

TI 参考设计

具有 PFC 和 LLC 且适用于 36V 电动工具的 230V、400W 92% 高效电池充电器参考设计



TI 参考设计

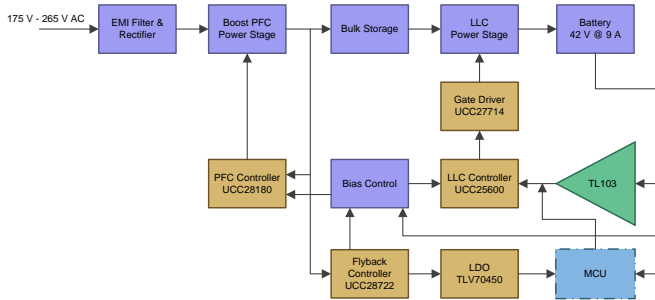
TI 参考设计为您提供所需的基础方法、测试和设计文件，以便您快速评估和定制系统。TI 参考设计可帮助您缩短产品上市时间。

设计资源

TIDA-00355	设计文件夹
UCC28180	产品文件夹
UCC25600	产品文件夹
UCC27714	产品文件夹
UCC28722	产品文件夹
TLV70450	产品文件夹



请咨询我们的 E2E 专家
WEBENCH® 计算器工具



设计特性

- 具有前端功率因数校正 (PFC) 和半桥 LLC 谐振转换器的 400W 电池充电器
- 专为 20V 至 42V 电压范围内的各类电池充电：
 - 锂离子电池、锂聚合物电池、镍镉电池和铅酸电池
- 工业电动工具中所用 10 节锂离子电池组的理想充电器
- 提供高达 9A 的连续充电电流，为电池快速充电
- 以 230V/9A 输入满载充电时的总体效率高达 92%，无需外部冷却
- 功率因数高达 0.99 以上，满足 PFC 规范以及 IEC 61000-3-2 A 类电流总谐波失真 (THD) 要求
- 未连接电池时的待机电流非常低，不到 200mW
- 采用 230mm x 80mm 的小尺寸 PCB，便于携带
- 通过外接额外的微控制器以灵活提供充电特性曲线
- 充电器的输出端具有过流和短路保护，满足安全性需求
- 满足 EN55011 A 类传导发射标准的要求

特色应用

- 无绳电动工具
- 无绳园艺工具
- 真空清洁器的
 - 电池充电器
 - 机器人割草机
 - 电动自行车



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。

All trademarks are the property of their respective owners.

1 简介

电动工具广泛应用于各类工业和家庭应用中，例如钻孔、研磨、切割、抛光、驱动紧固件以及各种园艺工具等。最常见的几类电动工具使用电动马达，另一些使用内燃机、蒸汽机、或压缩空气。

电动工具分为有绳或无绳（电池供电）两种。有绳电动工具使用市电（电网电能）为交流或直流电机供电。无绳工具使用电池来驱动直流电机。大多数无绳工具使用锂离子电池，这是行业中最先进的电池。锂离子电池能量密度大、重量轻、使用寿命长。这类电池的自放电现象相对较少

（不到镍基电池的一半），因此可为诸如电动工具这类应用提供超高电流。无绳工具使用有刷或无刷直流 (BLDC) 电机。无刷电机效率更高、维护需求更少、噪声更低且使用寿命更长。

本参考设计是一款为额定功率高达 400W 的电池供电类园艺和电动工具充电的完整电池充电器。本设计可用于为锂离子电池和锂聚合物电池充电，电压范围为 36V 至 42V，最大充电电流为 9A。本充电器可提供恒压和恒流控制，并且能够根据充电需求调整配置。

电动工具充电器通常要求以最大充电电流高效充电，未连接电池时具有低待机功耗。本设计展示了一种高性能的充电功率级，外形小巧 (230mm × 80mm)，工作电压范围为 175V 至 265V AC，可提供高达 9A 的持续电流输出并以 90% 以上的效率为电池充电。本设计满足未连接电池时不到 200mW 的低待机功耗要求。此外，本设计还外接一个额外的微控制器，以便灵活设置电压和电流，从而实现不同的充电特性曲线。

2 系统主要技术规范

表 1. 系统主要技术规范

参数	技术规范
输入电压范围	175V 至 265V AC
输出电压	42V ±2%，0 至 9A 输出电流
输出电流	9A ±5%，20V 至 42V 输出电压
电路板尺寸	230mm × 80mm
预期效率	230V 满载时 > 90%
待机功耗	输出未连接电池时，230V 时 < 500 mW
电力线谐波	符合 IEC61000-3-2 标准
传导发射	符合 EN55022 A 类标准
单片机 (MCU) 辅助电源	5V/100mA
输出电压纹波	±1V
输出电流纹波	±0.5A

3 系统描述

本设计是一款具有升压 PFC 预稳压器的 42V、400W 电池充电器电源，其采用 UCC28180 作为 PFC 控制器。主转换器级采用 LLC 配置实现，其中使用 UCC25600 作为 LLC 控制器，UCC27714 作为栅极驱动器。偏置控制器的内部辅助电源使用一款简单的低成本反激控制器 UCC28722 实现。本系统设计满足高效率、低电磁干扰 (EMI) 和低待机功耗规范。

该充电器的输入电压范围为 175V 至 265V AC，用于为充电参数高达 36V/9A（最大值）的电池充电。本设计采用紧凑型设计，虽外形小巧 (230mm × 80mm)，但功率高达 400W。本设计满载时的工作效率高达 92% 左右，电压和电流的稳定度在 ±3% 以内。

电路前端的 EMI 滤波器满足 EN55022 A 类传导发射水平的要求。该滤波器连接以连续导通模式 (CCM) 运行的有源升压 PFC 级。该 PFC 级通过大容量存储电容来应对线路中的压降问题，从而将直流总线电压稳定在 400V。该充电器的隔离功率级是一款 LLC 谐振转换器，满载时的工作频率非常接近谐振频率。在充电器的恒压和恒流区域内，工作频率将超过谐振频率（轻负载）。恒压/恒流 (CV/CC) 反馈通过 TL103W（集成有双运放和 2.5V 基准电压）实现。本系统经过设计，满足未连接电池时的待机功耗低于 200mW 的需求。这一目标通过一个简单的逻辑电路来实现，该电路会在电池未连接时禁用 PFC 和 LLC 功率级。

反激偏置电源由 UCC28722 搭配双极结型晶体管 (BJT)（用作开关元件）构建而成，成本非常低。该偏置电源还用于为外接 MCU 供电。该 MCU 可以选择用作附加卡，以便更加精确地控制充电特性曲线。

本参考设计中的各种参数（例如稳定度、效率、EMI 信号、输出纹波、启动和开关应力）均已经过测试并记录。

4 框图

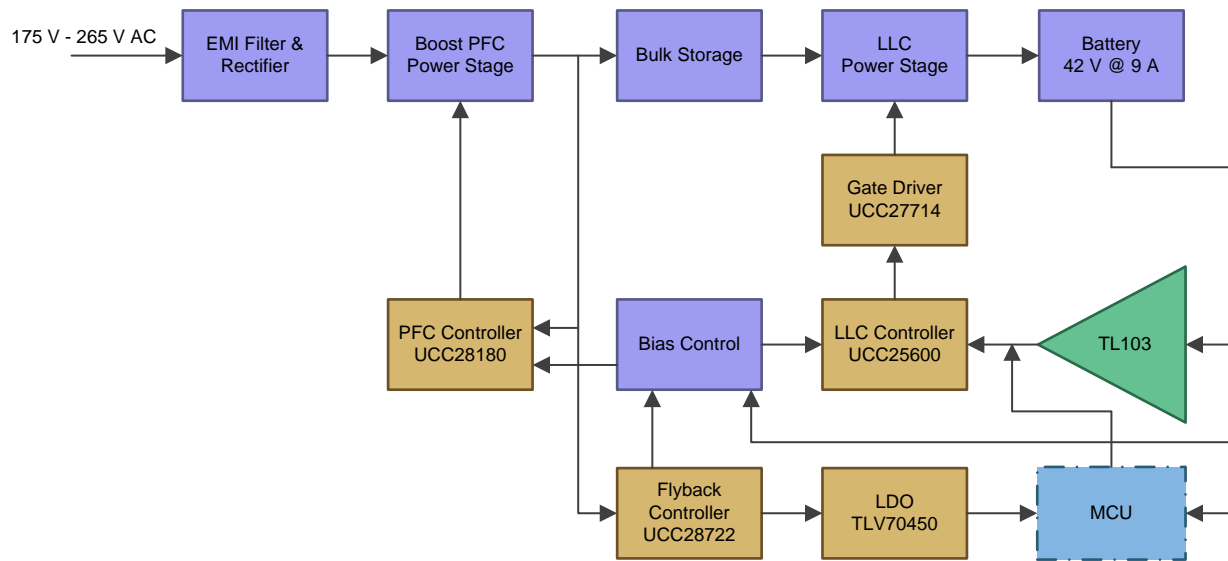


图 1. 具有 PFC 和 LLC 的 400W 电源的框图

4.1 400W 充电器中使用的主要产品及关键优势

下面将介绍本参考设计中使用的主要产品，并阐述为本参考设计选择器件时所关注的特性。有关各主要器件的完整信息，可参见相关产品数据表。

4.1.1 UCC28180 – PFC 控制器

为了实现功率为 400W 的高性能、小尺寸 PFC 设计，UCC28180 是控制器的理想之选，因为它具备一系列优势，能够满足新一代电工工具的低 THD 需求。

UCC28180 是一款频率可编程的超高性能、CCM 紧凑型、8 引脚 PFC 控制器。其工作频率不但可编程，而且范围非常广，为进行高频设计以优化组件提供了灵活性。其平衡电流回路有助于在中等负载到满负载（50% 至 100%）范围内实现低于 5% 的 THD。其电流敏感阈值有所降低，允许使用较小的分流电阻（阻值低 50%），从而在保持低 THD 的同时降低功耗。该器件集成有驱动电流为 2A/1.5A 的快速集成栅极驱动器，无需外接栅极驱动器。

此外，UCC28180 还有一套完整的系统保护功能，例如软过电流、逐周期电流限制、输出过压保护、VCC 欠压闭锁 (UVLO) 以及引脚开路保护 (ISENSE, VSENSE)。

这些功能可显著提高可靠性，并进一步简化设计。

4.1.2 UCC25600 — LLC 控制器

电动工具设计通常具有高频率 DC/DC 转换、高效率和小尺寸等要求。UCC25600 LLC 控制器是高功率谐振电源设计的理想之选，因为它拥有高功率水平的高性能高效率 DC/DC 转换方面的全部关键优势。

UCC25600 是一款专为离线 DC/DC 应用设计的简易 8 引脚谐振模式 控制器。UCC25600 控制器采用 LLC 谐振半桥拓扑结构，工作时可实现零电压开关 (ZVS)，从而提供高效的电压转换操作，并且几乎可消除全部的开关损耗。该控制器采用调频控制，具有可编程的死区时间控制、50ns 精度设定值和严格的频率容差，因此无需进行冗余设计，从而节省了系统成本。此外，UCC25600 还有一套完整的系统保护功能，例如过流、过温、过压保护和偏置电压过压保护 (OVP) 和 UVLO，可显著提高可靠性，并进一步简化设计。其最小和最大开关频率可独立编程设定，这一独特特性可防止 ZCS 区域操作，并在轻负载条件下限制开关损耗。其集成的突发模式操作有助于在轻负载和无负载条件下保持稳定。

4.1.3 UCC27714 — 栅极驱动器

LLC 转换器的实现需要驱动两个采用半桥配置运行的 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。

UCC27714 可为半桥 LLC 实现提供所有必备特性。其工作电压最高可达 600V，再搭配 4A 的驱动电流，可轻松实现 LLC 半桥驱动电路。其传播延迟（典型值 90ns）和通道间延迟匹配（最长 20ns）特性相比同类产品 中较为出色，有助于将高频 LLC 应用中的脉冲失真 降至最低。

4.1.4 UCC28722 — 反激控制器

为实现超低功耗并优化电路板空间以满足辅助电源所需，推荐使用 UCC28722 这款器件，它能够 满足偏置电源的需求。UCC28722 解决方案的主要价值在于降低总成本。本参考设计的优势体现在 无需反馈组件并提高了开关频率，而且 VDD 范围也有所扩展，有助于减小功率级组件的尺寸。此外，该 解决方案能够以极低的系统解决方案成本轻松满足 <50mW 的待机功耗。

5 系统设计原理

本参考设计具有功率因数校正功能，可利用 230V AC 输入提供 400W 功率，主要面向 175V 至 265V AC 范围内的国家特定线路电压。UCC28180 控制一个 PFC 升压前端，而 UCC25600 LLC 谐振半桥将 PFC 输出转换为单独的 42V 和 9A。在满载条件下，230 V AC 输入时的总体系统效率为 92%，175V AC 输入时的总体系统效率为 90% 以上。此外，本参考设计还内置多种保护功能，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参考设计的亮点所在。

5.1 PFC 稳压器级设计

功率因数校正功能可对电源的输入电流进行整形，从而以最大限度提高市电的实际可用功率。此外，应确保 PFC 符合低谐波（低 THD）法规要求（例如 IEC61000-3-2），这一点很重要。目前，有两种工作模式已被广泛应用于 PFC 实现。对于高功耗电路，选择的拓扑结构是运行于 CCM 下且具有平均电流模式控制的升压转换器。对于低功耗应用，通常采用临界导电模式 (CrCM) 升压拓扑结构。

对于高功耗水平，例如 400W，建议使用 CCM 操作，因为其峰值电流和 RMS 电流都较低。低电流可显著降低 MOSFET、二极管和电感器的应力。此外，滤波操作也会变得更加容易，因为通过升压电感的电流会变得更加连续。最后一点，开关频率在 CCM 操作下会保持恒定，因此升压电感设计和 EMI 滤波器设计都会变得更加容易。

UCC28180 在 CCM 下以固定频率运行，只需使用极少的外部元件即可实现大功率 PFC 预稳压器。下面将介绍本参考设计的设计过程和元件选择。所有设计相关计算均可在 Excel® 文件“TIDA00355_PFC.xls”（可从 <http://www.ti.com/tool/TIDA-00355> 获取）中完成。

5.1.1 电路组件设计

5.1.1.1 设计参数

表 2. PFC 功率级设计的设计参数

参数		最小值	典型值	最大值	单位
输入					
V_{IN}	输入电压	175		265	V AC
f_{LINE}	输入频率	47		63	Hz
输出					
V_{OUT}	输出电压		397		VDC
P_{OUT}	输出功率			400	W
	线路稳定度			5%	
	负载稳定度			5%	
PF	目标功率因数		0.99		
η	目标效率		96%		

5.1.1.2 电流计算

输入保险丝、桥式整流器和输入电容基于输入电流计算进行选择。首先，确定最大平均输出电流 $I_{OUT(max)}$ ：

$$I_{OUT(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{OUT}}$$

$$I_{OUT(max)} = \frac{400}{397} = 1.0 \text{ A} \quad (1)$$

最大输入 RMS 线路电流 $I_{IN_RMS(max)}$ 使用表 2 中的参数以及效率和功率因数初始假设值进行计算:

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{\eta \times V_{IN(min)} \times PF}$$

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{400}{0.96 \times 175 \times 0.99} = 2.41 \text{ A} \quad (2)$$

$$I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} \times I_{IN(max)}$$

$$I_{RIPPLE} = 0.3 \times (\sqrt{2} \times 2.41) = 1.02 \text{ A} \quad (3)$$

假设纹波为 1.5%

$$V_{IN_RIPPLE} = \Delta V_{RIPPLE_IN} \times V_{IN_RECTIFIED(min)}$$

$$V_{IN_RIPPLE} = 0.015 \times (\sqrt{2} \times 175) = 3.71 \text{ V} \quad (4)$$

现在, 可以计算输入 X 电容的推荐值:

$$C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8 \times f_{sw} \times V_{IN_RIPPLE}}$$

$$C_{IN} = \frac{1.02}{8 \times 98 \times 7.43} = 0.360 \mu\text{F} \quad (5)$$

使用标准值为 0.47 μF X2 薄膜电容。

5.1.1.3 升压电感

工作占空比是已整流输入电压的函数, 并且将在半线周期内持续变化。占空比 $DUTY_{(max)}$ 可在最低输入电压的峰值处计算:

$$DUTY_{(max)} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_RECTIFIED(min)}}{V_{OUT}}$$

$$DUTY_{(max)} = \frac{397 - (1.414 \times 175)}{397} = 0.377 \quad (6)$$

升压电感的最低值基于最低占空比 0.377 下可接受的纹波电流 I_{RIPPLE} 进行计算:

$$L_{BST(min)} \geq \frac{V_{OUT} \times D \times (1-D)}{f_{sw} \times I_{RIPPLE}}$$

$$L_{BST(min)} \geq \frac{397 \times 0.377 \times (1-0.377)}{(98 \times 1.02)} = 932 \mu\text{H} \quad (7)$$

升压电感使用的实际值为 1000 μH 。

5.1.1.4 输出电容

输出电容 C_{OUT} 的大小应满足转换器的保持需要。假设下转换器要求 PFC 级的输出不得低于 280V (即 $V_{OUT_HOLDUP(min)}$), 那么在一个线周期 ($t_{HOLDUP} = 1/f_{LINE(min)}$) 内, 计算得到的电容最小值为:

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2 \times P_{OUT(max)} \times t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT_HOLDUP(min)}^2}$$

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2 \times 400 \times 20 \text{ ms}}{(397^2 - 280^2)} = 202 \mu\text{F} \quad (8)$$

考虑到电容容差，因此选择 220 μ F 的电容。

5.1.1.5 开关元件

通过开关 FET 的漏源 RMS 电流 I_{DS_RMS} 的计算公式如下

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

$$I_{DS_RMS} = \frac{400}{247} \times \sqrt{2 - \left(\frac{16 \times 247}{3 \times \pi \times 397} \right)} = 1.57 \text{ A} \quad (9)$$

对于电流设计，选择 500V/12A 的 AOTF12T50P MOSFET。根据终端设备的设计降额需求，可以考虑选用额定电压较高的 FET (600V/650V)。

本参考设计中开关 MOSFET 的传导损耗使用 100 $^{\circ}$ C 时的 $R_{DS(on)}$ （可在器件数据表中找到）和计算得出的漏源 RMS 电流 (I_{DS_RMS}) 进行估算：

$$P_{COND} = I_{DS_RMS}^2 \times R_{DS(on)}$$

$$P_{COND} = 1.568^2 \times (0.7) = 1.73 \text{ W} \quad (10)$$

开关损耗使用 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}) 进行估算。

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

$$P_{SW} = 98 \times \left[0.5 \times 397 \times 3.4 \times (12 \text{ ns} + 6 \text{ ns}) + 0.5 \times 68 \text{ pF} \times 397^2 \right] = 1.71 \text{ W} \quad (11)$$

总 FET 损耗：

$$P_{COND} + P_{SW} = 1.73 + 1.71 = 3.44 \text{ W} \quad (12)$$

为 MOSFET 使用一个适当尺寸的散热器。

5.1.1.6 升压二极管

输出二极管的阻断电压应高于转换器的输出过电压，平均电流应与 $I_{OUT(max)}$ 相同。选择的输出二极管为一款 600V/5A 的二极管 BYV25FX-600。

二极管损耗基于 125 $^{\circ}$ C 时的正向压降 V_F 和二极管的反向恢复电荷 Q_{RR} 进行估算：

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

$$P_{DIODE} = 1.5 \times 1.0 + 0.5 \times 98 \times 397 \times 13 \text{ nC} = 1.75 \text{ W} \quad (13)$$

5.1.1.7 感测电阻

为了适应非线性功率限值的增加，选择感测电阻 R_{SENSE} 时应确保其会在电流超出最大峰值电感电流 10% 时触发软过流，将使用 ISENSE 引脚的最小软过流阈值， ISENSE 的 V_{SOC} 等于 0.265V。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{SOC}(\text{min})}}{I_{\text{L_PEAK}(\text{max})} \times 1.1}$$

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{0.259 \text{ V}}{3.91 \text{ A} \times 1.1} = 0.06 \Omega \quad (14)$$

选择的 R_{SENSE} 为 0.05Ω。

必须计算感测电阻 P_{RSENSE} 上的功率消耗：

$$P_{\text{RSENSE}} = I_{\text{IN_RMS}(\text{max})}^2 \times R_{\text{SENSE}}$$

$$P_{\text{RSENSE}} = 2.41^2 \times 0.05 = 0.29 \text{ W} \quad (15)$$

当通过感测电阻的电流导致 R_{SENSE} 两端的电压等于 V_{PCL} 阈值时，将触发峰值电流限制 (PCL) 保护功能。为分析最坏情况，使用最大的 V_{PCL} 阈值：

$$I_{\text{PCL}} = \frac{V_{\text{PCL}(\text{max})}}{R_{\text{SENSE}}}$$

$$I_{\text{PCL}} = \frac{0.438 \text{ V}}{0.05} = 8.76 \text{ A} \quad (16)$$

为保护 ISENSE 引脚免受浪涌电流损害，将一个 220Ω 的电阻 R_{ISENSE} 与 ISENSE 引脚串联在一起。在器件旁放置一个 1000pF 的电容以改善 ISENSE 引脚的抗噪性能。

5.1.1.8 输出电压设定值

为了降低功耗并尽可能减小对标称电压设定值的影响，顶部电压反馈分压电阻 R_{FB1} 使用 $9.96\text{M}\Omega$ 。由于每个电阻两端允许的最大电压受限，因此将多个电阻串联。使用 5V 内部基准 V_{REF} 时，选择底部分压电阻 R_{FB2} 以满足输出电压设计目标。

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF} \times R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

$$R_{FB2} = \frac{5\text{V} \times 9.96\text{M}\Omega}{397\text{V} - 5\text{V}} = 127\text{k}\Omega \quad (17)$$

当输出电压超过标称电压设定值 5%（即， V_{SENSE} 的电压为基准电压 V_{REF} 的 105%）时，会检测到输出过压问题。

$$V_{OUT(ovd)} = V_{OVD} \times \left(\frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \right)$$

$$V_{OUT(ovd)} = (1.05 \times 5) \times \frac{9.96\text{M}\Omega + 127\text{k}\Omega}{127\text{k}\Omega} = 417\text{V} \quad (18)$$

当输出电压超过低于标称电压设定值 5%（即， V_{SENSE} 的电压 V_{REF} 为基准电压的 95%）时，会检测到输出欠压问题。

$$V_{OUT(ulp)} = V_{UVD} \times \left(\frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \right)$$

$$V_{OUT(ulp)} = (0.95 \times 5) \times \frac{9.96\text{M}\Omega + 127\text{k}\Omega}{127\text{k}\Omega} = 377.3\text{V} \quad (19)$$

在 V_{SENSE} 上添加一个较小电容来滤除噪声。限制滤波电容的值，将 RC 时间常量限制在 $10\mu\text{s}$ 左右，以免导致对输出电压偏差的控制响应时间严重缩短。

$$C_{VSENSE} = \frac{10\mu\text{s}}{R_{FB2}} = 82\text{pF} \quad (20)$$

5.1.1.9 控制环路补偿

电压误差放大器使用零点 f_{ZERO} （在 f_{PWM_PS} 极点处）和极点 f_{POLE} （在 20Hz 处）进行补偿，以抑制高频噪声并衰减增益幅值。理想的总电压环路交叉点 f_v 在 10Hz 处。应相应地选择电压误差放大器的补偿元件。

5.2 LLC 转换器级设计

随着对高功率密度电源需求的增加，转换器设计的开关频率也会有所增大。尽管元件尺寸会随着开关频率的增大而减小，但器件的开关损耗（与频率成正比）会明显增多，进而严重影响效率。谐振转换器采用软开关技术，能够减轻开关损耗问题，从而保持高效率。此外，软开关技术还有助于在轻负载条件下实现低损耗、极低器件应力，并减少 EMI。

主要的三类谐振转换器包括串联谐振转换器 (SRC)、并联谐振转换器 (PRC) 和两者的组合，串并联谐振转换器 (SPRC)。其中，最简单且最常用的谐振转换器是 LLC 串联谐振转换器。

LLC 谐振转换器基于 SRC。通过使用变压器的磁化电感，可在较宽的输入电压和负载范围内实现零电压开关。

在多谐振作用下，即使开关频率高于或低于谐振频率时，也可以保持零电压开关。当转换器在标称输入电压下的工作频率接近其谐振频率时，可获得最佳效率。随着开关频率的降低，电压增益会显著增加。这样可使转换器的电压在输入电压下降时仍保持稳定。这些特性使得转换器非常适合于高压升压 PFC 预稳压器的输出操作，允许它在短暂的交流线路电压降低过程中保持电压稳定。

UCC25600 是一款引脚数较低的低成本 LLC 控制器，只需极少的元件即可发挥出色的系统性能。此外，控制器还具有全套的系统保护功能，其中包括过流、UVLO、偏置电源 OVP 和过温保护。下面将介绍本参考设计的设计过程和元件选择。所有设计相关计算均可在 Excel 文件“TIDA00355_LLC.xlsx”（可从 <http://www.ti.com/tool/TIDA-00355> 获取）中完成。

5.2.1 设计参数

表 3. LLC 功率级设计的设计参数

参数		最小值	典型值	最大值	单位
输入					
V_{INDC}	输入电压	375	397	410	VDC
输出					
V_{OUT}	输出电压		42		VDC
P_{LIMIT}	输出功率限制			400	W
P_{OUT}	最大输出功率		390		W
f_{swnom}	标称开关频率		98.5		kHz
	线路稳定度		1		%
	负载稳定度		1		%
PF	目标功率因数		0.99		
η	目标效率		0.95		

5.2.2 设计步骤

5.2.2.1 LLC 谐振网络设计流程图

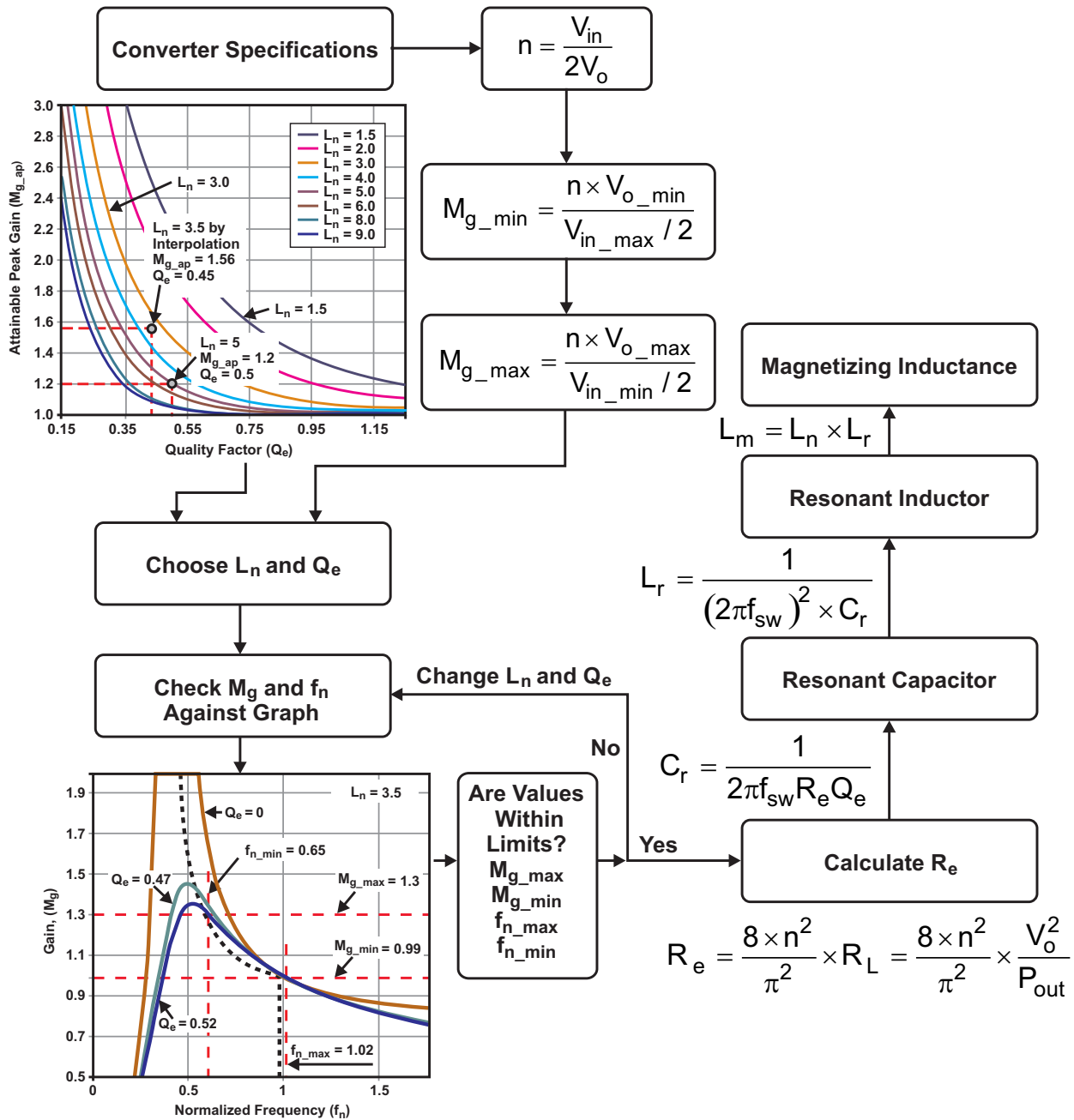


图 2. LLC 谐振网络设计流程图

5.2.2.2 确定变压器匝数比 (n)

变压器匝数比由公式 21 确定:

$$n = M_g \times \frac{V_{\text{DCIN_NOM}} / 2}{V_O} : M_g = 1 \quad (21)$$

其中, M_g 是电压增益。

查看规范值可知, 输入电压和输出电压的标称值分别为 397V 和 42V, 因此可计算匝数比

$$n = \frac{(V_{\text{DCIN_NOM}} / 2)}{V_O} = \frac{(397 / 2)}{42} = 4.72 \Rightarrow 5 \quad (22)$$

5.2.2.3 确定 M_{g_min} 和 M_{g_max}

M_{g_min} 和 M_{g_max} 可分别通过公式 23 和公式 24 确定:

$$M_{g_min} = n \times \left(\frac{V_{O_min} + V_F}{V_{\text{DCIN_max}} / 2} \right)$$

$$M_{g_min} = 5 \times \left(\frac{42 \text{ V} \times (1 - 1\%) + 0.7 \text{ V}}{410 \text{ V} / 2} \right) = 1.03 \quad (23)$$

计算这两个参数时, 使用 1% 作为线路稳定度和负载稳定度, 用于调整输出电压。假设二次侧二极管的正向压降 $V_F = 0.7\text{V}$ 。

$$M_{g_max} = n \times \left(\frac{V_{O_max} + V_F}{V_{\text{DCIN_min}} / 2} \right)$$

$$M_{g_max} = 5 \times \left(\frac{42 \text{ V} \times (1 + 1\%) + 0.7 \text{ V}}{375 \text{ V} / 2} \right) = 1.15 \quad (24)$$

为了保持在感性区域工作, 同时具备 110% 的过载电流能力, 因此将 M_{g_max} 增加至 $1.15 \times 110\% = 1.26$ 。

5.2.2.4 选择 L_n 和 Q_e

从图 3 中可以看出，如果选择 $L_n = 5$ 和 $Q_e = 0.45$ ，那么相应的 $M_{g_ap} = 1.3$ ，大于 $M_{g_max} = 1.26$ 。任何 L_n 曲线（未显示在图 3 中的曲线，例如 $L_n = 3.5$ ）均可通过内插 $L_n = 3$ 和 $L_n = 4$ 曲线获得。

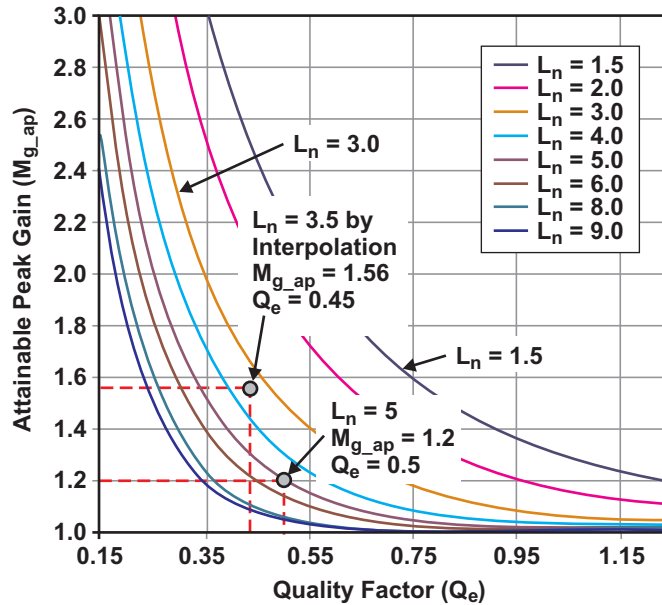


图 3. 峰值增益曲线

5.2.2.5 确定谐振网络的等效负载电阻 (R_e)

R_e 通过公式 25 确定。满负载时，

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \left(\frac{V_O}{I_O} \right)$$

$$R_e = \frac{8 \times 5^2}{\pi^2} \times \left(\frac{42}{9} \right) = 94.6 \Omega$$

(25)

5.2.2.6 确定谐振电路参数

最初为串联谐振开关选择 98kHz 的开关频率。满负载条件下的谐振电路参数通过公式 26、公式 27 和公式 28 确定。

$$C_r = \frac{1}{2 \times \pi \times Q_e \times f_o \times R_e}$$

$$C_r = \frac{1}{2 \times \pi \times 0.45 \times 98 \text{ k} \times 94.6} = 38.2 \text{ nF}$$

(26)

$$L_r = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_o)^2 \times C_r}$$

$$L_r = \frac{1}{(2 \times \pi \times 98 \text{ k}\Omega)^2 \times 38.2 \text{ nF}} = 69 \mu\text{H}$$

(27)

$$L_m = L_n \times L_r$$

$$L_m = 5 \times 69 \mu\text{H} = 345 \mu\text{H}$$

(28)

5.2.2.7 使用所选值验证谐振电路设计

为谐振电路选择的标准值如下： $L_r = 75\mu\text{H}$ 、 $C_r = 39\text{nF}$ 、 $L_m = 400\mu\text{H}$ 。

