



说明

此参考设计提供了用于实现基于氮化镓 (GaN) 的三级三相 ANPC 逆变器功率级设计模板。使用快速开关型功率器件可实现 100 kHz 的更高开关频率，不仅减小了滤波器磁性元件的尺寸，还提高了功率级的功率密度。多级拓扑允许在高达 1000V 的较高直流总线电压下使用额定电压为 600V 的功率器件。较低的开关电压应力可降低开关损耗，从而使峰值效率达到 98.5%。

资源

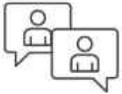
TIDA-010210	设计文件夹
LMG3422R030	产品文件夹
UCC21541	产品文件夹
TMDSCNCD280049C	工具文件夹
TMS320F280049C	产品文件夹
AMC3302、OPA4376	产品文件夹
ISO7741、SN6501	产品文件夹
TPS563200、LP5907	产品文件夹
TLV9004、LMT87	产品文件夹

特性

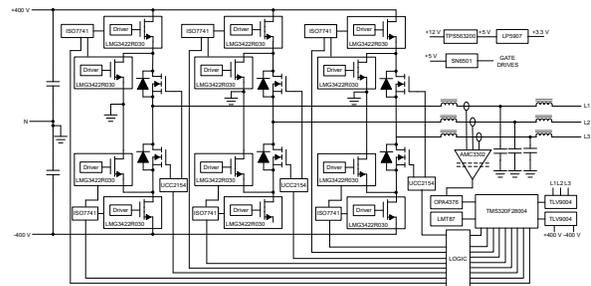
- 采用 GaN 开关的三相逆变器和 PFC 的功率级
- 800V 系统中额定电压为 600V 的开关 (三个级别导致的)
- 使用 C2000 的 CLB 提供全新的板载保护功能
- Iso 四通道驱动器支持高频运行 (100 KHz)
- 基于分流器的电流感测功能 (在温度范围内提供高精度和高线性度)
- 电流高达 16A 的电源模块 (交流侧)
- 高开关频率 (100 kHz) 和高效率 (满载时 >98%) 可实现高功率密度
- 双向操作, 方向转换 <1ms
- 低元件应力有助于提高系统可靠性
- 与使用 9 个 PWM 的标准实现方案相比, 此优化型控制方案只需 6 个 PWM
- 降低成本 - 每个臂有四个高频开关 (与六个相比)
- 实时安全操作, 无需额外费用

应用

- 串式逆变器
- 直流壁挂式充电箱
- 电源转换系统 (PCS)



咨询我们的 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

现代商业规模的光伏逆变器在多个前沿领域实现了创新，因此市场上的产品体积更小且效率更高：

- 转向更高电压的太阳能电池阵列
- 减小板载磁体的尺寸
- 加入了需要双向功率级的本地化储能设备

通过将阵列中的电压增加到 **1000V** 或 **1500V** 直流电压，可以降低电流以保持相同的功率水平。电流减少后，导通损耗得以降低，因而提高了效率。 di/dt 的降低也可降低电子元件上的应力。然而，高直流总线电压可能会限制电源元件的选择，这些电源元件可用作需要更高电压耐受能力的器件。

为了补偿由高压太阳能电池阵列产生的电压应力，目前已设计出了新的光伏逆变器拓扑。传统的半桥会阻止每个开关器件上的全输入电压。通过添加额外的电源元件，可显著降低器件上的整体应力。此参考设计展示了如何实现三电平 **ANPC** 转换器，该转换器将所有电源元件上的电压应力限制为直流总线电压的一半，从而允许使用更丰富、更快的电源元件。该设计还展示了在光伏逆变器中使用 **GaN** 器件，由于其电压耐受能力的限制，这在其他拓扑中是无法实现的。

通过在电源转换器中实现更高的开关速度，还能提高功率密度。正如本设计所示，较高的开关速度可降低输出滤波器级的整体尺寸要求，而这也是影响设计尺寸的主要因素。

尽管通过多级拓扑可以使用低电压开关器件，但也存在一定的局限性 - 需要驱动更多开关，并且即使在异常操作期间也需要避免过压。本设计试图演示如何在通用 **MCU** 提供数量有限的 **PWM** 的情况下处理功率级的所有 **18** 个功率器件，以及如何实现所需的基于硬件的联锁保护，从而在不使用额外元件的情况下，在所有操作条件下避免器件过压。

逆变器功率级的另一个越来越普遍的要求是需要双向电源传输。这在储能型逆变器中非常重要，因为在此类逆变器中，可能需要将来自电网的电能存储在本地储能设备（如电池）中。电子储能系统中的功率转换级也有相同的要求。本设计中演示的 **ANPC** 功率级本质上能够双向运行 - 仅需软件，它就可以作为逆变器或功率因数控制器（**PFC**）运行。目前，该设计已在逆变器模式操作中进行测试，并正在 **PFC** 模式下进行测试。

1.1 关键系统规格

表 1-1. 关键系统规格

参数	规范	详细信息
输出功率	11 kW	400V 交流电压下
标称交流电压	三相 400V 交流电压	
输出频率	50 或 60Hz	
输出电流	16 A	
标称直流电压	800V 直流电压	600V 至 800V 直流电压
逆变器开关频率	100 kHz	
效率	98.5%	400V 交流电压，60% 负载下
功率密度	2.57 kW/L	

2 系统概要

2.1 方框图

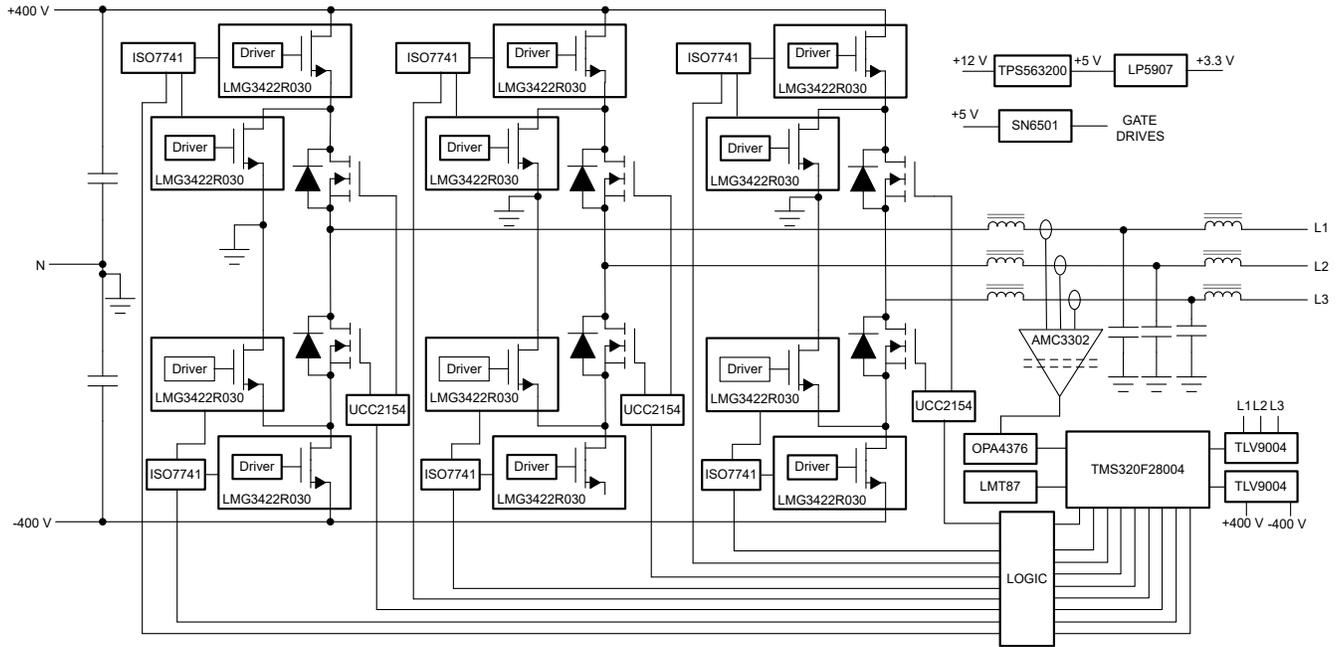


图 2-1. 方框图

该参考设计采用模块化结构，便于更换电源开关器件，从而易于进行相互比较。以下电路板协同工作以形成此三相逆变器参考设计：

- 一块主板，包括 LCL 滤波器、传感电子器件、偏置电源、开关继电器和冷却风扇。
- 一块支持 DSP 的 TMDSCNCD280049C 控制卡。
- 六个以 100 kHz 频率开关的电源卡，包括 GaN 电源开关器件和隔离偏置电源。
- 三个以 100 Hz 和 120 Hz 频率开关的电源卡，包括 Si 电源开关器件、栅极驱动器和隔离偏置电源。

