AN4043
应用笔记

SLLIMM™-nano
小型低损耗智能成型模块

By Carmelo Parisi, Giovanni Tomasello and Kindey Chen

简介

近年来为了满足日益增长的节能要求，变速马达控制市场如洗碗机、冰箱压缩机驱动器、空调风扇、给水和排水泵等家电应用，和一些低功率的工业应用如小功率的风扇、泵机、电动工具等，需要结构紧凑，高可靠性，以及系统成本低的高性能解决方案。为了满足这些市场需求，意法半导体公司开发出一种结构紧凑，效率高，另外辅以额外的可选功能新的双列智能功率模块系列产品，称之为小型低损耗智能成型模块 (SLLIMM™-nano)。

SLLIMM-nano 产品系列结合了优化的硅芯片，它们集成在变频器的三个主要功能块：

- 功率级
    - 六个快速 IGBT
    - 六个续流二极管
- 驱动级
    - 三个高压栅极驱动器
    - 三个分立栅极电阻
    - 三个自举二极管
- 保护和可选功能
    - 先进的电流检测运算放大器
    - 防止过流和短路故障保护的比较器
    - 智能关断功能
    - 死区时间，联锁功能和欠压锁定

由于其良好的紧凑结构，对于那些要求减少装配空间同时并不牺牲热性能和可靠性的应用场合，完全隔离的 SLLIMM-nano 封装（NDIP）是理想的解决方案。比较于包含有功率器件，驱动和保护电路等分立器件组成的变频器，SLLIMM-nano 系列提供了一个高集成度的方案，这意味着减少了元器件数量，简化了电路设计，重量轻，并且可靠性高。

本应用笔记对 SLLIMM-nano 产品作了详细描述，同时为电机驱动器设计者提供了设计准则以便高效, 可靠, 快速的设计。

目录

应用笔记 1
SLLIMM™-nano 1
小型低损耗智能成型模块 1
简介 1
1 变频器的设计理念和 SLLIMM-nano 解决方案 4
1.1 产品简介 5
1.2 产品系列和命名 7
1.3 内部线路框图 8
1.4 绝对最大额定值 10
2 电气特性和功能 13
2.1 IGBT 13
2.2 续流二极管 13
2.3 高压栅极驱动器 13
2.3.1 逻辑输入 15
2.3.2 高电压电平移位 17
2.3.3 欠压锁定 17
2.3.4 死区时间和联锁功能管理 18
2.3.5 故障检测比较器 20
2.3.6 短路保护和智能关断功能 21
2.3.7 短路保护和智能关断功能时序图 22
2.3.8 电流检测采样电阻的选择 24
2.3.9 RC 滤波器网络选择 24
2.3.10 先进的电流检测运算放大器 26
2.3.11 自举电路 28
2.3.12 自举电容的选择 29
2.3.13 自举电容初始充电 31
3 封装 33
3.1 封装结构 33
3.2 外形封装尺寸 34
3.3 输入和输出管脚描述 35
4 功率损耗和散热 40
4.1 传导损耗 40
4.2 开关损耗 43
4.3 热阻抗概述 44
4.4 功率损耗计算实例 47
5 设计和安装指引 49
5.1 布局的建议 49
5.1.1 一般建议 49

5.2 安装说明和冷却技术 52
6 一般处理预防和存储注意事项....................56
6.1 包装规格....................57
7 参考手册 58

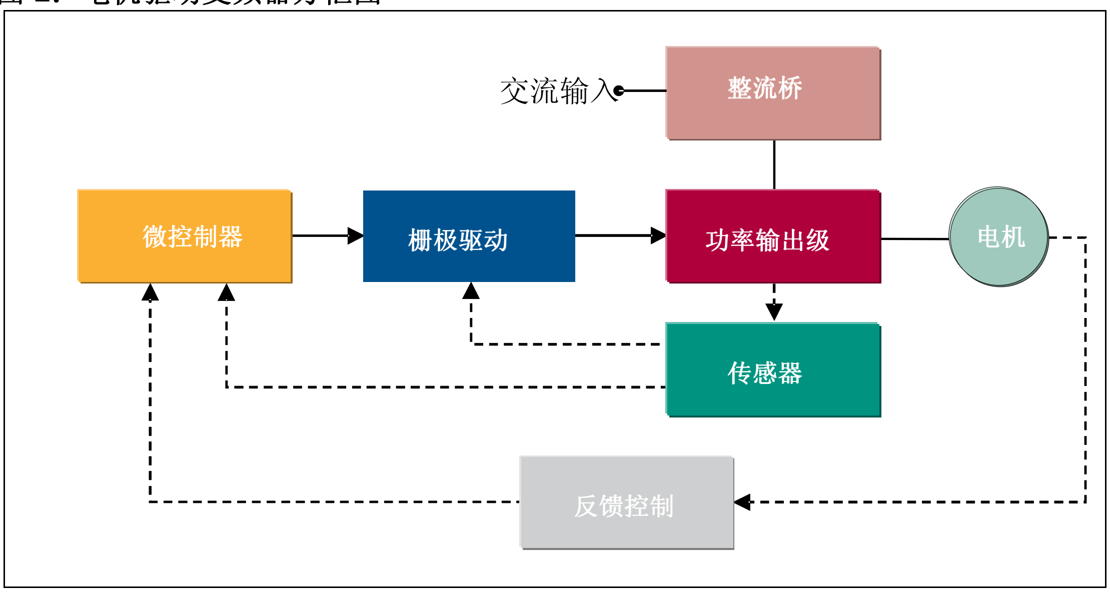
1 变频器的设计理念和 SLLIMM-nano 解决方案

电机应用的驱动功率从几十瓦到几百万瓦不等，变频器方案能够满足效率，可靠性，尺寸大小和一些应用市场必要的成本控制等这些方面的要求。

如图 1 所示，一个电机驱动变频器基本上是由基于 IGBT 和续流二极管的功率级，基于高压栅极驱动器的驱动级，一个基于微控制器或 DSP 的控制单元，和一些可选的保护和反馈控制信号的传感器组成。

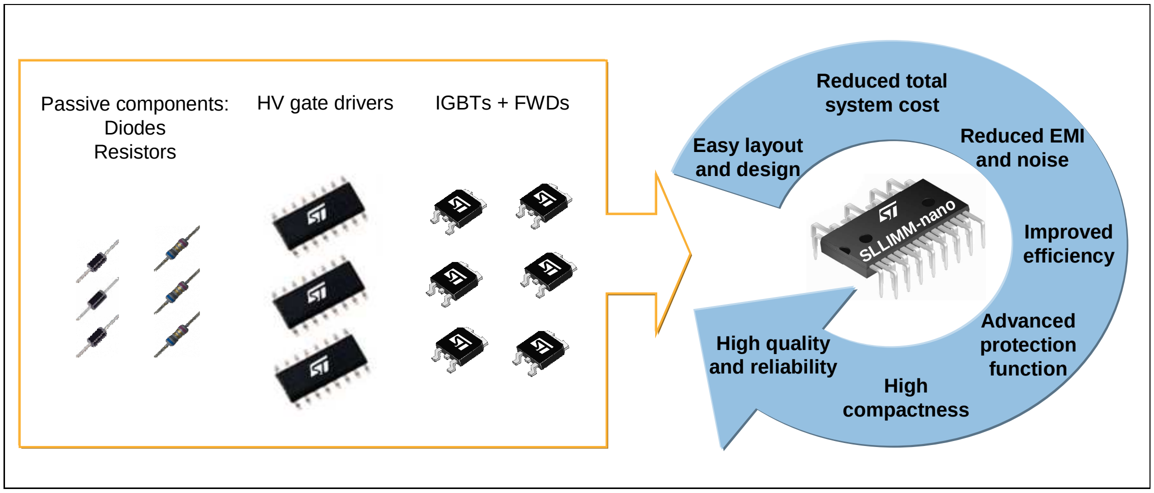
分立器件解决方案有相当数量的元器件以及电路板布局中显著的杂散电感和分布参数，生产制造成本高，可靠性风险高，并且尺寸更大，重量更重。

图 1：电机驱动变频器方框图



近年来，智能功率模块使用的迅速增加得益于更大程度的一体化水平。 ST 新的 SLLIMM-nano 系列在单一封装中取代了超过 20 个分立器件。图 2 显示了基于分立器件方案的变频器和 SLLIMM-nano 方案之间的比较，很容易理解 SLLIMM-nano 的优势，可以概括为 显著缩短了设计时间，减少了制造的麻烦，更高的灵活性，更广泛的应用范围，并增加了系统的可靠性和质量水平。此外，优化的控制级和功率级的硅芯片和优化的电路板布局最大限度地提高系统效率，降低 EMI 和噪声，更高层次的保护，并降低传输延迟时间。

图 2: 分立器件方案变频器 和 SLLIMM-nano 方案变频器的比较



1.1 产品简介

现有的 SLLIMM-nano 系列产品，可以满足应用功率范围达 100W(自然风冷) 的很多场合，如：

- 洗碗机
- 冰箱压缩机
- 空调风扇
- 给水和排水泵
- 低功率的工业应用
- 小功率的风扇，泵机和电动工具

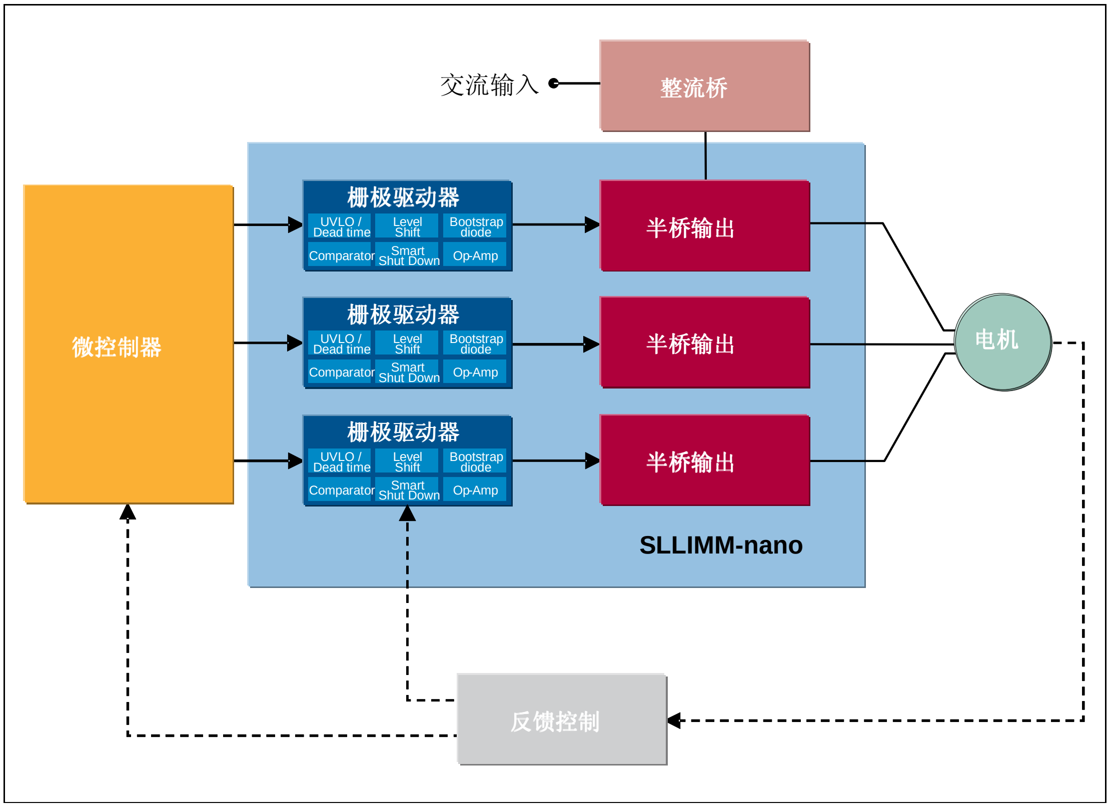
其主要特点和集成功能，可以概括如下：

- 600V 额定电压，3A 额定电流
- 三相 IGBT 逆变桥包括：
  - 六个低损耗 IGBT
  - 六个低正向压降和软恢复续流二极管
- 三个栅极驱动控制 IC，具有以下保护功能：
  - 智能关断功能
  - 防止过流和短路故障保护比较器
  - 先进的电流检测运算放大器
  - 三个集成自举二极管
  - 联锁功能
  - 欠压锁定

- 独立相电流检测的开放发射极配置
- 紧凑的完全绝缘封装
- 内置栅极电阻优化 IGBT 的开关速度
- 栅极驱动器偏置

图 3 给出了使用 SLLIMM-nano 的变频器方案框图。

图 3：SLLIMM-nano 方框图



集成在半桥方框图中的功率器件（IGBT 和续流二极管）专为电机驱动提供最大的整体效率，这归功于传导损耗和开关损耗之间的优化权衡，同时减少的 dV/dt 和 di/dt 实现了非常低的 EMI。

可供选择的 IC 栅极驱动器可以满足两个不同层次的功能，给予设计者更多的选择：基本型，包括基本功能和具有更高的性价比。增强型，提供一些高级的控制方式选项。

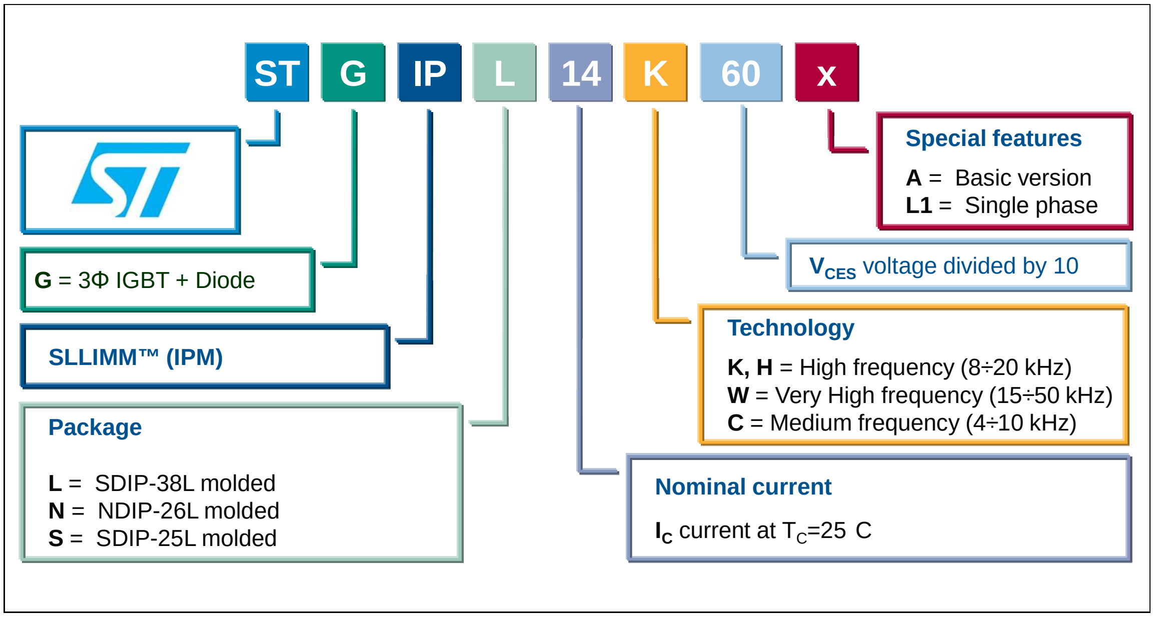
完全隔离的 NDIP 封装结构紧凑，在需要较少空间的应用场合非常有帮助，同时保证良好的散热特性和高可靠性。

1.2 产品系列和命名

表 1: SLLIMM-nano 产品系列

特性	基本型 STGIPN3H60A	增强型 STGIPN3H60
额定电压 (V)	600	600
额定电流@ T_C = 25 ℃ (A)	3	3
最大 $R_{th(j-a)}$ 热阻 (℃/W)	50	50
封装形式	NDIP-26L	NDIP-26L
封装尺寸(mm) X, Y, Z	29.5x12.5x3.1	29.5x12.5x3.1
集成自举二极管	Yes	Yes
关机保护功能	No	Yes
故障保护比较器	No	Yes (1 pin)
智能关断功能	No	Yes
电流检测运算放大器	No	Yes
联锁功能	Yes	Yes
欠压锁定	Yes	Yes
发射机开路配置	Yes (3 pins)	Yes (3 pins)
兼容 3.3 V/5 V 接口输入	Yes	Yes
高侧 IGBT 输入信号	高电平有效	高电平有效
低侧 IGBT 输入信号	高电平有效	低电平有效

图 4: SLLIMM-nano 命名法则



1.3 内部线路框图

图 5: STGIPN3H60A 内部框图

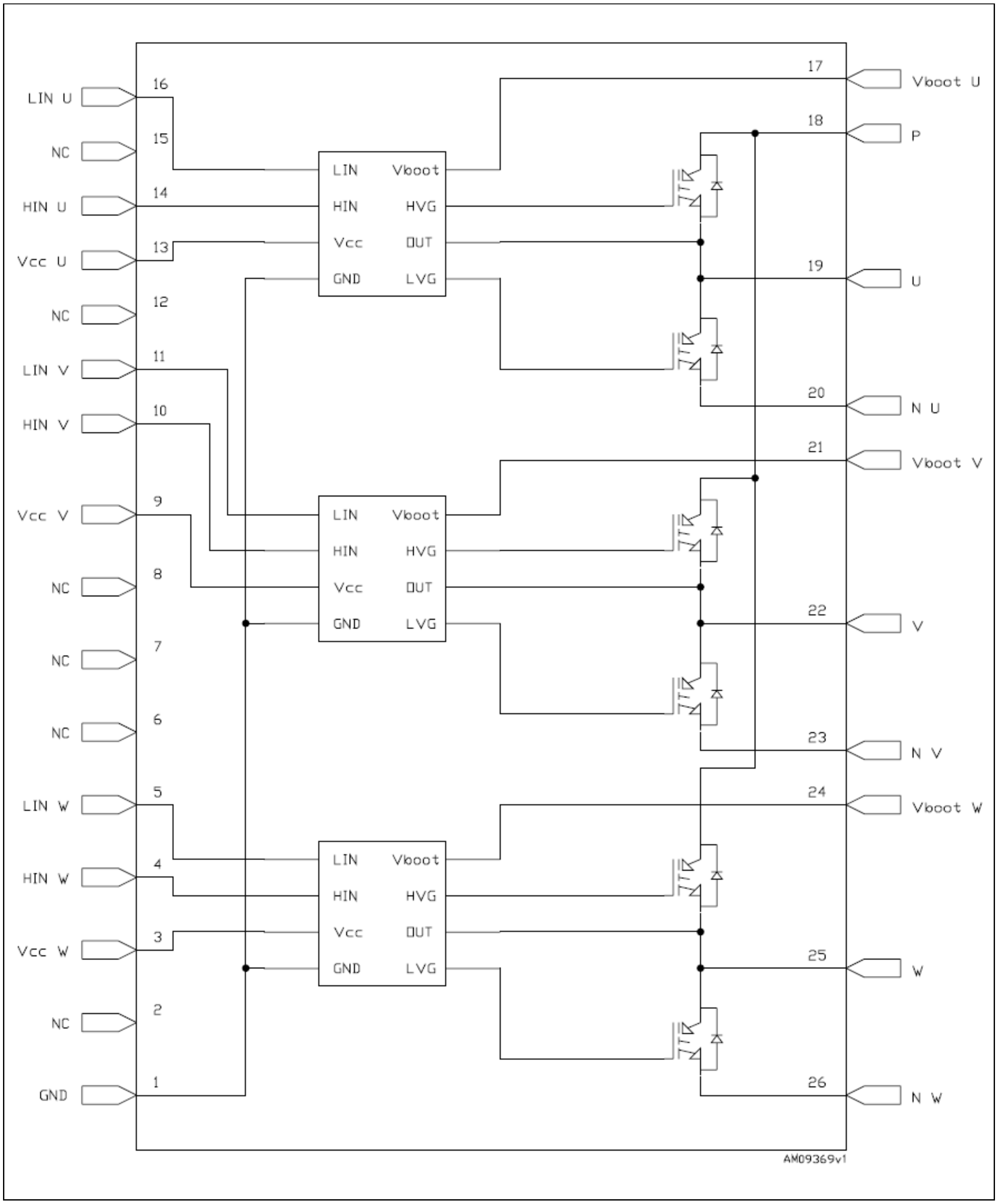
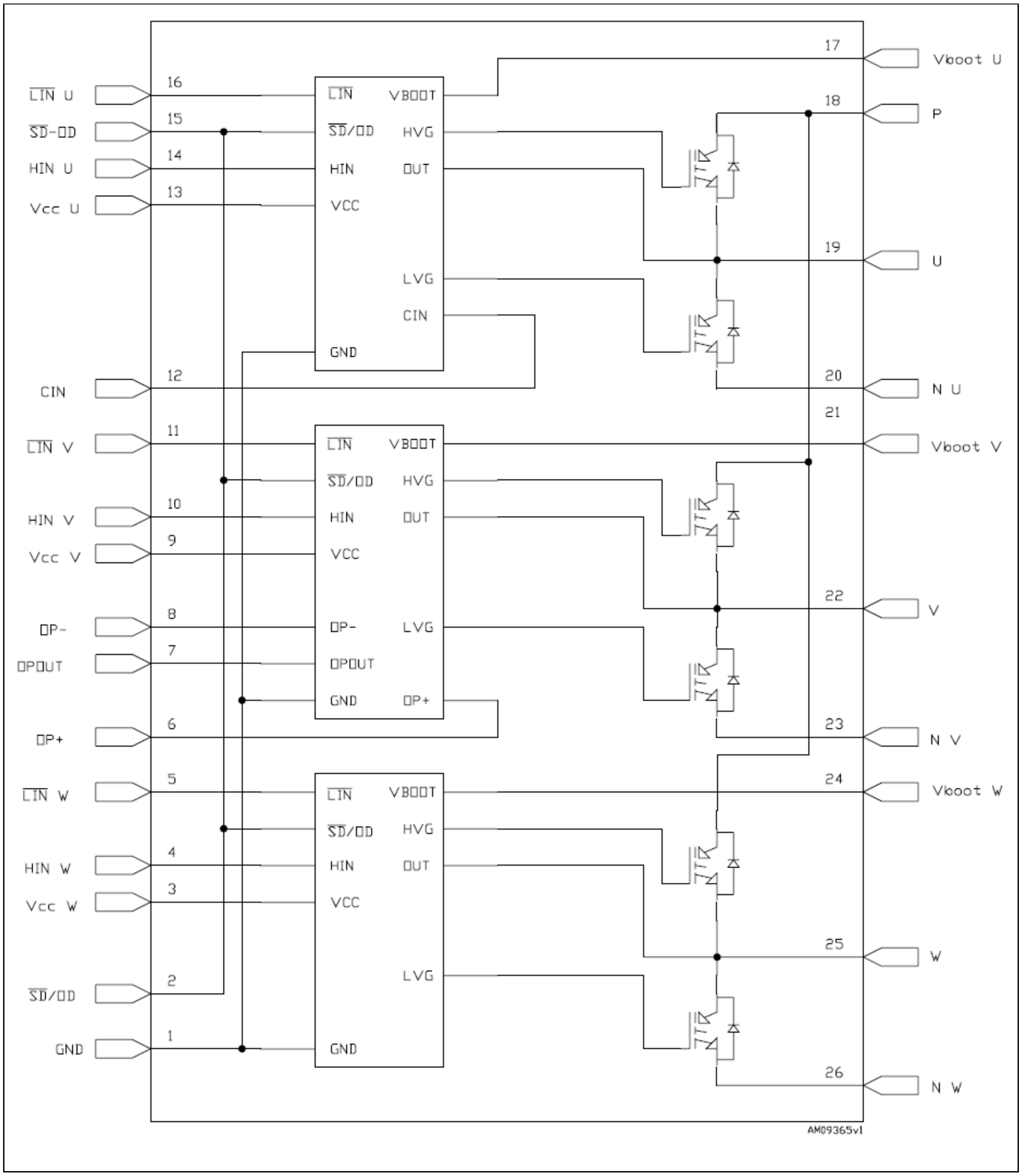


