

TI 参考设计

面向电信和服务器 PSU 的 1kW 紧凑型高效数字 PFC 前端参考设计



TI 参考设计

TIDA-00707 是专为电信、服务器和工业电源设计的 1kW 紧凑型 (100mm×80mm) 功率因数校正 (PFC) 电路。本参考设计是一款采用连续导通模式 (CCM) 的升压转换器，通过内置全套保护功能的 UCD3138A 数字电源控制器来实现。针对硬件进行了设计和测试，以符合传导发射、浪涌和 EFT (依照 EN55014 标准) 要求。

本参考设计具有以下关键亮点：

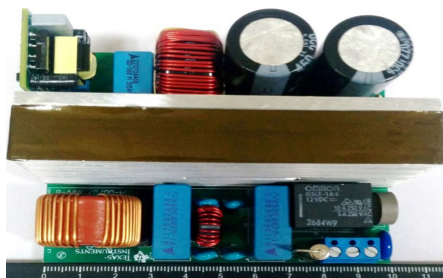
- 提供一个现成的前端 PFC 平台，处理功率最高可达 1kW 的各种电源
- 凭借较低的总线纹波、总线电容、RMS 电流以及前端保护功能提升总体系统性能
- 满足严格的电流总谐波失真 (THD) 和功率因数规范
- 为输出过流、过压和欠压情况提供保护

设计资源

TIDA-00707	设计文件夹
UCD3138A	产品文件夹
UCC28881	产品文件夹
UCC27517A	产品文件夹
TLV704	产品文件夹
OPA2376	产品文件夹
ISO7321C	产品文件夹



请咨询我们的 E2E 专家



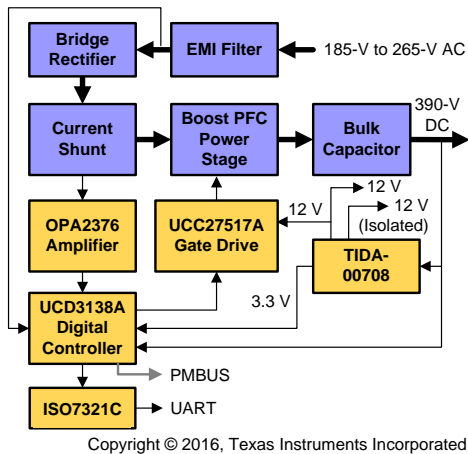
设计特性

- 宽工作输入电压范围：195V 到 270V 交流
- 专用于驱动下行 DC/DC 转换器的宽工作电压范围以及高达 1kW 的变频电机。
- 从中等负载到满负载 (50% 到 100%)，大于 0.99 的高功率因数，THD 小于 5%；满足电流 THD 规定 (按照 IEC 61000-3-2)
- 在整个工作电压范围内，可在满负载情况下实现大于 97% 的高效率
- 当负载功率不高于 900W 时，在高达 55°C 的环境下仍无需外部冷却
- 在所有负载条件下可精准传输相关单元的输入功耗信息
- 12V/3W 内置电源符合后台处理电源要求
- 适用于通信的电源管理总线 (PMBus) 和隔离式通用异步收发器 (UART)
- 符合传导发射标准 EN55011 A 类、EFT 规范 IEC6000-4-4 以及浪涌规范 IEC6000-4-5 的要求
- 采用小型 PCB (100mm × 82mm) 设计的 PFC 转换器

符合应用

- 电信整流器
- 服务器和工业电源
- 在线 UPS
- 移动电源
- 电机驱动

All trademarks are the property of their respective owners.



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统主要技术规范

表 1. 系统主要技术规范

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 (V_{INAC})		195	230	270	VAC
频率 (f_{LINE})		47	50	63	Hz
无负载功率 (P_{NL})	$V_{INAC} = 230V, I_{OUT} = 0A$	—	2.2	—	W
输出条件					
输出电压		—	390	—	V
输出电流		—	—	2.56	A
线路调节		—	—	0.5	%
负载调节		—	—	0.5	%
输出电压纹波	峰峰值	—	20	—	V
输出功率 (P_O)		—	1000	1000	W
系统特点					
效率 (η)	$V_{IN} = V_{NOM}$ 及满负载	—	97	—	%
保护功能	输出过流	—	—	—	—
	输出过压	—	—	—	—
	输出欠压	—	—	—	—
	开环检测	—	—	—	—
工作环境	开放式框架	-10	25	55	°C
标准和规范	电磁干扰传导和辐	依据 EN55011/EN55022 A 类标准			
	谐波电流	依据 IEC 61000-3-2 A 类标准			
	EFT	依据 IEC-61000-4-4 标准			
	浪涌	依据 IEC-61000-4-5 标准			
电路板外形 (FR4 材质, 双层)	长 × 宽 × 高	100 × 80 × 40			mm

2 系统说明

适用于电信、服务器和工业系统的电源将电信系统、服务器系统和工业系统内的交流线路电源分别转换为 -48V、12V 和 24V 隔离式直流恒压源。这些系统的功率通常较高，介于 1kW 至 5kW 范围内。这些电源需要使用前端功率因数校正电路为电源的输入电流整形并满足功率因数和电流谐波 (THD) 规范（如 IEC61000-2-3）。

电源的输入电流经功率因数校正 (PFC) 电路调节后与市电电压同相，有助于最大程度汲取市电中的有功功率。此外，PFC 前端具有诸多优势：

- **降低 RMS 输入电流**
额定值为 230V/5A 的电源电路可用功率限制为约 575W，其功率因数为 0.5。将功率因数提升至 0.99 会使传输功率加倍（达到 1138W），允许携带功率更高的负载。
- **促进电源保持**
有源 PFC 电路保持一个与输入电压无关的固定中间直流总线电压，因此系统储存的能量不会随输入电压的下降而减少。这允许使用价格低廉的小型储能电容。
- **提升下行转换器效率**
PFC 缩小施加于下行逆变器和转换器的动态电压范围，通过降低整流器额定电压降低正向压降，并通过提升运行占空降低开关中的电流。
- **提升配电系统效率**
较低的 RMS 电流降低了配电线路损耗。
- **减小备用发电机的额定功率及中性线路中的应力**
降低谐波消除了三次谐波（三次及其倍数）的风险，原因是这种谐波将对采用星型连接的三相系统产生不利影响，导致其中的中性导体危险性增加。

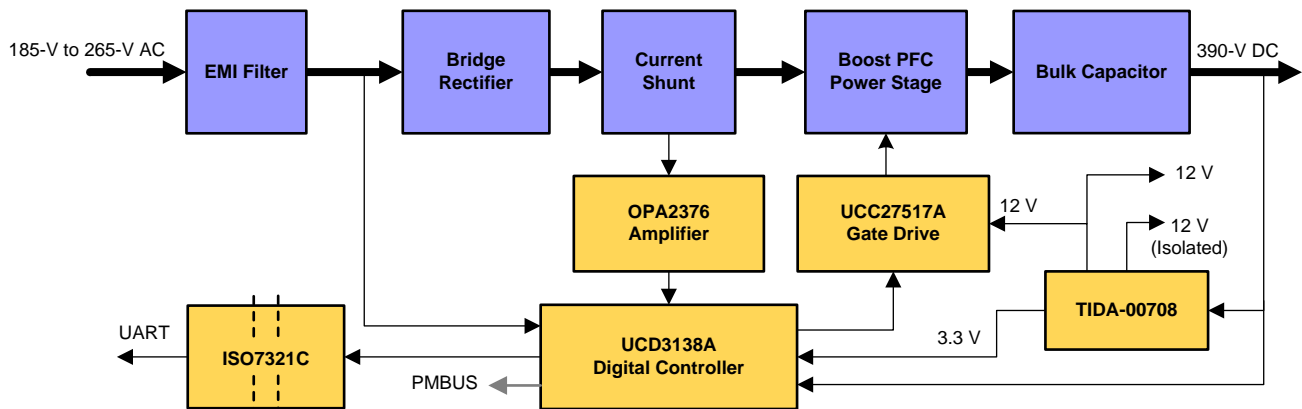
本参考设计是一款通过将 UCD3138A 用作 PFC 控制器而实现的升压功率因数转换器，适用于要求 PFC 功率达到 1kW 的电信、服务器及工业系统。本参考设计提供了一种现成的有源前端平台，适用于操作高压线交流电压范围为 195V 至 270V 的下行 DC/DC 转换器或逆变器。

电信、服务器和工业电源需要在各自完整工作电压范围内保持高效，同时要求负载可在 50% 至 100% 的较大范围内变化。本参考设计展示了一款外形小巧 (165mm × 95mm) 的高性能功率因数级，其交流工作电压范围为 195V 至 270V，能够以超过 97% 的效率提供 1kW 连续功率输出。本参考设计提供准确的终端设备交流线路功耗信息，可用于能量计算以及根据需要控制负载来实现功率优化。电路前端使用 EMI 滤波器，专用于达到 EN55011 A 类传导发射级别。

本参考设计采用 5W 后台处理电源板 (TIDA-00708)，专用于满足通用电源的辅助需求。该器件支持 100V 至 450V 的直流输入电压范围，提供 3.5V 直流 (1.5W) 和 12V 直流 (2.5W) 非隔离式输出。此外还提供 12V 直流 (1W) 隔离式输出，从而支持下行辅助电源需求。该电源板的特性包括：易插拔、外形紧凑 (LXBXH)、高效率、无负载功耗较低、成本低廉。有关该电源的更多详细信息，请参见 TIDA-00708 电源设计指南（文献编号：TIDUBK7）。

面对电信、服务器和工业电源领域的关键挑战，本 TI 参考设计提供安全可靠的电源。此类电源内置全套保护功能，以较低功耗及低廉的物料清单 (BOM) 成本实现高性能。

3 框图



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 1.1 kW PFC 稳压器框图

3.1 重点产品和核心优势

本参考设计重点应用了列产品。以下章节介绍本参考设计选择器件时考虑的关键特性。如需了解有关重点器件的详细信息，请参见各自的产品数据表。

3.1.1 UCD3138A — 数字电源控制器

为了在 1kW 功率下实现外形小巧的高性能 PFC 设计，首选 UCD3138A 控制器，原因是该器件提供一系列的优势符合新一代低 THD 规范的要求，并且提供了健康状态监测和控制接口。

UCD3138A 是一款完全可编程的功率优化型控制器解决方案，其优点是设计简单，在保证独一无二的高性能电源解决方案开发能力的同时，加速了上市时间。该器件包含一个可配置数字状态机及一个通用微控制器，经优化满足电信和服务器隔离式电源应用的性能要求。该控制器具备优化的数字硬件，可实现多种前沿电源管理功能（如突发模式、理想二极管仿真、模式开关、同步整流）并降低控制器中的静态电流消耗。总之，UCD3138A 解决了所有关键问题，例如在整个工作范围内实现高效率、针对各种控制机制和拓扑均保持较高灵活性、通过高集成度提升功率密度、较高可靠性以及最大限度降低系统总成本。

其他关键特性包括：

- 针对多达 3 个独立反馈回路执行数字控制
- 频率高达 16MHz 的误差模数转换器 (EADC)
- 多达 8 路高分辨率数字脉宽调制 (DPWM) 输出
- 完全可编程的高性能 31.25 MHz、32 位 ARM7TDMI 处理器
- 集成滤波器的 14 通道、12 位、267ksps 通用 ADC
- 通信外设 (I2C/PMBus 和 UART)
- 可配置 PWM 边沿运动
- 可配置反馈控制
- 可配置调制方式
- 快速、自动、平滑的模式开关
- 高效率 and 轻负载管理
- 带有/不含预偏置的软启动和软停止

- 快速输入电压前馈硬件
- 丰富的故障保护选项
- 内部温度传感器
- 具有可选输入引脚的定时器捕捉
- 多达五个附加通用定时器
- 内置安全装置：BOD 和 POR
- 工作温度：-40°C 至 125°C

3.1.2 UCC27517A — 低侧栅极驱动器

为了实现高效率，必须降低开关损耗。MOSFET 的开关损耗与驱动电流存在函数关系，该函数需要快速穿过功率 MOSFET 开关转换的米勒平坦区。紧靠 FET 放置的高电流栅极驱动器通过针对栅漏寄生电容 (Cgd) 两端的电压进行有效充/放电协助实现快速导通和关断，从而有效降低开关损耗。

