

Design Guide: TIDA-050074

基于 GaN 的 140W USB PD3.1 适配器参考设计



说明

此参考设计是一款基于氮化镓 (GaN)、具有效率高和高功率密度的 140W 交流/直流电源。该设计支持宽输入电压 (90V - 264V_{AC}) 和输出电压 (5V - 28V)。功率因数校正 (PFC) 的设计采用了 UCC28056 (一款瞬态模式 (TM) 升压 PFC 控制器) 和 LMG3622 器件 (一款具有集成驱动器的 650V、120mΩ GaN 器件)。直流/直流级的设计采用了非对称半桥 (AHB) 反激式拓扑和 LMG2610 650V 非对称半桥 GaN (170mΩ、248mΩ) 器件, 该器件在 7mm × 9mm QFN 封装中集成了高侧和低侧驱动器、电平转换和自举二极管, 可以最大限度地减小 PCB 空间。此参考设计已针对相关应用进行定制, 例如 USB 电力输送 (PD) 3.1 的适配器设计和电动工具的充电器。

资源

TIDA-050074

设计文件夹

LMG3622

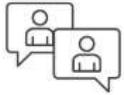
产品文件夹

LMG2610

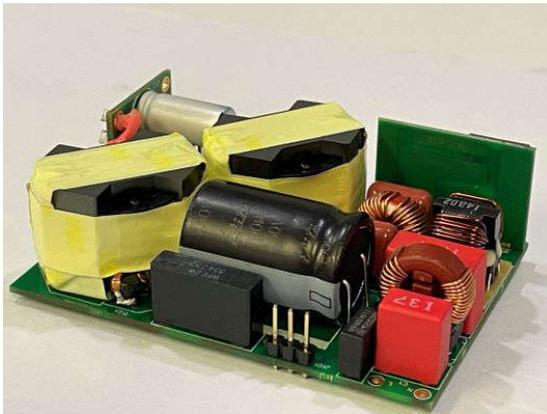
产品文件夹

UCC28056

产品文件夹



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

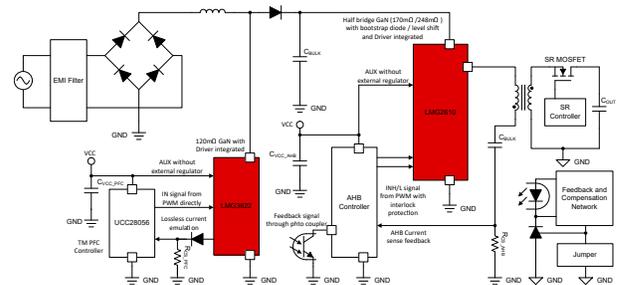


特性

- 具有 5V 至 28V 的宽输出电压范围, 适用于 USB PD3.1 应用
- PFC 的设计采用集成了驱动器的 TI 120mΩ 单通道 GaN 和 UCC28056 TM PFC 控制器
- AHB 的设计采用 TI 半桥 GaN, 即具有驱动器、电平转换和集成自举二极管的 170mΩ、248mΩ GaN 器件
- 输入电压为 115V_{AC} 时效率 > 94%, 输入电压为 230V_{AC} 时效率 > 95.5%
- 高功率密度设计: 27.33W/in³, PCB 尺寸为: 50mm × 73mm × 23mm
- 在 5V 和 9V 输出时, PFC 关闭
- 系统反馈的设计采用 TL431。输出电压 (5V、9V、15V、20V 和 28V) 通过跳线设置

应用

- 笔记本电脑电源适配器设计
- 其他交流/直流适配器和 PSU
- 移动式壁式充电器设计
- 商用电池充电器



1 系统说明

TIDA-050074 参考设计支持交流 100V - 240V、50Hz - 60Hz 输入电压，并提供以下直流输出功率：5V/9V、3A 和 15V/20V/28V、5A。该设计具有低成本、高效率和高功率密度，并采用 TM PFC + AHB 拓扑。对于 PFC 电感和 AHB 变压器，铁氧体磁芯尺寸均采用 RM10 设计。电源尺寸为 50mm × 73mm × 23mm，功率密度为 27.33W/in³。

UCC28056 用于 TM 升压 PFC 拓扑，该拓扑支持 PFC 级的 TM 和不连续导通模式 (DCM) 运行。为了简化电路，系统设计未包含 AUX 绕组。该设计采用 LMG3622 (集成了驱动器的 120mΩ GaN HEMT) 来提高器件的整体可靠性。

由于 GaN 器件的开关损耗更低，因此系统可以在更高的频率下运行。这种能力可使得电感值更低、匝数更少且导线更粗，从而提高整体效率。在 5V 和 9V 输出条件下，PFC 会关断以提供更高效的结果。

TI GaN 驱动器集成了过流保护 (OCP)、短路保护 (SCP) 和过热保护 (OTP) 功能。这些特性使得系统设计变得简单、可靠且安全，所需的外部元件更少。

对于 AHB 级，该设计支持工作范围更宽的零电压开关 (ZVS)。该设计采用 TI 的 LMG2610，这是一款具有电平转换、自举二极管和集成栅极驱动器的半桥 GaN 器件。采用 QFN 7mm × 9mm 封装尺寸的 170mΩ、248mΩ GaN 器件可帮助开发人员减小 PCB 尺寸。

1.1 主要系统规格

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压	AC 电压	90		264	V
输出电流	5V	3			A
	9V	3			A
	15V	5			A
	20V	5			A
	28V	5			A

2 系统概述

2.1 方框图

系统由 2 个部分组成：PFC 级和直流/直流级。

PFC 级采用 UCC28056 设计，无需在 L_{PFC} 上使用 AUX 绕组，简化了设计。LMG3622 可在更高的频率下驱动 PFC，从而减小 L_{PFC} 的尺寸，并提供更高的效率和密度。

直流/直流级采用 AHB 拓扑设计，可提供灵活的输出电压范围和 ZVS，从而实现高效率。LMG2610 半桥 GaN 器件在 $7\text{mm} \times 9\text{mm}$ 封装尺寸内集成了低侧 $170\text{m}\Omega$ 、高侧 $248\text{m}\Omega$ GaN-FET 驱动器、电平转换和基于 GaN 的自举二极管，有助于最大限度地减小 PCB 尺寸。

反馈系统并非采用 USB PD 控制器设计，而是采用具有电阻分压器阵列的 TL431 设计，该器件可通过跳线设置输出电压。

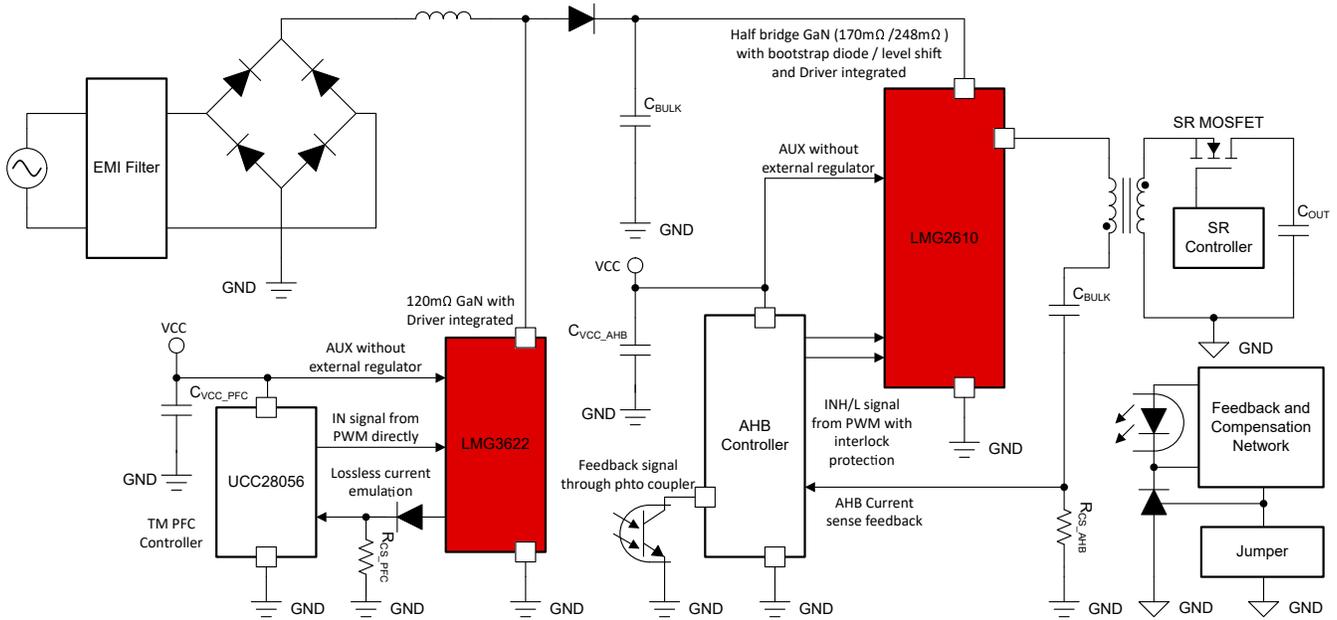


图 2-1. 140W 参考设计的系统方框图

2.2 设计注意事项

2.2.1 PFC 电感设计

根据 TM 控制方法，当输入直流电压低于输出电压一半时，系统以 ZVS 模式工作。在 PFC 级，确定了在最低线路电压时会出现最低效率。系统的开关损耗不多，因此是导通损耗支配系统。

对于 TM PFC，在相位角等于 90° 时发现峰值电流，[方程式 1](#) 确定该值。

$$I_{PEAK} = 2 \times \sqrt{2} \times \frac{P_{IN}}{V_{AC}} \quad (1)$$

其中

- P_{IN} 是输入功率，即输出功率除以整体效率
- V_{AC} 是输入 RMS 电压

输出电压设置为 V_{OUT} ，此时的占空比通过[方程式 2](#) 计算得出。

$$\text{Duty} = \frac{V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{AC}}{V_{OUT}} \quad (2)$$

在最低输入交流电压时，目标频率设置为 F_{REQ_MIN} 。使用 [方程式 3](#) 计算电感值。

$$L_{PFC} = \frac{\sqrt{2} \times V_{AC}}{I_{PEAK}} \times \frac{Duty}{F_{REQ_MIN}} \quad (3)$$

使用 [方程式 4](#) 计算磁芯材料 B_{MAX} 的磁通密度。

$$B_{MAX} = \frac{L_{PFC} \times I_{PEAK}}{A_e \times N} \quad (4)$$

其中

- A_e 是磁芯材料的有效面积
- N 是绕组的匝数

根据 [方程式 4](#)，峰值电流是固定的， A_e 取决于磁芯形状。为了使相同磁芯尺寸下的磁通密度相同，匝数 N 与 L_{PFC} 值成正比。从系统的角度来看，通过实现 GaN HEMT，使系统能够在更高的频率下运行。使用较粗的导线减小匝数以最大限度地减少铜损耗，可以最大限度地减小 L_{PFC} 值。

对于此 140W 设计，目标效率为 93%，输入功率为 150.54W。在 90V 输入电压下，假设输出电压为 390V，最小频率为 100kHz， I_{PEAK} 为 4.731A。占空比为 67.4%，电感为 181 μ H。

在此设计中，选择的是采用 Ferroxcube 生产的 3C95 材料的 RM10 磁芯尺寸。通过 30 匝 0.1mm \times 40P 绞线将电感值设置为 185 μ H 以减少铜损耗。

如果 L_{PFC} 值是固定的，则可以计算出任何角度 θ 的导通时间 T_{on} ，如通过 [方程式 5](#) 计算所得。

$$T_{on}(\theta) = \frac{L_{PFC} \times I_{PEAK} \times \sin(\theta)}{\sqrt{2} \times V_{AC} \times \sin(\theta)} \quad (5)$$

[方程式 5](#) 显示 T_{on} 时间在任何相位角下都是恒定的。

开关器件 I_{RMS} 的 RMS 电流可如 [方程式 6](#) 所示计算。

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}}{9\pi} \times \frac{V_{AC}}{V_{OUT}}} \times I_{PEAK} \quad (6)$$

根据这个公式，RMS 电流是只与 V_{AC} 、 V_{OUT} 和 P_{IN} 相关的恒定值。从器件的角度来看，只有降低 $R_{DS(on)}$ 才能降低导通损耗。

2.2.2 LMG3622 中 CS 引脚的配置

对于升压 PFC 设计，需要一个电流分流电阻器来检测电流，以用于系统控制和过功率保护。

LMG3622 集成了电流仿真功能，该功能通过内部电流镜支持依赖的电流源 I_{DS} 。电流仿真的增益为 G_{CS} 。由于 C_{GS} 的值非常低， R_{CS} 的设计采用了高电阻值和更小的封装尺寸，这可以提高效率并降低 PCB 上的温度应力。使用 [方程式 7](#) 设置 R_{CS} 电阻器。

$$R_{CS} = \frac{R_{Shunt}}{G_{CS}} \quad (7)$$

其中

- R_{SHUNT} 是原始电流分流电阻值。

LMG3622 的 G_{CS} 典型值为 0.691mA/A。在此应用中， R_{CS} 设计为 130 Ω ，采用 0603 封装。

对于大多数 TM PFC，都需要使用 AUX 绕组来检测 ZVS 条件并尝试在谷底打开器件以提高效率。为了简化设计，UCC28056 的设计采用了电阻器和电容器分压器，以消除 AUX 绕组并将 ZVS 和 CS 组合在同一引脚上并采用 SOT-23(6) 封装。

UCC28056 通过电容器和电阻分压器检测 ZVS，而不是通过 AUX 绕组。感应电容器在开关期间会感应高尖峰电流并将该电流转换为 R_{CS} 电阻器上的高电压尖峰，从而导致 TI-GaN 的 CS 引脚上出现过应力。图 2-2 显示了 R_{CS} 电阻器上的电压尖峰。通道设置为：

