

Design Guide: TIDA-010255

适用于伺服驱动器和机器人的高效 230V_{AC}、2kW、三相 GaN 逆变器参考设计

说明

此参考设计展示了一种高效的 320V_{DC} 输入三相功率级，它采用六个快速开关 GaN-FET，具有集成驱动器，并通过热侧 MCU 控制提供保护和温度报告功能，尤其适用于电机集成式伺服驱动器和机器人应用。精确的相电流检测使用隔离式 Δ - Σ 调制器实现，直流链路电压使用非隔离式小型 Δ - Σ 调制器进行测量，模拟相电压反馈选项允许验证 InstaSPIN-FOC™ 等高级无传感器设计。为了便于评估，此设计提供 3.3V I/O 接口信号，具有用于 C2000™ MCU controlCARD 的 180 引脚连接器，以及用于连接其他微控制器（例如 Sitara™ AM2631）的标准接头。

资源

[TIDA-010255](#)

[LMG3422R030](#)、[AMC1306M05](#)、[AMC1035](#)

[ISO7741](#)、[ISO7730](#)

[TPSM560R6H](#)、[TPSM82903](#)

[F28379D C2000™ MCU controlCARD™](#)

设计文件夹

产品文件夹

产品文件夹

产品文件夹

工具文件夹



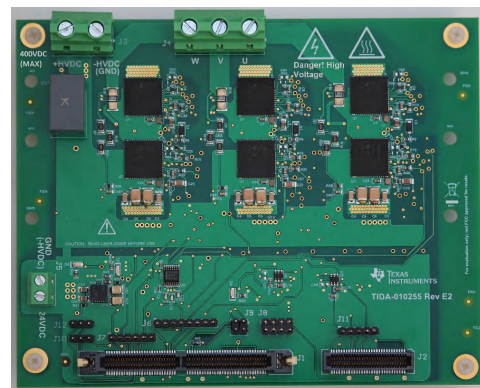
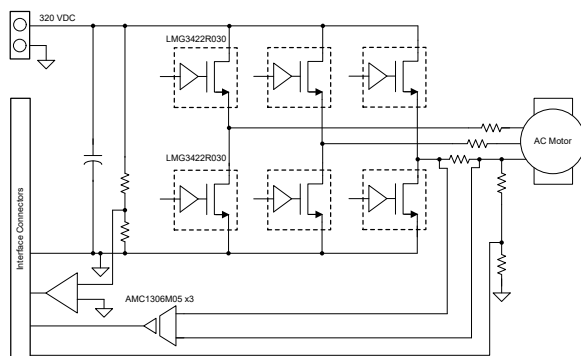
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

特性

- 高效的三相 GaN-FET 功率级在 16kHz PWM 和 320V 直流链路电压下具有 99.4% 的峰值效率，有助于减小散热器尺寸
- LMG3422R030 具有集成式驱动器、过流和过热保护以及温度报告功能的 600V 30m Ω GaN FET
- LMG3422R030 的集成保护可提高可靠性并降低系统成本，片上温度传感器可实现对芯片温度的精确监测，从而更大限度地扩大安全工作区 (SOA)
- 零反向恢复损耗可减少开关节点振荡，而快速开关功能 dV/dt (30V/ns，可从 20V/ns 到 100V/ns 进行配置) 和 120ns 的低死区时间可更大限度地减少相电压失真
- 使用 1m Ω 分流器和隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1306M05 通过 $\pm 50A$ 线性范围实现精密相电流检测
- 通过与 3.3V I/O 连接，可以轻松评估用于具有 C2000、Sitara 或其他 MCU 的电机驱动的 TI GaN 技术

应用

- [单轴和多轴伺服驱动器](#)
- [工业与协作机器人](#)



1 系统说明

具有高效交流输入三相逆变器可达到符合 IEC 61800-9 标准的能效等级 IES2，不仅有助于减少全球能源足迹，还有助于实现具有更小散热器尺寸的更小外形尺寸和更高功率密度设计。外形尺寸和重量发挥着重要作用，尤其是在工业机器人和工厂自动化应用中使用电机集成式伺服驱动器的情况下，其中电机是 6 轴机器人等机械移动系统的一部分。

电机集成式三相逆变器通常由单相 200V 至 230V_{AC} 输入供电，相当于 320V_{DC} 整流输入。输入功率级别通常低于 3kW。如今，绝大多数 230V_{AC} 输入伺服驱动器都利用基于 IGBT 的电源开关，PWM 开关频率介于 8kHz 至 16kHz 之间。由于绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 的功率损耗，散热器的尺寸可能超过整个三相逆变器尺寸的 30%。

与 IGBT 相比，氮化镓 (GaN) 功率晶体管即使在 8kHz 至 16kHz 的低脉宽调制 (PWM) 开关频率下，也有助于显著降低功率损耗。LMG3422R030 等具有集成驱动器的 GaN-FET 可减少开关和导通损耗，并可在 16kHz PWM 下实现 99.4% 的峰值效率。如本参考设计所示，在 7A_{RMS} 输出相电流条件下，与基于 IGBT 的传统三相逆变器相比，这会将总体功率损耗降低到不到原来的四分之一。

TIDA-010255 参考设计采用六个快速开关 LMG3422R030 600V 30mΩ GaN-FET，实现了高效的热侧 MCU 受控型 320V_{DC}、2kW 三相功率级。LMG3422R030 包括集成驱动器、保护和温度报告功能，有助于提高可靠性，同时降低外部保护和温度监测电路的系统成本。具有集成电感器和自举电源的降压模块可减小电源管理和栅极驱动偏置电源的尺寸。该器件使用 1mΩ 同相分流器与 ±50mV 输入、增强型隔离式调制器 AMC1306M05，实现了高线性度的精确相电流检测。热侧控制使 MCU 接地 (GND) 等于电源 GND (DC -)，因此检测直流链路电压和三相电压不需要隔离。非隔离式 Δ-Σ 调制器 AMC1035 测量直流链路电压。非隔离式模拟相电压反馈选项支持采用具有 12 位集成 ADC 的 C2000 MCU 来实现 InstaSPIN-FOC 等高级无传感器设计。

为了使用工业驱动器评估 TI 的 GaN 技术，该设计可通过 180 引脚 HSEC 连接器提供 3.3V I/O 接口信号，以便与 F28379D controlCARD 等 C2000 MCU controlCARD 配合使用，或通过标准接头连接到 Sitara AM2631 或 AM2431 等其他 MCU。

该设计在室温且不使用散热器的情况下采用 320V_{DC} 直流链路电压、16kHz PWM 和高达 7.7A_{RMS} 的连续三相输出电流进行了测试。要在更高电流下进行测试或在更高的环境温度下进行测试，可以在 PCB 的底部安装一个散热器。PCB 上提供了安装孔。

1.1 主要系统规格

小节	参数	规格
输入电源	直流总线电压	320V (典型值)、400V (最大值)
	控制电源电压	24V±20% (典型值)、60V (最大值)
电源开关	GaN FET	LMG3422R030, 底部散热
	压摆率	30V/ns (典型值), 可配置, 100V/ns (最大值), 采用此设计时。
	过流和过热保护	LMG3422R030 集成
	故障报告	过流、过热和 UVLO 故障反馈
	温度检测 (V 相)	编码: 3.3V 时 PWM 为 9kHz
	三相互补 PWM	8kHz 至 16kHz (典型值) 及更高, 请参阅第 3 部分。
	PWM 死区时间	150ns (MCU), 结果有效值 120 ns (典型值), 可以更低, 请参阅节 3。
	三相输出电流 (无散热器)	7.7A _{RMS} (典型值), 27°C 环境温度且无散热器
	散热器	无, 但提供添加散热器的配置
三相电流检测	分流器	1mΩ 分流器, 3W
	隔离式调制器	±50mV (线性输入电压范围)
	测量范围	±50A (线性范围)
直流总线电压检测	测量范围	0V 至 480V (线性范围), 可配置
相电压检测	测量范围	0V 至 480V, 可配置
隔离	无	MCU 连接到 DC-, 热侧控制
MCU 接口	C2000 controlCARD	180 引脚 HECC (5V 电源和 3.3V I/O)
	MCU	100mil 标准接头 (3.3V I/O)
PCB	层堆叠	6 层, 70 μm 铜
	间隙距离	1.6mm (顶层和底层), 0.6mm (内层)
	PCB 尺寸	148mm × 116mm (5826mil × 4566mil)

2 系统概述

2.1 方框图

图 2-1 显示了 TIDA-010255 320V_{DC} 输入、高效、热侧 MCU 受控型三相功率级的系统方框图，该功率级使用六个快速开关 GaN FET，并具有集成驱动器、保护和温度报告功能。具有集成电感器和自举电源的降压转换器模块可减少电源管理和栅极驱动偏置电源的 PCB 尺寸。使用隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1306M05 实现了基于分流器的精确相电流检测。直流链路电压使用非隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1035 进行检测，并为三相电压提供模拟反馈选项。具有 3.3V I/O 的双连接器选项允许连接到 C2000™ MCU controlCARD 或其他 MCU，例如 Sitara™ AM2631。

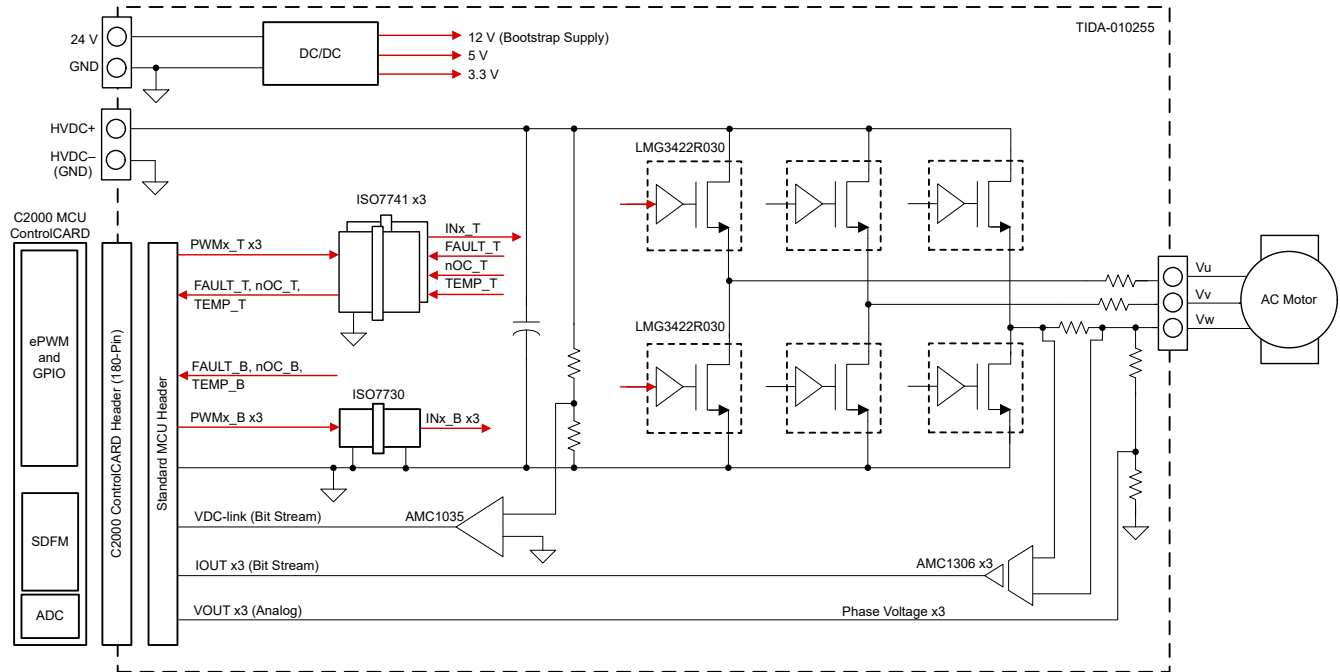


图 2-1. TIDA-010255 方框图

2.2 主要产品

TIDA-010255 参考设计采用德州仪器 (TI) 的以下关键器件。

2.2.1 LMG3422R030

LMG342xR030 GaN FET 具有集成式驱动器和保护功能，可让设计人员在电力电子系统中实现更高水平的功率密度和效率。以下主要特性有助于在电机集成式驱动器应用中显著提升电源效率并提高系统稳健性：

- 与 IGBT 相比，具有集成栅极驱动器、快速开关和零反向恢复电荷的 600V 30m Ω GaN FET 可显著降低功率损耗
- 20V/ns 至 150V/ns 的可配置压摆率，用于优化开关性能和缓解 EMI
- 高级电源管理功能和强大的保护，例如响应时间不到 100ns 的逐周期过流和锁存短路保护、针对内部过热的自我保护以及 UVLO 监控和报告
- 准确的实时数字温度 PWM 输出有助于管理 LMG3422R030 结温，以优化安全工作区 (SOA)
- 为数字隔离器或电流传感器供电的集成式 5V 低压降 (LDO) 有助于减小 BOM 和占用空间
- 符合面向硬开关拓扑的 JEDEC JEP180 标准
- 工作结温绝对最大额定值：-40°C 至 150°C

