参考文献

Design Guide: TIDA-010954

基于 GaN 的 600W 单相周波转换器参考设计

说明

本参考设计基于周波转换器 (AC-DAB) 拓扑和 TI GaN 功率级，实现了 600W 双向单级直流-交流逆变器。该设计在直流侧支持最高 60V 和 ±16A，在单相侧支持 230V_{AC} 和 2.6A。该逆变器支持双向功率流，可用于各种应用，例如光伏微型逆变器或电池储能系统 (BESS)。

资源

TIDA-010954	设计文件夹
LMG2104R022、LM5164、TLV61046	产品文件夹
TMS320F28P550SJ	产品文件夹
AMC3302、TMCS1133、INA185、TLV9002	产品文件夹
UCC21550、UCC34141-Q1、ISOTMP35	产品文件夹

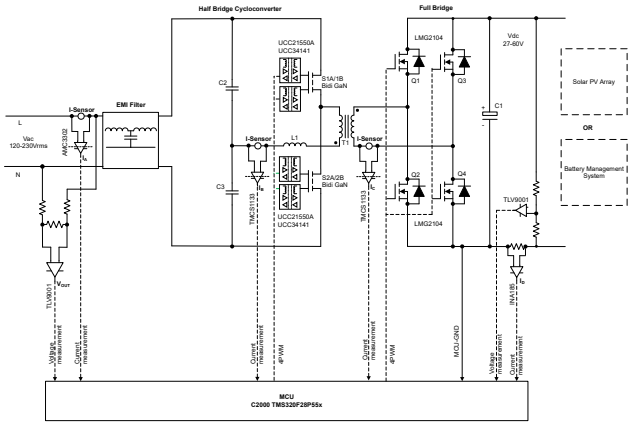
请咨询 TI E2E™ 支持专家

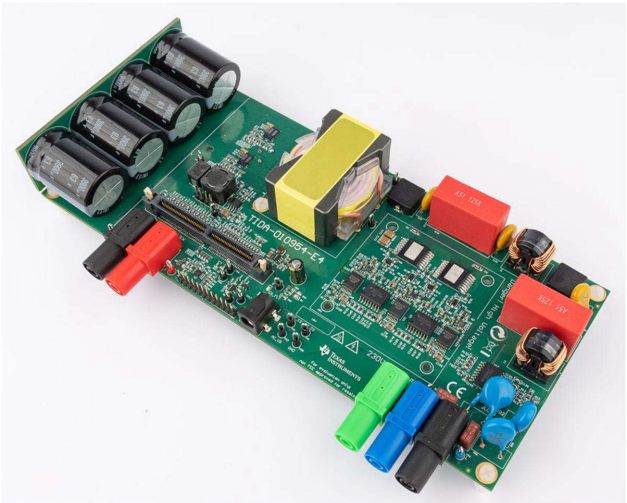
特性

- 用于光伏 (PV) 或 BESS 应用的单级直流-交流和交流-直流转换器
- 支持双向功率流和无功功率补偿
- 在单个控制器中实现数字控制：TMS320F28P55x
- 工业级温度范围 (-40°C 至 +85°C)

应用

- 微型逆变器
- 电源转换系统 (PCS)





English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

1 系统说明

为了满足能源可持续性和安全性的要求，人们对可再生能源（如太阳能）和储能系统的需求呈加速趋势。在住宅使用案例中，微型逆变器能够在成本和效率以及简单的终端用户安装方面达到很好的平衡。从另一方面来看，由于此终端设备中缺少双向转换器，储能系统成为现有微型逆变器的一大难题。

本参考设计旨在展示单级双向微型逆变器的实现方案。电路板尺寸为 235mm × 100mm × 32mm，因此计算出的功率密度为 798W/L。

1.1 术语

CCV	周波转换器
DAB	双有源电桥
ZVS	零电压开关
PV	光伏
MPPT	最大功率点跟踪
THD	总谐波失真
PR	比例谐振
PLL	锁相环
PWM	脉宽调制
PS	相移
DT	死区时间

1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	值
输入直流电压范围	27V 至 60V
最大输入直流电流	16A
开关频率	300kHz 至 600kHz
标称输出交流电压	230 V 交流电
标称输出交流电流	2.6A
标称输出功率	600W
峰值效率	97.1%
电路板尺寸	235mm × 100mm × 32mm

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2 系统概述

2.1 方框图

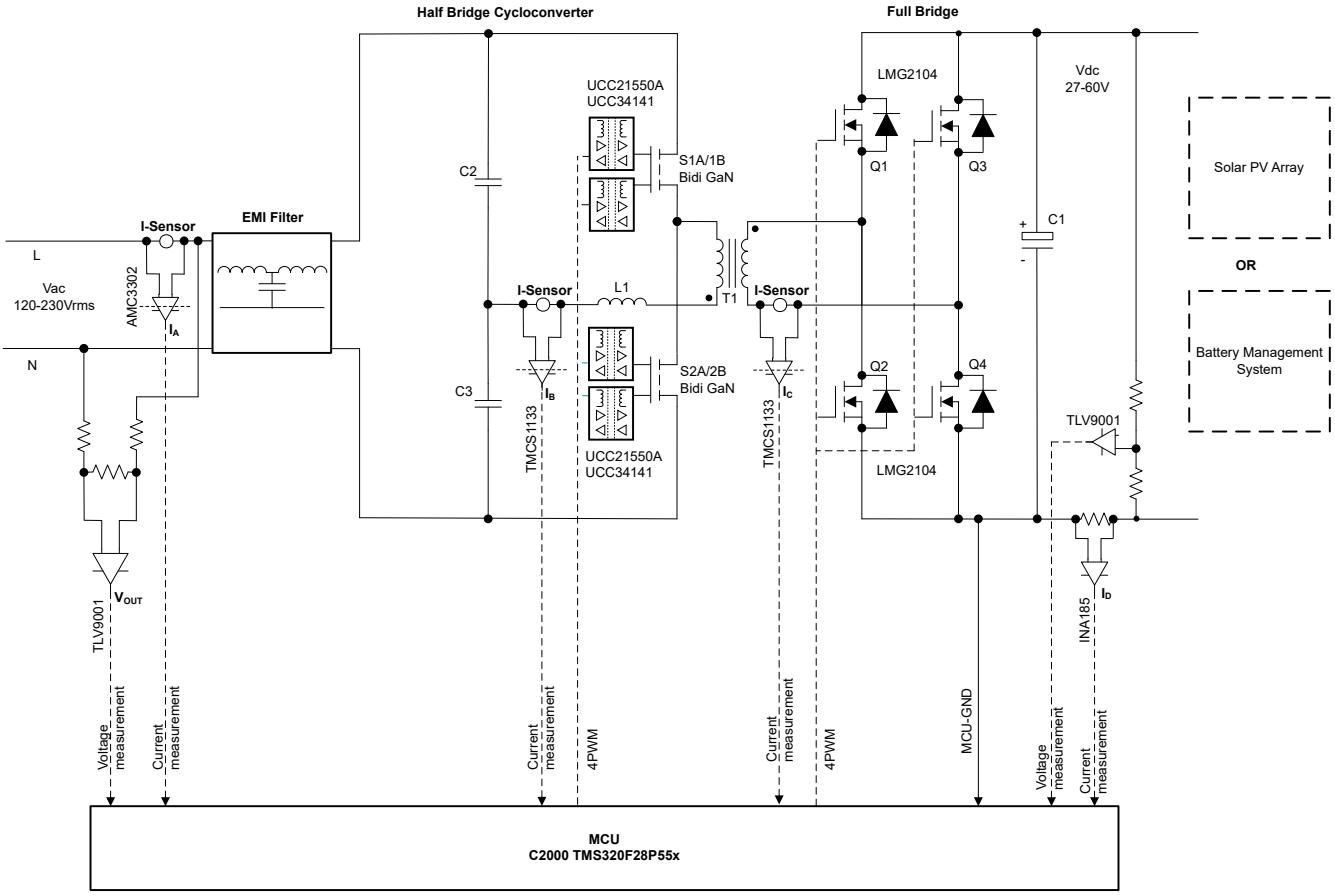


图 2-1. TIDA-010954 方框图

2.2 设计注意事项

该设计由两部分组成：直流侧和交流侧。

直流侧具有输入电压和电流测量电路，后跟一组用于处理电源纹波的电解电容器和全桥低压初级侧开关。交流侧具有半桥次级侧周波转换器、滤波网络、电网电压和电流测量功能。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.2.1 输入电容器选型

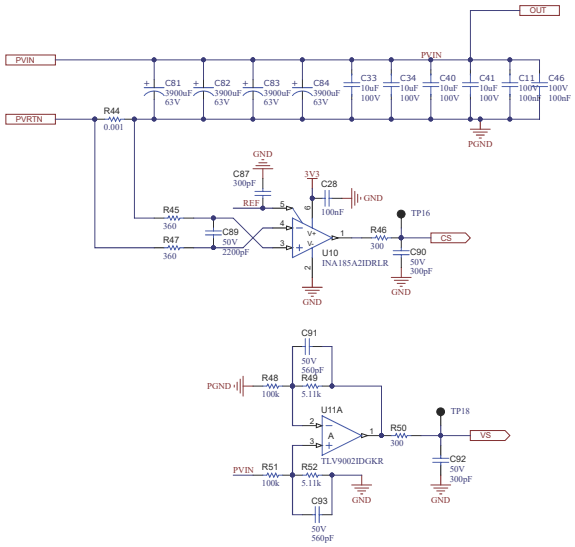


图 2-2. 直流输入和电流测量

如节 3.4 中所述，设计需要大量的输入电容器来保持电源纹波和低输入电压的变化。

在此设计中，MPP 偏差定义为 1%，这意味着可能的最大功率的 99% 以上会提供给逆变器输入端。如果电压的变化为 V_{MPP} 的 ±4%，则几家顶级制造商的 PV 电池板会使输出功率的变化为 MPP 的 1%。因此，输入电容器的输入电压纹波定义为 8%。

主 600W 电池板的 MPP 电压大于 40V。这意味着输入电容器需要处理 600W、100Hz 的电源纹波以及 8% 的电压纹波。

根据方程式 16 计算所需的电容。

需要大约 15mF 的电容；因此选择了 5 个 3300 µF、63V、直径为 18mm 的电容器。这些电容器水平安装，以降低电路板高度。总电容为 16.5mF 且电流纹波约为 2A，低于此类电容器的允许最大电流纹波 2.6A。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.2.2 直流侧

图 2-2 显示了直流输入侧原理图。该图显示了基于 INA185 的分流器电流检测网络。INA185 是一款双向电流检测放大器（也称为电流分流监控器），可检测 1mΩ 电流检测电阻器两端的压降。INA185A2 版本具有 50V/V 的增益和 1.65V 的基准电压。这些参数使输入电流范围达到 ±16.5A。电压检测基于低成本的 TLV9002 运算放大器。

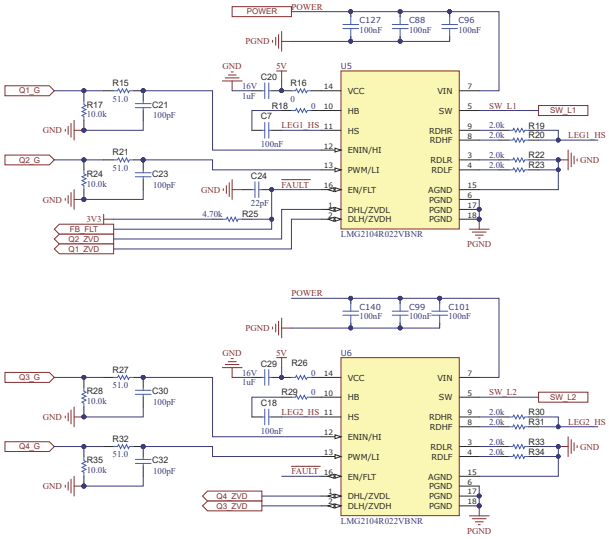


图 2-3. 全桥转换器

图 2-3 显示全桥转换器包括两个 LMG2104R022 功率级。LMG2104R022 是一款半桥功率级，具有集成栅极驱动器和增强模式氮化镓 (GaN) FET。因为这些 FET 的反向恢复为零，而且输出电容 C_{OSS} 极小，所以 GaN FET 在功率转换方面优势极为显著。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.2.3 交流侧

交流侧有用两个交流开关开发的半桥周波转换器。图 2-4 显示了交流开关的原理图。每个交流开关均为单片双向 GaN (BDGaN) 器件（Q1、Q2）。该配置需要三个独立的偏置电源（U19、U21、U23），它们通过开尔文源引脚分别参考线路、中性点和开关节点。当 UCC34141 配置为单端输出时，D3、D15、D18、L11、L12 和 L13 均为 DNP。

请注意，栅极驱动电路设计为具有不同的关断和导通驱动强度。然而，在许多情况下，用户可以使用 10R 作为栅极电阻的开路和闭路。这可以通过 DNP R129、R135、R145 和 R150 来完成。

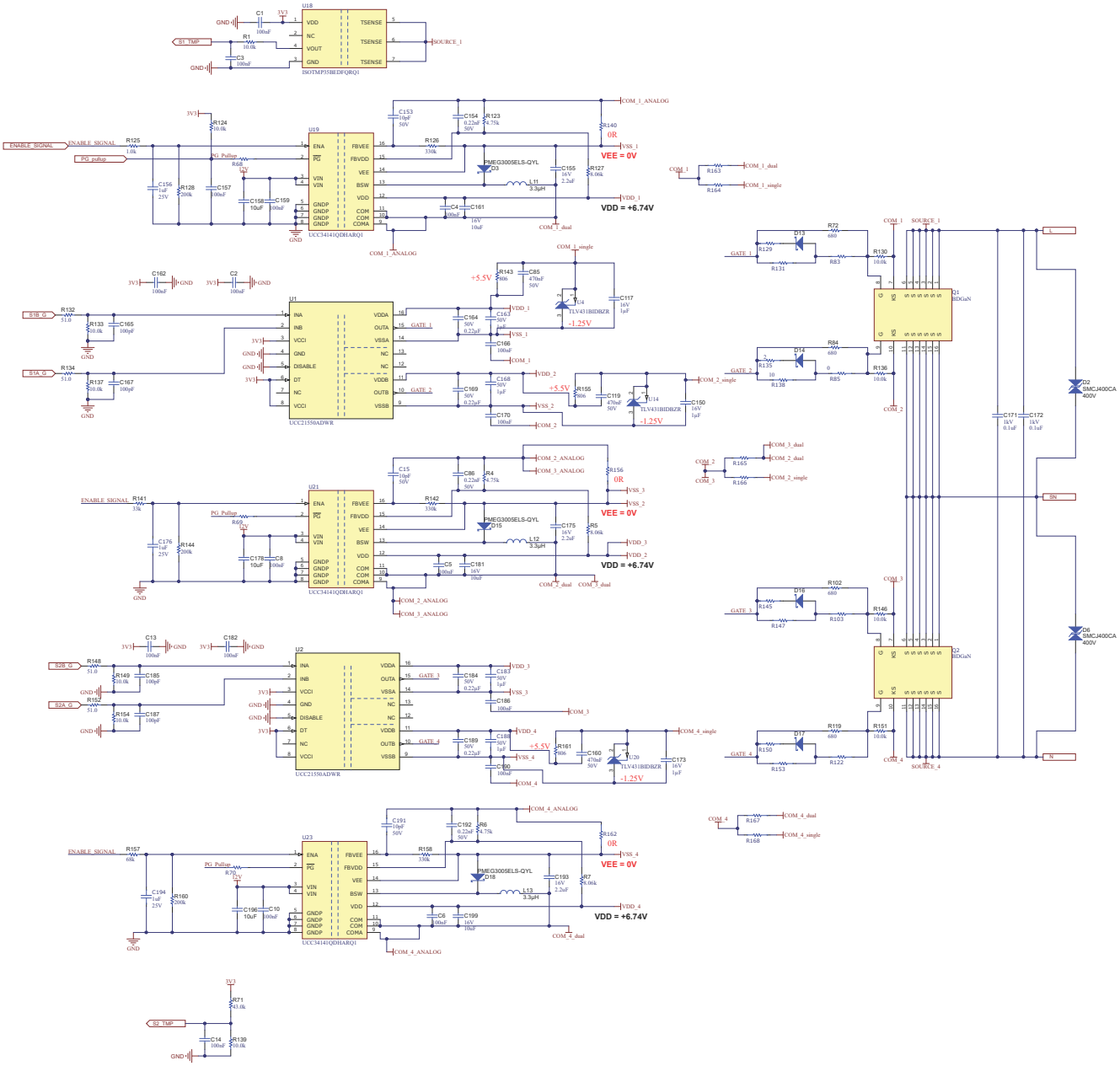


图 2-4. 高压交流开关原理图

栅极驱动器的隔离电源首先通过 UCC34141-Q1 模块，从 12V 电源轨上生成一个 6.74V 单端输出。该 6.74V 电压随后通过 TLV431 分流参考电压和偏置电阻转换为 +5.5V 和 -1.25V 的分压输出。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

