

## TI Designs

# 效率高于 98% 的 18V/1kW、160A 峰值电流、高功率密度无刷电机驱动器参考设计



### 说明

TIDA-00774 是一款 1kW 功率级驱动器，适用于由 5 节锂离子电池供电（最高电压 21V）的电动工具中的三相无刷直流 (BLDC) 电机。本设计是一款 65mm x 60mm 紧凑型驱动器，采用基于传感器的梯形控制。本设计采用 TI 的 MOSFET 电源块技术，将两个采用半桥配置的 FET 集成到一个 SON 5x6 封装中，从而实现极高的功率密度。本设计使用两个并联的电源块，可以提供连续（120A 峰值持续 3 秒，160A 峰值持续 1 秒）的 50A RMS 绕组电流。MOSFET 电源块的寄生电感极低，并且该设计采用了带有转换率控制功能的电流控制型栅极驱动器，有助于实现高效的 MOSFET 并联并降低开关峰值。电流感应通过监控 MOSFET VDS 实现。本电路板可提供逐周期过流和短路保护。

### 资源

<a href="#">TIDA-00774</a>	设计文件夹
<a href="#">CSD88584Q5DC</a>	产品文件夹
<a href="#">DRV8323</a>	产品文件夹
<a href="#">MSP430F5132</a>	产品文件夹
<a href="#">TPS54061</a>	产品文件夹
<a href="#">LMT87</a>	产品文件夹

### 特性

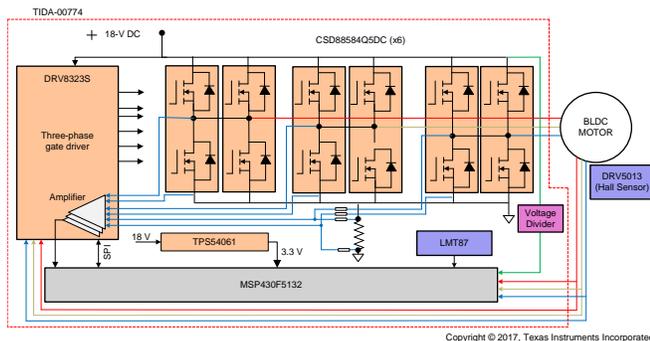
- 适用于 BLDC 电机的 1kW 驱动器，支持基于传感器的梯形控制
- 支持电压范围为 6V 至 21V
- 持续输出电流高达 50A RMS
- 120A 峰值电流持续 3 秒，160A 峰值电流持续 1 秒
- 65mm x 60mm 的小尺寸印刷电路板，采用 40V/400A（峰值电流）、1mΩ R<sub>DS\_ON</sub>、SON5x6 封装半桥电源块
- 18V/680W，33A RMS，无散热器
- 通过监控 MOSFET 的 VDS 实现电机电流感应，无需分流电阻器
- 通过 VDS 感应实现逐周期过流保护、电机堵转电流非锁存限制和短路锁存保护
- 击穿保护、欠压保护、过热保护和转子堵转保护
- 利用出色的动态电流共享实现供高效的 MOSFET 并联
- 可以选择单一 PWM 控制
- 工作环境温度：-20°C 至 55°C



咨询我们的 E2E 专家

### 应用

- 无绳电动工具
- 无绳园艺工具
- 电动自行车





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 系统概述

### 1.1 系统说明

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高电流。

不同的电动工具有不同的功率和电池电压。无绳链锯和无绳圆锯等电动工具以及无线树木切割机等不同园艺工具需要极高的扭矩和极高的峰值电流。

无绳工具采用有刷或无刷直流 (BLDC) 电机。BLDC 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。小尺寸的功率级安装灵活、可实现更好的 PCB 布局性能，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 TI 设计采用 CSD88584 NexFET 电源块，该电源块采用 SON5x6 SMD 封装， $R_{DS\_ON}$  极低，为  $1m\Omega$ 。该电源块在单个封装内集成了高侧 FET 和低侧 FET，实现了极小的外形尺寸和更好的开关性能。三相栅极驱动器 DRV8323 用于驱动三相 MOSFET 电桥，该电桥可的工作电压范围为 6 至 60V，并且支持最高 2A 灌电流/1A 拉电流的可编程栅极电流。DRV8323 具有三个电流分流放大器，可以测量和放大 FET 的 VDS 以便实现对电流的精确测量；具有可调增益，支持双向电流感应，无需使用分流器。SPI 提供详细的故障报告和灵活的参数设置，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。

LMT87 温度传感器用于感应 FET 温度，感应结果用于校准通过监控 VDS 进行的电流感应。MSP430F5132 微控制器用于实现控制算法。

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 DRV8323 的逐周期控制和锁存控制。测试结果还表明，电路板在不同气流条件下 RMS 电流能力有所提升。

### 1.2 系统主要技术参数

表 1. 系统主要技术规范

参数	规范
输入电压	18V 直流 (6V 至 21V) – 5 节锂离子电池
额定输出功率	1kW
RMS 绕组电流	50A
峰值绕组电流	120A 持续 3 秒、160A 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)
反馈信号	直流总线电压, 霍尔传感器, 逆变器桥臂电流, 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	具备/不具备散热器
工作环境温度	-20°C 至 55°C
电路板规格	65mm x 60mm, 4 层, 2-oz 铜
效率	> 98.5%

### 1.3 方框图

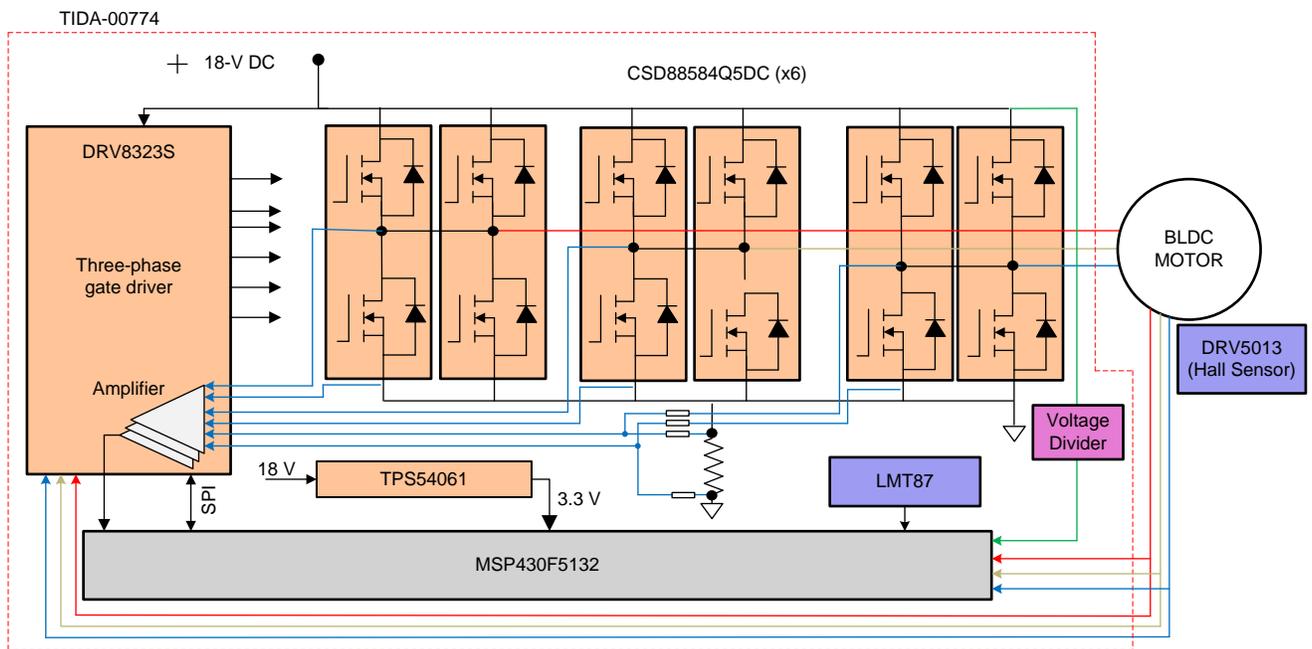


图 1. TIDA-00774 方框图

## 1.4 主要产品

### 1.4.1 CSD88584Q5DC

CSD88584Q5DC 40V 电源块是一种经过优化的设计，用于高电流电机控制应用，例如手持无绳园艺工具和电动工具等。该器件利用 TI 获得专利的堆叠裸片技术来最大限度地减小寄生电感，同时采用节省空间的热增强型 DualCool™ 5x6mm 封装，可提供完整半桥。该电源块器件的金属顶部暴露在外，可以实现简单的散热应用，将热量从封装顶部带离 PCB，从而在许多电机控制应用所要求的较高电流下，实现卓越的散热优化。

### 1.4.2 DRV8323

DRV8323 是一款适用于三相电机驱动应用的栅极驱动器优化。该器件带有三个半桥驱动器，每个驱动器都能够驱动一个高侧和一个低侧 N 通道 MOSFET。DRV832x 使用电荷泵为高侧和低侧 FET 生成合适的栅极电压驱动。DRV832x 支持高达 1A 的峰值栅极驱动拉电流和 2A 的峰值栅极驱动灌电流。DRV832x 可以由单个电源供电运行，支持 6V 至 60V 的宽输入电源范围。DRV8323 具有三个电流分流放大器，可实现对电流的精确测量，支持 100% 占空比，并且具有多级保护。栅极驱动器可通过 SPI 编程。

### 1.4.3 MSP430F5132

TI MSP430™ 系列的超低功耗 MCU 种类繁多，各成员器件配备不同的外设，适用于多种优化。其架构具有五种低功耗模式。该器件支持功能强大的 16 位精简指令集计算 (RISC) CPU、16 位寄存器和有助于获得最大编码效率的常数发生器。数控振荡器 (DCO) 可以让器件在不到 5μs 的时间内从低功耗模式唤醒至激活模式。

MSP430F51x2 系列是微控制器，配置有两个 16 位高分辨率计时器、两个通用串行通信接口 (USCI) USCI\_A0 和 USCI\_B0、一个 32 位硬件乘法器、一个高性能 10 位 200ksps 模数转换器 (ADC)、一个片上比较器、一个三通道直接存储器访问 (DMA)、5V 耐压 I/O，以及多达 29 个 I/O 引脚。计时器事件控制模块将不同的计时器模块连接在一起，并将外部信号路由到这些计时器模块中。此器件最高支持 25MHz 的系统频率。器件的工作温度为 -40°C 到 +85°C。

### 1.4.4 TPS54061

TPS54061 器件是一款 60V、200mA 同步降压 DC-DC 转换器，此转换器集成有高侧和低侧 MOSFET。它采用电流模式控制，可实现简单的外部补偿和灵活的组件选择。非开关电源电流为 90μA。使用使能引脚可将关断电源电流减少至 1.4μA。

欠压锁定在内部设定为 4.5V，但可采用使能引脚上的两个电阻将之提高。输出电压启动斜坡由内部缓启动时间控制。可调节开关频率范围可实现高效率 and 外部组件尺寸优化。TPS54061 集成有 MOSFET 和引导再充电二极管，并且采用小型 3.00mm × 3.00mm 热增强型 VSON 封装，最大限度减小了 IC 封装尺寸，从而实现了小型设计。

### 1.4.5 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 5.4μA。LMT87 支持穿孔式 TO-92 封装等封装方式，可安装于电路板上、电路板外、散热器上或多个独立位置。LMT87 在 -50°C 至 +150°C 的工作温度范围内可实现额定精度。

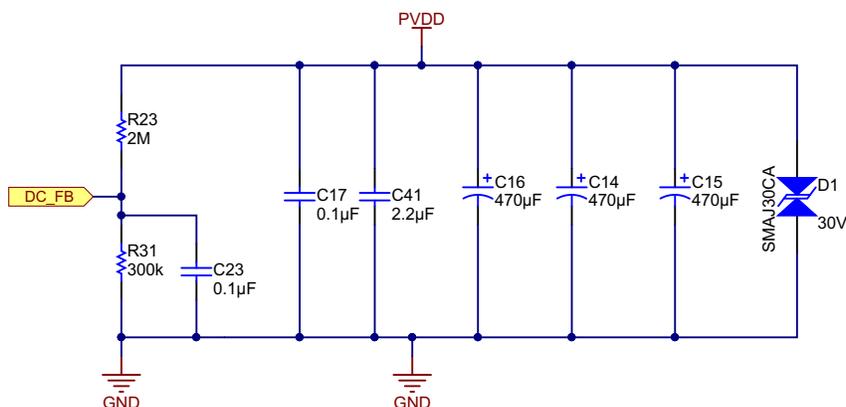
## 2 系统设计原理

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
- 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》(SPRABQ7)。

### 2.1 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器 C14、C15 和 C16 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%。这些电容器设置可承载高纹波电流。C17 用作连接 GND 的旁路电容器。D1 是瞬态电压抑制 (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（该网络由 R23、R31 和 C23 组成）进行调整，然后馈送至 MCU。假设 MCU ADC 输入的最高电压为 3.3V，则 MCU 可测量的最高直流输入电压的计算方式如公式 1 所示。

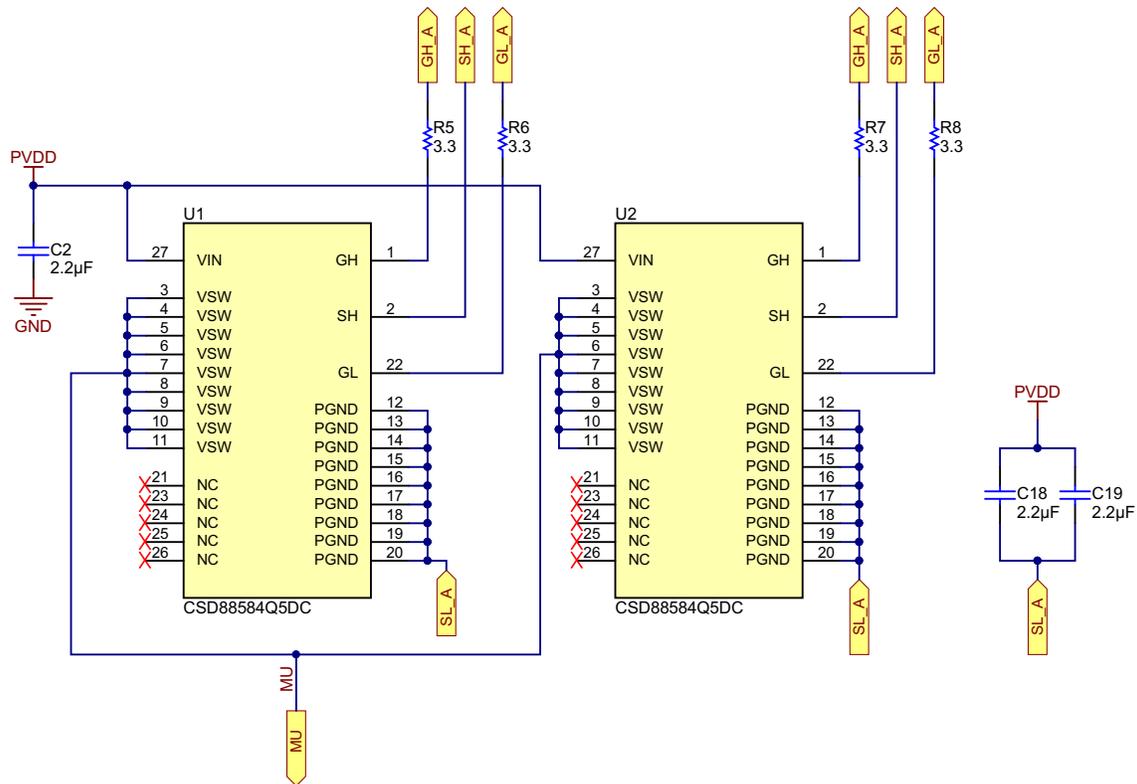
$$V_{DC}^{max} = V_{ADC\_DC}^{max} \times \frac{(300 \text{ k}\Omega + 2000 \text{ k}\Omega)}{300 \text{ k}\Omega} = 3.3 \times \frac{(300 \text{ k}\Omega + 2000 \text{ k}\Omega)}{300 \text{ k}\Omega} = 25.3 \text{ V} \quad (1)$$

假设此值有 20% 余量，则建议的系统最高输入电压为  $25.3 \times 0.8 = 20.25$ 。因此，对于最高工作电压为 21V 的功率级，此电压反馈电阻分压器非常适合。此外，这一选择还可以为在 6V 至 21V 电压下运行的系统提供最佳 ADC 分辨率。

## 2.2 功率级设计 — 三相逆变器

功率级由带有两个并联的 MOSFET 的三相逆变器组成。图 3 显示了功率级的一个桥臂，其中包括两个电源块。每个电源块包含两个 MOSFET，分别作为高侧和低侧 FET 进行连接。该器件利用 TI 获得专利的堆叠裸片技术来最大限度地减小寄生电感，同时采用节省空间的热增强型 DualCool 5x6mm 封装，可提供完整半桥。该电源块器件的金属顶部暴露在外，可以实现简单的散热应用，将热量从封装顶部带离 PCB，从而在许多电机控制应用所要求的较高电流下，实现卓越的散热优化。

去耦电容器 C18 和 C19 放置在靠近每个电源块的位置，以减少由于感应电阻器和功耗跟踪而增加的寄生电感所导致的电源线中的振荡。

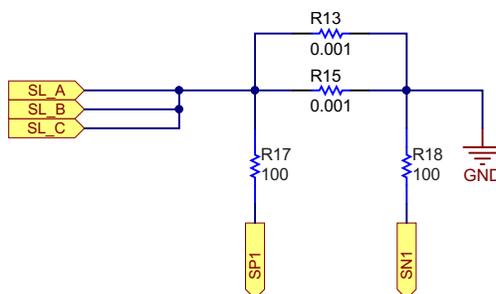


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 3. 三相 MOSFET 逆变器的原理图

注：将去耦电容器尽可能靠近相应的 MOSFET 桥臂进行连接，以便更好地去耦。去耦电容器的布局或位置不当会引起意外的 VDS 开关电压尖峰。

直流总线电流利用安装在直流总线返回路径上的电流分流电阻器 R13 和 R15 进行测量。感应电流通过电流分流放大器馈送至 MCU。感应电阻器主要用于测量电池平均电流。MOSFET 中的峰值电流可以通过监控 VDS 来测量。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 4. 用以实现电流感应的外部分流

## 2.2.1 并联 MOSFET 的设计注意事项:

并联 FET 时，电流共享非常重要。所有并联 FET 应该都能承载同样大的电流，让损耗均等分布。FET 操作可分为导通阶段和开关阶段。以下子章节介绍了其中每个阶段中影响电流共享的各种参数的影响。

### 2.2.1.1 导通阶段

在导通阶段中，FET 持续导通。在该阶段中，影响电流共享的主要参数是 FET 的  $R_{DS\_ON}$ 。如果 FET 的  $R_{DS\_ON}$  不相等，则具有最大导通电阻的 FET 将承载最小电流，具有最小导通电阻的 FET 将承载最大电流。因为 MOSFET 的导通电阻具有正温度系数，电流共享会得到自动调节。承载最大电流的 FET 具有最大导通损耗，这会导致 FET 的温度升高。FET 温度升高会导致 FET 的  $R_{DS\_ON}$  增加，这反过来会降低流经 FET 的电流。这种自动调节机制会让流经每个 FET 的电流随时间变化而趋于相同。

### 2.2.1.2 开关阶段

FET 开关阶段中的电流共享受栅极驱动电路中的不对称、电路寄生方面的差异以及器件参数（如跨导  $g_{FS}$ 、阈值电压  $V_{TH}$  以及输入电容  $C_{GD}$  和  $C_{GS}$ ）的变化影响。每个参数对电流共享的影响如下：

- 为了同时接通所有 FET，每个 FET 的栅极驱动电路必须非常相似。每个并联 FET 的栅极充电电流必须相等。栅极驱动器采用的栅极电压必须相同。此外，应用于不同 FET 的栅极至源极电压应该没有偏差。如果所有这些参数均保持在小容差范围内，则并联 FET 的动态负载电流共享保持相等。将所有这些参数保持在小容差范围内的一种方式是使用单栅极驱动器 IC 来驱动所有并联 FET。这可以确保 FET 的 VGS 之间的偏差最小，并且  $V_{GS}$  电压保持相同。通过选择具有小容差的栅极电阻器值，可以让进入每个 FET 中的栅极电流彼此接近。在布线中，栅极路径阻抗必须保持相同，这可以通过使用微型电源块实现。
- 源极 (LS) 和漏极 (LD) 电感等电路寄生会影响 FET 的接通和关断时间。如果一个 FET 的 LS 比其他 FET 高，则当电流流过 LS 时，其中会产生较高的电压。这会降低应用于 FET 的有效 VGS，进而降低影响动态电流共享的 FET 的接通速度。解决这一问题的一种方法是使布局对称，让每个 FET 的 LS 和 LD 彼此接近。匹配 LS 和 LD 还可以确保每个 FET 中的电流的上升和下降时间接近。
- FET 的阈值电压是影响电流共享的另一个重要参数。具有最低  $V_{TH}$  的 FET 会首先接通，并且会承载最大电流。因此，所选的 FET 应该具有小的  $V_{TH}$  容差。同一产品批次的 FET 通常具有足够接近的  $V_{TH}$ ，在通过一个 FET 的电流显著增加时，其他 FET 的栅极电压会相当快地达到其  $V_{TH}$ ，并且开始传导。此外，每个 FET 必须具有单独的栅极电阻。如果缺少单独的栅极电阻，并且所有栅极短接在一起，则首先达到其  $V_{TH}$  的 FET 会更快进入米勒区域，并且将其它 FET 的栅极钳制到其米勒电压，这会进一步减缓剩余 FET 的栅极电压的上升速度。这会显著影响接通过行为。 $V_{TH}$  还取决于温度。温度越高， $V_{TH}$  越低；这可以

确保 FET 更快接通，因此可能会导致失控的情况。因此，所有 FET 的温度必须保持相同。通过扩大铜平面来在 PCB 内分散热量改善这一点。

- FET 的跨导  $g_{FS}$  也会影响 FET 之间的动态电流共享。当栅极至源极电压发生变化时，具有最高  $g_{FS}$  的 FET 的漏极电流变化速度更快。因此，在接通过程中，具有最高  $g_{FS}$  的 FET 可传导最多电流，在关断过程中，具有最低  $g_{FS}$  的 FET 传导电流的时间更长。
- 输入栅极至源极电容  $C_{GS}$  和栅极至漏极电容  $C_{GD}$  也会影响动态电流共享。如果所有 FET 的栅极驱动都对称（即驱动电压和电流相等），则具有最低输入电容  $C_{ISS}$  的 FET 会首先达到其阈值电压，并在接通过程中承担最多电流。在关断过程中，具有最高输入电容的 FET 最后达到其阈值电压，并且传导电流的时间更长。要减少输入电容对电流共享的影响，必须使用单独的低电容栅极电阻器。

使用低电容值可以确保在  $C_{ISS}$  方面有差异的所有 FET 达到其阈值的时间相当接近。选择栅极电阻器是在抑制循环电流和减弱  $C_{ISS}$  和  $V_{TH}$  差异的影响之间的一个折衷过程。

### 2.2.2 选择感应电阻器

选择感应电阻值时，感应电阻器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。感应电阻器承载的总标称 RMS 电流为 60A，峰值电流为 120A（持续 3 秒）。高感应电阻值会增加电阻器的功率损耗。DRV8323 的内部电流分流放大器的输入偏移误差为 3mV。DRV8323 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，则选择感应电阻器时需确保电阻器中的感应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 电阻器作为感应电阻器时，在 60A<sub>RMS</sub> 时电阻器的功耗如公式 2 所示：

$$\text{Power loss in the resistor} = I_{RMS}^2 \times R_{SENSE} = 60^2 \times 0.0005 = 1.8 \text{ W} \quad (2)$$

在 120A 峰值电流时，使用公式 2 可计算得出电阻的功耗 = 7.2W（持续 3 秒）

本参考设计并联使用两个 1mΩ、5W 的电阻器。

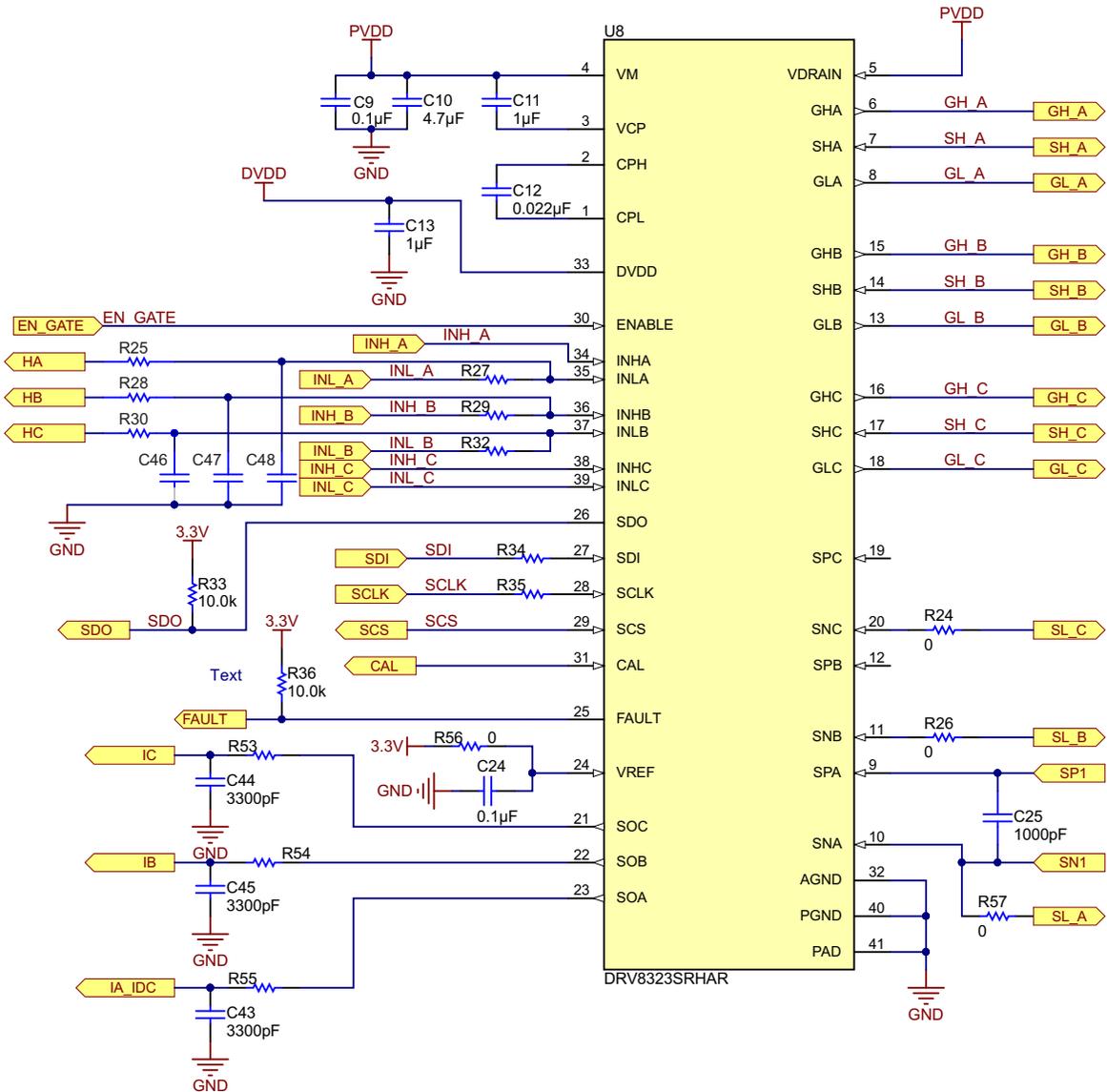
---

注： 用户可以考虑进一步降低感应电阻器的电阻以便减少功耗，并使用增益最大的电流感应放大器。

---

### 2.3 功率级设计 — DRV8323 栅极驱动器

图 5 是 DRV8323 栅极驱动器的原理图。C13 是必须放置在接近 IC 的位置上的 DVDD 去耦电容器。PVDD 是直流电源输入；在本例中，电池电压为 18V。使用一个 4.7 $\mu$ F 的电容器 (C10) 作为 PVDD 电容器。C11 和 C12 是电荷泵电容器。DRV8323 的 EN\_GATE 连接到 MCU。这有助于 MCU 启用或禁用 DRV8323 的栅极驱动输出。有关这些电容器的电压额定值和选择，请参见 DRV8323 产品说明书。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 5. DRV8323 栅极驱动器的原理图

### 2.3.1 DRV8305 的 栅极驱动器功能

DRV832x 集成了三个半桥栅极驱动器，每个驱动器都能够驱动高侧和低侧 N 通道功率 MOSFET。电荷泵加倍器可在宽工作电压范围内为高侧 MOSFET 提供适合的栅极偏置电压，此外还提供 100% 占空比支持。内部 LDO 可为低侧 MOSFET 提供栅极偏置电压。DRV832x 会实现一个智能栅极驱动器，让用户可以即时调整栅极驱动电流，而无需使用限制电流的栅极驱动电阻器。该器件可以通过 SPI 或在硬件接口的 IDRIVE 引脚上调整电流。

DRV832x 栅极驱动器采用一个适用于高侧和低侧驱动器的可调整、互补推挽拓扑。该拓扑让用户能够对外部 MOSFET 栅极进行强上拉和强下拉。栅极驱动器通过 IDRIVE 和 TDRIVE 设置来支持可调整峰值电流和持续时间设置。这让用户可以调整外部 MOSFET 转换率，并提供额外的系统保护。

DRV832x 栅极驱动器的峰值拉电流和灌电流可以通过器件寄存器或外部引脚 IDRIVE 进行调整。MOSFET VDS 转换率的控制是一个重要参数，用于优化发射辐射和系统效率。上升和下降时间也影响二极管恢复峰值的耗能和持续时间，还影响与  $dv/dt$  相关的接通。在更改栅极驱动器状态时，峰值电流（IDRIVE 拉电流或灌电流）会持续一段固定的时间（TDRIVE），在此期间，栅极电容会完全充电或完全放电。TDRIVE 到期后，器件会使用固定保持电流（IHOLD）将栅极保持在所需状态（上拉或下拉）。在高侧接通过程中，低侧栅极会被强下拉拉低。这可防止低侧 MOSFET 的栅极至源极电容被诱导接通。

固定的 TDRIVE 时间可确保在异常情况下（例如 MOSFET 栅极短路或 MOSFET VGS 钳位意外开启），通过 DRV832x 栅极驱动器的高峰值电流的能量不超过 TDRIVE 期间的峰值电流。这有助于防止栅极驱动引脚和外部 MOSFET 受损。

所选的 TDRIVE 时间必须长于为栅极电容充电或放电所需的时间。最初选择的 IDRIVE 和 TDRIVE 应基于系统中使用的外部 MOSFET 的参数和所需的上升和下降时间。TDRIVE 不会增加 PWM 时间，在激活的情况下，收到 PWM 指令后便会终止。建议一开始为 TDRIVE 选择一个比外部 MOSFET 的开关上升和下降时间长约两倍的时间。请参阅 DRV832x 了解更多详细信息。

### 2.3.2 DRV8323 内的电流分流放大器

DRV8323S 上的感应放大器可配置为放大低侧 FET 的电压。在这种运行模式下，请不要连接 SPX 引脚。放大器的正输入从内部连接至 SHX 引脚。一个内部钳位会阻止 SHX 引脚上的高电压破坏感应放大器输入。

将 CSA\_FET 的位数设置为“1”时，低侧 VDS 监视器的负基准将自动设置为 SNX，不受 LS\_REF 位的状态的影响。这样可以防止低侧 VDS 监视器被禁用。如果系统要在 FET 感应模式下运行，请务必将 SHX 和 SNX 引脚连接到低侧 FET 的漏极和源极间的开尔文连接。

在 FET 感应模式下运行时，放大器会在 TDRIVE 结束时启用。此时，放大器输出连接到 SHX，SOX 输出将会生效。每当低侧 FET 接收到关闭信号时，放大器输入就会短接在一起。GLX 较低时，SPX 和 SNX 会进行内部短接。

分流放大器具有以下特性：

- 可单独编程和校准
- 可支持双向和单向电流感应
- 可通过 SPI 寄存器进行四种可编程的增益设置（5、10、20 和 40V/V）
- 可编程输出偏置调节：VREF 或 VREF/2
- 放大器输出的可编程消隐时间
- 可以使用放大器监控通过半桥的电流，该电流的估算方式如公式 3 所示：

$$SO_x = \frac{VREF}{2} + (I \times CSA\_GAIN \times R_{DS\_ON}) \tag{3}$$

图 6 是电流感应放大器的简化框图。

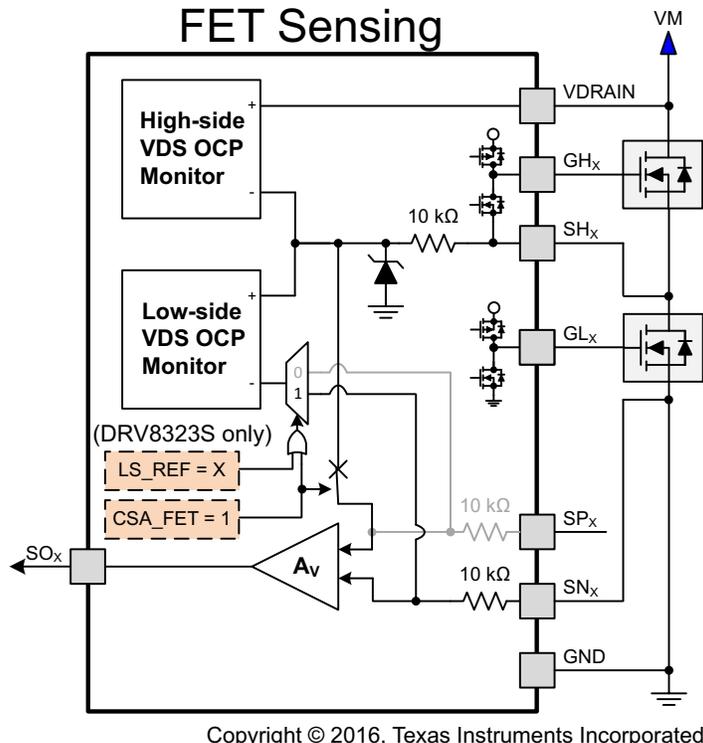


图 6. DRV8323 电流分流放大器的简化框图

### 2.3.3 DRV8323 中的 特性 特性

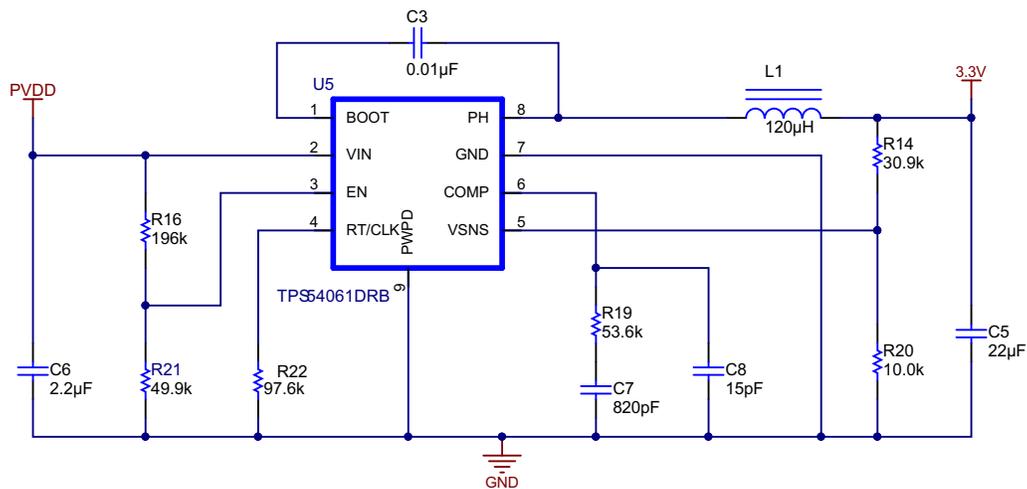
DRV8323 集成了以下保护特性，这些特性有助于保持功率级的可靠性：

- VM 欠压闭锁
- VCP 欠压闭锁
- VDS 过流保护
- SENSE 过流保护
- 栅极驱动器故障
- 热关断
- 热警告

有关更多详细信息，请参阅 DRV8323 产品说明书。

### 2.4 功率级设计 — 18V 至 3.3V 直流/直流转换器

图 7 显示了 18V 至 3.3V 直流/直流降压稳压器的原理图。表 2 显示了用于此 TI 设计的降压转换器的规格。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 7. 18V 至 3.3V 直流转换器

表 2. 18V 至 3.3V 直流/直流降压稳压器的设计要求和规格

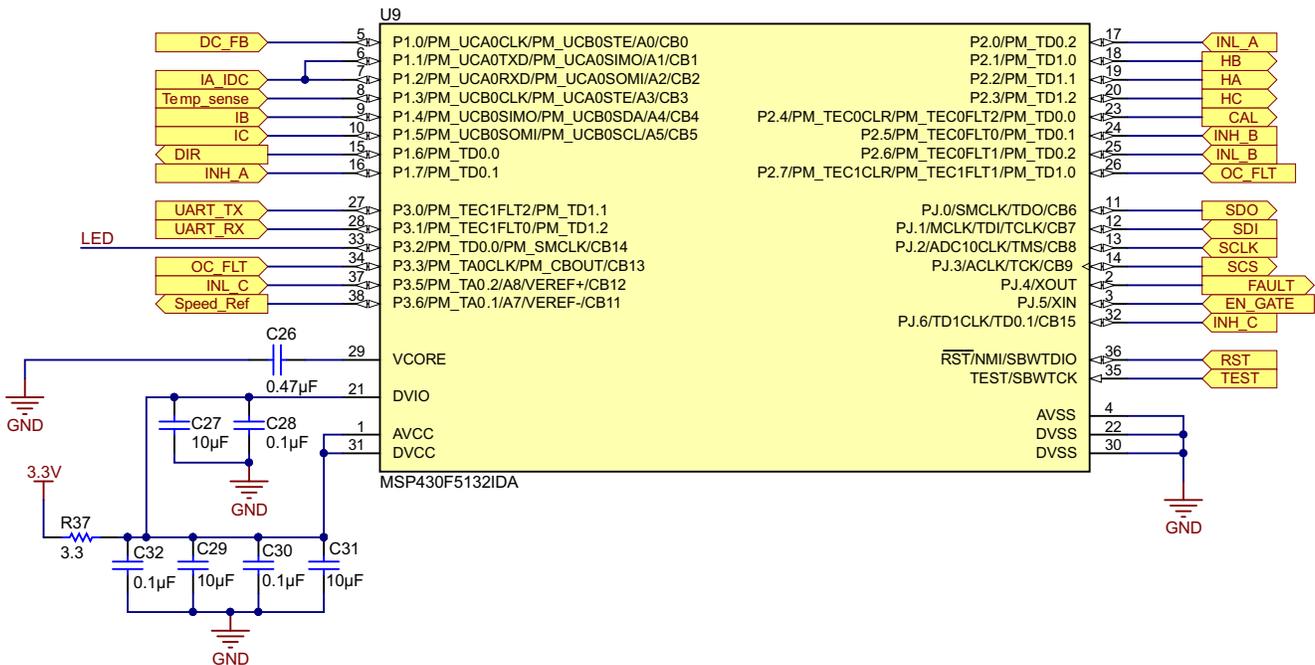
参数	设计要求
导通模式	连续导通模式 (CCM)
输出电压	3.3V
50mA 至 150mA 负载阶跃瞬态响应	$\Delta V_{OUT} = 4\%$
最大输出电流	200mA
输入电压	18V (额定), 6V 至 21V
输出电压纹波	$V_{OUT}$ 的 0.5%
启动输入电压 ( $V_{IN}$ 上升)	6V
停止输入电压 ( $V_{IN}$ 下降)	7V

有关降压转换器的详细设计，请参阅 TPS54061 产品说明书。

## 2.5 功率级设计 — 微控制器 MSP430

图 8 显示了 MSP430F5132 MCU 配置的原理图。电阻器 R37 用于限制 MSP430F5132 电源引脚的  $dV/dt$ 。TIDA-00774 参考设计使用  $10\mu F$  去耦电容器。并且添加了一个  $0.1\mu F$  电容器，以便在高频率下获得优异性能。

MCU 的计时器 D 用于 PWM 生成。计时器的 TD0.1 实例及相应引脚被映射到高侧开关 PWM。计时器的 TD0.2 实例及相应引脚被映射到低侧开关 PWM。TIDA-00774 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。

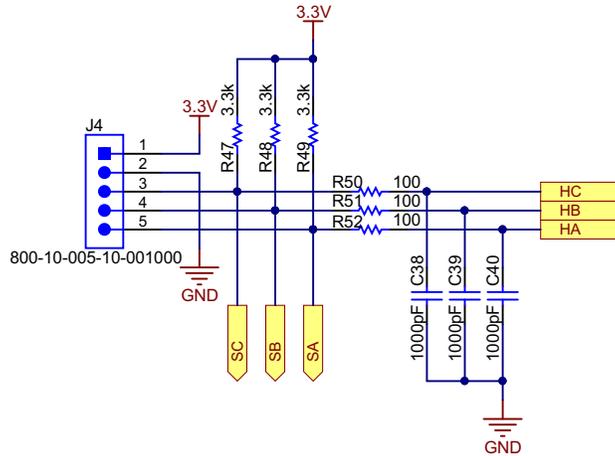


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 8. MSP430F5132 原理图

## 2.6 功率级设计 — 霍尔传感器接口

图 9 显示了电机与电路板之间的霍尔传感器接口。3.3V 电源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。R47、R48 和 R49 用作上拉电阻。R50、R51 和 R52 以及 C38、C39 和 C40 在霍尔传感器输入端构成噪声滤波器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 9. 霍尔传感器连接器原理图

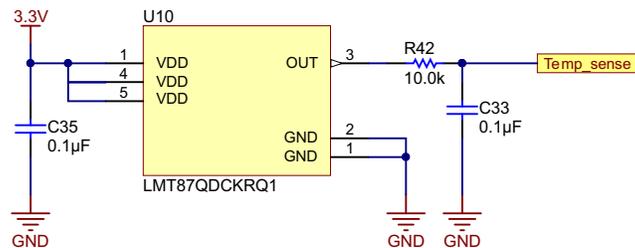
注：霍尔传感器接头应当与绕组接头匹配，以便确保 BLDC 电机正常运行。

## 2.7 温度感测

图 10 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。

温度传感器放置在 MOSFET 附近，而温度传感器的输出用于校准 VDS 感应信号。MOSFET 的  $R_{DS\_ON}$  因温度而异，因此，需对为感应电流而在 FET 上测量的 VDS 进行校准，以便通过 VDS 感应实现准确的电流测量。

注：设计中必须考虑电路板中的温度梯度，以便根据  $R_{DS\_ON}$  随温度的变化幅度正确校准多个 FET 的 VDS。



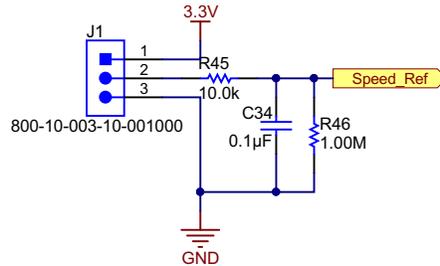
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 10. 温度传感器原理图

## 2.8 功率级设计 — 外部接口选项和指示

### 2.8.1 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 MCU 的 ADC。具体电路如图 11 所示。POT 通过 3.3V 电源供电。20k POT 可从外部连接到跳线 J1。将 POT 的固定端子与 J1 的端子 1 和 3 连接，将 POT 的中点与 J1 的端子 2 连接。



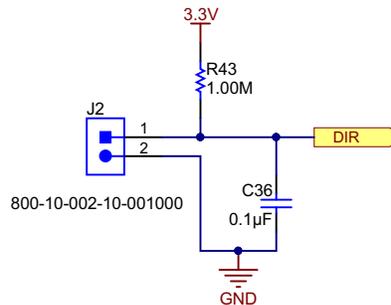
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 11. 用于速度控制电位计连接原理图

电阻 R46 用于确保在 POT 端子断开时速度控制基准值为零。

### 2.8.2 旋转方向 — 数字输入

跳线 J2 (如图 12 所示) 用于设置电机的旋转方向。闭合或断开跳线可以更改旋转方向。

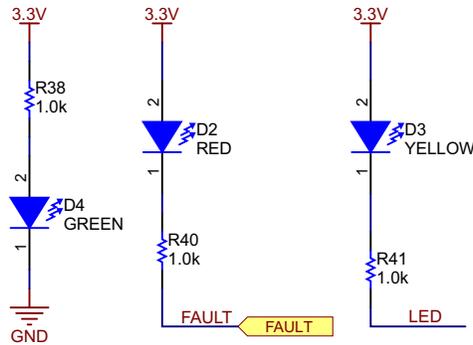


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 12. 用于更改旋转方向的数字输入

### 2.8.3 LED 指示灯

图 13 显示了板上提供的 LED 指示灯。LED D4 指示电路板上的 3.3V，D2 与来自 DRV8323 的故障 (FAULT) 信号连接，D3 由 MCU 内的数字 I/O 驱动。

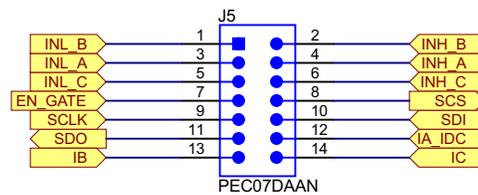


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 13. LED 指示灯原理图

### 2.8.4 用于外部监控和控制的信号接口连接器

图 14 显示了用于外部监控和控制的信号接口连接器。电路板上的所有信号都通过连接器 J5 提供。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 14. 用于外部监控和控制的信号接口连接器

### 3 硬件和软件入门

#### 3.1 硬件

##### 3.1.1 TIDA-00774 的连接配置

图 15 显示了 TIDA-00774 的连接配置，其具有下列特性：

- 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端输出：这些相位输出接头用于连接三相 BLDC 电机绕组，分别标有 PHASE A、PHASE B 和 PHASE C，如图 15 所示。
- 三引脚连接器 J1：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。
- 双引脚连接器 J2：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。
- 四引脚连接器 J3：该连接器是用于 MSP430F5132 MCU 的编程连接器。编程 MSP430F5132 时采用两线制 Spy-Bi-Wire 协议。
- 五引脚连接器 J4：该接口用于连接电机的霍尔位置传感器
- 14 引脚连接器 J5：该引脚提供电路板上的所有信号。该连接器可用于外部监控或控制。
- 双引脚连接器 J6：该连接器用于外部 UART 通信接口。RX 和 TX 引脚可用于启用与外部 BLE 或 Wi-Fi 的通信。

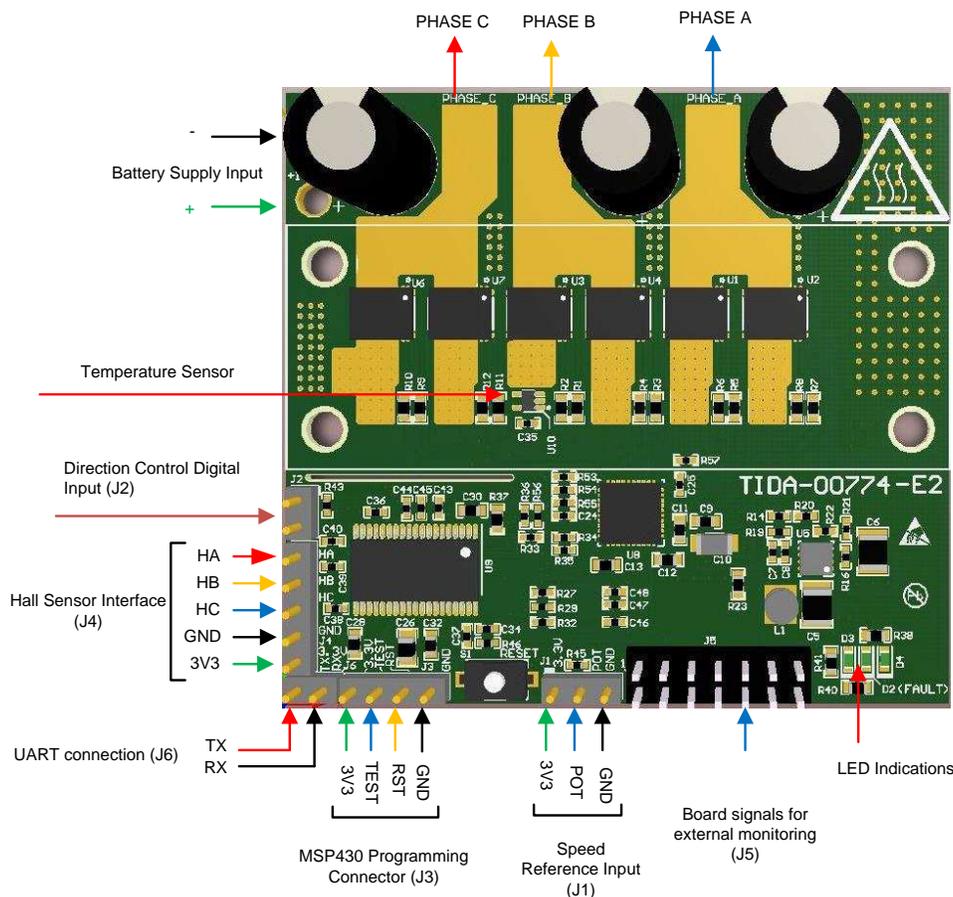
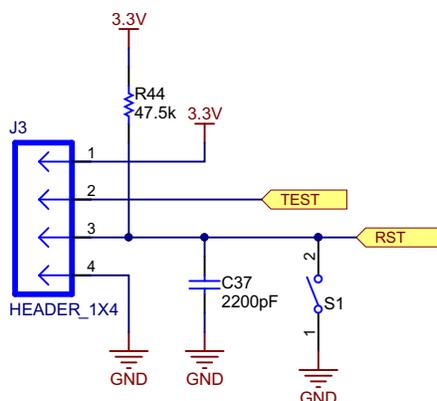


图 15. TIDA-00774 PCB 连接器

### 3.1.2 MSP430 的编程

编程 MSP430F5132 MCU 时采用两线制 Spy-Bi-Wire 协议。图 16 显示了 TIDA-00774 电路板上的四引脚编程连接器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 16. MSP430F5132 编程连接器

请参阅 <http://www.ti.com.cn/product/cn/MSP430F5132/toolsoftware#devtools> 了解使用外部 JTAG 接口编程时可以选择的选项。

下列内容简要介绍了电路板自身提供编程电源电压时 MSP430F5132 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 6V 直流输入，并且电路板内产生 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 MCU 进行编程。

### 3.1.3 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 6V 直流输入，并且电路板内产生 3.3V 电压。
2. 编程 MCU，详情请参见节 3.1.2。
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 J4 连接，并确保绕组接头与霍尔传感器接头相匹配。
5. 在接口 J1 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 8V 直流。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 电压以更改速度。
9. 要改变方向，请关闭直流输入，闭合跳线 J2，然后再接通直流输入。

## 3.2 软件

### 3.2.1 系统 特性

TIDA-00774 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 DRV8323S 的 VDS 感应功能提供逐周期过流保护和门锁保护

TIDA-00774 固件系统组件如表 3 所示。

**表 3. TIDA-00774 固件系统组件**

系统组成部分	说明
开发和仿真	Code Composer Studio™ v5.5
目标控制器	MSP430F5132
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	用于霍尔传感器变化的端口 2 中断 CPU 计时器 D – 实现 20kHz ISR 执行速率 ADC 中断
PWM 生成 — 计时器配置	高侧 PWM: 计时器 TD0.1, 25MHz 时钟, OUTMOD[2:0]= 2, PWM 频率设置为 20kHz 低侧 PWM: 计时器 TD0.2, 25MHz 时钟, OUTMOD[2:0]= 6, PWM 频率设置为 20kHz
位置反馈 — 霍尔传感器信号	P2.2 → HA P2.1 → HB P2.3 → HC
用于过流保护的比较器配置	CB2/P1.2 → CSA 输出 (-ve 比较器输入) 内部 VREF (+ve 比较器输入) CBOUT/P3.3 → 比较器输出 PM_TEC1FLT1 → PWM 关闭输入
ADC 通道分配	A0 → 直流总线电压感应 A1 → 低侧直流总线电流感应/A 相低侧 MOSFET VDS 感应 A3 → PCB 或 FET 温度反馈 A4 → B 相低侧 MOSFET VDS 感应放大器输出 A5 → C 相低侧 MOSFET VDS 感应放大器输出 A7 → 外部电位计的速度基准值
DRV8323 — SPI 编程引脚连接	PJ.0 → SDO PJ.1 → SDI PJ.2 → SCLK PJ.3 → SCS
DRV8323 — 数字输入与输出	PJ.5 → EN_GATE PJ.4 → FAULT P2.4 → CAL
MCU 数字输入与输出	P1.6 → 电机旋转方向 P3.2 → LED3

### 3.2.2 定制参考代码

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 625 //PWM Frequency (Hz) = 25MHz/((2*PWM_PERIOD)-1)
#define MAX_DUTYCYCLE 625 //relative to PWM_PERIOD
#define MIN_DUTYCYCLE 50 //relative to PWM_PERIOD
#define ACCEL_RATE 320 // 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 * 0.04 uS (for 25MHz clock)
#define Block_Rotor_Duration 1250 //Blocked_rotor shut off time(s) =
Block_Rotor_Duration*30000/clock frequency
```

#### 3.2.2.1 PWM\_PERIOD

PWM\_PERIOD 设置 Timer\_D0 的捕捉和比较寄存器 0 内的数值。Timer\_D 初始化为以 25Mhz 频率运行；请参阅公式 4 来计算 PWM 频率。TIMER\_D PWM 配置为上升/下降模式。

$$\text{PWM Frequency (Hz)} = \frac{25 \text{ MHz}}{((2 \times \text{PWM\_PERIOD}) - 1)} \quad (4)$$

例如，当 PWM\_PERIOD = 625 时：

$$\text{PWM Frequency (Hz)} = \frac{25 \text{ MHz}}{((2 \times 625) - 1)} \approx 20 \text{ kHz}$$

#### 3.2.2.2 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。

#### 3.2.2.3 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。

#### 3.2.2.4 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：

$$\text{ACCEL\_RATE} = \frac{10 \text{ s} \times 20 \text{ kHz}}{1 \times 625} = 320$$

### 3.2.2.5 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。

$$\text{Blocked rotor PWM turnoff time(s)} = \frac{\text{Block\_Rotor\_Duration} \times 30000}{25 \text{ MHz}} \quad (7)$$

其中，25MHz 是 TIMER\_D 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：

$$\text{Block\_Rotor\_Duration} = 1.5 \times \frac{25 \text{ MHz}}{30000} = 1250$$

### 3.2.3 配置 DRV8323 寄存器 (drv8323.c)

您可以通过选择和修改文件“drv8323.c”来更改 DRV8323 的寄存器设置。请参见函数“DRV8x\_Analog\_Init()”，用修改的值来初始化 DRV8323。该函数的代码片段如下所示。

```
void DRV8x_Analog_Init(void)
{
    SPI_Write(0x03, 0x03BF);
    delay_lms(1);
    SPI_Write(0x03, 0x03BF);
    delay_lms(1);
    SPI_Write(0x02, 0x0100);
    delay_lms(1);
    SPI_Write(0x04, 0x06FF);
    delay_lms(1);
    SPI_Write(0x05, 0x0160);
    delay_lms(1);
    SPI_Write(0x06, 0x0683);
    delay_lms(1);
}
```

请参阅 DRV8323 产品说明书以详细了解寄存器设置。

### 3.2.4 初始化 DRV8323 与 MSP430 之间的 SPI 通信 (drv8323.h)

DRV8323 的寄存器初始化通过 SPI 通信完成。SPI 通信引脚与 MSP430 的端口连接。

请参阅“drv8323.h”来分配和初始化用于 SPI 通信的 MSP430 端口。TIDA-00774 参考设计使用的端口连接如表 4 所示。

表 4. DRV8323 和 MSP430 之间的 SPI 通信接口

DRV8323 引脚	MSP430G2553 引脚
SDO	PJ.0
SDI	PJ.1
SCLK	PJ.2
SCS	PJ.3

按照硬件映射修改 SPI GPIO 设置。对于 TIDA-00774，映射如下列代码片段所示。

```
#define CPU_FREQ_MHZ (25)
/*****
 * SPI GPIO Settings (Modify according to hardware mapping)
 *****/
#define M1_SCLK_HIGH (PJOUT |= BIT2)
#define M1_SCLK_LOW (PJOUT &= ~BIT2)
#define M1_SDI_HIGH (PJOUT |= BIT1)
#define M1_SDI_LOW (PJOUT &= ~BIT1)
#define M1_SDO_LEVEL ((PJIN &= BIT0)?(1):(0))
#define M1_nSCS_HIGH (PJOUT |= BIT3)
#define M1_nSCS_LOW (PJOUT &= ~BIT3)
```

### 3.2.5 在 Code Composer Studio (CCS) 中运行项目

要在 CCS 中运行该项目：

1. 安装 CCS 并导入项目“TIDA-00774\_Firmware\_V1.0”。
2. 通读节 3.2.2 以定制代码。
3. 按照节 3.1.2 所述使用外部电源为电路板上电，并连接编程器。
4. 编译和调试修改后的项目，将代码下载至 MSP430F5132。

## 4 测试和结果

### 4.1 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。

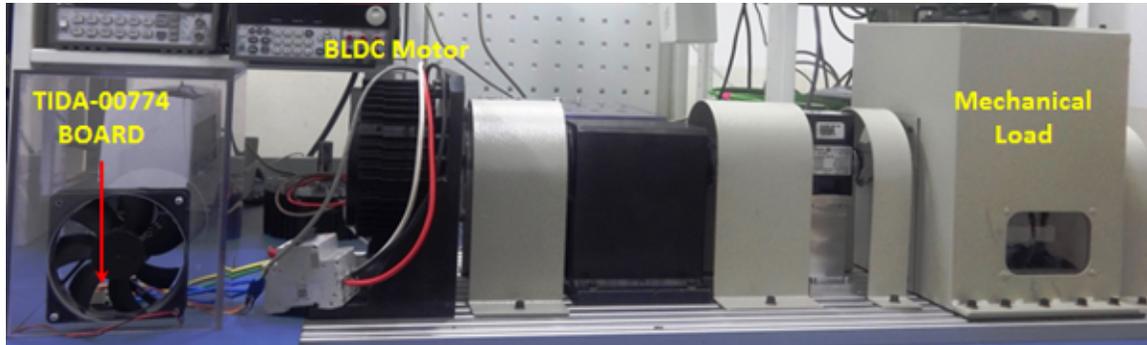


图 17. 电路板和电机测试装置

### 4.2 测试数据

#### 4.2.1 功能测试

##### 4.2.1.1 由降压转换器生成的 3.3V 电源

图 18 显示了 TPS54061 降压转换器生成的 3.3V 电源。3.3V 电压轨中的纹波如图 18 所示。

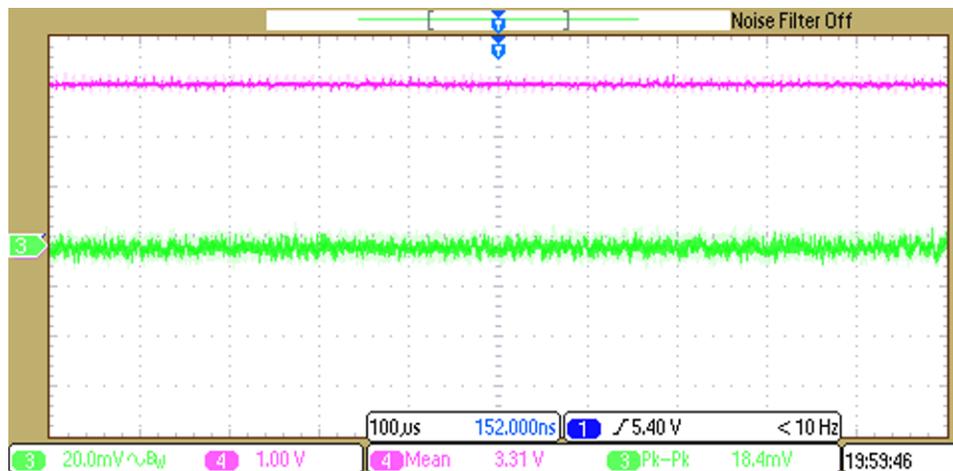


图 18. 降压转换器生成的 3.3V 输出电压以及 3.3V 电压纹波

### 4.2.1.2 由栅极驱动器生成的栅极驱动电压

图 19 显示了直流总线电压为 18V 直流时，DRV8323 的栅极驱动输出电压及其对应的 MCU PWM 信号。栅极驱动电压约为 11V，这意味着可以实现标准 MOSFET 的有效栅极驱动。

图 20 显示了直流总线电压为 8V 时 DRV8323 的栅极驱动电压，这是放电锂离子电池可提供的最小电压。栅极驱动输出电压约为 6.5V。

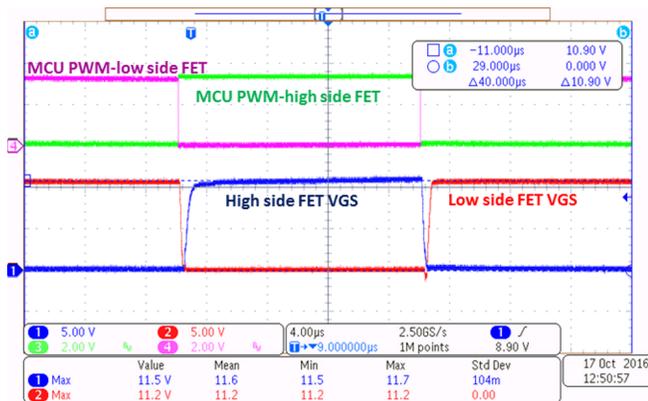


图 19. 18V 直流时的低侧和高侧栅极驱动电压

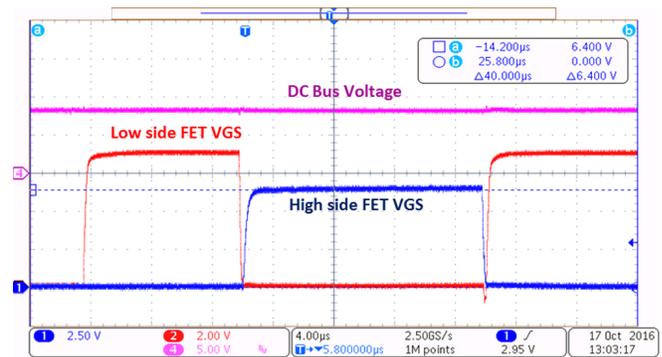


图 20. 8V 直流时的高侧和低侧栅极驱动电压

### 4.2.1.3 DRV8323 的死区时间

图 21 和图 22 显示了 DRV8323 的高侧和低侧栅极-源极电压，其中显示了在 PWM 的两个边缘由 DRV8323 插入的死区时间。死区被编程为 100ns。DRV8323 在完成 VGS 握手后插入死区时间。

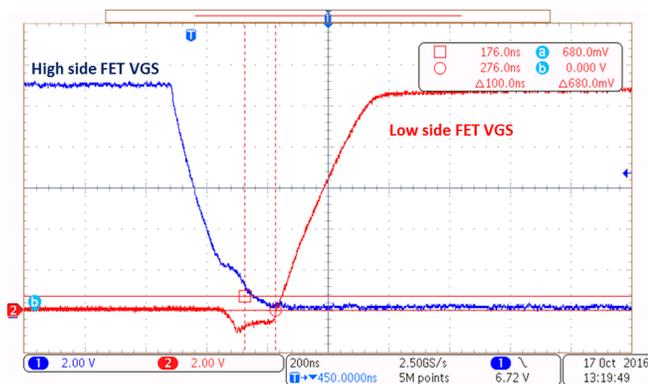


图 21. 低侧 VGS 上升沿的死区时间

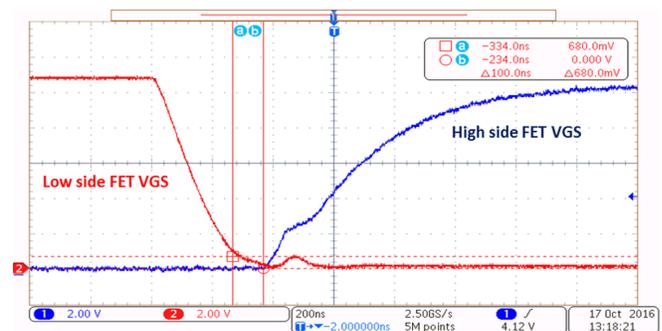


图 22. 低侧 VGS 后缘的死区时间

### 4.2.1.4 MOSFET 开关波形

图 23 和图 26 显示了在 DRV8323 (IDRIVE) 的总栅极电流设置为 680mA 拉电流和 2A 灌电流时，低侧和高侧 MOSFET 的 VDS 和 VGS 波形。该设计使用两个并联 FET。因此，每个 FET 的栅极驱动电流为 340mA 拉电流和 1A 灌电流。每个 FET 的开关波形都通过 3.3Ω 栅极电阻捕获。开关波形没有任何过压振荡，这是因为：

- 电源块在同一封装内集成了高侧和低侧开关，这有助于减少寄生电感，进而减少相位节点电压振荡。
- 带转换率控制功能的电流控制型栅极驱动器有助于优化开关过程。
- 栅极驱动器的 IDRIVE/TDRIVE 功能有助于对栅极电流进行调整，进而优化开关过程。

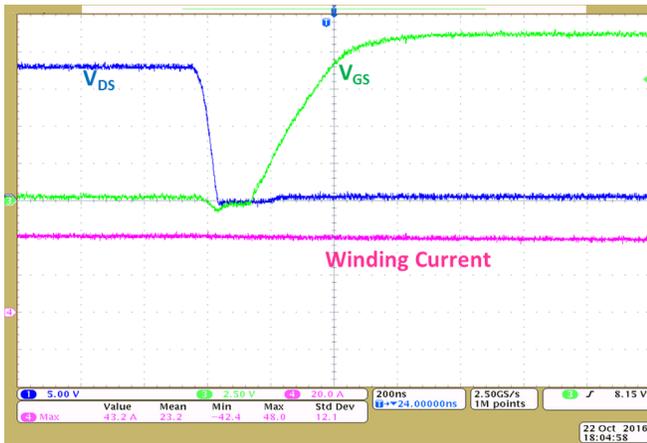


图 23. 接通 — 43A 绕组电流时的低侧 VGS 和 VDS

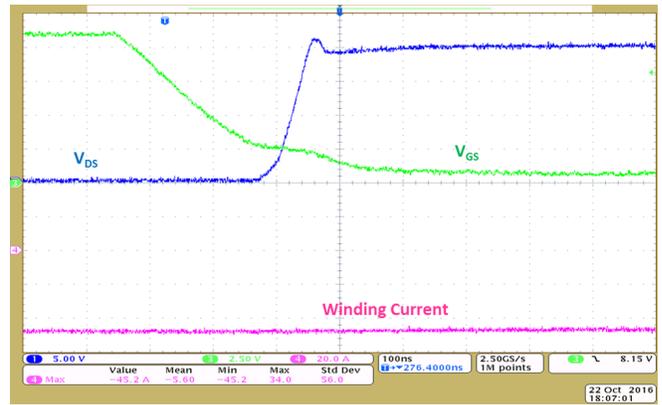


图 24. 关断 — 45A 绕组电流时的低侧 VGS 和 VDS

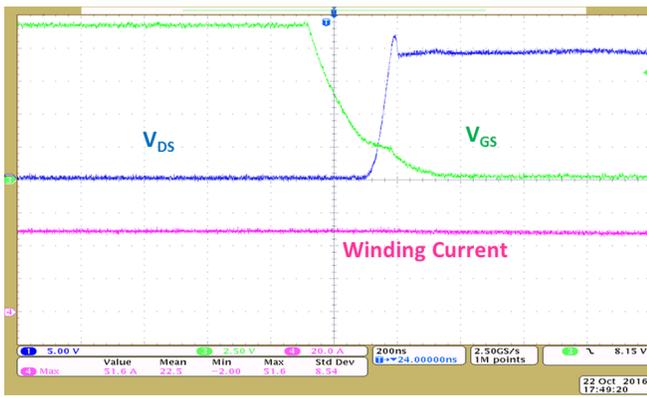


图 25. 关断 — 52A 绕组电流时的高侧 VGS 和 VDS

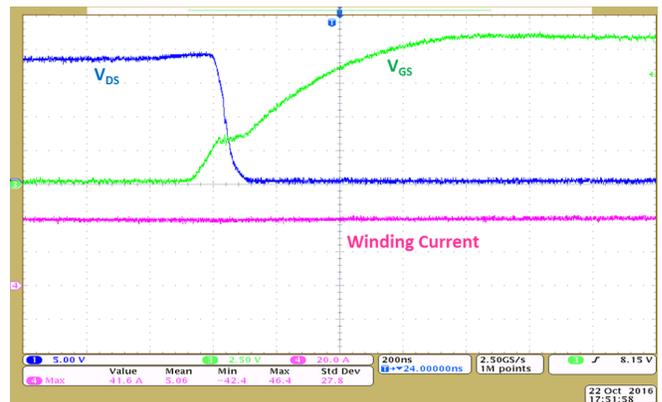


图 26. 接通 — 42A 绕组电流时的高侧 VGS 和 VDS

#### 4.2.1.5 开关期间并联 FET 的 V<sub>GS</sub> 偏斜

图 27 至图 30 的波形显示了与并联 FET 比较时 V<sub>GS</sub> 中的偏斜。每个 FET 的栅极驱动电流都设置为 340mA 拉电流和 1A 灌电流。电流控制型栅极驱动器和栅极驱动器电路路径中的低寄生有助于在开关期间实现动态特性并确保正确的动态电流共享。3.3Ω 外部栅极电阻用于限制并联 FET 的栅极-源极之间的循环电流。如果使用单个 MOSFET，则无需使用外部栅极电阻。

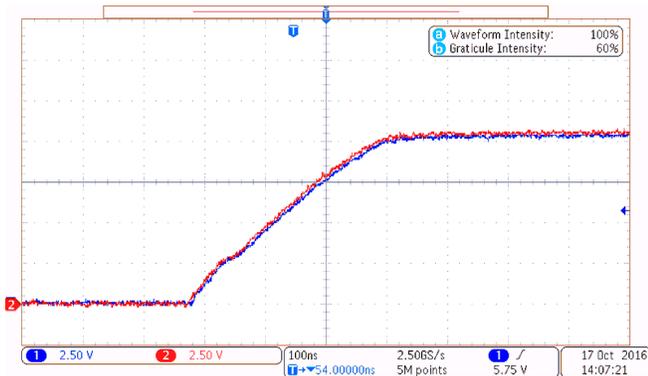


图 27. 低侧 FET 接通 VGS

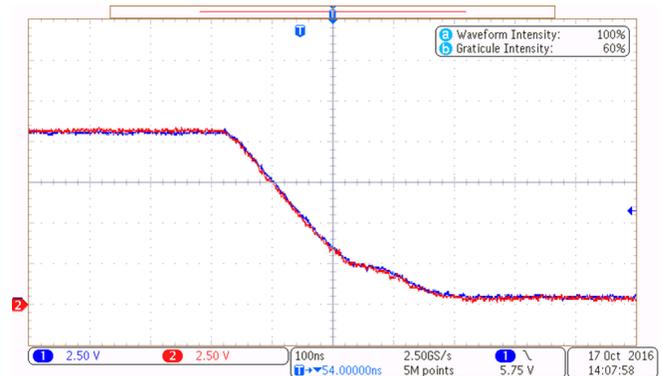


图 28. 低侧 FET 关断 VGS

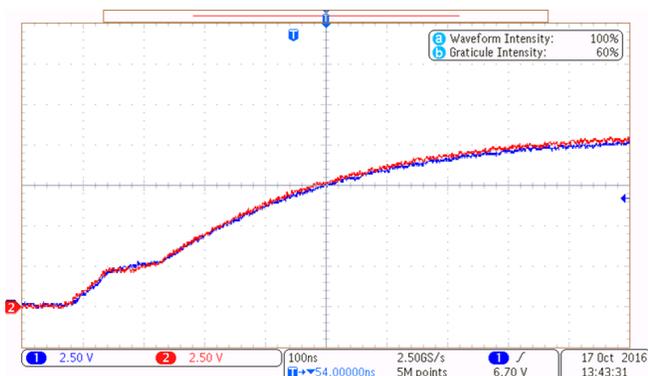


图 29. 高侧 FET 接通 VGS

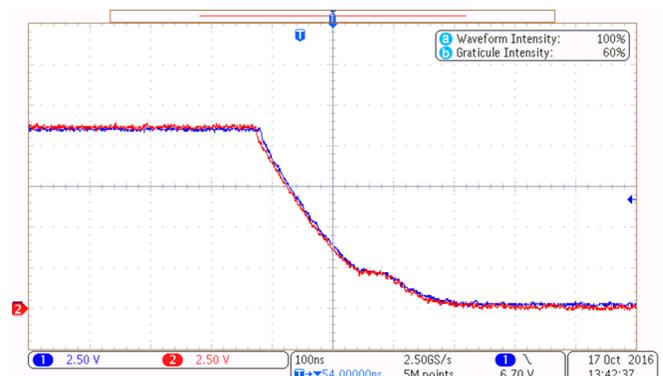


图 30. 高侧 FET 关断 VGS

## 4.2.2 负载测试

我们采用图 17 中的测试设置，使用外部 BLDC 电机和负载测试 TIDA-00774 电路板。

### 4.2.2.1 不使用散热器的负载测试

图 31 显示了 18V 直流输入和 33A RMS 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。测试结果如表 5 所示。该测试是在 100% 占空比下进行的。图 32 显示了在电路板持续运行 10 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 87.9°C。

表 5. 100% 占空比下不使用散热器的负载测试结果

VDC (V)	IDC (A)	绕组电流 (RMS) (A)	占空比	输入功率 (W)
18	38	33	100%	680

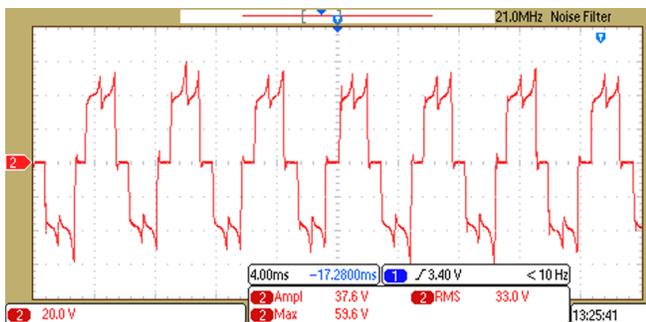


图 31. 18V 直流输入、33A RMS 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

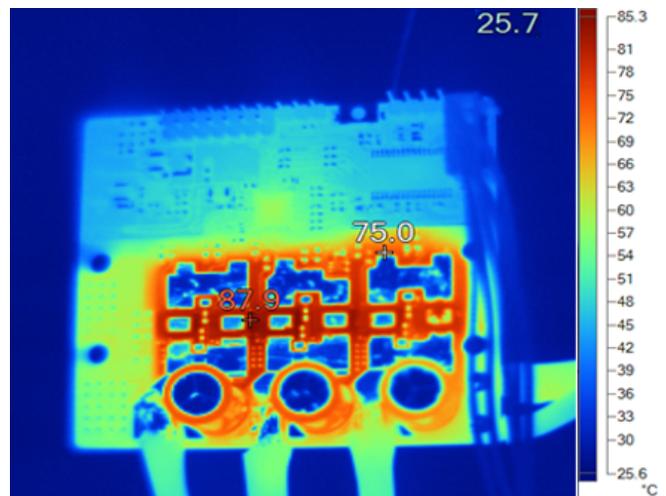


图 32. 18V 直流输入、33A<sub>RMS</sub> 绕组电流、100% 占空比时的热影像

图 33 显示了 18V 直流输入和 31.8A RMS 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。测试结果如表 6 所示。该测试是在 90% 占空比下进行的。图 34 显示了在电路板持续运行 10 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 88.9°C。

表 6. 90% 占空比下不使用散热器的负载测试结果

VDC (V)	IDC (A)	绕组电流 (RMS) (A)	占空比	输入功率 (W)
18	33	31.8	90%	594

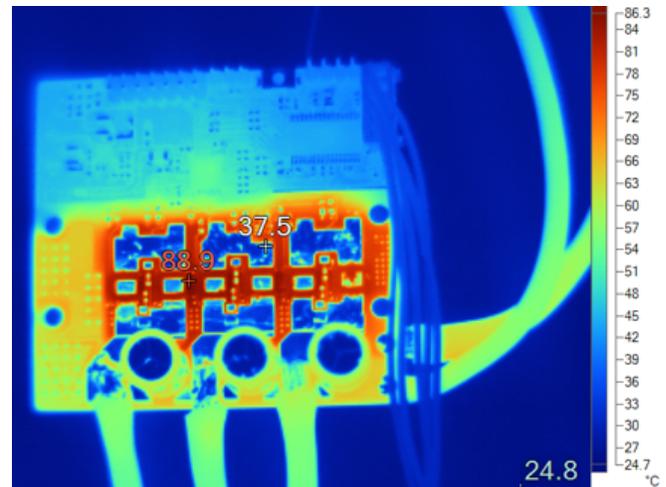
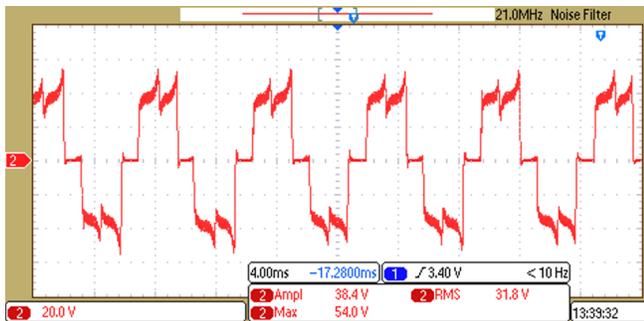


图 33. 18V 直流输入、31.8A RMS 绕组电流、90% 占空比时的负载测试结果

图 34. 18V 直流输入、31.8A RMS 绕组电流、90% 占空比时的热影像

#### 4.2.2.2 使用散热器的负载测试

图 35 显示了使用散热器后 18V 直流输入和 42A RMS 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。测试结果如表 7 所示。该测试是在 100% 占空比下进行的。图 36 显示了在电路板持续运行 10 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 85.3°C。

表 7. 100% 占空比下使用散热器的负载测试结果

VDC (V)	IDC (A)	绕组电流 (RMS) (A)	占空比	输入功率 (W)
18	48	42	100%	864

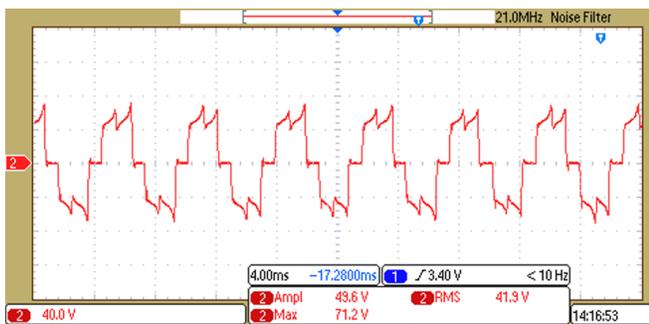


图 35. 18V 直流输入、42A RMS 绕组电流、100% 占空比时的负载测试结果

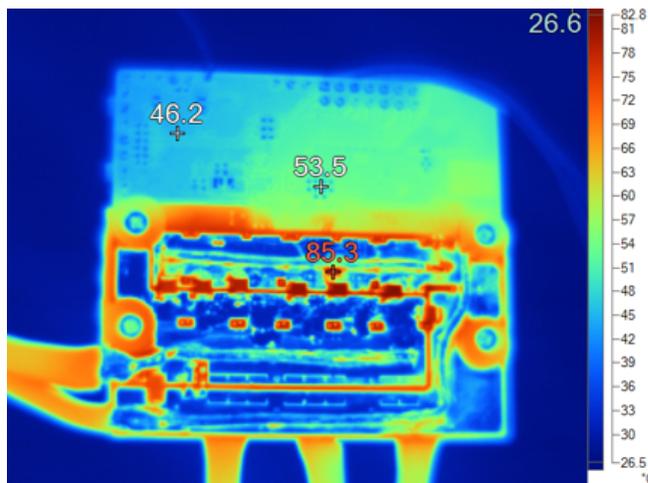


图 36. 18V 直流输入、42A RMS 绕组电流、100% 占空比时的热影像

#### 4.2.2.3 使用散热器且有气流条件下的负载测试

图 37 显示了使用散热器后 200LFM 气流、18V 直流输入和 48.2A RMS 绕组电流时的电机绕组电流和绕组电压波形。测试结果如表 8 所示。该测试是在 95% 占空比下进行的。图 38 显示了在电路板持续运行 10 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 86.2°C。

表 8. 使用散热器且有气流时 95% 占空比条件下的负载测试结果

VDC (V)	IDC (A)	绕组电流 (RMS) (A)	占空比	输入功率 (W)
18	56	48.2	95%	1008

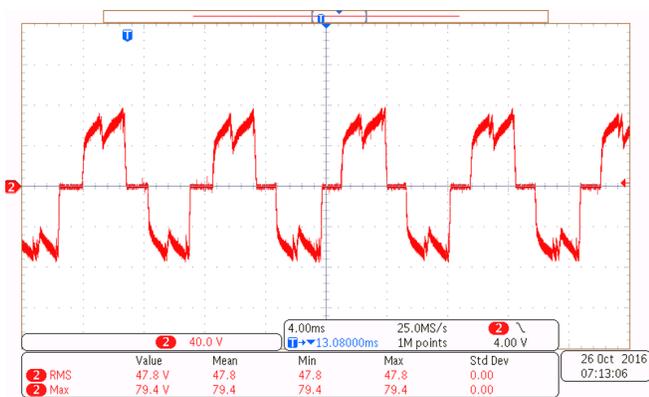


图 37. 18V 直流输入、48.2A RMS 绕组电流、95% 占空比时的负载测试结果

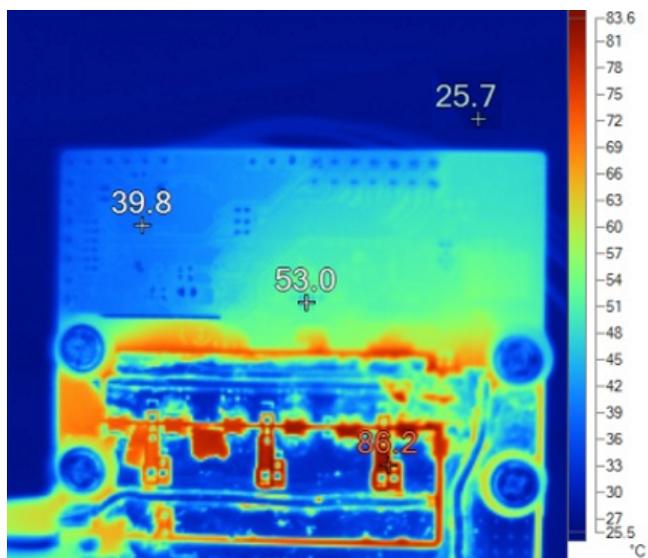


图 38. 18V 直流输入、48.2A RMS 绕组电流、95% 占空比时的热影像

### 4.2.3 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。不使用散热器、100% 占空比时的测试结果如表 9 所示。不使用散热器、85% 占空比时的测试结果如表 10 所示。效率曲线如图 39 所示。

表 9. 100% 占空比下不使用散热器的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 (%)
18.03	6.14	5.22	110.70	109.97	99.33
18.01	10.14	8.47	182.48	181.18	99.29
17.95	15.13	12.63	271.48	269.41	99.24
17.95	20.11	16.85	360.90	358.07	99.21
17.99	25.00	21.04	449.70	445.96	99.17
17.98	29.71	25.11	534.09	529.08	99.06
18.009	34.92	29.75	628.87	622.10	98.92
17.976	39.94	34.39	717.96	709.29	98.79

表 10. 85% 占空比下不使用散热器的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 (%)
18.00	6.11	5.43	109.92	108.94	99.11
17.91	10.03	8.79	179.67	178.05	99.10
17.99	15.12	13.27	272.00	269.46	99.07
18.03	20.20	17.82	364.16	360.26	98.93
17.97	25.07	22.22	450.50	445.22	98.83
18.01	29.64	26.40	533.90	527.15	98.74
18.02	34.96	31.45	621.35	629.98	98.63
18.05	40.04	37.08	712.03	722.72	98.52

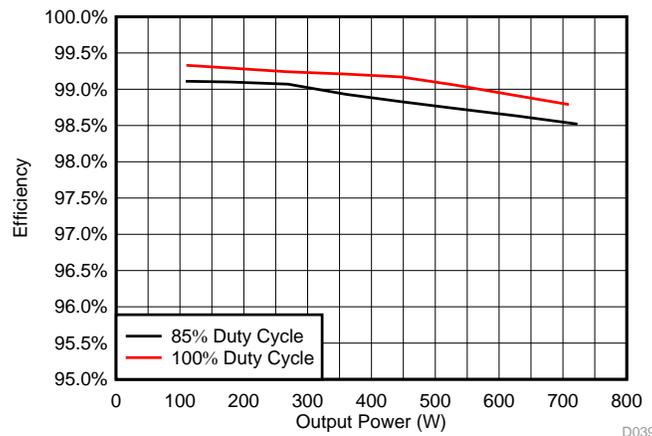


图 39. 不使用散热器时的逆变器效率与输出功率

使用散热器、100% 占空比时的测试结果如表 11 所示。使用散热器、95% 占空比时的测试结果如表 12 所示。效率曲线如图 40 所示。

表 11. 100% 占空比下使用散热器的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 (%)
18.04	6.28	5.32	113.19	112.45	99.34
18.08	10.30	8.59	186.15	184.83	99.29
18.01	15.16	12.67	273.14	271.12	99.26
18.02	20.03	16.79	360.98	358.17	99.22
17.97	24.96	21.04	448.59	444.84	99.16
17.96	29.92	25.30	537.37	532.24	99.05
18.05	34.81	29.63	628.20	622.02	99.02
18.07	39.77	33.91	718.45	710.39	98.88
18.04	44.58	38.43	804.01	794.15	98.77
18.02	47.22	40.88	851.05	839.45	98.64

表 12. 95% 占空比下使用散热器的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 (%)
18.00	5.96	5.34	107.27	106.32	99.12
17.93	10.17	8.91	182.39	180.73	99.09
18.03	15.03	13.19	271.09	268.51	99.05
18.02	20.09	17.73	362.08	358.39	98.98
18.01	25.11	22.30	452.02	446.87	98.86
18.00	29.99	26.80	539.68	533.15	98.79
17.97	34.83	31.28	625.93	617.61	98.67
17.97	39.78	35.95	714.77	704.69	98.59
17.96	44.70	40.70	802.92	790.72	98.48

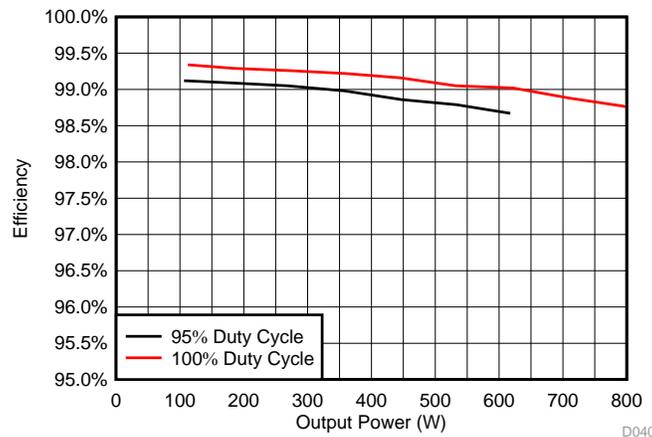


图 40. 使用散热器时的逆变器效率与输出功率

#### 4.2.4 不同功率级的热上升

图 41 显示了电路板在不同功率级运行 10 分钟之后，观察到的最高稳态温度。

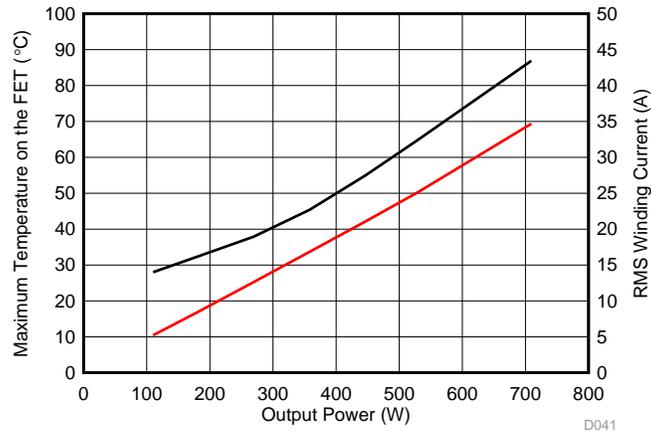


图 41. 不同功率级的最高 FET 温度

#### 4.2.5 通过 VDS 监控实现逆变器电流感应

该设计通过监控低侧 MOSFET 的 VDS 实现逆变器桥臂电流感应。表 13 列出了正负电流时的理论和实际放大器输出。电路板温度约为 30°C。百分比误差是在无偏移或温度校准的情况下计算得出的。我们使用 0.5mΩ（两个并联 FET）的等效 R<sub>DS\_ON</sub> 进行理论放大器输出计算。图 42 至图 44 显示了绕组电流和放大器输出波形。

表 13. 正负电流时的理论和实际放大器输出

绕组电流 (A)	放大器输出 (V)	理论放大器输出	误差百分比
24.4	1.86	1.894	-1.79
-22.0	1.42	1.430	-0.70

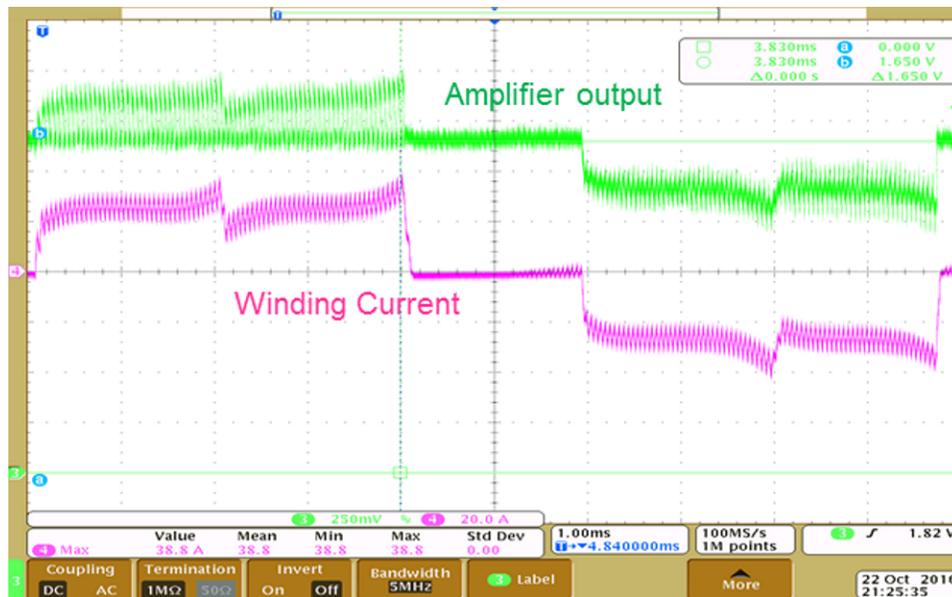


图 42. 有绕组电流时的电流感应放大器输出



图 43. 正绕组电流时的电流感应放大器输出

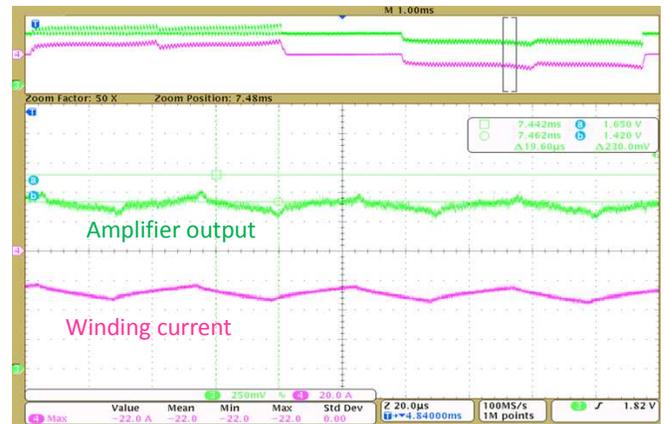


图 44. 负绕组电流时的电流感应放大器输出

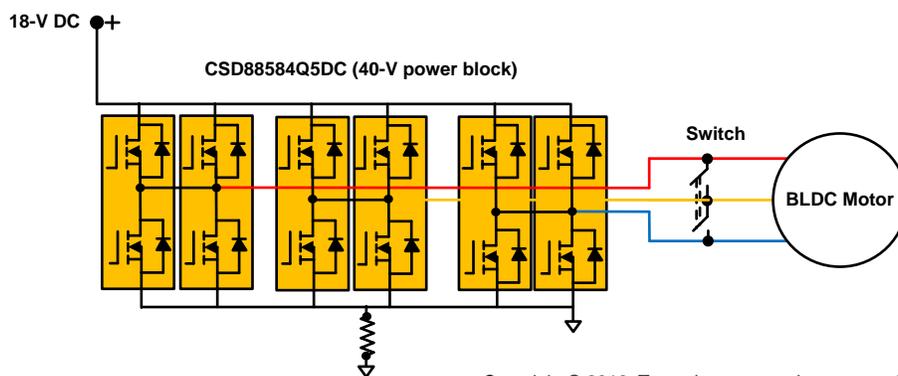
## 4.2.6 过流和短路保护测试

### 4.2.6.1 通过 DRV8323 VDS 感应实现的逐周期堵转电流保护

图 45 显示了用以仿真电机旋转时的堵转电流的测试设置。S1 是电机端子之间连接的单刀双掷开关。其用于形成电机绕组间短路。

在闭合 S1 之前，电机稳速旋转。图 46 显示了闭合开关 S1 时获得的波形。当 S1 闭合时，S1 承载短路电流。在这种情况下电机会停止，导致电机在电流换向状态下继续保持霍尔状态；因此，控制器会继续生成与此换向状态相对应的 PWM。

堵转电流限制的 VDS 基准设置为 0.1V。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 45. 仿真电机运行时的堵转电流的测试设置

VDS 基准为 0.1V，每个 FET 的  $R_{DS\_ON}$  为  $1m\Omega$  且两个 FET 并联，因此将电流限制设置为  $0.1 / 0.0005 = 200A$

图 47 显示了图 46 的放大图，即在 178A 左右触发的逐周期过流保护。当电流超出 178A 时，PWM 会立即关闭，响应时间不到 1 $\mu$ s。

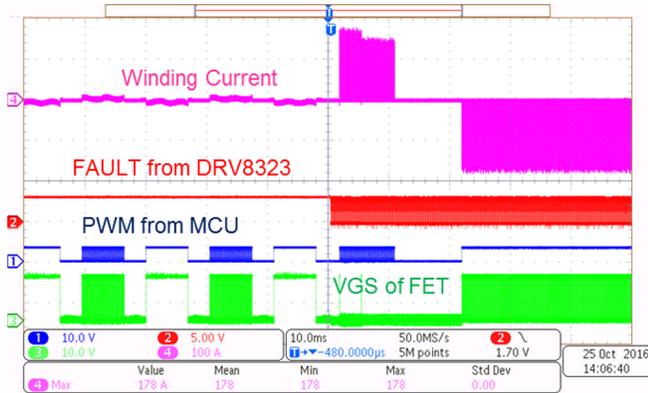


图 46. 电机堵转时的逐周期过流保护

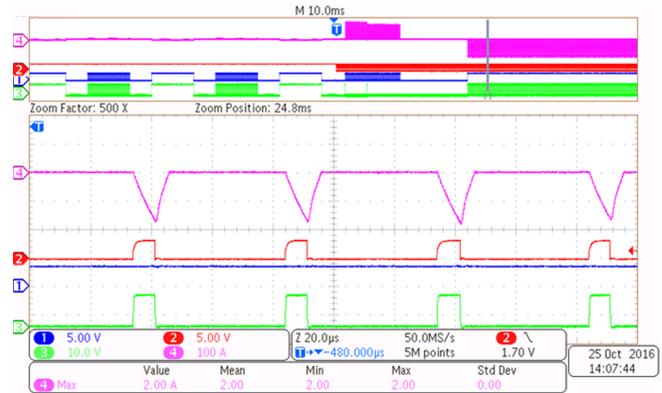
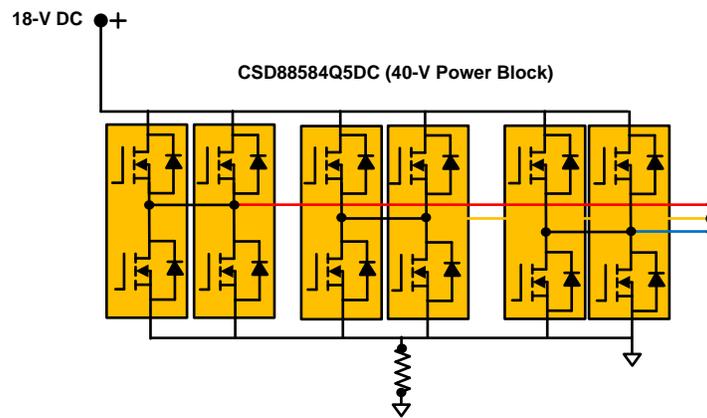


图 47. 电机堵转时的逐周期过流保护放大图

图 48 显示了在逆变器输出上进行短路仿真的测试设置。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 48. 仿真逆变器短路的测试设置

短路的 VDS 基准设置为 0.1V。图 49 显示了在 186A 左右触发的过流保护。当电流超出 186A 时，PWM 会立即关闭，响应时间不到 1 $\mu$ s。

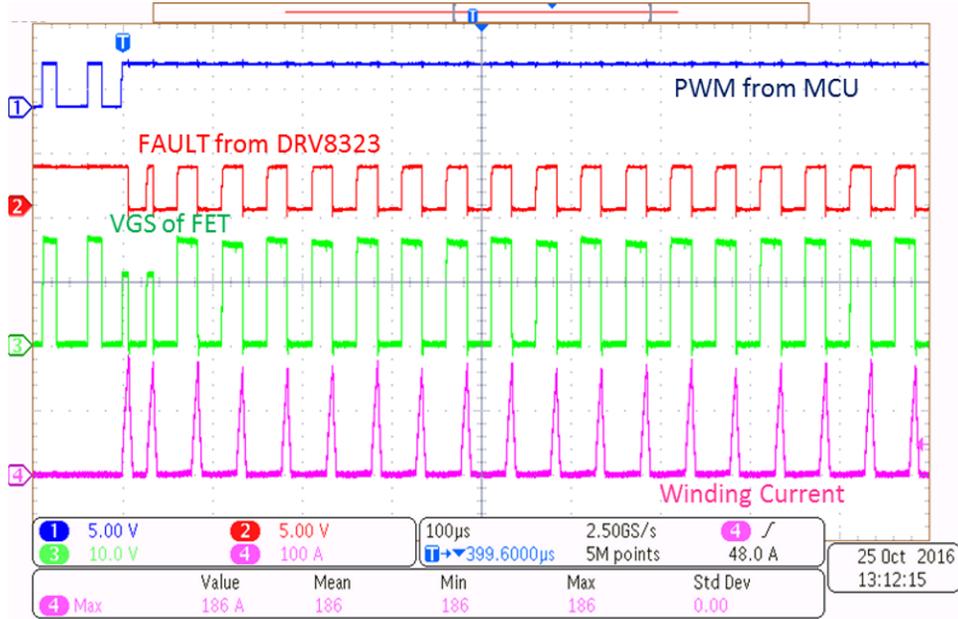


图 49. 逆变器输出短路时的逐周期过流保护

#### 4.2.6.2 通过 DRV8323 VDS 感应实现的堵转电流门锁保护

图 45 中的测试设置也用于堵转电流保护。所用的 VDS 基准值为 0.1，通过写入 DRV8323 的寄存器来设置。门锁保护在 143A 时触发。

图 50 显示了通过 VDS 感应实现门锁保护时的测试结果。出现 VDS 过流事件时，器件会拉低所有栅极驱动输出，以便让六个外部 MOSFET 全部进入高阻抗模式。器件将在 nFAULT 引脚上报告故障，并通过 SPI 状态寄存器报告被检测到过流事件的特定 MOSFET。图 51 显示了图 50 的放大图。

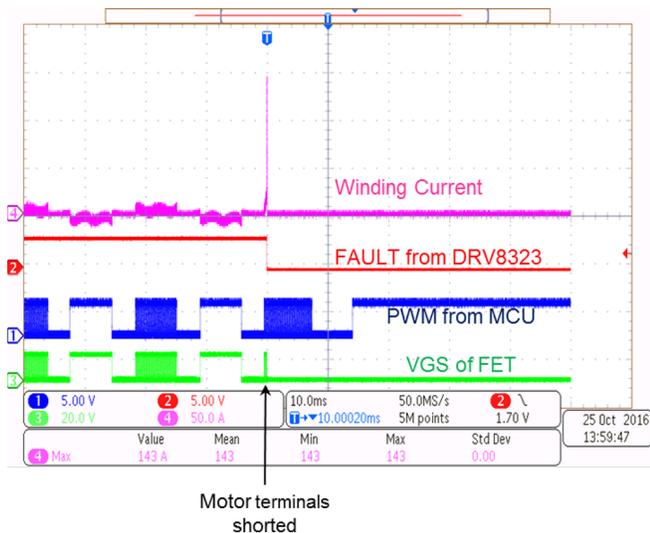


图 50. 通过 VDS 感应实现的电机堵转过流门锁保护

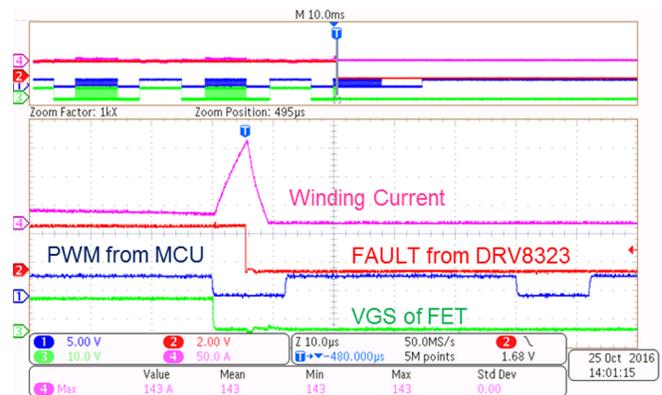


图 51. 通过 VDS 感应实现的电机堵转过流门锁保护放大图

图 52 显示了当逆变器输出短路时门锁保护的测试结果。图 48 中的测试设置也用于短路仿真。所用的 VDS 基准为 0.1V。门锁保护在 144A 时触发。

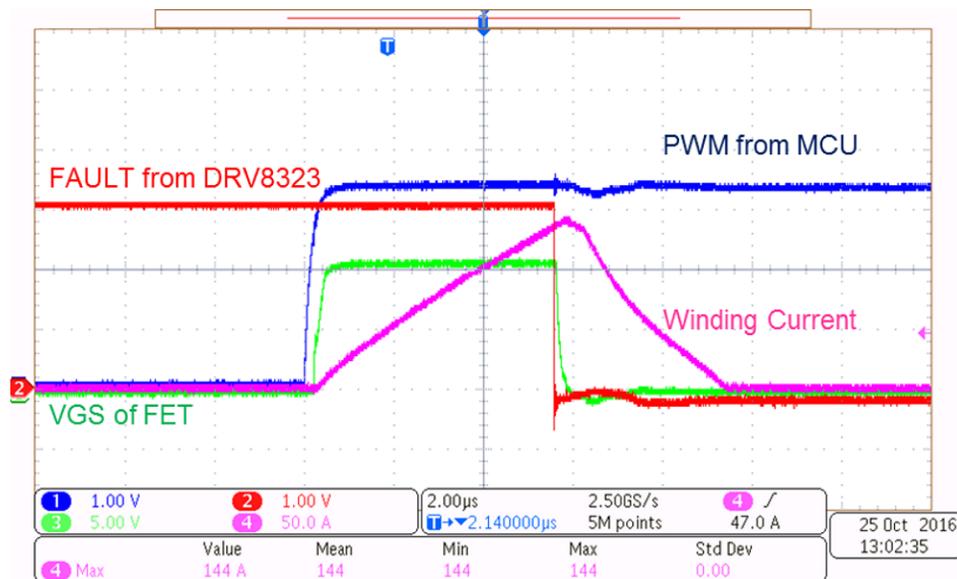


图 52. 逆变器输出短路时的过流门锁保护

### 4.2.7 峰值电流能力测试

图 53 显示了当电机堵转 3 秒时的绕组电流为 120A。图 54 显示了 3 秒后电路板的热影像。

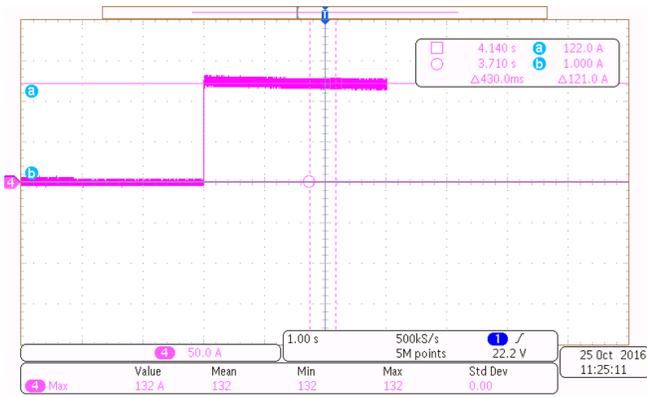


图 53. 电机堵转期间电机绕组内的 120A 峰值电流

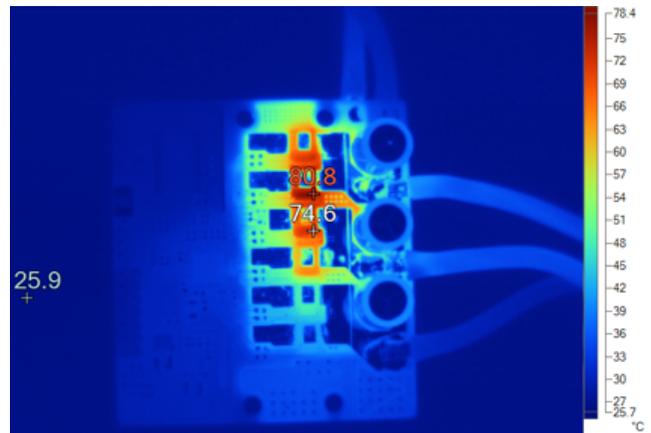


图 54. 电机堵转 3 秒后电机绕组内出现 120A 峰值电流时电路板的热影像

图 55 显示了当电机堵转大于 1 秒时的峰值绕组电流为 180A。在此期间的平均电机电流大约为 160A。图 56 显示了 1 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。

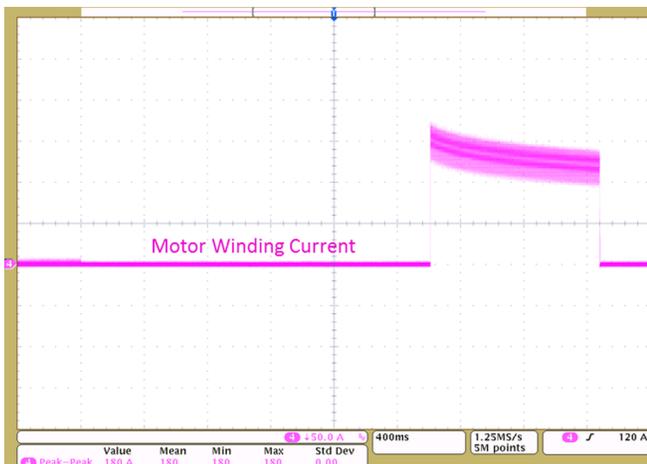


图 55. 电机堵转期间电机绕组内的 160A 峰值电流

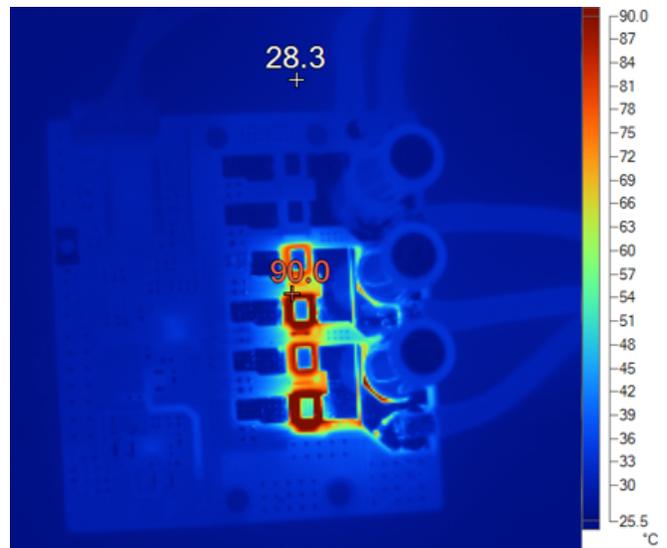


图 56. 电机堵转 1 秒后电机绕组内出现 160A 峰值电流时电路板的热影像

## 5 设计文件

### 5.1 电路原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

### 5.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

### 5.3 PCB 布局建议

设计 PCB 时请遵循以下布局建议：

- 将 DRV8323 DVDD 1 $\mu$ F 旁路电容器直接与相邻的 GND 引脚连接，以最大限度减少旁路电容器的回路阻抗。
- 将 PVDD 电容器和电荷泵电容器直接放置在 DRV8323 旁边。
- 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 DRV8323 GH\_X 到功率 MOSFET，并通过 SH\_X 返回。低侧回路从 DRV8323 GL\_X 到功率 MOSFET，并通过 GND 返回。
- 让两个并联 FET 的栅极路径长度保持一致。
- 在本参考设计中，PCB 采用四层布局，每层铜厚度为 2Oz（70 微米）。电源轨道较宽，以承载高电流。这些轨道在不同层中重复出现，并通过几排过孔连接。
- 在 PCB 内定义一个 GND 星点，用于连接 DRV8323 的 GND 路径和板内其他信号电路。
- 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。

#### 5.3.1 布局图

要下载分层图，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

### 5.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

### 5.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

### 5.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

## 6 软件文件

要下载软件文件，请参阅 [TIDA-00774](#) 的设计文件。

## 7 相关文档

1. 德州仪器 (TI), 《了解 TI 电机栅极驱动器中的 *IDRIVE* 和 *TDRIVE*》, 应用报告 (SLVA714)
2. 德州仪器 (TI), 《使用 *MSP430* 的传感器式三相 *BLDC* 电机控制》, 应用报告 (SLAA503)
3. 德州仪器 (TI), 《适用于 *5kW* 叉车交流牵引电机的 *48V* 直流电池供电式逆变器功率级参考设计》, TIDA-00364 设计指南 (TIDUCB6)

### 7.1 商标

All trademarks are the property of their respective owners.

## 8 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

## 9 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。

## 有关 TI 设计信息和资源的重要通知

德州仪器 (TI) 公司提供的技术、应用或其他设计建议、服务或信息，包括但不限于与评估模块有关的参考设计和材料（总称“TI 资源”），旨在帮助设计人员开发整合了 TI 产品的应用；如果您（个人，或如果是代表贵公司，则为贵公司）以任何方式下载、访问或使用了任何特定的 TI 资源，即表示贵方同意仅为该等目标，按照本通知的条款进行使用。

TI 所提供的 TI 资源，并未扩大或以其他方式修改 TI 对 TI 产品的公开适用的质保及质保免责声明；也未导致 TI 承担任何额外的义务或责任。TI 有权对其 TI 资源进行纠正、增强、改进和其他修改。

您理解并同意，在设计应用时应自行实施独立的分析、评价和判断，且应全权负责并确保应用的安全性，以及您的应用（包括应用中使用的 TI 产品）应符合所有适用的法律法规及其他相关要求。您就您的应用声明，您具备制订和实施下列保障措施所需的一切必要专业知识，能够 (1) 预见故障的危险后果，(2) 监视故障及其后果，以及 (3) 降低可能导致危险的故障几率并采取适当措施。您同意，在使用或分发包含 TI 产品的任何应用前，您将彻底测试该等应用和该等应用所用 TI 产品的功能。除特定 TI 资源的公开文档中明确列出的测试外，TI 未进行任何其他测试。

您只有在为开发包含该等 TI 资源所列 TI 产品的应用时，才被授权使用、复制和修改任何相关单项 TI 资源。但并未依据禁止反言原则或其他法律授予您任何 TI 知识产权的任何其他明示或默示的许可，也未授予您 TI 或第三方的任何技术或知识产权的许可，该等产权包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何整合、机器制作、流程相关的其他知识产权。涉及或参考了第三方产品或服务的信息不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 TI 资源可能需要您向第三方获得对该等第三方专利或其他知识产权的许可。

TI 资源系“按原样”提供。TI 兹免除对 TI 资源及其使用作出所有其他明确或默认的保证或陈述，包括但不限于对准确性或完整性、产权保证、无复发故障保证，以及适销性、适合特定用途和不侵犯任何第三方知识产权的任何默认保证。

TI 不负责任何申索，包括但不限于因组合产品所致或与之有关的申索，也不为您辩护或赔偿，即使该等产品组合已列于 TI 资源或其他地方。对因 TI 资源或其使用引起或与之有关的任何实际的、直接的、特殊的、附带的、间接的、惩罚性的、偶发的、从属或惩戒性损害赔偿，不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿，TI 概不负责。

您同意向 TI 及其代表全额赔偿因您不遵守本通知条款和条件而引起的任何损害、费用、损失和/或责任。

本通知适用于 TI 资源。另有其他条款适用于某些类型的材料、TI 产品和服务的使用和采购。这些条款包括但不限于适用于 TI 的半导体产品 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、[评估模块](http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm)和样品 (<http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm>) 的标准条款。

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 © 2017 德州仪器半导体技术（上海）有限公司