

# 适用于 5G 通信电源整流器的 500W、效率大于 94.5% 的模拟控制交流/直流参考设计



## 说明

该紧凑型高效参考设计具有 48V 直流、500W 输出，面向 5G 电信电源和工业交流/直流电源。该电路包括基于 UCC28180 器件的前端连续导通模式 (CCM) 功率因数校正 (PFC) 电路，后跟基于 UCC256403、用于隔离式直流/直流转换器的稳健 LLC 级。为满足高效率的需求，使用 UCC24624 来实现同步整流。该设计使用采用 UCC28911 (具有内部高压 MOSFET) 的反激式辅助电源。该设计可实现 94.5% 的峰值效率，并使系统能够在没有强制冷却的情况下工作。整个系统具有低 THD (负载为 30% 时小于 12%，负载为 50% 时小于 8%，负载为 100% 时小于 5.5%)，并且具有良好的负载瞬态性能。

## 资源

<a href="#">TIDA-010080</a>	设计文件夹
<a href="#">UCC28180</a> 、 <a href="#">UCC256403</a>	产品文件夹
<a href="#">UCC24624</a> 、 <a href="#">INA180</a>	产品文件夹
<a href="#">TLV9101</a> 、 <a href="#">TLV9001</a>	产品文件夹
<a href="#">UCC28911</a> 、 <a href="#">TLV760</a>	产品文件夹
<a href="#">ATL431</a>	产品文件夹

## 特性

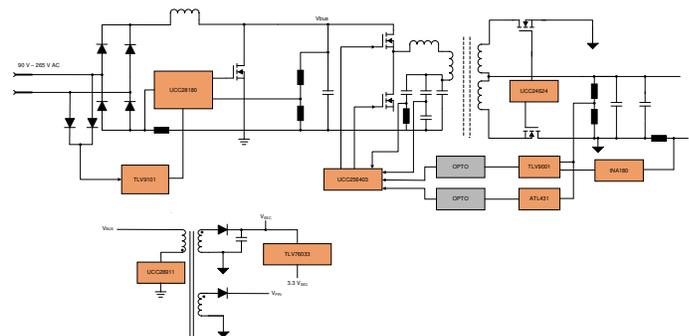
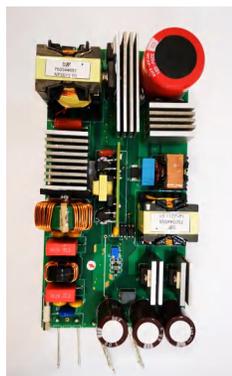
- 230V<sub>AC</sub> 时峰值效率为 94.5%
- 基于 CCM PFC 和半桥 LLC 的设计 (UCC28180 和 UCC256403)
- 低 THD：负载为 30% 时小于 12%，负载为 50% 时小于 8%
- 负载为 100% 时小于 5.5%
- 在高压线路上，负载为 30% 至 100% 时具有大于 0.95 的功率因数
- 良好的负载瞬态性能，瞬态调节低于 1%
- 被动冷却

## 应用

- 商用通信电源整流器
- 工业交流/直流
- 商用电池充电器



咨询我们的 TI E2E™ 支持专家



## 1 系统说明

本参考设计是一种紧凑型、高效率的交流/直流参考设计，在 230V<sub>AC</sub> 输入下具有 48VDC、500W 输出。该电路包括基于 UCC28180 器件的前端连续导通模式 (CCM) 功率因数校正 (PFC) 电路，后跟基于 UCC256403、用于隔离式直流/直流转换器的稳健 LLC 级。为满足高效率的需求，可使用 UCC24624 来实现同步整流。本设计将一个反激式辅助电源与具有内部高电压 MOSFET (HV MOS) 的 UCC28911 结合使用。本设计可实现 94.5% 的峰值效率，并使系统能够在没有强制冷却的情况下工作。本设计具有低 THD (负载为 30% 时小于 12%，负载为 50% 时小于 8%，负载为 100% 时小于 5.5%)，并且具有良好的负载瞬态性能。

### 1.1 关键系统规格

表 1-1 显示了关键系统规格。

表 1-1. 关键系统规格

参数	测试条件	最小值	标称值	最大值	单位
输入条件					
输入电压		90	230	265	VAC
频率		47	50	63	Hz
输出条件					
输出电压		44	48	52	V
输出电流	V <sub>O</sub> = 48V		10.5		A
线路调节	V <sub>O</sub> = 48 V			0.5	%
负载调整率	V <sub>O</sub> = 48 V			0.5	%
输出电压纹波	V <sub>O</sub> = 48V，峰-峰值			500	mV
输出功率 (标称值)				500	W
系统特性					
效率	V <sub>IN</sub> = 230V <sub>AC</sub> RMS，满载，48V 输出		94.5		%
	V <sub>IN</sub> = 115V <sub>AC</sub> RMS，满载，48V 输出		92		%
保护功能	输出过流		锁存器		
	输出过压		AR		
工作环境	开放式框架	- 10	25	55	°C
标准和规范	电力线谐波 (THD)	IEC 61000-3-2 A 类			
	传导发射	EN 55022 B 类			
	EFT	依据 IEC 61000-4-4 标准			
	浪涌	依据 IEC 61000-4-5 标准			
电路板尺寸 (FR4 材料, 2 层)	长 × 宽 × 高	185 × 95 × 38			mm

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

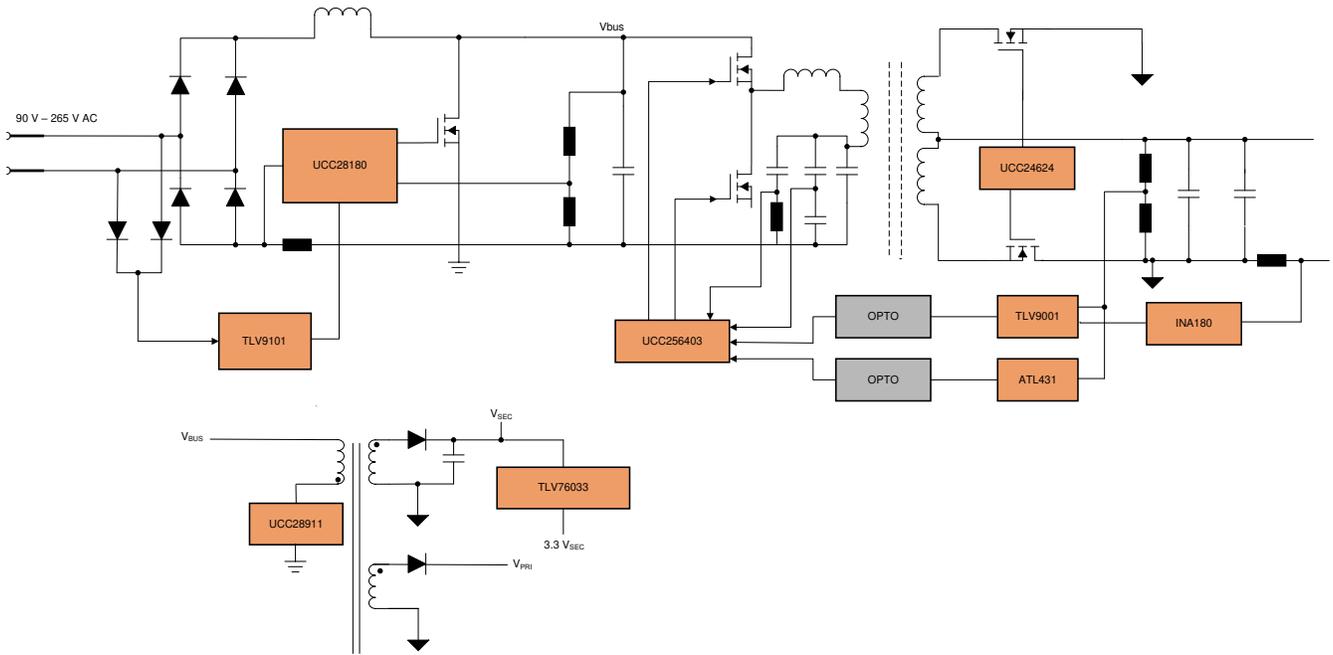


图 2-1. TIDA-010080 系统方框图

### 2.2 设计注意事项

本设计适用于需要进行自然冷却的小型蜂窝 5G 通信电源整流器以及工业电源高效低成本应用。本设计的演示中采用 TI CCM PFC 控制器 UCC28180 加上 LLC 控制器 UCC256403 以及 UCC24624 同步整流器来实现高效率，同时保持设计的简单易用性。

### 2.3 重点产品

本参考设计采用了以下重点产品。以下几节还将重点说明本参考设计在选择器件时考虑的主要特性。如需全面了解有关这些重点器件的详细信息，请参阅相应的产品数据表。

#### 2.3.1 UCC28180

UCC28180 是一款高性能 8 引脚功率因数校正 (PFC) 控制器，采用连续导通模式 (CCM)，频率可通过编程设定。该控制器的工作频率较大并且可通过编程设定，可为高频设计提供灵活性以优化组件。UCC28180 使用调整后的电流环路在中等至满载 (50 到 100%) 条件下将 THD 降至 5% 以下。电流感测阈值有所下降，因此 UCC28180 器件所用分流电阻器的阻值可以下降 50%，从而可以在维持低水平 THD 的同时降低功率损耗。UCC28180 还带有一个集成式快速栅极驱动器，可提供 2A 拉电流和 -1.5A 灌电流，无需使用外部栅极驱动器。UCC28180 器件还具有一整套系统保护特性，可显著提高可靠性并进一步简化设计：

