

## 设计指南: TIDA-00366

# 具有电流、电压和温度保护的增强型隔离式三相逆变器的参考设计



### 说明

此设计为额定功率高达 10kW 的三相逆变器提供了参考解决方案, 该逆变器采用增强型隔离式栅极驱动器 UCC21530、增强型隔离式放大器 AMC1301 和 AMC1311 以及 MCU TMS320F28027 设计而成。通过配合使用 AMC1301 与 MCU 的内部 ADC 来测量电机电流, 以及为 IGBT 栅极驱动器使用自举电源, 可以实现更低的系统成本。该逆变器根据设计具有针对过载、短路、接地故障、直流总线欠压/过压和 IGBT 模块过热的保护功能。

### 设计资源

<a href="#">TIDA-00366</a>	设计文件夹
<a href="#">UCC21530、AMC1311</a>	产品文件夹
<a href="#">AMC1301、OPA320</a>	产品文件夹
<a href="#">TLC372、TLV1117-33</a>	产品文件夹
<a href="#">TLV70450、REF2033</a>	产品文件夹
<a href="#">TL431B、SN74LVC1G11</a>	产品文件夹
<a href="#">SN74LVC1G32</a>	产品文件夹
<a href="#">LAUNCHXL-F28027</a>	工具文件夹
<a href="#">TIDA-00199</a>	工具文件夹

### 特性

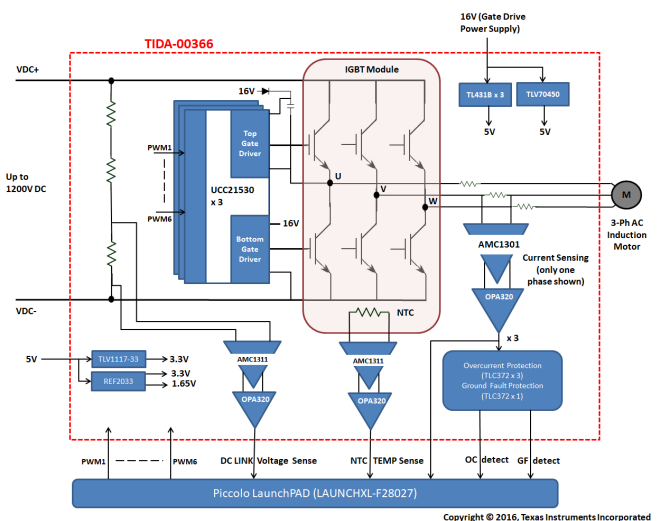
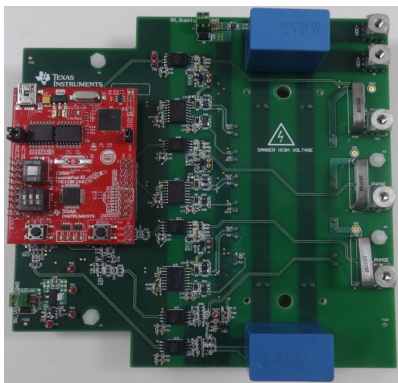
- 增强型隔离式逆变器, 适合额定功率高达 10kW 的 200V 至 690V 交流驱动器
- 简单而有效的栅极驱动器, 具有 4A 拉电流和 6A 灌电流输出能力
- 具有高带宽 (>200kHz) 的增强型隔离式放大器, 适用于逆变器电流、直流总线电压和 IGBT 模块温度测量; 能够使用 MCU 的内部 ADC
- 在 -25°C 至 85°C 温度范围内的校准电流测量精度为  $\pm 0.5\%$
- 提供针对直流总线欠压、过压、过载、接地故障和过热的保护
- 为高侧栅极驱动器采用基于自举的电源, 可降低电源所需的总体成本

### 应用

- 变速交流驱动器
- 三相 UPS
- 工业电源
- 太阳能逆变器



咨询我们的 E2E 专家

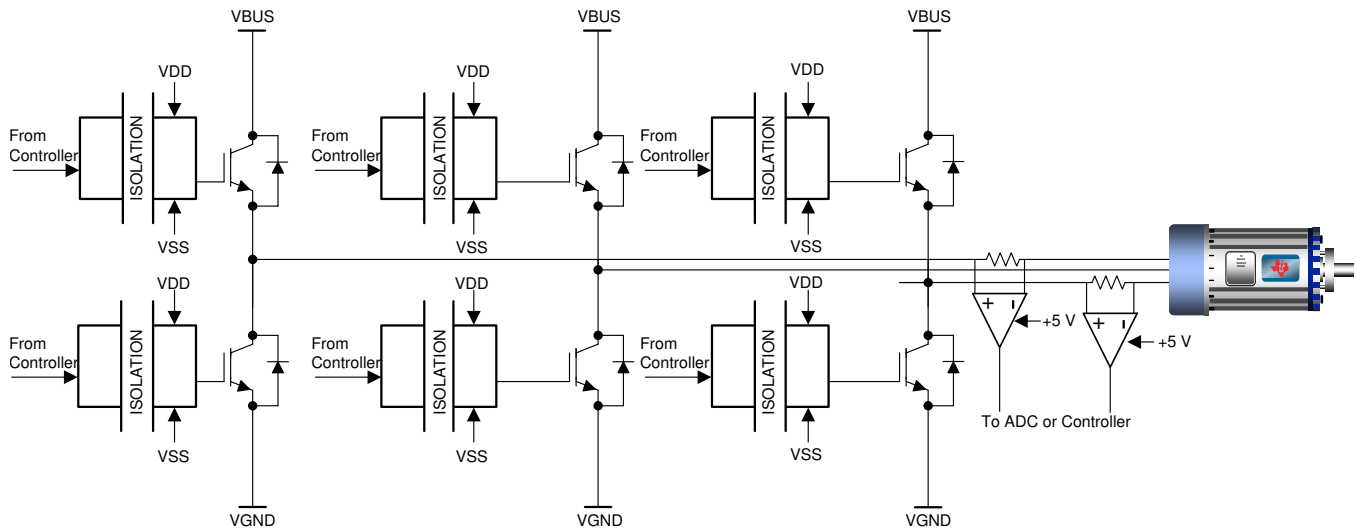


该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

## 1 系统说明

绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 主要用于三相逆变器，而此类逆变器有许多应用，例如用于控制交流电机转速的变频器、不间断电源、太阳能逆变器和其他类似逆变器应用的。IGBT 具有诸多优势，例如通过栅极绝缘实现的高输入阻抗、快速响应能力、良好的热稳定性、简单的驱动电路、良好的耐高压能力、无缓冲电路运行能力以及开关行为可控能力（能够提供可靠的短路保护）。IGBT 为电压控制型器件，能够实现快速开/关。

图 1 所示为使用六个隔离栅极驱动器的三相逆变器的典型应用。请注意，每一相均使用高侧和低侧 IGBT 开关，以便在交替模式下将正负高压直流脉冲施加于电机线圈。输出到电机的电压通过脉宽调制 (PWM) 信号来控制。输出电压为根据峰值电压或最大电压和晶体管开关时间得出的平均值。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 1. 具有隔离式栅极驱动器的三相逆变器

除了用于 IGBT 的隔离式栅极驱动器，三相逆变器还包含直流总线电压感应、逆变器电流监测和 IGBT 保护（如过热、过载、接地故障等）等功能。

该逆变器可用于多种最终应用，如 HVAC、太阳能水泵和各种电器（这些应用的主要问题是成本，但又不能影响性能）。高端三相逆变器使用  $\Sigma\Delta$  调制器实现电流感应功能，这也需要使用具有内置 SINC 滤波器的昂贵控制器。使用隔离式放大器可连接低成本的 M4 内核 MCU，或 TI 提供的具有内置 SAR 模数转换器 (ADC) 的 Piccolo MCU。过载保护可实施到外部硬件中，有助于降低软件复杂性。隔离式栅极驱动器需要使用不同的电源来为高侧和低侧栅极驱动器供电。使用自举电源替代昂贵的隔离式电源为栅极驱动器供电，可以在降低电源 BOM 成本的同时减小布板空间。

直流链路感应是电机控制算法的一项重要参数，要求达到 1% 的感应精度。直流链路感应电路使用高阻抗分压器将电压调节到较低的水平。不过，这会导致直流链路反馈信号具有较高的源阻抗。如果高阻抗源与隔离式感应放大器的输入阻抗处于相同的范围，则会对增益误差和失调电压误差造成影响。但是，可通过使用 AMC1311 来减小该误差，此器件在千兆欧姆范围内具有非常高的输入阻抗。AMC1311 的高输入阻抗可使源阻抗的影响忽略不计。

## 2 主要系统规格

**表 1. 主要系统规格**

参数	规格
直流总线输入电压	400V 至 1200V
栅极驱动器电源电压	低侧 IGBT 栅极驱动器: 16V, 高侧 IGBT 栅极驱动器: 15V (自举电源)
IGBT 电源模块	额定电压: 1200V 额定电流: 50A 或以上
额定功率容量	10kW
逆变器开关频率	15kHz (默认); 可通过软件调节
隔离	增强型 (IEC61800-5)
微控制器	TMS320F28027
工作环境温度	-25°C 至 85°C
电机	三相 400V 交流感应电机
MCU 电源规格	3.3V ± 5%
反馈	电流感应, 直流链路电压感应, IGBT 模块温度感应
电流感应精度	±0.5%
直流链路总线电压感应精度	±1%
保护功能	过载、过压、欠压、接地故障、过热
PCB	160 × 156mm, 4 层, 2 盎司覆铜

### 3 框图

图 2 显示了 TIDA-00366 的系统级框图。

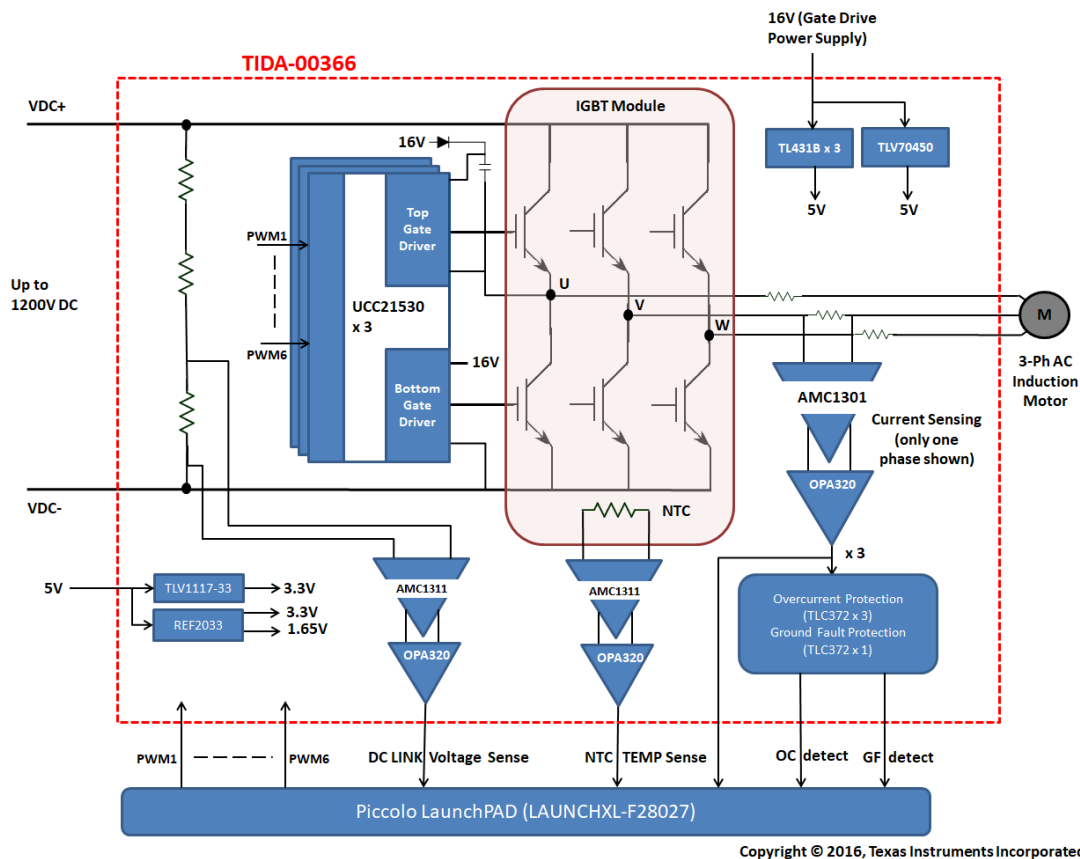


图 2. TIDA-00366 系统级框图

本设计为额定功率高达 10kW 的三相逆变器提供了一种参考解决方案。如图 2 所示，本设计使用三个增强型隔离式双 IGBT 栅极驱动器 (UCC21530) 来驱动六个 IGBT。这些 IGBT 与温度传感器 (NTC) 集成在同一个模块中。模块内部的 IGBT 使用半桥配置。每个半桥都由两个 IGBT 栅极驱动器进行驱动，分别为顶部（高侧）和底部（低侧）驱动器。本设计通过两个 20 引脚的连接器连接到 TI 的 Piccolo LaunchPad LAUNCHXL-F28027。通过该 LaunchPad 将生成互补的 PWM 信号。IGBT 半桥的三个中点连接到电机端子。该电路板根据设计可采用高达 1200V 的逆变器直流总线电压运行。

对三相无刷电机进行精确的相电流感应，是实现电机驱动性能、效率和保护的关键。本设计通过使用三个 5mΩ 分流器和三个增强型隔离放大器 (AMC1301) 实现同相电流感应。使用同相电流感应的益处如下：

1. 恒定的电机电流流经分流器（与 IGBT 开关无关）。
2. 轻松检测端子到端子的短路和端子到 GND 的短路。

分流器上生成的电压由增强型隔离放大器 AMC1301 放大。AMC1301 的输出由 OPA320 进行信号调节并转换为单端信号。所有三个通道的输出都会馈送到微控制器 (MCU) 中。

该逆变器根据设计可提供针对过载、短路、接地故障、直流总线欠压/过压和 IGBT 模块过热的保护。直流总线电压由电阻分压器降压，然后馈送到另一个 AMC1311 进行感应。感应到的信号将用于在 MCU 中进行欠压和过压编程。同样，来自 NTC（集成在 IGBT 模块中）的信号由 AMC1311 进行感应，然后感应到的信号将馈送到 MCU 以实现过热保护。过载、短路和接地故障保护通过比较器 TLC372 实现，为此这些比较器需要使用从三个分流器感应到的电流。



电路板通过两个外部电源供电：一个 16V，另一个 5V。低侧 IGBT 栅极驱动器通过 16V 电源供电，高侧 IGBT 栅极驱动器通过 16V 电源生成的自举电源供电。MCU、运算放大器和比较器使用 TLV1117-33 通过 5V 电源生成的 3.3V 电源供电。本设计使用 TLV70450、TL431B 和 REF2033 在电路板上生成其他电源轨和电压基准。

使用隔离式放大器 AMC1301 和 AMC1311 测量电机电流、直流链路电压和 NTC 电压，从而降低系统成本。信号可与 MCU 的内部 ADC 相连接。此外，使用自举电源配置运行 IGBT 栅极驱动器也能降低系统成本。

## 3.1 重点产品

### 3.1.1 UCC21530

UCC21530 是一款隔离式双通道栅极驱动器，具有 4A 峰值拉电流和 6A 峰值灌电流。该驱动器可驱动高达 5MHz 的 IGBT 和 SiC MOSFET，具有一流的传播延迟和脉宽失真度。输入侧通过一个 5.7kV<sub>RMS</sub> 增强型隔离层与两个输出驱动器隔离，共模瞬态抗扰度 (CMTI) 的最小值为 100V/ns。两个次级侧驱动器之间的内部功能隔离支持高达 1850V 的直流工作电压。使能引脚拉低时会同时关闭两个输出，开路或拉高时可使器件恢复正常运行。作为一种失效防护机制，初级侧逻辑故障会强制两个输出为低电平。此器件支持高达 25V 的 VDD 电源电压。3V 到 18V 的宽输入电压 VCCI 范围使得该驱动器适用于连接数字和模拟控制器。

### 3.1.2 AMC1311

AMC1311 器件是一款高精度、高阻抗输入隔离放大器，通过磁场抗扰度较高的隔离栅隔离输出和输入电路。根据 VDE V 0884-11 和 UL1577 标准，该隔离栅经认证可提供高达 7kV<sub>PEAK</sub> 的增强型电隔离。当与隔离电源配合使用时，此器件可防止共模高电压线路上的噪声电流流入本地接地并干扰或损害敏感电路。AMC1311 器件的高阻抗输入针对连接高压电阻分压器电路或具有高输出电阻的其他电压信号源的情况进行了优化。器件性能出色，支持在闭环系统中进行精确的电压或温度感应和控制。AMC1300 的集成共模过压和高侧电源电压缺失检测功能 AMC1311 器件的功能可简化系统级设计和诊断。

- 2V 高阻抗输入电压范围，针对隔离式电压测量进行了优化
- 低偏移误差和漂移：25°C 时为 ±1.6mV，±21μV/°C
- 固定增益：1
- 超低增益误差和漂移：25°C 时为 ±0.3%，±60ppm/°C
- 超低非线性度和漂移：0.05%，1ppm/°C

### 3.1.3 AMC1301

AMC1301 是一款精密隔离放大器，通过磁场抗扰度较高的隔离栅隔离输出和输入电路。AMC1301 的输入经过优化，可直接连接到分流电阻器或其他低电压等级信号源。该器件性能优异，支持精确电流控制，从而降低系统级功耗，尤其在电机控制应用中能够减少扭矩纹波。

- $\pm 250\text{mV}$  输入电压范围，针对使用分流电阻器测量电流进行了优化
- 低偏移误差和漂移： $25^\circ\text{C}$  时为  $\pm 200\mu\text{V}$ ， $\pm 3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- 固定增益：8.2
- 超低增益误差和漂移： $25^\circ\text{C}$  时为  $\pm 0.3\%$ ， $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- 超低非线性度和漂移：0.03%， $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$

### 3.1.4 OPA320

OPA320 是一款经优化的精密、低功耗、单电源运算放大器，可实现极低的噪声。该器件在 1.8V 至 5.5V 的电压范围内运行，非常适合驱动 ADC。凭借  $40\mu\text{V}$  的典型失调电压和极低的温漂（典型值为  $1.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ），该器件非常适合电机控制中的控制环路和电流检测等应用。

### 3.1.5 TLC372 (Q 版)

TLC372 包含两个独立的电压比较器，每个都可在单一电源（3V 至 16V 的电压范围）供电下运行。输出为漏极开路配置，并且可进行连接以实现正逻辑有线“与”关系。TLC372Q 的额定工作温度范围是  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$ 。比较器的典型开关响应时间为 200ns。

### 3.1.6 TLV1117-33 (I 版)

TLV1117 是一款正低压降稳压器，可提供高达 800mA 的输出电流。其内部电路设计为可在低至 1V 输入/输出压差下运行。额定的最大压差电压为 1.3V（电流为 800mA），该值在较低的负载电流时会降低。该器件具有出色的线路和负载调节能力，采用多种封装，并可在  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$  的温度范围内工作。

### 3.1.7 TLV70450

TLV70450 是一款具有超低静态电流的 5V LDO，可在 2.5V 到 24V 的宽工作输入电压下工作。该器件是存在大型线路瞬变的工业应用的极佳选择。TLV70450 采用  $3\text{mm}\times 3\text{mm}$  SOT23-5 封装，非常适合用于制造具有成本效益的电路板。

### 3.1.8 REF2033

REF2033 在  $V_{\text{REF}}$  和  $V_{\text{BIAS}}$  输出端具有出色的温漂（最大  $8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ）和初始精度（0.05%），同时可保持静态工作电流低于  $430\mu\text{A}$ 。此外， $V_{\text{REF}}$  和  $V_{\text{BIAS}}$  输出端可在  $-40^\circ\text{C}$  至  $85^\circ\text{C}$  的温度范围内彼此跟踪，精度达  $6\text{ppm}/^\circ\text{C}$ （最大值）。所有这些特性都可提高信号链的精度并节省电路板空间，相比分立式解决方案而言还能降低系统成本。仅  $10\text{mV}$  的极低压差电压让该器件能够在极低的输入电压下运行。

### 3.1.9 TL431B (Q 版)

TL431 是一款三端可调并联稳压器，在整个温度范围内具有额定的热稳定性范围。通过两个外部电阻器即可将输出电压设置为介于  $V_{\text{REF}}$ （大约 2.5V）和 36V 之间的任何值。有源输出电路可提供非常急剧的导通特性，从而使这些器件在许多应用中成为齐纳二极管的出色替代品。“B 级”版附带 0.5% 的初始容差（ $25^\circ\text{C}$  时），并且 TL431BQ 器件的额定工作温度范围是  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$ 。

### 3.1.10 SN74LVC1G11

SN74LVC1G11 以正逻辑执行布尔函数  $Y = A \cdot B \cdot C$  或  $Y = !(A + B + C)$ 。该与门的电源电压范围是 1.65 至 5.5V，采用多种封装，额定工作温度范围为  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $125^{\circ}\text{C}$ 。

### 3.1.11 SN74LVC1G32

SN74LVC1G32 是单路 2 输入正或门，以正逻辑执行布尔函数  $Y = A + B$  或  $Y = !(A \cdot B)$ 。该器件采用多种封装，包括外形尺寸为  $0.8 \times 0.8\text{mm}$  的超小型 DPW 封装。

## 4 系统设计原理

### 4.1 直流总线电压输入

TIDA-00366 设计为可在高达 1200V 的直流总线电压下运行。直流总线电压可施加到 TIDA-00366 的端子 J7 (VDC+) 和 J9 (VDC-) 上。为了使电路板保持紧凑并优化成本，电路板上不提供大容量电容。大部分纹波电流应该来自外部电容。在直流总线上使用两个聚酯电容器 (C89 和 C90, 值均为 5 $\mu$ F/1300V) 来抑制高频噪声 (如图 3 所示)。

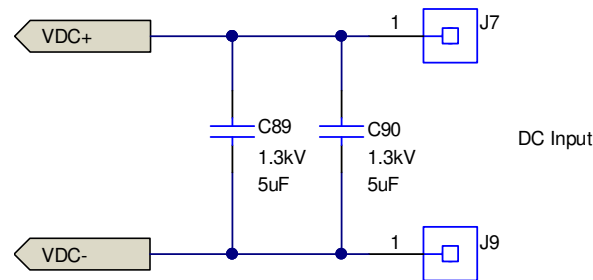


图 3. 直流输入

#### 4.1.1 泄放电阻器

如图 4 所示，五个 100k $\Omega$  电阻器的串联组合连接在直流总线端子之间。这些泄放电阻器的目的是在出于安全原因关闭直流总线电压时将存储在滤波电容中的电荷释放掉。这样可以消除剩余电量导致电击的可能性。连接直流总线电压后，这些泄放电阻器所消耗的总电流为 1200V/500k $\Omega$  = 2.4mA。

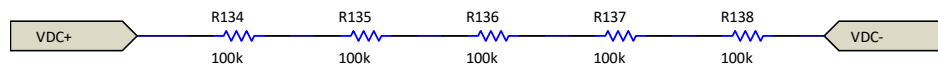


图 4. 泄放电阻器

## 4.2 逆变器级

该三相逆变器根据设计可采用高达 1200V 的直流总线电压运行。本设计使用 IGBT 模块而不是分立式 IGBT。

### 4.2.1 IGBT 模块

本参考设计可支持各种品牌的 IGBT 模块，因此选择了常用尺寸的 IGBT 模块。逆变器的功率级可提供高达 10kW 的功率。功率级由 800V 直流电压供电，再生期间可再现较高的直流总线电压。考虑到安全系数和开关尖峰，选择的 IGBT 的电压额定值等于 1200V。IGBT 的电流额定值取决于绕组峰值电流。通过开关三相逆变器电桥来确保正弦电流注入电机绕组。

- 电机额定功率 ( $P_{OUT}$ ) = 10kW
- 线间电压 ( $V_{LL}$ ) = 415VAC
- 考虑的功率因数 = 0.9
- 典型的电机效率  $\eta_{MOTOR}$  = 85%

流经绕组的电流通过公式 1 计算得出。

$$I_{LL(RMS)} = \frac{P_{OUT}}{\eta_{MOTOR} \times V_{LL} \times \sqrt{3} \times \cos \Phi} = \frac{10 \text{ kW}}{0.85 \times 415 \times \sqrt{3} \times 0.9} = 18.18 \text{ A}_{RMS} \quad (1)$$

绕组电流的峰值通过公式 2 计算得出。

$$\sqrt{2} \times I_{LL(RMS)} = \sqrt{2} \times 18.18 = 25.7 \text{ A}_{PEAK} \quad (2)$$

当出现 200% 的过载时，绕组峰值电流约为 51A。本参考设计中使用以下 IGBT 模块。该模块在 TC = 25°C 时具有 85A 的连续集电极载流容量，且峰值电流容量为 100A。

最好选择内置了 NTC 热敏电阻的 IGBT 模块，以免 IGBT 发生热损坏。该 IGBT 温升信息会传递到 MCU 以便采取必要的措施。

图 5 显示了 IGBT 模块和采用同相连接以便进行电流感应的分流器的连接情况。

该设计使用 MIXA60W1200TED（由 IXYS 提供）。也可以使用具有相同布局尺寸和类似规格的其他模块。

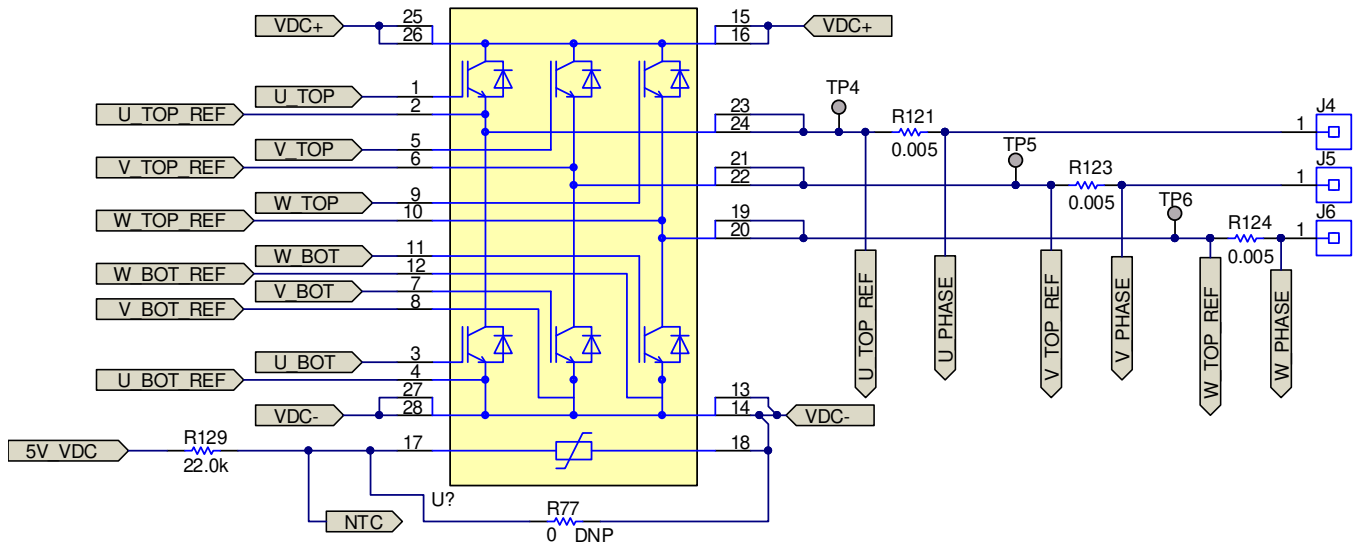


图 5. IGBT 模块连接

图 6 显示了该设计中使用的接地方案。参考点（U\_BOT\_REF、V\_BOT\_REF 和 W\_BOT\_REF）分别通过 0Ω 电阻器 R133、R139 和 R140 共同连接到 VDC-。此外还通过另一个 0Ω 电阻器 R142 连接到 GND1（16V 栅极驱动电源的接地端）。这些短接线的位置在布局中很重要。图 88 和图 89 显示了短接线在布局中的位置。

