

Design Guide: TIDA-011008

基于 GaN 的 3.6kW 单相串式逆变器参考设计



说明

此参考设计概述了如何实现基于 GaN 的单相串式逆变器。该设计由一个串式输入组成，能够处理多达 10 个串联的光伏 (PV) 电池板。从串式输入到 230V 单相电网连接的标称额定功率最高可达 3.6kW。三个功率级的数字控制在单个 C2000™ MCU 上执行。该电路板还具有一个 WiFi® 通信端口，可实现简单的远程监视和控制访问。

资源

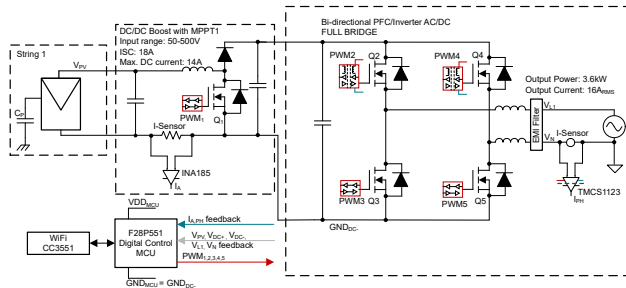
TIDA-011008	设计文件夹
LMG3660R025	产品文件夹
TMCS1123	产品文件夹
CC3551E	产品文件夹
INA185	产品文件夹
ISOTMP35	产品文件夹
TMS320F28P551SG	产品文件夹

特性

- 具有高功率密度的功率级使光伏逆变器更轻、更易于安装
- 100kHz 的高开关频率和高效率设计
- 成本得以优化，并且 MCU GND 以 V_{DC-} 为基准，允许在所有连接到 V_{DC-} 的 GaN 器件上使用非隔离式驱动
- 成本优化的全桥拓扑：实施 H 桥双极调制方案，以保持较低的控制复杂性和稳健的电网注入
- 出色的电能质量：在高负载条件下，使用电网仿真器实现低于 1.23% 的电流 THD
- 无线连接：采用 SimpleLink™ 双频带无线 MCU (CC3551E)，用于集成 Wi-Fi 6 和 BLE 通信

应用

- 串式逆变器
- 电源转换系统 (PCS)



1 系统说明

随着住宅太阳能需求持续增长，单相串式逆变器将成为推动向电网输送清洁能源的关键桥梁。由于开关速度有限，传统的硅或 IGBT 设计会遇到效率和密度瓶颈，这些设计需要超大的磁滤波器和强大的热管理。此参考设计通过部署氮化镓 (GaN) 功率晶体管来解决这些市场挑战。以 100kHz 的高频率运行系统可以减少滤波元件的尺寸，从而降低系统总物料清单 (BOM) 成本。

系统硬件布局被划分为一个大小为 205mm × 205mm 的局部电路板，可适应两个不同的转换级：

直流/直流级：单通道 PV 输入，带有可实现最大功率点跟踪 (MPPT) 的升压转换器

直流/交流级：采用双极调制方案的 3.6kW 全桥逆变器

所有控制、采样及通信均在功能强大且具有成本效益的 MCU TMS320F28P551 上完成。

1.1 主要系统规格

表 1-1. 规格

参数	规格
PV 输入电压范围	50V 至 500V (每个串多达 10 个电池板)
最大 PV 短路电流	18A
最大 标称直流链路电压	520V 400V
额定交流输出电压 电流	230V _{RMS} 16A _{RMS}
额定交流输出功率	3.6kW
开关频率	100kHz
频率	50Hz - 60Hz
环境温度	-40°C 至 +60°C
参考设计尺寸	205mm × 205mm × 85mm (45mm，无散热器)



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

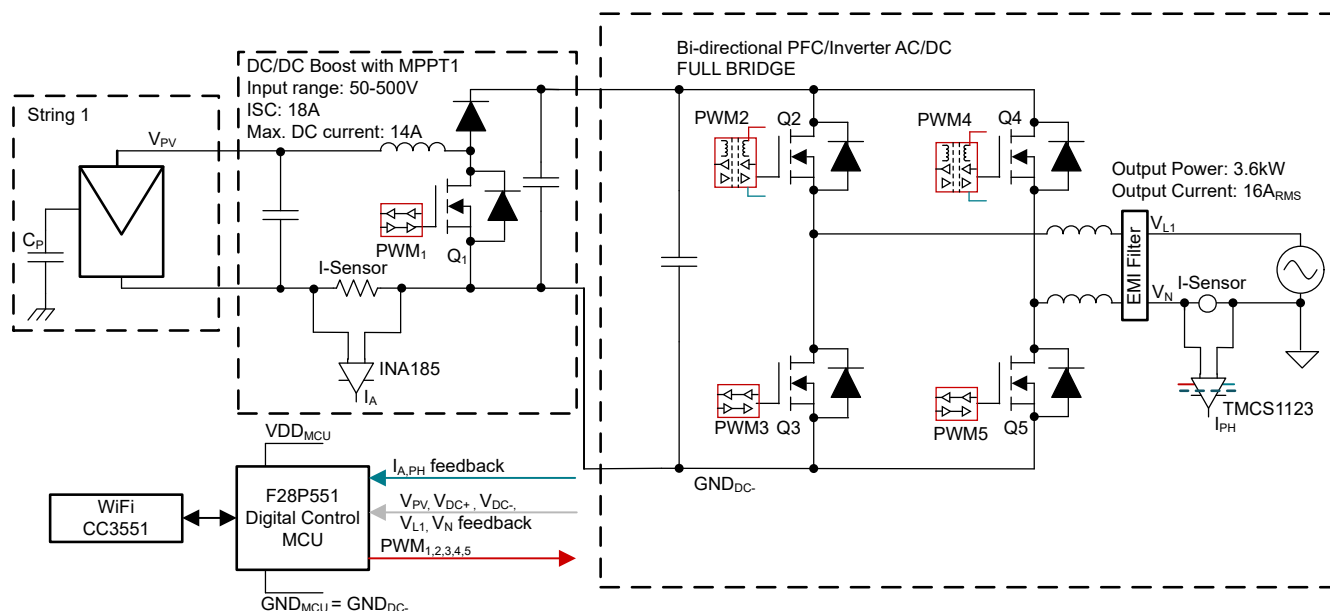


图 2-1. 参考设计的方框图

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

这种拓扑是无变压器串式逆变器应用的不错选择，在这类应用中，交流电网和 PV 电池板之间没有可用的隔离。由于 PV 表面暴露在接地屋顶或附近的其他表面上方，因此共模电流是 PV 应用中众所周知的挑战。表面积较大会导致 PV 电池板与接地之间的杂散电容值较高，在潮湿环境或雨天，杂散电容可能高达 200nF/kWp，如图 2-2 所示。当转换器的共模电压没有得到很好的缓解时，这种寄生电容会导致高共模电流流入系统，并可能导致 EMI 和电网电流失真等问题。