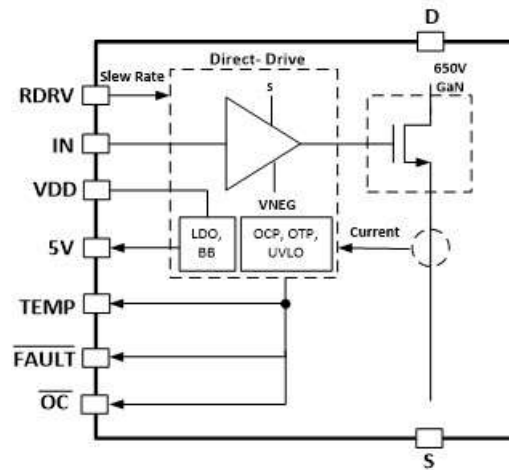


图 2-2. LMG3422R030 方框图

2.2.2 ISO7741

ISO7741 是一款高性能、四通道数字隔离器，隔离等级达到 $3000V_{RMS}$ (DBQ 封装) 且符合 UL 1577 标准。

三个 ISO7741 器件实现了 MCU 与顶部 LMG3422R030 GaN-FET 之间的信号电平转换。同一数字隔离器系列中的 ISO7730 在底部和顶部信号链之间提供严格的传播匹配，并且还使用 LMG4322R030 GaN-FET 将来自 MCU 的 3V3 CMOS 信号转换为 5V CMOS 信号。ISO7741 的主要特性包括：

- 如果输入功率或信号丢失，默认输出低电平 (F 版本) 有助于将 PWM 驱动为低电平
- 低传播延迟：典型值为 $10.7ns$ (5V 电源)，可在顶部和底部 PWM 信号之间提供严格的传播匹配
- $566V_{DC}$ 的最大额定隔离工作电压位和 $100kV/\mu s$ (典型值) 的高共模瞬态抗扰度 (CMTI)，可使用 $230V_{AC}$ 热侧受控型电源系统运行，其中逻辑 GND 以负直流总线电压为基准
- 四通道 (ISO7741F) 或三通道 (ISO7730F) 数字隔离可减小尺寸
- 宽环境温度范围： $-55^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$

2.2.3 AMC1306M05

AMC1306M05 是一款小型、高精度、增强型隔离式 $\Delta-\Sigma$ 调制器，适用于基于分流器的精密相电流检测。该设计的主要特性包括：

- $\pm 50mV$ 差分输入电压范围允许使用更小的分流器，并且与具有 $\pm 250mV$ 输入电压范围的调制器相比，可将功率损耗降低 80%
- $\pm 50\mu V$ 的极低失调电压、 $1\mu V/^{\circ}C$ (最大值) 的温漂和 $82.5dB$ (典型值) 的高 SNR，无需进行失调电压校准，即可实现出色的直流和交流性能
- $100kV/\mu s$ (典型值) 的高共模瞬态抗扰度 (CMTI)，可在 GaN-FET 的更高压摆率下运行。AMC1306M05-Q1 版本支持 $100kV/\mu s$ (最小值) 的 CMTI。
- 最大额定隔离工作电压 $2121V_{DC}$ ，用于在热侧受控型电源系统中运行，其中逻辑 GND 以负电源轨为基准
- 工业级工作温度范围： $-40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$

2.2.4 AMC1035

AMC1035 是一款非隔离式 Δ - Σ 调制器，并经过了优化，可通过热侧 MCU 受控型三相功率级实现精确的电压和温度检测。AMC1035 的主要特性包括：

- $\pm 1\text{V}$ 输入电压范围，并具有高差分输入电阻，典型值为 $1.6\text{G}\Omega$ ，可直接连接到高阻抗电阻分压器以进行电压检测
- $\pm 0.5\text{mV}$ 的极低失调电压和 $6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值) 的温漂以及 87dB (典型值) 的高 SNR，可实现出色的直流和交流性能
- 小尺寸 8 引脚 SOIC ($4.9\text{mm} \times 3.9\text{mm}$)
- 可在更大的工业级温度范围内正常工作： -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ ，使用电机集成式逆变器在高温环境下运行

2.2.5 TPSM560R6H

TPSM560R6H 是一款高度集成的 600mA 电源模块，在热增强型 QFN 封装内整合了一个带有功率 MOSFET 的 60V 输入直流/直流降压转换器、一个屏蔽式电感器和多个无源器件：

- 高达 60V 的宽输入电压范围和高达 66V 的瞬态保护
- 小型 QFN 封装 ($5.0\text{mm} \times 5.5\text{mm} \times 4.0\text{mm}$)，具有集成屏蔽式电感器
- 出色的热性能，在 85°C 且无气流的情况下高达 9.6W 的输出功率
- 工作结温范围： -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$

2.2.6 TPSM82903

TPSM82903 是一款 3A 、 3V 至 17V 、高效、小巧、灵活且易用的直流/直流同步降压转换器 MicroSiP™ 封装模块：

- $3\text{mm} \times 2.8\text{mm}$ 小型封装，具有集成电感器
- 可配置的输出电压选项： 0.6V 至 5.5V
- 整个温度范围 (-40°C 至 125°C) 内的反馈电压精度为 $\pm 0.9\%$

有关上述各个器件的更多信息，请参阅 www.TI.com 上相应的产品文件夹，或者点击本参考设计 [资源](#) 部分中的产品文件夹链接。

3 系统设计原理

3.1 电源开关

热侧受控型三相功率级利用六个 LMG3422R030 600V 30mΩ GaN FET，这些 FET 具有集成栅极驱动器、快速开关和零反向恢复电荷特性，与用于 320V_{DC} 输入电机集成式驱动器的 IGBT 相比，可显著降低功率损耗。

3.1.1 GaN-FET 选择标准

之所以选择 LMG3422R030，是因为它具有底部冷却功能和 30mΩ 的极低 $R_{DS(on)}$ ，以便在 8kHz 至 16kHz 之间已经很低的 PWM 开关频率下尽可能降低功率损耗。在无散热器的情况下，该器件还可在测试实验室中通常存在的室温环境下实现至少 7.7A_{RMS} 的最大持续输出电流。

图 3-1 中显示了 320V 直流链路电压和 16kHz PWM 下估算的三相逆变器电源开关损耗 (LMG3422R030, T_j 为 25°C) 与输出相电流的比较。对于需要低于 6.5A_{RMS} 持续输出电流的应用，尽管 $R_{DS(on)}$ 较高，但是 LMG3422R050 仍能提供较低的功率损耗，因为该器件提供较低的输出电荷 $Q_{OSS(tr)}$ 。

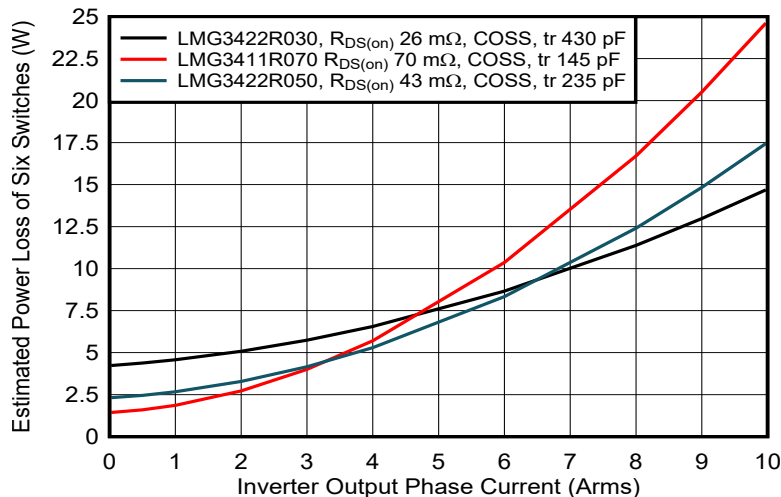


图 3-1. 16kHz PWM 时 320V_{DC} 馈电三相逆变器的电源开关损耗估算

3.1.2 HVBUS 去耦和 12V 自举电源

尽管 LMG3422R030 GaN-FET 的额定电压为 600V，但本设计的额定电压为 400V_{DC} (最大值)。当彼此之间的电压高于 60V_{DC} 或 25V_{AC} 时，每个铜层上迹线或多边形之间的 PCB 间隙至少为 0.8mm (内层) 和 1.6mm (顶层和底层)。

该设计使用多通道原理图，其中三个半桥均具有相同的元件。为了区分各个相位，元件标识符中添加了 _U、_V 或 _W。以下说明中未显示相位标识符，例如仅使用 R20，而不是 R20_U、R20_V 和 R20_W。

图 3-2 显示了带有两个额定电压为 600V 的 LMG3422R030 器件的半桥 V 相原理图。每个半桥在 HVBUS 和 GND 之间都有四个并联去耦电容器，分别是 2 个 10nF 和 2 个 100nF，额定电压为 1kV。

12V_{DC} 非隔离轨为三个底部 LMG3422R030 器件供电。采用高压二极管 D1、3.3Ω 限流电阻器 R6 和 10μF 大容量电容器 C1 的自举配置为三个顶部 LMG34022R030 器件的每一个提供 12V 浮动电源。将 16V 齐纳二极管与 C1 大容量电容器并联可确保 LMG3422R030 的电源电压保持低于 18V 的 VDD 建议最大电压。这是必需的，因为在第三象限运行期间，开关节点电压低于 GND，并且自举电容器可充电至 12V 电源轨和第三象限源漏电压 V_{SD} (在 20A 拉电流时通常为 5V) 之和。由于 10μF 的大型 C1 大容量电容器和 3.3Ω 的限流电阻器 R6，底部 GaN-FET 需要在上电后足够长的时间内保持导通，以确保在顶部 GaN-FET 导通之前将 C1 大容量电容器充电至电压接近 12V。

对于 LMG3422R030 集成式降压/升压转换器，分别在 LMG3422R030 BBSW 引脚与开关节点悬空接地端 (顶部 GaN-FET) 和 GND (底部 GaN-FET) 之间放置了一个 4.7 μH 电感器。2.2μF 电容器旁路内部降压/升压转换器负输出 (VNEG)，该输出用于关断耗尽模式 GaN-FET。

3.1.3 GaN_FET 导通压摆率配置

LMG3422R030 允许调节器件的驱动强度，以获得所需的压摆率，从而在优化开关损耗和噪声耦合时提供灵活性。通常，高压摆率可提供较低的开关损耗，但高压摆率也会产生较高的电压过冲、噪声耦合和 EMI 辐射。在此设计中，导通压摆率通过 200kΩ 电阻器（顶部 GaN-FET 为 R9，底部 GaN-FET 为 R19）配置为 30V/ns。为了抑制瞬态噪声，该设计中并联放置了一个 100pF 电容（顶部 GaN-FET 为 C8，底部 GaN-FET 为 C25）。导通压摆率可以通过分别更改顶部的 R9 和底部 LMG3422R030 的 R19 来调节，如 LMG3422R030 ([LMG342xR030 具有集成驱动器、保护和温度报告功能的 600V 30mΩ GaN FET](#)) 数据表中所述。本设计中配置的最大压摆率不超过 100V/ns，以便不超过隔离式调制器 AMC1306M05 和数字隔离器 ISO7741 的额定共模瞬态抗扰度 (CMTI) 典型值。

3.1.4 PWM 输入滤波器和死区时间计算

建议在 LMG3422R030 IN 引脚上添加一个输入低通滤波器，以帮助提高对瞬态开关噪声的抗扰度。此设计使用 3MHz 输入低通滤波器，其中顶部为 R10 (100Ω) 和 C10 (560pF)，底部为 R20 和 C48。为了实现良好的传播延迟匹配，建议使用容差为 5% 或更佳电容器。时间常数，尤其是电容，高于 LMG3422R030 数据表推荐的 100Ω 和 22pF，从而进一步提高了系统在超高开关电流下的瞬态噪声抗扰度。在测试期间根据系统需求进行调整。

本设计中导通和关断的有效传播延迟是 LMG3422R030 的 1.9V（典型值）正向输入阈值电压和 1V（典型值）负向输入阈值电压的函数。[方程式 1](#) 和 [方程式 2](#) 显示了假设存在 5V CMOS 逻辑 PWM 信号时的有效信号延迟。

$$t_{D_IN(ON)} = -\ln\left(1 - \frac{V_{IN,IT+}}{5V}\right) \times C10 \times R10 = 27 \text{ ns} \quad (1)$$

$$t_{D_IN(OFF)} = -\ln\left(\frac{V_{IN,IT-}}{5V}\right) \times C10 \times R10 = 90 \text{ ns} \quad (2)$$

除了根据 [方程式 1](#) 和 [方程式 2](#) 确定的通过输入滤波器的 PWM 信号延迟外，LMG3422R030 还具有导通延迟和关断延迟，具体取决于配置的压摆率。在 30V/ns 压摆率配置下，LMG3422R030 的典型导通延迟约为 75ns，而关断延迟约为 44ns。因此，PWM 信号到开关节点电压的有效导通延迟约为 102ns，有效关断延迟约为 134ns。由于有效导通延迟比关断延迟短 32ns，因此在配置由 MCU 的 PWM 模块生成的互补 PWM 死区时间时，必须考虑到这一点。

在此设计中，TMS320F28379D MCU 配置为生成 150ns PWM 死区时间，从而产生约 120ns (118ns) 的典型有效死区时间。这提供了足够的裕度来处理总体有效导通和关断延迟的变化。

可以使用 C10 (100pF) 和 C48 (100pF) 来实现具有 10ns 时间常数的较小 PWM 滤波器，但未使用该设计进行测试。具有 10ns 时间常数的较小 PWM 滤波器会将传播延迟 $t_{D_IN(ON)}$ 降至约 4.7ns，并将 $t_{D_IN(OFF)}$ 降至约 16ns，从而进一步缩短有效死区时间。