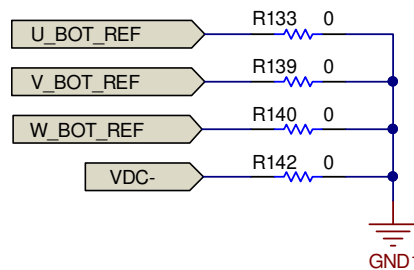


图 6. 接地方案

### 4.3 隔离式 IGBT 栅极驱动器

注: TIDA-00366 专为三相逆变器而设计, 但本部分仅介绍一个通道 (U 相) 的电路和器件。此介绍内容同样适用于其他两个通道 (V 相和 W 相)。

一个三相逆变器应用使用六个电源开关 (在本例中为 IGBT)。要驱动这些开关, 需要六个完全独立的栅极驱动器。而且, 在高压运行条件下, 栅极驱动器的初级侧和次级侧之间必须实现充分隔离。UCC21530 是一款隔离式双通道栅极驱动器, 具有 4A 峰值拉电流和 6A 峰值灌电流。该驱动器可用于驱动高达 5MHz 的功率 MOSFET、IGBT 和 SiC MOSFET, 具有一流的传播延迟和脉宽失真度。输入侧通过一个 5.7kV<sub>RMS</sub> 增强型隔离层与两个输出驱动器隔离, 共模瞬态抗扰度 (CMTI) 的最小值为 100V/ns。两个次级侧驱动器之间采用内部功能隔离, 支持高达 1850V<sub>MAX</sub> 的直流工作电压。图 7 显示了 UCC21530 的内部结构。

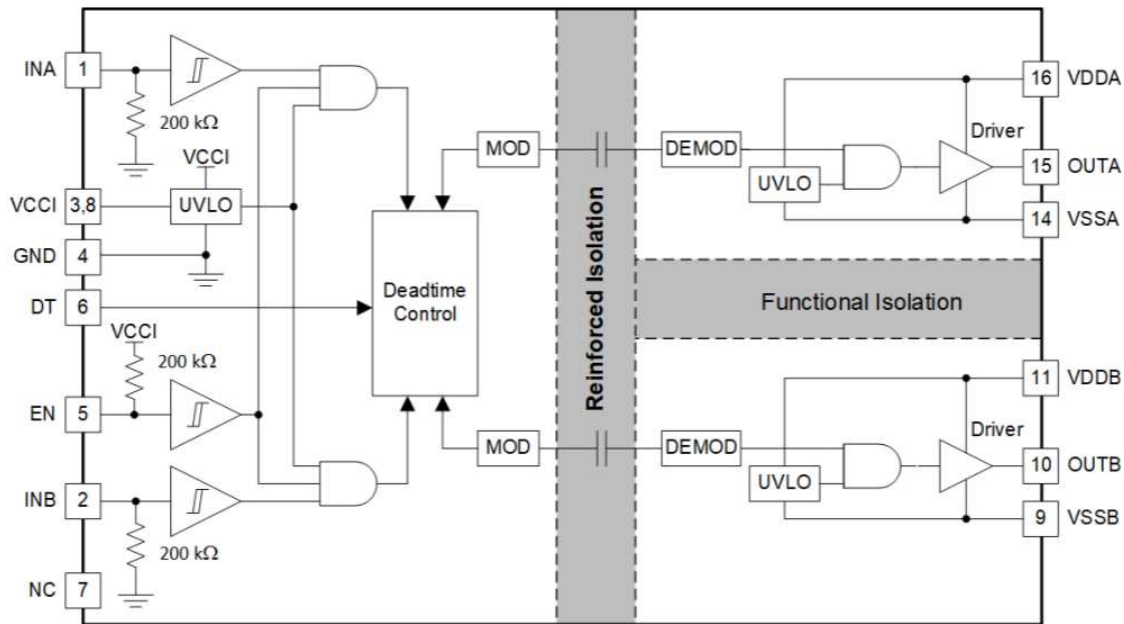


图 7. UCC21530 的功能方框图



该驱动器可配置为两个低侧驱动器、两个高侧驱动器或一个死区时间 (DT) 可编程的半桥驱动器。使能引脚拉低时会同时关闭两个输出，开路或拉高时可使器件恢复正常运行。作为一种失效防护机制，初级侧逻辑故障会强制两个输出为低电平。此器件支持高达 25V 的 VDD 电源电压。3V 到 18V 的宽输入电压 VCCI 范围使得该驱动器适用于连接数字和模拟控制器。所有电源电压引脚都有欠压锁定 (UVLO) 保护机制。凭借上述所有高级功能，UCC21530 能够满足各类电源应用中对于高效率、高电源密度和稳健性的要求。图 8 显示了三相逆变器在半桥配置中实施的 UCC21530 和相关器件的电路。

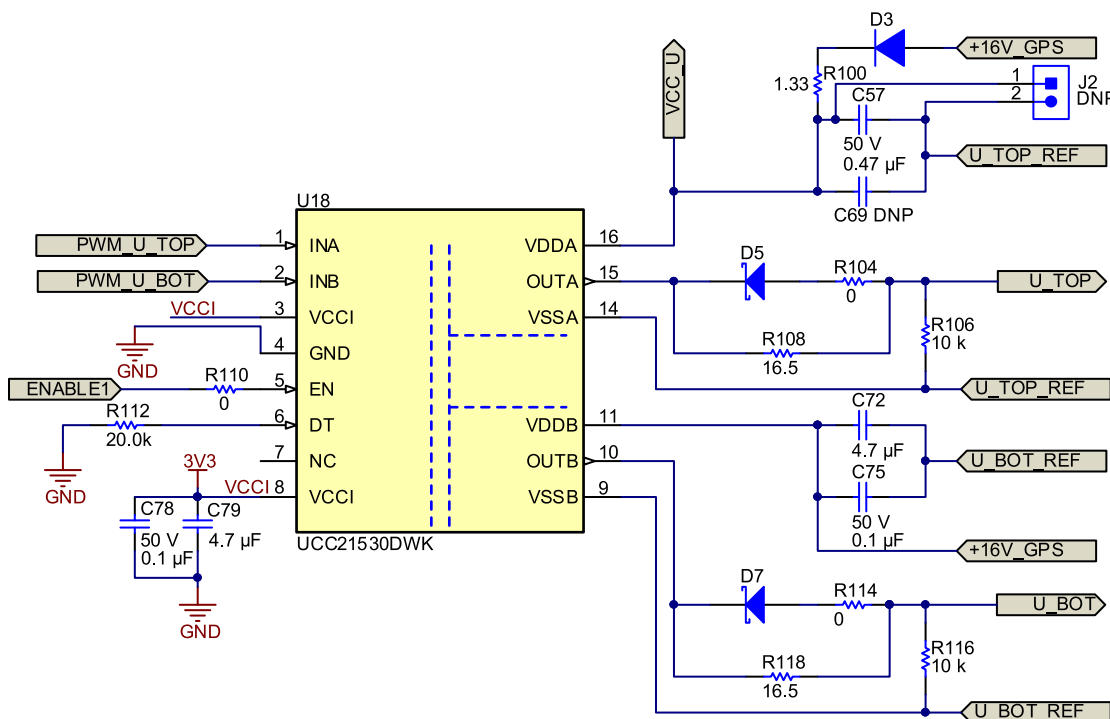


图 8. 栅极驱动器 UCC21530 以及相关器件和电路

#### 4.3.1 初级侧的控制电源

VCCI 引脚（引脚 3 和引脚 8）上施加的是使用 TLV1117-33 生成的 3.3V 电压（如节 4.11.1 所述）。C78 (0.1µF) 和 C79 (4.7µF) 用作 VCCI 引脚的本地去耦电容器。

#### 4.3.2 PWM 输入

LaunchPad 以 1.4µs 的死区时间生成 PWM 信号“PWM\_U\_TOP”和“PWM\_U\_BOT”。

### 4.3.3 死区时间控制

UCC21530 具有可通过 DT 引脚编程的死区时间功能。将 DT 连接到 VCCI 可禁用 DT 功能并允许输出重叠。在 DT 和 GND 之间放置一个电阻器 R112 可根据公式 3 调整死区时间。

$$DT(\text{in ns}) = 10 \times R_{DT}(\text{in k}\Omega) \quad (3)$$

在 DT 引脚和 GND 引脚之间连接一个 20kΩ 的电阻器可根据公式 3 将死区时间设置为 200ns。该电阻器必须选择 1% 的容差以防止死区时间发生任何漂移。对于该设计，死区时间由 MCU 控制。

### 4.3.4 栅极驱动器的使能 (EN) 信号

EN 引脚用于启用栅极驱动器。该引脚设置为低电平时可同时禁用两个驱动器输出，而设置为高电平或保持开路时可启用输出。只有当 VCCI 保持在 UVLO 阈值以上时 EN 引脚才起作用。如果不使用该引脚，则将其接地，以实现最佳的抗噪性能。在该设计中，如 4.9 节中所述生成 EN 引脚。

### 4.3.5 低侧栅极驱动器的电源

所有三个通道的低侧栅极驱动器均由 16V\_GPS 电压供电，而此电压由连接器 J8 从外部提供，如图 9 所示。二极管 D12 用于为该电源提供反极性保护，而 C88 (10μF) 用作该电源的去耦电容器。R141 用作连接 GND1 (16V\_GPS 的接地端) 和 VDC- 的短接线。图 88 显示了该短接线在布局中的位置。

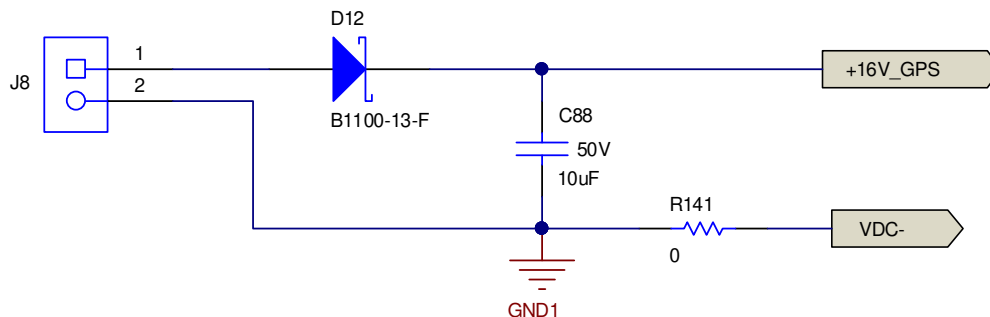


图 9. 栅极驱动器电源

如图 8 所示，Vddb 是驱动器 B 的次级侧电源。它由 16V\_GPS 供电，并使用尽可能靠近器件的低 ESR/ESL 电容器 C75 (0.1μF) 和 C72 (4.7μF) 在本地去耦（连接至 VSSB）。VSSB 为次级侧驱动器 B 接地，作为次级侧 B 通道的接地参考。

### 4.3.6 高侧栅极驱动器的自举电源

向栅极驱动器 IC 的高侧驱动电路供电的最常用方法之一是采用自举电源。自举电源由一个自举二极管和一个自举电容（带有可选的串联电阻器）组成。这种方法具有简单和低成本的优点。自举电容可以达到的最大电压 ( $V_{BS}$ ) 取决于自举电路的元件。应考虑  $R_{BOOT}$  两端的压降、自举二极管的  $V_F$  以及低侧开关两端的压降 ( $V_{CE(ON)}$  或  $V_{FP}$ ，取决于流过开关的电流方向)。

#### 4.3.6.1 选择自举电容 ( $C_{BOOT}$ )

自举电容的大小必须确保有足够的能量将 IGBT 栅极驱动到高电平，使自举电容的消耗量不超过 10%。一种比较好的原则是  $C_{BOOT}$  的大小至少为等效 IGBT 栅极电容 ( $C_g$ ) 的十倍大小。 $C_g$  必须根据驱动 IGBT 高侧栅极的电压 ( $V_{GE}$ ) 和 IGBT 的栅极电荷 ( $Q_g$ ) 算出。 $V_{GE}$  大约等于提供给 VDD 的偏置电压在减去自举二极管 D3 的正向压降 ( $V_{DBOOT}$ ) 之后的值。在本设计示例中，估算的  $V_{GE}$  约等于 15V，如公式 4 所示。

$$V_{GE} \approx V_{DD} - V_{DBOOT} = 16\text{ V} - 1\text{ V} = 15\text{ V} \quad (4)$$

本参考设计中的 IGBT 模块的额定  $Q_g$  为 0.165μC。IGBT 的等效栅极电容可按照公式 5 算出。

$$C_g = \frac{Q_g}{V_{GE}} = \frac{0.165 \mu C}{15 V} = 0.011 \mu F \quad (5)$$

估算出  $C_g$  的值后，必须将  $C_{BOOT}$  的大小调整为  $C_g$  的至少十倍，如公式 6 所示。

$$C_{BOOT} \geq 10 \times C_g = 10 \times 0.011 \mu F = 0.11 \mu F \quad (6)$$

在本参考设计中，自举电容选用  $0.47 \mu F$  电容。

#### 4.3.6.2 选择自举二极管

自举二极管接触的电压与最高直流总线电压相同（此情况下的最大值为  $1200V$  直流电压）。自举二极管额定电压必须大于直流总线轨电压。自举二极管必须是一个能快速恢复的二极管，以便能够最大限度减少恢复电荷，从而减少自举电容馈入到  $16V$  电源的电荷。此二极管必须能够承载  $11.28A$  的脉冲峰值电流（根据公式 11）。但是，平均电流要小得多，具体取决于开关频率和高侧 IGBT 的栅极电荷要求。本 TIDA-00366 参考设计使用  $1300V$ 、 $1A$  的快速恢复二极管 BYG23T-M3。

自举二极管功耗 ( $P_{DBOOT}$ ) 可根据开关频率、二极管正向压降和 PWM 信号开关频率 ( $f_{SW}$ ) 估算得出。在本参考设计中，开关频率已设置为  $15kHz$ 。公式 7 可计算自举二极管的估计功率损耗。

$$P_{DBOOT} = \frac{1}{2} \times Q_g \times f_{SW} \times V_{DBOOT} = \frac{1}{2} \times 0.165 \mu C \times 15 kHz \times 1 V = 1.2375 mW \quad (7)$$

#### 4.3.6.3 为自举二极管选择限流电阻器

假设自举电容上具有  $2V(p-p)$  纹波，那么  $0.47 \mu F$  电容上的电荷为：

$$Q = C \times V = 0.47 \mu \times 2 = 0.94 \mu C \quad (8)$$

电容充电周期为  $1.25 \mu s$  时，此相同电荷也表示为公式 9。

$$Q = 0.94 \mu C = I_{CH} \times 1.25 \mu \quad (9)$$

由此得出  $I_{CH} = 0.752A$ 。

由于二极管两端的电压降为  $1V$ ，因此计算出  $R_{BOOT}$  为：

$$R_{BOOT} = \frac{V_{DBOOT}}{I_{CH}} = \frac{1}{0.752} = 1.329 \Omega \quad (10)$$

TIDA-00366 使用的  $R_{BOOT}$  值为  $1.33 \Omega$ 。

当  $R_{BOOT} = 1.33 \Omega$  时，自举二极管电流计算公式为公式 11。

$$I_{DBOOT(pk)} = \frac{V_{DD} - V_{DBOOT}}{R_{BOOT}} = \frac{16 - 1}{1.33} = 11.28 A \quad (11)$$

自举电阻器的功耗能力很重要。自举电阻器必须能够承受在自举电容的初始充电过程中出现的短时高功耗。

### 4.3.7 栅极电阻器

栅极电流和电源相应的功耗取决于工作频率、偏置控制电压和总栅极电荷。IGBT 产品说明书中提供了总栅极电荷，具体值取决于栅极控制电压。开关所需的栅极电荷对于发挥 IGBT 的开关性能非常重要。电荷越少，给定开关时间内所需的栅极驱动电流越小。栅极电流可使用驱动器输出和 IGBT 栅极之间的外部栅极电阻进行控制。栅极电阻的值决定了峰值电荷和放电电流。影响 IGBT 开关行为的最经典方法是选择栅极电阻器。栅极电阻器对于导通和关断的开关过程可能不同。在这种情况下，导通栅极电阻器用  $R_{G(on)}$  表示，而关断栅极电阻器用  $R_{G(off)}$  表示（如图 10 所示）。栅极电阻器的有效值变为：

- 有效的  $R_{G(on)} = R_{Gon}$
- 有效的  $R_{G(off)} = R_{Gon} // R_{Goff}$

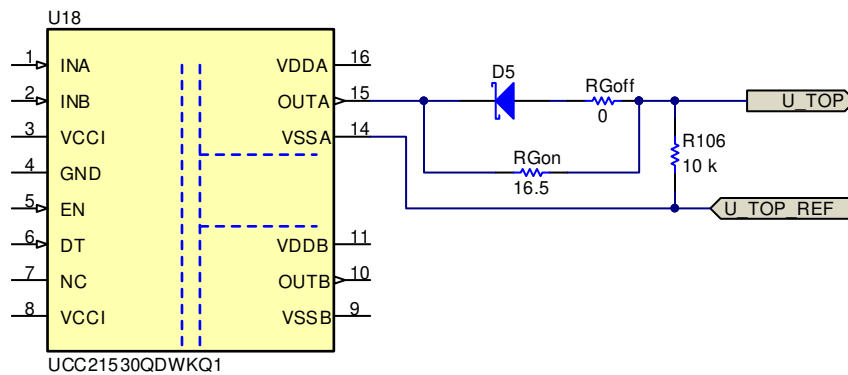


图 10. 栅极电阻器

根据栅极电阻器的不同，电压梯度 ( $dv/dt$ ) 以及电流梯度 ( $di/dt$ ) 都要修改。 $R_{G(on)}$  的电阻越高，IGBT 的开关越柔和（相应地，续流二极管的关断也越柔和）。但是，因此会导致 IGBT 的导通损耗增大（并且续流二极管的恢复损耗减小）。

对于 TIDA-00366， $R_{G(on)} = 16.5\Omega$  而  $R_{G(off)} = 0\Omega$ 。内部栅极电阻为  $4\Omega$  时，栅极电流计算公式如下：

- 拉电流 =  $16V / (16.5 + 4)\Omega = 780mA$
- 灌电流 =  $16V / 4\Omega = 4A$  近似值（假设二极管的导通电阻为零）

需要强调的另一个要点是，图 8 显示了 IGBT 的栅极和发射极端子之间的  $10k\Omega$  电阻器。这些电阻器充当安全预防措施，放置在这些节点之间，旨在确保当 UCC21530 不存在或未正确焊接在电路板上时不会使 IGBT 导通。

## 4.4 隔离式电流感应电路

注: TIDA-00366 专为三相逆变器而设计, 但本部分仅介绍一个通道 (U 相) 的电路和器件。此介绍内容同样适用于其他两个通道 (V 相和 W 相)。

电流感应是通过使用与逆变器输出端同相的三个分流器完成的。节 4.4.1 介绍了分流器值的选择问题。

### 4.4.1 为逆变器选择分流电阻器

如节 4.2.1 所述, 绕组峰值电流最高可达 51A。如果峰值电流为 50A (保留了一些余量), 分流电阻值可按公式 12 计算得出。

$$R_{SHUNT} = \frac{\pm 250 \text{ mV}}{\pm 50 \text{ A}} = 5 \text{ m}\Omega \quad (12)$$

其中  $\pm 250\text{mV}$  是 AMC1301 的输入电压范围。

### 4.4.2 增强型隔离放大器 AMC1301

AMC1301 是一款精密隔离放大器, 通过磁场抗扰度较高的隔离栅隔离输出和输入电路。AMC1301 的输入端经过了优化, 可直接连接到分流电阻器。图 11 显示了与 AMC1301 相关的电路和器件。

VDD1 是电源, GND1 是电路热侧的接地端, 其中 VINP 和 VINN 输入直接来自 5mΩ 分流电阻器。VDD1 由自举电源生成 (如节 4.4.2.1 所述)。GND1 连接到“U\_TOP\_REF”端子, 即半桥顶部和底部 IGBT 之间的连接中点。电容器 C4 (4.7μF) 和 C5 (0.1μF) 用于对 VDD1 电源进行去耦, 必须在布局中非常靠近 AMC1301 的 VDD1 引脚。如果用户要求进行噪声过滤, 请使用提供的差分 RC 滤波器 (R10、R17 和 C10)。测试 TIDA-00366 时无需进行噪声过滤, 因此 R10 = R17 = 0Ω 且 C10 = DNP。

在冷侧, VDD2 由 LDO TLV1117-33 生成 (如节 4.11.1 所述)。电容器 C6 (4.7μF) 和 C7 (0.1μF) 用于对 VDD2 电源进行去耦, 必须在布局中非常靠近 AMC1301 的 VDD2 引脚。AMC1301 的输出位于 VOUTP 和 VOUTN 引脚上。一个截止频率为 95kHz 的差分滤波器通过 R12 (4.7kΩ)、R15 (4.7kΩ) 和 C11 (180pF) 与输出端相连。

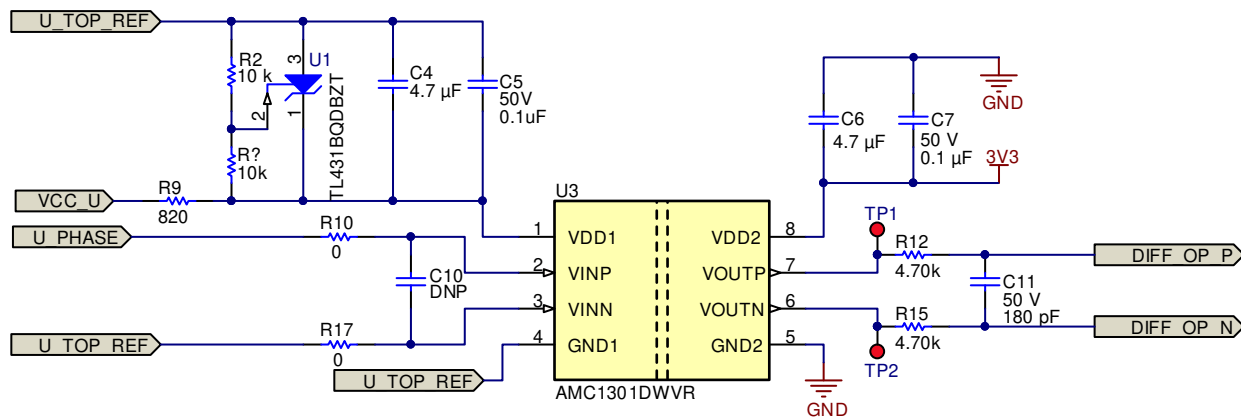


图 11. 增强型隔离放大器 AMC1301

#### 4.4.2.1 使用 TL431B 生成初级侧电源

高侧栅极驱动器的电源是用自举电路生成的。高侧 IGBT 栅极驱动器和相关电路的参考点是“U\_TOP\_REF”。电流感应电路也使用了相同的参考，因此 AMC1301 的 VDD1 电源也需要由相同的自举电源生成。图 12 显示了使用 TL431B 并联稳压器生成 AMC1301 的 VDD1 电源的原理。TL431B 的内部基准值为 2.5V，这有助于决定输出电压。

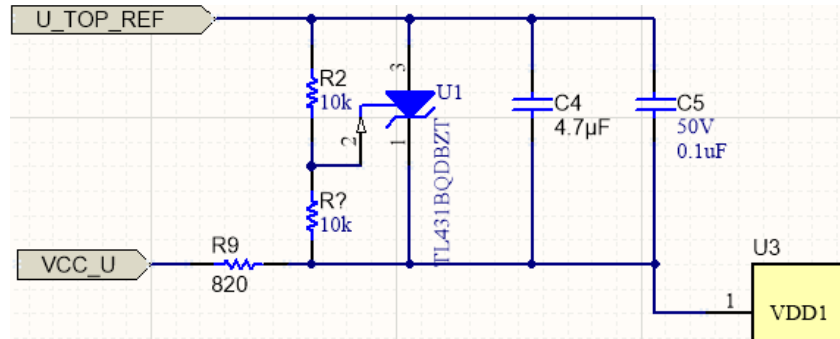


图 12. 使用 TL431B 生成电源

#### 4.4.3 使用 OPA320 进行差分到单端信号转换

AMC1301 的输出为差分式，共模电压为 1.4V。要将 AMC1301 与 MCU 连接，其输出需转换为单端形式，且必须在 0V 到 3.3V 的范围内（由于 MCU 电源的限制）。



#### 4.4.3.1 选择运算放大器

在用于测量电流、DC link 电压和 IGBT 模块温度的信号链中，必须选择运算放大器。对于运算放大器，请考虑以下参数：

- **失调电压：**运算放大器的失调电压规格可提升整体测量精度，因此对于运算放大器而言，最低失调电压是首选。
- **失调电压漂移：**信号链精度是在  $-25^{\circ}\text{C}$  到  $85^{\circ}\text{C}$  的温度范围内测量得出的。失调电压漂移必须很低，以便在额定温度范围内获得最小误差。零漂移运算放大器（如果有）是首选。
- **轨至轨输入和输出：**运算放大器的输入和输出端必须连接到两个电源轨，以便在正负周期内利用 1.65V 的完整范围（当输出端与 MCU 连接时）。
- **输入共模范围：**运算放大器的输入端必须能够接受  $V_{DD}/2$  的共模电压（在此应用中等于 1.65V）。
- **共模抑制比 (CMRR)：**典型三相工业逆变器的开关频率高达 16kHz 至 20kHz。频率为 100kHz（约为逆变器开关频率的五倍）时，CMRR 大于 80dB 通常是此类应用的首选规格。

满足这些规格的同时，应尽可能降低运算放大器的成本。本设计采用规格如表 2 所示的 OPA320。

表 2. OPA320 的主要规格

参数	值
电源电压 (V)	1.8V 至 5.5V
$I_Q$ /GBW 比	1.2mA/20MHz 60 $\mu$ A/MHz
1kHz 下的噪声 (nV/rtHz)	8nV/rtHz
轨至轨	RRIO 输入在电源轨基础上向外扩展 $\pm 100\text{mV}$ $V_{OUT}$ 至 $\pm 10\text{mV}$
零交越	是
输入偏置最大值 (pA)	1pA (最大值)
失调电压 (mV)	100 $\mu$ V (最大值)
温漂	0.5 $\mu$ V/ $^{\circ}\text{C}$
封装	SOT23-5、SOT23-6

请注意，本设计使用五个单通道运算放大器来简化 PCB 布局中的器件放置方式。OPA320 可确保在整个输入共模范围内都具有高精度和极好的信号线性度，因此非常适合驱动采样 ADC。

#### 4.4.3.2 计算放大器的增益

AMC1301 的数据表指明其具有  $-250$  至  $250\text{mV}$  的额定线性满标量程范围 ( $V_{INP} - V_{INN}$ )。在标称增益为 8.2 的情况下， $V_{OUT}$  范围是  $-2.05\text{V}$  至  $2.05\text{V}$ 。因此，AMC1301 的  $V_{OUT(p-p)} = 4.10\text{V}$ 。

OPA320 所需的  $V_{OUT(p-p)} = 3.24\text{V}$ （电压输出摆幅可提高至  $30\text{mV}$ ，与两个轨接近）。这意味着运算放大器的增益必须为 0.79（根据公式 13 计算得出）。

$$\text{Op amp gain} = \frac{3.24}{4.10} = 0.79 \text{ V/V} \quad (13)$$

### 4.4.3.3 器件选择

AMC1301 的输出由截止频率约为 94kHz 的差分滤波器 (R12、R15 和 C11 的组合) 进行滤波。

差分放大器增益的计算方法如公式 14 所示。

$$\text{Differential amplifier gain} = \frac{R_F}{R_{IN}} = \frac{7.5 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega} = 0.7978 \text{ V/V} \quad (14)$$

图 13 显示了将 AMC1301 差分输出转换为单端形式以馈入到 MCU 的差分放大器电路。差分放大器的输出通过两条路径传递出去：一条通过 RC 滤波器 (截止频率高于 1MHz, 时间延迟为 150ns) 进入 MCU 引脚 (I\_U)，另一条进入比较器进行过载保护。请注意，I\_U 也如 4.8 节所述进入接地故障比较器。