请注意，通常辅助电源输入由 J9 输入插孔 (5V) 提供。然而，此电路板能够使用输入直流电源 (J1) 并通过 LM5164 降压转换器将其降至 5V。之后，生成 3.3V 和 12V 的系统电源轨。必须使用跳线 J7 才能使该路径正常工作。

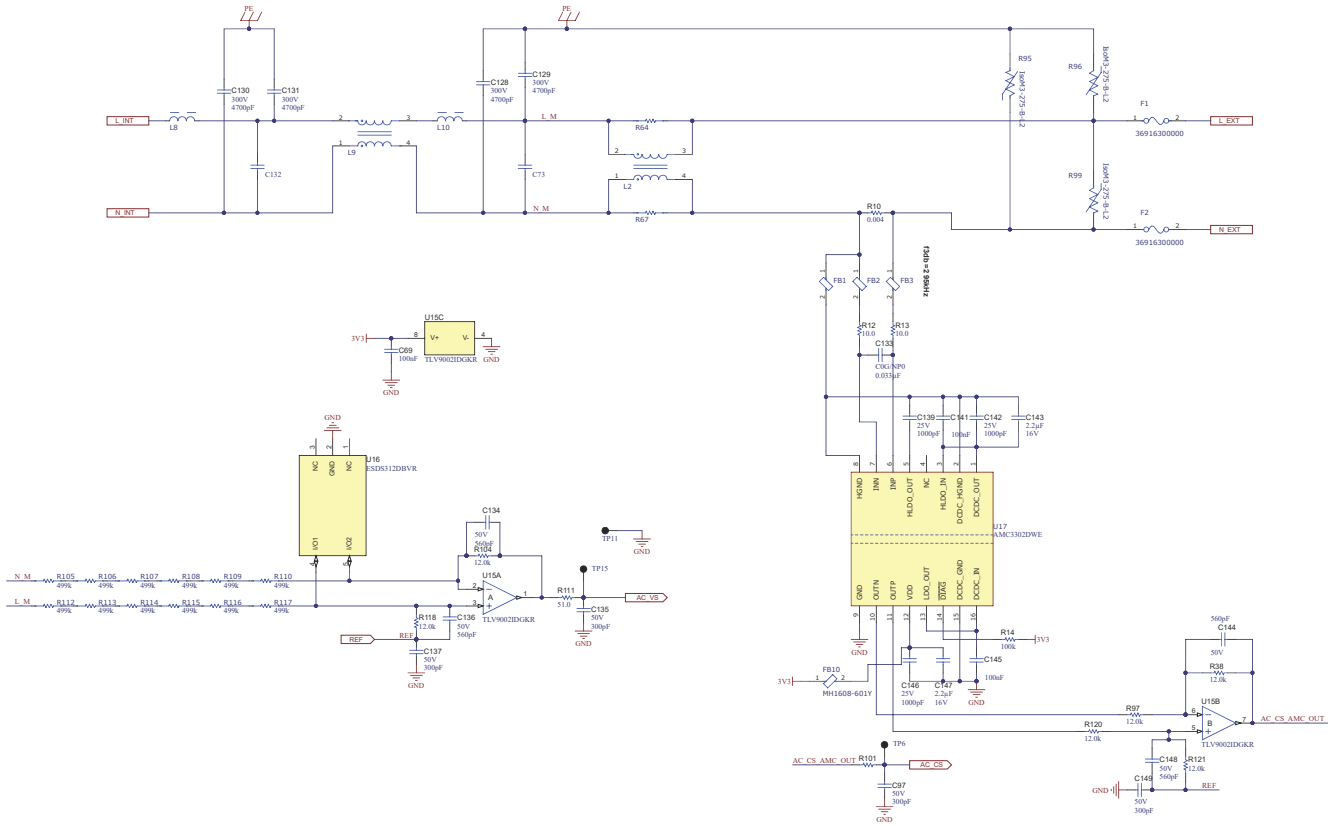


图 2-5. 交流滤波和测量

交流侧采用基于分流的隔离式电流传感器 AMC3302。由于 AMC3302 的输出为差分信号，因此使用 TLV9002 将其转换为单端信号以供 ADC 输入。总体而言，信号链的增益为 164mV/A。用于电压测量时，采用差分放大器配置，电压衰减比为 250:1。图 2-5 展示了交流滤波和测量原理图。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.3 重点产品

2.3.1 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。

2.3.1.1 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
- 硬件文件在 C2000Ware 中，位于 `boards\controlCARDs\TMDSCNCD28P55X`

2.3.1.2 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

2.3.2 LMG2104R022

LMG210xR0xx 器件是一个 100V 半桥功率级系列，具有集成栅极驱动器和增强模式氮化镓 (GaN) FET。该器件由采用半桥配置的高频 GaN FET 驱动器构成，可驱动两个 100V GaN FET。由于 GaN FET 的反向恢复为零，而且输入电容 (CISS) 和输出电容 (COSS) 都极小，所以 GaN FET 在功率转换方面优势极为显著。所有器件均安装在一个完全无键合线的封装平台上，最大限度减少封装寄生元件，便于在 PCB 板上安装使用。

2.3.3 AMC3302

AMC3302 是一款隔离式精密放大器，针对基于分流器的电流测量进行了优化。完全集成的隔离式 DC/DC 转换器允许从器件的低侧进行单电源操作，从而使该器件成为空间受限应用的独特解决方案。增强型电容式隔离栅已通过 VDE V 0884-11 和 UL1577 认证，并支持高达 1.2kVRMS 的工作电压。该隔离栅可将系统中以不同共模电压电平运行的各器件隔开，并保护电压较低的器件免受高电压冲击。AMC3302 的输入经过优化，可直接连接到低阻抗分流电阻器或另一具有低信号电平的低阻抗电压源。出色的直流精度和低温漂支持在 –40°C 至 +125°C 的扩展工业温度范围内进行精确的电流测量。AMC3302 的集成 DC/DC 转换器故障检测和诊断输出引脚简化了系统级设计和诊断。

2.3.4 UCC21550A

UCC21550 是具有可编程死区时间和宽温度范围的隔离式双通道栅极驱动器系列。该器件采用 4A 峰值拉电流和 6A 峰值灌电流来驱动功率 MOSFET、SiC、GaN 和 IGBT 晶体管。UCC21550 可配置为两个低侧驱动器、两个高侧驱动器或一个半桥驱动器。输入侧通过一个 5kVRMS 隔离栅与两个输出驱动器隔离，其共模瞬态抗扰度 (CMTI) 的最小值为 125V/ns。保护功能包括：电阻器可编程死区时间、同时关闭两个输出的禁用功能以及可抑制短于 5ns 的输入瞬态的集成抗尖峰脉冲滤波器。所有电源都有 UVLO 保护。由于 BDGaN 隔离偏置电源需要满足 UVLO 要求，因此本设计选择了 UCC21550A。

2.3.5 TMCS1133 - 具有增强型隔离的精密 1MHz 霍尔效应电流传感器

TMCS1133 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

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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 ±96A，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。

2.3.6 INA185 - 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 +26V 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 260µA，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°C。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.3.7 LM5164 – 具有超低 I_Q 的 100V 输入、1A 同步直流/直流降压转换器

LM5164 同步降压转换器用于在宽输入电压范围内进行调节，从而尽可能减少对外部浪涌抑制元件的需求。50ns 的最短可控导通时间有助于实现较大的降压比，支持从 48V 标称输入到低电压轨的直接降压转换，从而降低系统的复杂性并减少解决方案成本。LM5164 在输入电压突降至 6V 时能够根据需要以接近 100% 的占空比继续工作，因而此器件是宽输入电源电压范围工业应用和高电芯数电池包应用的理想之选。LM5164 具有集成式高侧和低侧功率 MOSFET，可提供高达 1A 的输出电流。恒定导通时间 (COT) 控制架构可提供几乎恒定的开关频率，具有出色的负载和线路瞬态响应。LM5164 的其他特性包括超低 I_Q 和二极管仿真模式运行（可实现高轻负载效率）、出色的峰值和谷值过流保护、集成式 V_{CC} 辅助电源和自举二极管、精密使能和输入 UVLO 以及具有自动恢复功能的热关断保护。开漏 PGOOD 指示器可提供进行定序、故障报告和输出电压监视功能。LM5164 采用热增强型 8 引脚 SO PowerPAD™ 集成电路封装。1.27mm 引脚间距可以为高电压应用提供足够的间距。

2.3.8 UCC34141-Q1

UCC34141-Q1 是一款符合汽车标准的具备增强型隔离功能、工作电压高的直流/直流电源模块，旨在为 SiC 和 IGBT 隔离式栅极驱动器供电。TI 专有的集成变压器和高级控制架构可实现高功率密度、低噪声以及较低的系统物料清单。该器件能够在 85°C 环境温度下提供 1.5W 的典型输出功率。高精度双路输出电压可通过电阻分压器轻松设置，为 SiC/IGBT 实现低导通电阻、快速可靠的开关控制。低延迟反馈控制可降低用于快速负载瞬态的输出电容，并支持动态电压编程。宽输入电压和可调 VIN UVLO 支持电动汽车的宽电池电压范围和稳压输入电源轨。该器件可在 5.5V 至 20V 的 VIN 范围内运行，且可承受高达 28V 的 VIN 瞬态过压。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3 系统设计原理

3.1 光伏逆变器的隔离

由于以下各种原因，PV 微型逆变器需要在 PV 电池板和交流电网之间进行隔离：

- 电气安全
- 减少电池板和电网之间的共模电流流动
- 高输入输出电压比

从安全角度来看，由于微型逆变器与 PV 电池板组合通常由最终用户安装，因此需要在电池板和电网侧之间实施增强型隔离，以减轻交流电网一侧的电击危险。

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。这种巨大的表面会导致电池板和地面之间产生高寄生电容（高达 200nF/kW）。如果没有充分降低转换器的共模电压，这个寄生电容会导致高共模电流流入系统。显著减少系统中流动的寄生电流的一种常见策略是在电池板和电网之间采用隔离级。

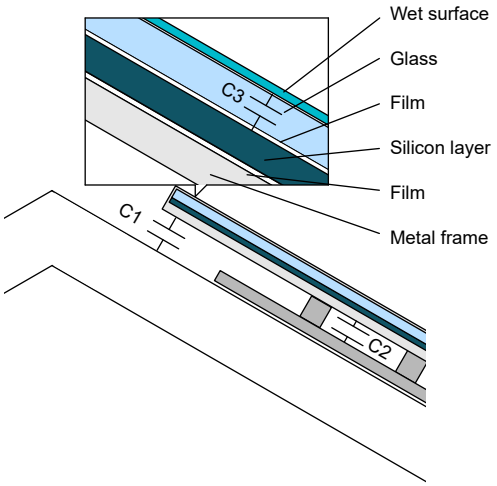


图 3-1. PV 电池板寄生电容

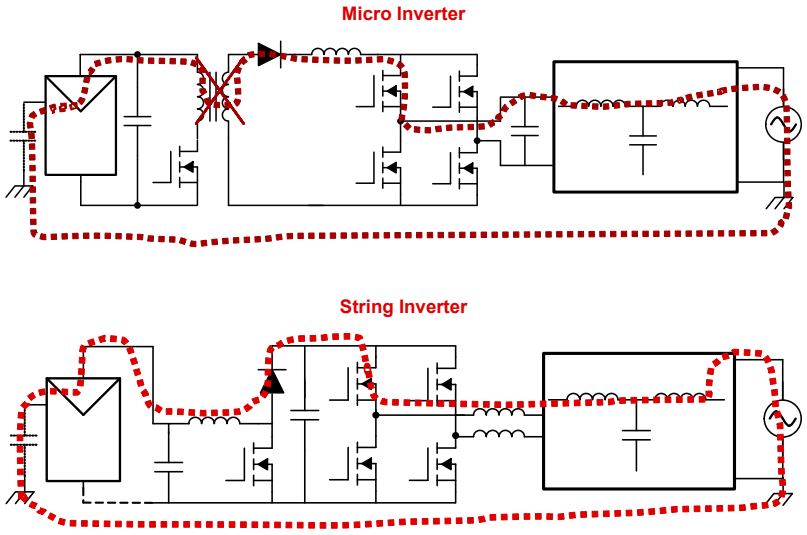


图 3-2. 阻断共模噪声

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.2 拓扑概述

周波转换器是一种将高频交流波形转换成另一种低频交流波形的拓扑。这种方法无需额外使用具有高压直流链路的中间级。这可以提高效率、减小尺寸并节省成本。这种转换器可以通过直流-交流、交流-交流、三相交流-单相直流和其他组合实现。本参考设计着重介绍单相直流-交流运行。图 3-3 显示了方框图。

经过周祥考虑的周波转换器包括：

- 直流侧的全 H 桥
- 交流侧的半桥周波转换器
- 高频变压器
- 变压器的漏电感或外部电感器。此电感器决定了两个电桥之间的功率传输。

PWM（脉宽调制）应用于所有功率器件。在交流侧，两个电压电平施加到电感器上。在直流侧，施加三个电压电平。通过初级侧和次级侧电压波形之间的相移位来控制功率传输。

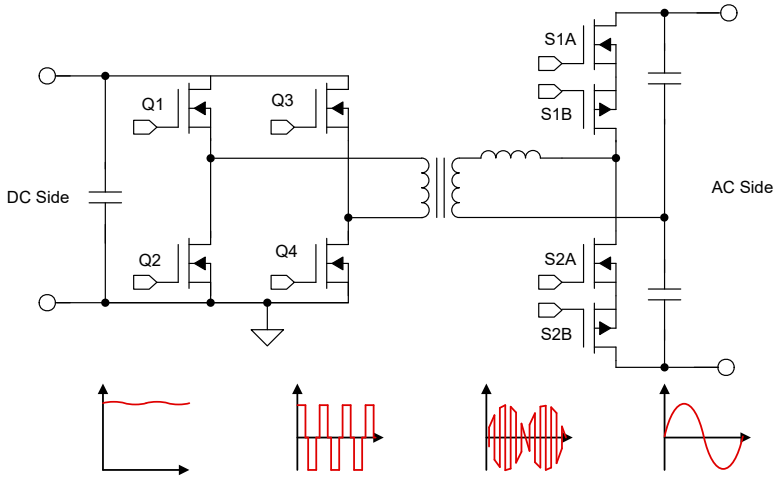


图 3-3. 简化版方框图

图 3-3 显示，在直流侧，周波转换器由传统的全 H 桥组成，用于从直流电压源生成高频矩形交流波形。这种高频交流电压施加到高频变压器上。由于采用全桥结构，直流侧电压有三个电平：$+V_{DC}$、0 和 $-V_{DC}$。形成的交流波形乘以变压比后施加到电感器的左侧。

交流侧半桥由两个交流开关（S1 和 S2）组成。每个交流开关均包括由公共源连接的两个单向 GaN 功率级。公共源连接允许交流开关在电网电压为正和为负时都工作。

在交流开关工作期间，一个 GaN 器件作为整流器运行，另一个作为高频开关器件运行。整流器器件在电网电压的半个周期内持续导通。开关功率级的工作频率与直流侧在交流侧的电感器上形成高频电压的频率相同。例如，当交流电压为正时，S1B 和 S2B 用作整流器并在 S1A 和 S2A 开关时持续导通。在电网过零时，功率级交换角色：当交流电压为负时，S1A 和 S2A 持续导通，S1B 和 S2B 不断开关。为避免发生击穿，开关器件设有死区时间。在死区时间期间，两个开关器件都关断。重要的是，在该死区时间期间，整流器件为电感器电流提供路径。

在交流侧，电压会跟随电网并始终变化。逆变器的开关频率明显高于电网频率。这样可将交流侧电压视为每个单独开关周期内的恒定电压。

由于采用半桥结构，交流侧电压会产生两级电压：$+V_{AC}/2$ 和 $-V_{AC}/2$，其中 V_{AC} 是瞬时电网电压电平。半桥结构还意味着比全桥高 2 倍的 RMS 电流和更高的导通损耗。然而，对于较低功率的转换器，使用半桥拓扑可以降低系统成本。对于大功率设计，全桥结构可以提供显著的效率优势。全桥拓扑具有多种优势，例如更低的 RMS 电流、更高的电压增益和更出色的 EMI。全桥配置的另一个优势是，这种配置能够在交流侧提供三级电压并扩大 ZVS 开关的范围。

周波转换器拓扑可以简化并被视为双有源桥转换器 (DAB)。例如，对于正电网电压，S1B 和 S2B 作为整流开关运行，并且这些开关持续导通。因此，可以不予考虑 S1B 和 S2B；这样，S1A 和 S2A 作为交流侧半桥运行，简化了 DAB 原理图。与常规 DC-DAB 相比，经过考虑的 AC-DAB 具有一些挑战：

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- 电网侧的电压会发生变化且电压不是恒定的
- 交流侧电压具有非常宽的电压范围，从 0 到 V_{AC_PEAK}
- 需要在较宽的电压和负载范围内实现 ZVS
- 峰值瞬时功率是平均功率的两倍
- 100Hz 的电源纹波需要由直流电解电容器处理

