

TI 参考设计

具有堵转电流限制功能的 10.8V/250W 高效 (97%) 紧凑型无刷直流电机驱动器参考设计



TI 参考设计

TIDA-00771 是一款 20 A_{RMS} 驱动器，适用于由电压为 5V 至 12.6V 的 3 节锂离子电池供电的电动工具中的三相无刷直流 (BLDC) 电机。本参考设计是一款 45mm x 50mm 的紧凑型驱动器，采用基于传感器的梯形控制。本参考设计采用基于 MOSFET 的分立式、紧凑型三相逆变器，可提供 20 A_{RMS} 连续（持续 1 秒的 70A 峰值电流）绕组电流，无需外接任何制冷器或散热器。栅极驱动器的转换率控制和三倍频电荷泵可确保在 5V 至 12.6V 的电压范围内实现最大逆变器效率，并发挥最佳抗电磁干扰 (EMI) 性能。逐周期过流保护功能可防止功率级出现较大的堵转电流，并且电路板可以在高达 55°C 的环境温度下工作。

设计资源

TIDA-00771	设计文件夹
CSD17576Q5B	产品文件夹
DRV8305	产品文件夹
MSP430G2553	产品文件夹
SN74LVC126A	产品文件夹
LMT87	产品文件夹
TPD1E10B06	产品文件夹
DRV5013	产品文件夹



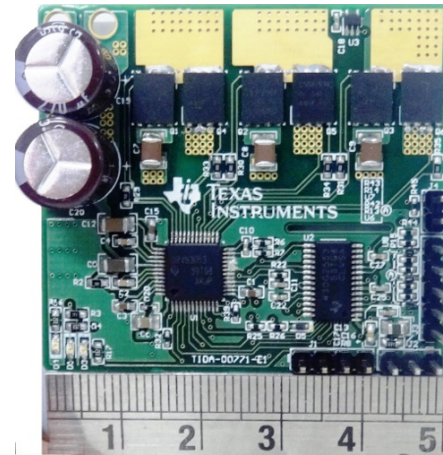
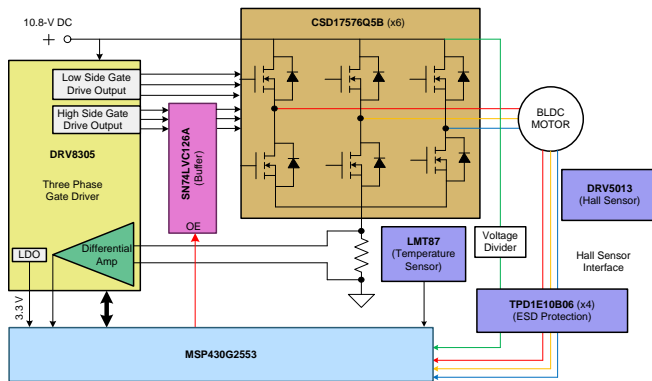
请咨询我们的 E2E 专家

设计特性

- 适用于 BLDC 电机的 250W 驱动器，支持基于传感器的梯形控制
- 采用电压为 5V 至 12.6V 的 3 节锂离子电池供电
- 可提供高达 20 A_{RMS} 的连续电机驱动电流，无需散热器或风机
- 可持续 1 秒提供 70A 峰值电流
- 45mm x 50mm 的小尺寸印刷电路板 (PCB)，采用 30V/400 A_{PEAK}，1.7mΩ R_{DS_ON}，SON5x6 封装金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)
- 采用栅极驱动器的转换率控制，实现最佳逆变器效率和 EMI 性能
- 三相栅极驱动器，带内部电荷泵，即使在 5V DC 也能确保实现最佳逆变器效率
- 逐周期过流和电机堵转电流非闭锁限制
- 通过 V_{DS} 感应实现短路闭锁保护
- 直通、欠压、过热和转子堵转保护
- 工作环境温度：-20°C 至 55°C

特色应用

- 电动工具
- 园艺工具
- 割草机器人
- 真空吸尘机器人



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统主要技术规范

表 1. 系统主要技术参数

参数	规范
输入电压	10.8V DC (4.5V 至 12.6V) — 2 节或 3 节锂离子电池
额定输入功率	250W
RMS 绕组电流	20A
峰值绕组电流	70 A (持续 1 秒)
控制方法	基于传感器的梯形控制
逆变器开关频率	20kHz (5kHz 至 100kHz 可调)
电机电频率	最大 300Hz (例如, 每分钟转数 (RPM) 为 9000 的 4 极电机)
反馈信号	直流总线电压, 霍尔传感器, 低侧直流总线电流
保护	逐周期过流、输入欠压、过温和转子堵转
冷却	自然冷却, 无需散热器
工作环境温度	-20°C 至 55°C
电路板规格	45mm x 50mm, 4 层, 2 盎司铜箔
效率	> 97%

2 系统简介

电动工具广泛应用于各类工业和家庭应用中，例如钻孔、研磨、切割、抛光、驱动紧固件以及各种园艺工具等。最常见的几类电动工具使用电动马达，另一些使用内燃机、蒸汽机、或压缩空气。电动工具分为有绳或无绳（电池供电）两种。有绳电动工具使用市电（电网电能）为交流或直流电机供电。无绳工具使用电池来驱动直流电机。

大多数无绳工具使用锂离子电池，这是行业中最先进的电池。锂离子电池能量密度大、重量轻、使用寿命长。这类电池的自放电现象相对较少（不到镍基电池的一半），因此可为诸如电动工具这类应用提供超电流。

无线工具采用有刷或 BLDC 电机。无刷电机效率更高、维护需求更少、噪声更低且使用寿命更长。电动工具在尺寸和散热性能方面的要求较高。因此，需要使用尺寸紧凑的高效功率级来驱动电动工具电机。小尺寸的功率级便于灵活安装和 PCB 布线，并且设计成本较低。高效率可最大限度延长电池使用时间并降低冷却工作量。反过来，高效率需求则意味着需要使用漏源电阻 (R_{DS_ON}) 较小的开关器件。设计功率级时，还应当考虑针对电机堵转或其他可能的过流情况施加保护。

本参考设计采用 CSD17576Q5B NexFET，其特有 $1.7m\Omega$ 的超低 R_{DS_ON} ，并且采用 SON5x6 SMD 封装，外形小巧，仅为 $45mm \times 50mm$ 。三相栅极驱动器 DRV8305 用于驱动三相 MOSFET 电桥，该 MOSFET 电桥的工作电压范围为 4.5 至 45V，并且支持最高 1.25A 灌电流/1A 拉电流的可编程栅极电流。DRV8305 提供三个分流放大器进行精确的电流测量，支持增益可调节的双向电流感测。DRV8305 具有一个集成稳压器和控制器，可满足微控制器 (MCU) 或附加系统的电源要求。SPI 提供详细的故障报告和灵活参数设置，例如分流放大器的增益选项、栅极驱动器的转换率控制以及各种保护功能。

MSP430G2553 微控制器用于实现控制算法。CBC 过流保护使用 MSP430G2553 的内部比较器和外部缓冲器。

测试报告评估 RMS 电流能力、峰值电流能力、电路板散热性能以及过流保护功能，例如 DRV8305 的逐周期控制和闭锁控制。测试结果还显示有不同气流条件下电路板提升的 RMS 电流能力。

3 系统设计原理

与刷式电机相比，永磁无刷电机变得越来越重要，因为其效率高、转矩重量比大、维护需求少、可靠性高、转动惯量小、噪声小等等。无刷永磁同步电机 (PMSM) 带有绕线定子和永磁转子组件。这类电机通常利用内部或外部器件感应转子的位置。感应器件可提供位置信息，以便以电子方式按照合适的顺序转换定子绕组，从而维持永磁组件的旋转。

无刷永磁电机内的定子电流需要使用电子驱动器来控制。电子驱动器包含：

- 功率级，配有符合功率容量需求的三相逆变器
- MCU，用于实现电机控制算法
- 位置传感器，用于实现精准的电机电流换向
- 栅极驱动器，用于驱动三相逆变器
- 电源，用于为 MCU 供电

3.1 无刷永磁电机

根据反电动势 (BEMF) 特性曲线，永磁电机可分为两类：BLDC 电机和 PMSM。BLDC 电机和 PMSM 的转子上均带有永磁体，但是磁通量分布和 BEMF 特性曲线有所不同。在 BLDC 电机中，定子内感应到的 BEMF 呈梯形；而在 PMSM 中，定子内感应到的 BEMF 呈正弦曲线。若要使各类电机实现最佳性能，需实施适当的控制策略。

BLDC 电机或梯形 BEMF 电机均具有定子安培导体分布特性，理想情况下可在某一空间持续一段固定的时间（被称为换向间隔）保持不变。对于三相绕组，换向间隔为 60° 电气间隔。每个换向间隔结束时，将安培导体换向至下一个位置。这些电机采用双相导通控制，电机的两个相位将同时上电，第三个绕组将断开。BLDC 电机的原理是始终为两个相位上电，这样可产生最高转矩。理论上，直流与梯形 BEMF 组合能够产生恒定转矩。但实际上，电机相位中无法立即产生电流，因此每个 60° 相位换向处存在转矩纹波。图 1 给出了 BLDC 电机在双相启动操作下的电气波形。

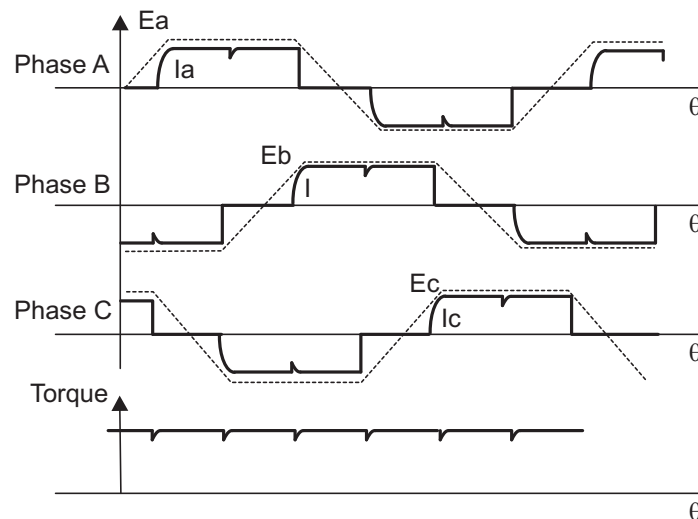


图 1. BLDC 电机在双相启动控制下的电气波形和转矩纹波

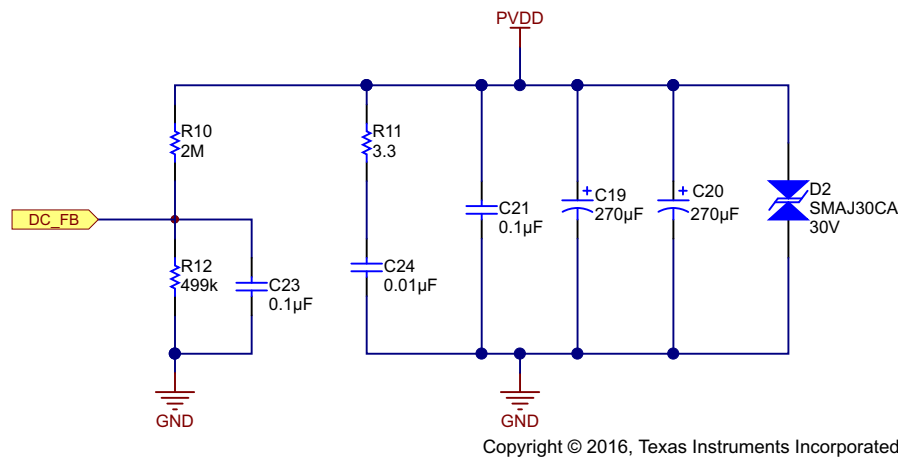
梯形控制具有以下优势：

- 一次只需要控制一个电流。
- 只需要一个电流传感器（仅对于速度环，不需要）。
- 电流传感器的定位允许使用低成本传感器作为分流电阻。

有关梯形控制的更多详细信息，请参见应用报告《BLDC 电机的无传感器梯形控制》（文献编号：SPRABQ7）。

3.2 功率级设计 — 电路板的电池电源输入

图 2 显示了电池电源输入部分。输入大容量铝制电解电容 C19 和 C20 会产生纹波电流，为了延长使用寿命，将其电压额定值降额 50%。这些电容设置可承载高纹波电流。C21 和 C24 被用作接地 (GND) 旁路电容。D2 是瞬变电压抑制 (TVS) 二极管，击穿电压为 30V，最高电源电压为 30V。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 2. 电池电源输入部分的原理图

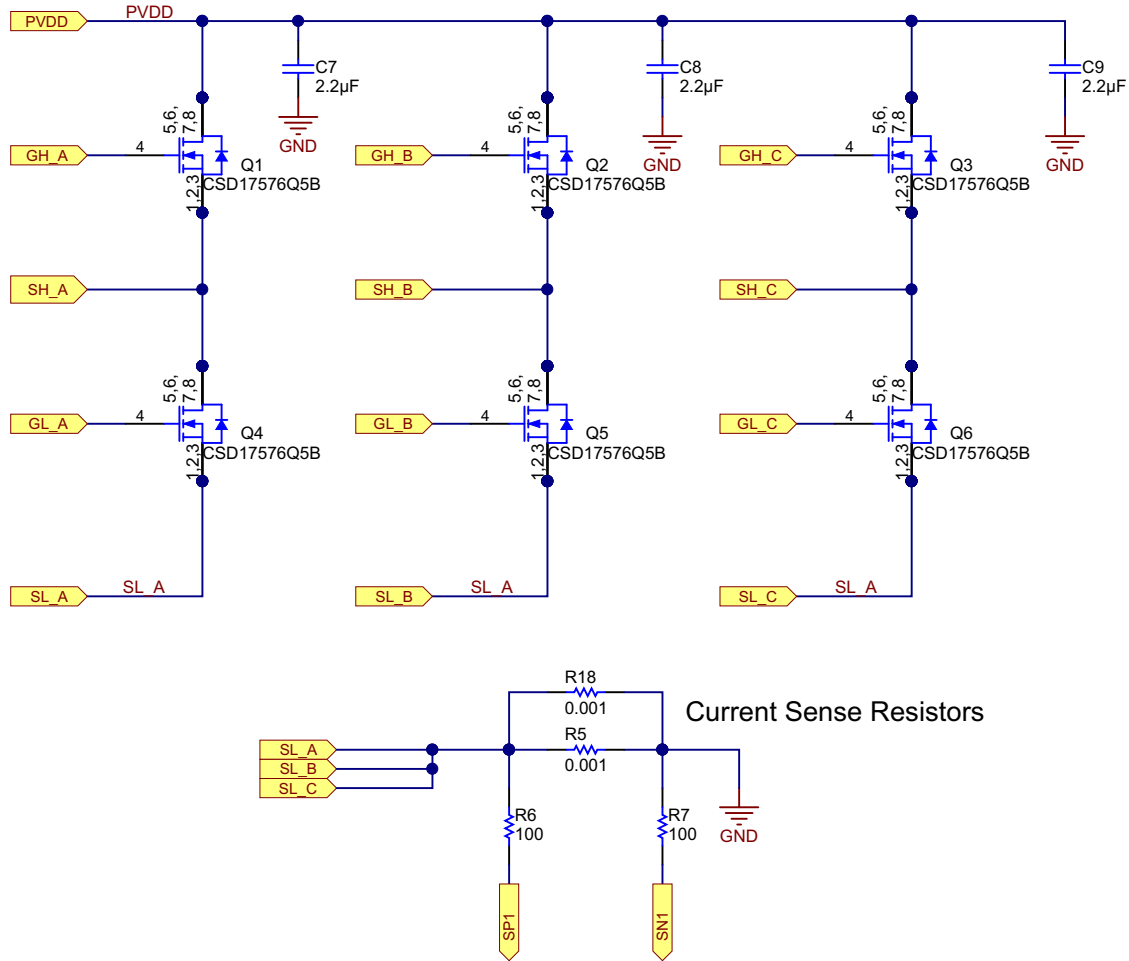
输入电源电压 PVDD 利用电阻分压器网络进行调整，该网络由 R10、R12 和 C23 组成，并馈送至 MCU。假设 MCU ADC 输入的最高电压为 3.3V，按照公式 1 计算 MCU 可测量的最高直流输入电压。

$$V_{DC}^{\max} = V_{ADC_DC}^{\max} \times \frac{(499 \text{ k}\Omega + 2000 \text{ k}\Omega)}{499 \text{ k}\Omega} = 3.3 \times \frac{(499 \text{ k}\Omega + 2000 \text{ k}\Omega)}{499 \text{ k}\Omega} = 16.5 \text{ V} \quad (1)$$

假设该值的余量为 20%，则推荐的最大系统电压输入为 $16.5 \times 0.8 = 13.2$ 。因此对于最大工作电压为 12.6V 的功率级，该电压反馈电阻分压器非常理想。此外，这一选择可为在 5V 至 12.6V 电压下运行的系统提供最佳 ADC 分辨率。

3.3 功率级设计 — 三相逆变器

图 3 所示的三相逆变器由三桥臂 MOSFET 电桥组成。直流总线电流利用安装在直流总线返回路径上的电流传感器电阻 R5 和 R18 进行测量。感测的电流通过分流放大器馈送至 MCU。C7、C8 和 C9 是连接在各逆变器桥臂上的去耦电容。C7、C8 和 C9 是连接在各逆变器桥臂上的去耦电容。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 3. 三相 MOSFET 逆变器和电流感测电阻的原理图

注： 将去耦电容尽可能靠近相应的 MOSFET 桥臂进行连接，以便更好地去耦（请参见 9.3 节）。如果去耦电容的布局或位置不合适，则会导致出现意外的 V_{DS} 开关电压尖峰。

3.3.1 选择 MOSFET

电路板设计为可采用 5V 至 12.6V 电压的 3 节锂离子电池供电运行，即应用中的最大输入直流电压是 12.6V。考虑到安全因素和开关尖峰，本应用适合采用电压额定值大于或等于 30V 的 MOSFET。

MOSFET 的电流额定值取决于峰值绕组电流。功率级必须向电机绕组提供 20 A_{RMS} 的标称连续电流以及 70A 峰值电流（持续 1 秒）。考虑到峰值电流的裕度为 20%，可选择连续电流额定值为 100A 的 MOSFET。MOSFET 的封装尺寸必须非常小，以便设计超小型 PCB。

为了提高散热性能，请选择 R_{DS_ON} 非常低的 MOSFET。本参考设计中选择的是 MOSFET CSD17576Q5B，这是一款 30V N 沟道 NexFET 功率 MOSFET，R_{DS_ON} 非常低，只有 1.7mΩ，并且所需的总栅极电荷也非常低。其连续漏极电流（受封装限制）为 100A，峰值电流为 400A。MOSFET 采用 5mm × 6mm 的超小型封装。