- 软过流
- 逐周期峰值电流限制
- 输出过压
- VCC 欠压锁定 (UVLO) 保护
- 引脚开路保护 (ISENSE 与 VSENSE 引脚)

### 2.3.2 UCC25640X

LLC 谐振转换器是用于在工业电源中实现中高功率隔离式直流/直流功率级且广泛使用的拓扑之一。这些转换器之所以很受欢迎，是因为它们能够实现高压 MOSFET 的软开关 (ZVS 导通)，从而提高系统的整体效率。

UCC25640x 是一款全功能的 LLC 控制器。UCC25640x 的一系列特性可使 LLC 转换器的运行得到良好控制并且可靠。该器件旨在减轻 LLC 设计人员的负担，并让主流应用能够受益于 LLC 拓扑的效率优势。该器件利用混合迟滞控制来提供出色的线路和负载瞬态响应特性。在一个周期内，所需的控制力度大致与平均输入电流成正比。这种控制使开环传递函数成为一阶系统，因此很容易进行补偿。系统始终保持稳定，具有适当的频率补偿。确保 LLC 转换器在低输入电压条件下不会进入容性 (ZCS) 区域；否则，可能会损坏系统。

UCC25640x 具有 ZCS 回避特性，可以确保系统在所有运行条件下都不会进入 ZCS 区域，从而确保系统的安全性。除此之外，电源通常需要宽范围的可调输入或输出电压。UCC25640x 提供从 35 kHz 到 1 MHz 的宽工作频率范围，以便使用 LLC 转换器更轻松的设计宽输出电压范围。该器件的宽频率范围可以减少满足工业电源保持时间要求所需的 PFC 大容量电容器。凭借集成的高压栅极驱动器、X 电容器放电功能和额外的输出 OVP，UCC256401x 可减少实现高效工业 PSU 所需的外部分立式元件数量。

### 2.3.3 UCC24624

UCC24624 高性能同步整流器 (SR) 控制器专用于 LLC 谐振转换器，以便使用 SR MOSFET 替代有损耗的二极管输出整流器并提高整体系统效率。两个独立的 SR 控制通道集成到单个封装中，最大限度地减少了外部元件并实现了简单的 PCB 布局。

UCC24624 SR 控制器使用漏源极电压感测方法来实现对 SR MOSFET 的开关控制。此器件实现了比例栅极驱动器，从而可以延长 SR 导通时间，最大限度地缩短了体二极管导通时间，并提高了效率。为了补偿 SR 寄生电感导致的失调电压，UCC24624 实现了可调节的正向关断阈值，以适应不同的 SR MOSFET 封装。UCC24624 具有内置的 450 ns 最小导通时间消隐和固定的 650 ns 最小关断时间消隐功能，可避免 SR 错误导通和关断。UCC24624 还集成了双通道互锁功能，可防止两个 SR 同时导通。

通过基于平均开关频率的内置待机模式检测功能，UCC24624 可自动进入睡眠模式，无需使用外部元件。175  $\mu$ A 的低待机模式电流支持满足现代空载待机功耗要求 (如 CoC 和 DoE 规定)。

1.5A 峰值拉电流和 4A 峰值灌电流驱动能力使 UCC24624 能够支持高达 1kW 的 LLC 转换器。该器件具有 230V 电压感测引脚和 26V 最大 VDD 额定值，可直接用于输出电压高达 26V 的转换器。内部钳位允许控制器通过在 VDD 上添加外部电流限制电阻器来轻松支持 36V 输出电压。

### 2.3.4 INA180

INA180、INA2180 和 INA4180 (INAx180) 电流感测放大器是专为成本优化型应用而设计的。这些器件是电流感测放大器 (也称电流分流监控器) 的一部分，可在 -0.2V 至 +26V 范围内的共模电压下感测电流感测电阻上的压降 (与电源电压无关)。INAx180 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、100V/V 或 200V/V。此匹配的增益电阻网络可最大限度地减少增益误差，并降低了温度漂移。所有这些器件由 2.7V 至 5.5V 单电源供电。单通道 INA180 消耗的最大电源电流为 260  $\mu$ A，而双通道 INA2180 消耗的最大电源电流为 500  $\mu$ A，四通道消耗的最大电源电流为 900  $\mu$ A。INA180 采用 5 引脚 SOT-23 封装，具有两种不同的引脚配置。INA2180 采用 8 引脚 VSSOP 和 WSON 封装。INA4180 采用 14 引脚 TSSOP 封装。所有器件选项的额定扩展工作温度范围均为 -40°C 至 +125°C。

### 2.3.5 TLV760

TLV760 是一款集成式线性电压稳压器，能够以高达 30V 的输入电压运行。在运行温度范围内，TLV760 可在 100 mA 满载下具有 1.2V 的最大压降。TLV760 的标准封装是 3 引脚 SOT23 封装。TLV760 提供 3.3V、5V、12V 和 15V 版本。TLV760 系列的 SOT-23 封装使器件能够用于空间受限的应用。TLV760 是 LM78Lxx 系列和类似器件的小尺寸替代产品。TLV760 用于对遭受高达 30V 电压瞬态和尖峰的应用 (例如电器和自动化应用) 中的数字和模拟电路进行偏置。该器件具有可靠的内部热保护功能，可以保护其自身免受接地短路、环境温度升高、高负载或高压降事件等情况导致的潜在损害。

### 2.3.6 TLV9001

TLV900x 系列包括单通道 (TLV9001)、双通道 (TLV9002) 和四通道 (TLV9004) 低压 (1.8V 至 5.5V) 运算放大器，具有轨到轨输入和输出摆幅能力。此运算放大器为空间受限、需要低压运行和高容性负载驱动的应用提供了

一种具有成本效益的解决方案。TLV900X 系列的容性负载驱动器具有 500 pF 的电容，而电阻式开环输出阻抗使其能够在更高的容性负载下更轻松地实现稳定。此运算放大器专为低压运行 ( 1.8V 至 5.5V ) 而设计，并具有相应的性能规格。TLV900X 稳健耐用的设计可简化电路设计。这些运算放大器具有单位增益稳定性，集成了 RFI 和 EMI 抑制滤波器，并且在过驱情况下不会出现相位反转。此系列提供微型封装 ( 如 SOT-553 和 WSON ) 以及行业标准封装 ( 如 SOIC、MSOP、SOT-23 和 TSSOP 封装 )。

### 2.3.7 TLV9101

TLV910x 系列 ( TLV9101、TLV9102 和 TLV9104 ) 是 16V 通用运算放大器系列。该系列具有出色的直流精度和交流性能，包括轨到轨输入/输出、低失调电压 (  $\pm 300 \mu\text{V}$ ，典型值 )、低温漂 (  $\pm 0.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，典型值 ) 和 1.1MHz 带宽。TLV910x 具有宽差模和共模输入电压范围、高输出电流 ( $\pm 80 \text{ mA}$ )、高压摆率 (4.5 V/ $\mu\text{s}$ )、低功耗运行 ( 120  $\mu\text{A}$ ，典型值 ) 和关断功能，因而是一款稳定的低功耗、高性能运算放大器，适用于各种工业应用。TLV910x 系列运算放大器采用微型尺寸封装以及标准封装，额定工作温度范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$ 。

### 2.3.8 UCC28911

UCC28910 和 UCC28911 是高压反激式开关，无需使用光耦合器即可提供输出电压和电流调节功能。这两个器件包含一个 700V 功率 FET 和一个控制器，可处理辅助反激式绕组以及功率 FET 的运行信息，从而提供精准的输出电压和电流控制功能。用于启动的集成高压电流源在器件运行期间关闭，控制器电流消耗通过负载动态调节。两个器件均可实现极低的待机功耗。UCC28910 和 UCC28911 中的控制算法与开关频率和峰值电流调制功能相结合，使工作频率达到或超过适用标准。具有谷值开关特性的断续传导模式 (DCM) 用于减少开关损耗。内置保护特性有助于在整个工作范围内控制次级和初级元件的应力水平。频率抖动有助于降低 EMI 滤波器成本。

### 2.3.9 ATL431

ATL431 和 ATL432 是三端可调节并联稳压器，在适用的汽车级、商业级和工业级温度范围内均可满足规定的热稳定性。这两款稳压器均可通过两个外部电阻将输出电压设置为  $V_{\text{ref}}$  ( 约为 2.5V ) 至 36V 范围内的任意值。其输出阻抗典型值均为  $0.05 \Omega$ 。此类器件的有源输出电路具有非常明显的导通特性，因此成为了许多应用中齐纳二极管的绝佳替代产品，例如板载稳压器、可调节电源和开关电源。ATL43x 的阴极电流范围相比其上一代产品 TL43x 有 20 倍以上的提升。另外稳定性也有所提高，可支持范围更为宽泛的负载电容类型和容值。ATL431 和 ATL432 这两款器件的功能完全相同，只是引脚分配和订货编号有所不同。ATL43x 提供 A 和 B 两个等级， $25^\circ\text{C}$  温度下的初始容差分别为 1% 和 0.5%。此外，低输出温漂可确保在整个温度范围内拥有一致的稳压性能。ATL43xxI 器件的额定工作温度范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $+85^\circ\text{C}$ ；ATL43xxQ 器件的额定工作温度范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $+125^\circ\text{C}$ 。