- Ch1 是 LMG3622 的 V_{DS}
- Ch2 是 R_{CS} 电压。

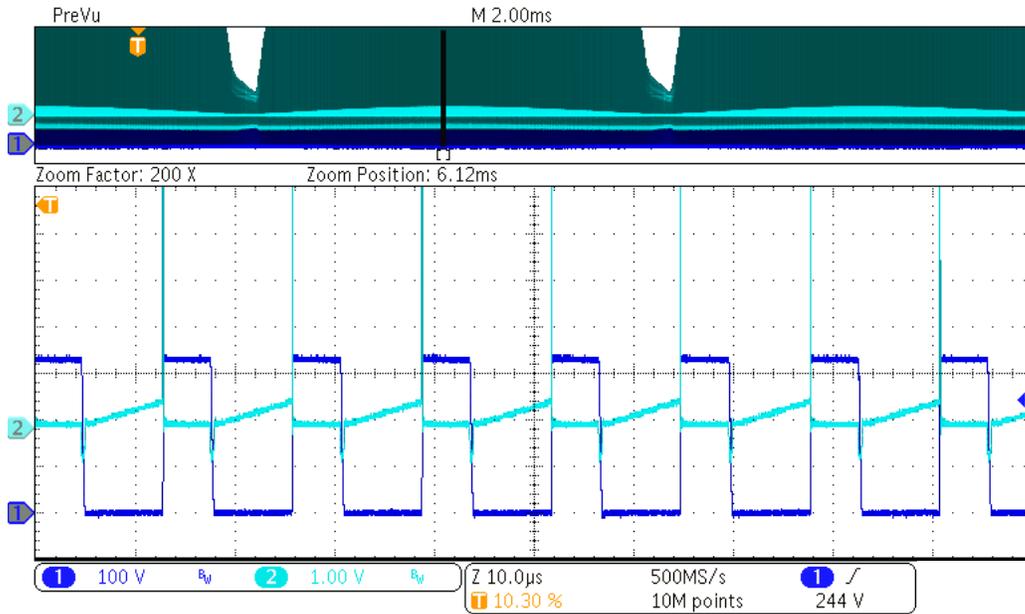


图 2-2. 当在器件开启和关闭时在 R_{CS} 上发现高尖峰电压

可以将一个阻断二极管（如 1N4148）与 R_{CS} 串联（如图 2-3 所示），以防止 CS 引脚上出现高压尖峰，从而防止 TI GaN 因过压应力而损坏。

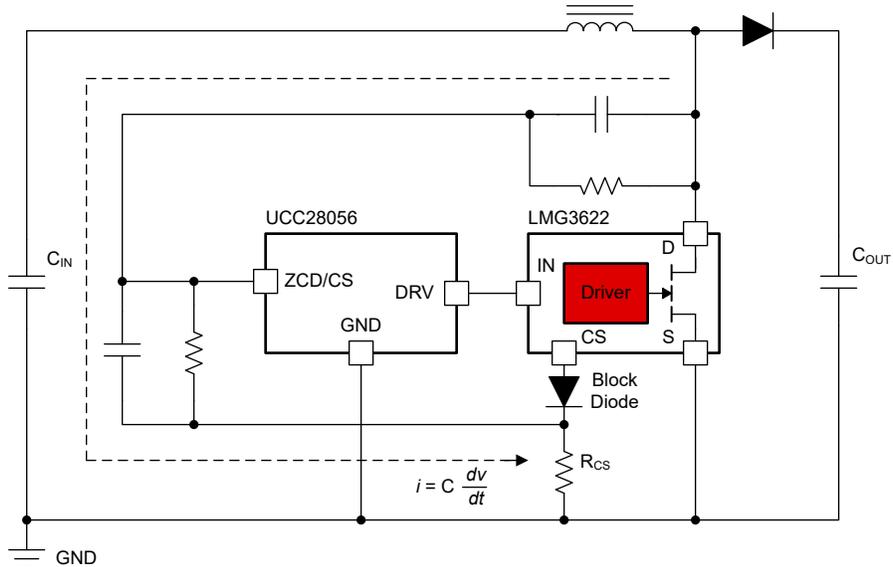


图 2-3. 与 R_{CS} 串联的阻断二极管可防止由高电压尖峰引起的电压尖峰

图 2-4 显示了使用阻断二极管在 CS 引脚上获得的结果。通道设置为：

- Ch1 是 LMG3622 的 V_{DS}
- Ch2 是 LMG3622 的 CS 电压。

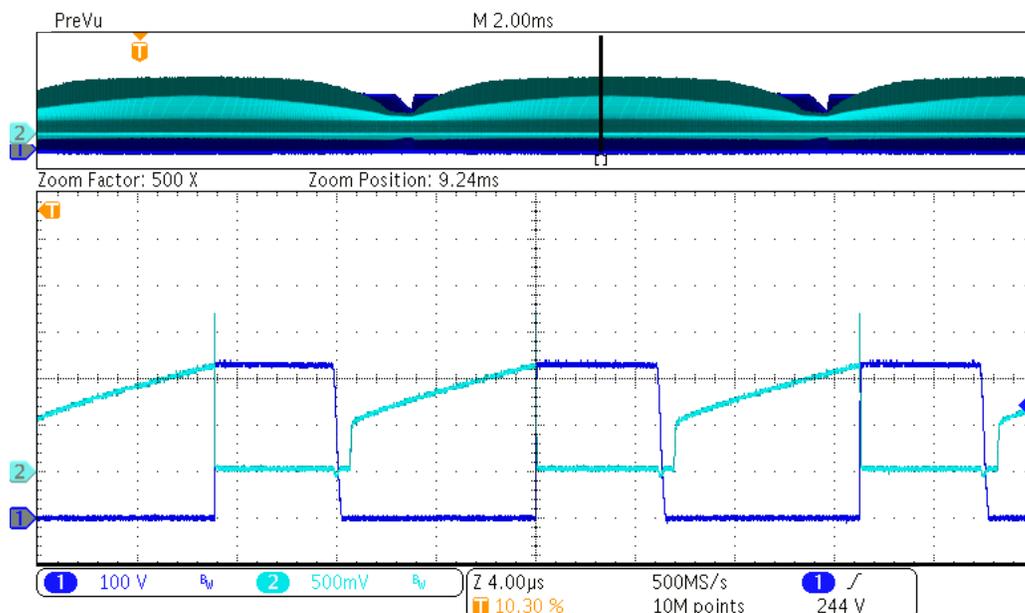


图 2-4. 使用阻断二极管时的 LMG3622 CS 引脚电压

RCS 上具有高电压的电路必须使用 LMG362x 器件实现阻断二极管。

2.2.3 AHB 拓扑和 VCC 设计

直流/直流级的设计采用 AHB 拓扑。AHB 的直流传递函数与降压拓扑类似，[方程式 8](#) 显示了传递函数。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Duty}{N_{PS}} \quad (8)$$

其中

- N_{PS} 为初级侧和次级侧之间的匝数比

根据传递函数，系统只能在以下条件下运行：

$$V_{IN} > N_{PS} \times V_{OUT} \quad (9)$$

为了获得更好的待机功耗和效率，在低电压和低功率条件下关闭 PFC 级。根据此应用设计，匝数比为 5.5， $V_{OUT} \times N_{PS}$ 为 154V，该值可能高于 V_{IN} 电压（90Vac 时的最大电压为 127V），并且系统无法正常运行。

为了能够正常运行，系统设计为在启动条件下在一段时间内为 PFC 级上电，然后在 V_{OUT} 设置为 5V 或 9V 时关断 PFC 级。

[图 2-5](#) 显示了使用 2 个 N 沟道信号 MOSFET 作为 PFC 级 V_{CC} 的负载开关的设计概念。经过 4s RC 延迟加上 AUX 电压的启动时间，PFC 会导通，以使 AHB 正常工作。当 $V_{OUT} > 12V$ 并且输出电压稳定时 PFC 保持导通以将光电晶体管拉低，但当 $V_{OUT} < 12V$ 时，PFC 级会关断。

在 [图 2-5](#) 中， V_{CC} 负载开关设计为让 PFC 级导通一段时间，以确保整个系统成功打开。

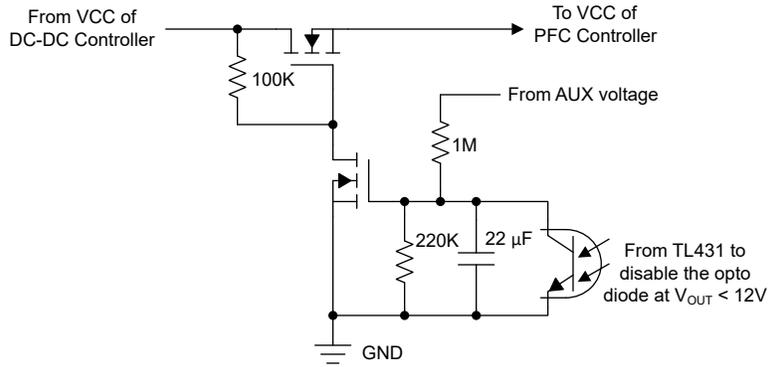


图 2-5. PFC 级的 V_{CC} 负载开关设计

2.2.4 用于 AHB 拓扑的 LMG2610

AHB 是一种为系统提供 ZVS 的半桥拓扑。通过采用适当的设计，系统可以在约 50% 占空比下以较低 RMS 电流运行，这意味着导通损耗更低。最佳实践是选择一个 $C_{O(TR)}$ 较低的较高 $R_{DS(on)}$ 器件来优化设计。

在系统启动之前，系统必须打开低侧器件，以便为高侧自举电容器充电并复位 C_{RES} 。当系统启动时，输出电压为 0V，这意味着磁电感可以仿真为短路，系统总电感仅为 L_{RES} 。如果 C_{RES} 未正确放电，系统会承受高复位电流。系统必须将主开关器件置于高侧。

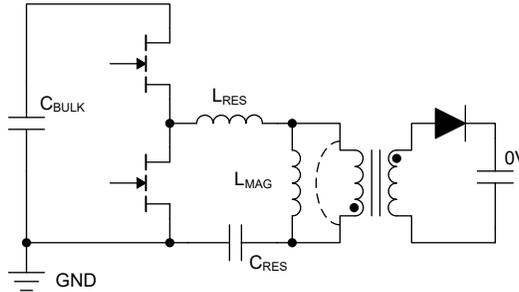


图 2-6. 启动期间的 AHB 等效电路

在器件内具有较低电流限值的较高 $R_{DS(on)}$ 器件有助于限制 C_{RES} 的充电电压，这可降低低侧的复位电流。图 2-7 显示了启动电流的波形。通道设置为：

- Ch1 : U102 的 SW 电压 (LMG2610)
- CH4 : 变压器电流

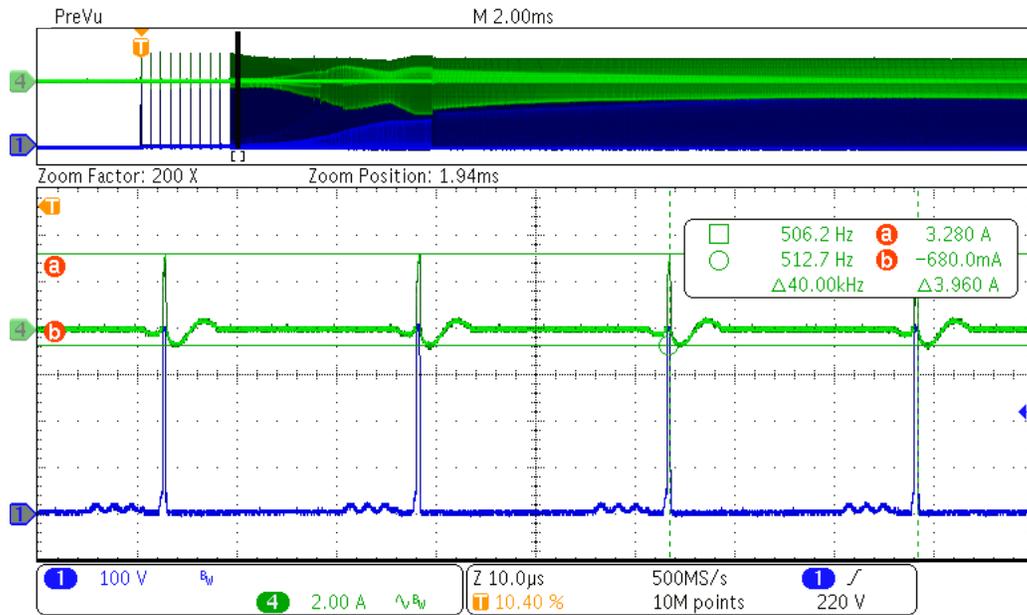


图 2-7. V_{OUT} 设置为 28V 且负载电流为 5A 时的启动波形

在图 2-7 中，高侧器件较低的电流限值可防止在系统启动期间对 C_{RES} 充电过快。

在系统稳定之前，低侧复位电流高于静态状态。选择较低的 $R_{DS(on)}$ ，以防止触发 OCP 并正确复位 C_{RES} 。

图 2-8 展示了选择了较低的 $R_{DS(on)}$ ，以防止触发 OCP 并正确复位 C_{RES} 。

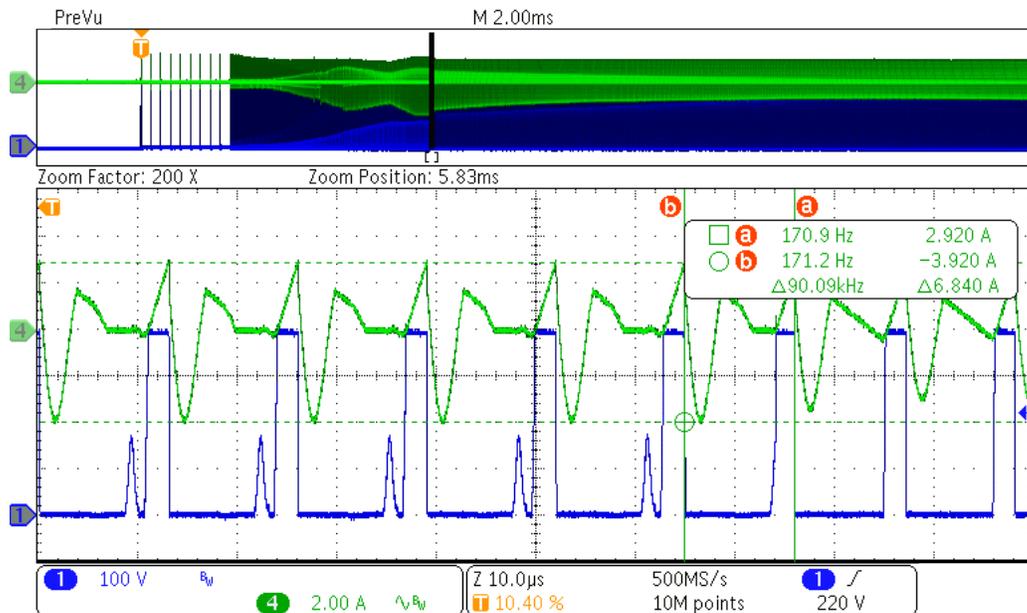


图 2-8. V_{OUT} 设置为 28V 且负载电流为 5A 时的启动波形

在这种情况下，LMG2610 与 AHB 拓扑非常匹配，高侧的 $R_{DS(on)}$ 较高 ($248m\Omega$)，低侧的阻抗较低 ($170m\Omega$)，可平衡性能和成本。

2.3 主要产品

2.3.1 UCC28056

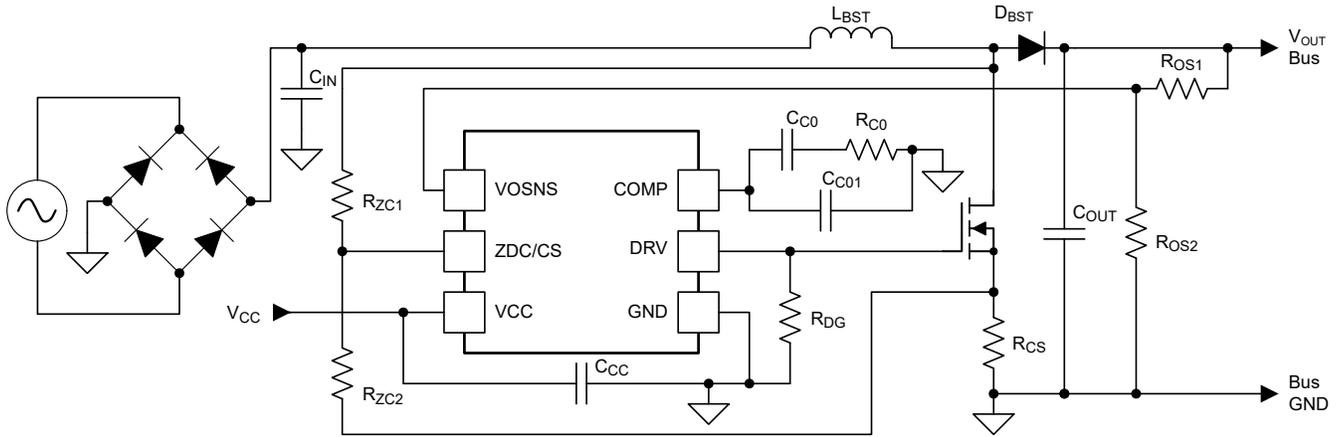


图 2-9. 简化版应用电路图

UCC28056 器件基于混合模式方法驱动 PFC 升压级，该方法在降低负载的情况下以 TM 和不连续导通模式 (DCM) 运行，可自动降低开关频率。该器件包含突发模式运行，以进一步提高轻负载性能，从而使系统无需关断 PFC 即可符合颇具挑战性的能效标准。UCC28056 可以驱动高达 300W 的 PFC 功率级，从而提供低失真（与单位功率因数相近）的正弦线路输入电流。这些特性连同 FET 漏极谷底导通和简单的升压电感器，可实现最少的元件数量并降低系统成本。

- 由于采用了多模式 TM 和 DCM 控制，因此可在宽负载范围内实现出色的轻负载效率和高效率
- 通过 FET 漏极谷底同步导通实现低系统成本，无需在升压电感器上使用第二绕组
- 具有软进入和软退出周期的突发模式可实现超低可闻噪声输出
- 启动电流消耗低 ($< 46 \mu A$)
- 8.5V 至 34V 的宽 V_{CC} 范围
- 逐周期电流限制
- 两种独立的 OVP
- 集成式 OTP

2.3.2 LMG3622

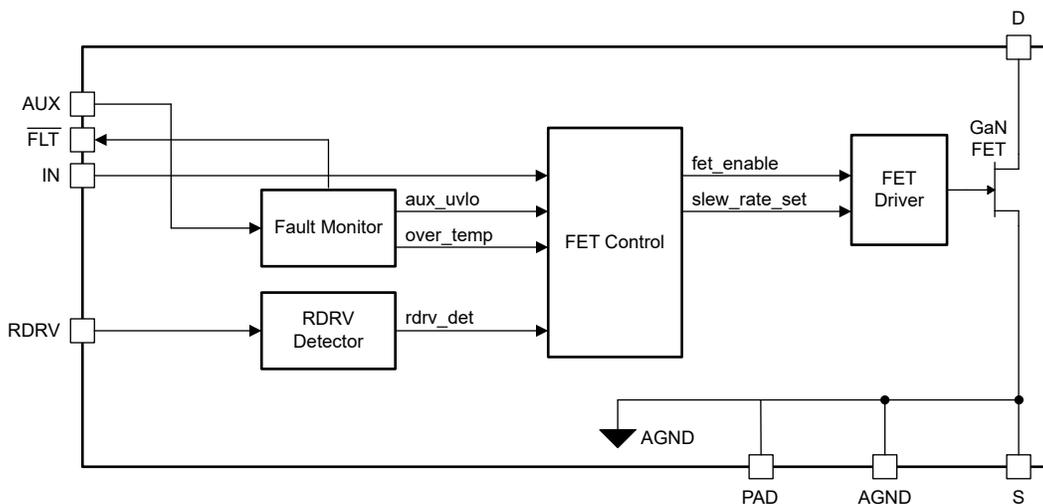


图 2-10. LMG3622 功能方框图

LMG3622 是一款 650V 120m Ω GaN 功率 FET，适用于开关模式电源应用。LMG3622 通过在 8mm \times 5.3mm QFN 封装中集成 GaN FET 和栅极驱动器，简化了设计并减少了元件数量。

可编程导通压摆率可提供 EMI 和振铃控制。与传统的电流检测电阻相比，电流检测仿真功能可降低功耗，并允许将低侧散热焊盘连接到冷却 PCB 电源接地。

低静态电流和快速启动时间支持转换器轻负载效率要求和突发模式运行。

下面列出了扩展的特性说明：

- 650V、120m Ω GaN 功率 FET
- 具有低传播延迟和可调节导通压摆率控制的集成栅极驱动器
- 具有高带宽和高精度的电流检测仿真
- 逐周期过流保护
- 通过 FLT 引脚报告实现过热保护
- AUX 静态电流：240 μ A
- AUX 待机静态电流：50 μ A
- 最大电源和输入逻辑引脚电压：26V
- 带有散热焊盘的 8mm \times 5.3mm QFN 封装

2.3.3 LMG2610

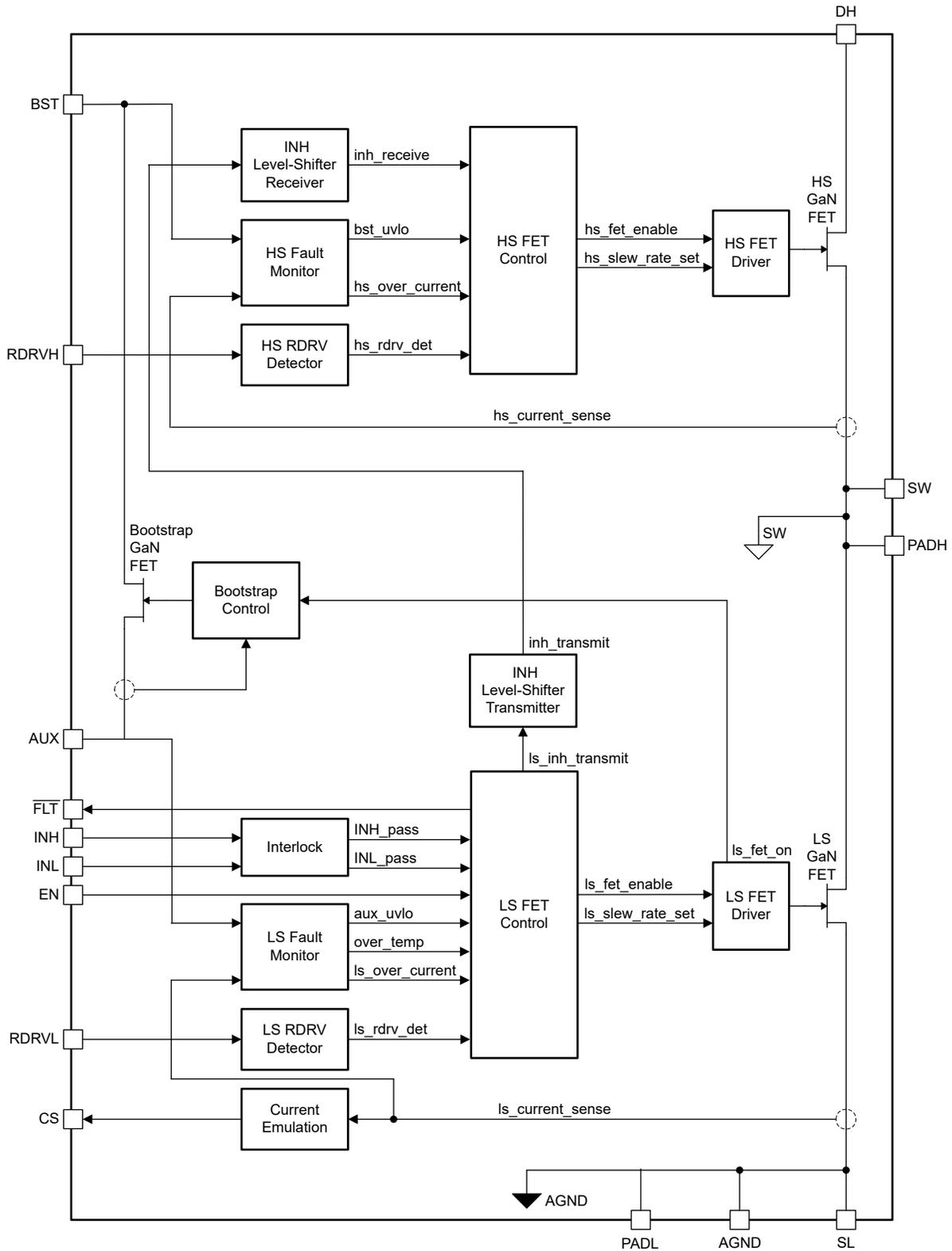


图 2-11. LMG2610 功能方框图

LMG2610 通过在 9mm x 7mm QFN 封装中集成半桥 GaN HEMT、栅极驱动器、自举二极管和高侧栅极驱动电平转换器，简化了设计、减少了元件数量并减小了布板空间。

非对称 GaN HEMT 电阻针对 AHB 工作条件进行了优化。可编程导通压摆率可提供 EMI 和振铃控制。

高侧栅极驱动信号电平转换器消除了外部设计中出现的噪声和突发模式功率耗散问题。智能开关 GaN 自举 FET 没有二极管正向压降，可避免高侧电源过充，并且反向恢复电荷为零。

LMG2610 具有低静态电流和快速启动时间，支持转换器轻负载效率要求和突发模式运行。保护特性包括 FET 导通互锁、欠压锁定 (UVLO)、逐周期电流限制和过热关断。

- 650V GaN HEMT 半桥
- 170m Ω 低侧和 248m Ω 高侧 GaN HEMT
- 具有低传播延迟和可调节导通压摆率控制的集成栅极驱动器
- 具有高带宽和高精度的电流检测仿真
- 低侧/高侧栅极驱动互锁
- 高侧栅极驱动信号电平转换器
- 智能开关自举二极管功能
- 低侧/高侧逐周期过流保护
- AUX 空闲静态电流：240 μ A
- AUX 待机静态电流：50 μ A
- BST 空闲静态电流：60 μ A
- 最大电源和输入逻辑引脚电压：26V
- 具有双散热焊盘的 9mm x 7mm QFN 封装

3 硬件、测试要求和测试结果

3.1 硬件

图 3-1 和图 3-2 展示了总体尺寸约为 50mm × 73mm × 23mm 的 TIDA-050074 电路板。

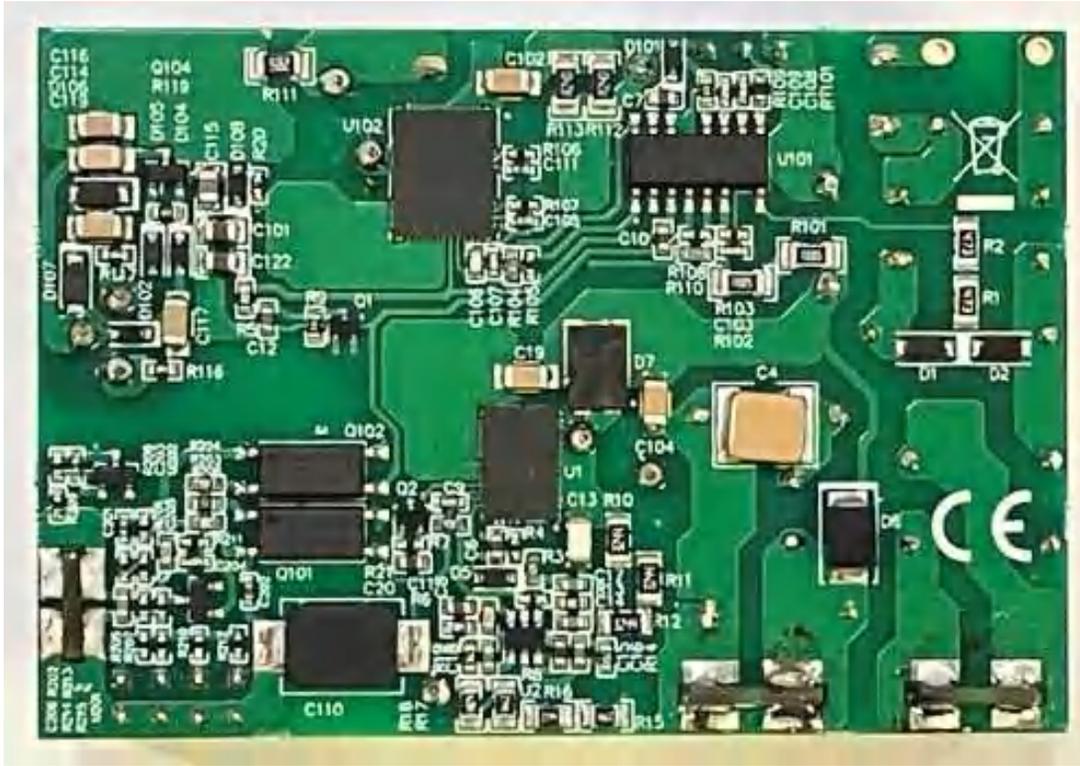


图 3-1. TIDA-050074 底视图

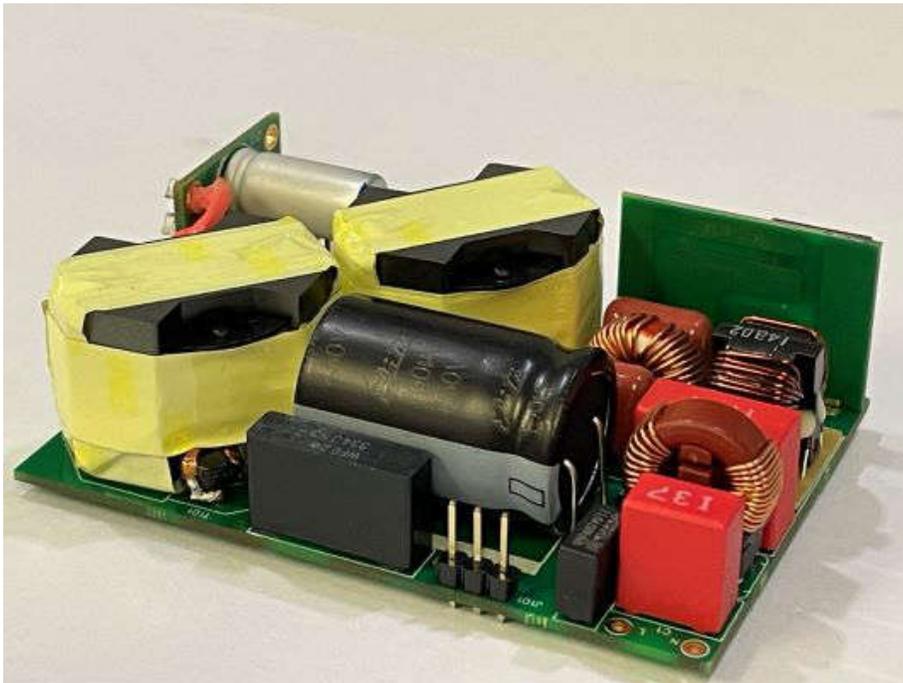


图 3-2. TIDA-050074 角度视图

3.2 测试设置

使用此参考设计时需要以下测试设备：

电压源 能够提供 264V_{RMS} 且能够处理 200W 功率级别的隔离式交流电源或可变交流变压器。

小心
测试时请勿向此电路板施加直流电压。可能会损坏设备和元件。

功率分析仪 能够测量 1mW 至 200W 输入功率并能够处理 264V_{RMS} 输入电压。一些功率分析仪可能需要使用精密分流电阻器来测量输入电流，以便测量 5W 或更低的输入功率。请阅读功率分析仪用户手册，了解全功率和待机功率的正确测量设置。

示波器 > 4 通道、500MHz 带宽。能够处理 600V 电压的探针。

电流探针 > 用于示波器的 15A 直流或交流电流探头。

负载 从 5V、9V 获得满负载电流 3.00A，从 15V、20V 和 28V 获得满负载电流 5A。可以从 C121 获得输出电压以消除电缆压降。

本节的其余部分介绍参考设计电路板的测试设置。

警告
此参考设计并未进行封装，电路板中存在超过 50V_{DC} 的可接触电压。应采取适当的处理预防措施以避免受到伤害。

交流输入电源经过功率分析仪以支持参考设计电路板。将输出端口连接到电力负载以监控输出条件。TIDA-050074 针对 5V - 28V 设计，通过 J201 到 J204 的跳线设置这些电压。

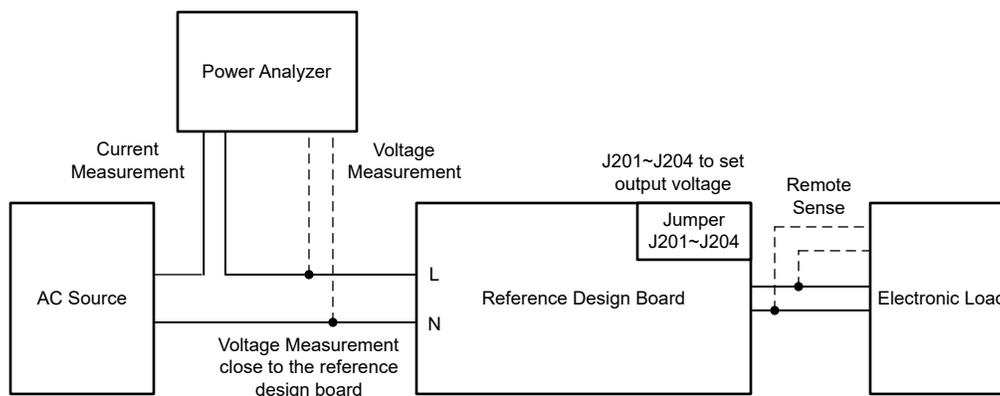


图 3-3. 测试设置图

此参考设计是一种紧凑型设计，没有测试点。将电路板的 L 和 N 上的交流电源插座连接到靠近 F1 和 C1 的位置。将功率分析仪的电压感应位置靠近 L 和 N 放置，如图 3-3 所示。调节输入电压并读取功率分析仪读数以获得正确的输入电压，从而消除交流电缆压降的影响。使用功率分析仪的平均或积分功能读取输入功率。

图 3-4 显示了连接在参考设计电路板附近的功率计的交流输入和电压检测。

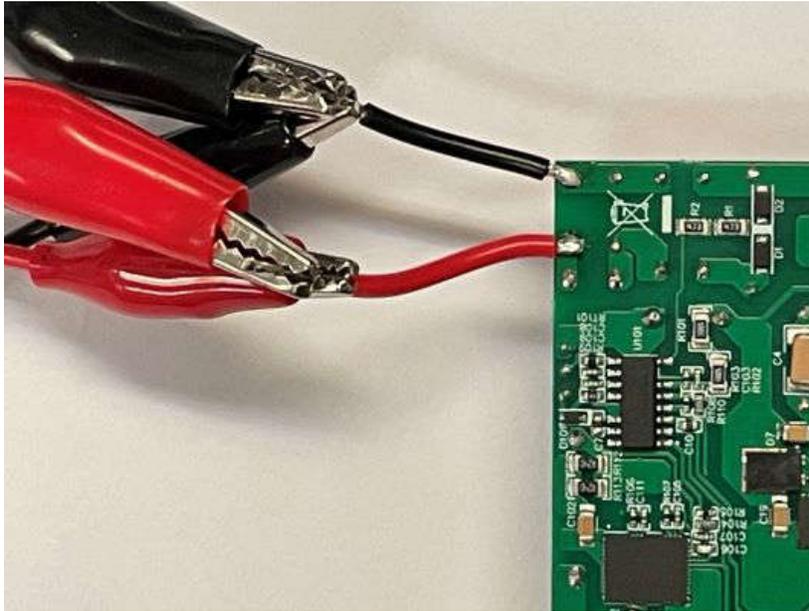


图 3-4. 交流输入连接设置

将输出线连接到输出端 (VOUT 和 RTN)。在连接到电子负载的输出端 (VOUT 和 RTN) 上焊接 2 根导线。在连接到电子负载遥感的 C121 的引线上再焊接 2 根导线以消除电缆压降的损耗。

图 3-5 显示了从 C121 引线连接到电子负载和遥感的 V_{OUT} 和 RTN。

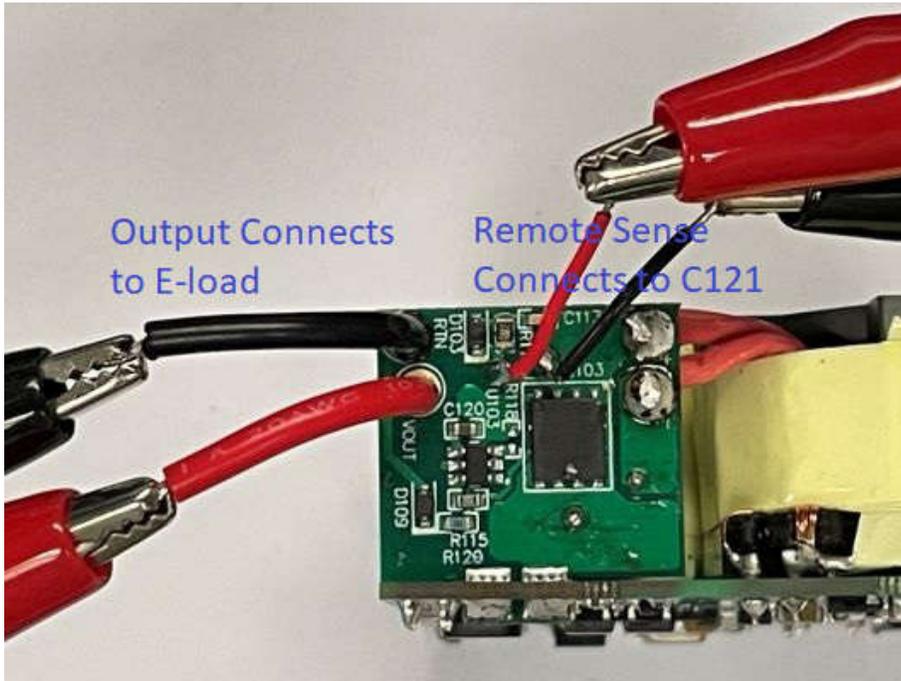


图 3-5. 输出接头

表 3-1 详细说明了通过跳线更改输出电压的输出跳线设置。在更改输出电压设置之前，请关闭交流电源并确保电路板上的电压完全放电。

表 3-1. 输出跳线设置

V _{OUT}	J201	J202	J203	J204
5V	NC	NC	NC	NC
9V	跳线	NC	NC	NC
15V	跳线	跳线	NC	NC
20V	跳线	跳线	跳线	NC
28V	跳线	跳线	跳线	跳线



图 3-6. 用于 V_{OUT} 设置的跳线

3.3 测试结果

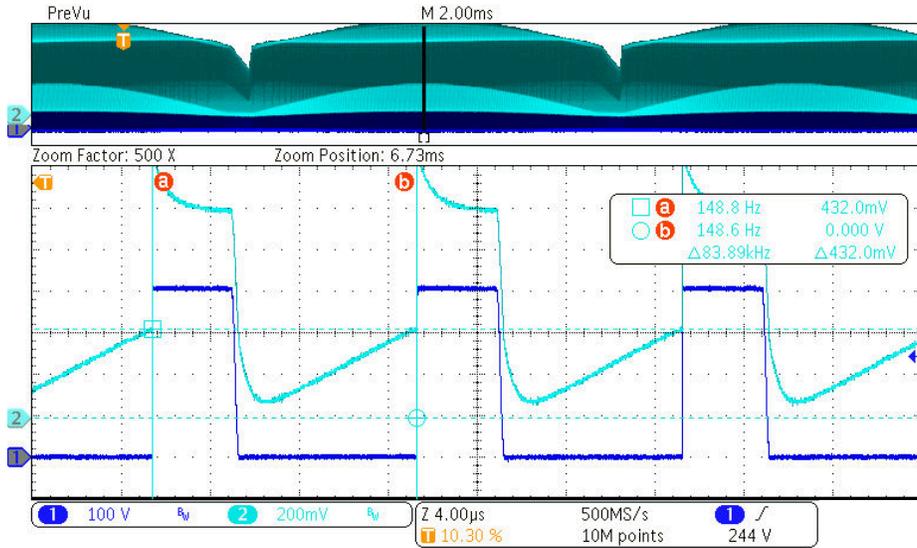
3.3.1 开关波形

3.3.1.1 PFC 级上的开关波形

PFC 级在 140W 满负载条件下测量。在靠近 UCC28056 的位置捕获 V_{DS} 和 ZCD/CS 引脚的波形，以确认 PFC 控制器和 TI-GaN 正常运行。

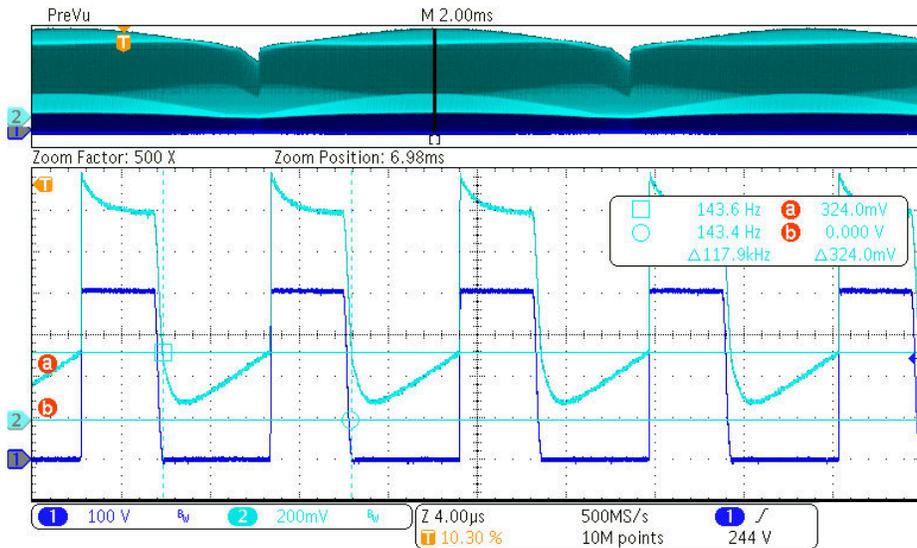
图 3-7 到图 3-12 的通道设置为：

- Ch1 : U1 的 VDS 电压 (LMG3622)
- CH2 是 U2 的 ZCD/CS 电压 (UCC28056)



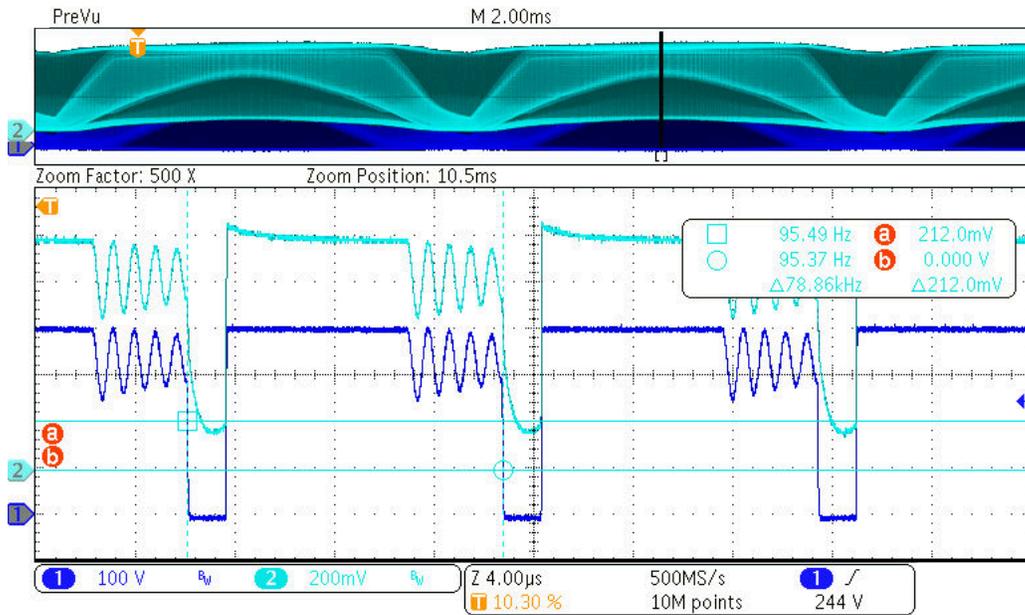
工作频率为 83.8kHz。系统以 CrM 模式工作。

图 3-7. 90Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形



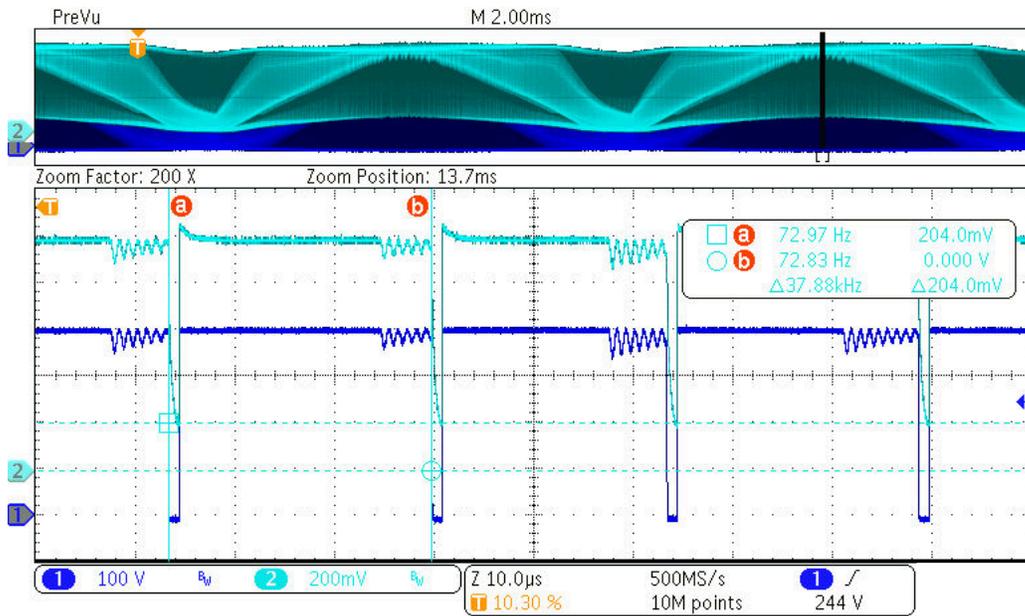
工作频率为 117.9kHz。系统以 CrM 模式工作。

图 3-8. 115Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形



工作频率为 78.86kHz。系统以 DCM 模式工作。

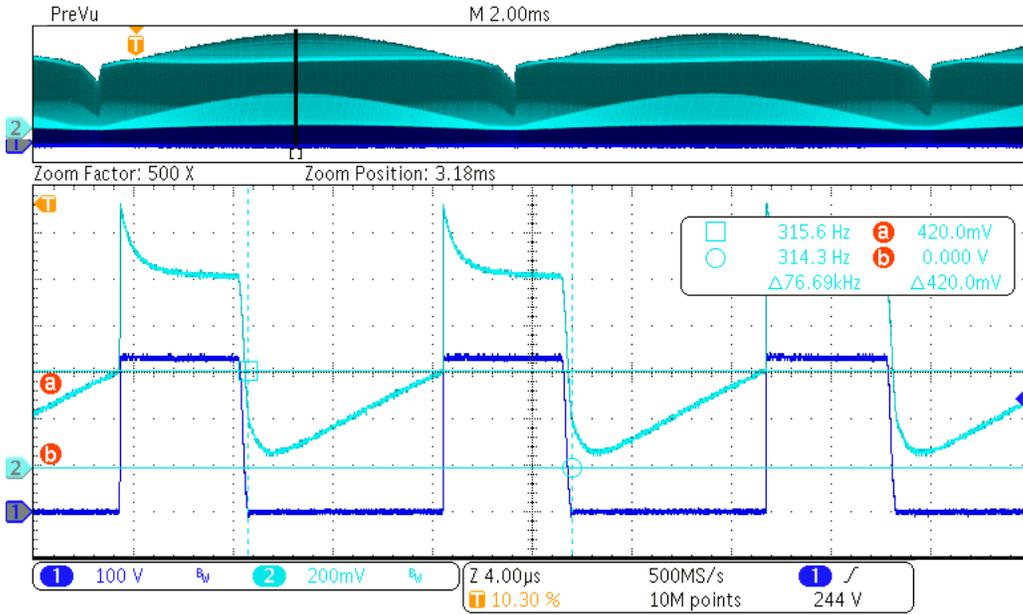
图 3-9. 230Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形



工作频率为 37.88kHz。系统以 DCM 模式工作。

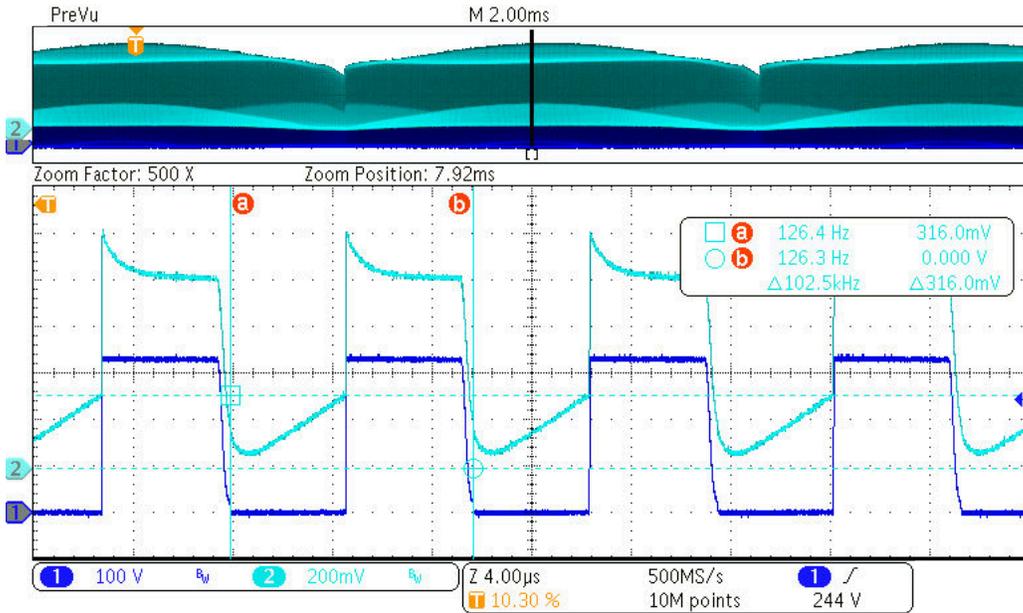
图 3-10. 264Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形

当 PFC 的输出电压较低时，占空比和工作频率较低。



PFC 输出电压设置为 320V。工作频率为 76.69kHz。系统以 CrM 模式工作。

图 3-11. 90Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形



PFC 输出电压设置为 320V。工作频率为 102.5kHz。系统以 CrM 模式工作。

图 3-12. 115Vac 输入和 140W 负载条件下的 PFC 级开关波形

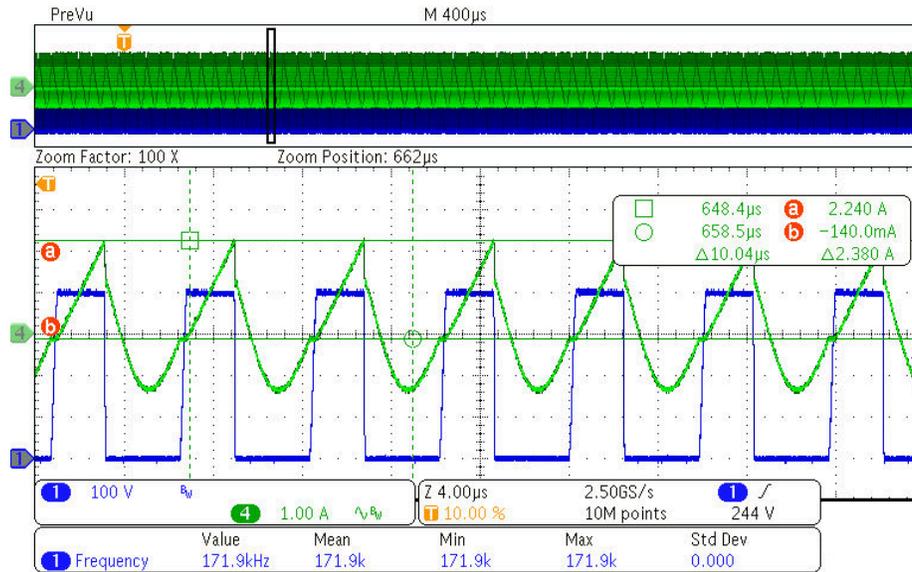
3.3.1.2 AHB 级上的开关波形

对于输出电压为 15V、20V 和 28V 的情况，PFC 始终导通，大容量电容器电压与输入电压无关。 V_{DS} 的波形和变压器电流是根据不同输出电压在满载条件下捕获的。