UCC27517A 是一款低成本简易低侧栅极驱动器，其峰值拉/灌电流为 4A，能够成为 NPN 和 PNP 离散解决方案的理想替代品。该器件是一款单通道高速栅极驱动器，具备负输入电压 (-5V) 处理能力，可实现对称驱动。UCC27517A 在 4.5V 至 18V 的宽 VDD 范围以及 -40°C 至 140°C 的宽温度范围内运行。

其他关键 特性 包括：

- 短暂传播延迟（典型值为 13ns）
- 在 VDD 欠压锁定 (UVLO) 状态下，输出保持低电平（确保上电和断电期间无毛刺脉冲运行）
- 实现高噪声抗扰度的迟滞逻辑阈值
- 当输入引脚悬空时，输出保持低电平
- 5 引脚 DBV (SOT-23) 封装有助于最优化器件空间

3.1.3 TLV70433 — 700V 最低静态电流离线开关

为了优化无负载条件下的功耗并满足控制电路功率要求，选用 TLV70433 低压降 (LDO) 线性稳压器。TLV70433 在 2.5V 至 24V 宽输入电压下工作，其精度为 2%（典型值）。该器件处于稳定状态，有效电容为 0.47μF。常开系统要求空闲状态下的功耗极低，因此 TLV70433 是一种理想解决方案。

其他关键 特性 包括：

- 电流输出高达 150mA
- 低功耗 $I_Q = 3.2\mu A$

3.1.4 OPA2376 — 高速单电源轨到轨运算放大器

运算放大器增强了信号，以适应 UCD3138 提供电流感测反馈的测量范围。为了精确检测电流感测反馈，运算放大器应具备充足带宽和轨到轨运算能力。由于 OPA2376 是一款低噪声、具有轨到轨摆幅的高速运算放大器，因此是运算放大器的理想选择。这些 特性 使其非常适用于驱动应用于控制环路的采样 ADC。此外，该运算放大器的工作温度范围和共模范围较大，确保其在最苛刻环境中性能良好。

其他关键 特性 包括：

- 轨到轨输入和输出
- 高带宽：5.5MHz
- 低偏移电压：5μV

- 低噪声：7.5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- 单电源运行：2.2V 至 5.5V
- 高共模抑制比 (CMRR)

3.1.5 ISO7321C — 具有故障安全高电平的低功耗双通道 1/1 数字隔离器

对于具有隔离式通信接口的双通道隔离器而言，ISO7321C 是首选器件，原因是该器件可提供符合 UL 1577 且长达 1 分钟的 3000 V_{RMS} 隔离。该器件能够以高达 25Mbps 的速度运行，其集成毛刺脉冲滤波器用于辅助低频运行。在故障安全条件下，ISO7321C 的输出默认为高电平。

其他关键 特性 包括：

- 低功耗，1Mbps 时的 I_{CC} 典型值：1mA/通道（由 3.3V 电源供电）
- 符合
 - IEC 61000-4-2 3 级 ESD 标准，电压为 6kV
 - IEC61000-4-4 4 级 EFT 标准，电压为 4kV，4kV I/O
 - IEC 61000-4-5 4 级浪涌标准，电压为 6kV（空气）/8kV（油）
- 宽温度范围：-40°C 至 125°C

4 系统设计原理

本参考设计是一款以 CCM 模式工作的 1kW 升压功率因数转换器，通过 UCD3138A 数字电源控制器来实现。本参考设计专为电信、服务器及工业电源量身定制。相对于符合电源谐波规范的基于模拟控制的 PFC 电路，本参考设计可作为优异的替代品。本参考设计用于在国家指定的 195V 至 265V 交流线电压范围内运行。在满负载条件下，系统在 195V 至 270V 宽输入工作电压范围内的效率超过 97%。TIDA-00707 具备本参考设计嵌入的多种保护功能，包括输出过压保护和输出短路保护。此外，本参考设计提供了有关单元功耗的准确信息。

本参考设计主要关注低 EMI、高效率、高功率因数以及面向目标应用的受保护直流电源轨。。

4.1 PFC 稳压器运行模式

PFC 针对电源的输入电流进行整流，从而最大程度汲取市电中的有功功率。PFC 也必须遵循低次谐波（低 THD）规章要求（如 IEC61000-3-2 标准）。目前，两种运行模式 — CCM 模式和临界导通模式 (CrM) 广泛应用于 PFC 的实现。对于高功率电路，所选拓扑结构是以 CCM 模式工作、具有平均电流模式控制功能的升压转换器。对于低功耗应用，通常使用 CrM 升压拓扑结构。

对于较高功率（如 1kW），首选 CCM 运行模式，原因是该模式的峰值电流和 RMS 电流较低。较低的峰值电流显著降低了功率 MOSFET、二极管和电感受到的应力。此外，电流流经升压电感后连续性更强，滤波难度也随之降低。由于 CCM 模式的开关频率最终保持恒定，因此升压电感设计和 EMI 滤波器设计更加简单。

4.2 PFC 电路组件设计

UCD3138A 在 CCM 模式下配置为固定频率，实现功率 PFC 稳压器时所需的外部组件最少。本参考设计的过程和组件选择将以下章节进行介绍。

4.2.1 设计目标参数

表 2 列出了本参考设计的目标参数。进行选择元件时，这些参数将应用于后续的计算过程。

表 2. 设计目标参数

参数		最小值	典型值	最大值	单位
输入					
V_{IN}	输入电压	195		270	VAC
f_{LINE}	输入频率	47		63	Hz
输出					
V_{OUT}	输出电压		390		VDC
P_{OUT}	输出功率			1000	W
	线路调节			5%	
	负载调节			5%	
PF	目标功率因数		0.99		
η	目标效率		96%		

4.2.2 电流计算

根据电流计算结果选择输入熔丝、桥式整流器及输入电容。首先确定最大平均输出电流 $I_{OUT(max)}$ ：

$$I_{OUT(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{OUT}} = \frac{1000 \text{ W}}{390 \text{ V}} = 2.56 \text{ A} \quad (1)$$

最大输入 RMS 线电流 ($I_{IN_RMS(max)}$) 通过表 2 中的参数以及有关效率和功率因数的初始假设进行计算：

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{\eta \times V_{IN(min)} \times PF} = \frac{1000 \text{ W}}{0.96 \times 195 \text{ V} \times 0.99} = 5.40 \text{ A} \quad (2)$$

最大输入电流 ($I_{IN(max)}$) 和最大平均输入电流 ($I_{IN_AVG(max)}$) 可根据计算得出的 RMS 值同时假设波形为正弦波来确定：

$$I_{IN(max)} = \sqrt{2} \times I_{IN_RMS(max)} = \sqrt{2} \times 5.40 \text{ A} = 7.63 \text{ A} \quad (3)$$

$$I_{IN_AVG(max)} = \frac{2}{\pi} \times I_{IN(max)} = \frac{2}{\pi} \times 7.63 \text{ A} = 4.86 \text{ A} \quad (4)$$

4.2.3 桥式整流器

最大交流输入电压为 270V，因此直流电压最高可达 385V。当安全系数为 30% 时，选择额定直流电压高于 500V 的组件。输入桥式整流器的平均电流必须超过输入平均电流 ($I_{IN_AVG(max)}$)。推荐使用电流较大的桥式整流器降低二极管正向压降导致的功耗。

本参考设计使用 1000V/15A 二极管 GBJ1508 进行输入整流。桥式整流器二极管的正向电压降 $V_{F_BRIDGE} = 0.85\text{V}$ 。

输入电桥的功耗 (P_{BRIDGE}) 可根据以下公式计算：

$$P_{BRIDGE} = 2 \times V_{F_BRIDGE} \times I_{IN_AVG(max)} = 2 \times 0.85 \text{ V} \times 4.86 \text{ A} = 8.26 \text{ W} \quad (5)$$

4.2.4 电感纹波电流

TIDA-00707 设计为在 CCM 模式下运行。如果所选电感允许实现相对较高的纹波电流，则在轻负载及较大输入电压范围内，转换器将被迫以断续模式 (DCM) 运行。高电感纹波电流影响 CCM 模式与 DCM 模式的边界并导致轻负载 THD 较高。这也会影响输入电容、电流感测电阻 (R_{SENSE}) 以及在 UCD3138A 软件中调试的内部补偿值的选择。电感纹波电流 (ΔI_{RIPPLE}) 不超过 20% 允许器件多数工作范围内以 CCM 模式运行。然而，这需要使用电感较大的升压电感，其物理尺寸也会很大。本参考设计中的电感设置为具有 30% 的峰峰值纹波电流，旨在优化性能和尺寸并降低成本。转换器在输入电压较高的轻载条件下以 DCM 模式运行，但针对标称输入电压为 230V 的满载条件进行了良好优化，因此本参考设计的核心最大限度节约了空间。

4.2.5 输入电容

根据输入纹波电流及可接受的高频输入电压纹波选择输入电容。令电感纹波电流 (ΔI_{RIPPLE}) 为 30% 且高频电压纹波因数 ($\Delta V_{\text{RIPPLE_IN}}$) 为 2%，则最大输入电容值 (C_{IN}) 可通过首确定输入纹波电流 (I_{RIPPLE}) 和输入电压纹波 ($V_{\text{IN_RIPPLE}}$) 进行计算：

$$I_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_{\text{RIPPLE}} \times I_{\text{IN(max)}} = 0.3 \times (7.63 \text{ A}) = 2.289 \text{ A} \quad (6)$$

$$V_{\text{IN_RIPPLE}} = \Delta V_{\text{RIPPLE_IN}} \times V_{\text{IN_RECTIFIED(min)}} = 0.02 \times (\sqrt{2} \times 195 \text{ V}) = 5.52 \text{ V} \quad (7)$$

输入 X 电容的建议值现在可根据以下公式计算：

$$C_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{8 \times 140 \text{ kHz} \times 5.52 \text{ V}} = \frac{2.289 \text{ A}}{8 \times 140 \text{ kHz} \times 5.52 \text{ V}} = 0.37 \mu\text{F} \quad (8)$$

考虑到传导 EMI 的性能，使用标准值为 0.68 μF 的 X2 薄膜电容。

4.2.6 升压电感

根据第 4.2.4 节讨论的允许的电感纹波电流，选择升压电感 (L_{BST}) 前应确定最大电感峰值电流 $I_{\text{L_PEAK}}$ ：

$$I_{\text{L_PEAK(max)}} = I_{\text{IN(max)}} + \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{2} = 7.63 \text{ A} + \frac{2.289}{2} = 8.775 \text{ A} \quad (9)$$

在占空比为 0.5 的极端情况下，最小升压电感根据可接受的纹波电流 (I_{RIPPLE}) 进行计算：

$$L_{\text{BST(min)}} \geq \frac{V_{\text{OUT}} \times D \times (1-D)}{f_{\text{SW}} \times I_{\text{RIPPLE}}} \geq \frac{390 \text{ V} \times 0.5 \times (1-0.5)}{(140 \text{ kHz} \times 2.289 \text{ A})} \geq 304 \mu\text{H} \quad (10)$$

所用升感电压的实际值为 $L_{\text{BST}} = 327 \mu\text{H}$ 。

运行占空比与经整流的输入电压存在函数关系并在半个线路周期内持续变化。占空比 ($\text{DUTY}_{\text{(max)}}$) 可根据最低输入电压的峰值进行计算：

$$\text{DUTY}_{\text{(max)}} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN_RECTIFIED(min)}}}{V_{\text{OUT}}} = \frac{390 \text{ V} - (1.414 \times 195 \text{ V})}{390 \text{ V}} = 0.293 \quad (11)$$

4.2.7 升压二极管

输出二极管的阻断电压必须超过转换器输出过压值，平均电流与 $I_{\text{OUT(max)}}$ 相等。该二极管通常为一个超快速恢复二极管或碳化硅肖特基二极管。

对于较高功率（如 1kW），虽然碳化硅肖特基二极管的成本较高，但其消除了反向恢复损耗，进而降低了功耗。选择 C3D04060A

600V/7.5A 碳化硅二极管作为输出二极管。

$$P_{\text{DIODE}} = V_{\text{F_125C}} \times I_{\text{OUT(max)}} + 0.5 \times f_{\text{SW}} \times V_{\text{OUT}} \times Q_{\text{RR}} \quad (12)$$