尽管该电路板可以接受来自外部电源的 12V 偏置电源，但它可以添加一个可从高压直流总线运行的辅助电源。

2.2 设计注意事项

2.2.1 三相 ANPC 逆变器架构概述

图 2-2 中显示了 ANPC 拓扑的基本架构。

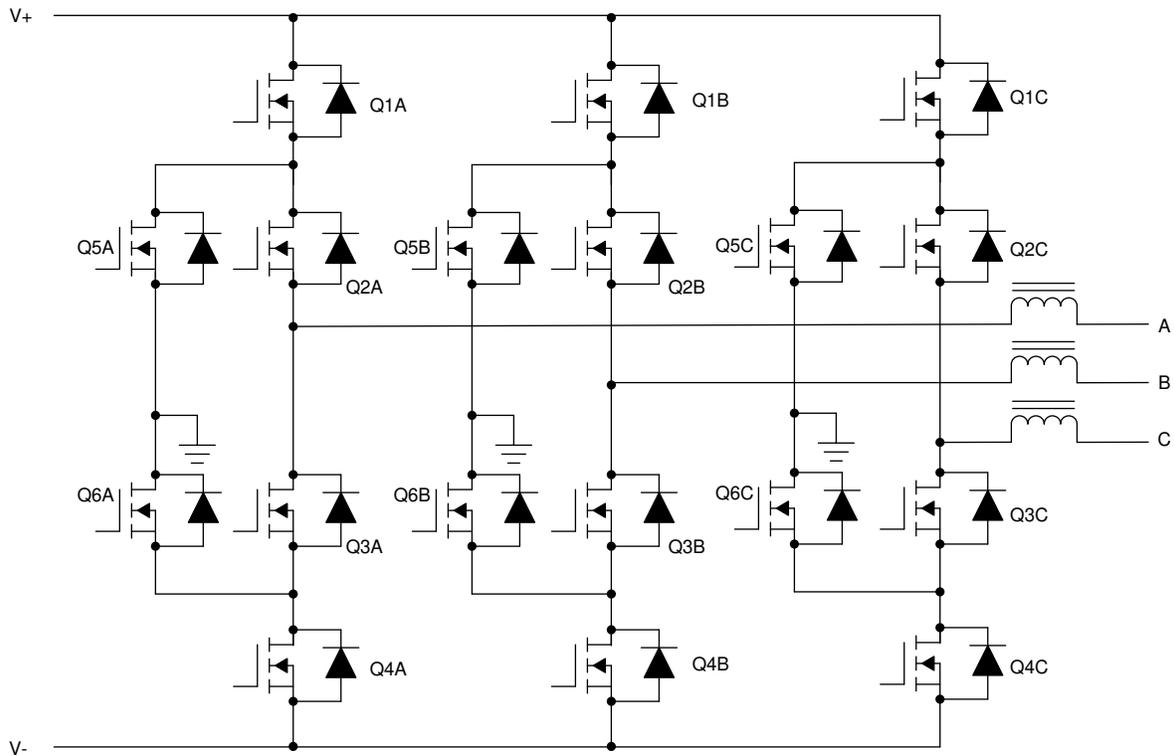


图 2-2. ANPC 三相逆变器架构

为了简化分析，可以分离出一条桥臂，如图 2-3 中所示。

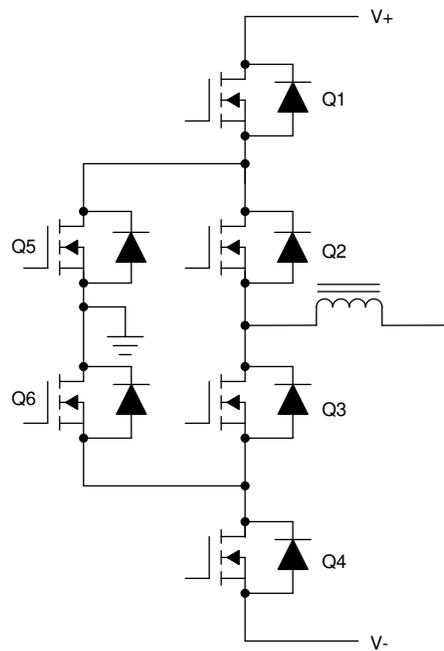


图 2-3. ANPC 单相逆变器桥臂

可以看出，每相有六个开关。虽然可以有各种开关方案来控制该功率级，但我们选择了相对简单的方案以降低复杂性。由 Q1、Q5 和 Q2 组成的电路上半部分在正半个周期内为激活状态，由 Q4、Q6 和 Q3 组成的电路下半部分在负半个周期内为激活状态。Q2 和 Q3 是慢开关，分别在正半个周期和负半个周期内将电感器连接到 Q1 和 Q5 或 Q4 和 Q6 的上部高频开关对。每个高频开关对在其相应的半个周期内作为同步降压转换器运行。图 2-4 和图 2-5 中详细介绍了开关方案。

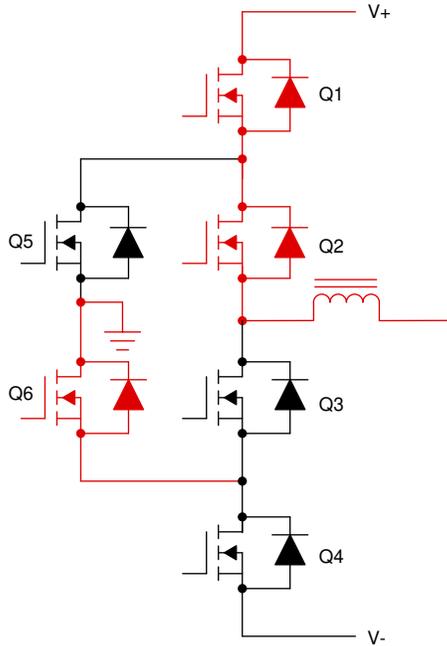


图 2-4. 电感器连接到 V+

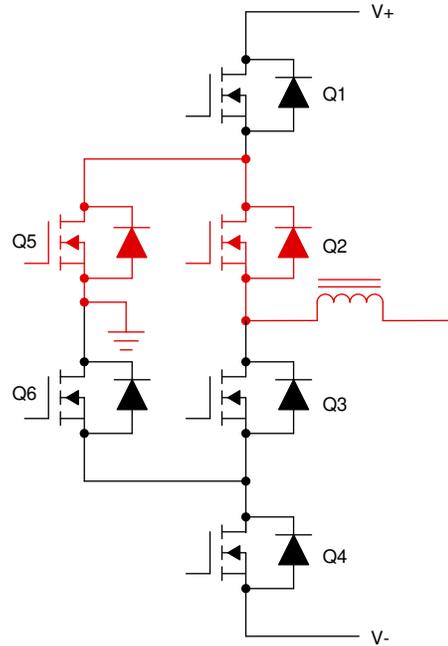


图 2-5. 电感器连接到 N (+ve)

图 2-4 和图 2-5 显示电路在此相位的正半个周期内的工作情况。红色的元件是导通的元件，黑色的元件是关闭的元件。可以看出，Q2 在整个半个周期内保持开启状态。当 Q1 打开时，电路处于激活模式，建立了从 V+ 到电感器的电流，如图 2-4 所示。由于 Q1 和 Q2 都接通，电感器的开关节点连接到 V+。现在，开关 Q3 和 Q4 必须一起承受完全总线电压。为避免总线电压在这些器件之间分布不均匀（器件寄生不均匀导致的），Q6 也保持开启，以便中心节点连接到中性点，在 Q3 和 Q4 之间平均分配电压。当 Q1 和 Q6 在如图 2-4 和图 2-5 所示状态之间的死区时间内同时关闭时，电感器电流只能流过 Q5 和 Q2 的体二极管（保持打开）。在如图 2-5 所示的续流模式下，Q5 充当同步二极管，将电感器的开关节点连接到中性点。开关 Q3 和 Q4 之间只有一半的总线电压，因此无需保持 Q6 接通来实现电压平衡。

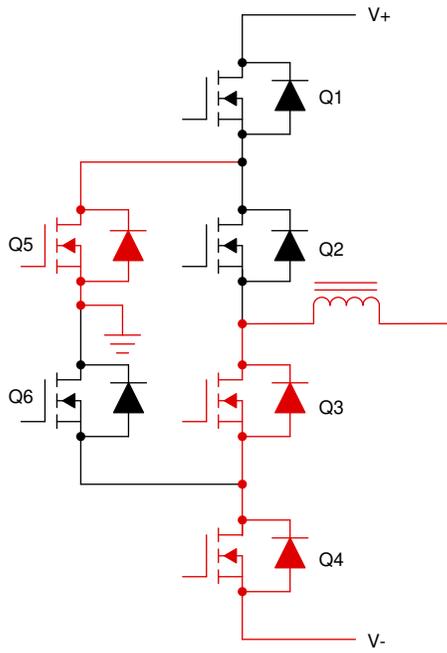


图 2-6. 电感器连接到 V-

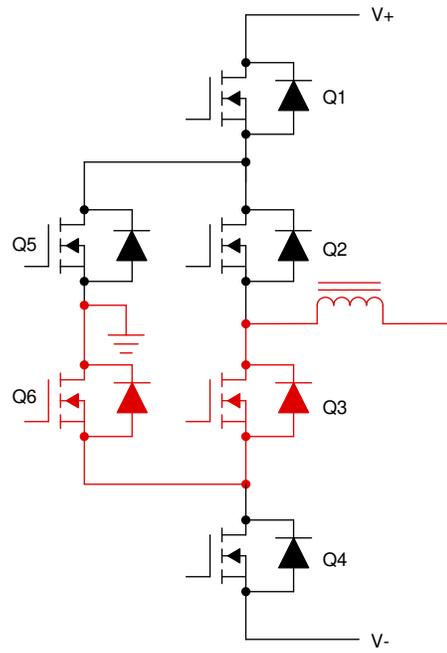


图 2-7. 电感器连接到 N (-ve)

与正半个周期内的操作类似，图 2-6 和图 2-7 说明了 ANPC 功率级在负半个周期内的工作情况。Q3 在负半个周期的整个持续时间内保持开启状态。

图 2-6 显示电感器通过 Q4 和 Q3 连接到 V- 的工作模式操作。与正半个周期内的操作类似，Q5 也在该工作模式操作中保持开启，以平衡 Q1 和 Q2 之间的电压应力。在如图 2-7 所示的续流模式下，通过 Q6 和 Q3 维持电感器电流，将电感器开关节点连接到中性点。

2.2.2 LCL 滤波器设计

任何使用电网传输电力的系统都需要满足特定的谐波含量输出规格。在许多整流器中，高阶 LCL 滤波器通常可提供足够的谐波衰减，同时与更简单的滤波器设计相比，整体设计尺寸得以减小。然而，由于更高阶的性质，在其设计中需要注意控制共振。图 2-8 所示为一个典型的 LCL 滤波器。

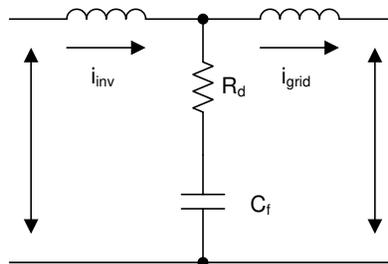


图 2-8. LCL 滤波器架构

与传统的基于 Si 的开关器件相比，使用 GaN 开关器件（比如本参考设计）的主要优势之一是能够显著提高功率级的开关频率。这种提高的开关频率对转换器的滤波器谐振设计有直接影响，需要加以考虑。为了确保根据该开关频率正确设计滤波器，本设计中采用了已知的这种类型滤波器的数学模型。

主要组件是开关侧电感器，即 L_{inv} ，可使用方程式 1 将它推导出来：

$$L_{inv} = \frac{V_{DC}}{8 \times f_{SW} \times I_{grid_rated} \times \%ripple} \tag{1}$$

使用系统规格，可以计算出初级电感值：

$$L_{inv} = \frac{1000 \text{ V}}{8 \times 100 \text{ kHz} \times 10 \text{ A} \times 30\%} = 417 \mu\text{H} \quad (2)$$

使用 Würth Elektronik 的电感器 (750344413)，额定电流为 15A，零偏置电感为 480mH。根据数据表，在操作过程中使用大电流偏置，电感可降低 25%。这导致在 15A 时有效电感为 360 mH，足以确保纹波电流低于 40%。

使用 [方程式 3](#) 以类似方式计算初级滤波电容器的大小：

$$C_f = \frac{\%X \times Q_{rated}}{2 \times \pi \times F_{grid} \times V_{grid}^2} \quad (3)$$

在设计上进行一些假设来最终确定 C_f 的值，即将电容器吸收的总无功功率限制在 3.5%。按每相功率换算系统总功率，得出初级电容值为：

$$C_f = \frac{3.5\% \times \frac{6.6 \text{ kW}}{3}}{2 \times \pi \times 50 \text{ Hz} \times \left(\frac{400 \text{ V}}{\sqrt{3}}\right)^2} = 4.59 \mu\text{F} \quad (4)$$

选择标准值为 4.7 μF 的电容器。

对于滤波器设计的其余部分，通过定义电网电感器和逆变器电感器中允许纹波之间的衰减系数来确定相应的值。此系数需要尽可能小，同时仍然保持整体滤波器的稳定性且具有成本效益。通过假设衰减系数，可以使用 [方程式 5](#) 来确定一个定义了两个电感器之间比率的 r 值：

$$I_{att} = \frac{1}{\left[1 + r \times \left[1 - L_{inv} \times C_b \times (2 \times \pi \times f_{sw})^2 \times X\right]\right]} \times 100 \quad (5)$$

其中， C_b 由以下公式给出：

$$C_b = \frac{C_f}{X\%} = \frac{4.7 \mu\text{F}}{3.5\%} = 134 \mu\text{F} \quad (6)$$

若要获得 5% 的衰减系数，并使用先前的推导值，可通过将 [方程式 5](#) 重写为以下公式来计算 r 的值：

$$r = \left| \frac{\frac{1}{5\%} - 1}{1 - 360 \mu\text{H} \times 134 \mu\text{F} \times (2 \times \pi \times 100 \text{ kHz})^2 \times 3.5\%} \right| = 2.85\% \quad (7)$$

然后， L_{grid} 的结果值为：

$$L_{grid} = r \times L_{inv} = 2.85\% \times 360 \mu\text{H} = 10.3 \mu\text{H} \quad (8)$$

选择更高的标准值 15 μH ，以确保衰减正常。

可通过确定谐振频率 (F_{res}) 来验证滤波器设计。为了确保 F_{res} 稳定，一个良好标准是它比线路频率高一个数量级，并且小于开关频率的一半。该标准避免了高次和低次谐波频谱中的问题。滤波器的谐振频率由 [方程式 9](#) 给出：

$$F_{res} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_{grid} \times L_{inv}}{L_{grid} + L_{inv}} \times C_f}} \times 2 \times \pi \quad (9)$$

使用推导出的滤波器值，谐振频率为：

$$F_{res} = \frac{1}{\sqrt{\frac{15 \mu\text{H} \times 360 \mu\text{H}}{15 \mu\text{H} + 360 \mu\text{H}} \times 4.7 \mu\text{F}}} \times 2 \times \pi = 19.35 \text{ kHz} \quad (10)$$

F_{res} 的这个值符合前面列出的标准并验证了滤波器设计。

剩下要确定的值是为避免振荡而必须添加的被动阻尼。通常，比较适合的选择是与谐振条件下的 C_f 阻抗具有相同相对数量级的阻尼电阻。根据 [方程式 11](#) 可得出该阻抗：

$$R_d = \frac{1}{6 \times \pi \times F_{res} \times C_f} \quad (11)$$

$$R_d = \frac{1}{6 \times \pi \times 19.35 \text{ kHz} \times 4.7 \mu\text{F}} = 0.58 \Omega \quad (12)$$