## 2.4 系统设计原理

本参考设计在 48V 下提供通用交流电、市电供电、500W 标称输出。本设计的输出在  $115V_{\text{AC}}$  低线路电压下会降至 300W。UCC28180 控制一个 PFC 升压前端，而 UCC256403 LLC 谐振半桥将 PFC 输出转换为隔离式 48V。在满载条件下， $230V_{\text{AC}}$  输入时的总体系统效率为 94.5%， $115V_{\text{AC}}$  输入时的总体系统效率为 92.5% 以上。此外，本设计还嵌入了多种保护功能，其中包括输入欠压保护和输出短路保护。对于目标应用而言，低 EMI、高效率、高功率因数以及可靠的电源是本设计的主要关注点。

### 2.4.1 PFC 级设计

由于元件数量少且成本低，CCM 升压 PFC 是 500W 设计的热门选择。本设计采用 UCC28180，在 CCM 中以固定频率运行，并且只需极少的外部元件即可实现高功率 PFC，而这有助于降低成本。本参考设计的过程和组件选择将以下章节进行介绍。

#### 2.4.1.1 设计参数

表 2-1 显示了 PFC 级的设计目标参数。

表 2-1. PFC 级设计参数

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
输入					
交流线路输入电压	$V_{\text{AC\_high}}$	90	230	265	VAC
输入频率	$f_{\text{LINE}}$	47	50	63	Hz
输出					

表 2-1. PFC 级设计参数 (continued)

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
输出电压	$V_{\text{blk}}$		390		VDC
输出功率	$P_{\text{DCBUS}}$		515.4		W
线路调整率				5	%
负载调整率				5	%
功率因数	PF		0.99		
保持时间	$t_{\text{holdup}}$			20	ms
最小开关频率	$f_{\text{SW}}$		65		kHz
目标效率	$\eta_{\text{PFC}}$		98		%

### 2.4.1.2 电流计算

根据输入电流的计算值选择输入保险丝、桥式整流器及输入电容。首先，确定最大平均输出电流  $I_{\text{out(max)}}$ ，允许过载至最大负载功率的 110%。

$$I_{\text{out(max)}} = \frac{110\% \times P_{\text{out}}}{V_{\text{bus}}} = \frac{110\% \times 500 \text{ W}}{390} = 1.41 \text{ A} \quad (1)$$

PFC 级在 180V 至 265V 的高压线路输入时为 500W，在 90V 至 127V 的低压线路输入时降额至 300W。最大输入 RMS 线路电流  $I_{\text{in\_rms(max)}}$  是根据最小输入电压、效率和功率因数初始假设值计算得出的，允许过载至最大负载功率的 110%。

$$I_{\text{in\_rms(max)}} = \frac{110\% \times P_{\text{out}}}{V_{\text{in(min)}} \times \eta_{\text{PFC}} \times \text{PF}} = 6.3 \text{ A} \quad (2)$$

最大输入峰值电流为：

$$I_{in\_pk(max)} = \sqrt{2} \times I_{in\_rms(max)} = 8.9 \text{ A} \quad (3)$$

最大输入平均电流为：

$$I_{in\_avg(max)} = \frac{2}{\pi} \times I_{in\_pk(max)} = 5.66 \text{ A} \quad (4)$$

### 2.4.1.3 桥式整流器

最大输入交流电压为 265V。为安全起见，电桥的额定电压必须至少为

600V。输入桥式整流器的平均电流容量必须超过平均输入电流  $I_{in\_ave(max)}$ 。此外，连接线路后，当大容量电容器充电时，桥式整流器将承载全部浪涌电流。此电流的幅度和持续时间很难提前确定，因为它取决于难以预测的参数。

### 2.4.1.4 升压电感器设计

若要确定升压电感器的尺寸，首先要计算最大允许纹波电流。在最低输入电压和最大负载下，观察到的纹波电流最大。假设电感电流中最大纹波为 30%，纹波电流的计算方法如下：

$$I_{ripple(max)} = 0.3 \times I_{in\_pk(max)} = 2.67 \text{ A} \quad (5)$$

最大占空比为：

$$D_{max} = \frac{V_{out} - V_{in\_peak(min)}}{V_{out}} = 0.674 \quad (6)$$

最小升压电感值根据最大占空比计算得出：

$$L_{PFC} \geq \frac{V_{blk} \times D_{max} \times (1 - D_{max})}{f_{swpfc} \times I_{ripple(max)}} = 460 \text{ } \mu\text{H} \quad (7)$$

升压电感器必须能够支持以下最大电流：

$$I_{L\_pk(max)} = I_{in\_pk(max)} + \frac{I_{ripple(max)}}{2} = 10.2 \text{ A} \quad (8)$$

### 2.4.1.5 开关 MOSFET

开关 MOS 的漏源击穿电压  $\geq 600\text{V}$ 。通过 MOS 的漏源 RMS 电流的计算方式如下：

$$I_{ds(max)} = \frac{P_{out}}{\sqrt{2} \times V_{in(min)}} \times \sqrt{2 - \frac{16 \times \sqrt{2} \times V_{in(nim)}}{3\pi \times V_o}} = 4.71 \text{ A} \quad (9)$$

必须考虑的 MOS 的关键规格包括：

- 低  $R_{DS(on)}$  可减少导通损耗
- 低  $Q_g$  可确保在此拓扑的硬开关中快速导通和关断
- 低输出电容可降低开关损耗

### 2.4.1.6 升压二极管

输出二极管的阻断电压必须超过转换器的输出过压值，且平均电流超过  $I_{out(max)}$  值。在 CCM PFC 拓扑中，升压二极管会经受硬关断，因此会产生反向恢复损耗。为降低反向恢复损耗，较好的做法是选用超快二极管或碳化硅二极管。碳化硅二极管没有反向恢复损耗，但成本高于硅超快二极管。

#### 2.4.1.7 输出电容器

输出电容值由两个因素决定。一是该值必须足够大以便提供所需的保持时间。二是该值必须足够大以便将两倍线路频率下的纹波保持在要求的范围内。本设计所需的保持时间为 20 ms。在方程式 10 中代入已知值，得到最小  $C_{out}$  为：

$$C_{out} \geq 2 \times P_{out} \times \frac{T_{holdup}}{V_{out(max)}^2 - V_{out(min)}^2} = 294 \mu F \quad (10)$$

#### 2.4.1.8 感测电阻

为了适应非线性功率限值的增益，在选择感测电阻  $R_{SENSE}$  的大小时，应确保其使用  $I_{SENSE}$  引脚的最小软过流阈值 ( $I_{SENSE}$  的  $V_{SOC}$  等于 0.259V) 在比最大峰值电感电流高 10% 时触发软过流。

$$R_{sense} = \frac{V_{soc(min)}}{1.2 \times I_{L(max)}} = 0.021 \Omega \quad (11)$$

## 2.4.2 LLC 级设计

LLC 拓扑已广泛用于电信和服务器电源。LLC 拓扑可以通过改变频率来拓宽增益范围。LLC 拓扑通常适用于为宽输入直流电压范围生成恒定输出电压，或为恒定输入直流电压生成可变输出电压。频率范围越宽，LLC 设计就越不同。本设计中的直流/直流级必须支持 20 ms 的保持时间。LLC 拓扑可以在谐振频率下实现初级 MOSFET 的 ZVS 和次级二极管的 ZCS。考虑到效率，将转换器设计为在略低于满载谐振频率的频率下工作。

### 1. 选择变压器

可以自行构建变压器，也可以从 Würth 购买变压器。详细规格可在 Würth 网站上找到，P/N 750344508。

### 2. 选择谐振电感器

可以自行构建谐振电感器，也可以从 Würth 购买谐振电感器。详细规格可在 Würth 网站上找到，P/N 750344650/

电感器端子交流电压可表示为：

$$V_{Lr} = \omega \times L_r \times I_r = 39 V \quad (12)$$

### 3. 选择谐振电容

该电容器以高频率承载全初级电流。需要使用低损耗因数器件，以防止器件过热。

经过谐振电容器的交流电压可通过其阻抗乘以电流计算得出。

$$V_{CR} = \frac{I_r}{\omega \times C_R} = 125 V \quad (13)$$

$$V_{CR(rms)} = \sqrt{\left(\frac{V_{IN(max)}}{2}\right)^2 + V_{CR}^2} = 240.1 V \quad (14)$$

$$V_{CR(\text{peak})} = \frac{V_{IN(\text{max})}}{2} + \sqrt{2} \times V_{CR} = 382 \text{ V} \quad (15)$$

$$V_{CR(\text{valley})} = \frac{V_{IN(\text{max})}}{2} - \sqrt{2} \times V_{CR} = -32 \text{ V} \quad (16)$$

#### 4. 选择初级侧 MOSFET

各 MOSFET 检测输入电压作为其最大施加电压。选择 MOSFET 额定电压为最大恒压电压的 1.5 倍。

$$V_{DS} = 1.5 \times V_{IN(\text{max})} = 615 \text{ V} \quad (17)$$

选择 MOSFET 额定电流为最大初级侧 RMS 电流的 1.1 倍。

$$I_D = 1.1 \times I_r = 4.74 \text{ A} \quad (18)$$

对于在 ZVS 中工作的 LLC 功率级，导通损耗可以忽略不计。必须根据  $R_{DS(\text{on})}$  和  $C_{oss}$  选择 MOSFET。优化  $C_{oss}$  有助于最大限度地缩短实现 ZVS 所需的死区时间，从而最大限度地减少占空比损耗。UCC256403 的自适应死区时间优化功能有助于实现占空比的最大化，从而提高效率。