碳化硅二极管的预估功耗 $V_{\text{F_125C}} = 1.25\text{V}$ ； $Q_{\text{RR}} = 0$ 。

$$P_{\text{DIODE}} = 1.25 \text{ V} \times 2.56 \text{ A} + 0.5 \times 100 \text{ kHz} \times 390 \text{ V} \times 0\text{nC} = 3.20 \text{ W}$$

如果首选超快速二极管（而非碳化硅肖特基二极管），则 BYV29FX-600

600V/9A 二极管是本参考设计的最优选择。超快速二极管的损耗根据 125°C 时的正向压降 (V_{F}) 及其反向恢复电荷 (Q_{RR}) 进行计算：

$$P_{\text{DIODE}} = 1.5 \text{ V} \times 2.56 \text{ A} + 0.5 \times 100 \text{ kHz} \times 390 \text{ V} \times 13 \text{ nC} = 4.09 \text{ W}$$

4.2.8 开关元件

MOSFET 开关由 UCC27517A 栅极驱动器进行驱动，其 VCC 偏置电压限制为不超过偏置电源电压 12V。建议使用外部栅极驱动电阻限制上升时间，同时抑制由栅极驱动电路的寄生电感和电容引起的任何振铃效应，这也有助于满足转换器的所有 EMI 要求。本参考设计使用 5.0Ω 电阻；所有设计的最终值均取决于设计布局的相关寄生元件。为了便于快速关断，100V/1A 标准肖特基二极管或开关二极管与栅极驱动电阻以反并联方式放置。在 MOSFET 的栅极和接地端之间放置一个 10kΩ 电阻，以使栅极电容放电并防止意外的 dV/dt 触发导通。

流经开关 FET 的漏源 RMS 电流 (I_{DS_RMS}) 根据以下公式进行计算：

$$I_{DS_RMS} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{IN_RECTIFIED(min)}} \times \sqrt{2 - \frac{16 \times V_{IN_RECTIFIED(min)}}{3 \times \pi \times V_{OUT}}} \quad (13)$$

$$I_{DS_RMS} = \frac{1000 \text{ W}}{275 \text{ V}} \times \sqrt{2 - \left(\frac{16 \times 275 \text{ V}}{3 \times \pi \times 390 \text{ V}} \right)} = 3.24 \text{ A}$$

FET 两端的最高电压是最高输出升压电压（即 420V），这也是 PFC 转换器关断输出的过压设定值。考虑到降额 30%，MOSFET 的额定直流电压必须高于 550V。

当前参考设计选择使用 IPP60R190P6 MOSFET，其电压为 600V，25°C 和 100°C 时的电流分别为 25A 和 12A。

本参考设计中开关 MOSFET 的导通损耗根据器件数据表中 125°C 下的 $R_{DS(on)}$ 及计算得出的漏源 RMS 电流 I_{DS_RMS} 进行计算：

$$P_{COND} = I_{DS_RMS}^2 \times R_{DS(on)} = 3.24 \text{ A}^2 \times (0.37 \Omega) = 3.884 \text{ W} \quad (14)$$

开关损耗根据 MOSFET 栅极的上升时间 t_r 和下降时间 t_f 以及输出电容损耗 C_{OSS} 进行计算：

$$P_{SW} = f_{SW} \left[0.5 \times V_{OUT} \times I_{IN(max)} \times (t_r + t_f) + 0.5 \times C_{OSS} \times V_{OUT}^2 \right] \quad (15)$$

$$P_{SW} = 100 \text{ kHz} \times \left[0.5 \times 390 \text{ V} \times 7.63 \text{ A} \times (12 \text{ ns} + 9 \text{ ns}) + 0.5 \times 61 \text{ pF} \times 390 \text{ V}^2 \right] = 3.588 \text{ W}$$

总 FET 损耗：

$$P_{COND} + P_{SW} = 3.884 + 3.588 = 7.472 \text{ W} \quad (16)$$

针对 MOSFET 开关、升压二极管和桥式整流器应用尺寸适宜的单列散热器。

4.2.9 感测电阻

电流感测电阻根据两项关键参数进行选择：

- 优化电路中的功耗
- 所需的运算放大器带宽和增益，用于放大电流感测信号

对于电流感测反馈，OPA2376 运算放大器增强了信号并在 UCD3138 的测量范围内调节了信号范围。在 UCD3138 中，电流感测所用 ADC 的测量范围为 -0V 至 1.6V，模拟比较器范围为 0V 至 2.5V。为了在相应过流条件下获得最佳信噪比和最大输入信号， R_{SENSE} 选择 0.008Ω 。

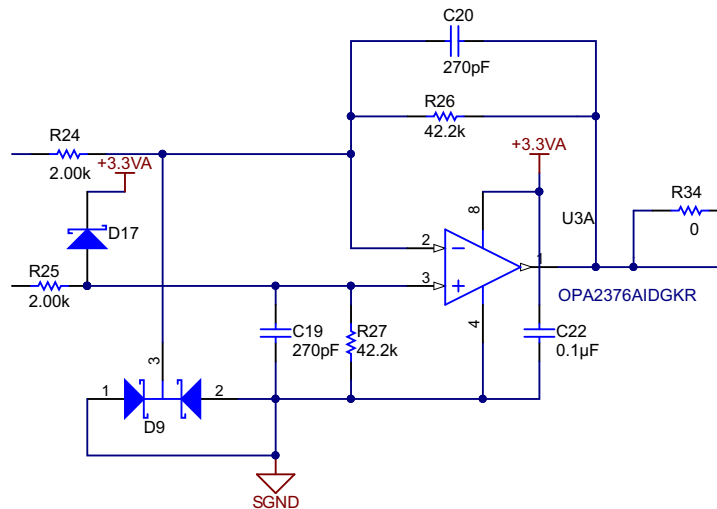
对于信号调节，每路输入信号必须遵守后续准则，从而将放大后的信号限制在前文所述的 ADC 测量范围内。运算放大器的最大增益根据以下公式定义：

$$K_I \leq \frac{1.6\text{ V}}{I_{IN(max)} \times 1.2 \times R_{SENSE}} \quad (17)$$

考虑到过流限制，等式 17 中的因数设为 20%。

$$K_I \leq \frac{1.6\text{ V}}{7.63 \times 1.2 \times 0.008} = 21.84$$

如图 2 所示，增益通过在电流检测放大器 U3 两端使用电阻 R24 和 R26 设置为 21.1。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 2. 电流感测信号放大器电路

计算感测电阻的功耗 P_{RSENSE} ：

$$P_{RSENSE} = I_{IN_RMS(max)}^2 \times R_{SENSE} = 5.40\text{ A}^2 \times 0.008 = 0.233\text{ W} \quad (18)$$

4.2.10 输出电容

输出电容 C_{OUT} 值根据保持转换器或输出纹波的要求来确定。本参考设计中的输出电容值取决于电压纹波，该电压纹波低于输出直流电压的 3%。

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{I_{OUT}}{\pi \times 2 \times 2 \times f_{LINE(min)} \times V_{RIPPLE}} \quad (19)$$

其中 $V_{RIPPLE} = 0.03 \times 390V$ （假设存在 3% 的电压纹波）。

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2.56}{\pi \times 2 \times 2 \times 57 \times 0.03 \times 390} = 305 \mu F$$

实际使用的电容为 $440\mu F$ 。

二倍工频下要求的额定纹波电流为：

$$I_{COUT_2fline} = \frac{I_{OUT(max)}}{\sqrt{2}} = \frac{2.56 A}{\sqrt{2}} = 1.81 A \quad (20)$$

输出电容中流经高频纹波电流：

$$I_{COUT_HF} = I_{OUT(max)} \times \sqrt{\frac{16 \times V_{OUT}}{3 \times \pi \times V_{IN_RECTIFIED(min)}} - 1.5} \quad (21)$$

$$I_{COUT_HF} = 2.56 A \times \sqrt{\frac{16 \times 390V}{3 \times \pi \times 1.414 \times 195V} - 1.5} = 2.43 A$$

输出电容中的总纹波电流将上述二者相结合，必须据该值选择相应的输出电容：

$$I_{COUT_RMS(total)} = \sqrt{(I_{COUT_2fline})^2 + (I_{COUT_HF})^2} = \sqrt{(1.81)^2 + (2.43)^2} = 3.03 A \quad (22)$$

4.2.11 输出电压设定值

为了降低功耗并最大程度削弱电压设定值受到的影响，顶部电压反馈分压电阻 R_{FB1} 阻值设为 $600k\Omega$ 。考虑到每个电阻两端的最高可允许电压，多个电阻以串联方式连接。

UCD3138 每路输入信号的幅值必须适应器件的测量范围。UCD3138 中的 ADC 测量范围为 $0V$ 至 $2.5V$ 。为了获得最佳信噪比，必须尽量提高输入信号。基于这个原因，每路输入信号的调节必须遵循以下准则：

对于 V_{OUT} ，该分压器：

$$K_{VOUT} \leq \frac{2.5 V}{V_{OUT(max)}} \quad (23)$$

当最高直流输出电压 $V_{OUT(max)}$ 为 $420V$ （包括 $415V$ 处设置的过压保护）时：

$$K_{VOUT} \leq \frac{2.5V}{420V} = 0.00595$$

考虑到上述增益约束条件，选择底部分压电阻 R_{FB2} 以满足当 V_{OUT} 为 $390V$ 时，反馈电压应达到 $2.0V$ 的要求。

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF} \times R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{REF}} = \frac{2.0 V}{390 V} \times R_{FB1} = 3.07 k\Omega \quad (24)$$

阻值为 $3.16k\Omega$ 的标准电阻选为 R_{FB2} 。RFB2 两端施加了一个 $0.1\mu F$ 电容来滤除噪声。

4.3 偏置电源

需要使用辅助后台处理电源为 UCD3138A 控制电路、UCC27517A 栅极驱动器以及浪涌电流限制旁路继电器供电。此外，当转换器的功率不低于 900W 时，需要使用外部冷却。为了满足上述要求，使用 5W 附加辅助电源板 (TIDA-00708)。该电源板基于一款使用高压离线开关 UCC28881 的反激设计。TIDA-00708 提供一路 3.3V 和两路 12V 的隔离式输出。更多详细信息，请参见《TIDA-00708 设计指南》（文献编号：[TIDUBK7](#)）。

请注意，辅助电源 TIDA-00708 已嵌入 TIDA-00707 设计，因此 TIDA-00708 是 TIDA-00707 的重要组成部分。

表 3. 不同器件的预期辅助功耗

器件	电压 (V)	最大电流 (mA)
UCD3138A 控制器	3.3	100
继电器	12	35
栅极驱动器	12	35
风扇 (可选)	12	75

4.4 单相 PFC 的 UCD3138A 控制器固件设计

UCD3138 数字电源控制器内置多种外设，专为改善 PFC 电路性能进行了优化。

有关 TIDA-00707 PFC 所需 UCD3138A 固件设计的逐步指导，请参见《PMP10804 测试结果》（文献编号：[TIDUAY4](#)）中的详细介绍。该文档涵盖硬件接口、电压回路和电流回路的实现、系统保护、固件结构、内部状态机及其他高级功能。该指南还提供了调试 PFC 系统系数的图形用户界面 (GUI) 及相关指导。

5 固件入门

本节详细介绍了通过随附软件针对 TIDA-00707 板进行编程的必要设备、测试装置以及程序指令。

5.1 UCD3138A 编程

为了针对该器件进行编程，本参考设计需要使用以下设备及必要文件：

- **PMBus 转 USB 接口适配器套件 (HPA172)**
附件包括：
 - USB 接口适配器
 - USB 电缆（5 引脚 B 型迷你公头转 A 型公头）
 - 带状电缆（插座转插座，10 引脚，双插头，极化）
 - 四条公头转母头连接线，作用是将 USB 接口适配器与 TIDA-00707 控制卡上的连接器 J7 相连



图 3. USB 适配器 (HPA172) 外观

- GUI 安装文件
“TI-Fusion-Digital-Power-Designer-2.0.16.exe”或最新版本
- 固件文件
UCD3138_PFC.x0 文件，位于软件包文件夹路径 \TIDA-00707_1.0\Debug 下
- PC 操作系统
Microsoft® Windows XP®、Vista® 或 Windows 7®。

5.1.1 GUI 设置

为了使用 GUI:

1. 需要找到安装文件。
GUI 安装文件是“TI-Fusion-Digital-Power-Designer-Version-2.0.16.exe”或最新版本。
2. 安装该文件。
双击运行 .exe 文件启动安装程序。始终单击下一步 (Next)。阅读显示的协议，然后单击我接受该协议 (I accept the agreement)。然后单击安装 (Install)。
3. 启动 UCD3138 GUI。
安装结束后，单击完成 (Finish) 退出安装；然后单击退出程序 (Exit Program)。TIDA-00707 板的 GUI 可通过以下步骤启动：
 - (a) 单击 Windows 的开始 (Start) 按钮。
 - (b) 单击所有程序 (All Programs)。
 - (c) 单击 Texas Instruments Fusion Digital Power Designer。
 - (d) 单击器件 GUI (Device GUIs)。
 - (e) 单击 UCD3xxx 和 UCD9xxx 器件 GUI (UCD3xxx & UCD9xxx Device GUI)。

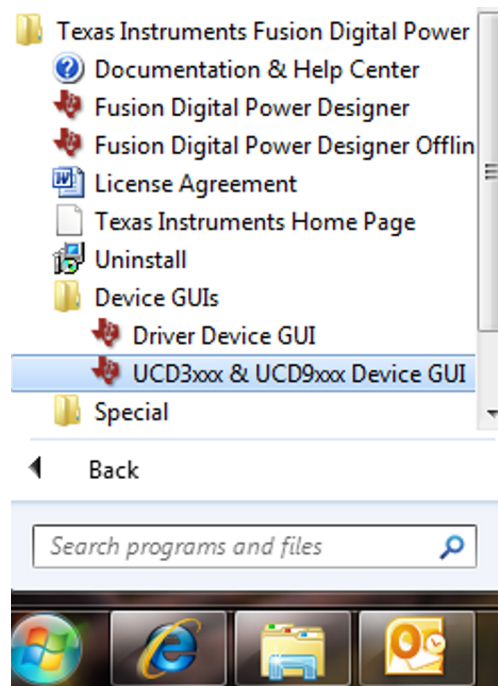


图 4. GUI 启动路径

5.1.2 硬件安装

5.1.2.1 安装概述

图 5 所示为 TIDA-00707 和 PC 计算机通过 USB 接口适配器 (HPA172) 进行连接。

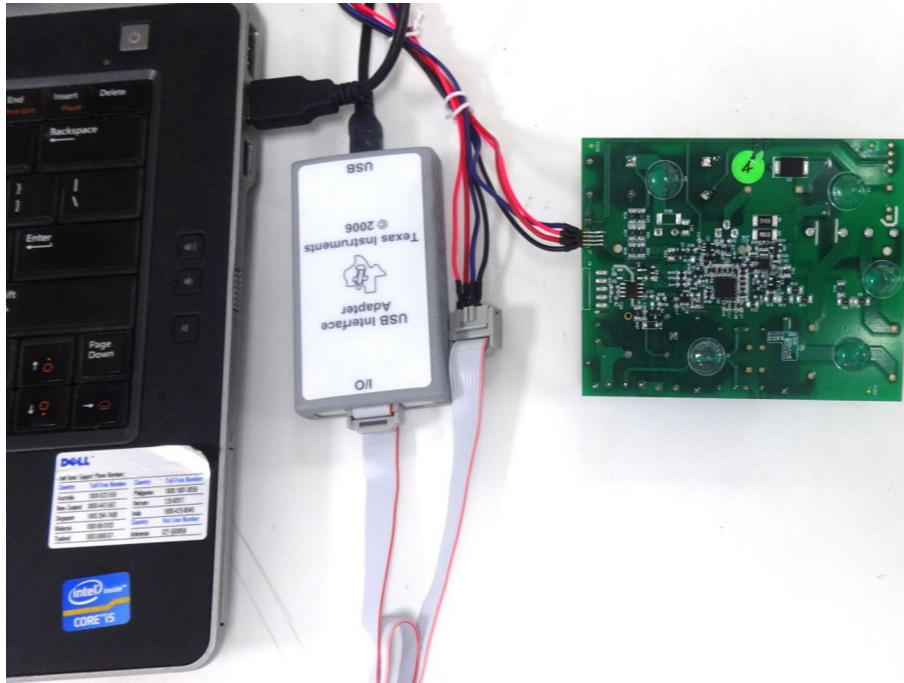


图 5. 针对 UCD3138A 进行编程的 TIDA-00707 装置

注： 在图 5 中，与电路板相连的引脚数由上至下分别为 1 至 4 个。

5.1.2.2 USB 适配器连接

1. 使用 4 条跳线电缆（一端为公头，另一端为母头）将 TIDA00707 板的连接器 J7 与 USB 接口适配器 (HPA172) 的连接器相连。表 4 列出了详细连接信息。

表 4. 执行编程的 J7 与 USB 接口适配器连接

HPA172 的连接器 引脚数目（引出）	TIDA-00707 板连接器 J7 的引脚数目（接入）
5	1
6	4
9	2
10	3

2. 将 USB 电缆的迷你连接器与 USB 接口适配器相连，同时将另一端与 PC 的 USB 端口相连。
3. HPA172 上的 LED 将会点亮。如果 LED 未点亮，拔下 USB 电缆并重新连接。如果仍未点亮，则更换新的 HPA172 USB 适配器。如果 LED 点亮，继续执行下一步。

5.1.3 步骤

1. 按照节 5.1.1 所述步骤启动 GUI。请稍候片刻，直至显示图 6 所示窗口。
2. 单击以 ROM 模式扫描器件 (Scan Device in ROM Mode) 并请稍候片刻，然后在其日志 (Log) 中检查图 6 并确认发现 ROM v2 IC v3 – UCD31xx (Found ROM v2 IC v3 – UCD31xx)。如未显示发现 ROM (Found ROM)，则单击器件 ID (Device ID)，然后单击命令程序跳转至 ROM (sendByte0xD9) (Command Program to jump to ROM (sendByte0xD9))，然后再次单击以 ROM 模式扫描器件 (Scan Device in ROM Mode)。如果发现器件，则执行下一步。

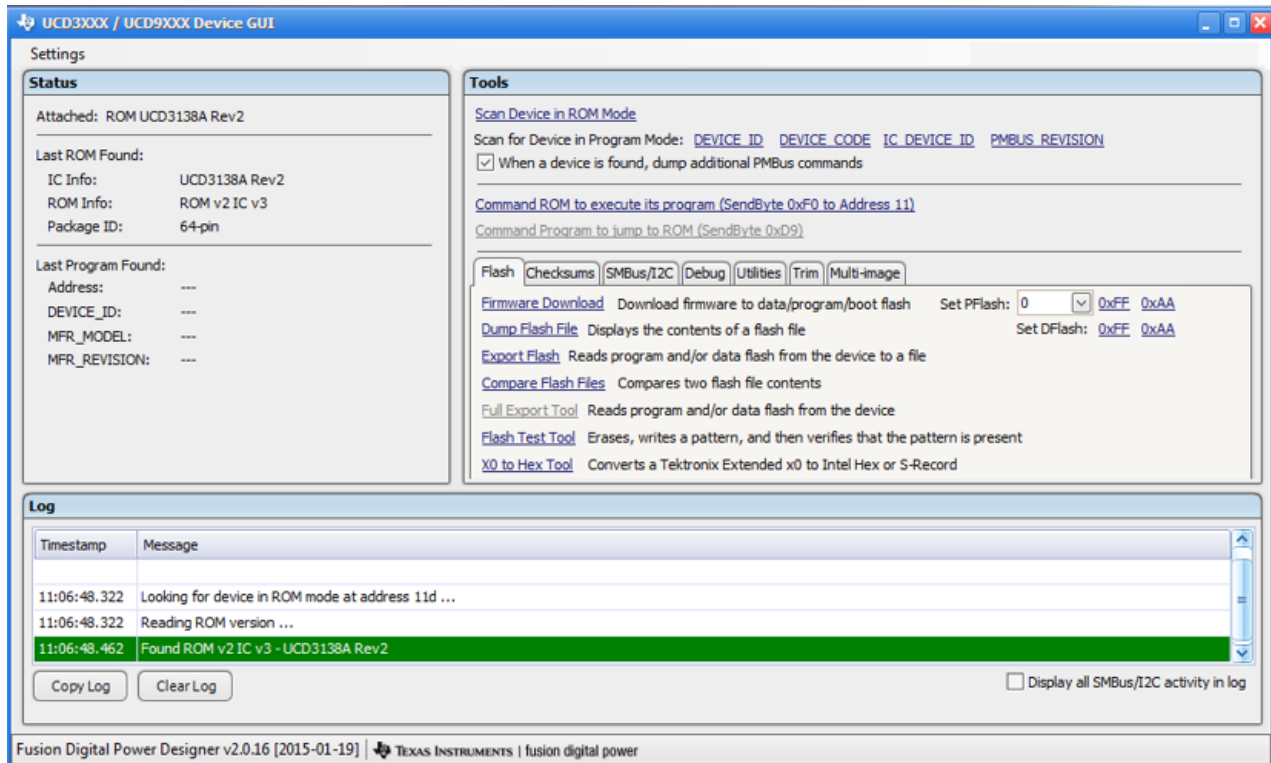


图 6. OK 指示 (发现 ROM)

3. GUI 显示图 6 所示画面，单击固件下载 (Firmware Download)，随即显示新窗口，如图 7 所示。在这个新窗口中：
 - (a) 选中下载数据闪存 (Download data flash)。如果选中请勿写入程序校验和 (DO NOT write program checksum) 单选按钮 (如图 7 所示)，PFC 上电后不会立即执行固件。单击命令 ROM 执行其程序 (Command ROM to execute its program) 来执行该程序。
 如果选中写入程序校验和 (Write program checksum) 单选按钮，PFC 上电后将立即自动执行固件。
 - (b) 单击选择文件 (Select file) 并找到软件包文件夹路径 \TIDA-00707_1.0\Debug 下的“UCD3138_PFC.x0”，然后单击下载 (Download)。
 - (c) 下载程序后，单击关闭 (Close) 将图 7 所示的窗口关闭。