图 6: STGIPN3H60 内部框图



1.4 绝对最大额定值

绝对最大额定值，代表了器件的极限能力，通常用来作为一个最恶劣的限额设计条件。需要注意的是，绝对最大值是在给定一测试条件下，如温度，频率，电压等。不同的测试条件，器件性能会随之改变。

SLLIMM-nano 产品规格如下所述，以 STGIPN3H60 产品数据表为例。如要了解其他产品详细说明，请参阅各自的产品数据表。

表 2: 逆变部分

符号	参数	额定值	单位
V_{CES}	集电极发射极间电压(V_{IN}(1) = 0)	600	V
$\pm I_C$(2)	单管 IGBT 集电极电流@T_C = 25 ℃	3	A
$\pm I_C$(3)	单管 IGBT 集电极峰值电流	18	A
P_{TOT}	单管 IGBT 损耗@ T_C = 25 ℃	8	W

(1) HIN_U，HIN_V，HIN_W，$\overline{LIN_U}$，$\overline{LIN_V}$，$\overline{LIN_W}$ 输入电压。

(2) 根据等式（1）计算而得。

(3) 脉冲宽度受限于最高结温。

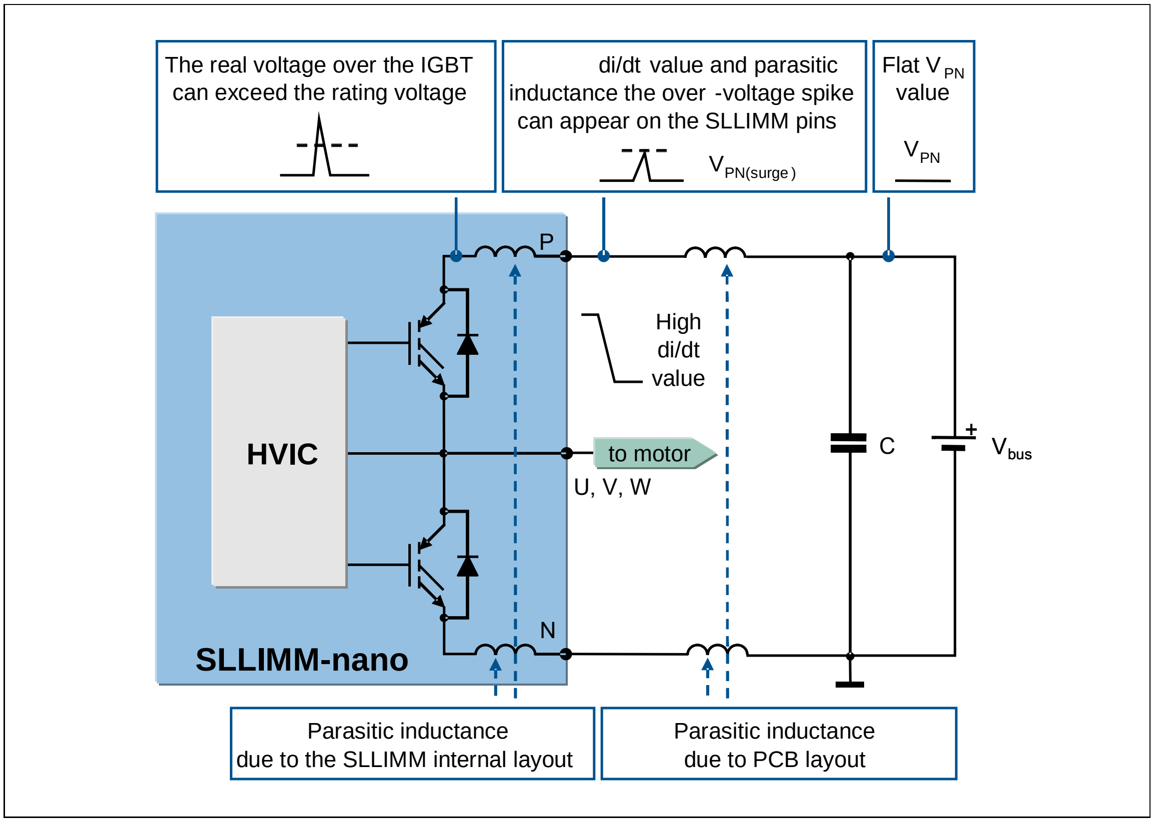
等式 1

$$I_C(T_C) = \frac{T_{j\,max} - T_C}{R_{th(j-c)} \cdot V_{CE(sat)(max)}(@T_{j\,max}, I_C(T_C))}$$

- V_{CES}：集电极–发射极间电压

SLLIMM-nano 的功率级以额定值为 600V_{CES} 的 IGBT（及续流二极管）为基础。一般情况下，考虑到智能功率模块在切换过程中，由于内部的杂散电感会产生一些浪涌电压，P-N 之间允许的最大浪涌电压 $V_{PN(surge)}$ 要低于 V_{CES}，如在图 7 中所示。同时，由于器件和直流母线电容器之间的杂散电感也会产生浪涌电压， P-N 之间最大电源电压（V_{PN}）稳定状态下）必须甚至低于 $V_{PN(surge)}$。值得说明的是，由于 SLLIMM-nano 较小的封装尺寸和较低的工作电流，这种浪涌现象没有大的智能功率模块来得显著。

图 7: 输出级的各种寄生电感



- ±Ic：单个 IGBT 的连续集电极电流
  允许流入集电极的连续直流电流（T_C= 25℃ ），该 I_C 参数根据等式 1 计算。

表 3: STGIPN3H60 的控制部分

符号	参数	额定值	单位
V_{OUT}	OUT_U, OUT_V, OUT_W, 与GND端子间的输出电压 (V_{CC} = 15 V)	V_{boot} -21 to V_{boot} +0.3	V
V_{CC}	低压电源电压	-0.3 to 21	V
V_{CIN}	比较器输入电压	-0.3 to V_{CC} +0.3	V
V_{OP+}	运算放大器非反相端输入	-0.3 to VCC +0.3	V
V_{OP}	运算放大器反相端输入	-0.3 to VCC +0.3	V
V_{boot}	自举电压	-0.3 to 620	V
V_{IN}	HIN, $\overline{LIN}$ 的逻辑输入电压	-0.3 to 15	V
$V_{\overline{SD}/OD}$	漏级开路电压	-0.3 to 15	V
dV_{OUT}/dt	允许输出电压变化率	50	V/ns

- V_{CC}：低压供电

  V_{CC} 表示控制部分的电源电压。推荐本地滤波提高 SLLIMM-nano 的抗扰度。一般来说，建议使用一个电解电容（不能忽视 ESR 的较大容量电容）和一个较小的陶瓷电容（几百 nF）。请参阅表 4，设定 V_{CC} 正确驱动 SLLIMM-nano。

表 4: Vcc 电源电压和工作性能

V_{CC} 电压(典型值)		工作性能
STGIPN3H60A	**STGIPN3H60**	
< 10 V	< 12 V	电压低于欠压锁定阈值电压，控制电路不能完全导通，功能不能保证。
12 V – 17 V	13.5 V – 18 V	正常工作状态。
> 18 V	> 21 V	控制电路会损坏。

表 5: 全系统

符号	参数	额定值	单位
T_J	工作结温	-40 to 150	℃
T_C	模块表面工作温度	-40 to 125	℃

2 电气特性和功能

在本节中将讨论功率级的主要电气特性，并详细描述 SLLIMM-nano 的所有功能。

2.1 IGBT

由于使用了 ST 专有的先进 PowerMESH™工艺制造的 IGBT，SLLIMM-nano 在功率变频级达到了节能的目的。这些 IGBT 功率器件，根据典型的电机控制开关频率进行了优化，在饱和压降 $V_{CE（SAT）}$ 和开关速度（t_{fall}）之间提供了一个极佳的权衡，因此最大限度地减少了传导和开关的两个主要来源的能量损耗，减少了日用设备对环境的影响。完整系统的功率损耗分析将在第 4 章节：功率损耗和耗散做详细分析。

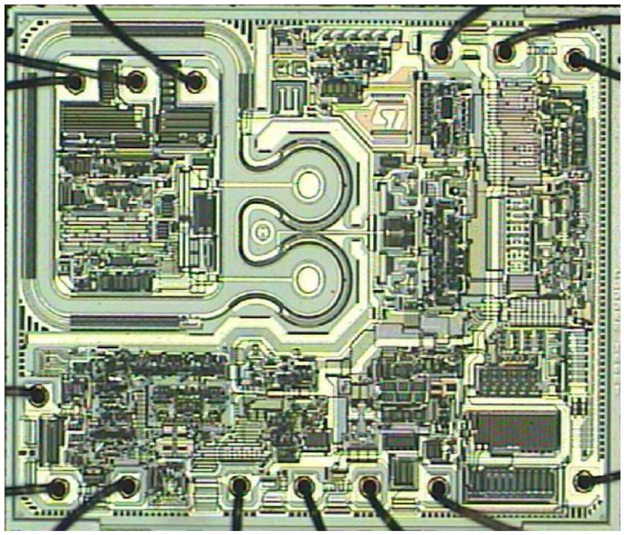
2.2 续流二极管

SLLIMM-nano 产品选用精心调整的 Turbo2 超快高压二极管，以达到 T_{rr} / V_F 最佳的权衡，续流二极管的软恢复特性，进一步提高变频器的整体性能，并显著减少电磁干扰（EMI）。

2.3 高压栅极驱动器

SLLIMM-nano 配备了一个多功能的高压栅极驱动器集成电路（HVIC）， 使用 BCD (Bipolar，CMOS 和 DMOS）工艺设计（见图 8），特别适合磁场定向控制（FOC）马达驱动应用，它可以提供所有的功能，和高低侧 IGBT 驱动所需的电流能力。此驱动器可以应用在所有需要高电压电平移位控制的场合, 并且包含了一个取代外部自举二极管的内部专利电路。

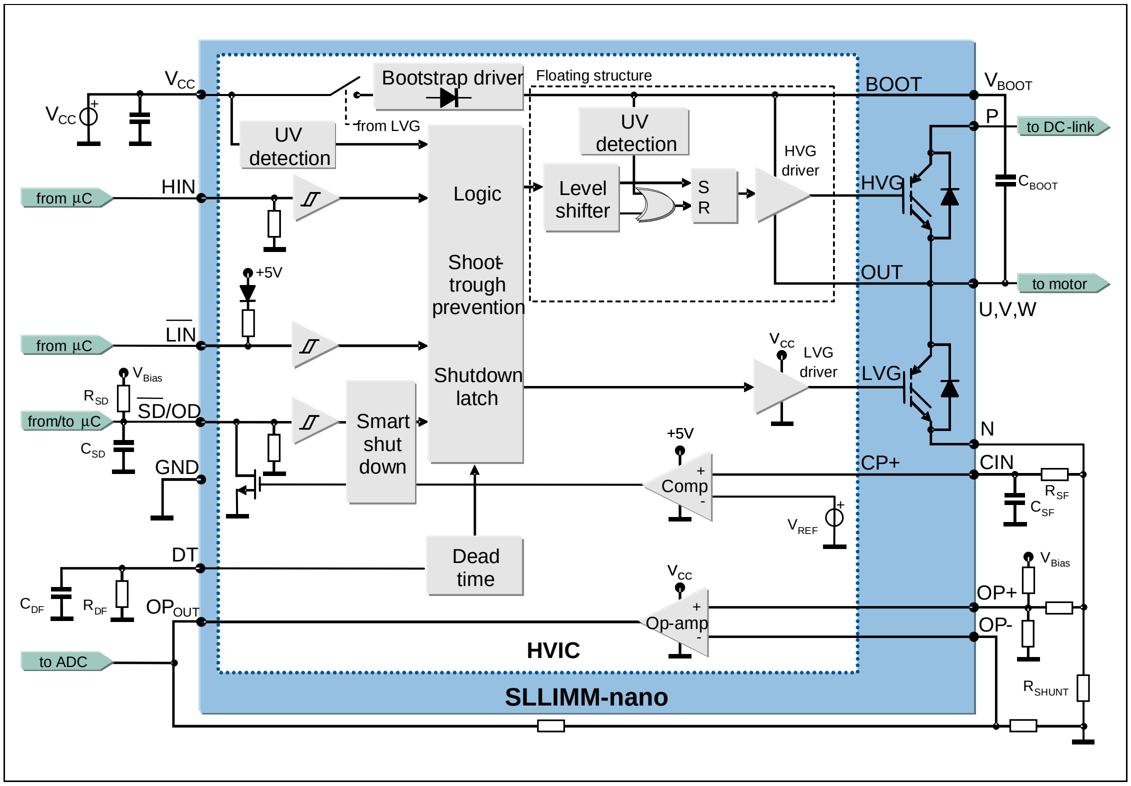
图 8: 高压栅极驱动器的芯片图



每一个高压栅极驱动器芯片控制的 IGBT 采用半桥拓扑，提供了譬如死区时间，连锁功能，集成自举二极管等基本功能，而且还具备如智能关断（已申请专利），故障保护比较器，以及一个专用的电流检测的高性能运算放大器等先进的功能。在表 1 中，总结性列出了器件的所有功能。

本应用笔记只讨论有关 SLLIMM-nano 的高电压栅极驱动的主要特点，更深入的了解，请参阅 AN2738 应用笔记。

图 9: 高压栅极驱动器方框图



2.3.1 逻辑输入

高电压栅极驱动 IC 具有两个逻辑输入，HIN 和 LIN，分别控制高侧和低侧输出：HVG 与 LVG。请参阅表 1 器件输入逻辑信号。

为了防止高侧和低侧 IGBT 之间的同时导通，引入了安全时间（死区时间），（见第 2.3.4 节：死区时间和联锁功能管理）。

所有的逻辑输入兼容 TTL 5V / CMOS 3.3V，并提供迟滞电压（∽1V）降低噪音敏感性。由于这种低电压逻辑接口的兼容性，SLLIMM-nano 可用于任何一种高性能的控制器，如 MCU，DSP 或 FPGA。

在图 10 和图 11 所示的框图中，逻辑输入有内部下拉（或上拉）电阻以便在中断的情况下设置适当的逻辑电平。如果逻辑输入悬空，栅极驱动器输出 LVG 和 HVG 设置在低电平。因为不需要六个外部电阻，简化了接口电路，所以，节省了电路板空间和元件数目，节约了成本。

图 10: STGIPN3H60A 的逻辑输入配置

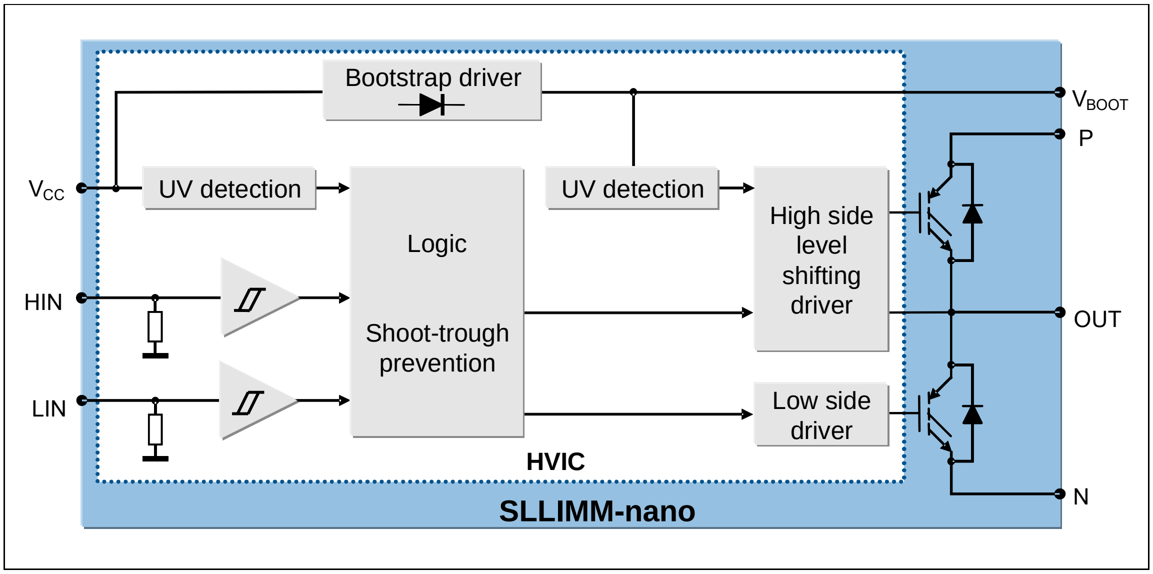
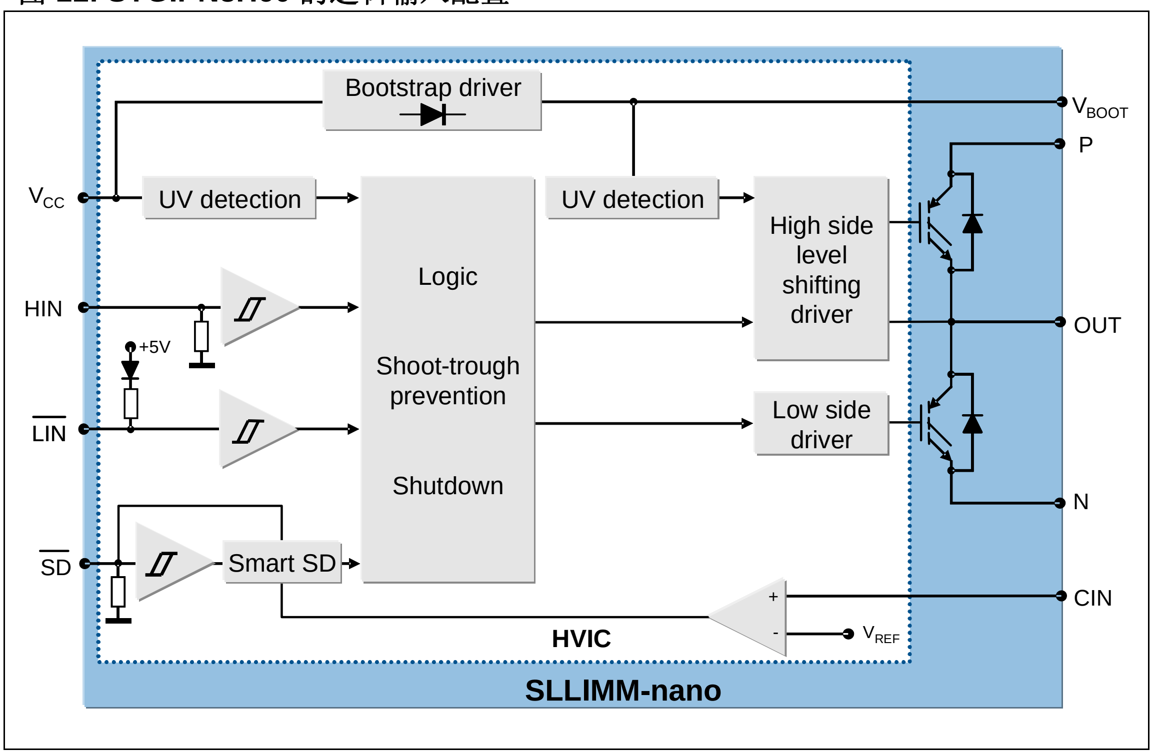


