

Design Guide: TIDA-050072

基于 GaN 的 65W USB PD 3.0 USB Type-C® 适配器参考设计



说明

此参考设计是一款 65W USB 供电 (PD) 3.0 适配器，适用于多种充电应用，包括手机、笔记本电脑和平板电脑。此设计利用集成式氮化镓 (GaN) 技术实现了高效率 and 功率密度。准谐振反激实现了高效率，在简单性和低开关损耗之间取得了平衡。准谐振方案改变了线路和负载的开关频率，同时确保初级场效应晶体管 (FET) 在尽可能低的漏极电压下开关。为了进一步提高效率，GaN 器件的集成感应仿真提供了几乎无损的电流检测。集成 GaN 器件的高频功能可实现高功率密度，从而实现更小的电感、更小的磁芯尺寸并减少初级绕组总数。

资源

TIDA-050072

设计文件夹

LMG3624

产品文件夹



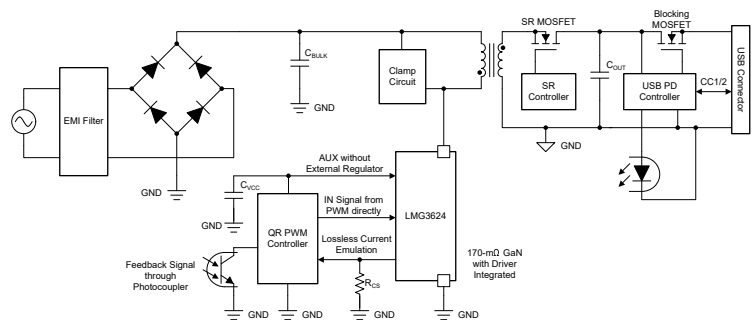
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

特性

- 紧凑型适配器设计实现 25.29W/in³ 的功率密度
- 在 90VAC 输入且满载情况下效率为 92.83%
- 在 115VAC 输入且满载情况下效率为 94.09%
- 在 230VAC 输入且满载情况下效率为 94.32%
- 通过集成式无损电流检测减少 70mW 损耗
- 115VAC 时待机功耗为 30mW
- GaN 器件实现的低温实现了简单的热管理
- 通用交流输入电压能力

应用

- 移动式壁式充电器设计
- USB 墙壁电源插座
- 辅助电源



1 系统说明

此参考设计专注于优化 65W USB PD 3.0 应用中的功率密度和效率。实现此操作的关键器件是主开关器件 LMG3624，它是具有电流检测仿真功能的 170mΩ 集成 GaN FET。

此设计采用具有同步整流功能的准谐振反激式拓扑，以实现高性能和简单性之间的平衡。反激式变压器通过在高开关频率下工作而保持最小尺寸，从而实现低磁化电感要求。

此设计能够为 USB PD 3.0 负载提供电源，输出为 20V | 3.25A，15V | 3A，9V | 3A，5V | 3A。

1.1 关键系统规格

参数	值
输入电压	90Vac - 265Vac
输出	20V 3.25A、15V 3A、9V 3A、5V 3A
最大开关频率	163kHz
最小开关频率	76kHz

2 系统概述

2.1 方框图

此参考设计基于低成本、高效率和高密度 65W USB PD 设计，包括 QR 反激式功率级、SR 控制和 USB PD 控制。

QR 反激式功率级由 LMG3624 供电，LMG3624 是一种 170mΩ GaN FET，具有集成式 GaN FET 和电流检测功能。LMG3624 可实现高频操作，从而更大幅度地减少变压器设计工作。集成电流检测减少了传统电流采样电阻的损耗，从而提高了系统效率并降低了成本。