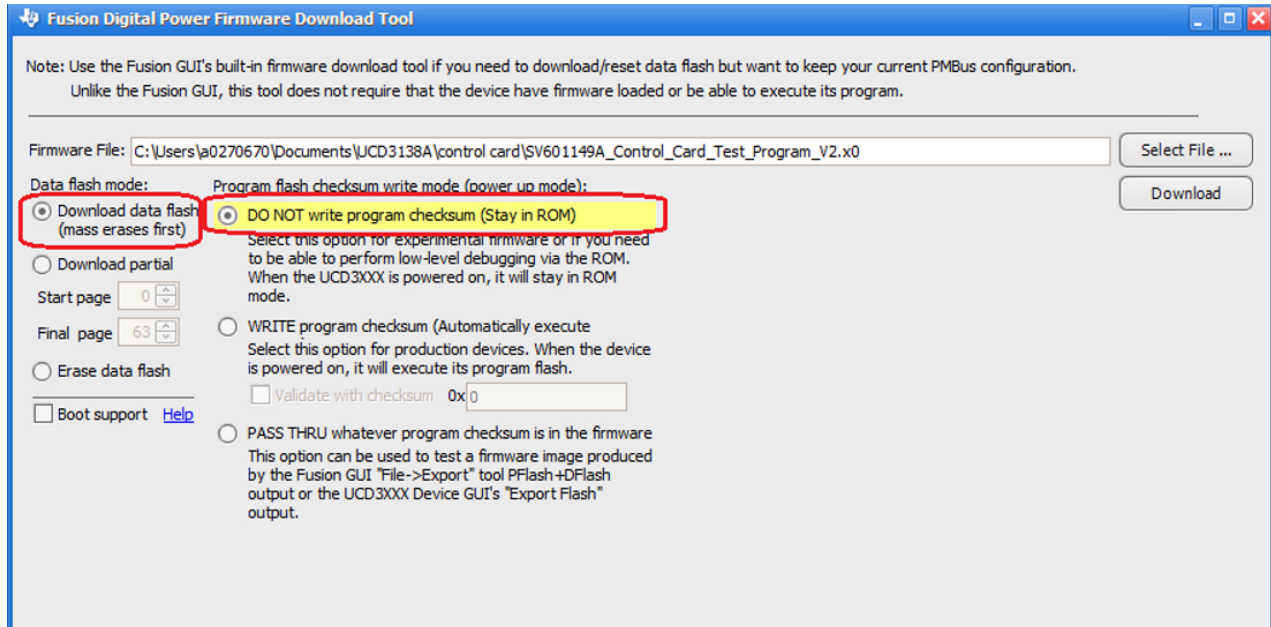


图 7. 下载固件

6 硬件入门

本节详细介绍了必要设备、测试装置以及 TIDA-00707 板的测试和检验程序指令。

6.1 测试条件

对于输入端，电源的交流电压 (V_{IN}) 范围必须为 195V 到 270V。将输入交流源的输入电流限制为 7.5A。

对于输出端，使用电子可变负载或可变电阻负载，其额定电压不得低于 400V，负载电流必须在 0mA 至 3A 范围内变化。

6.2 电路板检验所需测试设备

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

6.3 测试步骤

1. 将参考电路板的输入引脚与交流源相连。
2. 将输出引脚与电子负载相连，保持正确极性。提供 VDC 和输出的接地引脚作为测试点。这些测试点可以移除，从而为加载转换器进行适当的焊接连接，以便进行测试。
3. 将最小负载设置为 10mA 左右并保持这一水平。
4. 从 0V 开始逐渐增大输入电压，直至达到导通电压 195V。
5. 启动负载，以从 PFC 的输出引脚汲取电流。
6. 为获得平滑开关波形，需遵守启动条件。
7. 当功率不低于 900W 时，可使用外部风扇进行冷却。推荐使用低功耗、LFM 较高的风扇（如 [612NMLE](#)），同时在连接器 J3 处提供 12V 输出电压。确保风扇在 12V 额定电压且下工作且功率不超过 0.5W。
8. 在连接器 J3 处连接风扇，保持正确极性。
9. 如果未提供低功耗风扇，冷却风扇可由外部直流实验室电源供电。

7 测试结果

测试结果分为多个章节进行介绍，包括稳态性能、功能性能波形及测试数据、瞬态性能波形、热测量、传导发射测量以及浪涌和 EFT 测量。

7.1 性能数据

7.1.1 不同负载条件对应的效率和调节率

表 5 所示为 230V 交流输入对应的数据：

表 5. 不同负载条件对应的效率和调节率

V_{INAC} (V)	I_{INAC} (A)	PF	P_{INAC} (W)	i_{THD} (%)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率 (%)	调节 %
230	0.23	0.80	41.5	13.59	390.8	0.10	37.1	89.4	0.07
230	0.37	0.94	79.6	12.90	390.7	0.19	74.6	93.7	0.04
230	0.70	0.97	156.2	12.12	390.7	0.38	149.2	95.6	0.04
230	1.03	0.99	233.4	9.50	391.0	0.58	224.8	96.3	0.12
230	1.36	0.99	309.7	7.00	390.9	0.77	299.4	96.7	0.10
230	1.69	0.99	386.6	2.96	390.9	0.96	374.5	96.9	0.10
230	2.02	1.00	462.7	2.30	390.8	1.15	449.0	97.0	0.07
230	2.35	1.00	539.4	2.00	390.8	1.34	524.1	97.2	0.07
230	2.68	1.00	615.7	1.99	390.8	1.53	598.7	97.2	0.07
230	3.02	1.00	694.0	1.85	390.7	1.73	674.7	97.2	0.04
230	3.35	1.00	770.2	1.72	390.5	1.92	748.2	97.1	-0.01
230	3.68	1.00	847.1	1.58	390.4	2.11	822.2	97.1	-0.03
230	4.01	1.00	923.0	1.41	390.1	2.30	895.7	97.0	-0.11
230	4.20	1.00	997.1	1.43	390.0	2.48	967.2	97.0	-0.15
230	4.50	1.00	1034.0	1.40	390.0	2.57	1002.6	97.0	-0.16

7.1.2 待机功耗

多路交流输入电压均提到待机功耗，直流输出总线上的负载恒定不变并且可忽略不计。表 6 列出了相关结果：

表 6. 无负载功耗

V_{INAC} (VAC)	3 分钟后的 能量输入 (mWh)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	无负载输入功率 (W)
195	113.0	392	0.0	0.0	2.26
230	106.0	392	0.0	0.0	2.12
270	96.0	392	0.0	0.0	1.92

无负载功率主要受到三方面影响：

- 应用于交流输入电压感测的电阻
- 应用于直流输出总线电压感测的电阻
- 控制器和继电器的功耗

交流输入和直流输出感测电阻的功耗约为 0.55W，可通过增加电阻值使其降低。

7.2 性能曲线

7.2.1 不同负载和线路条件对应的效率和功率因数

图 8 和图 9 所示为当交流输入电压发生变化时，系统的效率和功率因数测量值。

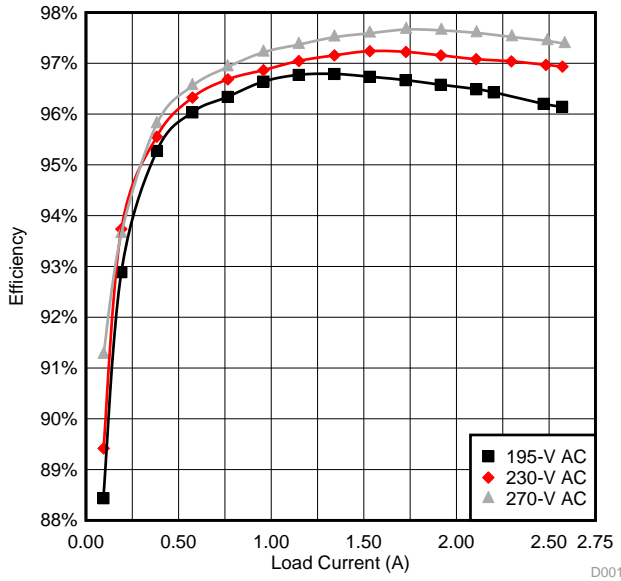


图 8. 效率与输出负载电流 (I_{out}) 间的关系

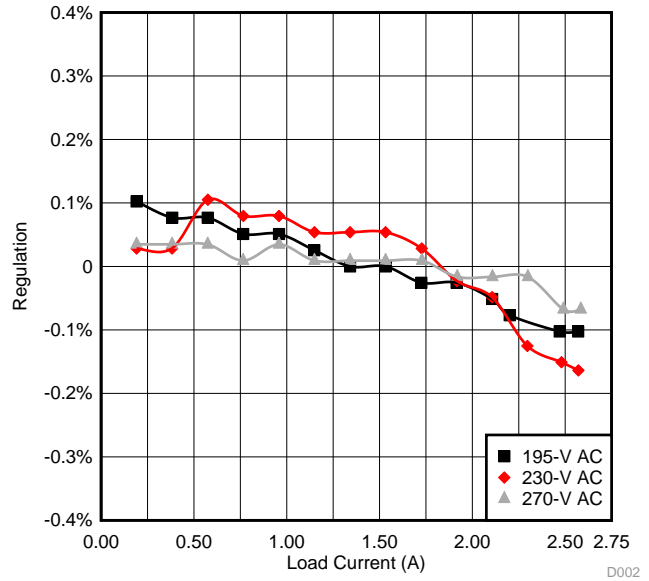


图 9. 功率因数与负载电流间的关系

7.2.2 负载和线路经调节后的输入 THD

图 10 所示为当交流输入电压发生变化时，系统输入 THD 的测量值。图 11 所示为当交流输入电压发生变化时，输出负载调节率的测量值。

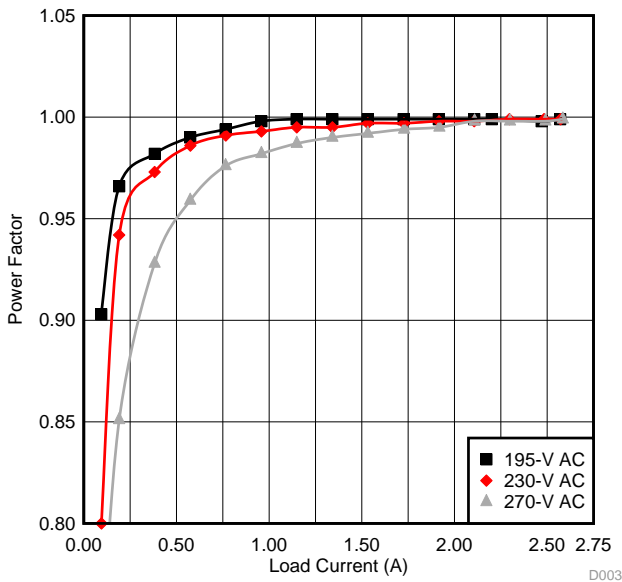


图 10. 输入 THD 随负载电流的变化

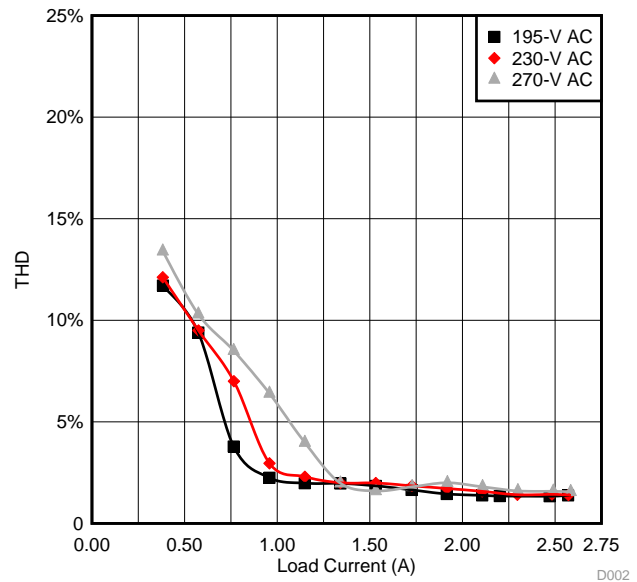


图 11. 在不同交流输入电压下，输出电压随负载电流的变化情况

7.3 功能波形

7.3.1 开关节点波形

在满载 (2.31A) 条件下, 可观察到开关节点 (SW) 处的波形和 230V 交流电压下的 PFC 电感电流。

注: 红色波形: 漏极电压, 100V/单位; 绿色波形: PFC 电感电流, 5A/单位

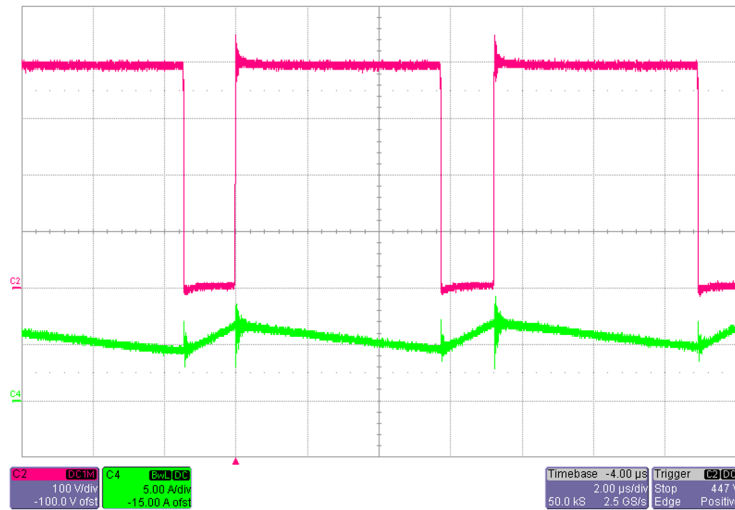


图 12. 开关节点波形和 MOSFET 电流 ($V_{INAC} = 230V$ 交流电压, 满载条件)