设计参数如下

- 串联谐振频率：

$$f_o = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_r \times C_r}}$$

$$f_o = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{39 \text{ nF} \times 75 \mu\text{F}}} = 93 \text{ kHz}$$

(29)

- 电感比：

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}$$

$$L_n = \frac{400 \mu\text{H}}{75 \mu\text{H}} = 5.33$$

(30)

- 满负载时的品质因数：

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e}$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{75 \mu / 39 \text{ n}}}{94.6} = 0.463$$

(31)

绘制对应于设计参数的增益曲线 (图 4)。以下是工作频率规范值：

- 串联谐振频率 $f_o = 93\text{kHz}$ 。
- M_{g_min} 处的频率 $f_{sw_max} = 110 \text{ kHz}$ 。
- M_{g_max} 处的频率 f_{sw_min} (过载 (110%) 时) = $\sim 70 \text{ kHz}$ 。

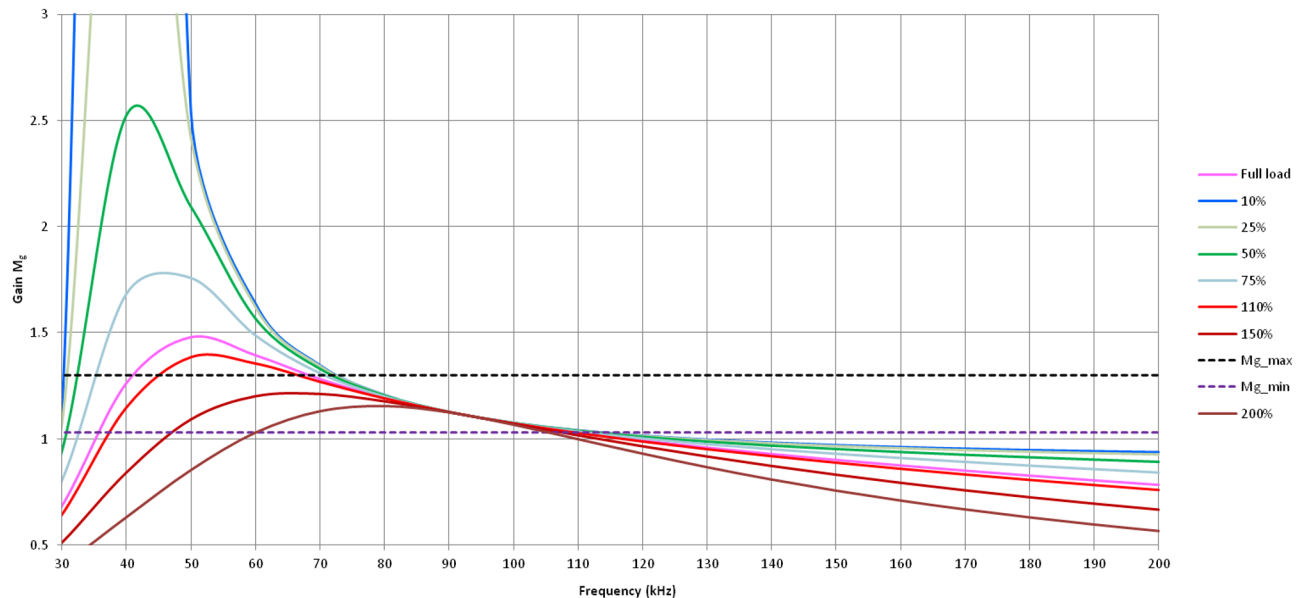


图 4. 验证谐振电路设计

5.2.2.8 确定一次侧电流

110% 过载时，一次侧 RMS 负载电流 (I_{pri}) 通过公式 32 确定：

$$I_{pri} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \left(\frac{I_o \times 110\%}{n} \right)$$

$$I_{pri} = 1.11 \times \left(\frac{9 \times 1.1}{5} \right) = 2.2 \text{ A} \quad (32)$$

RMS 磁化电流 I_m ($f_{sw_min} = 70\text{kHz}$ 时) 通过公式 33 确定：

$$I_m = 0.901 \times \left(\frac{n \times V_o}{\omega \times L_m} \right)$$

$$I_m = 0.901 \times \left(\frac{5 \times 42}{2 \times \pi \times 70 \text{ kHz} \times 400 \mu\text{H}} \right) = 1.08 \text{ A} \quad (33)$$

谐振电路电流 (I_r) 通过公式 34 确定：

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{pri}^2}$$

$$I_r = \sqrt{2.2^2 + 1.08^2} = 2.45 \text{ A} \quad (34)$$

这也是变压器一次侧绕组在 f_{sw_min} 处的电流。

5.2.2.9 确定二次侧电流

总二次侧 RMS 负载电流是指相对于二次侧的一次侧电流 (I_{pri})：

110% 过载时，

$$I_{sec} = n \times I_{pri}$$

$$I_{sec} = 5 \times 2.2 \text{ A} = 11 \text{ A} \quad (35)$$

由于变压器的二次侧采用中心抽头配置，此电流被平均分配到二次侧的两个变压器绕组。可以计算每个绕组的电流

$$I_{sec_sw} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times I_{sec}$$

$$I_{sec_sw} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times 11 \text{ A} = 7.8 \text{ A} \quad (36)$$

相应的半波平均电流为

$$I_{sec_avg} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times I_{sec}$$

$$I_{sec_avg} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 11 \text{ A} = 4.95 \text{ A} \quad (37)$$

5.2.2.10 选择变压器

变压器可以自行构建，也可以从产品目录中购买。本例的规范值如下：

- 匝数比 (n): 5
- 一次侧电压: 450V AC
- 一次侧绕组的额定电流 I_{wp} : 2.5A
- 二次侧电压: 100V AC
- 二次侧绕组的额定电流 I_{ws} : 7.8A (中心抽头配置)
- 空载时的频率: 110kHz
- 满载时的频率: 70kHz
- 一次侧和二次侧之间的隔离: IEC60950 增强型隔离

5.2.2.11 选择谐振电感

电感可以自行构建，也可以从产品目录中购买，规范值如下：

- 串联谐振电感 L_r : 75 μ H
- 额定电流 I_{Lr} : 2.5A
- 引脚交流电压:

$$V_{Lr} = \omega \times L_r \times I_r$$

$$V_{Lr} = 2 \times \pi \times 110 \text{ kHz} \times 75 \mu\text{H} \times 2.45 \text{ A} = 127 \text{ V} \quad (38)$$
- 频率范围: 70kHz 至 110kHz

5.2.2.12 选择谐振电容

由于谐振电容 (Cr) 的频率和电流幅值均较高，因此必须选择低损耗因数 (DF) 的电感。LLC 转换器通常采用金属化聚丙烯薄膜材料制成的电容。这类电容具有非常低的 DF，能够处理高频电流。

选择电容之前，必须针对使用的开关频率对其额定电压进行降额处理。

选择的电容 (Cr) 必须满足下列附加规范值：

- 额定电流 I_{Cr} : 2.5A
- 电容两端的交流电压

$$V_{Cr} = \frac{I_r}{\omega \times C_r}$$

$$V_{Cr} = \frac{2.45 \text{ A}}{2\pi \times 70 \text{ kHz} \times 39 \text{ nF}} = 143 \text{ V} \quad (39)$$

- RMS 电压:

$$V_{Cr_RMS} = \sqrt{(V_{DCIN_max} / 2)^2 + V_{Cr}^2}$$

$$V_{Cr_RMS} = \sqrt{(410 / 2)^2 + 145^2} = 251 \text{ V} \quad (40)$$

5.2.2.13 选择一次侧 MOSFET

每个 MOSFET 均将输入电压视为其施加的最大电压：

$$V_{DS} = 1.2 \times V_{INDC_max}$$

$$V_{DS} = 1.2 \times 410 = 492 \text{ V} \Rightarrow 500 \text{ V} \quad (41)$$

谐振电容的电压产生之后，每个 MOSFET 会以稳定状态传导谐振网络的一半电流。但在最初启动和瞬变期间，每个 MOSFET 内的电流与 110% 过载时的谐振电流 (I_r) 一样高：

$$I_{DS_RMS} = I_r = 2.45 \text{ A} \quad (42)$$

MOSFET 的开关损耗可通过 ZVS 降至最低；因此，来自 MOSFET 的传导损耗会成为本参考设计的主要关注点。这意味着，应使用 R_{DS_on} 较低的 MOSFET。

本参考设计选择的 MOSFET 是 FDPF18N50，一款 500V/18A 器件。根据终端设备的设计降额需求，可以考虑选用额定电压较高的 FET (600V/650V)。

5.2.2.14 选择死区时间以确保 ZVS 操作。

在公式 43 所述的条件下，转换器具有足够的开关死区时间以实现 ZVS：

$$t_{dead} \geq 16 \times C_{eq} \times f_{sw} \times L_m \quad (43)$$

C_{eq} 主要来自 MOSFET C_{ds} 。FDPF18N50 的 MOSFET C_{ds} 约为 315pF。

$$t_{dead} \geq 16 \times 315 \text{ pF} \times 120 \text{ kHz} \times 400 \text{ } \mu\text{H}$$

$$t_{dead} \geq 242 \text{ ns} \quad (44)$$

5.2.2.15 选择二极管整流器

二极管的整流器电压额定值通过如下公式确定

$$V_{diode} = \frac{V_{DCIN_max} / 2}{2} \times 2 \quad (45)$$

二极管的电流额定值通过如下公式确定

$$I_{sec_avg} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times I_{sec}$$

$$I_{sec_avg} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 11 \text{ A} = 4.95 \text{ A} \quad (46)$$

本参考设计选择的整流二极管是 STPS20M120。

5.2.2.16 输出滤波器设计

大多数脉宽调制转换器采用的是 LC 滤波器，而在 LLC 转换器中，输出滤波器可完全由电容组成，不过也可以选用一个小型的二级 LC 滤波器。如果滤波器中只有电容，则选择时应确保整流器电流能够传导至所有交流元件。

对于负载电流 (I_o)，100kHz 左右时的电容 RMS 电流额定值的计算如下

$$I_{Co_RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} \times I_o\right)^2 - I_o^2}$$

$$I_{Co_RMS} = 0.482 \times I_o = 0.482 \times 9.0 = 4.34 \text{ A} \quad (47)$$

通常情况下，单个电容无法承受如此高的 RMS 电流，因此通常会并联多个电容，尺寸也会有所减小。

纹波电压是指每个开关周期内流入/流出电容的交流电流与电容 ESR 之积。可以假定所有电流（包括负载的直流电流）均流入/流出滤波电容，这样可以很好地估算纹波电压。为了满足 120mV 纹波电压规范值，最大 ESR 应为

$$ESR_{\max} = \frac{V_{O_pk_pk}}{I_{rect_pk}} = \frac{V_{O_pk_pk}}{\left(\frac{\pi}{4} \times I_o\right) \times 2}$$

$$ESR_{\max} = \frac{0.12 \text{ V}}{\left(\frac{\pi}{2} \times 9\right)} = 8.5 \text{ m}\Omega \quad (48)$$

电容值的选择基于下列规范值

- 电压额定值：63V
- 纹波电流额定值：4.5A（100kHz 时）
- ESR：< 8.5mΩ

为了满足 RMS 额定值，本参考设计使用 4 个 C3225X7S2A475M200AB（4.7μF，100V）电容。

5.2.3 UCC25600 控制器的元件

控制器的每个元件均遵循数据表建议进行选择。相关推荐值也可从“TIDA00355_LLC.xls”中获取，该文件位于 <http://www.ti.com/tool/TIDA-00355>。

5.2.3.1 死区时间

根据 公式 49，选择 350ns 的死区时间。DT 引脚与 GND 之间所需的电阻使用下列公式计算

$$t_d = 20 \text{ ns} + R_{dt} \times 24 \text{ ns} / \text{k}\Omega$$

$$R_{td} = \frac{350 - 20}{24} = 13.75 \text{ k}\Omega \quad (49)$$

使用标准值 13.7kΩ。

5.2.3.2 频率设置电阻

可以根据下列公式计算限频电阻：

$$I_{fmax} = \frac{6 \text{ ns}}{\left(\frac{1}{2 \times f_{max}}\right) - 150 \text{ ns}} \quad (50)$$

为在轻载条件实现突发工作模式，最高频率选择 400kHz。当控制回路需要高于 350kHz 的开关频率时，启用突发模式。

$$I_{fmax} = \frac{6 \text{ ns}}{\left(\frac{1}{2 \times 400 \text{ kHz}}\right) - 150 \text{ ns}} = 5.46 \text{ mA} \quad (51)$$

$$I_{fmin} = \frac{6 \text{ ns}}{\left(\frac{1}{2 \times f_{min}}\right) - 150 \text{ ns}} \quad (52)$$

考虑到过载条件，最低频率选择 65kHz，

$$I_{fmin} = \frac{6 \text{ ns}}{\left(\frac{1}{2 \times 70 \text{ kHz}}\right) - 150 \text{ ns}} = 0.86 \text{ mA} \quad (53)$$

最小限频电阻的计算公式如下

$$R_{fmin} = \frac{2.5 \text{ V}}{I_{fmin}}$$

$$R_{fmin} = \frac{2.5 \text{ V}}{0.86 \text{ mA}} = 2.9 \text{ k}\Omega \quad (54)$$

为了避免工作频率过低，选择的阻值为 2.34kΩ。

$$R_{fmax} = \frac{2.5 \text{ V}}{I_{fmax} - I_{fmin}}$$

$$R_{fmax} = \frac{2.5 \text{ V}}{5.46 \text{ mA} - 0.86 \text{ mA}} = 0.54 \text{ mA} \quad (55)$$

5.2.3.3 过流保护

使用图 5 所示的感测网络，可通过谐振电容两端的电压间接感测电流。

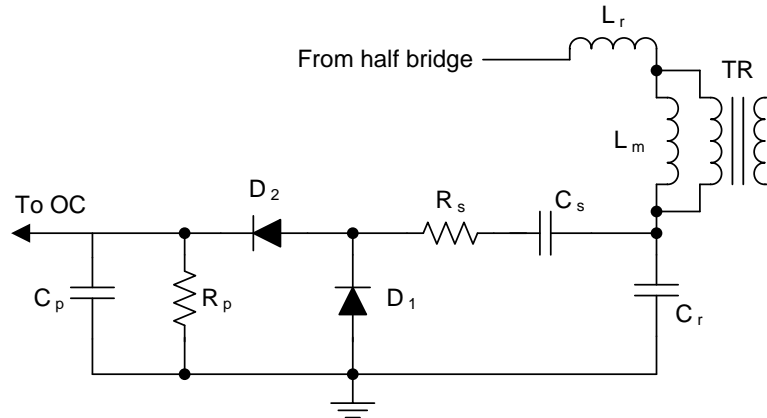


图 5. LLC 谐振转换器的电流感测

电流感测网络元件的计算如下

按照下列公式将谐振 S 电容两端的交流电压转换为电流源 R_s

$$R_s = \frac{V_{Crpk}^2}{2 \times P_{rs}}$$

$$V_{Crpk} = \frac{4 \times V_{Cr}}{\pi} = \frac{4 \times 143}{\pi} = 182 \text{ V}$$

$$R_s = \frac{182^2}{2 \times 0.05 \text{ W}} = 331 \text{ k}\Omega \quad (56)$$

选择标准值 316k Ω 。

谐振电容上的阻断直流电压如下

$$C_s = \frac{10}{R_s \times f_{min}}$$

$$C_s = \frac{10}{316 \text{ k} \times 70 \text{ kHz}} = 0.45 \text{ nF} \quad (57)$$

选择标准值 470pF。

电流源的负载电阻如下

$$R_p = \frac{R_s}{V_{Crpk}} \times \pi$$

$$R_p = \frac{316 \text{ k}}{182} \times \pi = 5.45 \text{ k}\Omega \quad (58)$$

选择标准值 5.49k Ω 。

用于滤波电容的噪声抑制，

$$C_p = \frac{10}{R_p \times f_{min}}$$

$$C_p = \frac{10}{5.49 \text{ k} \times 70 \text{ k}} = 26 \text{ nF} \quad (59)$$

选择标准值 33nF。

5.2.4 CC-CV 反馈

锂离子电池（或类似电池）的充电周期包括一个恒流阶段和一个恒压阶段。为了反映此充电行为，本参考设计包含两个反馈路径，由高度集成的运算放大器 TL103W 实现。TL103W 集成有两个精密运算放大器和一个 2.5V 基准电压，轻松实现了 CC-CV 控制环电路。

第一个反馈路径在恒压阶段通过由 R27 和 R46 构成的电阻分压网络调节电压。获得的电压将与 2.5V 的内部基准电压进行比较，用以调节控制回路。

一旦输出电流达到输出电流限值，第二个反馈路径就会在恒流阶段调节电流。输出电流限值由 R18 和 R20 这两个并联分流电阻设置。这两个电阻决定电流稳定设定值，并且必须满足功耗要求。这两个电阻两端的电压将与由 R29 和 R30 设定的基准电压进行比较。

设计人员可通过更改 R27 和 R46 的值来更改输出电压，以及通过更改 R18 和 R20 的值来更改输出电流限值。如果由分流电阻的散热过大，设计人员可增加并联分流电阻的数量，或者调整通过 R29 和 R30 设定的基准电压。