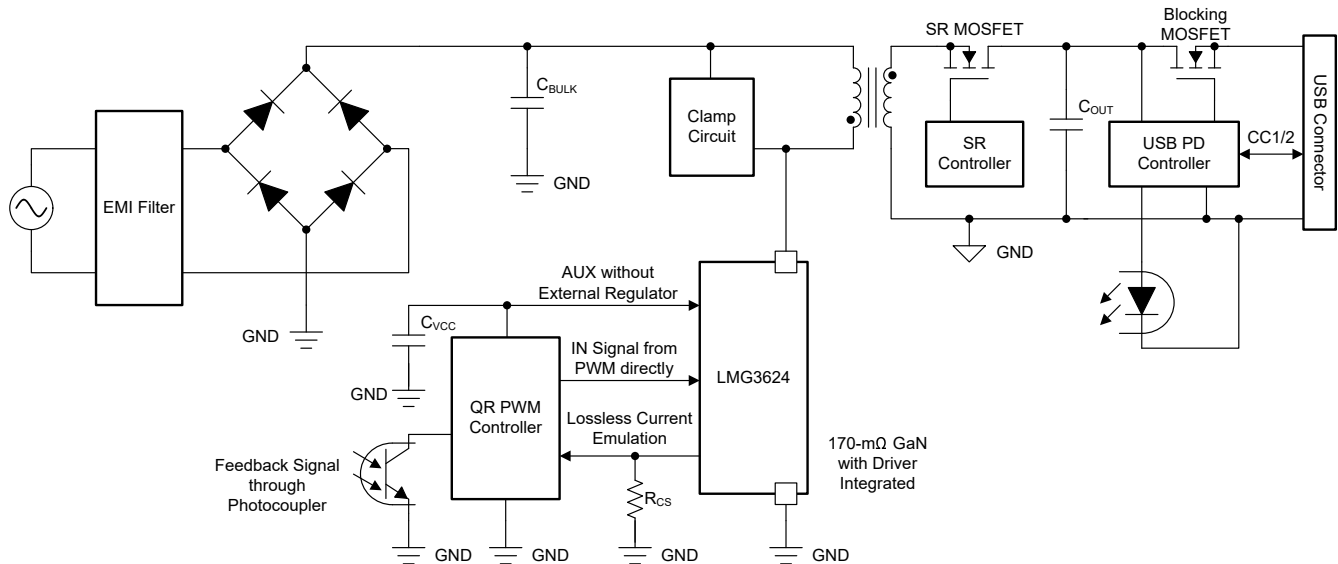


图 2-1. 65W USB PD 参考设计的系统方框图

2.2 设计注意事项 {必填主题}

{ “详细说明设计细节” }

2.3 重点产品

2.3.1 LMG3624

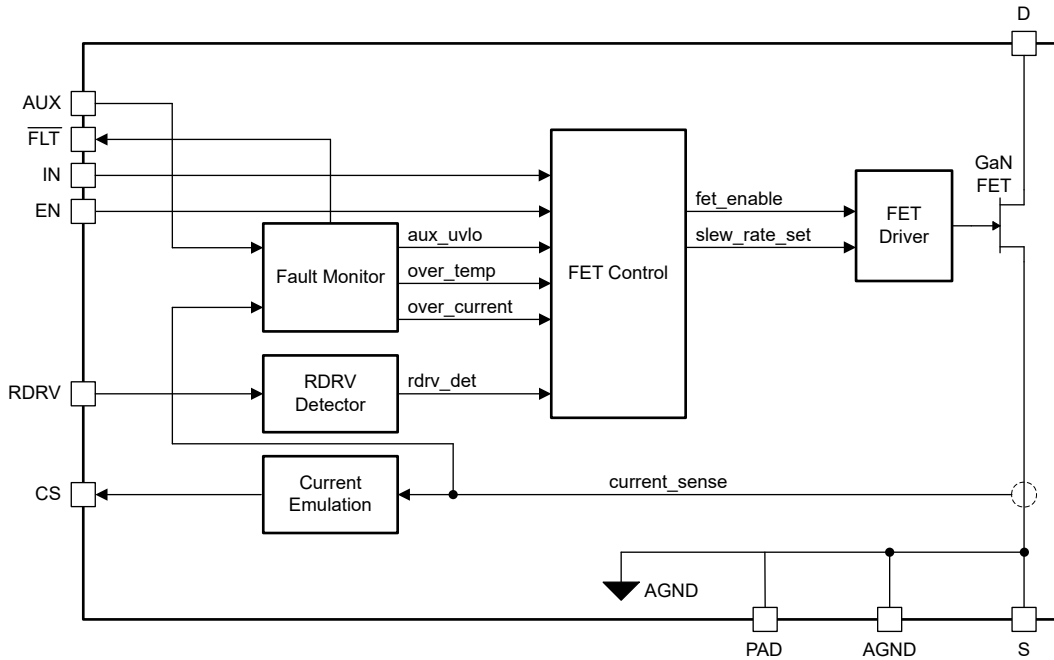


图 2-2. LMG3624 功能框图

LMG3624 是一款 650V 170mΩ GaN 功率 FET，适用于开关模式电源应用。LMG3624 通过在 8mm × 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 170mΩ 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 μA
- AUX 待机静态电流：50 μA
- 最大电源和输入逻辑引脚电压：26V
- 带散热焊盘的 8mm × 5.3mm QFN 封装

3 系统设计原理

3.1 准谐振操作

选择准谐振转换器是因为这种转换器在成本、功耗和简单性之间实现了平衡。

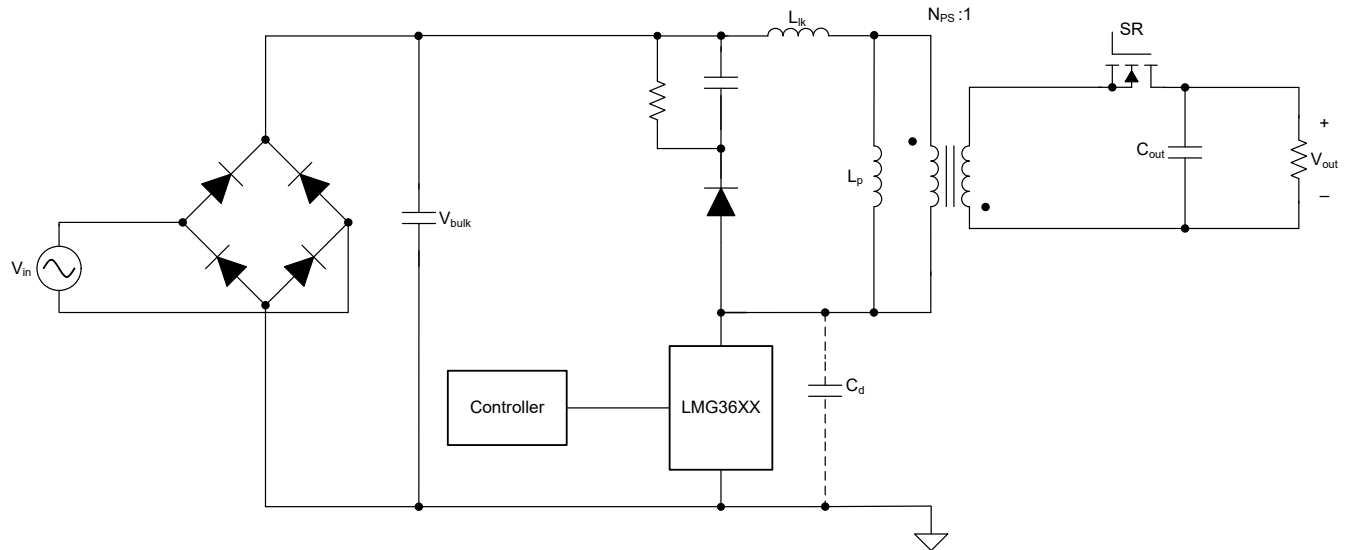


图 3-1. 准谐振转换器抽象原理图

该转换器由二极管整流器级、开关 FET、具有固有磁化电感的变压器、无源 RC 钳位、同步次级整流器和输出电容器组成。

二极管整流器级由二极管电桥和大容量电容器组成。二极管电桥对交流线路电压进行整流，并将能量存储在大容量电容器中，从而保持相对恒定的正电压。

控制器打开和关闭 FET，以将能量传输到次级侧。当 FET 处于导通状态时，变压器的磁化电感中会积聚电流（能量）。

方程式 1 进行了说明：

$$E_{\text{STORED}} = \frac{1}{2} L_{\text{MAG}} \times I_{\text{PK}}^2 \quad (1)$$

使用方程式 2 计算所传输的功率：

$$P = E_{\text{STORED}} \times f_{\text{SW}} \quad (2)$$

当 FET 处于关断状态时，变压器次级侧上的整流器导通，并将电流输送到负载。

为了尽可能提高效率，通过在由磁化电感 L_{MAG} 和总开关节点电容 C_{D} 的谐振形成的谐振电压谷处导通 FET，转换器在准谐振操作下工作。

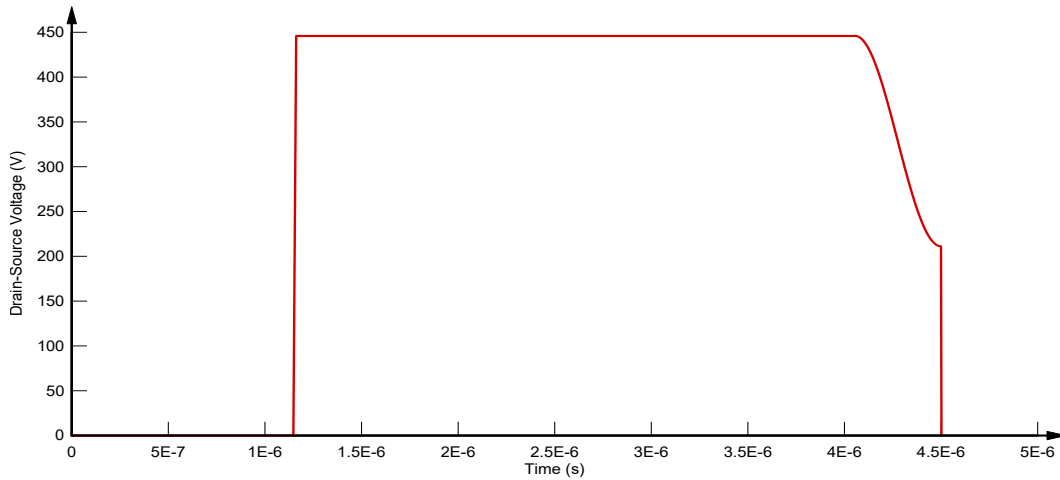


图 3-2. 谐振谷处的漏源波形切换

在此电压谷值时，FET 的导通开关功率损耗尽可能低，如方程式 3 所述：

$$P_{\text{LOSS, TURN-ON-ENERGY}} = E_{\text{COSS}} \times f_{\text{SW}} = \frac{1}{2} C_D \times V_{\text{VALLEY}}^2 \times f_{\text{SW}} \quad (3)$$

其中

- C_D 是开关节点处的集总电容，由 FET 输出电容、变压器绕组间电容和寄生板电容组成
- V_{Valley} 是 FET 导通时的漏源电压
- f_{sw} 为开关频率