#### 5. 选择次级侧 MOSFET

通过以下公式确定次级侧整流器额定电压：

$$V_{DS\_sec} = 1.2 \times 2 \times V_{OUT\_max} = 115 \text{ V} \quad (19)$$

通过以下公式确定次级侧 MOSFET 的额定电流：

$$I_{D\_sec} = \frac{\sqrt{2} I_{SEC}}{2} = 8.2 \text{ A} \quad (20)$$

本参考设计采用 150V MOS ( 具有低  $R_{DS(\text{on})}$  (7.6mΩ) 和  $Q_g$  (21nC) )。极低的  $R_{DS(\text{on})}$  有助于降低同步整流器的整体损耗。

#### 2.4.2.1 设计参数

表 2-2 显示了 LLC 级的设计参数。

表 2-2. LLC 级设计参数

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
输入					
输入电压	$V_{INDC}$	290	390	410	VDC
输出					
输出电压	$V_{OUT}$	42	48	54	VDC
最大输出功率	$P_{OUT}$			500	W
标称开关频率	$f_{SWNOM}$		100		kHz
线路调节			1		%
负载调节			1		%
目标效率			97		%

#### 2.4.2.2 确定 Mg

变压器匝数比通过方程式 21 确定：

$$n = \frac{V_{\text{DCIN\_nom}}}{\frac{2}{V_{\text{OUT}}}} = 4.1 \quad (21)$$

查看规格值后可知，输入电压和输出电压的标称值分别为 390V 和 48V，因此可根据如下公式计算匝数比：

$$n = \frac{390}{48} = 4.1 \quad (22)$$

#### 2.4.2.3 LLC 增益范围 $M_{g\_min}$ 和 $M_{g\_max}$

$M_{g\_min}$  和  $M_{g\_max}$  可分别通过 [方程式 23](#) 和 [方程式 24](#) 确定：

$$M_{g\_min} = n \times \left( \frac{V_{\text{OUT\_min}}}{\frac{V_{\text{DCIN\_max}}}{2}} \right) = 0.937 \quad (23)$$

$$M_{g\_max} = n \times \left( \frac{V_{\text{OUT\_max}}}{\frac{V_{\text{DCIN\_min}}}{2}} \right) = 1.32 \quad (24)$$

#### 2.4.2.4 确定谐振网络的等效负载电阻

若要确定采用标称负载和峰值负载时在标称输出电压和峰值输出电压下的等效负载电阻，请使用 [方程式 25](#)：

$$R_E = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \left( \frac{V_{\text{OUT\_nom}}}{I_{\text{OUT\_nom}}} \right) = \frac{8 \times 4^2}{\pi^2} \times \left( \frac{48}{10.45} \right) = 59.6 \, \Omega \quad (25)$$

### 2.4.2.5 选择 $L_M/L_R$ 之比 ( $L_N$ ) 以及 $Q_E$

$L_N$  是磁化电感和谐振电感之比。

$$L_N = \frac{L_M}{L_R} \quad (26)$$

$Q_E$  是谐振回路的品质系数。

$$Q_E = \frac{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}}{R_E} \quad (27)$$

选择  $L_N$  和  $Q_E$  值必须产生 LLC 增益曲线，如图 2-2 所示，该曲线与  $Mg_{\min}$  和  $Mg_{\max}$  迹线相交。产生的曲线的峰值增益必须大于  $Mg_{\max}$ 。

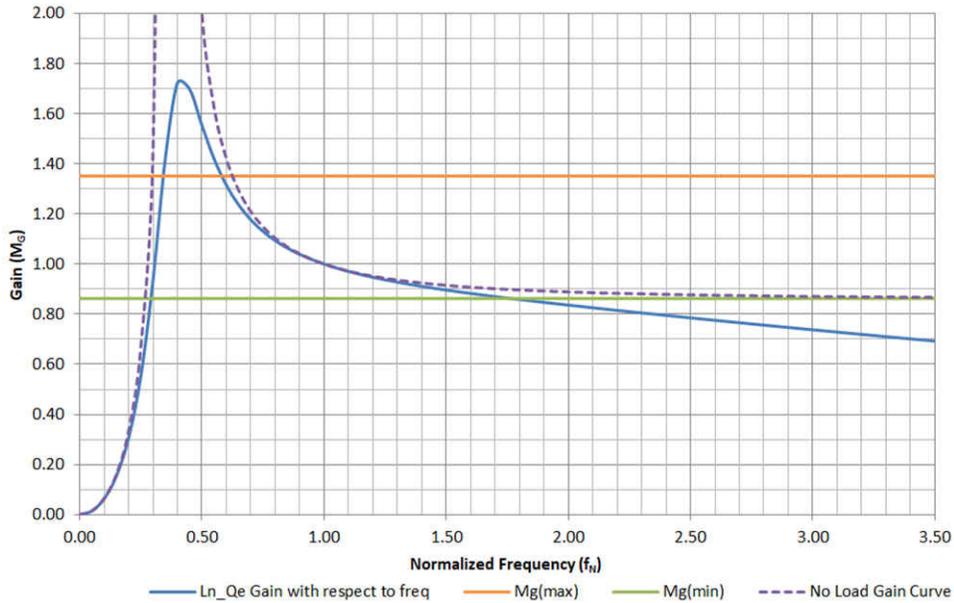


图 2-2. 所选的  $L_N$  和  $Q_E$  的 LLC 增益曲线

$M_{G_{peak}}$  和  $Q_E$  在不同  $L_N$  条件下的关系如图 2-3 所示：

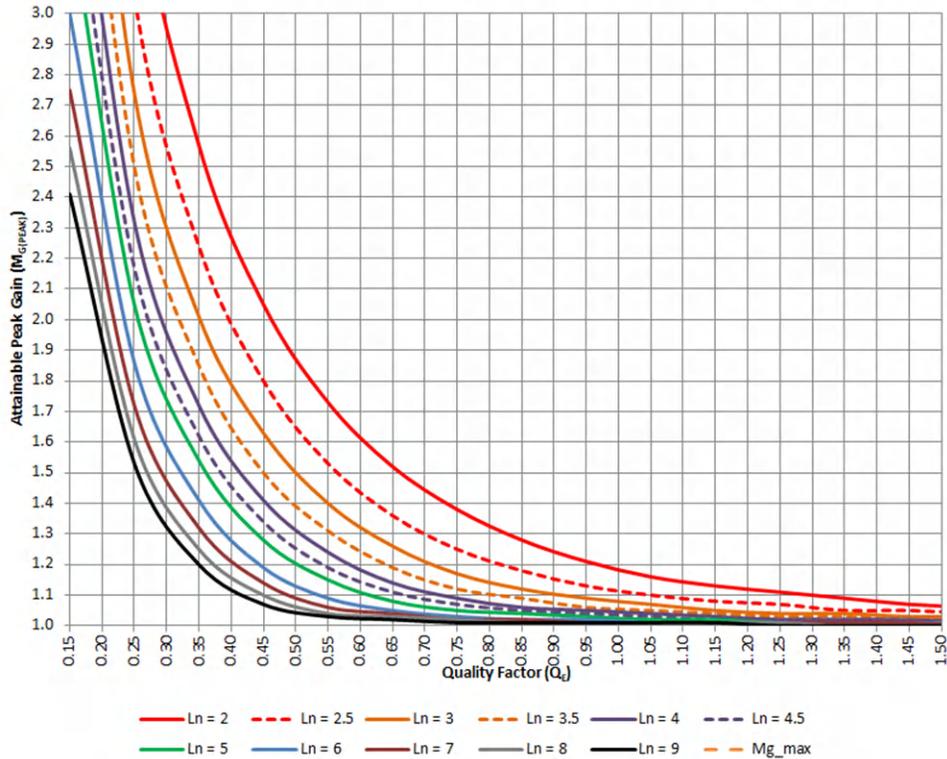


图 2-3.  $M_{G_{peak}}$  和  $Q_E$  在不同  $L_N$  条件下的关系

#### 2.4.2.6 开关频率

UCC256403 的宽开关频率为 35 kHz 至 1 MHz，这使得本参考设计更加灵活。为保证 LLC 级的温升不会太高，应降低变压器、电感器、功率 MOS 的损耗。考虑到磁损耗和开关损耗，选择的谐振频率为 100 kHz。

$$f_0 = 100 \text{ kHz} \quad (28)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi \times Q_E \times f_0 \times R_E} = 98 \text{ nF} \quad (29)$$

$$L_R = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times C_R} = 26 \text{ } \mu\text{H} \quad (30)$$

$$L_M = L_N \times L_R = 6 \times 26 \text{ } \mu\text{H} = 155 \text{ } \mu\text{H} \quad (31)$$

选定初步参数后，找到可用的最接近的实际元件值，使用选择的参数再次校验增益曲线，然后运行时域仿真以验证电路运行情况。产生的谐振回路参数如下：

$$C_R = 0.1 \text{ } \mu\text{F} \quad (32)$$

$$L_R = 26 \text{ } \mu\text{H} \quad (33)$$

$$L_M = 155 \text{ } \mu\text{H} \quad (34)$$

基于最终谐振回路参数，可以根据以下公式计算谐振频率：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{C_R \times L_R}} = 98.7 \text{ kHz} \quad (35)$$

#### 2.4.2.7 LLC 初级侧电流

方程式 36 显示了 LLC 初级侧电流：

$$I_{\text{pri}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_o}{n} = 2.9 \text{ A} \quad (36)$$

$f_{\text{SW}(\text{min})}$  下的 RMS 磁化电流由以下公式确定：

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{n \times V_{\text{OUT}}}{2\pi \times f_{\text{SW}(\text{min})} \times L_M} = 3.22 \text{ A} \quad (37)$$

通过以下公式计算谐振电路的电流：

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{\text{pri}}^2} = 3 = 4.33 \text{ A} \quad (38)$$

该计算值也是变压器在  $f_{\text{SW}(\text{min})}$  下的初级绕组电流。

#### 2.4.2.8 LLC 次级侧电流

总次级侧 RMS 负载电流是指从初级侧引入次级侧的电流。

$$I_{\text{sec}} = n \times I_{\text{pri}} = 11.5 \text{ A} \quad (39)$$

由于变压器的次级侧采用中心抽头配置，此电流将平均分配到次级侧的两个变压器绕组。然后按以下公式计算每个绕组的电流：

$$I_{\text{SW}} = \frac{\sqrt{2} \times I_{\text{sec}}}{2} = 8.16 \text{ A} \quad (40)$$

相应的半波平均电流为：

$$I_{\text{savg}} = \frac{\sqrt{2} \times I_{\text{sec}}}{\pi} = 5.2 \text{ A} \quad (41)$$

#### 2.4.2.9 LLC 输出电容器

LLC 转换器拓扑不需要输出滤波器，但一个小型二级滤波电感器可能有助于降低峰-峰值输出噪声。假设输出电容器承载整流器的全波输出电流，则电容器额定纹波电流为：

$$I_{\text{RECT}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times I_o = 11.5 \text{ A} \quad (42)$$

电容器的 RMS 额定电流为：

$$I_{C(out)} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times I_o\right)^2 - I_o^2} = 5.02 \text{ A} \quad (43)$$

一个电容器的额定纹波电流可能不足，因此经常需要并联多个电容器。

$$ESR_{max} = \frac{V_{OUT(pk-pk)}}{I_{RECT(pk)} \times \sqrt{2}} = 15 \text{ m}\Omega \quad (44)$$

#### 2.4.2.10 BLK 引脚分压器

BLK 引脚感测 LLC 输入电压，并确定何时打开和关闭 LLC 转换器。UCC25640 的版本不同，其 BLK 阈值也不同。选择 360V 恒压启动电压，随后可以计算 BLK 电阻分压比：

$$K_{BLK} = \frac{V_{BUSON}}{3.05 \text{ V}} = \frac{360}{3.05} = 118 \quad (45)$$

BLK 引脚电阻的预期功耗是  $P_{BLKsns} = 10\text{mW}$ 。BLK 感测电阻总值的计算公式如下：

$$R_{BLKsns} = \frac{V_{IN(nom)}^2}{P_{BLK(sns)}} = \frac{390^2}{0.01} = 15.21 \text{ M}\Omega \quad (46)$$

BLK 分压电阻器较低值通过以下方式进行计算：

$$R_{BLKlower} = \frac{R_{BLKsns}}{K_{BLK}} = \frac{15.21 \text{ M}\Omega}{118} = 129 \text{ k}\Omega \quad (47)$$

BLK 分压电阻器较高值通过以下方式进行计算：

$$R_{BLKUPPER} = R_{BLKsns} - R_{BLKlower} = 15.1 \text{ M}\Omega \quad (48)$$

#### 2.4.2.11 电流感测电路 (ISNS 引脚)

ISNS 引脚可设置过流保护电平。OCP1 是峰值电流保护电平；OCP2 和 OCP3 是平均电流保护电平。阈值电压分别为 0.425V、0.56V 和 4.03V。将 OCP3 电平设置为满负载时的 140%。因此，满负载时感测到的平均输入电流电平通过以下方式进行计算：

$$V_{ISNSfullload} = \frac{0.425 \text{ V}}{150\%} = 0.28 \text{ V} \quad (49)$$

随后可以计算电流感测比：

$$K_{ISNS} = \frac{V_{ISNSfullload}}{\frac{P_{OUT}}{\eta} \times \frac{1}{V_{DCBUS\_nom}}} = \frac{0.28 \text{ V}}{\frac{500 \text{ W}}{0.97} \times \frac{1}{390 \text{ V}}} = 0.214 \Omega \quad (50)$$

先选择一个电流感测电容器，因为可选择的高压电容器比电阻器少。 $C_{ISNS} = 330\text{pF}$ ，然后计算需要的 ISNS 电阻值：

$$R_{ISNS} = \frac{K_{ISNS} \times C_R}{C_{ISNS}} = 65 \Omega \quad (51)$$

#### 2.4.2.12 辅助 PSU

本参考设计具有额外的辅助 PSU，可为板上的 PFC、LLC、SR 和其他逻辑电路提供偏置电源。转换器由 PFC 预稳压器级的输出供电，必须能够在 PFC 级运行之前启动。为此，该电路设计为可在  $100\text{V}_{DC}$  至  $450\text{V}_{DC}$  的宽输入电压范围内运行。反激式变压器具有三个相互隔离的输出绕组。

## 3 硬件、测试要求和测试结果

### 3.1 所需硬件

#### 3.1.1 硬件

测试需要用到以下设备：

- 隔离式交流源
- 单相功率分析仪
- 数字示波器
- 万用表
- 电子负载

### 3.2 测试和结果

本节包含测试设置和测试结果。

#### 3.2.1 测试设置

本节包含测试条件和测试所需的设备。

##### 3.2.1.1 测试条件

为了进行测试，需要满足以下条件：

- 输入条件： $V_{IN}$ ：85V 至 265V 交流电，将输入电流限值设置为 8A
- 输出条件：电子负载，0V 至 70V，800W

### 3.2.2 测试结果

本节展示了本参考设计的测试结果。

#### 3.2.2.1 效率和调节

本节显示了本参考设计的性能数据和性能曲线。

##### 3.2.2.1.1 性能数据

本节显示了 115V 和 230V 交流输入条件下的效率、功率因数、THD 和负载调节结果。

表 3-1 显示了  $V_{IN} = 115V$  交流电压时的数据。

**表 3-1. 115V 交流电压下的效率和调节**

$V_{INAC}$ (V)	$I_{INAC}$ (A)	$P_{INAC}$ (W)	PF	THD (%)	$V_{OUT}$ (V)	$I_{OUT}$ (A)	$P_{OUT}$ (W)	效率 (%)	负载百分比
115.00	0.55	62.8	0.979	8.50	48.10	1.094	52.621	83.79	10%
115.00	1.03	113.2	0.992	5.50	48.05	2.091	100.473	88.76	20%
115.00	1.31	168.7	0.996	4.15	48.08	3.188	153.279	90.86	30%
115.00	1.93	218.9	0.997	3.56	48.05	4.170	200.369	91.53	40%
115.00	2.37	275.3	0.998	3.17	48.08	5.260	252.917	91.87	50%
115.00	2.85	326.6	0.999	3.00	48.08	6.260	300.981	92.16	60%
115.00	3.29	378.1	0.999	2.92	48.08	7.260	349.061	92.32	70%
115.00	3.73	435.6	0.999	2.88	48.08	8.350	401.468	92.16	80%
115.00	4.23	488.0	0.999	2.93	48.08	9.350	449.548	92.12	90%
115.00	4.67	545.7	0.997	2.98	48.06	10.450	502.227	92.03	100%

表 3-2 显示了  $V_{IN} = 230V$  交流电压时的数据。

**表 3-2. 230V 交流电压下的效率和调节**

$V_{INAC}$ (V)	$I_{INAC}$ (A)	$P_{INAC}$ (W)	PF	THD (%)	$V_{OUT}$ (V)	$I_{OUT}$ (A)	$P_{OUT}$ (W)	效率 (%)	负载百分比
230.00	0.55	61.6	0.860	25.00	48.11	1.094	52.632	85.44	10%
230.00	1.03	110.9	0.948	14.50	48.06	2.091	100.493	90.62	20%
230.00	1.31	165.6	0.971	9.50	48.08	3.188	153.279	92.56	30%
230.00	1.93	214.8	0.979	7.65	48.06	4.170	200.410	93.30	40%
230.00	2.37	269.8	0.985	6.14	48.08	5.260	252.917	93.74	50%
230.00	2.85	319.6	0.988	5.34	48.08	6.260	300.981	94.17	60%
230.00	3.29	369.3	0.990	4.78	48.08	7.250	348.580	94.39	70%
230.00	3.73	424.4	0.992	4.34	48.08	8.350	401.468	94.60	80%
230.00	4.23	474.1	0.993	4.14	48.08	9.325	448.346	94.57	90%
230.00	4.67	529.9	0.994	3.91	48.06	10.420	500.785	94.51	100%