3.3.2 选择感测电阻

选择感测电阻值时，感测电阻的功率消耗和运算放大器的输入偏移误差电压是两个重要因素。感测电阻承载的总标称 RMS 电流为 20A，峰值电流为 70A（持续 1 秒）。较高的感测电阻值会增加电阻的功耗。DRV8305 的内部分流放大器具有 4mV 的直流输入偏移。DRV8305 具有直流偏移电压校准功能。如果使用的放大器没有偏移校准功能，则选择感测电阻时需确保电阻两端的感测电压明显高于偏移误差电压，以便减小偏移误差的影响。

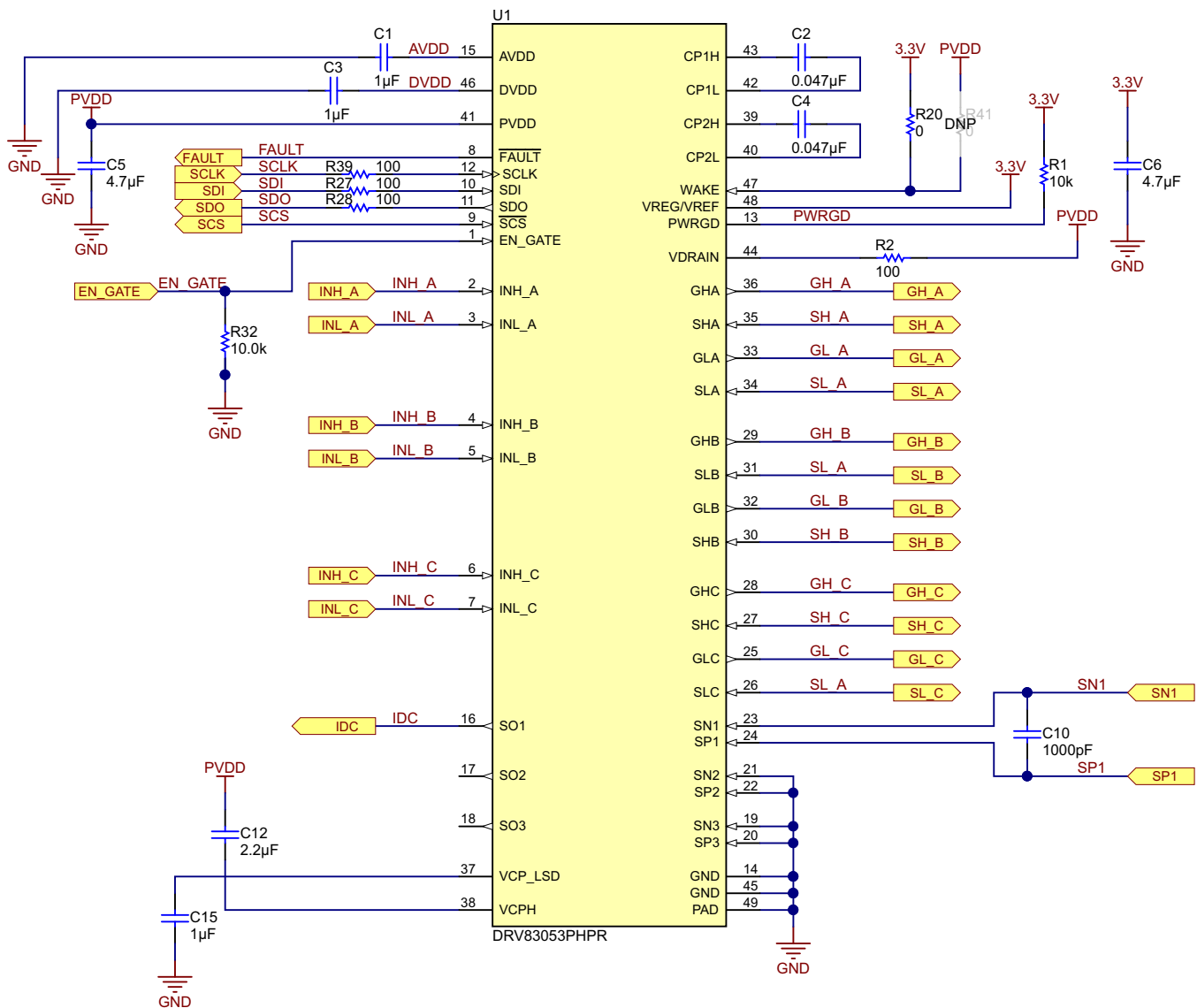
选择 0.5mΩ 电阻作为感测电阻时，30A_{RMS} 时电阻的功耗如公式 2 所示：

$$\text{Power loss in the resistor} = I_{\text{RMS}}^2 \times R_{\text{RENSE}} = 20^2 \times 0.0005 = 0.2 \text{ W} \quad (2)$$

在 70A 峰值电流时，使用公式 2 可计算得到电阻的功耗 = 2.45W（持续 1 秒）。在本参考设计中，并联使用两个 1mΩ、3W 的电阻。

3.4 功率级设计 — DRV8305 栅极驱动器

图 4 给出了 DRV8305 栅极驱动器的原理图。C1 和 C3 分别是 AVDD 和 DVDD 的去耦电容，必须放在靠近 IC 的位置。PVDD 是直流电源输入；在本例中，电池电压为 10.8V。使用一个 4.7 μ F 的电容 (C5) 作为 PVDD 电容。C12 和 C15 分别是低侧和高侧栅极驱动器的电荷泵电容。DRV8305 的 EN_GATE 与 MCU 连接，通过 R32 被下拉。这有助于 MCU 使能或禁用 DRV8305 的栅极驱动输出。C2 和 C4 是电荷泵的飞跨电容。有关这些电容的电压额定值选择，请参见 DRV8305 数据表（文献编号：SLVSCX2）。DRV8305 的 WAKE 引脚与 3.3V 连接。为了通过 MCU 控制唤醒，将该引脚与 MCU 的任一数字 I/O 连接。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 4. DRV8305 栅极驱动器的原理图

3.4.1 DRV8305 的 栅极驱动功能

DRV8305 栅极驱动器为高侧和低侧栅极驱动器使用互补推挽式拓扑。高侧（GHx 至 SHx）和低侧（GLx 至 SLx）被实现为悬空栅极驱动器，以适应半桥的开关瞬变。

3.4.1.1 IDRIVE — 栅极驱动器输出电流

栅极驱动架构的第一个元件针对外部功率 MOSFET 实施可调式电流控制。使用该功能，栅极驱动器可通过调节栅极驱动电流控制 MOSFET 的 V_{DS} 转换率。DRV8305 针对高侧（所有三个相位的高侧共享相同的设置）和低侧栅极驱动器（所有三个相位的低侧共享相同的设置）提供 12 个可调的拉电流和灌电流电平。在待机和运行状态下，栅极驱动电平可通过 SPI 寄存器进行调节。这种灵活性使得系统设计人员仅通过软件即可针对不同的工作条件调节驱动器的性能。

电流源架构有助于消除与内部和外部串联限制电阻有关的温度、过程和负载变化。此外，还可通过调节内部开关以获得所需的设置：高达 1.25A（灌电流）或 1A（拉电流）。

调整 V_{DS} 上升和下降时间的一个关键元素是在 MOSFET Miller 区内控制栅极电流。MOSFET V_{DS} 转换率是优化发射辐射、二极管恢复尖峰的能量与持续时间、引起击穿的 dV/dt 相关导通以及与寄生相关的电压瞬变的关键参数。

3.4.1.2 TDRIVE — 栅极驱动器状态机

DRV8305 栅极驱动器在栅极驱动器内使用集成状态机 (TDRIVE)，用于防止栅极驱动器输出端出现过电流、外部 MOSFET 击穿以及由于打开相位节点引起的 dV/dt 导通。通过 TDRIVE 状态机，能以尽可能低的开销设计出稳健且高效的电机驱动系统。

状态机在低侧与高侧外部 MOSFET 之间转换时采用内部握手。握手设计用于防止外部 MOSFET 进入贯通阶段，即击穿。内部握手利用 DRV8305 的 V_{GS} 监控器确定何时禁用一个 MOSFET 以及何时启用另一个。这样栅极驱动器可在系统内插入经优化死区时间，避免贯通风险。通过 MCU 或 SPI 寄存器从外部添加的任何死区时间均将在握手之后插入。

状态机还采用栅极驱动定时器，以确保在 MOSFET 栅极出现短路或者 MOSFET V_{GS} 钳位意外导通等异常情况下，将通过 DRV8305 和 MOSFET 的高峰值电流限制在一段固定的持续时间内。

选择一个 t_{DRIVE} 时间，要比外部 MOSFET 栅极电容充电或放电所需的时间长。配置 TDRIVE SPI 寄存器时，必须确保 MOSFET 栅极在正常运行期间在 t_{DRIVE} 内完全充电。如果对于指定 MOSFET 而言 t_{DRIVE} 过短，MOSFET 可能无法完全导通。可使用指定的外部 MOSFET 调节这些系统内的值，以确定应用的最佳设置。最好选择 t_{DRIVE} 周期（相当于外部 MOSFET 栅极的预期上升或下降时间的 2 倍）作为起始值。请注意，TDRIVE 不会增加 PWM 时间，只有在 PWM 指令激活后被接收时才会终止。

VCPH 电荷泵 — 高侧栅极电源

DRV8305 利用电荷泵形成合适的栅极，为高侧 N 沟道 MOSFET 提供电压偏置。与常用的自举架构类似，电荷泵会产生悬空电源电压，用于使能 MOSFET。

为支持低压运行，使用经过稳压的三倍频电荷泵方案产生足够的 V_{GS} ，以在低压瞬变期间驱动标准和逻辑电平 MOSFET。在 4.4V 至 18V 之间，电荷泵以三倍频器模式进行稳压。在 18V 以上至最高工作电压以内，电荷泵切换至双倍频器模式，以提高效率。持续监控电荷泵是否存在欠压和过压情况，以防止出现欠驱动或过驱动 MOSFET 的现象。

VCP_LSD LDO — 低侧栅极电源

DRV8305 利用线性稳压器产生合适的栅极，为低侧 N 沟道 MOSFET 供电。线性稳压器会产生相对于 GND 固定的 10V 电源电压。为支持低压运行，从 VCPH 电荷泵获取 VCP_LSD 线性稳压器的输入电压。这样，DRV8305 可提供充分的 V_{GS} 以在低压瞬变期间驱动标准和逻辑电平 MOSFET。持续监控 VCP_LSD 稳压器是否存在欠压情况。

3.4.2 DRV8305 内的分流放大器

DRV8305 包含三个高性能的低侧分流放大器，利用外部半桥内的低侧分流电阻进行精确电流测量。这些分流放大器通常用于测量电机相位电流，以通过应用 MCU 实施过流保护、外部转矩控制或外部通信控制。

分流放大器具有以下特性：

- 可单独编程和校准
- 可提供高达 2.5V 的输出偏置，以支持双向电流感测
- 可用于单个或整体分流感测
- 通过 SPI 寄存器进行四种可编程的增益设置（10、20、40 和 80V/V）
- 可编程的输出偏置换算。可通过 SPI 寄存器编程换算系数 k （1/2 或 1/4）。
- 放大器输出的可编程消隐时间。
- 通过 SPI 寄存器进行直流校准，最大限度减少直流偏移和温度漂移。

分流放大器的输出可按照下列公式计算：

$$V_O = \frac{V_{REF}}{k} - G \times (SN_x - SP_x) \quad (3)$$

其中

- V_{REF} 是 VREG 引脚的基准电压
- G 是放大器的增益设置
- $k = 2$ 或 4
- SN_x 和 SP_x 是通道 x 的输入

图 5 显示了分流放大器的简化框图。

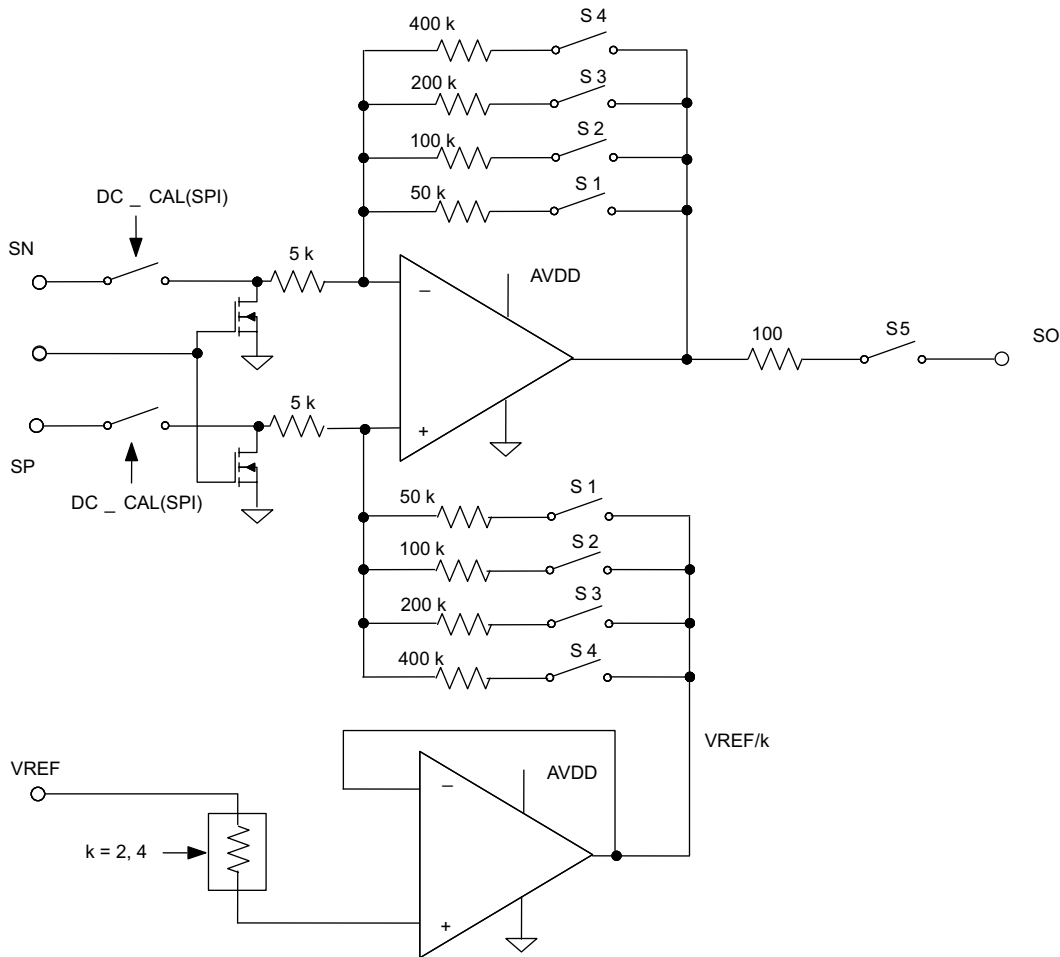


图 5. DRV8305 分流放大器简化框图

3.4.3 DRV8305 的保护特性

3.4.3.1 MOSFET 击穿保护 (TDRIVE)

DRV8305 集成了模拟握手和数字死区，以防止外部 MOSFET 发生击穿。

- 在各高侧和低侧 MOSFET 开关的转换过程中通过模拟比较器进行内部握手，以避免发生贯通。
- 每次成功握手之后，始终插入最短 40ns 的死区时间（数字）。除了模拟握手所需的时间外，该数字死区时间也可通过 DEAD_TIME SPI 寄存器设置进行编程。

3.4.3.2 MOSFET 过流保护 (VDS_OCP)

为了保护系统和外部 MOSFET 免遭高电流事件损坏，在 DRV8305 中采用 V_{DS} 过流监测器。通过以下引脚为高侧和低侧 MOSFET 实施 V_{DS} 感测：

- 高侧 MOSFET: VDRAIN 与 SHx 引脚之间测得的 V_{DS}
- 低侧 MOSFET: SHx 与 SLx 引脚之间测得的 V_{DS}

根据功率 MOSFET 的 R_{DS_ON} 和最大容许的 I_{DS} ，可计算出电压阈值。超出该阈值时，将触发 V_{DS} 过流保护功能。电压阈值电平可通过 SPI VDS_LEVEL 设置编程。

V_{DS} 过流监测器采用可调节的消隐和去毛刺脉冲时间，以防由于开关电压瞬变引起错误跳闸。共有下列几种不同的 V_{DS} 感测保护模式：

- V_{DS} 闭锁关断模式：当发生 V_{DS} 过流事件时，该器件将拉低所有栅极驱动输出端，并通过 nFAULT 和 SPI 寄存器报告。
- V_{DS} 仅报告模式：在该模式下，当检测到过流事件时，该器件不会对栅极驱动器采取任何措施，但会通过 nFAULT 和 SPI 寄存器报告。
- V_{DS} 禁用模式：该器件忽略 V_{DS} 过流事件检测，并且不予报告。

MOSFET dV/dt 导通保护 (TDRIVE)

当电荷在开关事件期间耦合进低侧 MOSFET 的栅极内，将出现寄生 dV/dt 导通。如果电荷引入的电压过多，超出低侧 MOSFET 的阈值，则半桥内会出现击穿。为防止这种情况发生，TDRIVE 状态机在开关期间启动强下拉。完成开关事件之后，栅极驱动器切换回下部延时下拉，以提高效率。

MOSFET 栅极驱动保护 (GDF)

DRV8305 使用多级方案保护外部 MOSFET，使其免遭 V_{GS} 电压损坏。

第一级采用集成 V_{GS} 钳位，将在 GHx 电压超过 SHx 电压以至于会损坏外部 MOSFET 时启动。

第二级依赖 TDRIVE 状态机检测栅极驱动器输出何时存在异常情况。TDRIVE 定时器时间到之后，栅极驱动器根据规定的输入检查栅极驱动器输出。如果两者不匹配，则报告栅极驱动器故障 (FETXX_VGS)。这可用于检测栅极接地短路或者栅极电源短路事件。

第三级使用欠压监控器监视低侧栅极驱动稳压器 (VCP_LSD_UVLO2) 和高侧栅极驱动电荷泵 (VCPH_UVLO2)，并使用过压监控器监视高侧电荷泵 (VCPH_OVLO)。这些监控器检测栅极驱动器的电源是否出现异常情况。

低侧源监控器 (SNS_OCP)

除了各 MOSFET 上的 V_{DS} 监控器外，DRV8305 还直接监控 SLx 引脚上相对于接地的电压。如果高电流事件（例如，相位短路）导致 SLx 引脚电压超过 2V，DRV8305 将关断栅极驱动器、将外部 MOSFET 置于高阻抗状态，并在 nFAULT 引脚以及相应的 SPI 状态位报告 SNS_OCP 故障错误。

