

Design Guide: TIDA-010957

基于 GaN 的 15kW 双向三相加中性飞跨电容器参考设计



说明

此参考设计提供了用于实现基于氮化镓 (GaN) 的三级三相加中性飞跨电容器功率级的设计模板。使用快速开关型功率器件可实现 125kHz 的等效开关频率, 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 900V 的更高直流总线电压下使用额定电压为 650V 的功率器件。晶体管上较低的开关电压应力可降低开关损耗, 从而在全功率条件下实现 98.9% 的效率。

资源

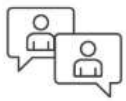
TIDA-010957	设计文件夹
LMG3522R030、UCC33421-Q1	产品文件夹
TMCS1126、AMC0311D	产品文件夹
AMC0381D、AMC0330R	产品文件夹
ISOTMP35、TMS320F28P550SJ	产品文件夹

特性

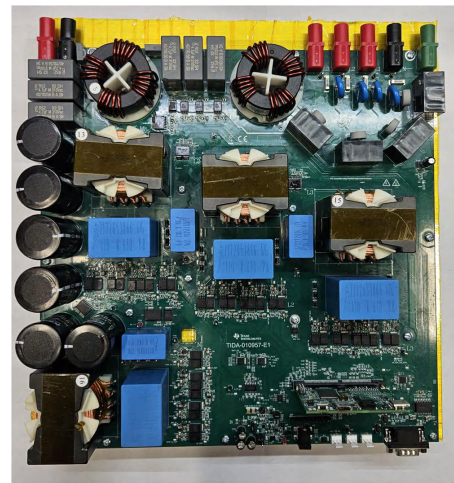
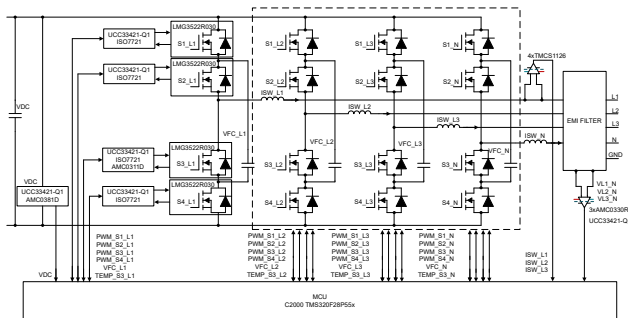
- 三相加中性双向直流/交流转换器的功率级
- 900V 系统中额定电压为 650V 的开关 (由三个电平导致)
- 125kHz 的高开关频率和高效率设计 (98.9%)
- 每相位 21A_{RMS}
- 允许控制三个电流相位不平衡的控制方案

应用

- 串式逆变器
- 中央逆变器
- 车载充电器
- 直流快速充电站
- 电源转换系统 (PCS)
- 不间断电源



请咨询我司 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取得了进步，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

通过将太阳能电池阵列中的电压增加到 **1000V** 或 **1500V** 直流电压，可以降低电流，同时保持相同的功率级别。电流减少后，导通损耗得以降低，因而提高了效率。然而，高直流总线电压会限制电源元件的选择，因为需要电压耐受能力更高的器件。

为了补偿由高压太阳能电池阵列产生的电压应力，需要考虑备选光伏逆变器拓扑⁽¹⁾。在传统的半桥电池中，每个开关器件都需要承受最高直流总线电压。通过添加额外的电源元件，在采用多电平转换器时，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飞跨电容器转换器，该转换器将所有电源元件上的电压应力限制为直流母线电压的一半，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切换到更高的开关频率，可以实现额外的功率密度。正如本设计所示，较高的开关频率可降低输出滤波器级的整体尺寸。

尽管多电平飞跨电容器拓扑支持使用低电压开关器件，但拓扑也存在一定的局限性；需要在直流链路电压的一半下实时控制飞跨电容器⁽²⁾。该设计展示了如何在同时控制以下各项的同时处理功率级的所有 **16** 个功率器件：

- 三电流
- 直流链路电压
- 四个飞跨电容器的电压

直流/交流功率级的另一个越来越普遍的要求是需要交流和直流之间实现双向功率流，并需要无功功率补偿器。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系统（如电池）中。电子储能系统中的功率转换级也有相同的要求。本设计中演示的飞跨电容器功率级本质上能够双向运行 - 仅需软件，该功率级就可以作为逆变器或功率因数校正 (PFC) 运行。此外，经证明，该设计可通过从每个相位注入或消耗无功功率来运行。

1.1 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格	详细信息
直流/交流功率额定值	15kVA	400V 交流
AC 电压	三相 400V 交流	最大电压 480V 交流
AC 电流	21A	过载 25A
直流电压	800V DC	650V 直流到 900V 直流
开关频率	62.5kHz	等效 125kHz
峰值效率	98.9%	480V 交流
频率	50Hz 至 60Hz	
散热器温度	全上电至 70°C	
参考设计尺寸	300mm × 300mm × 90mm	2.22kW/升



小心

请勿在无人照看的情况下使该设计通电。



警告

高电压！ 电路板中存在可接触到的高电压。可能发生电击。如电路板的电压和电流处理不当，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。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。

TI 认为在对电路板通电或进行仿真之前，用户有责任确认其已明确并理解电压和隔离要求。通电后，请勿触摸该设计或与该设计相连的元件。



警告

表面高温！ 接触会导致烫伤。请勿触摸！

电路板上电后，某些元件可能会达到 55°C 以上的高温。在运行过程中或运行刚结束时，不得触摸电路板，因为可能存在高温。



警告

TI 建议，该参考设计 **仅可在实验室环境中运行，不应视为成品** 供一般消费者使用。该设计旨在环境室温下运行，未在其他环境温度下进行运行测试。

TI 建议，该参考设计仅可由熟悉处理高压电子和机械部件、系统及子系统所存在相关风险的 **合格工程师和技术人员** 使用。

电路板中存在可接触到的高电压。 如电路板的电压和电流处理不当或施加不正确，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。