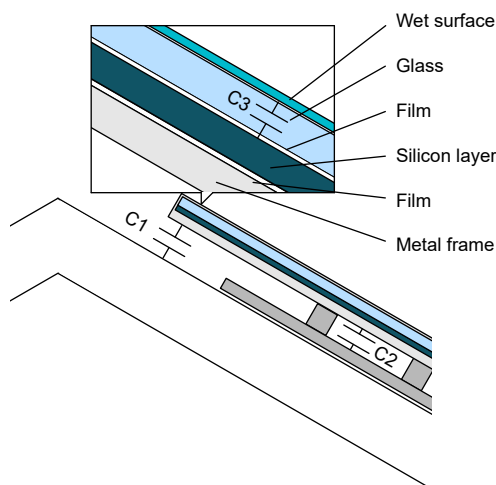


图 2-2. PV 电池板寄生电容

但是，包含变压器的微型逆变器具有高阻抗电流返回路径，而对成本敏感的应用（如串式逆变器）则不同。串式逆变器通常为返回电流提供低阻抗路径，因此会产生非常高的电流值，如图 2-3 所示。因此，对地的漏电流在无变压器的概念中是一个重要问题。为此，可以实施具有更少振荡的特殊单相无变压器拓扑，稍后对此进行讨论。此外，采用无框架电池板有助于进一步减少此类问题。

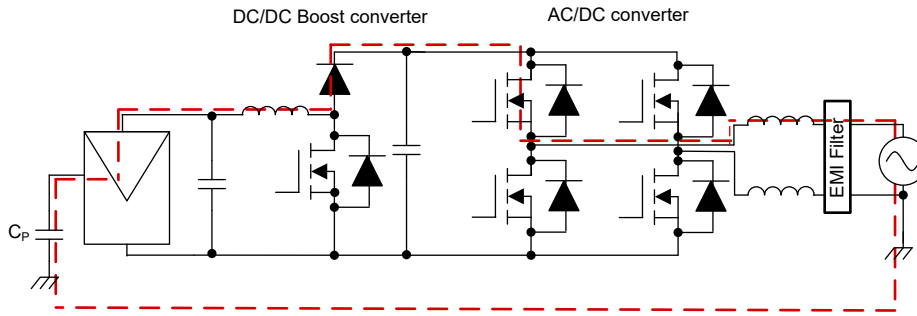


图 2-3. 共模噪声

该直流/交流转换级以较高的开关频率运行，用于正弦电网电流控制，从而使 EMI 滤波器设计变得紧凑。在单相 230V_{RMS} 电网下，能够以 16A_{RMS} 的输出电流实现 3.6kW 的输出功率。EMI 滤波器由分割在两个电源轨之间的升压电感器（可改善共模抑制能力）、两个共模扼流圈、C_x 电容器和 C_y 电容器组成。EMI 滤波器旨在衰减注入电网的差模和共模噪声。此外，直流链路上还存在电解电容器，以补偿此类单相应用中存在的 100Hz 电源纹波。请注意，两个半桥都需要具有死区时间以避免击穿。测量电网中的电流，并随后由 MCU 使用比例谐振 (PR) 控制器进行控制。为了控制有功功率和无功功率，需要对在公共耦合点 (PCC) 内流动的电流进行高精度测量。电流控制需要实施与电网电压频率同步的锁相环 (PLL)。直流链路电压控制环路用于控制电网中现有灌电流或拉电流的振幅。

2.2 直流/直流升压转换器

来自 PV 太阳能串 (50V-500V) 的可变低压输入必须升压至稳定的稳压中间 400V 直流链路总线。此步骤通过由 C2000™ MCU 所驱动的非同步升压级进行管理。

2.2.1 升压电感器设计

在任何功率转换器设计中，电感器设计都是最重要的部分。与电感器设计相关的四个重要特性是电感值、纹波电流、饱和电流和直流电阻 (DCR)。

电感器值越低，设计尺寸就越小。请注意，电感器的额定电流必须始终高于包括纹波电流在内的最大计算电流。

对于太阳能应用中使用的升压电感器，可使用以下公式作为起始工具：

$$L \geq \frac{V_{IN} * (V_{OUT} - V_{IN})}{\Delta I_L * V_{OUT} * f_{sw}} \quad (1)$$

其中：

- V_{IN} 是输入电压
- ΔI_L 是纹波电流，ΔI 为标称输入电流的 0.2 至 0.4 倍
- V_{out} 为输出电压
- f_{sw} 是开关频率

2.2.2 整流器二极管选型

SiC 肖特基二极管可用于降低系统损耗并提高效率。可以计算出二极管的导通损耗，其中 I_F 是平均正向电流：

$$P_{DC} = I_F * V_F \quad (2)$$

开关损耗可通过以下公式计算得出：

$$P_{SW} = 0.5 * I_{PK} * V_R * t_{rr} * f_{sw} = Q_r * V_R * f_{sw} \quad (3)$$

其中：

- I_{PK} 是峰值反向电流

- V_R 是稳定状态下的反向电压
- t_{rr} 是反向恢复时间
- f_{sw} 是开关频率
- Q_{rr} 是恢复电荷

整流器二极管上的总损耗可以通过以下公式计算：

$$P_D = P_{DC} + P_{SW} \quad (4)$$

2.2.3 升压冷却概念

为了优化热性能和功率密度，使用了专门的混合冷却概念：

- GaN FET 采用顶部冷却架构。GaN FET 通过 1mm 的薄热界面材料 (TIM) 直接耦合到铝散热器，从而更大限度地降低外壳到散热器的热阻。
- 碳化硅 (SiC) 功率二极管使用底部冷却配置。在与共享散热器连接之前，它们通过铜热通孔将热量通过 PCB 层传递到 3mm TIM 块。

2.2.4 MPPT 操作

PV 电池板的功率输出取决于若干参数，例如电池板受到的辐照、电池板电压、电池板温度等。相应地，一串 PV 电池板的功率输出取决于 PV 电池板的个别情况。因此，在影响参数值发生变化的条件下，功率输出也在一天之中不断变化。图 2-4 展示了单块太阳能电池板的 I-V 曲线和 P-V 曲线。I-V 曲线表示电池板输出电流与输出电压之间的关系。如图中的 I-V 曲线所示，当端子短接时，电池板电流最大；当端子开路且空载时，电池板电流最小。

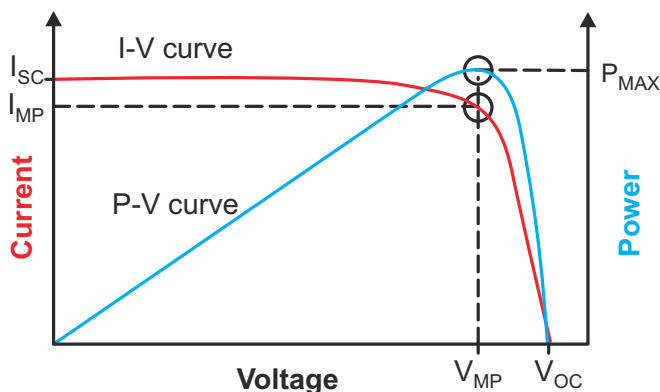


图 2-4. 太阳能电池板特性 I-V 和 P-V 曲线

如图所示，当电池板电压和电池板电流的乘积达到最大值时，从电池板获得的最大功率表示为 P_{MAX} 。该点指定为最大功率点 (MPP)。图 2-5 和图 2-6 举例说明了各项参数对太阳能电池板输出功率的影响。这些图形还显示了太阳能电池板的功率输出随辐照度的变化。在这些图中可观察到，太阳能电池板的功率输出随辐照度的增加而增加，随辐照度的减少而减少的情况。还要注意，发生 MPP 时的电池板电压也随着辐照度的变化而变化。类似的概念也可应用于串式逆变器，在该逆变器中，除了监视输出串电流之外，还监视总串电压。