在硬件中进行最终实现时，应根据产品供货情况为所有这些元件使用实际值，且选择的值必须接近这些值（通常为 $\pm 10\%$ ）。确定最终值后，重新计算谐振频率以确保滤波器仍保持稳定。

2.2.3 电源开关器件选择

如架构概述中所示，主开关器件只需支持一半的完整开关电压。若要支持此设计的 800V 直流链路电压，请使用额定电压为 600V 的器件。开关 Q1、Q5、Q4 和 Q6 是高频开关，因此必须是 GaN 器件。然而，开关 Q2 和 Q3 仅以 100 Hz 和 120 Hz 的频率开关，并且可使用 Si MOSFET。

导通损耗主要由 GaN MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 和 Si MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 决定。在任何情况下，都会有两个器件同时导通（GaN 器件和 Si 器件各一个）。因此，应根据这些器件所允许的导通损耗来选择其 $R_{DS(on)}$ 。

开关损耗是每个开关元件的开关频率和开关能量的函数；开关能量与开关瞬态下的器件电流和电压有关。使用数据表中的开关能量曲线，可估算总开关损耗。请注意，在逆变器配置中，只有 Q1 或 Q4 会出现开关损耗，因为 Q5 和 Q6 仅作为同步开关工作，因此会出现零电压开关。然而，由于 Q5 和 Q6 体二极管在死区时间内导通，它们会有正向压降损耗和反向恢复损耗。然而，TI 的 GaN 器件根本没有反向恢复损耗，而 SiC 器件的反向恢复损耗可忽略。Q2 和 Q3 仅以非常低的频率开关，因此其开关损耗可以忽略。

如前所述，可以估算所有器件的导通损耗和开关损耗，还可以估算效率。借助热系统设计的热阻信息，可选择合适的器件额定值。600V/30m Ω GaN 和 650V/40m Ω Si MOSFET 在热性能、效率和成本方面达到了很好的平衡。

2.2.4 GaN 功率级

与 [节 2.2.8](#) 中解释的由隔离式栅极驱动器驱动的 Si 电源板不同，TI GaN 器件 LMG3422R030 具有内置的栅极驱动器。因此，功率级需要信号隔离才能将其与 MCU 连接。[图 2-9](#) 显示的是 GaN 功率级。用于隔离 PWM 输入的 ISO7741 隔离器具有另一个反向通道，可将故障信号传输回 MCU 侧。由于这是一个负逻辑信号，如果这些 GaN 器件中的任何一个产生故障，则使用与门将信号整合在一起，以将负逻辑故障信号返回给 MCU。

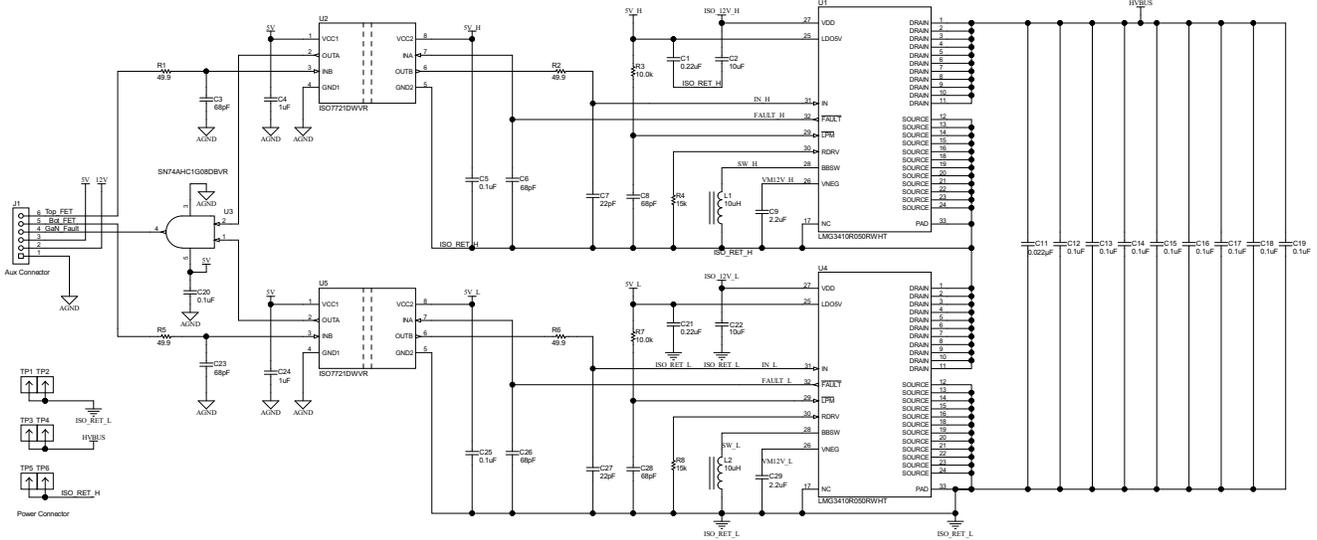


图 2-9. GaN 功率级

2.2.5 电压感测

通常在逆变器信号路径中的三个点进行电压感测以协助进行控制：在主输出继电器之前和之后，以及在正和负总线电压下。通过启用继电器两侧的测量功能，控制系统可以在连接之前锁定电网电压和频率，从而防止出现任何不匹配问题。类似地，正总线电压和负总线电压的感测有助于在正半个周期和负半个周期内分别微调占空比，以防止任何总线电压不匹配。

所有三种传感拓扑结构相似。首先，使用电阻网络将 PGND 用作虚拟中性点。使用一系列大电阻值来衰减高压信号。将 1.65V 失调电压添加到已衰减的中性点，从而将电压信号置于 TLV9004 输入范围的中间位置，然后使用 C2000™ MCU 中的 ADC 测量来自相电压的衰减值。图 2-10 所示为此感测的布局。

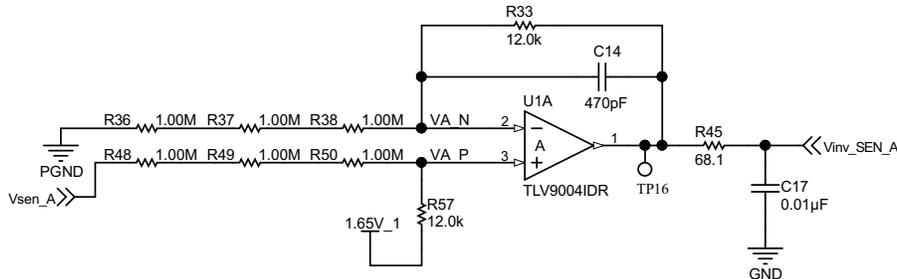


图 2-10. 高压感测信号路径

2.2.6 电流感测

实现闭环控制的关键是逆变器精确测量电流的能力。在此设计中，进行电流测量是为了感应通过电感器的电流。输出为高电压且控制器需要保持隔离状态，因此使用 AMC3302 增强型隔离式电流传感器来测量电阻器压降。为了使系统损耗保持在低水平，AMC3302 具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入范围。与典型输入范围为 $\pm 250\text{mV}$ 的其他器件相比，分流器上的总功率损耗显著降低。

在确定该设计的分流电阻大小时，需要在感测精度与功率耗散之间进行权衡。 $2\text{m}\Omega$ 的分流器不仅在逆变器的近似 $\pm 25\text{A}$ 输出端提供 $\pm 50\text{mV}$ 输出信号，而且在满载时仅产生 0.5W 的热量。在实际应用中，应选择一个高精度器件，从而无需校准每个传感器路径。

分流电阻器两端的电压馈送到带有集成隔离式偏置电源的 AMC3302 隔离式电流传感器，这会产生一个差分输出。该差分输出使用 OPA4376 放大器转换为单端输出，偏移量为 1.65V ，以便使用 C2000™ MCU 上的 ADC 进行测量。图 2-11 显示的是电流感测电路。

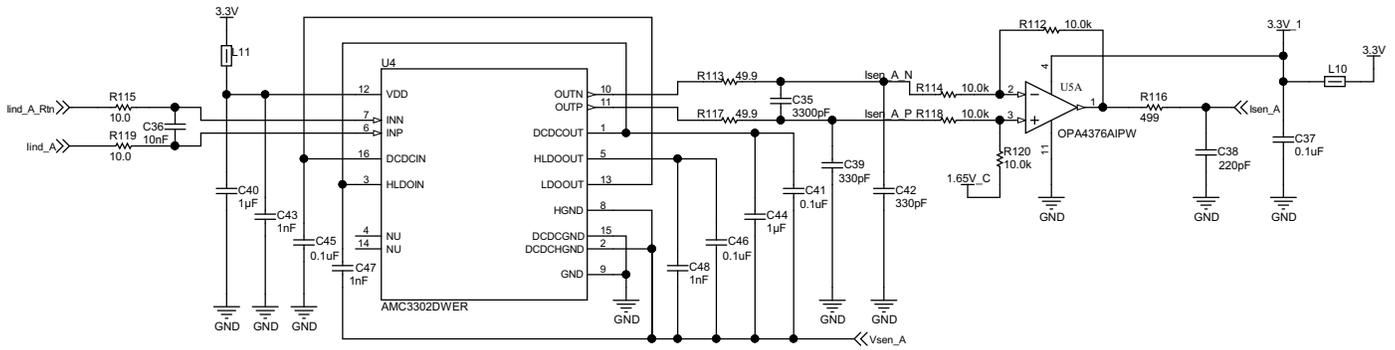


图 2-11. 使用 AMC3302 进行隔离式电流感测

2.2.7 系统电源

本参考设计在整个系统中使用多个电压域：

- 一个主要偏置电源输入，为整个设计供电（调节为 12V）。这用于直接为电路板上使用的继电器和风扇供电。主板上有一个连接器，可直接从高压直流总线产生此 12V 电源。
- TPS563200 同步降压转换器产生 5V 电压，以从 12V 主电源为控制卡和电源卡供电。每个电源卡都通过该 5V 电源生成隔离式电源以进行栅极驱动。
- 用于模拟传感和逻辑的 3.3V 电源由 LDO LP5907 从 5V 电源产生。

图 2-12 显示了所有这些域的电源树。

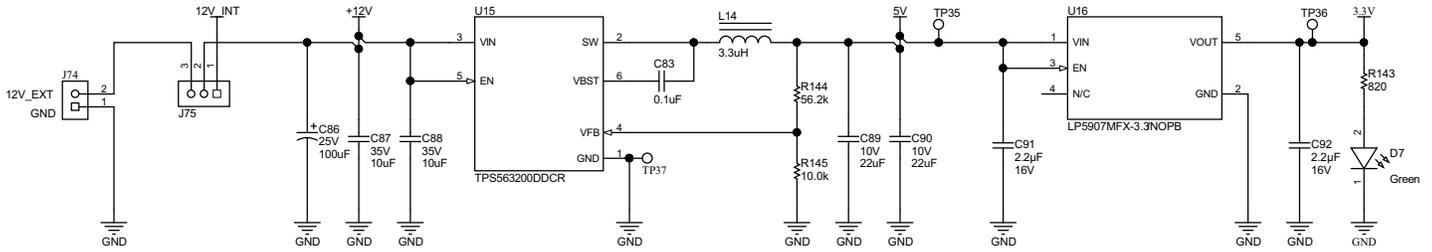


图 2-12. 电源树

2.2.7.1 隔离式偏置电源

若要为每个电源卡生成隔离式偏置电源，需使用 SN6501 变压器驱动器来驱动适合电源轨的变压器，目的是驱动每种类型的电路板中使用的特定电源开关器件，因为每个电路板有两个开关器件，而每个电路板有两个隔离式偏置电源。

对于 TI 的 GaN 器件 LMG3410R050，需要一个 12V 输出。这是使用 SN6501 变压器驱动器和采用倍压器配置的 Würth Elektronik 750313638 变压器生成的，如图 2-13 中所示。

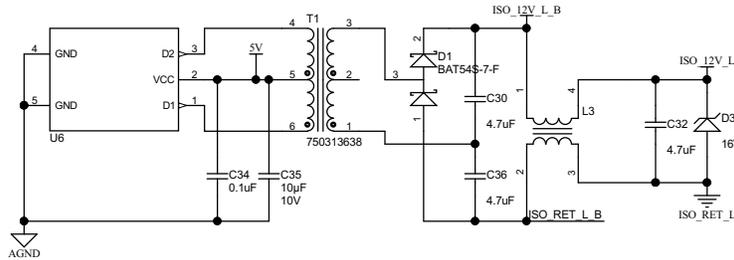


图 2-13. 用于 GaN 电源板的 SN6501 偏置电压电源

对于慢速开关 Si 电源板，使用 +12V、-5V 驱动器来驱动 FCH040N65S3 Si MOSFET。SN6501 变压器驱动器以及采用推挽式配置的 Würth Elektronik 750342879 变压器一同用于产生 17V 电源。基于 TL431 的电平转换电路将其转换为 +12V、-5V 电源。具体电路如图 2-14 所示。

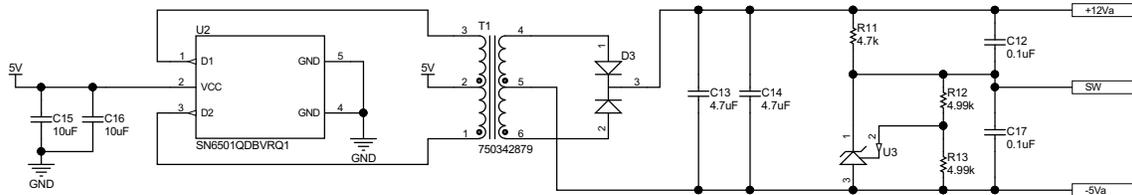


图 2-14. 用于 Si 电源板的 SN6501 偏置电压电源

2.2.8 Si 栅极驱动器电路

图 2-15 所示为隔离式 Si MOSFET 栅极驱动器的原理图。使用的 UCC21541 栅极驱动器具有两个隔离式栅极驱动器输出，因此它可以驱动电源板的半桥功率级中的这两个器件。通过受二极管控制的单独驱动路径，分别控制驱动电流的开启和关闭。在栅极驱动路径中使用铁氧体磁珠来抑制振铃。

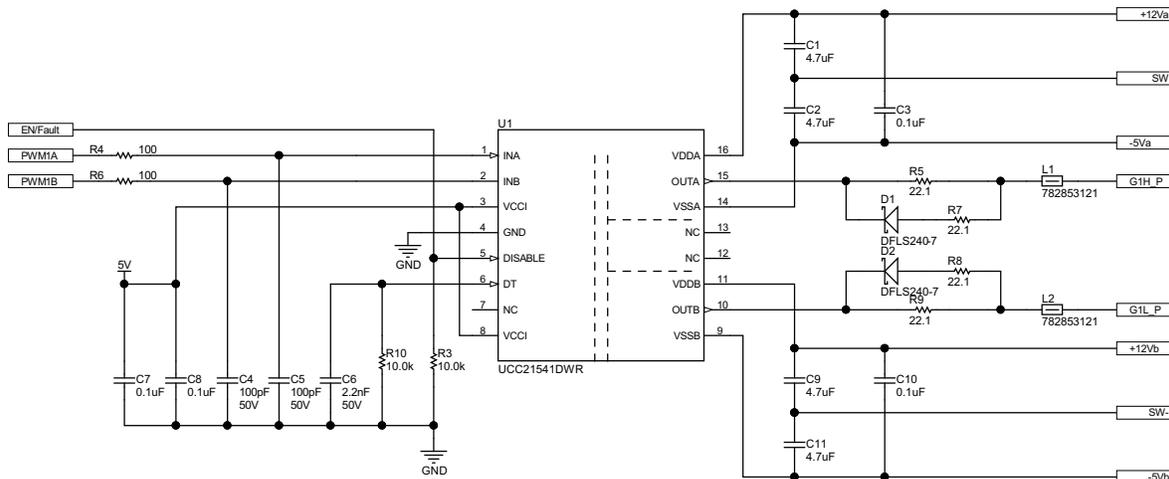


图 2-15. UCC21541 栅极驱动电路

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件和软件要求

3.1.1 硬件

本设计中的 DUT 的设置和运行涉及以下几个部分：

- 一块 TIDA-010210 主板 (TIDA-010210-MB-E2)
 - J75 标题：引脚 1 和引脚 2 之间的跳线
 - 将 750344413 更改为 750343810 (L2、L4、L6)
- 六个基于 GaN 的 TIDA-010210 电源卡 (TIDA-010210-GaN-E3)
- 三个基于 Si 的 TIDA-010210 电源卡 (TIDA-010210-Si-E2)
- TMDSCNCD280049C 控制卡：
 - S2 开关：从向下 (DOWN) 位置更改为向上 (UP) 位置
 - S3 开关：从向上 (UP) 位置更改为向下 (DOWN) 位置
- Mini USB 电缆
- 笔记本电脑或其他计算机

对本设计进行供电和评估所需的测试设备如下：

- 用作电路板初级电源的 >12V/2A 台式电源
- >11kW 交流电源
- >11kW/800V 直流负载
- 用于直流链路输入的 >1000V/10A 电源
- >6.6kW 电阻交流负载
- 四通道电能质量分析仪

3.1.2 软件

- Code Composer Studio™ 9.3 或更高版本以及 TI C2000 powerSUITE

3.2 用交流电阻负载测试 TIDA-010210

在该测试条件下，系统配置为在开环和闭环控制模式下运行，产生一个静态 50Hz 输出。然后，通过电阻负载组以及 MCU 调节功率需求，以在多个负载点测试系统。该操作允许用户在进行高压和高功率操作之前进行初步测试。

3.2.1 测试设置

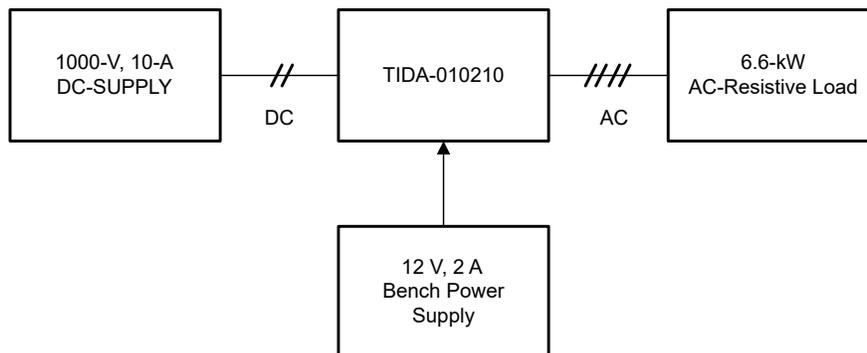


图 3-1. 电阻交流负载的测试设置

若要测试本参考设计的功能，请使用以下设备：

- 一个 Magna-Power 1000V、10A 电源，为 DUT 提供 CV/CC 可调节输入
- 6.6kW KWE 负载组用作可配置的负载，以便在各种设定点测试本设计。
- 示波器

- 外部工作台电源用于提供 12V 输入来为 DUT 供电

3.2.2 试验结果

图 3-2 中的开环测试输出波形显示了当直流总线在 800V 电压下运行时，新 PWM 方案清晰的正弦波形。即使在零交叉处，基于 CLB 的保护功能处于激活状态，失真也很小。

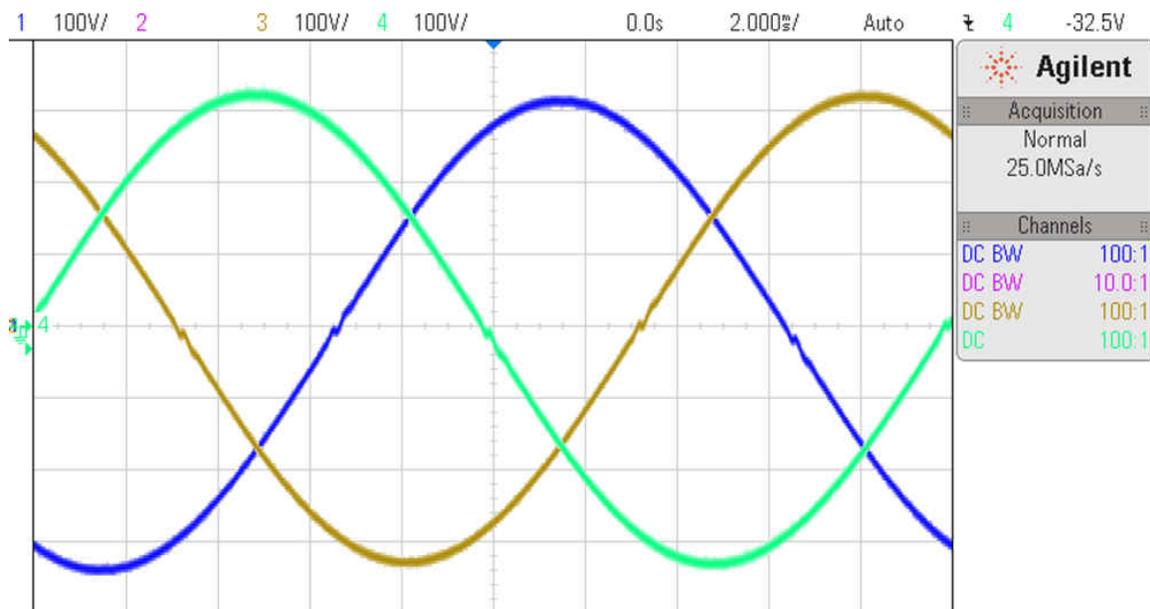


图 3-2. 开环输出波形 (交流负载电压波形)

电流瞬态响应的平稳过渡证明了电路的电流环路稳定性。图 3-3 展示了电流从 1A 变为 6A 时的响应，图 3-4 展示了电流从 6A 变为 1A 时的响应。

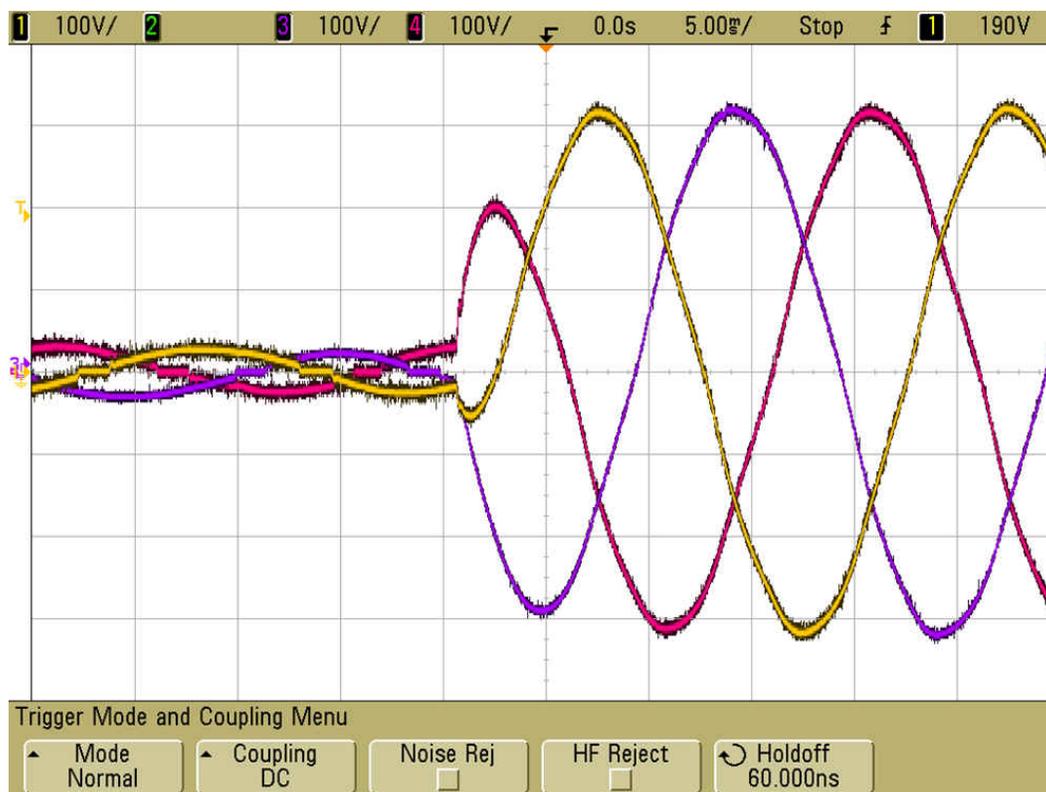


图 3-3. 正向瞬态响应 (交流负载电压波形)

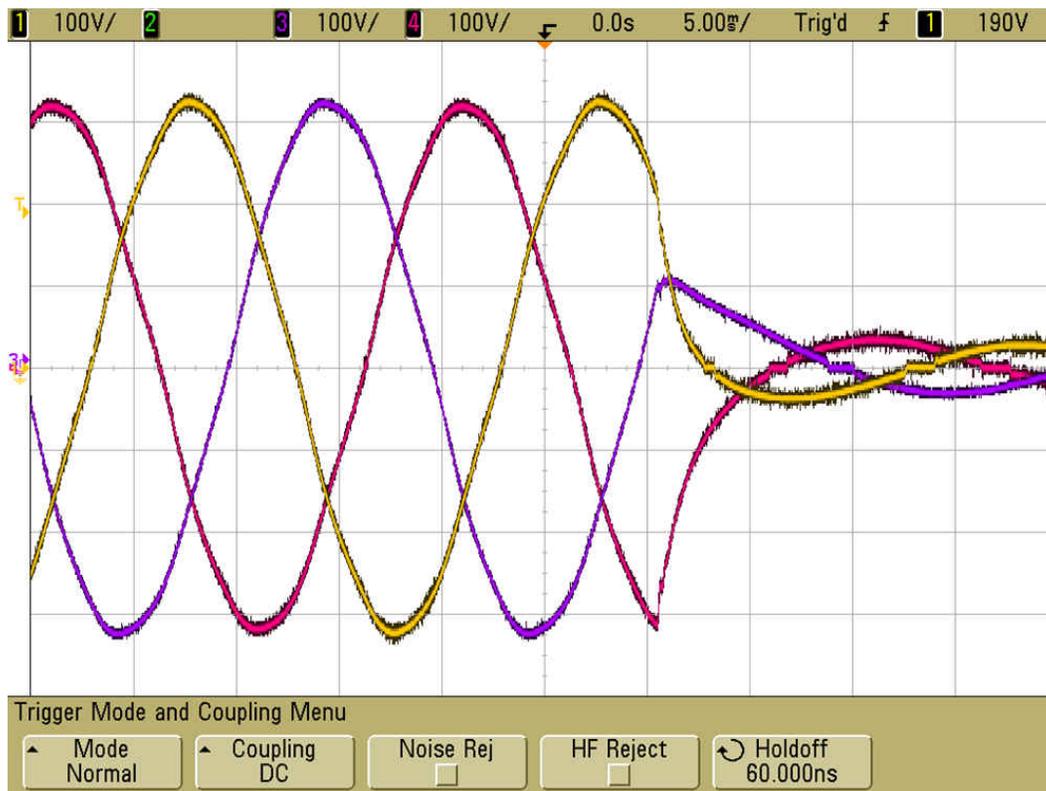


图 3-4. 负向瞬态响应 (交流负载电压波形)

3.3 在 PFC 操作中测试 TIDA-010210

在该测试条件下，系统配置为在闭环控制模式下运行。TIDA-010210 设计正在实施一个能够与交流电源的仿真电网电压同步的电流控制环路。在直流链路上，直流负载直接控制着电压。从而允许用户通过改变 d 序列的基准电流来控制转换器功率。在这种工作条件下，测量出效率与功率的关系。

3.3.1 测试设置

若要测试本参考设计的效率，请使用以下设备：

- 一个 12kW 直流负载，能够将负载电压从 50V 调节到 850V
- 一个 12kVA 交流电源，能够将电压从 25V 调节到 250V
- 交流功率分析仪连接至 DUT 输入和输出，以进行效率测量
- 外部工作台电源用于提供 12V 输入来为 DUT 供电

图 3-5 显示了 PFC 操作的测试设置。

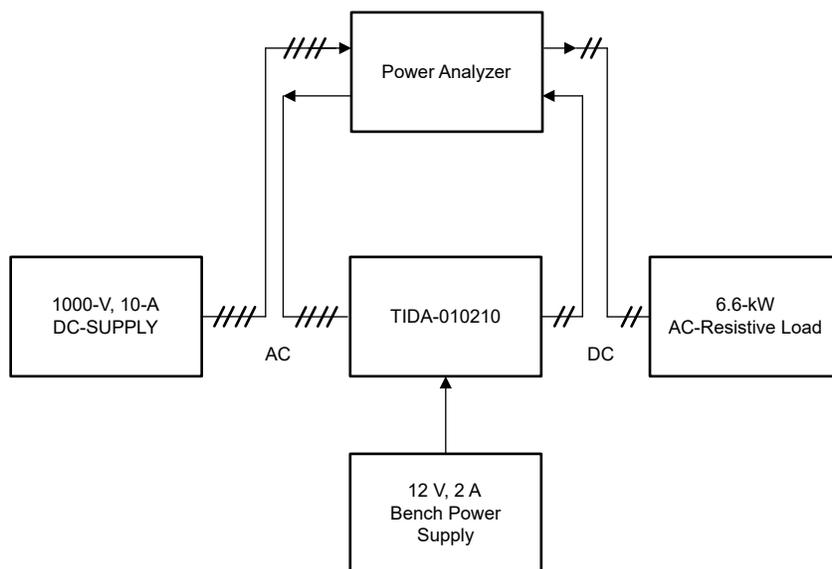


图 3-5. PFC 操作的测试设置

3.3.2 试验结果

图 3-6 中的闭环测试输出波形显示了标称负载下清晰的正弦波形。实验期间，未在电流中观察到明显的过零失真。测得的总谐波失真小于 4%。

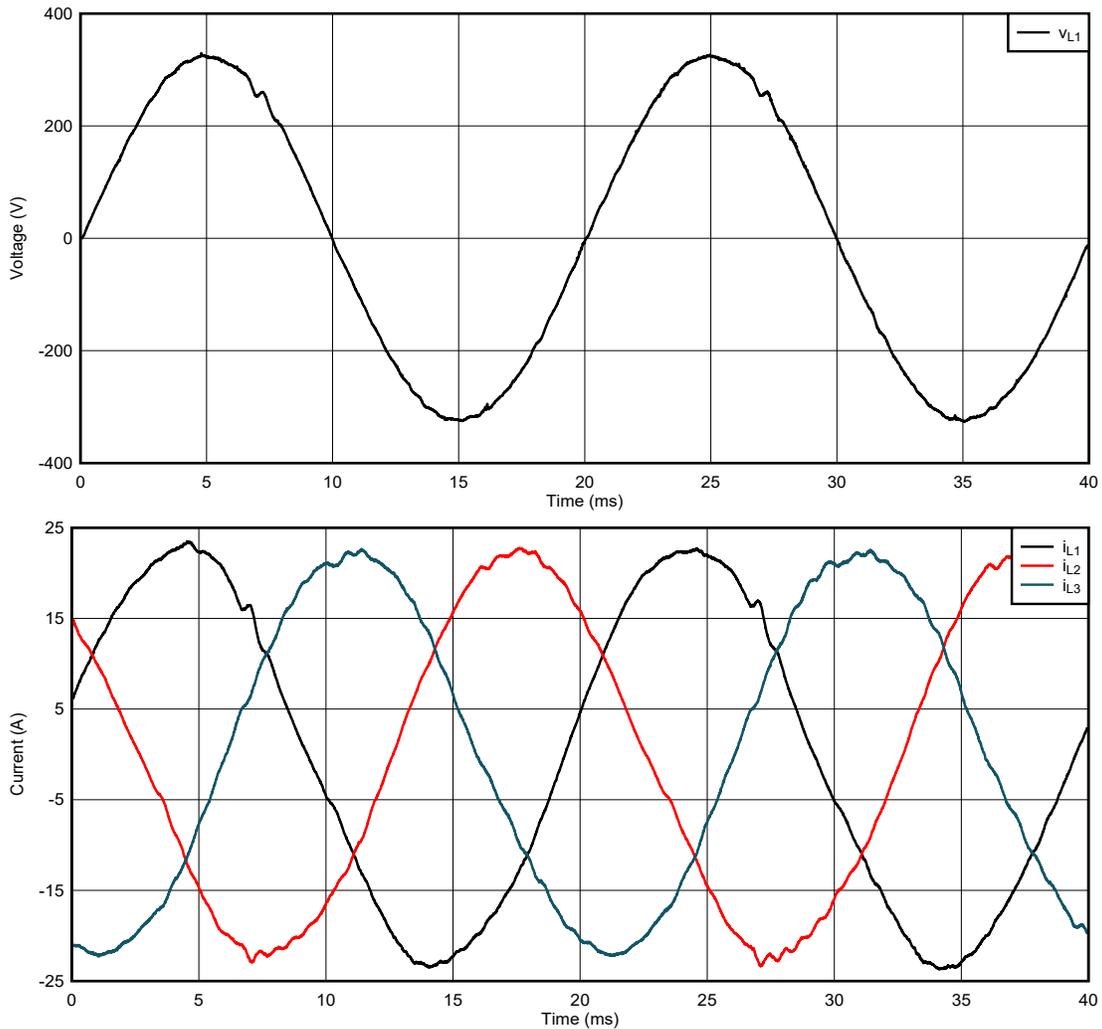


图 3-6. 11 kVA PFC 满载下的工作电流和电压

表 3-1 和表 3-2 收集了 PFC 在 $230V_{RMS}$ 时的效率，直流总线电压分别是：600V 和 800V。从功率分析仪获得的结果基于 2kW 至 11kW 的功率。在大多数工作点，功率效率高于 98%，最高达到了 98.62%。

表 3-1. 600VDC 时 GaN LMG3422R030 的系统效率

直流总线电压 (V)	交流电网电流 (A)	输入功率 (W)	输出功率 (W)	效率
605.3	3	2045.7	1980.2	96.8
605.34	5.22	3559.5	3506.1	98.5
605.38	7	4773.3	4707.4	98.62
605.2	8.9	6068.9	5978.5	98.51
605.28	10.9	7432.7	7309.3	98.34
605.34	13.05	8898.8	8731.5	98.12
605.5	15.2	10364.9	10148.3	97.91
605.8	16.5	11251.4	11006.1	97.82

表 3-2. 800VDC 时 GaN LMG3422R030 的系统效率

直流总线电压 (V)	交流电网电流 (A)	输入功率 (W)	输出功率 (W)	效率
803.4	3.02	2070	1976.8	95.5
801.4	5.24	3601.8	3511.8	97.5
802.4	7.01	4830	4747.9	98.3
803.4	8.95	6141	6042.7	98.4
803.5	10.93	7521	7408.2	98.5
802.8	12.98	8970	8826.5	98.4
803.8	15.21	10488	10304.5	98.25
803.1	16.52	11385	11180.1	98.2

我们收集并绘制了表中汇总的所有数据，如图 3-7 所示。在低功率时，最好保持 PFC 在较低直流总线电压下工作。相反，在较高电流下，保持较高直流总线电压可使效率提高 0.4%，这一点非常重要。

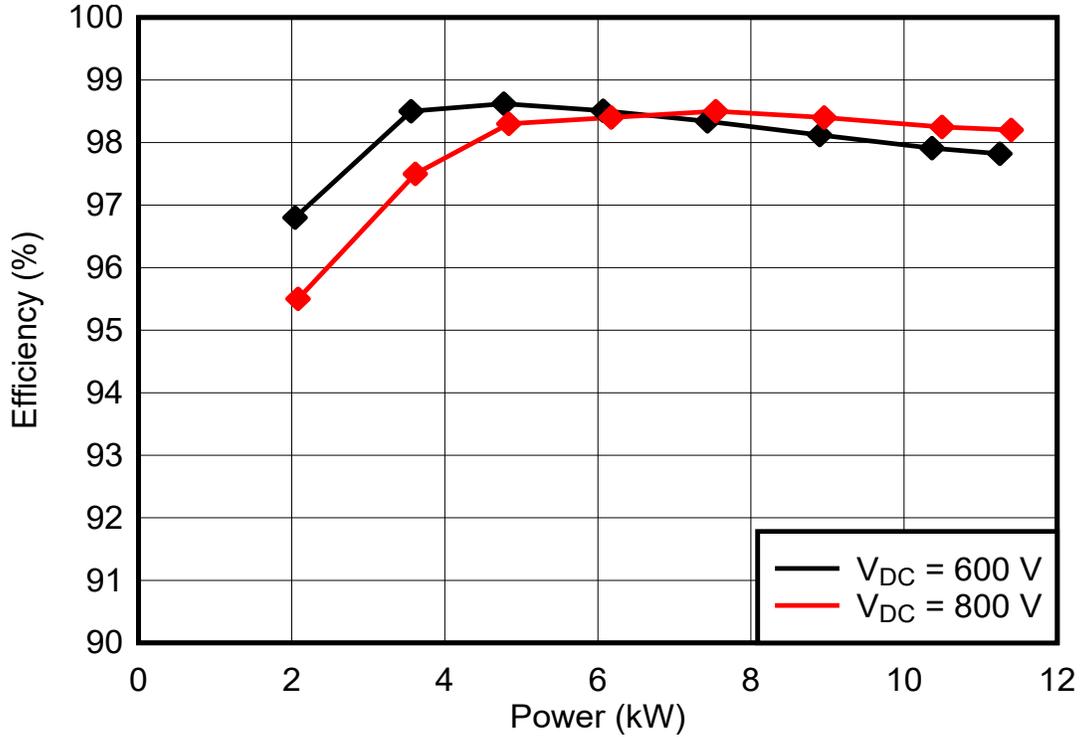


图 3-7. PFC 效率与输入功率间的关系

表 3-3 列出了最终设计尺寸，总体积为 4.3L。因此，在额定功率为 11kW 时，功率密度为 2.57 kW/L。

表 3-3. TIDA-010210 尺寸

轴	尺寸
X	300 mm
Y	220 mm
Z	65 mm
体积	4.29 升

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

若要下载原理图，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

若要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的设计文件。

4.1.3 Altium 工程

若要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的设计文件。

4.1.4 Gerber 文件

若要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的设计文件。

4.1.5 装配图

若要下载装配图，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的设计文件。

4.2 工具与软件

工具

简短说明 TMDSCNCD280049C 是一种基于 HSEC180 controlCARD 的评估和开发工具，适用于 C2000™ F28004x 系列的微控制器产品。controlCARD 非常适合用于初始评估和系统原型设计。它们也是完整的板级模块，利用两种标准外形尺寸（100 引脚 DIMM 或 180 引脚 HSEC）中的一种来提供轻巧的单板控制器解决方案。首次评估时，通常购买与 TMDSHSECDOCK 基板捆绑或捆绑在应用套件中的 controlCARD。

软件

简短说明 若要下载软件，请参阅 [TIDA-010210](#) 中的软件文件。

4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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](#)》。

4.4 商标

TI E2E™ and C2000™ are trademarks of Texas Instruments.

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

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 关于作者

RICCARDO RUFFO 2019 年在意大利都灵理工大学获得电气、电子和通信工程博士学位。他目前在德州仪器 (TI) 德国分公司担任系统工程师，负责电网基础设施和可再生能源领域的工作。他的主要工作包括电动汽车充电、感应式无线电力传输、光伏、可再生能源和储能应用。

SALIL CHELLAPPAN 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，致力于利用 TI 的产品系列解决与可再生能源市场相关的系统工程问题。自 1990 年从喀拉拉大学 (Kerala University) 毕业后，Salil 在 **Bharat Electronics** 开始了他的职业生涯。随后，他在 **Lucent Technologies**、**Power Integrations** 和 **GE** 等公司工作，之后加入德州仪器 (TI)；在过去的 13 年中，他担任过首席工程师、系统管理员和系统工程师等各种职务。

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (March 2021) to Revision A (March 2022)	Page
• TIDA-010210 经过升级可在 11 kW 的功率下运行。本设计指南修订版 A 中的更改支持该升级。.....	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