转换器可以切换的最小谷值由方程式 4 给出：

$$V_{\text{VALLEY, MIN}} = V_{\text{IN, DC}} - N_{\text{PS}} \times V_{\text{OUT}} = \sqrt{2} \times V_{\text{AC}} - N_{\text{PS}} \times V_{\text{OUT}} \quad (4)$$

方程式 4 说明当整流输入电压 $V_{\text{IN, DC}}$ 等于或小于反射电压 $N_{\text{PS}} \times V_{\text{OUT}}$ 时， $V_{\text{VALLEY, MIN}}$ 达到零伏。因此，准谐振转换器在输入电压较低且反射电压较高的情况下以零电压开关运行，这意味着器件损耗仅以传导为主。

3.2 变压器设计

GaN 的优点是能够实现更高的开关频率和更低的损耗。为了提升高密度设计的整体效率，变压器设计起着关键作用。

最坏情况下的系统效率出现在 $90V_{\text{AC}}$ 的最低输入电压条件下。对于反激式拓扑，主开关打开，将能量存储在磁化电感 (L_{MAG}) 中，并在器件关闭时将能量传输到输出。在消磁期间，次级绕组被钳位到输出电压 V_{OUT} ，并且使用方程式 5 计算从次级到初级的反射电压 V_{RF} ：

$$V_{\text{RF}} = V_{\text{OUT}} \times N_{\text{PS}} \quad (5)$$

其中

- N_{PS} 为初级和次级之间的匝数比

方程式 6 计算最大占空比：

$$D_{MAX} = \frac{V_{RF}}{V_{DC_MIN} + V_{RF}} \quad (6)$$

其中

- V_{DC_MIN} 是最低交流输入电压条件下的最小直流电压

对于 QR 反激式操作，主器件在磁化能量释放并且开关节点电压谐振到最低点后导通。这意味着，如果 $V_{RF} > V_{DC}$ 并且导通损耗主导总效率，则开关 FET 通过零电压开关 (ZVS) 导通。

假设运行频率 f_{RUN_MIN} 是 V_{DC_MIN} 时的最小频率，并且变压器的初级电感 L_P 使用方程式 7 计算：

$$L_P = \frac{(V_{DC_MIN} \times D_{MAX})^2 \times \eta}{2 \times f_{RUN_MIN} \times P_{OUT}} \quad (7)$$

其中

- P_{OUT} 是输出功率， η 是系统效率

在这种情况下，峰值电流 I_{PK_MAX} 可通过方程式 8 得出：

$$I_{PK_MAX} = \frac{2 \times P_{OUT}}{V_{DC_MIN} \times D_{MAX} \times \eta} \quad (8)$$

初级 RMS 电流 I_{RMS} 可通过方程式 9 确定：

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} \times I_{PK_MAX} \quad (9)$$

这些计算表明，对于固定输出功率，器件的传导损耗取决于 V_{DC_MIN} 和 D_{MAX} ，仅与匝数比 N_{PS} 相关。总之，对于 QR 反激式设计，最坏的情况是在最低交流输入电压下。在这种情况下，开关器件通过 ZVS 导通，这意味着导通损耗在系统损耗中占主导地位，但这些损耗仅与匝数比有关。换句话说，较高的匝数比会导致较低的 I_{RMS} 。开关器件上的损耗是固定的。

为了便于讨论开关频率选择，可以将方程式 7 改写为：

$$L_P \times f_{RUN_MIN} = \frac{(V_{DC_MIN} \times D_{MAX})^2 \times \eta}{2 \times P_{OUT}} \quad (10)$$

以上公式显示频率越高，电感值越低。在变压器设计中，必须尽量减小磁通密度，以防止铁氧体磁芯饱和。使用方程式 11 计算最大磁通密度 B_{MAX} ：

$$B_{MAX} = \frac{L_{MAG} \times I_{PK_MAX}}{A_E \times N_P} \quad (11)$$

其中

- A_E 是铁氧体磁芯的有效面积，取决于磁芯形状
- N_P 是初级绕组的匝数

从方程式 11 可以看出，如果 B_{max} 和 A_E 保持恒定，运行频率越高，绕组匝数越低， L_{MAG} 值越低。在这种情况下，可以使用更多股的利兹线来减少铜损，从而获得更高的效率和更好的散热效果。

在此参考设计中，匝数比选择为 32:5，采用分离初级绕组方法，以更大限度地减少漏感。初级绕组为 0.1mm × 15P 利兹线，次级绕组为 0.05mm × 320P 三重隔离利兹线。

3.3 GaN FET 开关器件

由于准谐振转换器旨在更大幅度地减小具有高开关频率的变压器尺寸，因此开关器件必须能够支持高频操作，而不会遭受重大的额外功率损耗损失。

选择开关器件时必须考虑两种类型的损耗：与频率相关的 *开关损耗* 和与电流相关的 *传导损耗*。

在准谐振反激式应用中，开关损耗的主要部分可以归因于导通存储的能量损耗，通过 [方程式 12](#) 进行了说明：

$$P_{\text{LOSS, TURN-ON-ENERGY}} = \frac{1}{2} C_D \times V_{\text{VALLEY}}^2 \times f_{\text{SW}} \quad (12)$$

在这里， C_D 项高度依赖于开关器件的输出电容。考虑到有效输出电容 C_{OSS} 远低于具有类似导通电阻的对应硅 FET，因此，选择 LMG3624 集成式 GaN FET 来优化这种开关损耗。

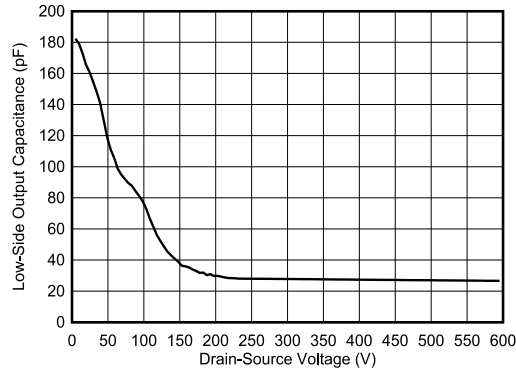


图 3-3. LMG3624 C_{OSS} 与 V_{DS} 特性

图 3-3 展示了 LMG3624 器件的 C_{OSS} 和 V_{DS} 特性。

当从 400V 切换到 0V 时，器件的有效能量相关输出电容 $C_{\text{O,ER}}$ 仅为 29pF。使用 [方程式 12](#) 并假设 $f_{\text{SW}}=150\text{kHz}$ ，此值的 $C_{\text{O,ER}}$ 会产生 348mW 的导通存储能量损耗，约为系统效率的 0.53%。实际上，由于谷值开关运行，该设计的开关电压低于 400V，从而减少了功耗。

可使用 [方程式 13](#) 计算导通损耗部分。

$$P_{\text{CONDUCTION}} = I_{\text{RMS}}^2 \times R_{\text{DS(on)}} \quad (13)$$

其中

- I_{RMS} 是通过 GaN 器件的 RMS 电流 (1.2A)
- $R_{\text{DS(on)}}$ 是导通电阻 (170m Ω)

在此 65W 应用中，90V_{AC} 输入时的最坏情况传导损耗为 261mW，即系统效率的 0.40%

当考虑开关损耗和传导损耗的主要构成时，GaN 器件对整个系统损耗的贡献不到 0.9%，从而实现了简单的热设计和较高的系统效率。

3.4 电流检测仿真电阻

电流检测电阻 R_{CS} 在最初计算传统电流检测电阻 $R_{CS(trad)}$ 的值后确定。可以在考虑反馈回路中的反馈电压和其他增益因子的情况下选择 $R_{CS(trad)}$ 的初始值，[方程式 14](#) 进行了解释：

$$V_{FB} = K_{FB} \times I_{PK} \times R_{CS(TrAD)} \quad (14)$$

其中

- V_{FB} 是控制器的反馈电压输入
- K_{FB} 是一个通用变量，用于说明反馈回路中的额外增益
- I_{PK} 是通过 FET 的峰值电流

然后通过求解传统电流检测设计电阻 $R_{CS(trad)}$ ，再乘以 G_{CSE} 的倒数，即电流检测增益，等于 1,036mA/A 来确定 R_{CS} 。传统的电流检测设计通过使 GaN 功率 FET 漏极电流 I_D 通过 $R_{CS(trad)}$ 来产生电流检测电压 $V_{CS(trad)}$ 。LMG3624 通过使 CS 引脚输出电流 I_{CS} 通过 R_{CS} 来创建电流检测电压 V_{CS} 。两种设计的电流检测电压必须相同。

$$V_{CS} = I_{CS} \times R_{CS} = V_{CS(trad)} = I_D \times R_{CS(trad)} \quad (15)$$

$$R_{CS} = I_D / I_{CS} \times R_{CS(trad)} = 1 / G_{CSE} \times R_{CS(trad)} \quad (16)$$

$$R_{CS} = 1,036 \times R_{CS(trad)} \quad (17)$$

4 硬件、测试要求和测试结果

4.1 所需硬件

4.1.1 硬件

图 4-1 和图 4-2 展示了总体尺寸为 54mm × 26mm × 30mm 的 TIDA-050072 电路板。

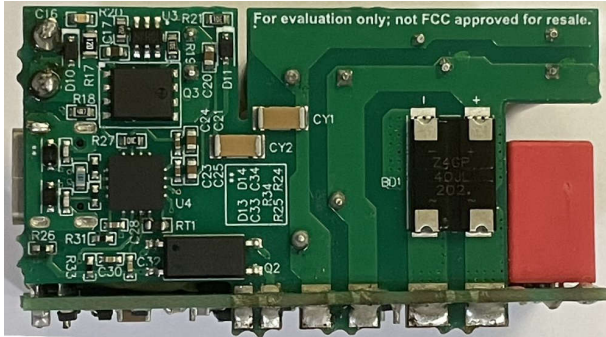


图 4-1. TIDA-050072 子卡视图

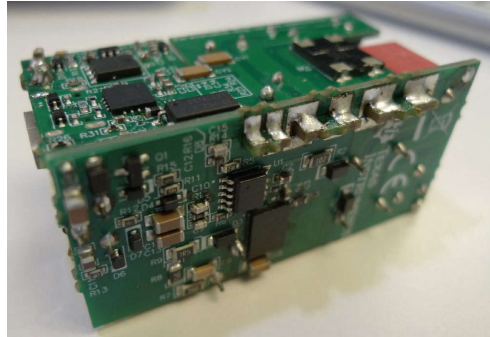


图 4-2. TIDA-050072 斜置视图

4.1.2 测试设备

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 100W 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。

电压表： 数字电压表

功率分析仪： 能够测量 1mW 至 100W 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 电压的探头。

负载： TIDA-050072 装有 USB Type-C® PD 控制器，需要通过板载 USB Type-C 连接器与 USB Type-C PD 负载进行外部连接，以便调整电路板输出来获得 5V、9V、15V 或 20V 电压。为了进行电路板评估，需要 USB Type-C PD 通信负载。例如，PM125、USB Power Delivery Tester 和 PassMark® 软件就是这种负载。如果没有此类通信负载，电路板输出 USB Type-C 连接器将不提供可变输出电压。为了通过 5V、9V 和 15V 电压获得 3.00A 的满载电流，可以使用标准的 USB Type-C 电缆，但为了在 20V 输出下获得 3.25A 电流，则必须使用带 E 标记的 USB Type-C 电缆。如果需要在没有 USB Type-C PD 通信的负载上测试 EVM，可以从 C18 获得输出电压，但只能获得 5V 和最多 3.00A 的电压。

4.2 测试设置

本节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。输出从 USB Type-C 插座获取到 USB Type-C 负载。电子负载的远程检测连接到输出电容器 (C18) 以进行精确的电压测量。有关测试设置图，请参阅图 4-3。

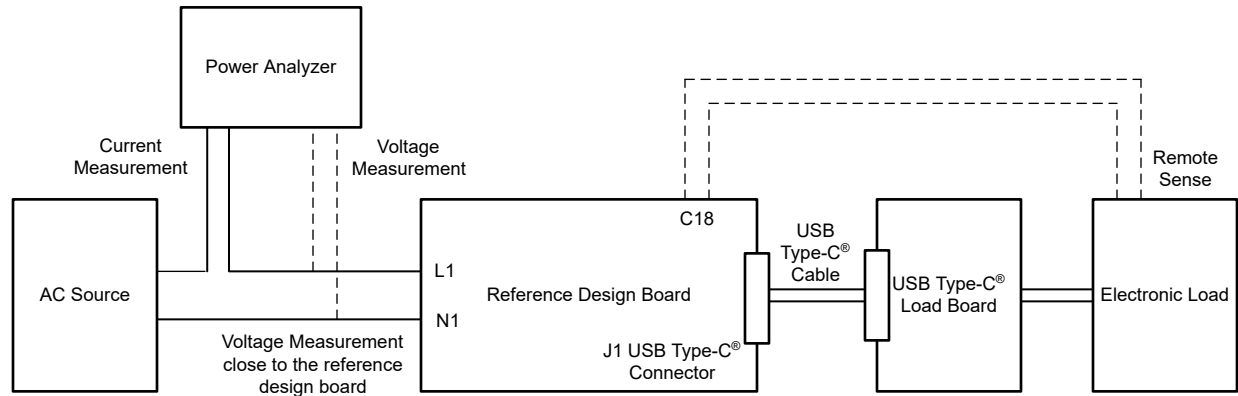


图 4-3. 测试设置图

此参考设计是一种紧凑型设计，未使用任何测试点。设计人员需要将电路板的 L1 和 N1 上的交流电源插座连接到靠近 F1 和 CX1 的位置。L1 和 N1 是交流输入连接和功率分析仪的电压检测，如图 4-4 所示。将功率分析仪的电压测量靠近 L1 和 N1。设置输入电压范围时，请检查功率分析仪以获得正确的输入电压，从而减少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。

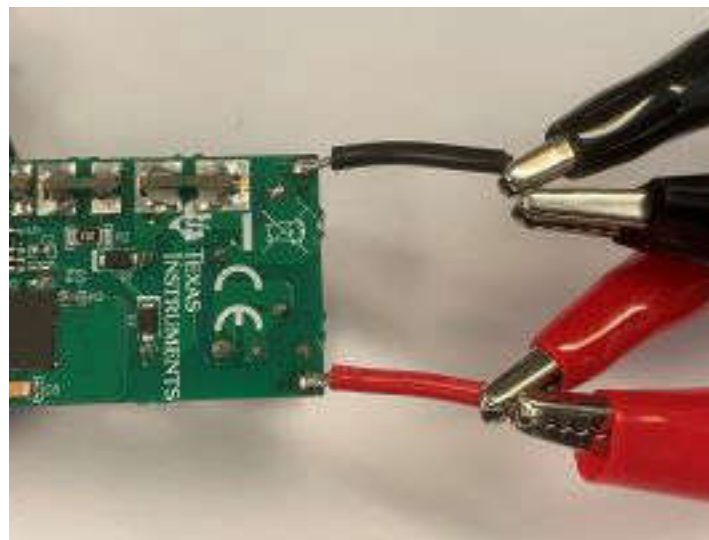


图 4-4. 连接交流输入

对于输出，使用 USB Type-C 电缆从 J1 连接到 USB PD 负载电路板，然后连接到电子负载。如图 4-5 所示，遥感连接到 C18 的端子，以减少输出电缆压降的损耗。直接读取电子负载的输出功率。

