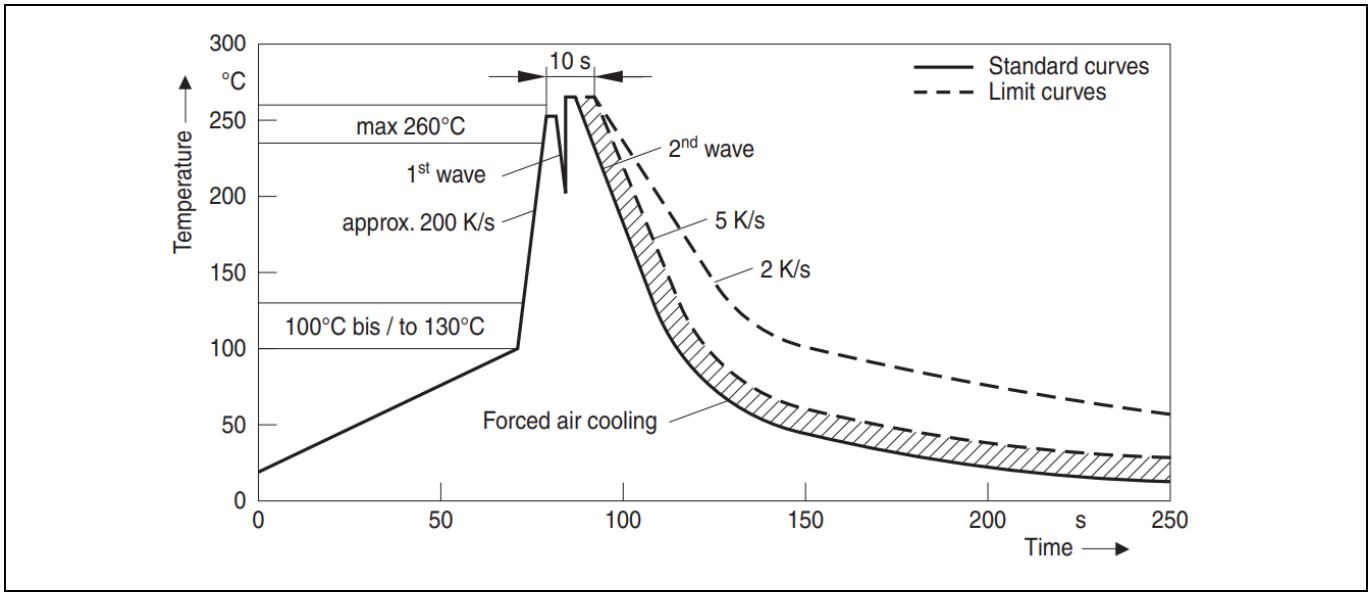


Figure 45　典型的双波峰焊曲线

8.3.2　人工焊接

考虑到封装模塑树脂的玻璃转化温度 (T_g) 和内部芯片和组件的耐热能力，引线根部的温度应保持在 150°C 以下，并且烙铁头只能在尖端处接触引线，远离封装塑封料。建议焊接时间尽可能地短。

人工焊接的测试方法: ATC-2450-3 (ARIM)，50 W:

- 将 50 W 烙铁的烙铁头 (温度设为上限条件) 放在距离端子端点 1 mm 的范围内的端子上，使用安装在端子根部的热电偶，测量端子根部的温升。

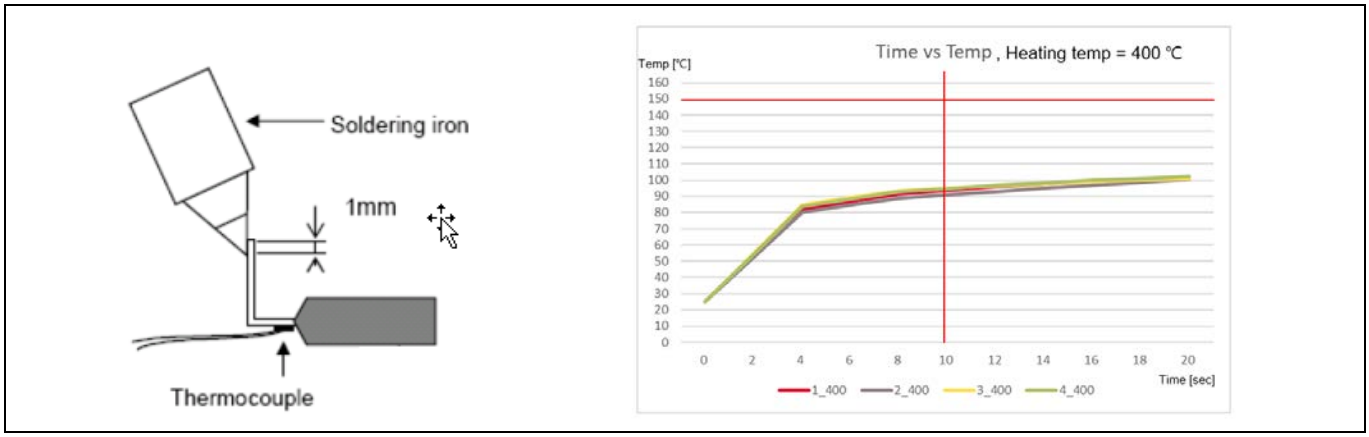


Figure 46　加热和测量点，端子根部的温度变化 (示例)

人工焊接 IM323 系列的建议:

- 可用温度范围为 350–400°C (持续 10 秒)
- 不建议温度超过 400°C，因为它会在焊接后使引线分层
- 不建议批量生产，因为焊料量可能难以控制

9 封装处理指南

将模块安装到散热器时，使用过大且不均匀的紧固力，可能会给内部芯片造成压力。这可能导致设备损坏或退化。Figure 43 提供了一个紧固顺序的示例。

需要遵循的一些基本准则如下:

- 安装螺丝时不要过度拧紧。安装扭矩过大可能会损坏模块孔、螺丝和散热器。
- 避免单边拧紧。安装不均匀会损坏模块孔。
- 为了有效散热，尽可能扩大接触面积。这也最大限度地减少了接触热阻。
- 确保将导热脂正确涂抹在模块和散热器之间的接触面上。这也可以保护接触表面免受腐蚀。导热脂应质量稳定，在较大的工作温度范围内具有长期的耐久性。
- 使用扭矩扳手拧紧，直至规定的额扭矩。超过最大扭矩限制可能会损坏或降低模块性能。
- 确保模块和散热器之间的接触面上没有残留污垢
- 所有用于处理或安装 IPM 的设备都必须符合相关的 ESD 标准。这包括运输、储存和组装。模块本身对 ESD 敏感。因此，发生 ESD 冲击时，它可能会受损。
- 请勿摇晃或抓住散热器，请特别注意，避免因为只抓住了散热器，而对 PCB 造成冲击。这可能会破坏封装。

9.1 存储指南

9.1.1 推荐的储存条件

温度范围: 5–40°C

相对湿度范围: 10–75%

- 避免将 CIPOS™ IPM 暴露在潮湿或阳光直射下。降雨或降雪期间，请特别小心。
- 请存放在温度波动最小的存储区域。

快速的温度变化会导致存储的 CIPOS™ IPM 产生水汽凝结，出现铅氧化或腐蚀，并降低焊接能力。

- 请勿将 CIPOS™ IPM 暴露在腐蚀性气体或多尘环境中。
- 存放时，请确保 CIPOS™ IPM 没有受到过大的外力或负荷。
- 如果需要长期存放模块 (超过一年) ，请确保其保持干燥。
- 在使用长期存放的模块之前，请确保其外部没有肉眼可见的瑕疵、污点或锈迹。