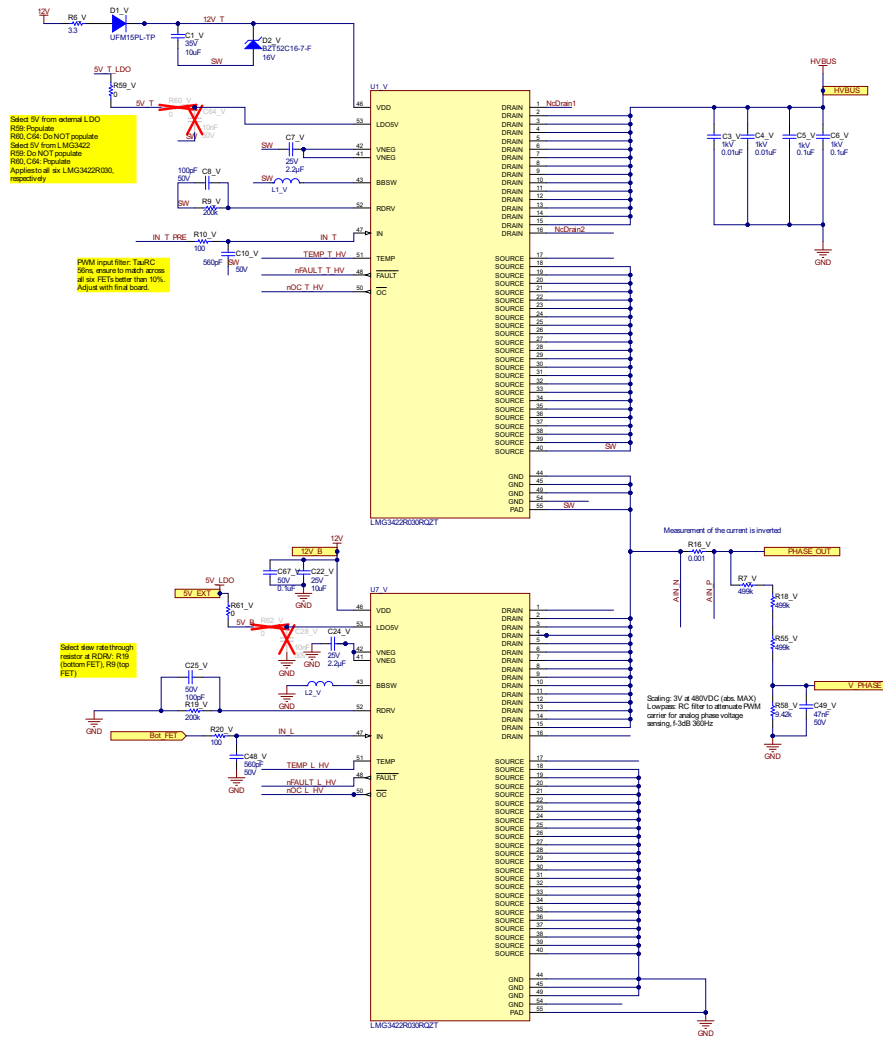


图 3-2. LMG3422R030 位于顶部和底部的半桥 V 相原理图

3.1.5 信号电平转换

GaN-FET 的开关速度快于 IGBT，并且 dV/dt 压摆率可以达到 $30V/ns$ 甚至更高，如该设计中所配置。因此，具有 $100V/ns$ (典型值) 高共模瞬态抗扰度 (CMTI) 的数字隔离器与 ISO7741F 四通道数字隔离器类似。如果输入功率或信号丢失，ISO7741F 的后缀 F 有助于将器件的输出驱动为低电平。ISO7741F 具有一个正向通道和三个反向通道，其中正向通道用于 PWM 信号，而反向通道用于相应顶部 GaN-FET 的三个故障和温度报告信号。该器件将 $3.3V$ I/O 信号电平转换为 $5V$ I/O 信号，以提供给对应的顶部 GaN-FET (指浮动开关节点 GND (SW))，如图 3-3 所示。

该设计有两个选项来通过 VCC1 为顶部数字隔离器 U4 (ISO7741F) 提供 $5V$ 电源，如图 3-3 所示。使用外部 $5V$ LDO (U13) 时 (此设计的默认配置)，电阻器 R60 和电容器 C64 需要保持空白，而 R59 需要组装。如果通过 LMG3422R030 的内部 $5V$ LDO 在 LDO5V 引脚上提供 $5V$ 电压，则 R59 需要保持空白，而 R60 和 C64 需要组装。

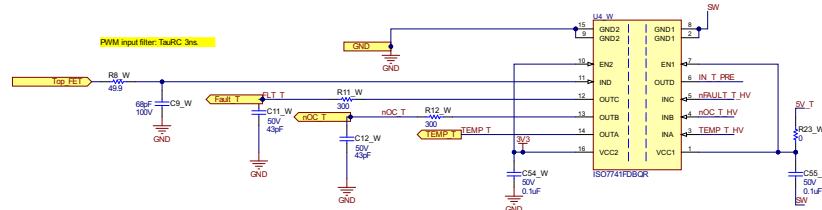


图 3-3. 顶部 GaN-FET 基于数字隔离器的电平转换器原理图

ISO7730F 三通道数字隔离器与 ISO7741F 属于同一系列，可在底部和顶部 PWM 信号之间提供严格的传播匹配，同时使用 LMG4322R030 底部 GaN-FET 将来自 MCU 的 3.3V CMOS 信号转换为 5V CMOS 信号，如图 3-4 所示。

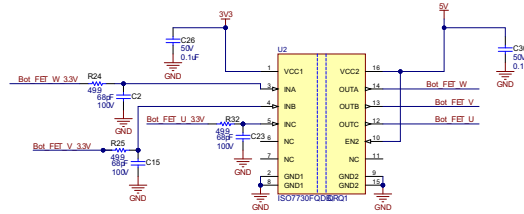


图 3-4. 底部 GaN-FET 基于数字隔离器的电平转换器原理图

3.1.6 LMG3422R030 故障报告

LMG3422R030 GaN-FET 集成了过流保护 (OCP)、短路保护 (SCP)、过热保护 (OTP) 和欠压锁定 (UVLO)。有关详细信息，请参阅 [LMG3422R030](#) 数据表。三个顶部 GaN FET 各自的 FAULT 和 OC 反馈信号均通过四通道数字隔离器 ISO7741 电平转换为 3.3V。每个故障信号都通过一个 300Ω 和 47pF 的 RC 低通滤波器进行低通滤波，以衰减高频瞬态噪声，并使用三个底部和三个顶部 GaN-FET 的三输入与门进行逻辑组合，如图 3-5 所示。因此，MCU 可以分别通过顶部或底部 GaN-FET 监测故障和过流事件。信号 nOC_T、nOC_L、GaN_FAULT_L 和 GaN_FAULT_T 路由到 C2000 controlCARD 连接器 J2 和 MCU 接头 J11。

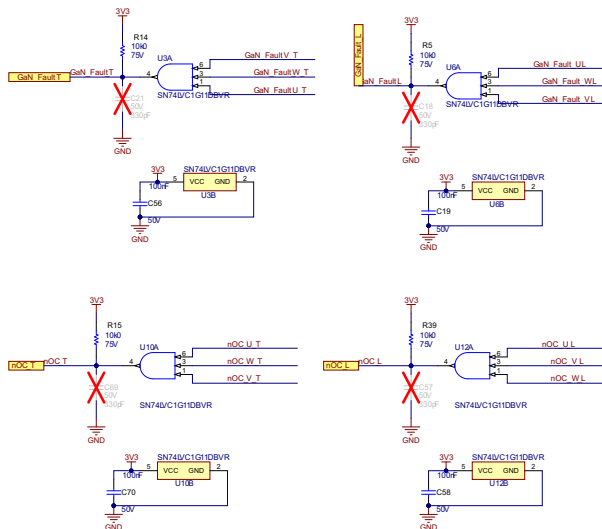


图 3-5. GaN-FET 故障和过流报告原理图

3.1.7 LMG3422R030 温度监控

每个 LMG3422R030 的 TEMP 引脚都是一个推挽数字输出，可提供有关 GaN FET 结温的信息。LMG342R030 TEMP 引脚输出固定的 9kHz 脉冲波形。器件结温编码为 PWM 波形的占空比。PWM 占空比在 25°C 温度下约为 3%，在 150°C 温度下约为 82%。如果温度高于 150°C，占空比将继续呈线性增加，直到发生过热故障。当发生过热故障时，TEMP 引脚会被拉高以指示该故障。清除过热故障存在迟滞。

对于六个 LMG3422R030 器件的每一个，TEMP 信号均从 5V 转换到 3.3V，如节 3.1.4 所示。在此设计中，只有 V 相半桥的 PWM 温度信号 TOP_TEMP_V 和 BOT_TEMP_V 可以提供给 MCU。在将这两个信号路由到 C2000 controlCARD 连接器 J1 和 MCU 接头 J7 之前，具有 R13 (R33) 和 C20 (C47) 的 1.5kHz 低通滤波器会衰减 9kHz PWM 载波。要获得更精确的温度检测信息，建议进行失调电压和增益校准并通过 MCU 上集成的 ADC 进行过采样。方程式 3 显示了一个简化的传递函数，该函数假定电源电压为 3.3V，用于从经过低通滤波的 TEMP PWM 信号计算 LMG3422R030 结温。

$$T_{JLMG3422}[^{\circ}\text{C}] = \frac{(\text{TOP_TEMP_V}[\text{V}] - 0.099[\text{V}])}{2.607[\text{V}]} \times 125[^{\circ}\text{C}] + 25[^{\circ}\text{C}] \quad (3)$$

3.2 相电流检测

三相逆变器输出相电流通过 $1\text{m}\Omega$ 分流器和具有 $\pm 50\text{mV}$ 线性输入电压范围的高精度、增强型隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1306M05 进行测量。这样便可以使用更小的分流器，与具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入电压范围的调制器所需的 $5\text{m}\Omega$ 分流器相比，分流器损耗可降低 80%。在该设计中，AMC1306M05 提供 $\pm 64\text{A}$ 的最大输入范围和 $\pm 50\text{A}$ 的线性输入电压范围。图 3-6 显示了 AMC1306M05 原理图。

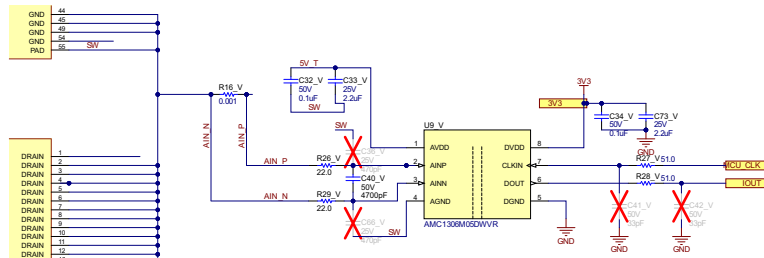


图 3-6. 使用分流器和 AMC1306M05 隔离式调制器进行 V 相电流检测的电路原理图

3.2.1 分流器

当标称最大输出电流为 7.7A_{RMS} 时，在无散热器的情况下， $1\text{m}\Omega$ 分流器的功率损耗为 60mW ，而在该设计安装了散热器的情况下，则能够在 1.6W 损耗下处理 40A_{RMS} （瞬态）。分流器 R16 的封装和额定功率选为 3W ，用户还可以选择替换为电阻更高的分流器（例如 $5\text{m}\Omega$ ），以评估具有 $\pm 250\text{mV}$ 线性输入电压范围的 AMC1306M25，并在更高负载电流且为底部冷却 GaN-FET 使用散热器的情况下测试该系统。

在布局布线方面，在分流器与差分输入滤波器 R26、R29、C40 之间使用开尔文连接，并以差分方式路由信号 AIN_N 和 AIN_P。将 AMC1306 AGND 连接到分流器端子，该端子连接到 GaN-FET 的顶部源极 (SW)。为了简化此设计中的布线，AIN_N 与开关节点 (SW) 具有相同的电位，并且相电流测量电机的反相电流。

3.2.2 AMC1306M05 模拟输入滤波器

为了避免混叠，应衰减超过隔离式调制器采样频率一半的噪声，具体取决于 sinc^3 抽取滤波器的过采样率。尽管 AMC1306M05 集成放大器具有 800kHz 的带宽和高共模抑制比，但为调制器时钟频率低于 20MHz 的系统或系统噪声频率较高的系统添加了外部抗混叠低通滤波器和可选的共模输入滤波电容器。差分输入滤波器 R26、R29 和 C40 的截止频率设置为 770kHz ，并且可以调整为三相逆变器 PCB 的瞬态噪声频谱。当使用 20MHz 的调制器时钟时，该输入滤波器在 10MHz 处提供约 22dB 的额外输入信号衰减。

通常，所选的共模电容器 C36 和 C66 是差分滤波电容器的十分之一至二十分之一。本设计选择了 470pF ，对应的截止频率为 15MHz 。两个共模电容器 C36 和 C66 失配会改变相应的低通滤波器截止频率，因此可将接近和高于截止频率的共模噪声转换为残余差分噪声。设计中选择了容差为 5% 或更佳电容器，以确保任何残余差分噪声均分别通过 770kHz 差分低通滤波器的较低截止频率进行衰减。

3.2.3 AMC1306M05 数字接口

数字接口仅具有调制器时钟输入和位流数据输出，非常简单。R28 是 51Ω 串联端接电阻。如果需要，可以选择使用电容器 C42 来降低压摆率和减少辐射发射 (EMI)。如果系统中的时钟信号上存在高频射频噪声，可以选择使用截止频率为 95MHz 的射频 (RF) 滤波器 R27 和 C41 来衰减该噪声。

MCU 需要为三个电流检测调制器提供单个调制器时钟信号 MCU_CLK_I。图 3-7 显示了相应的时钟缓冲器输出具有 51Ω 串联端接电阻，并采用星型拓扑以类似的长度布线到三个 AMC1306M05 调制器中的每一个。AMC1306M05 支持 5MHz 至 21MHz 的调制器时钟。

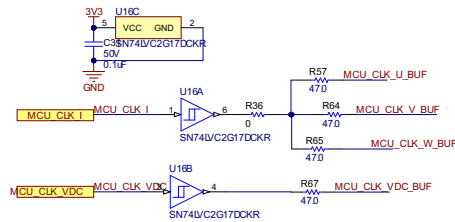


图 3-7. 时钟缓冲器电路原理图

3.2.4 AMC1306M05 电源

AVDD 模拟电源由以开关节点 SW 为基准的 +5V_T 自举电源供电，并通过两个并联电容器 C32 (100nF) 和 C33 (2.2 μF) 进行去耦。DVDD 数字电源由 3.3V 电源供电，并也通过 100nF 和 2.2 μF 电容器去耦。

3.3 DC-Link (HV_BUS) 电压检测

TIDA-010255 设计为在 320V_{DC} 的标称直流链路电压和高达 400V_{DC} 的最大直流链路电压下工作，对应于单相 200V_{AC} 至 250V_{AC} 输入。准确检测直流链路电压对于计算三相 PWM 的相应占空比、监测过压和欠压情况以及估算相电压幅度非常重要。

由于热侧控制架构，直流链路电压可通过具有相应高压电阻分压器的非隔离式 Δ-Σ 调制器 AMC1035 进行检测。AMC1035 的最大双极输入电压范围为 ±1.25V，线性输入电压范围为 ±1V。高阻抗电阻分压器 R1、R2、R3 和 R4 经过调整，可在 480V_{DC} 总线电压下向 AMC1035 输入端提供 1V 信号。R1、R2 和 R3 是高压电阻器。

AMC1035 模拟输入滤波器的设计类似于节 3.2.2 中的 AMC1306M05。不过，截止频率最初设置为大约 23kHz。模拟输入滤波器由 R4、R42、R44 和 C65 决定，并可更改为任何所需的较低或较高截止频率，例如在监测直流总线上交流电压纹波的系统。

MCE 引脚设置为低电平，以配置为在 DOUT 上输出位流数据。DOUT 上的数据随着 CLKIN 上时钟信号的上升沿而变化。线路端接和滤波与节 3.2.3 中所述类似。提供的单独时钟信号 MCU_CLK_VDC_BUF 可以允许直流链路电压检测采用相同的时钟速率，然后针对三个电流检测调制器 AMC1306M05 进行配置。AMC1035 支持 9MHz 至 21MHz 的时钟输入信号。REFOUT 在本设计中未使用，并与 C27 (3.3nF) 和一个串联电阻器 R17 (56Ω) 端接。

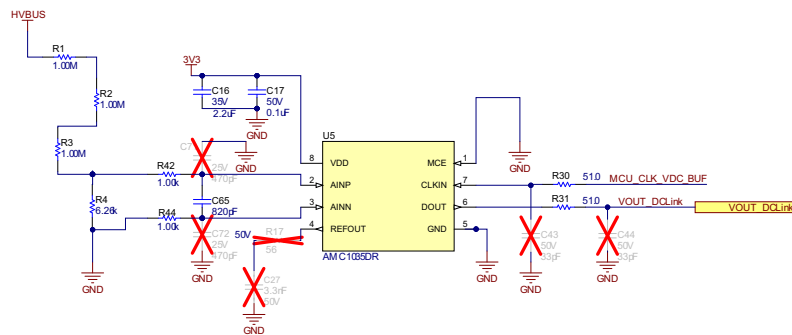


图 3-8. 使用非隔离式调制器进行直流链路电压检测的原理图

3.4 相电压检测

TIDA-010255 提供了一个使用模数转换器检测三相电压的选项，该转换器通常集成在热侧控制 MCU 中。由于 LMG3422R030 GaN-FET 具有 100ns 的极短死区时间，因此可以使用 PWM 占空比和直流链路电压来准确估算相电压。

该器件使用高压电阻分压器和低通滤波器来检测到 GND 的相电压，以衰减 PWM 开关频率。高阻抗电阻分压器 R7、R18、R55 和 R4 经过调整，以便在 480V_{DC} 对 GND 相电压下提供 3V 信号。低通滤波器 R58 和 C49 具有 360Hz 的截止频率，用于衰减 PWM 载波频率。这里未有意添加肖特基二极管来将 V_PHASE 的最大电压钳位到 3.6V 左右，因为即使在 480V_{DC} 瞬态直流链路电压的工作条件下，该电压也不会超过 3V，而 360Hz 低通滤波器需要抑制高频瞬态。

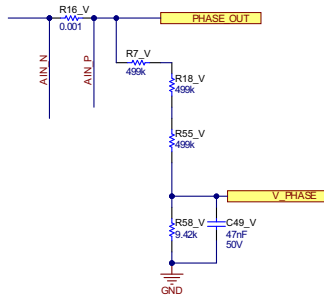


图 3-9. V 相至 GND 模拟相电压检测原理图

3.5 控制电源

TIDA-010255 要求在连接器 J5 处施加一个容差为 $\pm 20\%$ 的外部 24V 直流电源，以生成 12V、5V 和 3.3V 非隔离式电源轨，从而通过 180 引脚连接器 J1 和 J2 为信号链和 C2000 MCU controlCARD 供电。

警告

TIDA-010255 是一款热侧 MCU 受控型功率级，并仅对高侧电源开关和隔离式 Δ - Σ 调制器等相关检测元件提供功能隔离。24V 控制电源的 GND 基准连接到高压 GND HV_GND。

图 3-10 中显示了 12V、5V 和 3.3V 的负载点电源。二极管 D6 用于防止 24V 电源的反极性连接。

电源树的第一级将 24V 输入转换为 12V 输出。该直流/直流降压转换使用集成屏蔽式电感器的 TPSM560R6H 电源模块。输出电压通过反馈电阻器 R41 (10k Ω) 和 R43 (90k Ω) 进行配置，这些电阻值遵循 TPSM560R6H 采用增强型 HotRod™ QFN 封装的 60V 输入、1V 至 16V 输出、600mA 电源模块数据表中 VOUT 等于 12V 时的标准 R_{FBB} 值。输入和输出电容遵循 TPSM560R6H 数据表中的最小输入电容和最小输出电容要求。

电源树的第二级将 12V 转换为 5V。该转换使用 TPSM82903，这是一款采用超小型 MicroSiP 封装模块且具有集成电感器的 3A、3V 至 17V 直流/直流转换器。输出电压通过反馈电阻器 R34 (732k Ω) 和 R45 (100k Ω) 进行配置，这些电阻值对应于 VOUT 等于 5V。根据 TPSM82903 采用 MicroSiP 封装且具有集成电感器的 3A、3V 至 17V、高效率 and 低 I_Q 降压转换器模块数据表中的设置输出电压表格，将 R43 电阻降低到 182k Ω ，并将 R45 电阻降低到 24.9k Ω 。

电源树的第三级也通过 TPSM82903 将 5V 转换为 3.3V。输出电压通过反馈电阻器 R46 (113k Ω) 和 R47 (24.9k Ω) 进行配置，这些电阻值遵循 TPSM82903 数据表中设置输出电压表格中 VOUT 等于 3.3V 时的电阻值。如果需要，可以通过 MCU 下拉 3V3_EN 信号来禁用 3.3V 输出。

当相应的 12V、3.3V 和 5V 电压轨可用时，指示灯 LED D3、D4 和 D5 亮起。

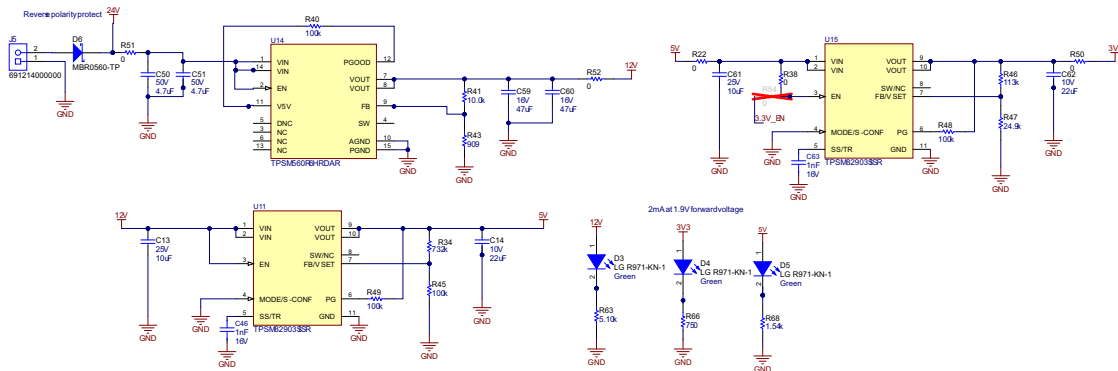


图 3-10. 具有 12V、5V 和 3.3V 电源轨时的 24V 控制电源原理图

3.6 MCU 接口

该设计提供了两个通过 3.3V I/O 连接到 MCU 的连接器的连接器，可轻松评估三相 GaN-FET 功率级。180 引脚连接器 J1 和 J2 适合 C2000 controlCARD (例如 F28379D controlCARD) 的引脚分配。TIDA-010255 中生成的 5V 电源轨还为 C2000 controlCARD 供电。

该设计支持对 Δ - Σ 调制器 AMC1035 和 AMC1306 的数字接口进行时钟边沿延迟补偿。例如，C2000 MCU 通过 ePWM6B (AMC1035) 和 ePWM7B (AMC1306) 生成 20MHz 时钟，通过 ePWM6A 和 ePWM7A 生成 20MHz 相移时钟。ePWM6B 或 ePWM7B 时钟信号连接到时钟缓冲器并驱动 AMC1306M05 或 AMC1035 时钟输入。ePWM6B 和 ePWM7B 时钟信号连接至 SDFM 时钟输入，例如 SD1_C1 和 SD1_C2。现在可以在软件中调整 ePWM6A 和 ePWM6B 或者 ePWM7A 和 ePWM7B 之间的相移，直到测量 SDFM 数据输入处位流数据信号的最优建立时间和保持时间，例如 SD1_D1 与 SD1_C1 处上升时钟边沿之间的关系。

接头 J6、J7、J8、J9 和 J11 是通用的，可连接到 Sitara AM2631 等其他 MCU。有关 MCU 连接器的引脚分配，请参阅节 4.1.2。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 硬件要求

4.1.1 PCB

六个 GaN-FET LMG3422R030 器件安装在 PCB 顶部，三个相电流分流器以及高压电源输入连接器 J3、24V 输入电源连接器 J5、三相电机连接器 J4 以及连接器 J6 至 J9 和 J11 连接至外部 MCU，并且 J1 和 J2 连接至 F28379D C2000 MCU controlCARD。

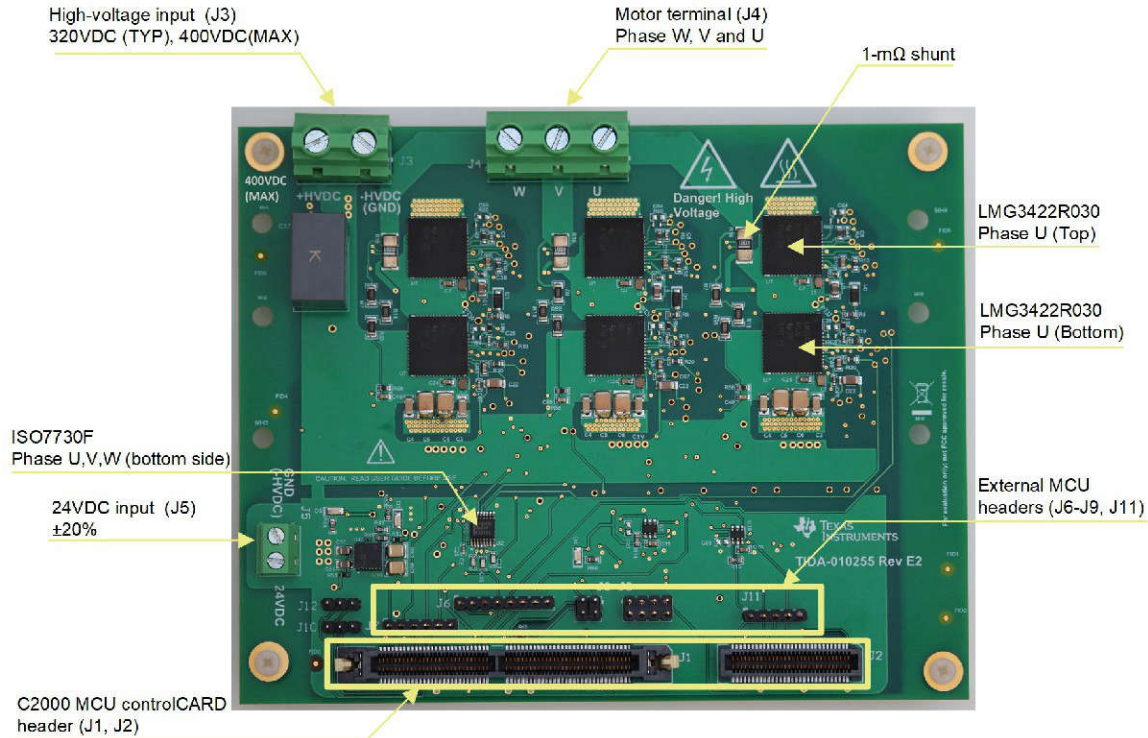


图 4-1. TIDA-010255 PCB 顶视图

PCB 底部显示了三个隔离式调制器 AMC1306M25、用于直流链路电压检测的电阻分压器与 AMC1035 Δ - Σ 调制器，以及用于 PWM 电平转换的六个数字隔离器 ISO7741。左侧和右侧所示的 6 个孔允许在 PCB 底部安装一个散热器，以连接到底部冷却的 LMG3422R030 GaN-FET 上的六个铜平面。

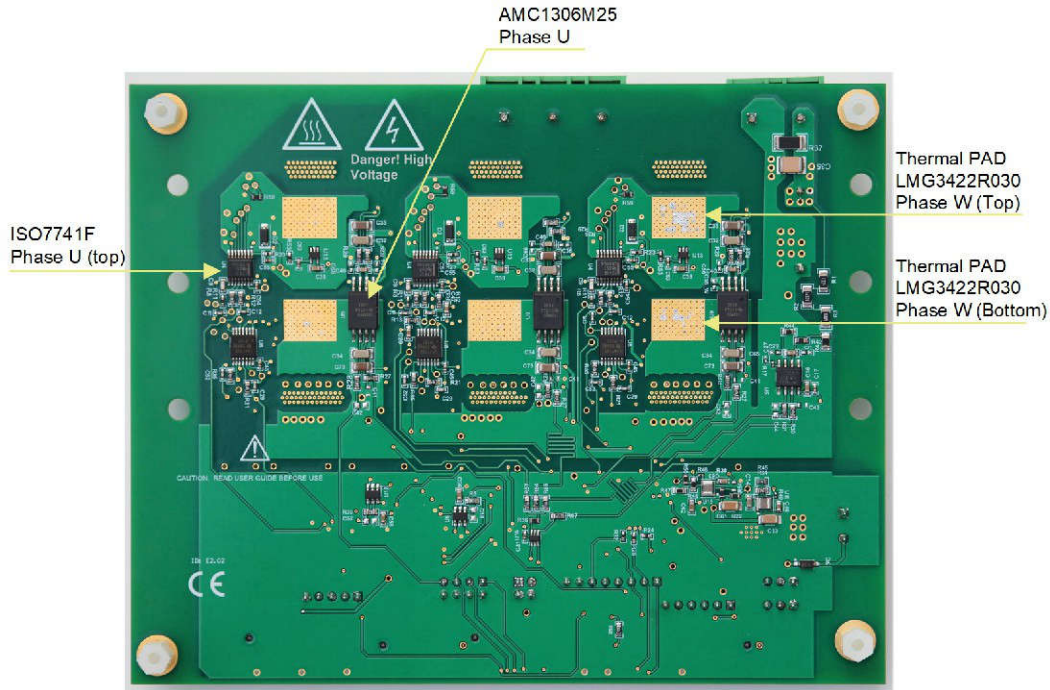


图 4-2. TIDA-010255 PCB 底视图

4.1.2 MCU 接口

TIDA-010255 提供两个连接到 MCU 的选项：

1. 连接到 C2000 MCU controlCARD，例如用于 C2000™ Delfino MCU controlCARD™ 的 F28379D 开发套件，连接到接头 J1 和 J2
2. 将外部 MCU 连接到接头 J6、J7、J8、J9 和 J11

表 4-1 中显示了连接器 J1 和 J2 的引脚分配。该表还包括基于 F28379D 控制卡的相应 I/O 信号。所有 I/O 引脚均为 3.3V I/O，只有提供给 F28379D controlCARD 的电源电压为 5V。

为了减少表格的大小，表中没有显示未连接引脚（例如引脚 15 和引脚 16）的行。引脚和相关接头 J10 与 J12 标记为保留 (RSVD)，用于测试和调试。

表 4-1. C2000™ controlCARD 连接器

J1 - J2 引脚	F28379D GPIO	TIDA-010255 SIGNAL	J1-J2 引脚	F28379D	TIDA-010255 SIGNAL
7	GND	GND	8	TDI	
9	A0	J10-2 (RSVD)	10	GND	GND
11	A1	V_PHASE_W	12	B0	V_PHASE_W
13	GND	GND	14	B1	J10-3 (RSVD)
17	A3		18	B2	V_PHASE_V
19	GND	GND	20	B3	V_PHASE_U
21	A4	J12-3 (RSVD)	22	GND	GND
23	A5	J12-2 (RSVD)	24	B4	TOP_TEMP_V
25	A14		26	B5	BOT_TEMP_V

表 4-1. C2000™ controlCARD 连接器 (续)

J1 - J2 引脚	F28379D GPIO	TIDA-010255 SIGNAL	J1-J2 引脚	F28379D	TIDA-010255 SIGNAL
29	GND	GND	30	D1	
31	C2	V_PHASE_V	32	RSV	
35	GND	GND	36	D3	
37	C4		38	GND	GND
45	VREFHI		46	GND	GND
47	GND	GND	48	5V	5V
49	EPWM1A	TOP_FET_V	50	EPWM3A	TOP_FET_W
51	EPWM1B	BOT_FET_V	52	EPWM3B	BOT_FET_W
53	GPIO-2		54	EPWM4A	TOP_FET_U
55	GPIO-3		56	EPWM4B	BOT_FET_U
57	GPIO-8		58	EPWM7A	MCU_CLK_VDC_FB
59	GPIO-9		60	EPWM7B	MCU_CLK_VDC
61	GPIO-10		62	EPWM6A	MCU_CLK_I_FB
63	GPIO-11		64	EPWM6B	MCU_CLK_I
65	GND	GND	66	RSV	
83	GND	GND	84	5V	5V
89	GPIO-40	GPIO_EN	90	GPIO-44	
97	GND	GND	98	5V	5V
99	SD1_D1	VOUT_DCLink	100	GPIO-54	
101	SD1_C1	MCU_CLK_VDC_FB	102	GPIO-55	
103	SD1_D2	IOUT_W	104	GPIO-56	
105	SD1_C2	MCU_CLK_I_FB	106	GPIO-57	
107	SD1_D3	IOUT_V	108	GPIO-58	
109	SD1_C3	MCU_CLK_I_FB	110	GPIO-59	
111	GND	GND	112	5V	5V
121	GPIO-35		122	GPIO-36	nOC_T
127	SD2_D4	IOUT_U	128	SD2_C4	MCU_CLK_I_FB
135	GND	GND	136	RSV	
137	GPIO-70		138	GPIO-71	GaN_Fault_L
139	GPIO-72		140	GPIO-73	GaN_Fault_T
145	GPIO-78		146	GPIO-79	nOC_L
157	GND	GND	158	5V	5V
179	GND	GND	180	5V	5V

表 4-2 中显示了连接器 J6-J9 和 J11 的引脚分配。请注意，所有引脚均为 3.3V I/O 信号电平。

表 4-2. 外部 MCU 连接器分配 J6-J9、J11

J6					
引脚	J6-1	J6-2	J6-3	J6-4	J6-5
信号	TOP_FET_V	BOT_FET_V	TOP_FET_W	BOT_FET_W	TOP_FET_U
引脚	J6-6	J6-7	J6-8		
信号	BOT_FET_U	GND	GND		
J7					
引脚	J7-1	J7-2	J7-3	J7-4	J7-5
信号	V_PHASE_W	V_PHASE_V	V_PHASE_U	TOP_TEMP_V	BOT_TEMP_V
引脚	J7-6				
信号	GND				
J8					
引脚	J8-1	J8-2	J8-3	J8-4	J8-5
信号	VOUT_DCLink	GND	IOUT_W	GND	IOUT_V
引脚	J8-6	J8-7	J8-8		
信号	GND	IOUT_U	GND		
J9					
引脚	J9-1	J9-2	J9-3	J9-4	
信号	MCU_CLK_I	GND	MCU_CLK_VDC	GND	
J11					
引脚	J11-1	J11-2	J11-3	J11-4	J11-5
信号	nOC_T	GaN_Fault_L	GaN_Fault_T	nOC_L	GND

4.2 软件要求

为了验证 TIDA-010255，TI 为 TMS320F28379D 开发了内部测试软件，并使用了相应的 controlCARD。该软件不可供公众使用。有关 C2000 软件支持，请参阅[适用于 C2000™ 的 MotorControl 软件开发套件 \(SDK\)](#) 和[适用于 C2000™ 微控制器的 TI E2E™ 设计支持论坛](#)。

4.3 测试设置

表 4-3 显示了用于验证 TIDA-010255 三相 GaN 逆变器性能的主要测试设备。

表 4-3. 主要测试设备

说明	器件型号
参考设计	TIDA-010255 rev E2
MCU	TMDSCNCD28379D - 适用于 C2000™ MCU controlCARD™ 的 F28379D 开发套件
交流感应电机	Pro-Lift 4kW 交流感应电机、400V、690V、1440rpm，型号：3A112SM4 - 00410
高电压永磁同步电机	ESTUN，Anaheim Automation EMJ-04APA22
用于直流链路的可调节电源 (320V _{DC})	TDK-Lambda GENH600-1.3
示波器	Tektronix MDO4104B-3
探头	Tektronix TPP1000
功率分析仪	Tektronix PA4000
电流探针	Tektronix TCP0030
热像仪	Fluke TI40


4.3.1 注意事项

此参考设计是一款非隔离式热侧 MCU 受控型三相功率级，具有仅用于顶部 GaN-FET 驱动器的功能隔离，可在高达 400V_{DC} (MAX) 的电源电压下运行。因此，PCB 会承受高于 60V_{DC} 和 25V_{AC} 的电压，因此在测试时必须格外小心。

此参考设计仅用于在实验室环境中探索 TI 的 GaN-FET 技术，并只能由具备高压工作资质的专业工程师使用。PCB 顶部和底部会添加高压警告符号。在测试之前和测试期间，用户必须确保遵守适当的高压安全防护措施。接通电源期间，请勿直接处理裸露的端子（高压或其他）。所有连接都必须在参考设计断电且未上电的情况下完成。即使在 25°C 左右的室温下工作时，PCB 表面的某些组件和部件也可能会达到 100°C 以上的温度。PCB 顶部和底部会添加高温警告符号。请勿触摸 PCB，因为接触会导致烫伤。


在 PCB 断电后，请让 PCB 冷却一段时间，并确保直流链路电容器在再次处理 PCB 之前放电至 0V。

警告




危险！高压。将电路板连接到火线时可能会触电。电路板仅能由具备高压工作资质的专业人员小心处理。为安全起见，强烈建议使用具有过压和过流保护功能的隔离式测试设备。

警告



表面高温！接触会导致烫伤。请勿触摸！

警告



请勿在无人照看的情况下使该电路板通电。

4.3.2 测试程序

请按照以下步骤操作来执行测试程序：

1. 熟悉 TIDA-010255 PCB、原理图和板层图。请注意，TIDA-010255 PCB 和相关接口未进行隔离。
2. 仅在适当的实验室中测试和验证 TIDA-010255 PCB。确保 TIDA-010255 PCB 已断电，并且未连接到任何电源。
3. 将外部 MCU 或 C2000 MCU controlCARD 连接到 TIDA-010255 PCB
 - a. 外部 MCU：连接到连接器 J6-J9 和 J11。
 - b. C2000 controlCARD：将 F28379D controlCARD 插入到 TIDA-010255 PCB 上的控制卡连接器 J1 和 J2。插入时应小心，避免 PCB 在插入过程中发生弯曲。
4. 使用 F28379D controlCARD 时，将**隔离式** mini-USB 适配器从 F28379D controlCARD JTAG 连接器连接到计算机的 USB 接口。
5. 将三相电机连接到端子 J4。
6. 将低压 24V_{DC} 电源连接到连接器 J5。当电源连接到 TIDA-010255 PCB 时，如果使用 F28379D controlCARD，它将汲取约 46mA 电流。
7. 在端子 J3 上连接高压直流电源。高压接地端子 (-HVDC/GND) 连接到 24V_{DC} 输入端子的接地端。在下载并运行相应的 C2000 MCU 软件或其他 MCU 软件之前，请勿打开高压直流电源。
8. 使用 F28379D controlCARD 时，请上传并运行 TIDA-010255E2 二进制固件。这是内部测试软件，未公开提供。
9. 仅当软件在所选 MCU 上按预期运行后，才可接通高压直流电源电压。从 24V 开始，验证电机是否按预期运行。然后，高压直流电源可以增加至标称值 320V_{DC} 和绝对最大值 400V_{DC}。相应地对高压直流电源进行电流限制，以防止出现意外的高短路电流和火灾。
10. 在有负载的情况下运行电路板期间，通过热像仪监测 PCB 的表面温度，以避免 PCB 温度超过 105°C。

图 4-3 显示了使用 F28379D C2000 MCU controlCARD 时的连接方式。TIDA-010255 提供了 C2000 MCU controlCARD 所需的 5V，但所有接口都是 3.3V I/O。然后，可以通过隔离式 USB JTAG 连接器和 Code Composer Studio™ 软件将软件上传到 C2000 MCU。

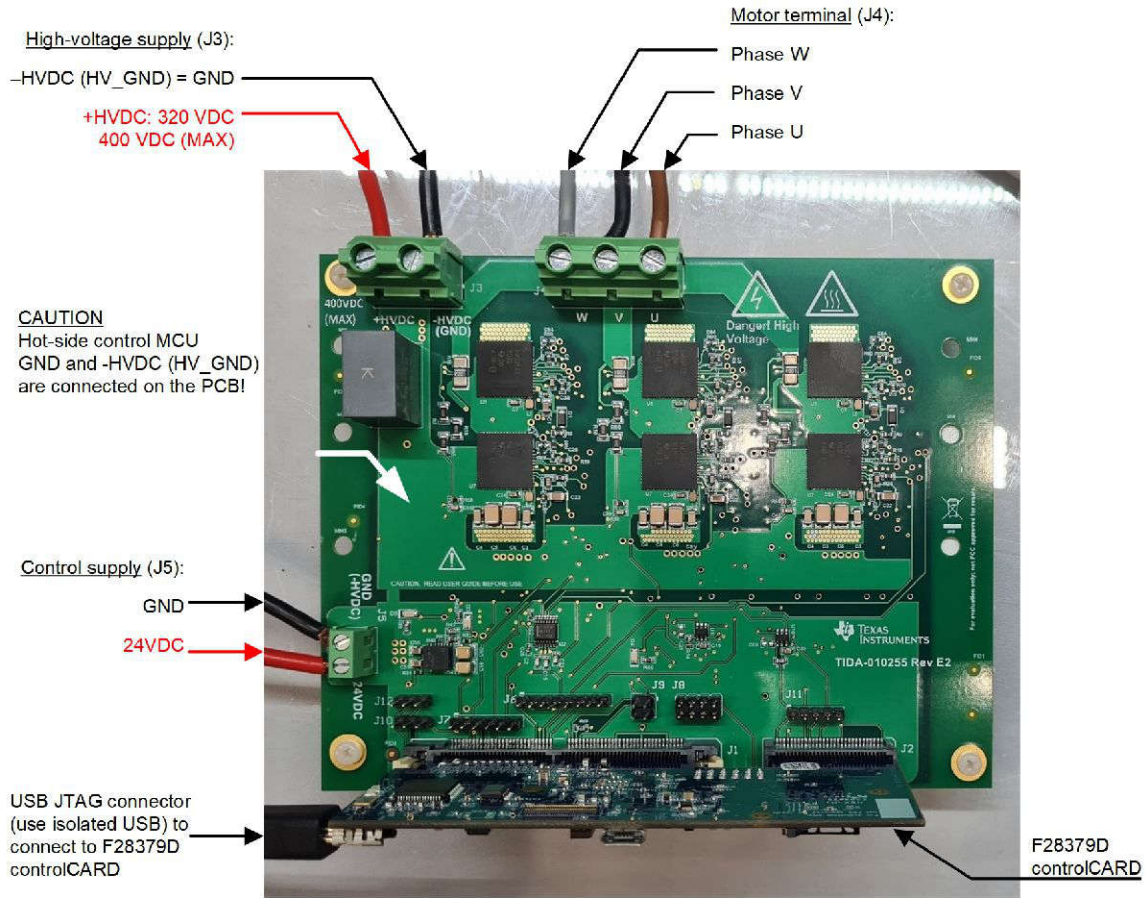


图 4-3. TIDA-010255 PCB 连接

图 4-4 显示了使用 TIDA-010255 三相逆变器测量功率损耗和效率的测试环境。这里使用了两个电源，一个是高压 320V_{DC} 电源，用于提供直流链路电压；另一个是 24V 控制电源，用于提供负载点电源。F28379D controlCARD 上的 TMS320F28379D MCU 通过装有 Code Composer Studio (CCS) 的笔记本电脑进行配置，可生成具有可变幅度和频率的三相输出电压，以驱动交流感应电机。Tektronix PA4000 功率分析仪用于在无散热器的情况下测量输入功率、输出功率和相应的 TIDA-010255 PCB 功率损耗。

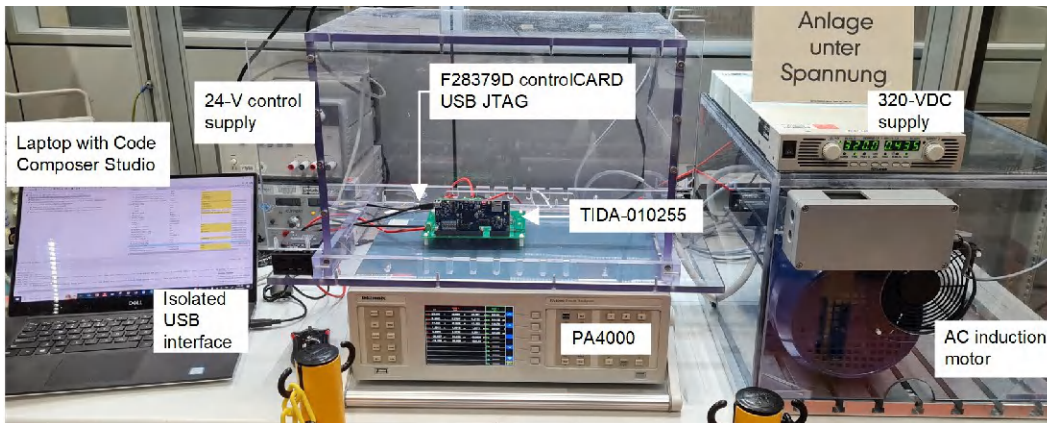


图 4-4. TIDA-010255 功率损耗和效率测量测试设置

4.4 测试结果

4.4.1 24V 输入控制电源

24V 时的标称输入电源电流取决于 PWM 频率，并使用以 200MHz 系统时钟运行的 F28379D controlCARD，如表 4-4 所示，其中包括整个 F28379D controlCARD 的电源电流。在未连接 MCU 的情况下，TIDA-010255 的典型输入电流约为 22mA。

表 4-4. 使用 F28379D controlCARD 情况下 24V 时的输入电源电流

PWM	关断	8kHz	16kHz	24kHz
24V 时的输入电流 (典型值)	84mA	87mA	90mA	93mA

4.4.2 相电压开关节点的传播延迟 PWM

图 4-5 概述了从具有 150ns 死区时间的 MCU 互补 PWM 信号到 U 相开关节点的导通和关断传播延迟。当相电压 U 从 0V 变为约 -4V 时，可以确定底部 GaN-FET 的关断时间瞬间。然后，底部 FET 在第三象限模式下导通，其中漏源电压 V_{DS} 约为 -4V，用虚线表示。有效关断延迟为 165ns。顶部 FET 的有效导通延迟 (硬开关) 约为 135ns。由于导通延迟和关断延迟的差异，有效死区时间为 120ns，如下所示。

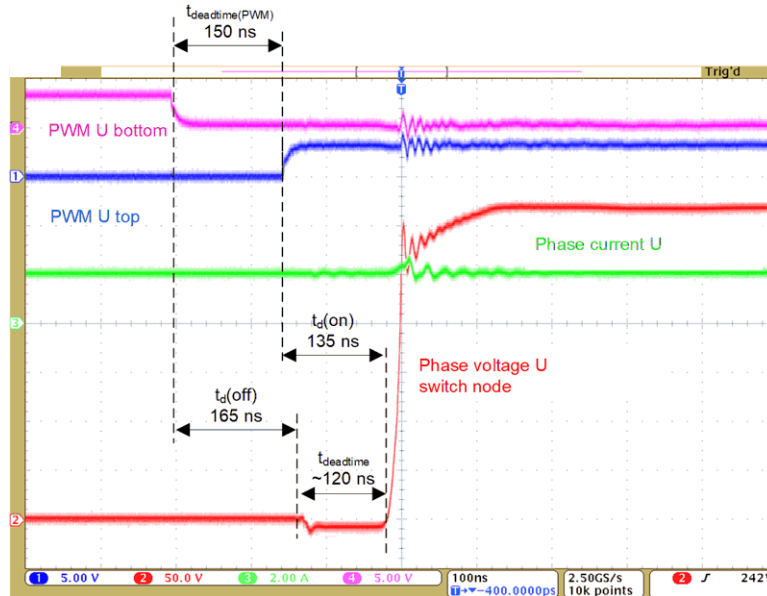


图 4-5. PWM 导通和关断传播延迟

4.4.3 320V_{DC} 总线电压时的开关节点瞬态

C2000 MCU 配置为使用具有 16kHz 开关频率和 150ns 死区时间的互补 PWM 信号生成三相空间矢量。每相的 PWM 占空比配置为驱动相应的相位直流电流 I_U ，其中 $I_V = I_W = -0.5 I_U$ 。

U 相的 LMG3422 开关节点电压通过使用尾纤探头插入 LMG3422 源极顶部与 PGND 处为测试准备的两个通孔来进行测试，如图 4-6 所示。

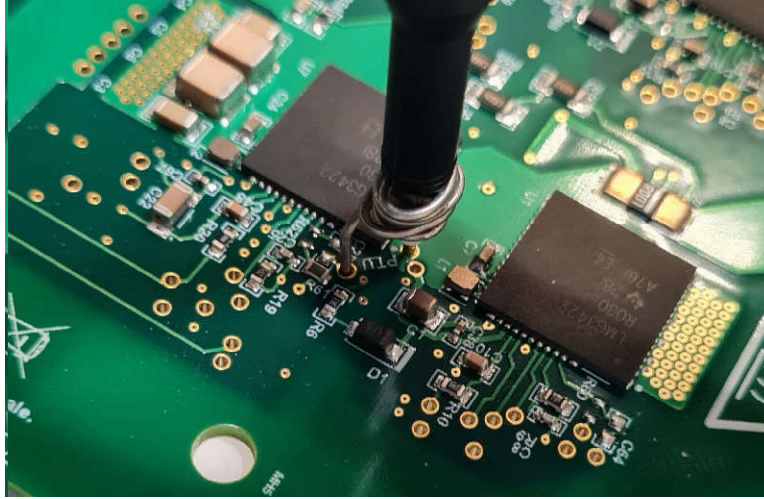


图 4-6. LMG3422 开关节点相电压测量

为了展示硬开关和软开关，以下各图概述了相电流为 $\pm 1\text{A}$ 和 $\pm 4\text{A}$ 时的 U 相开关节点瞬态。

请注意，在 $\pm 1\text{A}$ 时，相电流 U 不足以在 120ns 的短暂死区时间内对半桥的有效输出电容进行放电（或充电）；因此，相应的 GaN-FET 仍然部分硬开关，但处于较低的漏源电压。例如，在图 4-7 中，顶部 GaN-FET 关断，底部 GaN-FET 进入第三象限模式。由于存在寄生输出电容，每个半桥的有效寄生输出电容会影响 U 相的电压下降。在 120ns 死区时间后，有效寄生输出电容会以 1A 的印象电流从 320V 放电至 250V 左右。因此，底部 GaN-FET 仍会从 250V 硬开关至 0V。

在图 4-7 至图 4-14 中看到的相电流振荡（ $4.5\text{A}_{\text{peak}}$ ，约 10MHz，硬开关时持续时间为 500ns）是由 1m 电缆和交流感应电机的寄生电容和电感引起的。