5.3 偏置电源

PFC、LLC 控制器和栅极驱动器需要依靠辅助电源来启动和运行。可以在电路板上使用 UCC28722 具有一次侧控制的准谐振/断续电流模式反激控制器来提供 1.3W 的辅助电源。该控制器提供了一套低元件数、成本相对较低的解决方案，消除了对光电耦合器和 TL431 反馈电路的需要。此外，准谐振拓扑结构可保证高效率，优化损耗问题。

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，该电路被设计为可在 100V 至 450V DC 的宽输入电压范围内运行。反激变压器有两个彼此隔离的输出绕组，分别为电路板上的不同电路供电。表 4 列出了这两个输出的设计规范值：

表 4. 偏置电源的设计规范值

参数	技术规范
输入电压范围	160V AC 至 265V AC
输出电压	13V (50mA 时) 一次侧的所有电路：PFC 控制器、LLC 控制器、栅极驱动器 UCC27714
	6.5V (100mA 时) 满足内部电路和外部微控制器的供电需求

《UCC28722/UCC28720 应用报告》（文献编号：SLUA700）中详细介绍了功率级组件（反激变压器、输出滤波电容和反馈电路）的设计。

所有设计相关计算均可在 Excel 文件“TIDA00355_Bias_Supply.xlsx”（可从 <http://www.ti.com/tool/TIDA-00355> 获取）中完成。

6 硬件入门

6.1 测试条件

输入条件:

- V_{IN} : 175V 至 265V AC
- 将输入电流限值设为 3.5A

输出:

- 可变模拟电池负载, 20V 至 42V, 0 至 9A

6.2 测试设备

- 隔离式交流电源
- 单相功率分析器
- 数字示波器
- 万用表
- 用于模拟电池的电子负载

6.3 步骤

1. 将基准电路板的输入端 (连接器 J1) 连接至交流电源。
2. 将输出端 (连接器 J3) 连接至电子负载, 确保极性正确。
3. 将最低负载设为 100mA 左右, 最低电压设为 25V。
4. 逐渐将输入电压从 0V 增加至接通电压 175V AC。
5. 接通负载, 将电压施加到充电器的输出端。
6. 观察启动条件下的平滑开关波形。

7 测试数据

7.1 效率和稳定度

7.1.1 电池断开连接时的待机功耗

在无负载条件（即，电池断开连接）下，不同输入电压下的待机功耗也会有所不同。表 5 列出了测试结果（符合目标规范）。

表 5. 待机测试结果

交流输入	输入功率（电池断开连接）
175V AC	140mW
230V AC	150mW
265V AC	170mW

7.1.2 充电器性能数据

表 6. 175V AC 时

V _{IN} (VAC)	P _{IN} (W)	PF	I _{THD}	V _O (V)	I _O (A)	P _O (W)	效率 (%)
175	0.14	-	-	0.00	0.000	0.00	0.00
175	2.80	-	-	42.37	0.000	0.00	0.00
175	8.59	0.804	44.7	42.35	0.100	4.24	49.31
175	27.28	0.939	23.1	42.35	0.500	21.18	77.63
175	50.74	0.977	15.8	42.35	1.000	42.35	83.46
175	141.90	0.997	1.3	42.33	3.000	127.00	89.50
175	233.70	0.998	2.0	42.32	5.000	211.58	90.53
175	327.20	0.999	3.2	42.30	7.000	296.10	90.50
175	422.30	0.990	13.9	42.28	9.000	380.55	90.11
175	429.80	0.989	14.9	42.28	9.150	386.90	90.02
175	410.90	0.997	7.2	40.00	9.210	368.40	89.66
175	363.00	0.998	5.9	35.00	9.220	322.70	88.90
175	314.80	0.998	4.5	30.00	9.210	276.30	87.77
175	266.50	0.998	3.5	25.00	9.200	230.00	86.30
175	218.30	0.998	2.5	20.00	9.200	184.00	84.29

表 7. 230V AC 时

V _{IN} (VAC)	P _{IN} (W)	PF	I _{THD}	V _O (V)	I _O (A)	P _O (W)	效率 (%)
230	0.17	-	-	0.00	0.000	0.00	0.00
230	1.90	-	-	42.39	0.000	0.00	0.00
230	8.77	0.723	54.1	42.37	0.100	4.24	48.31
230	26.82	0.907	24.3	42.37	0.500	21.18	78.98
230	49.77	0.942	21.1	42.36	1.000	42.36	85.11
230	140.30	0.992	2.8	42.34	3.000	127.03	90.54
230	231.20	0.996	1.9	42.32	5.000	211.62	91.53
230	323.60	0.997	2.7	42.30	7.000	296.13	91.51
230	416.00	0.994	9.4	42.28	9.000	380.56	91.48
230	423.30	0.993	9.9	42.28	9.180	388.10	91.69
230	405.10	0.997	4.0	40.00	9.250	370.00	91.34

表 7. 230V AC 时 (continued)

V _{IN} (VAC)	P _{IN} (W)	PF	I _{THD}	V _O (V)	I _O (A)	P _O (W)	效率 (%)
230	358.30	0.997	3.3	35.00	9.245	323.58	90.31
230	310.70	0.997	2.7	30.00	9.235	277.05	89.17
230	263.20	0.996	2.4	25.00	9.230	230.75	87.67
230	215.80	0.996	2.0	20.00	9.220	184.40	85.45

表 8. 265V AC 时

V _{IN} (VAC)	P _{IN} (W)	PF	I _{THD}	V _O (V)	I _O (A)	P _O (W)	效率 (%)
265	0.18	–	–	0.00	0.000	0.00	0.00
265	2.00	–	–	42.39	0.000	0.00	0.00
265	8.33	0.625	97.0	42.37	0.100	4.24	50.86
265	26.29	0.880	34.0	42.36	0.500	21.18	80.57
265	49.22	0.911	23.0	42.36	1.000	42.36	86.06
265	138.64	0.987	8.1	42.34	3.000	127.02	91.62
265	229.60	0.994	2.4	42.32	5.000	211.61	92.16
265	321.40	0.996	2.6	42.30	7.000	296.11	92.13
265	413.90	0.996	3.6	42.28	9.000	380.51	91.93
265	422.30	0.995	6.3	42.26	9.180	387.93	91.86
265	404.20	0.997	3.2	40.00	9.250	370.00	91.54
265	357.30	0.996	2.9	35.00	9.245	323.58	90.56
265	309.90	0.996	2.6	30.00	9.235	277.05	89.40
265	262.30	0.995	2.4	25.00	9.230	230.75	87.97
265	215.10	0.993	2.5	20.00	9.220	184.40	85.73