9.2 包装规格

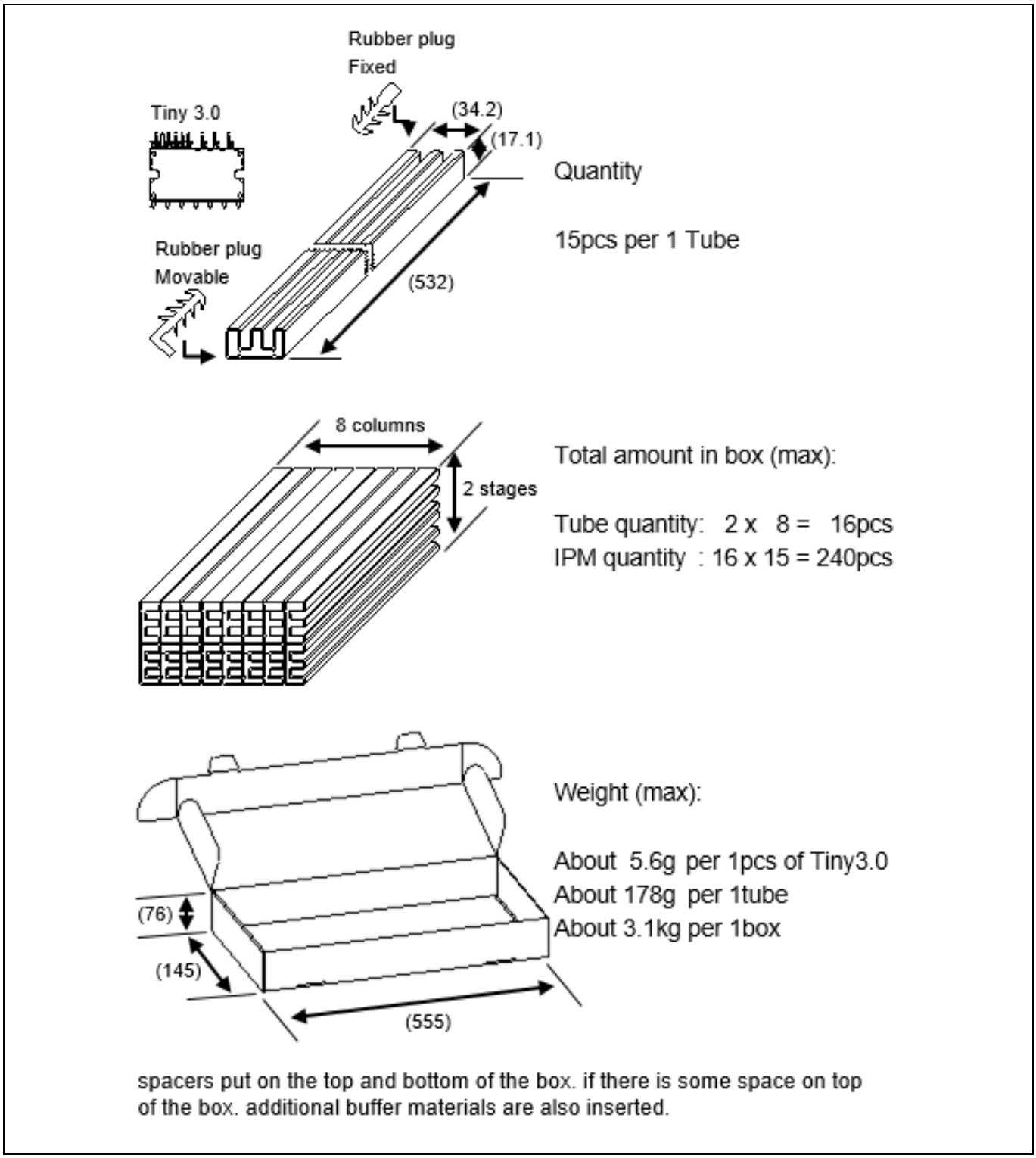


Figure 47 包装规格

10 参考文献

1. [1] Infineon Technologies, application note, AN-2020-18 “Introduction to discrete 650 V TRENCHSTOP™ IGBT6 and 600 V reverse conduction IGBT RC-D2 families”
2. [2] R. Keggenhoff, Z.Liang, Andre Arens, P. Kanschat, R. Rudolf. ‘Novel SOI Driver for Low Power Drive Applications,’ Power Systems Design Europe Nov. 2005
3. [3] W. Frank, J. Oehmen, A. Arens, D. Chung, J. Lee, “A new intelligent power module for home appliances”, Proceedings of PCIM 2009, Nuremberg, Germany
4. [4] Infineon Technologies, application note, AN-2020-14 “Bootstrap circuit design for CIPMS™ IPM series”
5. [5] D. Chung, S. Sul, “Minimum-Loss Strategy for three-Phase PWM Rectifier”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 3, June 1999
6. [6] IPM 3-phase Inverter Simulator, https://plex.infineon.com/plexim/ipmmotor.html
7. [7] S. Lee, “How to select a heat sink”, Electronics Coolings, Vol.1, No.1, June 1995
8. [8] Infineon Technologies, application note “General Recommendations for Assembly of Infineon Packages”

文档修订记录

下表列出了自上次修订以来的主要更新内容。

版本	提交日期	变更说明
Ver 1.0	2023-03-30	翻译自: AN2021-04 CIPOS™ Tiny IPM, IM323 Series application note V 1.0

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

Edition 2023-03-30
Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2023 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?
Email: erratum@infineon.com

Document reference
AN2021-04_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，该产品不符合汽车电子委员会的 AEC Q100 或 AEC Q101 文件的要求。

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。