图 3-13 至图 3-22 的通道设置为：

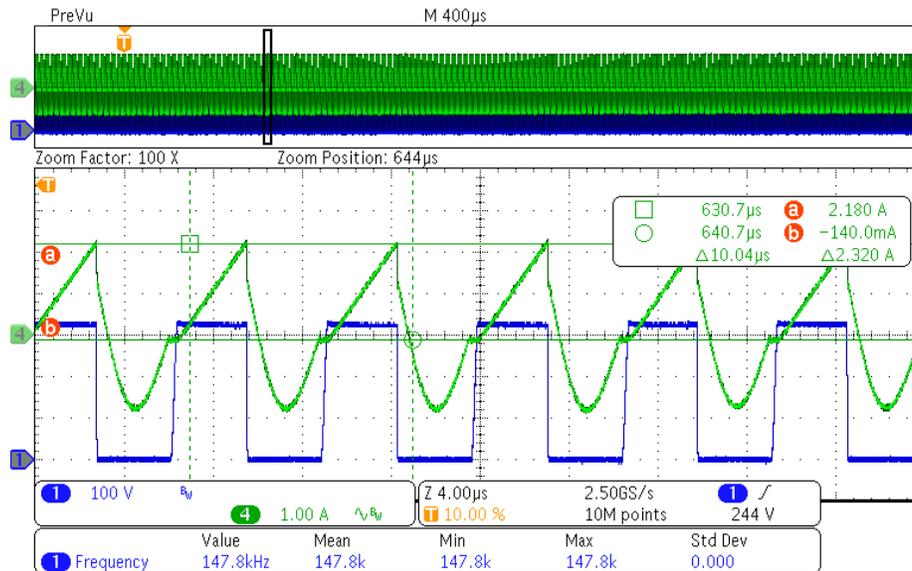
- Ch1：SW (低侧器件的 V_{DS}) 电压
- Ch4：变压器电流

图 3-13 和图 3-14 的条件为 28V - 5A (140W)。



工作频率约为 171.9kHz。

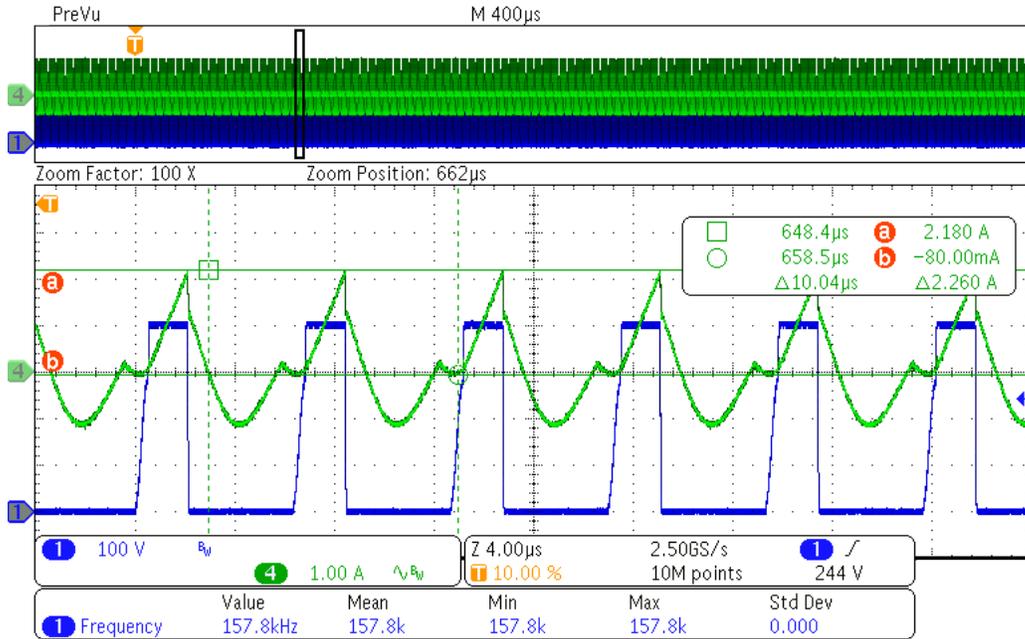
图 3-13. 28V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 390V$)



工作频率约为 147.8kHz。

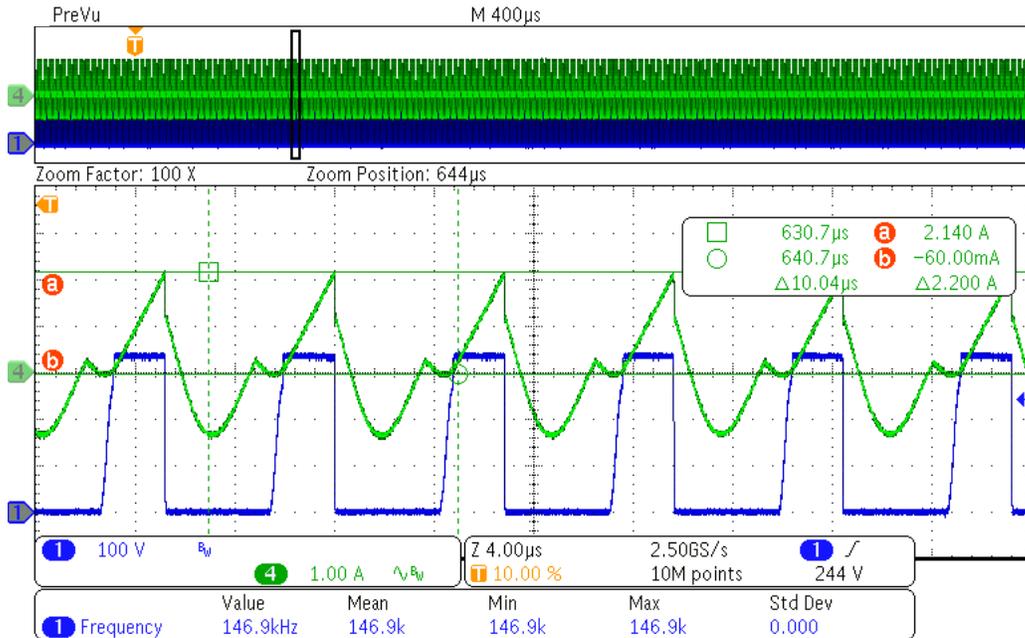
图 3-14. 28V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 320V$)

图 3-15 和图 3-16 的条件为 20V - 5A (100W)。



工作频率约为 157.8kHz。

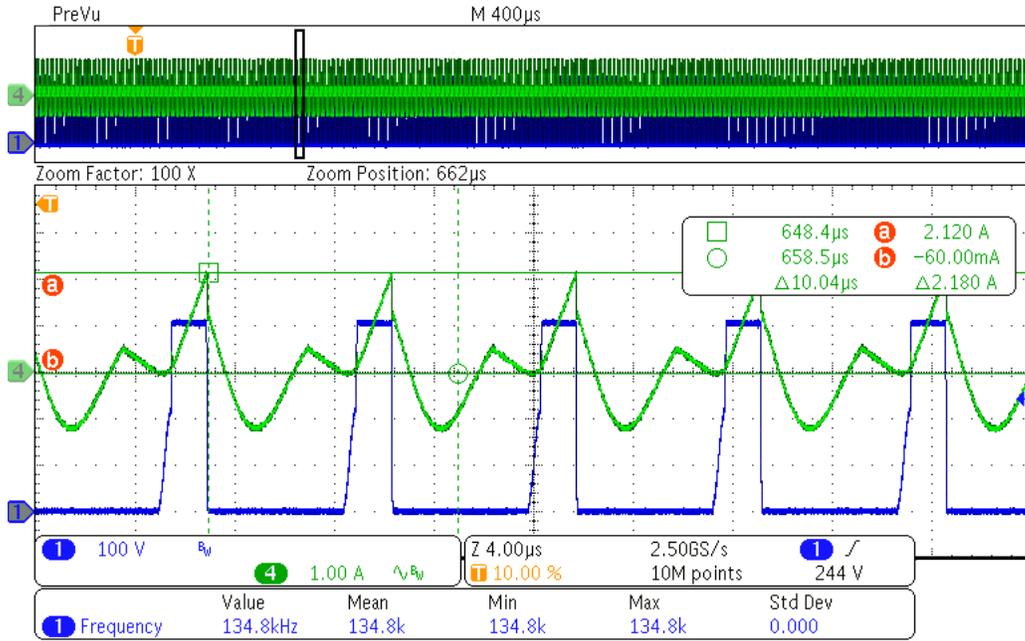
图 3-15. 20V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 390V$)



工作频率约为 146.9kHz。

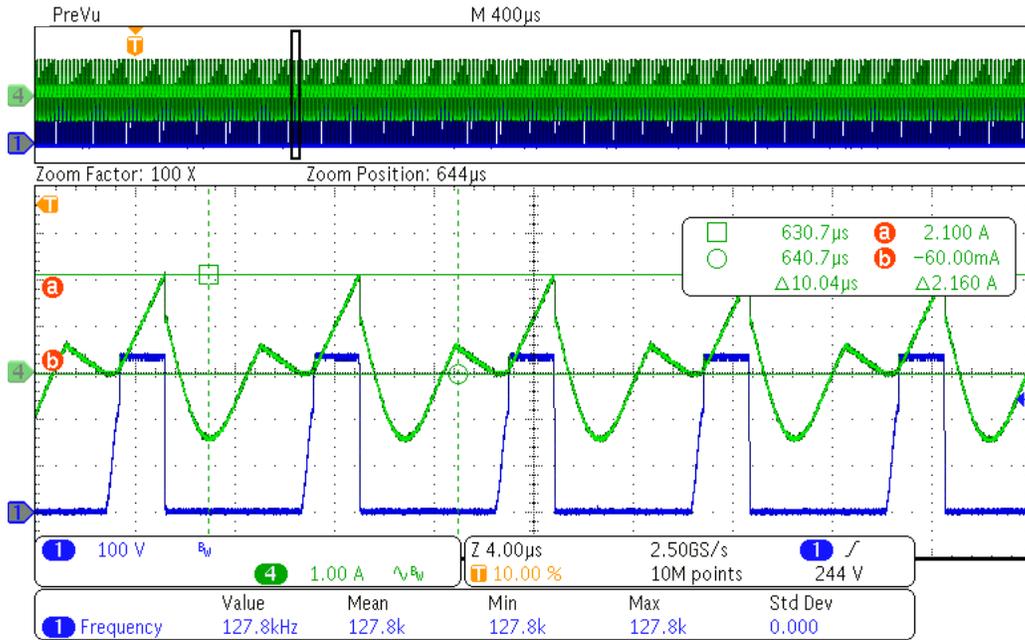
图 3-16. 20V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 320V$)

图 3-17 和图 3-18 的条件为 15V - 5A (75W)。



工作频率约为 134.8kHz。

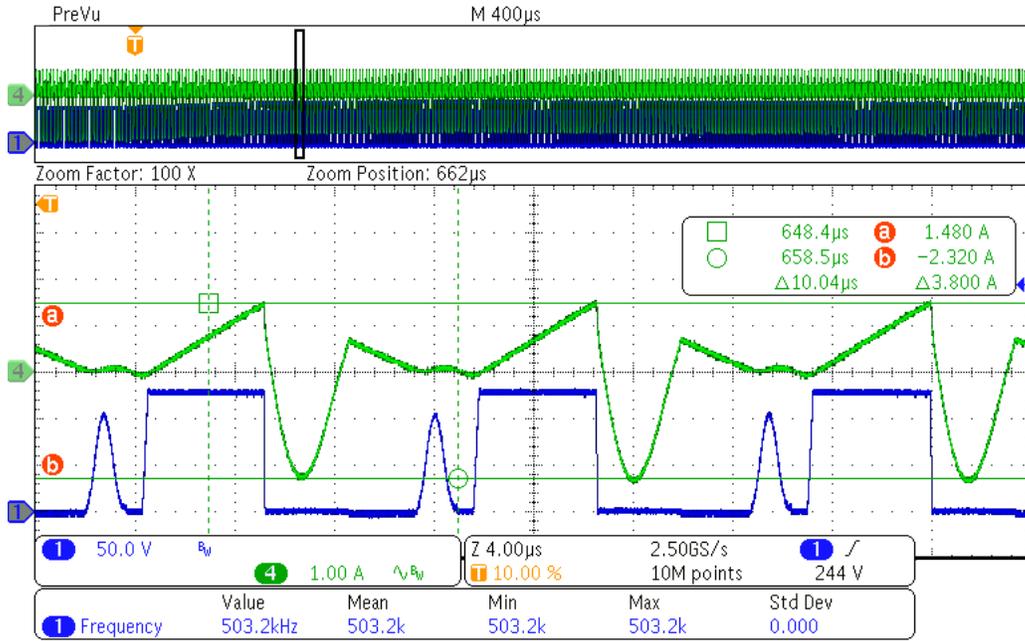
图 3-17. 15V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 390V$)



工作频率约为 134.8kHz。

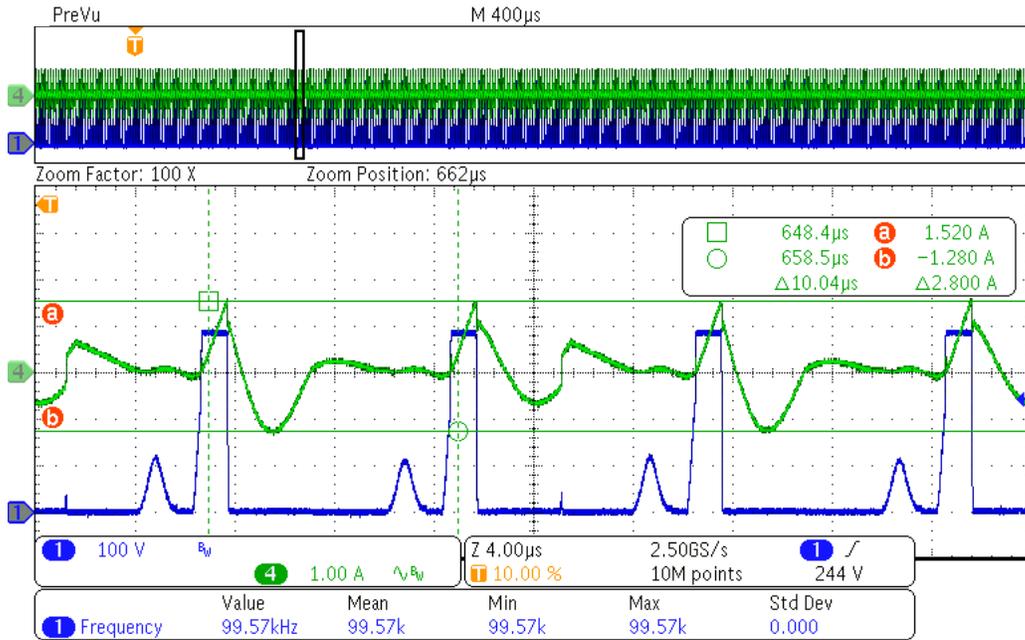
图 3-18. 15V - 5A AHB 开关波形 ($V_{PFC} = 320V$)