欠压警告 (UVFL)、欠压闭锁 (UVLO) 和过压 (OV) 保护

在 PVDD、AVDD、VREF、VCPH 和 VCP_LSD 电源上监控欠压。在 PVDD 和 VCPH 电源上监控过压。

过热警告 (OTW) 和关断 (OTSD) 保护

DRV8305 中实现了多级过热检测。

MCU 看门狗

DRV8305 包含 MCU 看门狗功能，以确保用于指示器件操作的外部控制器被激活，且不处于未知状态。

VREG 欠压 (VREG_UV)

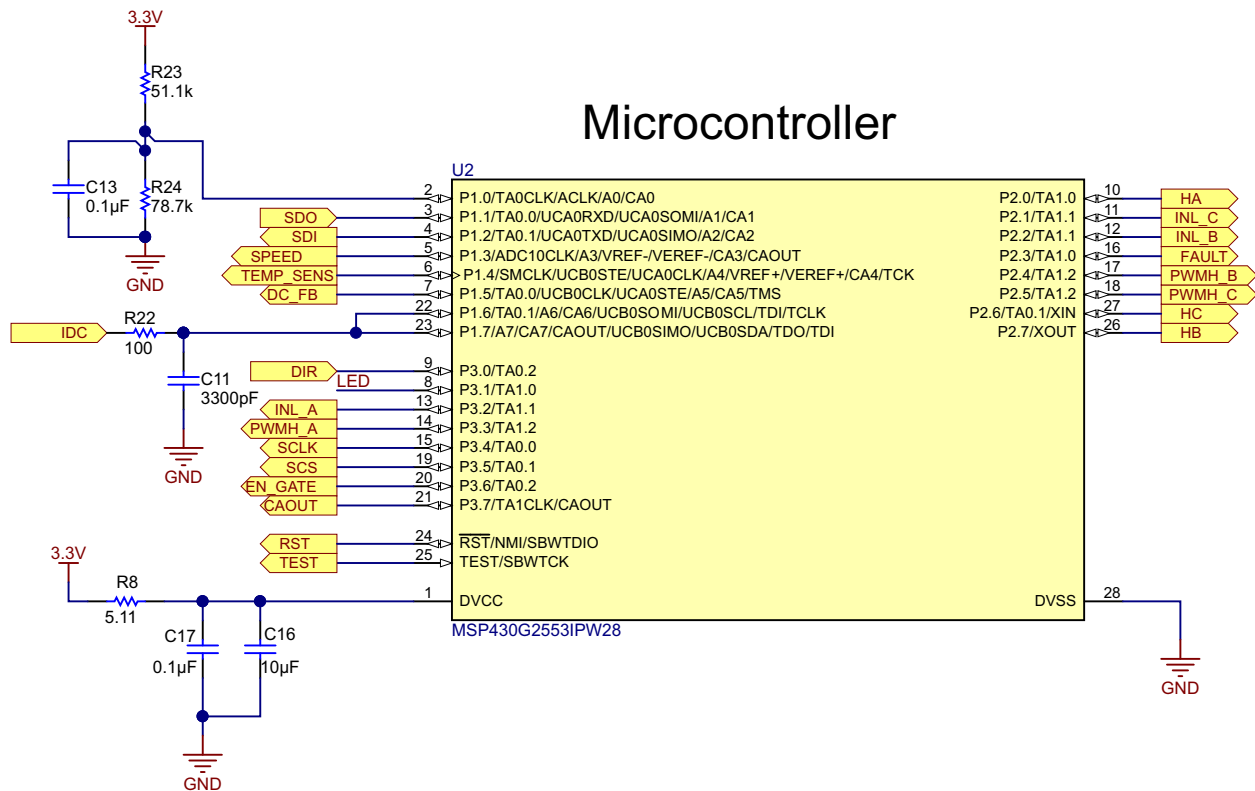
DRV8305 在 V_{REG} 输出稳压器上进行欠压监控，以确保外部控制器不会出现欠压情况。 V_{REG} 欠压电平可通过 SPI 进行设置。

有关保护和 SPI 监控的更多详细信息，请参见《DRV8305 数据表》（文献编号：SLVSCX2）。

3.5 功率级设计 — 微控制器 MSP430

图 6 显示了用于配置 MSP430G2553 MCU 的原理图。C16 和 C17 是去耦电容。电阻 R8 用于限制 MSP430G2553 电源引脚的 dV/dt 。TI 建议在 DVCC 引脚上使用 $4.7\mu F$ 电容（最低值）。TIDA-00771 参考设计在 DVCC 引脚上使用的是 $10\mu F$ 电容，并且添加了一个 $0.1\mu F$ 电容，以便在高频率下获得优异性能。

MCU 的定时器 A 用于 PWM 生成。定时器和相应引脚的 TA1.2 实例被映射到高侧开关 PWM。定时器和相应引脚的 TA1.1 实例被映射到低侧开关 PWM。TIDA-00771 参考设计采用单极梯形 BLDC 控制，其中高侧开关在高频率下切换。低侧开关在电机电流的电气频率（相对而言低得多）下切换，而在续流期间仍将在高频率下切换（与高侧开关互补），以便实现有效续流，从而降低损耗。所有反馈信号电压（包括直流总线电压、电流感测放大器输出、速度控制用电位计电压以及温度传感器输出）均与 MCU 的 10 位逐次逼近 (SAR) ADC 通道相连。电流感测放大器输出也与比较器输入连接。借助外部基准，使用电阻 R23 和 R24 设置比较器基准电压。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 6. MSP430G2553 原理图

3.6 功率级设计 — 逐周期过流保护

使用 DRV8305 内的电流感测放大器、MSP430G2553 内的比较器 A+ 以及缓冲器 SN74LVC126A 实施逐周期过流保护。过流保护电路如图 7 所示。

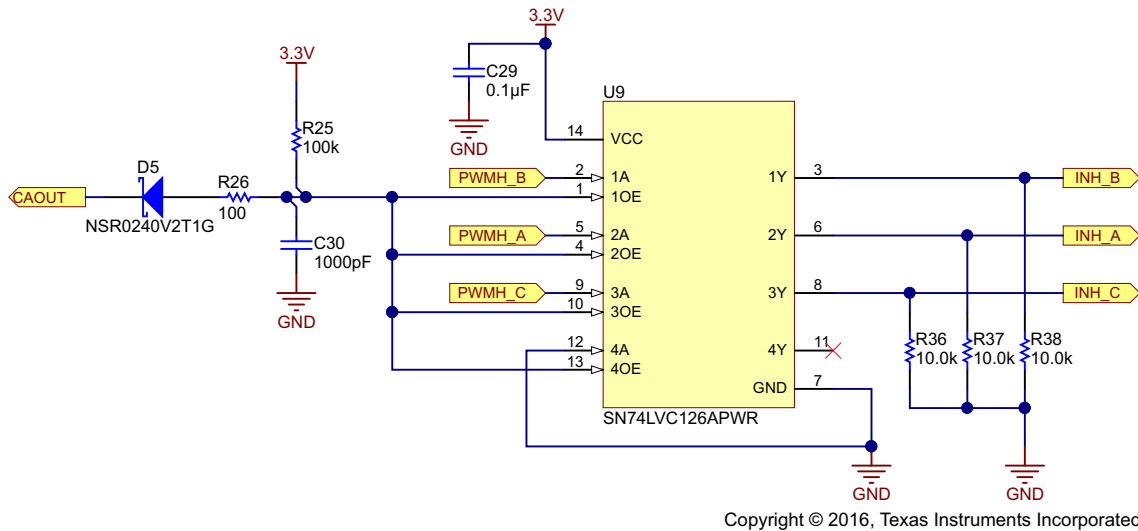


图 7. 使用 SN74LVC126A 的逐周期过流保护电路原理图

3.6.1 比较器_A+ (Comparator_A+)

Comparator_A+ 模块是一款模拟电压比较器，具有下列特性：

- 反向和非反向的端子输入复用器
- 比较器输出的软件可选的 RC 滤波器
- 中断功能
- 可选择的基准电压发生器
- 比较器和基准电压发生器可关闭
- 输入多路复用器

比较器比较同相 (+) 和反相 (-) 输入引脚的模拟电压。如果同相引脚比反相引脚更正，则比较器输出 CBOUT 为高电平。比较器可利用控制位 CBON 接通或关闭。

比较器的输出可以搭配使用内部滤波器，也可以不使用。当控制位 CBF 被置位时，输出由一个片载 RC 滤波器进行过滤。可用四个不同的步骤来调整滤波器的延迟。选择输出滤波器可以减少与比较器振荡相关的误差。

比较器可结合内部或外部基准电压使用。TIDA-00771 使用外部基准。

3.6.2 使用 SN74LVC126A 关闭 PWM

SN74LVC126A 是一款四路总线缓冲器，特有独立的线路驱动器及三态输出。当某一输出使能 (OE) 输入为低电平时，相关输出会被禁用。为确保在上电或掉电期间均处于高阻态，应将 OE 通过下拉电阻连接至 GND；该电阻的最小值取决于驱动器的拉电流能力。可采用 3.3V 或 5V 器件驱动输入。

在 TIDA-00771 参考设计中，所有高侧 PWM 信号均通过缓冲器连接。无论何时达到电流限值，都将下拉缓冲器的 OE 以关闭所有高侧 PWM。

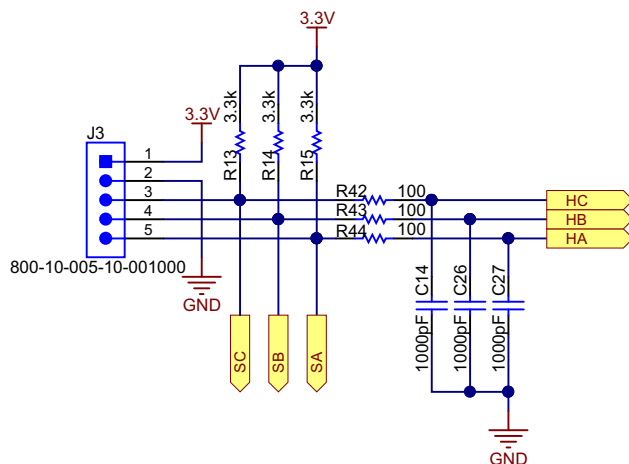
缓冲器的 OE 通过二极管 D5 和限流电阻 R26 与比较器输出连接。当直流总线电流达到设定限流基准值时，比较器输出会变为低电平，从而使电容 C30 通过电阻 R26 和 D5 放电。当电容放电至低于缓冲器的 V_{IL} 时，所有缓冲器输出均将呈三态。这意味着所有高侧 PWM 均关闭，且电流下降。当电流低于过流基准阈值时，比较器输出变为高电平 (3.3V)，当 OE 电压降低时，二极管 D5 将反向偏置。

现在，电容 C30 将通过电阻 R25 充电。当 C30 达到缓冲器的 V_{IH} 时，缓冲器输出将被使能，并且高侧 PWM 变为高电平。C30 和 R25 值的设计应确保一旦禁用 OE，将在约 50 μ s 之后使能下一个。

C30 的值必须较低，以便确保 C30 立即通过 R26 放电，并且这会影响到限流操作的响应时间。

3.7 功率级设计 — 霍尔传感器接口

图 8 显示了电机与电路板之间的霍尔传感器接口。DRV8305 产生的 3.3V 用作霍尔传感器的电源。通常，霍尔传感器具有漏极开路或集电极开路配置。R13、R14 和 R15 用作上拉电阻。R42、R43 和 R44 以及 C14、C26 和 C27 在霍尔传感器输入端构成噪声滤波器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

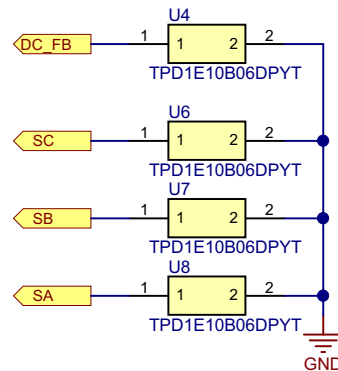
图 8. 霍尔传感器连接器的原理图

注：霍尔传感器接头应当与绕组接头匹配，以便确保 BLDC 电机正常运行。

3.8 功率级设计 — 外部接口选项和指示

3.8.1 ESD 保护

直流总线电压线和霍尔传感器信号接口采用 ESD 器件进行外部保护，如图 9 所示。ESD 保护采用 TPD1E10B06 二极管。TPD1E10B06 是一款单通道、ESD、瞬态电压抑制 (TVS) 二极管，提供 $\pm 30\text{kV}$ 接触 ESD 和 $\pm 30\text{kV}$ IEC 气隙保护，并具有一个带背靠背 TVS 二极管的 ESD 钳位电路，用于支持双极或双向信号。

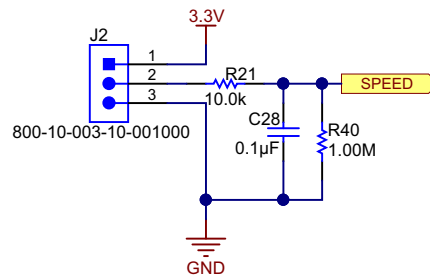


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 9. ESD 保护原理图

3.8.2 电机速度控制

本参考设计采用电位计 (POT) 进行速度控制，POT 电压被馈送至 MSP430G2553 的 ADC。具体电路如图 10 所示。POT 由 DRV8305 产生的 3.3V 电压供电。20k POT 可从外部连接至跳线 J2。将 POT 的固定引脚与 J2 的引脚 1 和 3 连接，将 POT 的中点与 J2 的引脚 2 连接。



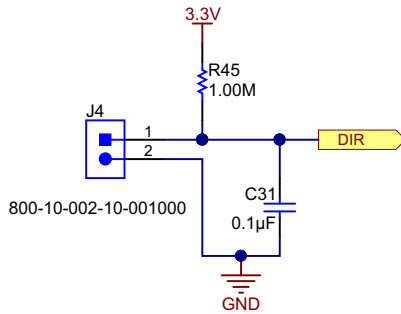
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 10. 用于速度控制电位计连接原理图

电阻 R40 用于确保在 POT 引脚断开时速度控制基准值为零。

3.8.3 旋转方向 — 数字输入

跳线 J4 (如图 11 所示) 用于设置电机的旋转方向。通过闭合或断开跳线, 可更改旋转方向。

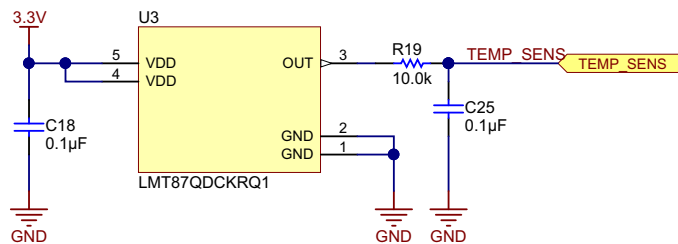


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 11. 用于更改旋转方向的数字输入原理图

3.8.4 温度感测

图 12 显示了用于测量 PCB 温度的温度传感器电路。LMT87 是一款模拟输出温度传感器。温度感测元件由一个简单的基极发射极结组成, 通过电流源正向偏压。温度感测元件感测到的结果会通过放大器进行缓冲, 然后提供给 OUT 引脚。放大器具有一个简单的推挽式输出级, 因此可提供低阻抗输出源。平均输出传感器增益为 13.6 mV/°C。

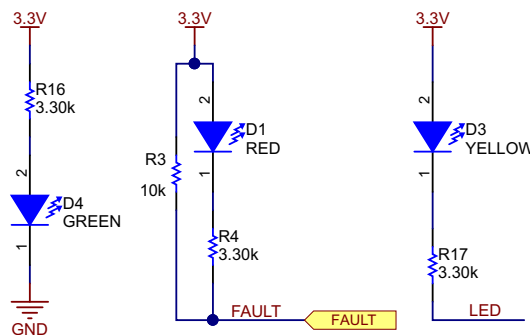


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 12. 温度传感器原理图

3.8.5 LED 指示灯

图 13 显示了板上提供的 LED 指示灯。LED D4 指示板上的 3.3V, D1 与来自 DRV8305 的故障 (FAULT) 信号连接, D3 由 MSP430G2553 内的数字 I/O 驱动。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 13. LED 指示灯原理图

4 框图

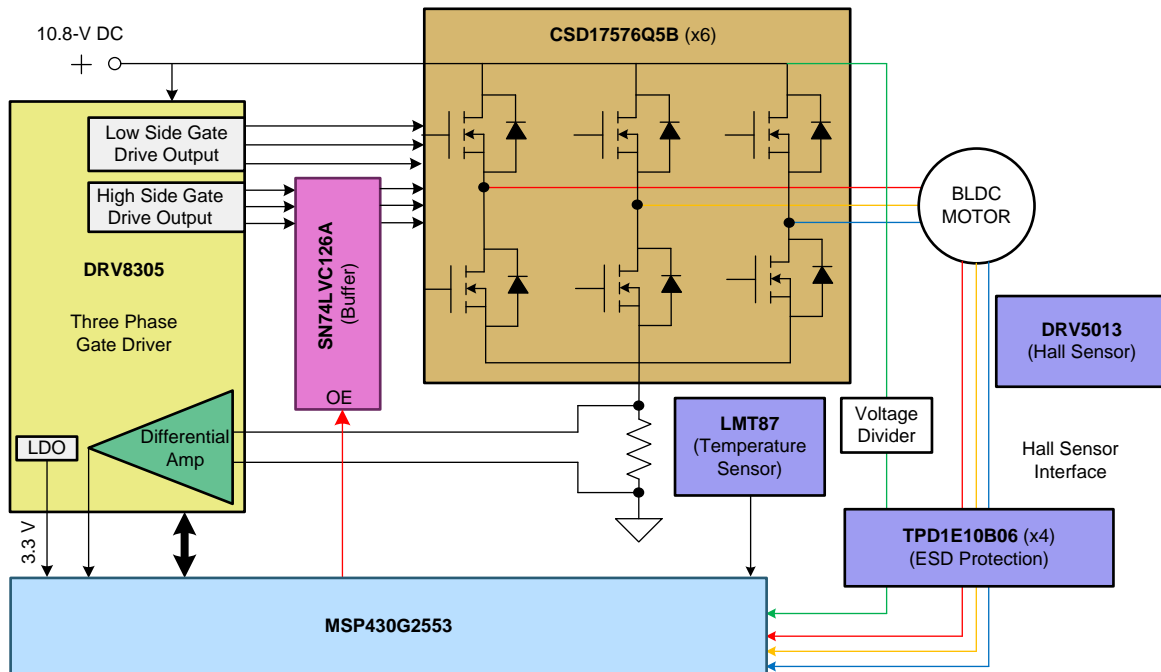


图 14. TIDA-00771 框图

4.1 主要产品

4.1.1 CSD17576Q5B

CSD17576Q5B 是一款 30V N 沟道 NexFET 功率 MOSFET，具有 $1.7\text{m}\Omega$ 的超低 $R_{DS,ON}$ ，且总栅极电荷需求非常低。CSD17576Q5B 采用 SON 5mm×6mm 超小型封装，峰值电流额定值为 400A。