使用 20cm 电缆时，振荡显著减少，此时搭配使用 200V_{AC} 伺服电机，如图 4-15 和图 4-16 所示。

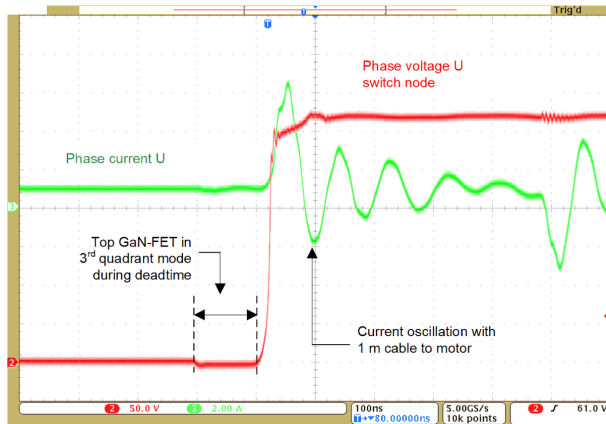


图 4-7. 1A 且通过 1m 电缆连接到交流感应电机时的 U 相上升沿波形

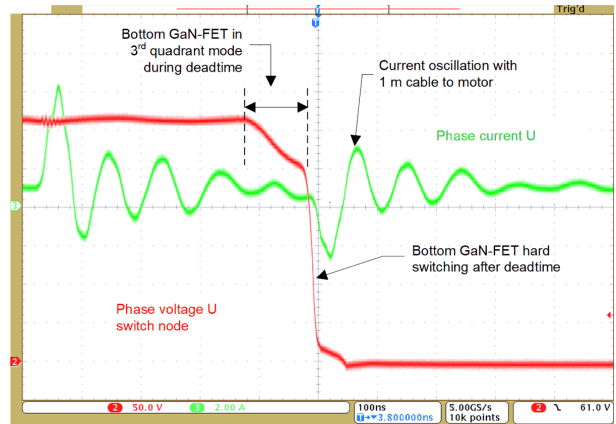


图 4-8. 1A 且通过 1m 电缆连接交流感应电机时的 U 相下降沿波形

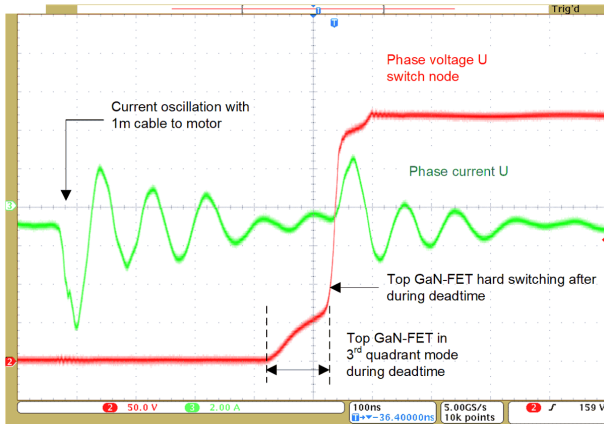


图 4-9. -1A 且通过 1m 电缆连接到交流感应电机时的 U 相上升沿波形

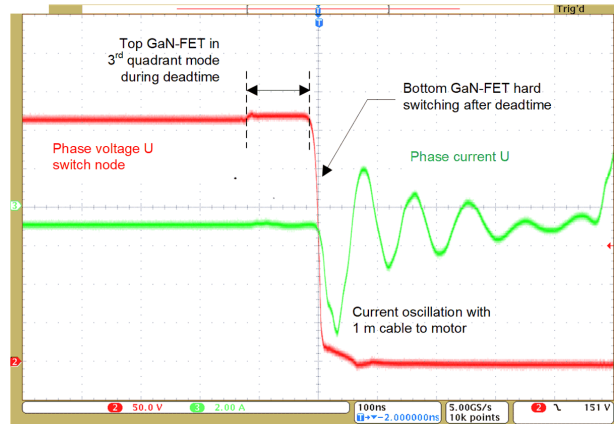


图 4-10. -1A 且通过 1m 电缆连接交流感应电机时的 U 相下降沿波形

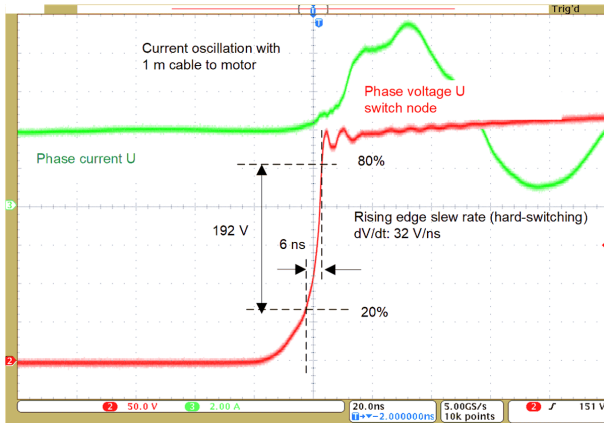


图 4-11. 4A 且通过 1m 电缆连接到交流感应电机时的 U 相上升沿波形

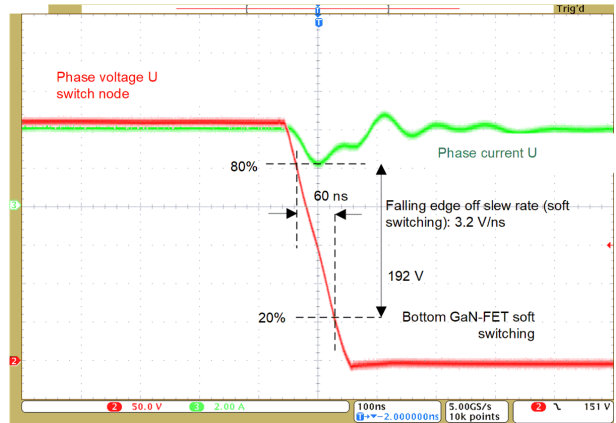


图 4-12. 4A 且通过 1m 电缆连接交流感应电机时的 U 相下降沿波形

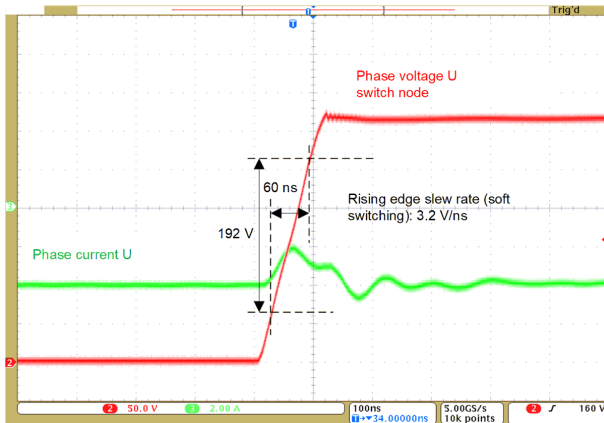


图 4-13. -4A 且通过 1m 电缆连接到交流感应电机时的 U 相上升沿波形

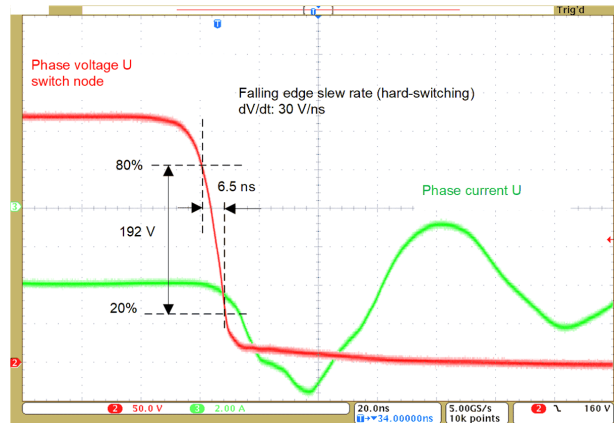


图 4-14. -4A 且通过 1m 电缆连接交流感应电机时的 U 相下降沿波形

硬开关模式下从 20% 到 80% 的上升沿压摆率约为 32V/ns，硬开关模式下从 80% 到 20% 的下降沿压摆率约为 30V/ns，接近于使用 LMG3422R030 时配置的 30V/ns 导通压摆率。

请注意，在 $\pm 4A$ 或更高相电流下，相电流 i_U 足够大，能够在短暂死区时间内对半桥的有效寄生输出电容完全放电（或充电），因此相应的 GaN-FET 是软开关。根据软开关期间的相位压降，可以使用 [方程式 4](#) 来估算每个半桥的有效输出电容。

$$C_{OSS,HB} = \frac{i_U}{\Delta V_U} \times \Delta t = \frac{4A}{192V} \times 60ns = 1.25nF \quad (4)$$

电容 $C_{OSS,HB}$ 基本上是 GaN-FET 底部和顶部 $C_{O(tr)}$ 与 PCB、电机电缆和电机相应寄生电容的总和。请参阅 [效率测量](#) 部分，以便进一步分析。

相电流的振荡主要由电机电缆和电机绕组引起，较短的电缆会导致较低的峰值振荡和较高的振荡频率，如图 4-15 和图 4-16 所示。寄生振荡的峰值振幅和频率几乎与负载电流无关。与将 1m 电缆与交流感应电机搭配使用相比，硬开关期间的峰值振荡幅度从 $5A_{peak}$ 到 $1A_{peak}$ 降低 80%，频率从 10MHz 提高到 40MHz，而持续时间从 500ns 降低到小于 200ns。

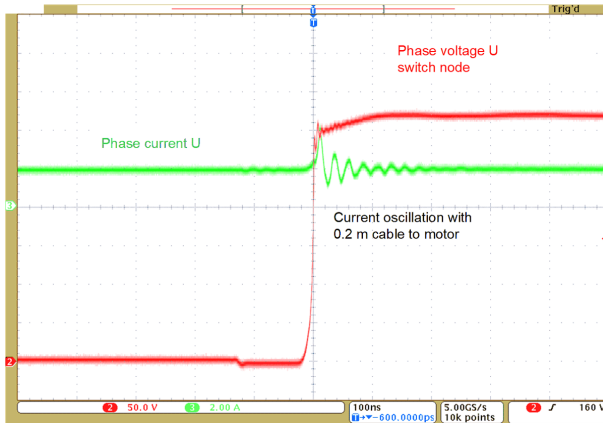


图 4-15. 2A 且通过 0.2m 电缆连接到 PM 同步电机时的 U 相上升沿波形

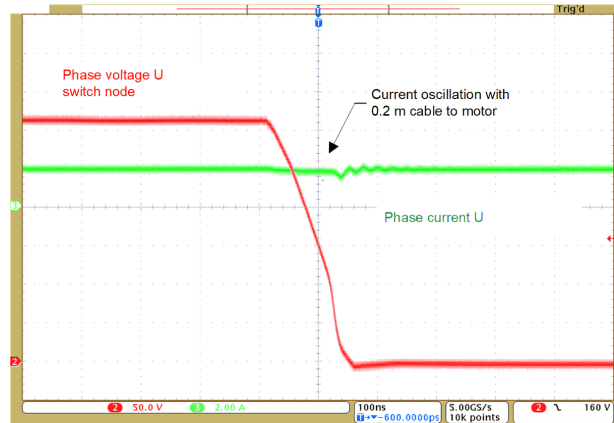


图 4-16. 2A 且通过 0.2m 电缆连接到 PM 同步电机时的 U 相下降沿波形

4.4.4 320V_{DC} 和 16kHz PWM 时的相电压线性度和失真

图 4-17 显示了在无机负载条件下驱动交流感应电机且具有 27V 的 1Hz 正弦输出电压时测得的 U 相电机电流和低滤波的 U 相电压。由于 16KHz PWM 时具有 120ns 的极短死区时间，因此相电压 U 中没有失真，在相位过零时尤其明显。

图 4-18 中的线性图显示了 PWM 占空比与平均相电压和相关相电流之间的高线性度。因此，LMG3422R030 GaN-FET 不需要死区时间补偿方法，因此降低了 BOM 成本。

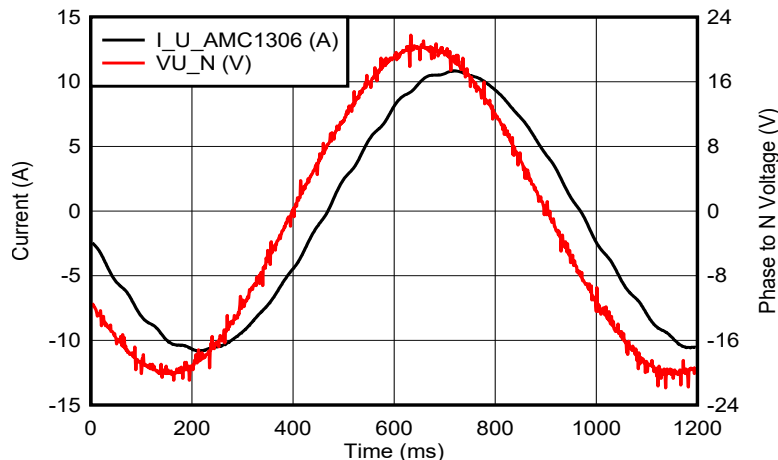


图 4-17. 16kHz PWM 和 320V_{DC} 总线电压下交流感应电机经滤波的 U 相电压和电流

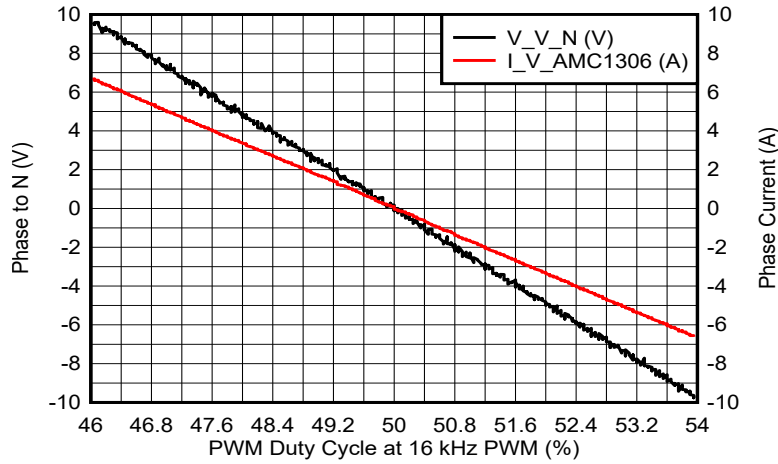


图 4-18. 16kHz PWM 和 320V_{DC} 总线电压下相电压和电流与 PWM 占空比之间的线性关系图

4.4.5 逆变器效率和热特性

4.4.5.1 效率测量

效率测试是在 27°C 实验室温度下使用 Tektronix PA4000 功率分析仪完成的。如图 4-4 所示，不带散热器的 TIDA-010255 PCB 水平放置在工作台上，并仅采用自然对流散热。F28379D MCU 软件配置为以 1Hz 频率创建可配置振幅的三相交流电压。PWM 载波频率设定为 16kHz 或 8kHz。

以下几个图显示了当 PCB 和 GaN-FET 达到其稳定状态温度时（通常在大约 5 分钟后），不使用散热器时的 TIDA-010255 PCB 功率损耗与稳定状态下的 A_{RMS} 三相电机负载电流之间的关系。功率损耗主要由 GaN-FET 的开关和传导功率损耗决定，而相电流分流功率损耗可以忽略不计。