注: 红色波形: 漏极电压, 100V/单位; 绿色波形: 漏极电流, 5A/单位

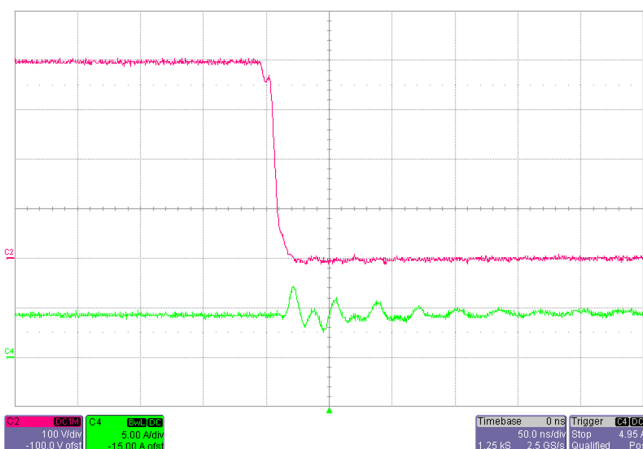


图 13. 开关节点波形导通周期 ($V_{INAC} = 230V$ 交流电压, 满载条件)

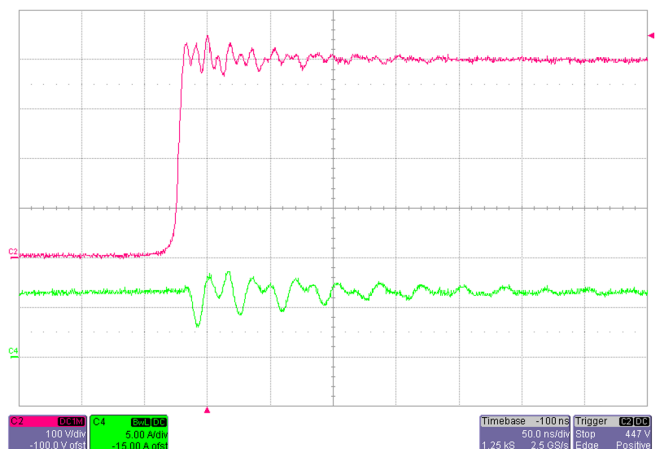


图 14. 开关节点波形关断周期 ($V_{INAC} = 230V$ 交流电压, 满载条件)

7.3.2 输入电压和电流波形

图 15 所示为在满载条件下，230V 交流电压对应的输入电流波形。

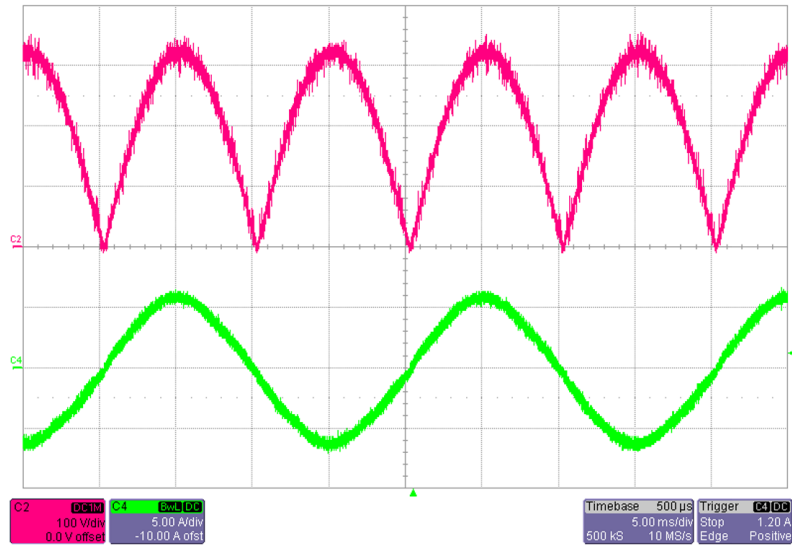


图 15. 输入电压和输入电流 ($V_{INAC} = 230V$ 交流电压, 满载条件)

7.3.3 浪涌电流波形

当交流输入电压为最大值 230V 时，观测并记录系统汲取的浪涌电流。

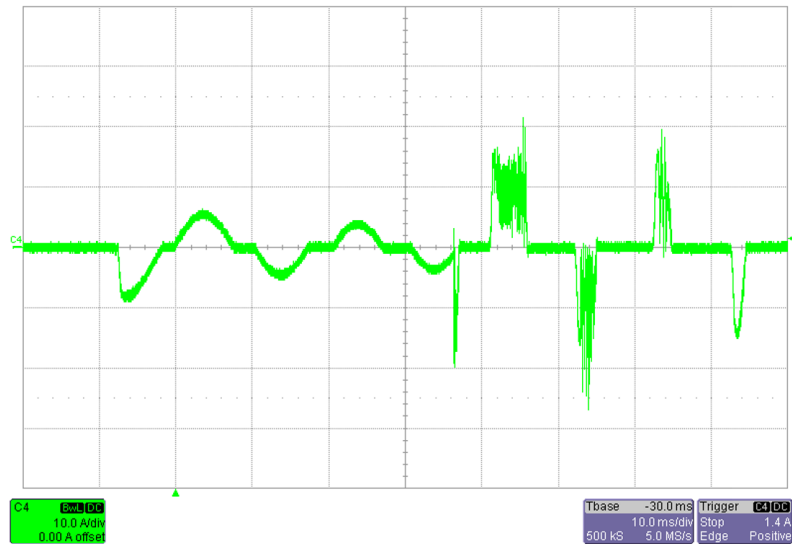


图 16. 输出电压和输入浪涌电流 ($V_{INAC} = 230V$, 满载条件)

7.3.4 输出纹波

390V 直流输出处观察到的纹波在交流电压为 230V 时加载至 2.5A。

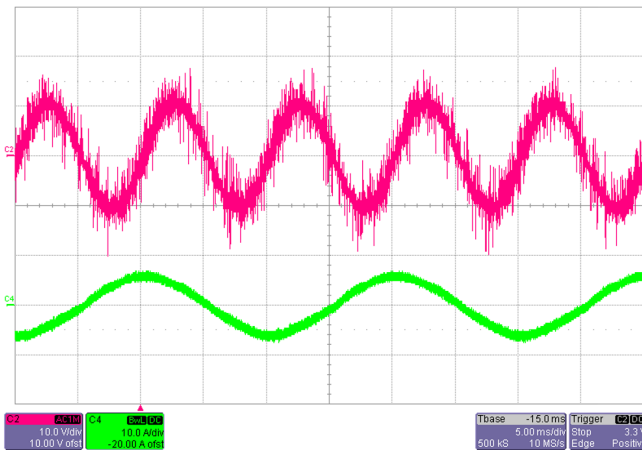


图 17. 输出电压纹波 ($V_{INAC} = 230V$ ，满载条件)

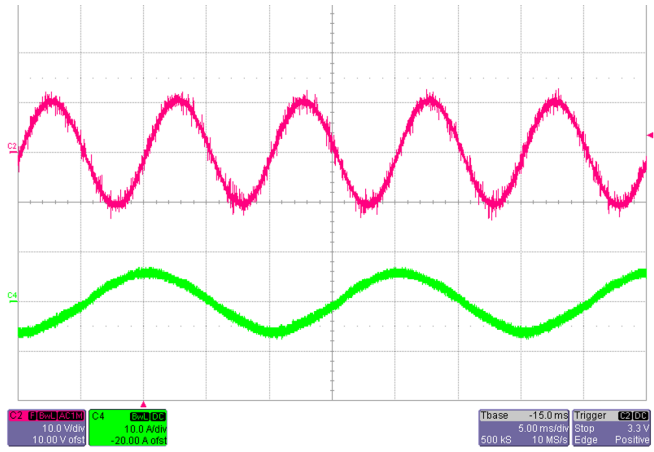


图 18. 输出电压纹波 ($V_{INAC} = 230V$ ，满载条件、仅含 50Hz 分量)

7.3.5 导通特性

满载 (2.31A) 条件下的 390V 输出导通在交流电压为 230V 时进行记录。

注： 红色波形：输出直流总线，100V/单位；绿色波形：输出电流，0.5A/单位。

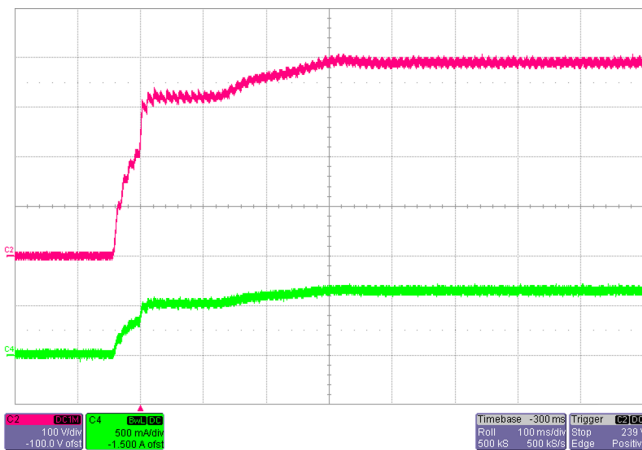


图 19. 输出导通波形 ($V_{INAC} = 230V$ ，0.5A 轻负载条件)

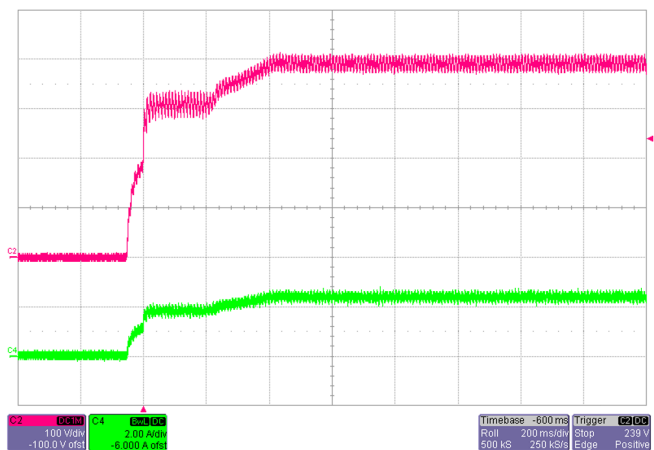


图 20. 输出导通波形 ($V_{INAC} = 230V$ ，2.56A 满载条件)

7.4 瞬态波形

7.4.1 瞬态负载响应

在导线长 0.2m 时进行开关，观测负载瞬态性能。输出负载利用电子负载进行开关。

$V_{IN} = 230V$ 交流，负载电流由 0.5A 瞬变为 2.56A；390V 输出电压对应的负载电流性能恰好相反，即由 2.56A 瞬变为 0.5A。