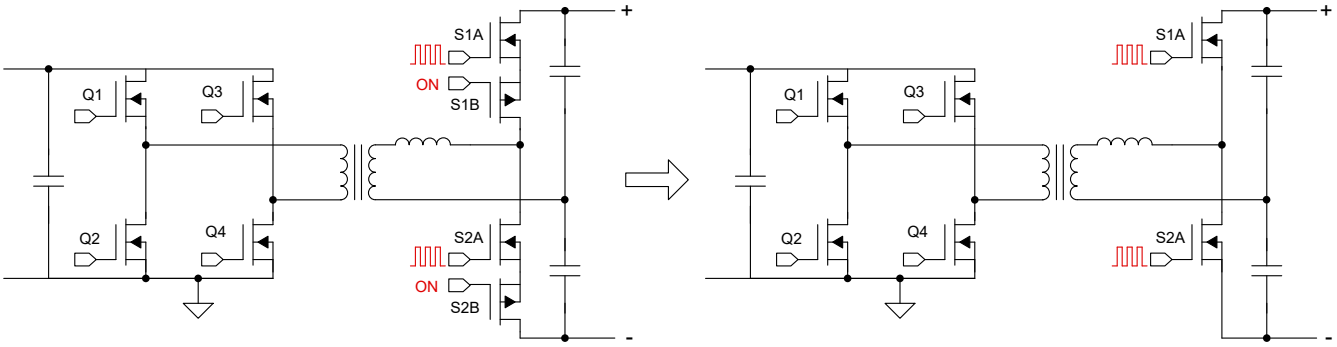


图 3-4. 电网电压为正时 DAB 中周波转换器的等效电路

3.3 控制理论

DAB 转换器由初级侧和次级侧的两个电压源和变压器组成，并且这两侧之间有一个电感器。电压源和开关网络在电感器上形成高频交流方波。

对于全桥开关网络，交流方波电压发生器可以产生 $+V_{DC}$、0 和 $-V_{DC}$ 电压。对于半桥开关网络，交流电压发生器只能产生 $+V_{AC}/2$ 和 $-V_{AC}/2$ 电压。在本参考设计中，直流侧采用全桥配置，交流侧采用半桥配置。

备注

从本文档的此处开始到本文档的末尾，直流侧称为初级侧，交流侧称为次级侧。

电桥中每个桥臂的占空比为 50%，通过改变桥臂之间的相移来控制功率流。初级侧桥臂之间的相移称为内部相移。此相移决定了从初级侧施加到电感器的电压脉冲的宽度。由于半桥的性质，次级侧没有内部相移功能。然而，控制器能够控制初级侧和次级侧电压脉冲中心之间的相移。这种相移通常称为外部相移或基本相移。功率传输对外部相移敏感得多，因此功率传输通常用于输出功率调节。内部相移通常用于优化，以降低 RMS 电流并扩大展 ZVS 范围。

3.3.1 单相移和扩展相移调制技术

双有源电桥有多种不同的控制方法，自由度也各不相同。两种常用的方法是单相移 (SPS) 方法和扩展相移 (EPS) 方法。SPS 仅使用外部相移控制输出功率，而 EPS 使用外部和内部相移。

在 SPS 控制中，初级侧桥臂以固定的 180 度内部相移开关，初级侧形成的电压为 $+V_{DC}$ 或 $-V_{DC}$。

单相控制非常简单且对于高负载而言效率较高，但在轻负载条件下无法实现 ZVS，并且电感器上很较大的循环电流会导致损耗增加。ZVS 范围可能会根据负载和输入/输出电压比而变化。

要扩大 ZVS 范围并减小循环电流，请使用 EPS 控制。EPS 的主要区别在于内部相移不是固定为 180 度。通过控制内部相移，控制器可以应用三种电压电平：$+V_{DC}$、0 和 $-V_{DC}$，并操纵电感器初级侧的电压脉冲宽度。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

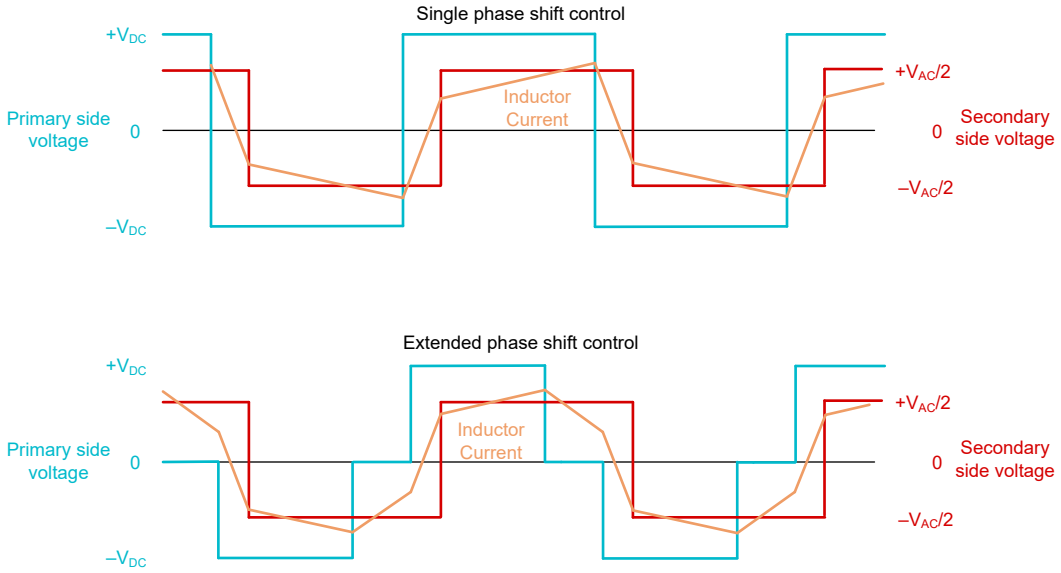


图 3-5. SPS 和 EPS 控制波形

这种方法可以扩大 ZVS 范围并降低循环功率，但由于控制器具有两个自由度，因此增加了控制复杂性。

3.3.2 零电压开关和循环电流

零电压开关 (ZVS) 可显著降低开关损耗并提高效率。为了实现 ZVS，电流在导通之前从漏极流向源极并使 C_{OSS} 电容放电。在 DAB 转换器中，由于开关频率较高，ZVS 的实现起到关键作用。

考虑直流侧 Q1、Q2 桥臂的开关事件。图 3-6 显示在先前的开关事件中，Q2 导通并且电感器中的电流流动。在该图中，显示了 Q1 的寄生 C_{OSS} 和体二极管。

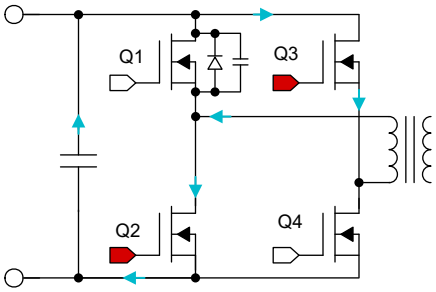


图 3-6. 先前的开关

出现开关事件时，控制器首先关断 Q2 并且死区时间开始。从变压器流出的电流基本上是恒定的，因为该电流由次级侧的 Lk 驱动。当 Q2 关断时，电流必须流经 Q1。该电流开始流入 Q1 的寄生 C_{OSS} 电容并放电。

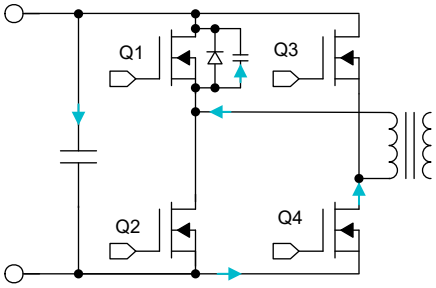


图 3-7. C_{OSS} 放电

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

当 C_{OSS} 完全放电时，体二极管变为正偏置且二极管开始导通。对于 GaN 器件，这种模式通常称为第三象限导通。由于第三象限中的源漏极电压较高，该模式中的损耗可能会很大。TI 建议将死区时间保持在合理水平，使损耗续较低。

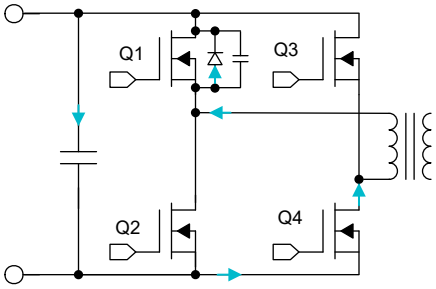


图 3-8. 第三象限导通

最后，死区时间结束时，控制器接通 Q1。电流开始流过开关。这种导通称为软开关，因为几乎没有电压损耗、电流重叠损耗和 C_{oss} 损耗。

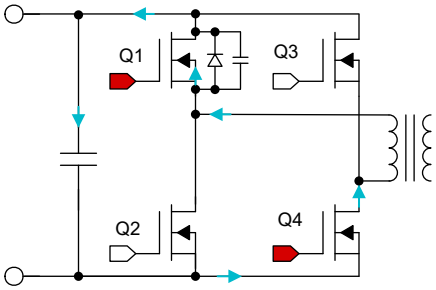


图 3-9. 软开关

有以下三种开关条件：

- 完全 ZVS
- 部分 ZVS
- 硬开关

如果从源极流向漏极的电流能够在死区时间内使寄生 C_{OSS} 电容完全放电，则满足 ZVS 条件，这种开关称为完全软开关。

如果开关事件中的电流不足以在死区时间内使 C_{OSS} 放电，则该开关为部分 ZVS。寄生电容器中仍然有储能，该能量在出现导通事件时在开关中耗散。这会降低效率并增加开关温度。死区时间和关断电流的增加有助于使开关更柔和。

如果在开关事件中电流反向流动，则该开关为完全硬开关。存储在 C_{OSS} 中的全部能量在开关中耗散。在这种情况下，增加 DT 对开关行为没有影响。控制器需要优化调制参数，以便在发生开关事件时获得正确的电流方向。在许多情况下，可以优化相移角或频率以在 ZVS 可行时增大范围。然而，在某些情况下（例如负载极轻时），无法为所有桥臂实现 ZVS。

循环电流对于 DAB 非常重要。循环电流类似于电网系统中的无功电流。如同无功电流，循环电流会产生额外的导通损耗。但与电网中的无功电流不同，DAB 中的循环电流在某些情况下更实用。

为了说明循环电流的作用，请考虑 DAB 的 SPS 模式。传输到次级侧的电流随着基本相移的增加而增大。另外在有功电流增大时，循环电流也增大。当初级侧和次级侧电压具有不同极性时，转换器会改变电感器中电流的方向（循环时间）。在循环时间内，DAB 将电感器电流放电至零，然后以相反极性对电感器重新充电。这种放电和再充电方式不会促进功率传输，并会产生两种负面影响。第一个影响基本上是放电和再充电过程中的导通损耗。此过程进行的时间越长，系统中的循环损耗就越大。其次，循环时间会缩短功率传输周期中的活动时间。这意味着，如果活动时间更短，转换器需要更大的电流幅度才能向输出端提供相同的平均电流。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

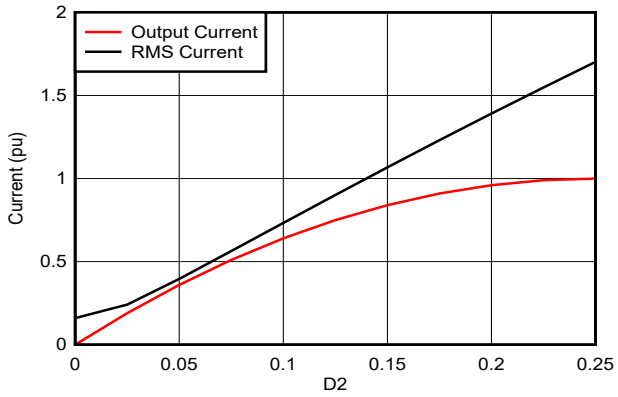


图 3-10. 输出电流与循环电流随 D2 相位移的变化

如果基本相移从开关周期的 0 增加到 0.25，则输出电流增大。然而，如果 PS 高于 0.125，而有功电流的增加幅度不是很大，则 RMS 电流会大幅增加。因此，不建议在 SPS 模式下使用高于 ±0.125 的基本相移。

相反，该循环电流为在 DAB 中实现 ZVS 提供关断电流。通常，转换器旨在使循环电流保持为实现 ZVS 所需的小值。可利用 EPS 方法中的内部相移和频率变化来控制系统中的循环电流大小。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.3.3 优化的控制方法

在具有半桥的固定频率 DAB 转换器中，设计人员有两种控制值：内部相移和基本相移。控制算法需要设计为向电网提供基准电流，因此基本相移通常取决于输出电流要求和内部相移。内部相移具有一些自由度来优化 ZVS 行为。[2] 中考虑了此参考设计的优化控制方法。

在该优化的控制方法中，扩展相移 (EPS) 通过两种运行模式实现。在模式 III 中，V_P 的正脉冲完全位于正 V_S 脉冲内部。在模式 II 中，V_P 的正脉冲与正负 V_S 脉冲重叠。模式 I 有 V_P 的正脉冲且完全位于负 V_S 脉冲内部。模式 I 有很大的循环电流，因此未予以考虑。

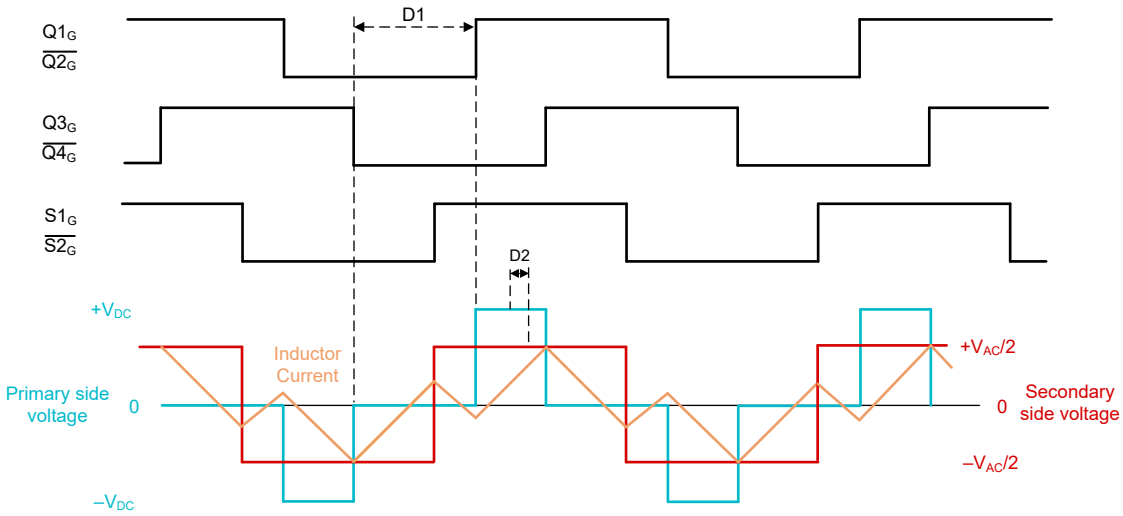


图 3-11. 工作模式 III

模式 III 具有较小的 RMS 电流，更适合用于轻负载，而模式 II 则用于高负载。

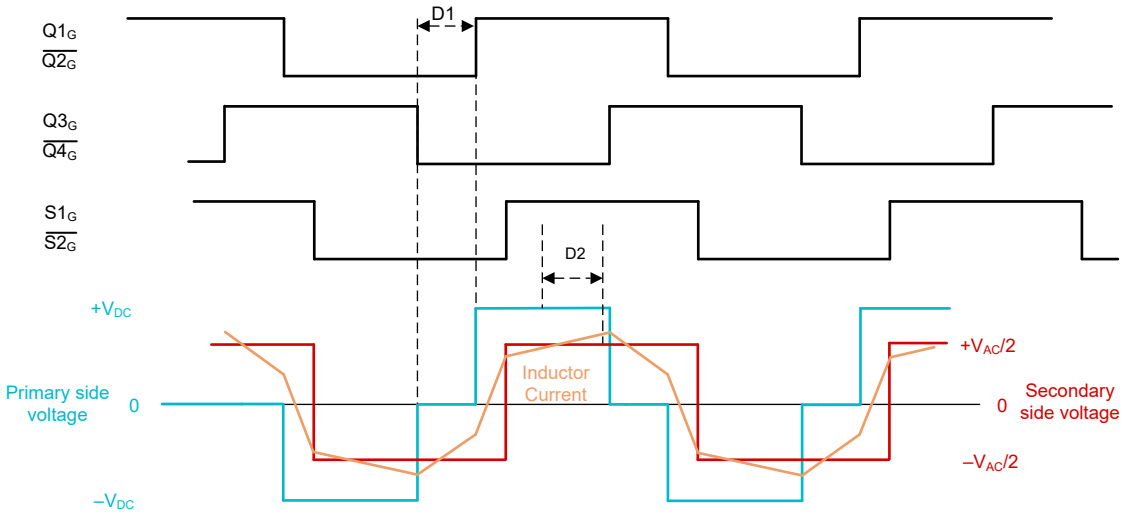


图 3-12. 工作模式 II

D1 的范围为内部相移（范围是 0 至 0.5），其中 0 表示最大初级侧脉冲宽度，0.5 表示最小初级侧脉冲宽度。D2 是基本相移（范围是 –0.25 至 +0.25），其中正值表示功率从直流侧传输至向交流侧。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

根据工作模式的定义，方程式 1 显示了唯一可能的工作模式 III。

$$D1 > 2 \times |D2| \tag{1}$$

方程式 2 定义了归一化输出电流。

$$I_N = \frac{N \times V_{DC}}{4 \times f_{sw} \times L_K} \tag{2}$$

其中

- V_{DC} 为直流侧电压
- N = 变压器次级绕组与初次级绕组匝数比
- Fs = 开关频率
- Lk = 电感值

基本相移 D2 用于调节输出电流，因此 D2 由电流基准和 D1 预定义。

$$\begin{cases} D2_{II} = \frac{1 - \sqrt{1 - 4 \times M - 4 \times D1^2}}{4} \times \mathrm{sgn}\left(I_{REF}\right) \\ D2_{III} = \frac{M}{2 \times (1 - 2 \times D1)} \times \mathrm{sgn}\left(I_{REF}\right) \end{cases} \tag{3}$$

其中

- $M = |I_{REF}/I_N|$ 是电流传输比

内部相移可根据 ZVS 要求计算得出。控制方法将 ZVS 要求定义为方程式 4 中初级侧滞后臂的零电流轨迹。初级侧超前臂始终可以实现 ZVS，因此不考虑初级侧。

$$\begin{cases} D1_{II,\,PRI} = \frac{(2-m) - \sqrt{(2+m)^2 - \left(2 \times m^2 - \left(2 \times m^2 + 4 \times m + 4\right) \times \left(1 + m^2 \times \left(M - 0.25\right)\right)\right)}}{2 \times m^2 + 4 \times m + 4} \\ D1_{III,\,PRI} = 0.25 - 0.5 \times \sqrt{\left|\frac{m \times M}{1 - 0.5 \times m}\right|} \end{cases} \tag{4}$$

其中

- $m = |V_{AC}|/N \times V_{DC}$ 是电压增益

如果满足方程式 5 中的要求，转换器可以在模式 III 下工作以实现 ZVS。在这种情况下，$D1_{III,PRI}$ 用作初级侧要求。否则，转换器需要在模式 II 下工作并使用 $D1_{II,PRI}$。如果控制算法保持 $D1 < D1_{PRI}$，则初级侧滞后臂可以实现 ZVS。

$$D1_{PRI} = \begin{cases} D1_{II,\,PRI}, M \geq D1_{III,\,PRI} \times \left(1 - 2 \times D1_{III,\,PRI}\right) \\ D1_{III,\,PRI}, \text{otherwise} \end{cases} \tag{5}$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

方程式 6 定义了次级侧开关的 ZVS 要求。

$$\begin{cases} D1_{II,\,SEC} = \sqrt{\max\left\{0,\ 0.25 - M - \frac{m^2}{16}\right\}} \\ D1_{III,\,SEC} = 0.5 - 0.25 \times m \end{cases} \tag{6}$$

$$D1_{SEC} = \begin{cases} D1_{II,\,SEC},\ M \geq D1_{III,SEC} \times \left(1 - 2 \times D1_{III,\,SEC}\right) \\ D1_{III,\,SEC}, \text{otherwise} \end{cases} \tag{7}$$

同样，如果满足方程式 7 中的要求，则 $D1_{III,SEC}$ 值用作次级侧要求，否则使用 $D1_{II,SEC}$ 值。如果控制算法保持 $D1 > D1_{SEC}$，则初级侧滞后臂可以实现 ZVS。

图 3-13 和图 3-14 显示了电网周期内计算得出的 ZVS 要求曲线。

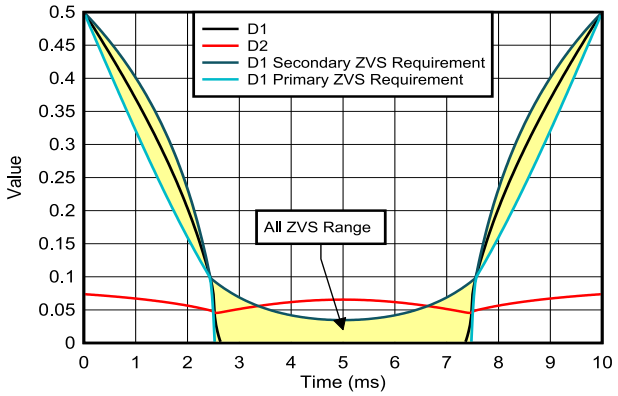


图 3-13. 高负载条件下随交流半波变化的 ZVS 曲线

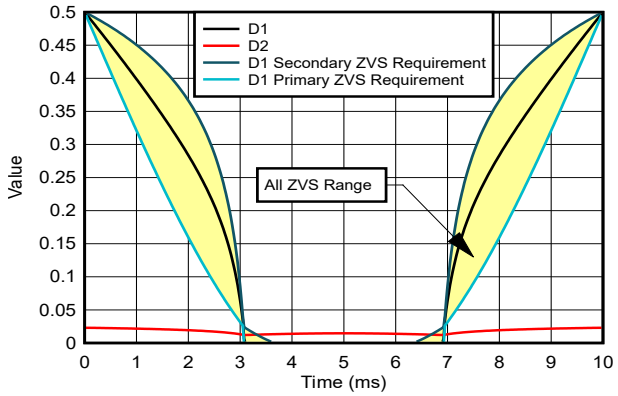


图 3-14. 中等负载条件下随交流半波变化的 ZVS 曲线

如轨迹所示，在电网正弦波开始时，转换器在模式 III 下启动，然后由于电压增益和负载增加而转换至模式 II。

在轻负载条件下，在过零时可以轻松实现初级侧和次级侧的零电压开关 (ZVS)，但难以在接近电网振幅电压时实现 ZVS。相反，在重负载条件下，ZVS 要求初级侧和次级侧之间距离变得更窄，因此难以在过零时实现 ZVS。然而，在这种情况下，在电网振幅电压附近实现 ZVS 变得更容易些。

有两个 D1 和 D2 的交叉点，这是模式转换点。由于此时关断电流非常接近 0，因此初级滞后和次级侧无法实现 ZVS。

方程式 8 计算控制器如何根据这两个要求使用加权和来计算 D1 的最终值。

$$D1 = \alpha \times D1_{PRI} + (1 - \alpha) \times D1_{SEC},\ \alpha \in (0,\ 1) \tag{8}$$

其中

- α 是加权系数

加权系数可用于平衡初级侧与次级侧的行为。如果该系数接近 1，最终的 D1 会更接近初级 ZVS 要求，为初级侧实现 ZVS 提供更小的空间，同时在次级侧为 ZVS 提供更多的空间。通常，高压开关上的 C_{OSS} 存储能量要高得多，从效率的角度看，在 α 值较高的情况下实现平衡可获得稍好一些的结果。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.3.4 死区时间补偿

如本设计指南前面几节所述，死区时间在 ZVS 实现中扮演着重要角色。遗憾的是，ZVS 无法在整个电压增益和负载范围内实现，尤其是在模式变化点处。当转换器的其中一个桥臂失去 ZVS 时，有效相移发生变化，导致输出电流波形失真。

相移变化的原因如下：实际应用采用有着固有死区时间的开关，以防击穿并允许开关中的电流放电。使能零电压开关 (ZVS) 后，初级侧和次级侧都在互补开关关断后时立即发起变化。如果 ZVS 良好，则在死区时间结束之前出现一个新电压。

硬开关保持电压不变，直到导通事件强制电压在死区时间结束时达到新电平。

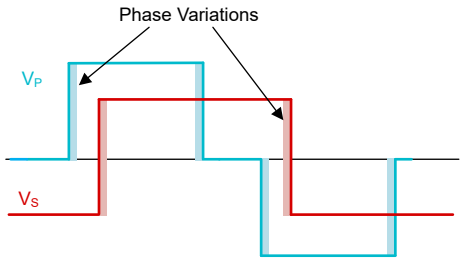


图 3-15. 相移变化

死区时间的影响会改变有效相移。在不同桥臂上实现 ZVS 会在 D1 和 D2 中引入持续变化。表 3-1 显示了不同桥臂的补偿值。

表 3-1. 死区时间补偿值

ZVS 实现	D1 的补偿	D2 的补偿
初级超前	$-DT_{DC}$	$+DT_{DC}/2$
初级滞后	$+DT_{DC}$	$+DT_{DC}/2$
次级	0	$-DT_{AC}$

为了理解 ZVS 实现，控制器计算所有桥臂的开关电流。表 3-2 显示了关断电流计算公式。

表 3-2. 关断电流公式

	模式 II	模式 III
初级超前	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(D1 - \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times \left(\frac{D1}{2} - D2 + 0.25\right)}{2 \times F_{SW} \times L_K}$	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(D1 - \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times 0.25}{2 \times F_{SW} \times L_K}$
初级滞后	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(-D1 + \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times \left(\frac{D1}{2} + D2 - 0.25\right)}{2 \times F_{SW} \times L_K}$	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(-D1 + \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times \left(\frac{D1}{2} + D2 - 0.25\right)}{2 \times F_{SW} \times L_K}$
次级	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(2 \times D2 - \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times 0.25}{2 \times F_{SW} \times L_K}$	$\frac{N \times V_{DC} \times \left(D1 - \frac{1}{2}\right) + \lvert V_G \rvert \times \left(-\frac{D1}{2} + D2 + 0.25\right)}{2 \times F_{SW} \times L_K}$

如果计算得出的关断电流为负，则可以对这些开关应用补偿。然而，在实际应用中，仅仅正电流不足以实现 ZVS，因为开关需要很大的电流才能在死区时间内使 C_{OSS} 放电。如果此电流不足，可能会发生部分软开关。因此，表 3-1 中的补偿值需要线性化。在线性补偿方法中，附加线性系数 K_{COMP} 在方程式 9 中计算，并应用于表 3-1 中的死区时间补偿值。

$$K_{COMP} = \min\left\{1, \frac{I_{ZVS} - I_s}{I_{ZVS}}\right\} \tag{9}$$

其中

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- I_S 为开关电流
- I_{ZVS} 是实现完全 ZVS 所需的电流

该系数决定了该桥臂开关事件的软硬程度。该系数归零表示，该桥臂中的关断电流足以完全实现 ZVS。然而，当该系数为 1 时，开关事件为完全硬开关事件，控制器必须对 D1 和 D2 值进行完全补偿。系统设计人员在确定系统特性之后选择所需的 I_{ZVS}。值得注意的是，由于 C_{OSS} 发生变化，初级侧和次级侧的 I_{ZVS} 可能会有所不同。

部署建议的补偿措施可显著降低电网中的电流尖峰并提高转换器的 THD。

3.3.5 频率调制

如节 3.3.3 中的轨迹所示，在不同的负载、电压和模式下，ZVS 的实现情况也不同。在模式 III 中轻负载条件下，控制器的初级和次级 ZVS 要求之间有较大的余地，这意味着系统中有大量电流循环。通过改变频率，可以缩小初级和次级 ZVS 要求之间的差距并减少循环电流。

在具有高峰值的电网正弦波中，低负载会导致缺失初级侧 ZVS。负载系数 M 定义为 I_{REF} 和 I_N 的比值。I_N 取决于 L_K 和开关频率。控制器可以通过减小 I_N 来提高轻负载条件下的开关频率，从而以增加相对负载 M。

最佳开关频率由可在初级和次级 ZVS 要求之间实现所需差距 Δ 的频率定义。系统设计人员在全面确定系统特性之后选择该 Δ。

根据方程式 4 和方程式 6 推导出最佳开关频率的公式。方程式 10 和方程式 11 是最终公式。

$$F_{SW,\,III} = \frac{N \times V_{DC} \times \left(\frac{m}{2} - 2{*}\Delta\right)^2 \times \left(1 - \frac{m}{2}\right)}{4 \times L_K \times |I_{REF}| \times m} \tag{10}$$

$$F_{SW,\,II} = \frac{N \times V_{DC} \times \left(8 \times \Delta^2 \times m^2 + 16 \times \Delta^2 \times m + 16 \times \Delta^2 - 8 \times \Delta \times m - 16 \times \Delta - m^2 + 4\right)}{16 \times L_K \times |I_{REF}| \times m^2} \tag{11}$$

F_{SW} 的增加是由于转换器的相对负载 M 增加。在工作模式 III 下增加的负载缩小了初级和次级 ZVS 要求之间的差距，但同时减小了 RMS 电流。在模式 II 中，F_{SW} 的增加有助于实现初级滞后臂所需的最小负载，从而在正电压脉冲处保持电流为正，实现 ZVS。

轨迹清楚地表明，在重负载条件下，计算得出的开关频率较低并受到 F_{SW_MIN} 要求的限制。相反，在轻负载条件下工作时，频率增加到最大 (F_{SW_MAX}) 饱和标记。然而，在中等负载条件下，频率出现显著的变化，并在较宽的范围内实现 ZVS，同时将循环电流保持在低电平。

3.3.6 控制器方框图

图 3-16 显示了控制器的方框图。控制器包含一个可生成基准电流幅度的 MPPT 模块。然后，将幅度乘以静止坐标系正交广义积分器 (SOGI) PLL 模块的正弦输出，以便在周波转换器控制中得到利用。周波转换器控制具有前馈模块、死区时间补偿、PI 和 PR 控制器。然后计算最终的 D1 和 D2 值，以进入调制器并由调制器生成相应的 PWM 信号。

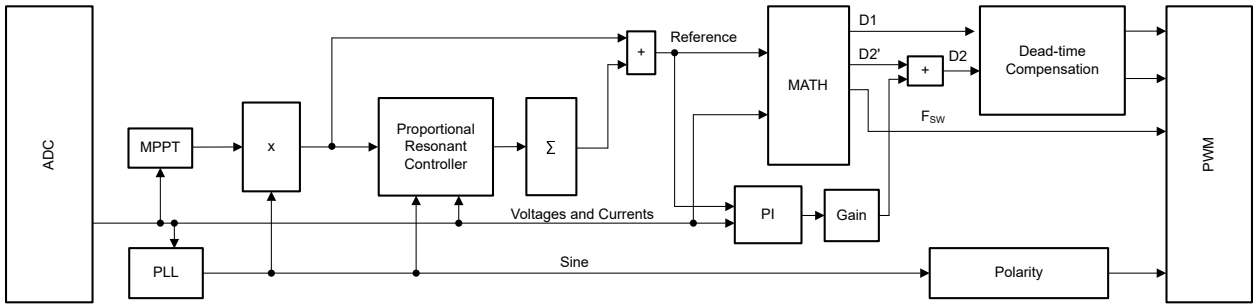


图 3-16. 控制器方框图

在向上和向下计数模式下，调制器使用 C2000 MCU 中的四条 ePWM 通道。图 3-17 显示了波形生成时序图。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

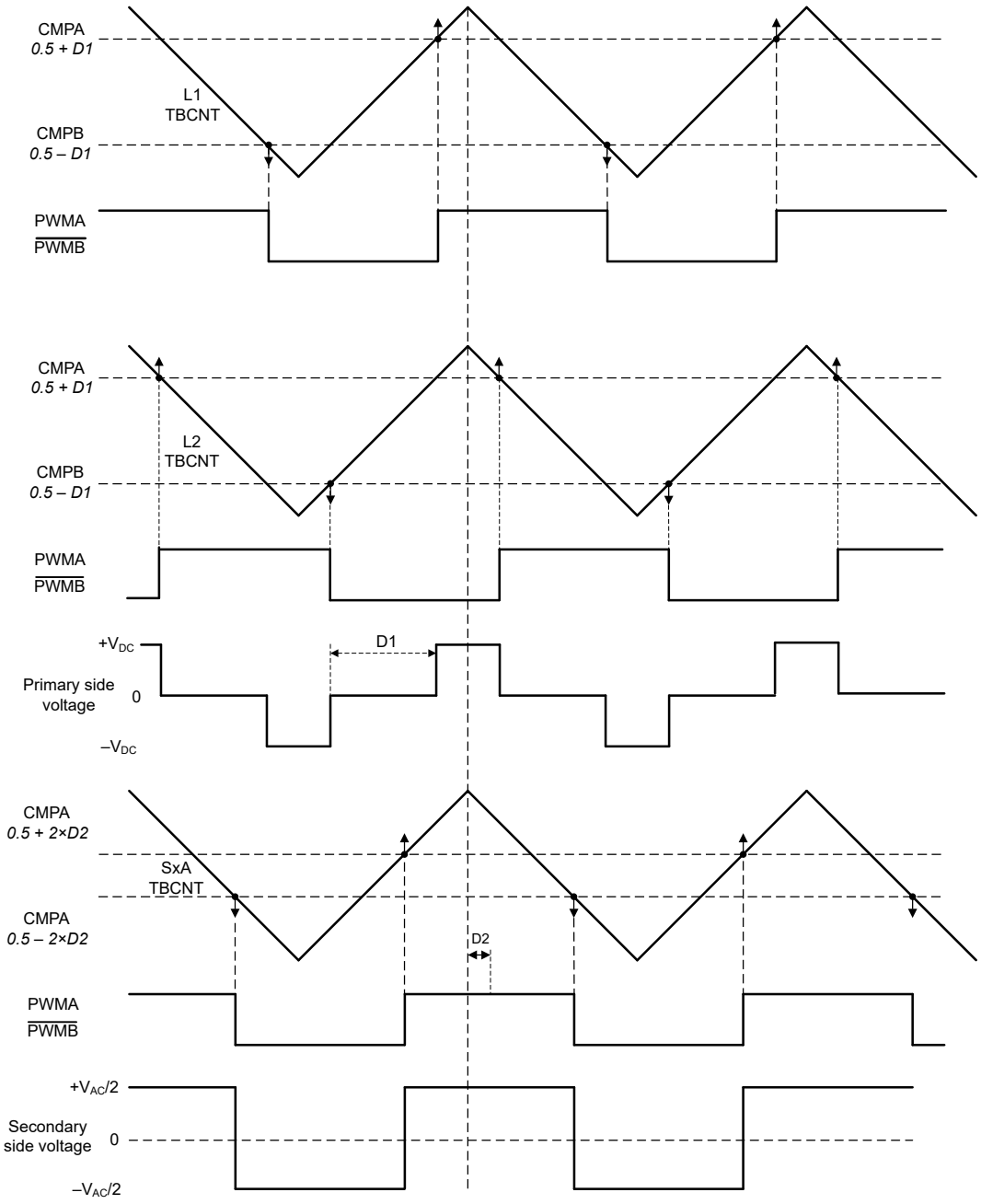


图 3-17. PWM 时序图

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.4 MPPT 和输入电压纹波

单相电源应用会出现显著的电源纹波。这种纹波的频率是电网频率的两倍

方程式 12 显示了传输到电网的平均功率。

$$P_{AVG} = V_{RMS} \times I_{RMS} \times \cos(\varphi) \quad (12)$$

方程式 13 根据正弦定律计算电网中的电压。

$$V(t) = \sqrt{2} \times V_{RMS} \times \sin(\omega t) \quad (13)$$

当功率因数等于 1 时，电网中的电流也遵循正弦波，请参见方程式 14。

$$I(t) = \sqrt{2} \times I_{RMS} \times \sin(\omega t) \quad (14)$$

方程式 15 是单相系统的瞬时功率公式。

$$P(t) = 2 \times V_{RMS} \times I_{RMS} \times \sin^2(\omega t) = V_{RMS} \times I_{RMS} \times (1 + \cos(2 \times \omega t)) \quad (15)$$