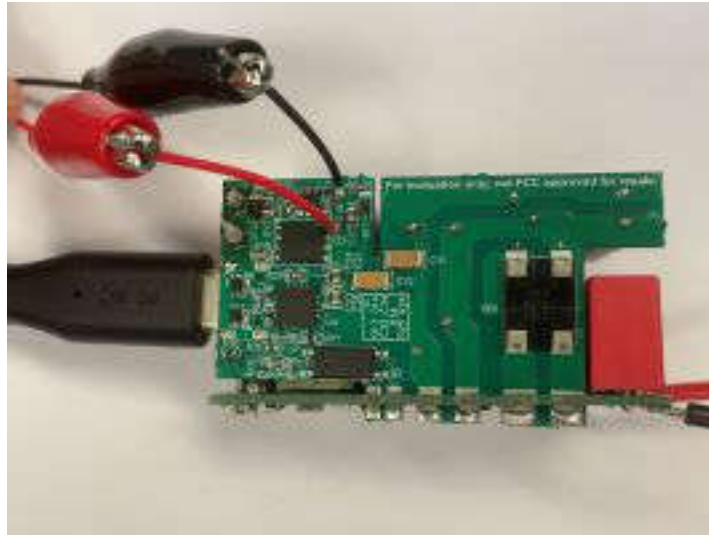


图 4-5. 输出的遥感连接

4.3 测试结果

4.3.1 效率结果

图 4-6、图 4-7、表 4-1 和表 4-2 展示了在 115V_{AC} 和 230V_{AC} 输入时收集的效率数据。使用了 [测试设置](#) 部分中介绍的设置。

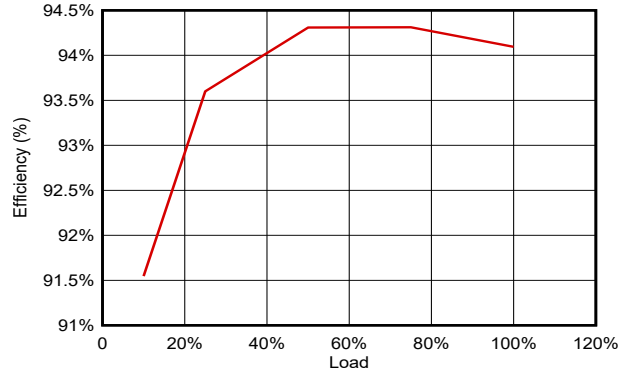


图 4-6. 115V_{AC} , 60Hz 负载效率

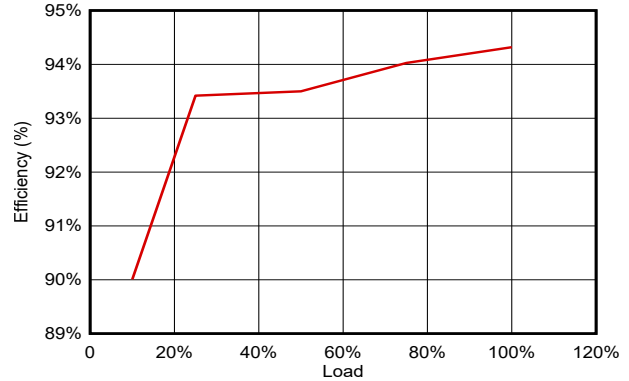


图 4-7. 230V_{AC} , 50Hz 负载效率

表 4-1. 115V_{AC} , 60Hz 时的效率

LOAD	V _{OUT}	I _{OUT}	P _{OUT}	P _{IN}	效率
100%	20.133	3.2564	65.561	69.676	94.09%
75%	20.109	2.4306	48.877	51.825	94.31%
50%	20.074	1.6220	32.561	34.526	94.31%
25%	20.048	0.8120	16.278	17.391	93.60%
10%	20.034	0.3149	6.308	6.891	91.55%
平均值					94.08%
待机功耗					29.498mW

表 4-2. 230V_{AC} , 50Hz 时的效率

LOAD	V _{OUT}	I _{OUT}	P _{OUT}	P _{IN}	效率
100%	20.139	3.2550	65.552	69.501	94.32%
75%	20.111	2.4296	48.861	51.965	94.03%
50%	20.083	1.6200	32.534	34.796	93.50%
25%	20.055	0.8118	16.281	17.428	93.42%
10%	20.043	0.3148	6.310	7.011	90.01%
平均值					93.82%
待机功耗					37.304mW

4.3.2 热结果

图 4-8 至图 4-19 展示了在各种输入电压条件下以满载运行的系统的热捕获情况。浸泡时间为 30 分钟，环境温度为 25°C。对于主板图像，Bx1 = LMG3624。对于子卡图像，Bx1 = SR 控制器，Bx2 = SR，Bx3 = 二极管电桥。对于顶视图图像，Bx2、Bx3 = 变压器。