注：红色波形：输出电压，20V/单位，交流耦合；绿色波形：输出电流，1A/单位。

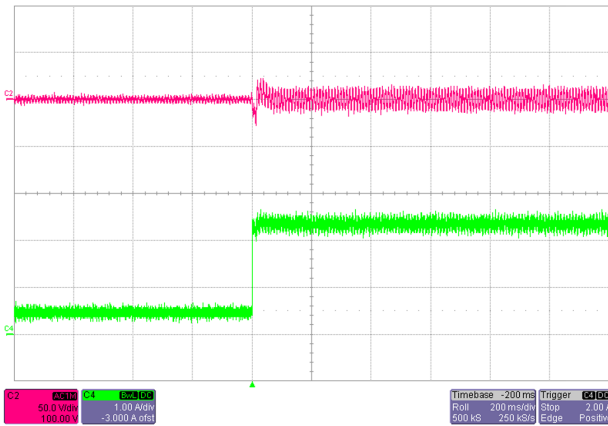


图 21. 输出电压波形（ $V_{INAC} = 230V$ ，负载电流由 0.5A 瞬变为 2.56A）

注：红色波形：输出电压，20V/单位，交流耦合；绿色波形：输出电流，1A/单位。

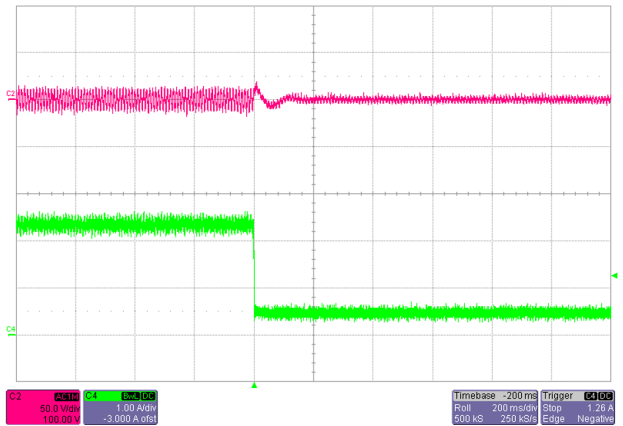


图 22. 输出电压波形（ $V_{INAC} = 230V$ ，负载电流由 2.56A 瞬变为 0.5A）

7.5 传导发射

一般而言，传导发射在满载条件下有所增加。选择该工作点测量传导 EMI。

7.5.1 输出端连接电阻负载

230V 交流输入、2.56A 电阻负载通过短引线与 PSU 相连。将预认证测试装置的传导发射性能与 EN55011 A 类限制条件进行了比较，结果令人满意。

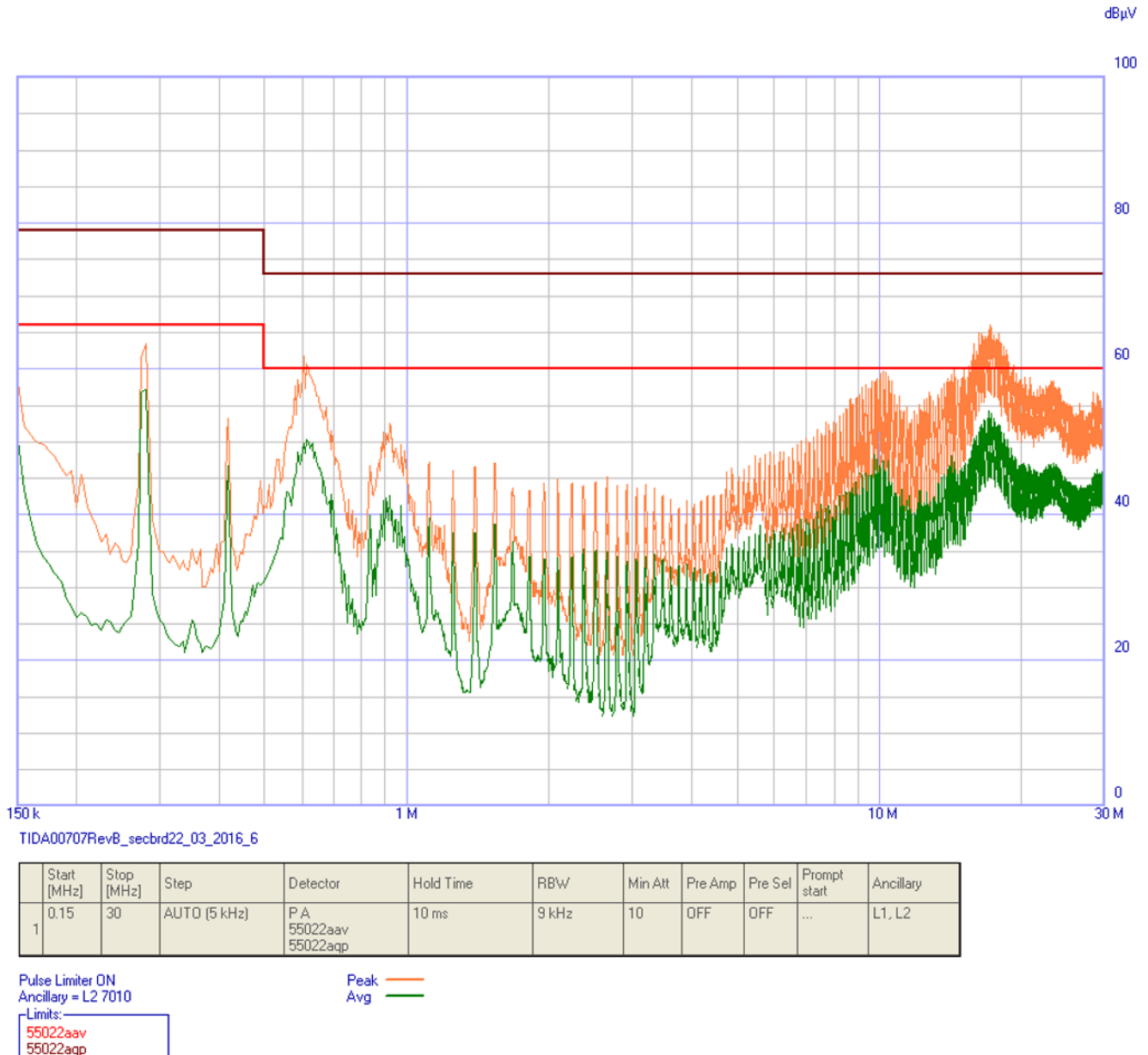


图 23. 依据 EN55011 A 类标准的传导发射

7.6 浪涌和快速瞬态测试

依据 EN55014 标准在电路板上完成浪涌和 EFT 测试表 7 列出了测试条件和测试结果。

表 7. 浪涌和 EFT 测试结果

基本标准	端口	IEC 61000-6-2/EN 50082-2 要求 ⁽¹⁾	需要符合的性能标准	测试结果
IEC/EN 61000-4-4: 快速瞬态 (突发)	交流输入	±2kV, 5kHz	B ⁽²⁾	符合性能标准 A ⁽³⁾
IEC/EN 61000-4-5: 浪涌	交流输入	±4kV 线地电压 ±2kV 线电压	B ⁽²⁾	符合性能标准 A ⁽³⁾

⁽¹⁾ 工业环境的抗扰度标准

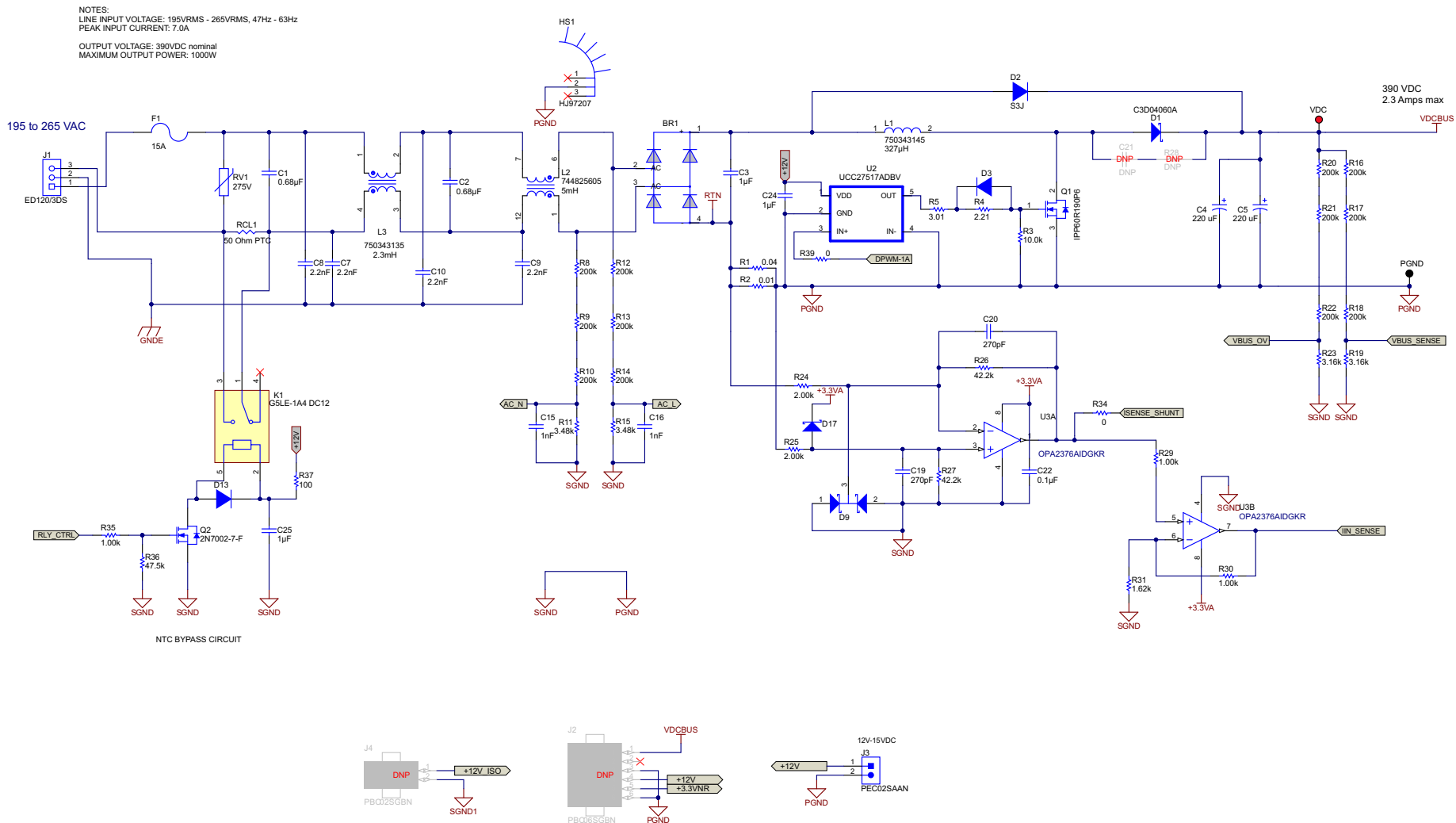
⁽²⁾ 暂时性功能损耗或性能下降现象，在干扰终止后消失

⁽³⁾ 处于设计或制造商所规定限制范围内的正常性能

8 设计文件

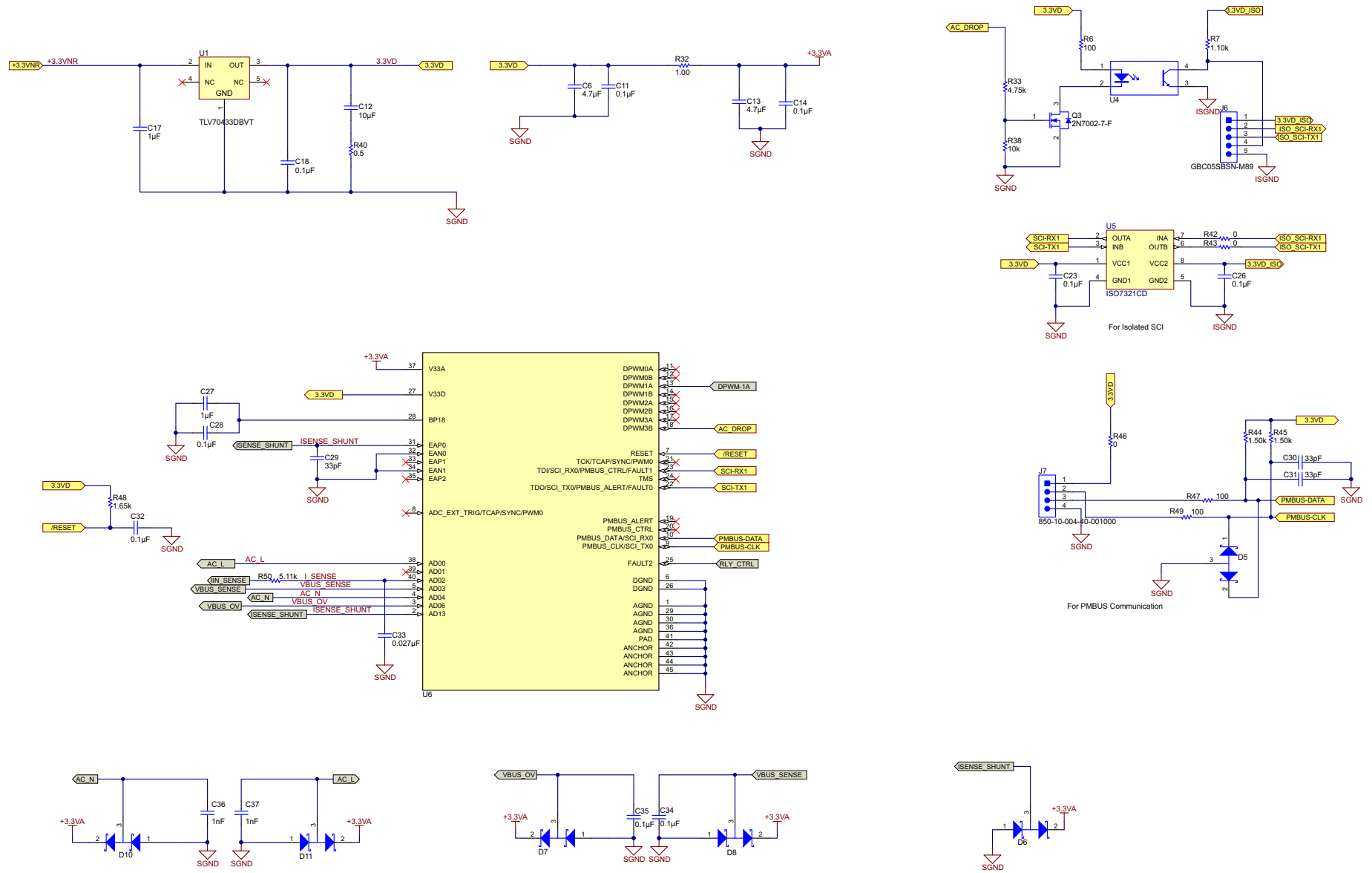
8.1 电路原理图

要下载电路原理图，请参见 TIDA-00707 的设计文件。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 24. 功率级、电流和电压感测电路原理图