图 11: STGIPN3H60 的逻辑输入配置



内部上拉/下拉电阻的典型值参见表 6。

表 6: 内部上拉/下拉电阻典型值

输入脚	型号	输入逻辑	内部上拉电阻	内部下拉电阻
高侧 IGBT 栅极驱动 HIN_U, HIN_V, HIN_W	STGIPN3H60A	高电平有效		500 kΩ
低侧 IGBT 栅极驱动 LIN_U, LIN_V, LIN_W	STGIPN3H60A	高电平有效		500 kΩ
高侧 IGBT 栅极驱动 HIN_U, HIN_V, HIN_W	STGIPN3H60	高电平有效		85 kΩ
低侧 IGBT 栅极驱动 $\overline{LIN_U}$，$\overline{LIN_V}$，$\overline{LIN_W}$	STGIPN3H60	低电平有效	720 kΩ	
$\overline{SD}$ / OD 关断	STGIPN3H60	低电平有效		125 kΩ

2.3.2 高电压电平移位

在电源电压高达 600V 的应用中，内置的高电压电平移位允许低电压控制输入和高电压功率半桥之间直接连接，这归功于集成的 BCD 工艺技术，它把双极性器件，低中压的 CMOS 模拟和逻辑电路以及击穿电压超过 600V 的高压 DMOS 晶体管集成在同一芯片。这个关键的特性使电路不需要外部光耦合器，因此节省了元器件数目，降低了功率损耗。另外还有适合高频操作和缩短输入输出延迟等优点。

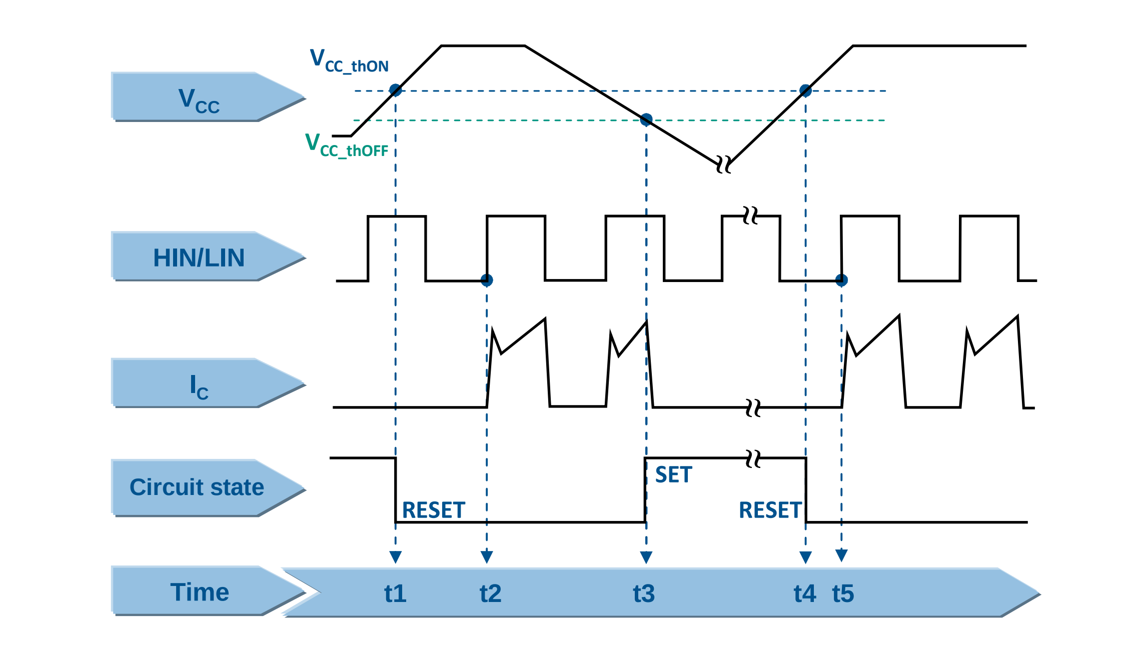
2.3.3 欠压锁定

欠压锁定（UVLO）电路持续监测 SLLIMM-nano 低电源电压 V_{CC}，当 V_{CC} 电压低于 V_{CC_thOFF} 门槛时（在产品数据表中定义），欠压锁定电路关闭栅极驱动器的输出，当 V_{CC} 高于 V_{CC_thON} 门槛时，开通栅极驱动器的输出，并提供 1.5V 左右的迟滞电压避免噪音的影响。同时自举电压 V_{boot} 也提供了类似的欠压锁定电路。当驱动器处于 UVLO 时，两个栅极驱动器输出为低电平，使半桥功率级输出为高阻抗。

欠压锁定时序图见图 12，基于以下步骤：

- t1：VCC 电源电压提高 V_{CC_thON} 门槛时，栅极驱动器启动。电路的状态变为复位(RESET)。
- t2：输入信号 HIN/LIN 工作，IGBT 打开。
- t3：当 VCC 电源电压低于 V_{CC_thOFF} 门槛时，检测到 UVLO。此时，即使输入信号 HIN/LIN 工作，但 IGBT 关闭。电路处于设置状态（SET）。
- t4：当 VCC 电源电压再次上升到 V_{CC_thON} 门槛，栅极驱动器重新启动。
- t5：输入信号 HIN/LIN 工作，IGBT 再次开启。

图 12: 欠压锁定功能时序图



2.3.4 死区时间和联锁功能管理

为了防止高侧 IGBT 和低侧 IGBT 之间任何可能的共通，SLLIMM-nano 提供了死区时间和联锁功能。联锁功能是一个逻辑操作，当输入电平同时有效时，设置输出同时为低电平。死区时间是器件引入的一个安全时间，指一个驱动器输出的下降沿和另一个驱动器输出的上升沿之间的时间， 如果由用户外部设置的上升沿发生在死区时间结束前，上升沿被忽略，直到死区时间结束。

表 7: STGIPN3H60A 的联锁功能真值表

状态	逻辑输入 (V_I)		输出	
	LIN	HIN	LVG	HVG
联锁 半桥三态高阻	H	H	L	L
0 “logic state” 半桥三态高阻	L	L	L	L
1 “logic state” 低侧驱动	H	L	H	L
1 “logic state” 高侧驱动	L	H	L	H

STGIPN3H60A 内部设定的死区时间典型值为 320ns.

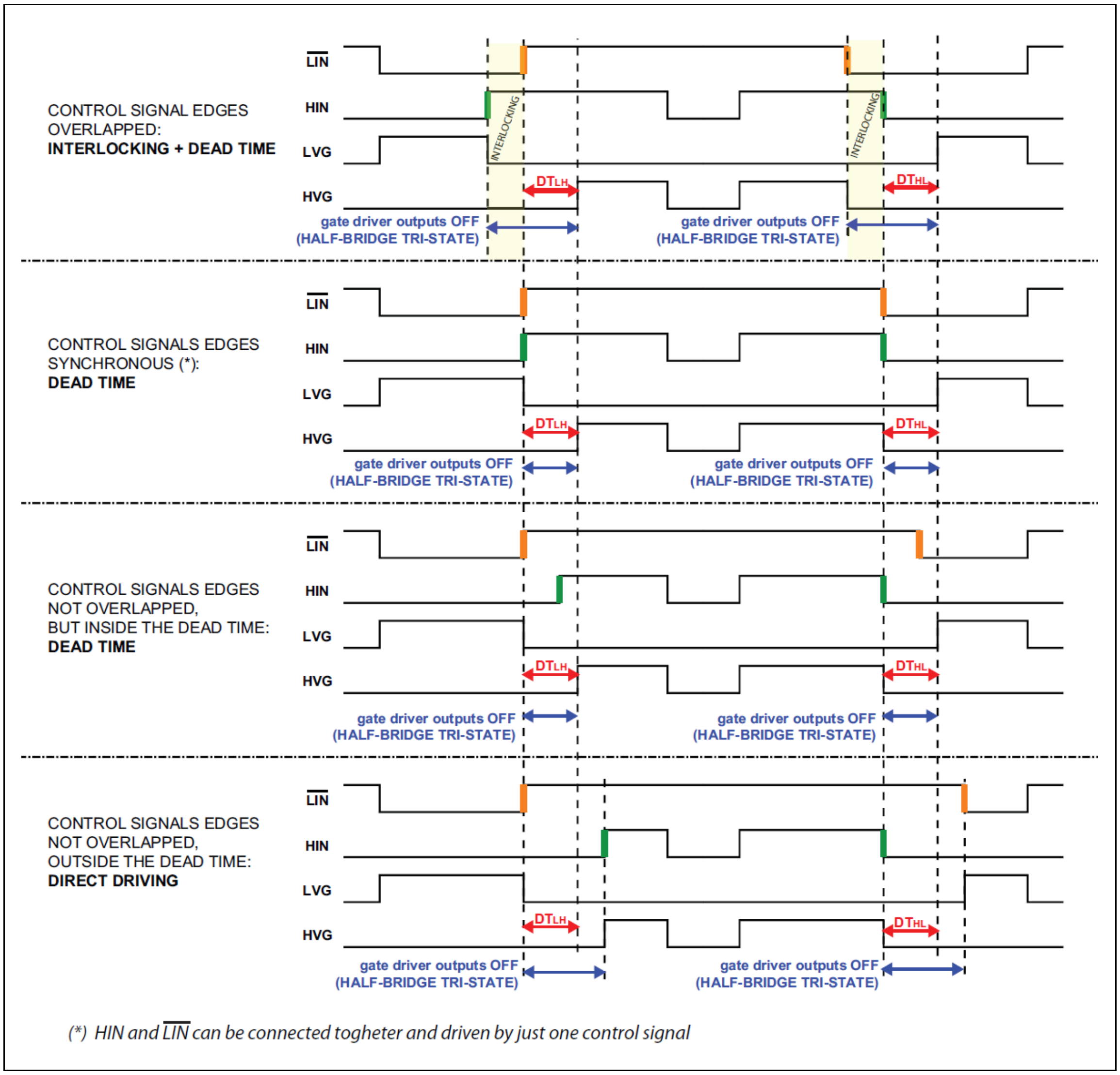
表 8: STGIPN3H60 的联锁功能真值表

状态	逻辑输入(V_I)			输出	
	$\overline{\text{SD}}$	$\overline{\text{LIN}}$	HIN	LVG	HVG
关机有效 半桥三态高阻	L	X	X	L	L
联锁 半桥三态高阻	H	L	H	L	L
0 “logic state” 半桥三态高阻	H	H	L	L	L
1 “logic state” 低侧驱动	H	L	L	H	L
1 “logic state” 高侧驱动	H	H	H	L	H

注:　X: 无关的。

STGIPN3H60 内部设定的死区时间典型值为 180ns，在图 13 中详细描述了它的死区时间和连锁功能管理。

图 13: 死区控制和联锁功能时序表



2.3.5 故障检测比较器

SLLIMM-nano STGIPN3H60 集成了一个比较器用于故障保护，如过流，过热或其他任何类型的可以通过电压信号来测量的故障。该比较器在反相输入端有一个内部参考电压 V_{REF}（在数据表中定义）（见图 9），非反相输入端通过 C_{IN} 引脚。比较器输入可以连接到外部采样电阻，以实现一个简单的过流或短路检测功能，将在第 2.3.6 节：短路保护和智能关机功能中详细讨论。

2.3.6 短路保护和智能关断功能

当 SLLIMM-nano (STGIPN3H60) 监测输出电流时，由于智能关断功能，模块在很短的时间（从比较器触发到关闭高/低侧驱动器，延迟时间 t_{isd} = 200ns）提供过流和短路保护。此功能基于创新的专利电路，它提供了一个智能故障管理操作，大大减少了由用户设定的保护干预延迟时间。

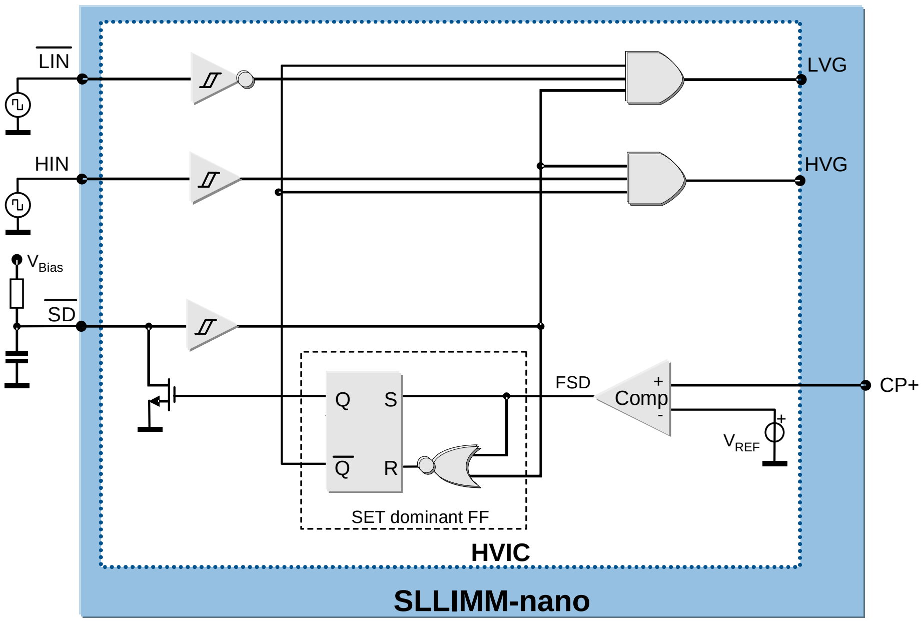
正如第 2.3.5 节已经提到的和图 9 显示的，每个比较器的输入可以连接到一个外部采样电阻 R_{SHUNT}，实现一个简单的过电流检测功能，同时，必须需要一个 RC 滤波网络（R_{SF}和 C_{SF}）防止误操作。比较器输出信号被送入集成的 MOSFET，该 MOSFET 漏极开路，在 $\overline{SD}$ /OD 脚位输出，并与 $\overline{SD}$ 输入共享脚位。当比较器触发，器件设置在关闭状态，所有输出设置为低电平，半桥处于三态高阻。在普遍的过流保护架构中，通常比较器的输出连接到 SD 输入，一个外部 RC 网络（R_{SD}和 C_{SD}）连接到这个 $\overline{SD}$ /OD，当故障发生时，提供一个单稳电路来实现保护时间。

相反，在 SLLIMM-nano 中，一旦发生故障，新的智能关断功能允许立即关闭输出栅极驱动器，而不必等待外部电容放电。这一策略最大限度地减少故障检测到实际输出关闭之间的延迟时间。事实上，得益于新架构，在驱动器内部有一个优先的路径，故障发生和关闭输出之间的时间延迟是不依赖于外部 SD 电路的 RC 值。器件立即关闭驱动器输出并锁存漏极开路开关，直到 $\overline{SD}$ 信号下降到其下限阈值电压（$V_{sd\_L\_THR}$）。$\overline{SD}$ 信号低于下限阈值电压($V_{sd\_L\_THR}$）后，漏极开路开关关闭（见图 15）。

通过增加 $\overline{SD}$ 引脚上外部 RC 网络的数值，智能关断系统也给使用者想要尽量多的禁用时间（从故障发生到输出关闭的时间）提供了可能性，而且这不损害 SLLIMM-nano 延迟保护时间。

智能关断结构框图如图 14 所示。

图 14: 智能关断等效电路



Except for STGIPS10K60A

在正常运行时，输出遵循各自收到的的输入信号进行操作。

当检测到故障发生时，故障信号（FSD）由故障检测电路的输出设置为高，触发器收到 SET 输入信号。因此，在触发器输出设置 SLLIMM-nano 的输出信号为低电平，在同一时间，打开漏极开路 MOSFET。请注意，当检测到故障后，尽管故障信号可以立即回到低电平，但栅极驱动器输出仍保持在低电平，直到 $\overline{SD}$ 引脚经历了下降沿和上升沿。事实上，即使触发器被 $\overline{SD}$ 输入下降沿复位，由于两个与门 （ADD 口）， $\overline{SD}$ 信号仍然有效使输出关闭。此外，一旦内部漏极开路晶体管被激活，由于闩锁，直到 $\overline{SD}$ 引脚电压达到低逻辑电平，它才能关闭。请注意，因为触发器是 SET 占主导地位，如果故障信号（FSD）保持稳定在高电平， $\overline{SD}$ 引脚的振荡是可以避免的。

2.3.7 短路保护和智能关断功能时序图

参考图 15，短路保护是基于以下步骤：

- t1：当输出电流低于最大允许值，SLLIMM-nano 正常运行。
- t2：当输出电流达到最大允许值（I_{SC}），检测到过流/短路，保护被激活。通过

采样电阻的电压加到 C_{IN} 引脚上，超过 V_{REF} 值，比较器触发，器件设置为关断状态，其输出为低电平，半桥驱动为三态高阻。智能关断功能通过优先的路径关闭 IGBT 栅极（HVG，LVG）（内部延迟时间典型值为 200 ns），同时，导通内部 MOSFET M1。 $\overline{SD}$ 信号开始放电，其下降时间值为时间常数 τ A。时间常数 τ A 由下式给出：