7.1.3 总系统效率

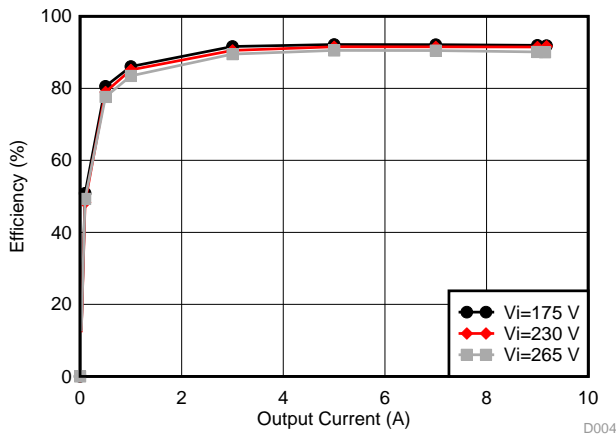


图 6. CV 操作下的效率

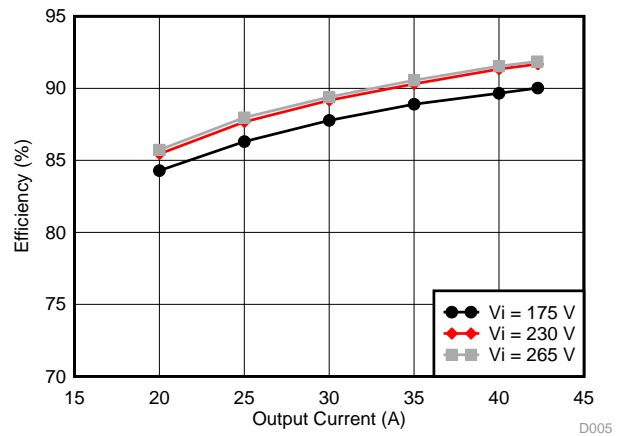


图 7. CC 操作下的效率

7.1.4 负载稳定度

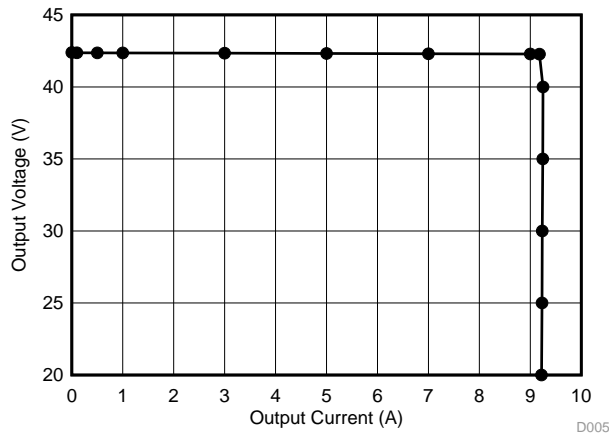


图 8. 负载稳定度

7.1.5 PFC 功率级效率

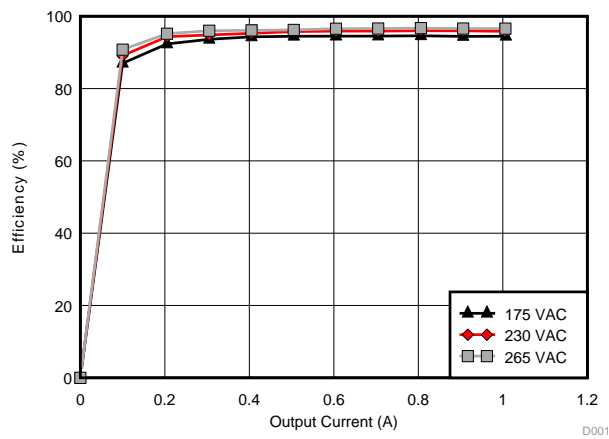


图 9. PFC 功率级效率

7.1.6 LLC 功率级效率

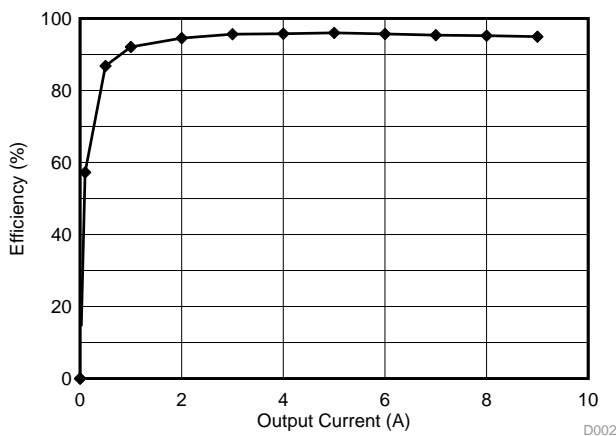


图 10. CV 操作下的 LLC 转换器效率

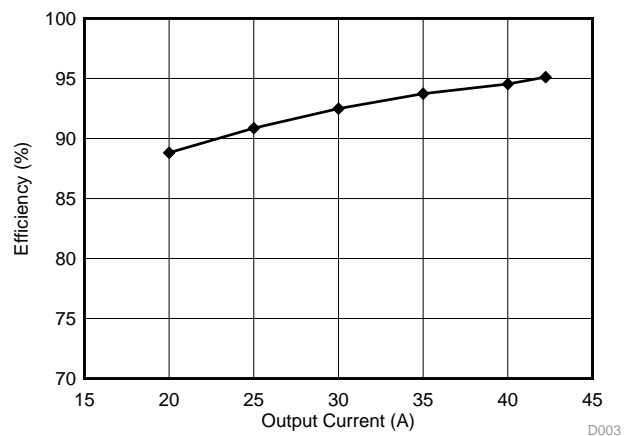


图 11. CC 操作下的 LLC 转换器效率

7.2 波形

7.2.1 PFC 开关波形

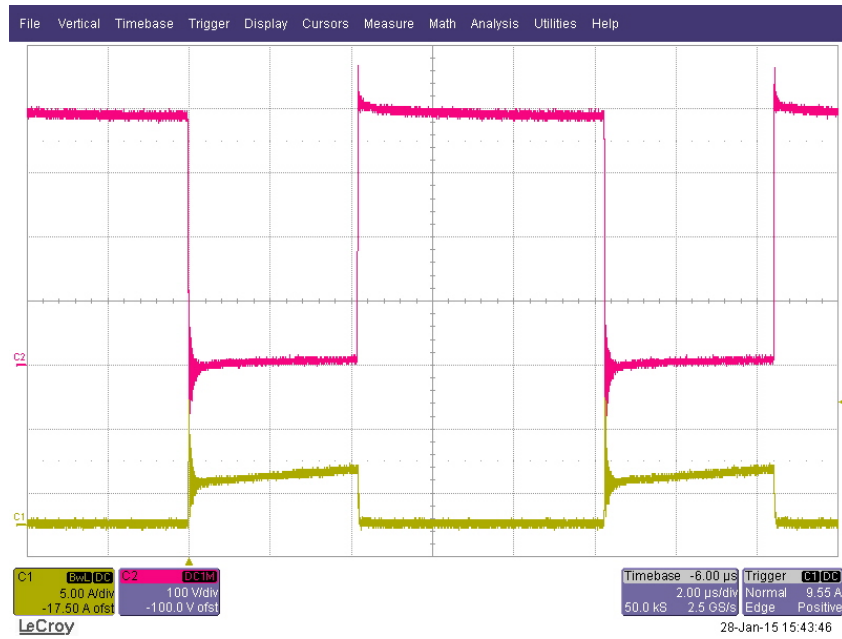


图 12. $V_{IN} = 175V$ AC, 满载

注: 红色曲线: 漏极电压, 100V/div; 黄色曲线: 漏极电流, 5A/div

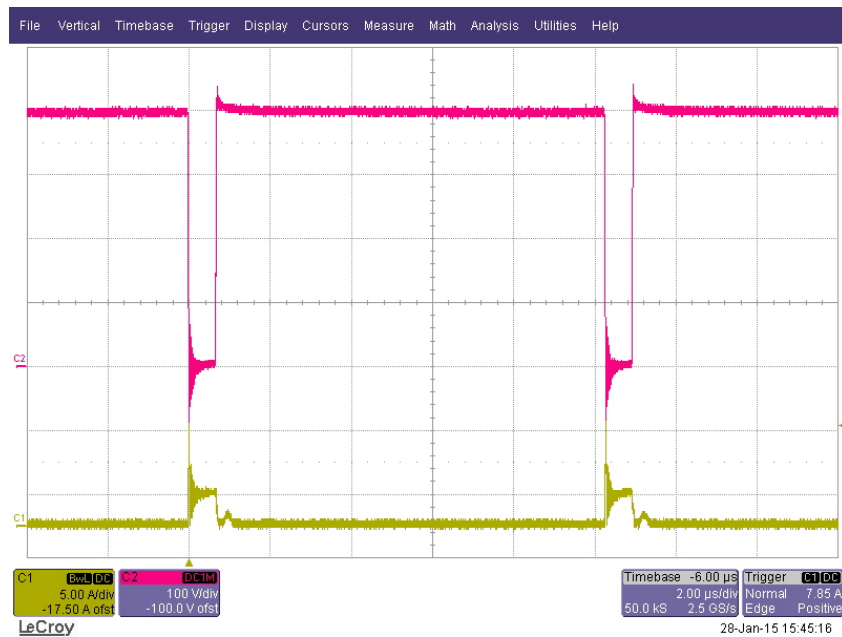


图 13. $V_{IN} = 265V$ AC, 满载

注: 红色曲线: 漏极电压, 100V/div; 黄色曲线: 漏极电流, 5A/div

7.2.2 LLC 波形

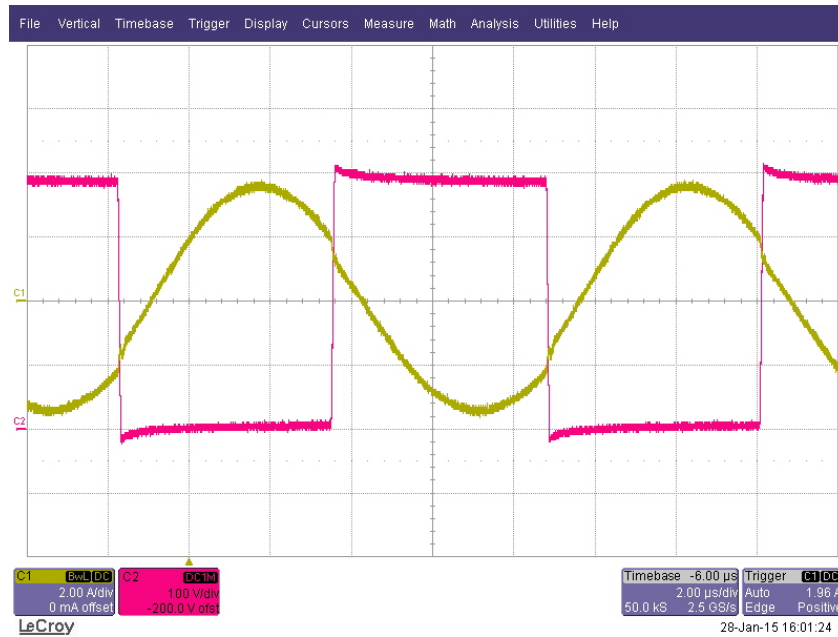


图 14. 满载, CV/CC 转换点

注: 红色曲线: 开关节点电压, 100V/div; 黄色曲线: 谐振回路电流, 2A/div

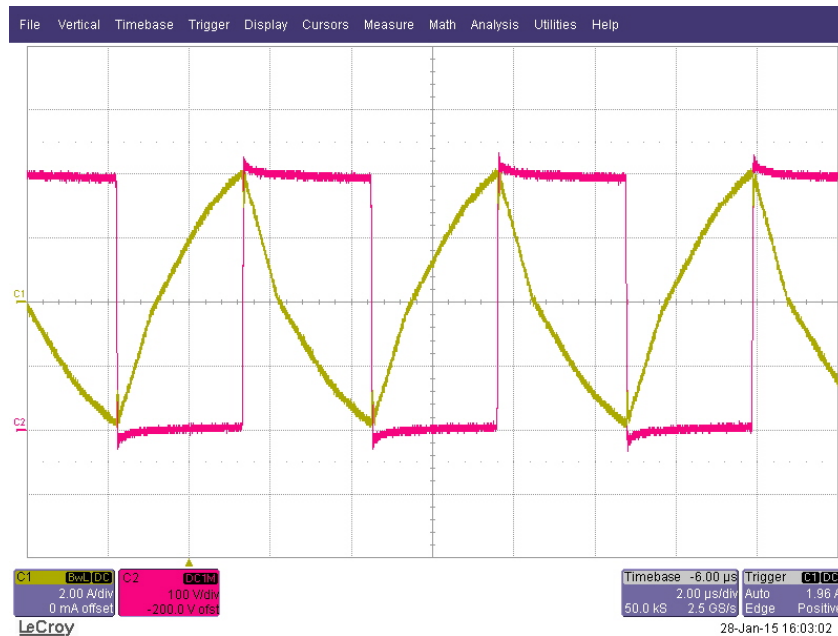


图 15. 深度 CC 操作, $V_o = 20V$

注: 红色曲线: 开关节点电压, 100V/div; 黄色曲线: 谐振回路电流, 2A/div

7.2.3 输出二极管应力



图 16. 满载, CV/CC 转换点

注: 红色曲线: 输出二极管反向电压, 20V/div

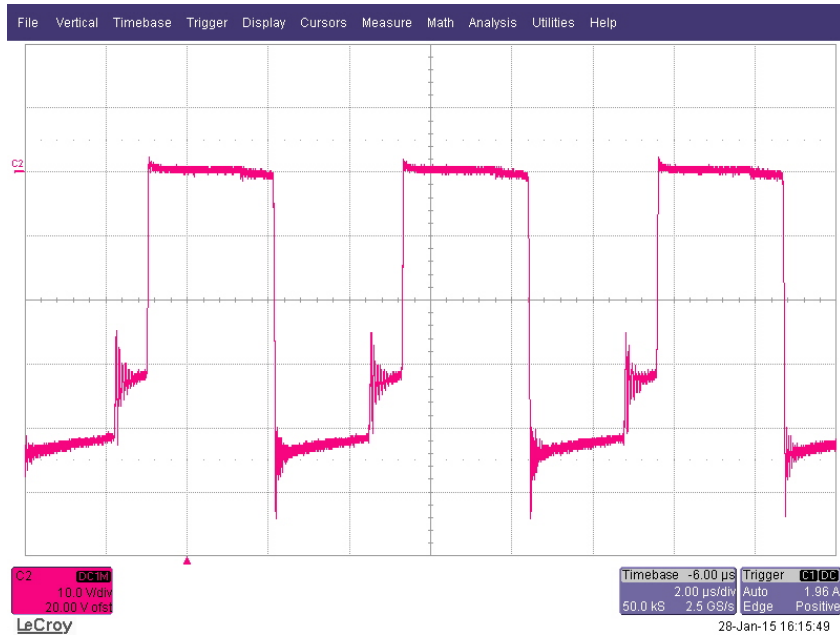


图 17. 深度 CC 操作, $V_o = 20V$

注: 红色曲线: 输出二极管反向电压, 10 V/div

7.2.4 偏置电源开关波形



图 18. 辅助输出 (5V) 负载至 100mA

注： 红色曲线：集电极电压，100V/div；黄色曲线：集电极电流，100mA/div

7.2.5 输出纹波和噪声

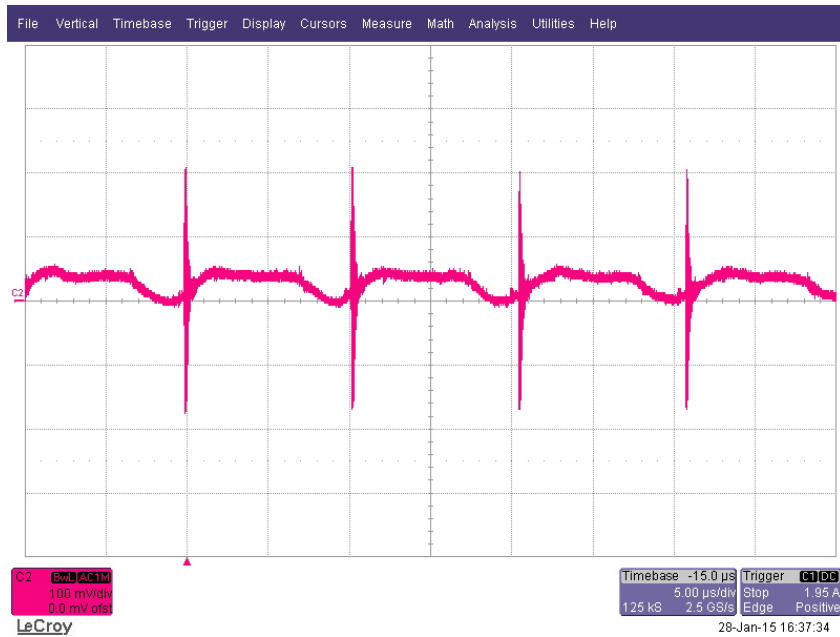


图 19. 满载, CV/CC 转换点

注: 红色曲线: 输出电压纹波和噪声, 100mV/div

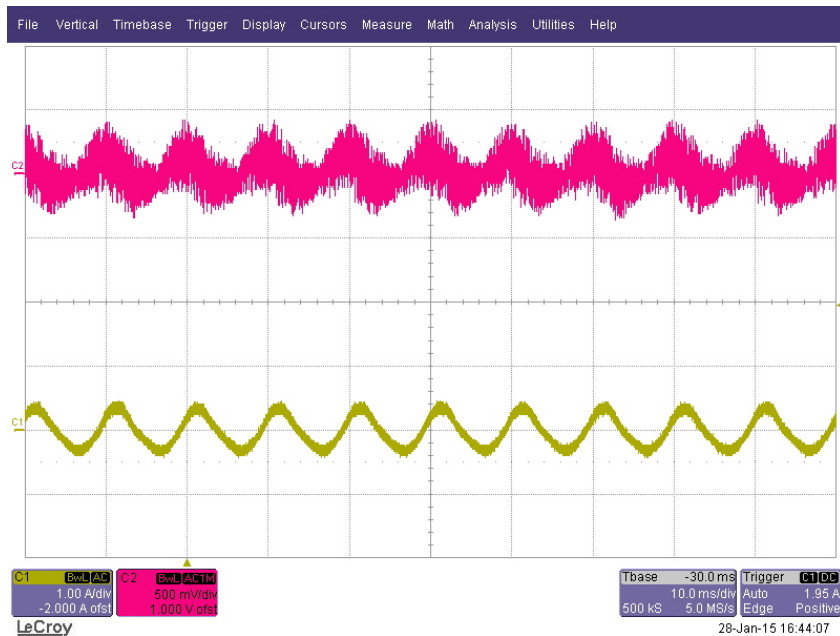


图 20. CC 操作, $V_o = 40V$

注: 红色曲线: 输出电压纹波和噪声, 500mV/div,
黄色曲线: 输出电流纹波, 1A/div

7.2.6 启动

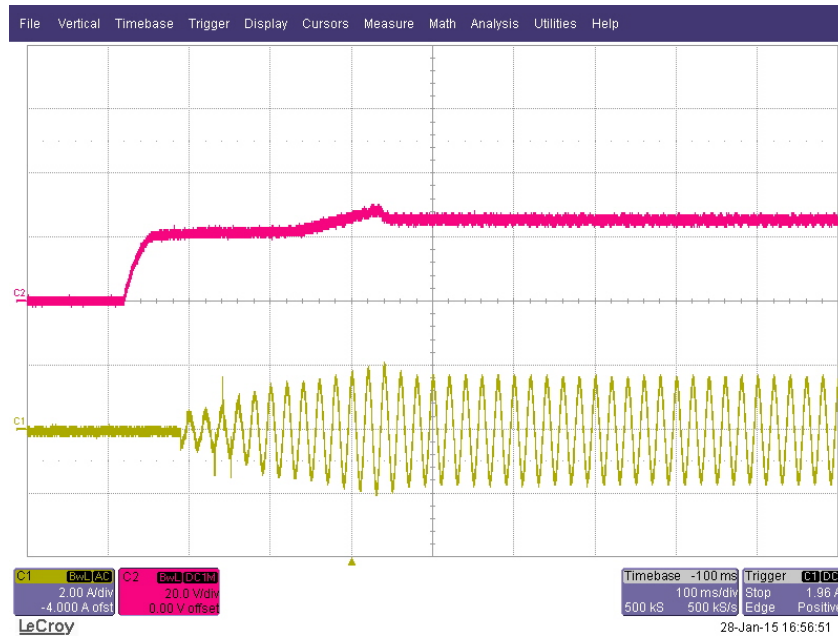


图 21. 深度 CC 操作, $V_o = 20V$

注: 红色曲线: 输出电压, 20V/div; 黄色曲线: 输入电流, 2A/div

7.2.7 浪涌

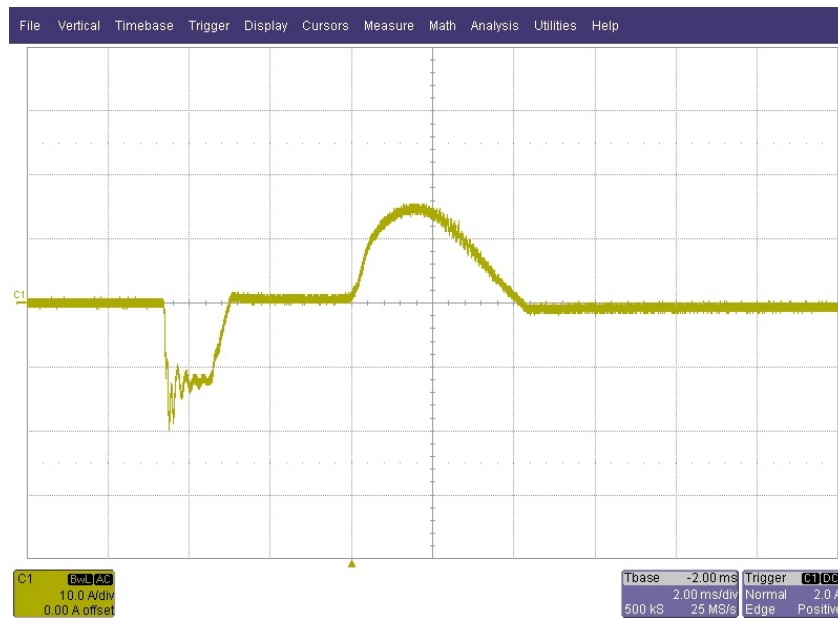


图 22. $V_{IN} = 265V$ AC, 满载

注: 黄色曲线: 输入电流, 10A/div

7.3 传导发射

7.3.1 满载时发射

通常在满载时发射较多。因此，选择这一工作点来测量传导 EMI。

230V AC 输入，42V、9A 模拟电池负载通过短引线连接至 PSU 输出。

已将认证前测试设置的峰值传导发射与 EN55022 A 类准峰值限制进行比较且结果显示符合标准，因此准峰值发射也很容易满足。

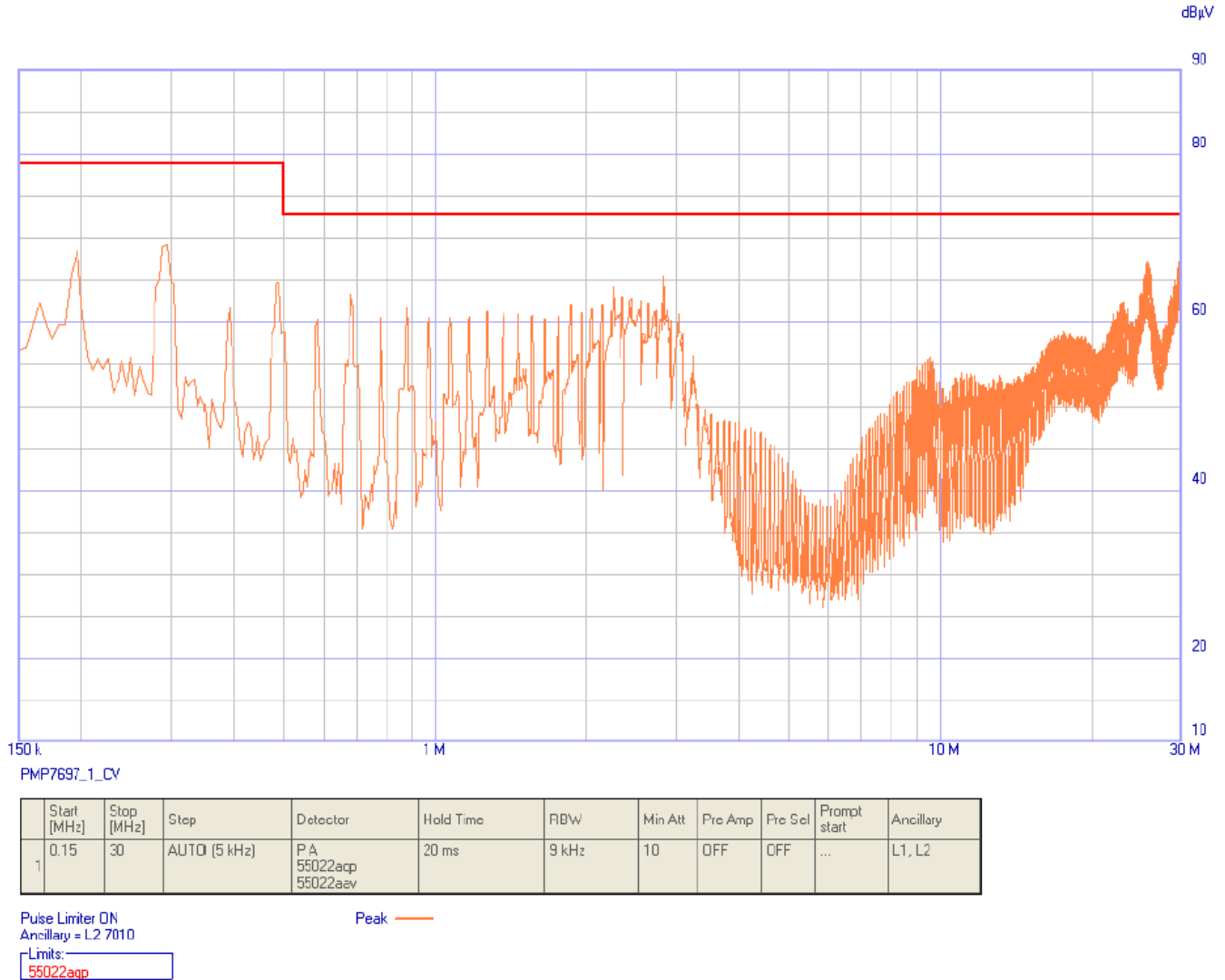


图 23. 满载时的峰值传导发射

230V AC 输入，42V、9A 模拟电池负载通过短引线连接至 PSU 输出。

已将认证前测试设置的平均传导发射与 EN55022 A 类平均限制进行比较且结果显示符合标准。

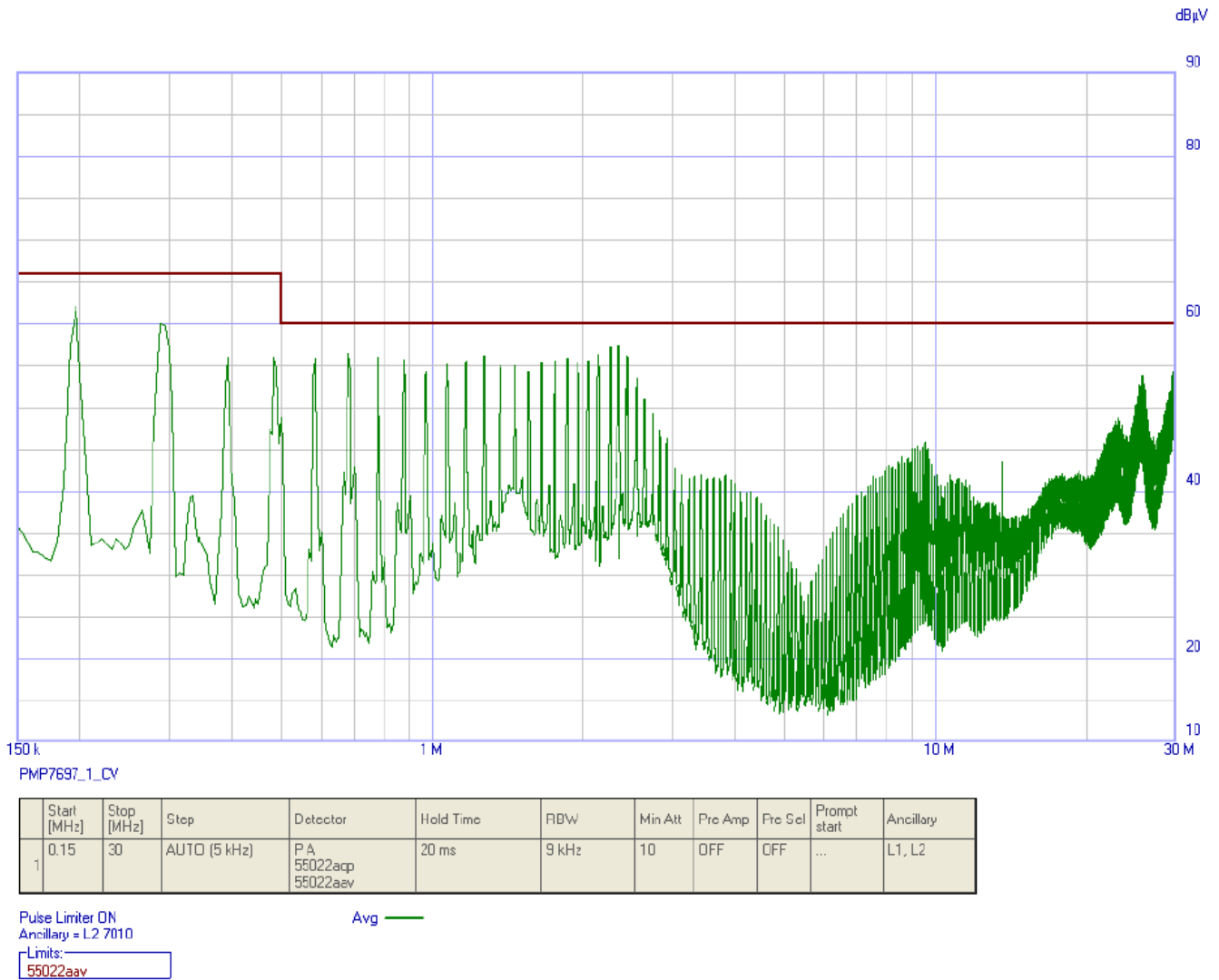


图 24. 满载时的平均传导发射

7.3.2 深度 CC 负载时的发射

通常在满载时发射较多。但是，LLC 级的工作频率在深度 CC 工作点达到其最大值。因此，同样选择这一操作点来测量传导 EMI，以验证工作频率的增加是否会导致 EMI 增多。