2 系统概述

2.1 方框图

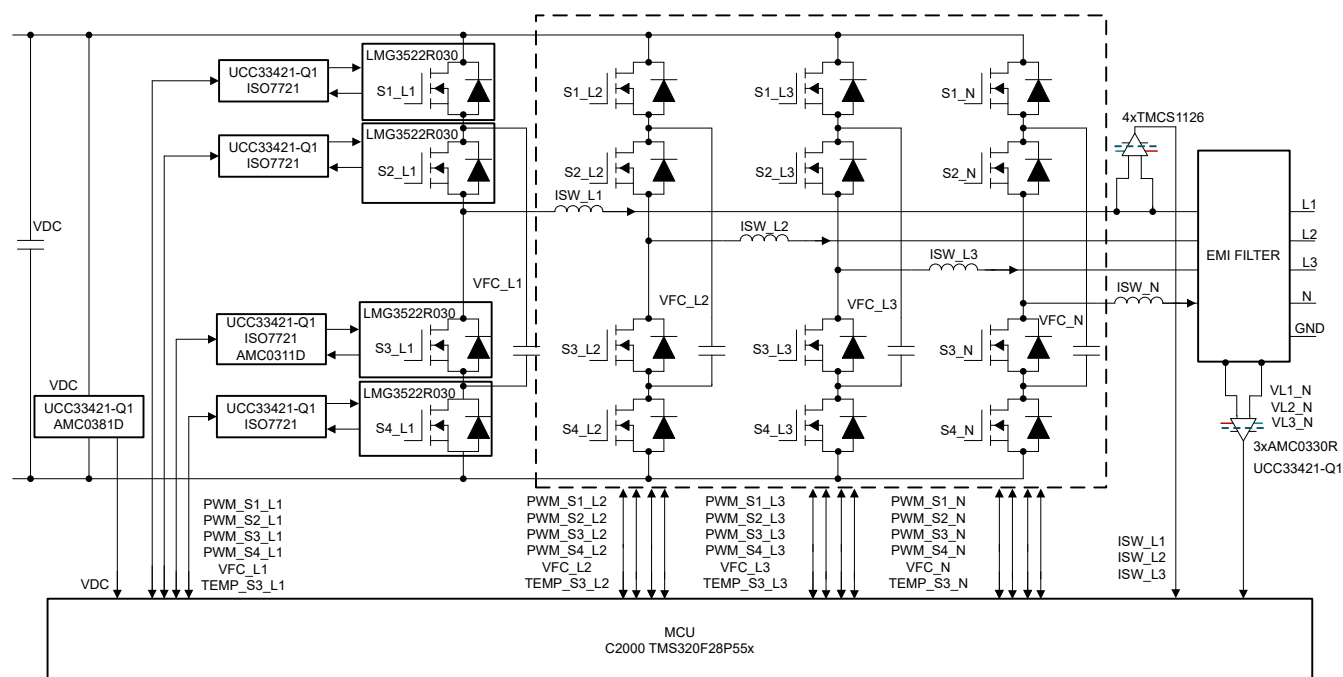


图 2-1. TIDA-010957 方框图

此参考设计由以下电路板组成：

- 主电源板，包括所有电源元件
- 一块支持 DSP 的 TMDSCNCD28P55X 控制卡

该电路板不包括任何能够将电源从高压转换为 12V 的辅助电源。运行电路板需要一个外部偏置电源。

2.2 设计注意事项

图 2-2 展示了三电平三相转换器参考设计拓扑的基本架构。

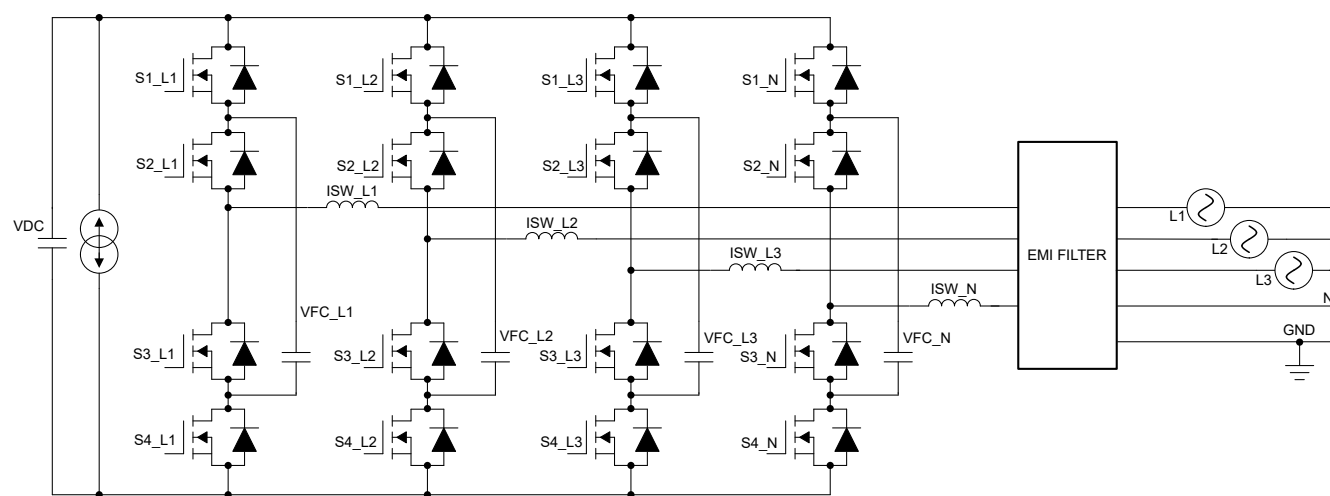


图 2-2. 飞跨电容器转换器三相加中性架构

图 2-2 显示了为电网的每个端子都实现了四个飞跨电容器开关单元。图 2-3 所示为可以分离出一个桥臂，从而简化了拓扑分析。

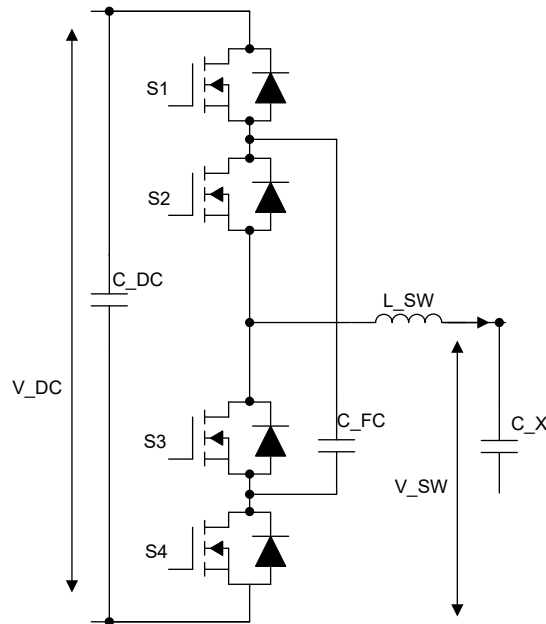


图 2-3. 飞跨电容器单相桥臂

主要构建块包含四个基本元件：

- S1、S2、S3 和 S4 是四个功率 FET
- C_FC 是一种称为飞跨电容器的电容器
- L_SW 是开关节点电感
- C_DC 是直流链路电压电容器

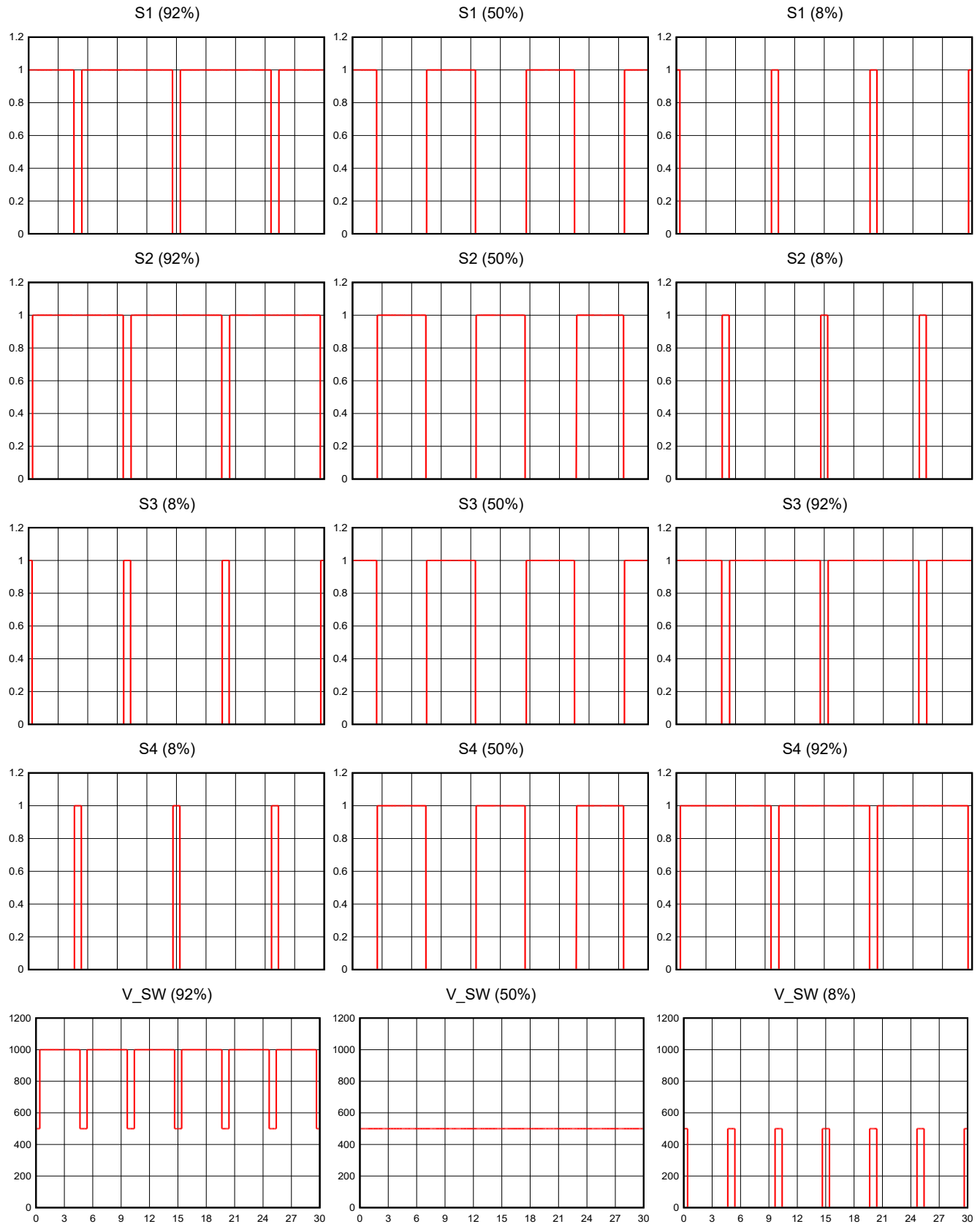
后续章节会介绍这些元件。

2.2.1 三电平飞跨电容器开关单元的开关模式

如图 2-3 所示，每个相位都实现了四个开关 (S1、S2、S3 和 S4)。在此拓扑中，每个 FET 的额定电压是直流链路电压的一半。虽然可以有各种开关方案来控制该功率级，但选择相对简单的方案以降低复杂性。在此拓扑中，所有晶体管都以标称频率 f_{PWM} 进行开关。需要为每个 FET 定义死区时间、载波和占空比：

- 开关对 S1 和 S4 以及 S2 和 S3 相互补充。需要两对死区时间。如果 S1 和 S4 彼此不互补，则存在短路 C_DC 的风险，从而在 S2 和 S3 上造成重要的过电流加过电压。如果 S2 和 S3 不互补切换，则存在 C_FC 短路的风险，从而在 S1 和 S4 上造成重要的过电流加过电压。
- S1 和 S4 以及 S2 和 S3 信号彼此之间存在 180 度相移。这是通过将载波相移 180 度来实现的。由于这种相移，电感器具有两倍的开关频率，从而使电感器更小。
- 在进行初步近似时，应用于两个 PWM 对的占空比将是相同的。可以通过 V_{SW} 和 V_{DC} 之间的比率来计算占空比。

表 2-1. 具有 1kV 直流总线电压时的栅极驱动 PWM 信号和开关节点电压



如表 2-1 所示，研究了开关单位的三个不同工作点：

- 左列：当占空比大于 50% 时，S1 和 S2 处于导通状态的时间比 S3 和 S4 更长。当具有 1000V 直流链路时，输出开关电压在 500V 和 1000V 级别之间切换。
- 右列：当占空比低于 50% 时，S3 和 S4 比 S1 和 S2 处于导通状态的时间更长。当具有 1000V 直流链路时，输出开关电压在 0V 和 500V 电平之间切换。
- 中间列：当请求的占空比等于 50% 时，所有四个开关处于导通状态的时间都将为开关时间的 50%。在初步估计时，输出开关节点电压将固定为 500V。

2.2.2 电源开关器件选择和冷却方法

如前文所述，主开关器件只需支持完整直流总线电压中的一半。若要支持此设计的 900V 直流链路电压，请使用额定电压至少为 600V 的器件。开关 S1、S2、S3 和 S4 需要以高频开关；因此，这些器件必须具有良好的开关性能。要选择合适的功率 FET，需要推导出导通损耗和开关损耗。

导通损耗主要取决于 FET 的 $R_{DS(on)}$ 参数。在任何时候，始终有两个器件同时传导主电流。在进行初步近似计算时，单个 FET 的总导通损耗可按如下公式计算：

$$P_{COND} = \frac{R_{DS(on)} \times I_{SW}^2}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

其中

- I_{SW}^2 表示开关节点的 RMS 电流

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，所有工作模式下的开关损耗始终相同，其中使用工作模式时，文本表示 PFC、逆变器、电容补偿器和电感补偿器。文本表明必须注意，在单个半周期内只有两个 FET 存在开关损耗。