等式 2

$$\tau_A = \left(R_{ON\_OD} // R_{SD}\right) \cdot C_{SD}$$

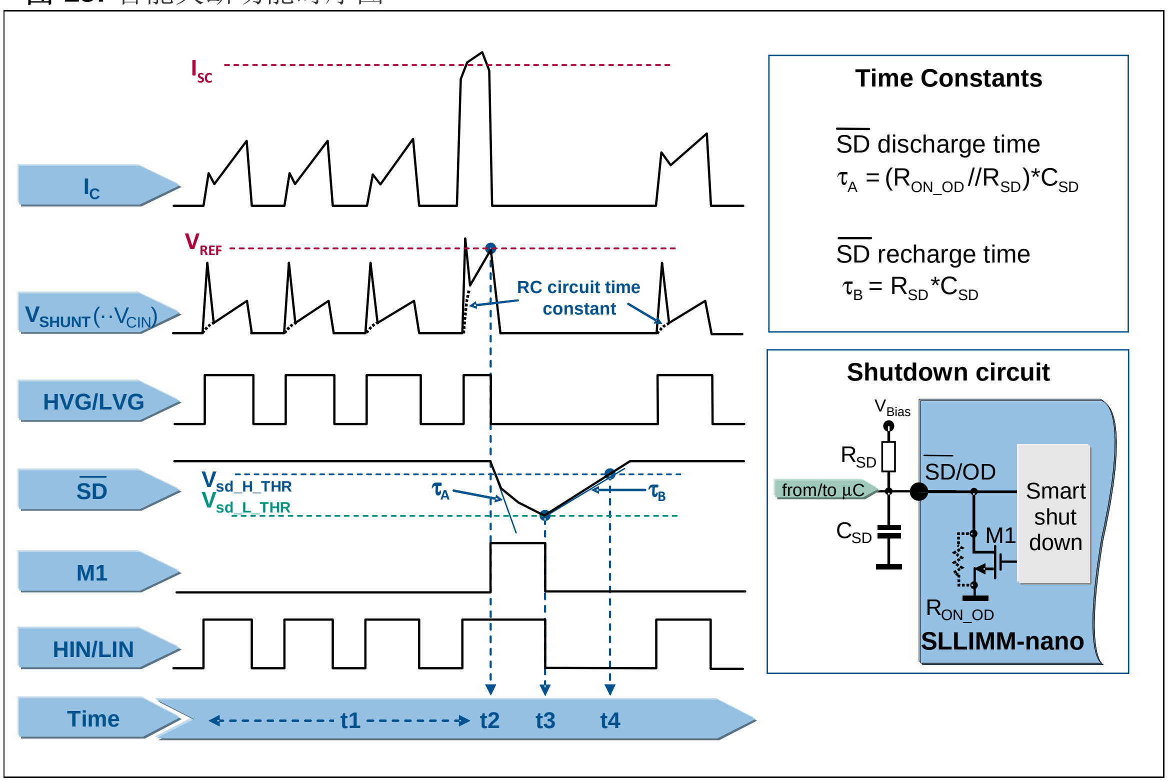
- t3： $\overline{SD}$ 信号到达下限阈值 $V_{sd\_L\_THR}$，控制单元关闭输入 HIN 和 LIN。智能关断被禁用（M1 关断）和 $\overline{SD}$ 开始上升，其时间常数 τ B 值由下式给出：

等式 3

$$\tau_B = R_{SD} \cdot C_{SD}$$

- t4：当 $\overline{SD}$ 信号达到上限阈值 $V_{sd\_H\_THR}$，系统重新启动。

图 15: 智能关断功能时序图



2.3.8 电流检测采样电阻的选择

如前所述，采样电阻 R_{SHUNT} 连接在 N 引脚和地之间（见图 9），实现过流检测。当输出电流超过短路电流参考值（I_{SC}），C_{IN} 信号电压值就超过比较器的 V_{REF} 值，短路保护被激活。为了确保可靠和稳定的操作，电流检测电阻应该是低容差非电感性高品质的电阻。事实上，包括电路板布局，RC 滤波器，采样电阻在内的电路杂散电感必须尽量减少，以避免意外的短路检测。

由于这些原因，采样电阻和滤波元件必须尽可能靠近 SLLIMM-nano 引脚，其他建议参考 5.1 节：布局的建议。

电流检测电阻值可以按照不同功能设计规格或要求进行计算。一个共同的准则基于以下步骤：

● 定义过流阈值（I_{OC_th}）。例如，可以考虑 IGBT 在应用中的典型工作电流再加上 20％ ~ 30％过流裕量确定下来。

● 根据条件网络计算采样电阻值。一个条件网络的例子在图 19 所示。详情在用户手册中列出（见参考 5，参考 6）。

● 选择最接近标称电阻值的采样电阻。

● 计算采样电阻的额定功率，同时考虑这参数与温度有关。因此，在如下计算中必须考虑功率降额比ΔP(T) ％（参见制造商的数据表）。

等式 4

$$P_{SHUNT}(T) = \frac{R_{SHUNT} \cdot I_{RMS}^{2}}{\Delta P(T)\%}$$

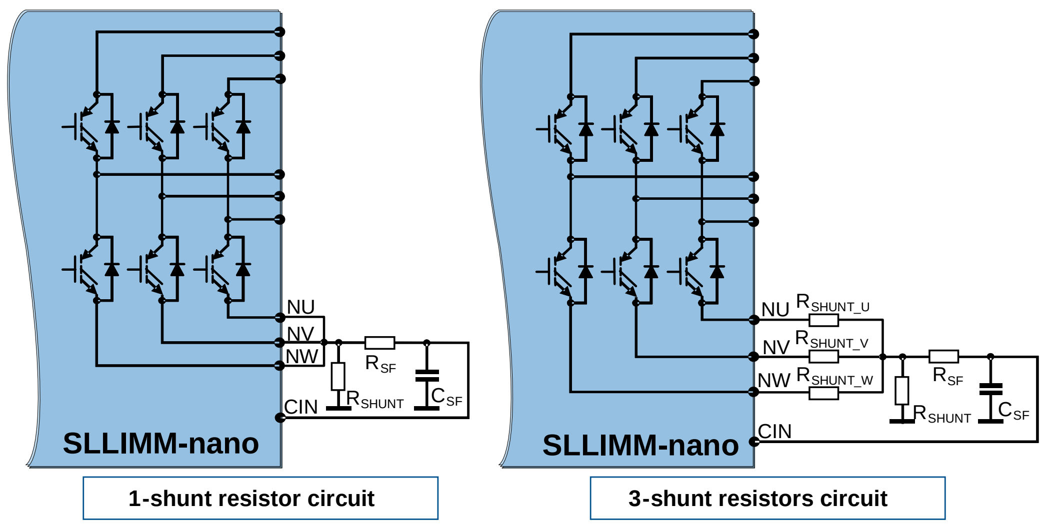
其中 I_{RMS} 是 IGBT 的有效工作电流。

为了正确选择采样电阻，建议在额定功率计算值上增加至少 30％的安全裕量。

2.3.9 RC 滤波器网络选择

可以采用两种不同的采样电阻电路（单电阻或三电阻），以实现不同的控制技术和短路保护，如图 16 所示。为了避免采样电阻上的噪声引起无谓的短路保护动作，需要一个 RC 滤波网络。

图 16: 短路保护电路示例



这两种解决方案可以检测变频器的三个相位的总电流。基于 R_{SF} 和 C_{SF} 的噪声滤波器，其时间常数为：

等式 5

$$t_{SF} = R_{SF} \cdot C_{SF}$$

除 RC 时间常数之外，关断栅极驱动器的传播延迟 t_{isd}（在数据表中定义）和 IGBT 关断时间（几十 ns 的范围），必须考虑在总的延迟时间（t_{Total}）内。总的延迟时间是一旦检测到短路事件到完全关闭 IGBT 所需的时间。因此，t_{Total} 的计算公式如下：

等式 6

$$t_{Total} = t_{SF} + t_{isd} + t_{off} \quad (1)$$

考虑到 IGBT 的短路耐受时间（t_{SC}）是 5us，建议 t_{SF} 设置在 1us∽2us 范围之内。

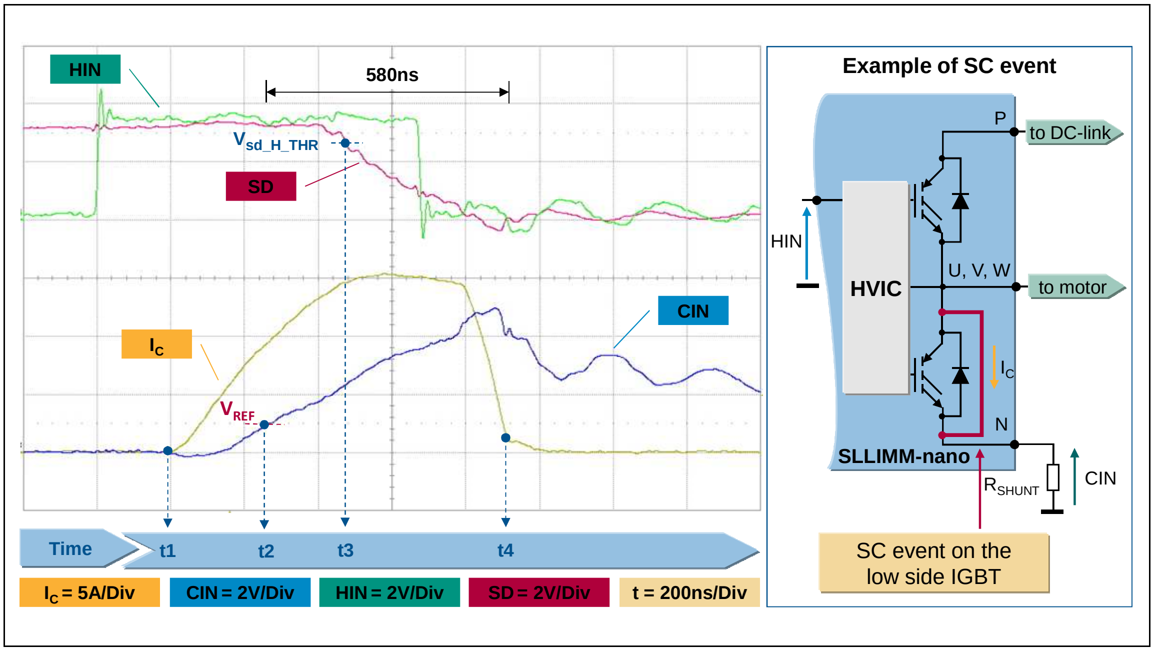
在三采样电阻电路的情况下，通过使用三个采样电阻（$R_{SHUNT-U}$，$R_{SHUNT-V}$ 和 $R_{SHUNT-W}$）去监控每个相电流，可以实施特别的控制技术。

图 17 所示了一个短路事件的例子，其中要注意的是智能关断功能对故障事件有非常快的保护，主要步骤如下：

- t1：集电极电流 I_C 开始上升。由于在 CIN 引脚上的 RC 网络延迟，没有检测到 SC 事件。
- t2：V_{CIN} 电压达到 V_{REF}。检测到短路事件，智能关断开始关闭 SLLIMM-nano。
- t3：SD 被启动。
- t4：彻底关闭 SLLIMM-nano，关断时间 580ns（包括 IGBT 的 $t_{d(off)}$ 时间）。

最后，禁用时间是 t4-t2，短路保护时间是 t4-t1。

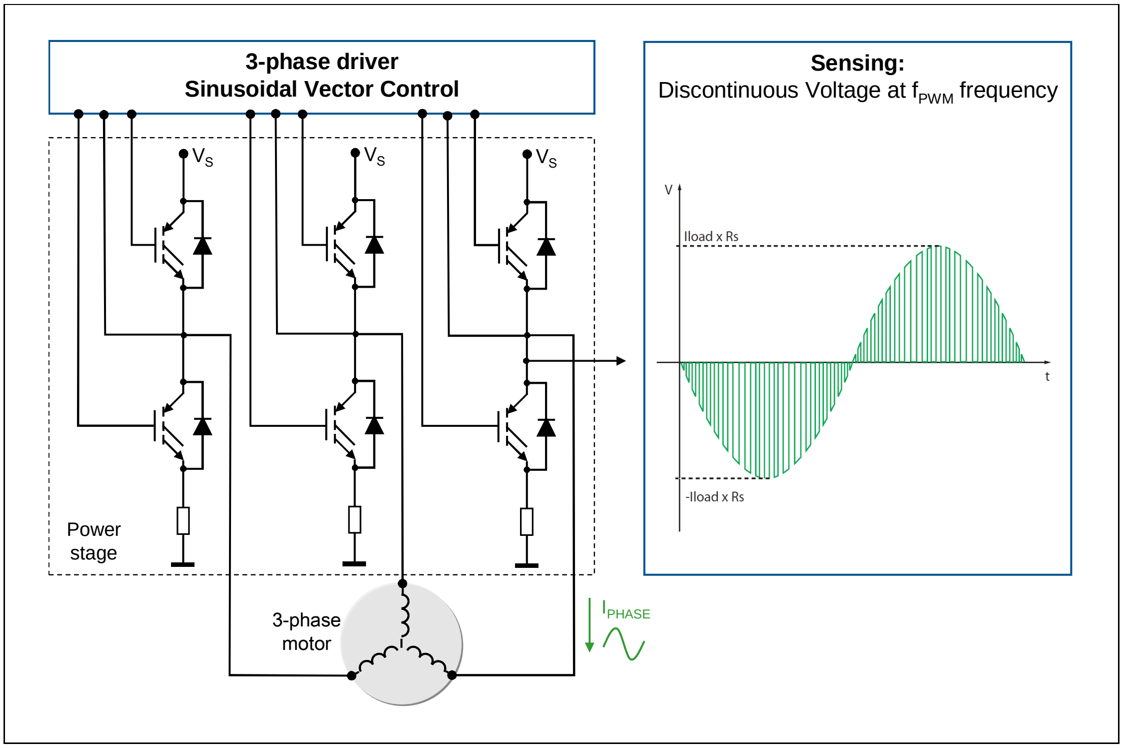
图 17: 短路保护实例



2.3.10 先进的电流检测运算放大器

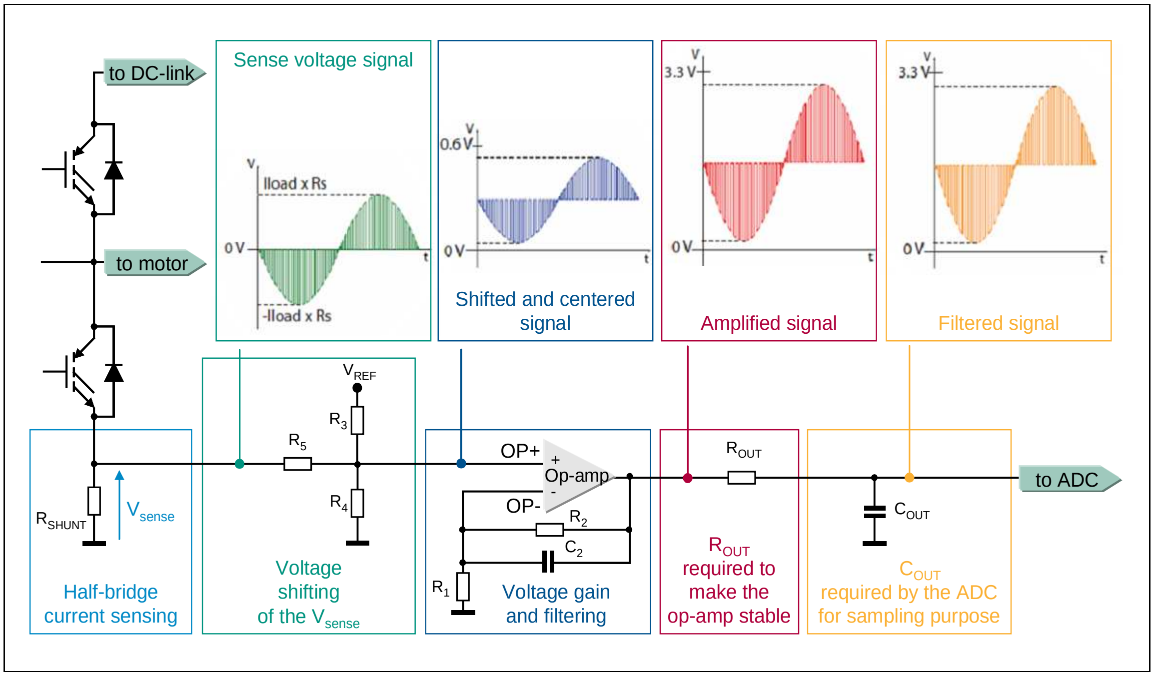
增强型的 SLLIMM-nano(STGIPN3H60)集成了适合磁场定向控制（FOC）应用的一个运算放大器。在典型的 FOC 应用中，使用单采样电阻检测三个半桥的电流。模拟电流信息转化为一个不连续的感应电压信号，它具有与半桥 PWM 驱动信号相同的频率。感应电压是双极性模拟信号，其符号取决于电流的方向（见图 18）：

图 18: 三相马达控制系统



感应电压信号必须提供给一个 A/D 转换器。为了利用 A/D 转换器的全部范围，它们通常需要专用运算放大器去移位和放大。典型的原理和主要波形如图 19 所示：

图 19: 一般电流检测原理图和波形



在矢量控制应用中使用的 ADC 的典型满量程范围（FSR）约 3.3V。感应信号必须移位和集中在 FSR/2 电压（约 1.65V），通过增益放大使之在感应信号的最大值和 ADC 的 FSR 之间匹配。检测网络的一些典型例子，在用户手册中列出（见参考 5，参考 6）。

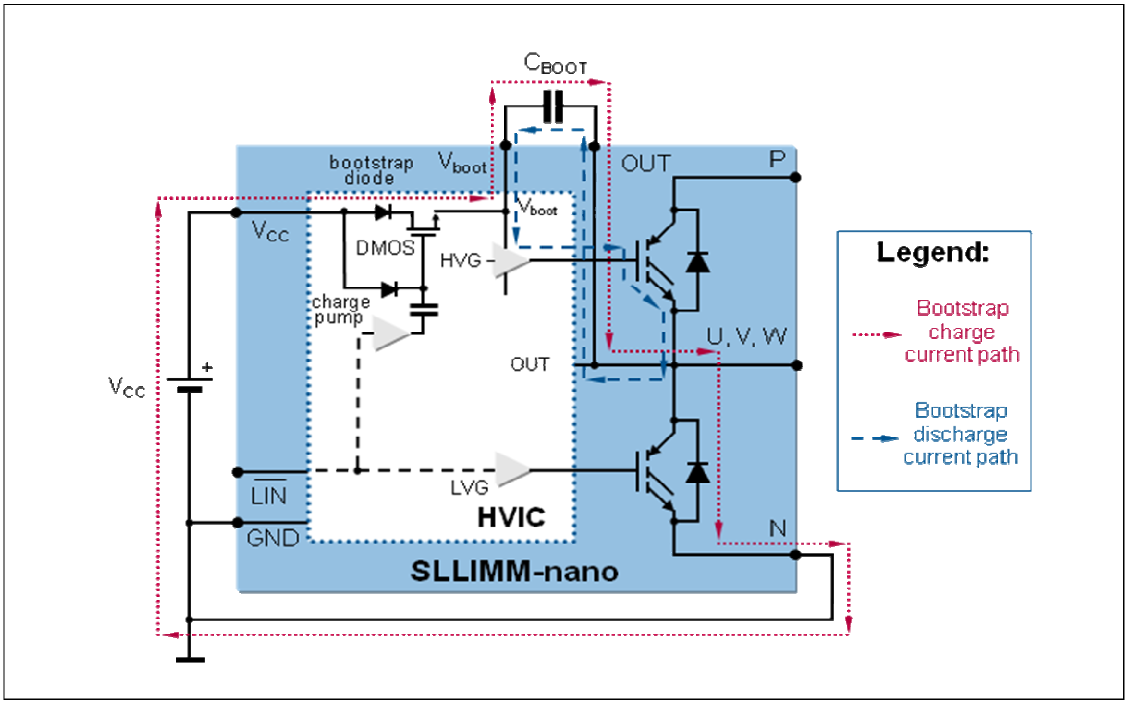
2.3.11 自举电路

三相变频器的低侧 IGBT 的发射极连接到直流母线负端（V_{DC-}）作为共同的参考地，这允许所有低侧栅极驱动器共享相同的电源电压，同时，在工作过程中，高侧 IGBT 的发射极交替连接到直流母线的正极（V_{DC+}）和负极（V_{DC-}）。

自举法是一种简单而廉价的提供高电压的解决方案。此功能通常是通过一个高压快恢复二极管来实现。SLLIMM-nano 包含了一个取代外部二极管的一体化结构专利技术，通过一个与低侧驱动器（LVG）同步驱动的高压 DMOS，和一个串联的二极管来实现。内部电荷泵提供 DMOS 的驱动电压。

自举电路的操作，如图 20 所示。浮动电源自举电容 C_{BOOT} 从电源 V_{CC} 充电，当 V_{OUT} 的电压低于 V_{CC} 电压（如低侧 IGBT 导通），通过自举二极管和 DMOS 的路径（参考“自举充电电流路径”）。在高侧 IGBT 导通阶段，自举电路提供合适的栅极电压，正确驱动 IGBT（见“自举放电电流路径”）。在三个半桥电路都有该自举电路。

图 20: 自举电路



自举电容 C_{BOOT} 的电容值应根据实际应用条件来计算，同时考虑以下情况：

- C_{BOOT} 两端的电压必须保持在一个高于驱动 IC 的欠压锁定电平的电压值。这使高侧 IGBT 工作在正确的栅极电压（以达到低的功耗和更好的总体性能）。请注意，如果自举通道的电压低于 UVLO 阈值，IC 禁用（没有输出），但不会有任何故障信号出现。
- C_{BOOT} 两端的电压受不同的元器件影响，如集成自举电路的电压降，低侧 IGBT 的电压降，等等。
- 当高侧 IGBT 导通时，C_{BOOT} 放电，提供合适的 IGBT 栅极电荷，但必须考虑泄漏电流，静态电流等等。