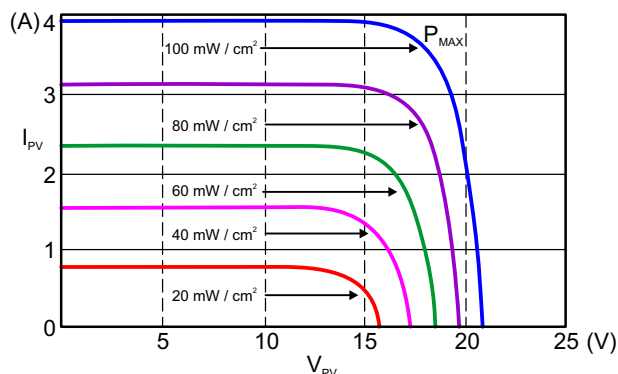


图 2-5. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 (图 A)

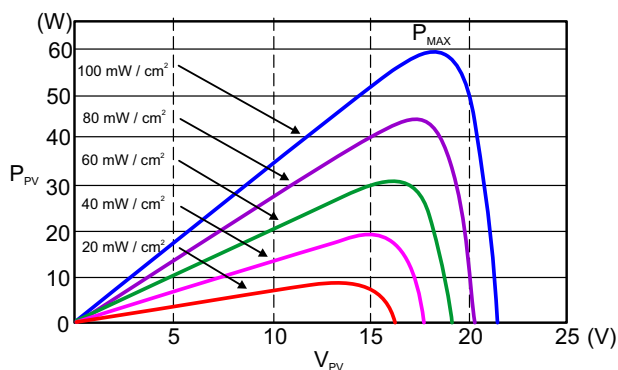


图 2-6. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 (图 B)

有关自动识别电池板 MPP 的挑战通常通过在系统中采用 MPPT 算法来解决。MPPT 算法尝试在最大功率点运行串，并使用开关功率级来为负载提供从电池板中汲取的功率。扰动观测法 (PO) 是更为常用的 MPPT 算法之一。该算法的基本原理简单，而且易于在基于微控制器的系统中实现。该过程会稍微提高或降低 (扰动) 电池板的工作电压。可通过改变转换器的占空比来扰动串电压。假定串电压已稍微增加，而这会导致电池板功率增加，那么沿同一方向执行另一个扰动。如果串电压的增加减少了电池板功率，则沿负方向执行扰动以稍微降低串电压。通过执行扰动并观察功率输出，系统开始在串 MPP 附近运行，并在 MPP 周围产生轻微振荡。扰动的大小决定了系统运行与 MPP 的接近程度。有时，该算法可能卡在局部最大值而不是全局最大值，但可以通过对算法进行细微调整来解决此问题。PO 算法易于实现且有效，因此此设计选用了这一算法。

2.3 直流/交流转换器

全桥逆变器将 400V 直流链路电压转换成 230VRMS 正弦线路输出。此设计适合 H 桥双极调制方案。虽然与单极替代方案相比，双极开关在开关节点上会出现更高的电压摆幅，但它消除了高频共模电压。该特性可消除通过太阳能帧寄生电容接地的漏电流，而无需变压器隔离。

2.3.1 逆变器电感器设计

电感器在系统效率、电流纹波和整体尺寸方面发挥着重要作用。电感值可以使用以下公式计算：

$$L \geq \frac{V_{DCBus}}{2 \cdot \Delta I_{Lpk-pk} \cdot f_{sw}} \quad (5)$$

其中：

- V_{DCBus} 为直流链路电压
- ΔI_{Lpk-pk} 是峰值间纹波电流
- f_{sw} 是开关频率

通常，峰值间纹波电流小于最大输出电流的平均电感器电流的 40%。较小的纹波电流可降低电感器和 EMI 问题中的磁芯损耗，但需要更高的电感。更大的纹波电流可减小电感，从而减小电感器尺寸和重量。确保峰值电流不超过电感器饱和电流。

通常，在并网非隔离式逆变器设计中，电感器分为两部分，一部分安装在火线上，一部分安装在中性线上。每个值都是计算得出的 L 值的一半。这样，可以在最大范围内抑制共模噪声。

图 2-7 显示了 100kHz 开关级下高达 500kHz 的共模噪声频谱仿真。从图中可以看出，当每条线路上使用分离的电感器时，共模噪声可降低 $>30\text{dB } \mu\text{V}$ 。

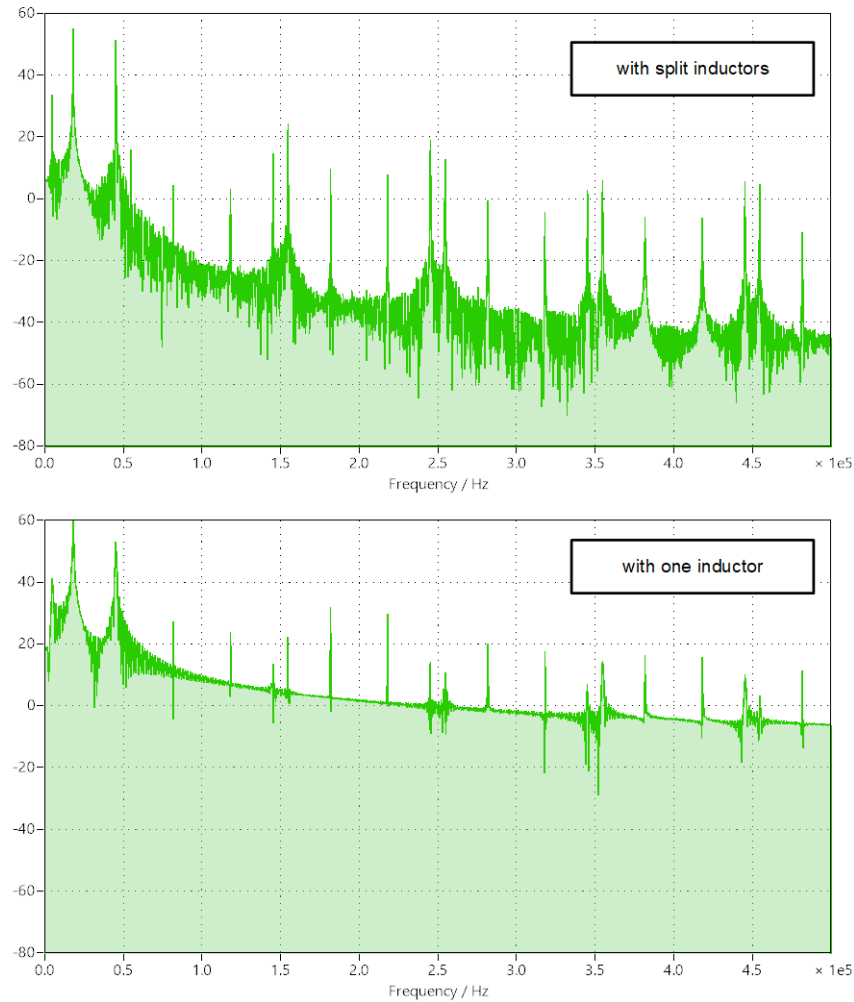


图 2-7. LISN 中的共模噪声频谱

2.3.2 直流链路电容器

直流链路电容器用于更大限度地减小双工线路频率电压纹波，从而确保系统中的功率晶体管不会因电压纹波而产生太大的电压应力。直流链路电容可用以下公式进行计算：

$$C_{OUT} \geq \frac{P_{OUT}}{V_{DCBus} * 2\pi * \Delta V_{ripple} * f_{AC}} \quad (6)$$

其中：

- P_{OUT} 是输出功率
- V_{DCBus} 为直流链路电压
- ΔV_{ripple} 是峰峰值纹波电压
- f_{AC} 是电网频率

2.3.3 C_X 电容选择

C_X 是连接在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由以下公式得出：

$$Q = V_{LN}^2 * C_X * \omega \quad (7)$$

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。

2.3.4 C_Y 电容选择

检测小漏电流（通常为 5-30mA），防止器件损坏或触电。针对漏电流问题的某些标准规定，如果 100mA 的漏电流值持续长达 0.04s，采用无变压器逆变器的 PV 系统必须停止服务。

通过 Y 电容器的漏电流可使用以下公式计算得出：

$$I_Y = V_{LN}^2 * C_Y * \omega \quad (8)$$

2.4 重点产品

2.4.1 具有集成式驱动器和保护功能的 LMG366xR025 650V 25m Ω GaN FET

LMG366xR025 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。

可调栅极驱动器强度允许独立地控制导通和最大关断压摆率，这可用于主动控制 EMI 并优化开关性能。导通压摆率从 10V/ns 到 80V/ns 不等，而关断压摆率控制仅在 LMG3666R025 和 LMG3667R025 中可用。可以根据负载电流的大小将关断压摆率限制在 10V/ns 至最大值之间。

保护特性包括欠压锁定 (UVLO)、逐周期过流限制，以及短路和过热保护。LMG3661R025 在 LDO5V 引脚上提供 5V LDO 输出，可用于为外部数字隔离器供电。

LMG3666R025 包含零电压检测 (ZVD) 功能，可在实现零电压开关时提供来自 ZVD 引脚的脉冲输出。

LMG3667R025 包含零电流检测 (ZCD) 功能，可在漏源电流为负时将 ZCD 引脚设置为高电平，并在检测到过零点时转换为低电平。

2.4.2 TMS320F28P551 实时微控制器

TMS320F28P55x (F28P55x) 是 C2000 实时微控制器系列中的一款器件，该系列为可扩展、超低延迟器件，旨在提高电力电子设备的效率，包括但不限于：高功率密度、高开关频率，并支持使用 GaN 和 SiC 技术。

实时控制子系统基于 TI 的 32 位 C28x DSP 内核，可针对从片上闪存或 SRAM 运行的浮点或定点代码提供 160MHz 的信号处理性能。浮点单元 (FPU)、三角函数加速器 (TMU) 和 VCRC (循环冗余校验) 扩展指令集进一步增强了 C28x CPU 的性能，从而加快了实时控制系统关键常用算法的速度。

CLA 能够将大量的常见任务从主 C28x CPU 上卸载。CLA 是一款与 CPU 并行执行的独立 32 位浮点数学加速器。此外，CLA 具有专用存储资源，可以直接访问典型控制系统中所需的关键外设。与硬件断点和硬件任务切换等主要特性一样，ANSI C 子集支持是标准配置。

F28P55x 支持高达 576KB 的闪存存储器，这些闪存存储器分为两个 256KB 存储体和一个 64KB 存储体，可支持对一个存储体编程的同时，在另一个存储体中执行。高达 101KB 的片上 SRAM 也可作为闪存存储器的补充。

2.4.2.1 硬件特性

TMDSCNCD28P55X 的硬件特性如下：

- 板载 6 引脚 JTAG 调试连接器支持实时系统内编程和调试，为了安全起见，需要隔离式调试器。
- 接口上的模拟 I/O、数字 I/O 和 JTAG 信号

2.4.2.2 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

- 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

2.4.3 TMCS1123 - 具有增强型隔离的精密 250kHz 霍尔效应电流传感器

TMCS1123 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 $\pm 96\text{A}$ ，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 5kVRMS，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。

2.4.4 INA185 采用超小型 (SOT-563) 封装的 26V、350kHz、双向高精度电流检测放大器

INA185 电流检测放大器专为成本敏感、空间受限的应用而设计。此器件是一个双向电流检测放大器（也称为电流分流监控器），可在独立于电源电压的 -0.2V 至 $+26\text{V}$ 范围内的共模电压中检测电流检测电阻器上的压降。

INA185 在四个固定增益器件选项中集成了匹配的电阻增益网络： 20V/V 、 50V/V 、 100V/V 或 200V/V 。此匹配的增益电阻网络可更大限度地减少增益误差，并降低温漂。

INA185 在 2.7V 至 5.5V 单电源下运行。该器件消耗的最大电源电流为 $260\mu\text{A}$ ，并且具有高压摆率和带宽，因此非常适合许多电源和电机控制应用。

INA185 采用业界通用的 SC70 封装和薄型 6 引脚 SOT-563 封装。SOT-563 封装的外形面积仅为 2.56mm^2 ，包括器件引脚。所有器件选项的额定扩展工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 。

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-011008 板、散热器和热接口材料 (T-Work8000)。
- 4 引脚或者 6 引脚隔离式 JTAG 调试器 (如 XDS110ISO-EVM)
- 具有 12V 输出和 2A 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
- 可调节大功率交流电阻器 (额定功率为 4kW)
- 3.6kVA 双向交流电网仿真器 (230 VAC)
- 3.6kW 太阳能电池板仿真器 (600 VDC)
- 3.6kW 直流负载 (400V)

3.2 测试设置

3.2.1 测试 TIDA-011008

在该测试条件下，系统配置为在闭环控制模式下运行。该控制由 TMS320F28P551 执行。MCU 正在实现能够与交流电源仿真器的电网电压同步的电流控制回路。与电网的同步是通过 PLL 实现的。同时，三个电流环路的峰值电流基准由电压控制环路生成。峰值电流用来控制在直流电和交流电之间流动的有功功率。