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 25. 控制器和通信接口电路原理图

8.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-00707](#) 的设计文件。

8.3 PCB 布局建议

在高电流快速开关电路中，谨慎周密的PCB布局对于提供适宜的器件运行状态和设计稳健性至关重要。请注意所有开关电源布局布线中的各处细节，从而节约后续故障排除的时间。

8.3.1 功率级特定准则

功率级组件布线需要遵守以下关键准则：

- 应最大限度缩减电源路径电路的回路面积和走线长度，原因是其中存在高频开关电流。这将有助于降低 EMI 并提高转换器的整体性能。
- 尽量缩短开关节点。采用较短的最优导线宽度有助于降低寄生电感引起的振铃效应。
- 使具有高 dV/dt 电势和高 di/dt 能力的走线远离间距充足并采用接地屏蔽的敏感信号走线，或在二者之间施加屏蔽。
- 每个电源级的电源接地端和控制接地端应保持隔离在靠近给定电源级的直流输入回路或输出回路的位置将二者相连（如果以电气方式相连）。
- 如果为了共享电流而并联多个电容时，电容引脚两端应采用对称布局。如果布局不同，则串联走线阻抗较低的电容将流过更大的峰值电流并且热量上升 (i^2R)。
- 将所有电源开关组件的散热器与各自的电源接地端相连。
- 将保护器件（如瞬态电压抑制器 (TVS)、缓冲电路、电容或二极管）放置于紧靠其保护对象的物理位置，并且采用较短走线进行布线，以降低电感。
- 依据 IPC2152 标准中额定电流对应的可接受升温值以及可接受的直流和交流阻抗，选择合适的 PCB 走线宽度。走线应在电子保护器件（如熔丝或断路器）激活前耐受故障电流（如短路电流）。
- 根据适用标准的要求确定不同电路走线的间距。本参考设计遵守 UL 60950-1 安全标准，从而保持该标准中表格 2K 至 2N 定义的火线与零线以及安全接地间的爬电距离和电气间隙。
- 依据终端设备要求调节热管理。

8.3.2 UCD3138A 控制器特定准则

UCD3138A 是一款高度集成的控制器，具有大量混合信号。控制器组件和信号电路布线需要遵守以下关键准则：

- 为降低噪声耦合并避免芯片故障，将所有引脚分组，选择良好组件，确保合理连接每个引脚并将其安装于 PCB 的正确位置。
- 为避免芯片故障，对所有数字电路和模拟电路分组，数字电路的位置应彼此靠近，模拟电路同样如此，然后在其间连接走线。
- 将所有控制器支持组件放置于紧靠其连接引脚特定信号引脚处。以最短走线将组件另一端分别与 AGND 和 DGND 相连。
- 有关每个引脚的连接方式及其相关组件的详细建议，请参见 UCD3138A 数据手册（文献编号：[SLUSC66](#)）。
- 器件的参考接地引脚 AGND 或 DGND 可为公共接地端 SGND（信号接地）或独立接地端。在两种情况下，上述接地端必须为敷铜层或孤岛。如果存在独立 AGND 或 DGND 平面，将其在靠近芯片的位置相连。
- 电压和电流感测电路组件与器件间的走线应尽量缩短，目的是削弱寄生效应对于电流限值和电流/电压监测精度的影响。这些走线不得与电路板中的开关信号发生耦合。
- 将 SGND 平面和高电流接地端（主电源接地端）分别在直流 IO 电容的负引脚相连。

8.3.3 栅极驱动器特定准则

高频、高电流栅极驱动器布线需要遵守以下关键准则：

- 驱动器器件应尽量靠近电源器件放置，从而最大限度缩短栅极驱动器输出引脚与电源器件栅极间的高电流走线长度。
- 以最短走线长度在 VDD 和 GND 间放置 VDD 旁路电容，其位置应尽量靠近驱动器。这些电容支持从 VDD 汲取较大峰值电流。
- 导通和关断电流回路路径（如驱动器、功率 MOSFET 及 VDD 旁路电容）应尽量缩短，从而将杂散电感限制在最低水平。
- 最大限度降低星型连接中性点接地端与不同电流回路间的噪声耦合将驱动器 GND 与其他电路节点（如电源开关的源极）相连或在单点与 PWM 控制器的接地端相连。必须尽可能缩短连接路径，从而降低电感；同时尽量拓宽连接路径，从而降低电阻。

8.3.4 布局图

要下载板层图，请参见 [TIDA-00707](#)。

8.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00707](#)。

8.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00707](#)。

8.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00707](#)。

9 软件文件

要下载软件文件，请参见 [TIDA-00707](#)。

10 参考文献

- 德州仪器 (TI) Unitrode 电源设计研讨会 1800 《高功率因数和高效率可以兼得》（文献编号：[SLUP282](#)）
- 德州仪器 (TI) PMP5568 测试结果 《功能全面的 350W 离线电源转换器设计概述》（文献编号：[TIDU186](#)）
- 德州仪器 (TI) 研讨会 900，主题 2 《缓冲电路：理论，设计和应用》（文献编号：[SLUP100](#)）
- 德州仪器 (TI) Unitrode 电源设计研讨会，主题 1 《电源设计中的安全考量因素》（文献编号：[SLUP224](#)）
- 德州仪器 (TI) Unitrode 电源设计研讨会，SEM1800，主题 2 《了解噪声传播技术及其在开关模式电源应用中的作用》（文献编号：[PDF](#)）
- 德州仪器 (TI) UCD3138 应用报告 《设计由 UCD3138 控制的交错式 PFC》（文献编号：[SLUA712](#)）
- 德州仪器 (TI) UCD3138 应用报告 《设计由 UCD3138 控制的无桥 PFC》（文献编号：[SLUA713](#)）
- 德州仪器 (TI) 《UCD3138 数字电源外设编程人员手册》（文献编号：[SLUU995](#)）
- 德州仪器 (TI) PFC 应用报告 《利用 ZVS 或谷值开关降低 PFC 的 THD 并提升效率》（文献编号：[SLUA644](#)）
- 德州仪器 (TI) 技术简介 《测量输入功率和 RMS 电流的低成本解决方案》（文献编号：[SLYT545](#)）
- 德州仪器 (TI) 技术简介 《交流周期跳频提升 PFC 轻载效率》（文献编号：[SLYT585](#)）

11 术语

[SLYZ022](#) — TI 术语表：该术语表列出了术语及其首字母缩写词和定义并加以解释。

本文档使用的特定术语：

PWM— 脉宽调制

FET、MOSFET— 金属氧化物半导体场效应晶体管

IGBT— 绝缘栅双极晶体管

ESD— 静电放电

RMS— 均方根

12 关于作者

LATIF AMEER BABU 是德州仪器 (TI) 的一名系统架构师，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Latif 将其在电力电子、高频 DC-DC 转换器及模拟电路设计领域的丰富经验运用到实际工作中。Latif 拥有印度孟买理工学院电子电力与电源系统技术专业硕士学位。Latif 是电气电子工程师协会 (IEEE) 的成员，拥有一项美国专利。

Sun Bosheng 是德州仪器 (TI) 的一名系统工程师，负责系统解决方案和固件设计，兼管 TI 高电压电源控制器产品的开发。Sun Bosheng 于 1995 年获得中国清华大学学士学位，并于 2003 年获得美国俄亥俄州克利夫兰州立大学硕士学位，所修专业均为电子工程。Bosheng 拥有三项美国专利。

KRISHNA DORA 是德州仪器 (TI) 的一名系统工程师，负责开发面向供电和工业领域的参考设计解决方案。Krishna 将其在高功率转换器 — 太阳能和 UPS 领域的丰富经验运用到实际工作中。Krishna 于 2001 年获得印度安得拉大学学士学位，并于 2004 年获得印度理工学院所辖孟买理工学院的硕士学位，所修专业均为电子工程。他名下拥有两项美国专利。

修订版本 A 历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (April 2016) to A Revision	Page
• 已更改 自预览页面	1

关于 TI 参考设计的重要声明

德州仪器 (“TI”) 公司的参考设计仅供协助设计人员 (“设计人员”) 开发包含 TI 产品的系统。TI 未执行任何测试, 在已发布的文档中针对特定参考设计所专门描述的测试除外。

TI 提供参考设计以及任何其他技术、应用或设计建议、质量特性、可靠性数据或其他信息或服务并不会扩展或更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明, TI 提供此类参考设计或其他信息, 也不会产生任何额外的义务或责任。

TI 保留对其参考设计或其他信息进行更正、增强、改进以及其他更改的权利。

设计人员理解并同意, 设计人员仍要对设计其系统和产品时运用的独立分析、评估和判断负责, 同时全权负责保证其产品的安全性以及其产品 (以及用于设计人员此类产品的所有 TI 产品) 符合适用的所有法律法规以及适用的其他要求。设计人员表示, 对于其应用, 已具备创建或实施相关防护措施所需的所有专业知识, 能够 (1) 预料故障引发的危险后果; (2) 监视故障及其后果; (3) 降低可能引发危害的故障的几率并采用适当的措施。设计人员同意, 在使用或分发包含 TI 产品的任何系统之前, 设计人员应对此类系统进行全面测试, 并按此类 TI 产品在此类系统中的预期用途对 TI 产品的功能进行全面测试。设计人员不可将任何 TI 产品用于关乎性命的医疗设备, 除非已由各方获得授权的管理人员签署专门的合同对此类应用专门作出规定。关乎性命的医疗设备是指出现故障会导致严重身体伤害或死亡的医疗设备 (例如生命保障设备、心脏起搏器、心脏除颤器、人工心脏泵、神经刺激器以及植入设备)。此类设备包括但不限于, 美国食品药品监督管理局认定为 III 类设备的设备, 以及在美国以外的其他国家或地区认定为同等类别设备的所有医疗设备。

设计人员仅在开发包含 TI 参考设计中确定的 TI 产品的最终产品时, 才有权使用、复制及修改独立的 TI 参考设计。然而, 不会明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式授予其他任何 TI 知识产权的许可, 也不会授予 TI 或其他任何第三方的任何技术或知识产权的许可, 包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何组合设备、机器或流程相关的其他知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息不能构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用参考设计或前述的其他信息可能需要获得第三方专利权或其他知识产权的许可, 或 TI 的专利权或 TI 其他知识产权的许可。

TI 参考设计及其他前述信息均按“原样”提供, 并且可能包含错误。对于参考设计或参考设计的使用, TI 拒绝作出任何明示或暗示的担保或保证, 包括但不限于对准确性或完整性、所有权、任何常见故障担保以及试销性的任何暗示担保、对特定用途的适用性以及不侵犯任何第三方的知识产权进行保证。

对于任何索赔, 包括但不限于任何关于 TI 参考设计中所述产品的任何组合或基于此组合的侵权索赔, TI 不应承担任何责任, 也不应为设计人员提供辩护或赔偿。对于与参考设计或使用参考设计相关或由参考设计或使用参考设计而造成的任何实际、直接、特殊、附带、间接、惩罚性、偶发、从属或惩戒性损害, 不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害, TI 概不负责。

TI 半导体产品标准销售条款 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) 适用于封装的集成电路产品的销售。其他条款可能适用于其他类型 TI 产品及服务的使用或销售。

对于因设计人员不遵从本声明所述条款和内容导致的任何损害、成本、损失和/或债务, 设计人员应承担全部责任, TI 及其代表不承担任何责任。

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼, 邮政编码: 200122
Copyright © 2016 德州仪器半导体技术 (上海) 有限公司

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接权限制作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated