

设计指南: TIDA-00915

适用于集成型驱动器的三相、1.25kW、200V 交流小型 GaN 逆变器参考设计



说明

本参考设计是一个三相逆变器，其在环境温度为 50°C 时连续额定功率为 1.25kW，在 85°C 时为 550W，用于驱动 200V 交流伺服电机。该器件为 600V LMG3411R150 氮化镓 (GaN) 功率模块，并将一个集成 FET 和栅极驱动器安装在 1.95mm 绝缘金属基板 (IMS) 上，以实现高效散热。隔离和控制电路安装在单独的 FR-4 板上 - 该设计的尺寸是 80mm x 46mm x 37mm，包括散热器、控制电路、隔离电路和功率级。该设计兼具超小外形尺寸和自然对流无风扇冷却能力，能轻松将驱动器与电机集成，可将机器人、数控机床等 6 轴电机应用所需的机柜空间减少多达 50%，电缆长度最多缩短 90m。

资源

TIDA-00915	设计文件夹
LMG3411R150	产品文件夹
ISO7721	产品文件夹
TL431	产品文件夹
TLV1117	产品文件夹
SN74AHC1G08	产品文件夹
SN74LVC1G11	产品文件夹
TMDSCNCD280049C	工具文件夹

特性

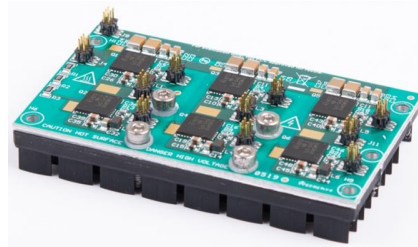
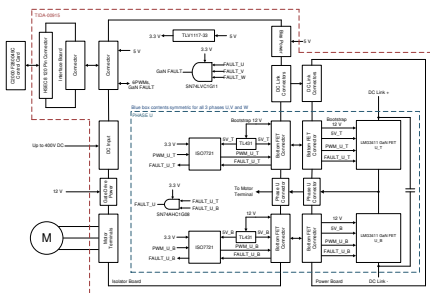
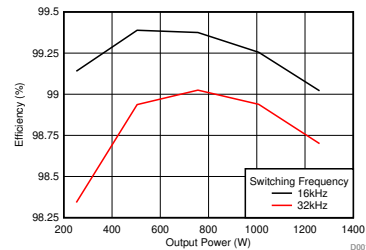
- 600V、6A LMG3411R150 GaN 能够在环境温度为 50°C、功率高达 1.25kW，以及环境温度为 85°C、功率高达 550W 的情况下，使功率密度达到 150W/in³
- 兼具超小外形尺寸和自然对流无风扇冷却能力，能轻松将驱动器与电机集成，从而节省地面空间和布线成本
- 开关转换非常快 (< 5ns) 并且开关节点电压振铃非常小，从而降低 EMI
- 高效功率级 (在 32kHz PWM 下峰值效率 > 99%)，可减小散热器尺寸
- 针对栅极欠压、器件过流和过热提供保护

应用

- 电机集成式驱动器
- 伺服驱动器
- 数控机床
- 机器人



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

工业 4.0 带来的挑战要求制造设备小型化，以节省地面空间并缩短安装和调试设备所需的时间。电机和驱动器是制造业的核心，并在制造环境中占据大量空间。

由于市场越来越需要以更高的效率和更小的尺寸实现自动化，因而对于电机集成式驱动器的需求在日益增长。将驱动器与电机集成在一起具有两个好处：

1. 一体化封装驱动器和电机，从而节省地面空间
2. 无需使用长电缆来连接电机和驱动器

布线可能是一个昂贵、复杂的过程，尤其是在高级制造业的多轴系统中。此外，电缆故障很难排除，会导致停机时间延长、效率下降。将驱动器与电机集成在一起有助于消除布线问题并节省地面空间，带来巨大好处。

将驱动器与电机集成在一起的主要挑战在于热设计 - 驱动器组件会暴露在更高的环境温度下，但冷却能力却非常有限。驱动器应当能够在环境温度更高和冷却能力有限的情况下提供额定功率。这样就对驱动逆变器中的损耗设定了严格的限制，因此需要使用高效的驱动器。

基于 IGBT 的传统逆变器驱动器无法轻松与电机集成在一起，因为二极管中的反向恢复和更慢的压摆率会导致 IGBT 出现巨大损耗。这些开关损耗要求使用更大的散热器或者强制性的空气或液体冷却，但二者都会导致无法与电机集成。解决这个问题的办法是使用氮化镓 (GaN) FET，与 IGBT 相比，这种 FET 可以在更恶劣的条件下运行，且其开关损耗要低得多。表 1 显示了 TI GaN FET 模块相对于传统 Si-IGBT 和 FET 的优势

表 1. 硅 MOSFET 和 TI GaN FET (HEMT) 的比较

参数	Si-FET	TI GaN (HEMT)	备注
器件结构	垂直型	横向型	TI GaN FET 和驱动器位于同一封装内，因此可减少寄生电感并可优化开关性能
$R_{DS(on)}$, 面积指标	$> 10m\Omega\text{-cm}^2$	横向 5 至 $8m\Omega\text{-cm}^2$	更低的导通损耗
输出放电 Q_{OSS}	大约 25nC	大约 5nC	可加快开关速度、提高开关频率和降低开关损耗
反向恢复 Q_{RR}	大约 $2\mu\text{C-}\Omega$ 至 $15\mu\text{C-}\Omega$	—	零反向恢复可实现高效的半桥逆变器，并减少或消除硬开关模式下的振铃问题

GaN FET 的开关速度比硅 IGBT 快得多，因此可实现更低的开关损耗。但是，在高压摆率下，某些封装类型会限制 GaN FET 的开关性能。将 GaN FET 和驱动器集成在同一封装内可以减少寄生电感并优化开关性能。这种解决方案在实现更快开关速度的同时几乎没有导通或关闭振铃，因此可减少电磁干扰。有关更多详细信息，请参阅《[GaN FET 模块相对于硅 FET 模块的性能优势](#)》白皮书。

这种低功耗特性能够使伺服驱动器和集成式驱动器受益。在伺服驱动器中，低功耗有助于实现小外形尺寸。在集成式驱动器中，驱动电子器件封闭在电机轮毂内部，而逆变器则将电机框架用作散热器。在这种情况下，逆变器需要在使用自然对流无风扇冷却的高温环境下运行。低功耗特性使嵌入式驱动逆变器能够在相同的工作温度下提供更多功率。

TIDA-00915 参考设计是用于驱动 200V 交流电机的 1.25kW 三相逆变器。该器件为集成了 FET、栅极驱动器和保护电路的 600V LMG3411R150 GaN 电源模块。TIDA-00915 设计在微控制器与功率级之间提供了所需的隔离。此参考设计还会生成一个用于指示 GaN 故障的低电平有效信号。TIDA-00915 支持通过接口板与 C2000™F280049C 控制卡连接。

1.1 主要系统规格

表 2. 主要系统规格

参数	规格
DC link 电压	300V (200V 至 400V)
输出电压	200V 三相交流电
输出电流*	50°C 时为 3.5A _{RMS} 连续电流, 85°C 时为 1.5A _{RMS} 连续电流
环境温度	最高 85°C
标称输出功率*	50°C 时为 1.25kW, 85°C 时为 550W
压摆率	50V/ns (空载)
PWM 开关频率	85°C 时的最大值为 32kHz; 室温下高达 100kHz
PWM 死区	100ns; 基于负载电流的自适应死区可进一步提高效率
效率	16kHz 时的峰值效率 > 99.3%
保护	栅极驱动器电源上的 UVLO 保护 (8.5V) 逐周期过流保护 (30A) 过热保护 (165°C)
主机控制器接口	3.3V I/O, 其中包含: <ul style="list-style-type: none"> • 6 个用于三相逆变器的 PWM 信号 • 1 个 GaN 故障信号
电源 PCB 外形	80mm x 46mm x 1.95mm 2 层 IMS
隔离器 PCB 外形	80mm x 46mm x 0.8mm 4 层 FR-4

* - 最大值取决于热系统设计; GaN 模块能够提供 6A_{RMS} 的连续电流

2 系统概述

2.1 方框图

图 1 显示了 TIDA-00915 参考设计的系统方框图。此参考设计包含 3 个单独的 PCB - 电源板、隔离器板和接口板。

电源板是一个 2 层 1.95mm 的绝缘金属基板 (IMS) PCB，采用六个 600V、6A LMG3411R150 GaN 电源模块。电源板通过 6 引脚连接器从隔离器板接收直流链路电源和 PWM 信号。电源板通过同样的连接器向隔离器板发回相电流和故障信号。

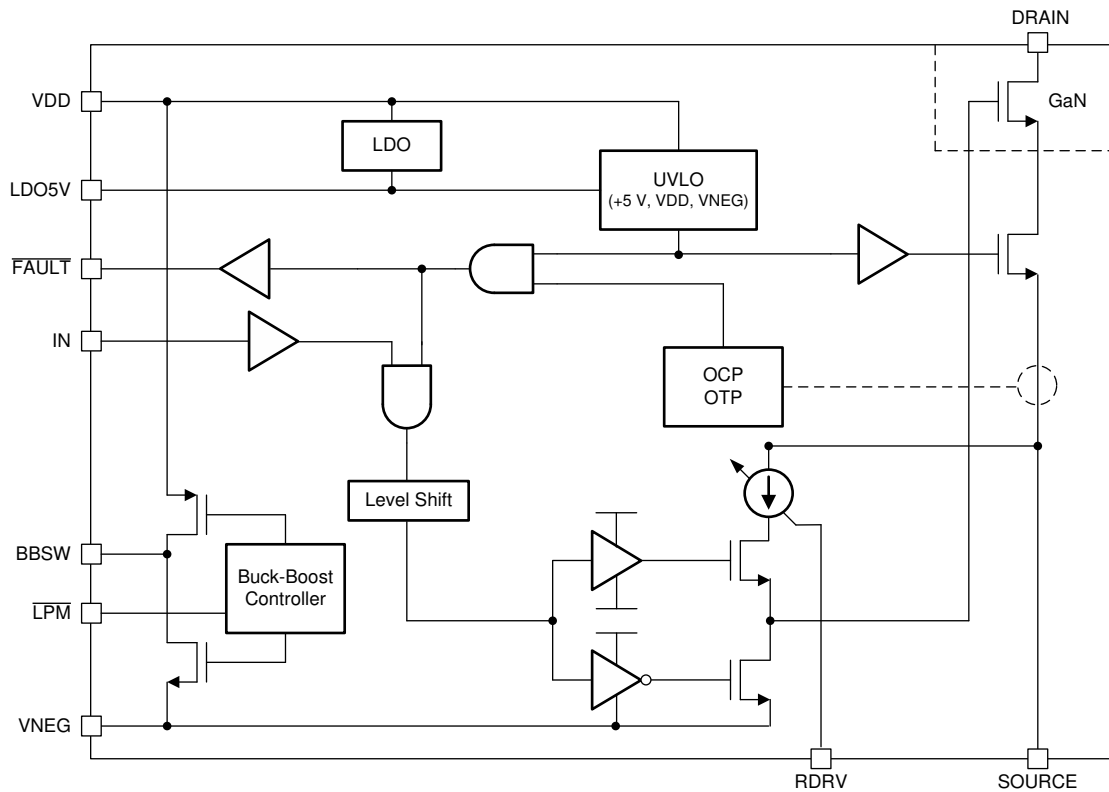
隔离器板是一个 4 层 0.8mm FR-4 PCB，包含六个用于在微控制器与功率级之间提供隔离以传输 PWM 和故障信号的 ISO7721F 数字隔离器；此外，它还提供了逻辑电路 (SN74AHC1G08、SN74LVC1G11)，用于将这六个 GaN 电源模块发来的低电平有效故障信号合并成一个低电平有效 GaN 故障信号。隔离器板上具有所有输入和输出端子 - 直流链路输入、用于栅极驱动器电源的 12V 输入、用于控制电路和逻辑电路的 5V 输入，以及用于连接电机的 3 端输出。

这个 12V 栅极驱动器电源会偏置三个底部 GaN 模块。顶部 GaN 模块由三个源自 12V 输入的独立自举电源轨偏置。用于隔离器高侧 V_{DD} 和 GaN 低功耗模式上拉电流的 5V 源自在稳压器模式下使用 TL431 器件对 GaN 模块 (12V 输入电源轨或自举电源轨) 进行的 12V 偏置。对于隔离器低侧 V_{DD} 和逻辑电路，使用 LDO TLV1117 将 5V 输入转换为 3.3V。隔离器板通过一个 14 引脚连接器连接到接口板 - 通过此连接器将六个 PWM 信号、一个合并的 GaN 故障信号和 5V 电源传输到接口板。

接口板是一个 4 层 0.8mm FR-4 PCB，通过一个 120 引脚的 HSEC8 连接器连接到 C2000 TMDSCNCD280049C 控制卡。C2000 控制卡采用简单的空间矢量调制 PWM 来产生旋转电压矢量，此过程中不仅可以控制电压矢量的频率和幅度，还可以监控 GaN 故障信号。

TIDA-00915 三相逆变器可在直流链路输入端接受 200V 至 400V 直流电压。标称直流输入电压为 300V 直流电压。GaN 模块在栅极驱动输入端具有内置的欠压锁定 (UVLO) 功能并提供过流保护和过热保护。

图 2. LMG3411R150 功能方框图

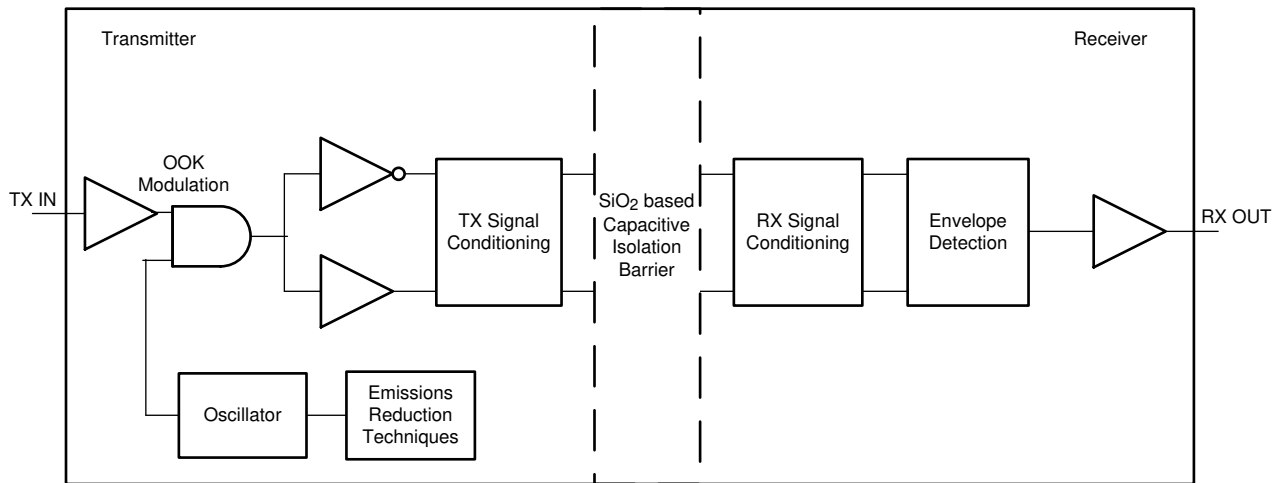


2.2.2 ISO7721

ISO7721x 器件是高性能双通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的 $3000V_{RMS}$ (D 封装) 隔离额定值。这些器件还通过了 VDE、TUV、CSA 和 CQC 认证。

在隔离 CMOS 或 LVCMOS 数字 I/O 时，ISO7721x 器件可提供高电磁抗扰度和低辐射，并具备低功耗特性。每条隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由双电容二氧化硅 (SiO_2) 绝缘栅相隔离。ISO7721x 器件具有两条反向通道。如果输入功率或信号出现损失，不带后缀 F 的器件默认输出高电平，带后缀 F 的器件默认输出低电平。

图 3. ISO7721 功能方框图

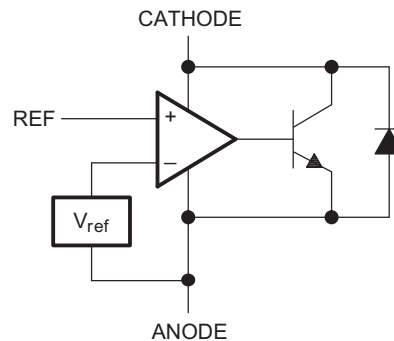


2.2.3 TL431

TL431 和 TL432 器件是三端可调节并联稳压器，在适用的汽车级、商用级和军用级温度范围内均可满足规定的热稳定性。这两款稳压器均可通过两个外部电阻将输出电压设置为 V_{ref} （约为 2.5V）至 36V 范围内的任意值。

TL431 器件具有 B、A 和标准三个等级，25°C 下的初始容差分别为 0.5%、1% 和 2%。此外，低输出温漂可确保在整个温度范围内保持出色的稳定性。

图 4. TL431 功能方框图



2.2.4 TLV1117

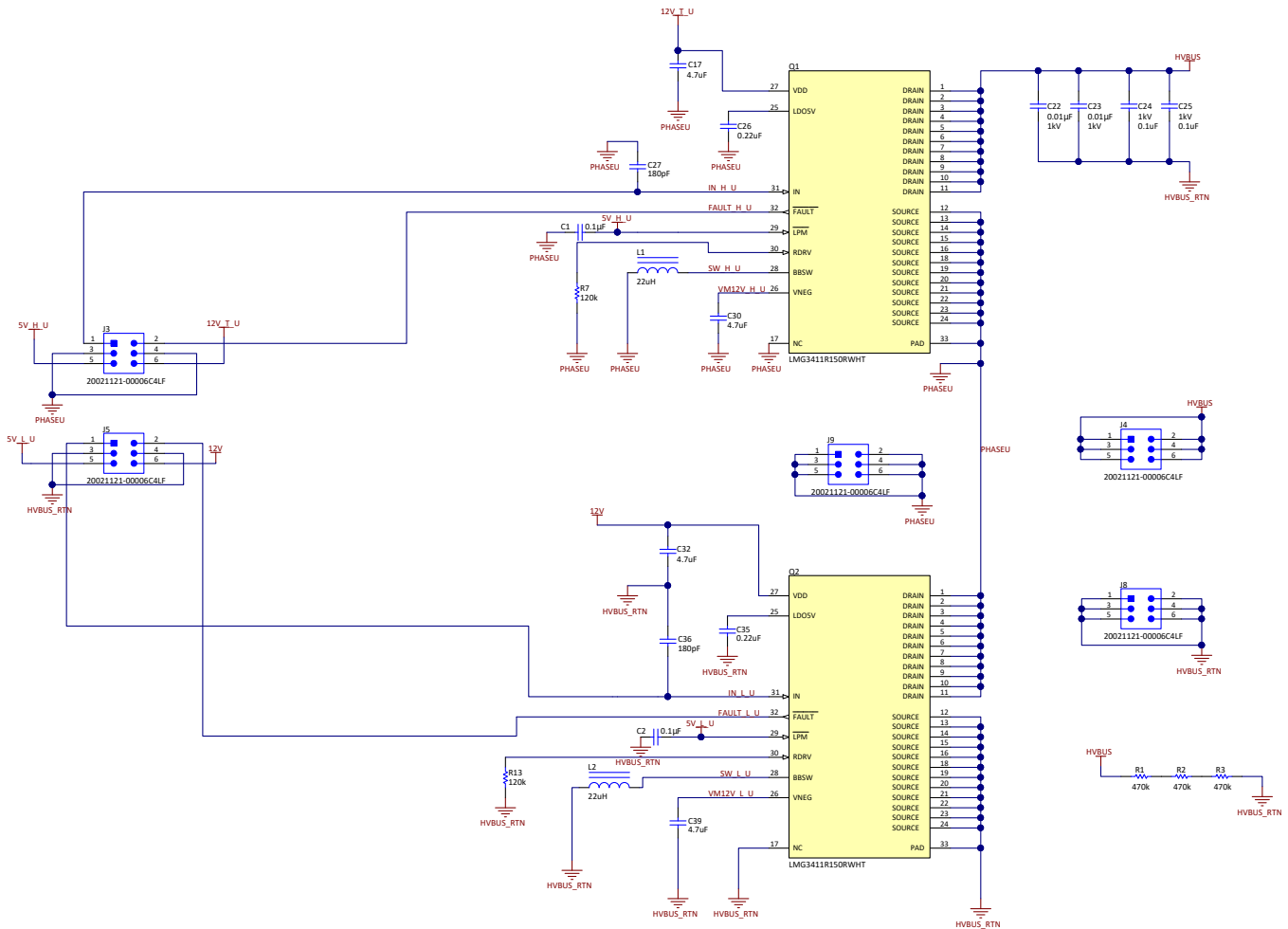
TLV1117 器件是一款正低压降稳压器，可提供高达 800mA 的输出电流。该器件具有 1.5V、1.8V、2.5V、3.3V、5V 和可调输出电压选项。所有内部电路均设计为可在低至 1V 输入/输出差压下运行。额定的最大压差电压为 1.3V（电流为 800mA），该值在较低的负载电流时会降低。TLV1117 器件借助 ESR 介于 0.2Ω 和 10Ω 之间的钽和铝电解电容实现稳定。PNP 型稳压器有高达 10% 的输出电流以静态电流的形式浪费掉，与此类稳压器不同的是，TLV1117 器件的静态电流会流入负载，从而提高效率。

2.3 系统设计原理

2.3.1 三相 GaN 逆变器功率级

该三相 GaN 逆变器由六个 LMG3411R150 GaN 模块实现。图 5 显示了三相 GaN 逆变器的一个半桥以及电源板上的直流链路连接器 J4 和 J8。泄放电阻器 R1 到 R3 用于在切断直流链路电源时对旁路电容器放电。

图 5. GaN 逆变器半桥原理图



2.3.1.1 旁路电容器

每个半桥都有高电压 (1kV) 陶瓷旁路电容器 (图 5 中的 C22 到 C25)，它们为每个半桥提供了总计 $0.22\mu\text{F}$ 的总电容。这些旁路电容器可以在开关事件期间处理半桥中的高频电流。此参考设计中未提供通常在终端应用中置于交流/直流整流之后的大容量电容器。使用 GaN 逆变器的终端系统在由交流电源供电时应通过这种电容器来减少电压变化。但对于实验室测试，这并不重要，因为直流链路由经过良好稳压的高电压电源供电。

2.3.1.2 逆变器峰值功率能力

LMG3411R150 器件可以在 125°C 的结温下提供高达 6A_{RMS} 的连续电流。运行过程中不应超过此 6A_{RMS} 电流值。 6A_{RMS} 是 TIDA-00915 设计的间歇性最大电流额定值。逆变器的连续电流能力 ($\leq 6\text{A}_{\text{RMS}}$) 由热设计决定。假设三相输出电压 (V_{OUT}) 为 200V_{RMS} 并使用单位功率因数 (PF)，GaN 逆变器的峰值功率能力 (P_{PEAK}) 可由公式 1 计算得出：

$$P_{\text{PEAK}} = \sqrt{3} \times V_{\text{OUT}} \times I_{\text{OUT}} \times \text{PF} = \sqrt{3} \times 200 \times 6 \times 1 = 2078 \text{ W} \quad (1)$$

P_{PEAK} 是 GaN 逆变器能够处理的绝对最大功率 - GaN 逆变器的连续额定功率由热设计和峰值环境温度决定。

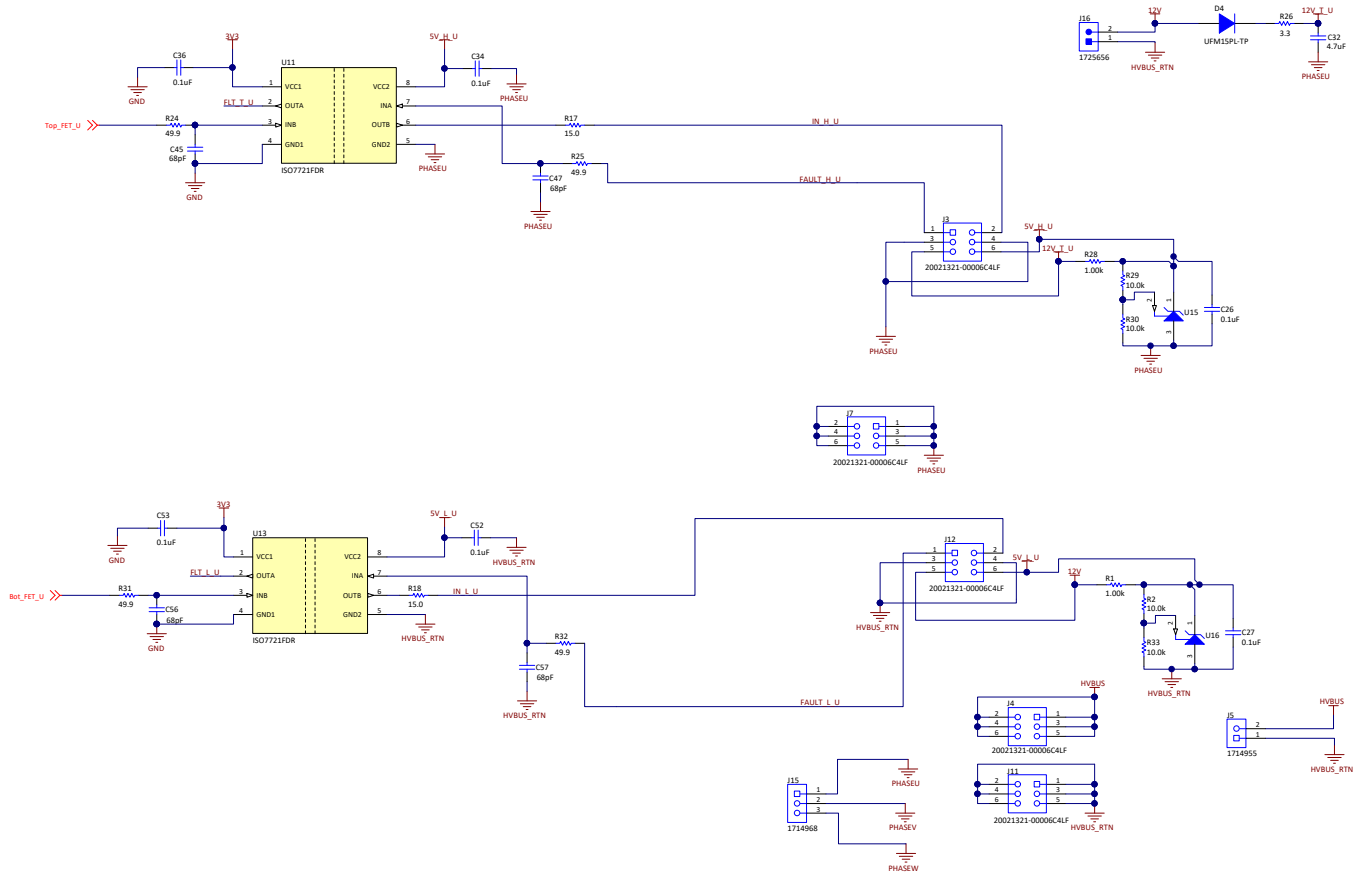
2.3.1.3 功率级半桥

该功率级由三个相同的半桥组成；其中一个半桥如图 5 所示。图 5 中的 C17 和 C32 是用于 GaN 模块 12V V_{DD} 电源的大容量电容器。C17 对应于顶部 FET；它实际上是自举电容器，需要适当调整才能正确运行。节 2.3.1.5 中详细说明了这种自举电路的设计。GaN 模块还使用内部开关稳压器为栅极驱动器生成负 12V 电源轨；L1 和 C30 以及 L2 和 C39 是该稳压器的无源组件。此外，GaN 模块还使用一个内部 LDO 生成稳压 5V 电压；C26 和 C35 是此稳压 5V 电压的去耦电容器。GaN 模块的 RDRV 引脚用于设置漏极压摆率，通过 39k Ω 电阻值可将空载开关节点的漏极压摆率设置为 50V/ns。不同电缆和电机绕组的漏极压摆率可能因开关节点处的额外电容而异。GaN 模块具有一个低电平有效、低功耗模式 (LPM) 引脚 - 通过上拉至 5V 禁用了此引脚。C1 和 C2 会对 LPM 引脚进行去耦，以消除高频噪声。

连接器 J3 和 J5 负责在电源板与隔离器板之间传输 PWM 和故障信号。连接器 J9 绑定到相位节点，并将相电流传输到隔离器板。请参阅 PCB 布局建议，以了解有关如何避免噪声相关问题的良好布局实践。

高压侧的 GaN 模块和低压侧产生 PWM 的控制器之间需要隔离。图 6 显示了隔离器板中的一个半桥的隔离部分。我们选择数字隔离器 ISO7721F 来提供适当的隔离栅 (3000V_{RMS})，它还支持高达 100V/ns 的 CMTI。每个 GaN 模块都通过成对的 6 引脚连接器（例如图 5 中的 J3 和图 6 中的 J3，或者图 5 中的 J5 和图 6 中的 J12）连接到隔离器板上的一个相应数字隔离器。对于每个 GaN 模块，PWM 信号、故障信号、用于为 GaN 模块供电的 12V 电压（直接来自输入电源轨或自举电源轨）、用于 LPM 引脚上拉和相应 GaN 模块电源的 5V 电压（源自使用 TL431 为 GaN 模块供电的相应 12V 电压）通过这一对连接器绑定。

图 6. 半桥隔离部分原理图



在图 6 中，J5 是用于直流链路的 2 端子输入连接器，J15 是用于连接电机的 3 端子输出连接器，J16 是用于 12V 栅极驱动器电源的 2 端子输入连接器。图 6 中的 J4（连接到图 5 中的 J4）和 J11（连接到图 5 中的 J8）是 6 引脚连接器，用于将直流链路电源从隔离器板连接到电源板。图 5 中的 J9 和图 6 中的 J7 构成了一对连接器，这两个连接器绑定在一起，构成了与电机端子连接器绑定在一起的相位 U 输出。

2.3.1.4 栅极驱动电源

所有三个相位的底部 GaN 模块均由 12V 电压供电，而此电压由连接器 J16 从外部提供，如图 6 所示。顶部 GaN 模块由源自 12V 电源的自举装置供电。表 3 可计算栅极驱动器电源的电流要求。从各自数据表的角度来看，流耗达到了最高值，属于最坏的情况。ISO7721 的 2.4mA 流耗是隔离器高侧 V_{DD} 在 5V 电源、传输速率为 1Mbps 的方波条件下消耗的电流。

表 3. 栅极驱动电源的流耗

电路由栅极驱动电源供电	电流
6 个 LMG3411R150 (32kHz)	6 x 2.3mA
6 个 ISO7721 (在 12V 电压时的等效电流为 1mA)	6 x 1mA
TL431 中的 6 个阴极电流 (图 6 所示的电阻器 R1 和 R28 中的电流)	6 x 7mA
总计	61.8mA

12V 电源应当能够提供至少 62mA 的电流 - 建议电流限制值为 100mA，该电流具有足够裕量。

2.3.1.5 自举电源

顶部的三个 LMG3410 器件由一种自举电源配置供电，此配置中包括自举电容器（ C_{BOOT} 是图 6 中的 C32 和图 5 中的 C17）、自举二极管（图 6 中的 D4）和自举电阻器（ R_{BOOT} 是图 6 中的 R26）。必须使用图 5 所示的 C17 来提供大容量电容，原因在于图 6 所示的 C32 位于另一个 PCB 中，而且由于连接器电感问题，它无法提供足够的电荷。因此，将 C17 的大小定为与 C32 相同。自举电容器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_{DS_ON} ，取决于流过开关的电流方向)。此外，在启动逆变器之前，底部的 GaN 模块应开启足够长时间，使自举电容器能够充电。

2.3.1.6 选择自举电容器 (C_{BOOT})

自举电容器在底部 GaN 模块开启时充电，而在顶部 GaN 模块开启时放电。 C_{BOOT} 的大小必须足以在整个 PWM 周期内维持足够的电压。需要提供的电流为 $2.3mA$ (32kHz PWM 时的 LMG3411R150) + $1mA$ (ISO7721) + $7mA$ (TL431 阴极电流) = $10.3mA$ 。在 32kHz 时，PWM 周期为 $31.25\mu s$ 。这个相当于需要在 C_{BOOT} 上存储的电荷为 $31.25\mu s \times 10mA = 0.3125\mu C$ 。一种比较好的原则是 C_{BOOT} 的大小应能够存储 PWM 周期内的 10 倍电荷（即 C_{BOOT} 应能够存储 $Q_{BOOT} = 10 \times 0.3125\mu C$ ）。自举电容必须提供此电荷。 C_{BOOT} 计算方式为 $Q_{BOOT}/\Delta V_{BOOT}$ ，即 $3.125\mu C/1V = 3.125\mu F$ 。 C_{BOOT} 选为 $4.7\mu F$ 。

2.3.1.7 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 400V 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快速恢复二极管，以便能够最大限度减少恢复电荷，从而减少自举电容器从 12V 电源馈入的电荷。此二极管必须能够承载 4.43A 的脉冲峰值电流（节 2.3.1.8 中对此进行了讨论）。但是，平均电流要小得多，具体取决于开关频率和自举电荷。所选的二极管是 UFM15PL，这是一种具有快速反向恢复功能的 600V、1A 二极管。

自举二极管功耗 ($P_{D_{BOOT}}$) 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 TIDA-00915 设计中，最高开关频率已设置为 32kHz。自举二极管的估计功率损耗为：

$$P_{D_{BOOT}} = \frac{1}{2} \times Q_{BOOT} \times V_{D_{BOOT}} \times f_{SW} = 0.5 \times 3.125\mu C \times 1.7V \times 32kHz = 85mW。$$

2.3.1.8 为自举二极管选择限流电阻器 (R_{BOOT})

自举电荷 Q_{BOOT} 流过 R_{BOOT} 时经历的最短充电时间为 $1.56\mu s$ （前提是假设 32kHz 开关频率时的最大占空比为 95%）；电阻器平均电流应该是 $I_{CH} = Q_{BOOT}/t = 0.3125\mu C/1.56\mu s = 0.2A$ 。

由于二极管两端的电压降为 1.7V，因此 R_{BOOT} 的最大值 = $V_{D_{BOOT}}/I_{CH} = 1.7V/0.2A \leq 8.5\Omega$ 。

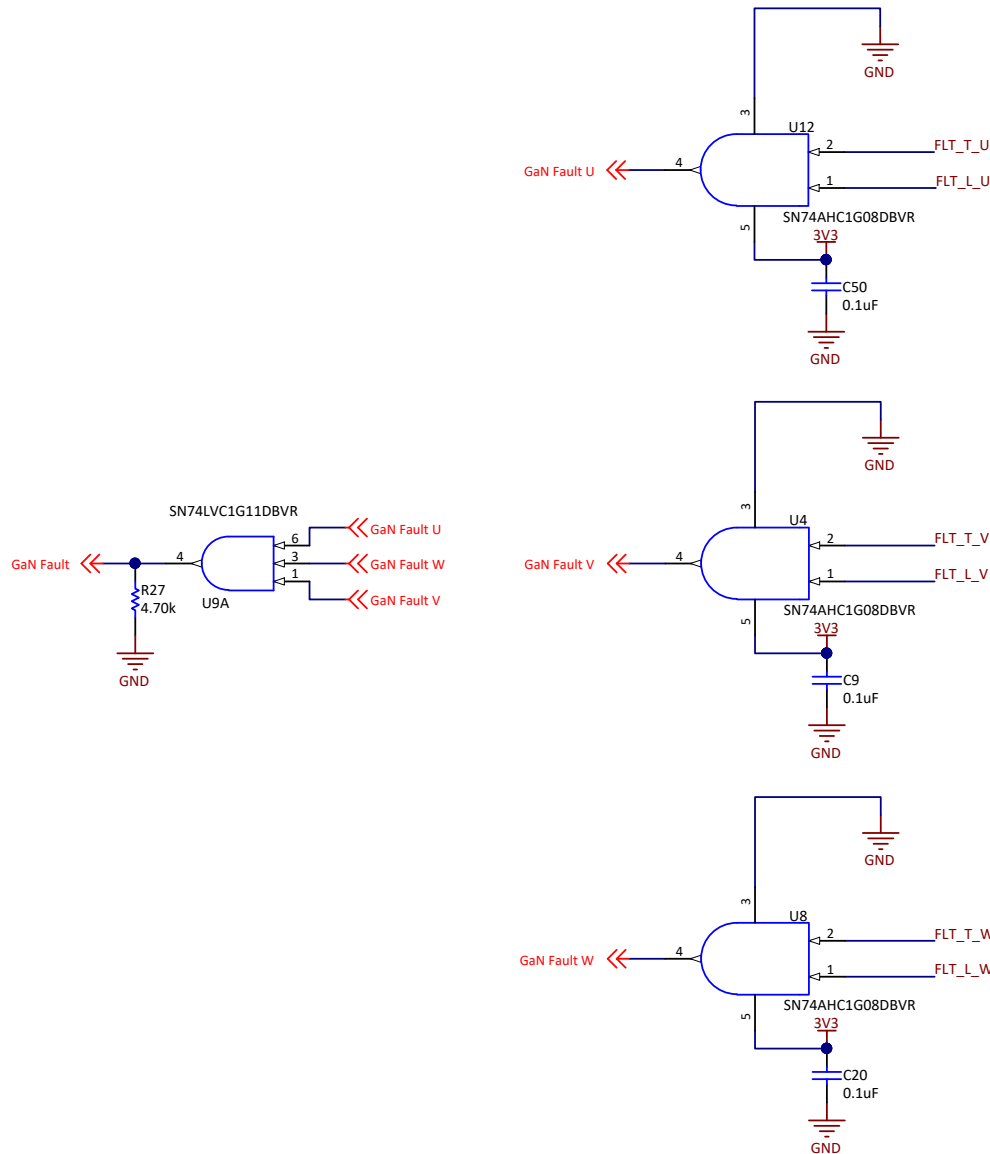
TIDA-00915 参考设计使用的 R_{BOOT} 值为 1Ω 。这样即可在空间矢量 PWM 的高占空比区域为自举电容器提供足够的电荷，以确保顶部 GaN 模块 V_{DD} 保持在 8.5V 的 UVLO 限值以上。

电阻器峰值电流为 $(12V - V_{D_{BOOT}})/R_{BOOT} = (12V - 1.7V)/1\Omega = 10.3A$ 。 R_{BOOT} 电阻器应能够提供此峰值电流和 0.2A 的平均电流。

2.3.1.9 逆变器保护和 GaN 故障反馈

LMG3411 器件具有 UVLO、过流检测和过热保护功能以及 GaN 模块逐周期关断功能。UVLO 用于防止由于栅极驱动器电源状况欠佳而导致的不正常运行情况。过流和过热保护功能可确保 GaN 模块免受逆变器短路故障的影响。六个 GaN 模块各有一个低电平有效故障信号，这些信号由数字隔离器带到低压侧。图 7 显示了这些故障信号如何通过逻辑电路合并。

图 7. GaN 故障逻辑电路



2.3.2 5V 和 3.3V 低电压电源轨

需要使用外部 5V 偏置电源来偏置电路板低压侧的所有电路。图 8 显示了 5V 电源轨输入。二极管 D1 可防止 5V 输入端意外反极性连接。TLV1117 器件是用于产生 3.3V 电源轨的 LDO。

图 8. 3.3V 电源

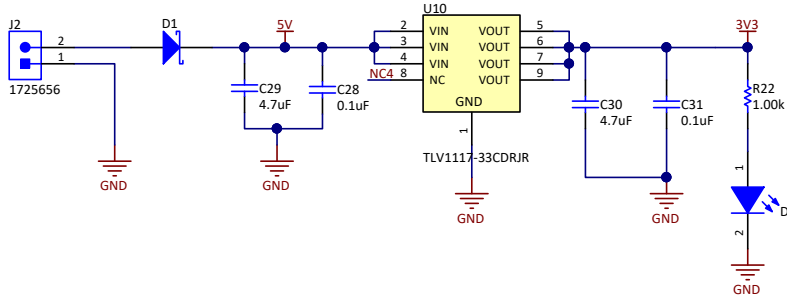


表 4 显示了由 3.3V 电源轨偏置的不同电路的功耗。六个数字隔离器 ISO7721、一个状态指示 LED 以及使用与门的 GaN 故障合并电路均由这个 3.3V 电源轨供电。从各自数据表的角度来看，流耗达到了最高值，属于最坏的情况。ISO7721 器件的 2.4mA 流耗是低压侧 3.3V 偏置电源在传输速率为 1Mbps 的方波条件下消耗的电流。

表 4. 5V 电压轨电源的流耗

由 3.3V LDO 供电的电路	电流
6 个 ISO7721	6 × 2.4mA
SN74AHC1G08 × 3	3 × 4mA
SN74LVC1G11 × 1	16mA
状态指示 LED × 1	10mA

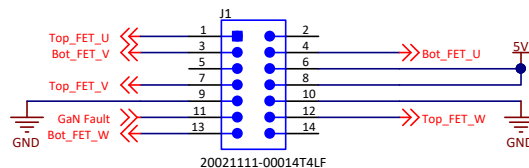
最坏情况下的总流耗约为 52mA。LDO 中的功耗为：

$$P_{LDO} = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} = (5 - 3.3) \times 0.052 = 0.088W$$

2.3.3 用于连接到控制卡的信号接口

使用一个 14 引脚连接器将隔离器板连接到接口板。图 9 显示了接口板与隔离器板之间传输的信号 - 六个 PWM 信号、一个合并的 GaN 故障信号、5V 电源、低电压接地。隔离器板为接口板提供 5V 电压，以便为 C2000 控制卡 TMDSCNCD280049C 供电。需要将 5V 电压提供给 C2000 F280049C 控制卡 TMDSCNCD280049C，其中的 5V 电源轨再由 LDO 降压至 3.3V，然后为控制卡上的 C2000 MCU 供电。接口信号全部是 3.3V 逻辑信号。

图 9. 要连接到接口板的 14 引脚连接器



2.3.4 接口板

接口板是 120 引脚 C2000 F280049C 控制卡 TMDSCNCD280049C 与隔离器板之间的适配板。接口板允许在隔离器板上使用小尺寸的 14 引脚连接器连接到 120 引脚控制板。此外，14 引脚连接器还能够在 C2000 控制卡与隔离器板的高电压部分之间留出足够大的间隙。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

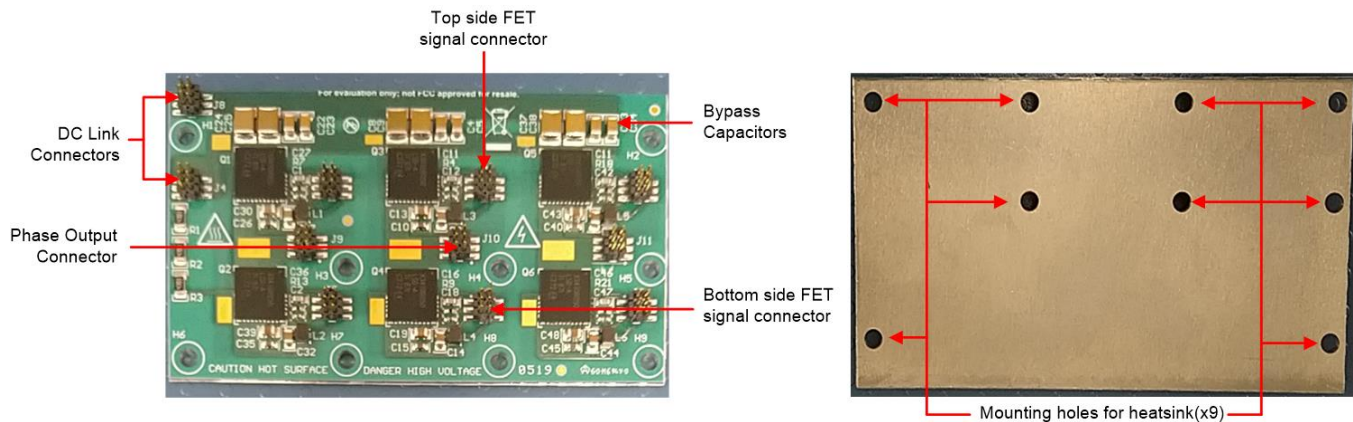
3.1 需要的硬件和软件

3.1.1 硬件

3.1.1.1 电源 PCB

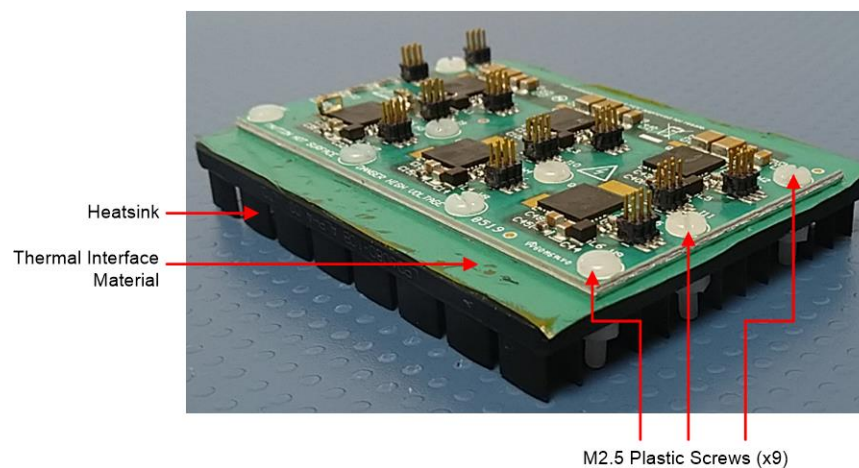
图 10 显示了 TIDA-00915 参考设计的 IMS 电源 PCB 的俯视图和仰视图。6 引脚公连接器用于在电源 PCB 与隔离器 PCB 之间传输电力。图 10 中标记了不同功能的连接器的位置。每个半桥都有 $0.22\mu\text{F}$ 的旁路电容器，用于产生高频电流纹波。提供了九个尺寸为 M2.5 的安装孔，以确保牢固、均匀地与散热器接触。

图 10. TIDA-00915 电源 PCB



我们选择了 LPD6080-10B 散热器，热界面材料 (TIM) 是 HF300P-0.001-00-0404。散热器和 TIM 中钻出的 M2.5 孔通过塑料螺钉（用于进行隔离）安装到 PCB 上，如图 11 所示。我们选择的 TIM 是一种相位变化材料，因为它在 55°C 以上的温度下具有出色的热属性。可以使用导热油脂来取代 TIM，以进一步降低系统的热阻抗。IMS 板将底部的铝与电路隔离，因此可以使用导热油脂来取代 TIM。

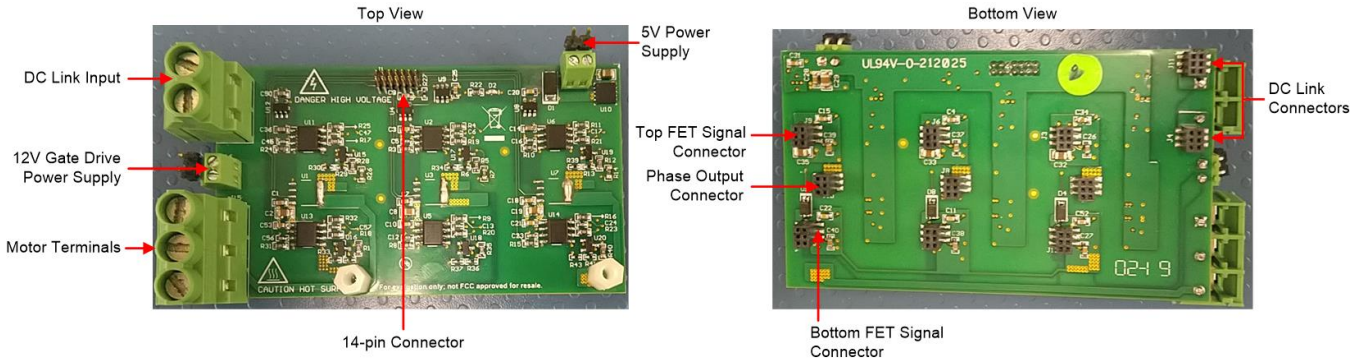
图 11. 安装在散热器上的 TIDA-00915 电源 PCB



3.1.1.2 隔离器 PCB

图 12 显示了 TIDA-00915 设计的隔离器 PCB 的俯视图和仰视图。TIDA-00915 的所有输入和输出端子都位于隔离器 PCB 中。俯视图显示了直流链路输入、12V 栅极驱动器电源、5V 电源连接器、电机端子连接器，以及用于 PWM 和 GaN 故障信号接口板的 14 引脚公连接器。仰视图显示了要与电源 PCB 上的相应公连接器相连的 6 引脚母连接器。

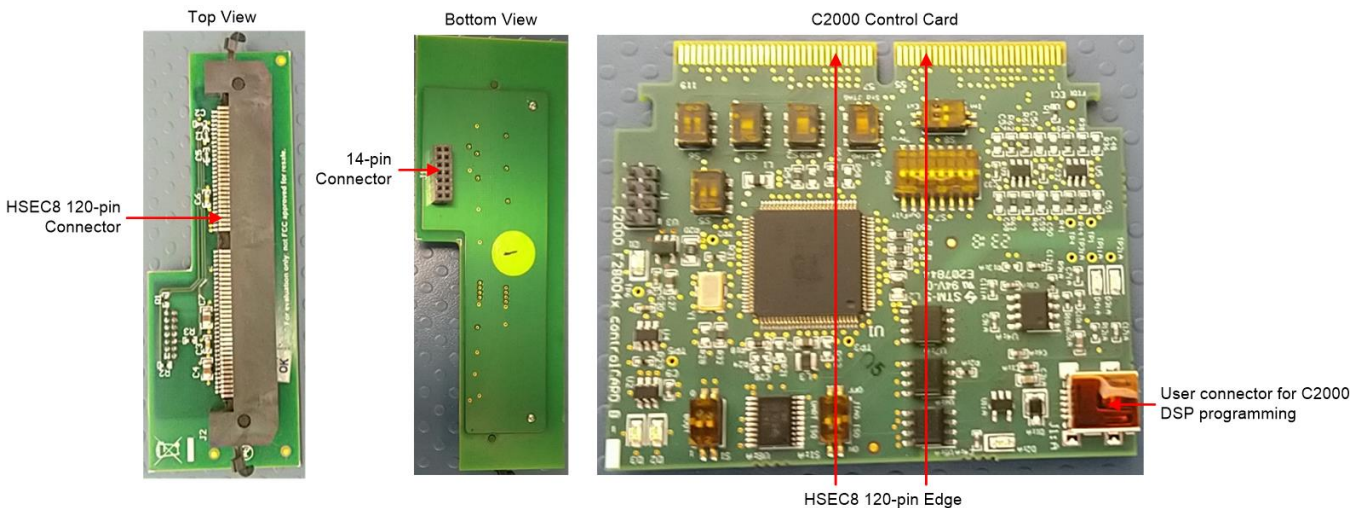
图 12. TIDA-00915 隔离器 PCB



3.1.1.3 接口 PCB 和 C2000™控制卡

图 13 显示了接口 PCB 的俯视图和仰视图以及 C2000 控制卡的俯视图。接口 PCB 的俯视图显示了要与 C2000 控制卡的相应 HSEC8 120 引脚边缘相连的 HSEC8 120 引脚连接器。仰视图显示了要与隔离器 PCB 上的相应公连接器相连的 14 引脚母连接器。C2000 控制卡通过 14 引脚连接器接收来自隔离器 PCB 中的 5V 电源的电力 - C200 控制卡中的一个 LDO 会将 5V 电压转换为 3.3V 电压供 C2000DSP 电源使用。C2000 控制卡还具有一个隔离式 USB，可连接到计算机以便对 C2000 DSP 进行编程。

图 13. TIDA-00915 接口 PCB 和 C2000 控制卡



3.1.1.4 组装 PCB

图 14 显示了 PCB 的对齐方式和组装顺序。双向箭头表示每个 PCB 上的相应对接连接器。数字表示为了便于组装而应遵循的 PCB 连接顺序。

图 14. 组装 PCB

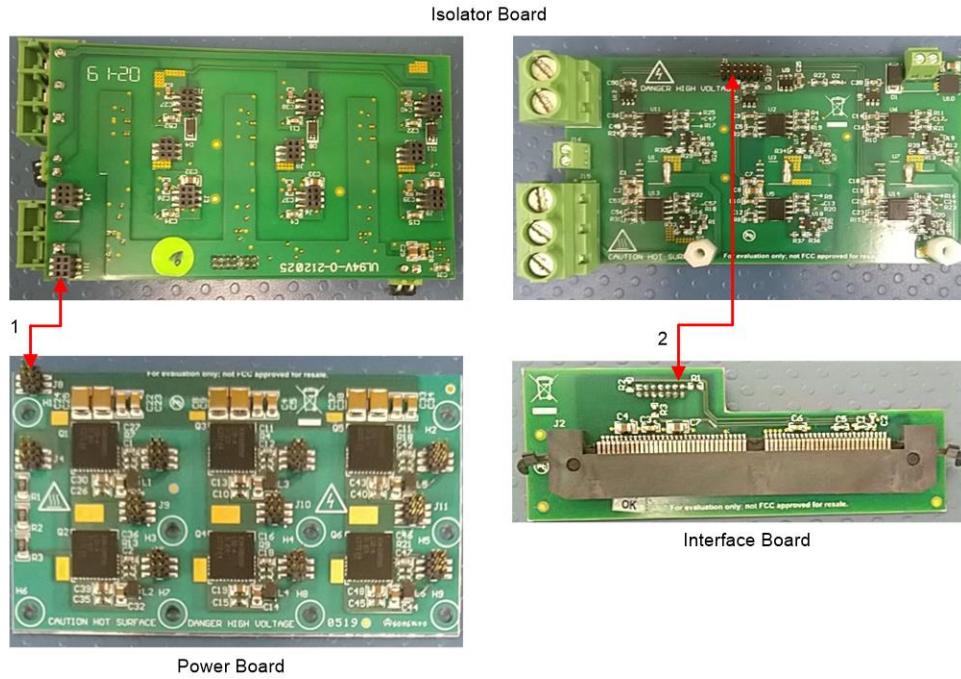
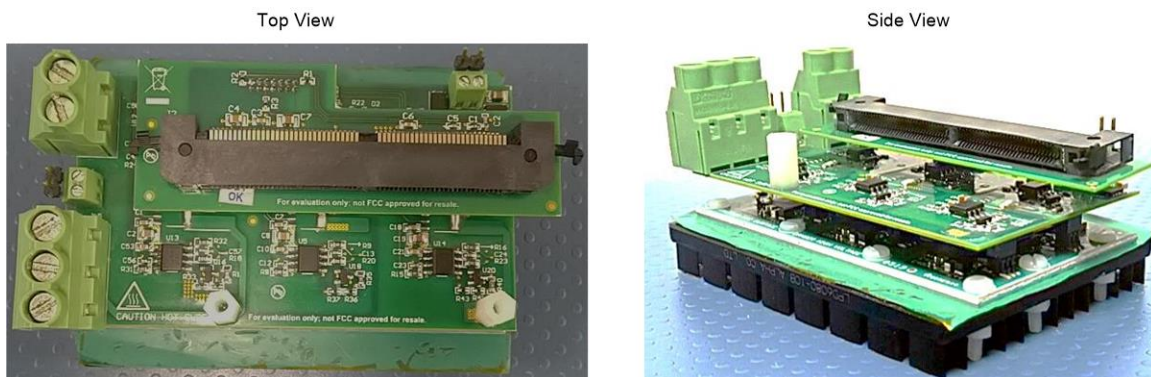


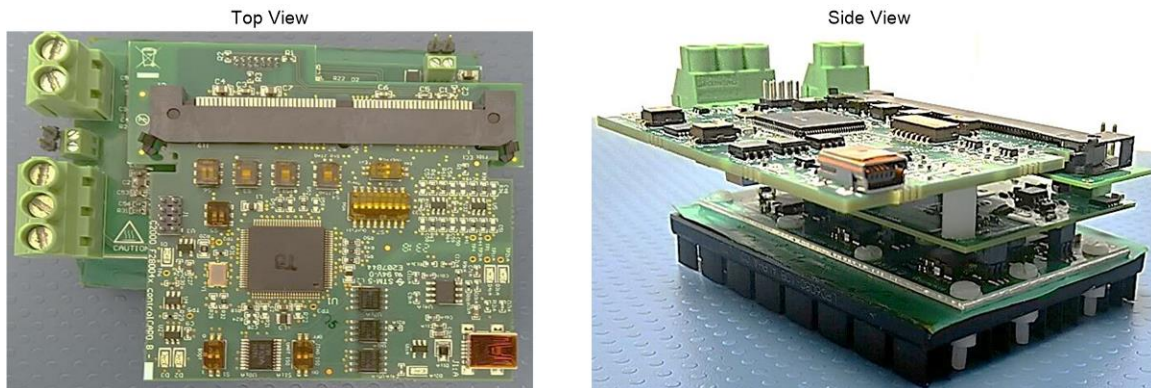
图 15 显示了组装好的 TIDA-00915 的俯视图和侧视图。

图 15. 组装好的 TIDA-00915



C2000 控制卡可插入到接口 PCB 上的 HSEC8 120 引脚连接器中，如图 16 中所示。

图 16. TIDA-00915 和 C2000™控制卡



3.2 测试和结果

3.2.1 测试设置

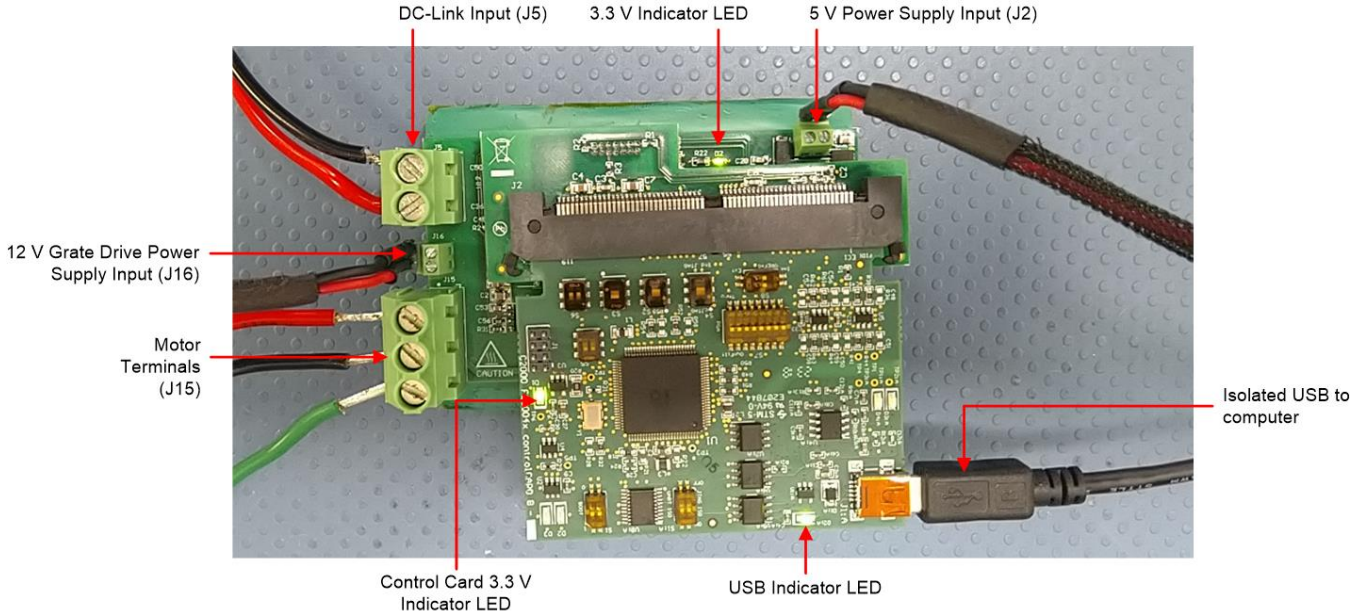
表 5 列出了主要测试设备。该电路板由三个电源供电：用于为直流链路供电的 300V 电源、用于为栅极驱动器电源供电的 12V 电源、用于为微控制器和逻辑电路的低电压电源供电的 5V 电源。所有电源都相互隔离。

表 5. 主要测试设备

说明	器件型号
高速示波器	Agilent MSO6104A
高电压隔离式探针	Agilent N2790A
高电压非隔离式探针	Keysight 10076C
低电压探针	Tektronix TPP0101
隔离式电流探针	Keysight N2783B
C2000 F280049C 控制卡	德州仪器 (TI) TMDSCNCD280049C
稳压电源	Agilent E3631A (2 个)
高压电源	Sorensen SGI 1000/5
热像仪	Fluke Ti480
功率分析仪	Tektronix PA4000
逆变器负载	3.7kW, 1460rpm (0.5 至 100Hz), 415V _{RMS} ±10%, η = 83%, cosφ = 0.74

图 17 显示了 TIDA-00915 连接：直流链路输入端、12V 栅极驱动器电源、用于低电压偏置的 5V 电源、电机端子以及用于连接到计算机以便对 C2000 DSP 进行编程的隔离式 USB 连接。对于输入端子（直流链路、12V 和 5V），红线表示正极，黑线表示负极。

图 17. TIDA-00915 测试连接

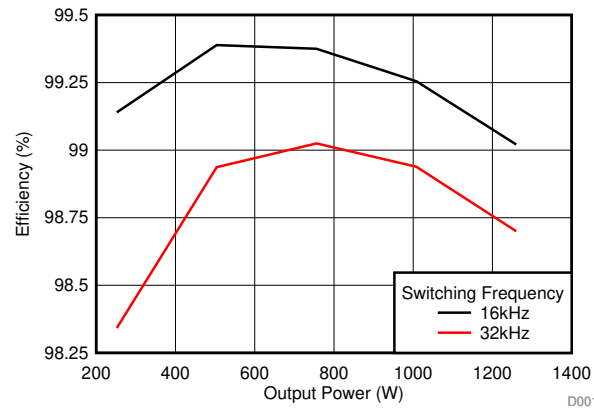


3.2.2 测试结果

3.2.2.1 效率

图 18 显示了 TIDA-00915 在 25°C 环境温度下采用 16kHz 和 32kHz 这两种开关频率的效率和输出功率。在频率为 16kHz、功率为 750W 时的峰值效率为 99.37%，在频率为 32kHz、功率为 750W 时为 99%。在频率为 16kHz 时的满载 (1.25kW) 效率为 99%，在频率为 32kHz 时为 98.7%。如此高的效率使 GaN 逆变器能够在使用小型散热器和自然对流无风扇冷却的情况下运行。基于 IGBT 的逆变器的效率达不到如此高的数字，因此需要更大的热系统，而且根本无法集成电机。

图 18. 效率与输出功率间的关系 - 无气流



3.2.2.2 热性能

图 19 显示了 16kHz 和 32kHz 频率下的 GaN 模块外壳温升与电机相电流。在收集热数据时，环境温度为 23°C，直流链路输入电压为 300V，死区时间为 100ns。在每个电流值上长时间（至少 40 分钟）运行并达到稳态之后，使用热成像仪记录了热数据。从温升数据中可以看出，在 50°C 环境温度下（最高外壳温度被限制为 110°C），GaN 逆变器可以在 16kHz 频率下提供 3.5A 的最大电流，在 32kHz 频率下提供 3A 的最大电流。在 85°C 环境温度下，最大电流在频率为 16kHz 时降至 1.5A，在频率为 32kHz 时降至 1A。

图 19. 温升与电流间的关系 - 无气流

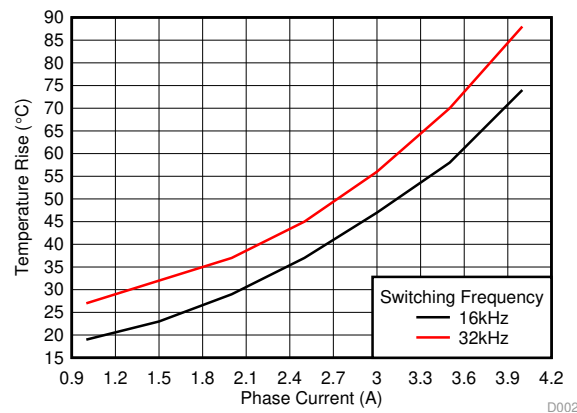


图 20 显示了不同的 GaN 模块在 3.5A 电流、16kHz 频率下的热感图像。在顶部 GaN 模块中可以看到 79.7°C 的最高外壳温度 - 底部 GaN 模块的外壳温度略低一些（低 4 至 5°C），原因在于更多的安装螺钉提供了更好的接触。此温差微不足道，也不会影响 GaN 模块的相对使用寿命。

图 20. 3.5A 电流、16kHz 频率下的热数据

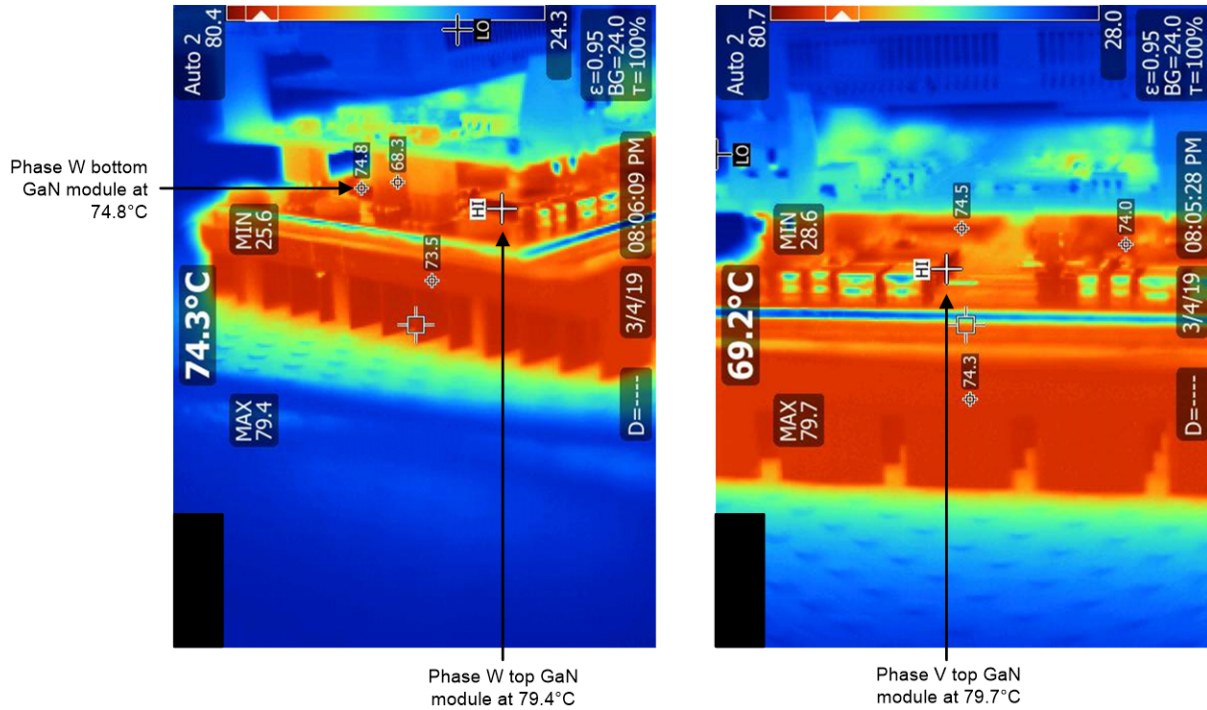


图 21 捕获了 1.5A 电流、16kHz 频率下的类似热数据。当电流值减小时，顶部和底部 GaN 模块的温差也会下降（2 至 3°C）

图 21. 1.5A 电流、16kHz 频率下的热数据

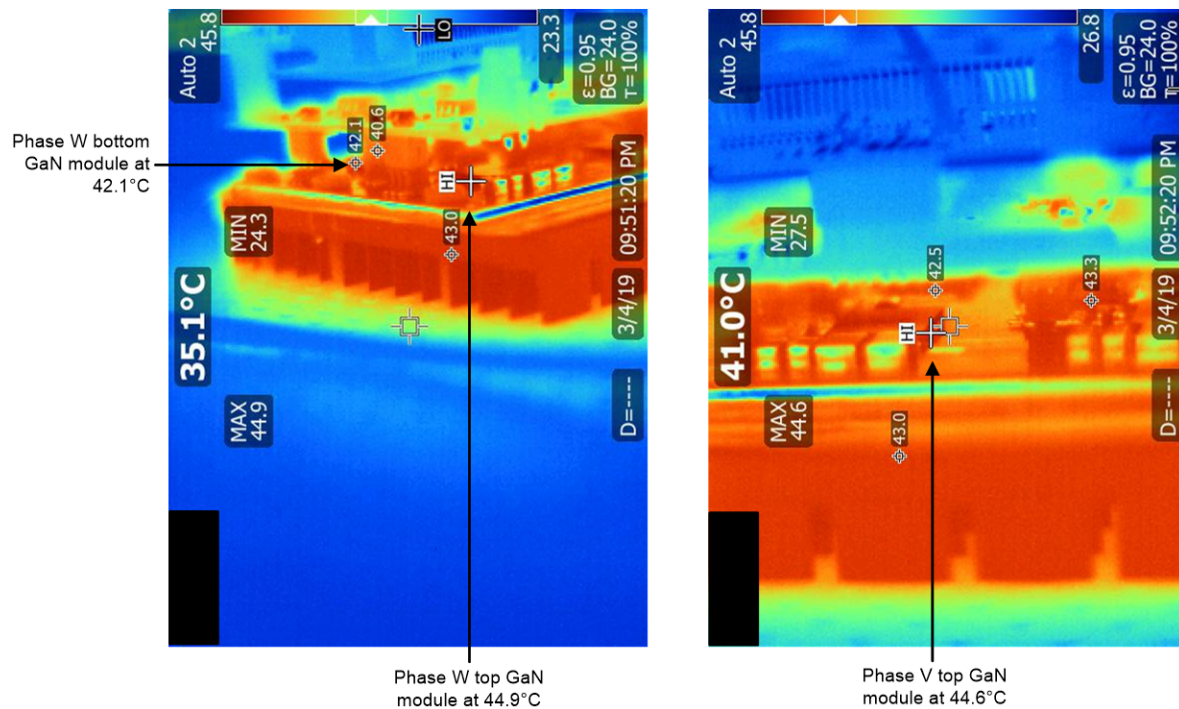


图 22 和图 23 分别显示了 32kHz 频率下的 3.5A 和 1.5A 相电流的热数据。可以看出，与 16kHz 频率相比，随着 GaN 模块外壳温度成比例上升，开关损耗会增大。

图 22. 3.5A 电流、32kHz 频率下的热数据

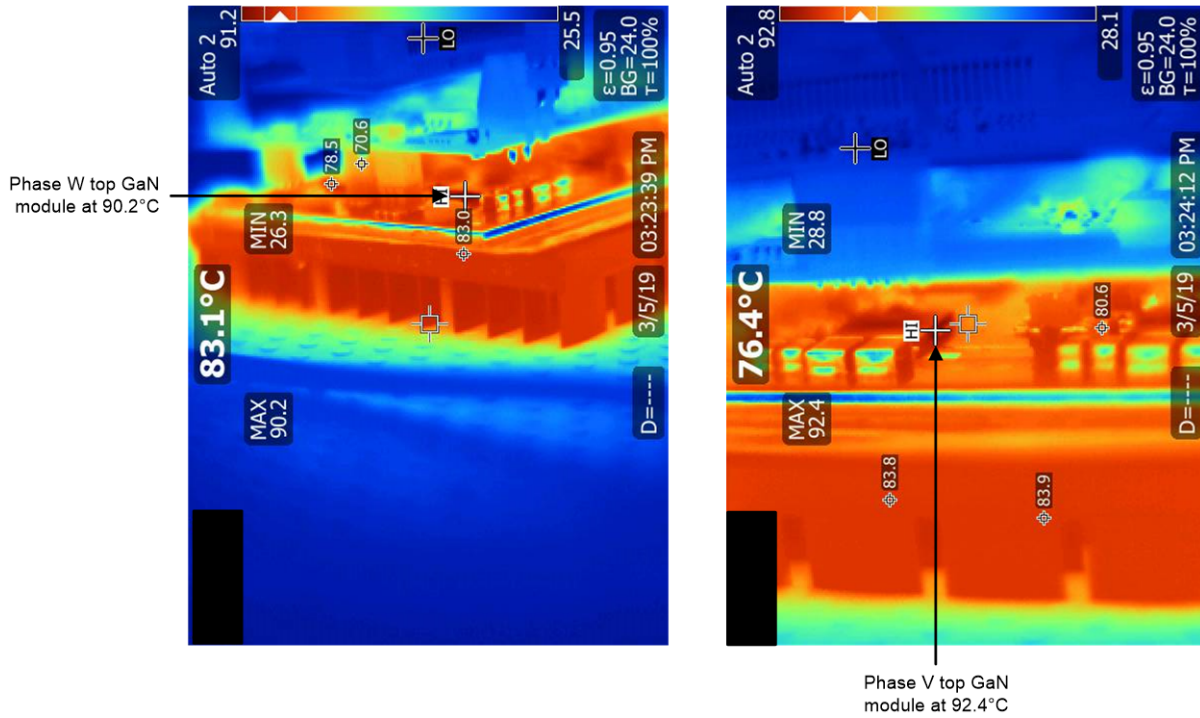
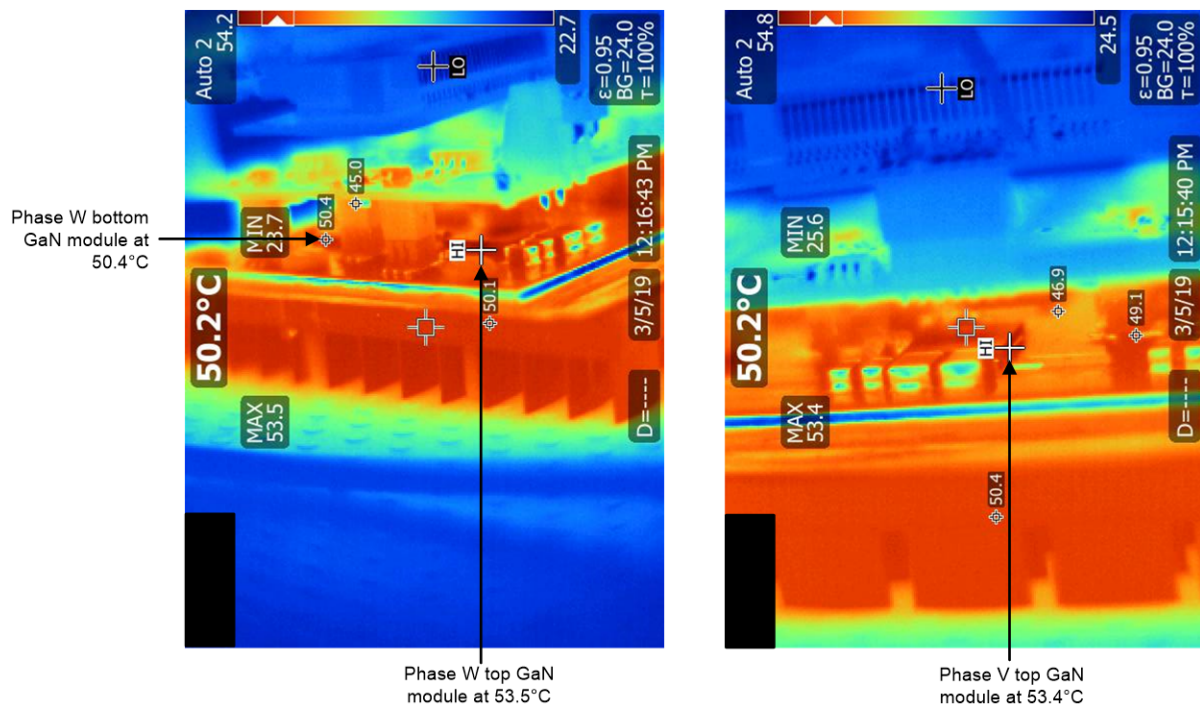


图 23. 1.5A 电流、32kHz 频率下的热数据



3.2.2.3 漏极压摆率

在导通转换期间，TI GaN 模块具有可控制的漏极压摆率。漏极压摆率是使用 RDRV 电阻器设置的。高压摆率可减小开关损耗，但会增大 EMI。但由于开关节点振铃非常小，EMI 会显著减少，因此可以使用高压摆率来获得更高的效率。此外，在电机集成式驱动器中，电机与驱动器之间的电缆要比传统的电机驱动器系统短得多，电缆反射电压可以忽略不计，这样就能实现高得多的 dv/dt 和更低的开关损耗。

图 24 显示了 0.3A 漏极电流下的 39kΩ RDRV 在导通转换期间的漏极压摆率。观察到的下降时间为 5.6ns，测量出的漏极压摆率为 $180V/5.6ns = 32V/ns$ 。

图 24. 0.3A 电流下的导通转换

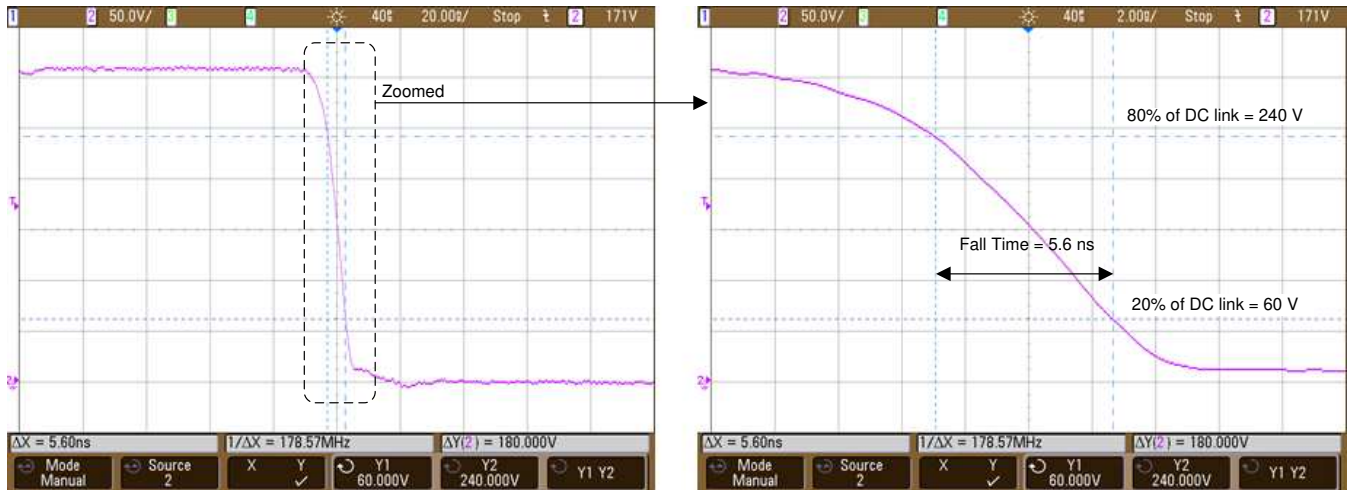


图 25 显示了 1.6A 漏极电流下的 39kΩ RDRV 在导通转换期间的漏极压摆率。观察到的下降时间为 5.5ns，和上一种情况相同。与图 24 相同的下降时间和漏极压摆率表明下降时间只由 RDRV 控制，与负载电流无关。

测量出的压摆率低于设定值，原因在于开关节点处存在来自电缆和电机绕组的额外电容。

图 25. 1.6A 电流下的导通转换

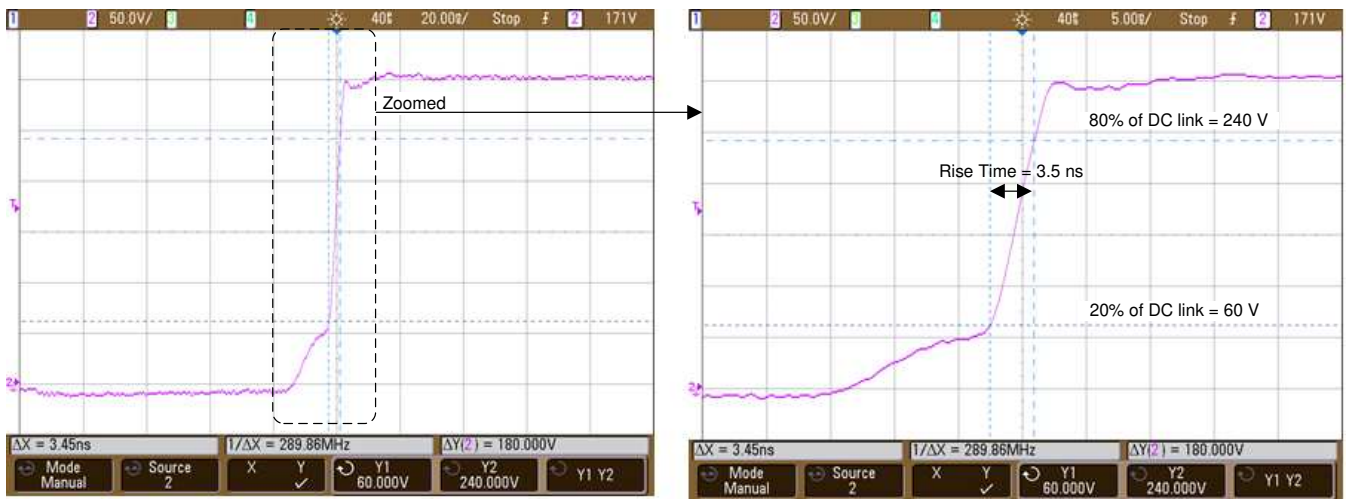


不过，关断转换在很大程度上取决于负载电流，如图 26 和图 27 所示。在图 26 中，漏极电流为 0.2A，上升时间为 4.9ns；而在图 27 中，漏极电流为 1.6A，上升时间为 3.5ns。

图 26. 0.2A 电流下的关断转换



图 27. 1.6A 电流下的关断转换



3.2.2.4 自举电源纹波

图 28 显示了 16kHz 开关频率且空载 ($1.6A_{RMS}$) 条件下的自举 V_{DD} 纹波。可以看出，在高占空比和负电流条件下，自举 V_{DD} 降到了最低值 10.3V。这是因为在负电流条件下， V_{DD} 只由自举电流决定，与第三象限的 V_{SD} 压降无关 - 因为二极管在 1.5A 正向电流下具有 1.6V 的正向压降（由 R_{BOOT} 以及 V_{BOOT} 与 12V 之差决定），而且 V_{DD} 只会充电到 10.3V。但此值处于可接受的限值内，因为最低的 V_{DD} 远高于 UVLO (8.5V)。

相反，自举 V_{DD} 在正电流下达到最大值 - 正电流会将第三象限的 V_{SD} 压降与 V_{DD} 相加，因此导致 V_{DD} 高于理论最大值。最大自举 V_{DD} 与死区时间和峰值电流成正比；因此，应选择不会导致 V_{DD} 超过建议值的死区时间 - GaN 模块可承受最大 20V 的 V_{DD} ，因此应禁止自举 V_{DD} 超过 18V。

图 28. 16kHz 频率下的自举 V_{DD} 纹波

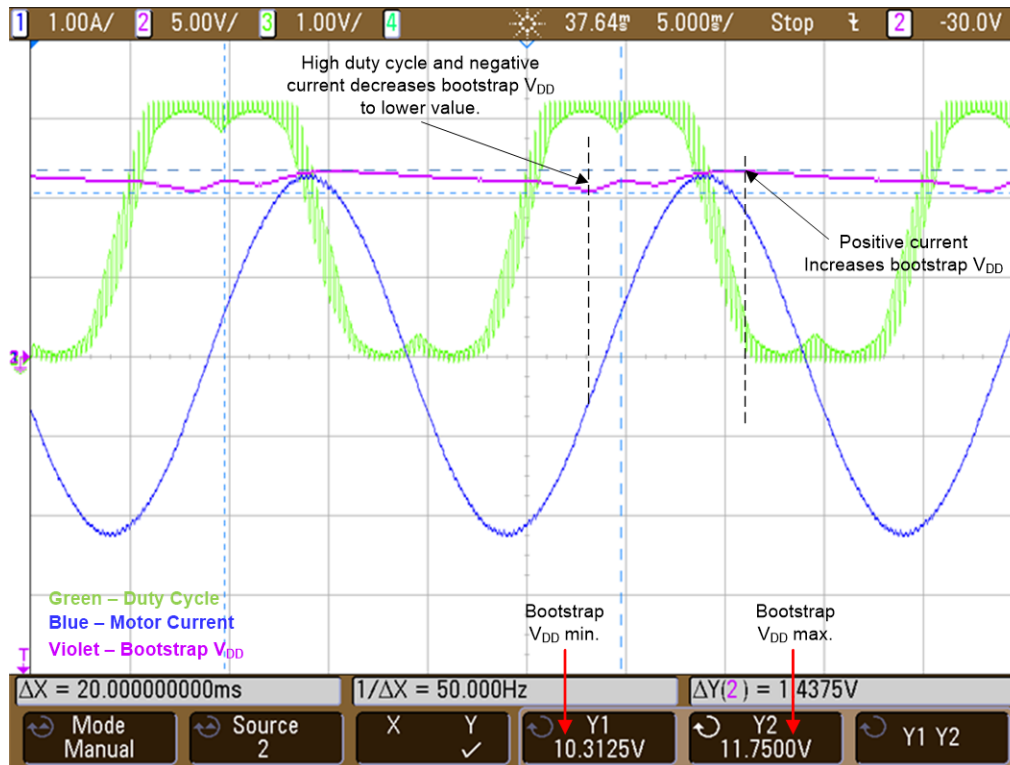
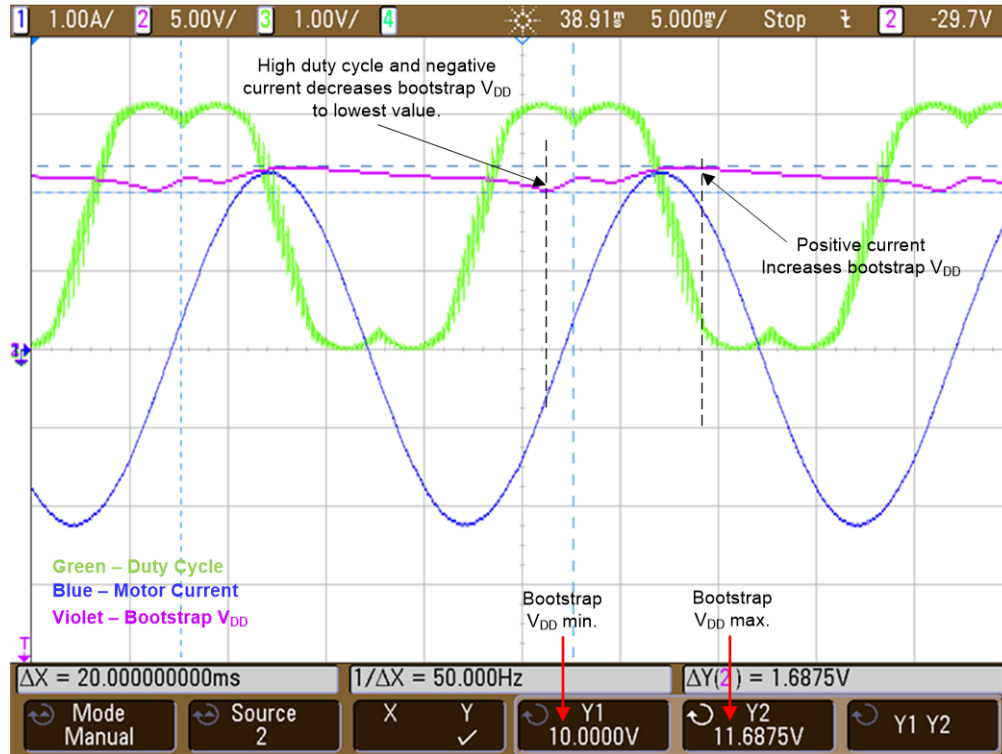


图 29 显示了 32kHz 开关频率且空载 ($1.6A_{RMS}$) 条件下的自举 V_{DD} 纹波。与图 29 类似，在高占空比、负电流和正电流条件下都出现了最小和最大 V_{DD} 。但最小值和最大值要比图 28 中的值低，原因在于 GaN 模块在更高的开关频率下消耗了更大的电流。

图 29. 32kHz 频率下的自举 V_{DD} 纹波



3.2.3 测试预防措施

3.2.3.1 高电压 (HV)

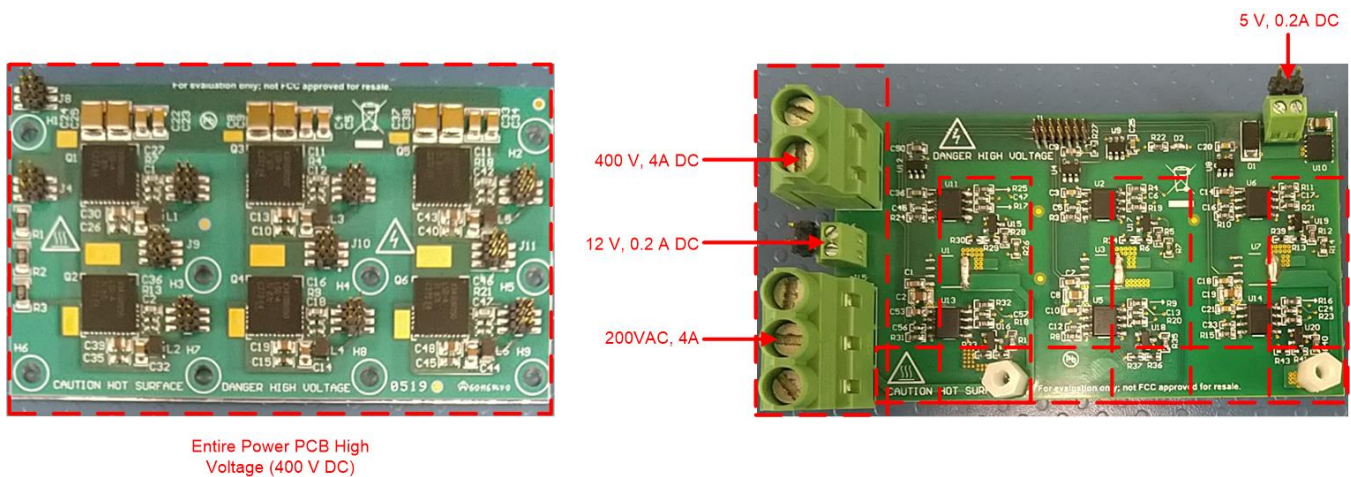
TIDA-00915 板使用高达 400V 的直流高压输入。这些高压区域可能会与人体接触，在测试时需要极其小心。PCB 上使用“DANGER HIGH VOLTAGE”（危险高压）字样以及图 30 中的警告符号标记了高压区域。图 31 中还使用虚线红色三角形标记了高压区域 - 在测试之前和测试期间，用户必须确保遵循正确的高压安全预防措施。在打开电源时不要直接处理任何裸露的端子（高压或其他）- 所有连接只能在断电状态下完成。图 31 还显示了

TIDA-00915 板的所有电源连接器的电压、电流和额定功率。

图 30. 高压警告



图 31. TIDA-00915 上的高压区域



需要为用于为直流链路、12V 栅极驱动器电源和 5V 偏置电源供电的电源设置适当的电流限值，如图 31 中所示。这是在出现短路故障时确保 TIDA-00915 板不会过热和发生火灾的关键步骤。

3.2.3.2 高温 (HT)

在室温 (25°C) 下运行时, PCB 表面的一些组件和部件可能会达到很高温度 (最高 110°C)。PCB 上使用 “CAUTION HOT SURFACE” (注意表面高温) 字样以及图 32 中的警告符号标记了部分组件和部件。图 33 中还在红色虚线三角形内标记了高温区域。

请参阅节 3.2.2.2 中的图 20 到图 23, 以了解有关特定部件和 PCB 表面最高温度的详细信息。

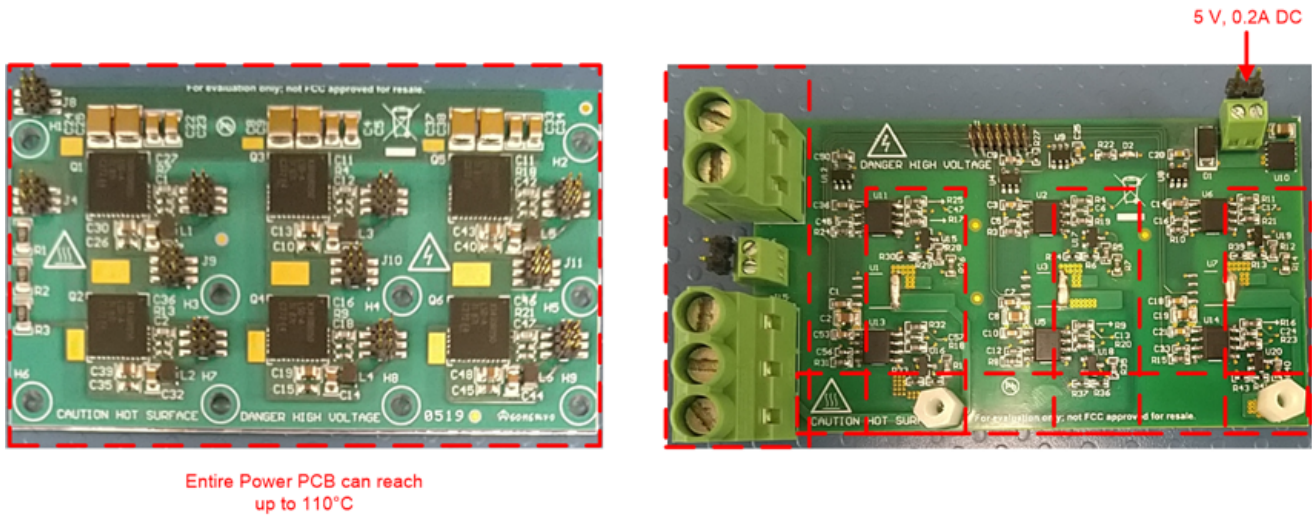
WARNING

在测试期间和之后必须足够小心, 以避免烫伤和其他高温相关风险。此外还应记住, 在关闭电源之后, 组件和 PCB 表面可能需要很长时间 (大约 30 分钟) 才能冷却到室温。

图 32. 高温警告



图 33. TIDA-00915 上的高温区域



4 设计文件

4.1 电路原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

4.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

4.3 PCB 布局建议

图 34. 分割开关节点平面

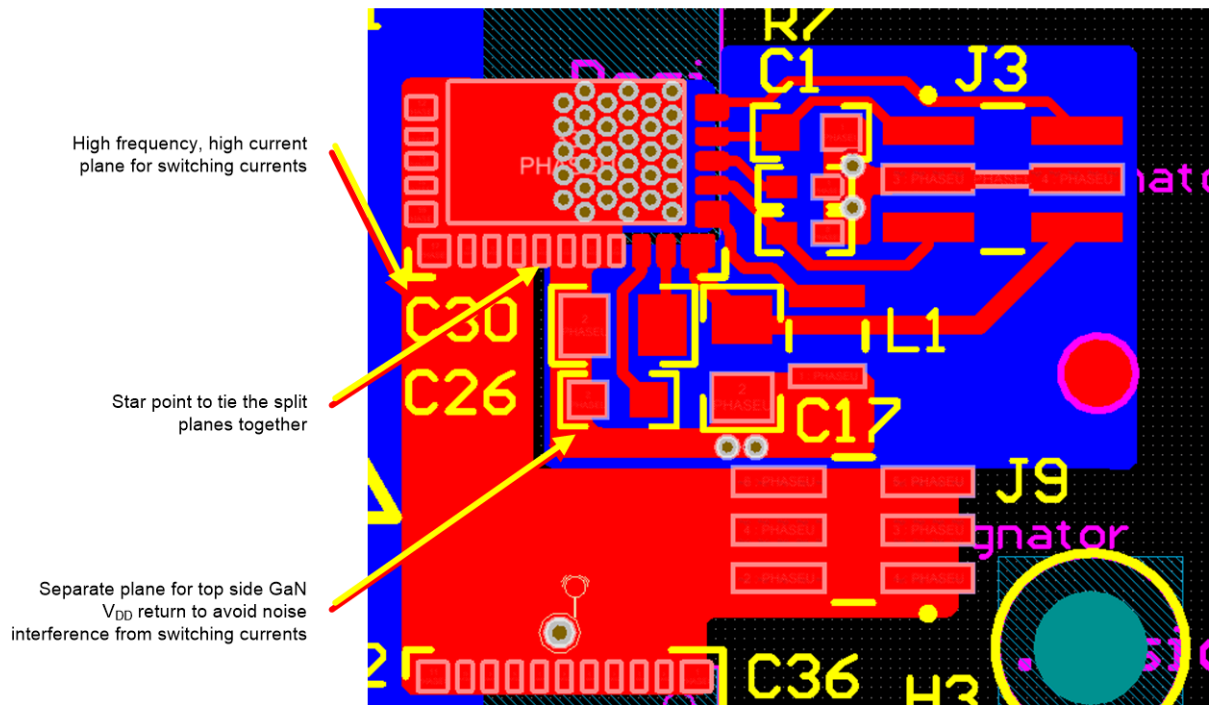
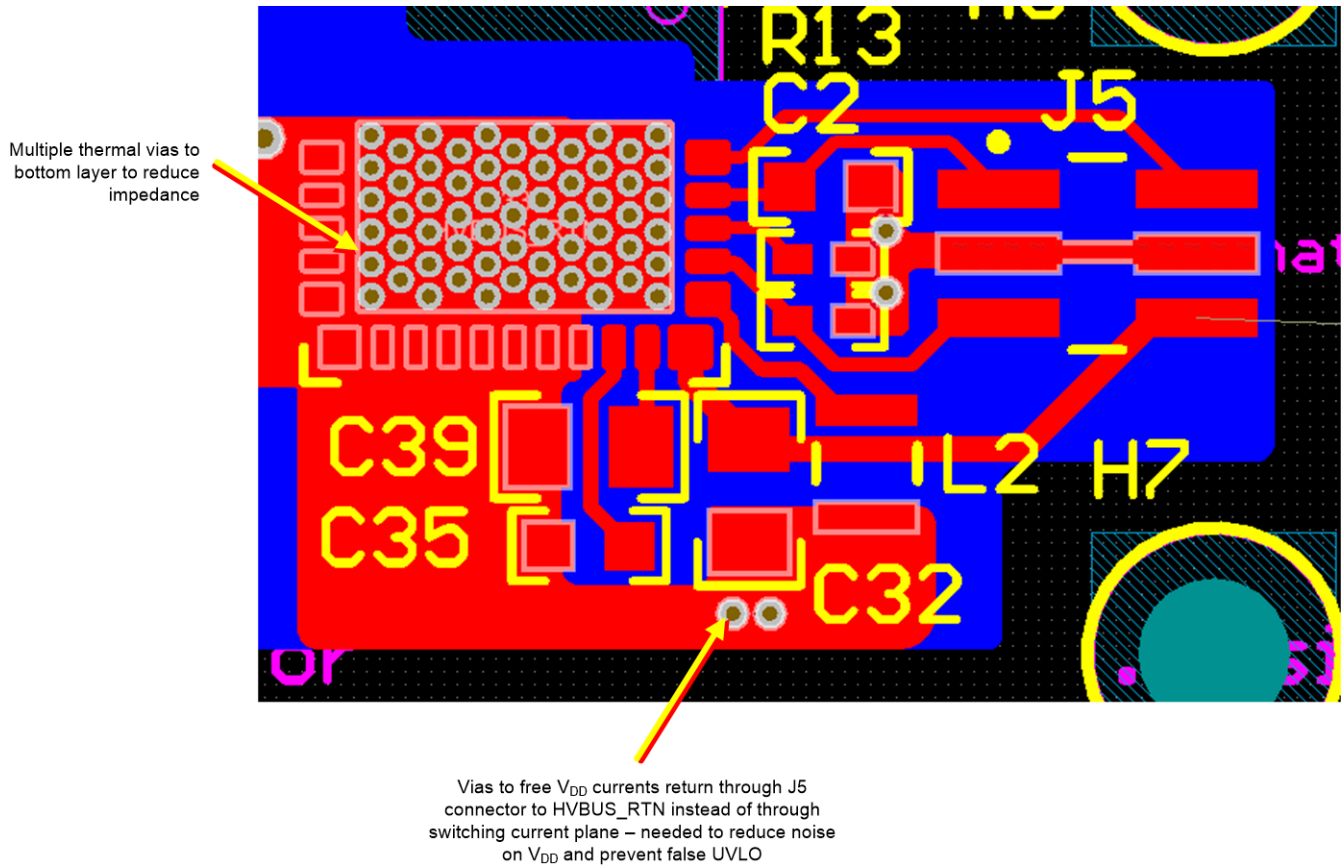


图 35. 底部 GaN V_{DD} 回流



4.3.1 布局图

要下载层图，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

4.4 Altium 项目

要下载 Altium Designer®项目文件，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

4.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

4.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-00915](#) 中的设计文件。

5 相关文档

1. 德州仪器 (TI), 《LMG3410x 系列集成式 GaN FET 高电压半桥设计指南》应用报告
2. 德州仪器 (TI), 《GaN FET 模块相对于硅 FET 模块的性能优势》白皮书

5.1 商标

C2000 is a trademark of Texas Instruments.

Altium Designer is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

6 术语

GaN— 氮化镓

IGBT— 隔离栅双极晶体管

UVLO— 欠压锁定

CMTI— 共模瞬态抗扰度

HEMT— 高电子迁移率晶体管

7 关于作者

SIVABALAN MOHAN 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发工业驱动器的参考设计解决方案。

N. NAVANEETH KUMAR 是德州仪器 (TI) 工业系统电机驱动器团队的系统经理，负责指定和开发工业驱动器的参考设计。

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