4.1.2 DRV8305

DRV8305 是一款适用于三相电机驱动应用的栅极驱动器 IC。该器件提供了三个经高精度调节和温度补偿的半桥驱动器，每个驱动器能够驱动一个高侧和低侧 N 型 MOSFET。DRV8305 包含三个分流放大器，用于进行精确的电流测量，支持 100% 占空比，并且有多级保护。栅极驱动器可通过 SPI 编程。

4.1.3 MSP430G2553

德州仪器 MSP430™ 系列超低功耗微控制器包含多种器件，它们特有面向多种应用的不同 外设集。该架构与五种低功耗模式配合使用，是延长便携式测量应用电池寿命的最优选择。该器件具有一个强大的 16 位精简指令集 (RISC) CPU，使用 16 位寄存器以及常数发生器，以便获得最高编码效率。数控振荡器 (DCO) 可在不到 $1\mu\text{s}$ 的时间里实现从低功耗模式至运行模式的唤醒。

MSP430G2x13 和 MSP430G2x53 系列是超低功耗混合信号微控制器，具有内置 16 位定时器、多达 24 个 I/O 电容式触摸使能引脚、1 个通用模拟比较器以及利用通用串行通信接口实现的内置通信功能。此外，MSP430G2x53 系列产品还带有 10 位模数 (A/D) 转换器。

4.1.4 SN74LVC126A

这款四路总线缓冲器设计用于 1.65V 至 3.6V VCC 操作。SN74LVC126A 特 有 独 立 的 线 路 驱 动 器 及 三 态 输 出。当某一 OE 输入为低电平时，相关输出会被禁用。可采用 3.3V 或 5V 器件驱动输入。

4.1.5 LMT87

LMT87 是一款高精度 CMOS 集成电路温度传感器，该传感器的模拟输出电压与温度成线性反比关系。该器件可由电压低至 2.7V 的电源供电运行，其功耗为 5.4 μ A。凭借包括通孔式 TO-92 封装在内的封装选项，LMT87 可安装于电路板上、电路板外、散热器中或同一应用的多个独立位置。AB 类输出结构可为 LMT87 和 LMT87-Q1 提供强大的输出拉电流和灌电流能力，因此能够直接驱动高达 1.1nF 的容性负载。这意味着，借助其瞬态负载条件，它非常适合于驱动一个模数转换器采样保持输入。它在 -50°C 至 150°C 的工作温度范围内可实现额定精度。

4.1.6 TPD1E10B06D

TPD1E10B06 器件是一款采用小型 0402 封装的单通道静电放电 (ESD) TVS 二极管。这款 TVS 保护产品提供 \pm 30kV 接触 ESD 和 \pm 30kV IEC 气隙保护，并具有一个带背靠背 TVS 二极管的 ESD 钳位电路，用于支持双极或双向信号。该 ESD 保护二极管的线路电容为 12pF，适用于支持高达 400Mbps 数据传输速率的各类应用。

5 硬件入门

5.1 TIDA-00771 的连接配置

图 15 显示了 TIDA-00771 连接器配置，详情如下：

- 电源的双引脚输入：该引脚用于连接电池的输入直流电源。正极和负极引脚可按照图 15 所示进行标记。
- 用于电机绕组连接的三引脚输出：该相位输出接头用于连接三相 BLDC 电机绕组，分别标有 PHASE U、PHASE V 和 PHASE W，如图 15 所示。
- 四引脚连接器 J1：该连接器用于 MSP430G2553 MCU 的编程连接器。编程 MSP430G2553 MCU 时采用两线制 Spy-Bi-Wire 协议。
- 三引脚连接器 J2：该连接器可用于连接提供速度基准值的外部电位计。电位计的两个固定引脚应当分别与 3V3 引脚和 GND 引脚连接。电位计的中点应当与连接器的 POT 引脚连接。
- 五引脚连接器 J3：该接口用于连接电机的霍尔位置传感器。
- 双引脚连接器 J4：该连接器用于更改电机方向。从外部短接或断开该连接器将改变电机的旋转方向。

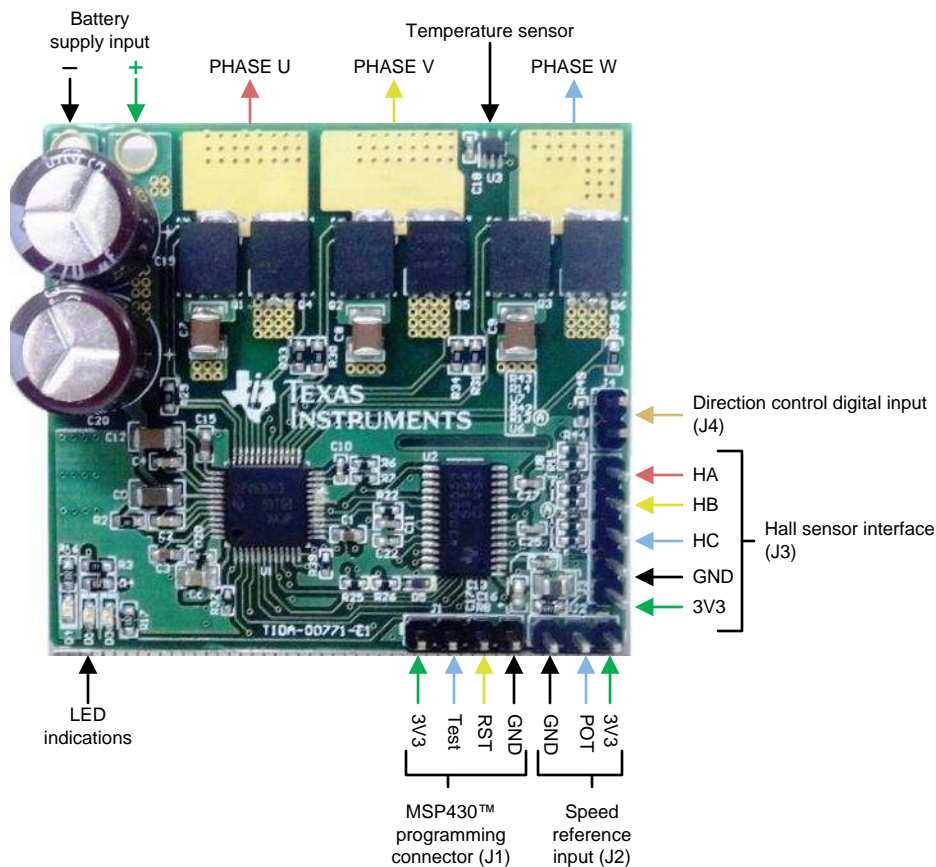
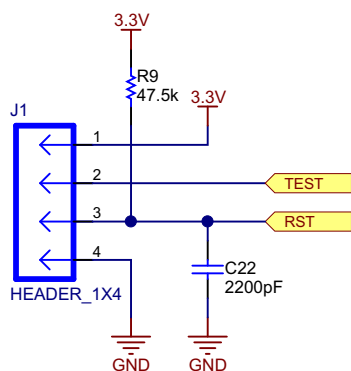


图 15. TIDA-00771 PCB 连接器

5.2 编程 MSP430G2553

编程 MSP430G2553 MCU 时采用两线制 Spy-Bi-Wire 协议。图 16 显示了 TIDA-00771 板内提供的四引脚编程连接器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 16. MSP430G2553 编程连接器原理图

有关采用外部 JTAG 接口的编程选项，请参见 MSP430G2553 产品页面上的开发工具 (<http://www.ti.com.cn/product/cn/MSP430G2553/toolssoftware#devtools>)。

下列内容简要介绍了电路板自身提供编程电源电压时 MSP430G2553 MCU 的编程步骤：

1. 从电路板上拔下电机接头，并将输入直流电源通电。确保至少施加 5V DC 输入，并且板内产生 3.3V 电压。
2. 将编程器与电路板连接。
3. 打开 CCS 软件，然后编译和调试代码，以对 MSP430G2553 进行编程。

5.3 电路板调通和测试的程序

下列步骤详细介绍了电路板调通和测试的程序：

1. 从电路板上拔下电机接头，并将输入直流电源通电。确保至少施加 5V DC 输入，并且板内产生 3.3V 电压。
2. 编程 MCU，详情请参见 5.2 节。
3. 取下编程器，关闭直流输入电源。
4. 将逆变器输出端与电机绕组引脚连接。将位置霍尔传感器输入端与连接器 J3 连接，并确保绕组接头与霍尔传感器接头相匹配。
5. 在接口 J2 处连接 POT，并设置速度基准值。
6. 使用具有电流限制保护的直流电源，并在电路板上施加 5V DC。如果霍尔传感器和绕组按照匹配顺序适当地连接，则电机将开始在 POT 设置的速度下运行。
7. 如果电机未在旋转但消耗电流较高，或者在旋转但消耗的峰值绕组电流波形失真（正确的波形如图 31 所示），请检查绕组接头和霍尔传感器接头是否匹配，如果不匹配，请校正。
8. 调整 POT 电压以更改变速度。
9. 要改变方向，请关闭直流输入，关闭跳线 J4，然后再接通直流输入。

6 固件入门

6.1 系统特性

TIDA-00771 固件具有以下特性和用户可控制的参数：

- 使用数字位置霍尔传感器反馈的 BLDC 电机梯形控制
- 使用 MSP430G2553 MCU 内部比较器的过流保护
- 使用 DRV8305 的 V_{DS} 感测功能的闭锁保护

表 2 列出了 TIDA-00771 固件系统组成部分。

表 2. 系统组成部分

系统组成部分		说明
开发和仿真		Code Composer Studio™ v5.5
目标控制器		MSP430G2553
PWM 频率		20kHz PWM（默认），可编程更高或更低的频率
PWM 模式		非对称
中断		端口 2 中断用于霍尔传感器变化 CPU 定时器 A 实现 20kHz ISR 执行速率 ADC 中断
所用外设	PWM 生成：定时器配置	高侧 PWM：定时器 A1.2，16MHz 时钟，OUTMOD[2:0] = 2，PWM 频率设置为 20kHz 低侧 PWM：定时器 A1.1，16MHz 时钟，OUTMOD[2:0] = 6，PWM 频率设置为 20kHz
	位置反馈：霍尔传感器信号	P2.0 → HA P2.7 → HB P2.6 → HC
	用于过流保护的比较器配置	CA0/P1.0 → VREF（比较器的 +ve 输入） CA7/P1.7 → CSA 输出（比较器的 -ve 输入） CAOUT/P3.7 → 比较器输出
	ADC 通道分配	A3 → 外部电位计的速度基准值 A4 → PCB 或 FET 温度反馈 A5 → 直流总线电压感测 A6 → 低侧直流总线电流感测
	DRV8305：SPI 编程引脚连接	P1.1 → SDO P1.2 → SDI P3.4 → SCLK P3.5 → SCS
	DRV8305：数字 I/O	P3.6 → EN_GATE P2.3 → FAULT
	MCU 数字 I/O	P3.0 → 电机旋转方向 P3.1 → LED3

6.2 定制参考代码

要修改固件，最终用户必须安装 CCS 和 MSP430G2553 配置文件。以下部分介绍了不同的用户可调参数，以及如何为具体的应用选择最优的值。

打开 CCS 并加载参考项目“TIDA-00771_Firmware_V1.0”。请注意，如果该项目是 .zip 或 .rar 压缩格式，用户必须解压该文件。

6.2.1 在 MSP430™ 内定制参考代码 (main.c)

选择“main.c”文件。参数位于文件顶部，可进行优化，并用作配置变量。以下代码部分显示了这些参数：

```
#define PWM_PERIOD      400 //      PWM Frequency (Hz) = 16MHz/((2*PWM_PERIOD)-1)
#define MAX_DUTYCYCLE  400 //      relative to PWM_PERIOD
#define MIN_DUTYCYCLE  50  //      relative to PWM_PERIOD
#define ACCEL_RATE      500 //      Ramp up time to full scale duty cycle =
(Full scale duty cycle) * ACCEL_RATE * PWM_PERIOD/PWM Frequency
#define DEAD_TIME      1   //      Dead time from MSP430 = DEAD_TIME* 0.0625 uS
(for 16MHz clock)
#define Block_Rotor_Duration  800 //Blocked_rotor shut off time(s) =
Block_Rotor_Duration*30000/clock frequency
```

6.2.1.1 PWM_PERIOD

PWM_PERIOD 设置 Timer_A 的捕捉和比较寄存器 0 内的数值。将 Timer_A 初始化为以 16Mhz 频率运行；请参见公式 4 来计算 PWM 频率。TIMER_A PWM 在递增-递减模式下配置。

$$\text{PWM Frequency (Hz)} = \frac{16 \text{ MHz}}{((\text{PWM_PERIOD})-1)} \quad (4)$$

例如，PWM_PERIOD = 401：

$$\text{PWM Frequency (Hz)} = \frac{16 \text{ MHz}}{(401-1)} = 20 \text{ kHz}$$

6.2.1.2 MAX_DUTYCYCLE

MAX_DUTYCYCLE 设定用户可以设置的最大占空比。每一个占空比输入命令都与 MAX_DUTYCYCLE 进行比较。如果占空比输入命令超过 MAX_DUTYCYCLE，则目标占空比设为 MAX_DUTYCYCLE。该数字与 PWM_PERIOD 有关。

6.2.1.3 MIN_DUTYCYCLE

MIN_DUTYCYCLE 设定可应用于电机的最小占空比。该数字与 PWM_PERIOD 有关。

6.2.1.4 ACCEL_RATE

ACCEL_RATE 定义电机的加速度。对于惯性较大或者需要较长时间进行加速的电机，将该数字设为较高的值，例如 2000。对于可快速加速的电机，其可使用较小的 ACCEL_RATE，以便缩短启动时间。

在应用程序中，所需的开始加速时间和 ACCEL_RATE 可分别利用公式 5 和公式 6 进行计算。

$$\text{Ramp-up time to full scale duty cycle} = \frac{\text{Full scale duty cycle} \times \text{ACCEL_RATE} \times \text{PWM_PERIOD}}{\text{PWM frequency}} \quad (5)$$

$$\text{ACCEL_RATE} = \frac{\text{Ramp-up time to full scale duty cycle} \times \text{PWM frequency}}{\text{Full scale duty cycle} \times \text{PWM_PERIOD}} \quad (6)$$

例如：要在 10 秒内将占空比从 0% 增加至 100%（满刻度占空比 = 1），如果 PWM 频率 = 20kHz，ACCEL_RATE 的计算如下：

$$\text{ACCEL_RATE} = \frac{10 \text{ s} \times 20 \text{ kHz}}{1 \times 400} = 500$$

6.2.1.5 Block_Rotor_Duration

Block_Rotor_Duration 定义在控制器关闭所有 PWM 之前允许出现电机转子堵转情况的持续时间。电机堵转时关闭所有 PWM 所需的时间可利用公式 7 计算。

$$\text{Blocked rotor PWM turn off time (s)} = \frac{\text{Block_Rotor_Duration} \times 30000}{16 \text{ MHz}} \quad (7)$$

其中，16MHz 是 TIMER_A 时钟频率。

例如，如果用户在发现转子堵转情况持续 1.5 秒之后想要关闭电机，则：

$$\text{Block_Rotor_Duration} = 1.5 \times \frac{16 \text{ MHz}}{30000} = 800 \quad (8)$$

6.2.2 配置 DRV8305 寄存器 (drv8305.c)

可通过选择和修改文件“drv8305.c”更改 DRV8305 的寄存器设置。

请参见函数“drv8305_init()”，以用修改的值初始化 DRV8305。该函数的代码片段如下所示。

```
void drv8305_init(void)
{
    //setup drv8305 via SPI commands
    WriteRegister(0x05, (TDRIVEN_2000NS + IDRIVEN_HS_1000MA +
    IDRIVEP_HS_1000MA));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x06, (TDRIVEP_2000NS + IDRIVEN_LS_1000MA +
    IDRIVEP_LS_1000MA));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x07, (COMM_OPTION_ACTIVE_FW + PWM_MODE_6_INDEPENDENT +
    DEAD_TIME_40NS + TBLANK_0US + TVDS_2US));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x09, (FLIP_OTC_ENABLE + DIS_VPVDD_UVLO2_DISABLE +
    DIS_GDRV_FAULT_ENABLE + EN_SNS_CLAMP_ENABLE + WD_DLY_20MS +
    DIS_SNS_OCP_ENABLE + WD_EN_DISABLE + SLEEP_AWAKE + CLR_FLTS_NORMAL +
    SET_VCPH_UV_4D9V));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x0A, (DC_CAL_CH3_NORMAL + DC_CAL_CH2_NORMAL +
    DC_CAL_CH1_NORMAL + CS_BLANK_0NS + GAIN_CS3_10VV + GAIN_CS2_10VV +
    GAIN_CS1_10VV));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x0B, (VREF_SCALING_K4 + SLEEP_DLY_10US + VREG_UV_LEVEL_10P));

    delay_lms(1);
    WriteRegister(0x0C, (VDS_LEVEL_0D175V + VDS_MODE_REPORT));
}
```

函数“WriteRegister(uint8_t, uint16_t)”用于写入 DRV8305 寄存器，函数“ReadRegister(uint8_t)”用于读取 DRV8305 寄存器内容。

DRV8305 的寄存器映射如表 3 所示，可参见 DRV8305 数据表（有关寄存器设置的详细说明，请参见 DRV8305 数据表 [SLVSCX2](#)）。

表 3. DRV8305 的寄存器映射

地址	名称	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0x1	警告和看门狗复位	FAULT	RSVD	TEMP_FLAG4	PVDD_UVFL	PVDD_OVFL	VDS_STATUS	VCPH_UVFL	TEMP_FLAG1	TEMP_FLAG2	TEMP_FLAG3	OTW
0x2	OV/VDS 故障	VDS_HA	VDS_LA	VDS_HB	VDS_LB	VDS_HC	VDS_LC	RSVD		SNS_C_OCP	SNS_B_OCP	SNS_A_OCP
0x3	IC 故障	PVDD_UVLO2	WD_FAULT	OTSD	RSVD	VREG_UV	AVDD_UVLO	VCP_LSD_UVLO2	RSVD	VCPH_UVLO2	VCPH_OVLO	VCPH_OVLO_ABS
0x4	VGS 故障	VGS_HA	VGS_LA	VGS_HB	VGS_LB	VGS_HC	VGS_LC	RSVD				
0x5	HS 栅极驱动控制	RSVD	TDRIVEN		IDRIVEN_HS			IDRIVEP_HS				
0x6	LS 栅极驱动控制	RSVD	TDRIVEP		IDRIVEN_LS			IDRIVEP_LS				
0x7	栅极驱动控制	RSVD	COMM_OPTION	PWM_MODE		DEAD_TIME			TBLANK		TVDS	
0x8	保留	RSVD										
0x9	IC 运行	FLIP_OTSD	DIS_PVDD_UVLO2	DIS_GDRV_FAULT	EN_SNS_CLAMP	WD_DLY		DIS_SNS_OCP	WD_EN	SLEEP	CLR_FLTS	SET_VCPH_UV
0xA	分流放大器控制	DC_CAL_CH3	DC_CAL_CH2	DC_CAL_CH1	CS_BLANK		GAIN_CS3		GAIN_CS2		GAIN_CS1	
0xB	稳压器控制	RSVD	VREF_SCALE		RSVD			SLEEP_DLY		DIS_VREG_PWRGD	VREG_UV_LEVEL	
0xC	VDS 感测控制	RSVD			VDS_LEVEL					VDS_MODE		