在直流侧，太阳能电池板仿真器控制从直流输入流向直流链路的功率。

在上述工作条件下，测量了效率与功率的关系。

3.3 测试结果

3.3.1 测试 TIDA-011008 升压级

要运行该测试，需要按 3.2.1 所示连接电路板。

在此测试中，在共模扼流圈短接的情况下测试升压级，并且移除了其中一个用于直流负载连接的直流链路电容器，如图 3-1 所示，测试结果如下所示。

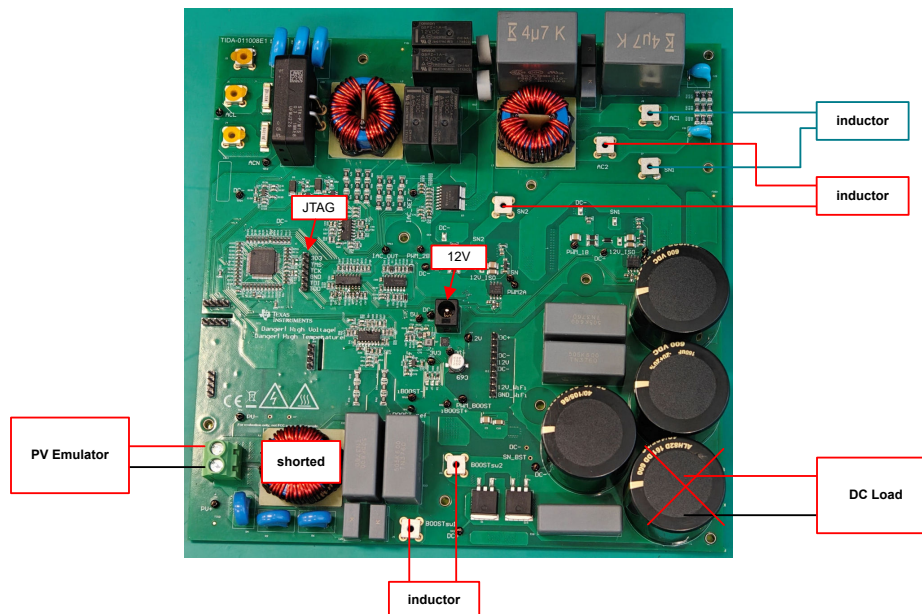


图 3-1. 用于测试升压级的连接

即使 V_{ds} 压摆率大于 40V/ns，图 3-2 中所示的开关节点波形也没有大的过冲或振铃，这表明 GaN 功率级具有干净电源环路和良好的集成驱动器电路。

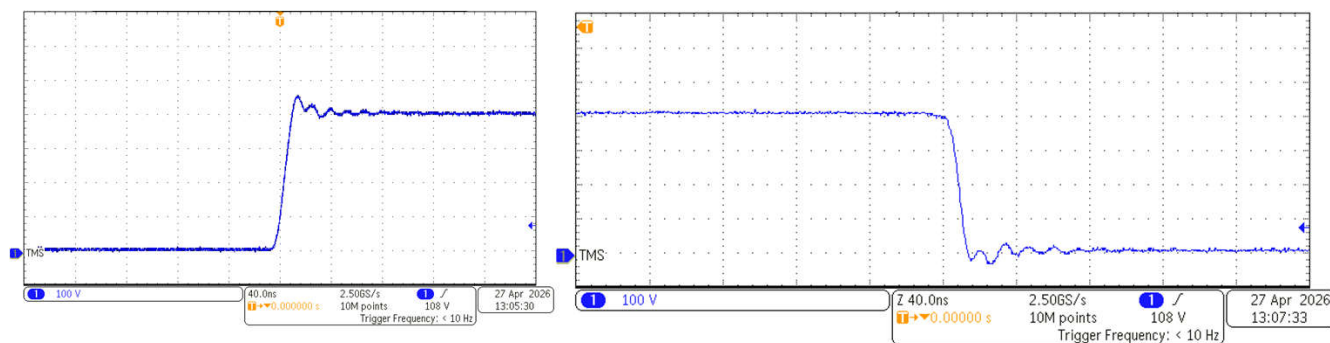


图 3-2. 升压开关节点波形

从图 3-3 中可以看出，高负载最大效率为 ~99.2%，满载效率为 ~99.1%。

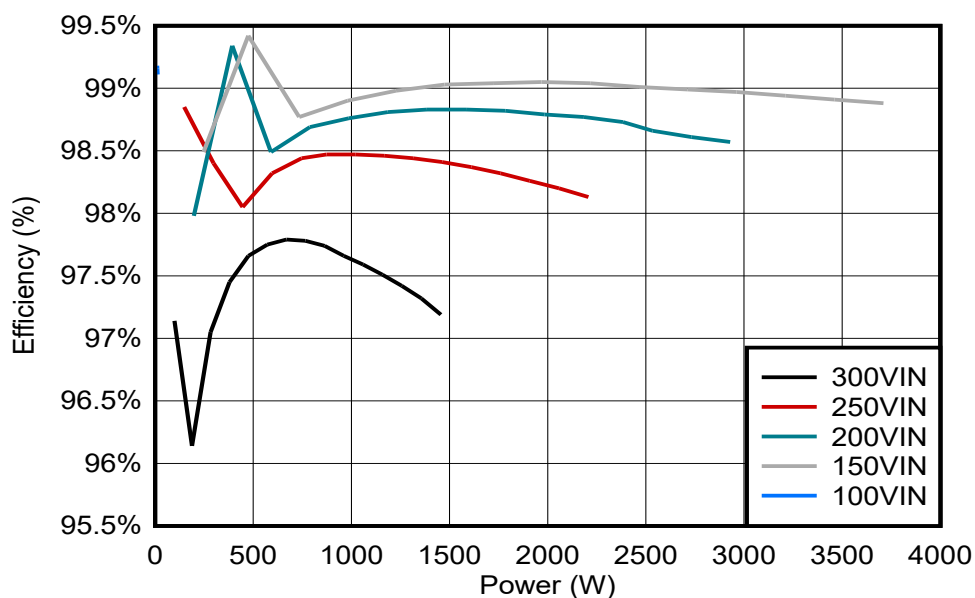


图 3-3. 不同输入电压下的升压级效率

可以注意到，在低负载条件下，有几个高效率点，其中升压电感器上的电流变为 0，升压处于 DCM 模式。在这种情况下，GaN 器件的导通电压非常低，几乎可以实现 ZVS，从而大大提高了效率。