230V AC 输入，25V、9A 模拟电池负载通过短引线连接至 PSU 输出。

已将认证前测试设置的峰值传导发射与 EN55022 A 类准峰值限制进行比较且结果显示符合标准。因此准峰值发射也很容易满足。

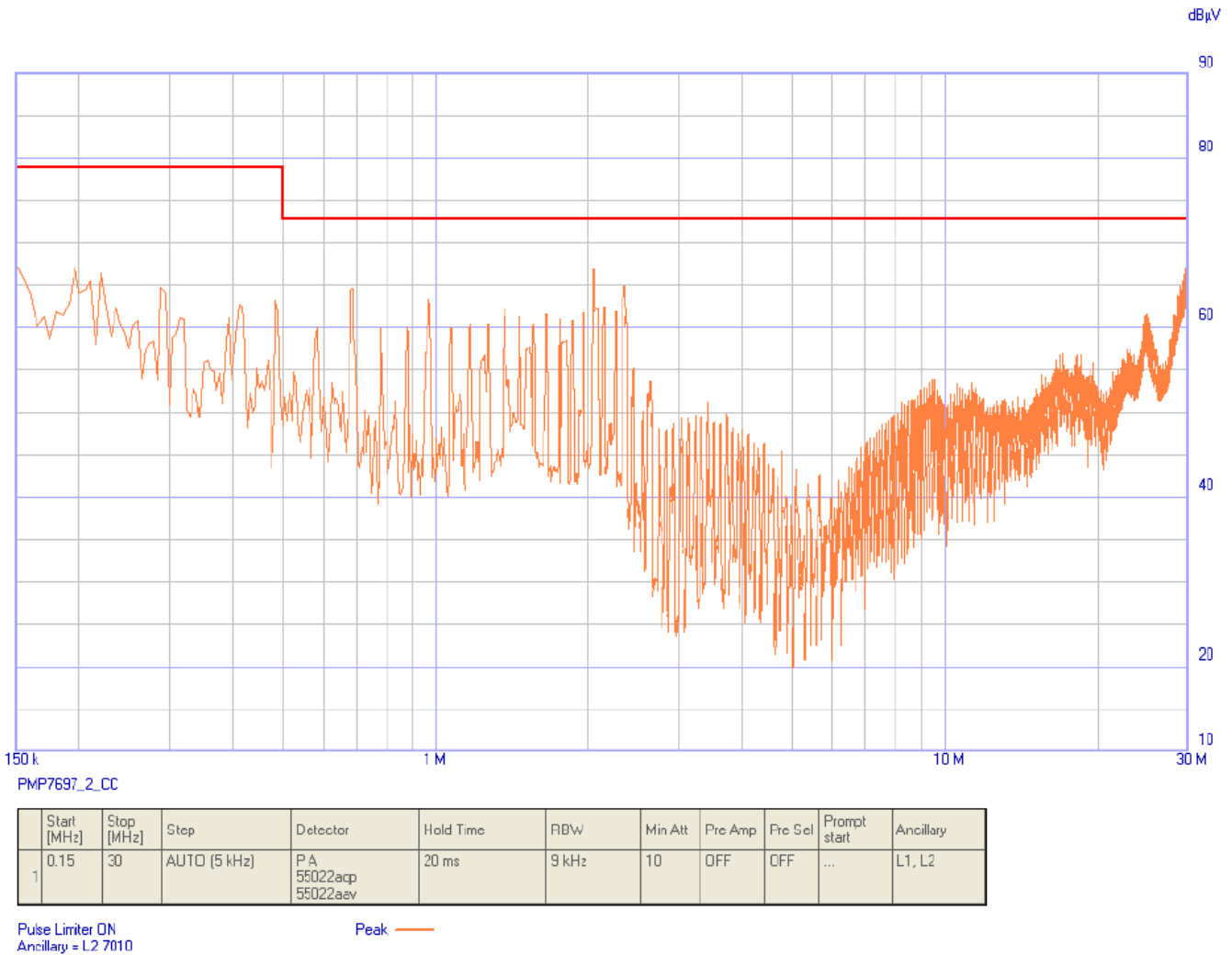


图 25. 深度 CC 负载时的峰值传导发射

230V AC 输入，25V、9A 模拟电池负载通过短引线连接至 PSU 输出。

已将认证前测试设置的平均传导发射与 EN55022 A 类平均限制进行比较且结果显示符合标准。

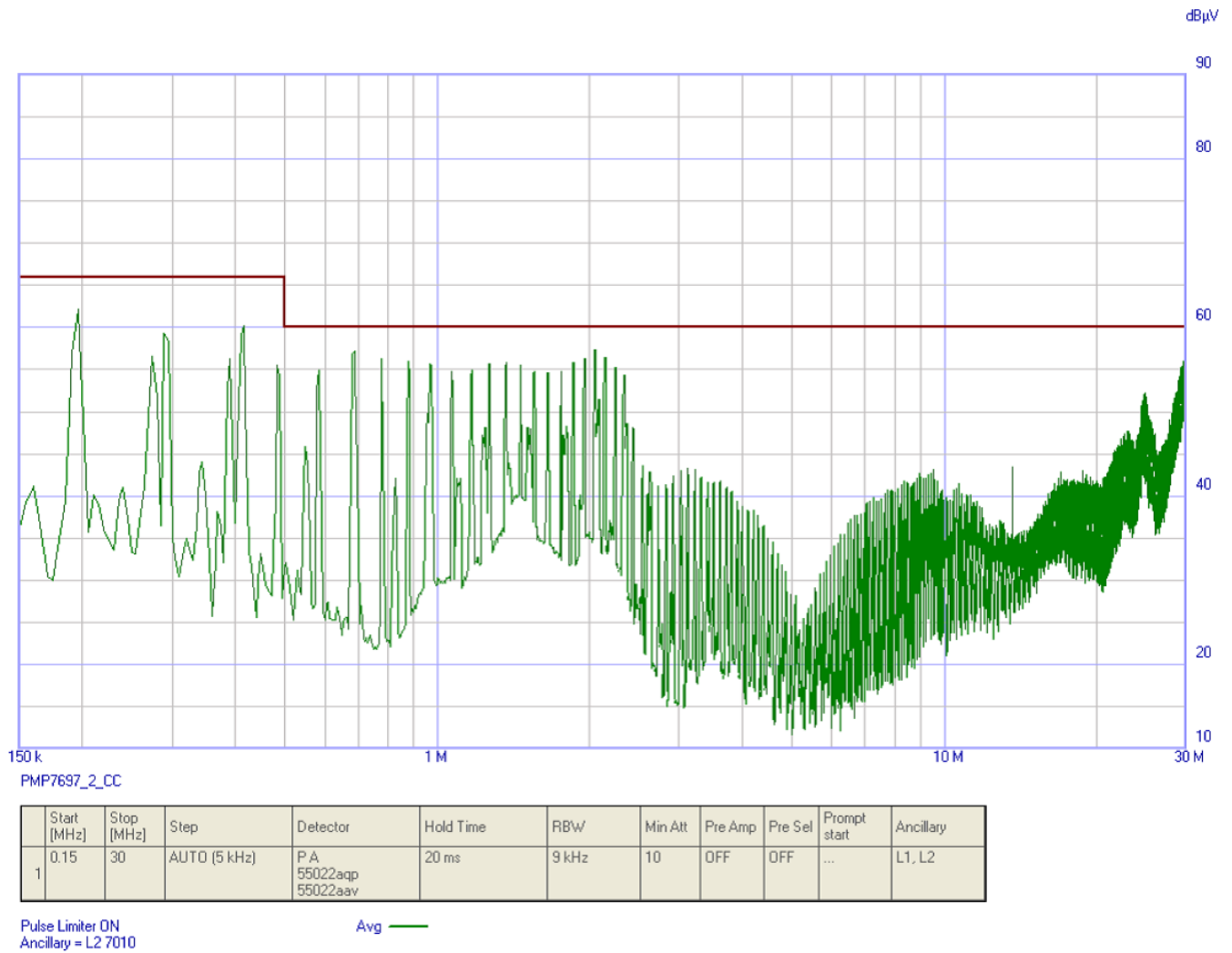


图 26. 深度 CC 负载时的平均传导发射

8 设计文件

8.1 原理图

要下载最新原理图，请参见 [TIDA-00355](#) 的设计文件。

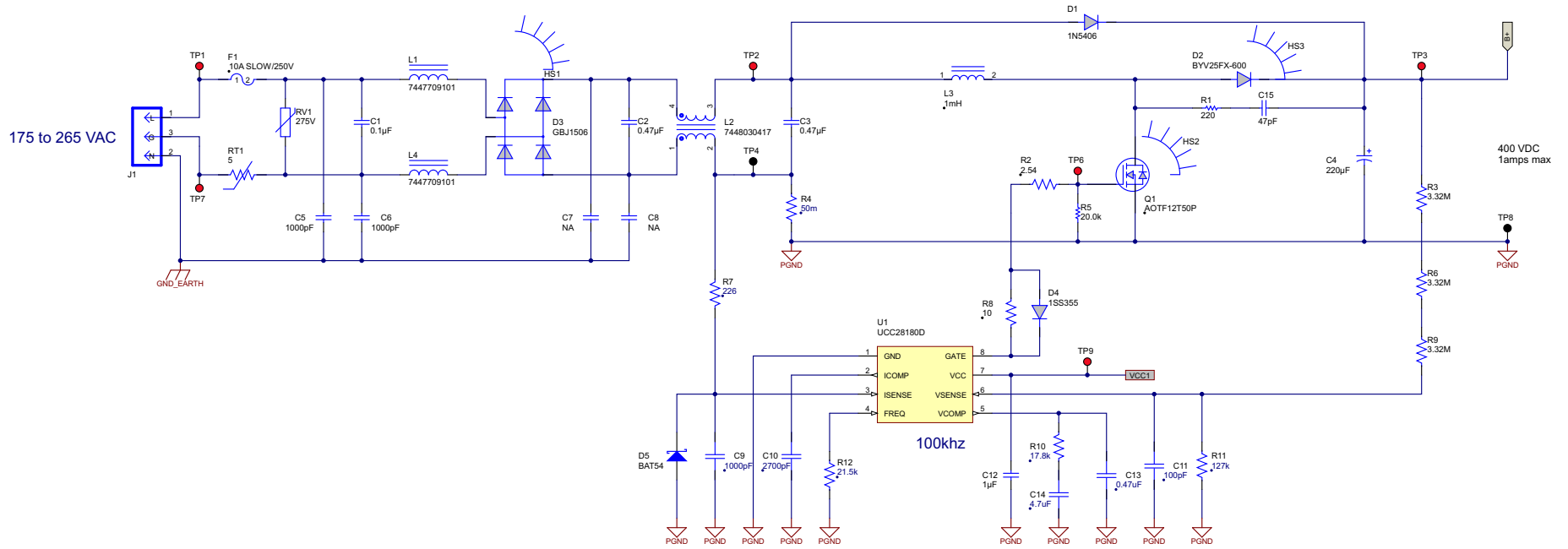


图 27. EMI 滤波器和 PFC

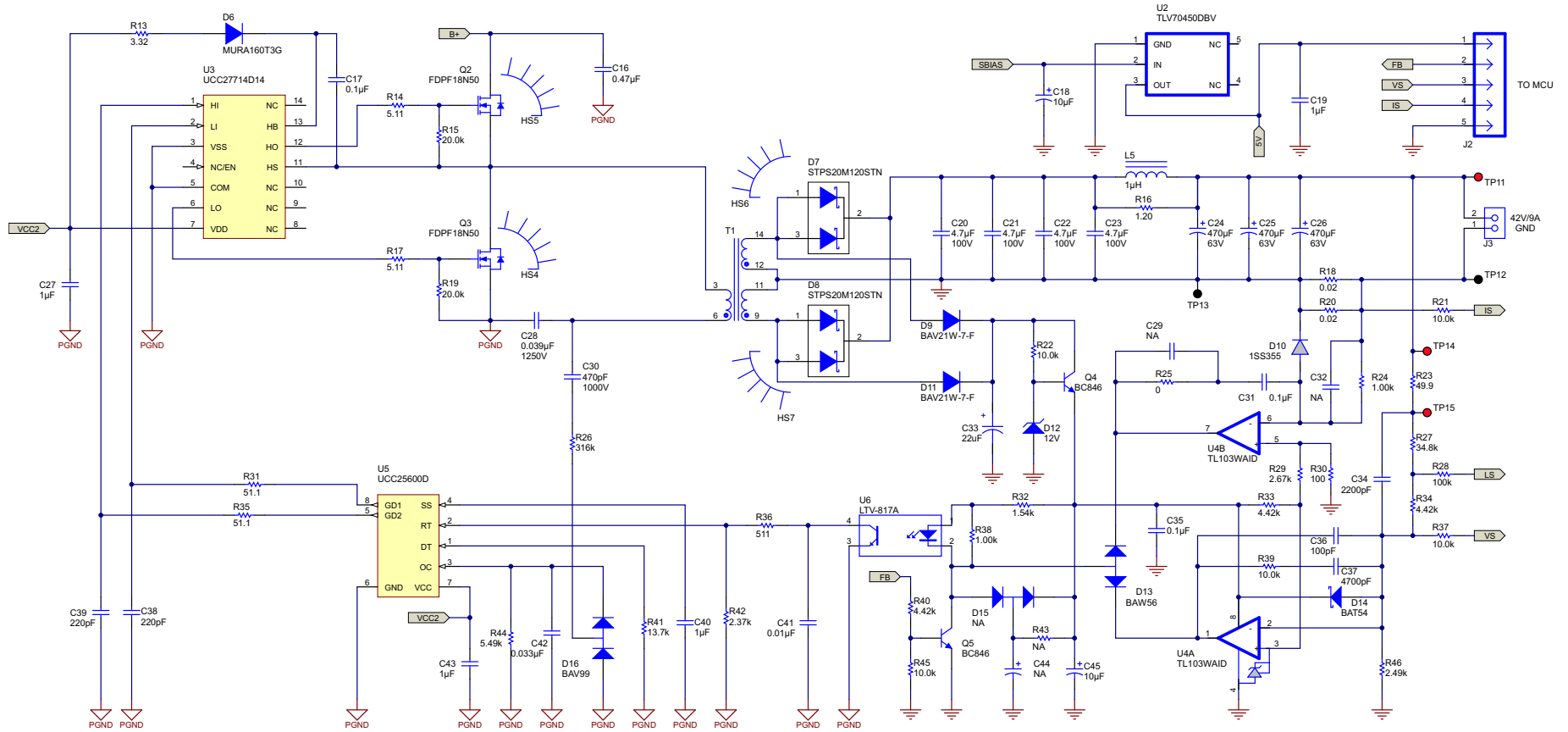


图 28. LLC 谐振级

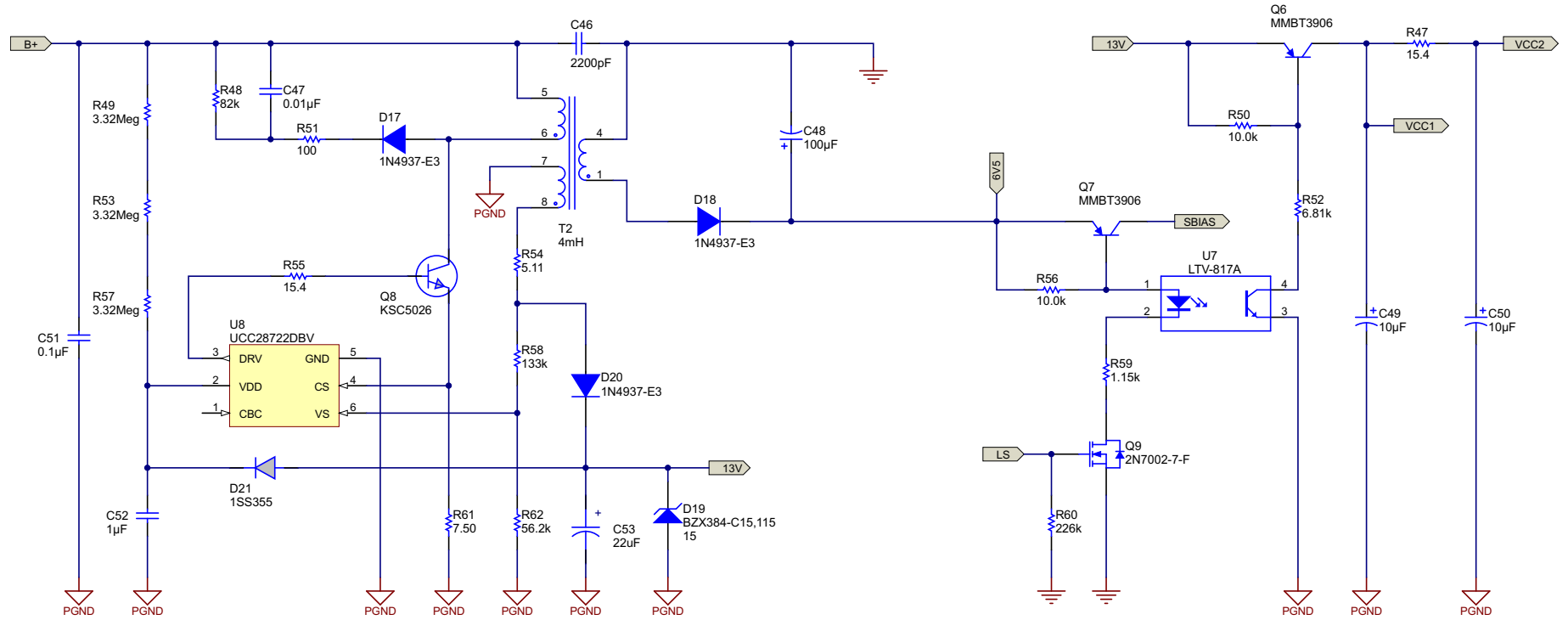


图 29. 偏置功率和控制

8.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM), 请参见 [TIDA-00355](#) 的设计文件。

表 9. BOM

数量	基准	部件说明	制造商	制造商部件编号	备注
1	PCB1	印刷电路板	任何一家制造商	TIDA-00355	已安装
2	C1, C51	电容, 薄膜, 0.1uF, 630V, +/-10%, TH	基美 (Kemet)	R46KI310040M1K1	已安装
3	C2, C3, C16	电容, 薄膜, 0.47uF, 630V, +/-10%, TH	基美 (Kemet)	R46I3I47000N0M	已安装
1	C4	电容, 铝制, 220uF, 450V, +/-20%, TH	尼吉康 (Nichicon)	LGU2W221MELB	已安装
2	C5, C6	电容, 陶瓷, 1000pF, 300VAC, +/-20%, X1Y2, 7mm 直径	基美 (Kemet)	C901U102MZWDBA7317	已安装
1	C46	电容, 陶瓷, 2200pF, 440VAC, +/-20%, X1Y1, 9mm 直径	基美 (Kemet)	C921U222MVVDBA7317	已安装
1	C9	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	村田 (Murata)	GRM188R71H102KA01D	已安装
1	C10	电容, 陶瓷, 2700pF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	村田 (Murata)	GRM188R71H272KA01D	已安装
2	C11, C36	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	TDK	C1608C0G1H101J	已安装
6	C12, C19, C27, C40, C43, C52	电容, 陶瓷, 1μF, 50V, +/-10%, X7R, 0805	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	UMK212B7105KG-T	已安装
1	C13	电容, 陶瓷, 0.47μF, 50V, +/-10%, X5R, 0603	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	UMK107ABJ474KA-T	已安装
1	C14	电容, 陶瓷, 4.7μF, 50V, +/-10%, X5R, 0805	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	TMK212BJ475KG-T	已安装
1	C15	电容, 陶瓷, 47pF, 1000V, +/-5%, U2J, 1206	村田 (Murata)	GRM31A7U3A470JW31D	已安装
1	C17	电容, 陶瓷, 0.1μF, 50V, +/-10%, X7R, 0805	三星 (Samsung)	CL21B104KBCNNNC	已安装
4	C18, C45, C49, C50	电容, 铝制, 10uF, 35V, +/-20%, 0.95Ω, TH	尼吉康 (Nichicon)	UPW1V100MDD6	已安装
4	C20, C21, C22, C23	电容, 陶瓷, 4.7uF, 100V, +/-20%, X7S, 1210	TDK	C3225X7S2A475M200AB	已安装
3	C24, C25, C26	电容, 铝制, 470uF, 63V, +/-20%, 55mΩ, TH	尼吉康 (Nichicon)	UPW1J471MHD6	已安装
1	C28	电容, 薄膜, 0.039uF, 1KV, +/-5%, TH	松下 (Panasonic)	ECQ-E10393JF	已安装
1	C30	电容, 陶瓷, 470pF, 1000V, +/-10%, X7R, 1206	村田 (Murata)	GRM31BR73A471KW01L	已安装
2	C31, C35	电容, 陶瓷, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	三星 (Samsung)	CL10B104KB8SFNC	已安装
2	C33, C53	电容, 铝制, 22μF, 25V, +/-20%, TH	尼吉康 (Nichicon)	UPW1E220MDD6	已安装
1	C34	电容, 陶瓷, 2200pF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	基美 (Kemet)	C0603C222K5RACTU	已安装
1	C37	电容, 陶瓷, 4700pF, 50V, +/-10%, X8R, 0603	村田 (Murata)	GRM188R71H472KA01D	已安装
2	C38, C39	电容, 陶瓷, 220pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	三星 (Samsung)	CL10C221JB8NNNC	已安装
1	C41	电容, 陶瓷, 0.01μF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	三星 (Samsung)	CL10B103KB8NNNC	已安装
1	C42	电容, 陶瓷, 0.033μF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	三星 (Samsung)	CL10B333KB8SFNC	已安装
1	C47	电容, 陶瓷, 0.01μF, 250V, +/-10%, X7R, 0805	TDK	C2012X7R2E103K125AA	已安装
1	C48	电容, 铝制, 100uF, 25V, +/-20%, TH	红宝石 (Rubycon)	35ZLH100MEFC6.3X11	已安装
1	D1	二极管, 通用, 600V, 3.0A	安森美半导体 (ON Semiconductor)	1N5406G	已安装

表 9. BOM (continued)

数量	基准	部件说明	制造商	制造商部件编号	备注
1	D2	二极管, 双超快速, 600V, 8A	NXP	BYV25FX-600	已安装
1	D3	二极管, 桥式整流器, 15A, 600V	Micro Commercial Co.	GBJ1506-BP	已安装
3	D4, D10, D21	二极管, 开关, 90V, 225mA Ifm, 高速	罗姆半导体 (Rohm Semiconductor)	1SS355TE-17	已安装
2	D5, D14	二极管, 肖特基, 30V, 0.2A, SOD-323	Micro Commercial Co.	BAT54WS-TP	已安装
1	D6	二极管, 超快速, 600V, 1A, SMA	安森美半导体 (ON Semiconductor)	MURA160T3G	已安装
2	D7, D8	二极管, 肖特基, 100V 30A TO220AB	意法半导体 (ST Microelectronics)	STPS20M120STN	已安装
2	D9, D11	二极管, 开关, 200V, 0.2A, SOD-123	Diodes Inc.	BAV21W-7-F	已安装
1	D12	二极管, 齐纳二极管, 12V, 200mW, SOD-323	Diodes Inc.	MMSZ5242BS-7-F	已安装
1	D13	二极管, 开关, 70V, 0.25A, SOT-23	安森美半导体 (ON Semiconductor)	BAW56LT1G	已安装
1	D16	二极管, 开关, 75V, 0.3A, SOT-23	安森美半导体 (ON Semiconductor)	BAV99LT1G	已安装
3	D17, D18, D20	二极管, 开关, 600V, 1A, TH	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	1N4937	已安装
1	D19	二极管, 齐纳二极管, 15V, 300mW, SOD-323	NXP	BZX384-C15,115	已安装
2	F1	保险丝夹, 管式, 250V, 10A, PCB	力特公司 (Littelfuse Inc)	01000056Z	已安装
1	F1	保险丝, 缓熔, 陶瓷, 250V, 5A	Bel Fuse Inc.	5HT 5-R	已安装
7	HS1, HS2, HS3, HS4, HS5, HS6, HS7	HEATSINK ALUM ANOD	Assmann WSW Components	V6560X	已安装
1	J1	交流插座, 10A 250VAC	Pulse Electronics Corporation	703W-00/54	已安装
1	J2	插头, 100mil, 5x1, TH	赛凌思科技有限公司 (Sullins Connector Solutions)	PREC005SAAN-RC	已安装
1	J3	连接端子块, 2POS, 5.08mm, TH	On Shore Technology Inc	OSTTC022162	已安装
1	L3	电感, PFC 升压, 1mH, 4A, PQ4040	伍尔特电子有限公司 (Wurth Electronics Inc)	750342669	已安装
1	L2	共模扼流圈, 17mH, 4A, 50mΩ	伍尔特电子有限公司 (Wurth Electronics Inc)	7448030417	已安装