2.3.12 自举电容的选择

关于自举电容大小的选择，简单的方法是只须考虑当高压侧驱动器浮动时，IGBT 栅极驱动一次所需的电荷量，不必考虑 PWM 的占空比或电流的基本频率。观察 PWM 占空比，必须考虑各种调制方法（6 步，12 步，正弦波）自己的特点，以达到最佳的自举电路大小。在自举电容充电阶段，低侧 IGBT 导通，自举电容 C_{BOOT} 两端电压（V_{CBOOT}）的电压可以计算如下：

等式 7

$$V_{CBOOT} = V_{CC} - V_F - V_{RDS(on)} - V_{CE(sat)max}$$

其中：
V_{CC}：栅极驱动器的电源电压
V_F：自举二极管的正向压降
$V_{CE(sat)max}$：低侧 IGBT 的最大饱和电压降
$V_{RDS(ON)}$: DMOS 电压降

当高侧 IGBT 导通时，自举电容 C_{BOOT} 值的大小必须保证最小的自举电容压降（ΔV_{CBOOT}）：
等式 8

$$\Delta V_{CBOOT} = V_{CC} - V_F - V_{RDS(on)} - V_{GE(min)} - V_{CE(sat)max}$$

同时满足条件：
等式 9

$$V_{CBOOT(\min)} > V_{BS\_thON}$$

其中：
$V_{GE(min)}$：高侧 IGBT 最小的的栅极发射极电压
V_{BS_thON}：自举欠压锁定开启阈值电压（最大值，见数据表）
考虑 V_{CBOOT} 下降的因素，自举电容的总电荷（在高侧 IGBT 导通时）为：
等式 10

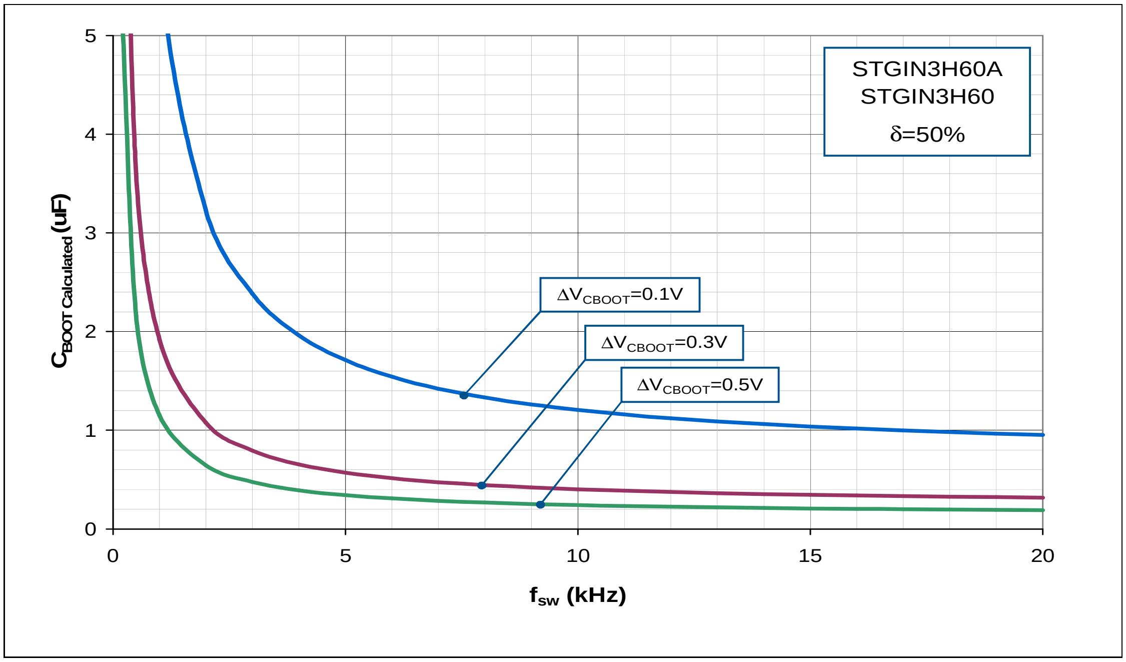
$$Q_{TOT} = Q_{GATE} + \left(I_{LKGE} + I_{QBO} + I_{LK} + I_{LKDiode} + I_{LKCap}\right) \cdot t_{Hon} + Q_{LS}$$

其中：
Q_{GATE}： IGBT 总的栅极电荷
I_{LKGE}：IGBT 栅极发射极漏电流
I_{QBO}：自举电路的静态电流
I_{LK}：自举电路的漏电流
$I_{LKDiode}$：自举二极管的漏电流
I_{LKCap}：自举电容的漏电流（当使用电解电容时有关，如果使用其他类型的电容器，可以忽略不计）
t_{HON}：高侧导通时间
Q_{LS}：通过内部电平移位器所需的电荷
最后，自举电容的最小值是：
等式 11

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{CBOOT}}$$

为了更容易选择自举电容，图 21 显示了在不同 ΔV_{CBOOT} 值的条件下， 连续正弦波调制，占空比 δ=50%，结合等式 11，STGIPN3H60A 和 STGIPN3H60 的 C_{BOOT}（计算值）与开关频率（f_{SW}）的特性曲线。

图 21: 自举电容频率特性曲线



考虑到 PWM 控制和电路板布局的漏电流和分散性的极限情况，自举电容值必须是按照图 21 所示 C_{BOOT} 计算值的两到三倍。自举电容必须是一个低 ESR 值的去耦电容，在使用电解电容的情况下，强烈建议在靠近 SLLIMM-nano 旁并接一个陶瓷电容。

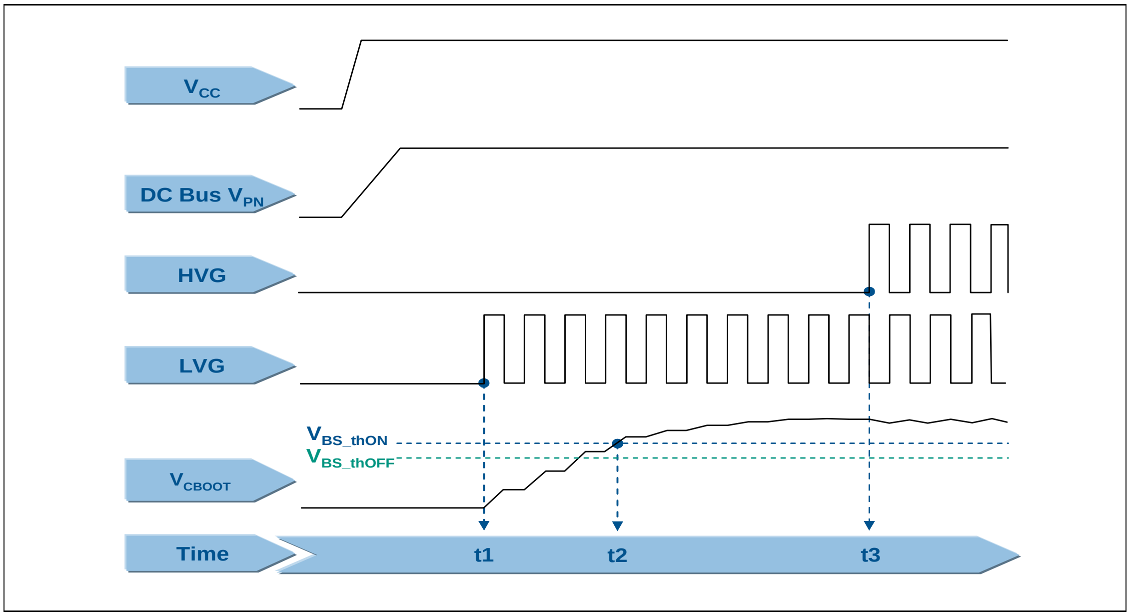
2.3.13 自举电容初始充电

在启动模块时，自举电容需要适当的时间来完成初始充电，称之为初始充电时间（t_{CHARGE}）。在等式 9 已经表示，V_{CBOOT} 需要超过欠压锁定开启阈值电压 V_{BS_thON}。在正常运行时，自举电容两端的电压不会低于欠压锁定关断阈值 V_{BS_thOFF}。启动期间，只有低侧 IGBT 开通后，PWM 开始运行，以下步骤如图 22 所示：

- t1：自举电容通过低侧 IGBT（LVG）开始充电。
- t2：自举电容（V_{CBOOT}）两端的电压达到其欠压锁定开启阈值 V_{BS_thON}。

- t3：自举电容完全充电，启动高侧 IGBT，C_{BOOT} 电容开始放电，以提供合适的 IGBT 栅极电荷。在低侧 IGBT（LVG）导通过程中，自举电容再次充电。

图 22: 自举电容初始充电时间



为了安全起见，初始充电时间必须至少三倍于由等式 12 给出的计算值。

等式 12

$$t_{CHARGE} \geq \frac{C_{BOOT} \cdot R_{DS(on)}}{\delta} * ln\left(\frac{V_{CC}}{\Delta V_{CBOOT}}\right)$$

其中 δ 是 PWM 信号的占空比，$R_{DS(on)}$ 典型值为 120Ω，在数据表中所示。

可以用一个实际的电机驱动应用例子来考虑，PWM 开关频率为 16kHZ，50％的占空比，ΔV_{CBOOT}=0.1V（这意味着，栅极驱动器供电电压 VCC=17.5V）。从图 21 中，自举电容为 1.0µF，因此，C_{BOOT} 可以选择使用 2.0µF 和 3.0µF 之间的值。根据电容的标称值，自举电容值选用 2.2µF 的。从等式 12，最初的充电时间是：

等式 13

$$t_{CHARGE} \geq \frac{2.2 \cdot 10^{-6} \cdot 120}{0.5} \cdot \ln\left(\frac{17.5}{0.1}\right) = 2.7ms$$

为安全起见，初始充电时间必须至少为 8.1ms。

3 封装

NDIP 是一个双列直插式的传递模塑封装，26 引脚封装（NDIP-26L）能够满足苛刻的消费类电器变频器的成本和尺寸的要求。它由铜引线框架焊接功率级和控制级芯片组成，使用传递模塑工艺成型。铜的优良的热性能具有良好的热扩散和热传递，而且，通过优化引线框架的厚度和布局，进一步降低热阻。

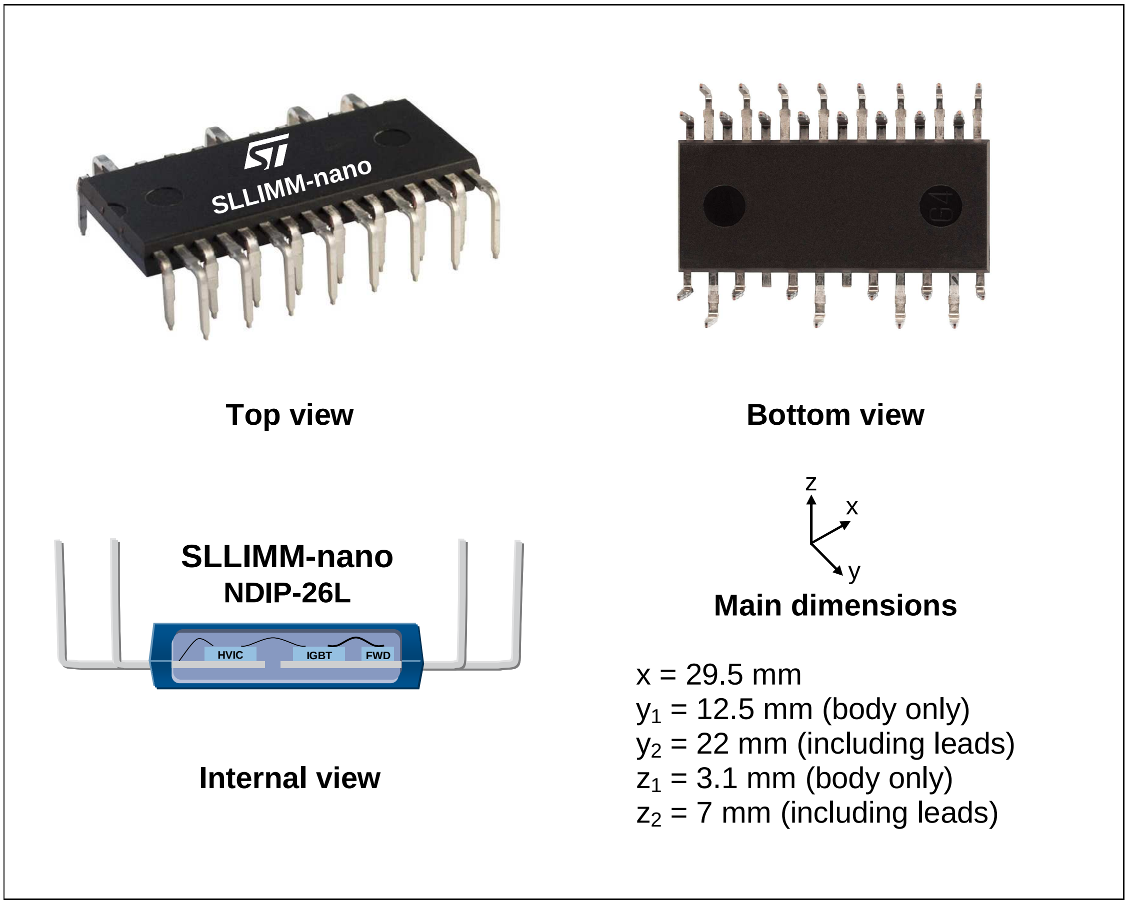
封装的引脚通过优化设计，高电压引脚和低电压引脚排列在模块封装的两边，以便最大限度地保证高电压引脚和低电压引脚之间的安全距离，并且这样排列有利于 PCB 布局。

最后，归功于传递模塑成型技术和设计优化，SLLIMM-nano 提供了一个非常紧凑的高功率密度封装，同时提供良好的热特性，电气隔离和稳定可靠的整体性能。

3.1 封装结构

图 23 给出了 NDIP-26L 封装的实物图和内部构造插图。

图 23: NDIP-26L 封装实物图和内部构造



3.2 外形封装尺寸

图 24:   NDIP-26L 外形封装尺寸图

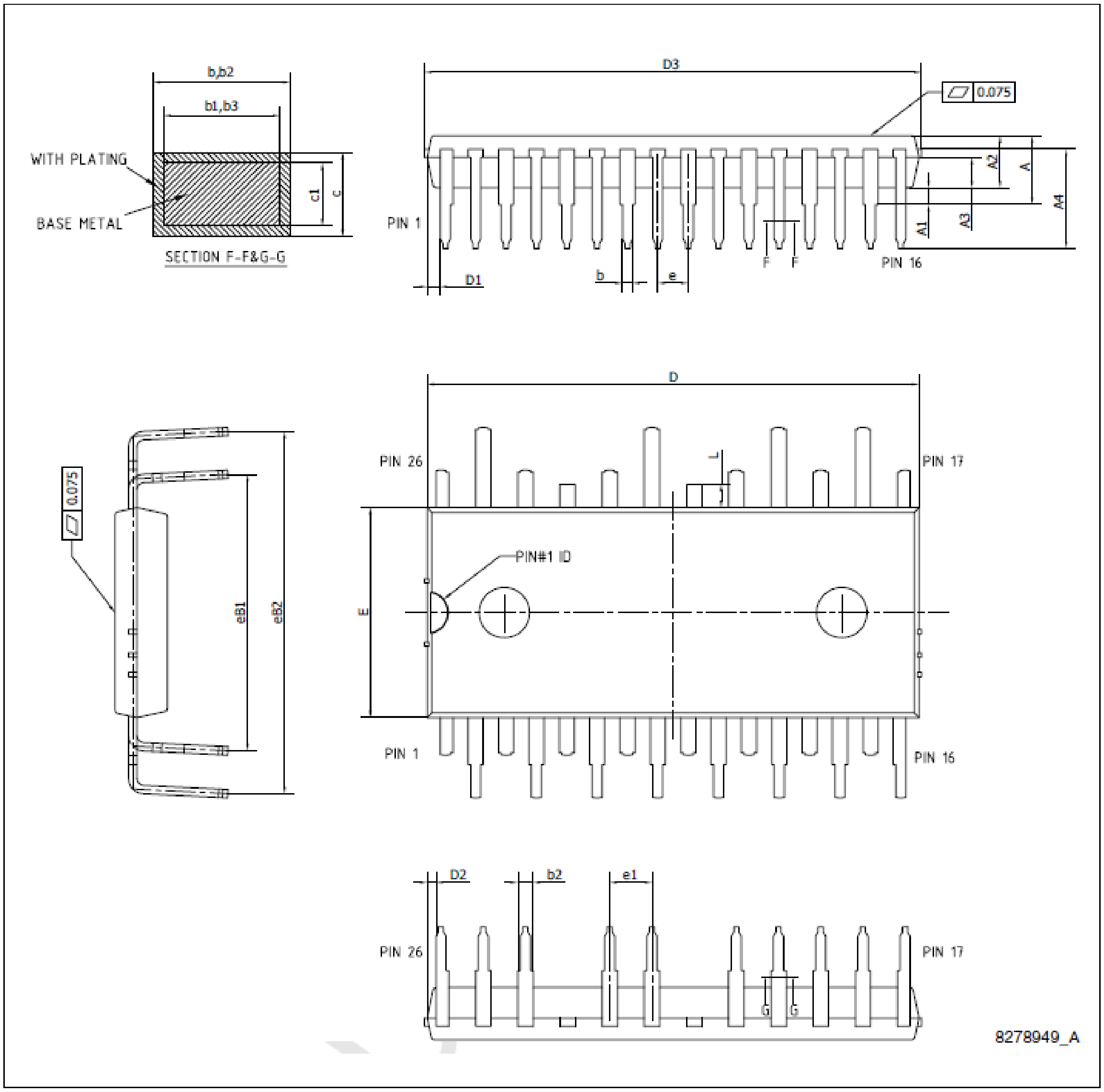


表 9: NDIP-26L 外形封装尺寸

尺寸	(mm)		
	Min.	Typ.	Max.
A			4.4
A1	0.8	1	1.2
A2	3	3.1	3.2
A3	1.7	1.8	1.9
A4	5.7	5.9	6.1
b	0.53		0.72
b1	0.52	0.6	0.68
b2	0.83		1.02
b3	0.82	0.9	0.98
c	0.46		0.59
c1	0.45	0.5	0.55
D	29.05	29.15	29.25
D1	0.5		
D2	0.35		
D3			29.55
E	12.35	12.45	12.55
e	1.7	1.8	1.9
e1	2.4	2.5	2.6
eB1	16.1	16.4	16.7
eB2	21.18	21.48	21.78
L	1.24	1.39	1.54

3.3 输入和输出管脚描述

本章节定义 SLLIMM-nano 的输入和输出管脚。更准确的描述和布局的建议，请参见有关章节 。

图 25: 封装管脚 (顶视图)

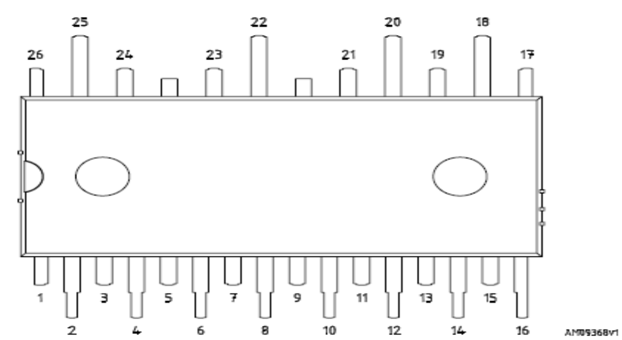


表 10: 输入和输出管脚

端子号	端子名		描述	
	STGIPN3H60A	STGIPN3H60	STGIPN3H60A	STGIPN3H60
1	GND		Gnd 端子	
2	NC	$\overline{SD}$ / OD	虚设端子	关机保护逻辑输入端子 (低有效) / 漏极开路端子(比较器输出)
3	$V_{CC\ W}$		W 相低压电源端子	
4	HIN_W		W 相高端逻辑输入端子	
5	LIN_W	$\overline{LIN_W}$	W 相低端逻辑输入端子 (高有效）	W 相低端逻辑输入端子 (低有效)
6	NC	OP_+	虚设端子	运算放大器非反相端输入端子
7	NC	OP_{OUT}	虚设端子	运算放大器输出端子
8	NC	OP_-	虚设端子	运算放大器反相端输入端子
9	$V_{CC\ V}$		V 相低压电源端子	
10	HIN_V		V 相高端逻辑输入端子	
11	LIN_V	$\overline{LIN_V}$	V 相低端逻辑输入端子 (高有效）	V 相低端逻辑输入端子 (低有效)
12	NC	CIN	虚设端子	比较器输入端子
13	$V_{CC\ U}$		U 相低压电源端子	
14	HIN_U		U 相高端逻辑输入端子	
15	NC	$\overline{SD}$ / OD	虚设端子	关机保护逻辑输入端子 (低有效) / 漏极开路端子(比较器输出)
16	LIN_U	$\overline{LIN_U}$	U 相低端逻辑输入端子 (高有效）	U 相低端逻辑输入端子 (低有效)
17	V_{bootU}		U 相自举电压端子	
18	P		直流输入端子	
19	U		U 相输出端子	
20	N_U		U 相直流负端输入端子	
21	V_{bootV}		V 相自举电压端子	
22	V		V 相输出端子	
23	N_V		V 相直流负端输入端子	
24	V_{bootW}		W 相自举电压端子	
25	W		W 相输出端子	
26	N_W		W 相直流负端输入端子	