图 3-19 和图 3-20 的条件为 9V - 3A (27W)。



工作频率约为 74.1kHz。

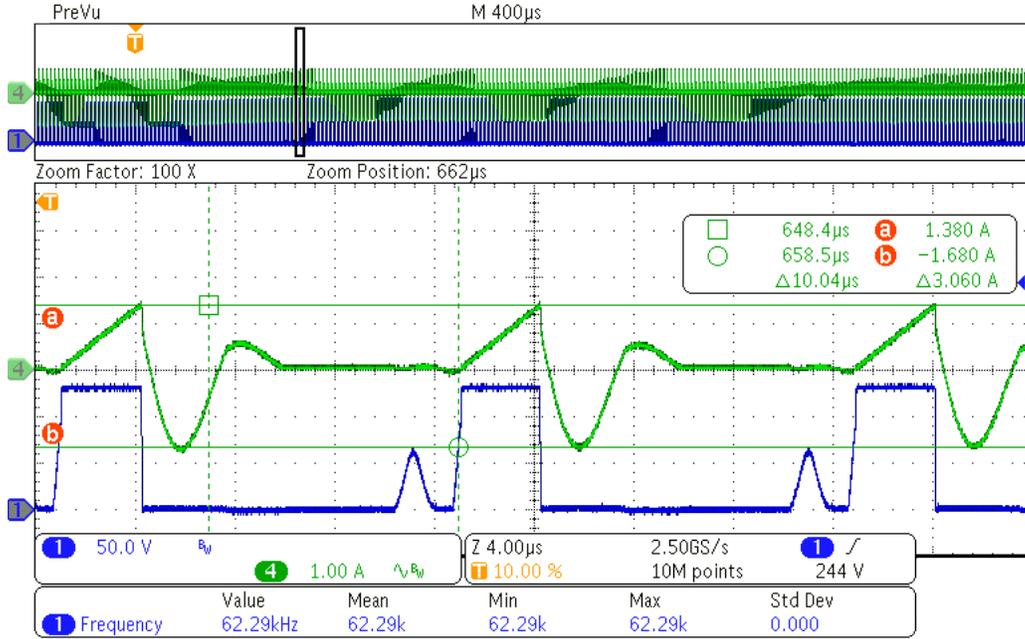
图 3-19. 在 90Vac 输入下的 9V - 3A AHB 开关波形



工作频率约为 99.57kHz。

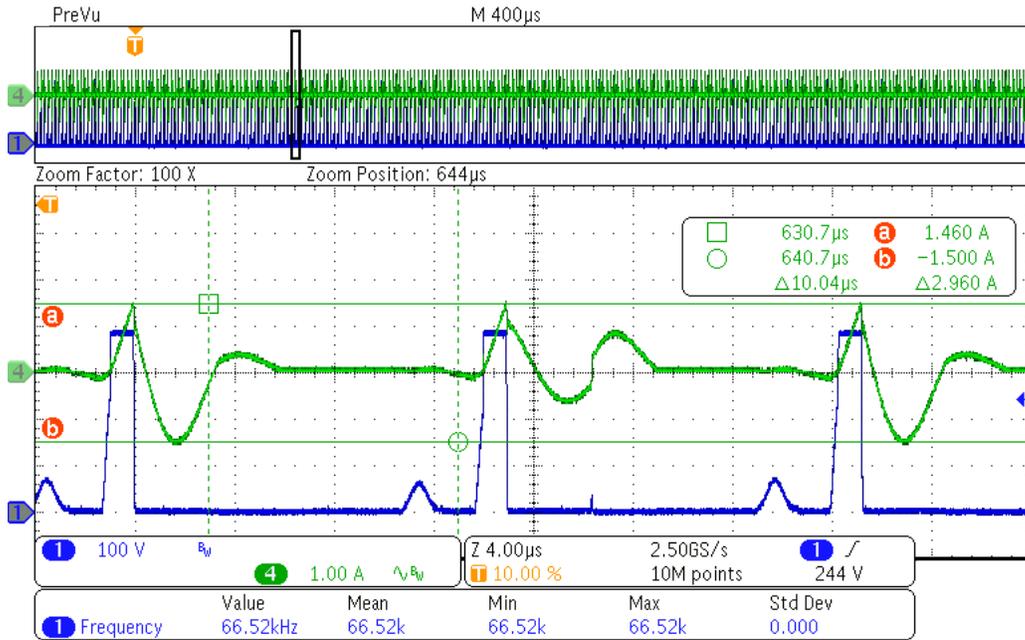
图 3-20. 在 264Vac 输入下的 9V - 3A AHB 开关波形

图 3-21 至图 3-22 的条件为 5V - 3A (15W)。



工作频率约为 62.3kHz。

图 3-21. 在 90Vac 输入下的 5V - 3A AHB 开关波形



工作频率约为 66.52kHz。

图 3-22. 在 264Vac 输入下的 5V - 3A AHB 开关波形

3.3.2 效率测试结果

效率结果测试了在 100% 负载条件下，在室温下老化 30 分钟，然后以 5 分钟的增量将负载降至 75%、50%、25% 和 10%，以使系统稳定。通过综合 1 分钟的能量读取输入功率。

28V 时的测试结果如表 3-2 至表 3-5 所示。

表 3-2. 115Vac 输入时的 28V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	27.934	5.0093	139.93	148.18	94.43%
75%	27.935	3.7501	104.76	111.31	94.12%
50%	27.938	2.4889	69.535	74.517	93.31%
25%	27.939	1.2459	34.810	37.558	92.68%
10%	27.939	0.4959	13.856	15.306	90.53%
平均效率					93.64%

表 3-3. 230Vac 输入时的 28V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{OUT} (W)	效率
100%	27.934	5.0093	139.93	146.31	95.64%
75%	27.935	3.7501	104.76	110.03	95.21%
50%	27.936	2.4891	69.535	73.715	94.33%
25%	27.938	1.2460	34.810	37.144	93.72%
10%	27.939	0.4959	13.856	15.135	91.55%
平均效率					94.72%

表 3-4. 115Vac 输入时的 28V 效率结果 (VPFC 设置为 320V)

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	27.934	5.0093	139.93	147.83	94.66%
75%	27.935	3.7501	104.76	110.70	94.63%
50%	27.938	2.4890	69.538	74.253	93.65%
25%	27.938	1.2459	34.808	37.825	92.02%
10%	27.939	0.4968	13.881	15.604	88.96%
平均效率					93.74%

表 3-5 显示了 28V 和 90V 交流输入且满负载时的效率测试结果。

表 3-5. 90Vac 输入时的 28V 效率结果

V _{PFC} (V)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
390V	27.934	5.0089	139.92	149.77	93.42%
320V	27.933	5.0095	139.93	149.47	93.62%

图 3-23 显示了 28V 效率比较曲线。

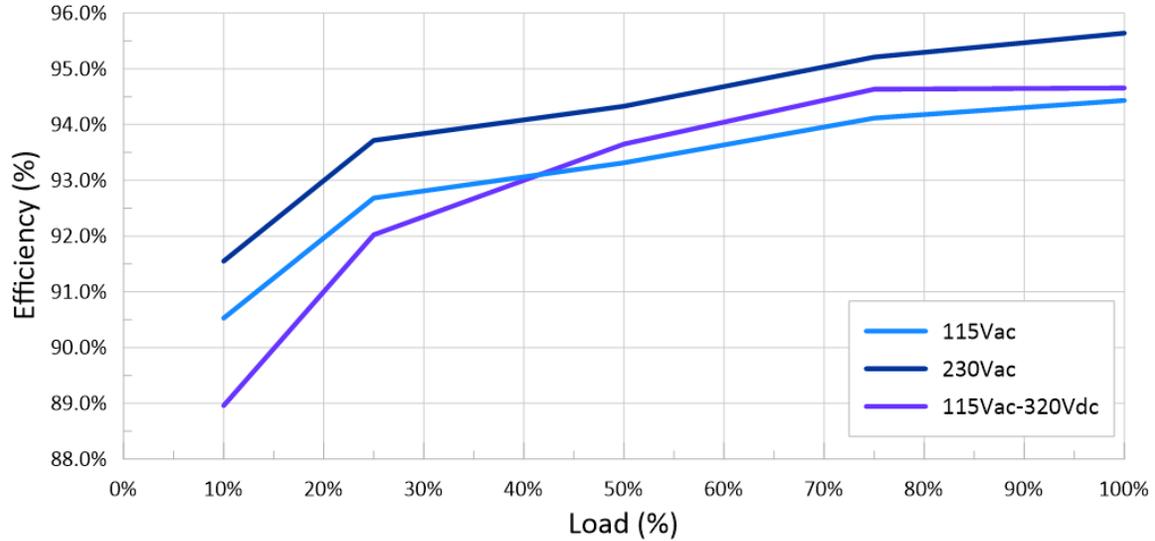


图 3-23. $V_{OUT} = 28V$ 时的效率结果

表 3-6 和表 3-7 显示了 20V 时的测试结果。

表 3-6. 115Vac 输入时的 20V 效率结果

负载	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	P_{IN} (W)	效率
100%	20.060	4.9960	100.22	106.730	93.90%
75%	20.060	3.7509	75.244	80.339	93.66%
50%	20.063	2.4898	49.953	53.836	92.79%
25%	20.063	1.2468	25.015	27.187	92.01%
10%	20.064	0.4968	9.969	11.068	90.07%
平均效率					93.09%

表 3-7. 230Vac 输入时的 20V 效率结果

负载	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{IN} (W)	P_{OUT} (W)	效率
100%	20.060	4.9950	100.200	105.500	94.98%
75%	20.060	3.7512	75.249	79.464	94.70%
50%	20.061	2.4910	49.971	53.278	93.79%
25%	20.061	1.2469	25.014	26.894	93.01%
10%	20.061	0.4969	9.968	10.783	92.44%
平均效率					94.12%

图 3-24 显示了 20V 效率比较曲线。

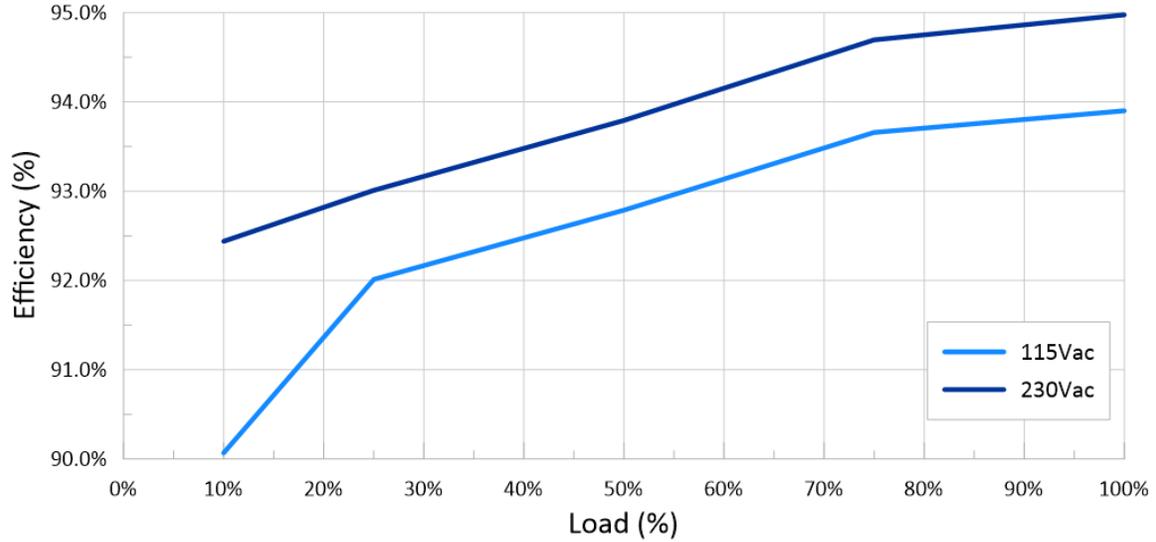


图 3-24. V_{OUT} = 20V 时的效率结果

表 3-8 和表 3-9 显示了 15V 时的测试结果。

表 3-8. 115Vac 输入时的 15V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	15.121	5.0114	75.778	81.572	92.90%
75%	15.124	3.7509	56.728	61.308	92.53%
50%	15.125	2.4909	37.675	40.949	92.00%
25%	15.125	1.2469	18.859	20.692	91.14%
10%	15.125	0.4969	7.515	8.527	88.13%
平均效率					92.14%

表 3-9. 230Vac 输入时的 15V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	15.123	5.0117	75.792	80.679	93.94%
75%	15.123	3.7518	56.738	60.662	93.53%
50%	15.125	2.4907	37.672	40.469	93.09%
25%	15.125	1.2477	18.872	20.467	92.21%
10%	15.121	0.4969	7.513	8.226	91.34%
平均效率					93.19%