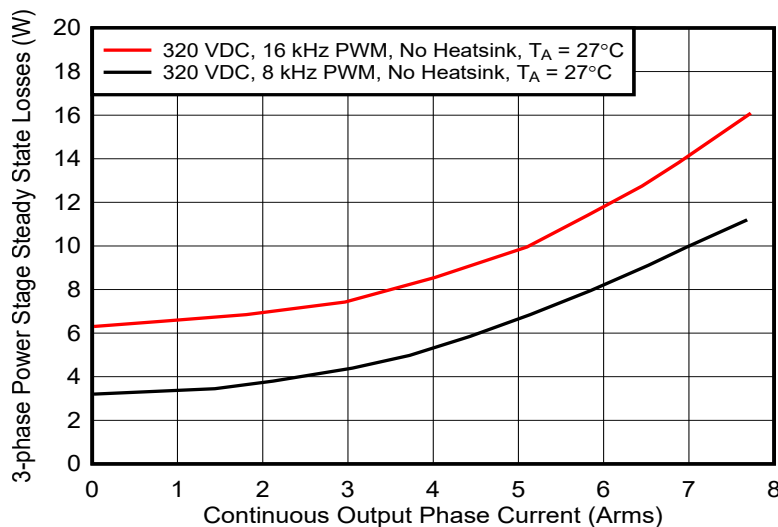


图 4-19. TIDA-010025 320V_{DC}、8kHz 和 16kHz PWM 下的功率损耗与输出电流间的关系

当输出电流为 7.7A_{RMS} 时，16kHz PWM 下的 TIDA-010255 电路板功率损耗为 16.09W，而在 8kHz PWM 下则为 11.2W。

在 320V_{DC}、最大相间电压为 130V_{RMS}（具有三次谐波的空间矢量 PWM）且功率因数为 0.9 时，理论最大峰值效率在 16kHz PWM 下为 99.4%，而在 8kHz PWM 下则为 99.6%。

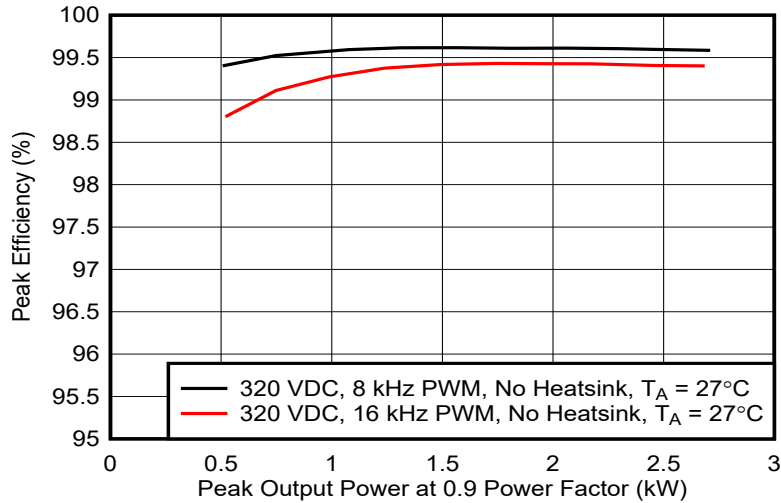


图 4-20. 320V_{DC}、8kHz 和 16kHz PWM 时计算出的最大峰值效率

为了查看有效寄生电容损耗，TIDA-010255 PCB 功率损耗是在零负载电流、50% PWM 占空比和 8kHz 至 64kHz 的 PWM 开关频率下测量的，如图 4-21 所示。在第一个测试中，逆变器输出保持未连接状态。64kHz PWM 下的损耗为 21.7W。总损耗的计算公式为 方程式 5，其中 C_{OSS_HB} 是每个半桥约 1.1nF 的有效寄生电容，即六个电源开关每一个约 550pF，包括 TIDA-010255 PCB 寄生电容。假设 PCB 寄生电容为 50pF，则 LMG3422R030 在 0V 至 320V 范围内与时间相关的有效输出电容 $C_{O(tr)}$ 估算值约为 500pF，比 0V 至 400V 范围内的 430pF $C_{O(tr)}$ 高 15% 左右。

在第二个测试中，我们使用 1m 电缆连接了一个交流感应电机，用于探索对整体零负载电流损耗的影响。同样，PWM 占空比设置为 50%，因此未驱动电机电流。64kHz 时的损耗增加到 22.7W。计算得出，交流感应电机 1m 电缆的额外寄生负载电容每相约 50pF。

$$C_{OSS_{HB}} = \frac{1}{3} \times \frac{P_{NOLOAD}}{V_{DC}^2 \times f_{PWM}} \quad (5)$$

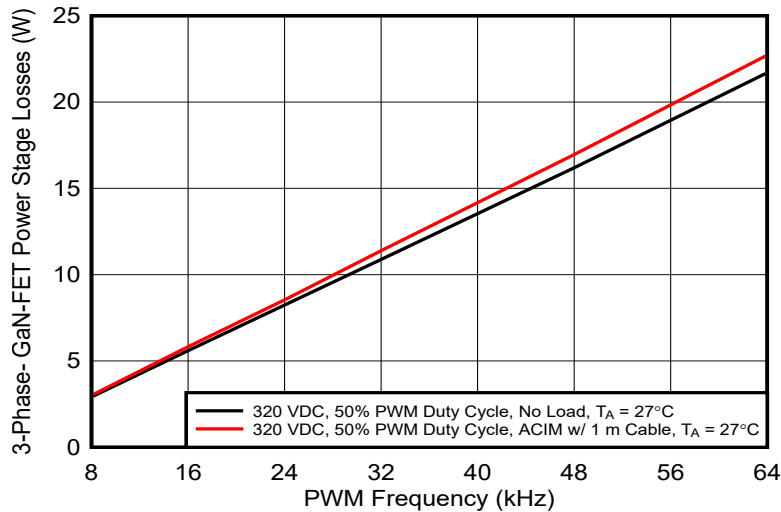


图 4-21. 空载时 TIDA-010025 在 320V_{DC} (无散热器) 下的功率损耗与 PWM 频率间的关系

4.4.5.2 在无散热器的情况下，320V_{DC} 和 16kHz PWM 时的散热分析和 SOA

图 4-22 和图 4-23 显示了 27°C 环境温度下 (使用 Fluke TI40)、TIDA-010255 功率级在 16kHz PWM 下以 7.1A_{RMS} 和 7.7A_{RMS} 输出相电流运行时的热测试。顶部 LMG3422R030 外壳温度约为 90°C (7A_{RMS} 时) 和 94.3°C (7.7A_{RMS} 时)。六个 LMG3422R030 器件相当显眼。在 V 相上，当电流为 7.7A_{RMS} 时，顶部 LMG3422R030 的结温通过 PWM 温度输出测得约为 98°C，而底部 LMG3422R030 则约为 91°C。由于散热焊盘

和电气连接的源极引脚连接到大 GND 平面，底部 LMG3422R030 器件的温度较低。顶部 FET 散热焊盘和电气连接的源极引脚通过一个面积非常小的铜平面连接到单个开关节点，以更大限度地降低 EMI 和 PCB 寄生输出电容。

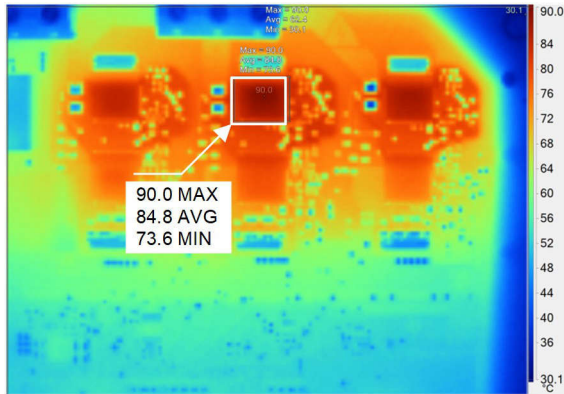


图 4-22. 7.1A_{RMS} 负载电流下的 TIDA-010255 PCB 热像图

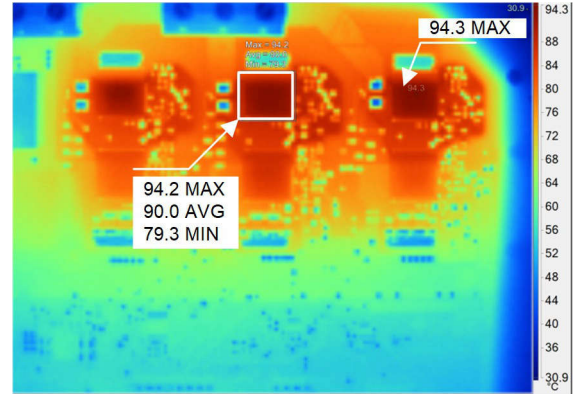


图 4-23. 7.7A_{RMS} 负载电流下的 TIDA-010255 PCB 热像图

图 4-24 概述了无散热器、320V 直流链路电压并采用自然对流散热方式的情况下，8kHz PWM 和 16kHz PWM 下 TIDA-0100255 估计的安全工作区 (SOA)。SOA 估算基于根据图 4-19 测得的功率损耗、LMG3422R030 热结温和外壳温度测量值，并带有校正因数，以考虑在 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 下运行时的 $R_{DS(on)}$ 增加情况。

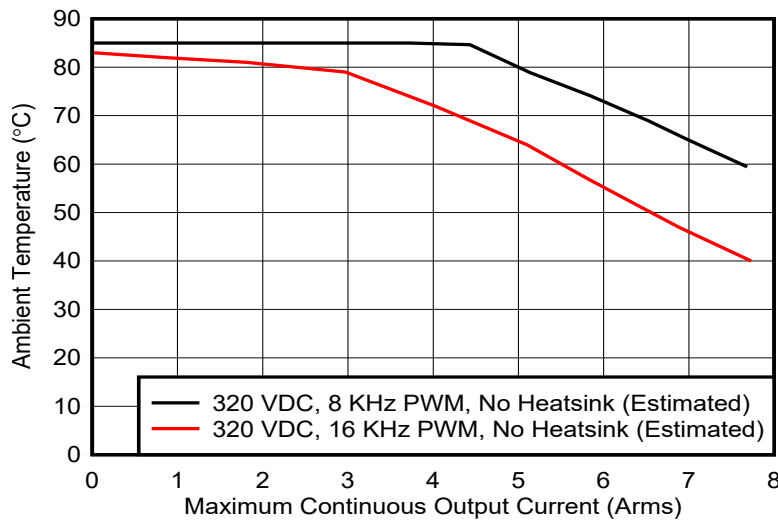


图 4-24. 采用自然对流散热方式时的 TIDA-010025 估计安全工作区 (水平放置，无散热器)

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010255](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010255](#) 的设计文件。

5.1.3 PCB 布局建议

5.1.3.1 布局图

要下载布局图，请参阅 [TIDA-010255](#) 的设计文件。

5.1.4 Altium 工程

要下载 Altium 工程文件，请参阅 [TIDA-010255](#) 中的设计文件。

5.1.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010255](#) 中的设计文件。

5.1.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-010255](#) 中的设计文件。

5.2 工具与软件

工具

[F28379D C2000™
Delfino MCU
controlCARD™ 开发
套件](#)

TMDSCNCD28379D 是一种基于 HSEC180 controlCARD 的评估和开发工具，适用于 TI MCU 中的 F2837xD、F2837xS 和 F2807x 系列。controlCARD 非常适合用于初始评估和系统原型设计，是完整的板级模块，可利用两种标准外形尺寸（100 引脚 DIMM 或 180 引脚 HSEC）中的一种来提供低厚度单板控制器解决方案。首次评估时，通常购买与基板捆绑或捆绑在应用套件中的 controlCARD。

软件

[适用于 C2000™ 的
MotorControl 软件开发套
件 \(SDK\)](#)

适用于 C2000™ 微控制器 (MCU) 的 MotorControl SDK 包含一套全面的软件基础架构、工具和文档，旨在尽可能地缩短基于 C2000 实时控制器的电机控制系统开发时间，可适用于各种三相电机控制应用。该软件包括在 C2000 电机控制评估模块 (EVM) 和针对工业驱动器、机器人、电器和汽车应用的 TI 参考设计上运行的固件。MotorControl SDK 包含高性能电机控制应用在开发和评估等各阶段所需的所有资源。

5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[利用 TI GaN 技术尽可能地提高电机驱动器的效率](#) 视频
2. 德州仪器 (TI)，[LMG342XEVM-04X 用户指南](#)
3. 德州仪器 (TI)，[600V GaN 功率级 QFN 12x12 封装的热性能](#) 应用报告
4. 德州仪器 (TI)，[了解 GaN 的第三象限操作](#) 用户指南
5. 德州仪器 (TI)，[在电机驱动器中使用隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器提高信号完整性](#) 应用报告
6. 德州仪器 (TI)，[符合 IEC60664 标准的电机驱动应用电路板绝缘设计](#) 应用报告
7. 德州仪器 (TI)，[适用于 C2000™ MCU 的 MotorControl 软件开发套件 \(SDK\)](#) 工具文件夹

5.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#)是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

5.5 商标

InstaSPIN-FOC™, C2000™, Sitara™, TI E2E™, MicroSiP™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 作者简介

MARTIN STAEBLER 是德州仪器 (TI) 工业系统电机驱动器团队的系统工程师和高级技术人员，负责为工业驱动器指定并开发参考设计。

致谢：作者在此感谢 Ester Vicario 为 TIDA-010255 参考设计的开发和验证所做的出色贡献。

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司