高侧偏置电压引脚 /高侧偏置电压参考

引脚：Vbootu-U，Vbootv-V，Vbootw-W

● 自举电路实现一个简单而有效的浮动电源，以提供高侧 IGBT 的栅极电压信号。

● SLLIMM-nano 内部集成了自举二极管，帮助用户节省电路板空间，元件数目和成本。

● 自举电路的优点是无需给高侧 IGBT 提供单独的电源。

● 在低侧 IGBT 导通时，每个自举电容从 VCC 电源充电。

● 为了防止由于电源电压的噪声和纹波引起的故障，高性能（低 ESR，低 ESL）滤波电容器应靠近这些引脚安装。

● 自举电容值的选择严格按照应用条件。请参考 2.3.11 节：自举电路。

栅极驱动器偏置电压

引脚: $V_{CC\,U}$, $V_{CC\,V}$, $V_{CC\,W}$

● 内置 IC 的电源引脚。

● 为了防止电源电压的噪声和纹波引起故障，高性能（低 ESR，低 ESL）滤波电容器应靠近该引脚安装。

栅极驱动电源地

引脚：GND

● 内置 IC 的接地参考引脚。

● 为了避免噪音的影响，功率电路电流不应流入此引脚（见第 5.1 节：布局建议）。

输入信号

引脚：HIN_U，HIN_V，HIN_W；LIN_U, LIN_V，LIN_W； $\overline{LIN_U}$，$\overline{LIN_V}$，$\overline{LIN_W}$

● 这些引脚控制内置 IGBT 的运作。

● HIN_U，HIN_V，HIN_W，LIN_U，LIN_V 和 LIN_W 引脚信号是逻辑高电平有效。当一个逻辑电平（高于 IGBT 开启阈值电压）加到这些端子时，与之相应的 IGBT 就开通。

● $\overline{LIN_U}$，$\overline{LIN_V}$，$\overline{LIN_W}$ 引脚信号是逻辑低电平有效。当一个逻辑电平（低于 IGBT 开启阈值电压）加到这些端子时，与之相应的 IGBT 就开通。

● 每个输入引线应尽可能短，以保护 SLLIMM-nano 免受噪声的影响。同时应采用 RC 耦合电路以防止输入信号的振荡，建议 R=100Ω，C=1nF。

内部比较器的非反相端(STGIPN3H60仅有)

引脚：CIN

●与每相相连的电流采样电阻，通过内部比较器（引脚CIN）来检测短路电流。

● 电流采样电阻的选择，应与具体应用的检测条件相匹配。

● 一个RC滤波器（时间常数通常为~1μs）应与CIN引脚连接，以消除噪音。

● 电流采样电阻和CIN_U，CIN_V, CIN_W引脚之间的引线尽量要短。
● 如果加到该引脚CIN的电压信号值高于指定的V_{REF}（见数据表），SLLIMM-nano自动关闭和$\overline{SD}$ / OD引脚被拉低（并通知微控制器）。

关机保护/漏极开路（STGIPN3H60仅有）

引脚：$\overline{SD}$ /OD

● 两个可用的引脚$\overline{SD}$ /OD是完全相同的。它们被放置在模块封装的两端，以提供PCB布局的灵活性。器件正常工作只需使用两个引脚中的任何一个。
● $\overline{SD}$ /OD作为一个启动/禁用引脚。
● $\overline{SD}$ / OD引脚的信号逻辑低电平有效。如果该引脚电压低于特定阈值，则关闭SLLIMM-nano。
● $\overline{SD}$ /OD状态也连接到内部比较器的状态触发器（见第2.3.6节：短路保护和智能关断功能），当比较器被触发，$\overline{SD}$ /OD被拉低，作为一个FAULT引脚。
● 当$\overline{SD}$ /OD被比较器拉低时，是漏极开路。$\overline{SD}$ /OD必须通过上拉电阻拉至3.3V或5 V逻辑电平。

集成运算放大器（STGIPN3H60仅有）

引脚：OP_+, OP_-, OP_{OUT}
● 完全不受限制的运算放大器。
● 性能优化的运算放大器适合磁场定向控制技术（FOC）。
●内部集成的运算放大器实现紧凑和高效的板上布局，最大限度地减少所需的BOM清单。

母线直流电源的正端

引脚：P
● 变频器直流母线的正电源供电引脚，内部连接到高侧IGBT的集电极。
● 为了抑制由直流母线或PCB布线电感引起的浪涌电压，滤波电容应尽量靠近P引脚，一般情况下，建议使用一个0.1μF或0.22μF高频高压的无感电容器。

母线直流电源的负端

引脚: N_U, N_V, N_W
● 变频器直流母线的负电源引脚（电源地）。
● 这些引脚连接至低侧 IGBT 的发射器。
● 电源接地应与逻辑地分开，然后通过一个特定的点连接在一起（星形连接）。

逆变电源输出

引脚: U, V, W

- 变频器输出引脚连接到负载（如电机）。

4 功率损耗和散热

变频器的总功率损耗包括传导损耗，开关损耗，和关闭状态的损耗，它们基本上是由变频器的功率器件如 IGBT 和续流二极管所产生。传导损耗（Pcond）是传导过程中的导通损耗。开关损耗（P_{SW}）是开通和关断过程中的动态损耗。关闭状态的损耗，由漏电流和阻断电压产生，可以忽略不计。

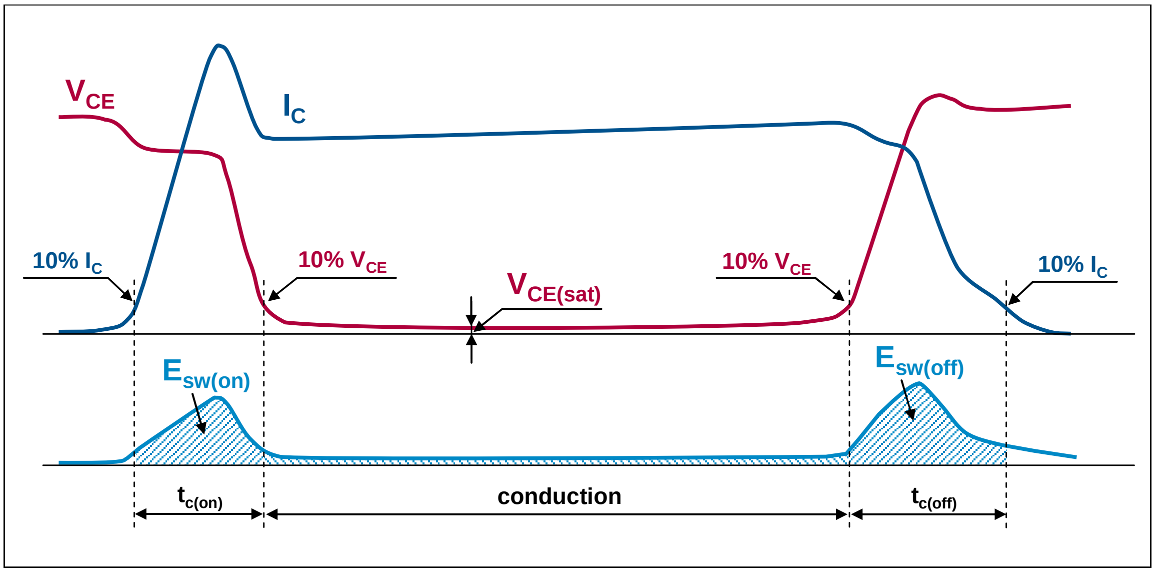
最后，总功率损耗：

等式 14

$$P_{tot} \approx P_{cond} + P_{sw}$$

图 26 显示了一个电机驱动器电感性负载硬开关应用的典型波形，同时特别说明功率损耗的主要来源。

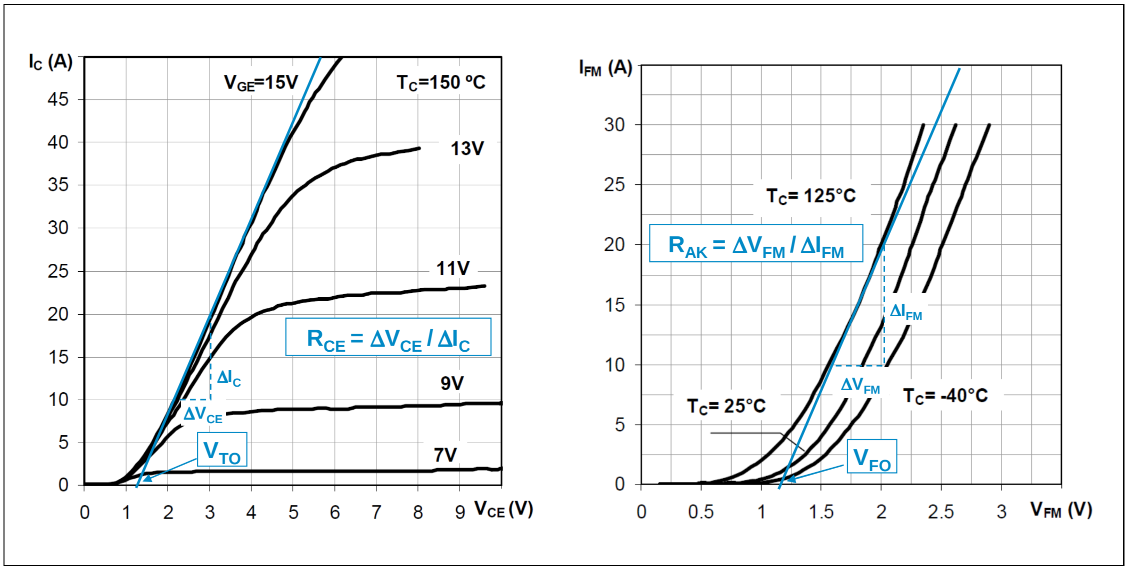
图 26: 典型的 IGBT 功率损耗



4.1 传导损耗

传导损耗是在额定电流行进中，由 IGBT 和续流二极管的电压降引起的。可以使用线性近似来计算 IGBT 和二极管正向输出特性，一个串联的直流电压源代表 IGBT 的阈值电压 V_{TO}（对二极管而言，是 V_{FO}），集电极和发射极间的通态电阻 R_{CE}，（对二极管而言，是阳极阴极间的通态电阻 R_{AK}），如下图 27 所示，以供参考。

图 27: IGBT 和二极管输出特型线性近似表示



两者的正向输出特型都与温度有关，所以必须在特定的温度下考虑。IGBT 的线性近似可以由以下等式表示：

等式 15

$$v_{ce}(i_c) = V_{TO} + R_{CE} \cdot i_c$$

续流二极管的线性近似为：

等式 16

$$v_{fm}(i_{fm}) = V_{FO} + R_{AK} \cdot i_{fm}$$

IGBT 和二极管的传导损耗由传导电流和器件两端电压的乘积的时间积分来表示：

等式 17

$$P_{cond\_IGBT} = \frac{1}{T}\int_0^T v_{ce} \cdot i_c(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(V_{TO} \cdot i_c(t) + R_{ce} \cdot i_c^2(t)\right)dt$$

等式 18

$$P_{cond\_Diode} = \frac{1}{T}\int_0^T v_f \cdot i_f(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(V_{FO} \cdot i_f(t) + R_{AK} \cdot i_f^2(t)\right)dt$$

其中 T 是基本时间时段。

因为 SLLIMM-nano 不同的使用方式，不同的调制技术，以及不同的工作状况，使得功率损耗很难去估计，所以有必要确定一些初始状态。

假设：

1. 该应用是基于正弦 PWM 技术的可变电压可变频率(VVVF) 的变频器应用。
2. 较高的开关频率，正弦波电流输出。
3. 理想的电感性负载。

基于这些条件，变频器输出电流表示为：

等式 19

$$i = \hat{I}\cos(\theta - \phi)$$

其中 $\hat{I}$ 是峰值电流, θ 代表 ωt ，ϕ 是输出电压和输出电流间的相位角。

传导损耗可以由下式得到：

等式 20

$$P_{cond\_IGBT} = \frac{V_{TO}\cdot\hat{I}}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi}\xi\cos(\theta-\phi)d\theta + \frac{R_{CE}\cdot\hat{I}^2}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi}\xi\cos^2(\theta-\phi)d\theta$$

等式 21

$$P_{cond\_Diode} = \frac{V_{FO}\hat{I}}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi}(1-\xi)\cos(\theta-\phi)d\theta + \frac{R_{AK}\hat{I}^2}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi}(1-\xi)\cos^2(\theta-\phi)d\theta$$

其中 ξ 是 PWM 波的占空比，由下式给出：

等式 22

$$\xi = \frac{1 + m_a\cdot\cos\theta}{2}$$

m_a 是 PWM 幅度调制指数。

最后, 解出等式 20 和等式 21, 可以得到:

等式 23

$$P_{cond\_IGBT} = V_{TO}\cdot\hat{I}\left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a\cdot\cos\phi}{8}\right) + \frac{R_{CE}\cdot\hat{I}^2}{2\pi}\left(\frac{1}{8} + \frac{m_a\cdot\cos\phi}{3\pi}\right)$$

等式 24

$$P_{cond\_Diode} = V_{FO}\cdot\hat{I}\left(\frac{1}{2\pi} - \frac{ma\cdot\cos\phi}{8}\right) + \frac{R_{AK}\cdot\hat{I}^2}{2\pi}\left(\frac{1}{8} - \frac{ma\cdot\cos\phi}{3\pi}\right)$$

所以，一个器件（IGBT 和二极管）的传导损耗是：

等式 25

$$P_{cond} = P_{cond\_IGBT} + P_{cond\_Diode}$$

当然, 每个变频器的总的传导损耗是这个值的六倍。

4.2 开关损耗

开关损耗是开启和关断时的瞬态功耗。已经在图 26 所示，是开启（t_{on}）和关断（t_{off}）期间的脉冲功耗。根据经验，它可以在开关周期内，通过集电极电流和集电极 - 发射极电压的时间积分计算出来。总之，动态性能涉及到许多参数，如电压，电流，温度，因此，有必要使用和传导损耗相同的假设（4.1 节：传导损耗），以简化计算。

在这些条件下，开关的能量损失：

等式 26

$$E_{on}(\theta) = \hat{E}_{on}\cos(\theta - \phi)$$

等式 27

$$E_{off}(\theta) = \hat{E}_{off}\cos(\theta - \phi)$$

其中，$\hat{E}_{on}$ 和 $\hat{E}_{off}$ 表示在给定 T_{JMAX} 和 $\hat{I}_C$ 下的最高值，θ 代表 ωt，ϕ 是输出电压和输出电流间的相位角。

最后，每个器件的开关损耗取决于开关频率（f_{SW}），计算公式如下：

等式 28

$$P_{sw} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi}(E_{IGBT} + E_{Diode})\cdot f_{sw}d\theta = \frac{(E_{IGBT} + E_{Diode})\cdot f_{sw}}{\pi}$$

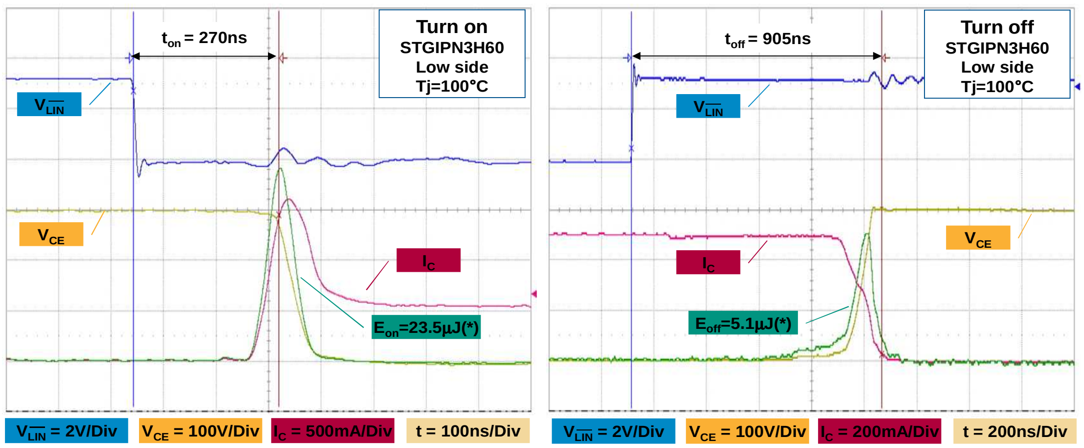
其中，E_{IGBT} 和 E_{Diode} 分别表示 IGBT 和续流二极管的总开关能量。当然，每个变频器的总开关损耗是此值的六倍。

图 28 显示了 STGIPN3H60 在下列条件下真正的开启和关断波形：

- V_{PN}= 300 V，I_C= 0.5A，T_J = 100ºC，带感性负载的全桥拓扑结构，测量低侧 IGBT。

绿色代表在开关转换中的瞬时功率，由 I_C（红色）和 V_{CE}（黄色）波形相乘得到，这些绿色区域面积表示由数字示波器的图形集成计算得到的开关损耗能量。

图 28: STGIPN3H60 的典型开启和关断波形



(*) E_{on} and E_{off} are the areas under the red plots

4.3 热阻抗概述

在工作过程中，功率损耗产生的热量使集成在SLLIMM-nano内的半导体结温升高，这限制了它的性能和寿命。为了确保运行安全可靠，功率器件的结温必须保持在数据表中定义的限制以下。因此，必须使用足够的冷却系统将产生的热量从功率芯片传导到外界环境中。

在没有任何散热装置的条件下，SLLIMM-nano可以用来设计驱动功率达100W的电动马达系统。因此在设计高效率和高可靠性的设备时，系统的散热方面是关键因素之一。在这样的环境中，封装形式和其热阻起着基本性作用。

热阻量化了一个给定热路径的热量转移能力，它通常表示为温度的增量和相关的功率通量间的比值。

等式29

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Delta P}$$

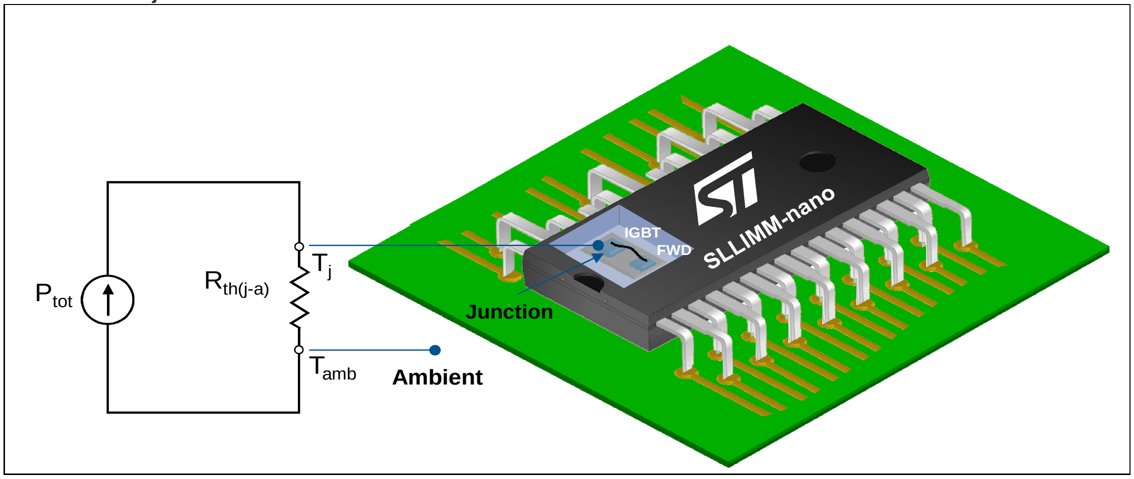
在数据表中的热阻 $R_{th\,(j\text{-}a)}$，定义为器件结温和环境温度之间的温差除以器件的功耗：

等式 30

$$R_{th(j\text{-}a)} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_D}$$

图29显示了器件的结到外部环境间的热阻$R_{th\,(j\text{-}a)}$。

图 29: R_{th}（j-a）的等效热阻电路



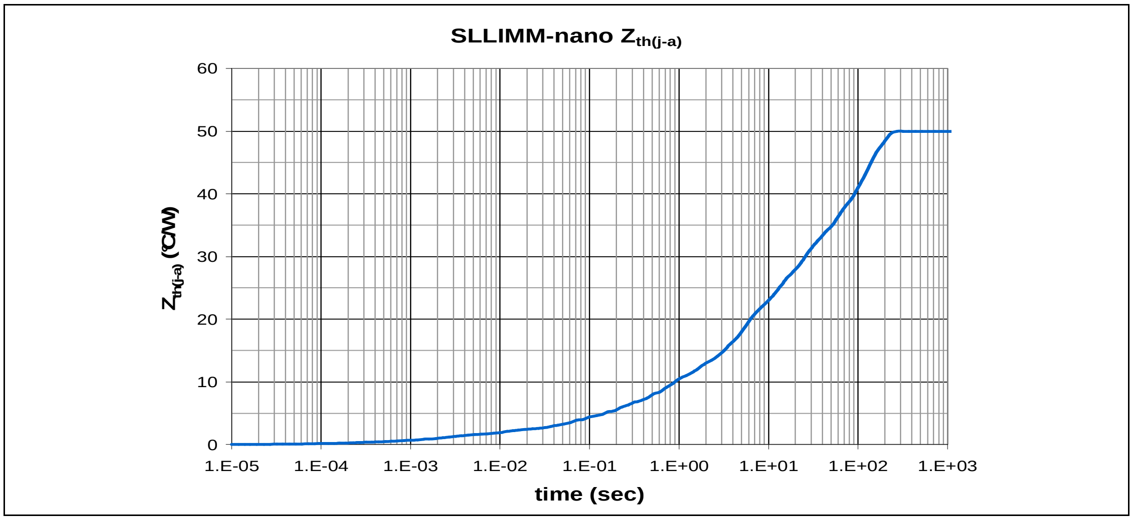
由于功率损耗 P_{tot} 是周期性的，也必须考虑瞬态热阻抗。它被定义为与时间相关的温度增量 $\Delta T_{(t)}$ 和相应的功率通量比值：

等式 31

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P}$$

相对于已经看到的热阻等效电路，瞬态热阻抗通常用 RC 等效电路来表示。对于脉冲功率损耗来讲，热电容对结温上升有延迟效应，因此这种特性对 SLLIMM-nano 的短期过载能力有好处。例如，图 30 显示了 SLLIMM-nano 单个 IGBT 器件的结到外部环境的瞬态热阻抗曲线。

图 30: 单个 IGBT 的瞬态热阻抗曲线



更为普遍的是，器件的功率与时间有关。器件温度可以利用卷积积分法公式，计算如下：

等式32

$$\Delta T(t) = \int_0^t Z_{th}(t-\tau)\cdot P(\tau)d\tau$$

瞬态热阻抗模型，是一种非常有用的模拟工具，它提供了一个简单的方法来估计瞬态条件下结温升高。利用热电模拟，瞬态热阻抗$Z_{th(t)}$可以转化为电气等效的RC网络。RC网络数量的增加表示模型的细节，因此，根据考尔(Cauer)和福斯特(Foster)网络模型,利用十二阶网络以提高模型的准确性。图31和图32分别给出了瞬态热阻抗模型的考尔(Cauer)等效电路和福斯特(Foster)等效电路 。

图 31: 瞬态热阻抗考尔(Cauer)等效电路

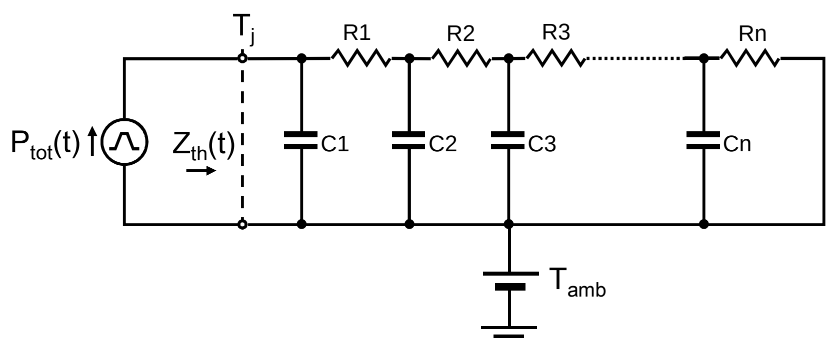
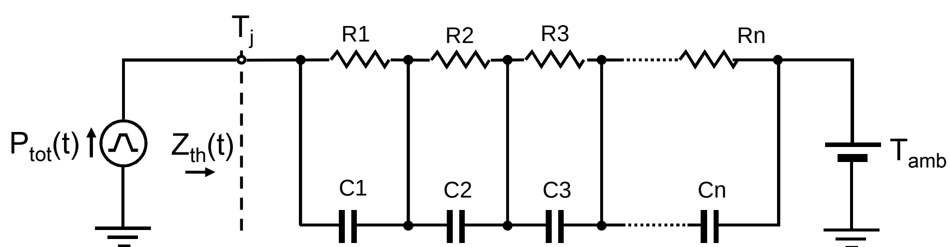


图 32: 瞬态热阻抗福斯特(Foster)等效电路



在电气RC网络中，温度代表电压，功率通量代表电流，电阻和电容分别代表热阻和热容。外壳温度用直流电压源表示，可以解释为初始结温。

瞬态热阻抗模型由曲线结合测量数据推导出。在表11中所示，在$Z_{th(ja)}$的考尔(Cauer)和福斯特(Foster) 网络模型中，每个元件的电阻值和电容值是不同的。

表 11: 考尔和福斯特 RC 网络元件表

元件	$Z_{th(j-a)}$ Cauer 网络	$Z_{th(j-a)}$ Foster 网络
R1 (℃/W)	8.96E-01	1.81E-01
R2 (℃/W)	9.37E-01	1.71E-01
R3 (℃/W)	5.92E-01	8.12E-02
R4 (℃/W)	1.37E-02	5.11E-02
R5 (℃/W)	2.11E-02	1.86E-01
R6 (℃/W)	2.84E+00	6.58E-01
R7 (℃/W)	1.26E-01	5.00E-04
R8 (℃/W)	4.48E-02	6.95E-02
R9 (℃/W)	4.06E-01	5.14E-01
R10 (℃/W)	4.93E+00	4.43E+00
R11 (℃/W)	9.38E+00	7.90E+00
R12 (℃/W)	2.99E+01	3.58E+01
C1 (W·sec/℃)	6.25E-04	1.55E-01
C2 (W·sec/℃)	3.81E-03	1.67E-01
C3 (W·sec/℃)	4.69E-03	1.19E+00
C4 (W·sec/℃)	2.41E-03	9.09E-01
C5 (W·sec/℃)	4.39E-03	1.84E-02
C6 (W·sec/℃)	3.27E-03	1.07E-03
C7 (W·sec/℃)	1.82E-02	1.77E-03
C8 (W·sec/℃)	1.32E-02	8.80E-02
C9 (W·sec/℃)	3.63E-03	1.19E-02
C10 (W·sec/℃)	6.72E-02	4.74E-02
C11 (W·sec/℃)	2.75E-02	2.35E-01
C12 (W·sec/℃)	2.22E+00	1.75E+00

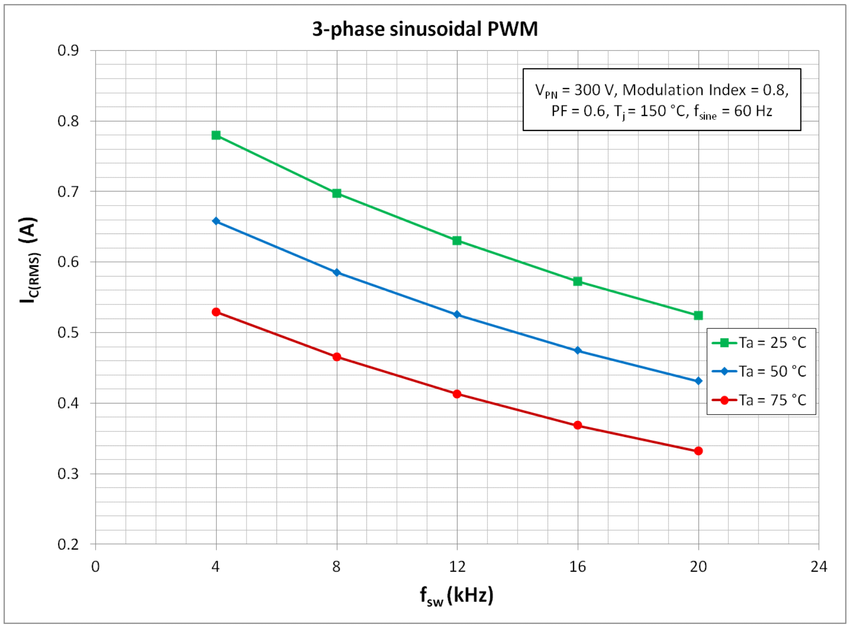
4.4 功率损耗计算实例

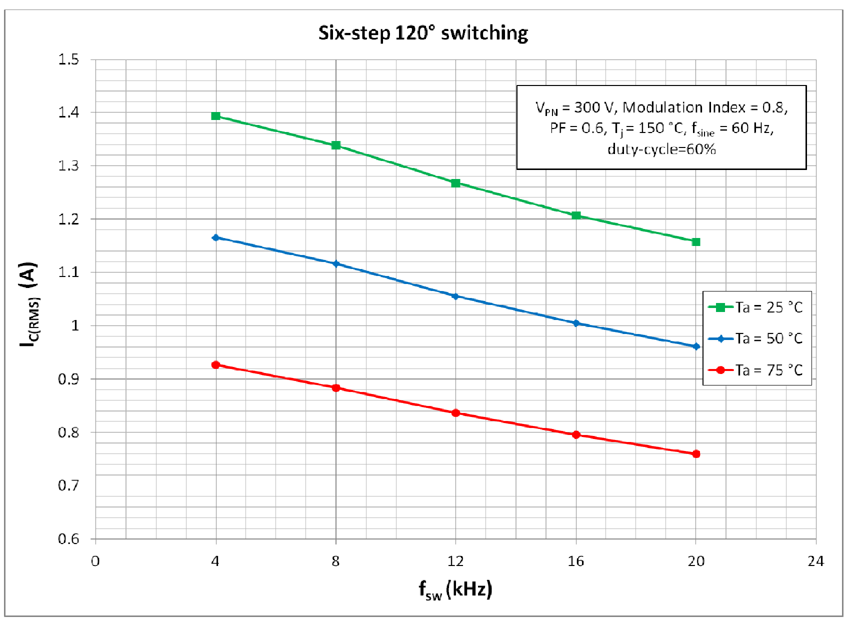
在前面的章节中已经充分讨论功率损耗计算和热方面的问题，现在我们能模拟VVVF变频器的$I_{C\,(RMS)}$最大电流与开关频率的关系曲线，该变频器的正弦输出电流由三相正弦PWM和六步120°开关调制方式合成。

图33绘制的曲线表示了在三个不同的环境温度下（25℃, 50℃ 和75℃ ），结温上升到最高结温150℃ （这是一个典型的保证系统可靠性的工作条件），SLLIMM-nano在安全条件下承受的最大电流。这些曲线是在实现电机驱动控制方案以及下列情况下模拟得到：

- V_{PN} = 300V, m_a = 0.8, cosϕ = 0.6, T_j = 150 ℃, f_{SINE} = 60 Hz, $R_{th\,(j-a)}$ 取最大值，$V_{CE(sat)}$和 Etot 取典型值。

图 7: 最大 $I_{C(RMS)}$电流的频率特性曲线





5 设计和安装指引

本节介绍 SLLIMM-nano 系列产品的布局设计和安装建议。

5.1 布局的建议

优化PCB布局是高电压，大电流和高开关频率应用的一个重要环节。PCB布局是一个复杂的问题，它包含几个方面：如铜泊导线的长度和宽度，正确的通道路径，各种系统元件在PCB板的合理安排。

一个良好的布局可以使实际应用实现正确功能，并达到预期性能。反之，没有精心布局的PCB板会产生EMI问题，PCB板导线上的寄生电感会引起过压尖峰，同时会产生更高的功率损耗，甚至在控制和检测阶段产生故障。

简洁的SLLIMM-nano解决方案，提供了优化的栅极驱动网络和减少了寄生元件。所以设计者只需注意一些具体问题，如接地问题或噪声过滤器。总之，为了避免上述的所有问题，在三相应用的PCB布局时，必须遵循以下一般原则和建议。

5.1.1 一般建议

● PCB 板走线应尽可能短，电路面积（电源或信号）应尽量小以减少周围的噪音对它的影响。

● 确保含有高电压转换的开关线和对电气噪声敏感的信号线之间保持良好的距离。具体来说，每个输出相位的引线，由于其伴随着显著的电流和高电压，必须与运算放大器和比较器的逻辑信号线，模拟采样电路分开。

● 采样电阻 R_{SENSE} 尽可能靠近 SLLIMM-nano 直流负端端子（N_U ,N_V, N_W ）放置。SLLIMM-nano 的接地线（也称为驱动地）直接连接采样电阻的冷端可以减少寄生电感。使用低电感电阻，如贴片电阻，而不用长引脚电阻器，可以帮助进一步减少寄生电感。

● 避免任何接地回路。必须只有一条路径连接两个不同的节点地。

● 每个 RC 滤波器尽可能接近 SLLIMM-nano 引脚，以增加其滤波效率。

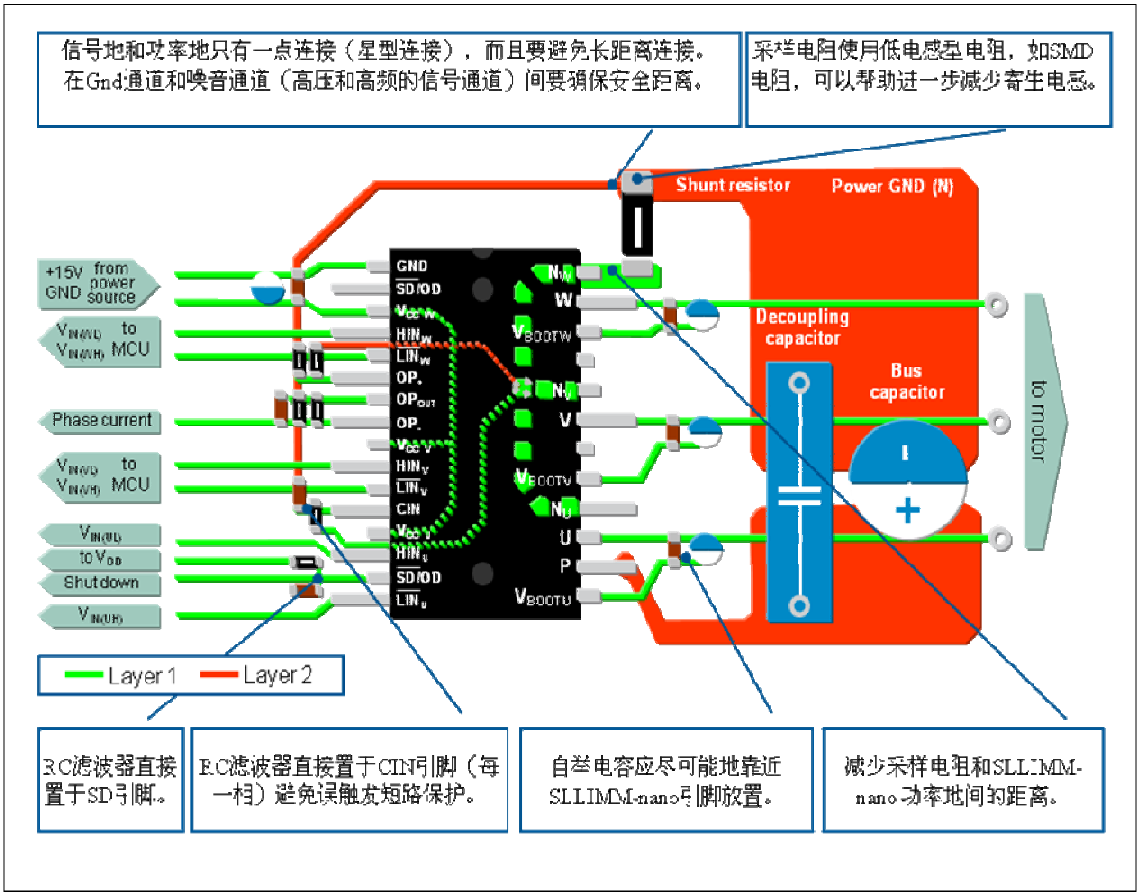
● 为了防止浪涌破坏，平滑电容器和 P–N 间的引脚应尽可能短。P−N 引脚之间建议使用高频率，高电压非电感性电容, 电容值约 0.1μF 或 0.22μF。