6.2.3 初始化 DRV8305 与 MSP430 之间的 SPI 通信 (drv8305.h)

DRV8305 的寄存器初始化通过 SPI 通信完成。SPI 通信引脚与 MSP430G2553 的端口连接。

请参见“drv8305.h”来分配和初始化用于 SPI 通信的 MSP430G2553 端口。TIDA-00771 参考设计选用以下端口连接：

表 4. DRV8305 和 MSP430™ 之间的 SPI 通信接口

DRV8305 引脚	MSP430G2553 引脚
SDO	P1.1
SDI	P1.2
SCLK	P3.4
SCS	P3.5

按照硬件映射修改 SPI GPIO 设置。对于 TIDA-00771，映射如下列代码片段显示。

```
#define CPU_FREQ_MHZ      (16)

/*****
 * SPI GPIO Settings (Modify according to hardware mapping)
 *****/
#define M1_SCLK_HIGH      (P3OUT |= BIT4)
#define M1_SCLK_LOW       (P3OUT &= ~BIT4)

#define M1_SDI_HIGH       (P1OUT |= BIT2)
#define M1_SDI_LOW        (P1OUT &= ~BIT2)

#define M1_SDO_LEVEL      ((P1IN &= BIT1)?(1):(0))

#define M1_nSCS_HIGH      (P3OUT |= BIT5)
#define M1_nSCS_LOW       (P3OUT &= ~BIT5)
```

6.3 在 CCS™ 中运行项目

要在 CCS 中运行该项目：

1. 安装 CCS。
2. 导入项目“TIDA-00771_Firmware_1.0”。
3. 通读 6.2 节以定制代码。
4. 按照 5.2 节所述使用外部电源为电路板上电，并连接编程器。
5. 编译和调试修改后的项目，将代码下载至 MSP430F5132。

7 测试装置

图 17 显示了测试电机所用的负载装置。负载是电测力计式负载，可用于控制施加到电机的负载转矩。

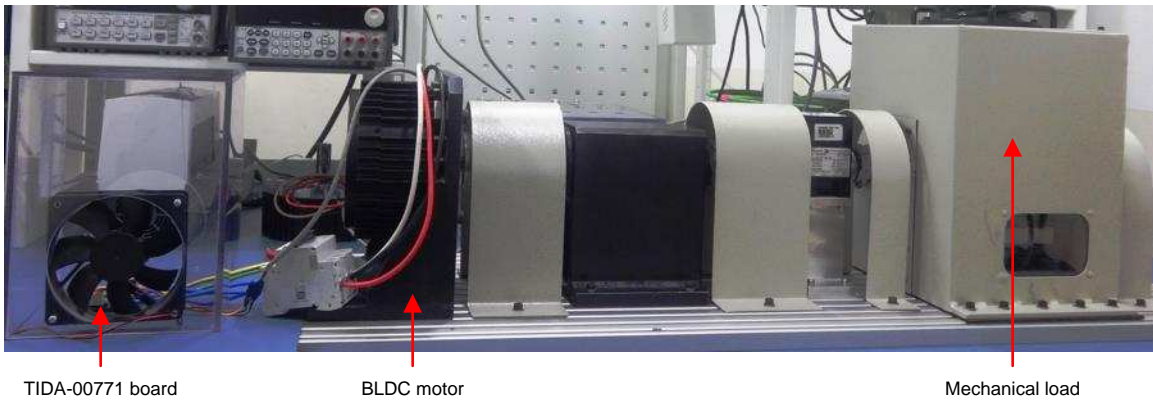


图 17. 电路板和电机测试装置

8 测试数据

8.1 功能测试

8.1.1 DRV8305 的 3.3V 电源

DRV8305 的内部 LDO 在低至 4.5V 的较宽直流电源输入电压范围内产生 3.3V 电压。图 18 显示了 DRV8305 在 10.8V 直流输入电压下产生的 3.3V 电压。图 19 显示了 DRV8305 在较低的 5V 直流输入电压下产生的 3.3V 电压。

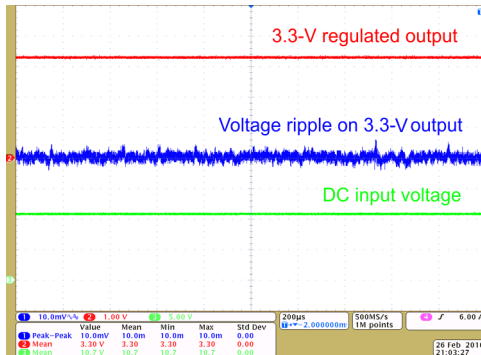


图 18. 10.8V 直流输入时的 3.3V 稳压器输出

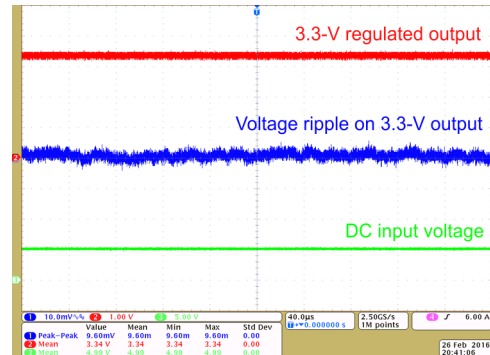


图 19. 5V 直流输入时的 3.3V 稳压器输出

8.1.2 MCU 的 PWM 信号和 DRV8305 的栅极驱动输出

图 20 显示了 MSP430G2553 的高侧和低侧 PWM 信号以及 DRV8305 在 10.8V 直流输入电压下的相应栅极驱动输出波形。栅极驱动输出电压约为 10V。

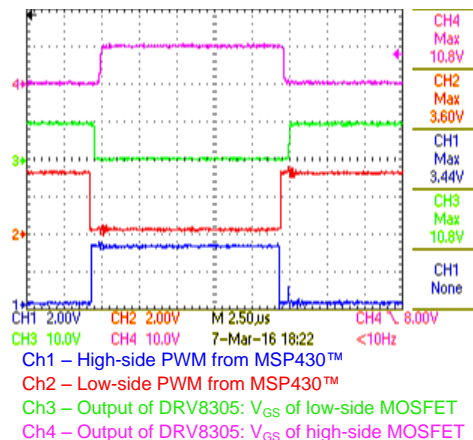


图 20. MSP430G2553 的 PWM 信号和 DRV8305 的相应栅极驱动输出

8.1.3 DRV8305 的死区时间

图 21 显示了 DRV8305 的高侧和低侧栅源电压。图 22 显示了 DRV8305 在 PWM 两个边沿插入的死区时间。DRV8305 的握手之后的最短死区时间 (t_{d_min}) 为 280ns。除了 t_{d_min} 以外的死区时间利用寄存器位 DEAD_TIME 进行设置。波形在 DEAD_TIME 位设为 35ns 时获取。因此，总死区时间为 280ns + 35ns = 315ns。

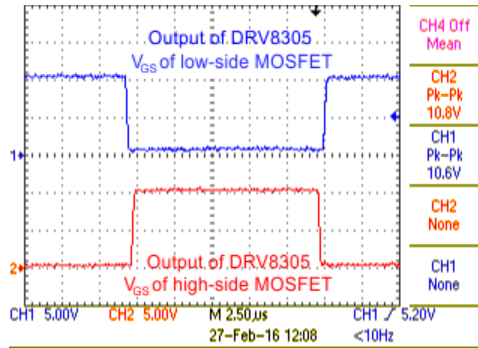


图 21. DRV8305 的高侧和低侧栅源电压

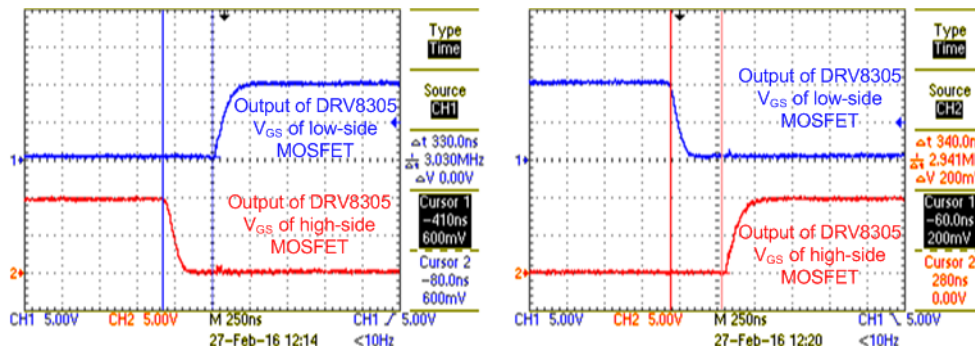


图 22. DRV8305 在 PWM 两边沿提供的死区时间

8.1.4 DRV8305 的最高栅极驱动电压确保实现高效逆变器

图 23 显示了当输入直流电源电压为 5V 时的栅极驱动输出波形。低侧栅极驱动输出电压约为 10V，高侧栅极驱动输出电压约为 7.5V。DRV8305 的内部三倍频电荷泵确保可提供更高的栅极驱动输出电压，从而提高逆变器的效率。可用的栅极驱动电压 V_{GS} 越高，FET 的 R_{DS_ON} 越低，因此效率也就越高。

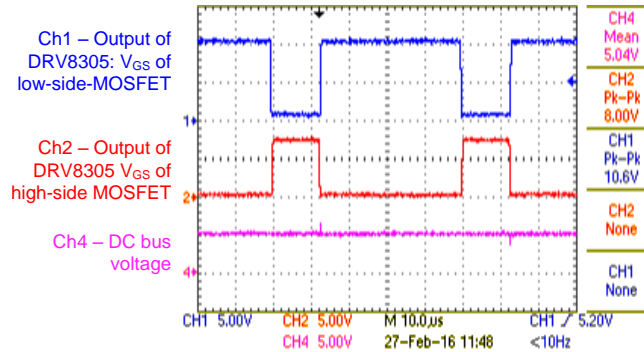


图 23. 直流输入电压为 5V 时 DRV8305 的高侧和低侧栅极驱动输出

图 24 显示了当输入直流电源电压为 10.8V 时的栅极驱动输出波形。低侧和高侧栅极驱动输出电压约为 10V，以最高效率驱动逆变器。

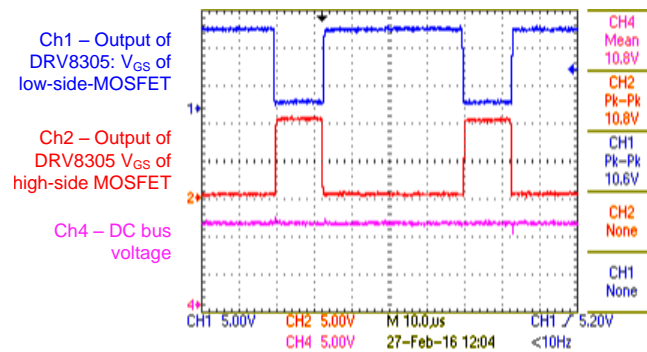


图 24. 直流输入电压为 10.8V 时 DRV8305 的高侧和低侧栅极驱动输出

8.1.5 MOSFET 开关波形

图 25 至图 28 显示了低侧和高侧 MOSFET 的 V_{DS} 和 V_{GS} 波形。DRV8305 中的 t_{DRIVE} 和 I_{DRIVE} 特性有助于设置最佳栅极驱动电流，以便实现最佳 EMI 和逆变器效率性能。

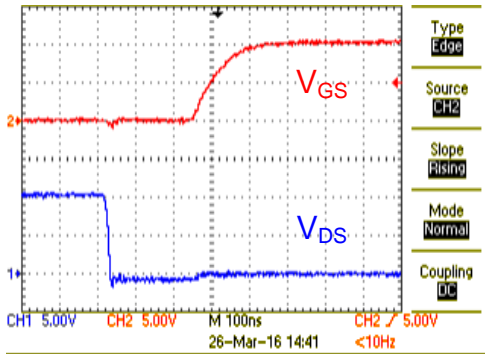


图 25. 低侧 FET 导通波形

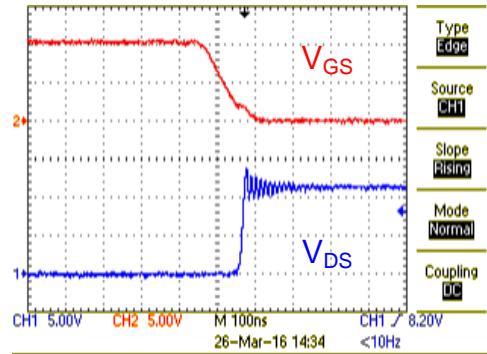


图 26. 低侧 FET 关断波形

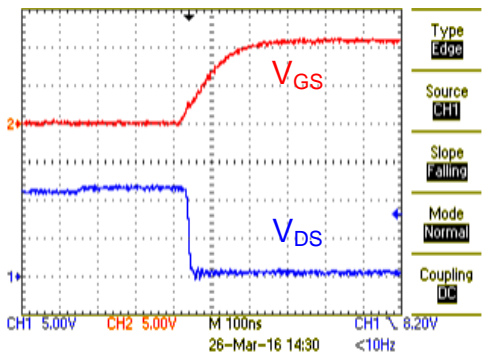


图 27. 高侧 FET 导通波形

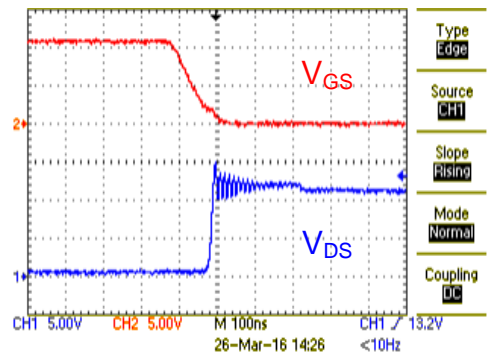


图 28. 高侧 FET 关断波形

图 29 和图 30 显示了 I_{DRIVE} 对逆变器级性能的影响。图 29 显示了灌电流设置为 250mA 时的 V_{DS} 和 V_{GS} 波形。图 30 显示了灌电流设置为 500mA 时的 V_{DS} 和 V_{GS} 波形。 V_{DS} 上升波形的 dV/dt (转换率) 采用不同的栅极灌电流设置进行控制。

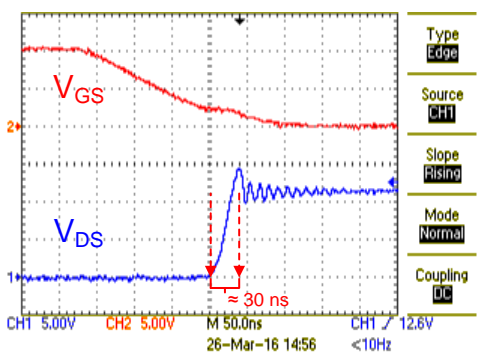


图 29. 低侧 FET 关断波形 (250mA 灌电流)

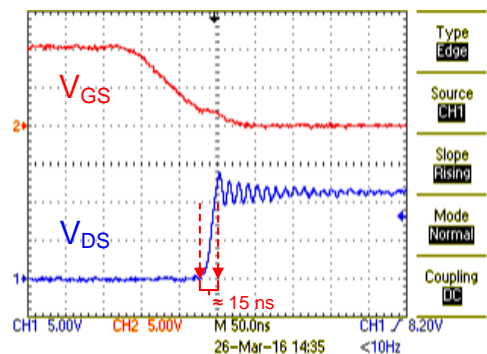


图 30. 低侧 FET 关断波形 (500mA 灌电流)

8.2 负载测试

TIDA-00771 电路板使用外部 BLDC 电机和负载进行测试。

图 31 显示了 5V 直流输入和 20A_{RMS} 绕组电流条件下的电机绕组电流和绕组电压波形。在 100% 占空比下进行测试。图 32 显示了在电路板持续运行 15 分钟之后，在相同条件下捕获到的电路板稳态热影像。观察到的最高 FET 温度为 76.3°C。

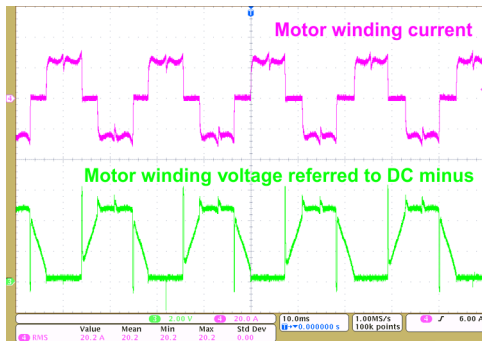


图 31. 5V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

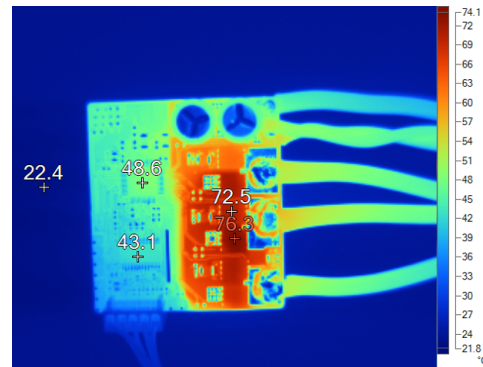


图 32. 5V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的热影像

图 33 显示了 10.8V 直流输入和 20A_{RMS} 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。在 100% 占空比下进行测试。图 34 显示了在电路板持续运行 15 分钟之后，在相同条件下捕获到的电路板稳态热影像。观察到的最高 FET 温度为 78.5°C。

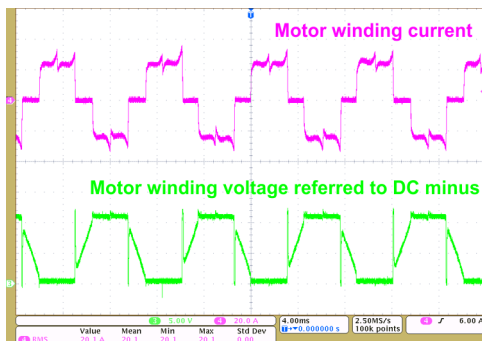


图 33. 10.8V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

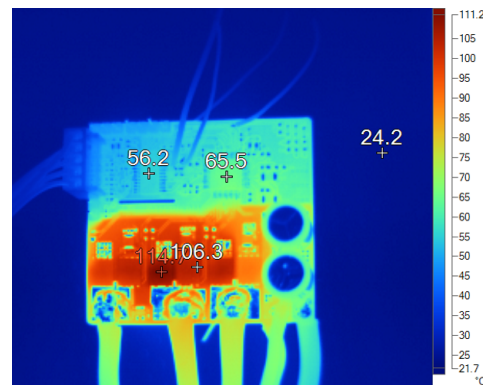


图 34. 10.8V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的热影像

此外，还在 12.6V 直流输入电压下测试电路板，这是 3 节锂离子电池提供的最高电压（每节最高 4.2V）。图 35 显示了 12.6V 直流输入和 20A_{RMS} 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。在 100% 占空比下进行测试。图 36 显示了在电路板持续运行 15 分钟之后，在相同条件下捕获到的电路板稳态热影像。观察到的最高 FET 温度为 79.4°C。

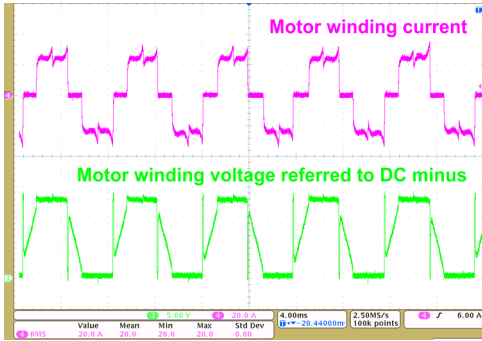


图 35. 12.6V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

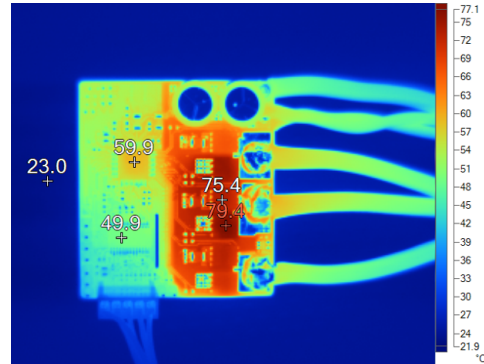


图 36. 12.6V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的热影像

图 37 显示了 10.8V 直流输入电压、20A_{RMS} 绕组电流、50% 占空比时的电机绕组电流和绕组电压波形。图 38 显示了在电路板持续运行 15 分钟之后，在相同条件下捕获到的电路板稳态热影像。观察到的最高 FET 温度为 86.6°C，是在低侧 FET 上观察到的。高侧 FET 上观察到的最高温度为 75.1°C。PWM 被配置为有效的续流单极 PWM。

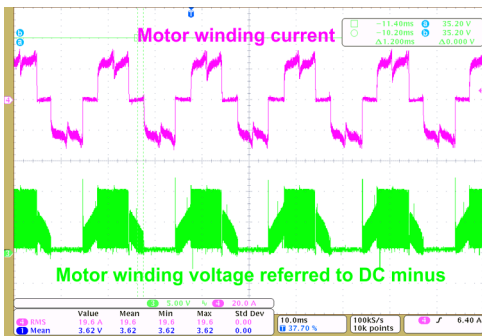


图 37. 10.8V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、50% 占空比时的负载测试结果

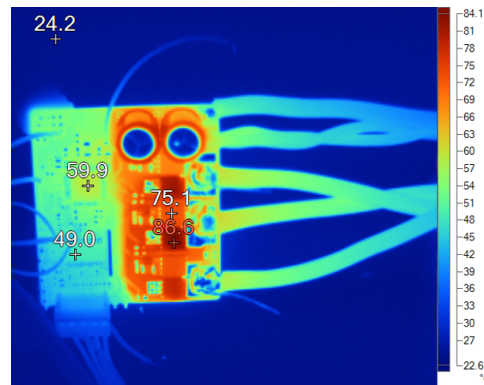


图 38. 10.8V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、50% 占空比时的热影像

另外，还针对更高的电流对 TIDA-00771 板进行了测试。图 39 显示了当电路板向电机绕组提供 25A_{RMS} 电流时的测试结果。MOSFET 上观察到的最高温度为 114.7°C。图 40 显示了 30A_{RMS} 电流时的绕组电流和电压波形。

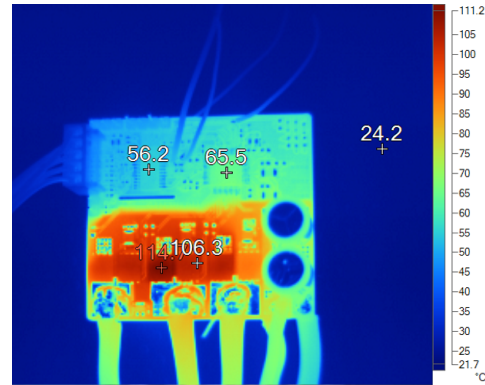
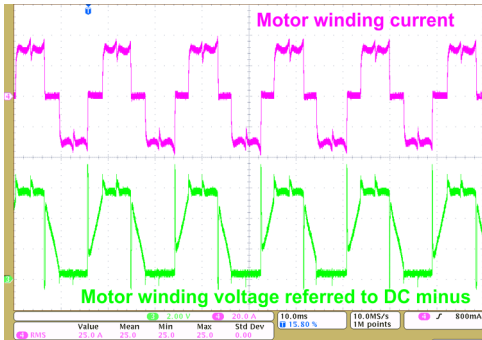


图 39. 6V 直流输入、25A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

图 40. 6V 直流输入、25A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的热影像

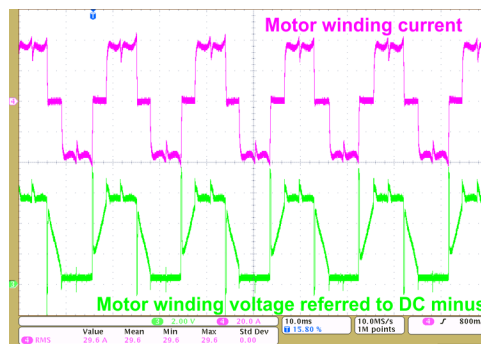


图 41. 6V 直流输入、30A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

不同的绕组电流时 FET 上的最高稳态温度如图 42 所示。

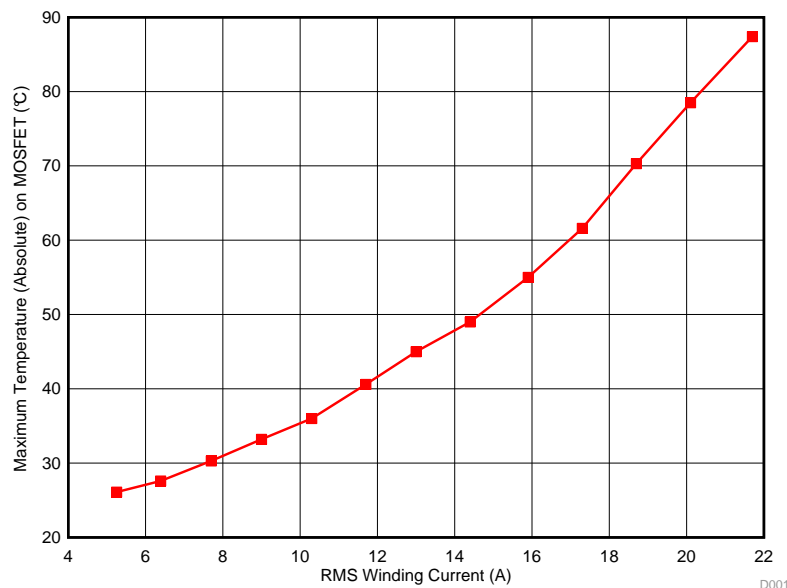


图 42. 不同绕组电流时 FET 上的最高稳态温度

8.3 逆变器效率测试

逆变器效率利用图 17 所示的负载装置进行实验测试。表 5 列出了测试结果；图 43 给出了效率与逆变器输出间的关系。

表 5. 逆变器效率测试结果

输入直流电压 (V)	输入直流电流 (A)	RMS 绕组电流 (A)	直流输入功率 (W)	逆变器输出功率 (W)	逆变器效率 (%)
10.754	5.224	4.265	54.46	53.64	98.50
10.809	8.292	6.810	88.76	87.28	98.33
10.739	11.668	9.587	124.60	121.96	97.88
10.797	15.082	12.417	162.00	158.20	97.65
10.772	18.470	15.228	197.80	192.36	97.25
10.772	21.858	18.044	233.89	227.20	97.14
10.768	24.424	20.175	260.98	253.40	97.10

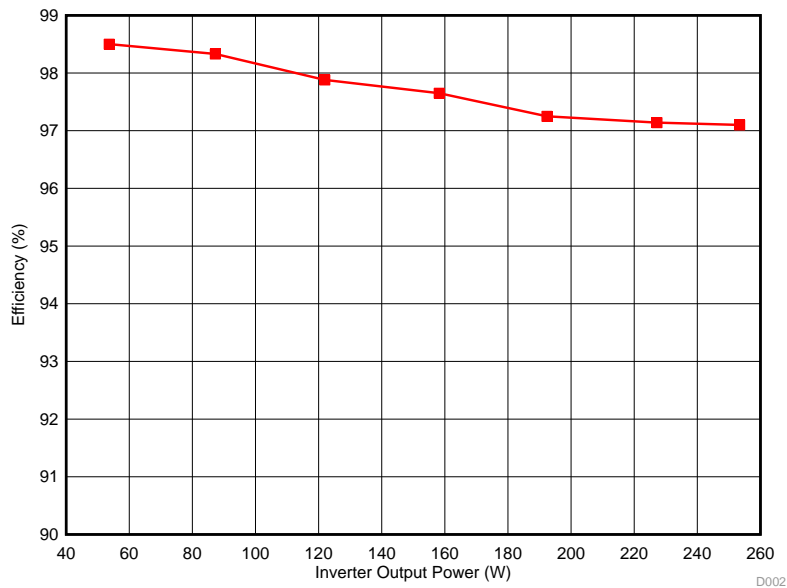


图 43. 逆变器效率与输出功率间的关系

8.4 栅极电流对逆变器效率的影响

栅极拉电流和灌电流影响逆变器的性能。栅极电流增加可减少 MOSFET 的开关损耗。DRV8305 的 IDRIVE 功能有助于降低开关损耗，实现最高逆变器效率。图 44 和图 45 显示了在 90% 占空比和 10.8V 直流电压下向电机绕组提供 20A_{RMS} 时的电路板热影像。MOSFET 在 20kHz 时开关。图 44 显示了当栅极驱动拉电流和灌电流被设为 1A 时电路板（持续运行 15 分钟后）的稳态热影像。图 45 显示了当栅极驱动拉电流被设为 125mA 而灌电流被设为 80mA 时电路板（持续运行 15 分钟后）的稳态热影像。栅极电流设置越低，开关损耗越高，因此温升越高。DRV8305 的 I_{DRIVE} 功能有助于优化栅极电流，实现最高效率。

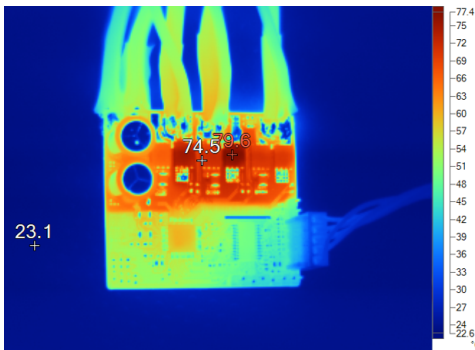


图 44. 栅极驱动拉电流和灌电流被设为 1A 时电路板的稳态热影像

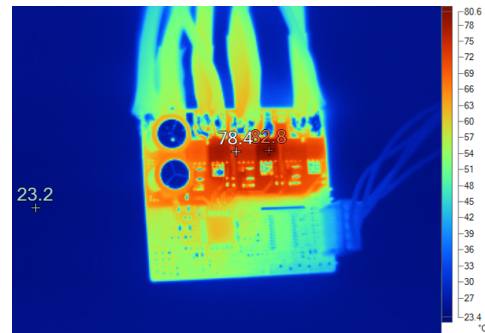


图 45. 栅极驱动拉电流被设为 125mA 而灌电流被设为 80mA 时电路板的稳态热影像

8.5 温升测试

在电动工具应用中，短时间的峰值电流对于驱动电机使其产生峰值转矩非常重要。图 46 显示了当电路板向绕组提供 20A_{RMS} 时 MOSFET 随时间的温升。取环境温度为 22°C 时的结果。曲线显示 FET 上观察到的稳态绝对温度为 80°C。这表明电路板可连续提供 20 A_{RMS}，即使在 55°C 环境温度下，并且 MOSFET 结温将处于安全工作范围内。

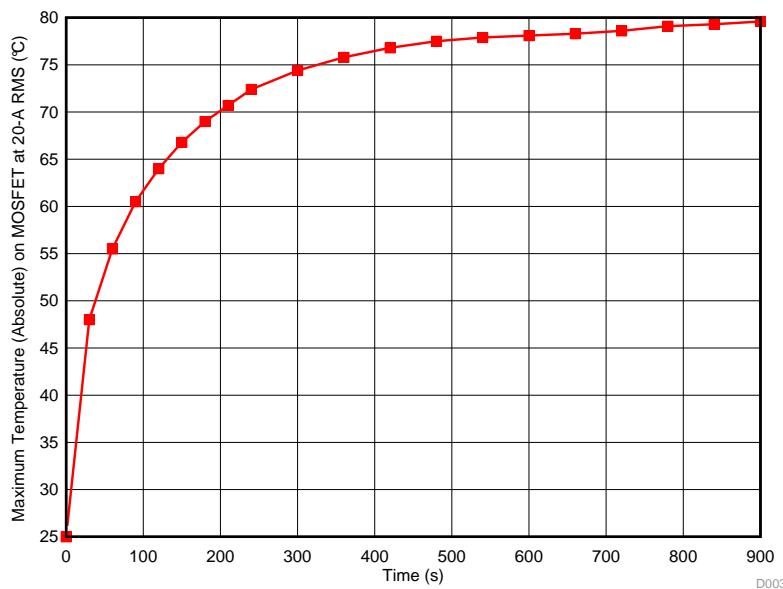


图 46. 10.8V 直流输入、20A_{RMS} 绕组电流、100% 占空比时的 MOSFET 温升

图 47 显示了当电路板向绕组提供 $25A_{RMS}$ 时 MOSFET 随时间的温升。取环境温度为 $22^{\circ}C$ 时的结果。曲线显示 FET 上观察到的稳态绝对温度为 $117^{\circ}C$ 。结果表明电路板在 $22^{\circ}C$ 环境温度下可连续提供 $25A_{RMS}$ 。但是在更高的温度（例如 $55^{\circ}C$ ）下，电路板可持续近 1 分钟提供 $25A_{RMS}$ ，且 FET 结温将处于安全工作范围内。

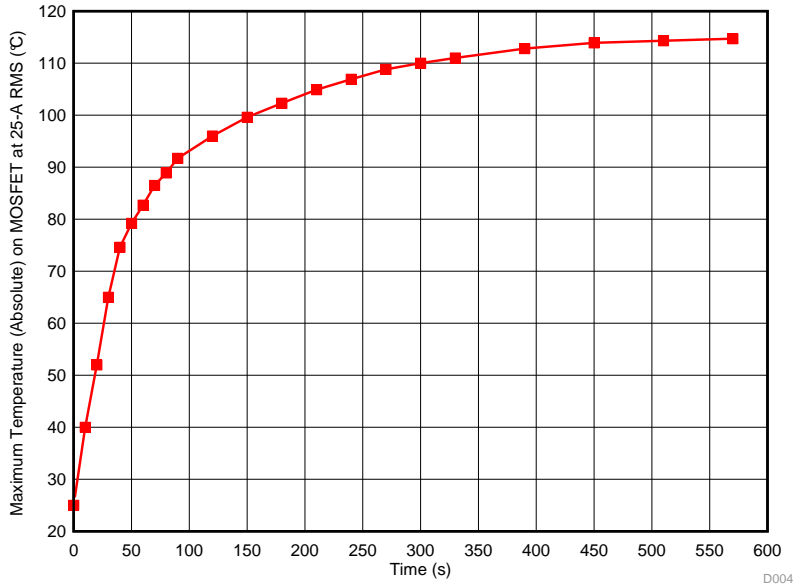


图 47. 10.8V 直流输入、 $25A_{RMS}$ 绕组电流、100% 占空比时的 MOSFET 温升

图 48 显示了当电路板向绕组提供 $30A_{RMS}$ 时 MOSFET 随时间的温升。取环境温度为 $22^{\circ}C$ 时的结果。结果表明在更高的温度（例如 $55^{\circ}C$ ）下，电路板可持续近 30 秒提供 $30A_{RMS}$ ，且 FET 结温将处于安全工作范围内。

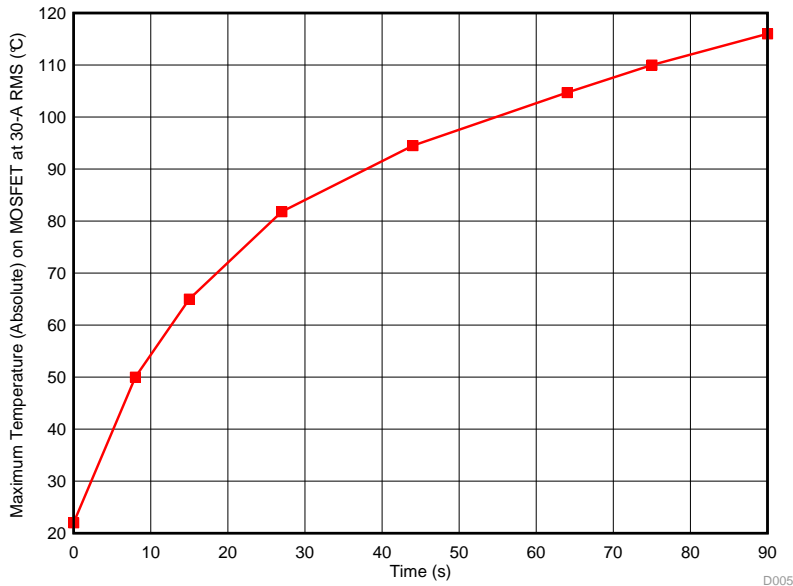


图 48. 10.8V 直流输入、 $30A_{RMS}$ 绕组电流、100% 占空比时的 MOSFET 温升

8.6 过流和短路保护测试

8.6.1 放大器消隐时间对电流感测的影响

利用分流电阻进行 BLDC 电机电流感测时，由于以下原因，感测电阻电压可能出现瞬变噪声电压：

- MOSFET 在开关时的电感耦合噪声
- 在高 di/dt 期间感测电阻低电感的压降

DRV8305 电流感测放大器的输出端具有可编程的消隐时间。从栅极驱动输出的任意上升沿或下降沿实施消隐时间。对所有三个电流感测放大器应用相等的消隐时间。如果在看到另一个栅极驱动器的上升沿或下降沿时电流感测放大器已经消隐，则将在该边沿重新开始消隐间隔。请注意，消隐时间选项不包括内部放大器加载的延迟或者放大器输出上走线或元件负载的延迟。可编程消隐时间可以改写，消除延迟（默认值）。

图 49 和图 50 显示了使用 DRV8305 电流感测放大器的消隐时间功能实现的电流感测放大器内的噪声抑制。

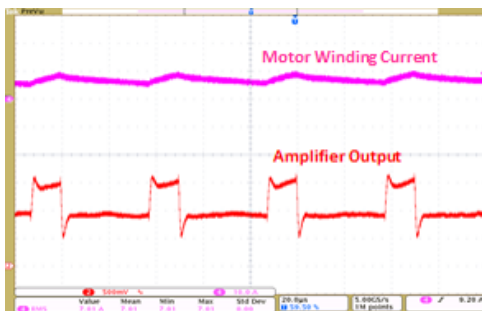


图 49. 无消隐的放大器输出

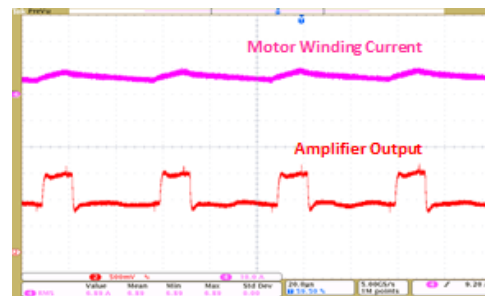


图 50. 带 500ns 消隐的放大器输出

8.6.2 逐周期过流保护

图 51 和图 52 显示了采用以下配置且电机加载后消耗高电流时的过流测试结果：

- 放大器增益 (G) = 40
- 放大器消隐时间 = 500ns
- DRV8305 内偏移基准 ($V_{REF/k}$)= 0.825V
- 比较器基准 (V_{COMP_REF})= 1.6V
- 分流电阻 (R_{SENSE}) = 0.5mΩ

理论过流限值 (I_{CL}) 可利用公式 9 计算得到。

$$I_{CL} = \frac{\left(V_{COMP_REF} - \left(\frac{V_{REF}}{k} \right) \right)}{R_{SENSE} \times G} \tag{9}$$

$$I_{CL} = \frac{1.6 - 0.825}{0.0005 \times 40} = 38.75 \text{ A}$$

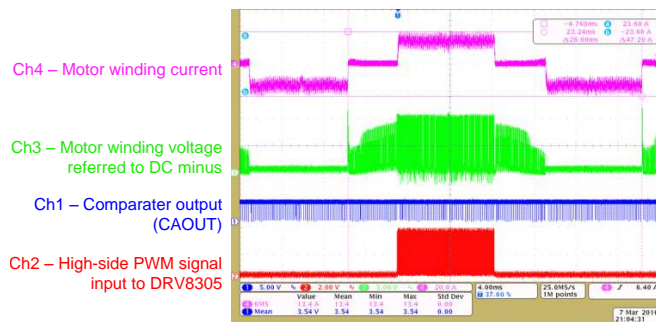


图 51. 通过加载实现逐周期过流保护

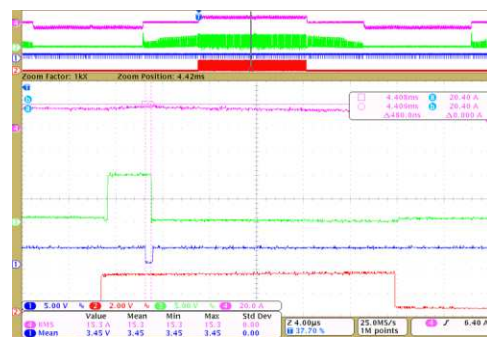
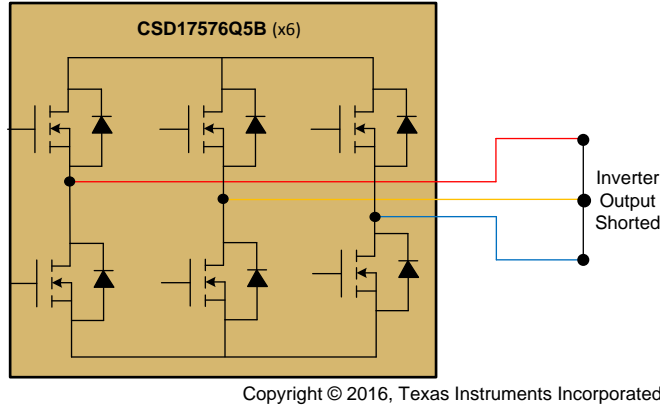


图 52. 逐周期过流保护的响应时间

图 52 是图 51 的放大图；比较器输出变为低电平时，高侧 PWM 立即通过缓冲器关闭，即使 MCU 输出端的 PWM 信号为高电平也如此。从比较器变为低电平到高侧开关关闭的响应时间不到 1μs。

8.6.3 逐周期堵转电流保护

图 53 显示了仿真堵转电流的测试设置。逆变器输出用粗线短路。逆变器输出引脚短路会导致功率级内产生高电流。在一个桥臂的顶部 MOSFET 和另一桥臂的底部 MOSFET 可看到高电流。这种情况与停转情况类似，仅由电机电阻限制的电机内将出现高电流。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

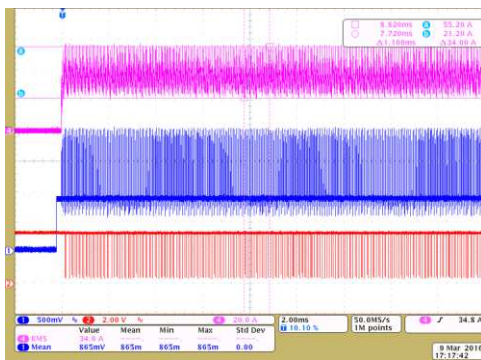
图 53. 在逆变器输出短路时仿真堵转电流的测试设置

图 54 和图 55 显示了采用以下配置时的过流测试结果：

- 放大器增益 (G) = 20
- 放大器消隐时间 = 500ns
- DRV8305 内偏移基准 ($V_{REF/k}$) = 0.825V
- 比较器基准 (V_{COMP_REF}) = 2V
- 分流电阻 (R_{SENSE}) = 0.5mΩ

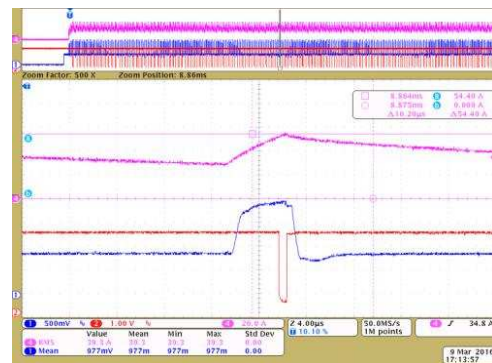
使用公式 9 计算理论过流限值

$$I_{CL} = \frac{2 - 0.825}{0.5 \times 0.001 \times 20} \approx 110 \text{ A}$$



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
Ch4 – Motor winding current

图 54. 逆变器输出短路时的逐周期过流保护



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
Ch4 – Motor winding current

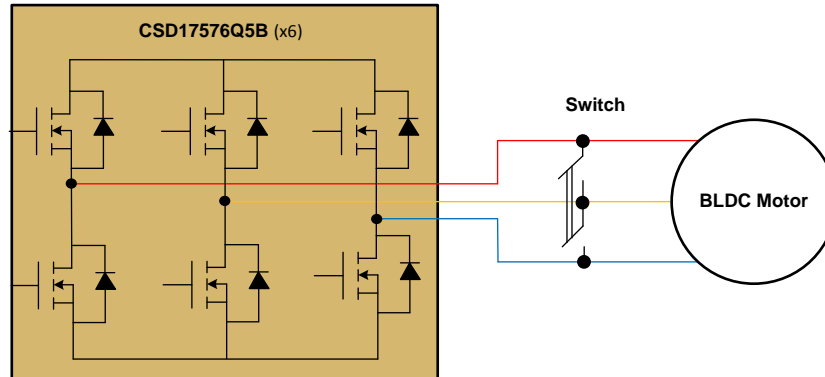
图 55. 逆变器输出短路时的逐周期过流保护放大图

图 55 是图 54 的放大图；放大器输出达到 2V 时，比较器输出变为低电平，高侧 PWM 立即由缓冲器关闭。

注: 在短路情况下, 电流变化的速率非常快。此时, 从电流的波形可以看出, 电流在大约 $8\mu\text{s}$ 的时间内上升至 54A 。感测电阻的电感在如此高的 di/dt 时在感测电阻两端产生额外的电压, 并影响运算放大器输出。计算电流限制的基准阈值时, 还需考虑感测电阻的电感。

图 56 显示了在电机旋转时仿真堵转电流的测试设置。S1 是连接在电机引脚之间的单刀双掷开关。这用于使某一电机绕组短路。

在闭合 S1 之前, 电机稳速旋转。图 57 和图 58 显示了闭合开关 S1 时获得的波形。闭合 S1 时, S1 承载短路电流; 短路电流的最大值约为 38A 。在此情况下, 电机停止旋转, 导致霍尔传感器继续处于电流换向状态; 因此, 控制器继续产生与该换向状态对应的 PWM。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

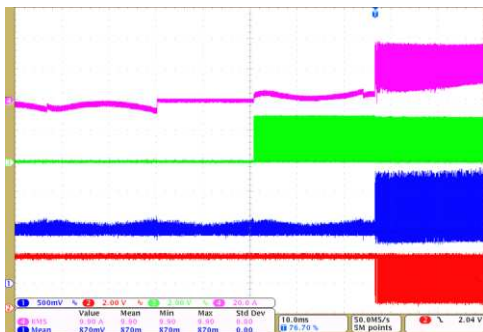
图 56. 在电机运行时仿真堵转电流的测试设置

图 57 和图 58 显示了采用以下配置时的测试结果：

- 放大器增益 (G) = 20
- 放大器消隐时间 = 500ns
- DRV8305 内偏移基准 ($V_{REF/k}$) = 0.825V
- 比较器基准 (V_{COMP_REF}) = 1.6V
- 分流电阻 (R_{SENSE}) = 0.5m Ω

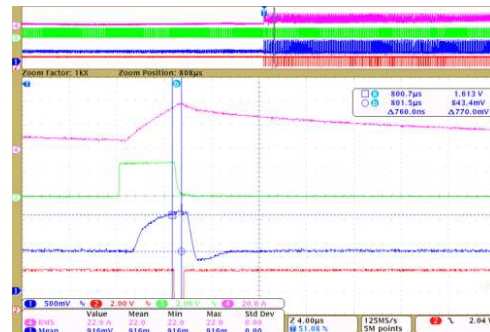
使用公式 9 计算理论过流限值

$$I_{CL} = \frac{1.6 - 0.825}{0.5 \times 0.001 \times 20} \approx 77 \text{ A}$$



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
 Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
 Ch3 – Motor winding voltage referred to DC minus
 Ch4 – Motor winding current

图 57. 电机堵转时的逐周期过流保护



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
 Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
 Ch3 – Motor winding voltage referred to DC minus
 Ch4 – Motor winding current

图 58. 电机堵转时的逐周期过流保护放大图

图 58 是图 57 的放大图，放大器输出达到 1.6V 时，比较器输出变为低电平，高侧 PWM 立即由缓冲器关闭。从比较器变为低电平到高侧开关关闭的响应时间不到 1 μ s。

8.6.4 通过 DRV8305 V_{DS} 感测实现堵转电流闭锁保护

图 56 中的测试设置也用于堵转电流保护。所用的 V_{DS} 基准值为 0.123，通过写入 DRV8305 的寄存器来设置。闭锁保护在 38.2A 时触发。

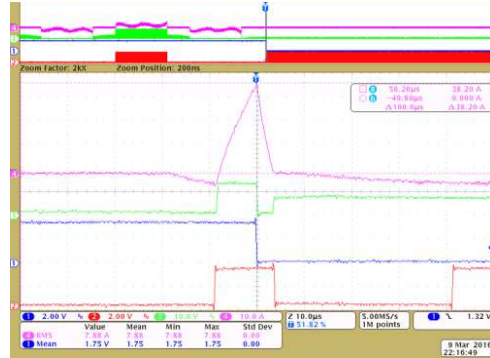
```
WriteRegister(0x0C, (VDS_LEVEL_0D123V + VDS_MODE_LATCH));
```

图 59 显示了通过 V_{DS} 感测实现闭锁保护时的测试结果。出现 V_{DS} 过流事件时，该器件将所有栅极驱动输出拉为低电平，以让全部六个外部 MOSFET 进入高阻抗模式。将在 nFAULT 引脚上报告故障，被检测到过流事件的特定 MOSFET 通过 SPI 状态寄存器报告。



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
Ch3 – Motor winding voltage referred to DC minus
Ch4 – Motor winding current

图 59. 通过 V_{DS} 感测实现的电机堵转过流闭锁保护



Ch1 – Comparater output (CAOUT)
Ch2 – High-side PWM signal input to DRV8305
Ch3 – Motor winding voltage referred to DC minus
Ch4 – Motor winding current

图 60. 通过 V_{DS} 感测实现的电机堵转过流闭锁保护放大图

图 61 显示了当逆变器输出短路时闭锁保护的测试结果。图 56 中的测试设置也用于短路仿真。所用的 V_{DS} 基准值为 0.175V，通过写入 DRV8305 的寄存器来设置。闭锁保护在 73A 时触发。

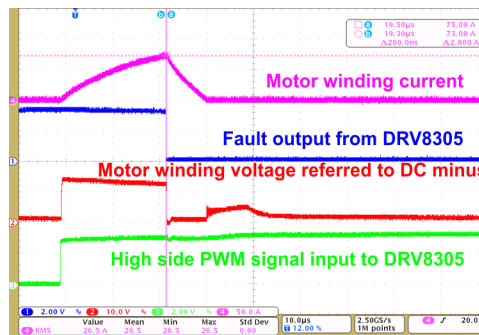


图 61. 逆变器输出短路时的过流闭锁保护

8.7 采用外部风机的测试

利用外部风机测试电路板。测试装置和气流方向如图 62 所示。图 63 给出了不同绕组电流下在 MOSFET 上观察到的最高温度。测试在无强制气流、100 到 500 LFM 的不同气流下完成。电路板在 500 LFM 气流下可持续提供 30A，并且 MOSFET 上的稳态最高温度约为 90°C。测试在 23°C 环境温度下完成。

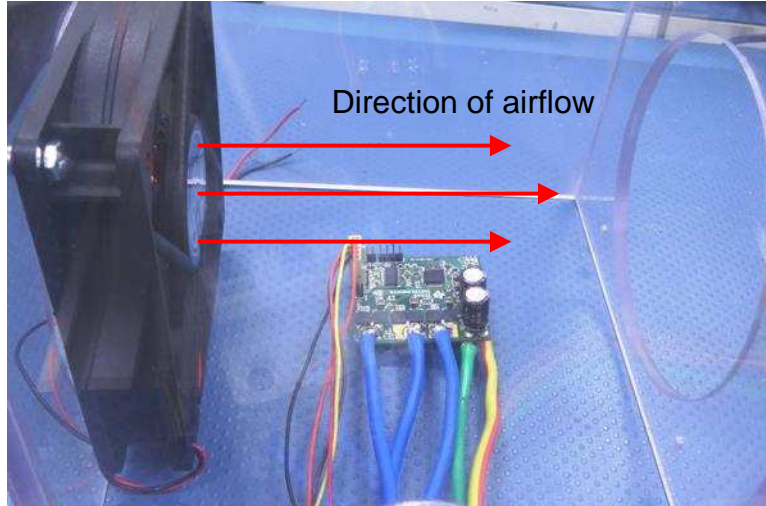


图 62. 测试装置和气流方向

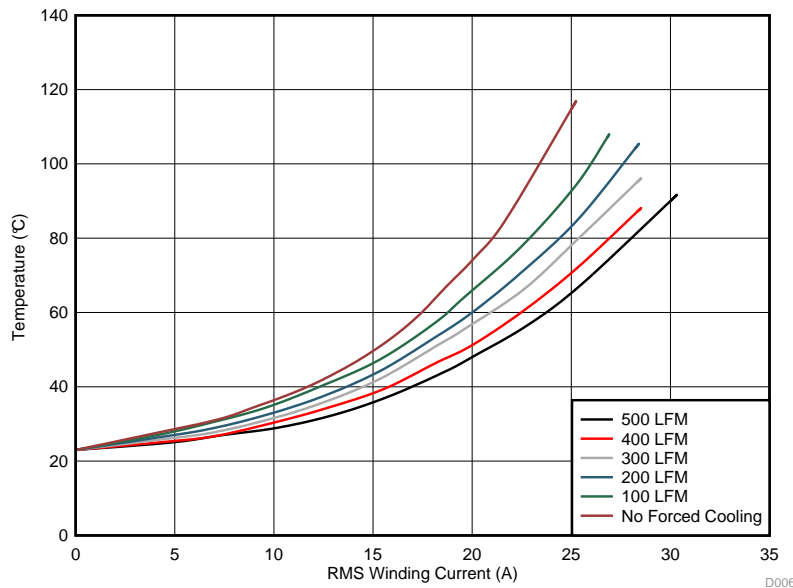


图 63. 不同气流下 MOSFET 上的最高稳态温度

8.8 峰值电流能力测试

在 70A 峰值电流下对电路板进行测试，持续 1 秒。图 64 显示了当电机堵转 1.4 秒时的绕组电流为 73.6A。图 65 显示了 1.4 秒后电路板的热影像。较高的峰值电流能力确保在电动工具应用中，功率级有助于电机产生高峰值扭矩。如果堵转电流持续较高，过热或转子堵转保护将关闭系统。