2.2.3 升压电感器选择

升压电感器或开关节点电感器用于滤除开关单元产生的电压脉冲。在选择合适的电感器时，需要考虑三个重要参数：

- 峰值间纹波电流，可驱动电感器损耗
- 应用峰值电流，用于驱动磁芯的饱和电流
- 应用的 RMS 电流

在三电平飞跨电容器转换器中，流经升压电感器 (L_{SW}) 的峰值间纹波电流的计算公式如下：

$$D_{eff} = 2 \times D - \text{floor}(2 \times D) \quad (2)$$

$$\Delta I_{boost} = \frac{V_{DC} \times (D_{eff}(1 - D_{eff}))}{4 \times L_{SW} \times f_{SW}} \quad (3)$$

其中

- V_{DC} 为直流链路电压
- D 是开关节点电压与直流链路电压之比
- L_{SW} 是开关节点电感
- f_{SW} 是开关频率

该公式表明，峰值间电流显示了占空比等于 25% 和 75% 时的最大值。在作为本参考设计的正弦应用中，考虑到最坏情况，建议使用 25% 和 75% 占空比。正常情况下，建议使用小于平均最大交流电流 40% 的电感器峰值间电流。较大值的电感器产生的较小纹波可降低电感器的磁滞损失和 EMI。

电感器的饱和电流必须大于计算出的峰值电感器电流。在此应用中，流入电感器的峰值电流的计算方法如下：

$$I_{\text{peak}} = \frac{\sqrt{2} \times S_N}{\sqrt{3} \times V_{LL}} + \frac{\Delta I_{\text{boost}}}{2} \quad (4)$$

其中第一部分表示应用的峰值平均电流，每一项表示为：

- S_N 是转换器的视在额定功率
- V_{LL} 是线间 RMS 电压

2.2.4 飞跨电容器选型

C_{FC} 是在飞跨电容器拓扑中实现的飞跨电容器。选择合适的电容器时，需要计算纹波电压和 RMS 电流。稳定状态峰值间纹波电压的计算公式如下：

$$\Delta V_{FC} = \frac{(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times I_{\text{boost}}}{C_{FC} \times f_{\text{sw}}} \quad (5)$$

其中

- D 是输入和输出之间的电压比
- F_{SW} 是两个桥臂进行开关时的开关频率
- I_{boost} 是开关节点电流
- C_{FC} 是飞跨电容器电容值

公式表明，当开关频率较高时，电容可以相应地减小，从而使电容器更小。查看占空比相关性时，最坏的情况发生在占空比等于 50% 时。选择正确的电容值时，需要相应地选择最坏情况下的占空比和电感器电流。

使用 [方程式 6](#) 计算飞跨电容器电流。

$$I_{FC, \text{RMS}} = \sqrt{2(0.5 - \text{ABS}(D - 0.5)) \times \left(I_{\text{boost}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{boost}}^2}{12} \right)} \quad (6)$$

其中

- ΔI_{boost} 是纹波峰值间电流

公式表明，最坏情况发生在占空比等于零时。

2.2.5 Cx 电容选择

C_x 是连接在线间或相线到中性线之间的电容器。这些电容器的目的是衰减从直流/交流注入电网的差模噪声。这些电容器的值是在为电网提供的无功功率与差模衰减之间进行权衡的结果。默认情况下，注入电网的无功功率等于 [方程式 7](#)。

$$Q = V_{LL}^2 \times C_x \times \omega \quad (7)$$

其中

- C_x 表示相线和中性线之间连接的等效电容
- Ω 是电网电脉动

放置非常高的电容可以显著降低注入噪声，但会导致注入无功功率过大。

2.2.6 直流链路输出电容选择

在三相应用中，当电流不平衡时会出现电源纹波，并会导致直流链路上出现电压纹波。使用 [方程式 8](#) 计算峰值间电压纹波。

$$\Delta V = \frac{S_N}{3 \times 2 \times \pi \times f_e \times V_{DC} \times C_{DC}} \quad (8)$$

其中

- C_{DC} 是总直流链路电容
- f_e 是电网电频率

方程式 8 展示了 S_N 分为三，因为该值对应于最大功率纹波。根据纹波电压规格，可以推导出适当的电解电容值。

2.3 重点产品

2.3.1 LMG3522R030 - 具有集成驱动器的 650V、30m Ω GaN FET

LMG3522R030 GaN FET 具有集成式驱动器和保护功能，适用于开关模式电源转换器，可让设计人员实现更高水平的功率密度和效率。LMG3522R030 集成了一个硅驱动器，可实现高达 150V/ns 的开关速度。与分立式硅栅极驱动器相比，TI 的集成式精密栅极偏置可实现更高的开关 SOA。这种集成特性与 TI 的低电感封装技术相结合，可在硬开关电源拓扑中提供干净的开关和超小的振铃。可调栅极驱动强度允许将压摆率控制在 15V/ns 至 150V/ns 之间，这可用于主动控制 EMI 并优化开关性能。高级电源管理功能包括数字温度报告和故障检测。GaN FET 的温度通过可变占空比 PWM 输出进行报告，这可简化器件加载管理。报告的故障包括过热、过流和 UVLO 监控。

2.3.2 TMDSCNCD28P55X - controlCARD 评估模块

TMDSCNCD28P55X 是一款适用于 TI C2000™ MCU 系列 F28P55x 器件的低成本评估和开发板。该器件附带 HSEC180 (180 引脚高速边缘连接器)，是一款非常适合初始评估和原型设计的 controlCARD。进行 TMDSCNCD28P55X 评估时，需要一个 180 引脚扩展坞 TMDSHSECDOCK，后者可单独购买或捆绑在套件中。

2.3.2.1 硬件特性

TMDSCNCD28P55X 的硬件特性如下：

- 隔离式板载 XDS110 USB 转 JTAG 调试探针支持实时系统内编程和调试
- 标准 180 引脚 controlCARD HSEC 接口
- 卡接口提供模拟 I/O、数字 I/O 和 JTAG 信号
- 硬件文件位于 C2000Ware 中的 `boards\controlCARDs\TMDSCNCD28P55X`

2.3.2.2 软件功能

TMDSCNCD28P55X 的软件功能包括：

- TI Code Composer Studio IDE - 适用于 TI 微控制器和嵌入式处理器的集成开发环境
- 软件开发套件 (SDK)
- C2000Ware - 简单的器件驱动程序和示例
- MotorControl SDK - 适用于各种三相电机控制应用的电机控制系统开发套件
- DigitalPower SDK - 适用于各种交流/直流、直流/直流和直流/交流电源应用的数字电源系统开发套件

2.3.3 TMCS1126 - 具有增强型隔离的精密 500kHz 霍尔效应电流传感器

TMCS1126 是一款电隔离霍尔效应电流传感器，具有业界出色的隔离功能和精度。该器件还提供与输入电流成正比的输出电压，且在所有灵敏度选项下均具有出色的线性度和低漂移。具有内置漂移补偿功能的精密信号调节电路能够在没有系统级校准的情况下，在温度和寿命范围内实现小于 1.4% 的最大灵敏度误差，或在一次性室温校准的情况下，实现小于 0.9% 的最大灵敏度误差（包括寿命和温度漂移）。交流或直流输入电流流经内部导体，所产生的磁场可由集成式片上霍尔效应传感器进行测量。无磁芯结构消除了对磁集中器的需求。差分霍尔传感器可抑制外部杂散磁场产生的干扰。低导体电阻将可测量电流范围提高至 $\pm 120\text{A}$ ，同时更大程度地降低功率损耗并降低散热要求。绝缘能够承受 5kV_{RMS} ，加上最小 8mm 的爬电距离和间隙，可提供高电平可靠寿命增强型工作电压。集成式屏蔽可提供出色的共模抑制和瞬态抗扰度。固定的灵敏度允许器件使用单个 3V 至 5.5V 的电源运行，因此消除了比例式误差并提高了电源噪声抑制能力。TI 以更低的成本提供 B 级选项。

2.3.4 UCC33421-Q1 超小型、1.5W、5.0V、 5kV_{RMS} 隔离直流/直流模块

UCC33421-Q1 是一款采用集成变压器技术且符合汽车标准的直流/直流电源模块，可提供 1.5W 的隔离式输出功率。该模块可支持 4.5V 至 5.5V 的输入电压工作范围，并可通过 5.5V 的可选余量调节 5.0V 输出电压。UCC33421-Q1 具有专有变压器架构，可实现 5kV_{RMS} 隔离额定值，同时支持低 EMI 和出色的负载调节。UCC33421-Q1 具有保护特性，能提高系统稳健性，例如具有故障报告机制的使能引脚、短路保护和热关断功能。UCC33421-Q1 采用小型化、薄型 SSOP (5.85mm × 7.50mm) 封装，高度为 2.65mm，间隙和爬电距离 > 8.2mm。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

本设计中的被测器件 (DUT) 的设置和运行涉及以下几个部分：

- 一个 TIDA-010957 电路板、散热器 (125631 Wakefield Thermal) 和热界面材料 (T-Work8000)
- TMDSCNCD28P55X 控制卡
- USB Type-C® 电缆 USB 隔离器
- 具有 12V 输出和 3A 额定值的电源适配器
- 笔记本电脑
- 示波器、电流和电压探头
- 热像仪
- 18kVA 双向交流电网仿真器 (480VAC)
- 18kW 双向直流仿真器 (1000VDC)

3.2 测试设置

3.2.1 测试通过直流链路连接到电网的 TIDA-010957

在该测试条件下，系统在闭环控制模式下运行。控制卡 TMDSCNCD28P55 执行控制。MCU 实现了与交流电源仿真器的电网电压同步的电流控制环路。PLL 能够与电网同步。同时，电压控制环路为三个电流环路生成峰值电流基准。峰值电流控制直流和交流之间的有功功率流。

在直流链路上，双向直流电源直接控制漏极或拉取的电流，从而使用户能够控制转换器功率。在这种工作条件下，测量出效率与功率的关系。

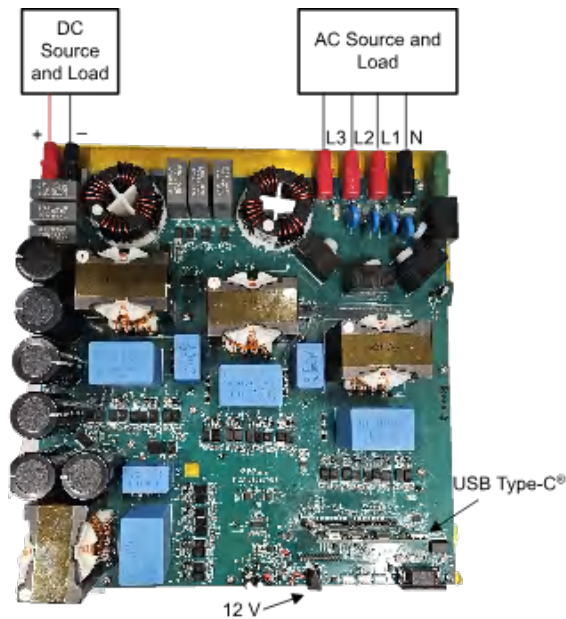


图 3-1. 用于测试连接到电网的参考设计的连接

3.3 测试结果

3.3.1 测试通过直流链路连接到电网的 TIDA-010957: 均衡电流

要运行该测试，请按图 3-1 所示连接电路板。

3.3.1.1 标称视在功率

在这些测试中，当直流链路电压达到 700VDC 且电网电压达到 400VAC 时，会出现标称视在功率。转换器通过控制三个电流来连接电网。实现了完整的四象限操作，包括：逆变器、功率因数校正器 (PFC)、电感补偿器和电容补偿器。实验结果显示在图 3-2 至图 3-8 中。实验期间，未在电流中出现明显的过零失真。标称功率下的总计谐波失真保持在 3% 以下。此外，请注意，没有明显的电流纹波进入电网

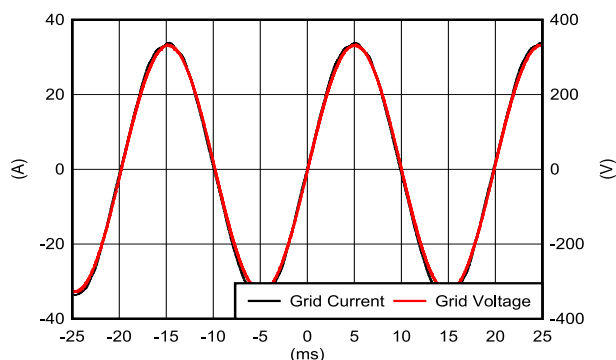


图 3-2. 实验性 PFC 运行：线电流和线电压 (图 A)

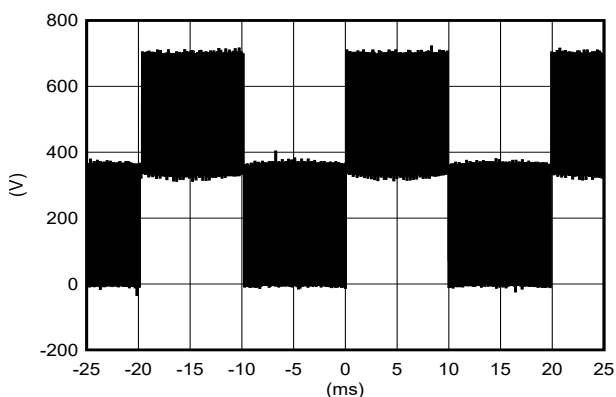


图 3-3. 实验性 PFC 运行：开关节点电压 (图 B)

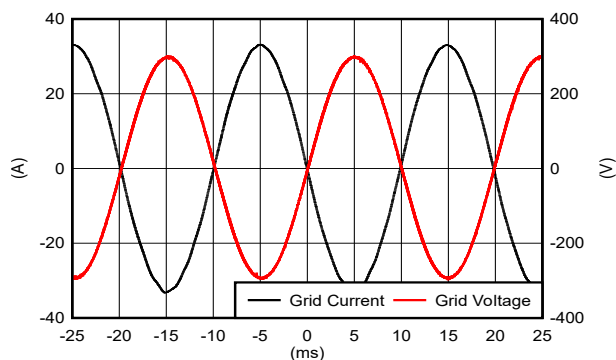


图 3-4. 实验性逆变器运行：线电流和线电压 (图 A)

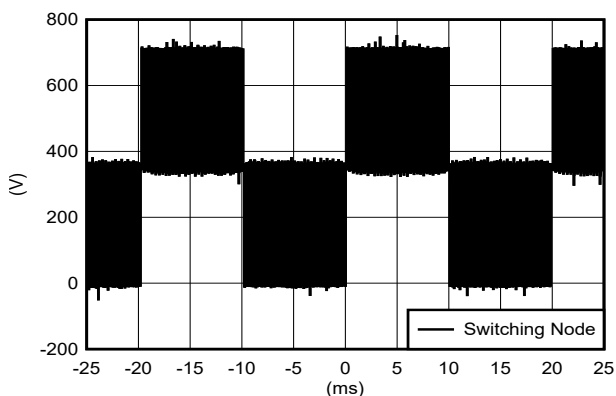


图 3-5. 实验性逆变器运行：开关节点电压 (图 B)

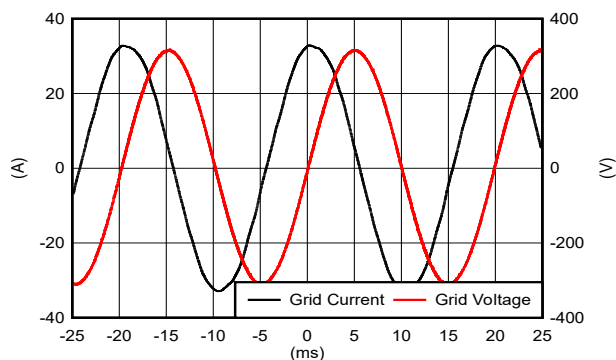


图 3-6. 实验逆变器与电容补偿：线电流和线电压 (图 A)

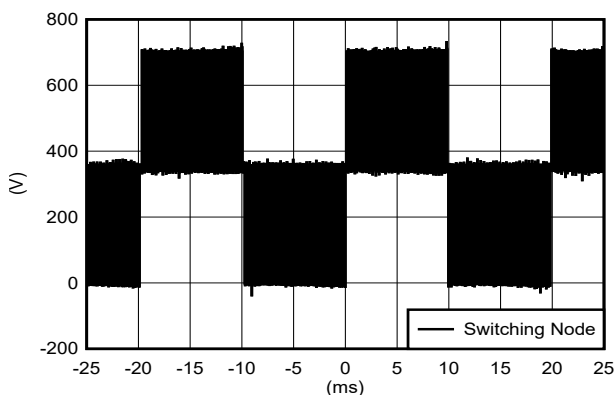


图 3-7. 实验逆变器与电容补偿：开关节点电压 (图 B)

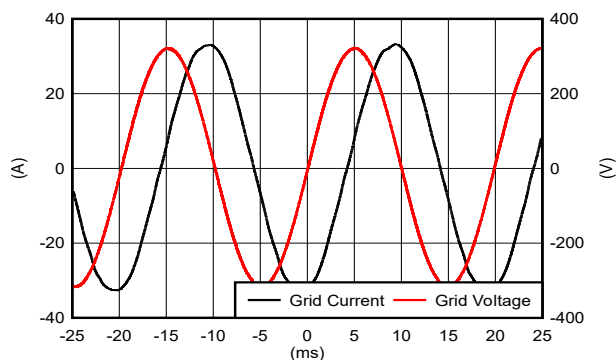


图 3-8. 实验性逆变器和电感式补偿：线电流和线电压 (图 A)

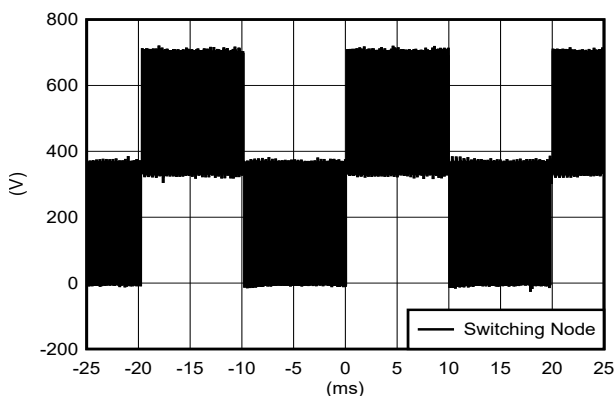


图 3-9. 实验性逆变器和电感式补偿：开关节点电压 (图 B)

3.3.1.2 效率与功率与直流链路电压间的关系

不同电源和直流链路电压的效率出现在三种不同的直流电压下：700V、800V 和 900V。执行所有测量时，无功功率保持为零。在这些实验期间，MCU 实时采样 GaN FET 结温并记录最高温度。

3.3.1.2.1 在 400VAC 且 700VDC 时测试转换器

表 3-1 和表 3-2 收集了作为逆变器和 PFC 运行时 400VAC 和 700VDC 直流/交流转换器的效率。从功率分析仪获得的结果基于 1kW 至 14.7kW 的功率。在大多数工作点，功率效率高于 98%，最高达到了 98.81%。

表 3-1. 700VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作逆变器

输出功率逆变器操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
1kW	95.89%	17.8%	7°C
2.42kW	97.99%	7.84%	7°C
3.98kW	98.54%	5.26%	11°C
5.54kW	98.75%	4.1%	14°C
7.03kW	98.80%	3.4%	18°C
8.61kW	98.81%	3%	20°C
10.2kW	98.76%	2.6%	24°C
11.67kW	98.68%	2.2%	32°C
13.28kW	98.59%	2.1%	38°C
14.72kW	98.52%	2%	46°C

表 3-2. 700VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作 PFC

输出功率 PFC 操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
2kW	97.84%	9%	6°C
3.75kW	98.47%	5.6%	9.27°C
5.3kW	98.71%	4.2%	12.09°C
6.84kW	98.78%	3.5%	15°C
8.37kW	98.78%	3%	21°C
9.87kW	98.73%	2.6%	24°C
11.46kW	98.66%	2.32%	28.26°C
13.06kW	98.57%	2.1%	35.1°C
14.53kW	98.43%	2%	44°C

我们收集并绘制了表 3-1 和表 3-2 中汇总的所有数据，如图 3-10 至图 3-12 所示。如图 3-10 所示，当将直流/交流作为 PFC 运行时，在逆变器操作方面，可以观察到效率下降 0.09%（可忽略不计），这可能是由功率 FET 的第三象限损耗引起。在图 3-11 中，观察到当功率高于标称功率的一半时，直流/交流转换器显示的总谐波失真低于 3%。图 3-12 展示了电路板中最坏情况下的结温升。满负载时，散热器的温度在 60°C 周围，结温在 105°C 处。这表明，即使系统温度很高，效率数字也非常出色 (98.52%)。

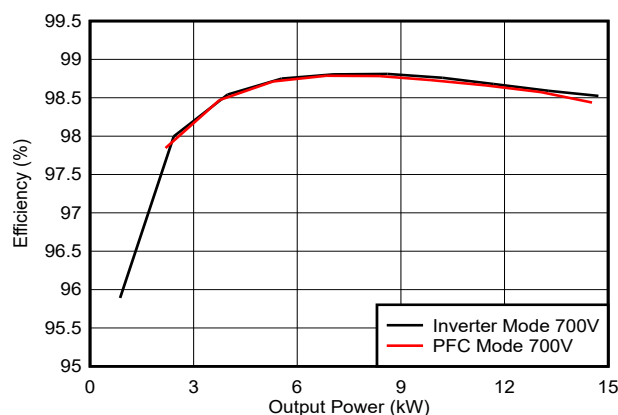


图 3-10. 700VDC 和 400VAC 时的直流/交流效率

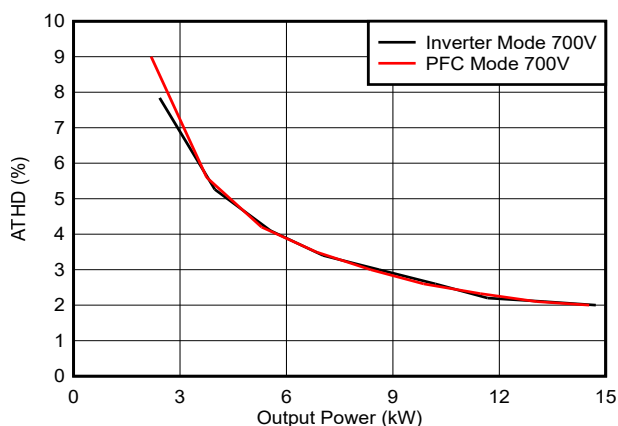


图 3-11. 700VDC 和 400VAC 时直流/交流转换器的总计谐波失真

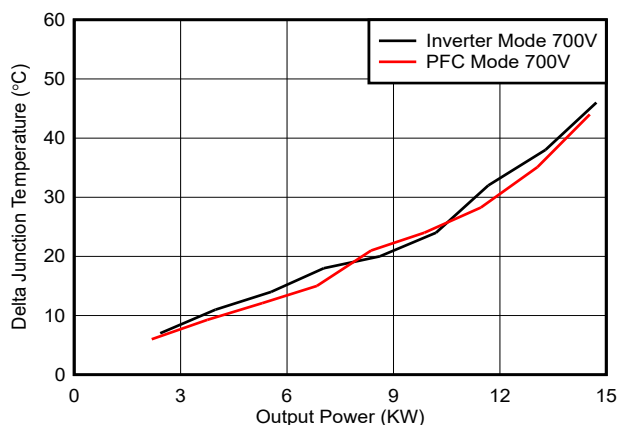


图 3-12. GaN S3 在 700VDC 和 400VAC 时的结温上升

3.3.1.2.2 在 400VAC 且 800VDC 时测试转换器

表 3-3 和表 3-4 收集了作为逆变器和 PFC 运行时 400VAC 和 800VDC 直流/交流转换器的效率。从功率分析仪获得的结果基于 1kW 至 14.7kW 的功率。在大多数工作点，功率效率高于 98%，最高达到了 98.63%。

表 3-3. 800VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作逆变器

输出功率逆变器操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
1kW	93.98%	17.76%	6°C
2.3kW	97.35%	7.42%	5.84°C
3.83kW	98.1%	5.2%	10°C
5.40kW	98.45%	4%	13°C
6.89kW	98.58%	3.4%	19°C
8.46kW	98.63%	3%	22°C
10.05kW	98.62%	2.6%	25°C
11.66kW	98.57%	2.4%	35.3°C
13.2kW	98.48%	2.1%	41°C
14.74kW	98.37%	2%	49°C

表 3-4. 800VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作 PFC

输出功率 PFC 操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
2kW	97.38%	7.3%	9.35°C
3.96kW	98.11%	5%	12°C
5.54kW	98.45%	3.7%	15°C
7.1kW	98.57%	3.2%	20°C
8.63kW	98.59%	2.7%	23°C
10.14kW	98.54%	2.3%	25°C
11.63kW	98.47%	2.2%	36°C
13.26kW	98.37%	2%	45°C
14.71kW	98.23%	1.7%	52°C

我们收集并绘制了表 3-3 和表 3-4 中汇总的所有数据，如图 3-13 至图 3-15 所示。通过比较转换器在 700VDC 下的工作情况（参阅节 3.3.1.2.1），可以注意到，在较高的直流链路电压下运行时效率略有下降。这是由 C_{oss} 损耗引起。在图 3-14 中，观察到当功率高于标称功率的一半时，直流/交流转换器显示的总谐波失真低于 3%。图 3-15 展示了电路板中最坏情况下的结温升。满负载时，散热器的温度在 60°C 周围，结温在 110°C 处。这表明，即使系统温度很高，效率数字也非常出色 (98.37%)。

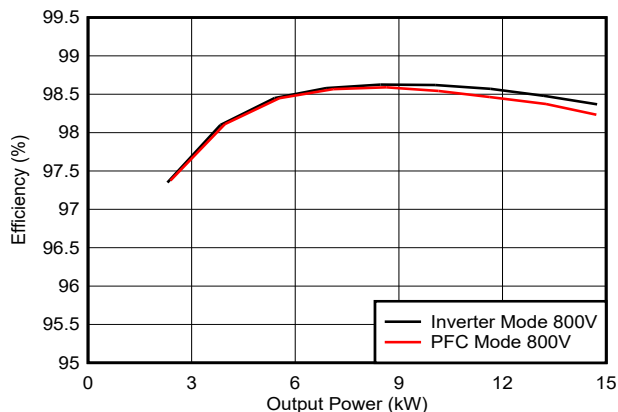


图 3-13. 800VDC 和 400VAC 时的直流/交流效率

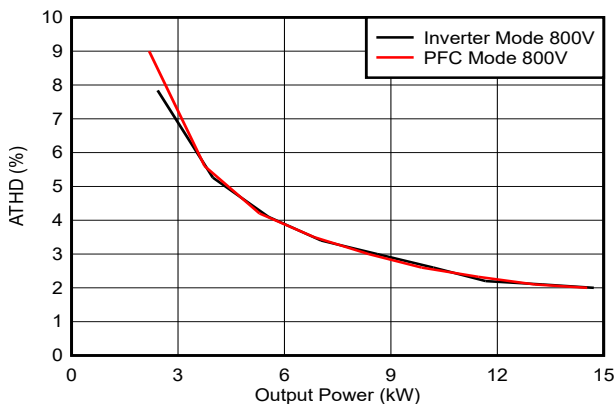


图 3-14. 800VDC 和 400VAC 时直流/交流转换器的总计谐波失真

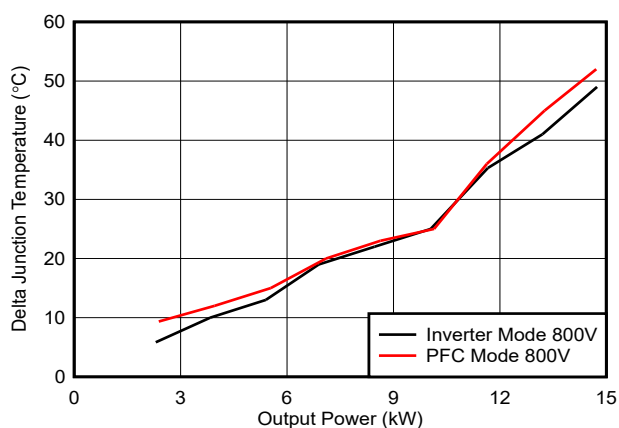


图 3-15. GaN S3 在 800VDC 和 400VAC 时的结温上升

3.3.1.2.3 在 400VAC 且 900VDC 时测试转换器

表 3-5 和表 3-6 收集了作为逆变器和 PFC 运行时 400VAC 和 900VDC 直流/交流转换器的效率。从功率分析仪获得的结果基于 1kW 至 14.85kW 的功率。在大多数工作点，功率效率高于 98%，最高达到了 98.42%。

表 3-5. 900VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作逆变器

输出功率逆变器操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
1kW	90.98%	20%	5°C
2.17kW	96.7%	7%	9°C
3.75kW	97.63%	5%	11°C
5.33kW	98.12%	4%	16°C
6.84kW	98.33%	3.2%	18°C
8.42kW	98.41%	2.9%	23°C
9.96kW	98.42%	2.5%	28°C
11.58kW	98.38%	2.3%	33°C
13.21kW	98.31%	2.1%	39°C
14.85kW	98.21%	2%	47°C

表 3-6. 900VDC 和 400VAC 时的直流/交流转换器用作 PFC

输出功率 PFC 操作	效率	总计谐波失真	S3 结温上升
2kW	96.89%	6.4%	9°C
4.03kW	97.7%	4.7%	11°C
5.59kW	98.14%	3.6%	16°C
7.13kW	98.32%	3%	18°C
8.91kW	98.41%	2.7%	23°C
10.29kW	98.39%	2.5%	28°C
11.78kW	98.33%	2.2%	33°C
13.25kW	98.23%	2%	39°C
14.70kW	98.11%	1.7%	47°C

我们收集并绘制了表 3-5 和表 3-6 中汇总的所有数据，如图 3-16 至图 3-18 所示。通过比较转换器在 700VDC 下的工作情况，可以注意到，在较高的直流链路电压下运行时效率略有下降。这是由 C_{oss} 损耗引起。在图 3-17 中，观察到当功率高于标称功率的一半时，直流/交流转换器显示的总谐波失真低于 3%。图 3-18 展示了电路板中最坏情况下的结温上升。满载时，散热器的温度在 60°C 周围，结温在 110°C 处。这表明，即使系统温度很高，效率数字也很出色 (98.21%)。

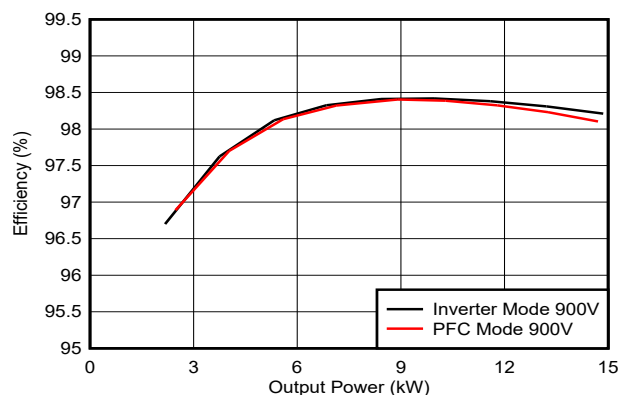


图 3-16. 900VDC 和 400VAC 时的直流/交流效率

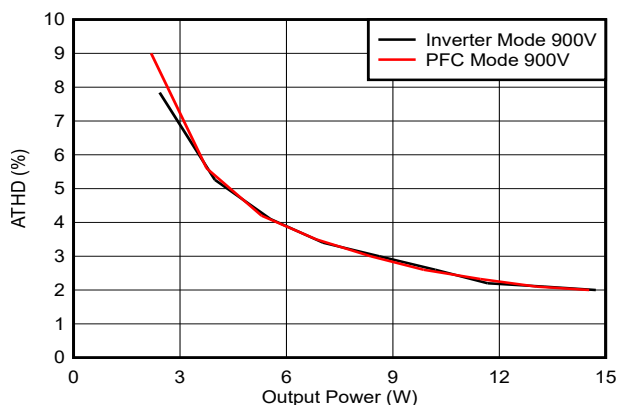


图 3-17. 900VDC 和 400VAC 时直流/交流转换器的总计谐波失真

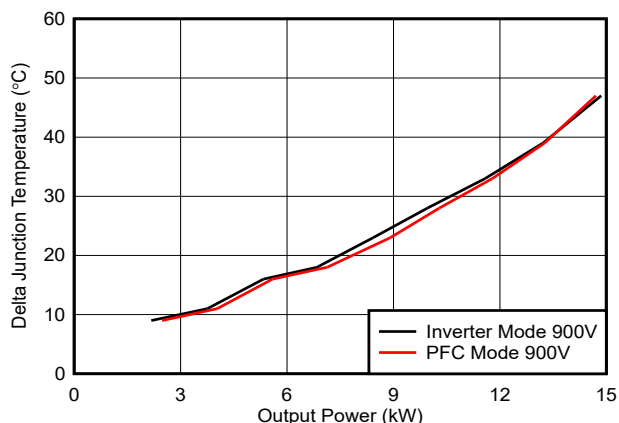


图 3-18. GaN S3 在 900VDC 和 400VAC 时的结温上升

3.3.1.2.4 在 480VAC 且 800VDC 时测试转换器

表 3-7 在作为 PFC 运行时收集 480VAC 和 800VDC 的直流/交流效率。从功率分析仪获得的结果基于 3kW 至 18kW 的功率。在大多数工作点，功率效率高于 98%，最高达到了 98.89%。在此测试条件下，由于电网输入电压升高，因此实现了高于 15kW 的功率。

表 3-7. 800VDC 和 480VAC 时的直流/交流转换器用作 PFC

输出功率 PFC 操作	效率	总计谐波失真
3kW	97.97%	7.3%
4.69kW	98.56%	6.8%
6.55kW	98.78%	5.3%
8.42kW	98.87%	4.4%
10.3kW	98.89%	3.8%
12.21kW	98.87%	3.37%
14.13kW	98.82%	3%
16.06kW	98.75%	2.74%
18.00kW	98.66%	2.5%

我们收集并绘制了表 3-7 中汇总的所有数据，如图 3-19 和图 3-20 所示。通过比较转换器在 400VAC 下的工作情况，可以注意到，效率得到了显著提高。这是因为在输入电流奇偶校验时，功率会增加，但相同电流输入的损耗是相同的。在图 3-20 中可以观察到，当功率高于 13kW 时，直流/交流转换器的总谐波失真低于 3%。这是因为输入电压和输出电压之间的比率更接近标称值。

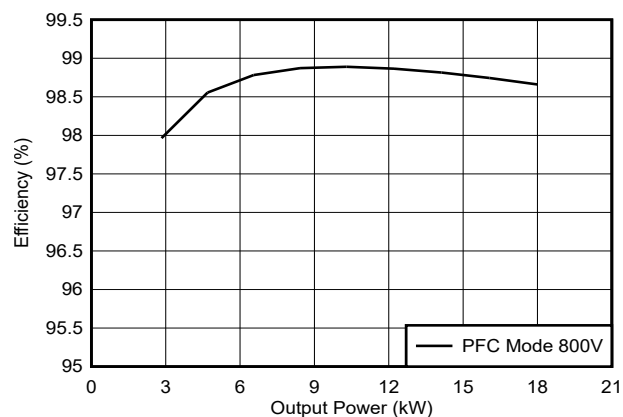


图 3-19. 800VDC 和 480VAC 时的直流/交流效率

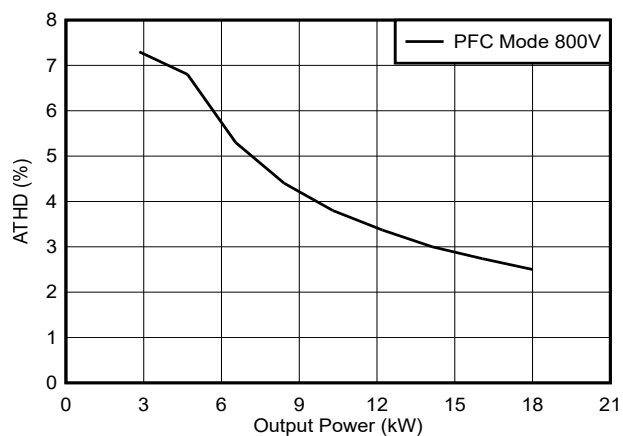


图 3-20. 800VDC 和 480VAC 时直流/交流转换器的总谐波失真

3.3.2 使用直流链路测试连接到电网的 TIDA-010957：电流失衡

在该实验中，转换器以直流/交流运行作为 PFC。转换器控制 700VDC。电网消耗的功率等于 7kW。本实验比较了两种条件：

- 7kW 平衡运行可在每个相位中保持相同的 RMS 电流 (图 3-21)
- 7kW 非平衡运行会降低 L2 相位中的 RMS 电流 (图 3-23)

图 3-21 显示了在平衡运行中，三个相位汲取的电流幅度相等。电流 L3 与开关节点电压 L3 保持同相。

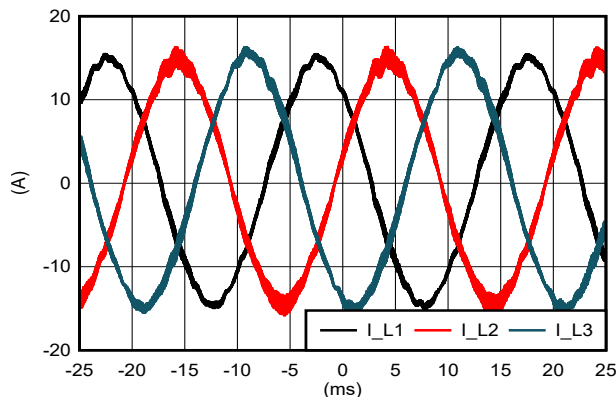


图 3-21. 7kW 均衡电流 (图 A)

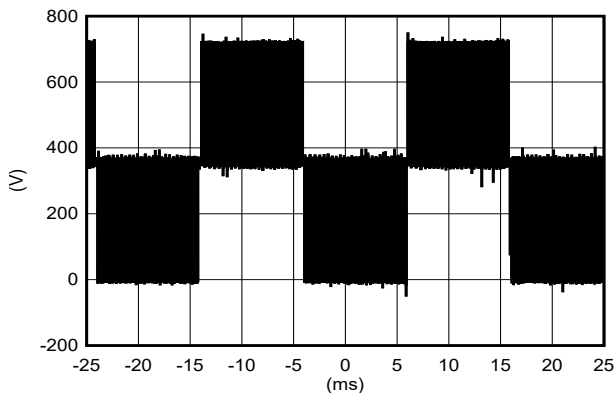


图 3-22. 7kW 开关节点电压
(图 B)

相反，当一相功率降额时，其他两个相位上的电流会增加，如图 3-23 所示。当一个相位中的电流减小时，其他两个相位必须增加电流才能提供相同的功率。实验结果表明，即使在不均衡运行期间，注入电网的纹波电流仍然可以忽略不计。在该工作点，总计谐波失真保持在 5% 以下。开关节点电压会显示由电源纹波产生 100Hz 谐波。

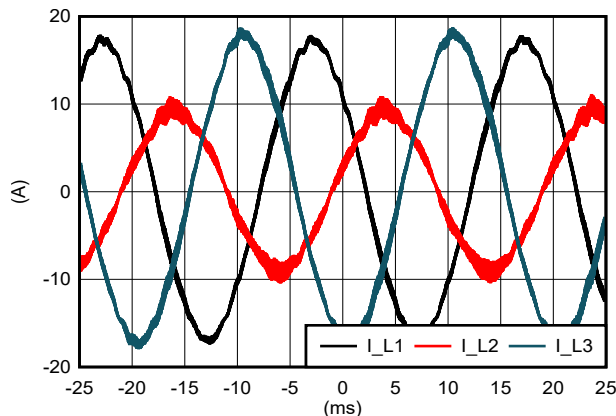


图 3-23. 7kW 不均衡电流 (图 A)

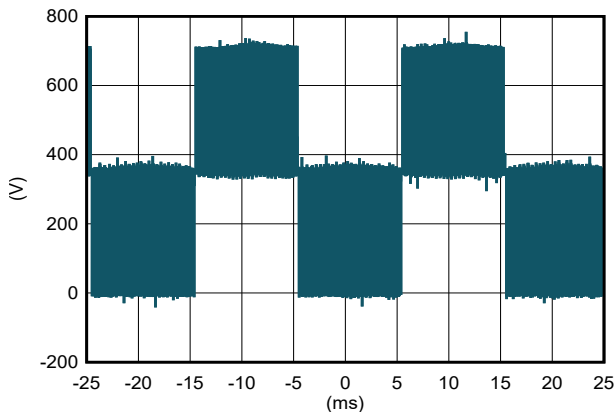


图 3-24. 7kW 开关节点电压
(图 B)

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

要下载设计文件，请参阅 [TIDA-010957](#) 中的设计文件。

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010957](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010957](#) 中的设计文件。

4.2 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[三相工业系统的交流/直流电源转换拓扑比较电源设计研讨会](#)
2. 德州仪器 (TI)，[三电平飞跨电容器转换器的设计注意事项](#) (未来应用手册与主要参考设计一起发布)

4.3 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](#)。

4.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

USB Type-C® is a registered trademark of USB Implementers Forum.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

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，负责能源基础设施团队中太阳能领域的工作。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。

BOWEN LING 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责能源基础设施团队太阳能领域的工作。

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月