图 3-25 显示了 15V 效率比较曲线。

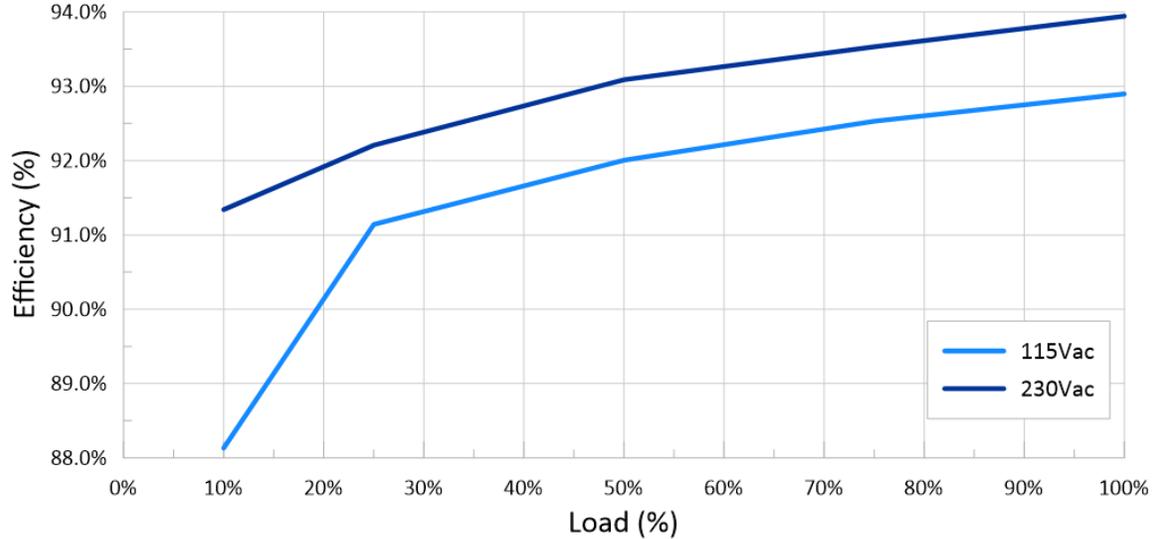


图 3-25. V_{OUT} = 15V 时的效率结果

表 3-10 和表 3-11 显示了 9V 时的测试结果。

表 3-10. 115Vac 输入时的 9V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	9.0925	2.9991	27.269	29.639	92.00%
75%	9.0925	2.2490	20.449	22.422	91.20%
50%	9.0938	1.4986	13.628	14.953	91.14%
25%	9.0938	0.7488	6.809	7.689	88.56%
10%	9.0925	0.2987	2.716	3.037	89.73%
平均效率					90.73%

表 3-11. 230Vac 输入时的 9V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	9.0925	2.9992	27.270	29.398	92.76%
75%	9.0925	2.2491	20.450	22.078	92.63%
50%	9.0925	1.4988	13.628	14.972	91.02%
25%	9.0938	0.7490	6.811	7.826	87.03%
10%	9.0913	0.2989	2.718	3.152	86.20%
平均效率					90.86%

图 3-26 显示了 9V 效率比较曲线。

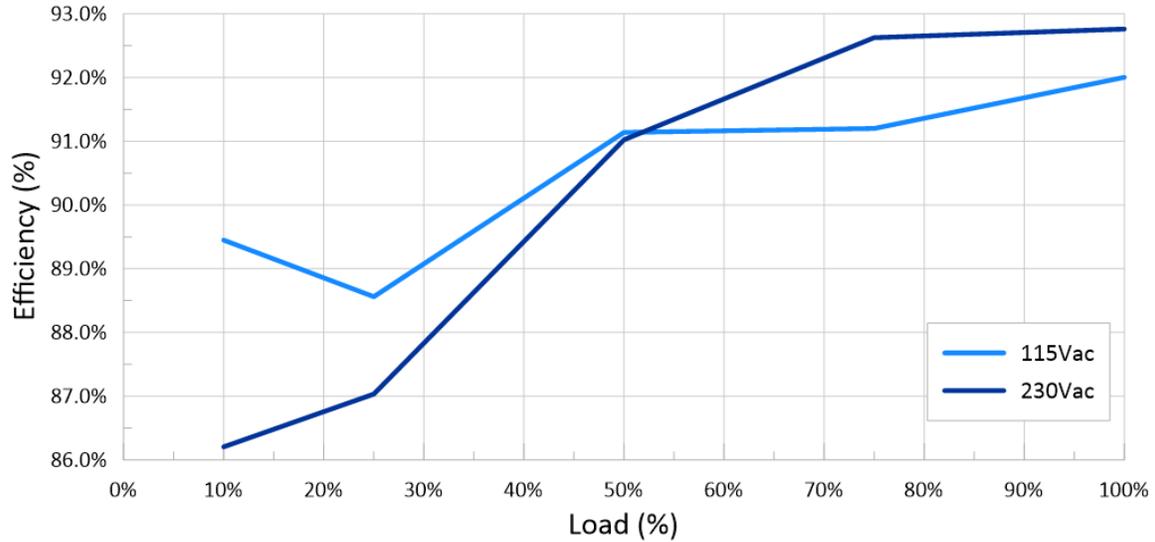


图 3-26. V_{OUT} = 9V 时的效率结果

表 3-12 和表 3-13 显示了 5V 时的测试结果。

表 3-12. 115Vac 输入时的 5V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	5.1688	2.9997	15.505	16.999	91.21%
75%	5.1700	2.2495	11.630	12.816	90.75%
50%	5.1700	1.4992	7.751	8.698	89.12%
25%	5.1663	0.7474	3.862	4.540	85.06%
10%	5.1688	0.2993	1.547	1.867	82.89%
平均效率					89.03%

表 3-13. 230Vac 输入时的 5V 效率结果

负载	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	P _{IN} (W)	效率
100%	5.1700	2.9988	15.504	17.021	91.09%
75%	5.1700	2.2493	11.629	13.304	87.41%
50%	5.1700	1.4989	7.7492	8.9764	86.33%
25%	5.1700	0.7490	3.8722	4.8724	79.47%
10%	5.1688	0.2989	1.5448	1.9854	77.81%
平均效率					86.07%

图 3-27 显示了 5V 效率比较曲线。

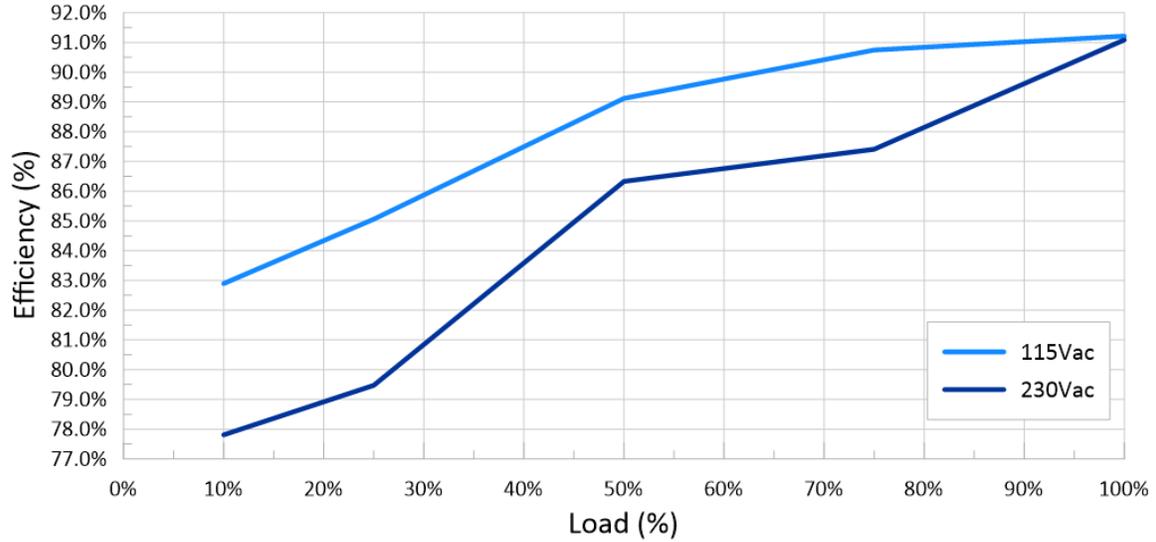


图 3-27. V_{OUT} = 5V 时的效率结果

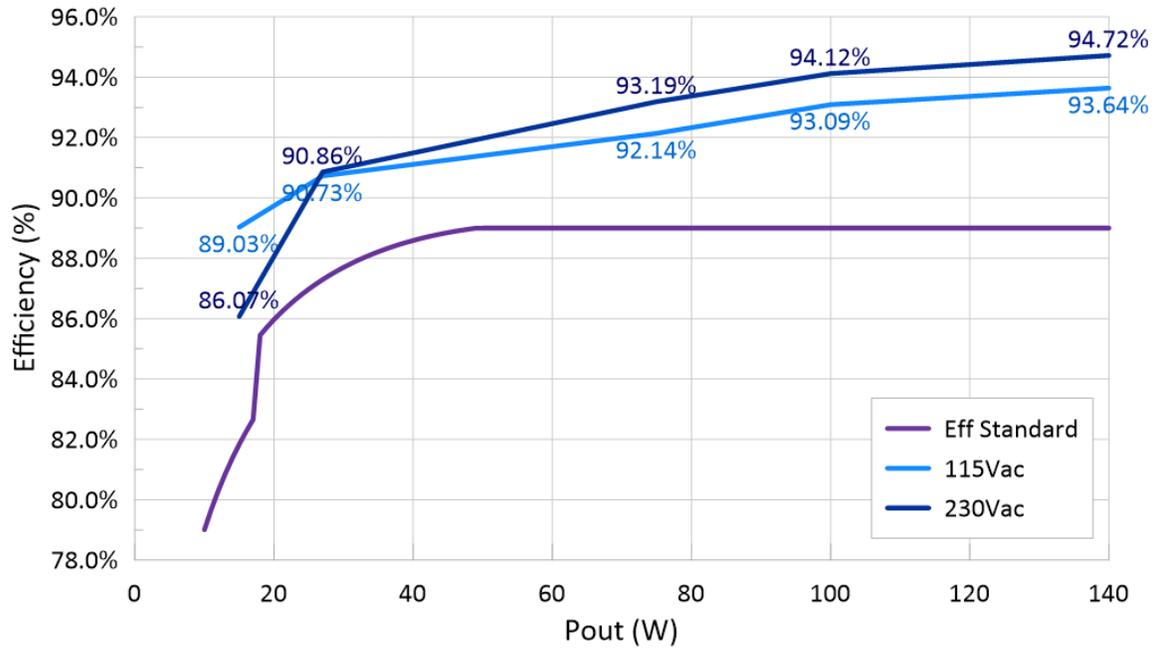


图 3-28. 4 个点的平均效率结果

3.3.3 热测试结果

热结果的最坏情况是在满负载 (28V , 5A) 条件下。使用热像仪在室温下让系统老化 > 50 分钟。

表 3-14 显示了热测试结果。

表 3-14. 28V-5A 负载条件下的热结果

V_{IN}	V_{PFC}	LMG2610	AHB 控制器	LMG3622	PFC 二极管
90V , 50Hz	390V	92.9°C	95.2°C	100.9°C	99.5°C
90V , 50Hz	320V	96.1°C	87.9°C	98.2°C	98.9°C
115Vac , 60Hz	390V	88.1°C	90.0°C	85.8°C	90.2°C
115Vac , 60Hz	320V	92.1°C	82.9°C	84.8°C	90.2°C
230Vac , 50Hz	390V	80.7°C	80.7°C	70.8°C	74.8°C
264Vac , 63Hz	390V	79.5°C	97.7°C	68.8°C	72.3°C

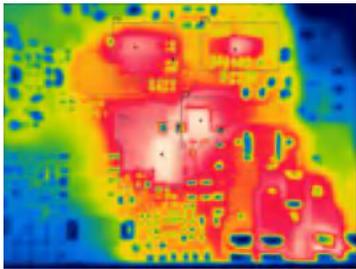


图 3-29. $V_{IN} = 90\text{Vac}$ 、50Hz ($V_{PFC} = 390\text{V}$) 条件下的热结果

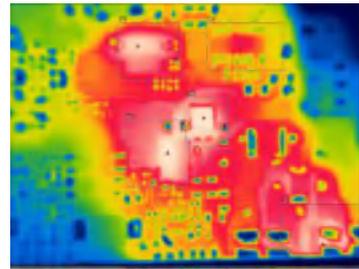


图 3-30. $V_{IN} = 90\text{Vac}$ 、50Hz ($V_{PFC} = 320\text{V}$) 条件下的热结果

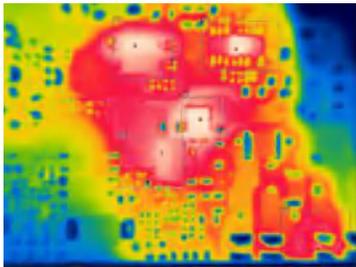


图 3-31. $V_{IN} = 115\text{Vac}$ 、60Hz ($V_{PFC} = 390\text{V}$) 条件下的热结果

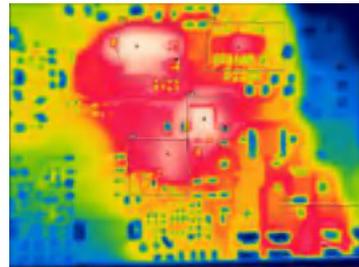


图 3-32. $V_{IN} = 115\text{Vac}$ 、60Hz ($V_{PFC} = 320\text{V}$) 条件下的热结果

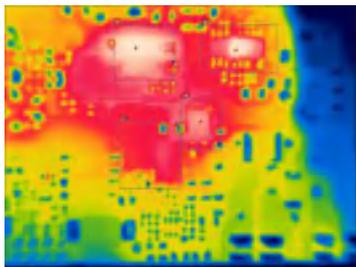


图 3-33. $V_{IN} = 230\text{Vac}$ 、50Hz ($V_{PFC} = 390\text{V}$) 条件下的热结果

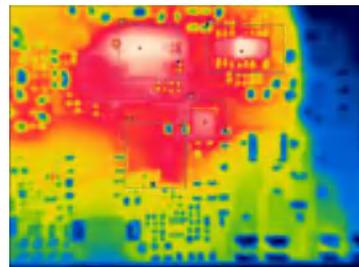


图 3-34. $V_{IN} = 264\text{Vac}$ 、63Hz ($V_{PFC} = 390\text{V}$) 条件下的热结果

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-050074](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-050074](#) 的设计文件。

4.1.3 布局打印 {可选部分}

4.2 工具

[SLUC641](#) UCC28056x 设计计算器

4.3 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[LMG3622 具有集成驱动器、保护和电流检测功能的 650V 120m Ω GaN FET 数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[LMG2610 用于有源钳位反激式转换器的集成 650V GaN 半桥数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[UCC28056 6 引脚单相转换模式 PFC 控制器数据表](#)

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](#)。

4.5 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

MARTIN HUANG 是一名 TI GaN 系统应用工程师。

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司