方程式 15 显示瞬时功率由表示平均功率的恒定分量和频率为电网频率 2 倍的交流分量（可描述为电源纹波）组成。这个公式还显示瞬时功率的变化范围为从零到高达平均功率两倍。

在传统的两级逆变器方法（例如 LLC 加图腾柱配置）中，电源纹波通常由位于高压直流-交流级内的直流链路电容器进行管理。这些直流链路电容器可以有效处理 20% 或更高的电压纹波。相比之下，低压到高压 LLC 级的设计通常侧重于最大平均功率能力。

在单级方法中，没有直流链路电容器处理电源纹波，因此转换器必须设计为将平均功率和电源纹波传输到交流侧。

逆变器的输入来自可被视为电流源的 PV 电池板。该电流源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。

这表明输入电容器在每个电网周期内充当中间储能元件。因此，转换器的输入电压会出现一些纹波，这会直接反映到 PV 电池板的工作电压上。

图 3-18 表示典型太阳能电池板的 P-V 曲线，展示了电池板输出与各种参数之间的关系。由于影响 PV 电池板的条件全天都在变化，功率输出也会持续变化。

逆变器的输入功率在最大功率点 (MPP) 附近保持相对恒定，而由于这些条件不断变化，输出功率会出现纹波。这会导致转换器的输入电压出现一些纹波，并会直接反映在 PV 电池板的工作电压上。和 P-V 曲线一起显示的 I-V 曲线显示了电池板的输出电流与输出电压之间的关系。每个电网周期内的中间储能元件由输入电容器提供，用于减轻这种纹波对转换器工作的影响。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

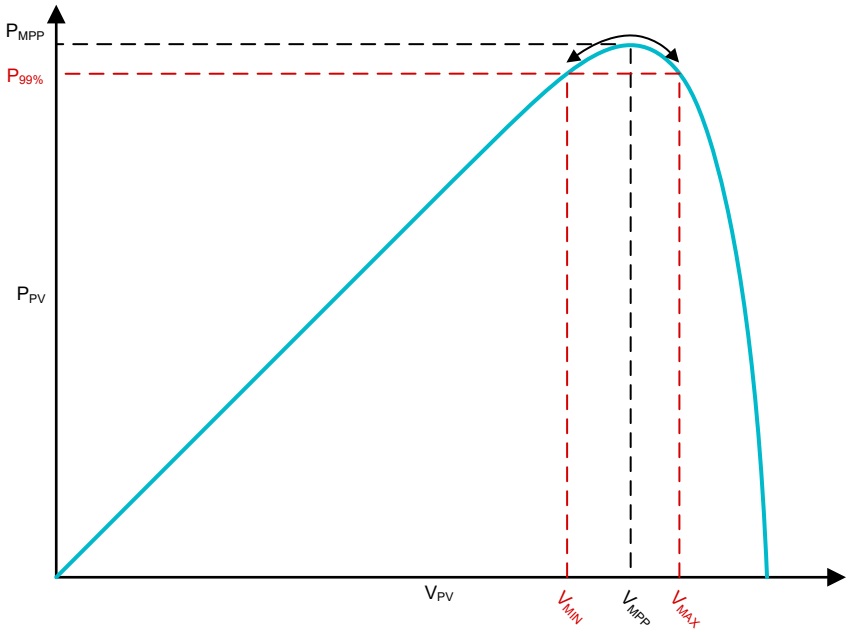


图 3-18. P-V 曲线上的输入电压纹波

如图 3-18 所示，任何偏离 VMPP 的电池板电压变化都会降低电池板提供的功率并降低总输出功率。幸运的是，在 MPP 电压两侧，输出功率的变化相对较小。要了解所需的输入电容，请定义功率点附近的最大偏差。此参数需要正确选择，因为偏差太小会导致电容器的尺寸和成本过大，偏差太大会导致 PV 电池板在不利的功率点处运行。通常，设计人员选择 MPPT 效率的 99% 作为起点。

可通过方程式 16 计算所需的最小电容。

$$C \geq \frac{P_{IN}}{2 \times \pi \times V_{IN} \times f_{AC} \times V_{RIPPLE}} \tag{16}$$

其中

- P_{IN} 是 PV 电池板的最大功率
- V_{IN} 是 MPP 处的 PV 电池板电压
- f_{AC} 是线路频率
- V_{RIPPLE} 是所需的电压纹波

结论：

- 转换器需要设计为可处理高于平均值两倍的瞬时功率
- 此纹波的储能元件是输入电容器
- 选择的输入电容器的值需要能够处理 MPPT 所需的最大电压纹波

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 硬件、测试要求和测试结果

4.1 硬件要求

此参考设计的硬件由以下各项组成：

- TIDA-010954
- TMDSCNCD28P55X 控制卡
- USB Type-C® 电缆
- USB 隔离器
- 具有 5V 输出的电源适配器
- 笔记本电脑
- 四通道示波器
- 电流探针
- 罗氏线圈
- 两个额定电压高于 400V 的高压差分探头

使用以下设备对 DUT 供电和进行评估：

- 直流电源 Elektro-Automatik EA-PS 3080-20C
- 交流电源 Chroma 61611
- 直流负载 Chroma 63208A
- 交流负载
- 功率分析仪 Tektronix PA-4000

4.2 软件要求

- 从 ti.com 下载并安装 *DigitalPower_SDK_5_03_00_00*。 这是经过测试的版本，但最新版本也应能正常工作。C:\ti\c2000\C2000Ware_DigitalPower_SDK_5_03_00_00
- 从 ti.com 下载最新的 TIDA-010954 固件，然后将项目文件夹复制粘贴到*解决方案*文件夹下的 SDK 路径中

  C:\ti\c2000\C2000Ware_DigitalPower_SDK_5_03_00_00\solutions\tida_010954
- 安装 CCS 版本：12.8.1.00005（如果尚未安装）。 测试的编译器版本为 TI v22.6.3.LTS。版本 22.6.2（尚未验证，但 C2K 团队建议使用以修复 v22.6.3 中的一些编译器警告）。通过右键单击项目，然后选择“属性”→“常规”菜单来检查编译器版本。如有需要，请安装正确的编译器，并确保其在 CCS 中可被识别
- 从 CCS 导入项目到工作区

请确保在 *cyclo_settings.h* 中使用以下 #define，以实现正确的缩放

```
#define I_PRI_SCALE ((float32_t)(ADC_V_SCALE / 0.025f))    //  25mV/A
#define I_SEC_SCALE ((float32_t)(ADC_V_SCALE / 0.075f))    //  75mV/A
#define I_AC_SCALE  ((float32_t)(0.5f * ADC_V_SCALE / 0.164f))    // 150mV/A -> 164mV/A (per 1A you
have 4mV*41V/V = 164mV/A)
#define I_DC_SCALE  ((float32_t)(0.5f * ADC_V_SCALE / 0.05f))          // 1mOhm * 50 times = 20 A/V
or 50mV/A
#define V_DC_SCALE  ((float32_t)(ADC_V_SCALE * 105.11f / 5.11f) * 0.95f) // Divider 100 / 5.11 kOhm
and 0.3 / 30KOhm
#define V_AC_SCALE  ((float32_t)(ADC_V_SCALE * 3006u / 12u / 2u)) // Divider 2994 / 12 kOhm

#define cyclo_N ((float32_t)3.5f)
#define cyclo_LK_DEF ((float32_t)4.0e-6f)
```

根据您所使用的测试实验室，将实验室编号设置在 cyclo_settings.h 中。 例如，如果我正在测试实验 1：

```
#define CYCLO_LAB (1)
```

对 *cyclo_dcac.c* 中的 *cyclo_board_revision_init* 进行以下编辑：

```
float32_t cyclo_Lk = cyclo_LK_DEF;

void cyclo_board_revision_init() { // }
```


English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

右键点击工程名称，然后点击 *Rebuild Project*。确认项目能够成功构建。要加载项目，首先确保在 Project Explorer 中的 *targetConfigs（*.ccxml 文件）下将正确的目标配置文件设置为“Active”*。

然后，点击 *Run → Debug*（运行 → 调试）以启动调试会话。然后工程将加载到器件上，并且 CCS 调试视图将变为激活状态。代码将在主例程的开始处停止。点击 *Run* → Resume 以运行项目。

要为该窗口填充正确的变量，请点击 View → Expressions。然后，右键点击 CCS 上的 Expressions 选项卡，再选择 Remove All。这将清除 Expressions 窗口。现在，再次右键点击已清除的 Expression 窗口并选择 Import。然后浏览到项目文件夹 (solutions --> tida-010954 --> source --> debug)，然后选择 lab1.txt。这将使用调试系统所需的相应变量填充到观察窗口。启用观察窗口中的 Continuous Refresh 按钮，可持续更新控制中的值。每个实验编号重复此过程。有关更多信息，请向下滚动至测试设置部分。

4.3 测试设置

建议的测试顺序如下：

- 电路板开关和测量功能测试（实验 1 和 2）
- 低电压和开环条件下的直流/直流运行测试（实验 3 和 4）
- 低电压和闭环条件下的直流/直流运行测试（实验 5）
- 高电压和闭环条件下的直流/直流运行测试（实验 5）
- 低电压条件下的直流/交流运行测试（实验 6、7、8）
- 高电压条件下的直流/交流运行测试（实验 6、7、8）
- 高电压条件下交流/直流反向充电操作测试（实验 8）
- 高电压条件下的 PV 到交流运行测试（实验 8、9）
- 高电压条件下离网模式（直流/交流）运行测试（实验室 10）

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.3.1 电路板检查

图 4-1 显示了电路板连接。

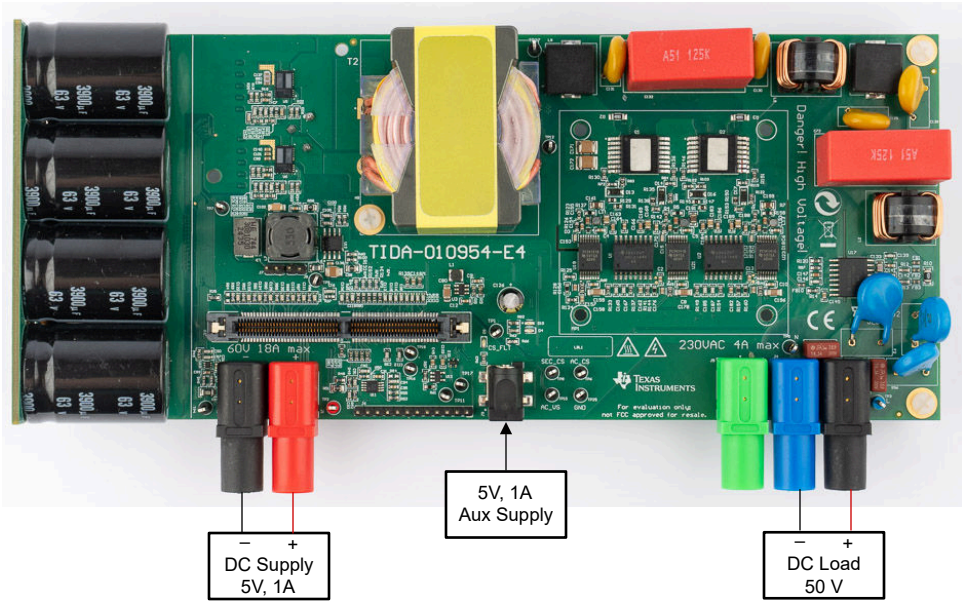


图 4-1. 低电压测试的电路板连接

测试序列如下：

1. 将差分探头的负极端子连接到 TP13，正极端子连接到 TP10。将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围
2. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 1
3. 编译固件并将其下载到控制器并运行
4. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab1.txt` 文件导入“Expressions”视图
5. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.0、`cyclo_d1` = 0.47、`cyclo_d2` = 0.0
6. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1
7. 观察示波器波形。初级侧需要有清晰的 3 级波形以及较窄的正负脉冲。次级侧需要有 2 级波形，电流需要有三角波形

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.3.2 直流-直流测试

图 4-2 显示了电路板连接。

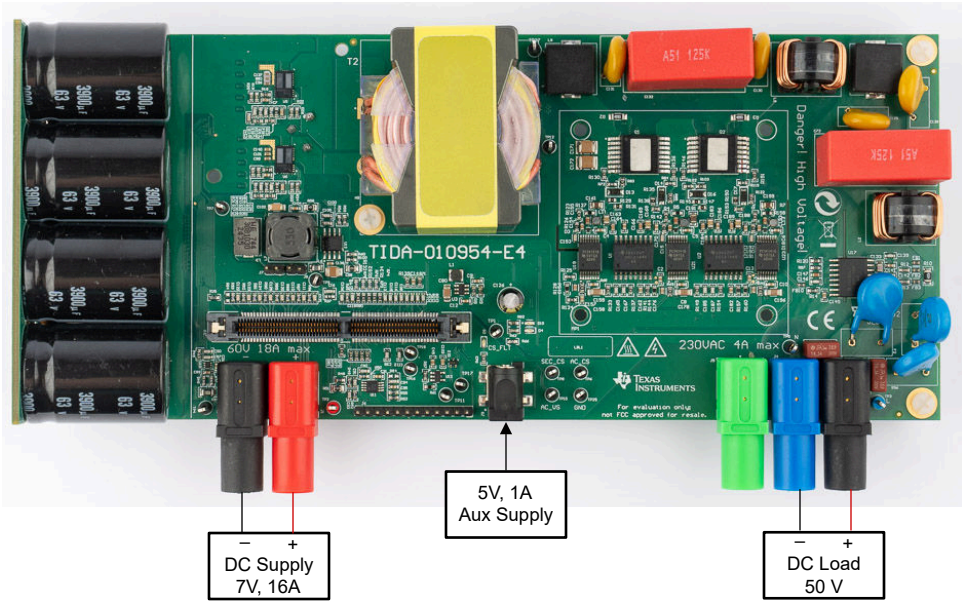


图 4-2. 直流-直流测试的电路板连接

实验 3 的测试序列如下：

1. 将差分探头的负极端子连接到 TP13，正极端子连接到 TP10。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和直流负载相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 3。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 7V、10A 限制，且将直流负载配置为 50V。
7. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
8. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab3.txt` 文件导入“Expressions”视图。
9. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.0、`cyclo_polarity` = 1、`cyclo_d1` = 0.47、`cyclo_d2` = 0.0。
10. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1。
11. 步进为 0.05，将 `cyclo_d1` 减小至 0.25，注意初级侧电压脉冲变宽。
12. 在应用更改之前，确保直流电源电流限制仍然具有足够的裕度。
13. 步进为 0.02，将 `cyclo_d2` 更改为 0.1，注意初级侧脉冲中心变为前导次级脉冲中心。输出电流已增加。输入电流也增加。
14. 注意变量 `cyclo_v_dc_V`、`cyclo_v_ac_V`、`cyclo_i_dc_A` 中的测量值以及 `cyclo_i_ac_A`

实验 4 的测试序列如下：

1. 将差分探头的负极端子连接到 TP13，正极端子连接到 TP10。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和直流负载相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 4。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 7V、10A 限制，且将直流负载配置为 50V。
7. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
8. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab4.txt` 文件导入“Expressions”视图。
9. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.0、`cyclo_polarity` = 1。
10. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

11. 将 cyclo_iref_g = 0.0 更改为 0.5A，步进为 0.1。
12. 请注意，输出电流对应于基准设置变化，但存在一些计算误差。

实验 5 的测试序列如下：

1. 将差分探头的负极端子连接到 TP13，正极端子连接到 TP10。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和直流负载相连的导线。
5. 将 cinv_settings.h 中的 CYCLO_LAB 定义设置为 5。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 7V、10A 限制，且将直流负载配置为 50V。
7. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
8. 将 <DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab5.txt 文件导入“Expressions”视图。
9. 设置以下变量 cyclo_iref_g = 0.0、cyclo_polarity = 1、cyclo_pi_enabled = 1。
10. 设置 cyclo_run = 1，并注意 cyclo_started 变为 1。
11. 将 cyclo_iref_g = 0.0 更改为 0.5A，步进为 0.1。
12. 请注意，输出电流对应于设置变化，但对 PI 控制器进行了误差补偿。

通过在交流侧交换极性（负载极性交换），并使用 cyclo_polarity = –1 和正的 cyclo_iref_g，重复所有步骤，以检查 DC-DC 的负极性操作。这仍然在将电源从初级侧推至次级侧。更简单的测试负载是功率电阻，因为它属于交流负载，无需切换连接极性。

通过连接直流侧的直流负载 (7V) 和交流侧的直流源 (50V) 并执行负 cyclo_d2 或负 cyclo_iref_g，检查直流-直流在反向电流流动条件下的运行情况。对于此测试，TI 建议设置 cyclo_polarity = –1，并使用 cyclo_d2 或负 cyclo_iref_g 使电源反向推送，并同时保持电源和电子负载极性不变。

通过将直流侧电压缓慢增加至 40V，次级侧电压缓慢升高至 325V，检查高压运行情况。

备注

对于直流转交流实验，用户无需手动设置正向或反向电源流动的 cyclo_polarity。用户只需设置 cyclo_iref_g +/- 符号和幅度值即可。

4.3.3 直流-交流测试

图 4-3 显示了直流-交流测试的电路板连接。如果交流源不允许反向电流流动，请将功率电阻器与交流线路并联。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

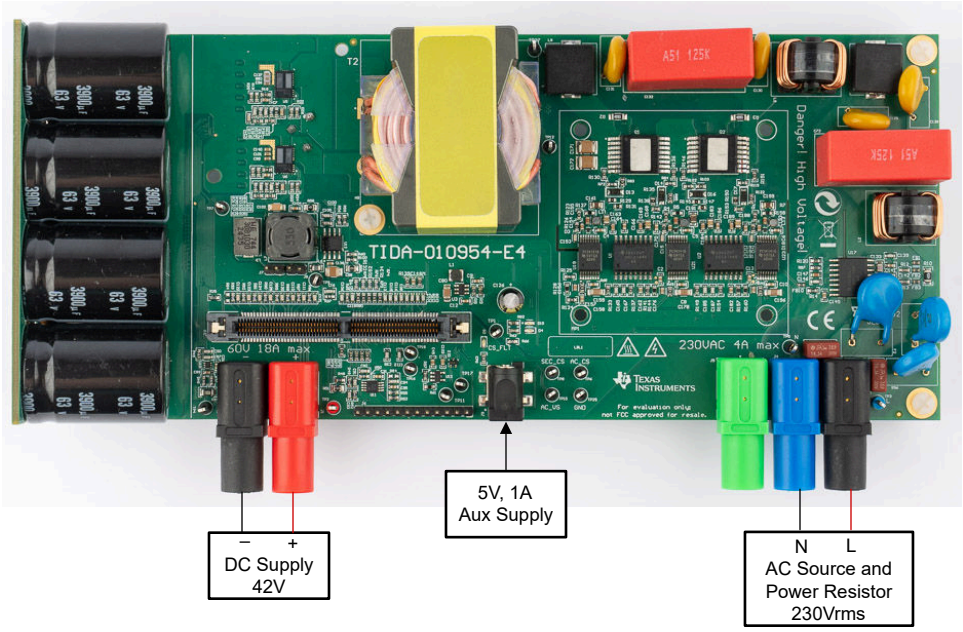


图 4-3. 直流-交流测试的电路板连接

实验 6 的测试序列如下：

1. 将差分探头连接到交流连接器 J4 和 J2。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和交流线路相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 6。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 40V、16A 限制，且并联稳定至 42V 的直流负载（仅在反向功率流动测试时需要直流负载）。
7. 将交流源配置为 $25V_{AC}$、5A 电流限制。
8. 如果需要，以并联方式连接电阻器。
9. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
10. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab6.txt` 文件导入“Expressions”视图。
11. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.2。
12. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1，`cyclo_polarity` 正在更改符号。
13. 更改 `cyclo_iref_g` = 0.5A，步进为 0.1。
14. 观察交流电压和电流波形。在高输出电压时，可能会观察到由于模式变化而产生的电流尖峰。

实验 7 的测试序列如下：

1. 将差分探头连接到交流连接器 J4 和 J2。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和交流线路相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 7。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 40V、16A 限制，且并联稳定至 42V 的直流负载。
7. 将交流源配置为 $25V_{AC}$、5A 电流限制。
8. 如果需要，以并联方式连接电阻器。
9. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
10. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab7.txt` 文件导入“Expressions”视图。
11. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.2、`cyclo_pi_enabled` = 1、`cyclo_dt_comp_enabled` = 1
12. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1，`cyclo_polarity` 正在更改符号。
13. 将 `cyclo_iref_g` 更改为 3.6A，步进为 0.1。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

14. 观察交流电压和电流波形。在高输出电压时，电流尖峰明显较低，但 THD 仍为高电平。

实验 8 的测试序列如下：

1. 将差分探头连接到交流连接器 J4 和 J2。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和交流线路相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 8。
6. 在恒压模式下，将直流源配置为 40V、16A 限制，且并联稳定至 42V 的直流负载。
7. 将交流源配置为 $25V_{AC}$、5A 电流限制。
8. 如果需要，以并联方式连接电阻器。
9. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
10. 将 `<DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab8.txt` 文件导入“Expressions”视图。
11. 设置以下变量 `cyclo_iref_g` = 0.2、`cyclo_pi_enabled` = 1、`cyclo_dt_comp_enabled` = 1、`cyclo_pr_enabled` = 1。
12. 设置 `cyclo_run` = 1，并注意 `cyclo_started` 变为 1，`cyclo_polarity` 正在更改符号。
13. 更改 `cyclo_iref_g` = 3.6A，步进为 0.1。
14. 观察交流电压和电流波形。THD 显著降低。

4.3.4 交流/直流测试

图 4-3 显示了交流/直流测试的电路板连接。在将电源从交流电网推送到直流侧之前，请确保电荷器处于恒压模式，并以足够的电流吸收量启动。

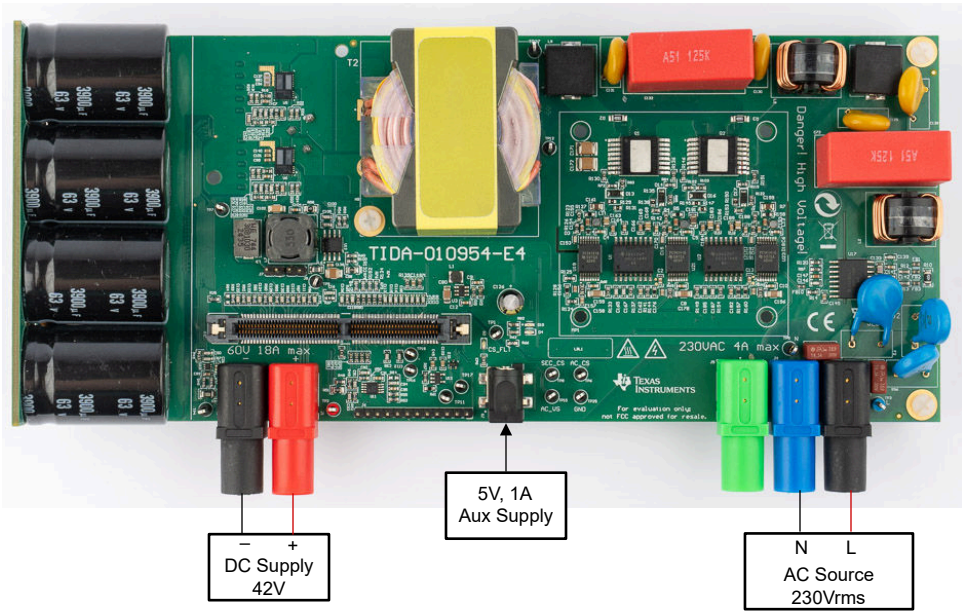


图 4-4. 直流-交流测试的电路板连接

实验 8 的测试序列如下：

1. 将差分探头连接到交流连接器 J4 和 J2。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和交流线路相连的导线。
5. 将 `cinv_settings.h` 中的 `CYCLO_LAB` 定义设置为 8。
6. 将直流负载设置为恒压模式，电压为 42V，最大电流吸收约为 16A。
7. 将交流源配置为 $230V_{AC}$、5A 电流限制。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8. 编译固件并将其下载到控制器并运行。
9. 将 <DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab8.txt 文件导入“Expressions”视图。
10. 设置以下变量 cyclo_iref_g = -0.2、cyclo_pi_enabled = 1、cyclo_dt_comp_enabled = 1、cyclo_pr_enabled = 1。
11. 设置 cyclo_run = 1，并注意 cyclo_started 变为 1，cyclo_polarity 正在更改符号。
12. 将 cyclo_iref_g 从初始值 -0.2A 开始，以 -0.1A 为步长，逐步变更到 -3.6A。
13. 观察交流电压和电流波形。

4.3.5 直流/交流离网测试

图 4-3 显示了直流/交流离网测试的电路板连接。电源负载必须能够承受交流电流。请勿将直流电子负载用于此测试。

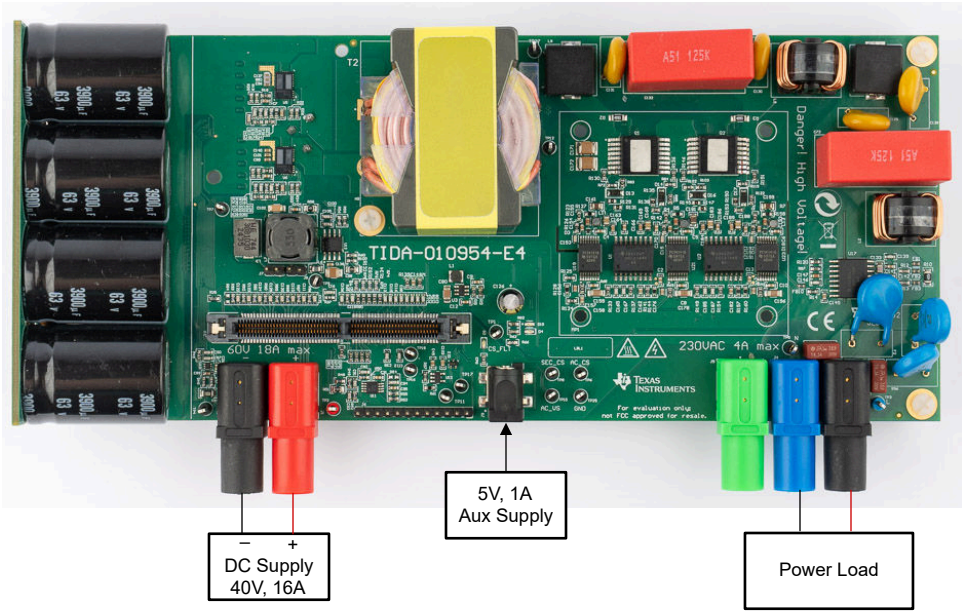


图 4-5. 直流/交流离网测试的电路板连接

实验 10 的测试序列如下：

1. 将差分探头连接到交流连接器 J4 和 J2。
2. 将第二个差分探头分别连接到 TP27 和 TP12。
3. 将罗氏线圈绕在变压器 T1 的次级侧导线周围。
4. 将电流探头连接到和交流线路相连的导线。
5. 将 cinv_settings.h 中的 CYCLO_LAB 定义设置为 10。
6. 将直流电源配置为 40V，并具有电流限制。
7. 编译离网固件并将其下载到控制器并运行。
8. 将 <DPSDK>\solutions\tida_010954\source\debug\lab8.txt 文件导入“Expressions”视图。
9. 设置以下变量 cyclo_vref_g = 35、cyclo_pi_enabled = 1、cyclo_dt_comp_enabled = 1、cyclo_pr_enabled = 1。
10. 设置 cyclo_run = 1，并注意 cyclo_started 变为 1，cyclo_polarity 正在更改符号。
11. 将 cyclo_vref_g 从初始值 35V 开始，以 50V 为步长，逐步变更到 325V。
12. 观察交流电压和电流波形。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.4 测试结果

4.4.1 效率和 iTHD

以下部分重点介绍了在并网和离网运行两种情况下的效率以及总谐波失真 (iTHD) 性能。通常，转换器在直流/交流和交流/直流两种模式下工作。对于离网，转换器在直流转交流模式下运行。请注意，x 轴显示了满量程 (FS) 输出功率的负载百分比。对于较低的输入 VDC 电压，例如 33V，FS 输出功率从 600W 降低到 400W。

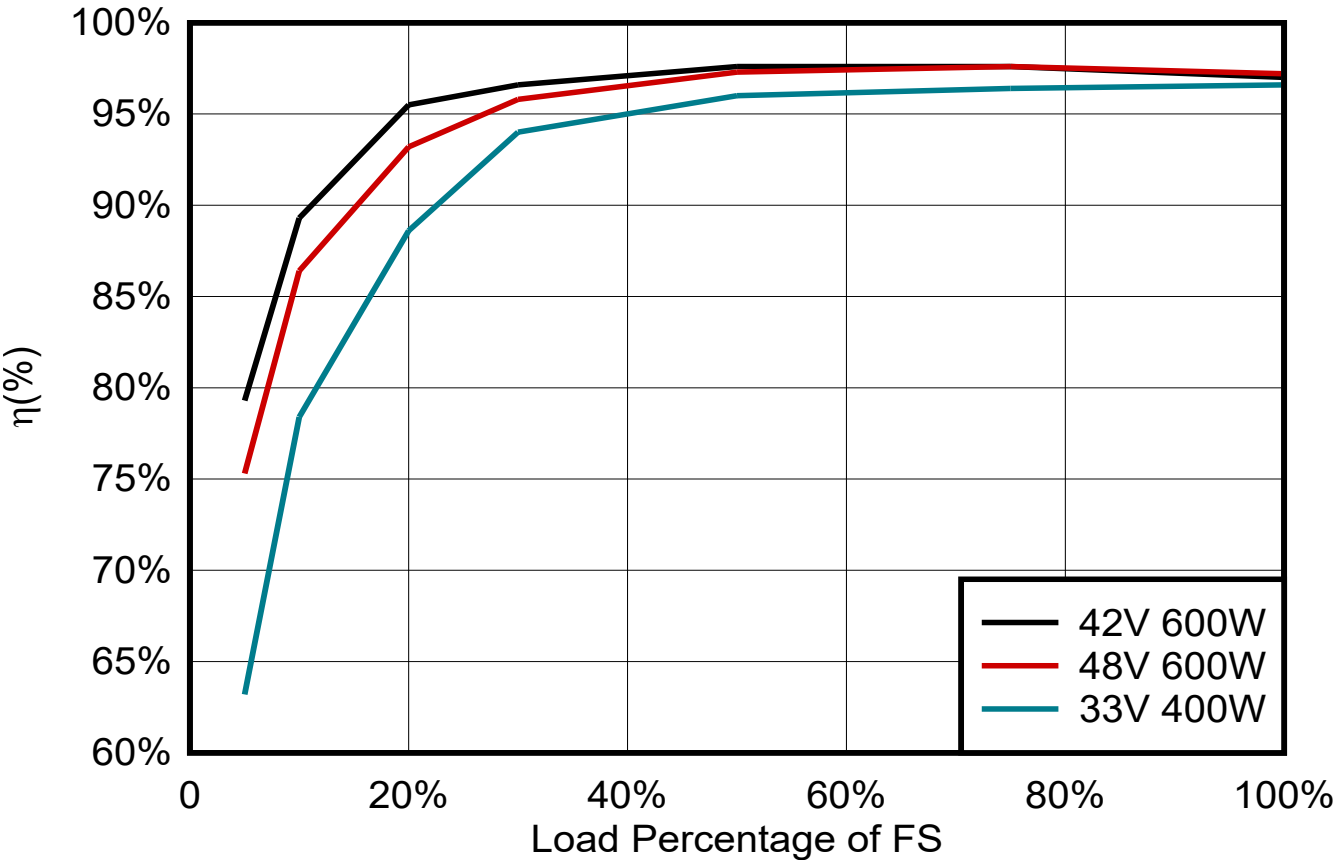


图 4-6. 直流/交流并网效率

表 4-1. 直流/交流并网效率

功率，%FS	42V 600W	48V 600W	33V 400W
5%	79.3%	75.3%	63.2%
10%	89.3%	86.4%	78.4%
20%	95.5%	93.2%	88.6%
30%	96.6%	95.8%	94.0%
50%	97.6%	97.3%	96.0%
75%	97.6%	97.6%	96.4%
100.0%	97.0%	97.2%	96.6%
Euro Eff	96.1%	95.3%	92.9%
CEC Eff	97.0%	96.6%	94.9%