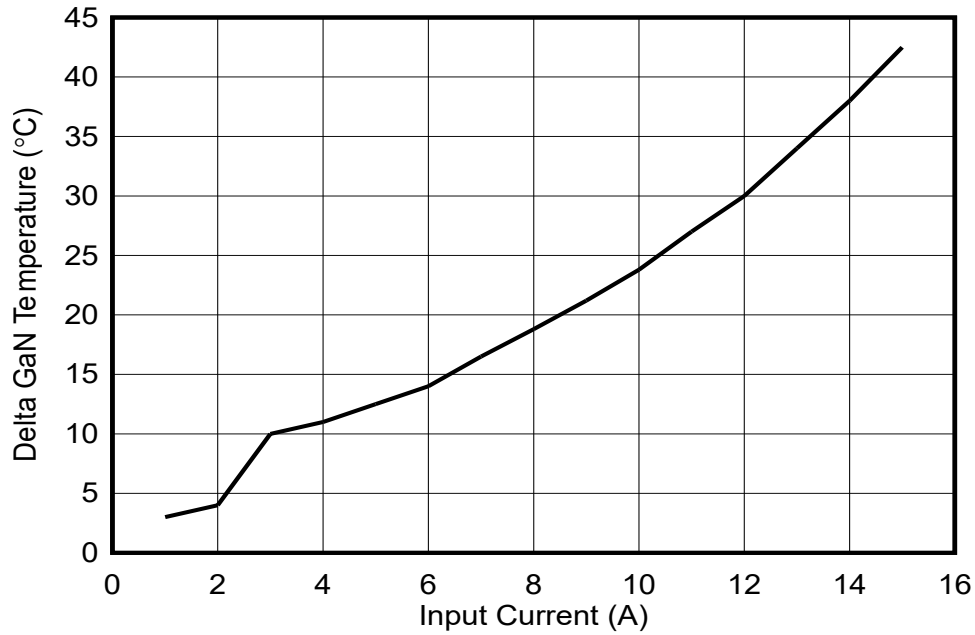


图 3-4. 升压级 GaN 温升

如图 3-4 所示，GaN 在最大输出功率下的温升为 $\sim 43^{\circ}\text{C}$ 。由于 GaN 的顶部与散热器连接，因此温度测量在 PCB 的另一侧。测试条件为输入电压 250VDC，输出电压 400VDC。

3.3.2 测试 TIDA-011008 直流/交流级

要运行该测试，需要按图 3-5 所示连接电路板。直流输入为 400V，交流输出连接到 230Vrms 交流电压。

在此测试中，在短接共模扼流圈的情况下测试直流/交流级，并且移除了其中一个用于直流源连接的直流链路电容器，测试结果如下所示。

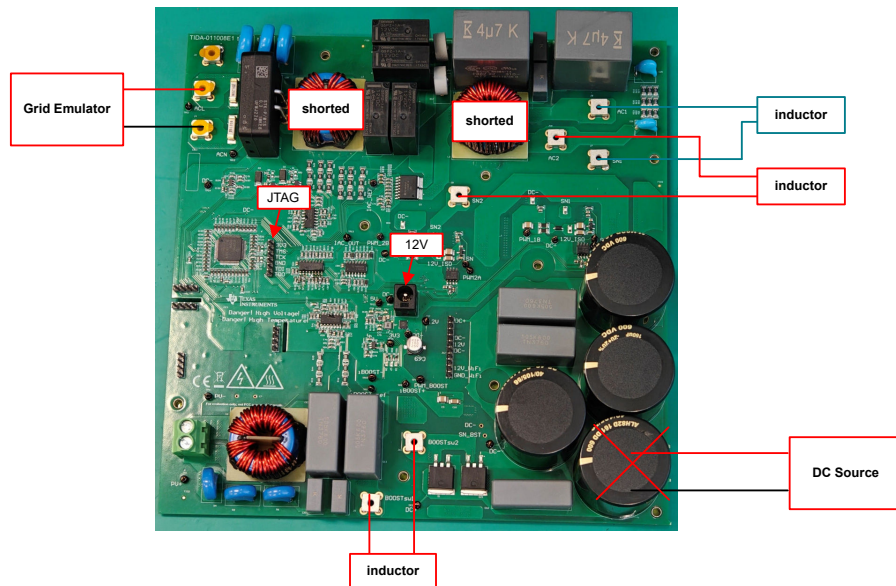


图 3-5. 用于测试直流/交流级的连接

即使 V_{ds} 压摆率大于 40V/ns ，图 3-6 中所示的开关节点波形也没有大的过冲或振铃，这表明 GaN 功率级具有干净电源环路和良好的集成驱动器电路。

通道 1 波形是一个桥臂开关节点，通道 2 波形是另一个桥臂开关节点波形。通道 4 波形是交流输出电流。

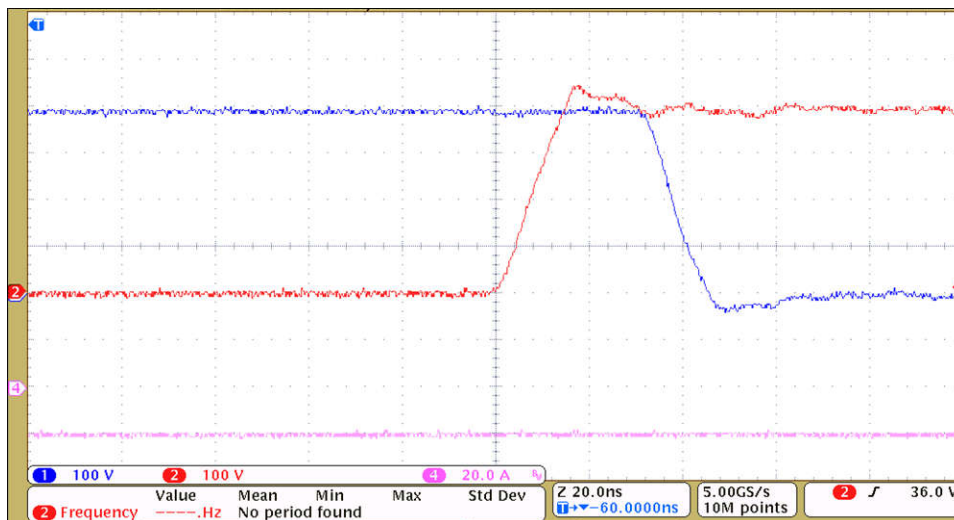


图 3-6. 直流/交流开关节点波形

如图 3-7 所示，直流/交流级的峰值效率为 ~98.4%。满负载效率为 ~98%。

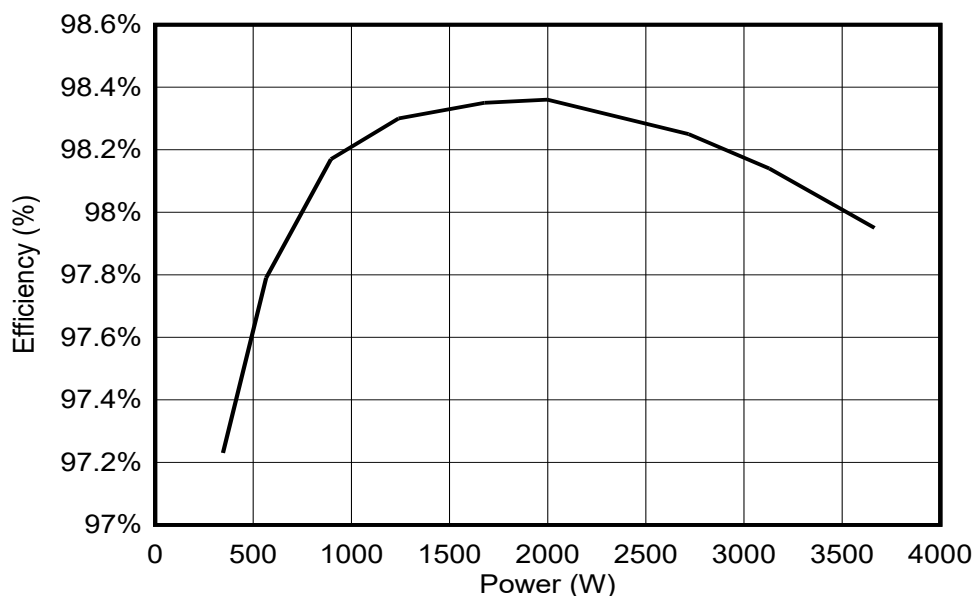


图 3-7. 输入电压为 400VDC 时的直流/交流级效率

在此测试中，在测试之前将散热器加热至 40°C，环境温度为 ~30°C，如图 3-8 所示，GaN 在最大输出功率下的温度为 ~80°C，GaN 的温升为 ~50°C。由于 GaN 的顶部与散热器连接，因此温度测量在 PCB 的另一侧。

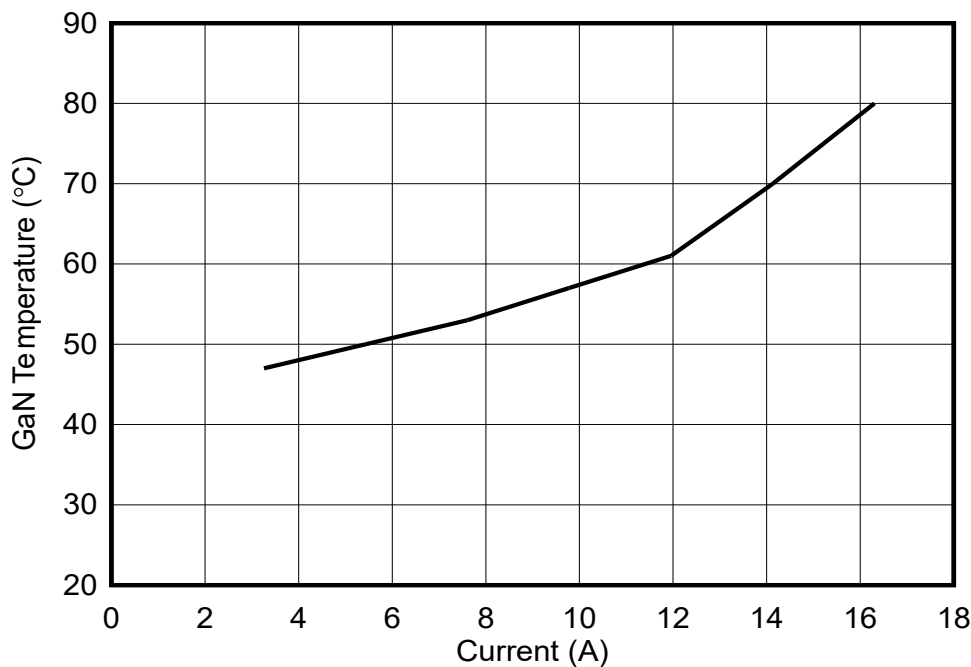


图 3-8. 直流/交流级 GaN 温度

3.3.3 总体系统测试

在本章中，两个级一起进行测试以验证系统效率。

要运行该测试，需要按图 3-9 所示连接电路板。电路板上安装了三个共模扼流圈。测试结果如下。

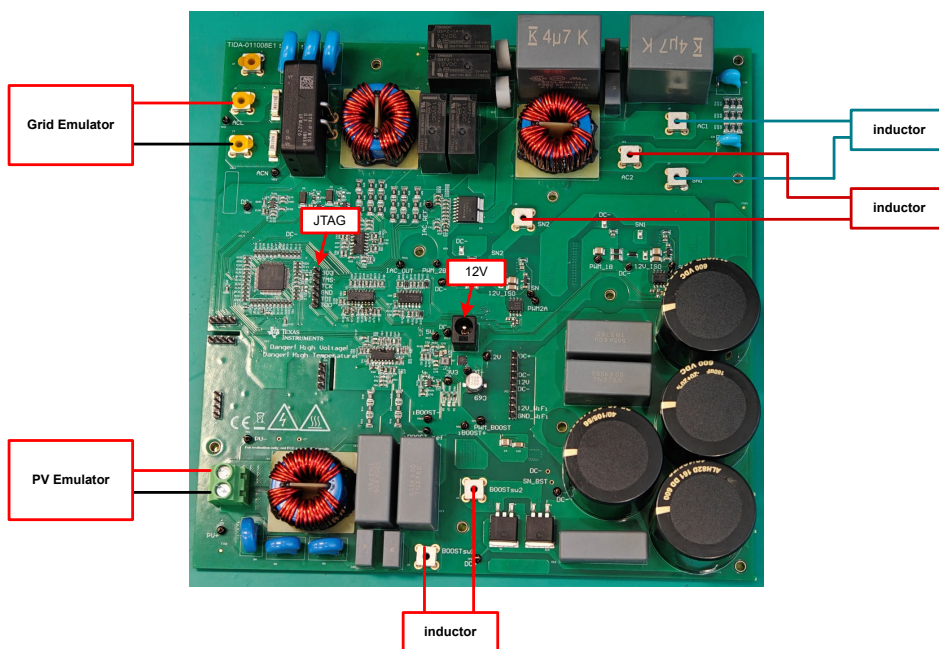


图 3-9. 用于测试整个电路板的连接

从图 3-10 中可以看出，输出交流电流具有非常低的 THD (1.23%)。CH1 是升压电感器电流，CH2 是直流链路电压，CH3 是电网电压，CH4 是电网电流。

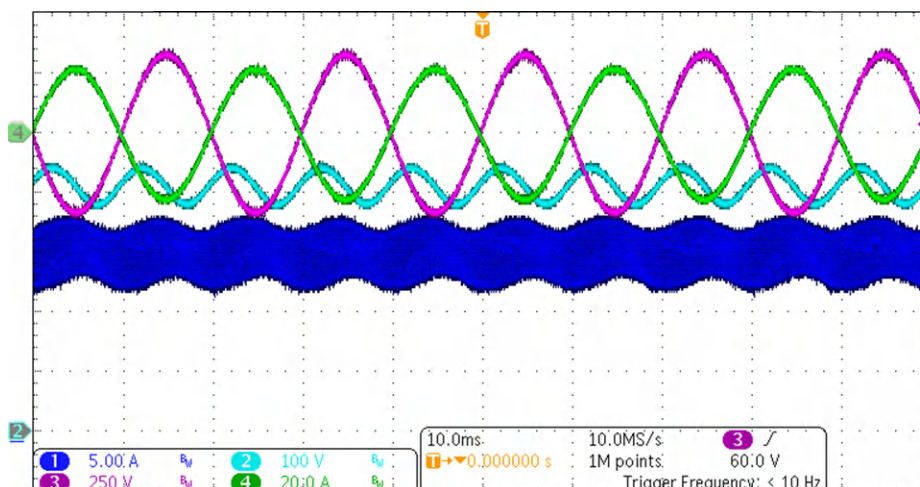


图 3-10. 与电网仿真器连接的整个电路板测试波形

从图 3-11 中可以看出，即使与实际电网连接（具有 4.2% THD 交流电压），输出电流 THD 仍然相当低 (3.5%)。

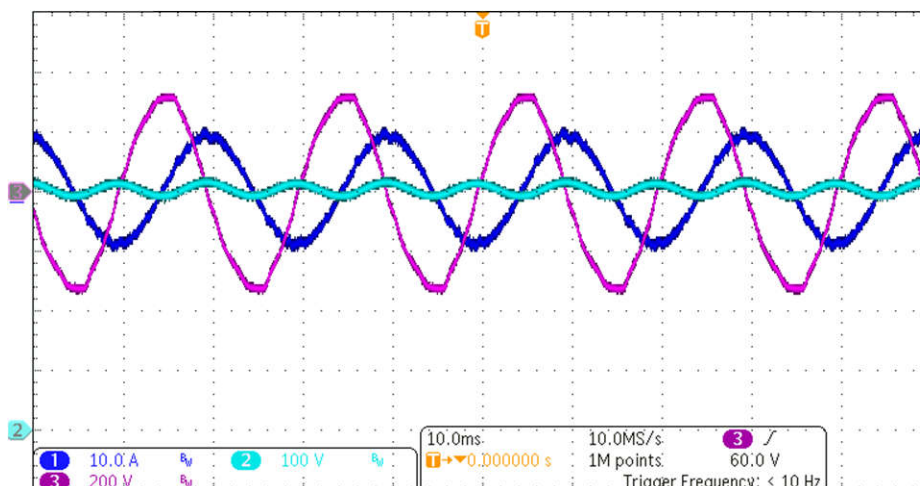


图 3-11. 与真实电网连接的整体电路板测试波形

满载时，升压和直流/交流级均在 100kHz 下切换时的整个系统效率为 96.7%，CEC 加权效率为 96.4%，如图 3-12 所示。直流输入为 250V，交流输出连接到 230Vrms 交流电压。

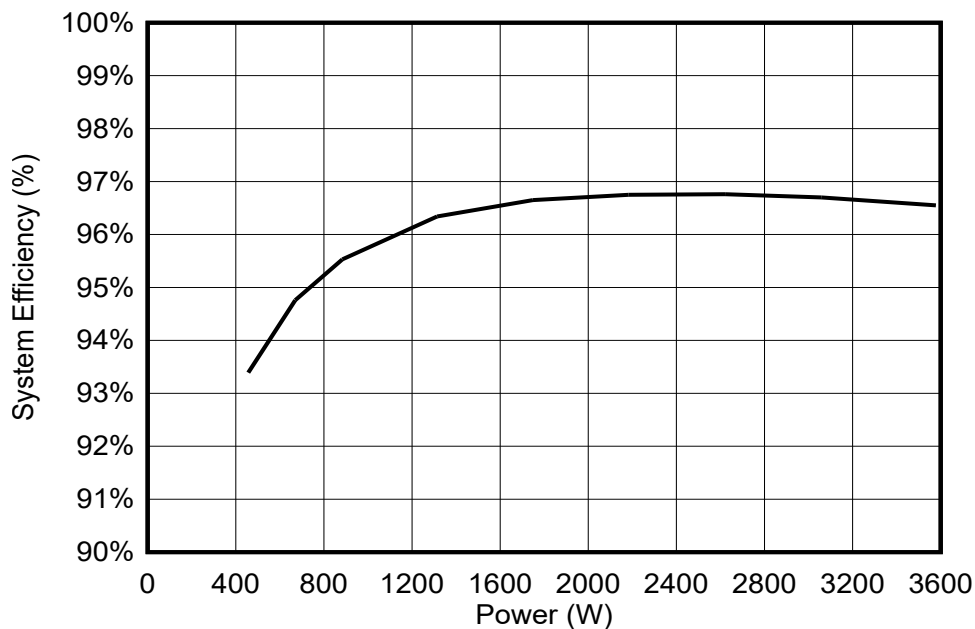


图 3-12. 两个级都进行开关时的整个电路板测试效率

满载时，升压级不进行切换且直流/交流级在 100kHz 下开关时的整个系统效率为 97.4%，CEC 加权效率为 97.3%，如图 3-13 所示。直流输入为 400V，交流输出连接到 230Vrms 交流电压。

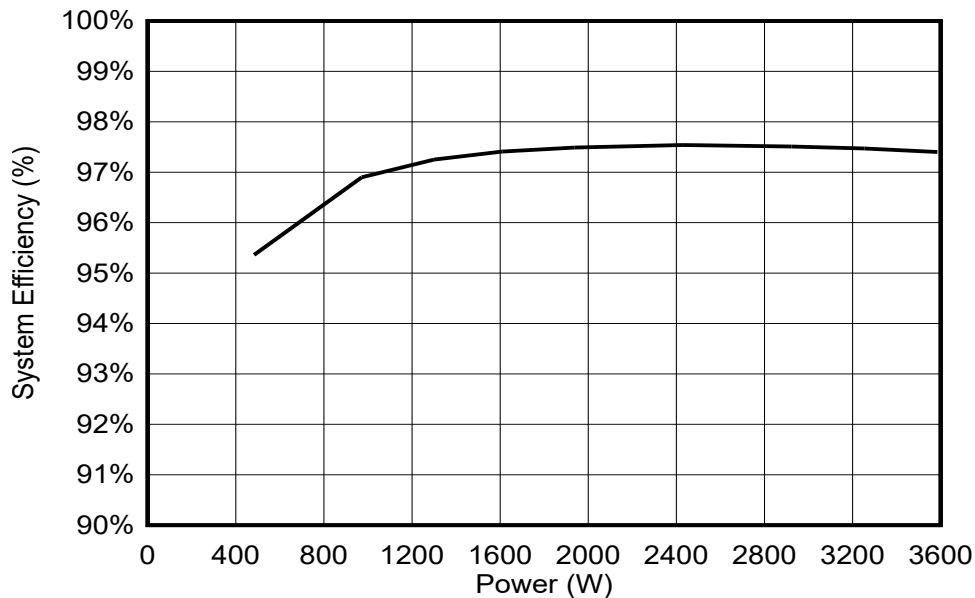


图 3-13. 升压级未切换时整个电路板的测试效率

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-011008 中的设计文件。

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 TIDA-011008 中的设计文件。

4.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 TIDA-011008 中的设计文件。

4.2 工具与软件

TMDSCNCD28P55X 实时微控制器。

4.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[升压转换器功率级的基本计算](#) 应用手册。

4.4 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。搜索现有解答或自行提出问题，以获得所需的快速设计帮助。

商标

C2000™ and SimpleLink™ are trademarks of Texas Instruments.

WiFi® is a registered trademark of Wi-Fi-Alliance.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

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。他于获得了中国南京航空航天大学电力电子硕士学位。

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