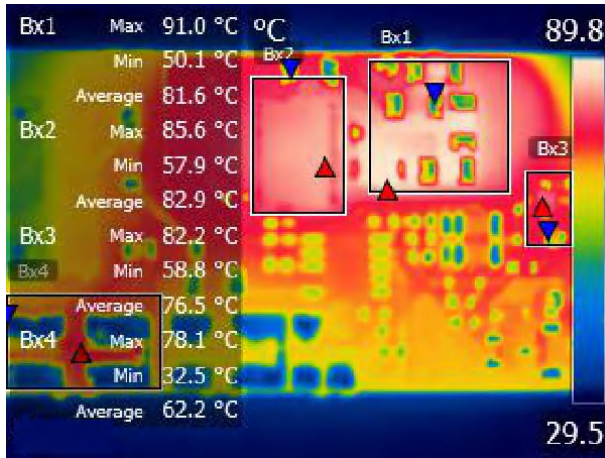


图 4-8. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，主板

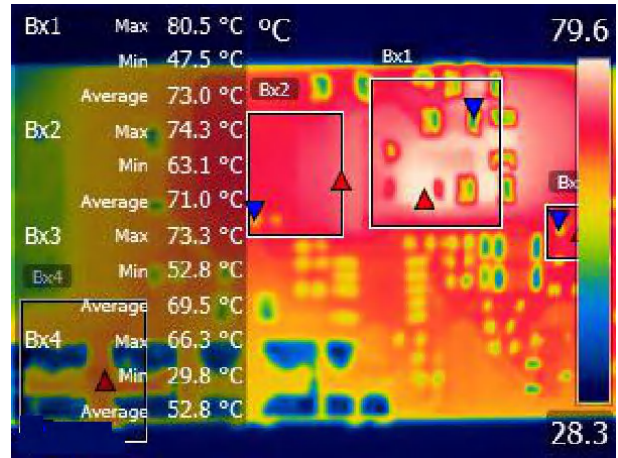


图 4-9. $V_{IN} = 115V_{AC}$ ，主板

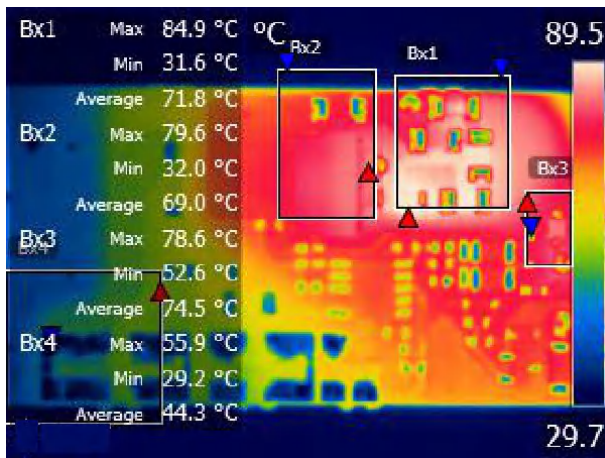


图 4-10. $V_{IN} = 230V_{AC}$ ，主板

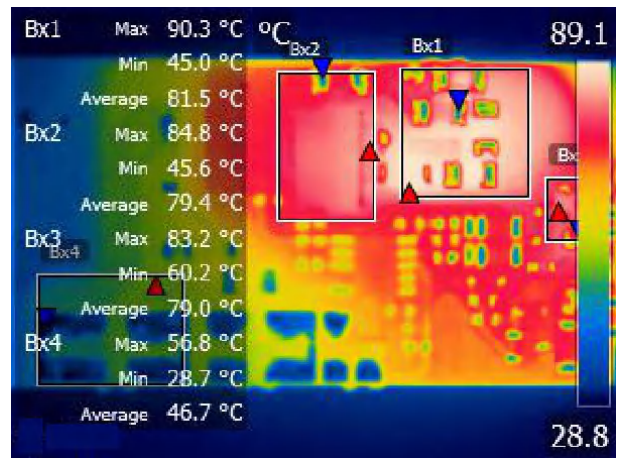


图 4-11. $V_{IN} = 265V_{AC}$ ，主板

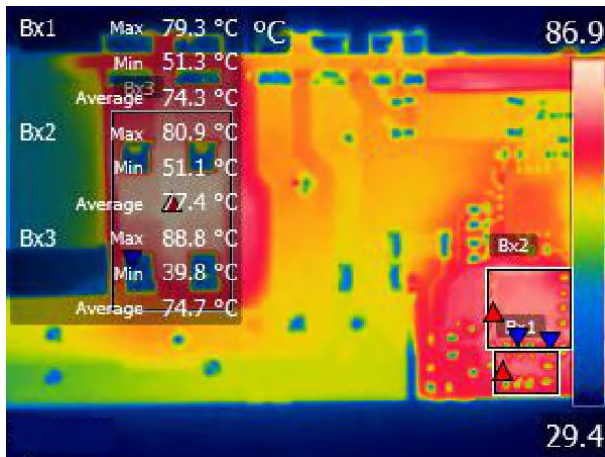


图 4-12. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，子卡

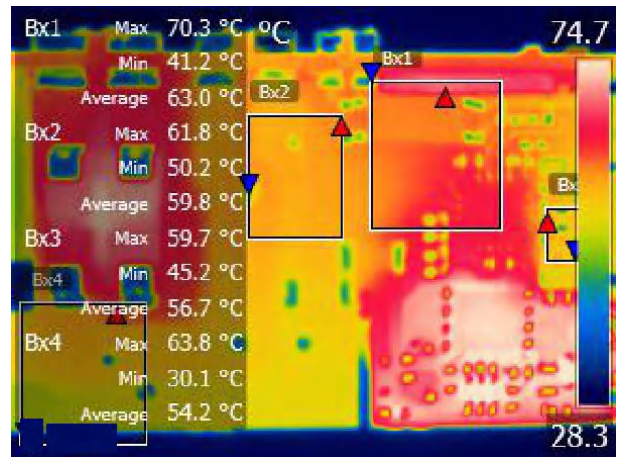


图 4-13. $V_{IN} = 115V_{AC}$ ，子卡

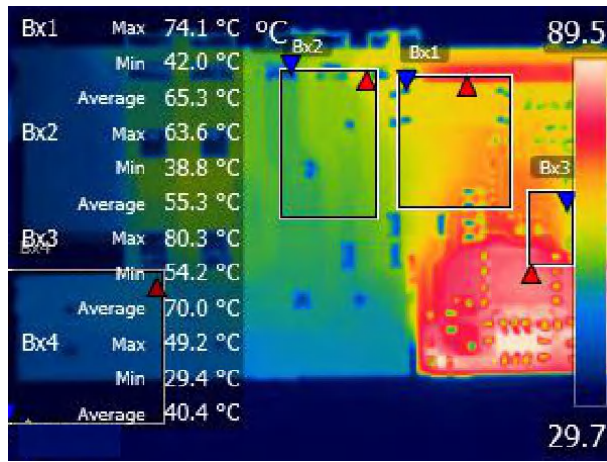


图 4-14. $V_{IN} = 230V_{AC}$ ，子卡

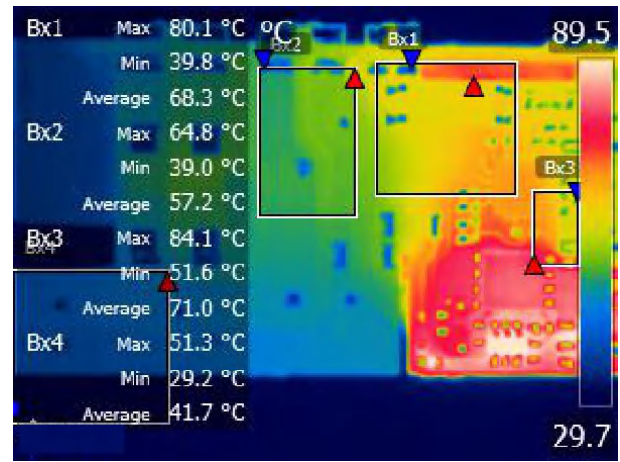


图 4-15. $V_{IN} = 265V_{AC}$ ，子卡

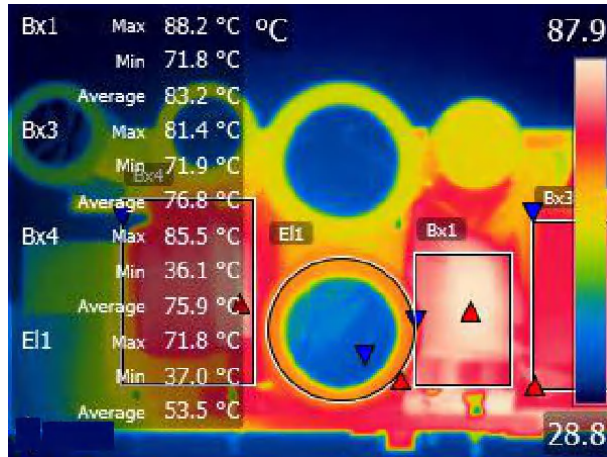


图 4-16. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，顶视图

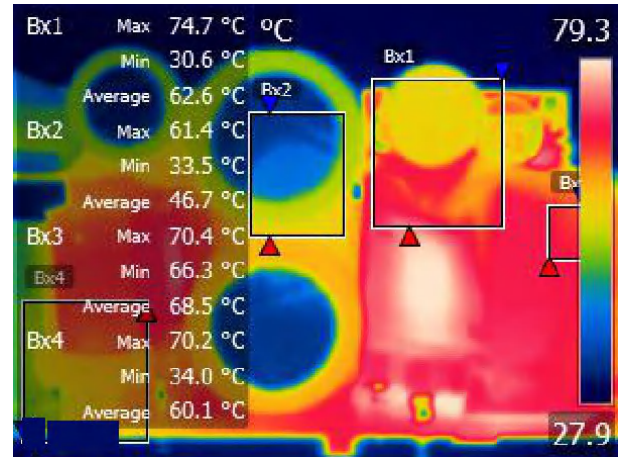


图 4-17. $V_{IN} = 115V_{AC}$ ，顶视图

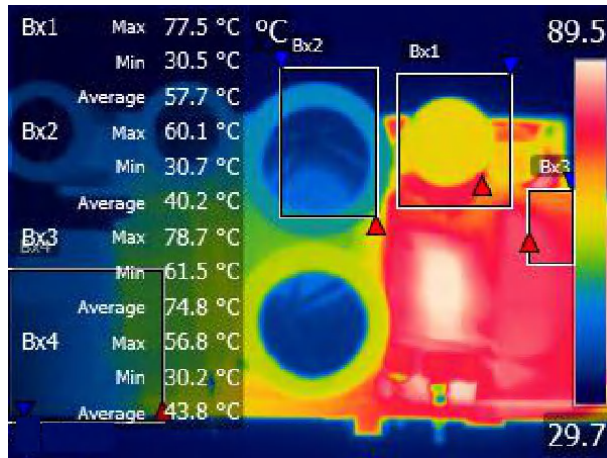


图 4-18. $V_{IN} = 230V_{AC}$ ，顶视图

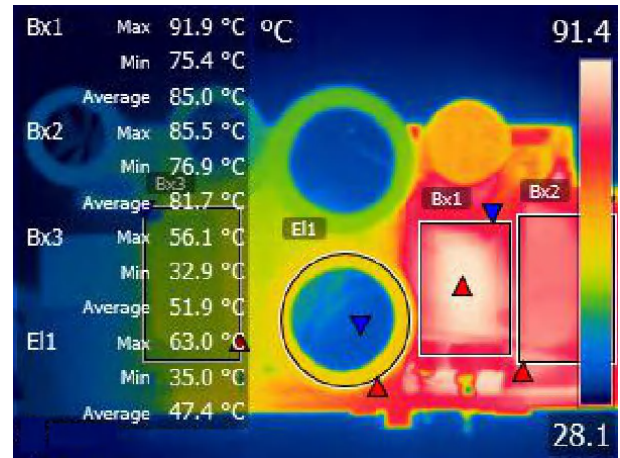


图 4-19. $V_{IN} = 265V_{AC}$ ，顶视图

4.3.3 开关波形

图 4-20 至图 4-29 展示了示波器在不同输入电压和负载条件下的系统开关波形捕获图。

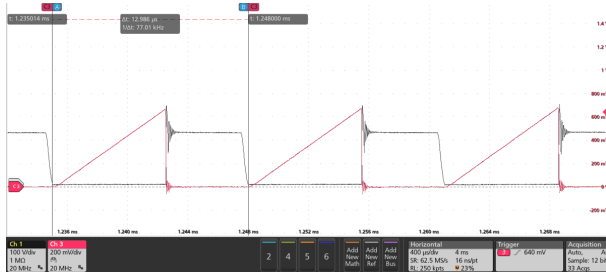