● 利用确定的电压通道，如 GND 或高压线路，可以屏蔽逻辑信号线和模拟信号线以避免开关线（如 U，V 和 W）所产生的电气噪声。

● 建议连接每一个半桥地构成一个星型配置，三个采样电阻 R_{SENSE} 彼此靠近，并且接近功率地。

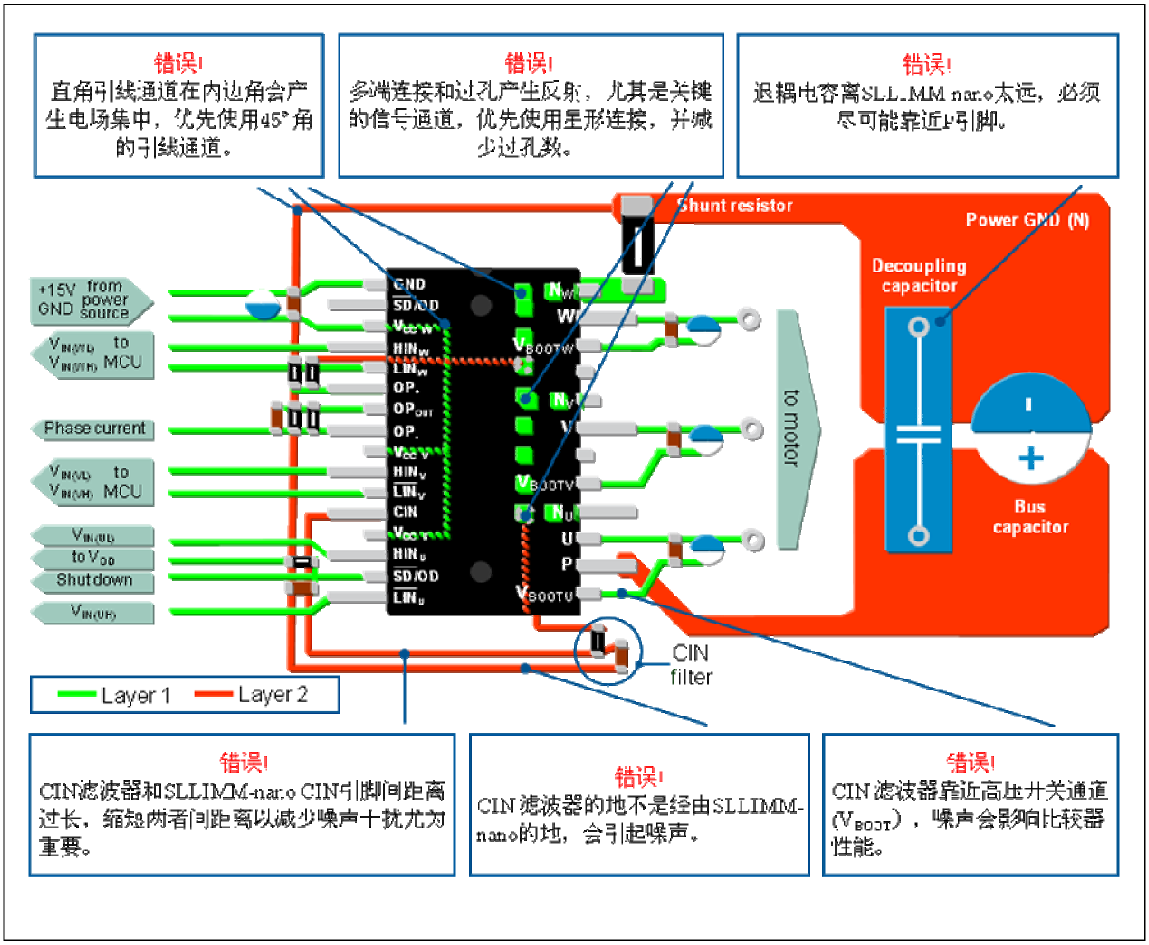
在图 34 总结了所有 SLLIMM-nano 产品的一般性建议。

图 34: 一般建议



特别要注意一些错误的布局，一些常见的错误 PCB 布局见图 35 和图 36。

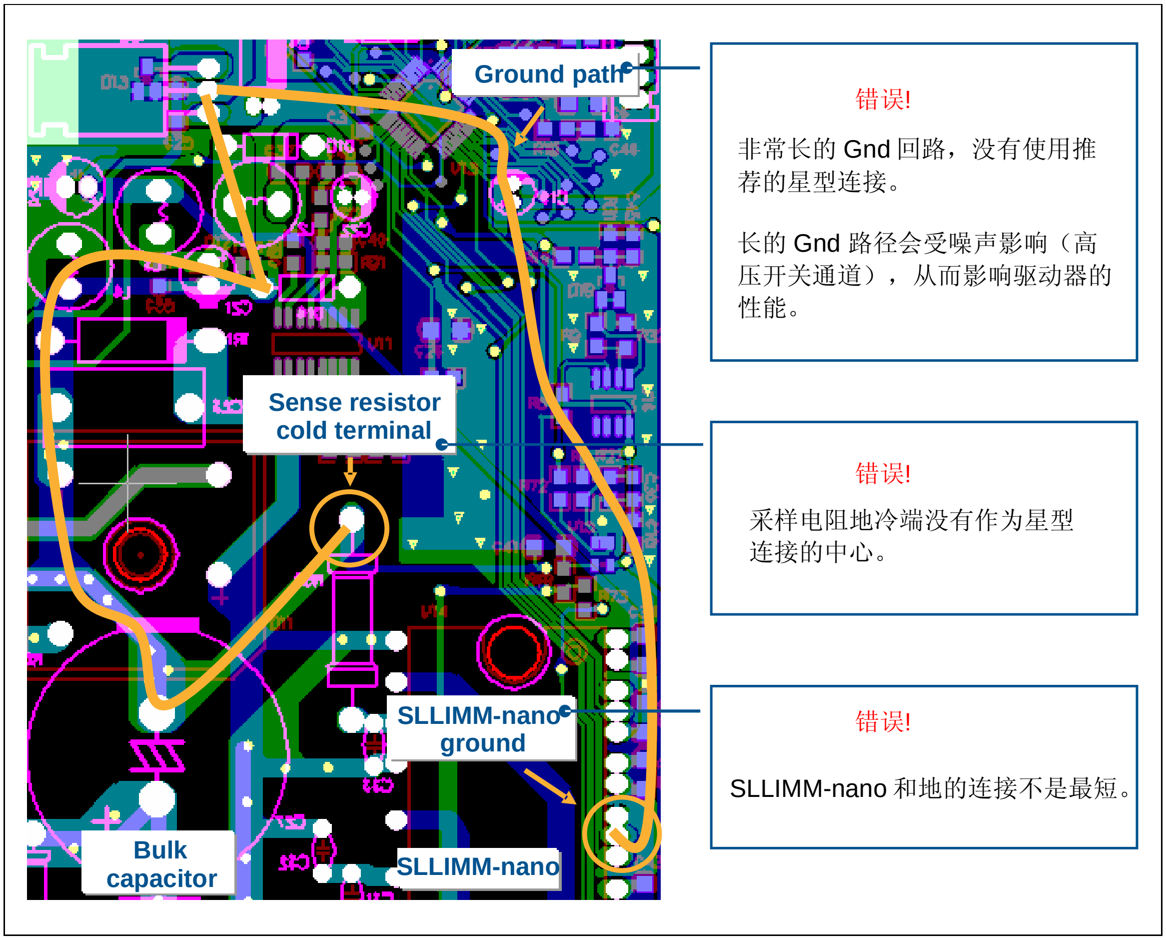
图 35: 错误布局例 1



错误!
直角引线通道在内边角会产生电场集中，优先使用45°角的引线通道。
错误!
多端连接和过孔产生反射，尤其是关键的信号通道，优先使用星形连接，并减少过孔数。
错误!
退耦电容离SLLIMM nano太远，必须尽可能靠近P引脚。
Shunt resistor
Power GND (N)
Decoupling capacitor
Bus capacitor
+15V from GND power source
to MCU
Phase current
Shutdown
to motor
CIN filter
Layer 1
Layer 2
错误!
CIN滤波器和SLLIMM-nano CIN引脚间距离过长，缩短两者间距离以减少噪声干扰尤为重要。
错误!
CIN 滤波器的地不是经由SLLIMM-nano的地，会引起噪声。
错误!
CIN 滤波器靠近高压开关通道(V_{BOOT})，噪声会影响比较器性能。

\

图 36: 错误布局例 2



5.2 安装说明和冷却技术

SLLIMM-nano 是一个非常紧凑的智能功率模块，在没有任何散热片或冷却系统的条件下，SLLIMM-nano 能够驱动高达 100 瓦的电动马达。该 NDIP 是没有螺丝孔的传递模塑封装，所以在针对一个更高功率水平的应用，需要一些专门的冷却技术。

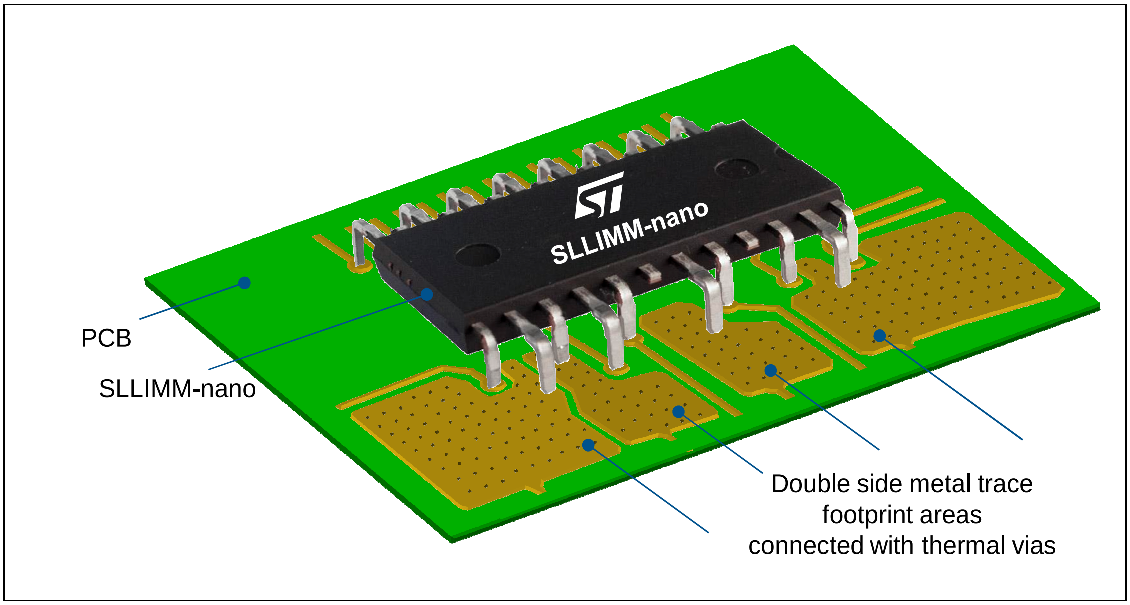
最简单的方法之一是基于自然冷却系统和适当的 PCB 布局设计。在这种情况下，PCB 以及焊盘作为一个散热器，提供封装的散热路径，有效地将热量传递给控制板和附近环境。因此，最大限度地提高电源引脚和接地引脚的金属迹线的区域是一个有效的方法，以此降低热阻从而提高功率性能。

这种方法主要涉及的引脚是正直流输入引脚（P）和相位输出引脚（U，V，W），它们直接连接到铜引线框架，主要的热量来源 IGBT 和二极管（已经在第 4 节处理：功率损耗和散热）就被安装在铜引线框架上。有几个方面会影响总的热性能，

如金属迹线的面积，铜板的厚度，SLLIMM-nano 板上位置，以及 SLLIMM-nano 和其他热源之间的距离。通过直接的铜箔连接或热过孔，双面 PCB 的两侧可以利用来增加散热面积，同时也减少布局的复杂度。

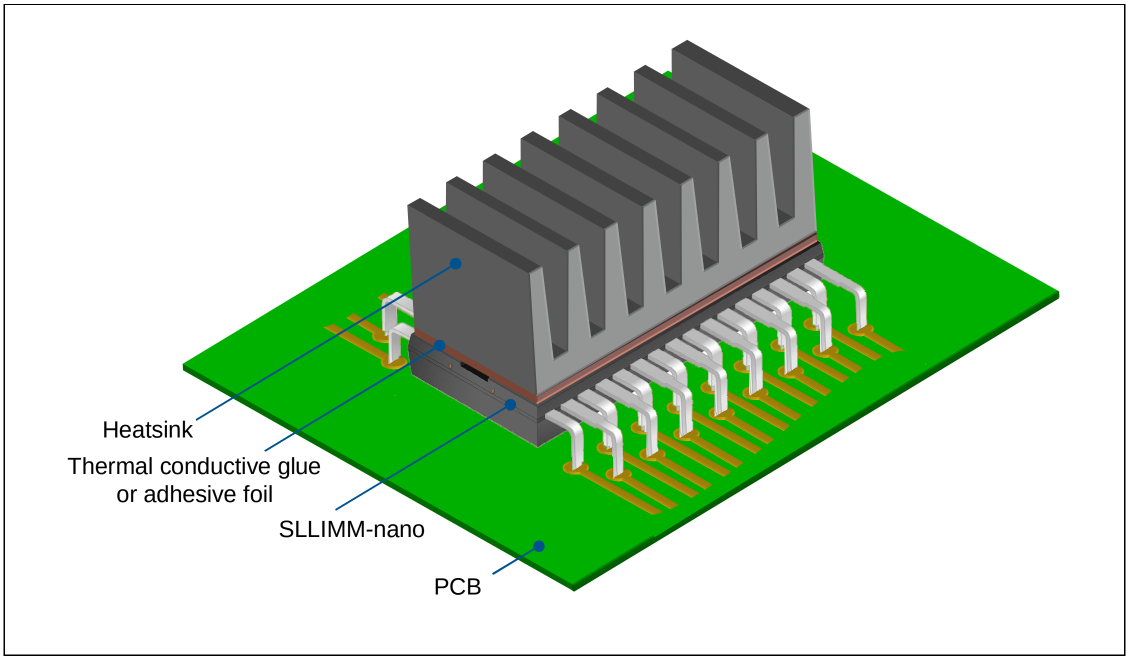
图 37 给出了一个通过 PCB 上的金属迹线布局来散热的例子。

图 37: 冷却技术：PCB 板上的铜箔层



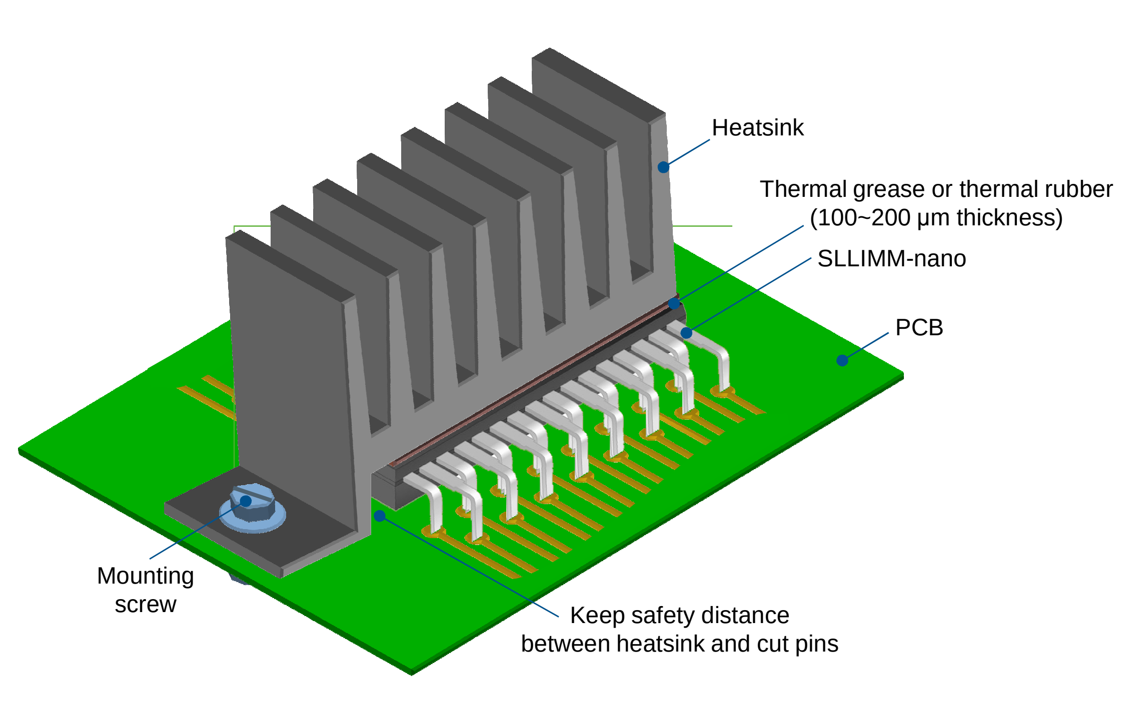
通过使用一个大而紧凑的外部散热片紧密接触，SLLIMM-nano 可以达到更高的热性能。如图 38 中所示，散热片可以通过导热胶或粘合片直接固定在 SLLIMM-nano 模块上。

图 38: 冷却技术：散热片粘合在模块上



一种替代的方法是提供一个散热片（或平板）粘合在封装上，并通过一个安装螺钉固定在 PCB 板上，提高机械稳定性，如在图 39 中示出。这种散热器的安装需要一层均匀的导热油脂或导热橡胶层，并且在散热器和 SLLIMM-nano 的侧面，也就是切割边脚位置之间确保一个安全距离。

图 39: 冷却技术：散热器固定在 PCB 板上



最后，在各种各样的解决方案中，也可以将控制板安装在一个金属盒里面，利用金属盒散热。

然而，不管散热器采用何种安装方法，应遵守一些预防措施以最大限度地提高散热效果。去除毛刺和突起使散热器表面光滑，确保 SLLIMM-nano 和散热器之间的最佳的接触。在模块和散热片之间的接触面上涂上一层 100um 到 200um 的导热硅胶(导热胶水)以减少接触热阻。注意涂层一定要薄且均匀，不能有任何空隙。我们推荐使用在 SLLIMM-nano 工作温度范围内性能稳定的高品质导热润滑剂。

6 一般处理预防和存储注意事项

对半导体器件的热和/或机械应力的处理不当，可能会导致其电气特性和/或可靠性的显著恶化。SLLIMM-nano 是 ESD 敏感器件，在 ESD 冲击的情况下，它可能被损坏。所有用来处理功率模块的设备，必须符合 ESD 标准，包括运输，仓储和组装。

运输

在处理 SLLIMM-nano 和包装材料时要格外小心，在运输过程中确保模块不会受到机械振动或冲击。潮湿的环境中是危险的，湿度也对包装有不利影响。按正确的方向放置包装箱，将其倒置，倾斜，或施加不平衡的压力于其上都可能会导致电机端子变形或者使其树脂外壳损坏。投掷或抛落包装箱可能导致模块损坏。润湿包装盒可能会导致模块工作时被击穿。在潮湿的条件下运输时应特别注意。

存储

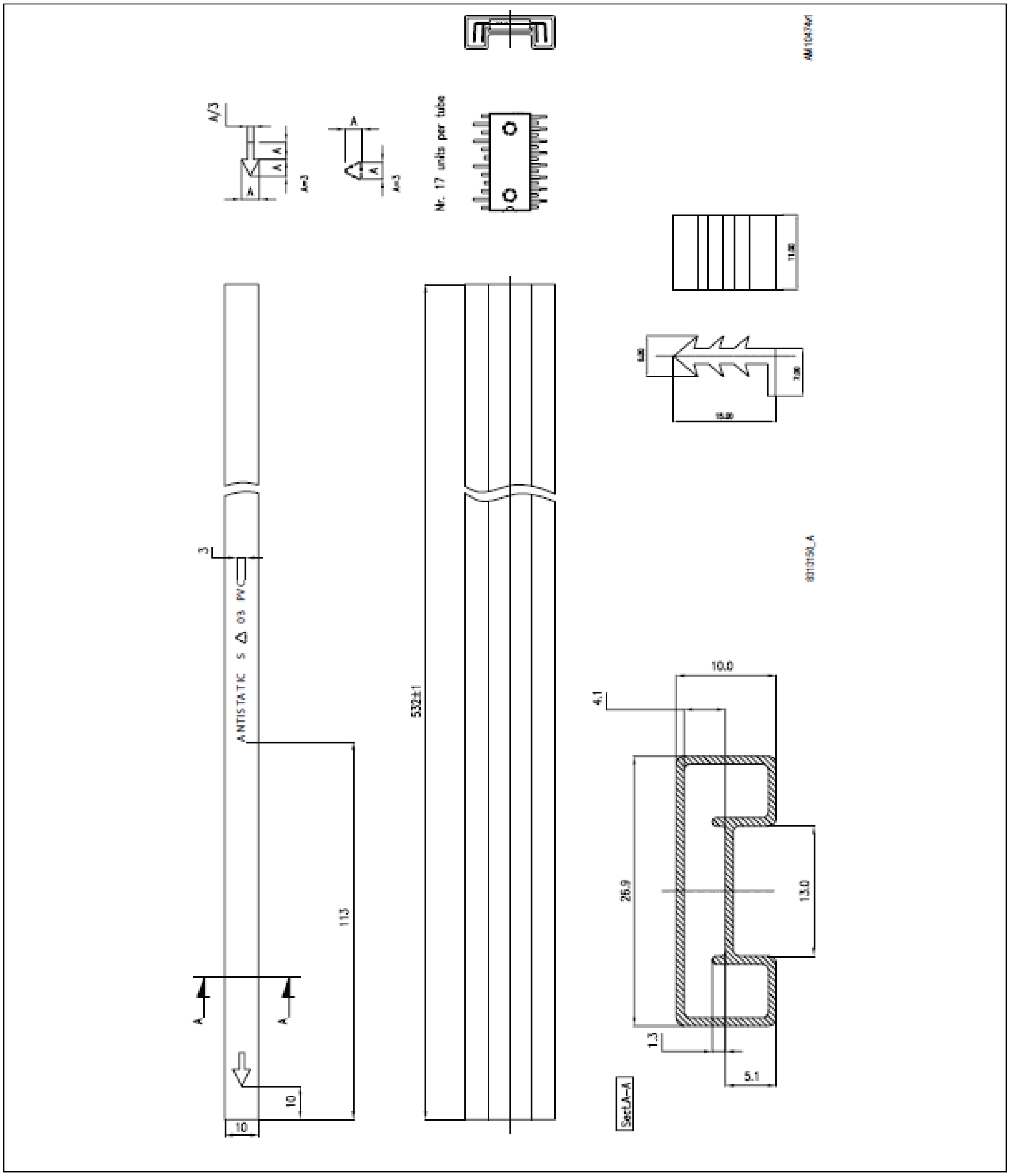
- 存储时，不要在模块上强迫或加载外部压力。
- 存储湿度应保持在 40％~75％，温度为 5℃~35 ℃
- 引脚锡焊能力会因引脚的氧化或腐蚀而退化。因此，强烈建议使用温度波动小的存储区域。
- 不能存储在有有害气体或灰尘的场所。
- 使用抗静电容器。

电击和热损伤

- 在 SLLIMM-nano 工作过程中，请勿触摸模块或散热器，以避免触电和/或烧伤。

6.1 包装规格

图 40: NDIP-36L 封装包装规格



7 参考手册

[1] AN3338 application note
[2] STGIPN3H60A datasheet
[3] STGIPN3H60 datasheet
[4] AN2738 application note
[5] UM1483 user manual
[6] UM1517 user manual
[7] Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier, IEEE, JUNE 1999

声明

本文是相关正式英文文档之中文译文。我们试图提供内容的精确翻译，如因翻译中可能存在的差异或错误，对用户或第三方造成损害或其它后果，意法半导体公司概不负责。如需确认本产品完整精确的信息，请参考意法半导体公司提供的正式英文文档。

中文翻译仅为方便阅读之目的。该翻译也许不是对本文档最新版本的翻译，如有任何不同，以最新版本的英文原版文档为准。