### 3.2.2.1.2 性能曲线

图 3-1 至图 3-6 分别显示了效率、功率因数和 THD 的图表。

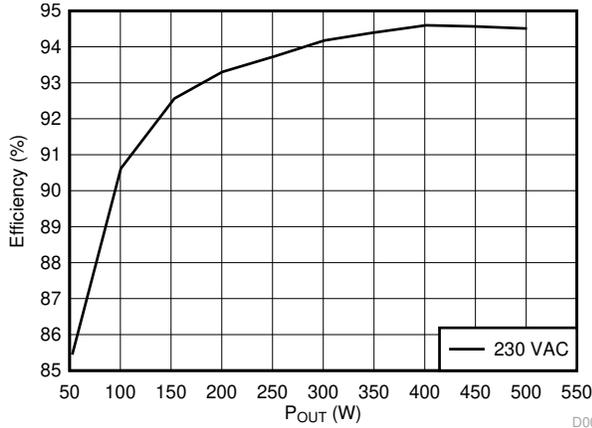


图 3-1. 230V 交流电压下的效率

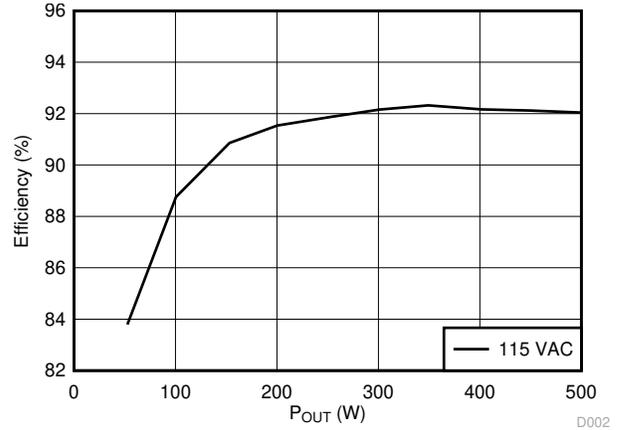


图 3-2. 115V 交流电压下的效率

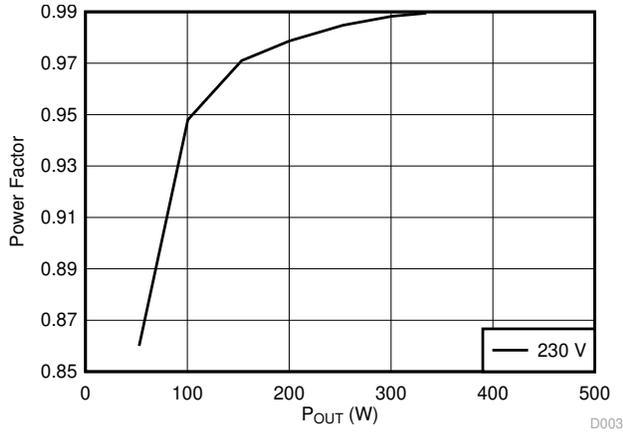


图 3-3. 230V 交流电压下的功率因数

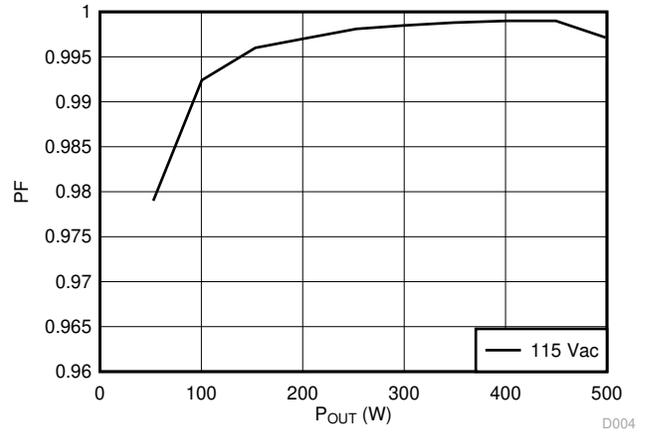


图 3-4. 115V 交流电压下的功率因数

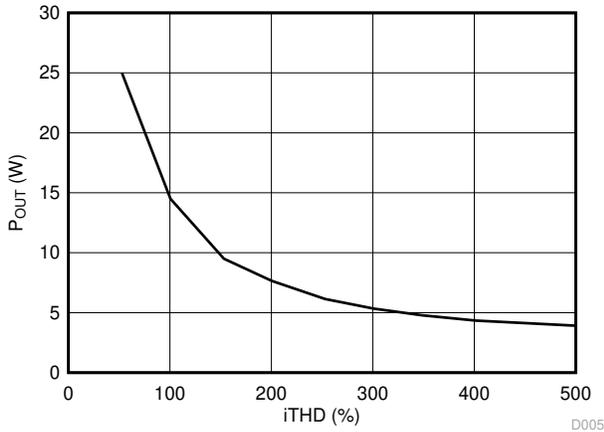


图 3-5. 230V 交流电压下的 THD

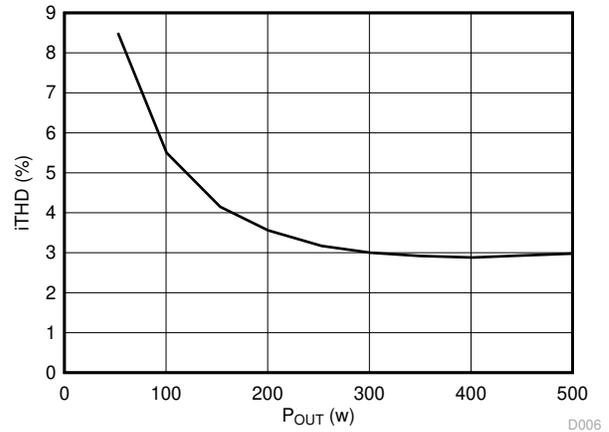


图 3-6. 115V 交流电压下的 THD

### 3.2.2.2 开关波形

本节显示了本参考设计的 PFC 级、LLC 级、LLC 次级侧同步驱动、输入、启动、动态负载和输出纹波的波形。

#### 3.2.2.2.1 PFC 级开关波形

本节显示了不同负载条件下 115V 和 230V 交流输入电压时的 PFC 级开关波形。

图 3-7 显示了 230V 交流电压、500W 负载下的 PFC 电感电流和开关节点波形。

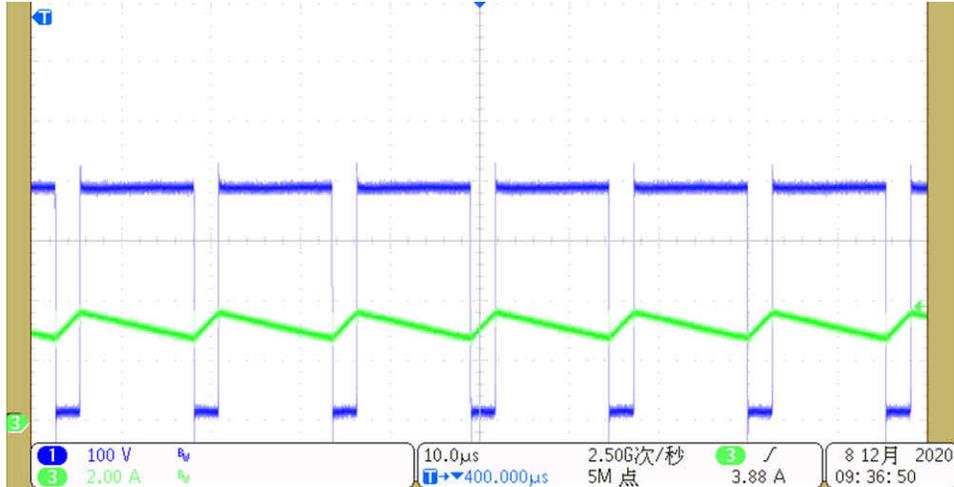


图 3-7. 230V 交流电压、500W 负载下的 PFC 电感电流和开关节点波形

图 3-8 显示了 115V<sub>AC</sub> 交流电压、500W 负载下的 PFC 电感电流和开关节点波形。

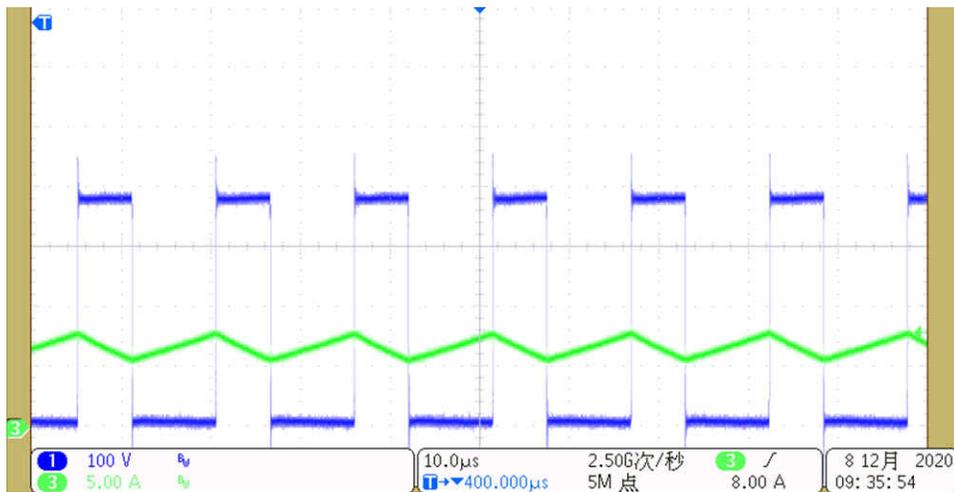


图 3-8. 115V 交流电压、500W 负载下的 PFC 电感电流和开关节点波形

### 3.2.2.2.2 LLC 级开关波形

本节显示了不同负载条件下 24V 交流输出电压时的 LLC 级初级侧开关波形。

图 3-9 显示了满载时的低侧 PWM 和谐振电流。

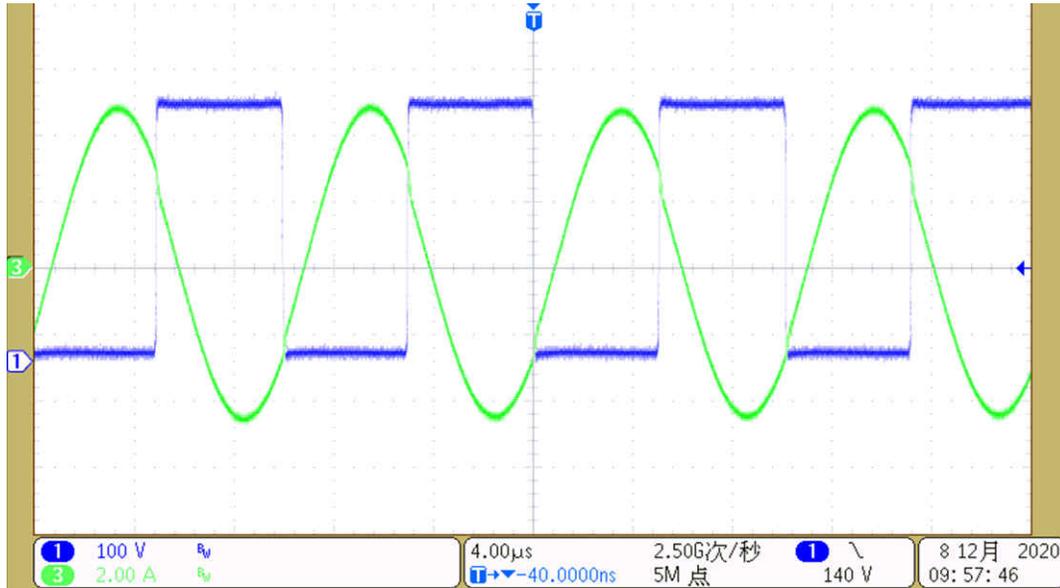


图 3-9. 满载时的低侧 PWM 和谐振电流

### 3.2.2.2.3 LLC 次级侧同步驱动波形

同步驱动输出波形和谐振电流如下图所示。

图 3-10 显示了 SR 整流器栅极驱动器。

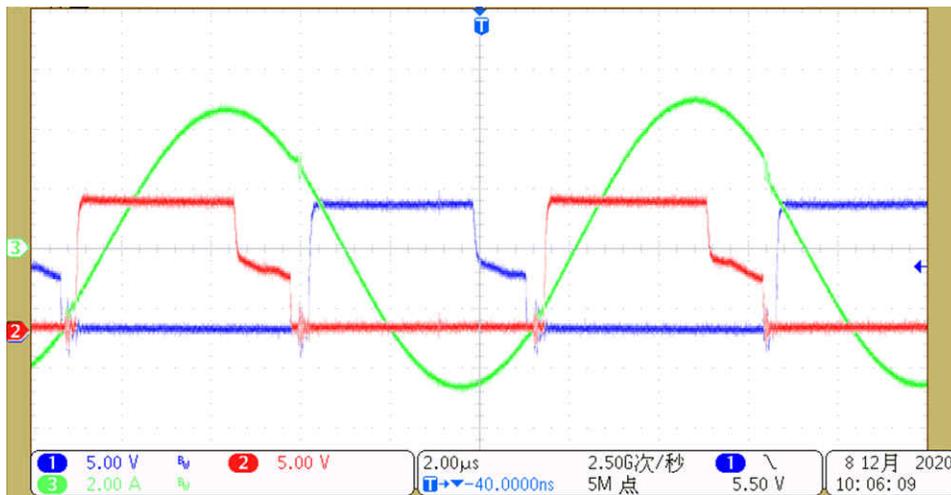


图 3-10. SR 整流器栅极驱动器

### 3.2.2.2.4 输入波形

图 3-11 和图 3-12 中分别显示了满载条件下 230V 和 115V 交流电压时的输入电流波形。

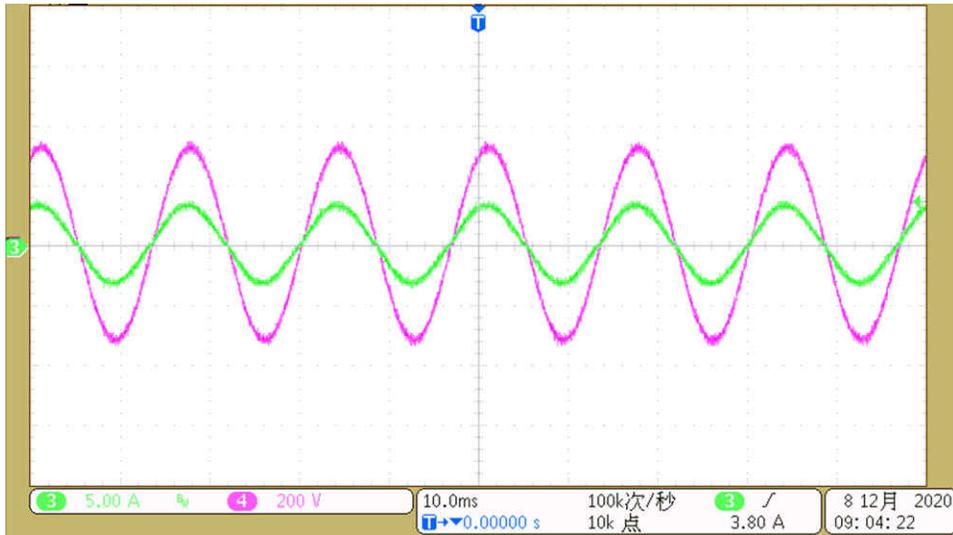


图 3-11. 230V 交流电压、500W 负载时的输入电压和电流

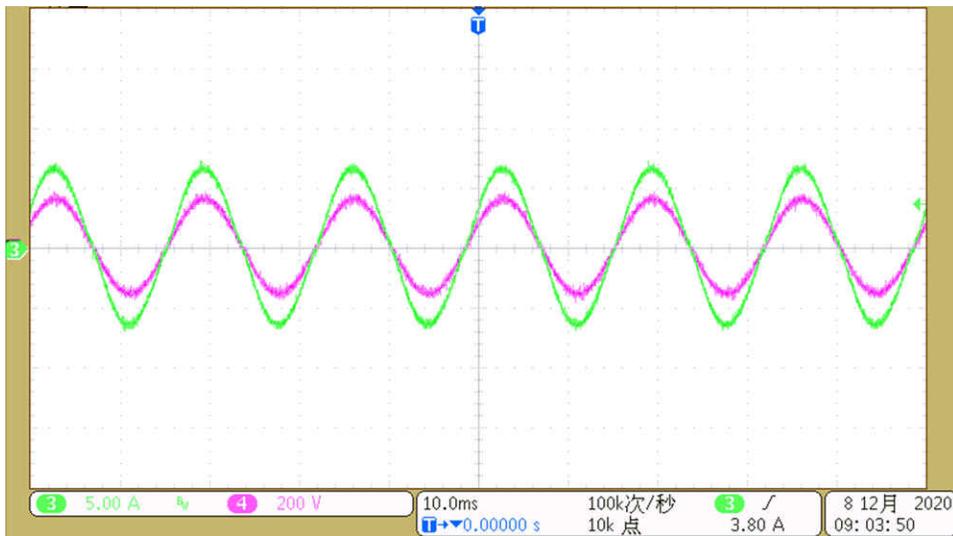


图 3-12. 115V 交流电压、500W 负载时的输入电压和电流

### 3.2.2.2.5 启动波形

图 3-13 和图 3-14 中的启动波形分别显示了  $V_{INAC} = 230V$  和  $V_{INAC} = 115V$  交流电压时的 54V 输出电压和输入交流电压。

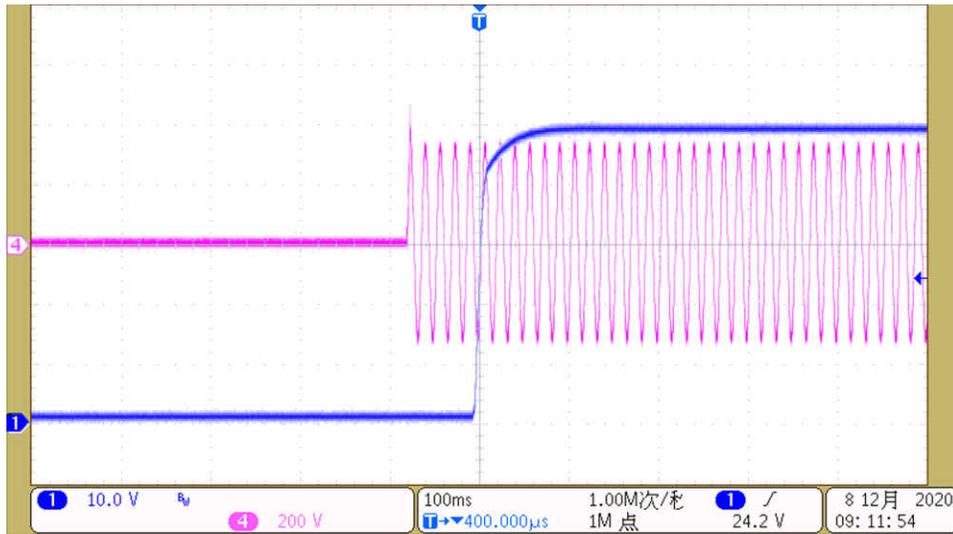


图 3-13.  $V_{INAC} = 230V_{AC}$  和 500W 下的启动波形

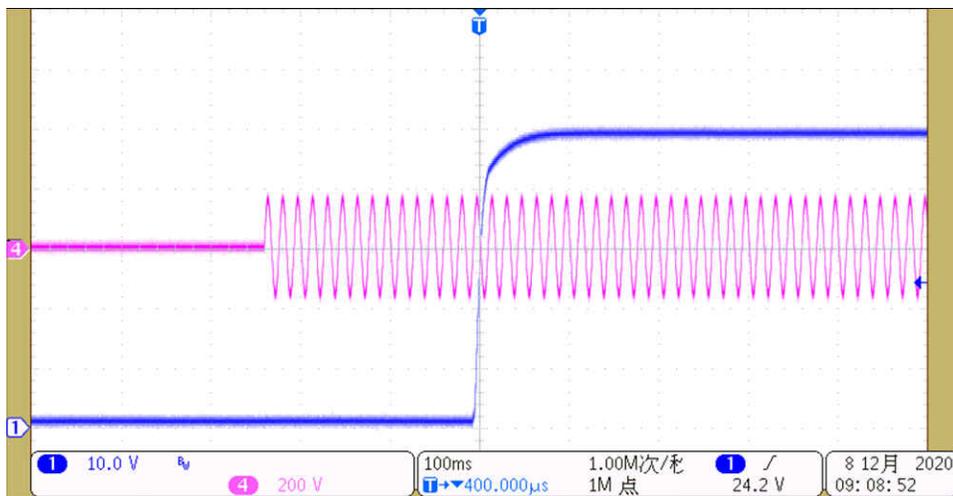


图 3-14.  $V_{INAC} = 115V_{AC}$  和 500W 下的启动波形

### 3.2.2.2.6 动态负载特性

使用电子负载观察负载瞬态性能。转换器在 230V 交流输入电压下运行并提供 48V 直流输出电压。

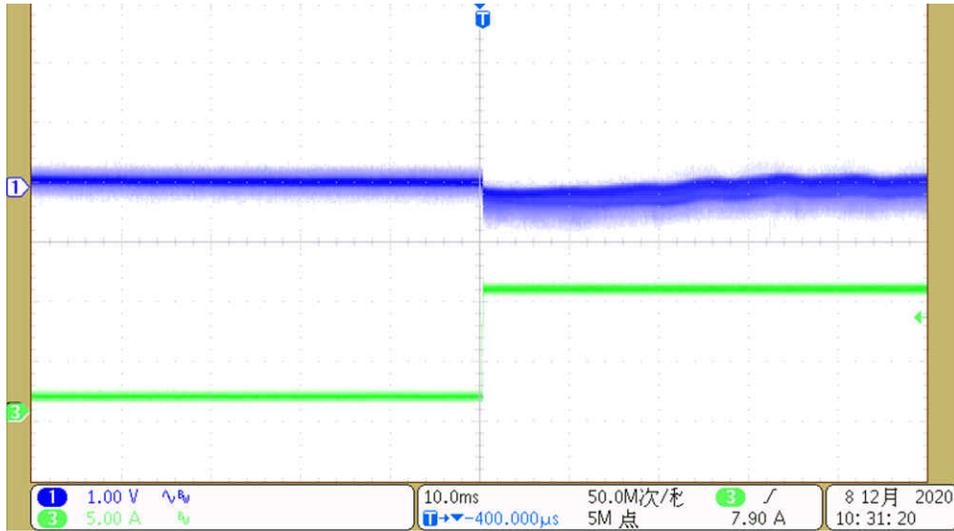


图 3-15. 从 10% 变为 90% 负载时的瞬态响应

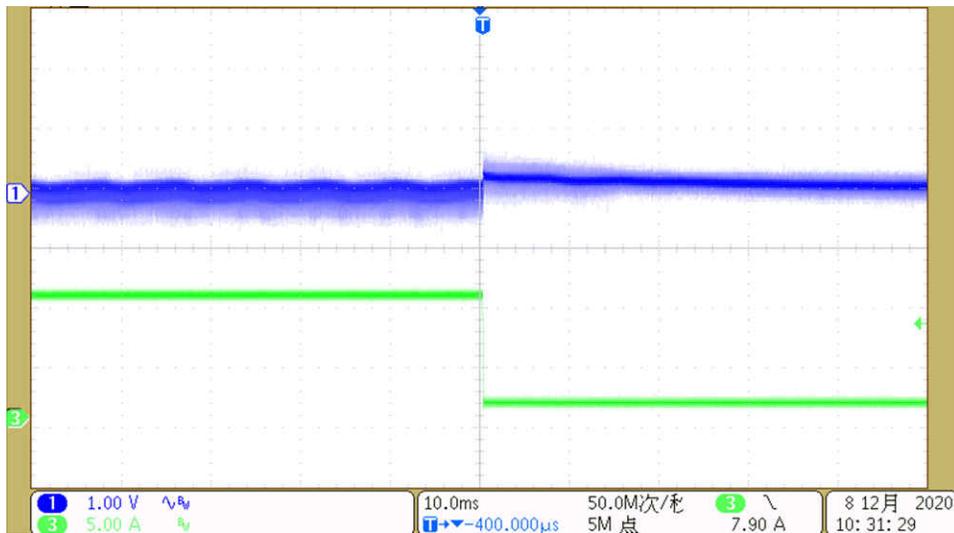


图 3-16. 从 90% 变为 10% 负载时的瞬态响应

### 3.2.2.2.7 输出纹波

图 3-17 显示了在满载条件下 230V 交流输入时的输出电压纹波。

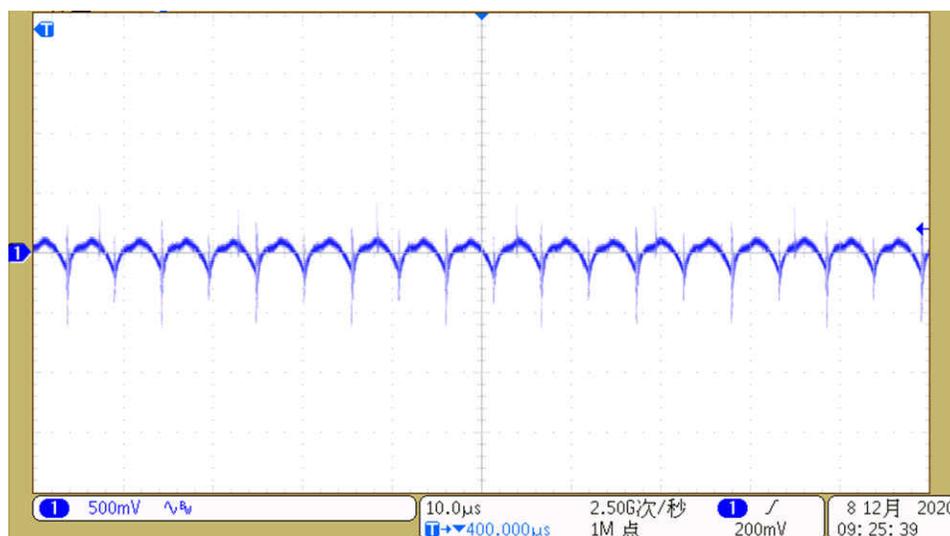


图 3-17. 1000W 负载下  $V_{INAC} = 230V_{AC}$  时的输出纹波

## 4 设计和文档支持

### 4.1 设计文件

#### 4.1.1 原理图

若要下载原理图，请参阅 [TIDA-010080](#) 的设计文件。

#### 4.1.2 BOM

若要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010080](#) 的设计文件。

#### 4.1.3 PCB 布局建议

关于功率级元件布线的关键指导准则如下：

- 尽可能地缩减转换器初级侧和次级侧上包含高频开关电流的电源路径电路的环路面积和迹线长度。这有助于减少 EMI，并提升转换器的整体性能。
- 使  $dV/dt$  电势与  $dI/dt$  能力双高的迹线远离敏感信号，或适当地进行屏蔽。
- 确保每个电源级的电源接地端和控制接地端彼此分离。如果二者形成了电气连接，则可以相应地在靠近给定电源级的直流输入环路或输出环路的位置将二者相连。
- 当多个电容器并联用于电流共享时，电容器的两条引线必须采用对称布局。如果布局不同，则串联迹线阻抗较低的电容器将流过更大的电流并且热量上升。
- 将保护器件（如 TVS、缓冲器、电容器或二极管）放置于紧靠其保护对象的物理位置。器件用于保护，因此必须使用短迹线方式以减少电感。
- 根据 IPC2152 额定电流下可接受的温升以及可接受的直流和交流阻抗来选择 PCB 迹线的宽度。此外，在激活电子保护器件（例如保险丝或断路器）之前，迹线必须能够耐受故障电流（例如短路电流）。
- 根据适用标准（例如，UL60950）的要求来确定各电路之间的距离。
- 调整热管理，以适应终端设备的要求。

#### 4.1.4 Gerber 文件

若要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010080](#) 的设计文件。

#### 4.1.5 装配图

若要下载装配图文件，请参阅 [TIDA-010080](#) 的设计文件。

## 4.2 工具与软件

## 4.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI), [《频率可编程、以连续导通模式 \(CCM\) 运行的 UCC28180 升压功率因数校正 \(PFC\) 控制器》数据表](#)
2. 德州仪器 (TI), [适用于 LLC 谐振转换器的 UCC24624 双通道同步整流器控制器数据表](#)
3. 德州仪器 (TI), [《具有超低可闻噪声和待机功耗的 UCC25640x LLC 谐振控制器》数据表](#)
4. 德州仪器 (TI), [《具有初级侧调节和输出电流控制功能的 UCC28910、UCC28911 高压反激式开关》数据表](#)

## 4.4 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#)是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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》](#)。

### 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

**Max Wang** 是德州仪器 (TI) 的一名系统工程师，负责开发用于工业领域的电力输送参考设计解决方案。Max 拥有浙江大学电力电子技术硕士学位。

## 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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司