图 4-20. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，输出 = 20V/3.25A

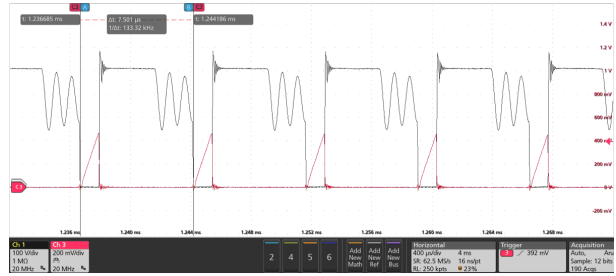


图 4-21. $V_{IN} = 264V_{AC}$ ，输出 = 20V/3.25A



图 4-22. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，输出 = 15V/3A

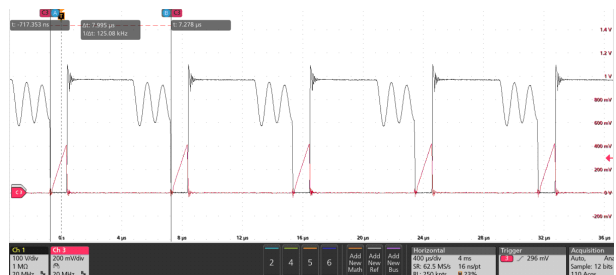


图 4-23. $V_{IN} = 264V_{AC}$ ，输出 = 15V/3A

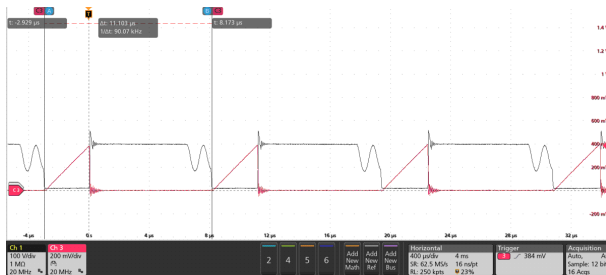


图 4-24. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，输出 = 9V/3A

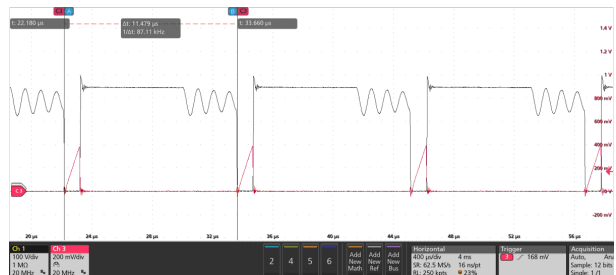


图 4-25. $V_{IN} = 264V_{AC}$ ，输出 = 9V/3A



图 4-26. $V_{IN} = 90V_{AC}$ ，输出 = 5V/3A

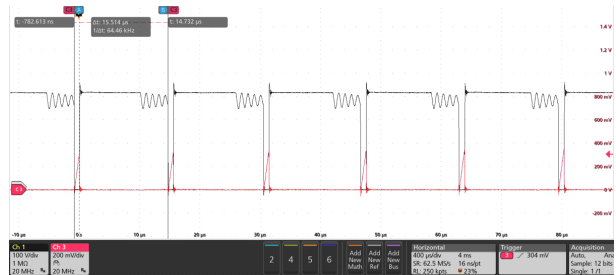


图 4-27. $V_{IN} = 264V_{AC}$ ，输出 = 5V/3A

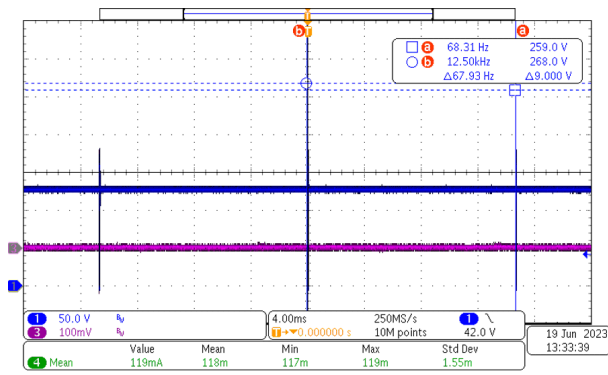


图 4-28. $V_{IN} = 265V_{AC}$ ，输出 = 0W

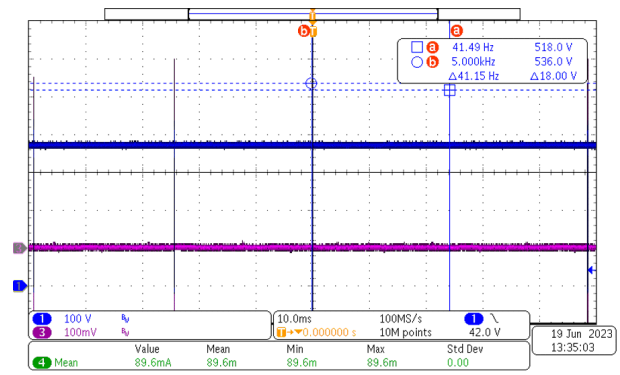


图 4-29. $V_{IN} = 265V_{AC}$ ，输出 = 0W

4.3.4 开关瞬变

图 4-30 至图 4-37 展示了在各种输出电压下从 10% 负载到 90% 负载的瞬态响应。瞬态占空比设置为 50%，电流电压摆率为 $2.5A/\mu s$ 。

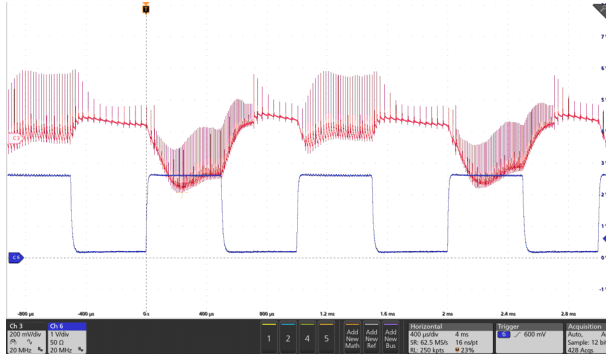


图 4-30. 输出 = 20V, $V_{IN} = 90V_{AC}$

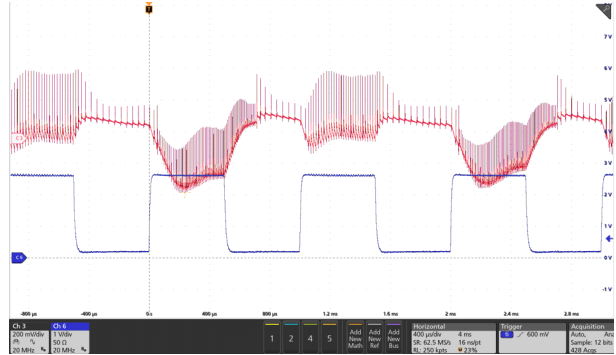


图 4-31. 输出 = 20V, $V_{IN} = 265V_{AC}$

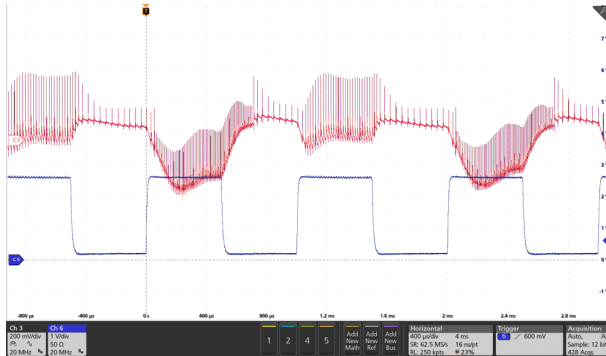


图 4-32. 输出 = 15V, $V_{IN} = 90V_{AC}$

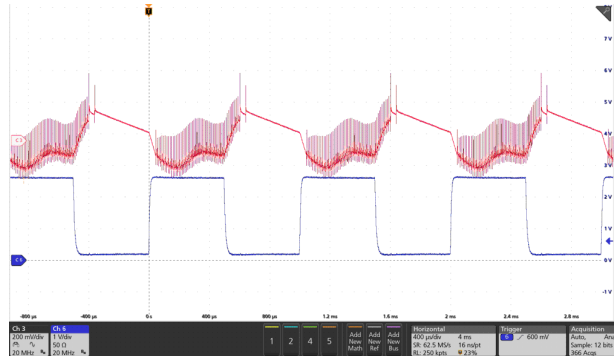


图 4-33. 输出 = 15V, $V_{IN} = 265V_{AC}$



图 4-34. 输出 = 9V, $V_{IN} = 90V_{AC}$

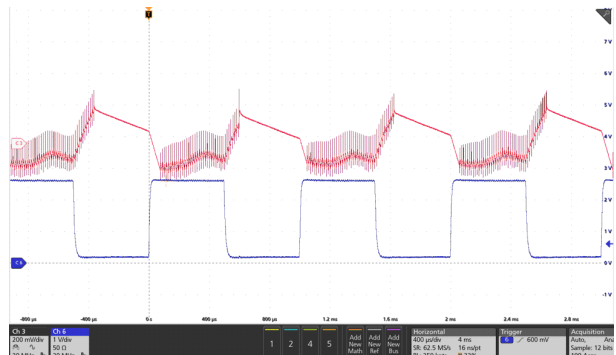


图 4-35. 输出 = 9V, $V_{IN} = 265V_{AC}$

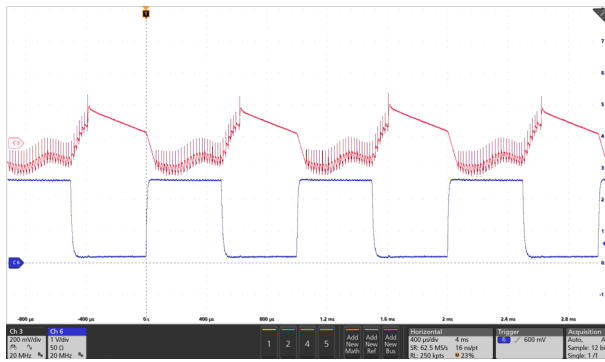


图 4-36. 输出 = 5V , $V_{IN} = 90V_{AC}$

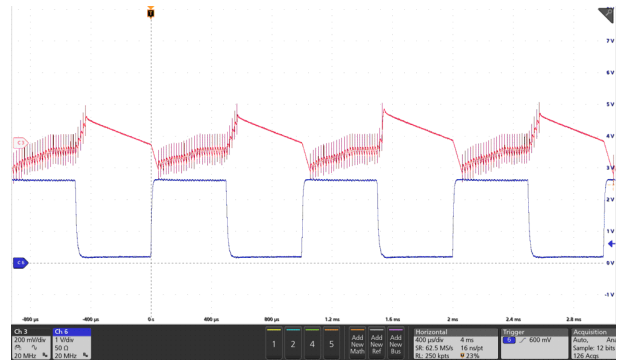


图 4-37. 输出 = 5V , $V_{IN} = 265V_{AC}$

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，请参阅位于 [TIDA-050072](#) 的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-050072](#) 的设计文件。

5.2 工具与软件

工具

[LMG36XX-CALC](#)

准谐振反激式功率级设计计算器

5.3 文档支持 {必填主题}

1. 德州仪器 (TI)，[具有集成式驱动器和电流检测仿真功能的 LMG3624 650V 170mΩ GaN FET 数据表](#)

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

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

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

PassMark® is a registered trademark of PassMark Software Pty Ltd.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 作者简介

MARTIN HUANG 是一名 TI GaN 系统应用工程师。

JOHN GOMEZ 是一名 TI GaN 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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司