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

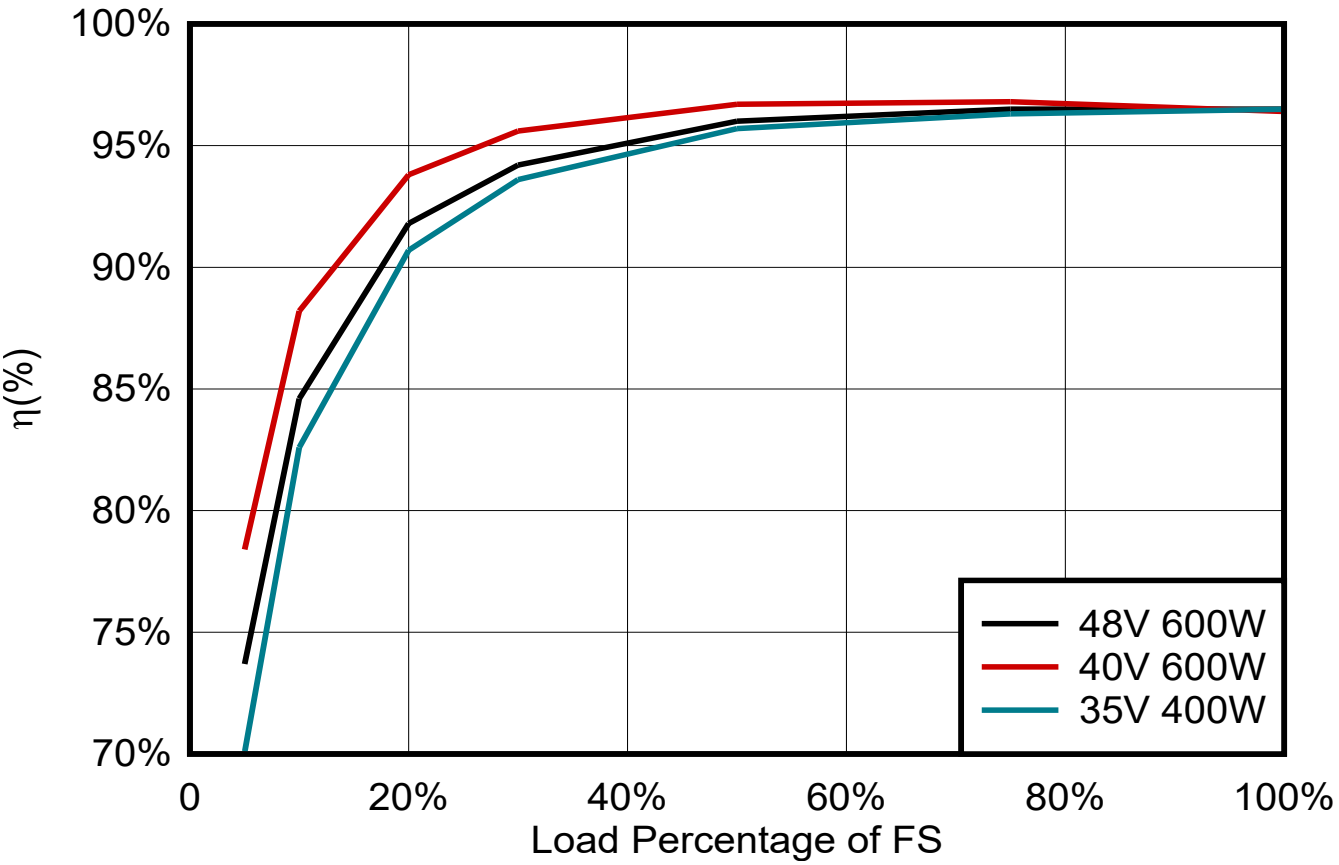


图 4-7. 交流/直流并网效率

表 4-2. 交流/直流并网效率

功率，%FS	48V 600W	40V 600W	35V 400W
5%	73.7%	78.4%	70.1%
10%	84.6%	88.2%	82.6%
20%	91.8%	93.8%	90.7%
30%	94.2%	95.6%	93.6%
50%	96.0%	96.7%	95.7%
75%	96.5%	96.8%	96.3%
100.0%	96.5%	96.4%	96.5%
Euro Eff	94.0%	95.1%	93.4%
CEC Eff	95.4%	96.1%	95.0%

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

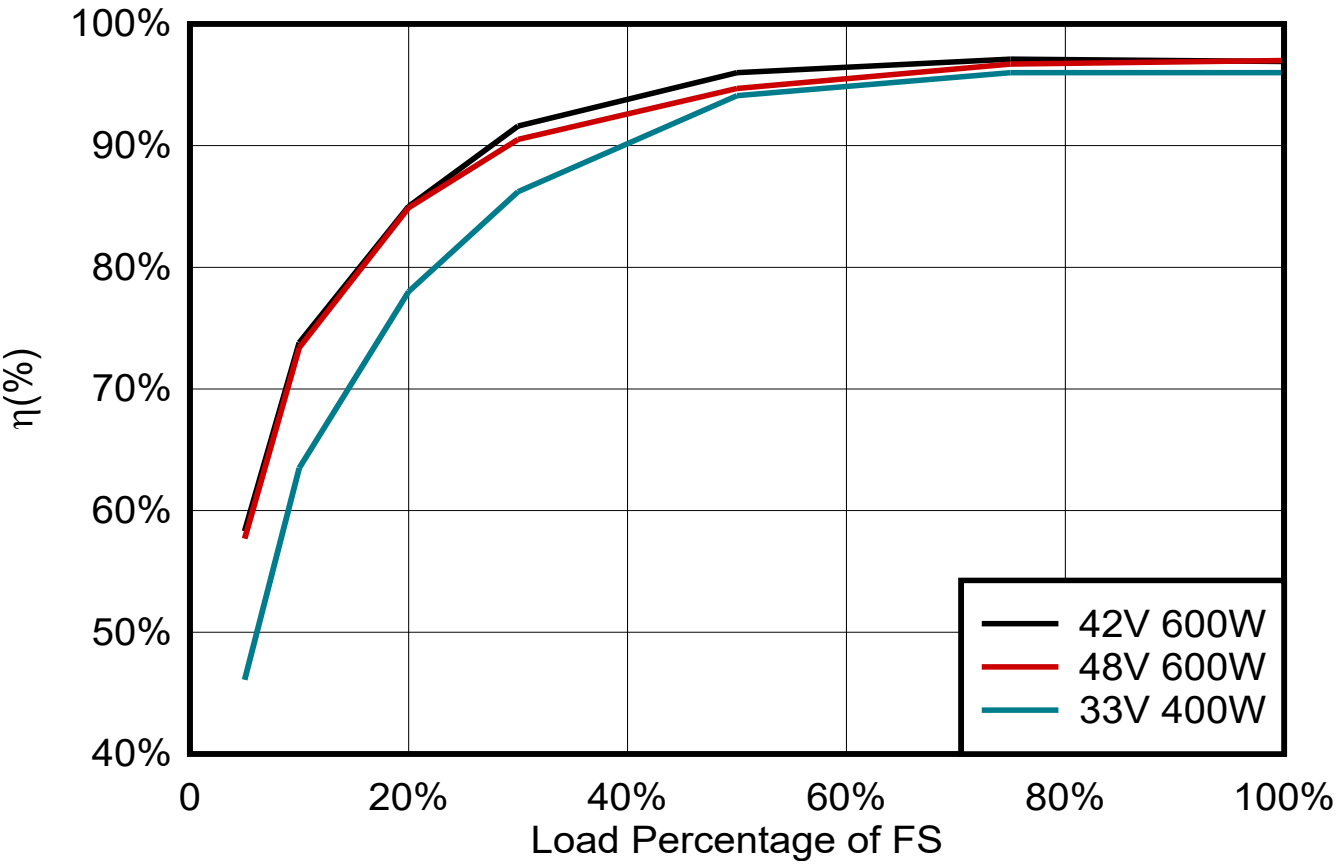


图 4-8. 直流/交流离网效率

表 4-3. 直流/交流离网效率

功率，%FS	42V 600W	48V 600W	33V 400W
5%	58.3%	57.7%	46.1%
10%	73.8%	73.4%	63.5%
20%	85.0%	84.9%	78.0%
30%	91.6%	90.5%	86.2%
50%	96.0%	94.7%	94.1%
75%	97.1%	96.7%	96.0%
100.0%	96.9%	97.0%	96.0%
Euro Eff	91.8%	91.1%	88.3%
CEC Eff	94.7%	94.0%	92.2%

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

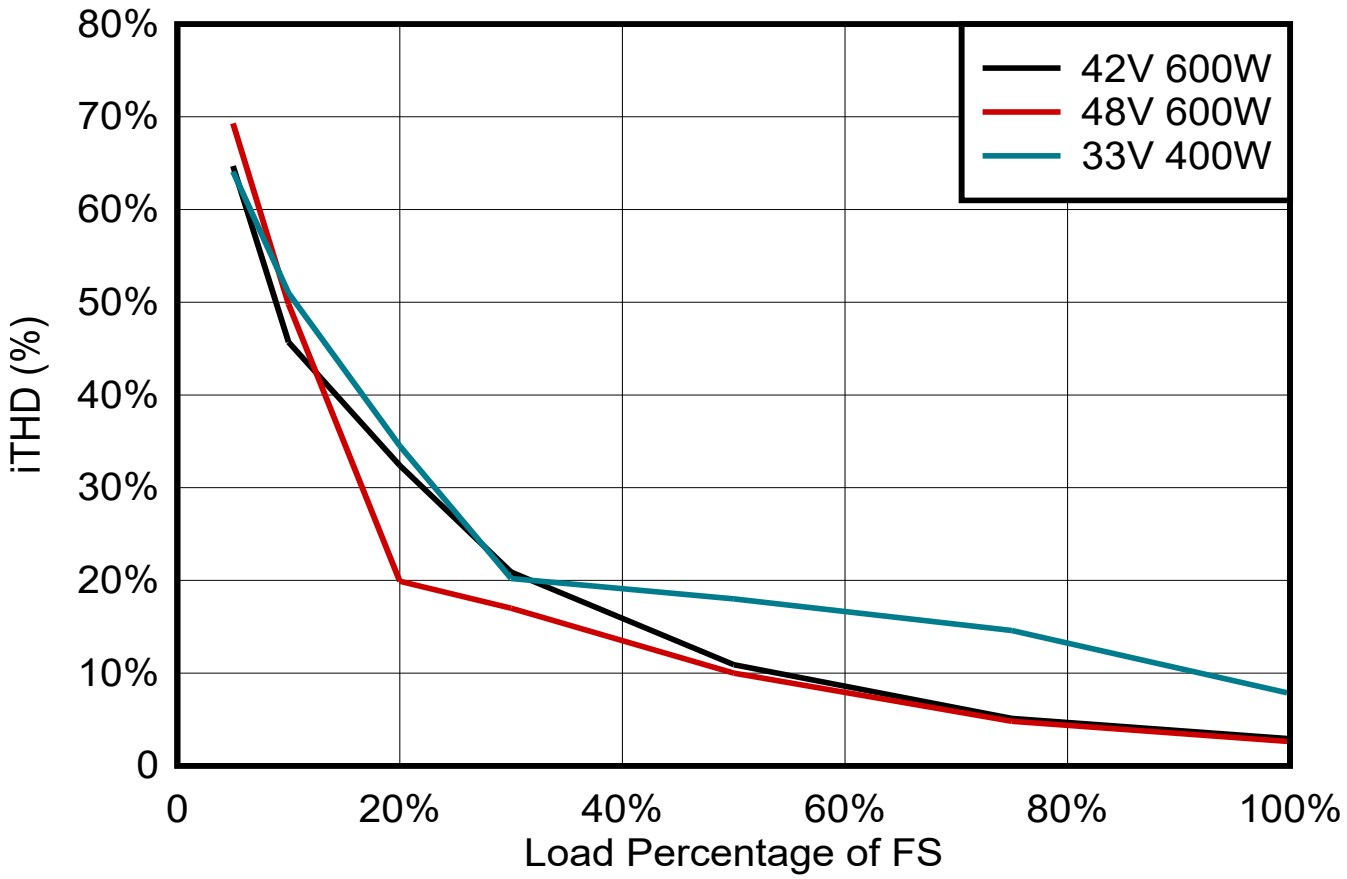


图 4-9. 直流/交流并网 iTHD

表 4-4. 直流/交流并网 iTHD

功率，%FS	42V 600W	48V 600W	33V 400W
5%	64.7%	69.3%	64.1%
10%	45.7%	49.8%	51.0%
20%	32.4%	19.9%	34.5%
30%	20.9%	17.0%	20.2%
50%	10.9%	10.0%	18.0%
75%	5.1%	4.8%	14.6%
100.0%	2.9%	2.6%	7.8%

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

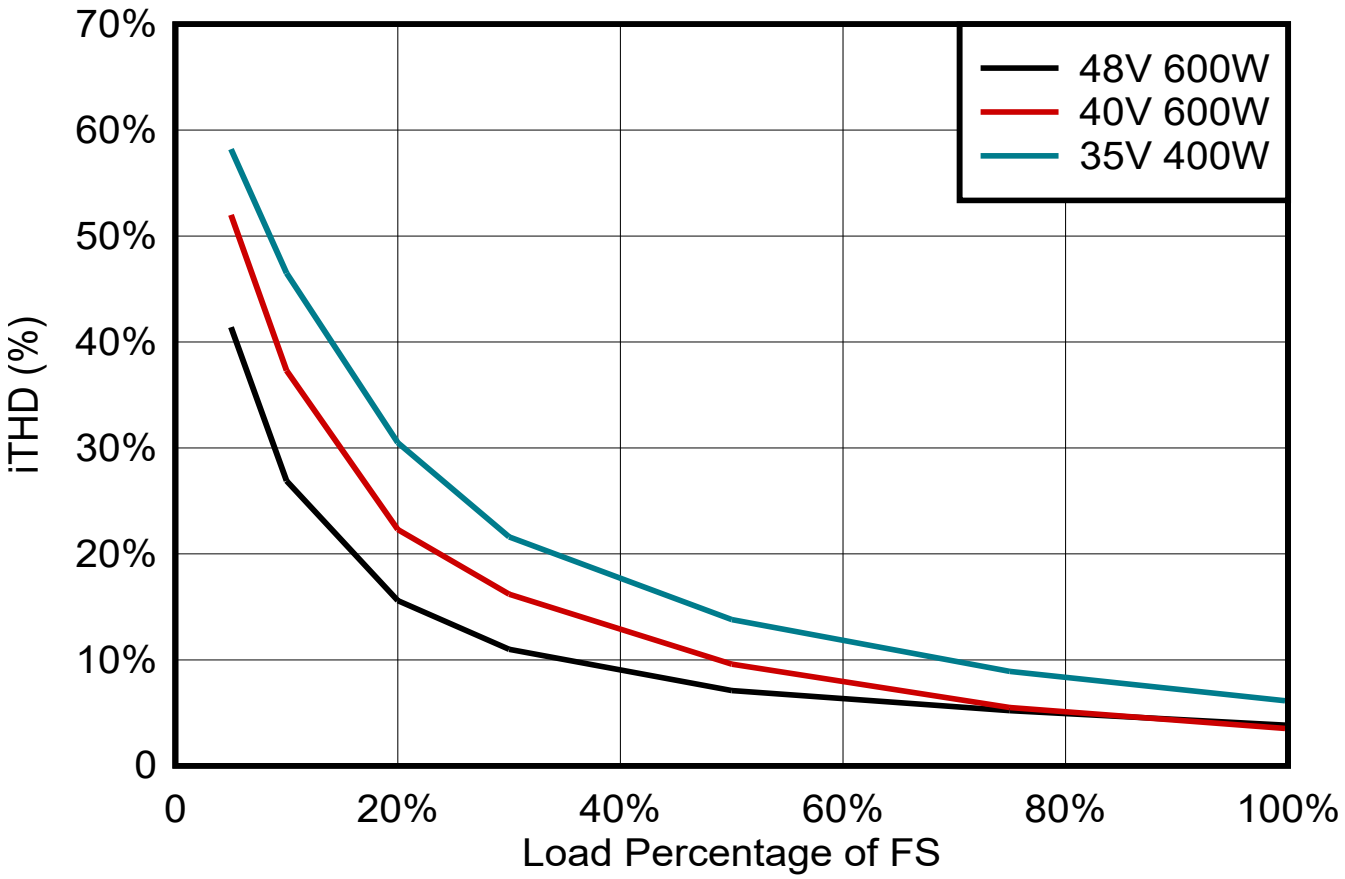


图 4-10. 交流/直流并网 iTHD

表 4-5. 交流/直流并网 iTHD

功率，%FS	48V 600W	40V 600W	35V 400W
5%	41.4%	52.0%	58.2%
10%	26.9%	37.3%	46.5%
20%	15.6%	22.3%	30.5%
30%	11.0%	16.2%	21.6%
50%	7.1%	9.6%	13.8%
75%	5.2%	5.5%	8.9%
100.0%	3.8%	3.5%	6.1%

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

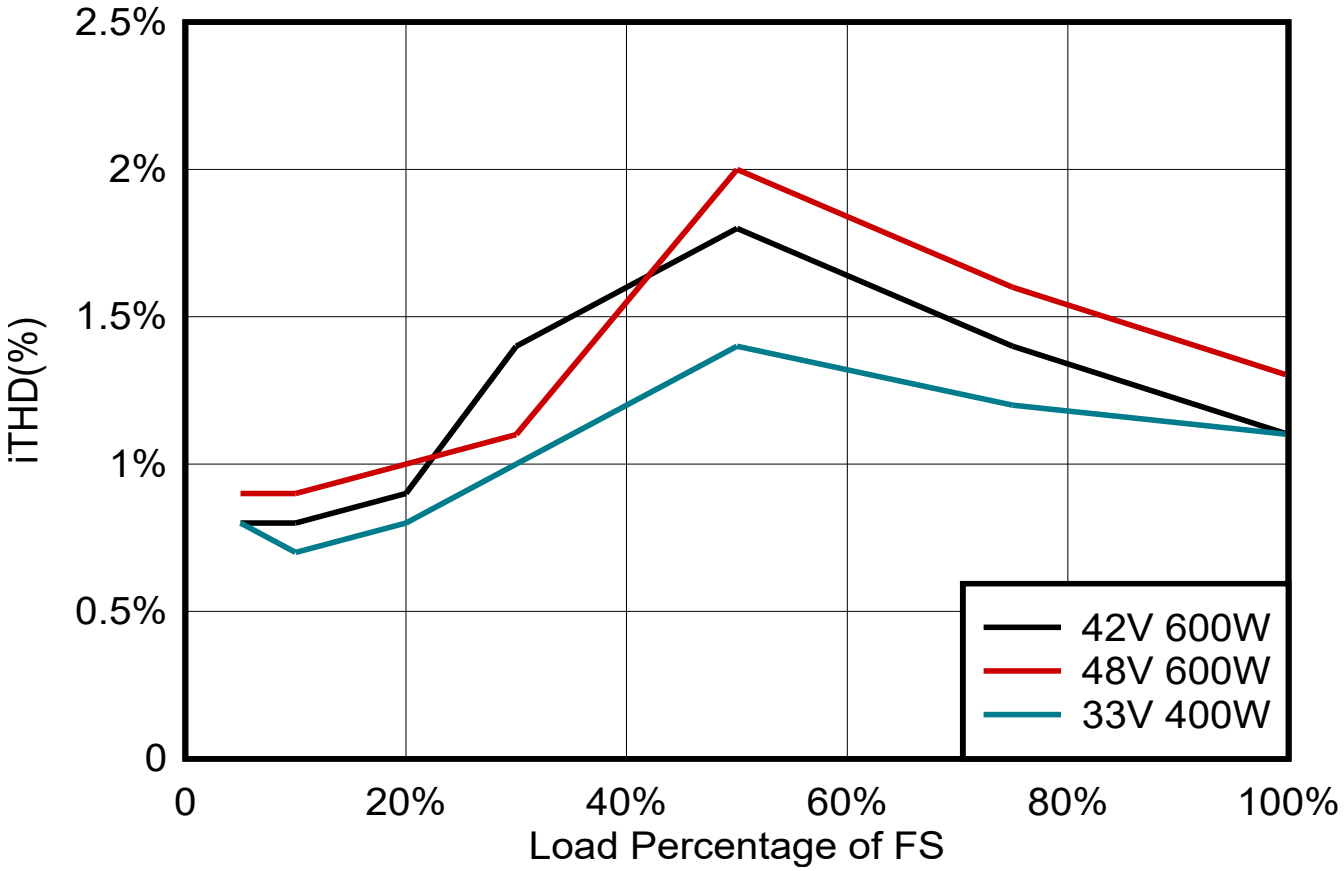


图 4-11. 直流/交流离网 iTHD

表 4-6. 直流/交流离网 iTHD

功率，%FS	42V 600W	48V 600W	33V 400W
5%	0.8%	0.9%	0.8%
10%	0.8%	0.9%	0.7%
20%	0.9%	1.0%	0.8%
30%	1.4%	1.1%	1.0%
50%	1.8%	2.0%	1.4%
75%	1.4%	1.6%	1.2%
100.0%	1.1%	1.3%	1.1%

4.4.2 适用于不同负载的工作波形

图 4-12 至图 4-16 展示转换器在直流/交流和交流/直流并网模式下的工作情况。在这两个示例中，转换器正在输出最大额定功率 600W。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

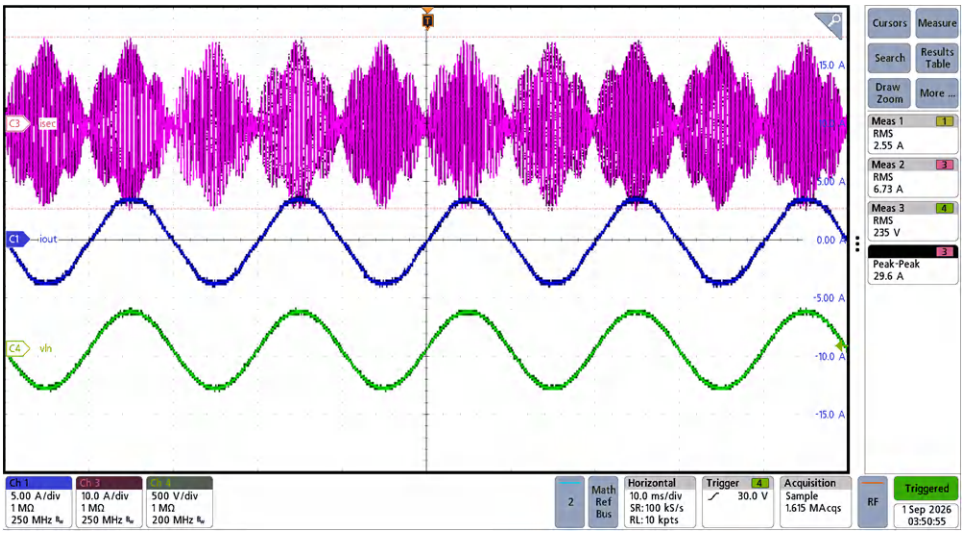


图 4-12. 直流/交流 42VDC 至 230Vrms 并网 600W

备注

通道 1 - 交流侧输出电流 Iout（蓝色）。2.55 Arms。

通道 4 - 交流输出相电压 Vln（绿色）。235 Vrms。

通道 3 - 变压器次级侧电流 Isec（红色）。6.73 Arms。

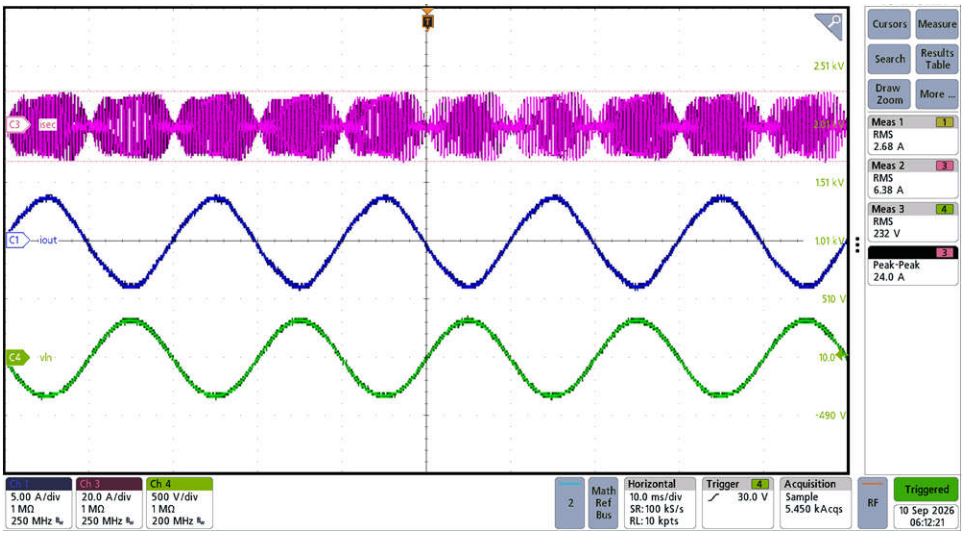


图 4-13. 交流/直流 230Vrms 至 48VDC 反向充电 600W

备注

通道 1 - 交流侧输出电流 Iout（蓝色）。2.68 Arms。

通道 4 - 交流输出相电压 Vln（绿色）。232 Vrms。

通道 3 - 变压器次级侧电流 Isec（红色）。6.38 Arms。

下图中的三个示例展示了转换器在**离网直流/交流模式**下，针对不同电阻性、电容性和电感性负载的运行情况。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

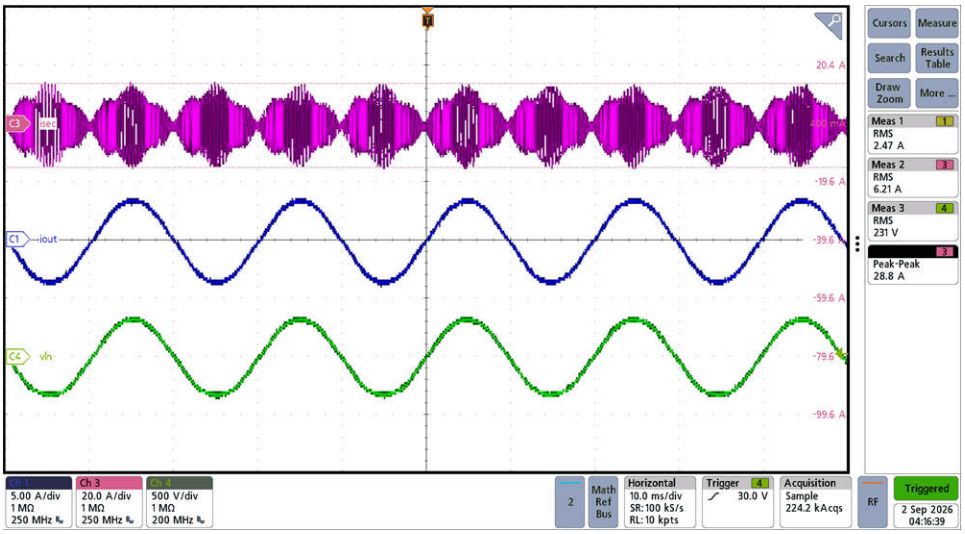


图 4-14. 直流/交流 42VDC 至 230Vrms 离网电阻负载 (90R)

备注

通道 1 - 交流侧输出电流 Iout（蓝色）。2.47 Arms。

通道 4 - 交流输出相电压 Vln（绿色）。231 Vrms。

通道 3 - 变压器次级侧电流 Isec（红色）。6.21 Arms。

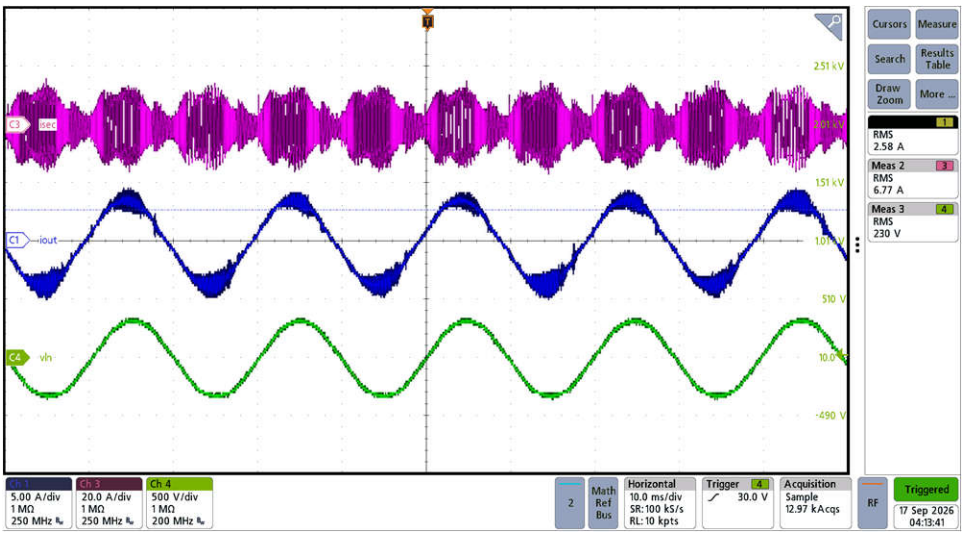


图 4-15. 直流/交流 42VDC 至 230Vrms 离网电容负载 (90R||10uF)

备注

通道 1 - 交流侧输出电流 Iout（蓝色）。2.58 Arms。

通道 4 - 交流输出相电压 Vln（绿色）。230 Vrms。

通道 3 - 变压器次级侧电流 Isec（红色）。6.77 Arms。

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

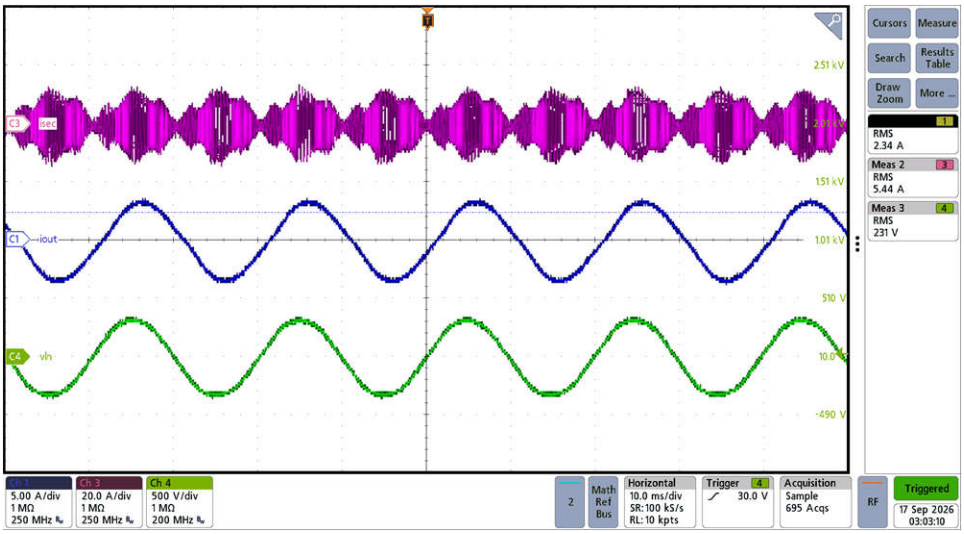


图 4-16. 直流/交流 42VDC 至 230Vrms 离网电感负载 (82R+70mH)

备注

通道 1 - 交流侧输出电流 Iout（蓝色）。2.34 Arms。

通道 4 - 交流输出相电压 Vln（绿色）。231 Vrms。

通道 3 - 变压器次级侧电流 Isec（红色）。5.44 Arms。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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-010954 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 TIDA-010954 中的设计文件。

5.2 工具与软件

工具

TMDSCNCD28P55X	TMDSCNCD28P55X controlCARD 评估模块

软件

Code Composer Studio™	集成开发环境 (IDE)
C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK	适用于 C2000™ MCU 的 DigitalPower 软件开发套件 (SDK)。

5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，*基于 GaN 的 400W MPPT 充电控制器和电源优化器参考设计指南*
2. Yang, Q., Yang, J., and Li, R. (April 2023). *Analysis of Grid Current Distortion and Waveform Improvement Methods of Dual-Active-Bridge Microinverter*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 4, pp. 4345-4359. 资料来源：https://ieeexplore.ieee.org/document/9969945

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

E2E™, C2000™, PowerPAD™, and TI E2E™ are trademarks 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。

6 作者简介

KELVIN LE 在德州仪器 (TI) 担任系统工程师。Kelvin 为能源领域开发系统设计，重点包括故障检测系统以及用于太阳能和电动汽车充电的电力转换系统。Kelvin 自 2015 年以来一直在 TI 工作。Kelvin 在中央俄克拉荷马大学获得生物医学工程理学学士学位。他还获得了德克萨斯大学奥斯汀分校的电气和计算机工程硕士学位。

STEVAN DURASKOVIC 是德州仪器休斯顿地区 ASM 工业数字电源团队的应用工程师。他于 2023 年加入 TI。他的工作聚焦于功率转换拓扑结构和数字控制算法，应用于数据中心、能源基础设施以及太阳能电网系统。Stevan 于 2023 年在佛罗里达大学获得电气工程理学学士学位。

7 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 * (May 2025) to Revision A (October 2026)	Page
• 更新了采用双向 GaN 的 E4 版本的原理图和布局	2

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- 更新了电气性能规格.....2
- 更新了测试设置和结果.....25

English Document: TIDUFD2
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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出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