2	L1, L4	隔离组合式磁芯元件, 铁氧体, 100uH, 2.5A, 0.1Ω, SMD	伍尔特电子有限公司 (Wurth Electronics Inc)	7447709101	已安装
1	L5	电感, 组合式磁芯元件, 铁氧体, 1uH, 21.8A, 0.002Ω, TH	线艺 (Coilcraft)	PCV-0-102-25L	已安装
1	Q1	MOSFET N-CH 500V 12A TO-220F	Alpha & Omega Semiconductor Inc.	AOTF12T50P	已安装
2	Q2, Q3	MOSFET N 沟道 500V 18A TO-220F	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	FDPF18N50	已安装

表 9. BOM (continued)

数量	基准	部件说明	制造商	制造商部件编号	备注
2	Q4, Q5	晶体管, NPN, 65V, 0.1A, SOT-23	安森美半导体 (ON Semiconductor)	BC846BLT1G	已安装
2	Q6, Q7	晶体管, PNP, 40V, 0.2A, SOT-23	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	MMBT3906LT1G	已安装
1	Q8	晶体管, NPN, 800V, 1.5A, TO-126	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	KSC5026MOS	已安装
1	Q9	MOSFET, N 沟道, 60V, 0.17A, SOT-23	安森美半导体 (ON Semiconductor)	2N7002ET1G	已安装
1	R1	电阻, 220Ω, 5%, 1W, 2512	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW2512220RJNEG	已安装
1	R23	电阻, 49.9Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0749R9L	已安装
1	R2	电阻, 2.54, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-072R54L	已安装
6	R3, R6, R9, R49, R53, R57	电阻, 3.32MΩ, 1%, 0.25W, 1206,	国巨 (Yageo America)	RC1206FR-073M32L	已安装
1	R4	电阻, 0.05Ω, 1%, 1W, 2512	TT 电子/韦林 (Welwyn)	LRMAM2512-R05FT4	已安装
4	R5, R12, R15, R19	电阻, 21.5kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0721K5L	已安装
1	R7	电阻, 226, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07226RL	已安装
1	R8	电阻, 10, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0710R0L	已安装
1	R10	电阻, 17.8kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0717K8L	已安装
1	R11	电阻, 127kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07127KL	已安装
1	R13	电阻, 3.32Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-073R32L	已安装
3	R14, R17, R54	电阻, 5.11Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-075R11L	已安装
1	R16	电阻, 1.20Ω, 5%, 1W, 2512	TE 互联 (TE Connectivity)	1-1622820-9	已安装
2	R18, R20	电阻, 0.02Ω, 1%, 1W, 2512	TT 电子/韦林 (Welwyn)	LRMAM2512-R02FT4	已安装
7	R21, R22, R37, R39, R45, R50, R56	电阻, 10.0kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0710KL	已安装
2	R24, R38	电阻, 1.00kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-071KL	已安装
1	R25	电阻 SMD 0.0Ω 跳线, 0.1W	三星 (Samsung)	RC1608J000CS	已安装
1	R26	电阻, 316kΩ, 1%, 0.25W, 1206	国巨 (Yageo America)	RC1206FR-07316KL	已安装
1	R27	电阻, 34.8kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0734K8L	已安装
1	R28	电阻, 100kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07100KL	已安装
1	R29	电阻, 2.67kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-072K67L	已安装
2	R30, R51	电阻, 100Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07100RL	已安装
2	R31, R35	电阻, 51.1Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0751R1L	已安装
1	R32	电阻, 1.54kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-071K54L	已安装
3	R33, R34, R40	电阻, 4.42kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-074K42L	已安装
1	R36	电阻, 511Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07511RL	已安装

表 9. BOM (continued)

数量	基准	部件说明	制造商	制造商部件编号	备注
1	R41	电阻, 13.7kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0713K7L	已安装
1	R42	电阻, 2.37kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-072K37L	已安装
1	R44	电阻, 5.49kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-075K49L	已安装
1	R46	电阻, 2.49kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-072K49L	已安装
2	R47, R55	电阻, 15.4Ω, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0715R4L	已安装
1	R48	电阻, 82kΩ, 5%, 0.25W, 1206	国巨 (Yageo America)	RC1206JR-0782KL	已安装
1	R52	电阻, 6.81kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-076K81L	已安装
1	R58	电阻, 133kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07133KL	已安装
1	R59	电阻, 1.15kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-071K15L	已安装
1	R60	电阻, 226kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-07226KL	已安装
1	R61	电阻, 7.50Ω, 1%, 0.25W, 1206	国巨 (Yageo America)	RC1206FR-077R5L	已安装
1	R62	电阻, 56.2kΩ, 1%, 0.1W, 0603	国巨 (Yageo America)	RC0603FR-0756K2L	已安装
1	RT1	NTC 热敏电阻, 5Ω, 4A	Cantherm	MF72-005D11	已安装
1	RV1	压敏电阻, 275V RMS, 10mm 半径, TH	Bourns Inc	MOV-10D431K	已安装
1	T1	LLC 变压器, ETD44, 400uH, 75uH 泄露, 2.3A	伍尔特电子有限公司 (Würth Electronics Inc)	750342670	已安装
1	T2	反激变压器, EE1304, 4mH, 100mA	伍尔特电子有限公司 (Würth Electronics Inc)	750342671	已安装
11	TP1, TP2, TP3, TP5, TP6, TP7, TP9, TP10, TP11, TP14, TP15	测试点, 微型, 红色, TH	启斯东 (Keystone)	5000	已安装
4	TP4, TP8, TP12, TP13	测试点, 微型, 黑色, TH	启斯东 (Keystone)	5001	已安装
1	U1	8 引脚 CCM PFC 控制器	德州仪器 (TI)	UCC28180D	已安装
1	U2	IC, 24V 输入, 150mA, 超低 IQ LDO 稳压器	德州仪器 (TI)	TLV70450DBV	已安装
1	U3	高速 4A 600V 高侧/低侧栅极驱动器	德州仪器 (TI)	UCC27714D	已安装
1	U4	IC, 具有内部基准的双运算放大器	德州仪器 (TI)	TL103WAID	已安装
1	U5	高性能谐振模式控制器	德州仪器 (TI)	UCC25600D	已安装
2	U6, U7	光电隔离器, 单通道, TH	Lite-On Inc	LTV-817A	已安装
1	U8	具有一次侧稳压和 BJT 驱动功能的恒压、恒流控制器	德州仪器 (TI)	UCC28722DBV	已安装

8.3 印刷电路板 (PCB) 布局建议

谨慎的 PCB 布局对于电力电子器件的正常运行至关重要。对于所有开关电源而言，布局时注意细节可以减少后续的故障排除工作，从而节省大量的时间。

8.3.1 功率级特定的指导准则

关于路由功率级组件的关键指导准则：

- 尽可能地将转换器的一次侧和二次侧上包含高频开关电流的功率路径电路的环路面积和走线长度进行缩减。这将有助于减少 EMI，并提升转换器的整体性能。
- 将 dV/dt 电势与 di/dt 能力双高的走线远离敏感信号走线，或适当地进行屏蔽。
- 确保每个电源级的电源接地和控制接地彼此分离。如果二者以电子方式相连，则将它们相应地绑在给定级的直流输入回路或输出回路附近的某一点。
- 当并联使用多个电容进行分流时，应在电容两端引线处对称布线。如果布线不同，则串联走线阻抗较低的电容将获得更高的峰值电流，并且产生更多的热量 (i^2R)。
- 将所有电源开关组件的散热器绑到各自的电源接地。
- 将保护器件（例如，TVS、缓冲电路、电容、二极管）放置在想要保护的器件附近，布线时使用短走线以降低电感。
- 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 走线的宽度。另外，在保险丝或断路器等电子保护激活之前，走线应能够承受故障电流（例如，短路电流）。
- 根据适用标准（例如，UL60950）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。

8.3.2 控制器特定的指导准则

关于路由控制器组件和信号电路的关键指导准则：

- 最好将去耦电容尽可能置于靠近器件 VCC 和 GND 引脚的位置。请务必注意，尽量减小旁路电容连接和 IC 的 GND 引脚所构成的环路区域。
- 该器件的参考地（即，低电流信号地 (SGND)）应该是一个铜层或铜岛。
- 将所有控制器支撑元件置于靠近其连接引脚的特定信号引脚（VSENSE、VCOMP、ISENSE、ICOMP、FREQ）上。尽可能采用较短的走线将元件另一端连接至 SGND。
- 电压感测和电流感测电路组件与器件之间的路由走线应尽可能短，以减少对电流限制和电流/电压监测精度的寄生效应。应确保这些走线不会与板上的开关信号存在任何耦合。
- SGND 接地层必须连接至直流输入或输出电容负端某一点处的高电流接地（主电源地）。

8.3.3 板层图

要下载最新板层图，请参见 [TIDA-00355](#) 的设计文件。

注：原理图中的元件 R63、R64 和 C54 在测试和验证阶段添加，并非本布局的一部分。

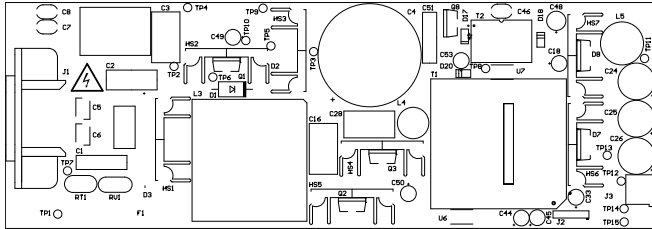


图 30. 顶部覆盖层

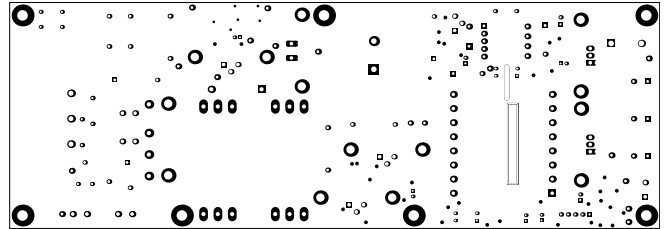


图 31. 顶部焊接掩模

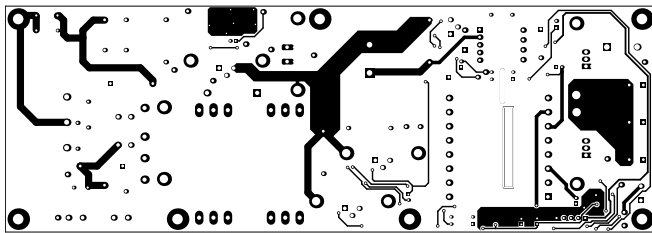


图 32. 顶层

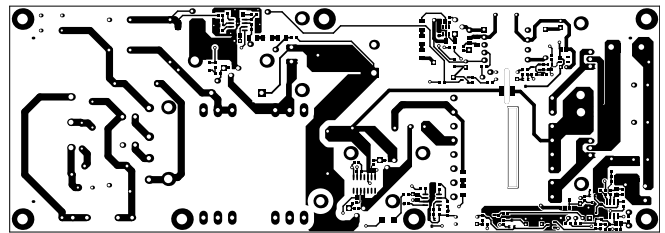


图 33. 底层

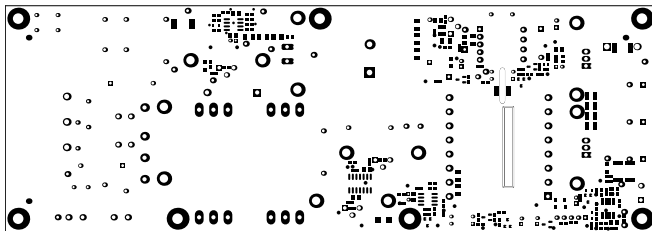


图 34. 底部焊接掩模

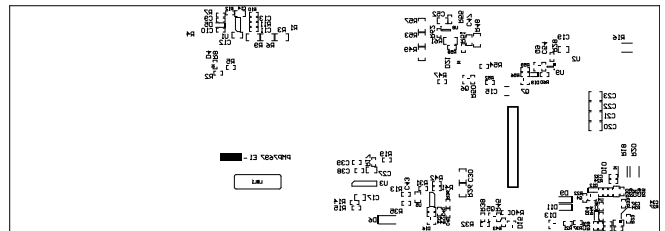


图 35. 底部覆盖层

Symbol	Hft	Count	Tool Size	Physical Length	Rout Path Length	Plated	Hole Type
Ø	48	15,599[1] (0.500)	15,599[1] (0.500)			PTH	Round
Ø	47	28[1] (0.714)	28[1] (0.714)			PTH	Round
Ø	31	31,566[1] (0.500)	31,566[1] (0.500)			PTH	Round
Ø	56	26,374[1] (1.00)	26,374[1] (1.00)			PTH	Round
Ø	46	51,181[1] (1.300)	51,181[1] (1.300)			PTH	Round
Ø	18	55,356[1] (1.500)	55,356[1] (1.500)			PTH	Round
Ø	3	70,966[1] (1.500)	70,966[1] (1.500)			PTH	Round
Ø	4	76,746[1] (2.00)	76,746[1] (2.00)			PTH	Round
Ø	14	118,111[1] (3.00)	118,111[1] (3.00)			PTH	Round
Ø	2	157,705[1] (3.50)	157,705[1] (3.50)			PTH	Round
Ø	7	147,638[1] (3.750)	147,638[1] (3.750)	141,732[1] (3.600)	122,047[1] (3.100)	PTH	Round
Ø	2	15,685[1] (0.500)	15,685[1] (0.500)			PTH	Round
X	2	15,685[1] (0.500)	15,685[1] (0.500)	1137,795[1] (28.000)	1118,114[1] (28.000)	PTH	Slot
X	1	20,866[1] (1.00)	20,866[1] (1.00)	1426,191[1] (10.000)		PTH	Slot
Ø		Total					

Slot definitions: Rout Path Length = Calculated from tool start centre position to tool end centre position.
Physical Length = Rout Path Length + Tool Size = Slot length as defined in the PCB layout

Drill Table

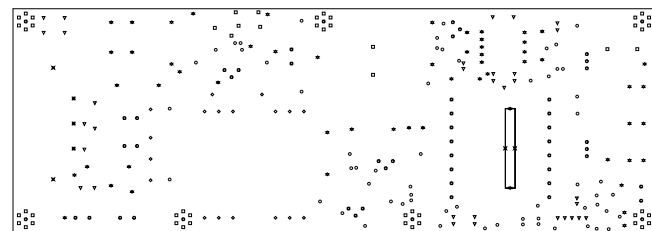


图 36. 钻孔图

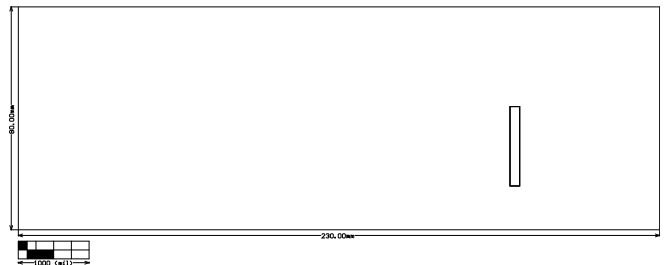


图 37. 电路板尺寸

8.4 Altium 项目

要下载最新的 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00355](#) 的设计文件。

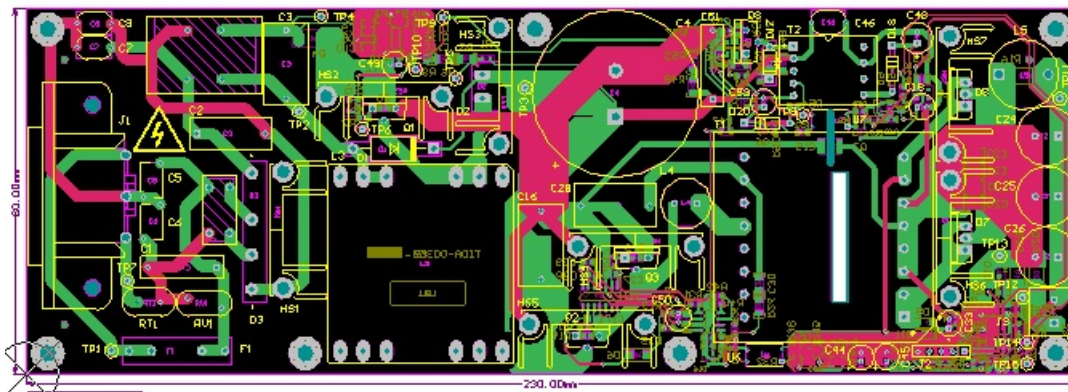


图 38. 顶层和底层 Altium 图

8.5 光绘文件

要下载最新的光绘文件，请参见 TIDA-00355 的设计文件。

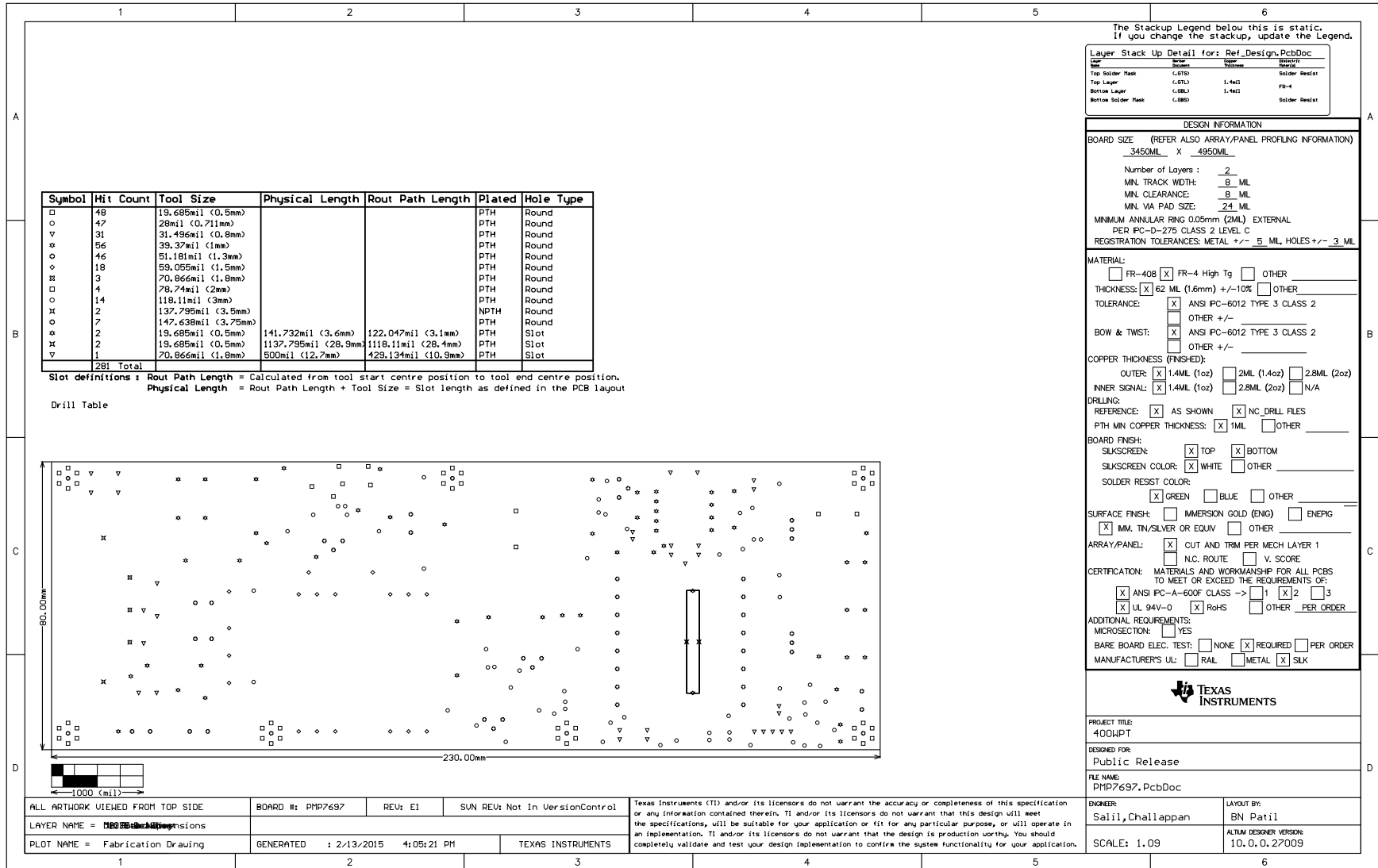


图 39. 制造图纸

8.6 装配图

要下载最新的装配图，请参见 [TIDA-00355](#) 的设计文件。

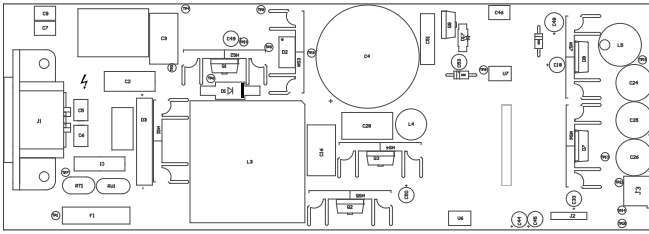


图 40. 顶层装配图

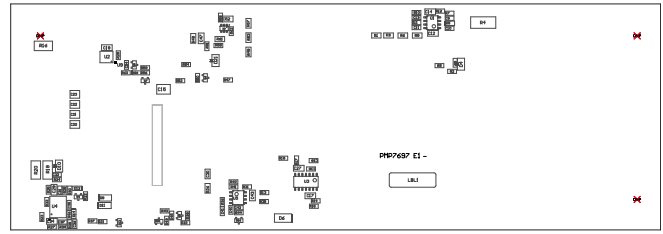


图 41. 底层装配图

9 参考资料

1. 德州仪器 (TI), 《LLC 谐振半桥电源转换器设计》, 电源设计研讨会: SEM1900, 主题 3 (文献编号: [SLUP263](#))
2. 德州仪器 (TI), 《LLC 谐振电源转换器的反馈环路设计》, 应用报告 (文献编号: [SLUA582](#))
3. 德州仪器 (TI), 《全功能 350W 离线电源转换器设计审查》, SEM2000, 主题 2, (文献编号: [TIDU186](#))
4. 德州仪器 (TI), 《准谐振反激转换器内部行为剖析》, SEM2000, 主题 3 (文献编号: [SLUP302](#))
5. 德州仪器 (TI), 《缓冲电路: 理论、设计与应用》([SLUP100](#))
6. 德州仪器 (TI), 《UCC28722/UCC28720 5W USB BJT 反激转换器设计示例》, 应用报告 (文献编号: [SLUA700](#))
7. S. Y. R. Hui 和 H. Chung, 《谐振和软开关转换器》, In: M. H. Rashid, Ed., 《电力电子技术手册》, 学术出版社, 剑桥, 2000 年, pp.271 – 304。

10 关于作者

SALIL CHELLAPPAN 是德州仪器 (TI) 的首席工程师同时也是集团技术骨干成员, 在电源设计服务组负责定制电源解决方案的开发。Salil 曾供职于多家知名企业, 在电力电子设备、电源转换、EMI/EMC、电源与信号完整性以及模拟电路设计领域具有丰富经验。Salil 拥有喀拉拉邦大学的技术学士学位。

LATIF AMEER BABU 是德州仪器 (TI) 的系统工程师, 负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Latif 曾供职于多家知名企业, 在电力电子设备、高频 DC-DC 转换器和模拟电路设计领域具有丰富经验。Latif 毕业于印度孟买的印度理工学院, 拥有电力电子与电力系统专业的技术硕士学位。Latif 是电气电子工程师协会 (IEEE) 的成员。

修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (March 2015) to B Revision**Page**

-
- 已更改 标题，从具有 *PFC* 和 *LLC* 且适用于 36V 电动工具的 230V、400W 高效电池充电器改为具有 *PFC* 和 *LLC* 且适用于 36V 电动工具的 230V、400W 92% 高效电池充电器参考设计 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版权限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