如果运算放大器电路产生的延迟太高，则还需要通过 DNP 电阻器 R18 提供一条旁路路径以便将电流感应信号直接发送到比较器。

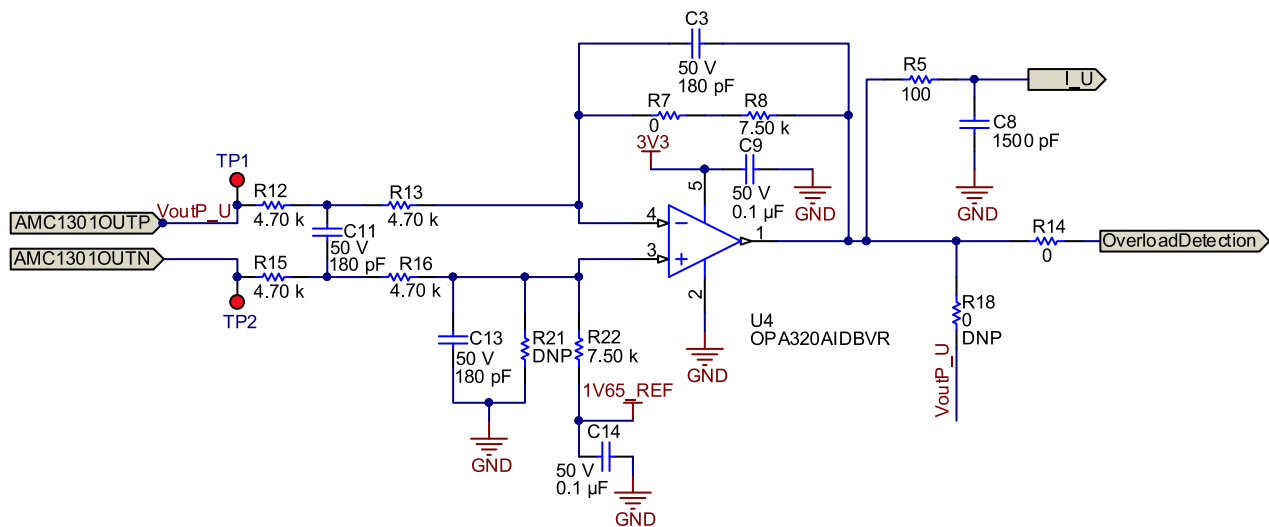


图 13. 差分到单端信号转换

### 4.5 直流总线电压感应电路

本设计通过测量直流总线电压来实现对直流总线的欠压和过压保护。本设计使用 AMC1311 增强型隔离放大器和 OPA320 运算放大器将直流总线输入电压降低并馈入到 MCU 中。OPA320 的输出可以直接驱动 ADC 输入，也可以在 ADC 处理该输出前对该输出进一步进行滤波。

要降低直流总线电压，可考虑选择这样一个电阻分压器网络：MCU ADC 输入电压最高为 3.3V，待测量的直流总线电压最高为 800V。

为了提高器件的线性和噪声性能，放大器引脚 VINP 和 VINN 之间的允许输入电压为 2V。选择分压电阻器时应确保在直流总线为最大值的情况下，放大器的输入电压小于 2V。

如图 14 所示，使用五个 200kΩ 电阻器和一个 2.49kΩ 电阻器来降低 VDC 信号。

注：本设计的欠压可设置为 400VDC，这样一来应该不会测量到低于 400V 的任何电压。在这种情况下，应使用与两个 200kΩ 电阻器并联的两个 200V 齐纳二极管（目前是 DNP）。

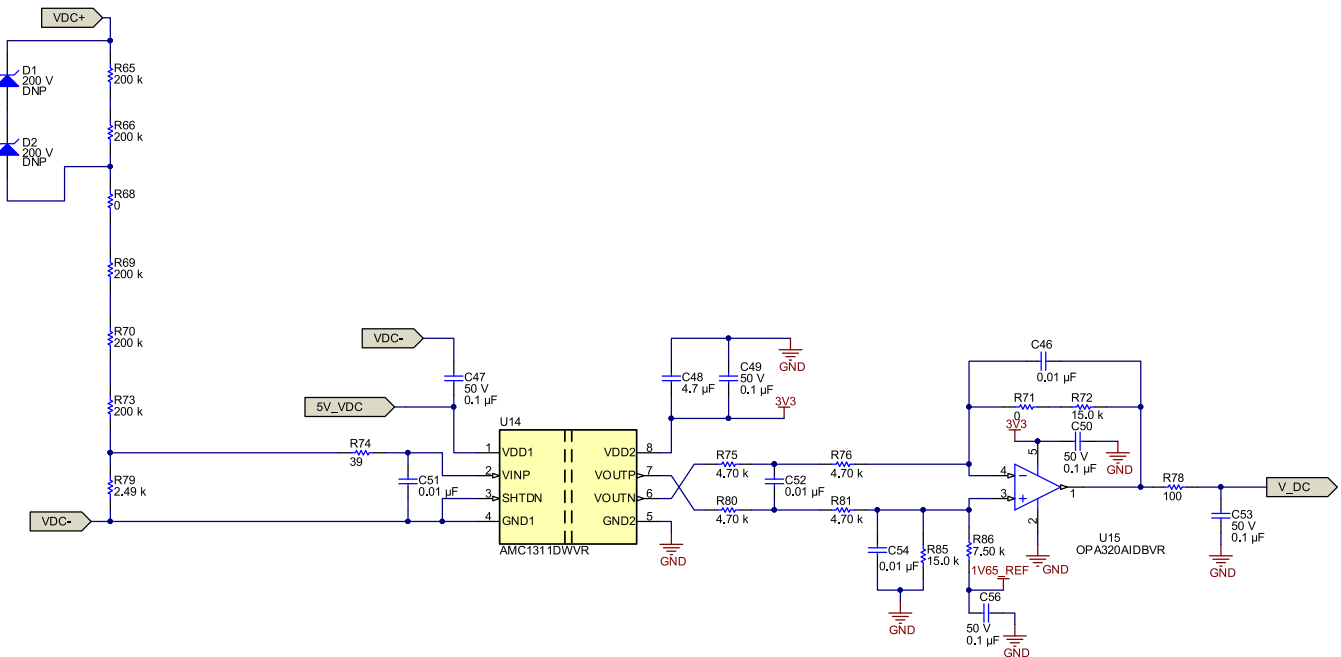


图 14. 直流总线电压感应电路

#### 4.5.1 计算电压感应的差分到单端转换的增益

AMC1311 数据表具有 0V 至 2V 的额定线性满标量程范围。在标称增益为 1 的情况下，VOUT 范围是 0V 至 2V。因此，AMC1311 的 VOUT (P-P) 是 2V。OPA320 需要的 VOUT (P-P) 为 3V（电压输出摆幅可提高至 30mV，与两个电压轨接近）。运算放大器的增益必须为 1.5，计算方法为：运算放大器的增益 = 3/2 = 1.5V/V。

#### 4.5.2 器件选择

AMC1311 的输出由截止频率约为 94kHz 的差分滤波器（R75、R80 和 C52 的组合）进行滤波。差分放大器增益可通过以下公式进行计算。

$$\text{Differential Amplifier Gain} = \frac{R_f}{R_n} = \frac{15 \text{ k}\Omega}{(4.7 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega)} = 1.5957 \text{ V/V} \quad (15)$$

## 4.6 NTC 温度感应电路

本设计中使用的 IGBT 模块具有一个集成的 NTC 热敏电阻。该 NTC 的特性如图 15 所示。

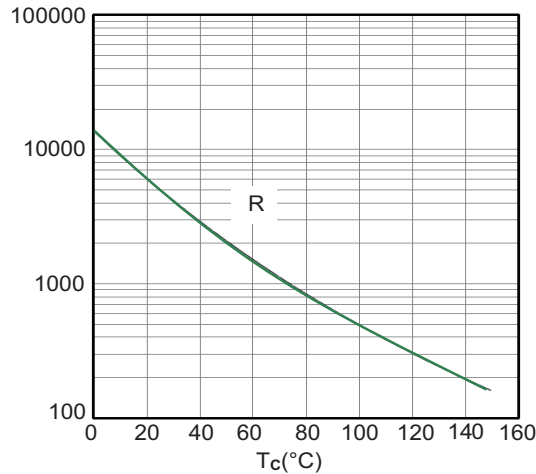


图 15. NTC 特性

本设计通过感应 NTC 电压并向 MCU 提供关闭 PWM 的信号来实现过热保护。该 NTC 由一个 R129 (22kΩ) 电阻器进行偏置 (如图 5 所示)。偏置信号发送到 AMC1311 的 VINP 引脚 (如图 16 所示)。感应到的信号由 AMC1311 输入端的差分滤波器进行滤波。AMC1311 的差分输出由 OPA320 以 1.5 的增益进行滤波并转换为单端信号。OPA320 的输出由 RC 滤波器 (截止频率 = 16kHz, RC 延迟 = 10μs) 进行滤波并作为 “MODULE\_TEMP” 信号馈入到 MCU 中。

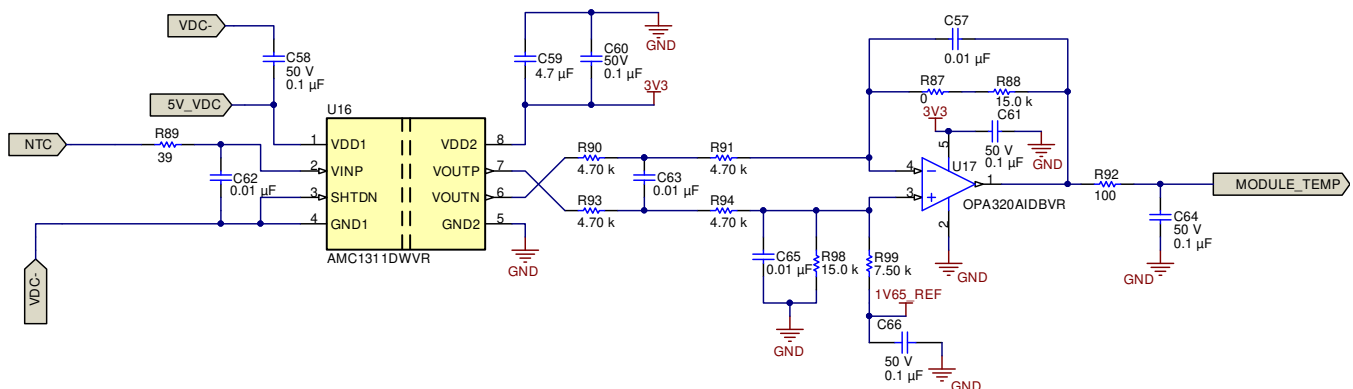


图 16. NTC 温度感应电路

## 4.7 过载 (或过流) 保护

注: TIDA-00366 专为三相逆变器而设计, 但本部分仅介绍一个通道 (U 相) 的电路和器件。此介绍内容同样适用于其他两个通道 (V 相和 W 相)。

### 4.7.1 选择比较器

典型的工业驱动器必须具备过载保护功能以便在 300ns 至 500ns 范围内运转。TLC372 有助于达到这一目标。TLC372 是一款具有极低成本的双通道比较器。该器件由一个 3V 至 16V 的电源供电, 典型响应时间为 200ns。

### 4.7.2 计算阈值电平

假设接地故障条件的阈值为  $50A_{PEAK}$  (大约为额定电流的 200%)，可使用表 3 显示的计算结果来选择电阻器以便为比较器设置阈值。

- $I_{SENSE(RMS)} = 35.4A$
- $I_{SENSE(PEAK)} = 50A$
- $R_{SHUNT} = 5m\Omega$

表 3. 用于实现过载保护的阈值电平的计算

参数	等式	计算出的值	单位
AMC1301 输入 (峰值)	$I_{SENSE(PEAK)} \times R_{SHUNT}$	250	mV
AMC1301 输出 (峰值)	AMC1301 输入 $\times 8.2$	2.05	V
运算放大器级输出 (峰值)	AMC1301 输出 $\times 0.7978$	1.63549	V
当 TLC372 的 $V_{DD} = 3.3V$ 时, 参考中点值为 $(3.3V/2) = 1.65V$			
高阈值	$1.65V +$ 运算放大器级输出 (峰值)	3.28549	V
低阈值	$1.65V -$ 运算放大器级输出 (峰值)	0.01451	V

### 4.7.3 用于设置阈值的电阻的计算

高阈值由电阻器 R4 和 R11 设置，而低阈值由电阻器 R11 和 R19 设置，如图 17 所示。假设  $R4 = R19 = 100\Omega$ ，R11 的计算结果为  $R11 = 10.7k\Omega$ 。

如图 17 所示，比较器的输入信号（与阈值相比）来自运算放大器级的输出端。TLC372 是开漏输出比较器，在输出端需要有一个上拉电阻器。R1 即用作该上拉电阻器。C1 (0.1 $\mu F$ ) 用作 TLC372 的去耦电容器。C2 (0.1 $\mu F$ ) 用作该阈值对应的本地去耦电容器，从而生成电阻分压器网络。

全部三个通道生成的 OVERLOAD 信号组合在一起。该信号输入到 MCU 以及 ENABLE 逻辑门输入端以进一步处理。

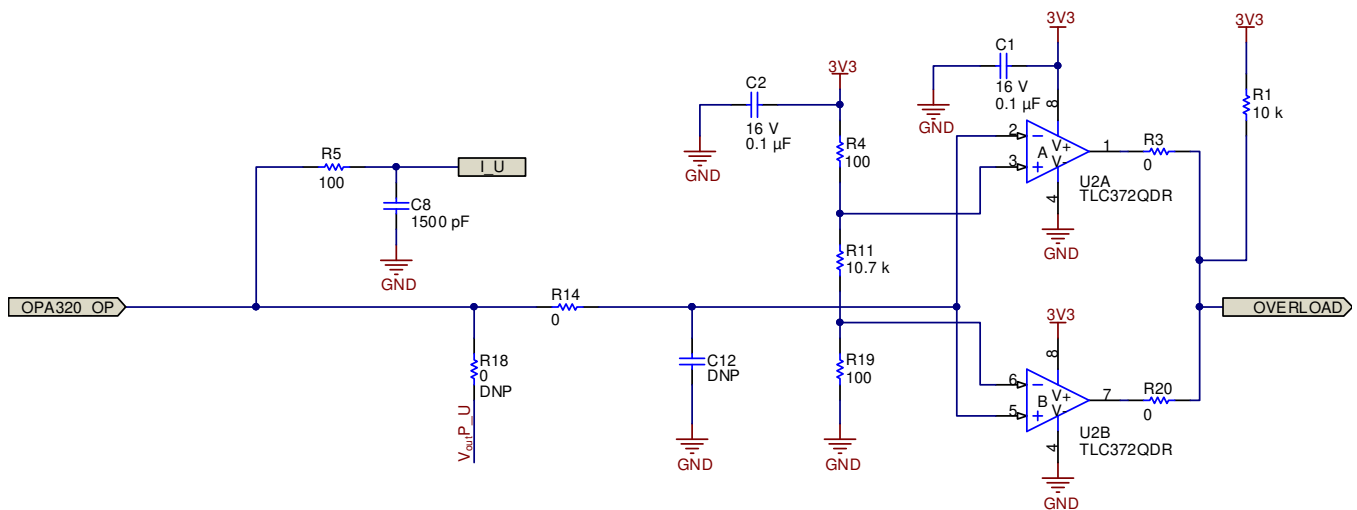


图 17. 过载保护电路

## 4.8 接地故障保护

### 4.8.1 选择比较器

典型的工业驱动器必须具备接地故障保护功能以便在 300ns 至 500ns 范围内运转。为达到这一目标，此处选用 TLC372。TLC372 是一款具有极低成本的双通道比较器。该器件由一个 3V 至 16V 的电源供电，典型响应时间为 200ns。

### 4.8.2 计算阈值电平

假设接地故障条件的阈值为  $5A_{PEAK}$ （大约为 20% 不平衡），可使用以下计算结果来选择电阻器以便为比较器设置阈值。

- $I_{SENSE(RMS)} = 3.54A$
- $I_{SENSE(PEAK)} = 5A$
- $R_{SHUNT} = 5m\Omega$

表 4. 用于实现接地故障保护的阈值电平的计算

参数	等式	计算出的值	单位
AMC1301 输入（峰值）	$I_{SENSE(PEAK)} \times R_{SHUNT}$	25	mV
AMC1301 输出（峰值）	AMC1301 输入 $\times 8.2$	205	mV
运算放大器级输出（峰值）	AMC1301 输出 $\times 0.7978$	163.549	mV
当 TLC372 的 VDD = 3.3V 时，参考中点值为 $(3.3V/2) = 1.65V$			
高阈值	$1.65V +$ 运算放大器级输出（峰值）	1.813549	V
低阈值	$1.65V -$ 运算放大器级输出（峰值）	1.486451	V



### 4.8.3 用于设置阈值的电阻的计算

高阈值由电阻器 R163、R165 和 R166 设置，如图 18 所示。假设  $R166 = 10\text{k}\Omega$ ，另外两个电阻器的计算结果为  $R163 + R165 = 8.2\text{k}\Omega$ 。

原理图中使用的最终值为  $R163 = 0\Omega$ ， $R165 = 8.2\text{k}\Omega$ ， $R166 = 10\text{k}\Omega$ 。

低阈值由电阻器 R154、R155 和 R158 设置，如图 18 所示。假设  $R158 = 10\text{k}\Omega$ ，另外两个电阻器的计算结果为  $R154 + R155 = 12.2\text{k}\Omega$ 。

原理图中使用的最终值为  $R154 = 200\Omega$ ， $R155 = 12\text{k}\Omega$ ， $R158 = 10\text{k}\Omega$ 。

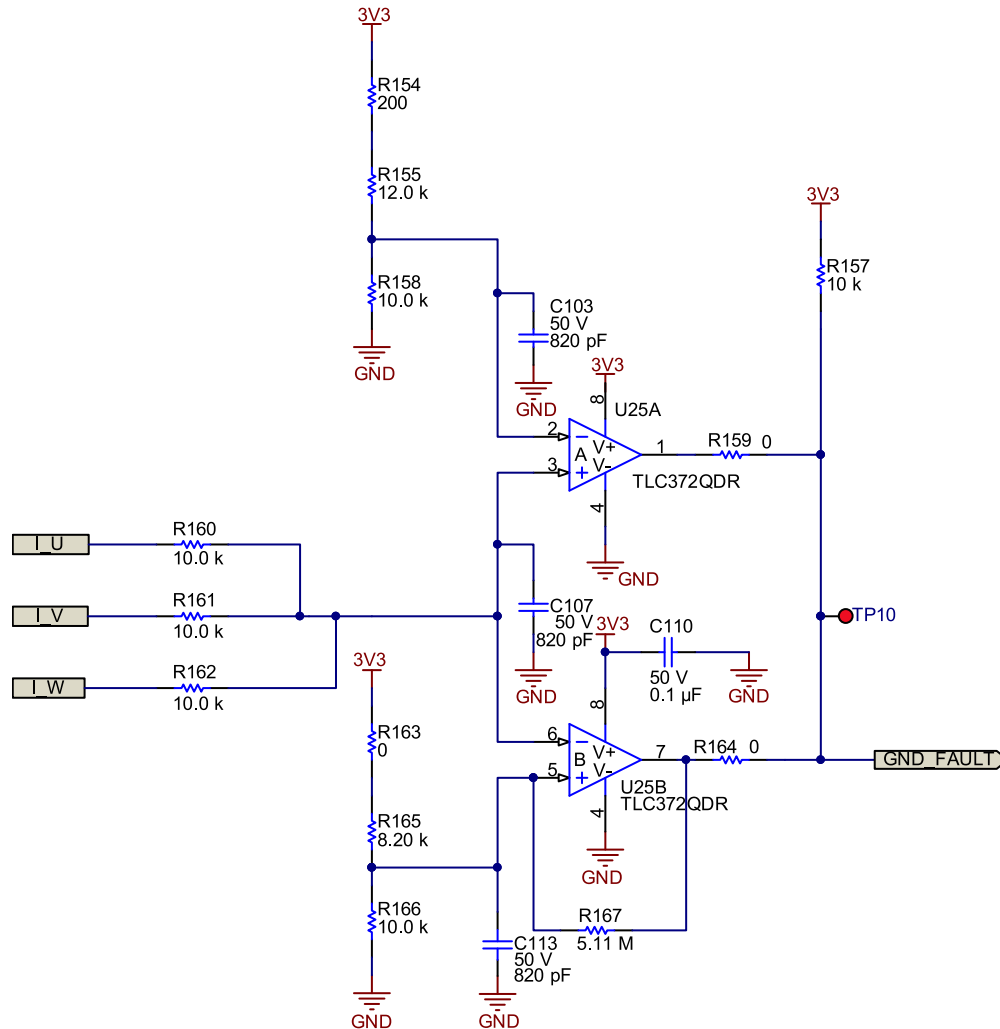


图 18. 接地故障检测电路

如图 18 所示，比较器的输入信号（与阈值相比）来自三个运算放大器级的输出端，并用三个  $10\text{k}\Omega$  电阻器合并到一起。TLC372 是一个开漏输出比较器，在输出端需要有一个上拉电阻器。R157 即用作该上拉电阻器。C110 ( $0.1\mu\text{F}$ ) 用作 TLC372 的去耦电容器。C103、C107 和 C113（全部为  $820\text{pF}$ ）用作该阈值对应的本地去耦电容器，从而生成电阻分压器网络和输入信号。

从比较器生成的 GND\_FAULT 信号输入到 MCU 以及 ENABLE 逻辑门输入端以进一步处理。

## 4.9 ENABLE 信号的门逻辑

IGBT 栅极驱动器的 ENABLE 信号设置为低电平时可同时禁用两个驱动器输出，而设置为高电平或保持开路时可启用输出。在 TIDA-00366 设计中使用的 IGBT 栅极驱动器的 ENABLE 信号在发生以下情况时被拉低：

1. 如果三个通道中的任何一个通道存在过载情况（即，OVERLOAD = LOW），或
2. 如果发生接地故障情况（即，GND\_FAULT = LOW），或
3. 如果用户从微控制器产生“TRIP”信号（即，TRIP = HIGH）。

在 PWM 启动时，需要通过一个序列使低侧 IGBT 先导通，从而让自举配置正常工作。这一过程也会使用 TRIP 信号（如 6.3 节所述）。表 5 显示了用于生成 ENABLE 信号的逻辑真值表。

表 5. 启用逻辑的真值表

状态	MCUCntrl	TRIP (A)	GND_FAULT (B)	OVERLOAD (C)	ENABLE (Y)
0	1	X	X	X	1
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	1

为了满足所有这些条件，需要使用图 19 所示的电路来实现 ENABLE 逻辑。

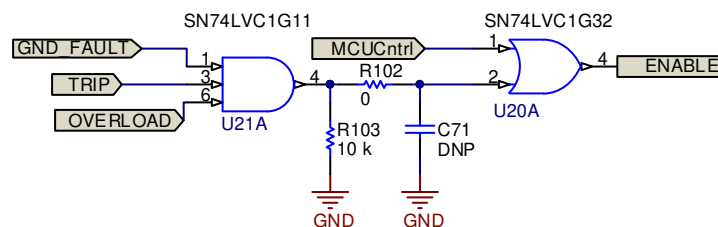


图 19. ENABLE 逻辑生成

R103 (10kΩ) 是用于与门输出的下拉电阻器，在不通过输入进行驱动时直接使其接地。此外，RC 滤波器（R102 和 C71）用于设置用户所需的延迟时间。

当电路板加电而 PWM 未导通时，“OVERLOAD”和“GND\_FAULT”信号将处于低电平有效状态，这将使 ENABLE 按照表 5 进入低电平状态。如果 ENABLE 信号处于低电平，则会禁用栅极驱动器。为了脱离这种情况，通过在短时间内使 MCUCntrl 信号处于高电平将 ENABLE 信号拉“高”。

#### 4.10 用于连接 C2000 Piccolo LaunchPad 的连接器的连接器

表 6 显示了 C2000 Piccolo LaunchPad 的引脚。突出显示的引脚用于连接 TIDA-00366 板。

表 6. C2000 LaunchPad 引脚

多路复用值						多路复用值			
			3.3V	1		5V			
			ADCINA6	2	2	GND			
TZ2	SDAA	SCIRXDA	GPIO28	3	3	ADCINA7			
TZ3	SCLA	SCITXDA	GPIO29	4	4	ADCINA3			
RSVD	RSVD	COMP2OUT	GPIO34	5	5	ADCINA1			
			ADCINA4	6	6	ADCINA0			
	SCITXDA	SPICLK	GPIO18	7	7	ADCINB1			
			ADCINA2	8	8	ADCINB3			
			ADCINB2	9	9	ADCINB7			
			ADCINB4	10	10	NC			
多路复用值				J6 引脚	J2 引脚	多路复用值			
RSVD	RSVD	EPWM1A	GPIO0			GND			
COMP10 UT	RSVD	EPWM1B	GPIO1	2	2	GPIO19	SPISTE A	SCIRXDA	ECAP1
RSVD	RSVD	EPWM2A	GPIO2	3	3	GPIO12	TZ1	SCITXDA	RSVD
COMP20 UT	RSVD	EPWM2B	GPIO3	4	4	NC			
RSVD	RSVD	EPWM3A	GPIO4	5	5	RESET 编号			
ECAP1	RSVD	EPWM3B	GPIO5	6	6	GPIO16 和 GPIO32	SPISIMOA 或 SDAA	RSVD 或 EPWMSYNCI	TZ2 或 ADCSOCA
TZ2 或 ADCSOC A	RSVD 或 EPWMSYN CI	SPISIMOA 或 SDAA	GPIO16 和 GPIO32	7	7	GPIO17 和 GPIO33	SPISOMIA 或 SCLA	RSVD 或 EPWMSYN O	TZ3 或 ADCSOCB
TZ3 或 ADCSOC B	RSVD 或 EPWMSYN CO	SPISOMIA 或 SCLA	GPIO17 和 GPIO33	8	8	GPIO6	EPWM4A	EPWMSYNCI	EPWMSYN O
			NC	9	9	GPIO7	EPWM4B	SCIRXDA	RSVD
			未连接 (NC)	10	10	ADCINB6			

在 TIDA-00366 板上，使用了两个 20 引脚的连接器来连接 C2000 LaunchPad，如图 20 和图 21 所示。逆变器的 PWM 信号是使用 LAUNCHXL-F28027 板生成的。MCU 生成的 PWM 信号由  $R = 100\Omega$  且  $C = 10\text{pF}$  的 RC 滤波器进行滤波。此规格对应于 159MHz 的截止频率和 1ns 的 RC 时间延迟。GND\_FAULT 和 OVERLOAD 信号由它们各自的比较器产生，并连接到 MCU 的 GPIO 上，此外还连接到一个三输入与门（如第 4.9 节所述），以产生用于栅极驱动器的 ENABLE 信号。如果用户想中断 PWM 信号或如果需要锁存 GND\_FAULT 和 OVERLOAD 信号，则 MCU 将生成 TRIP 信号。

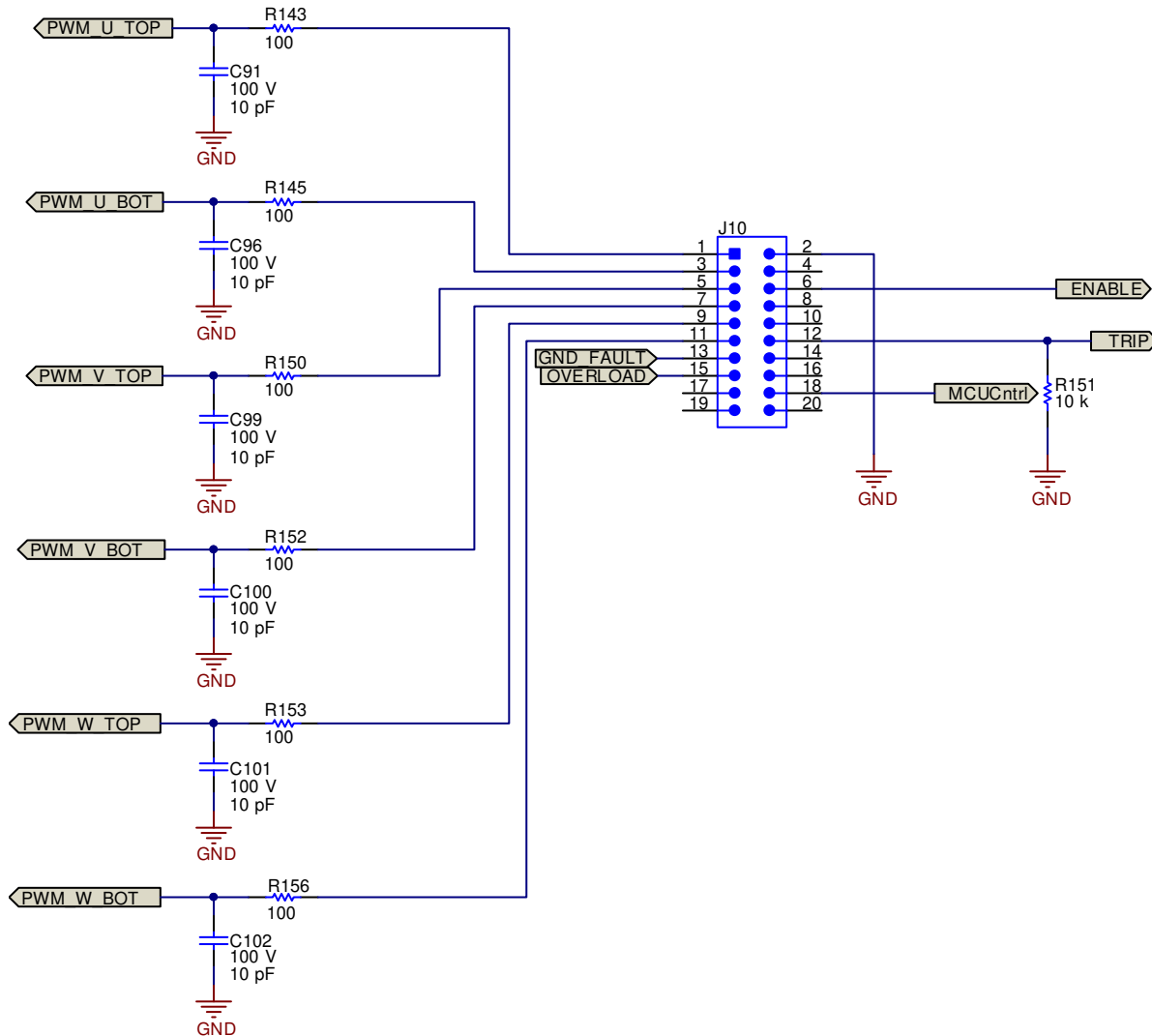


图 20. 用于连接 LAUNCHXL-F28027 上的连接器 J6 和 J2 的 20 引脚连接器

使用 TLV1117-33 生成的 3.3V 电源为 LaunchPad 供电，如图 21 所示。此外，通过安装板载器件 R144、C94 和 C95，还可以使用外部 5V 电源为 MCU 供电。执行 RC 滤波（针对混叠）之后，感应到的信号 I<sub>U</sub>、I<sub>V</sub>、I<sub>W</sub>、V<sub>DC</sub> 和 MODULE\_TEMP 将连接到 ADC 输入引脚。1V65\_REF 和 3V3\_REF 也将提供给 ADC 以进行任何比例式测量。

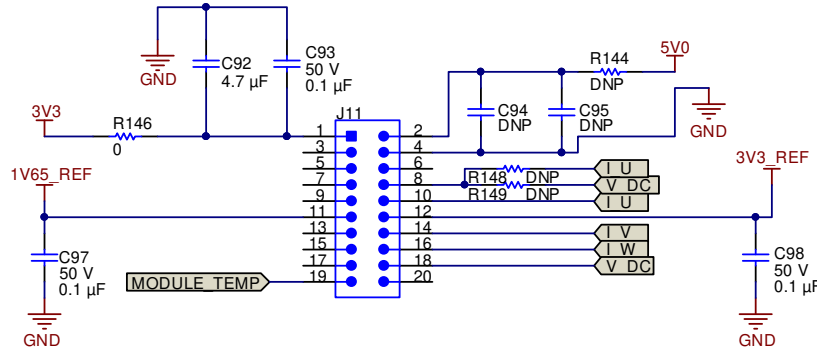


图 21. 用于连接 LAUNCHXL-F28027 上的连接器 J1 和 J5 的 20 引脚连接器

## 4.11 电源

如 3 节中的系统方框图所示，本设计使用两个外部电源：为设计冷侧供电的 5V 电源，以及为隔离式栅极驱动器供电的 16V 电源（接近高压侧）。

### 4.11.1 使用 TLV1117-33 生成 3.3V 电压

以下各项需要由 3.3V 电源供电：

- 用于所有电流测量通道的 AMC1301 的 VDD2（输出侧）
- 用于直流链路电压感应和温度感应电路的 AMC1311 的 VDD2（输出侧）
- UCC21530 的 VCCI（输入侧）
- OPA320 的 VDD
- TLC372 的 VDD（用于过载以及接地故障检测电路）
- SN74LVC1G11 与门的 VCC
- SN74LVC1G32 或门的 VCC
- 通过连接器 J2（引脚 1）为 LAUNCHXL-F28027 板提供 3.3V 电源

选择使用 TLV1117-33 将 5V 转换为 3.3V 的原因如下：

1. 输入电压范围：4.7V 至 15V（绝对最大额定电压为 16V）
2. 输出电流：高达 800mA
3. 温度范围：-40°C 至 125°C

需由 TLV1117-33 提供的总电流大约为 205.87mA（包括 AMC1301 的  $3 \times I_{DD2}$ ，即  $3 \times 4.4\text{mA} = 13.2\text{mA}$ ；AMC1311 的  $2 \times I_{DD2}$ ，即  $2 \times 5.3\text{mA} = 10.6\text{mA}$ ；UCC21530 的  $3 \times I_{CCI}$ ，即  $3 \times 2\text{mA} = 6\text{mA}$ ；OPA320 的  $5 \times I_{DD}$ ，即  $5 \times 1.85\text{mA} = 9.25\text{mA}$ ；TLC372 的  $4 \times I_{DD}$ ，即  $4 \times 400\mu\text{A} = 1.6\text{mA}$ ；SN74LVC1G11 的  $I_{CC} = 10\mu\text{A}$ ；SN74LVC1G32 的  $I_{CC} = 10\mu\text{A}$ ；以及 LAUNCHXL-F28027 板的电源电流 150mA）。

检查 LDO 上的热应力。它必须耗散的总功率为：

$$P_{LDO(max)} = (V_{LDO(IN)} - V_{LDO(OUT)}) \times I_{LDO(max)} = (5V - 3.3V) \times 190.67 \text{ mA} = 0.324139 \text{ W} \quad (16)$$

对于封装选择,

$$\theta_{JA(max)} = \frac{(T_J - T_A)}{P_{D(max)}} = \frac{(125^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C})}{0.324139\text{ W}} = 123.40^\circ\text{C} / \text{W} \quad (17)$$



LDO 必须采用  $\theta_{JA} \leq 123.40^{\circ}\text{C/W}$  的封装。查看表 7（摘自 TLV1117-33 数据表），可发现所有封装都适合。TIDA-00366 使用 DCY 封装。

表 7. TLV1117-33 的热性能信息

热指标		TLV1117						单位	
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	38.6	19.2	38.3	104.3	50.9	30.1	27.50	$^{\circ}\text{C/W}$

图 22 显示了采用 LDO TLV1117-33 进行 5V 至 3.3V 转换的原理图。二极管 D13 用于反极性保护。C106 (10 $\mu$ F) 和 C104 (0.1 $\mu$ F) 是输入电容器。C108 (22 $\mu$ F) 和 C109 (0.1 $\mu$ F) 是输出电容器。输出电容的选择对稳压器的稳定性至关重要。较大的 COUT 值能够改善瞬态响应和环路稳定性，有益于稳压器。此器件借助 ESR 介于 0.2 $\Omega$  和 10 $\Omega$  之间的钽和铝电解电容实现稳定。尽管输入电容不是确保稳定性所必需的器件，但在 IN 和 GND 之间放置一个 10 $\mu$ F 的电容可抵消无功输入源，并改善瞬态和噪声性能。如果预计会发生上升时间很快的大型负载瞬变，则需要更高容值的电容。

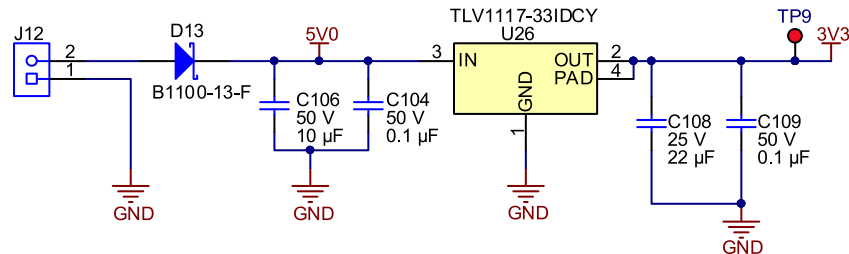


图 22. 从 5V 输入生成 3.3V 电压

#### 4.11.2 使用 TLV70450 生成 5V 电压

AMC1311 的 VDD1 (位于输入侧，用于直流链路电压感应和温度感应电路) 需要由 5V 电源供电。

选择使用 TLV70450 将 16V 转换为 5V 的原因如下：

1. 输入电压范围：2.5V 至 24V
2. 输出电流：高达 150mA
3. 温度范围：-40°C 至 125°C

需由 TLV70450 提供的总电流大约为 14.2mA (每个 AMC1311 的 VDD1 的电流为 7.1mA，分别用于直流总线感应电路和 NTC 模块温度感应电路)。

检查 LDO 上的热应力。它必须耗散的总功率为：

$$P_{LDO(max)} = (V_{LDO(IN)} - V_{LDO(OUT)}) \times I_{LDO(max)} = (16V - 5V) \times 14.2 \text{ mA} = 0.1562 \text{ W} \quad (18)$$

对于封装选择，

$$\theta_{JA(max)} = \frac{(T_J - T_A)}{P_{D(max)}} = \frac{(125^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C})}{0.1562 \text{ W}} = 256.08^\circ\text{C/W} \quad (19)$$

LDO 必须采用  $\theta_{JA} \leq 256.08^\circ\text{C/W}$  的封装。查看表 8 (摘自 TLV70450 数据表)，可发现适合使用 DBV (SOT-23) 封装。

表 8. TLV70433 的热性能信息

热指标		TLV704	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	213.1	$^\circ\text{C/W}$

图 23 显示了采用 LDO TLV70450 进行 16V 至 5V 转换的原理图。C43 (4.7 $\mu$ F) 和 C44 (0.1 $\mu$ F) 是输入电容器，C45 (4.7 $\mu$ F) 是输出电容器。尽管输入电容不是确保稳定性所必需的器件，但在 IN 和 GND 之间放置一个 0.1 $\mu$ F 或更大的电容时，该电容可抵消无功输入源，并改善瞬态和噪声性能。如果预计会发生上升时间很快的大型负载瞬变，则需要更高容值的电容。为了确保稳定性，TLV704 要求在 OUT 和 GND 之间连接 1 $\mu$ F 或更大的电容。可使用陶瓷电容或钽电容。较大容值的电容可以带来更好的瞬态和噪声性能。

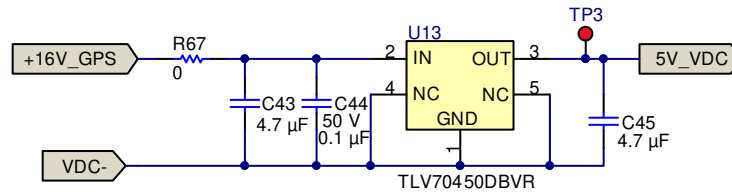


图 23. 从 16V 栅极驱动电源输入生成 5V 电压

#### 4.11.3 使用 REF2033 生成 3.3V 和 1.65V 基准电压

仅具有正电源电压的应用通常需要一个在 ADC 输入范围中间位置的附加稳定电压来偏置输入双极信号。如节 4.4.2 所述，AMC1301 提供双极性输出；因此在差分至单端运算放大器级期间需要进行电平转换。运算放大器的输出端连接到 MCU（使用 3.3V 电源供电），所以信号的电平转换应该在 1.65V 时完成。图 24 显示了使用 REF2033 生成的基准电压。输入和输出端的 0.1 μF 电容用于进行噪声滤波。

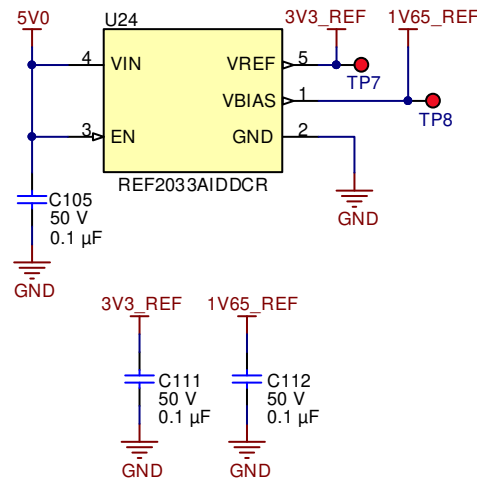


图 24. 生成 1.65V 和 3.3V 基准电压

## 5 入门硬件

本部分介绍 TIDA-00366 的 PCB 顶视图和底视图，其中显示了所有不同区域的情况。此外还将介绍电源要求和用于连接外部世界的连接器。

### 5.1 TIDA-00366 PCB 概览

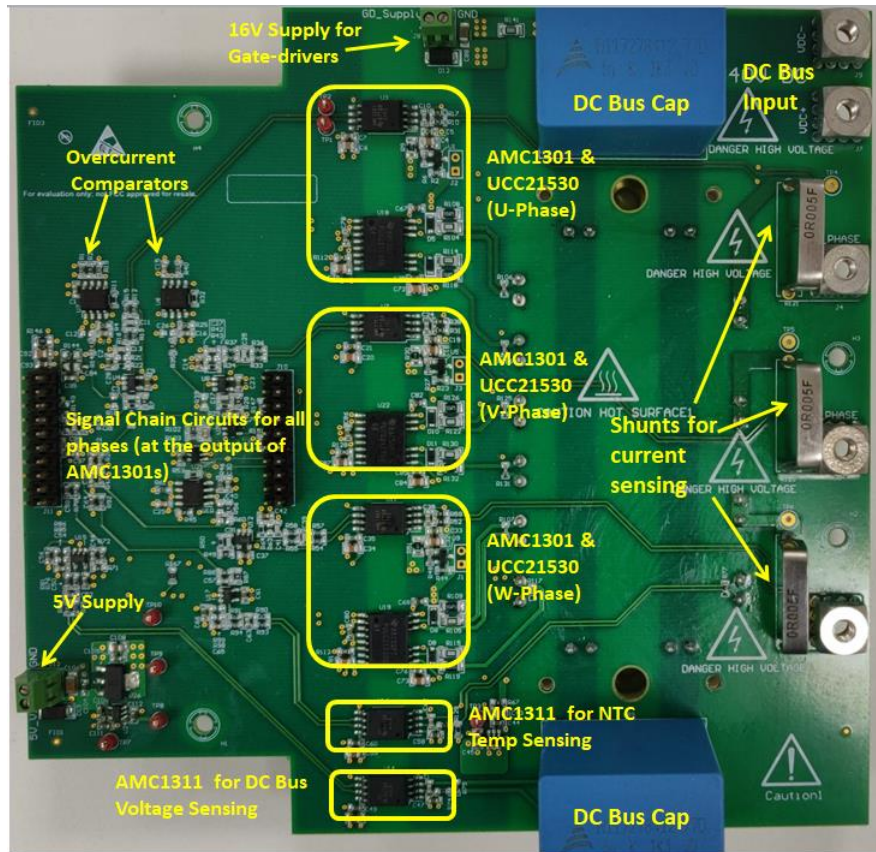


图 25. TIDA-00366 的 PCB 顶视图

图 26 显示了 TIDA-00366 PCB 的底视图。IGBT 模块安装在底层，因此可根据输出功率级别的要求将其连接到散热器。

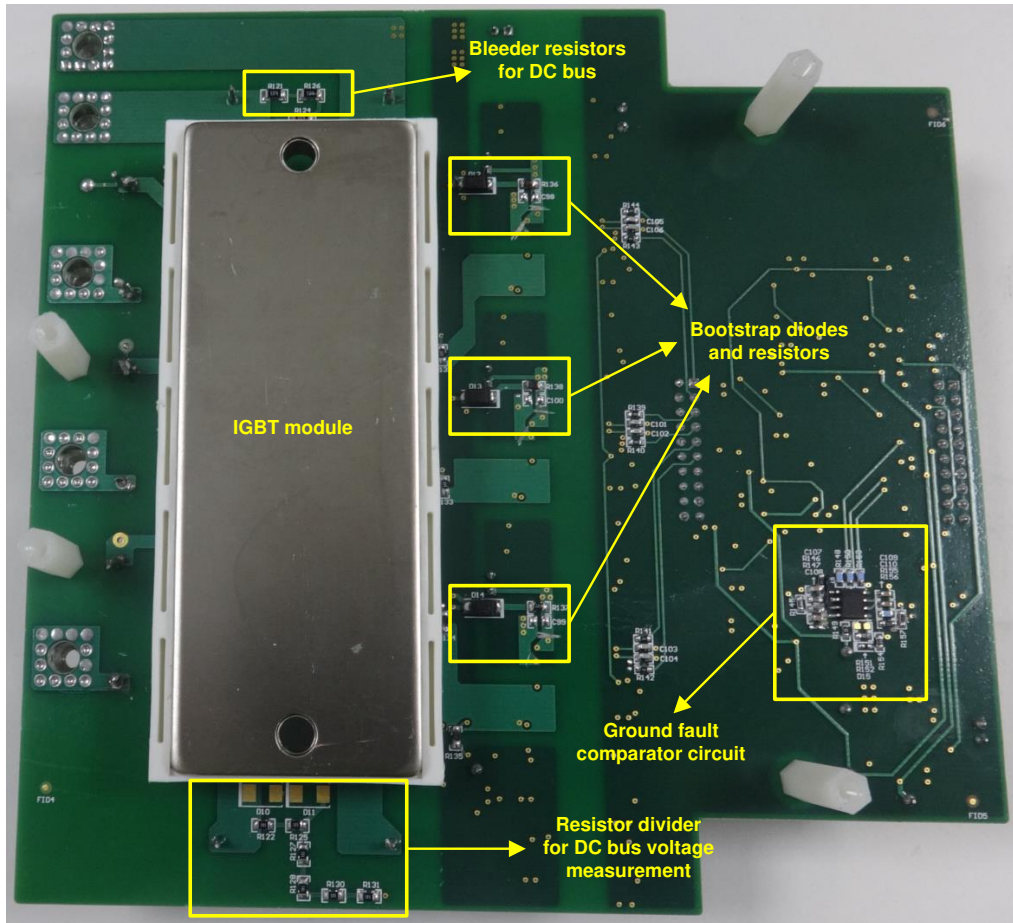


图 26. TIDA-00366 的 PCB 底视图

## 5.2 连接器

表 9 显示了 TIDA-00366 PCB 上使用的连接器及其用途。

表 9. 连接器

连接器	用途
J1	如未使用自举配置，则用于为 W 相高侧栅极驱动器提供外部隔离式 16V 电源
J2	如未使用自举配置，则用于为 U 相高侧栅极驱动器提供外部隔离式 16V 电源
J3	如未使用自举配置，则用于为 V 相高侧栅极驱动器提供外部隔离式 16V 电源
J4	用于连接电机的 U 相输出端
J5	用于连接电机的 V 相输出端
J6	用于连接电机的 W 相输出端
J7	VDC+ 输入
J8	为低侧栅极驱动器供电的 16V GD_Supply
J9	VDC- 输入
J10	用于连接到 LAUNCHXL-F28027 的 J6-J2
J11	用于连接到 LAUNCHXL-F28027 的 J1-J5
J12	为 MCU、运算放大器、AMC1301 的低侧和比较器供电的 5V_VIN 电源



图 27 显示了如何将 LAUNCHXL-28027 安装在连接器 J10 和 J11 上。

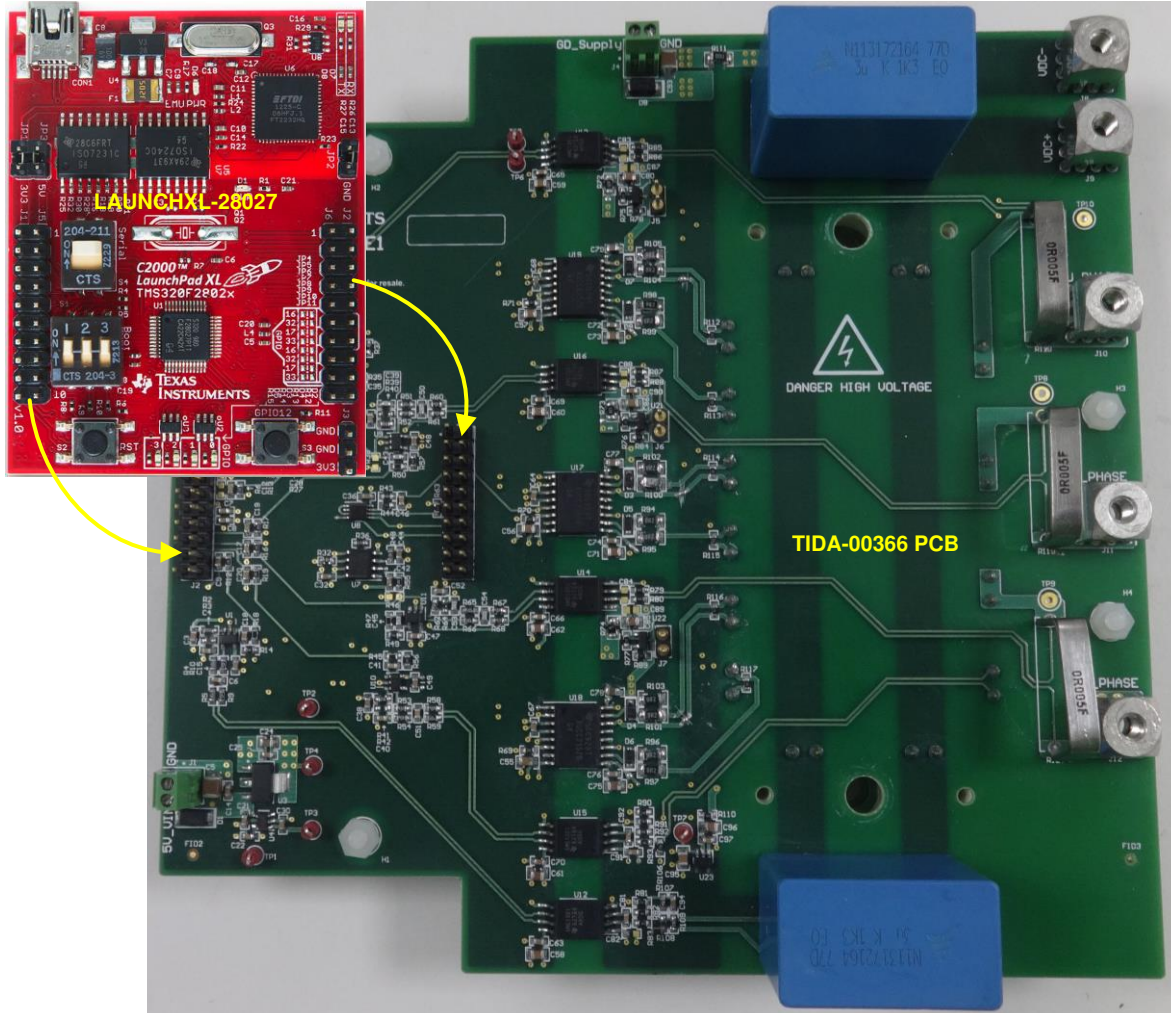


图 27. 将 LAUNCHXL-F28027 板连接到 TIDA-00366 PCB

## 6 测试数据

### 6.1 电源

表 10 显示了电路板上电压轨的测量值。

表 10. 电压轨 - 设计值和测量值

电压轨名称	来源器件	该电压轨的设计值 (V)	该电压轨的测量值 (V)
5V VDC	TLV70450	5	5.025
3V3	TLV1117-33	3.3	3.2997
3V3_REF	REF2033	3.3	3.3
1V65_REF	REF2033	1.65	1.6501
16V GPS	外部供电 (用于低侧 IGBT 栅极驱动器)	16	16
VCC_U	自举电源 (用于高侧 IGBT 栅极驱动器)	15	14.9
VCC_V	自举电源 (用于高侧 IGBT 栅极驱动器)	15	14.89
VCC_W	自举电源 (用于高侧 IGBT 栅极驱动器)	15	14.92
AMC1301 的电源	U 相	5	5.017

#### 6.1.1 使用 LDO 和基准电压生成的电源轨

图 28 和图 29 显示了使用 TLV1117-33 生成的 3V3 电源轨的电压轨和纹波。该纹波比 10mV(p-p) 小得多。

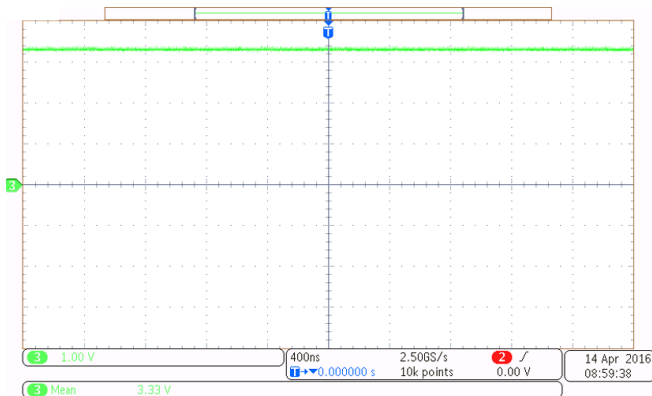


图 28. 使用 TLV1117-33 生成的 3.3V 电压轨

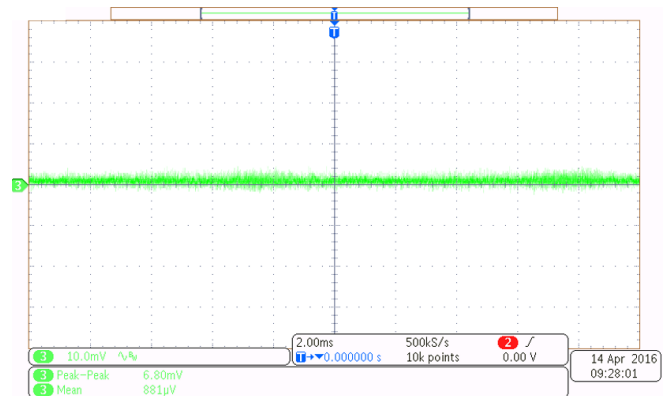


图 29. 使用 TLV1117-33 生成的 3.3V 电压轨上的纹波

图 30 和图 31 显示了使用 TLV70450 生成的 5V VDC 电源轨的电压轨和纹波。该纹波比 10mV (p-p) 小得多。

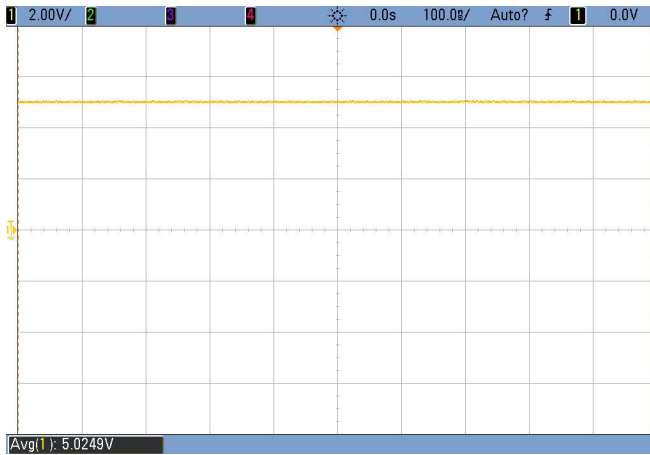


图 30. 使用 TLV70450 生成的 5V 电源轨

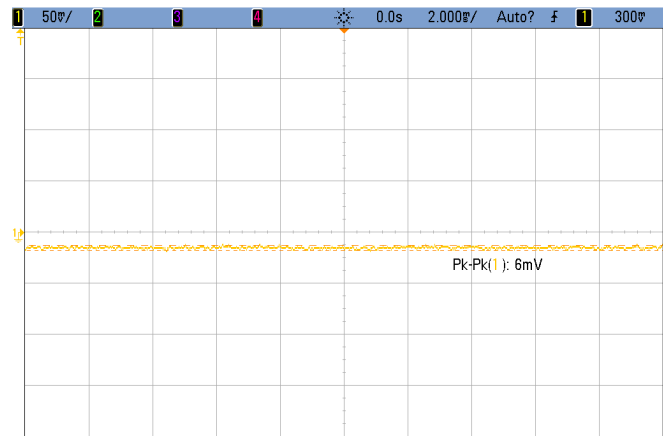


图 31. 使用 TLV70450 生成的 5V 电源轨上的纹波

图 32 和图 33 分别显示了使用 REF2033 生成的 3V3 和 1V65 电源轨的电压轨。



图 32. 使用 REF2033 生成的 3.3V 电压轨



图 33. 使用 REF2033 生成的 1.65V 电压轨



### 6.1.2 AMC1301 的电源轨

如节 4.4.2.1 所述，AMC1301 热侧的 5V 电压轨是使用 TL431B 从自举电源产生的。图 34 和图 35 分别显示了 5V 电压轨和该轨上的纹波。峰间纹波值小于 400mV，频率为  $(1/66.40\mu\text{s}) = 15.040\text{kHz}$ ，这正好是功率级的开关频率。

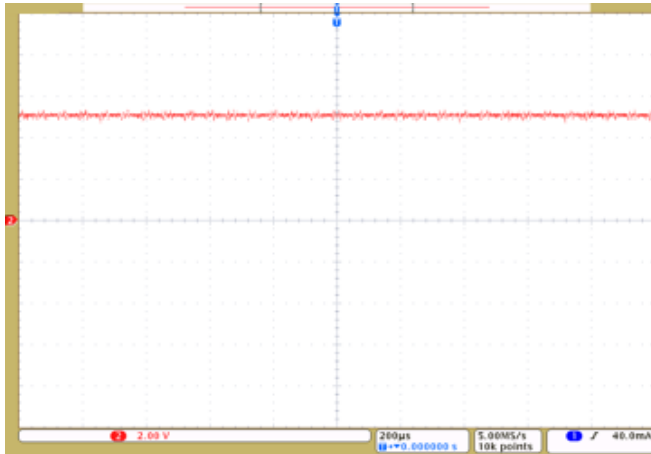


图 34. 为 AMC1301 热侧供电的 5V 电压轨

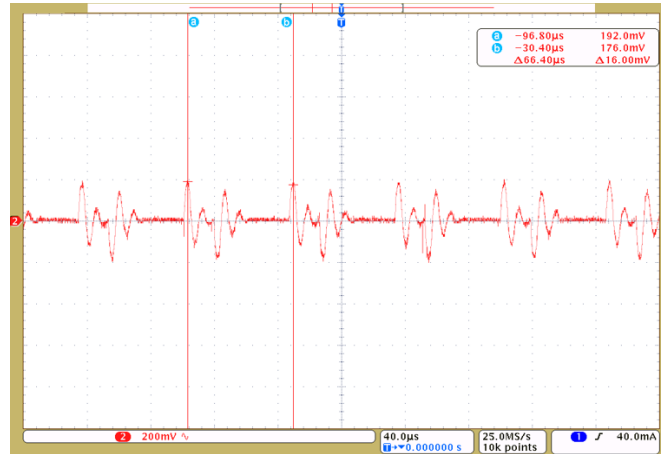


图 35. 为 AMC1301 热侧供电的 5V 电压轨上的纹波

### 6.1.3 低侧栅极驱动器的电源轨

图 36 和图 37 分别显示了低侧栅极驱动器的 16V 电源轨的电压轨和纹波。峰间纹波值为 80mV，频率为  $(1/66.80\mu\text{s}) = 14.97\text{kHz}$ ，这接近于功率级的开关频率。

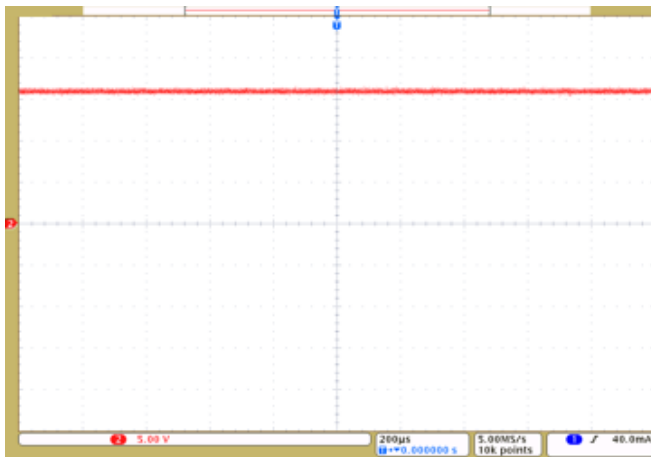


图 36. 低侧栅极驱动器的 16V 电压轨

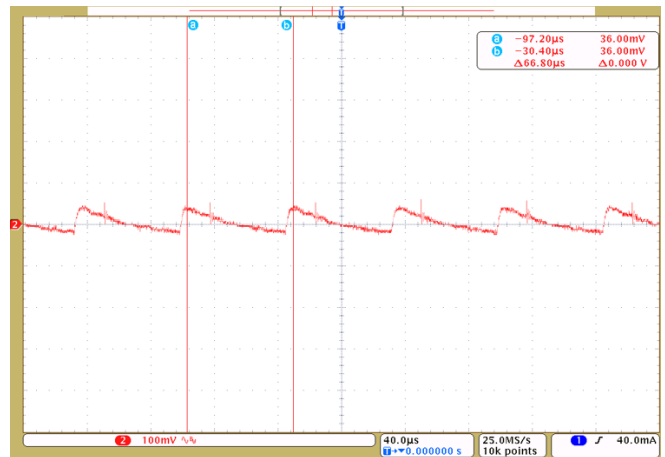


图 37. 低侧栅极驱动器的 16V 电压轨上的纹波

### 6.1.4 高侧栅极驱动器的电源轨（自举电源）

图 38 和图 39 分别显示了高侧栅极驱动器的自举电源的电压轨和纹波。在直流总线上施加  $V_{DC} = 800V$  时的峰间纹波电压为 2.3V。

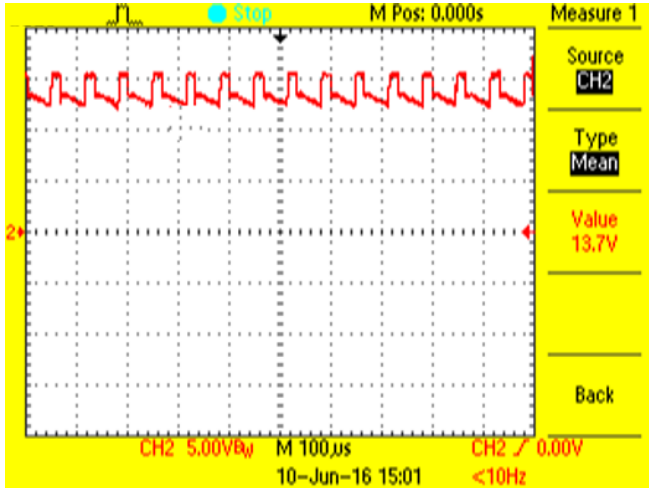


图 38. 高侧栅极驱动器的自举电源

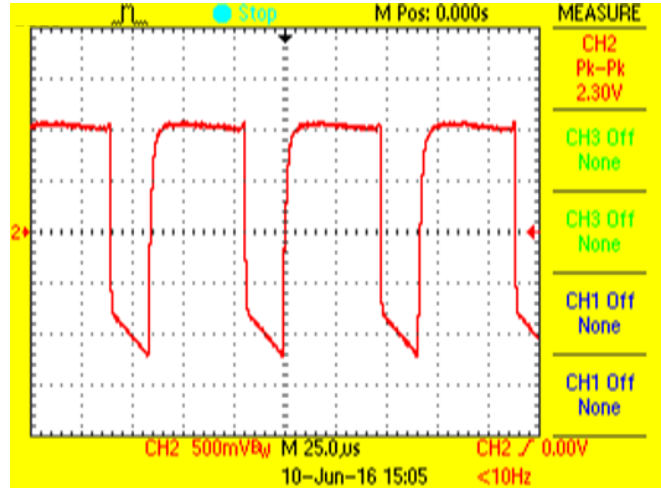


图 39. 高侧栅极驱动器的自举电源上的纹波

自举电容值在决定电源纹波方面起着重要作用。一项扩展测试使用  $1\mu F$  的自举电容值来测试电源线路上的纹波。图 40 显示了较高电容下的纹波值下降情况。在直流总线上施加  $V_{DC} = 800V$  时的峰间纹波电压为 1.5V。

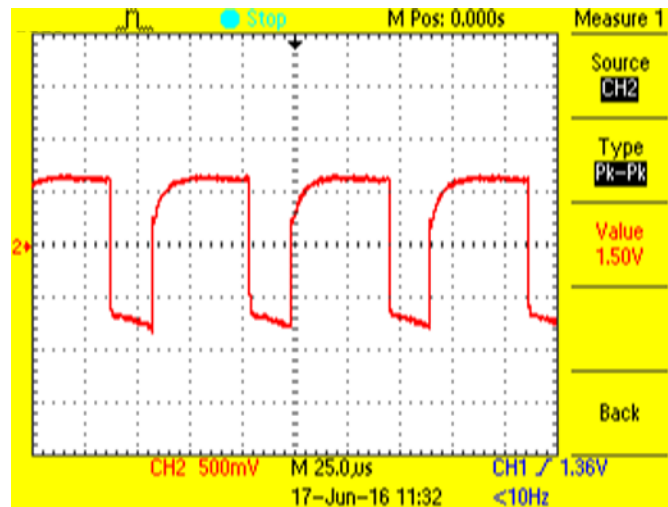


图 40. 对 CBST 使用  $1\mu F$  电容时的自举纹波

## 6.2 栅极驱动信号和波形

### 6.2.1 PWM 波形

图 41 和图 42 分别显示了从 MCU 生成的 PWM 信号和 IGBT 栅极上的 PWM 信号。PWM 频率为 15kHz。

注：蓝色：高侧 PWM 信号，红色：低侧 PWM 信号

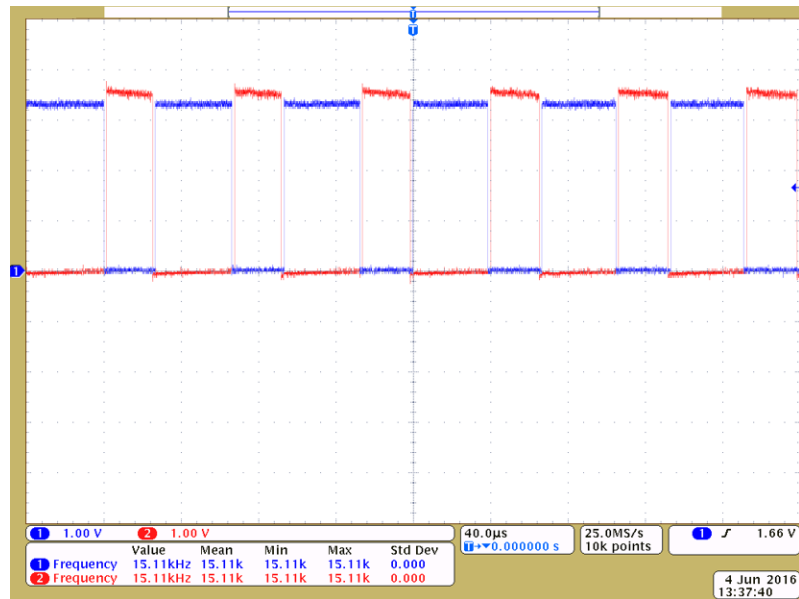


图 41. 从 MCU 生成的 PWM

注：紫色：高侧 PWM 信号，绿色：低侧 PWM 信号

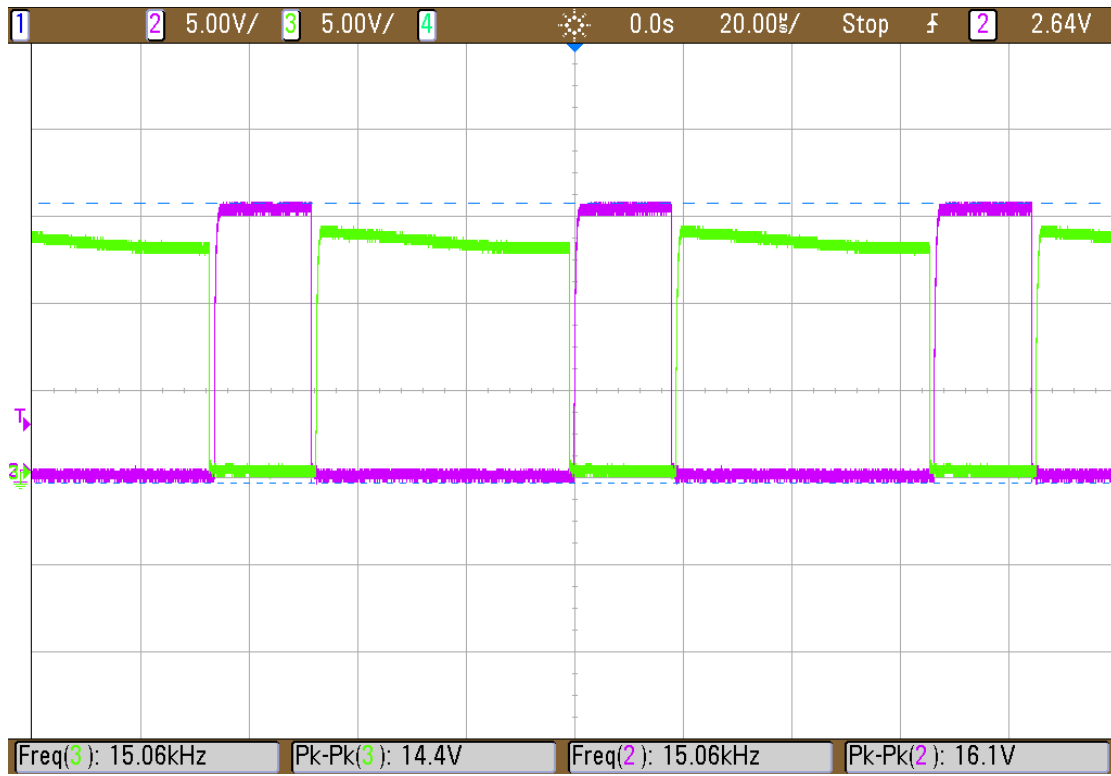


图 42. 栅极驱动器输出端的 PWM

### 6.2.2 高侧和低侧 PWM 之间的死区时间

对于驱动高侧和低侧 IGBT 栅极的 PWM 波形，在开关操作期间确保有足够的死区时间来防止击穿是很重要的。如图 43、图 44、图 45 和图 46 所示，该死区时间设置为大约 1.4 $\mu$ s。

注： 蓝色：高侧 PWM 信号，红色：低侧 PWM 信号

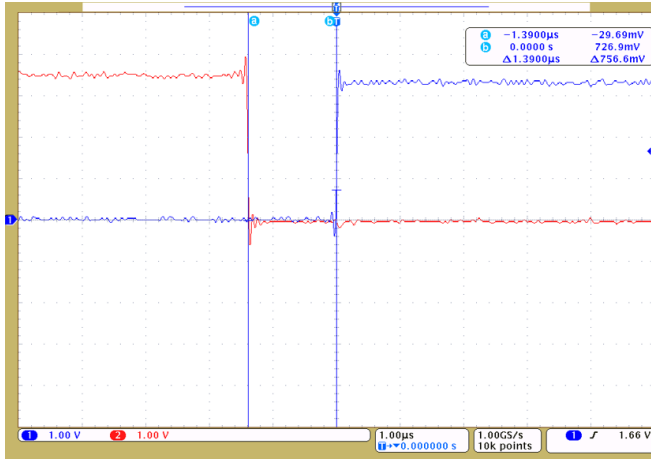


图 43. 来自 MCU 的 PWM - 死区时间（上升沿）

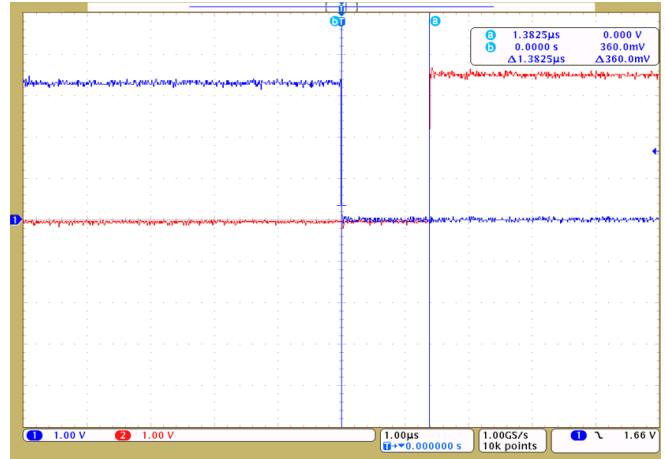


图 44. 来自 MCU 的 PWM - 死区时间（下降沿）

注： 紫色：高侧 PWM 信号，绿色：低侧 PWM 信号

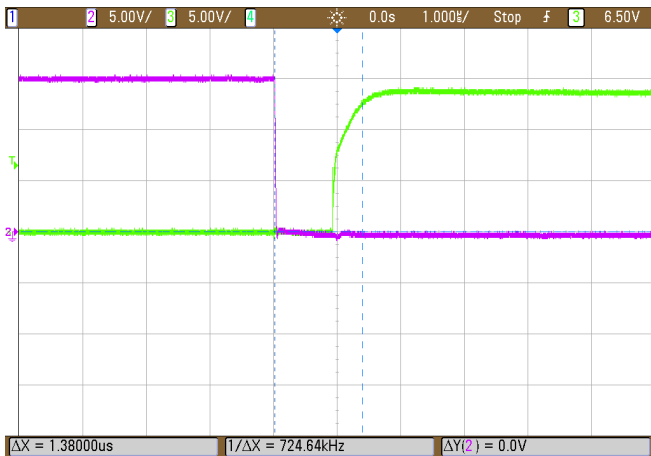


图 45. 栅极驱动器输出端的 PWM - 死区时间（上升沿）

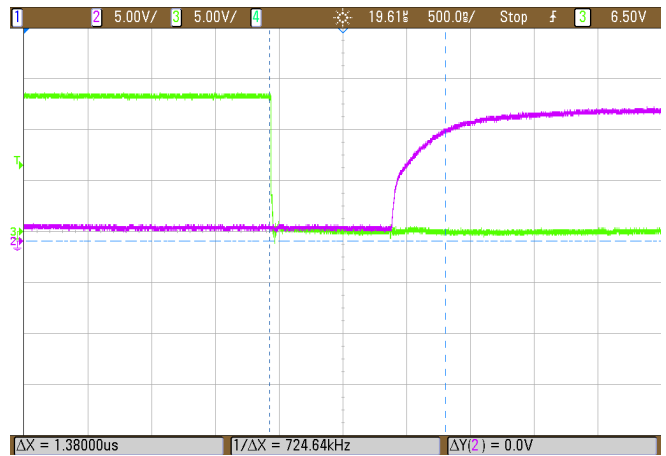


图 46. 栅极驱动器输出端的 PWM - 死区时间（上升沿）

### 6.2.3 启动顺序

如节 4.3.6.3 所述，采用自举配置为高侧栅极驱动器供电。该配置需要一种启动顺序。启动应用时，半桥的低侧 IGBT 应始终先导通，以便自举电容可重新充电至电源电压标称值。否则，可能会导致无法控制的开关和/或错误检测。图 47 和图 48 显示了低侧 IGBT 先导通 10ms 后再使高侧 IGBT 导通的启动顺序。

注： 蓝色：高侧 PWM 信号，绿色：低侧 PWM 信号

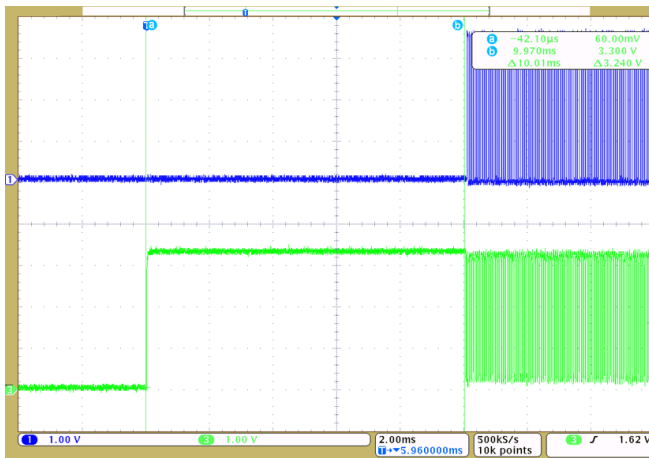


图 47. 启动顺序（来自 MCU 的 PWM）

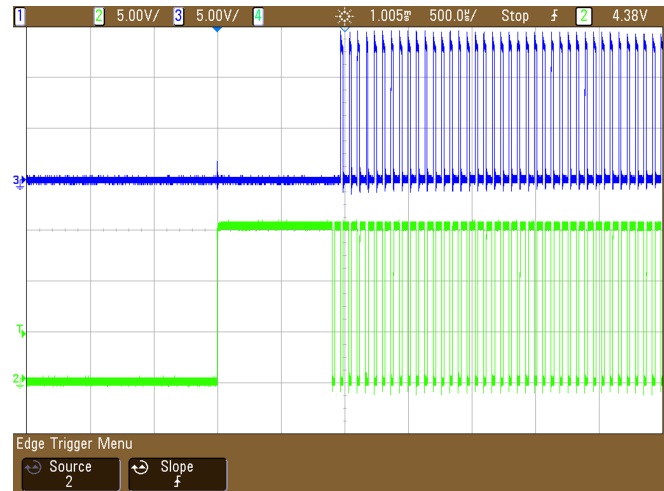


图 48. 启动顺序（栅极驱动器输出端的 PWM）

### 6.2.4 栅极驱动器的 UVLO

图 49 和图 50 显示了 IGBT 栅极驱动器的欠压锁定 (UVLO)。仅当栅极驱动器的电源达到 UCC21530 数据表中定义的阈值时，输出 PWM 才会启动。在 TIDA-00366 测试期间测得的 UVLO 阈值为 13.87V（对于低侧栅极驱动器）和 14.25V（对于高侧栅极驱动器）。

注： 蓝色：来自 MCU 的 PWM 信号，红色：VDDB 电源，绿色：栅极驱动器输出端的 PWM 信号

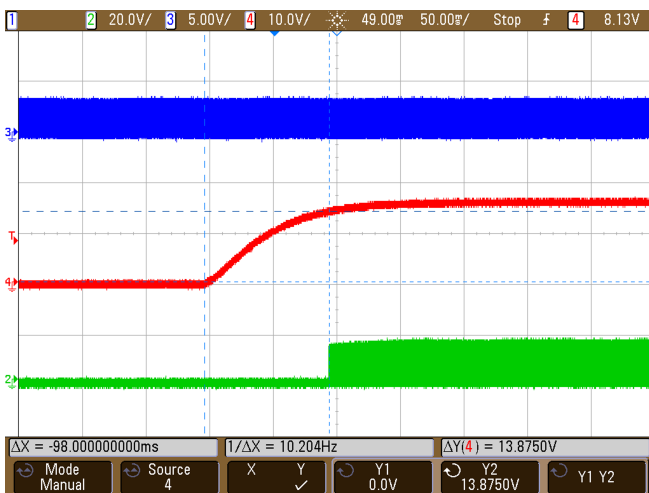


图 49. 低侧栅极驱动器 UVLO

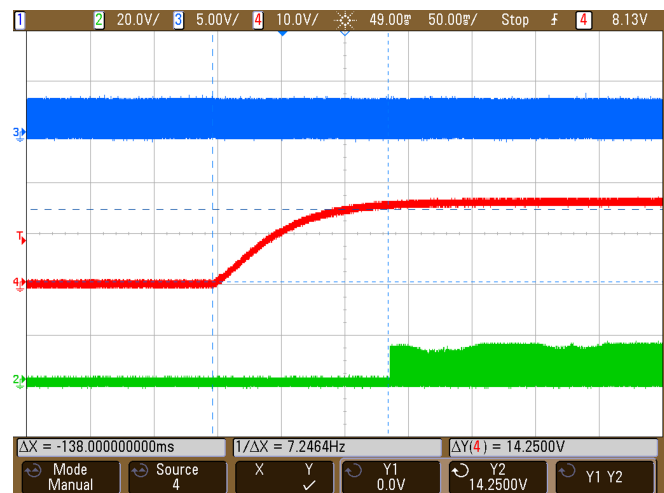
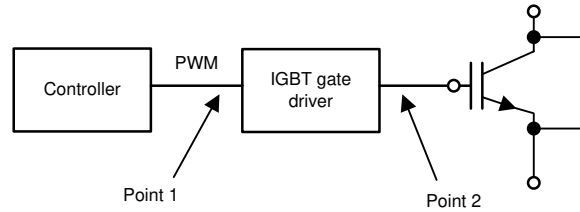


图 50. 高侧栅极驱动器 UVLO

### 6.2.5 栅极驱动器的 PWM 信号传播延迟

用户必须知道栅极驱动器的传播延迟。图 51 显示了传播延迟测量位置的线路图。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 51. 传播延迟测量点

图 52、图 53、图 54 和图 55 显示了低侧和高侧栅极驱动器在上升沿和下降沿测得的传播延迟。在这些图中，蓝色波形是栅极驱动器的输入，红色波形是栅极驱动器的输出。测得的传播延迟约为 19ns。UCC21530 数据表中指定的传播延迟为 19ns（典型值）。

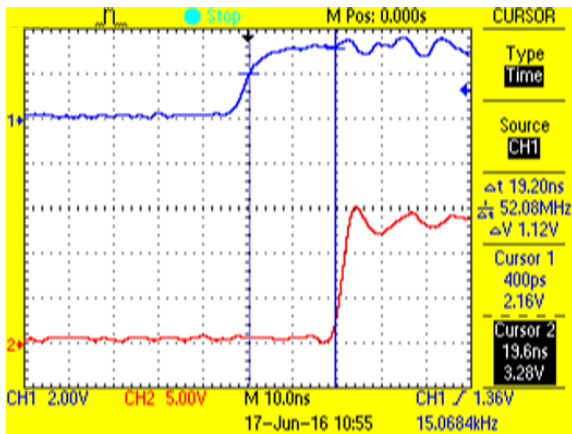


图 52. 传播延迟 - 低侧栅极驱动器（上升沿）

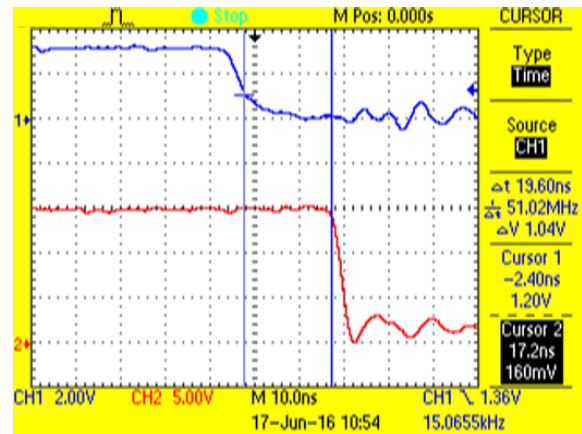


图 53. 传播延迟 - 低侧栅极驱动器（下降沿）

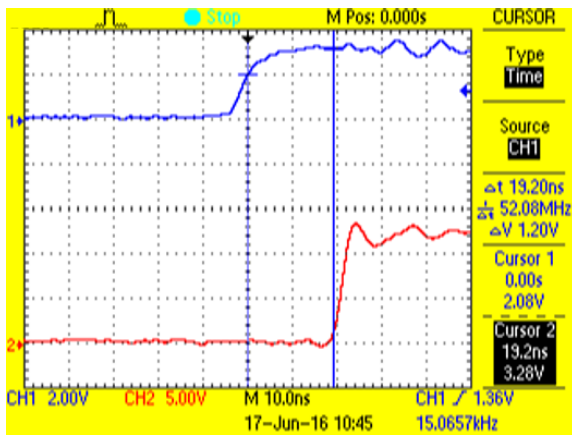


图 54. 传播延迟 - 高侧栅极驱动器（上升沿）

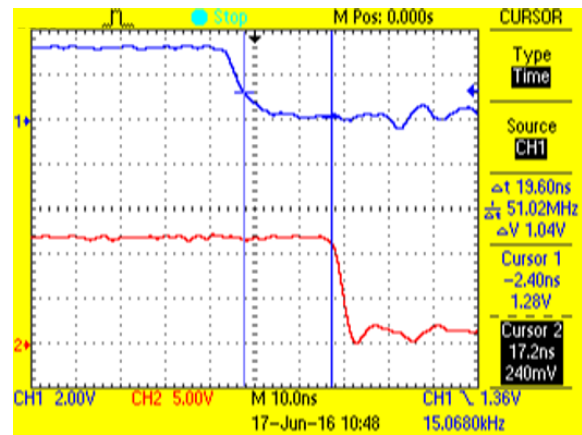


图 55. 传播延迟 - 高侧栅极驱动器（下降沿）

## 6.2.6 栅极驱动器的灌电流/拉电流

图 56、图 57 和图 58 显示了由 UCC21530 提供的拉电流和灌电流。测试条件为：

- $R_{G(on)} = 16.5\Omega$
- $R_{G(off)} = 0\Omega$
- IGBT 模块 = MIXA60W1200TED (由 IXYS 提供)
- 栅极电荷 ( $Q_G$ ) =  $0.165\mu C$
- 内部电阻 =  $4\Omega$
- 输入电容  $C_{IES} = 3.6nF$

注：为了测量电流，应将  $R_{G(off)}$  更改为  $0.5\Omega$ 。实际电路仅使用  $R_{G(off)} = 0\Omega$ 。

注：蓝色：栅极驱动 PWM 波形，红色：栅极电阻器上的电压

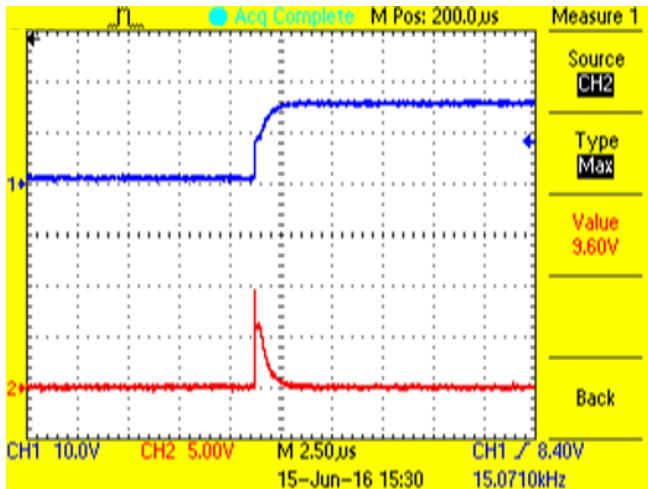


图 56. 栅极驱动器的拉电流

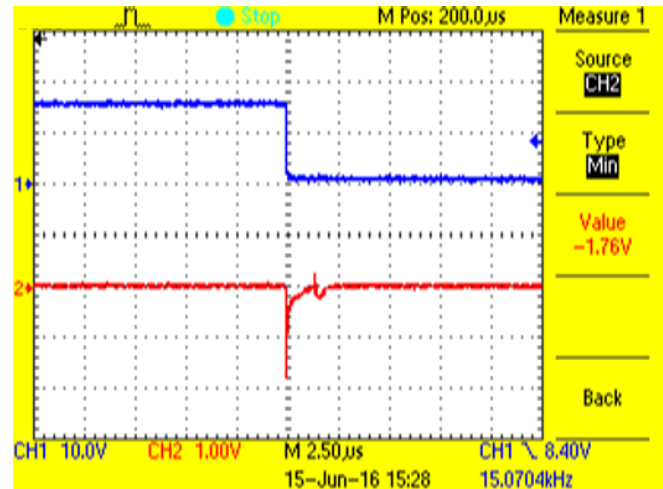


图 57. 栅极驱动器的灌电流

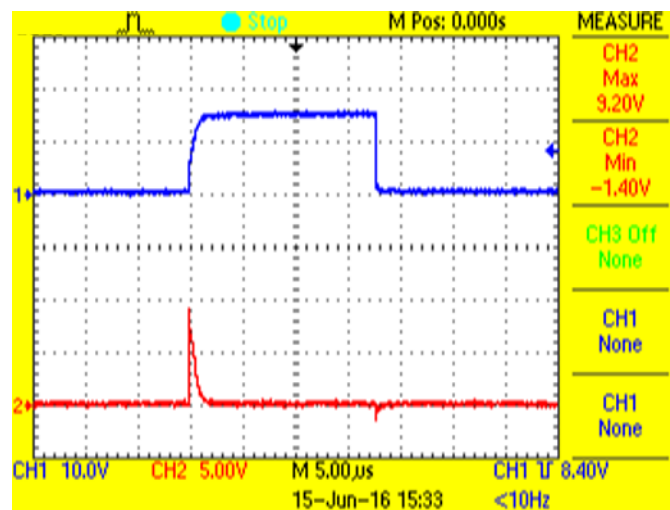


图 58. 拉电流和灌电流



### 6.2.7 dv/dt 测量

在节 6.2.6 指定的测试条件下，VDC = 800V 时针对下降沿（图 59）和上升沿（图 60）测出的 dv/dt 为  $744\text{V}/180\text{ns} = 4.133\text{kV}/\mu\text{s}$ 。

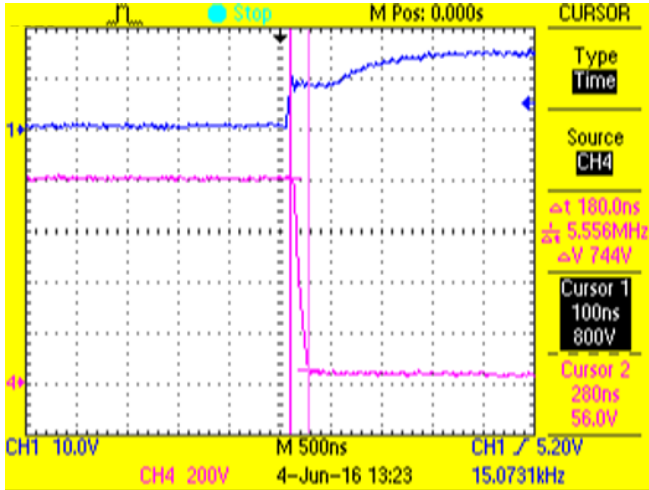


图 59. 拉电流期间 dv/dt

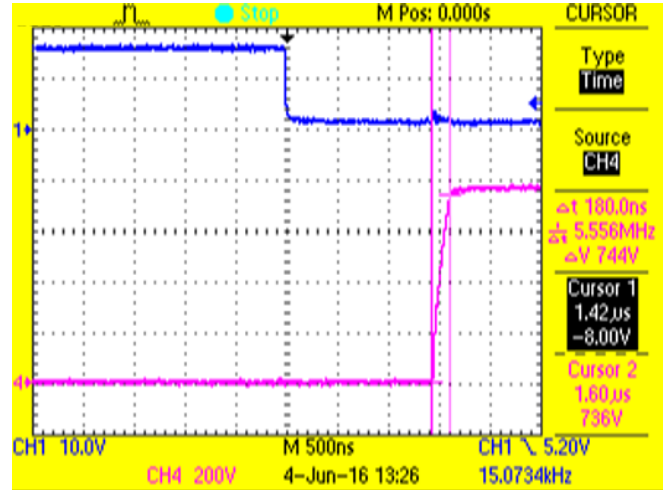


图 60. 灌电流期间 dv/dt

### 6.3 验证 ENABLE 逻辑

如4.9节中所述，使用一个三输入与门和一个两输入或门提供栅极驱动器的 ENABLE 逻辑。与门的三个输入分别为“OVERLOAD”、“GND\_FAULT”和“TRIP”。图 61 显示 ENABLE 按照表 11 所示的时序处于有效状态。

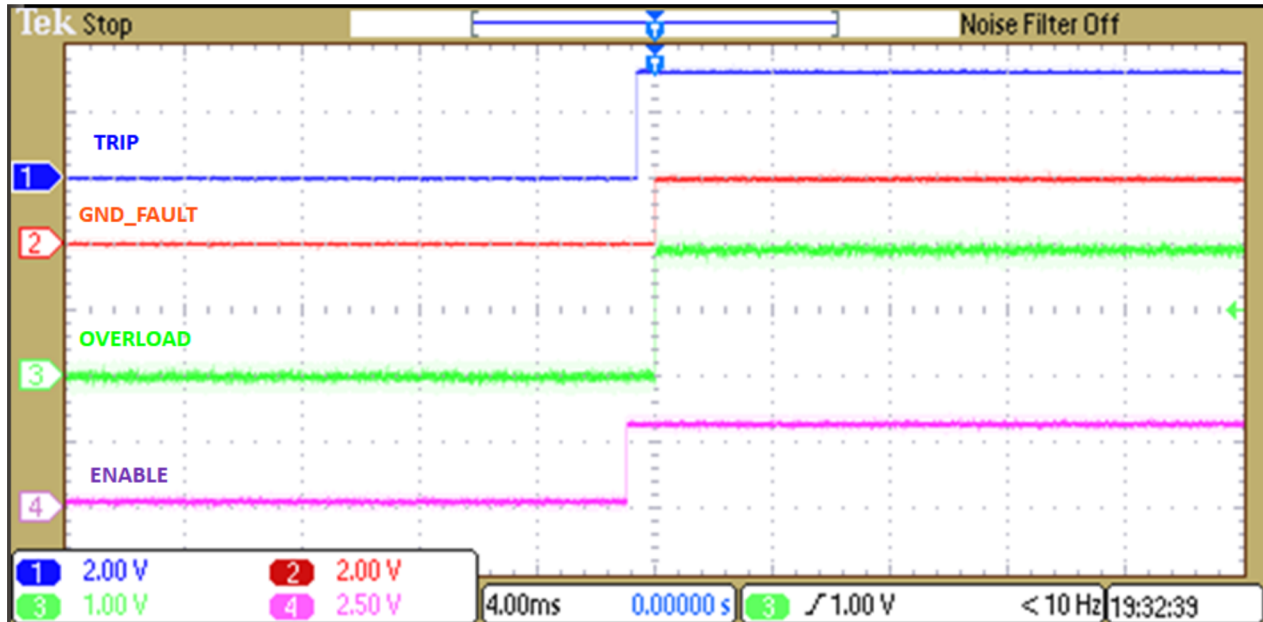


图 61. 栅极驱动器的 ENABLE 逻辑

表 11. ENABLE 逻辑的时序

状态	条件	OVERLOAD	GND_FAULT	TRIP	ENABLE
t0	加电时 (PWM 尚未启动)	LOW	LOW	LOW	LOW
t1	软件使 MCUCntrl 变为 HIGH。由软件开始启动序列	LOW	LOW	LOW	HIGH
t2	软件使 TRIP 信号变为 HIGH。(在此期间忽略所有故障，因为 MCUCntrl 仍为 HIGH)	LOW 或 HIGH	LOW 或 HIGH	HIGH	HIGH
t2	MCUCntrl 变为 LOW。PWM 正在运行，已启用栅极驱动器。故障达到其所需状态	HIGH	HIGH	HIGH	HIGH

### 6.4 电流测量传播延迟

在 PCB 上拆焊 5mΩ 分流器之后，通过在 AMC1301 的输入端施加 250mV 的阶跃输入来采集电流测量的传播延迟。

如图 62 所示，此处采集了 AMC1301 的输入（蓝色波形）、AMC1301 的输出（红色波形）、OPA320 的输出（绿色波形）以及比较器 TLC372 的输出（粉色波形）来显示阶跃响应。

图 63 显示了从 AMC1301 输入到 AMC1301 输出之间的传播延迟。图 64 显示了从 AMC1301 输出到运算放大器 OPA320 输出之间的传播延迟。图 65 显示了从 AMC1301 输入到比较器 TLV372 输出之间的传播延迟。表 12 总结了所测量的延迟。

表 12. 信号链传播延迟

参数	传播延迟 (μs)
从 AMC1301 输入到 AMC1301 输出的传播延迟	2.0
从 AMC1301 输出到运算放大器 OPA320 输出的传播延迟	1.6
从 AMC1301 输入到比较器 TLV372 输出的传播延迟	4.4

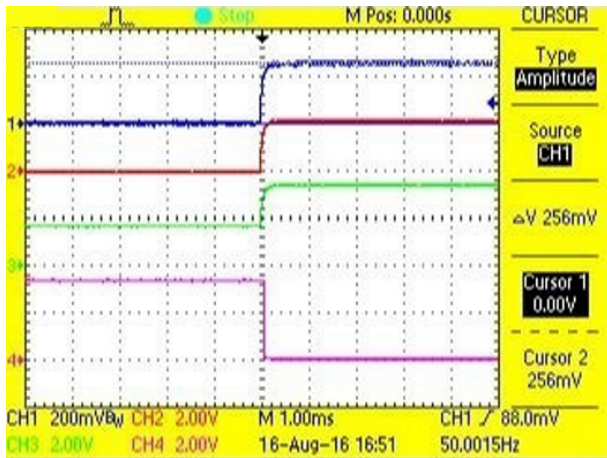


图 62. 电流测量信号链的阶跃响应

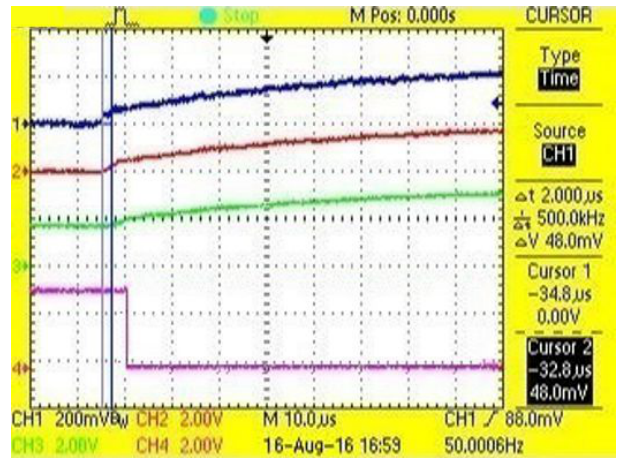


图 63. 从 AMC1301 输入到 AMC1301 输出

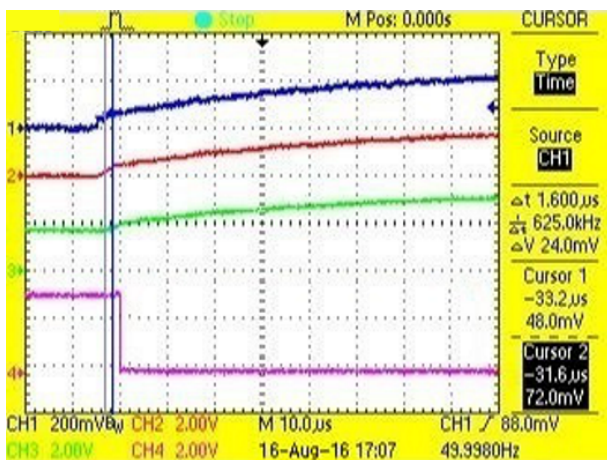


图 64. 从 AMC1301 输出到运算放大器输出

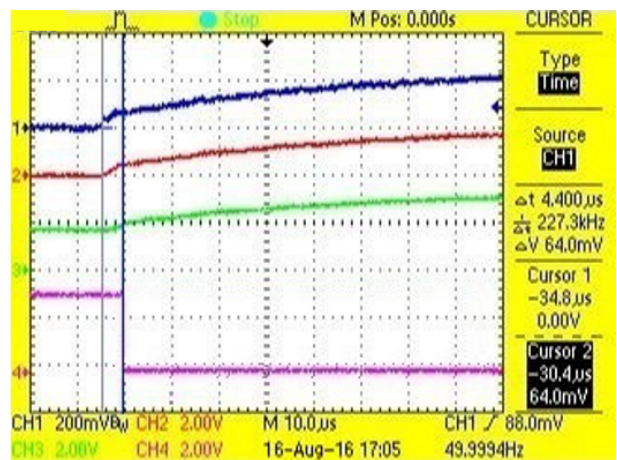


图 65. 从 AMC1301 输入到比较器输出的传播延迟

## 6.5 电流测量精度

电流测量精度如图 66 所示。执行测量的范围是 1 至 35A<sub>RMS</sub>（对应于 50A<sub>PEAK</sub>）。根据观察，校准后的误差小于 ±0.5%。

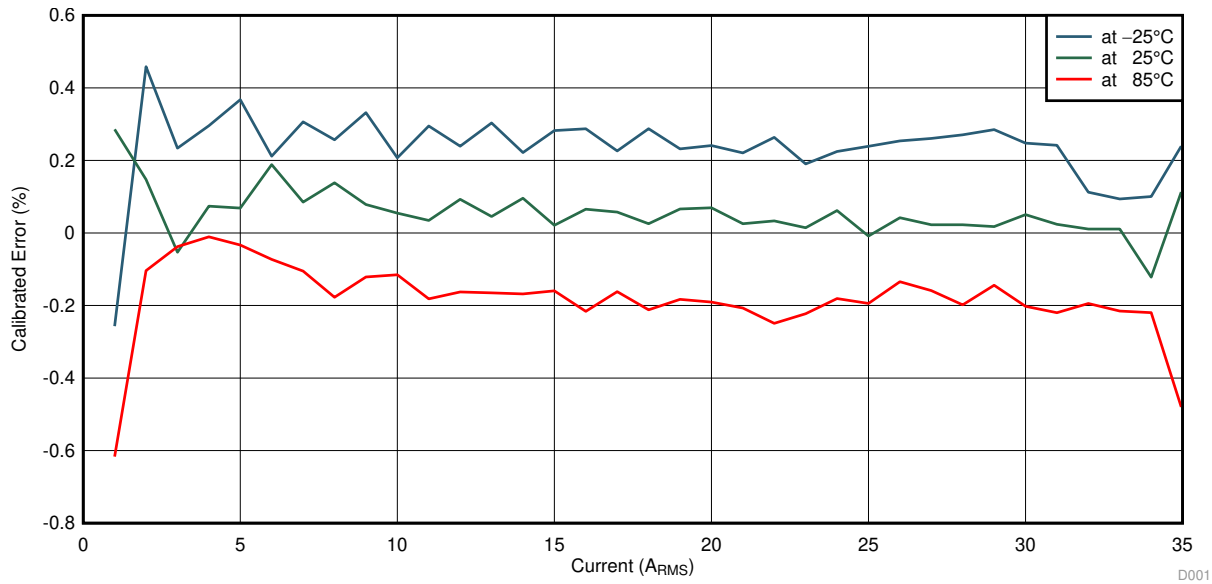


图 66. 电流测量精度

## 6.6 直流链路电压测量

### 6.6.1 直流链路电压测量精度

下图显示了直流链路电压测量精度，是满量程误差百分比与直流链路电压测量的对比图。可以测量的满量程为 1026V。测量是通过施加 50V 至 1000V 之间的直流链路电压来完成的。在此测试期间，逆变器在运行并且电机保持断开连接状态，从而带来 16kHz 的开关频率。在整个测量范围内观察到的未校准误差为 ±1%。

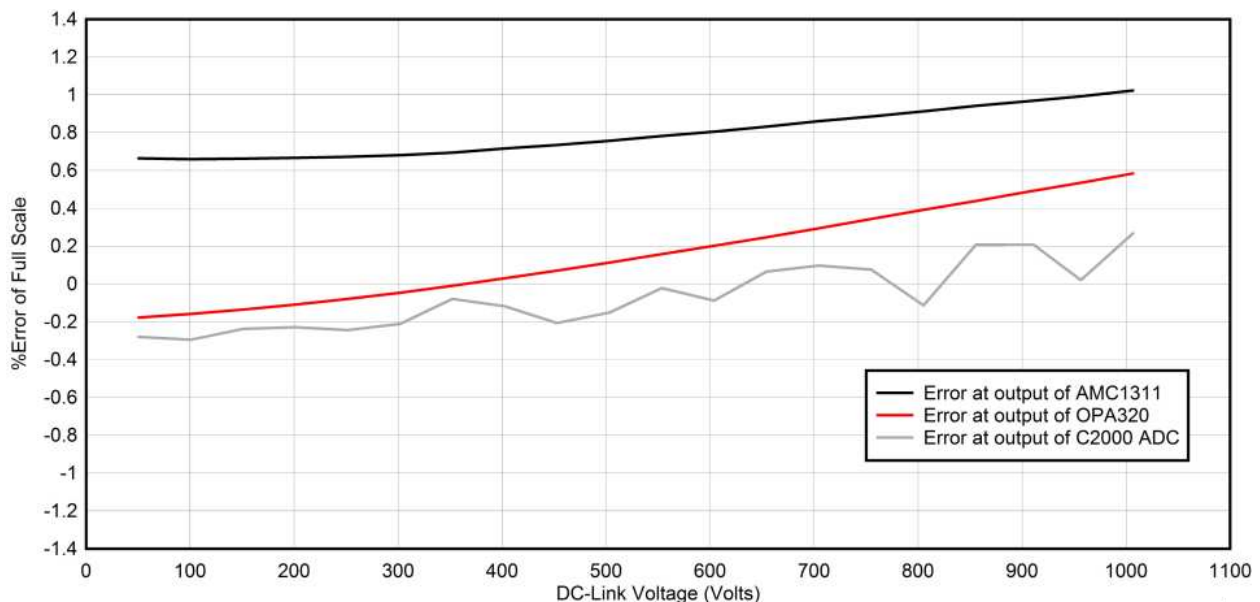


图 67. 未校准满量程误差百分比与空载直流链路电压

下图显示了电机中存在电流时直流链路电压的测量精度。该误差是在 C2000 ADC 的输出端测得的。该测试针对空载电流进行，并且由逆变器将  $3A_{RMS}$  和  $5A_{RMS}$  电流输入交流感应电机中。请注意，当电流为  $3A_{RMS}$  时，整个范围内的精度保持相对一致。当输入电机的电流为  $5A_{RMS}$  时，在一端测量出的电压读数为 600V。

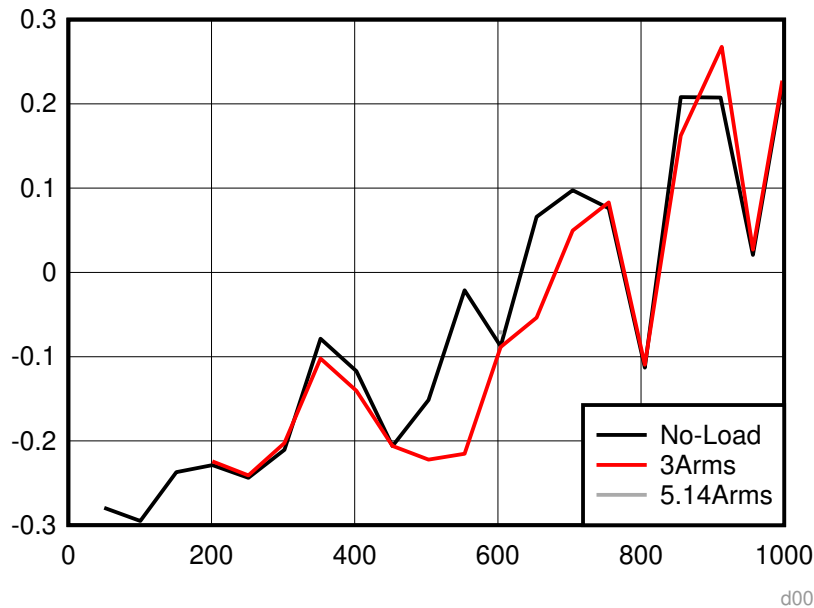


图 68. 未校准满量程误差百分比与空载但带电流的直流链路电压

### 6.6.2 直流链路电压测量直方图

直流链路电压反馈信号的直方图是通过以下方式获得的：使用 C2000 的 12 位 ADC，并以 16kHz 的采样率缓冲 1s 的样本。图 18 显示，在直流链路反馈直方图中，以 600V 为直流链路供电，并且由逆变器将  $3A_{RMS}$  的三相正弦电流驱动到电机中。样本与中心相差 4 个 LSB，相当于满量程范围的 0.1%。

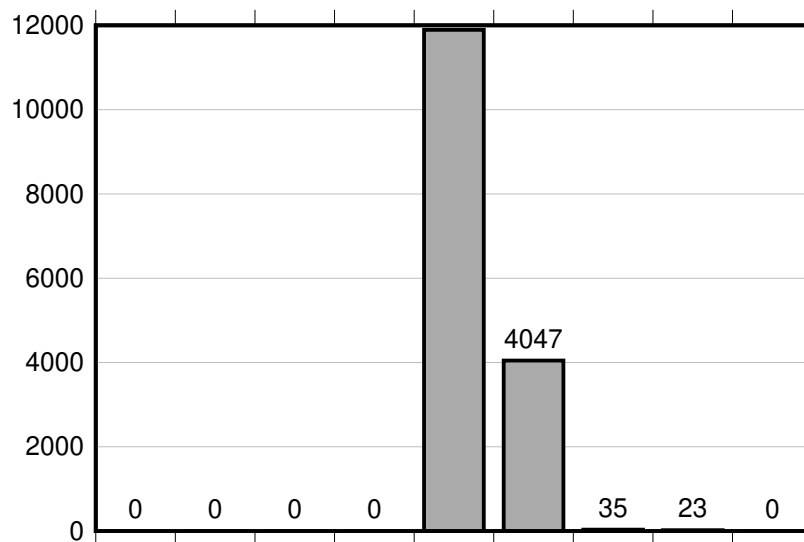


图 69. 600V 直流链路感应测量直方图（电机中输入  $3A_{RMS}$  电流）

### 6.6.3 传递函数

图 70 显示了直流总线电压测量的传递函数。

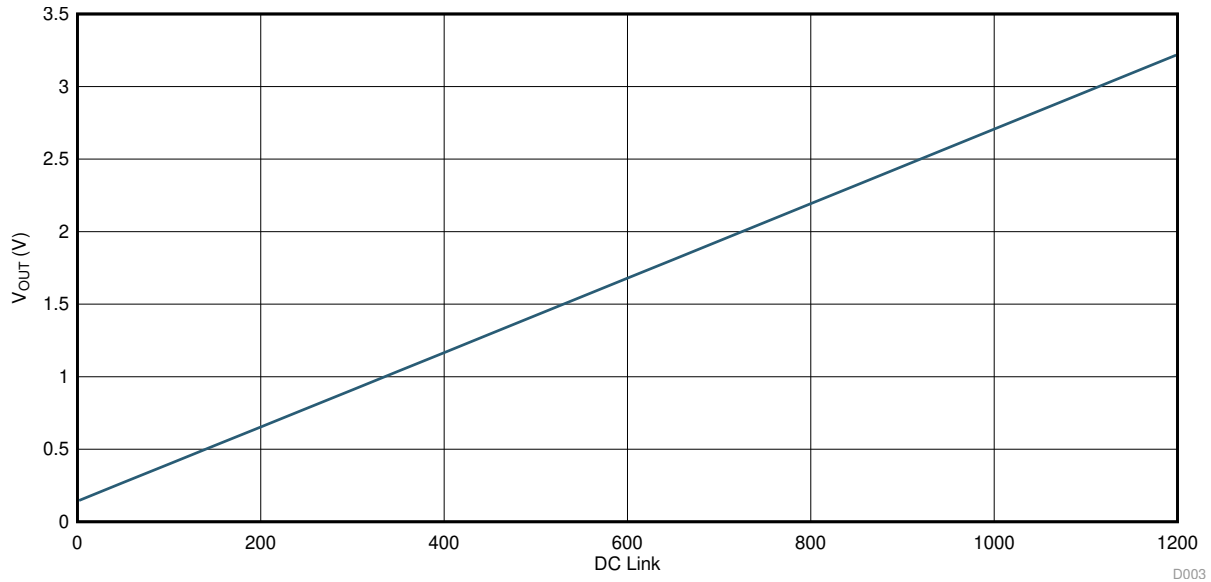


图 70. 直流总线电压测量的传递函数

### 6.7 IGBT 模块温度感应

如 4.6 节所述，IGBT 模块具有内部 NTC，且额定温度范围为 0°C 至 100°C。图 71 显示了温度测量信号链的温度与输出之间的关系。

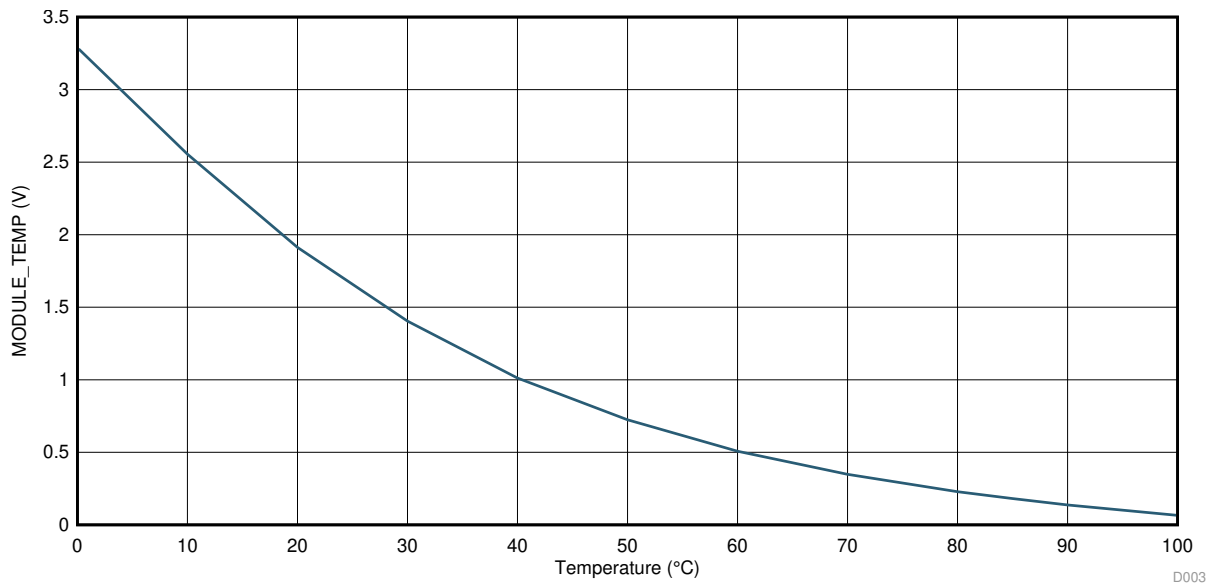


图 71. IGBT 模块 NTC 与温度的传递函数



## 6.8 过载检测

如4.7节所述，所有三个通道均实施了过载检测，但所有过载比较器的输出端短接到一起以便提供单个“OVERLOAD”信号。

### 6.8.1 正半周期内的检测

图 72 显示了正半周期内的过载检测。该过载是在  $49A_{PEAK}$  时检测到的。

注： 蓝色：流经分流器的电流，红色：比较器的 OVERLOAD 输出

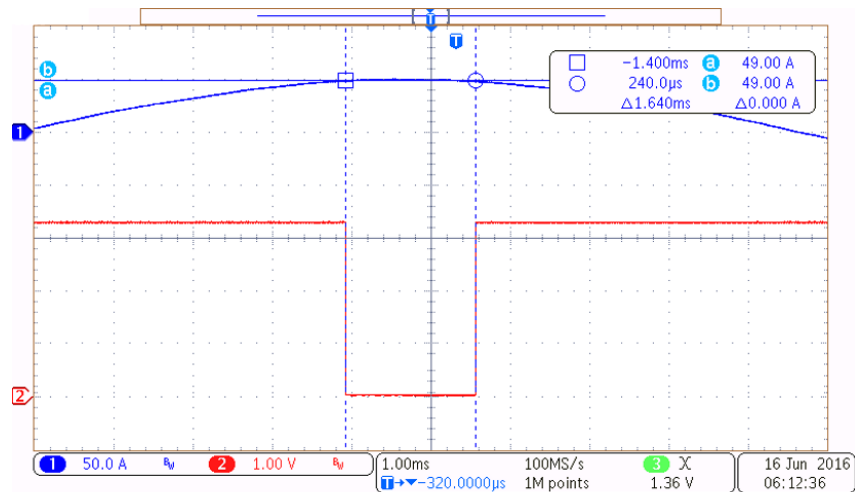


图 72. 正半周期内的 OVERLOAD 检测

### 6.8.2 负半周期内的检测

图 73 显示了负半周期内的过载检测。该过载是在  $-49A_{PEAK}$  时检测到的。

注： 蓝色：流经分流器的电流，红色：比较器的 OVERLOAD 输出

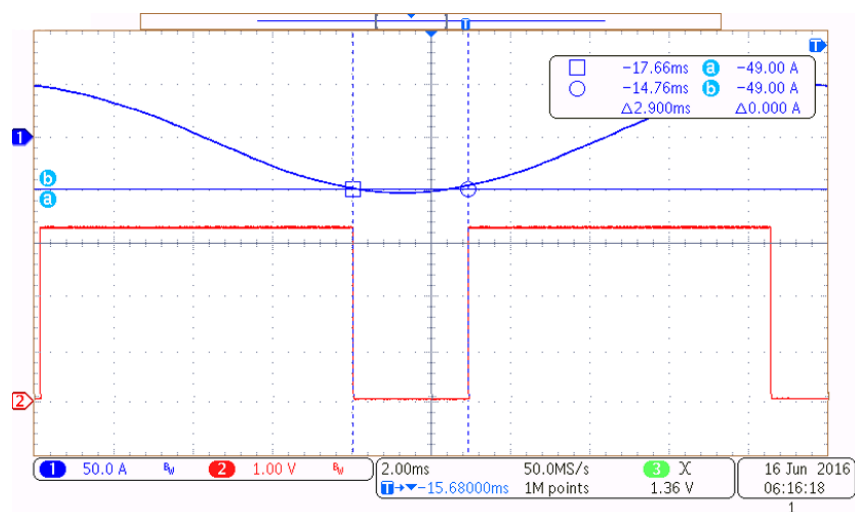


图 73. 负半周期内的 OVERLOAD 检测

### 6.8.3 TRIP 引脚上的锁存功能

过载检测信号被锁存在 TRIP 引脚上（如图 74 所示）。

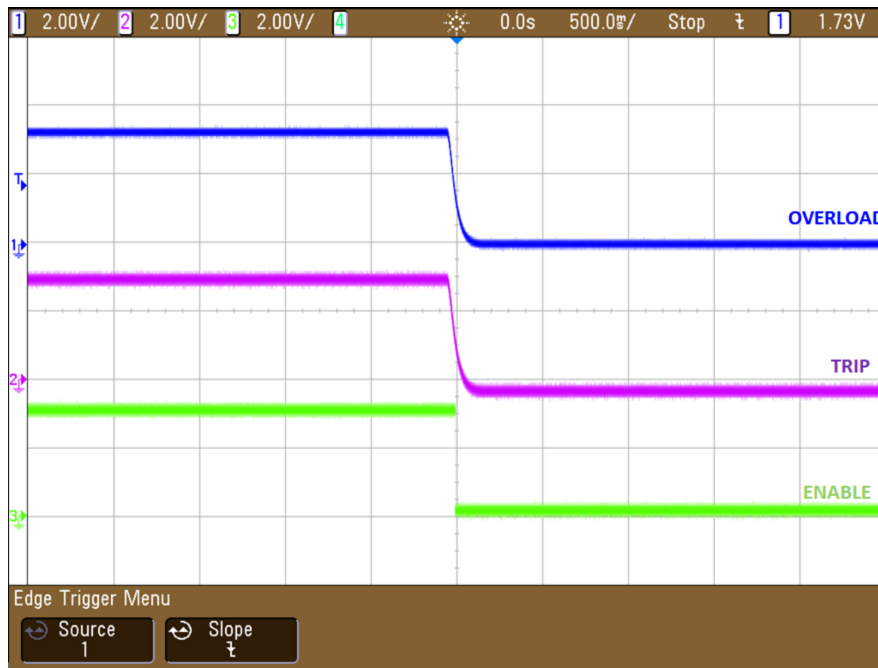


图 74. OVERLOAD 检测信号被锁存在 TRIP 引脚上



## 6.9 接地故障检测

如4.8节所述，接地故障检测是通过组合所有三个通道的检出电流来实现的。在理想情况下，当未发生接地故障时，必须禁用“GND\_FAULT”信号（即设置为高电平有效）。当任何一个通道（或多个通道）发生接地故障时，便启用 GND\_FAULT 检测（即变为低电平）。

为了捕捉发生的接地故障，只让电流通过一个通道（V 通道）并观察“GND\_FAULT”信号。

### 6.9.1 正半周期内的检测

图 75 显示了正半周期内的接地故障检测。该故障是在  $5A_{PEAK}$  时检测到的。

注： 蓝色：流经分流器的电流，红色：比较器的 GND\_FAULT 输出

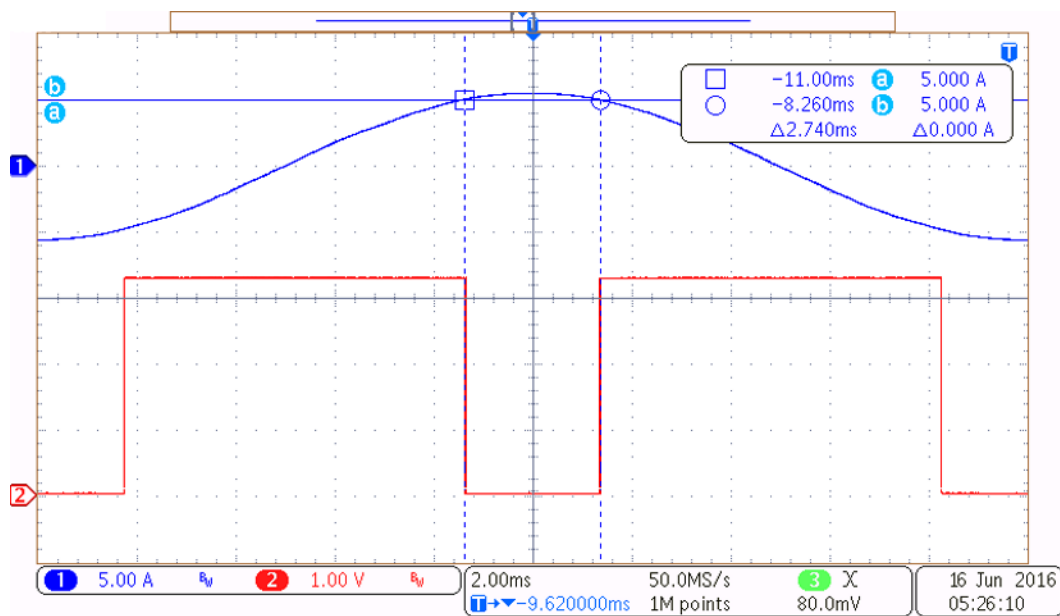


图 75. 正半周期内的 GND\_FAULT 检测

### 6.9.2 负半周期内的检测

图 76 显示了负半周期内的接地故障检测。该故障是在  $-5A_{PEAK}$  时检测到的。

注： 蓝色：流经分流器的电流，红色：比较器的 GND\_FAULT 输出

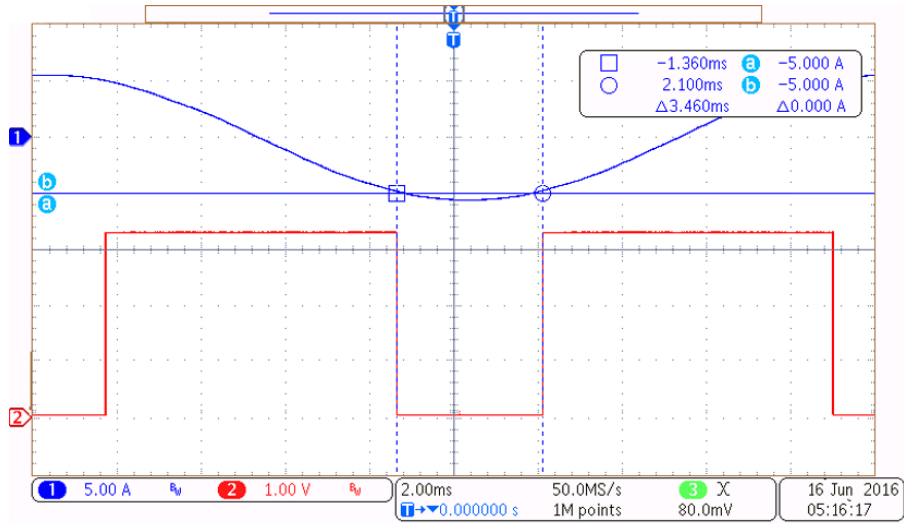


图 76. 负半周期内的 GND\_FAULT 检测

### 6.9.3 TRIP 引脚上的锁存功能

接地故障检测信号被锁存在 TRIP 引脚上（如图 77 所示）。

注： 黄色：接地故障，绿色：TRIP，粉色：ENABLE



图 77. GND\_FAULT 检测信号被锁存在 TRIP 引脚上

### 6.10 使用三相交流感应电机和负载设置进行测试

注： TI 建议在将 TIDA-00366 板连接到电机之前必须安装合适的散热器。

TIDA-00366 板连接到 5HP 三相交流感应电机和负载设置，如图 78 所示。电机负载最大为 1.2kW（受负载设置限制），并根据要求施加扭矩。

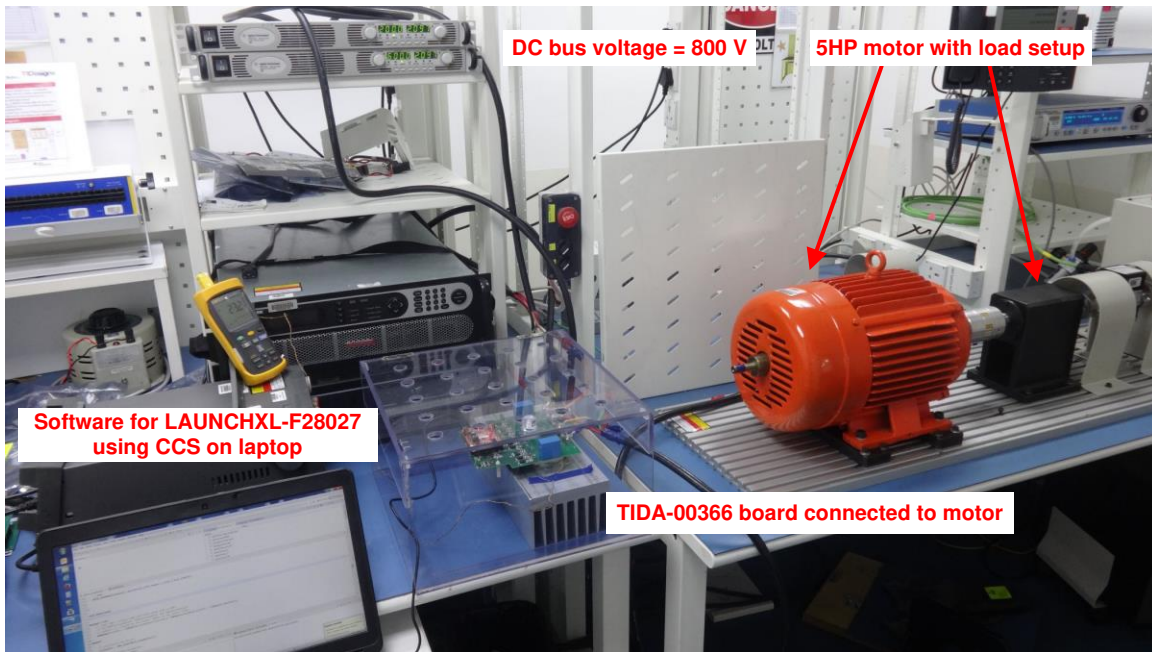


图 78. 使用 ACIM 和负载设置的 TIDA-00366 测试

表 13 显示了负载测试的测试结果以及在测试过程中观察到的温度读数。负载测试的测试条件如下：

- 环境温度 = 25.4°C
- 气流 = 400 LFM
- 工作频率 = 60Hz
- 用于负载测试的分流电阻值 = 50mΩ
- 将散热器连接到 IGBT 模块

表 13. 使用三相交流感应电机的负载测试

MAGTROL 设备上的测量值			直流电源上的测量值		万用表上的测量值	示波器上的测量值	热像仪的测量值
扭矩	速度	输出 (W)	VDC	IDC	AC RMS (相位上的测量值)	I <sub>RMS</sub> (A)	模块温度 (°C)
0.0	1770	10	757.6	0.425	400.7	1.559	48.7
1.0	1800	203	757.6	0.685	397.7	1.762	52.1
2.0	1800	420	757.6	0.944	395.1	2.074	56.5
3.0	1800	660	757.6	1.212	393.0	2.469	60.6
4.0	1800	860	757.6	1.485	391.3	2.933	64.1
5.0	1800	1070	757.6	1.767	390.2	3.445	68.8
5.6	1800	1220	757.6	1.984	389.5	3.862	73.4

在负载测试期间，使用电流探头测量流经电机端子（W 相）的电流，并在 MCU 引脚上观察该同一电流。图 79 显示了同一电机的两个波形。

注： 蓝色：使用电流探头测量到的电机电流，粉红色：在 MCU 引脚上测量到的电压

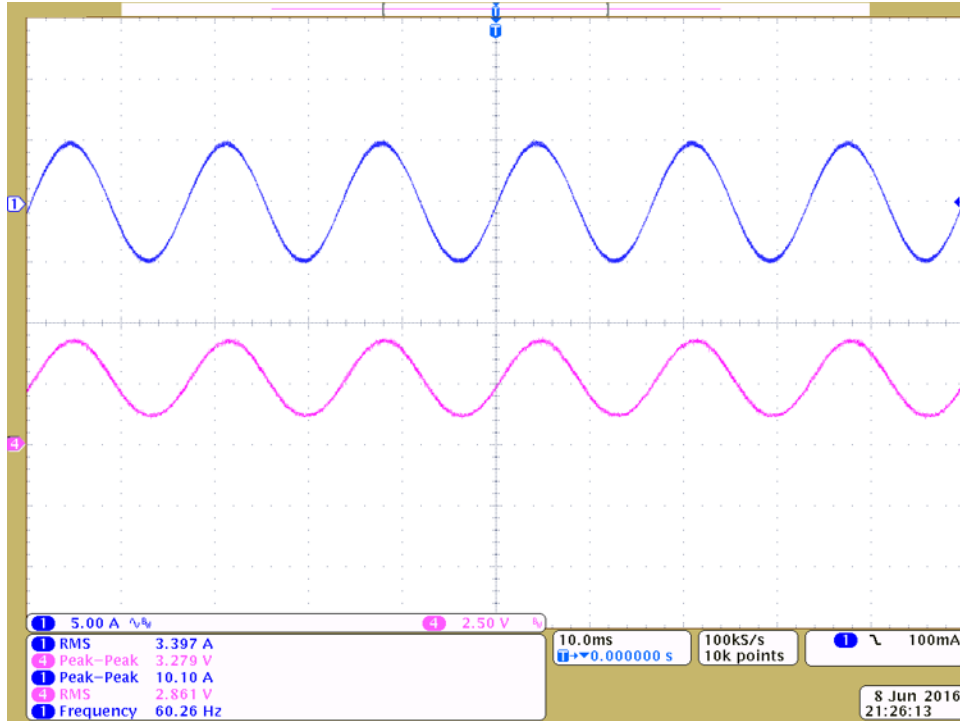


图 79. 电机电流测量

## 7 设计文件

### 7.1 电路原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

### 7.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

### 7.3 PCB 布局建议

图 80 和图 81 分别显示了 PCB 的顶层和底层。IGBT 模块位于底层，而所有驱动和感应电路位于顶层。

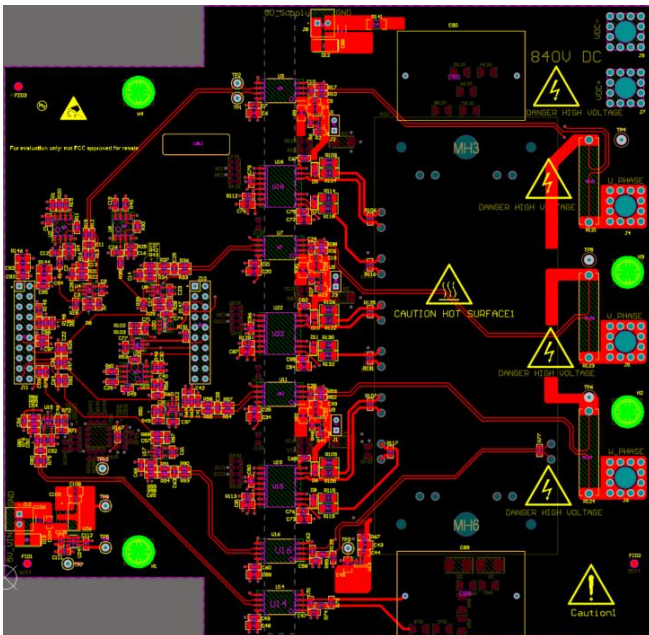


图 80. 顶层

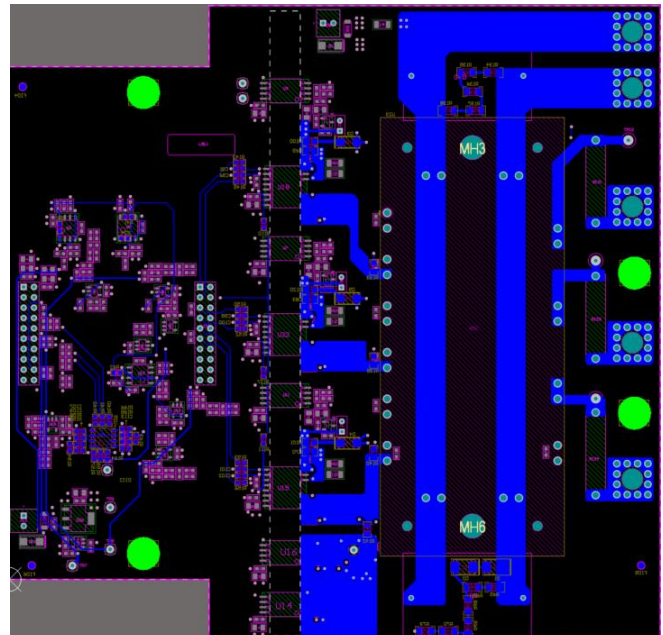


图 81. 底层



图 82 和图 83 分别显示了接地层和电源层。只要需要与高压侧隔离以及在低侧和高侧 IGBT 栅极驱动器之间进行隔离，就需要断开接地层和电源层。

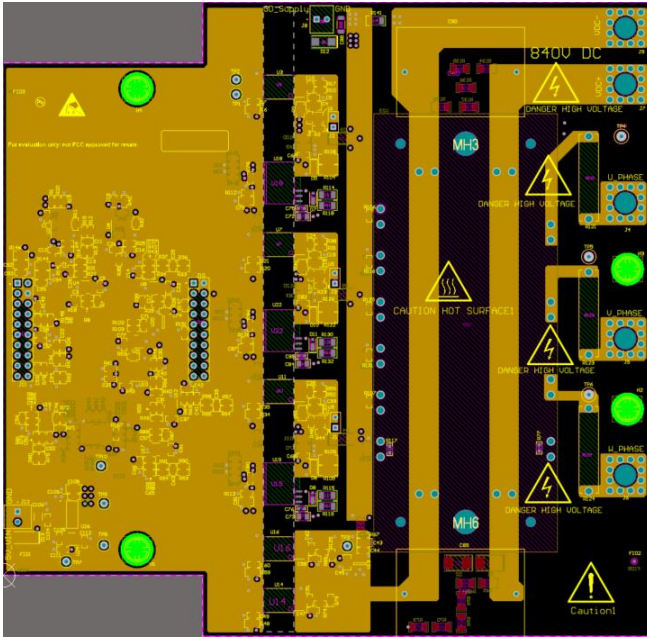


图 82. GND 层

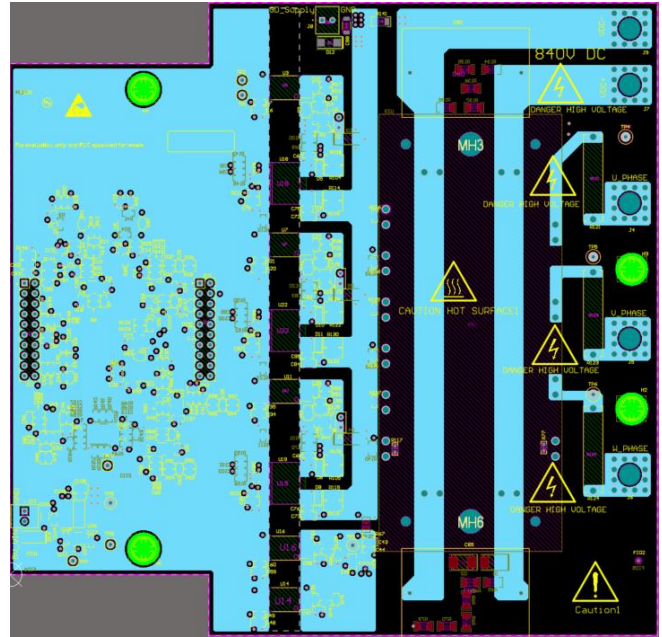


图 83. PWR 层

图 84 显示了 IGBT 栅极驱动器以及电流感应电路的器件位置。该图还显示了去耦电容非常重要的布局：需要尽可能将其靠近 AMC1301 放置，同时维持输入和输出信号的差分布线方式。为了维持隔离屏障和 CMTI，请将高侧接地端 (GND1) 和低侧接地端 (GND2) 之间的距离保持在最大值；也就是说，器件下方的整个区域必须远离任何导电材料（如图 84 所示）。对于 UCC21530，除了使去耦电容器靠近电源引脚放置外，还应具备多个用于 VDD 的通孔以及多条 VCCI 电源线。这样可以最大限度减小 VDD 和 VCCI 环路的环路电感。

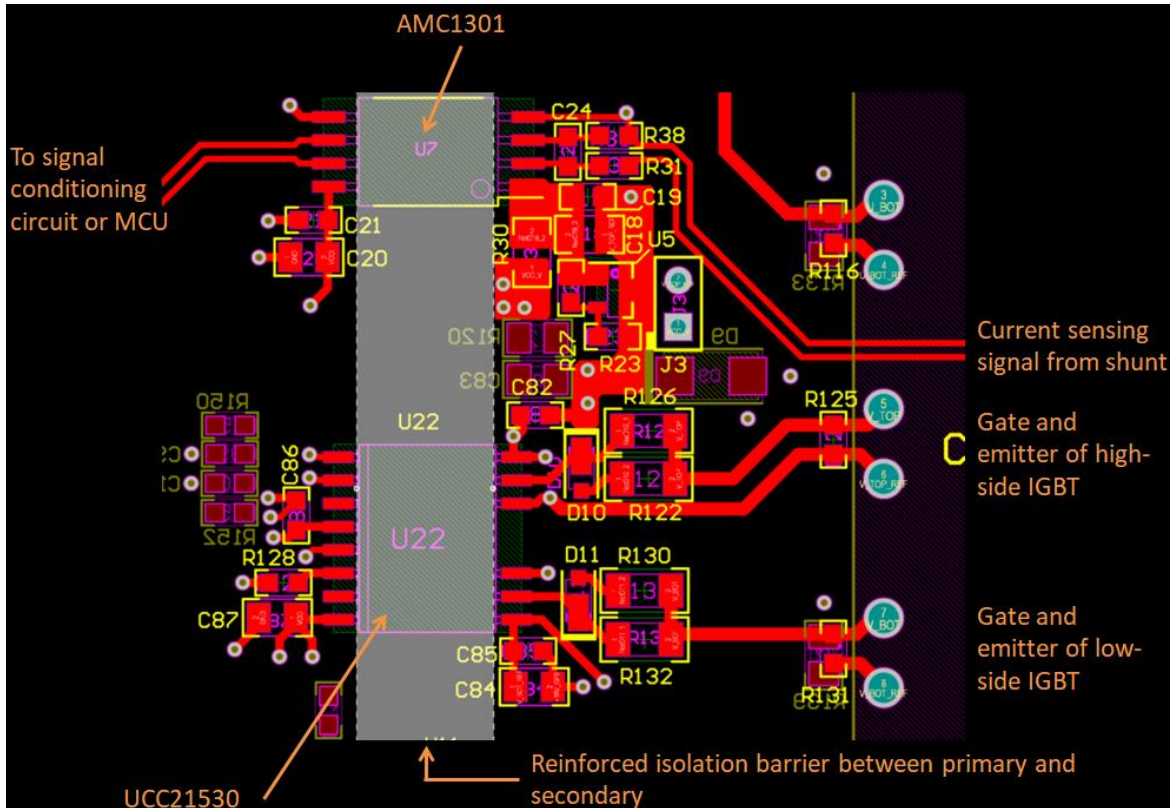


图 84. 栅极驱动器和电流感应电路

栅极驱动器的接地平面和电源平面分别如图 85 和图 86 所示。如图 85 的突出显示部分所示，16V 栅极驱动电源（用于低侧 IGBT 栅极驱动器）的接地平面与高侧 IGBT 栅极驱动器的自举电源实现隔离。同样，如图 86 所示，电源平面也要隔离。

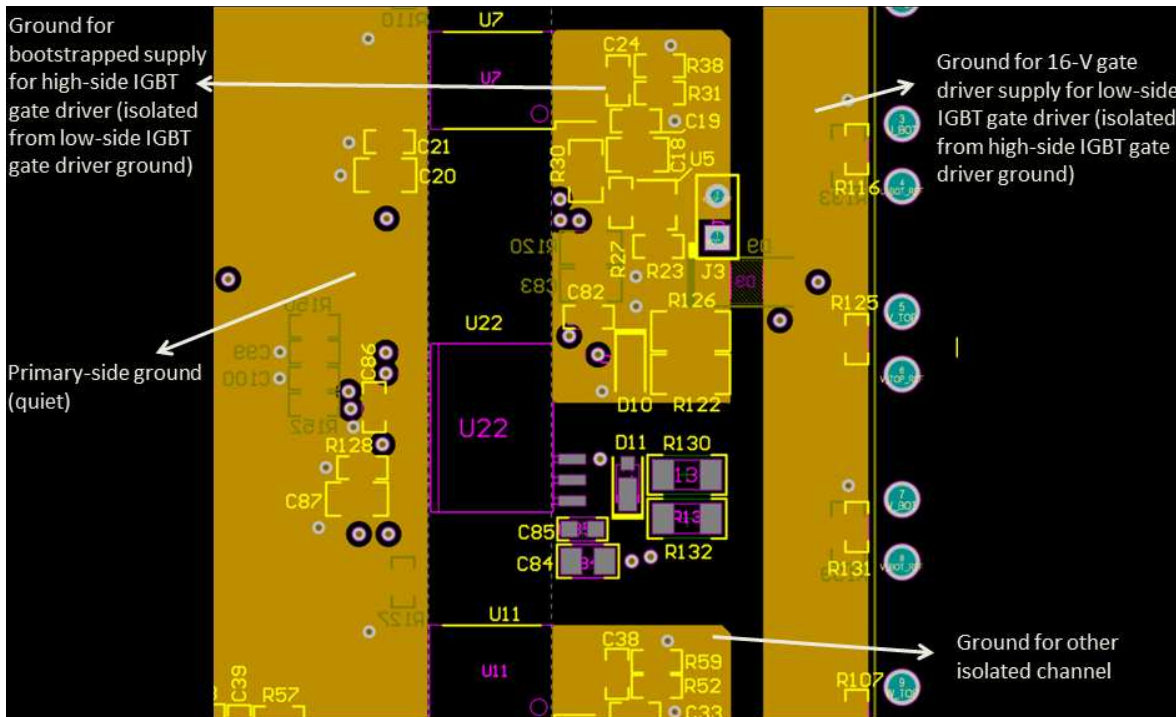


图 85. 高侧和低侧 IGBT 栅极驱动器的接地平面

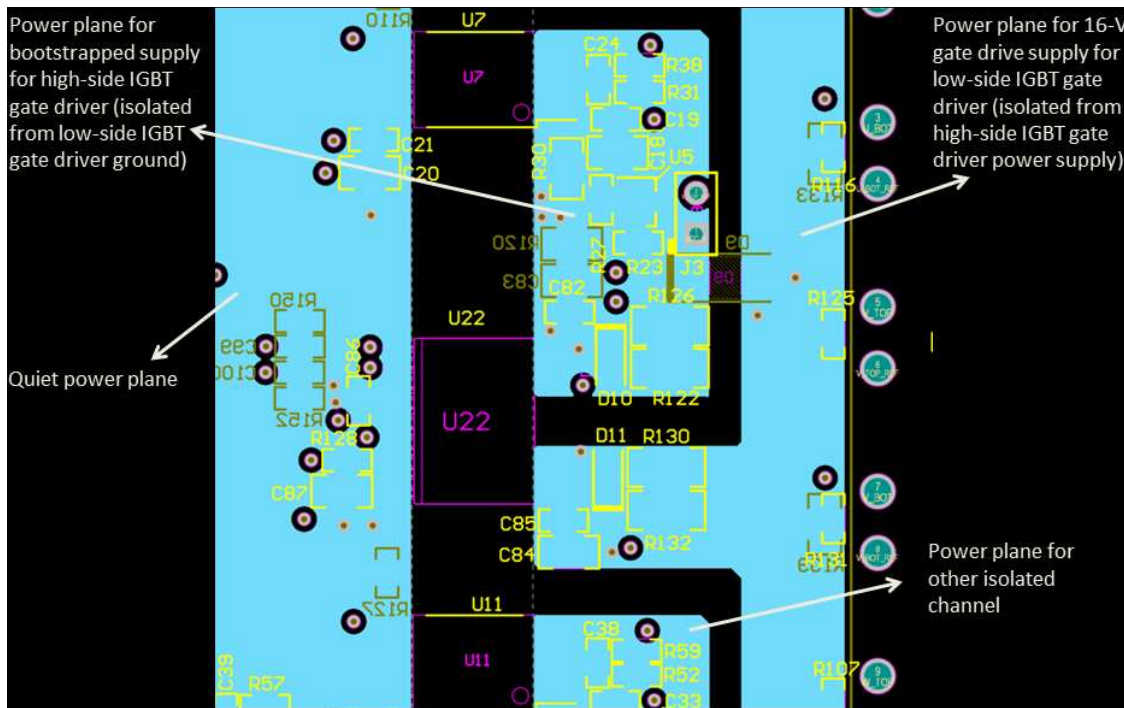


图 86. 高侧和低侧 IGBT 栅极驱动器的电源平面



图 87 显示了底部 IGBT 栅极信号的返回路径在底层中的连接情况。另外，16V 栅极驱动电源（用于低侧 IGBT 栅极驱动器）与高侧 IGBT 栅极驱动器的自举电源之间连接了自举二极管。

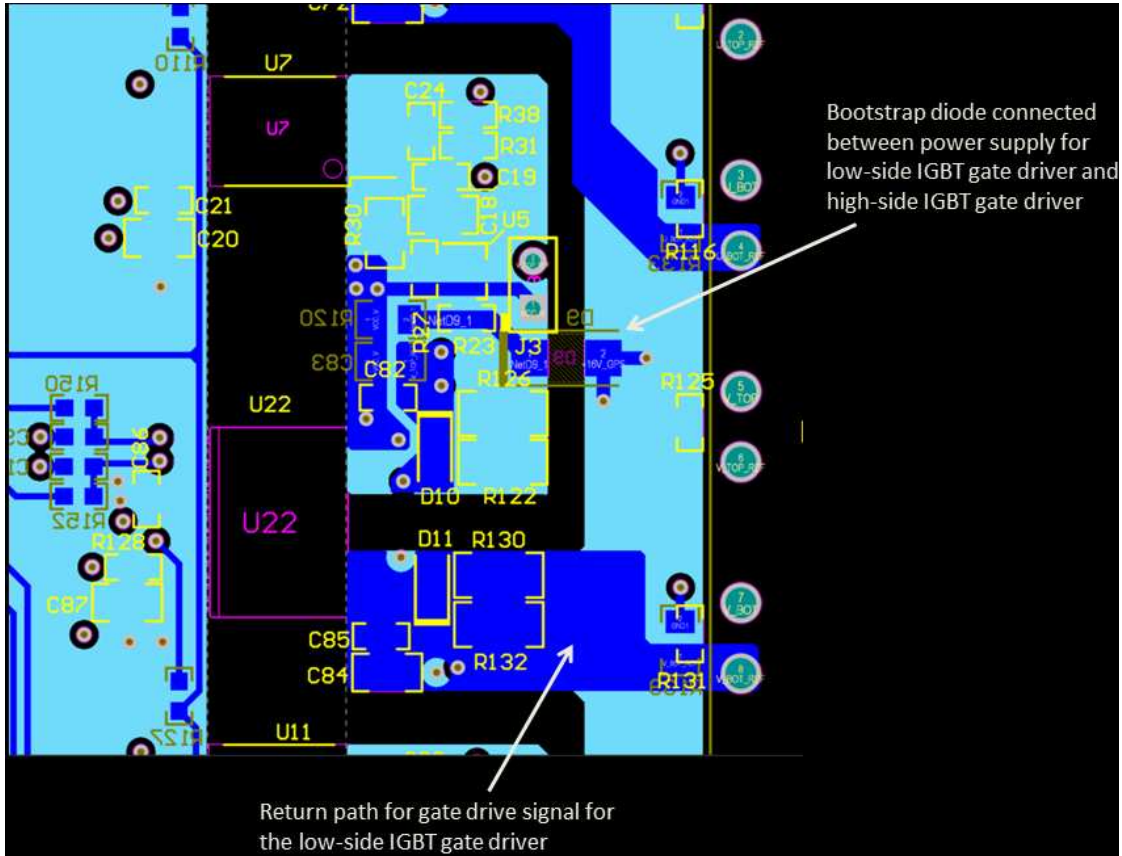


图 87. 返回路径

如4.2节所述，所有三个通道的接地端均通过  $0\Omega$  电阻器（短接线）连接到 VDC-。图 88 和图 89 显示了这些短接线在电路板上的位置。

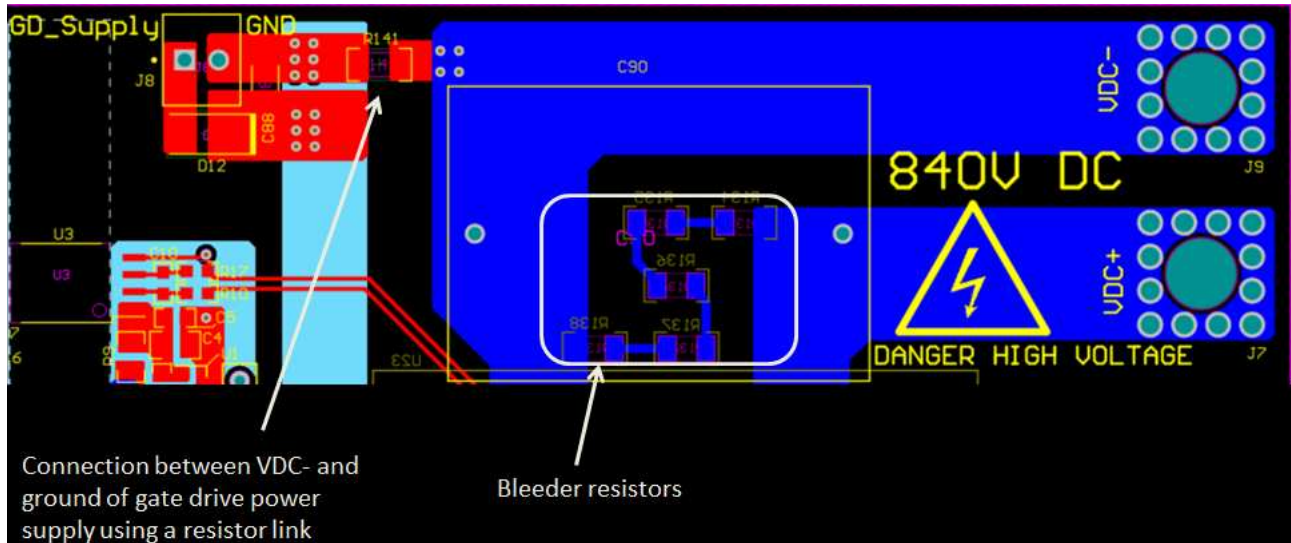


图 88. 短接线

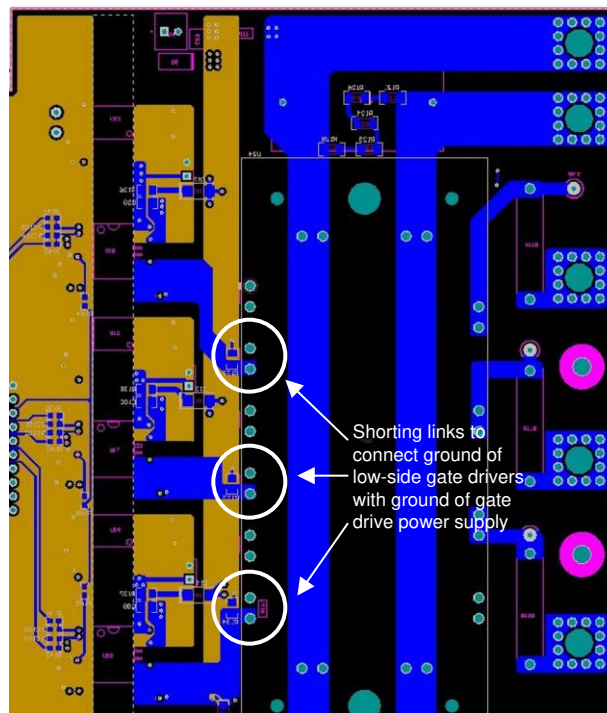


图 89. 短接线

图 90 显示了直流总线电压感应电路。电压感应是在薄膜电容上完成的（如图 90 所示）。

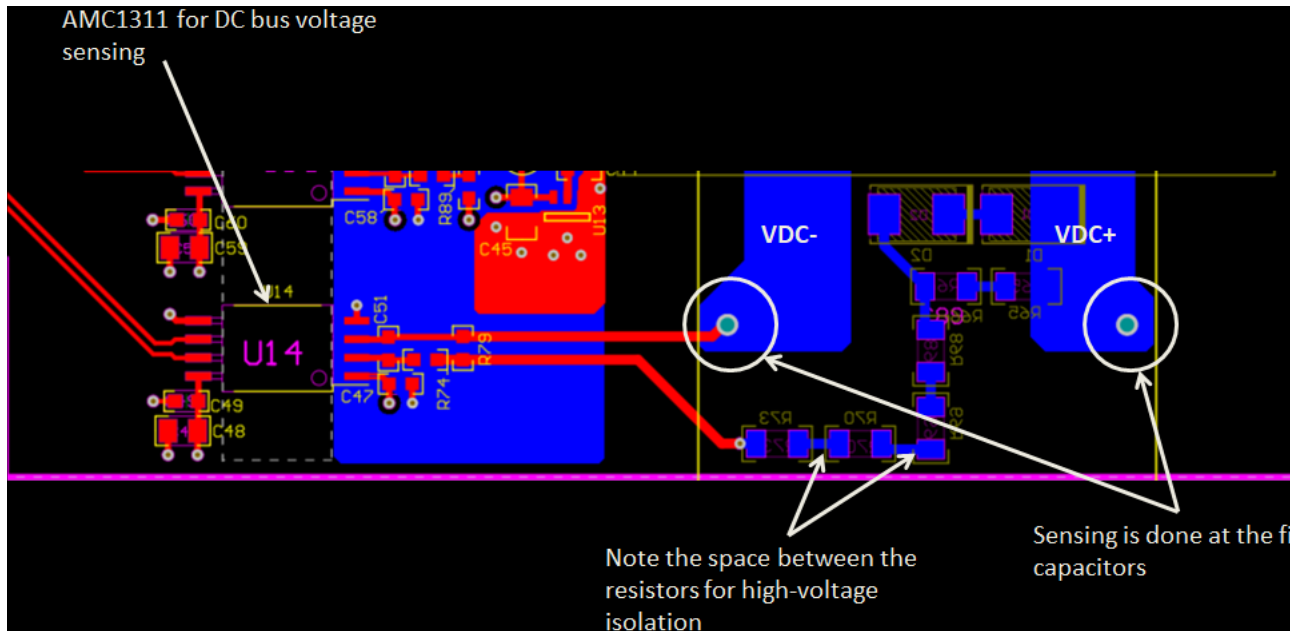


图 90. 直流总线感应区域

由于这是一块高压 PCB，因此感应电路不能与高压平面直接接触。感应信号在布局中是正交的（如图 91 所示）。

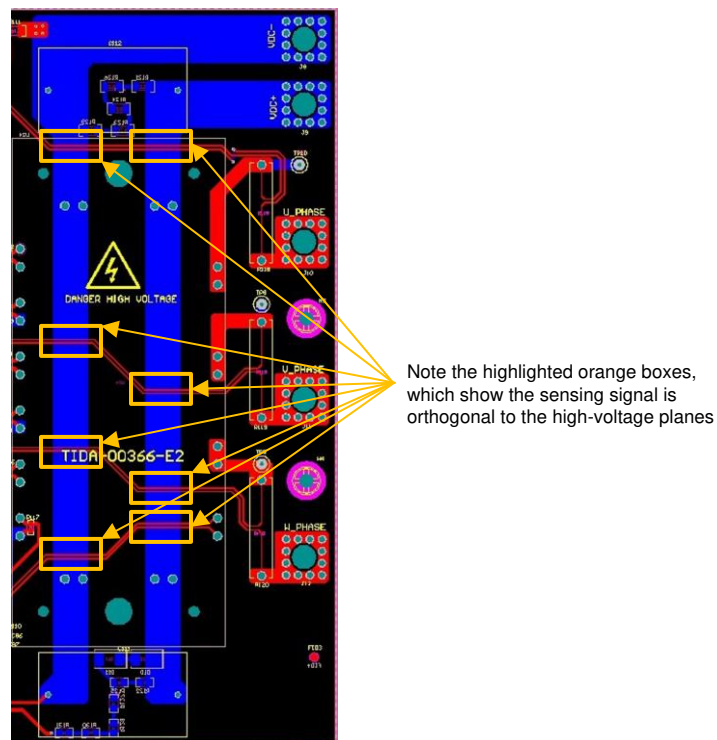


图 91. 感应和高压平面

### 7.3.1 布局图

要下载层图，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

## 7.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

## 7.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

## 7.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-00366](#) 中的设计文件。

## 8 相关文档

1. 德州仪器 (TI), [《LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad 实验套件用户指南》](#)

## 8.1 商标

All trademarks are the property of their respective owners.

## 9 术语

**PWM**— 脉宽调制

**MCU**— 微控制器

**IGBT**— 隔离式双极栅极晶体管

**RPM**— 每分钟转速

**RMS**— 均方根

**NTC**— 负温度系数热敏电阻

## 10 关于作者

**VAIBHAVI SHANBHAG** 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发参考设计解决方案，重点针对工业系统内的电机驱动领域。Vaibhavi 在果阿彼拉尼 BITS 获得了电气和电子工程学士学位。

**N. NAVANEETH KUMAR** 是德州仪器 (TI) 的系统架构师，负责开发适用于工业系统电机控制的子系统解决方案。N. Navaneeth 在电力电子设备、EMC、模拟和混合信号设计领域拥有丰富经验。他拥有驱动器、太阳能逆变器、UPS 和保护继电器领域的系统级产品设计经验。N. Navaneeth 拥有印度巴拉蒂尔大学的电子与通信工程学士学位以及英国博尔顿大学的电子产品开发理学硕士学位。

## 11 致谢

作者在此感谢 **SANJAY PITHADIA** 和 **NELSON ALEXANDER** 为 TIDA-00366 参考设计的设计和文档作出的出色贡献。

## 修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

<b>Changes from B Revision (September 2016) to C Revision</b>	<b>Page</b>
• 已更改 通篇将 UCC21520 更改为 UCC21530.....	1
• 已添加 在“说明”中添加了 AMC1311.....	1
• 已删除 从“设计资源”中删除了 TIDA-00195、TLV70433 和 SN74LVC1G10 .....	1
• 已添加 在“设计资源”中添加了 TIDA-00199、TLV70450、SN74LVC1G11 和 SN74VC1G32.....	1
• 已添加 在“特性”中添加了“高带宽” .....	1
• 已添加 在“系统说明”中 添加了段落.....	2
• 已添加 在“主要系统规格”表中添加了信息 .....	3
• 已更改 更改了方框图图像 .....	4
• 已添加 添加了直流链路和 NTC 电压作为 AMC1301 和 AMC1311 测量的信号 .....	5
• 已更改 在“主要产品”中将 UCC21520 更改为 UCC21530 .....	5
• 已添加 在“主要产品”中添加了 AMC1311 .....	5
• 已添加 在“主要产品”中添加了有关 AMC1301 的信息.....	6
• 已更改 在“主要产品”中将 TLV70433 更改为 TLV70450.....	6
• 已更改 在“主要产品”中将 SN74LVC1G10 更改为 SN74LVC1G11 .....	7
• 已添加 在“主要产品”中添加了 SN74LVC1G32 .....	7
• 已更改 在“直流总线电压输入”部分中更改了端子、电阻器和值.....	8
• 已更改 更改了“直流输入”图像.....	8
• 已更改 更改了“泄放电阻器”图像 .....	8
• 已更改 将载流容量从 75A 更改为 85A.....	9
• 已更改 将 MG1250H XN2MM 更改为 MIXA60W1200TED .....	9
• 已更改 通篇将 Littlefuse Inc. 更改为 IXYS .....	9
• 已更改 更改了“IGBT 模块连接”图像.....	9
• 已更改 更改了连接参考点的电阻器 .....	9
• 已更改 更改了“接地方案”图像.....	9
• 已更改 更改了“隔离式 IGBT 栅极驱动器”部分中的信息 .....	10
• 已更改 更改了“UCC21530 的功能方框图”图像.....	10
• 已更改 更改了“栅极驱动器 UCC21530 以及相关器件和电路”图像 .....	11
• 已更改 更改了“栅极驱动器电源”图像 .....	12
• 已更改 更改了“栅极电阻器”图像.....	14
• 已更改 更改了“隔离式电流感应电路”部分中的信息 .....	15
• 已更改 更改了“增强型隔离放大器 AMC1301”图像.....	15
• 已更改 更改了“使用 TL431B 生成电源”图像.....	16
• 已更改 更改了“差分到单端信号转换”图像.....	18
• 已更改 更改了“直流总线电压感应电路”部分中的信息 .....	19
• 已更改 更改了“直流总线电压感应电路”图像 .....	19
• 已添加 添加了“计算电压感应的差分到单端转换的增益”部分 .....	19
• 已添加 添加了“器件选择”部分 .....	19
• 已更改 更改了“NTC 温度感应电路”部分中的信息.....	20
• 已更改 更改了“NTC 温度感应电路”图像.....	20
• 已更改 更改了用于设置阈值的电阻器 .....	21
• 已更改 更改了“过载保护电路”图像.....	21
• 已更改 更改了“接地故障保护”部分中的信息 .....	22
• 已更改 更改了“接地故障检测电路”图像 .....	23
• 已更改 更改了“ENABLE 信号的逻辑”部分中的信息.....	24
• 已更改 更改了“ENABLE 逻辑生成”图像.....	24
• 已更改 更改了“用于连接 LAUNCHXL-F28027 上的连接器 J6 和 J2 的 20 引脚连接器”图像 .....	26
• 已更改 更改了“用于连接 LAUNCHXL-F28027 上的连接器 J1 和 J5 的 20 引脚连接器”图像 .....	27
• 已更改 更改了“电源”部分中的信息.....	27



• 已更改 更改了“从 5V 输入生成 3.3V 电压”图像 .....	30
• 已更改 更改了“从 16V 栅极驱动电源输入生成 5V 电压”图像 .....	31
• 已更改 更改了“生成 1.65V 和 3.3V 基准电压”图像 .....	31
• 已更改 更改了“TIDA-00366 的 PCB 顶视图”图像 .....	32
• 已更改 更改了“连接器”表中的信息 .....	33
• 已更改 更改了“测试数据”部分中的信息 .....	35
• 已更改 更改了“使用 TLV70450 生成的 5V 电源轨”图像 .....	36
• 已更改 更改了“使用 TLV70450 生成的 5V 电源轨上的纹波”图像 .....	36
• 已更改 更改了“栅极驱动器输出端的 PWM”图像 .....	40
• 已更改 更改了“栅极驱动器输出端的 PWM - 死区时间（上升沿）”图像 .....	41
• 已更改 更改了“栅极驱动器输出端的 PWM - 死区时间（上升沿）”图像 .....	41
• 已更改 更改了“启动顺序（栅极驱动器输出端的 PWM）”图像 .....	42
• 已更改 更改了“低侧栅极驱动器 UVLO”图像 .....	42
• 已更改 更改了“高侧栅极驱动器 UVLO”图像 .....	42
• 已更改 更改了“验证 ENABLE 逻辑”部分中的信息 .....	46
• 已更改 更改了“栅极驱动器的 ENABLE 逻辑”图像 .....	46
• 已更改 更改了“ENABLE 逻辑的时序”表中的信息 .....	46
• 已删除 删除了“测量精度”部分 .....	48
• 已更改 更改了“未校准满量程误差百分比与空载直流链路电压”图像 .....	48
• 已更改 更改了“未校准满量程误差百分比与空载但带电流的直流链路电压”图像 .....	49
• 已更改 更改了“600V 直流链路感应测量直方图（电机中输入 3A <sub>RMS</sub> 电流）”图像 .....	49
• 已更改 更改了“OVERLOAD 检测信号被锁存在 TRIP 引脚上”图像 .....	52
• 已更改 更改了“GND_FAULT 检测信号被锁存在 TRIP 引脚上”图像 .....	54
• 已更改 更改了“顶层”图像 .....	57
• 已更改 更改了“底层”图像 .....	57
• 已更改 更改了“GND 层”图像 .....	58
• 已更改 更改了“PWR 层”图像 .....	58
• 已更改 更改了“栅极驱动器和电流感应电路”图像 .....	59
• 已更改 更改了“高侧和低侧 IGBT 栅极驱动器的接地平面”图像 .....	60
• 已更改 更改了“高侧和低侧 IGBT 栅极驱动器的电源平面”图像 .....	60
• 已更改 更改了“返回路径”图像 .....	61
• 已更改 更改了“短接线”图像 .....	62
• 已更改 更改了“直流总线感应区域”图像 .....	63

**Changes from A Revision (July 2016) to B Revision**
**Page**

• 已更改 表 12 的传播延迟 .....	47
• 已更改 图 62 .....	47
• 已更改 图 63 .....	47
• 已更改 图 64 .....	47
• 已更改 图 65 .....	47
• 已更改 更改了节 6.6.1 下的段落和图 67 .....	48
• 已更改 图 67 .....	48
• 已更改 图 67 .....	49
• 已更改 图 67 .....	49

**Changes from Original (June 2016) to A Revision**
**Page**

• 已更改 更改了预览页面 .....	1
---------------------	---



## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司