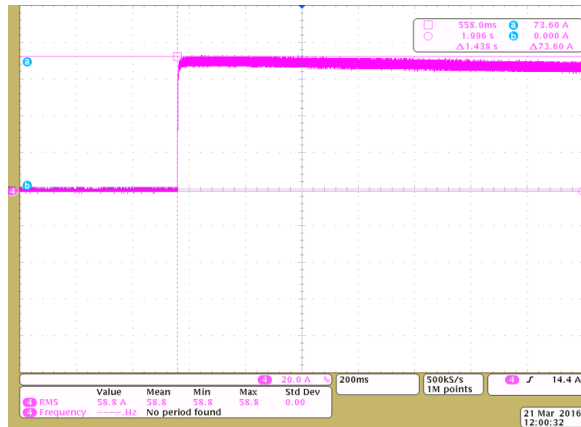


图 64. 电机堵转期间电机绕组内的 73.6A 峰值电流

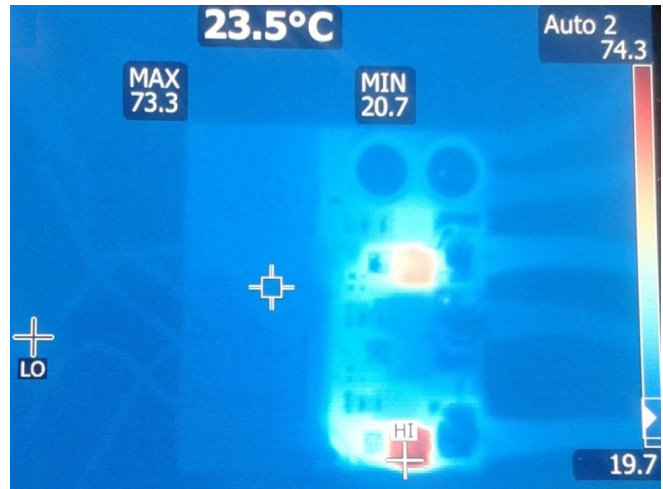


图 65. 电机绕组内出现 73.6A 峰值电流持续 1.4 秒后电路板的热影像

9 设计文件

9.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

9.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

9.3 PCB 布局建议

为 DRV8305 设计 PCB 时，建议采用以下布局。图 66 给出了布局示例。

- 将 DVDD 和 AVDD 1 μ F 旁路电容直接与相邻的 GND 引脚连接，以最大限度减少旁路电容的回路阻抗。
- 将 CP1 和 CP2 0.047 μ F 飞跨电容直接放在 DRV8305 电荷泵引脚旁。
- 将 VCPH 2.2 μ F 和 VCP_LSD 1 μ F 旁路电容放到相应引脚附近，这些引脚有一条返回 DRV8305 GND 网的直接路径。
- 将 PVDD 4.7 μ F 旁路电容尽可能地靠近 DRV8305 PVDD 电源引脚。

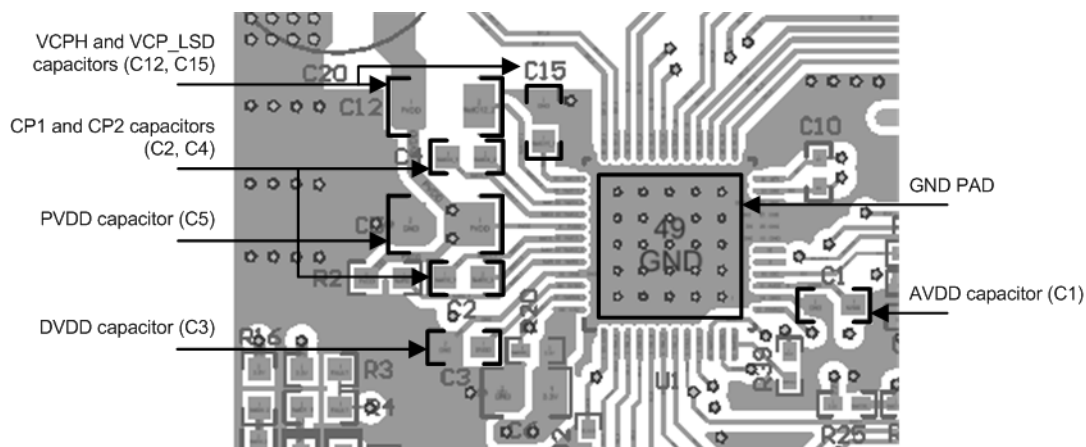


图 66. DRV8305 去耦电容的布局建议

- 最大限度缩短高侧和低侧栅极驱动器的回路长度。高侧回路从 DRV8305 GH_X 到功率 MOSFET，并通过 SH_X 返回。低侧回路从 DRV8305 GL_X 到功率 MOSFET，并通过 SL_X 返回。图 67 给出了布局示例。

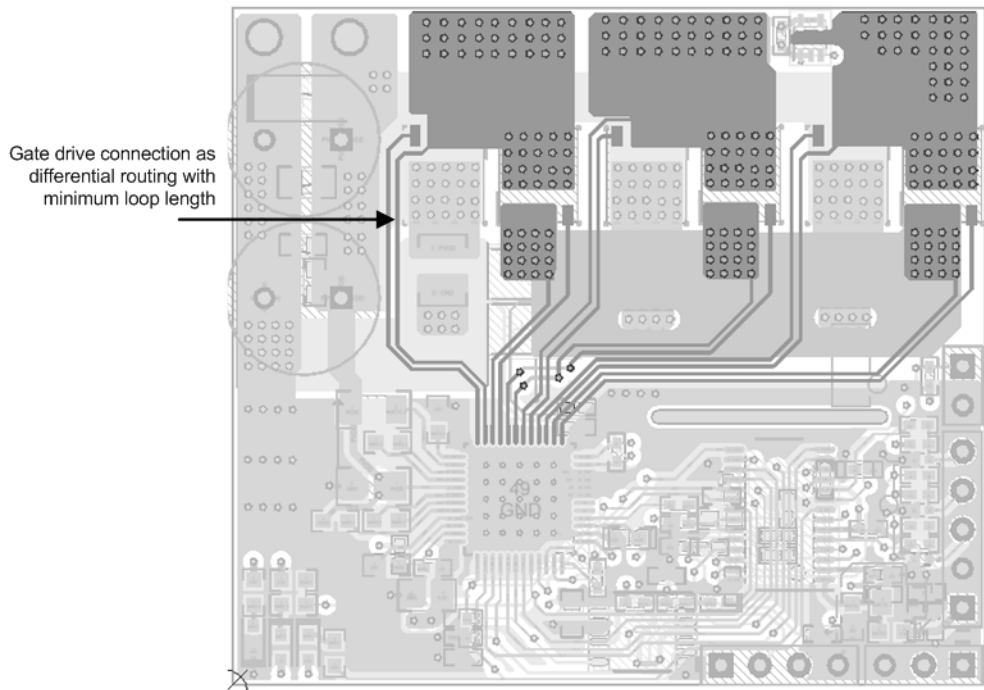


图 67. 采用回路长度最短的差分布线形式与 DRV8305 进行栅极驱动连接

- 将用于感测 MOSFET 的 V_{DS} 的轨道以差分轨道形式布线。
- 在本参考设计中，PCB 采用四层布局，每层铜厚度为 2 盎司（70 微米）。功率轨道较宽，以承载高电流。图 68 显示了来自功率输入点的电流承载轨道。在不同层重复铺设轨道，并通过缝合过孔阵列连接。
- 在 PCB 内定义一个 GND 星点，用于连接 DRV8305 的 GND 路径和板内其他信号电路。

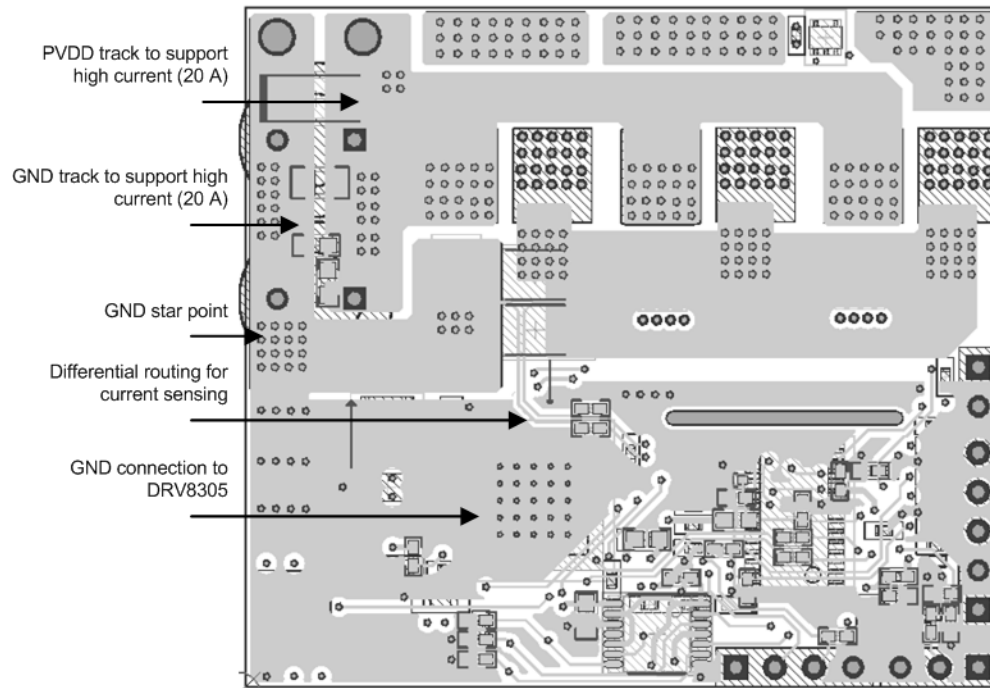


图 68. 显示功率轨道和 GND 星形连接的 PCB 底层

- 为了从 MOSFET 到 PCB 更好地散热，尽可能增加 MOSFET 焊盘周围的铜面积。在 MOSFET 漏极焊盘下使用过孔阵列，以便通过底部表面铜区域更好地散热。在 PCB 底部表面添加一个小散热器或铜条，以帮助散热。
- 仔细考量去耦电容的放置。将这些电容放在各 MOSFET 旁。去耦电容的返回路径应当经过宽轨道，并且返回路径的长度应当尽可能短，以提高去耦能力。

- 使用 MCU 上方 PCB 内的插槽，限制向 MCU 的热扩散，如图 69 所示。

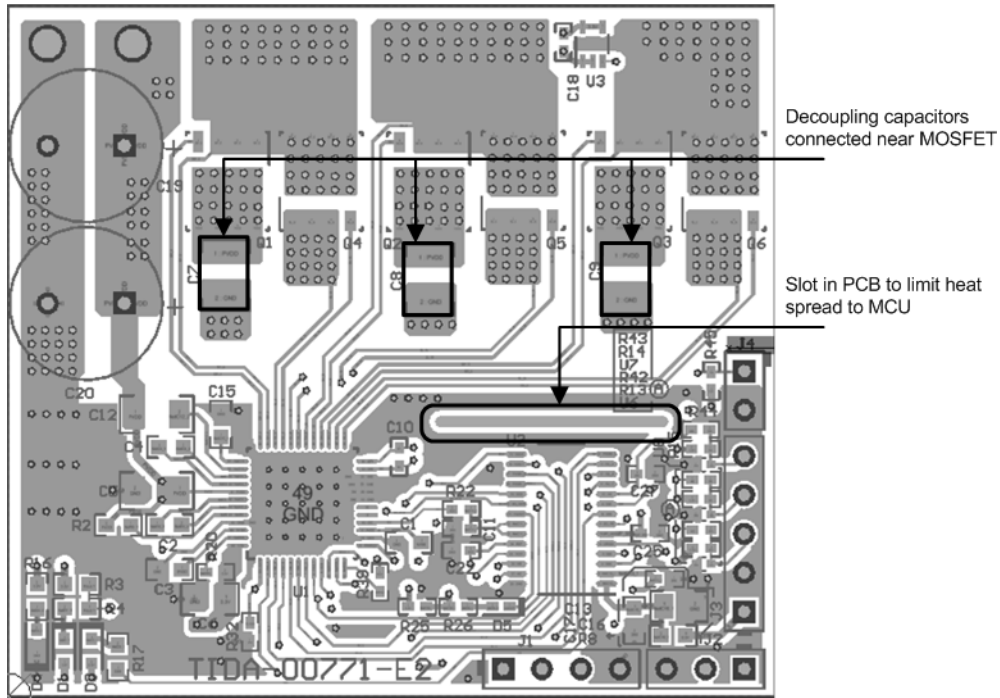


图 69. 逆变器桥臂的去耦电容放置

- 电路板底侧提供有散热器。在 PCB 底侧和散热器之间使用导热且电气绝缘的散热焊盘。图 70 显示了底侧散热器的区域。

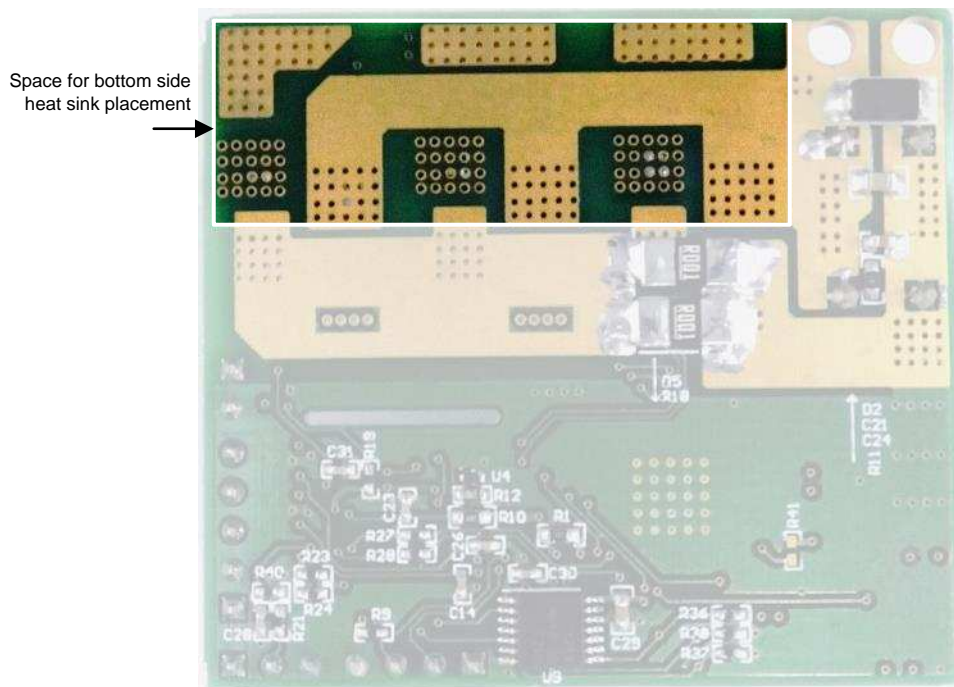


图 70. 底侧散热器的区域

9.3.1 布局图

要下载板层图，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

9.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

9.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

9.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

10 软件文件

要下载软件文件，请参见 [TIDA-00771](#) 的设计文件。

11 参考文献

1. 德州仪器 (TI), 《了解 TI 电机栅极驱动器中的 IDRIVE 和 TDRIVE》, DRV8305 应用报告 (文献编号: [SLVA714](#))
2. 德州仪器 (TI), 《使用 MSP430 的传感器式三相 BLDC 电机控制》, MSP430G2553 应用报告 (文献编号: [SLAA503](#))

12 术语

SPI— 串行外设接口

PWM— 脉宽调制

BLDC— 无刷直流电机

MCU— 微控制器

FET、MOSFET— 金属氧化物半导体场效应晶体管

ESD— 静电放电

RPM— 每分钟转速

RMS— 均方根

13 关于作者

MANU BALAKRISHNAN 是德州仪器的系统工程师，负责开发面向工业电机驱动领域的子系统设计解决方案。Manu 在电力电子设备以及模拟与混合信号设计领域拥有丰富经验。他在永磁电机驱动领域拥有系统级产品设计经验。Manu 拥有喀拉拉大学电气和电子工程技术专业的学士学位以及印度卡利卡特国家技术学院电力电子专业的技术硕士学位。

修订版本 A 历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (April 2016) to A Revision	Page
• 已更改 自预览页面	1

关于 TI 参考设计的重要声明

德州仪器 (“TI”) 公司的参考设计仅供协助设计人员 (“设计人员”) 开发包含 TI 产品的系统。TI 未执行任何测试, 在已发布的文档中针对特定参考设计所专门描述的测试除外。

TI 提供参考设计以及任何其他技术、应用或设计建议、质量特性、可靠性数据或其他信息或服务并不会扩展或更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明, TI 提供此类参考设计或其他信息, 也不会产生任何额外的义务或责任。

TI 保留对其参考设计或其他信息进行更正、增强、改进以及其他更改的权利。

设计人员理解并同意, 设计人员仍要对设计其系统和产品时运用的独立分析、评估和判断负责, 同时全权负责保证其产品的安全性以及其产品 (以及用于设计人员此类产品的所有 TI 产品) 符合适用的所有法律法规以及适用的其他要求。设计人员表示, 对于其应用, 已具备创建或实施相关防护措施所需的所有专业知识, 能够 (1) 预料故障引发的危险后果; (2) 监视故障及其后果; (3) 降低可能引发危害的故障的几率并采用适当的措施。设计人员同意, 在使用或分发包含 TI 产品的任何系统之前, 设计人员应对此类系统进行全面测试, 并按此类 TI 产品在此类系统中的预期用途对 TI 产品的功能进行全面测试。设计人员不可将任何 TI 产品用于关乎性命的医疗设备, 除非已由各方获得授权的管理人员签署专门的合同对此类应用专门作出规定。关乎性命的医疗设备是指出现故障会导致严重身体伤害或死亡的医疗设备 (例如生命保障设备、心脏起搏器、心脏除颤器、人工心脏泵、神经刺激器以及植入设备)。此类设备包括但不限于, 美国食品药品监督管理局认定为 III 类设备的设备, 以及在美国以外的其他国家或地区认定为同等类别设备的所有医疗设备。

设计人员仅在开发包含 TI 参考设计中确定的 TI 产品的最终产品时, 才有权使用、复制及修改独立的 TI 参考设计。然而, 不会明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式授予其他任何 TI 知识产权的许可, 也不会授予 TI 或其他任何第三方的任何技术或知识产权的许可, 包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何组合设备、机器或流程相关的其他知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息不能构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用参考设计或前述的其他信息可能需要获得第三方专利权或其他知识产权的许可, 或 TI 的专利权或 TI 其他知识产权的许可。

TI 参考设计及其他前述信息均按“原样”提供, 并且可能包含错误。对于参考设计或参考设计的使用, TI 拒绝作出任何明示或暗示的担保或保证, 包括但不限于对准确性或完整性、所有权、任何常见故障担保以及试销性的任何暗示担保、对特定用途的适用性以及不侵犯任何第三方的知识产权进行保证。

对于任何索赔, 包括但不限于任何关于 TI 参考设计中所述产品的任何组合或基于此组合的侵权索赔, TI 不应承担任何责任, 也不应为设计人员提供辩护或赔偿。对于与参考设计或使用参考设计相关或由参考设计或使用参考设计而造成的任何实际、直接、特殊、附带、间接、惩罚性、偶发、从属或惩戒性损害, 不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害, TI 概不负责。

TI 半导体产品标准销售条款 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) 适用于封装的集成电路产品的销售。其他条款可能适用于其他类型 TI 产品及服务的使用或销售。

对于因设计人员不遵从本声明所述条款和内容导致的任何损害、成本、损失和/或债务, 设计人员应承担全部责任, TI 及其代表不承担任何责任。

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼, 邮政编码: 200122
Copyright © 2016 德州仪器半导体技术 (上海) 有限公司

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated