

## Design Guide: TIDA-010239

## 交流级别 2 充电器平台参考设计



## 说明

电动汽车供电设备 (EVSE) 改善了电力从电网安全输送至电动汽车的过程。EVSE 控制系统包括辅助功率级、非板载交流/直流高功率级 (仅用于直流充电站)、电能计量单元、交流/直流剩余电流检测器、隔离监控单元、继电器和接触器 (具有驱动功能)、单线双向通信以及服务和用户界面。本参考设计作为 TIDA-010939 电动汽车供电设备 (EVSE) 前端控制器的扩展模块, 其核心优势包括带超级电容器备用电源的超低待机功耗隔离式交流/直流辅助功率级、高效继电器与接触器驱动, 以及跨继电器与接触器的隔离式线路电压检测。

## 资源

[TIDA-010239](#)、[TIDA-010939](#)

设计文件夹

[UCC28742](#)、[DRV8220](#)、[TPS563211](#)

产品文件夹

[TPS55330](#)、[ATL431](#)、[TL431](#)

产品文件夹

[TLV7021](#)、[TL7705A](#)

产品文件夹



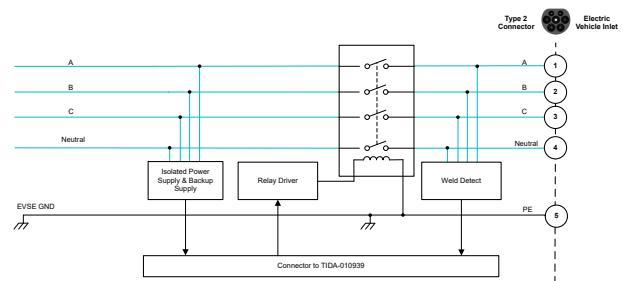
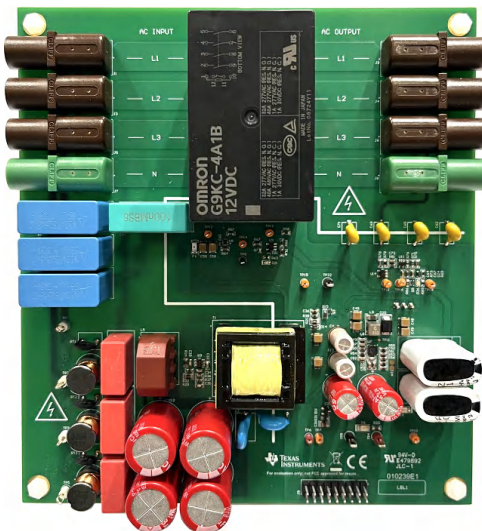
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

## 特性

- 基于 UCC28742 的超低待机功耗隔离式 29W 交流/直流级, 可提高能效
- 超级电容器备用电源可在存储能量释放 (交流电源故障) 期间提供高达 7.5W 的功率并持续 3 秒
- 超低待机功耗的成本优化型转换器和线性稳压器可为负载点加电
- DRV8220 电流控制器, 用于驱动大电流继电器和接触器
- 使用单个 TLV7021 比较器进行隔离式线路电压感应, 用于检测继电器和接触器熔焊故障

## 应用

- 交流充电 (桩) 站



## 1 系统说明

电动汽车 (EV) (包括插电式混合动力汽车 (PHEV)) 通过电动汽车供应设备 (EVSE, 通常称为电动汽车充电器) 从电网接收能量。为了便于向车辆输送电力, EVSE 位于稳定的电网接线和车辆之间。

EVSE 控制系统主要包括辅助功率级、非板载交流/直流高功率级 (仅用于直流充电站)、电能计量单元、交流和直流剩余电流检测器、隔离监控单元、继电器和接触器 (具有驱动功能)、车载/后台/充电管理系统通信模块, 以及维修与用户交互接口。

本参考设计作为 TIDA-010939 电动汽车充电控制器的扩展模块使用。充电控制器承担通信模块功能, 而本设计通过提供隔离式交流到直流电源模块、继电器与接触器驱动单元、触点闭锁检测模块 (详见图 1-1), 集成后可形成完整的交流充电桩方案。

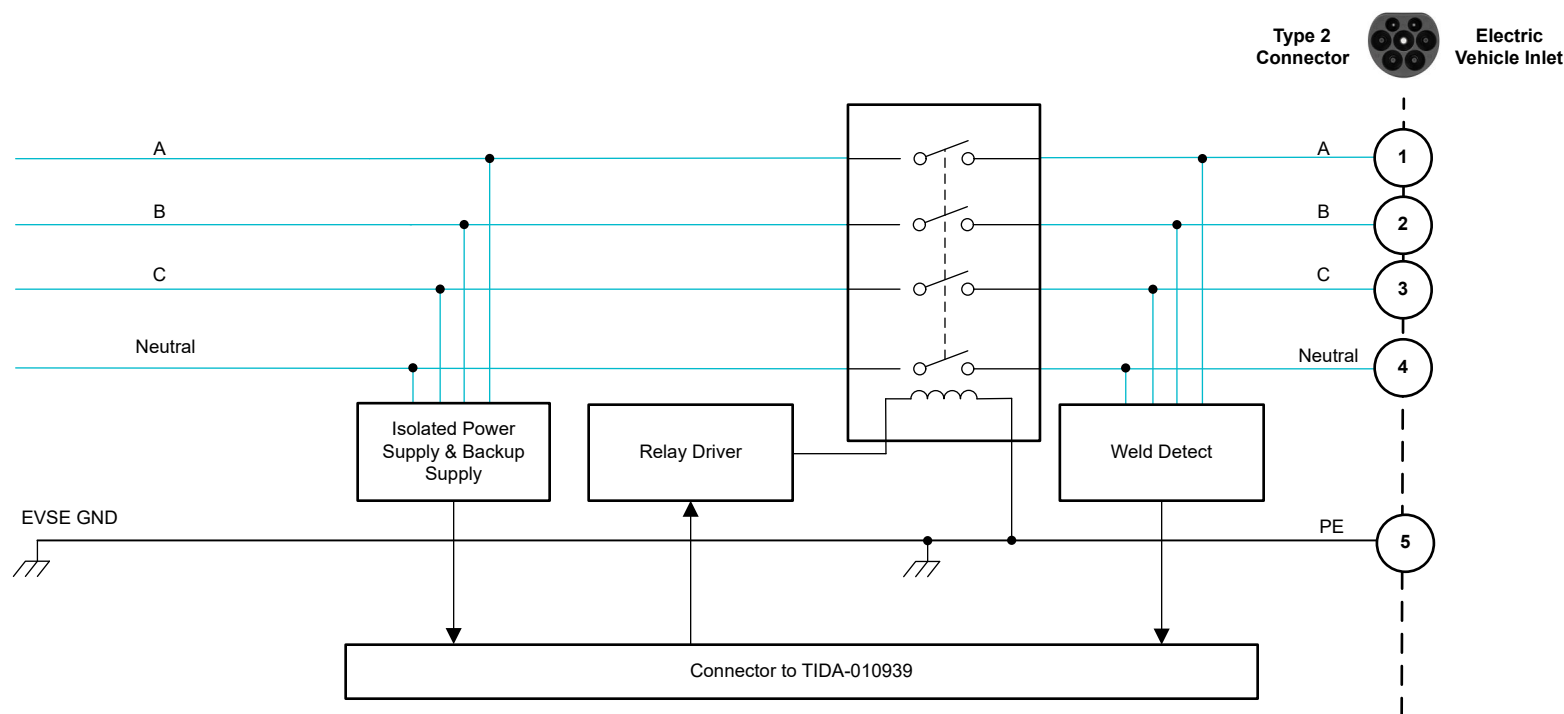


图 1-1. 交流级别 2 充电器简要方框图

## 1.1 电动汽车充电站设计挑战

电动汽车充电站的 EVSE 设计存在几个挑战，包括以下部分中介绍的挑战。

### 1.1.1 高效继电器和接触器驱动

在正常使用情况下，高电流继电器或接触器通常可以作为电感负载消耗 10 毫安至 100 毫安的电流，这需要特定的驱动架构。由于继电器或接触器需要保持供电的时间，因此最好采用高效的驱动解决方案来避免热问题。

### 1.1.2 接触焊接检测

出于安全原因，检测继电器和接触器的输出电压至关重要。触点可能会出现电弧并熔合在一起，即使在系统未供电时也能给插头供电。检查操作是否已正确完成至关重要，并且每次打开继电器时都要进行检查。

此参考设计展示的亮点包括超低待机功耗的隔离式交流/直流辅助功率级、超低  $I_Q$  且成本优化的转换器和线性稳压器、高效继电器与接触器驱动电路，以及可检测继电器与接触器触点电弧熔焊的隔离式线路电压检测模块。

## 1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	注意事项和条件	最小值	标称值	最大值	单位	详细信息
输入特性						
输入电压 V <sub>IN</sub>		85	120、 230	460	V <sub>RMS</sub>	线路电压
线频率 f <sub>LINE</sub>		47	60、50	63	Hz	
输出特性						
输出电压 V <sub>OUT</sub>	反激式输出 1		12		V	具有 3 路输出且基于 UCC28742 的交流/直流反激式功率级
输出电流 I <sub>OUT1</sub>			2.2		A	
输出电压 V <sub>OUT2</sub>	反激式输出 2		14		V	
输出电流 I <sub>OUT2</sub>			0.1		A	
输出电压 V <sub>OUT3</sub>	反激式输出 3		-14		V	
输出电流 I <sub>OUT3</sub>			0.1		A	
总输出功率 P <sub>OUT</sub>	反激式功率级的输出功率			28.8	W	
负载点和辅助部分特性						
TPS7A3901 <sup>(1)</sup>	双路 LDO		+12		V	标称电流 = 100mA
TPS7A3901 <sup>(1)</sup>			-12		V	标称电流 = 100mA
TPS259470 <sup>(1)</sup>	电子保险丝		+12		V	过流保护 = 4.5A
TPS563211 <sup>(1)</sup>	同步降压		+5		V	标称电流 = 1.2A，最大 1.3A
TPS563211 <sup>(1)</sup>	同步降压		+3.3		V	标称电流 = 0.8 A，最大 1.5 A
TPS65130 <sup>(1)</sup>	两个转换器（升压 + 反相降压/升压转换器）在储能放电期间处于运行状态		±14		V	标称电流 = 0.1A
TPS55330	非同步升压：在储能放电期间处于运行状态		+11.5		V	标称电流 = 1.8A
超级电容器备用电源特性						
超级电容器正常工作电压	2 个 2.5 μF 超级电容器串联。充电器充电至 7.8V。升压 UVLO 将最小工作电压设置为 4.3V。在储能放电期间（交流电源故障）提供 7.5W 功率并持续 3 秒（升压后）	+4.3	+7.8		V	峰值电流 = 4.06A，从全速率电压到半电压持续 1s。
TL7705A	用于 2 个 2.5 μF 串联超级电容器 EoC 的电压监控器		+7.49		V	充电结束阈值
线性充电器	在 81s 内将超级电容器从 0V 充电至 7.8V，在 36s 内从 4.3V 充电至 7.8V		+120		mA	

(1) 在 TIDA-010939 上。

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

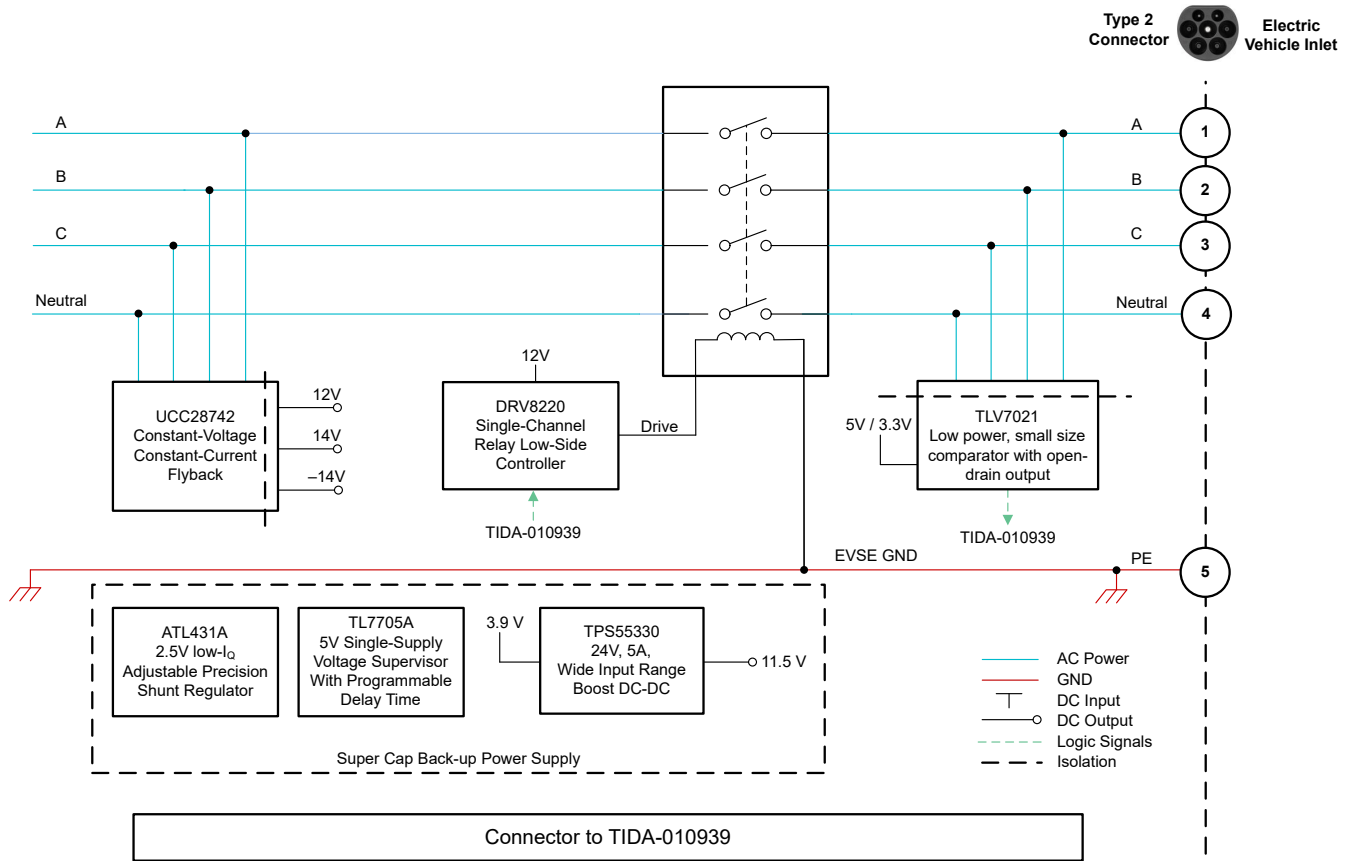


图 2-1. TIDA-010239 方框图

## 2.2 设计注意事项

### 2.2.1 隔离式交流/直流电源设计

隔离式交流/直流功率级是基于 UCC28742 器件的多路输出绕组反激级。UCC28742 控制器使用光耦合器来提供恒压 (CV)，从而改善对大型负载阶跃的瞬态响应。恒流 (CC) 调节通过初级侧调节 (PSR) 技术来实现。此器件处理光耦合反馈信息和来自辅助反激式绕组的信息，以实现输出电压和电流的精准控制并保持高性能。图 2-2 显示了 TIDA-010239 和 TIDA-010939 电源设计的系统方框图。两个电路板之间的电源是分开的，因此 TIDA-010939 能够由单个 12V 电源供电，无需 TIDA-010239。与 TIDA-010239 配合使用时，整个系统可由单相或三相高压输入供电。设计参数详见表 2-1。

这些是电源的主要元件：

- 具有同步整流功能的三相输入反激式电路提供三个电压：12V (电源) 和  $\pm 14V$  (低功耗)
- TIDA-010939 上的两个降压转换器 (基于 TPS563211) 及一个双路低压差稳压器 (TPS7A3901) 从反激电源取电，可进一步输出 5V、3.3V 和  $\pm 12V$  电压
- 两个超级电容器 (每个  $2.5\mu F$ ) 串联，并通过 120mA 恒流线性稳压器进行充电，从而将充电电压设置为 7.8V
- 在主电源缺失时，TPS55330 升压转换器会立即提供所有电压
- TIDA-010939 还设有一个 12V 输入端口，由电子保险丝 TPS259470 实现过流及反极性保护。该设计使整个系统无需单相或三相高压输入即可供电，适用于调试阶段或 TIDA-010939 独立工作场景。
- 在储能放电期间，TIDA-010939 上的反相降压/升压转换器从稳压 5V 电源轨取电，为双路 LDO 生成  $\pm 14V$  电压

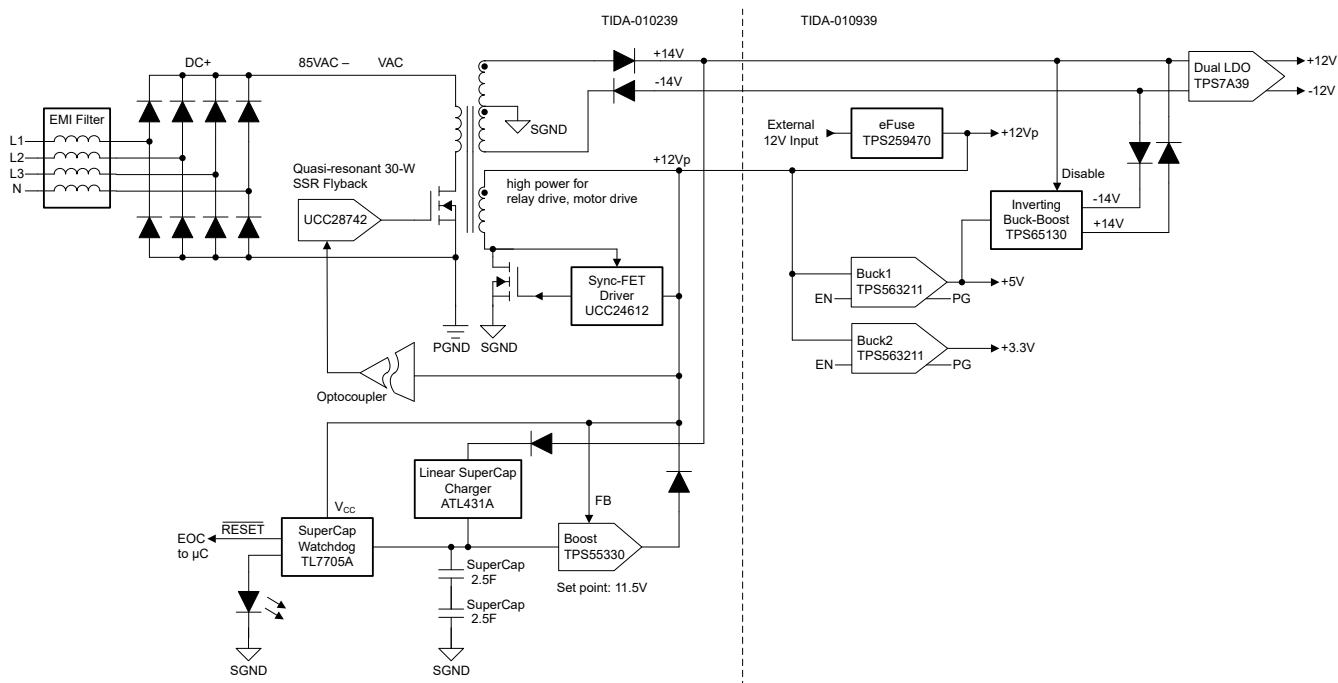


图 2-2. 隔离式交流/直流电源方框图

表 2-1. 设计参数

参数	注意事项和条件	最小值	标称值	最大值	单位
输入特性					
输入电压 $V_{IN}$		85	115、230	460	$V_{RMS}$
最大输入电流	$V_{IN} = V_{IN(min)}$ , $I_{OUT} = I_{OUT(max)}$		0.8		$A_{RMS}$
线路频率		47	60、50	63	Hz
所需的大容量电容器电压 $V_{BULK(desired)}$		85			V
无负载输入功耗	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ , $I_{OUT} = 0A$			500	mW
输出特性					
输出电压 $V_{OUT}$	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	11.4	12	12.6	V
输出电流 $I_{OUT1}$				2.2	A
输出电压 $V_{OUT2}$	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	10.5	12	12.1	V
输出电流 $I_{OUT2}$				0.1	A
输出电压 $V_{OUT3}$	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$	-10.5	-12	-12.1	V
输出电流 $I_{OUT3}$				0.1	A
总输出功率 $P_{OUT}$				28.8	W
输出电压调节	线性调整率: $V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ , $I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		0.1%		
	负载调整率: $0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		0.2%		
输出电压纹波	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ , $0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$			100	mVpp
总输出过流 $I_{OCC}$	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$			2.4	A
最小输出电压, CC 模式	$V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$ , $I_{OUT} = I_{OCC}$		5		V
欠压保护	$I_{OUT} = I_{OUT(max)}$	49.9	55.9	61.8	$V_{RMS}$
瞬态响应过冲	$I_{OUT} = I_{OUT(max)}$ 至 0A 负载瞬态			0.2	V
瞬态响应时间	$I_{OUT} = I_{OUT(max)}$ 至 0A 负载瞬态			5	ms
系统特性					
开关频率 $f_{SW}$		1.2		40	kHz
平均效率	标称输入电压为 25%、50%、75% 和 100% 负载均值	84.8	85.5	86.2	%
工作温度			25		°C

### 2.2.1.1 输入大容量电容及其最小电压

需要大容量输入电容上的最小电压来确定变压器的最大初级与次级匝数比。基于目标满载效率的转换器输入功率、最小输入 RMS 电压和最小交流输入频率决定输入电容要求。最大输入功率根据 [方程式 1](#) 来确定：

$$P_{IN} = \frac{V_{OCV} \times I_{OCC}}{\eta} = \frac{12\text{ V} \times 2.2\text{ A} + |-14\text{ V}| \times 0.1\text{ A} + |+14\text{ V}| \times 0.1\text{ A}}{0.8} \approx 36.5\text{ W} \quad (1)$$

其中

- $V_{OCV}$  是转换器稳压输出电压
- $I_{OCC}$  是转换器总输出 CC 目标
- $\eta$  是满功率输出条件下的转换器总体效率

[方程式 2](#) 根据目标大容量电容器的最小电压为总输入电容提供精确的解决方案。或者，要以给定的输入电容值为目标，可以迭代最小电容电压来获得目标电容值。

$$C_{BULK} = \frac{2P_{IN} \times \left\{ 0.25 + \frac{1}{2\pi} \times \arcsin\left(\frac{V_{BULK}(\text{desired})}{\sqrt{2} \times V_{IN(\text{min})}}\right) \right\}}{(2V_{IN(\text{min})}^2 - V_{BULK}(\text{desired})^2) \times f_{LINE(\text{min})}} \approx 58.9\text{ }\mu\text{F} \quad (2)$$

$$C_{BULK(\text{selected})} = 68\text{ }\mu\text{F} \quad (3)$$

输入端使用了四个  $68\mu\text{F}$  电解电容器来创建  $68\mu\text{F}$  的等效大容量电容器，以支持  $460\text{V}_{\text{RMS}}$  的最大输入电压。根据 [UCC28742 设计计算器](#)，此选择会将  $V_{BULK}$  电压更改为  $90.7\text{ V}$ （也称为  $V_{BULK\_VALLEY}$ ）。

### 2.2.1.2 变压器匝数比、初级电感和初级峰值电流

满载条件下的最大目标开关频率、最小输入大容量电容电压和估算的 DCM 谐振时间决定着变压器的最大初级/次级匝数比。首先，根据目标开关频率 ( $f_{\text{MAX}}$ ) 和 DCM 谐振时间 ( $t_R$ ) 来确定最大可用导通时间占空比和次级导通时间。

在 DCM 的转换模式操作限制中，从次级电流导通结束到  $V_{DS}$  第一个谷底的时间间隔为 DCM 谐振周期 ( $t_R$ ) 的一半；如果假定谐振频率为  $500\text{ kHz}$ ，则为  $1\text{ }\mu\text{s}$ 。允许的最大 MOSFET 导通时间  $D_{\text{MAX}}$  使用 [方程式 4](#) 来确定。

$$D_{\text{MAX}} = 1 - D_{\text{MAGCC}} - \left( \frac{t_R}{2} \times f_{\text{MAX}} \right) = 1 - 0.475 - 38\text{ kHz} \times \frac{2\text{ }\mu\text{s}}{2} = 0.485 \quad (4)$$

其中

- $t_R$  为开关节点处 LC 谐振频率的周期估算值
- $D_{\text{MAGCC}}$  定义为 CC 操作期间的次级二极管导通占空比，由 UCC28742 器件从内部设定为固定值 0.475。

当  $D_{\text{MAX}}$  已知时，最大初级/次级匝数比由 [方程式 5](#) 确定。必须确定次级绕组上的总电压，即  $V_{OCV}$  和  $V_F$  之和。

$$N_{PS(\text{max})} = \frac{D_{\text{MAX}} \times V_{BULK\_VALLEY}}{D_{\text{MAGCC}} \times (V_{OCV} + V_F)} \quad (5)$$

假设  $V_F = 0.8\text{ V}$ ：

$$N_{PS(\text{max})} = \frac{0.485 \times 90.7\text{ V}}{0.475 \times (12\text{ V} + 0.8\text{ V})} = 7.24 \quad (6)$$

$$N_{PS(\text{selected})} = 7 \quad (7)$$

较高的匝数比通常会提高效率，但可能会限制低输入电压下的操作。变压器设计迭代通常是评估系统级性能权衡所必需的。

变压器一次侧电感使用反激变压器的标准储能公式来计算。[方程式 8](#) 中包含初级电流、最大开关频率、目标输出电压和电流以及变压器功率损耗。



$$L_P = \frac{2 \times (V_{OCV} + V_F) \times I_{OCC}}{\eta_{XFMR} \times I_{PP(max)}^2 \times f_{MAX}} = 627.7 \mu H \quad (8)$$

$$L_{P(selected)} = 700 \mu H \quad (9)$$

UCC28742 CC 调节通过将  $D_{MAGCC}$  维持在最大初级峰值电流设置来实现。 $D_{MAGCC}$  与  $V_{CST(max)}$  之积定义了一个 CC 调节电压系数  $V_{CCR}$ ，该系数与  $N_{PS}$  一起用于确定实现 CC 调节目标  $I_{OCC}$  所需的电流检测电阻值 ( 请参阅 [方程式 10](#) )。

$$R_{CS} = \frac{V_{CCR} \times N_{PS}}{2 \times I_{OCC}} \times \sqrt{\eta_{XFMR}} \quad (10)$$

$$R_{CS} = \frac{0.363 V \times 7}{2 \times 2.2 A} \times \sqrt{0.9} = 0.547 \Omega \quad (11)$$

$$R_{CS(selected)} = 0.5 \Omega \quad (12)$$

其中

- $V_{CCR}$  是 CC 调节系数 ( 来自 [UCC28742 具有光耦合器反馈功能的高效反激式控制器](#) 数据表 )
- $V_{CST}$  是 CS 引脚电流检测阈值 ( 来自 [数据表](#) )

$$I_{PP(max)} = \frac{V_{CST(max)}}{R_{CS}} = \frac{0.83 V}{0.5 \Omega} = 1.66 A \quad (13)$$

$$I_{PP(nom)} = \frac{V_{CST(nom)}}{R_{CS}} = \frac{0.77 V}{0.5 \Omega} = 1.54 A \quad (14)$$

$N_{AS}$  取决于 CC 调节期间的最低目标工作输出电压和 UCC28742 器件的  $V_{DD}$  UVLO 关断阈值。变压器漏电感会向  $V_{DD}$  提供额外电能，从而允许在许多设计中使用较小的匝数比。

$$N_{AS} = \frac{V_{DD(off)} + V_{FA}}{V_{OCC} + V_F} = \frac{8.15 V + 0.8 V}{5 V + 0.8 V} = 1.54 \quad (15)$$

其中

- $V_{DD(off)}$  为 UCC28742 关断阈值 ( 来自 [数据表](#) )
- $V_{OCC}$  是恒流调节期间转换器的最低输出电压目标
- $V_{FA}$  是反激级辅助侧整流器二极管上的压降

$$N_{AS(selected)} = 1.455 \quad (16)$$

这表示：

$$N_{PA(selected)} = 4.81 \quad (17)$$

由于  $\pm 14V$  电源轨不是稳压电源轨，因此匝数比决定其输出电压：

$$N_{PT} = \frac{N_{PS}}{(V_{OV14} + V_F)/(V_{OCV} + V_F)} = \frac{7}{(14V + 0.8V)/(12V + 0.8V)} = 6.05 \quad (18)$$

$$N_{PT(selected)} = 5.92 \quad (19)$$

### 2.2.1.3 变压器参数计算：初级和次级 RMS 电流

初级电感为  $700\mu H$  时，绝对最大开关频率计算如下：

$$f_{MAX} = \frac{2 \times (12V + 0.8V) \times 2.2A}{0.9 \times (1.54A)^2 \times 700\mu H} = 37.7 kHz \quad (20)$$

最大开关周期为：

$$t_{SW} = \frac{1}{f_{MAX}} = \frac{1}{37.7 kHz} = 26.5 \mu s \quad (21)$$

实际最大导通时间的计算公式如下：

$$t_{ON(max)} = \frac{I_{PP(nom)} \times L_P}{V_{BULK\_VALLEY}} = \frac{1.54A \times 700\mu H}{90.7V} = 11.88 \mu s \quad (22)$$

工作的最大占空比 ( $D_{MAX}$ ) 为：

$$D_{MAX} = \frac{t_{ON(max)}}{t_{SW}} = \frac{11.88 \mu s}{26.5 \mu s} = 0.448 \quad (23)$$

变压器初级 RMS 电流 ( $I_{PRMS}$ ) 为：

$$I_{PRMS} = I_{PP(max)} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 1.66A \times \sqrt{\frac{0.448}{3}} = 0.641A \quad (24)$$

变压器次级峰值电流 RMS 电流 ( $I_{SEC(max)}$ ) 为：

$$I_{SEC(max)} = I_{PP(max)} \times N_{PS} = 1.66A \times 7 = 11.62A \quad (25)$$

变压器次级 RMS 电流 ( $I_{SEC\_RMS}$ ) 为：

$$I_{SEC\_RMS} = I_{SEC(max)} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 11.62A \times \sqrt{\frac{0.448}{3}} = 4.49A \quad (26)$$

基于这些计算，我们为此应用设计了 Würth Elektronik™ 变压器（器件型号 750320029），其规格如下：

- $N_{PS} = 7 \pm 2\%$ （初级/次级匝数比）
- $N_{PT} = 5.92 \pm 2\%$ （初级/三级匝数比）
- $N_{PA} = 4.81 \pm 2\%$ （初级/辅助匝数比）
- $L_P = 700 \mu H \pm 10\%$ （初级电感）
- $L_{LK} = 10 \mu H$ （初级漏电感）

### 2.2.1.4 主开关功率 MOSFET 选择

通过开关 FET 的漏源 RMS 电流  $I_{DS\_RMS}$  使用以下公式计算：

$$I_{DS\_RMS} = I_{PRMS} = 0.641A \quad (27)$$

选择一个  $I_{DS\_RMS}$  为计算值五倍的 MOSFET。FET 两端的最大电压可使用以下公式估算：

$$V_{DSPK} = (V_{IN(max)} \times \sqrt{2}) + (V_{OCV} + V_F) \times N_{PS} + V_{LK} = (460 \text{ V} \times \sqrt{2}) + (12 \text{ V} + 0.8 \text{ V}) \times 7 + 63 \text{ V} = 803.1 \text{ V} \quad (28)$$

考虑到 15% 的降额和约 150V 的泄漏尖峰，MOSFET 的额定电压必须约为 925V DC。此处选择了 950V MOSFET。

### 2.2.1.5 整流二极管选型

计算所需的次级输出二极管或同步整流器 FET 反向电压或者阻断电压 ( $V_{DIODE\_BLOCKING}$ )：

$$V_{DIODE\_BLOCKING} = \frac{V_{IN\_DC(max)}}{N_{PS}} + V_{OCV} = \frac{460 \text{ V} \times \sqrt{2}}{7} + 12 \text{ V} = 104.9 \text{ V} \quad (29)$$

本参考设计为 +12Vp 电源轨选择了额定值为 200V、24A 的同步整流器 FET，以降低损耗。对于 ±14V 电源轨，选择了具有 200V 电压和 1A 正向电流额定值的肖特基二极管。

$$V_{DIODE\_BLOCKING\_AUX} = \frac{V_{IN\_DC(max)}}{N_{PA}} + (V_{OCV} + V_F) \times N_{AS} - V_{FA} = \frac{460 \text{ V} \times \sqrt{2}}{4.81} + (12 \text{ V} + 0.8 \text{ V}) \times 1.455 - 0.6 \text{ V} = 153 \text{ V} \quad (30)$$

对于辅助电源轨，选择了具有 400V 电压和 1A 正向电流额定值的肖特基二极管。通常，200V 二极管就足够了，但必须考虑超过 153V 的尖峰。如果选择 300V 二极管，则二极管不会带来任何优势，因为 300V 和 400V 小型二极管在反向恢复时间和  $V_F$  方面没有差异。

### 2.2.1.6 输出电容器选型

对于此参考设计，为输出选择输出电容 ( $C_{OUT}$ ) 时应确保防止  $V_{OUT}$  (12V) 在高达 0.1V 且纹波电压小于 100mV 的瞬变期间降至最小输出电压 ( $V_{OTRM}$ ) 以下。

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{I_{OCC}}{2} \times (t)}{V_{OCV} - V_{OTRM}} \quad (31)$$

假设  $V_{OTRM} = 11.9\text{V}$ ，

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{2.2 \text{ A}}{2} \times (50 \mu\text{s})}{12 \text{ V} - 11.9 \text{ V}} \geq 550 \mu\text{F} \quad (32)$$

$$C_{OUT(selected)} = 2 \times 680 \mu\text{F} \quad (33)$$

假设允许的输出纹波电压为 100mV (5%)，则该电容器的 ESR 和 RMS 电流必须为：

$$ESR = \frac{V_{OUT\_RIPPLE}}{I_{SEC(max)}} = \frac{200 \text{ mV}}{11.62 \text{ A}} = 17.2 \text{ m}\Omega \quad (34)$$

$$I_{COUT\_RMS} = \sqrt{(I_{SEC\_RMS})^2 - (I_{OCC})^2} = \sqrt{(4.49 \text{ A})^2 - (2.2 \text{ A})^2} = 5.0 \text{ A} \quad (35)$$

### 2.2.1.7 VDD 引脚上的电容

VDD 上的电容需要在 CC 调节中转换器的输出电压达到目标最小工作电压之前为器件提供工作电流。VDD 上的电容必须在启动期间和两个低频开关脉冲之间提供所需的初级侧工作电流。方程式 36 中所示两个独立计算结果的最大值决定  $C_{VDD}$  的值。

启动过程中达到  $V_{VDD(on)}$  时， $C_{VDD}$  独立提供器件工作电流和 MOSFET 栅极电流，直到转换器输出达到 CC 调节下的最小目标工作电压  $V_{OCC}$ 。此时，辅助绕组将 UCC28742 器件的 VDD 保持在 UVLO 以上。可用于负载和为输出电容充电的总输出电流是 CC 调节目标  $I_{OCC}$ 。方程式 36 假定转换器的所有输出电流可为输出电容充电直至达到  $V_{OCC}$ 。对于典型应用，方程式 37 包含估算的平均栅极驱动电流  $q_G \times f_{SW(max)}$  和添加到  $V_{VDD}$  的 1V 裕量。

$$C_{VDD} \geq \frac{(I_{RUN} + q_G f_{SW(max)}) \times \frac{C_{OUT} \times V_{OCC}}{I_{OCC}}}{V_{DD(on)} - (V_{DD(off)} + 1V)} \quad (36)$$

$$C_{VDD} \geq \frac{(2mA) + 10nC \times 37.7kHz \times \frac{1360\mu F \times 12V}{2.2V}}{21V - (8.5V + 1V)} \geq 0.128\mu F \quad (37)$$

当前的设计使用 10μF 和 0.1μF 电容器。

### 2.2.1.8 开环电压调节与引脚电阻分压器、线路补偿电阻间的关系

VS 引脚的电阻分压器决定了反激转换器的输出电压过压保护点。另外，高侧分压电阻 ( $R_{S1}$ ) 决定了控制器实现连续 DRV 操作的线路电压。 $R_{S1}$  最初根据变压器辅助侧与一次侧的匝数比和所需的输入电压阈值来确定。

$$R_{S1} = \frac{V_{IN(run)} \times \sqrt{2}}{N_{PA} \times I_{VSL(min)}} \quad (38)$$

其中

- $N_{PA}$  是变压器一次侧绕组与辅助绕组匝数比
- $V_{IN(run)}$  是用于使控制器导通 (运行) 的  $AC_{RMS}$  电压；采用直流输入时，请省略公式中的  $\sqrt{2}$  项
- $V_{SL(run)}$  是开关导通期间 VS 引脚上拉电流的运行阈值 (请参阅 UCC28742 数据表的电气特性部分)

$$R_{S1} = \frac{80V \times \sqrt{2}}{4.81 \times 210\mu A} = 112k\Omega \quad (39)$$

$$R_{S1(selected)} = 121k\Omega \quad (40)$$

低侧 VS 引脚电阻根据开环条件下所需的  $V_{OUT}$  稳定电压来选择，并设定开环条件下允许的最大电压。

$$R_{S2} = \frac{R_{S1} \times V_{OVPTH}}{N_{AS} \times (V_{OV} + V_F) - V_{OVPTH}} \quad (41)$$

其中

- $V_{OV}$  为转换器输出端允许的最大峰值电压
- $V_F$  是电流接近零时的输出整流器正向压降
- $N_{AS}$  是变压器辅助绕组与二次侧绕组匝数比
- $V_{OVPTH}$  是 VS 输入端的过压检测阈值 (请参阅 UCC28742 数据表的“电气特性”部分)

$$R_{S2} = \frac{121k\Omega \times 4.65V}{1.455 \times (15V + 0.8V) - 4.65V} = 30.7k\Omega \quad (42)$$

$$R_{S2(selected)} = 33.2k\Omega \quad (43)$$

UCC28742 器件使用线路补偿功能在不断变化的输入线路上保持严格的 CC 调节。线路补偿电阻 ( $R_{LC}$ ) 值由流经  $R_{S1}$  的电流、内部总栅极驱动和外部 MOSFET 关断延迟决定。假定 UCC28742 器件中的内部延迟为 50ns：

$$R_{LC} = \frac{K_{LC} \times R_{S1} \times R_{CS} \times t_D \times N_{PA}}{L_P} \quad (44)$$

其中

- $t_D$  是电流检测延迟，包括 MOSFET 关断延迟
- $K_{LC}$  是电流调节常量 (请参阅 UCC28742 数据表的“电气特性”部分)

$$R_{LC} = \frac{25 \times 121k\Omega \times 0.5\Omega \times (46ns + 50ns) \times 4.81}{700\mu H} = 998\Omega \quad (45)$$

$$R_{LC(selected)} = 1k\Omega \quad (46)$$

### 2.2.1.9 反馈元件

输出电压通过检测网络电阻  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  来设定。根据所需的输出电压选择反馈电阻的值：

$$V_{th} = \frac{V_{OCV} \times R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \quad (47)$$

其中

- $V_{th} = 2.5V$

运算放大器补偿网络  $Z_{FB}$  是使用成熟的控制环路稳定性设计技术来确定的。通常使用 II 类补偿网络。请参阅 [UCC28742 数据表](#) 和 [设计计算器](#)，了解详细信息。

### 2.2.1.10 备用电源

存在三种可能的供电场景：

- 存在单相或三相电源：
  - 转换器提供所有电压，但为超级电容器充电的时间不同，首次充电时间为 1 分钟 21 秒，连续充电时间为 36 秒。
  - 次级侧绕组上的开关波形经过峰值整流，用于禁用反相降压/升压转换器。
  - 同时，由于超级电容器上的电压处于 4.3V 至 7.8V 的范围内，升压转换器处于运行状态并提供 11.5V 电压。该电压电平略低于 12V，旨在避免在具有主电源时提供电流。保持升压转换器处于运行状态可消除器件软启动引起的延迟。
  - 当超级电容器充电时，电压监控器 TL7705A 将启用标志 *EOC* (充电结束，对于 uC 的数字输出很有用) 并打开 LED。
- 电源不可用：
  - 由于 TPS55330 升压转换器始终处于运行状态，因此 12Vp 总线会从 12V 下降至 11.5V，从而使所有电源轨保持工作状态。
  - 同时，反激式转换器的两个  $\pm 14V$  输出都会变为零，并且用于信号 *Disable* 的峰值整流电压会变为零。
  - 随后，TIDA-010939 上的反相降压/升压转换器会启动并提供  $\pm 14V$  电压，这些电压由 ORing 二极管连接到双路 LDO 的输入端，从而提供  $\pm 12V$  电压。
  - 直到超级电容器放电至低于升压 UVLO (4.3V) 时，才会供电。此时，所有电源轨都会关闭。
- 由 TIDA-010939 通过外部 12V 电源供电：
  - 在此情况下，超级电容器不会再充电，因为反激式器件的辅助绕组上没有电压。
  - TIDA-010939 的外部 12V 电源可为所有电源轨正常供电。反相降压/升压转换器还为双路 LDO 提供  $\pm 14V$  电压。

### 2.2.1.11 超级电容器选型

超级电容器在交流输入意外断开时为 12V 和 5V 电源轨 (TIDA-010939) 供电，以关闭主继电器并解锁插头。假设初始规格为持续时间 1s。

- 12V 电源轨：峰值电流为 1.8A，持续 200ms (解锁插头和关闭继电器)
- 12V 电源轨：平均电流  $1.8A \times 0.2s + 0.1A \times 0.8s = 0.44A$
- 5V 电源轨：平均电流为 0.275A，持续 1s

超级电容器所需的总峰值功率  $P_{PK\_SC}$ ：

$$P_{PK\_SC} = (V_{12Vp} \times I_{PK\_1} + V_{5V} \times I_{PK\_2} / \eta_{BUCK}) / \eta_{BOOST} \quad (48)$$

$$P_{PK\_SC} = (12V \times 1.8A + 5V \times 0.275A / 0.9) / 0.85 = 27.2W \quad (49)$$

总峰值功率为 27.2W，持续 200ms，或者峰值电流约为 3.5A (即  $27.2W/7.8V$ )。超级电容器所需的总平均功率  $P_{AVE\_SC}$ ：

$$P_{AVE\_SC} = (V_{12VP} \times I_{AVE\_1} + V_{5V} \times I_{AVE\_2} / \eta_{BUCK}) / \eta_{BOOST} \quad (50)$$

$$P_{AVE\_SC} = (12\text{ V} \times 0.44\text{ A} + 5\text{ V} \times 0.275\text{ A} / 0.9) / 0.85 = 8\text{ W (that is, 8 J in 1 s)} \quad (51)$$

假设超级电容器充电至 7.8V，然后放电至 4.3V (即 TPS55330 升压转换器的 UVLO)：

$$C_{MIN\_SERIES} = 2 \times (E) / ((V_2)^2 - (V_1)^2) = 2 \times (8\text{ J}) / ((7.8\text{ V})^2 - (4.3\text{ V})^2) = 0.3778\text{ F} \quad (52)$$

$$C_{MIN} = 2 \times C_{MIN\_SERIES} = 0.76\text{ F (for 1 s)} \quad (53)$$

其中

- $C_{MIN\_SERIES}$  是最小等效串联电容
- $C_{MIN}$  是最小单个电容

此时，如需维持 3 秒，则需要  $C_{MIN} = 3 \times 0.76 = 2.28\text{F}$ 。

本参考设计选择了两个支持高达 47.5W 和 4A 峰值的 2.5F 串联电容。

TL7705 电压监控器会监控在略低于 7.49V 的电压下的充电完成情况。7.49V 至 4.3V 区间的可用超级电容器能量  $E_{SC\_7p5}$ ：

$$E_{SC\_7p5} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25\text{ F} \times (7.49^2 - 4.3^2) = 23.5\text{ J} \quad (54)$$

考虑升压效率后的可用能量  $E_{SC\_7p5\_BOOST}$ ：

$$E_{SC\_7p5\_BOOST} = E_{SC\_7p5} \times \eta_{BOOST} = 23.5\text{ J} \times 0.85 = 20\text{ J} \quad (55)$$

3s 期间的可用功率  $P_{SC\_7p5}$ ：

$$P_{SC\_7p5} = E_{SC\_7p5\_BOOST} / \text{time} = 20\text{ J} / 3\text{ s} = 6.65\text{ W} \quad (56)$$

超级电容器的可用能量为 7.8V 至 4.3V， $E_{SC\_7p8}$ ：

$$E_{SC\_7p8} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25\text{ F} \times (7.8^2 - 4.3^2) = 26.5\text{ J} \quad (57)$$

考虑升压效率后的可用能量  $E_{SC\_7p8\_BOOST}$ ：

$$E_{SC\_7p8\_BOOST} = E_{SC\_7p8} \times \eta_{BOOST} = 26.5\text{ J} \times 0.85 = 22.5\text{ J} \quad (58)$$

3s 期间的可用功率  $P_{SC\_7p8}$  :

$$P_{SC\_7p8} = E_{SC\_7p8\_BOOST} / \text{time} = 22.5 \text{ J} / 3 \text{ s} = 7.5 \text{ W} \quad (59)$$

#### 2.2.1.12 超级电容器充电器设计

并联电压基准 (U6) 将最终充电电压设置为 7.8V。NPN 晶体管 (Q5) 和  $4.99 \Omega$  电阻器 (R42) 将充电电流限制为大约 120mA ( $0.6V/4.99 \Omega$ )。NMOS FET (Q4) 在饱和区域中运行, 以保持所需的充电电压降。当 Vbackup 达到 7.8V 时, U6 会立即将 Q4 的栅极拉低。这样一来, Vbackup 就会在标称 7.8V 处保持恒定。有两种充电场景:

1. 首次电源开启时的充电时间: 此处 Vbackup 为零。必须涵盖的  $\Delta V$  范围为 0V 至 7.8V; 因此, 充电时间为  $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25F \times 7.8V / 120mA = 81.25 \text{ 秒} (1 \text{ 分 } 21 \text{ 秒})$ 。
2. 储能放电后的充电时间: 此处 Vbackup 是升压转换器的 UVLO (4.3V)。必须涵盖的  $\Delta V$  范围为 4.3V 至 7.8V; 充电时间为  $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25F \times (7.8V - 4.3V) / 120mA = 36.46 \text{ 秒}$ 。

总之, 最坏情况下的充电时间为 1 分 21 秒, 而储能放电之间的充电时间为 36.46 秒。

### 2.2.2 继电器驱动和焊接检测

EVSE 的主要功能是可靠地控制在市电电压下流向电动汽车的大电流。在正常使用情况下，继电器或接触器必须保持合上数小时，才能为车辆充满电；但是，由于安全问题，继电器不能焊接。如果控制系统发生故障，继电器必须断开。这些高电流继电器或接触器通常会作为电感负载消耗几十到几百毫安，需要特定的驱动架构。

由于继电器或接触器需要保持供电的时间，因此高效驱动器件优于典型的达林顿阵列，甚至是分立式晶体管配置。因此，该设计中选择了 DRV8220 电流控制器来驱动继电器或接触器。DRV8220 器件旨在通过良好受控的波形来调节电流，从而降低功率损耗。

继电器和接触器使用机电螺线管进行操作。当 EN 引脚电压被外部驱动器或内部上拉电阻拉高时，便开始激活。在 EN 引脚被驱动至 GND 后，DRV8220 器件允许螺线管电流衰减至零。螺线管电流会快速斜升，确保正常端口继电器或接触器。最初上升后，螺线管电流将保持峰值以维持正常运行；此后，电流会降至较低的保持水平，以避免过热问题并降低功率损耗。

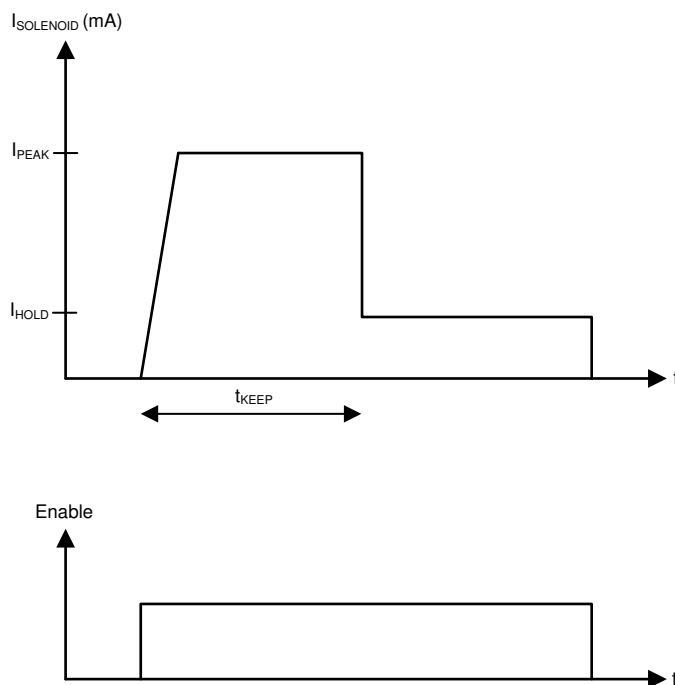


图 2-3. 通过螺线管的典型电流波形

出于安全原因，检测继电器和接触器的输出电压至关重要。触点会因老化和磨损产生电弧，甚至发生永久性熔焊，进而导致闭合故障状态，在系统停机后也会继续为插头供电。为防止这种危险，需在每次继电器断开时对其正常动作状态进行检查。



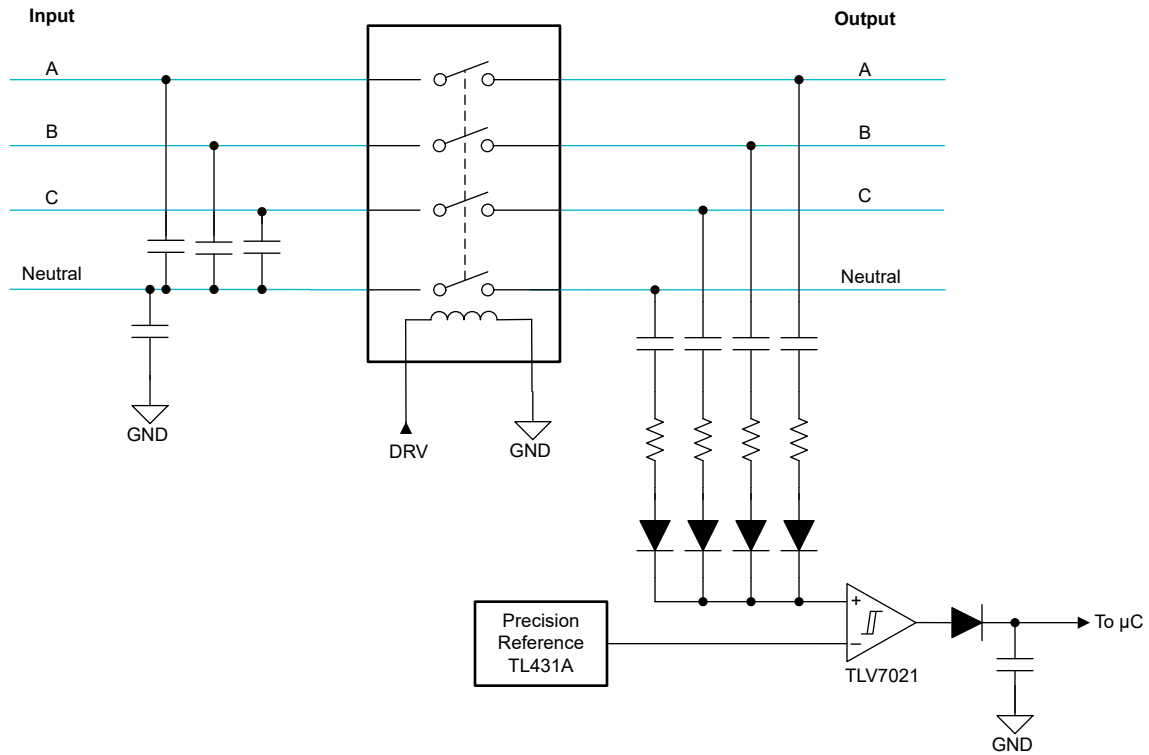
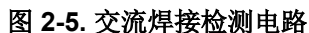


图 2-4. 交流熔焊检测方框图

TIDA-010239 的熔焊检测电路可对接触器输出端的各相线路及中性线进行实时监测。每相线路均通过安全电容器受到监测。该安全电容器提供也通过高电势测试的隔离式设计。经交流耦合的信号首先经过限压限流处理，再通过 ORing 电路整合后，由单个比较器进行监测。在接触器前端的市电输入侧，X 类与 Y 类安全电容器为充电器的隔离接地端提供了回电网的电流通路。

如果继电器发生熔焊，或其输出端存在电压，比较器会通过峰值检测电路向 MCU 的故障检测输入端发送高电平逻辑信号。



比较器的参考电压由 **TL431** 精密可编程基准源生成，本设计中将其配置为 **200mV**。可根据环境条件及系统噪声水平，将参考电压调至更高值（例如 **5V**），以提升抗干扰能力并避免误触发。

## 2.3 重点产品

### 2.3.1 UCC28742

UCC28742 是一款反激式电源控制器，它使用来自次级侧稳压器的光学耦合反馈信号来提供高性能电压调节。该器件使用初级侧反馈提供精确的恒流调节。该控制器采用具有谷底开关功能的不连续导通模式 (DCM) 工作，以更大幅度地减少开关损耗并允许使用低成本输出整流器。控制律方案将频率与初级峰值电流幅度调制相结合，可在整个负载范围内提供高转换效率。控制律提供宽动态输出功率工作范围，从而使电源设计人员能够实现低待机功耗。在低功耗运行条件下，该控制器的电源管理功能可降低开关频率低于 25kHz 时的器件工作电流。当频率等于和大于该值时，UCC28742 在调制器中具有多项功能来降低基本开关频率和谐波的 EMI 峰值能量。通过使用直接的设计流程，可实现完整的低成本和低元件数量系统。

### 2.3.2 DRV8220

DRV8220 是具有多个控制接口选项的集成 H 桥驱动器：PWM (IN1、IN2) 接口 (DRL 和 DSG 封装)、PH/EN (仅限 DSG) 或半桥接口 (仅限 DSG)。为了减少印刷电路板上的面积和外部元件，该器件集成了电荷泵稳压器及其电容器。DSG 封装和 DRL 封装都支持定时自动睡眠模式，该模式通过消除禁用/睡眠引脚，并在输入保持非活动状态 1-2ms 时自动将器件置于低功耗睡眠模式来减少微控制器 GPIO 连接。将自动睡眠模式应用于 PWM 或 PH/EN 时，nSLEEP 引脚可能会连接高电平。nSLEEP 引脚可使器件在自动睡眠不可用的半桥模式下进入睡眠状态。

### 2.3.3 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  $V_{ref}$  (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。

### 2.3.4 TL431

TL431 和 TL432 器件是三端可调节并联稳压器，在适用的汽车级、商用级和军用级温度范围内均可满足规定的热稳定性。通过两个外部电阻将输出电压设置为  $V_{ref}$  (约为 2.5V) 至 36V 范围内的任意值。这些器件的输出阻抗典型值均为  $0.2\Omega$ 。此类器件的有源输出电路具有非常明显的导通特性，因此非常适合用于替代许多应用中的齐纳二极管，例如板载稳压器、可调节电源和开关电源。TL432 器件具有与 TL431 器件完全相同的功能和电气特性，但是具有不同的 DBV、DBZ 和 PK 封装引脚排列。

### 2.3.5 TPS55330

TPS55330 是一款单片非同步开关稳压器，此稳压器集成有一个 5A、24V 电源开关。此器件可配置成多种标准开关稳压器拓扑，包括升压、SEPIC 和隔离反激式。此器件具有一个宽输入电压范围，可支持由多节电池或经 3.3V、5V 和 12V 稳压电源轨供电的应用。TPS55330 使用电流模式脉宽调制 (PWM) 控制来调节输出电压，并具有一个内部振荡器。PWM 的开关频率由一个外部电阻器或者同步至一个外部时钟信号进行设定。用户可以在 100kHz 至 1.2MHz 之间对开关频率进行编程。

### 2.3.6 TPS259470

TPS25947xx 系列电子保险丝是采用小型封装的高度集成电路保护和电源管理设计。此类器件只需很少的外部组件即可提供多种保护模式，能够非常有效地抵御过载、短路、电压浪涌、反极性和过多浪涌电流。借助集成的背对背 FET，这些器件始终可以阻止从输出端到输入端的反向电流流动，因此非常适合电源多路复用器和 ORing 应用以及需要负载侧能量保持存储解决方案以防输入电源发生故障的系统。这些器件采用基于线性 ORing 的方案，以确保实现几乎为零的直流反向电流，并以最小的正向压降和功率耗散来模拟出色的二极管行为。

### 2.3.7 TL7705A

TL77xxA 系列集成电路电源电压监控器专门设计用作微型计算机和微处理器系统中的复位控制器。电源电压监控器监控 SENSE 输入端的电源是否欠压。

### 3 硬件、测试要求和测试结果

#### 3.1 硬件要求

图 3-1 显示了电路板的顶视图和 TIDA-010239 PCB 的不同部分。

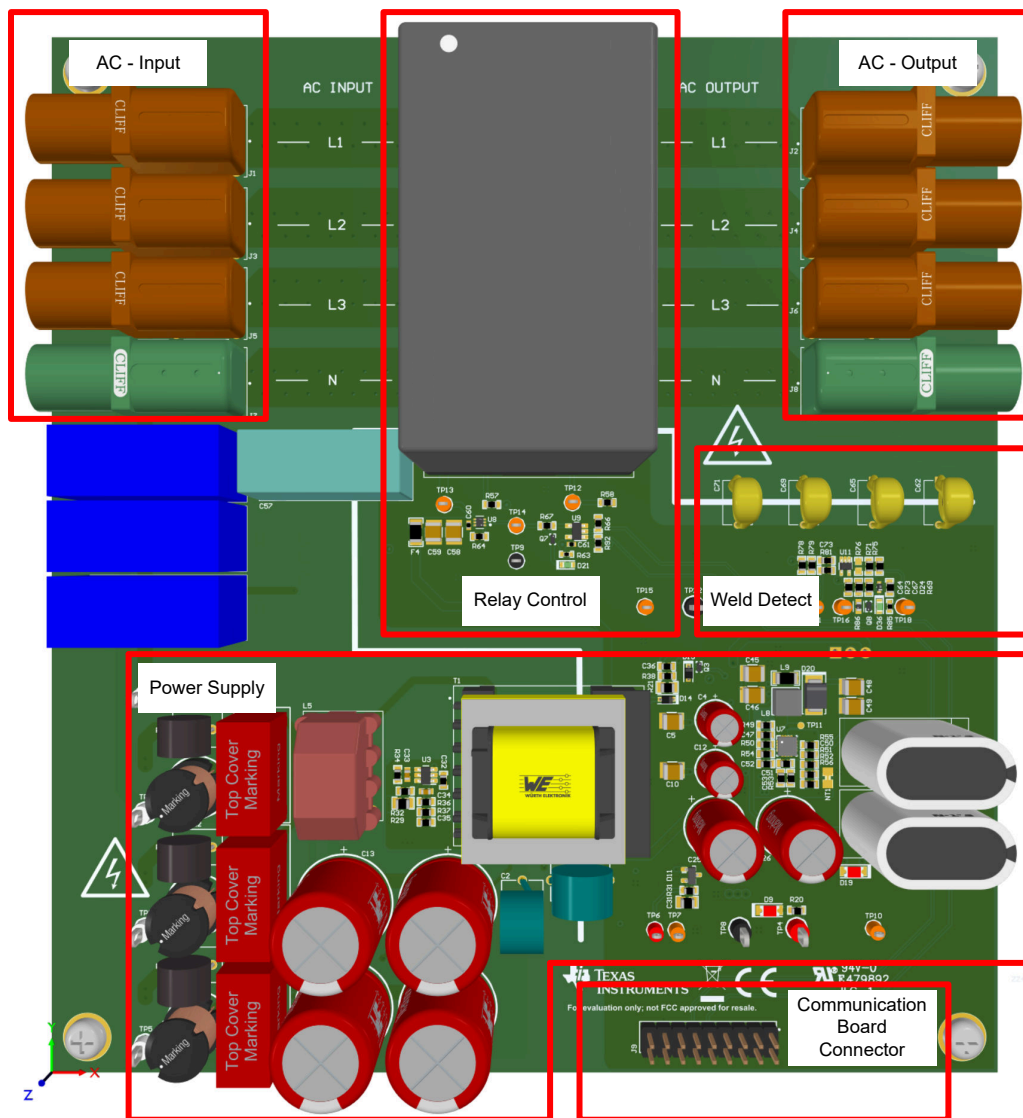


图 3-1. TIDA-010239 PCB ( 顶视图 )

## 3.2 测试要求

### 3.2.1 电源测试设置

图 3-2 所示为测试设置中外部组件布置和最终连接的方框图。

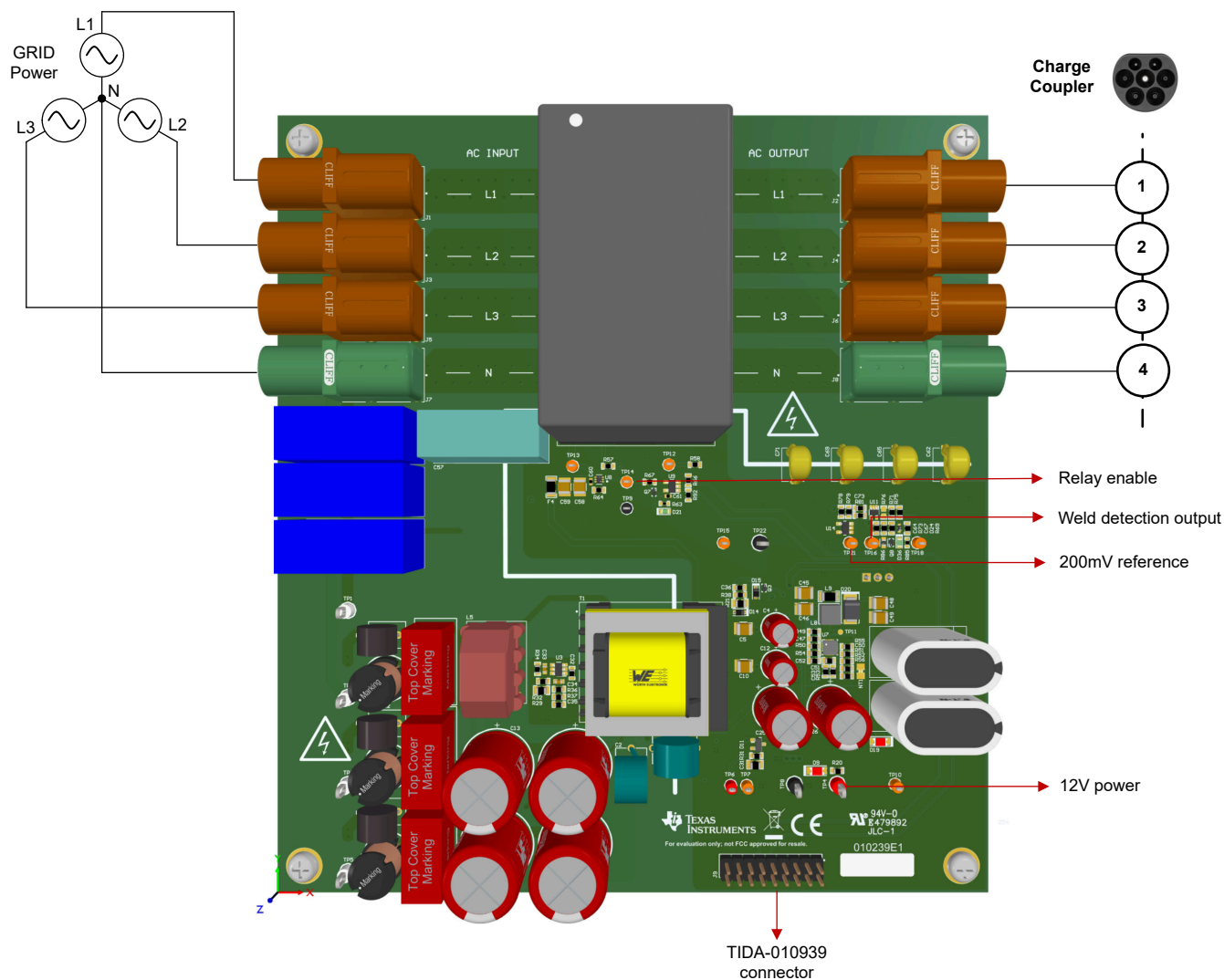


图 3-2. 与 TIDA-010239 硬件的外部组件连接

图 3-3 显示了测试设置。线性稳压器和转换器的测试设置包括 TIDA-010239 板、直流电源、数字万用表、电子负载、电压和电流探针。

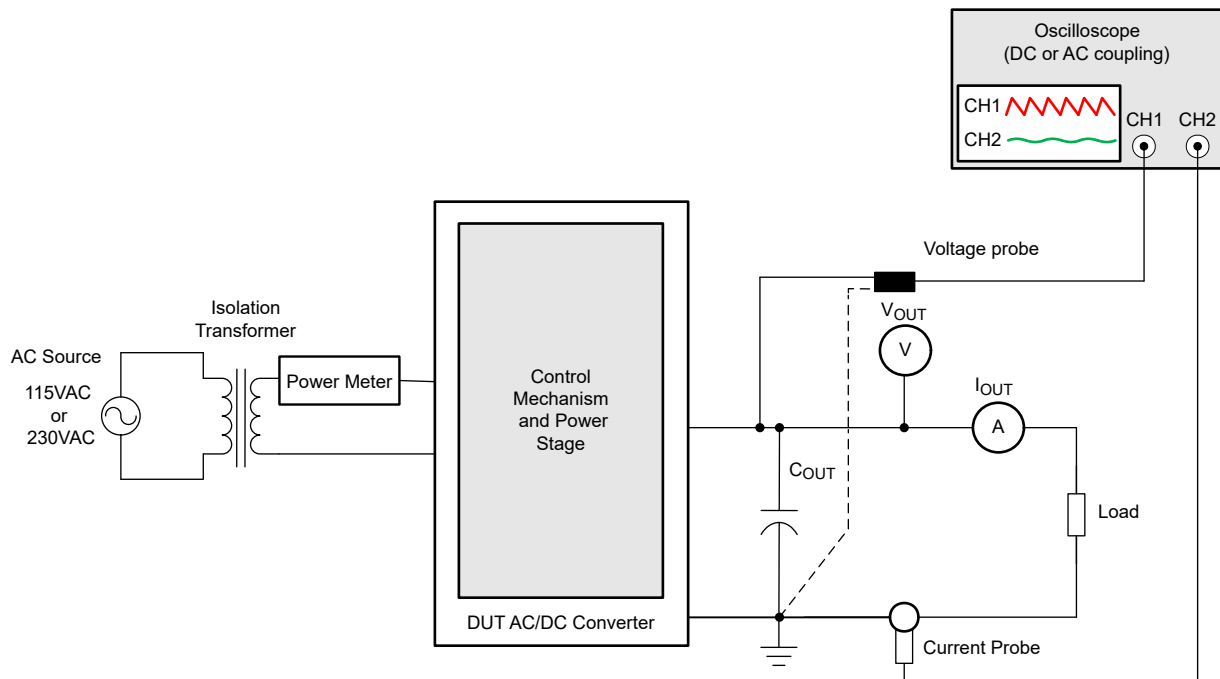


图 3-3. TIDA-010239 中线性稳压器和转换器的测试设置

#### 备注

- DUT 为受测器件。
- 示波器模拟信号带宽需要大于开关频率的 400 倍。
- 示波器需要更高的内存深度和采样率，才能准确捕捉纹波波形（至少 4GSPS，内存深度 > 1Mpts）。
- 示波器探针端接至  $50\ \Omega$ 。

针对此设计进行的测试如下：

- 各种负载条件下的器件效率和系统效率
- 满载和轻载条件下的纹波电压、纹波频率，输出电压精度
- 负载瞬态响应

### 3.2.2 焊接检测测试设置

熔焊检测测试配置概述如下：

- 继电器断开时，系统通过比较器 U11 检测交流信号。正常（未熔焊）条件意味着没有输出脉冲。
- 继电器闭合时，系统通过比较器 U11 检测交流信号。正常（交流存在）条件意味着会产生输出脉冲。

在为 TIDA-010239 板供电之前，请完成以下工作。

- 将 R\_ENABLE ( J9, 引脚 9 ) 连接到外部 3.3V, 以便在上电时启用 K1 继电器。
- 将隔离式高压示波器探针 1 连接到 LINE1\_IN (TP1)。将探针 1 参考夹连接到中性线 (TP5)。
- 将示波器探针 2 连接到 RELAY\_CHECK (TP16)。将探针 2 参考夹连接到 PGND (TP22)。
- 将示波器探针 3 连接到比较器输入端 (TP18)。无需连接探针 3 参考夹。
- 将示波器探针 4 连接到 Ref\_0.2V (TP21)。无需连接探针 4 参考夹。

为电路板供电以进行测试：

- 向连接器 J9 引脚 6 施加外部 3.3V 电压，向 J9 连接器的引脚 5 施加外部 5V 电压。
- 将外部电源地连接至 J9 连接器其中一个接地引脚（引脚 7、8、13、14、17）或其中一个接地测试点（TP8、TP9、TP22）。
- 通过从 3.3V 断开 R\_ENABLE，可以在继电器断开的情况下重复测量。



### 3.3 测试结果

#### 3.3.1 基于 UCC28742 的隔离式交流/直流电源

本节介绍了满量程负载变化范围内的效率、输出电压调节、输出纹波、交叉调节和瞬态负载响应波形以及热性能的测试数据。对于屏幕截图中显示的所有测量，VAC 设置为 115V<sub>RMS</sub>、60Hz，而且示波器设置为 20MHz 带宽，并采用交流耦合（用于电压纹波测量）。

##### 备注

- +12V 是 12V 电源输出 (TP4)，此处也称为 12-V<sub>p</sub>，其中 *p* 表示 *power*。
- +12Va 是 TPS7A3901 的低噪声 +12V 输出。
- -12Va 是 TPS7A3901 的低噪声 -12V 输出。
- 5V 和 3.3V 是 TPS563211 降压转换器的输出。

##### 3.3.1.1 效率和输出电压交叉调节

负载电流为零时的总功耗（所有输出均有效，超级电容器已充电）：

- 115VAC、60Hz：485mW
- 230VAC、50Hz：548mW

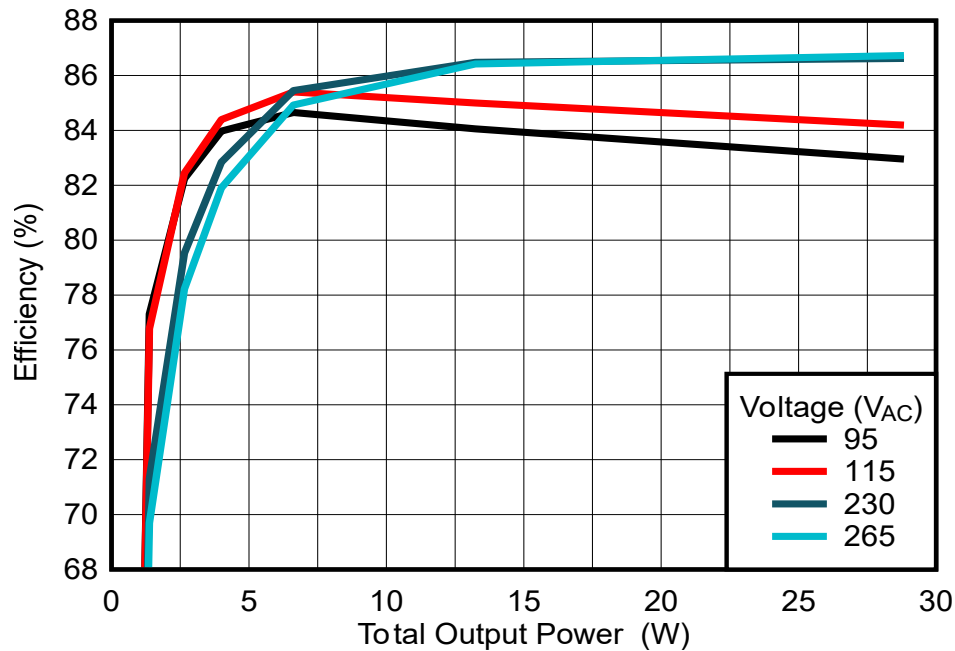


图 3-4. 95V 和 115V AC、60Hz 下的输出功率与效率间的关系；230V 和 265V AC、50Hz 下的输出功率与效率间的关系

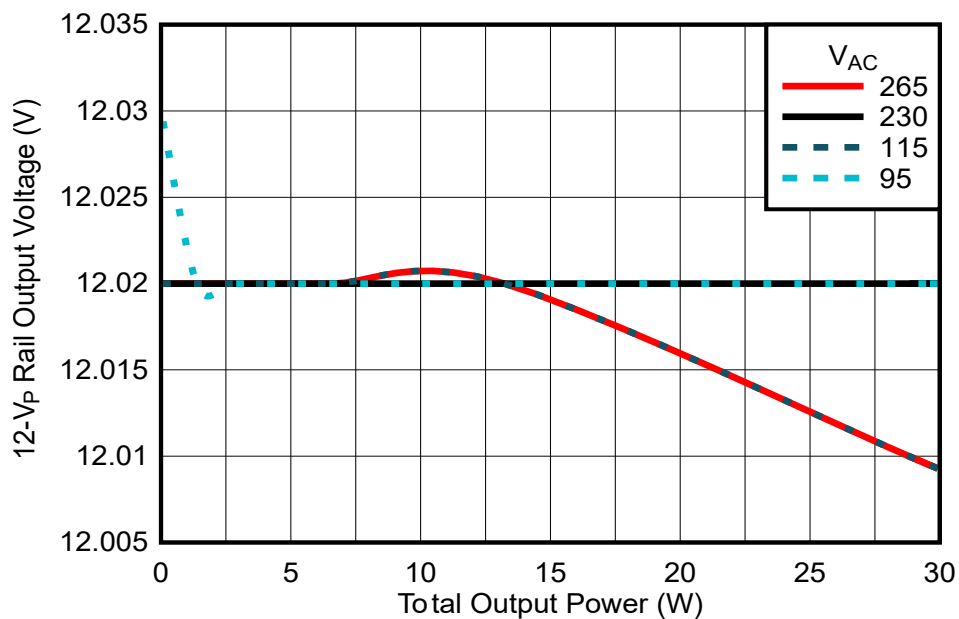


图 3-5. 输出功率与电压调节间的关系

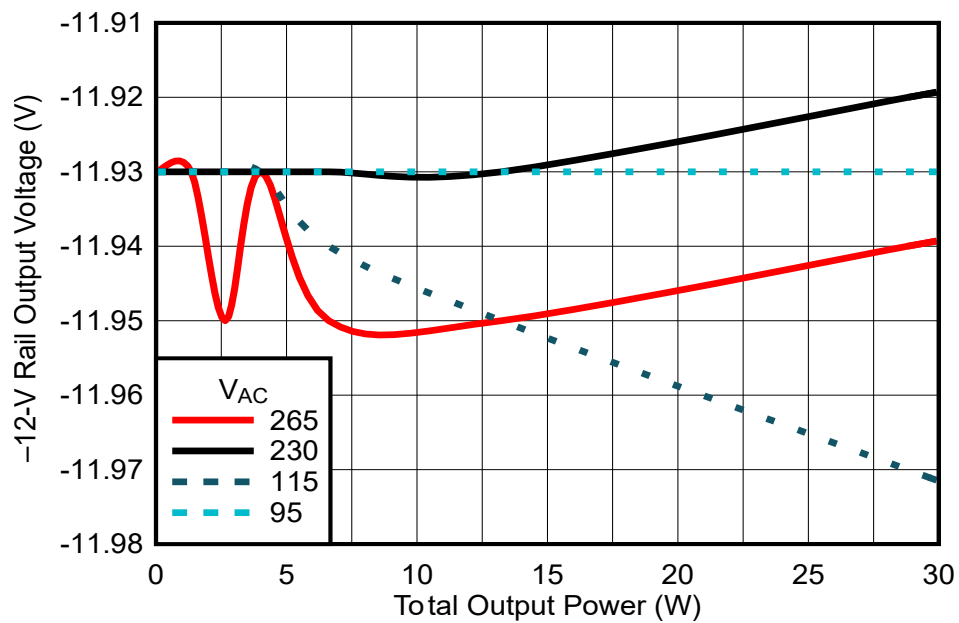


图 3-6. 输出功率与电压调节间的关系

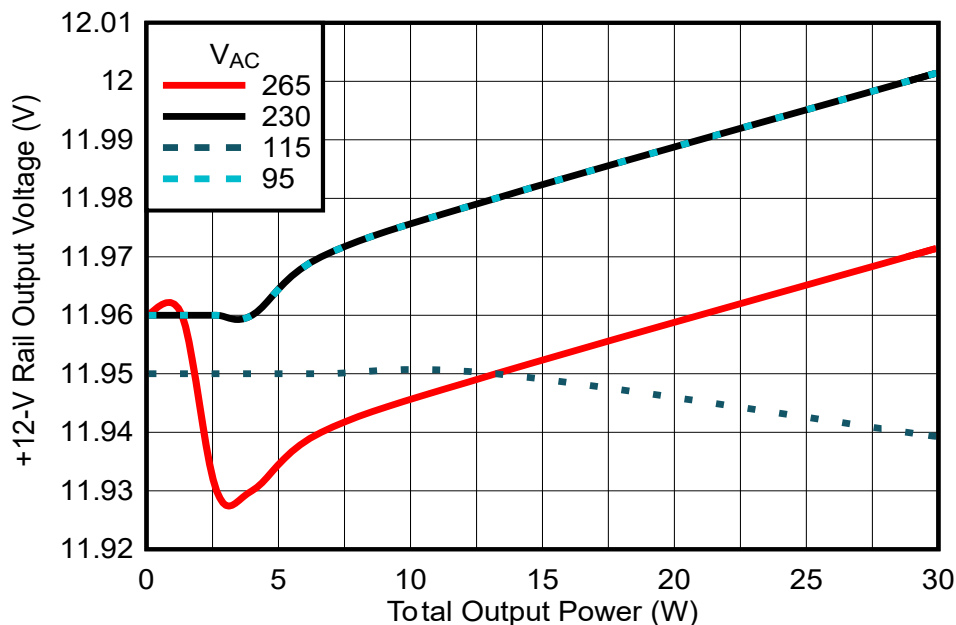


图 3-7. 输出功率与电压调节间的关系

表 3-1. 95VAC、60Hz 交流输入时的测试数据

P <sub>IN</sub> (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I( - 12V) (mA)	P <sub>OUT</sub> (W)	效率 (%)
0.209	12.03	11.96	- 11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.782	12.02	11.96	- 11.93	104.7	4.98	-4.97	1.38	77.30%
3.225	12.02	11.96	- 11.93	200.9	9.97	-9.94	2.65	82.24%
4.759	12.02	11.96	- 11.93	302.8	14.95	-14.91	4.00	83.97%
7.821	12.02	11.97	- 11.93	501.3	24.94	-24.85	6.62	84.65%
15.745	12.02	11.98	- 11.93	1002.0	49.92	-49.71	13.24	84.06%
34.754	12.02	12.00	- 11.93	2200.0	100.00	-99.42	28.83	82.95%

表 3-2. 115V VAC、60Hz 交流输入时的测试数据

P <sub>IN</sub> (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I( - 12V) (mA)	P <sub>OUT</sub> (W)	效率 (%)
0.216	12.02	11.95	- 11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.753	12.02	11.95	- 11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	76.78%
3.219	12.02	11.95	- 11.93	201.0	9.96	-9.94	2.65	82.45%
4.735	12.02	11.95	- 11.93	302.8	14.94	-14.91	4.00	84.39%
7.752	12.02	11.95	- 11.94	501.3	24.90	-24.88	6.62	85.40%
15.570	12.02	11.95	- 11.95	1002.0	49.79	-49.79	13.23	85.00%
34.213	12.01	11.94	- 11.97	2200.0	99.50	-99.75	28.80	84.19%

**表 3-3. 230VAC、50Hz 交流输入时的测试数据**

P <sub>IN</sub> (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I( - 12V) (mA)	P <sub>OUT</sub> (W)	效率 (%)
0.308	12.02	11.96	- 11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.888	12.02	11.96	- 11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	71.30%
3.337	12.02	11.96	- 11.93	201.0	9.97	-9.94	2.65	79.53%
4.824	12.02	11.96	- 11.93	302.8	14.95	-14.91	4.00	82.84%
7.748	12.02	11.97	- 11.93	501.3	24.94	-24.85	6.62	85.45%
15.304	12.02	11.98	- 11.93	1002.0	49.92	-49.71	13.24	86.48%
33.280	12.02	12.00	- 11.92	2200.0	100.00	-99.33	28.83	86.62%

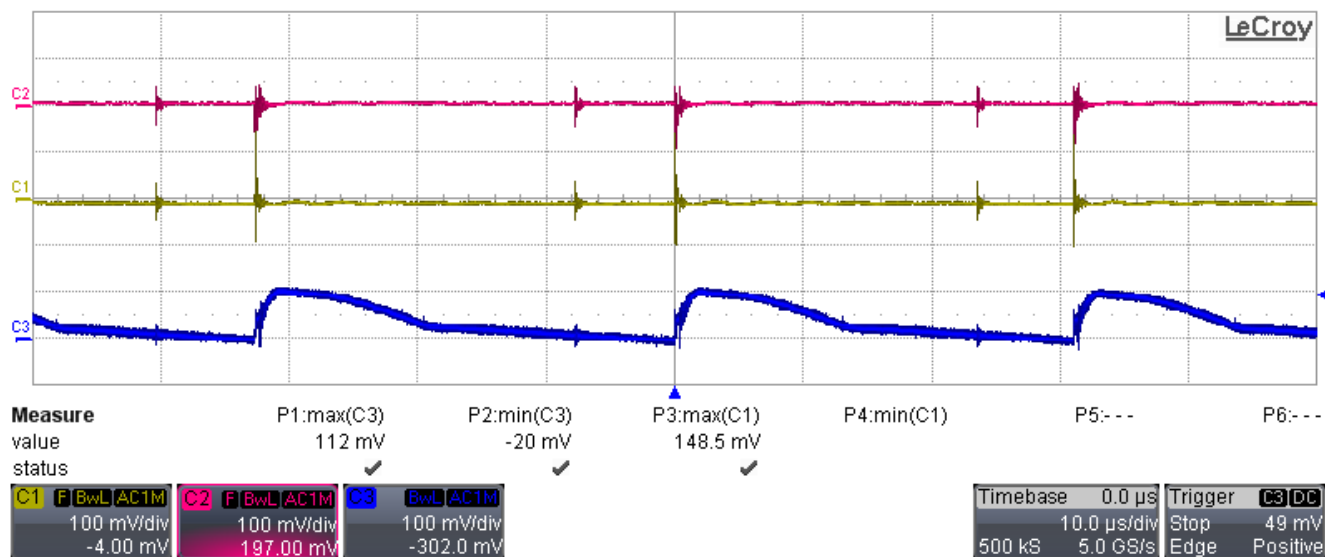
**表 3-4. 260VAC、50Hz 交流输入时的测试数据**

P <sub>IN</sub> (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I( - 12V) (mA)	P <sub>OUT</sub> (W)	效率 (%)
0.334	12.02	11.96	- 11.93	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00%
1.932	12.02	11.96	- 11.93	102.1	4.98	-4.97	1.35	69.69%
3.391	12.02	11.93	- 11.95	200.9	9.94	-9.96	2.65	78.22%
4.878	12.02	11.93	- 11.93	302.8	14.91	-14.91	4.00	81.91%
7.795	12.02	11.94	- 11.95	501.3	24.88	-24.90	6.62	84.93%
15.312	12.02	11.95	- 11.95	1001.9	49.79	-49.79	13.23	86.42%
33.212	12.01	11.97	- 11.94	2200.0	99.75	-99.50	28.80	86.73%

**表 3-5. 115V AC、60Hz 交流输入下的输出电压交叉调节**

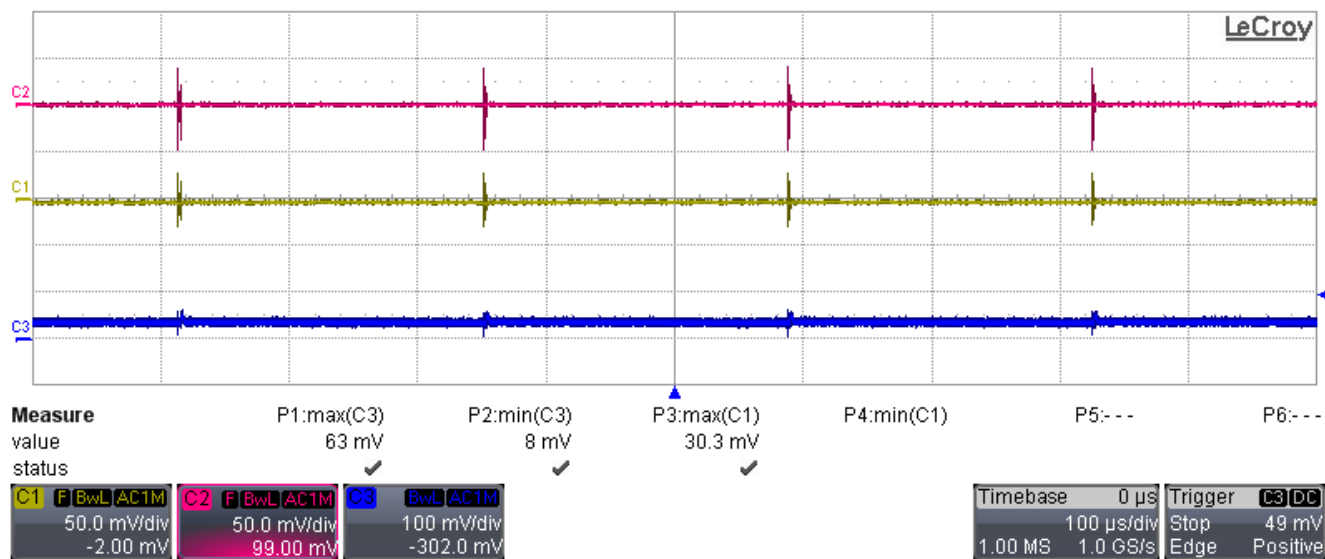
I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I( - 12V) (mA)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)
2000	100	100.00	12.09	11.95	- 11.94
5	100	100.0	12.01	10.88	-10.88
2000	100	0.0	12.09	11.92	- 11.93
2000	0	100.0	12.09	11.94	- 11.95
50	100	100.0	12.10	11.95	- 11.95
0	0	100.0	12.10	11.94	-10.76
0	0	0.0	12.10	11.94	-11.91
0	100	0.0	12.10	10.48	- 11.88
2000	0	0.0	12.09	11.94	-11.91

### 3.3.1.2 输出电压纹波波形



详细说明：C1 为 -12V 100mA 时输出纹波，C2 为 +12V 100mA 时输出纹波，C3 为 +12Vp 2.2A 时纹波

图 3-8. 满载时 -12V、+12V 和 +12Vp 上的电压纹波



详细说明：C1 为 -12V 0mA 时输出纹波，C2 为 +12V 0mA 时输出纹波，C3 为 +12Vp 0A 时纹波

图 3-9. 无负载时 -12V、+12V 和 +12Vp 上的电压纹波

### 3.3.1.3 启动、关断、备用电源和瞬态响应波形

图 3-10 显示了满载条件下 -12V、+12V 和 +12Vp 时转换器在启动 (交流电源开启) 期间的行为。C1 在 100mA 时为 -12V 输出, C2 在 100mA 时为 +12V 输出, C3 在 2.2A 时为 +12Vp。

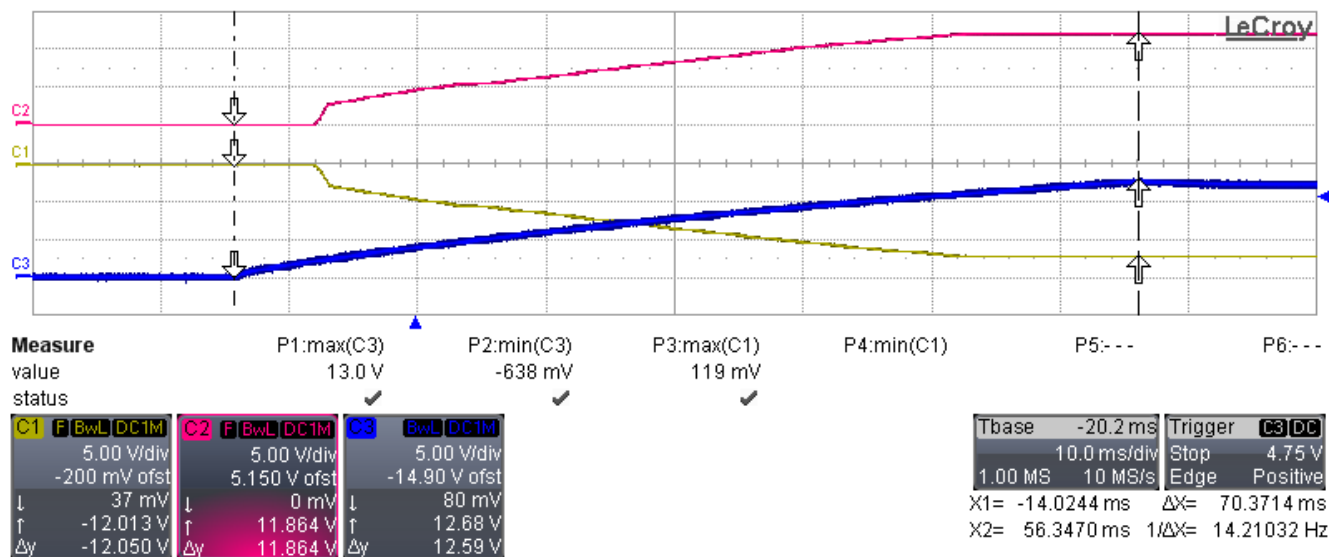


图 3-10. 转换器在启动期间的行为

图 3-11 显示了满载条件下 -12V、+12V 和 +12Vp 时转换器在关断 (交流电源断开) 期间的行为。C1 在 100mA 时为 -12V 输出, C2 在 100mA 时为 +12V 输出, C3 在 2.2A 时为 +12Vp。

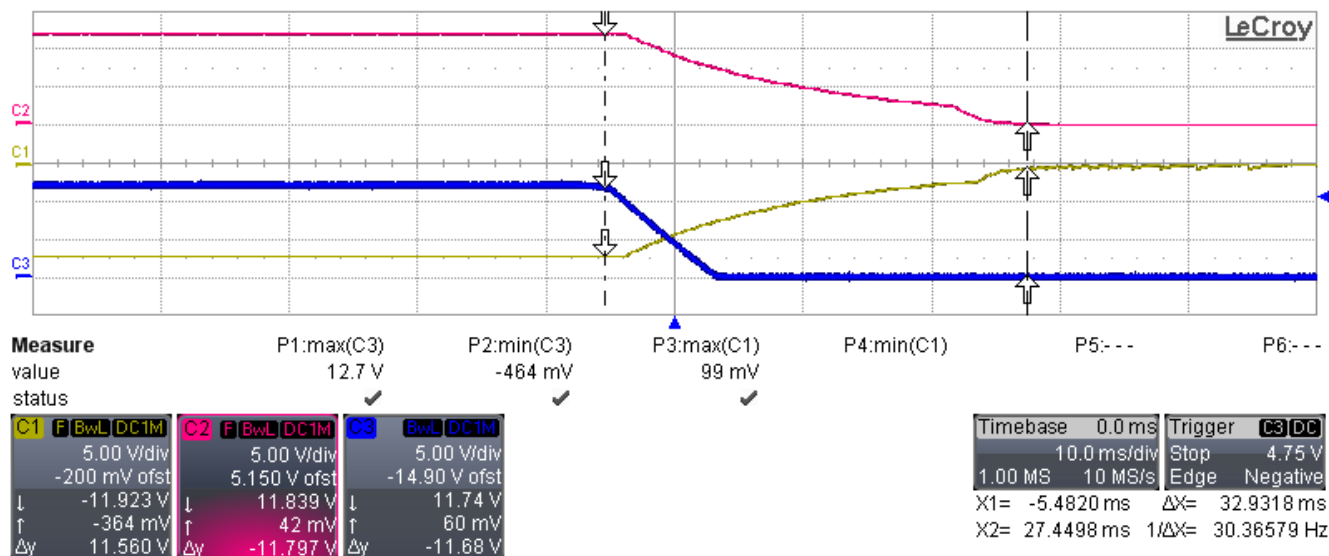


图 3-11. 转换器在关断期间的行为

图 3-12 显示了转换器的行为，其中负载根据 0.44A 时为 12Vp、275mA 时为 5V 电源轨的规格而定。这里的迹线 C2 为 12Vp 输出 (TP4\_P)，C1 为 5V 输出，而 C4 为输入 VAC。

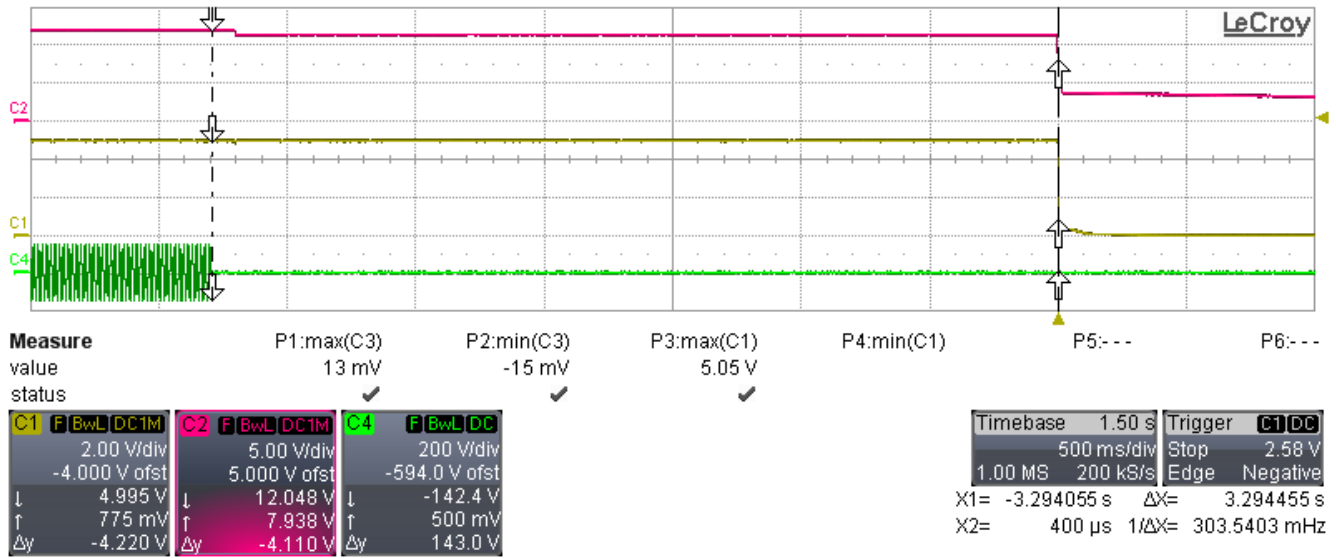


图 3-12. 交流电源断开后的备用电源行为

图 3-13 显示了在零负载电流和 1A 负载电流之间切换时 5V  $V_{OUT}$  的瞬态响应。

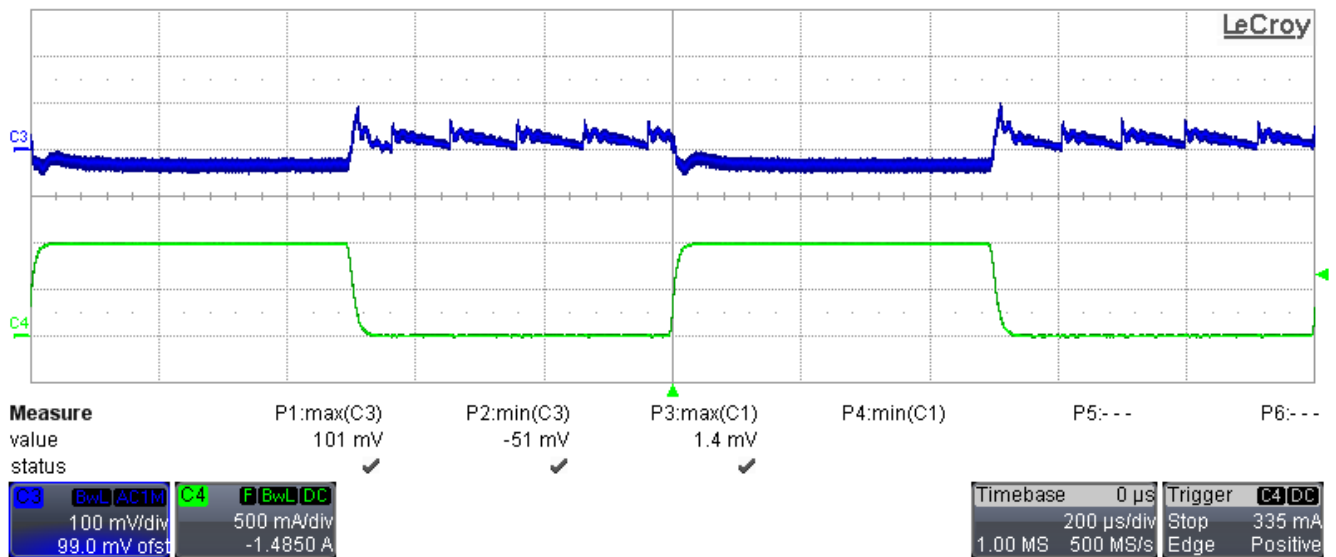


图 3-13. 5V  $V_{OUT}$  0A 至 1A 负载上的瞬态

图 3-14 显示了在零负载电流和 1A 负载电流之间切换时 3.3V  $V_{OUT}$  的瞬态响应。

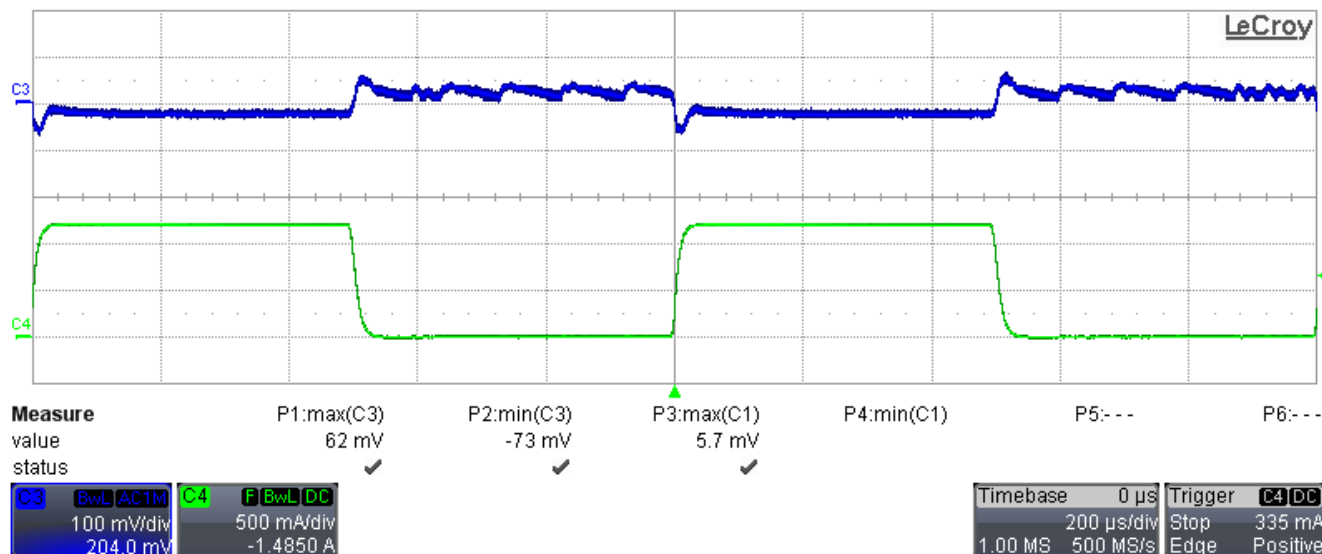


图 3-14. 3.3V  $V_{OUT}$  0A 至 1A 上的瞬态

图 3-15 显示了 12V  $V_{OUT}$  上发生 0A 至 2A 瞬态时的转换器瞬态响应，而 12V 和 -12V 都具有 100mA 的负载电流。C1 在 100mA 时为 -12V 输出，C2 在 100mA 时为 +12V 输出，C3 在开关负载下为 +12Vp，而 C4 为 12Vp 输出电流。

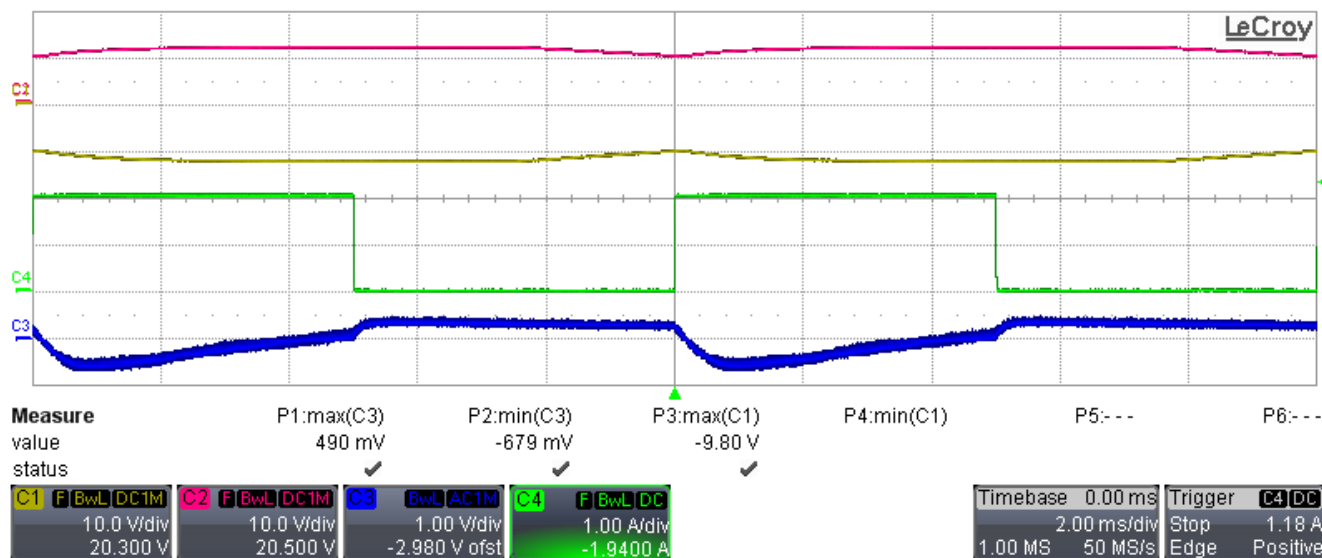


图 3-15. 12V  $V_{OUT}$  上发生 0A 至 2A 瞬态时的转换器瞬态响应



图 3-16 显示了 12V  $V_{OUT}$  上发生 0A 至 2A 瞬态的转换器瞬态响应，而 12V 和 -12V 都具有零负载电流。C1 在 0mA 时为 -12V 输出，C2 在 0mA 时为 +12V 输出，C3 在开关负载下为 +12Vp，而 C4 为 12Vp 输出电流。

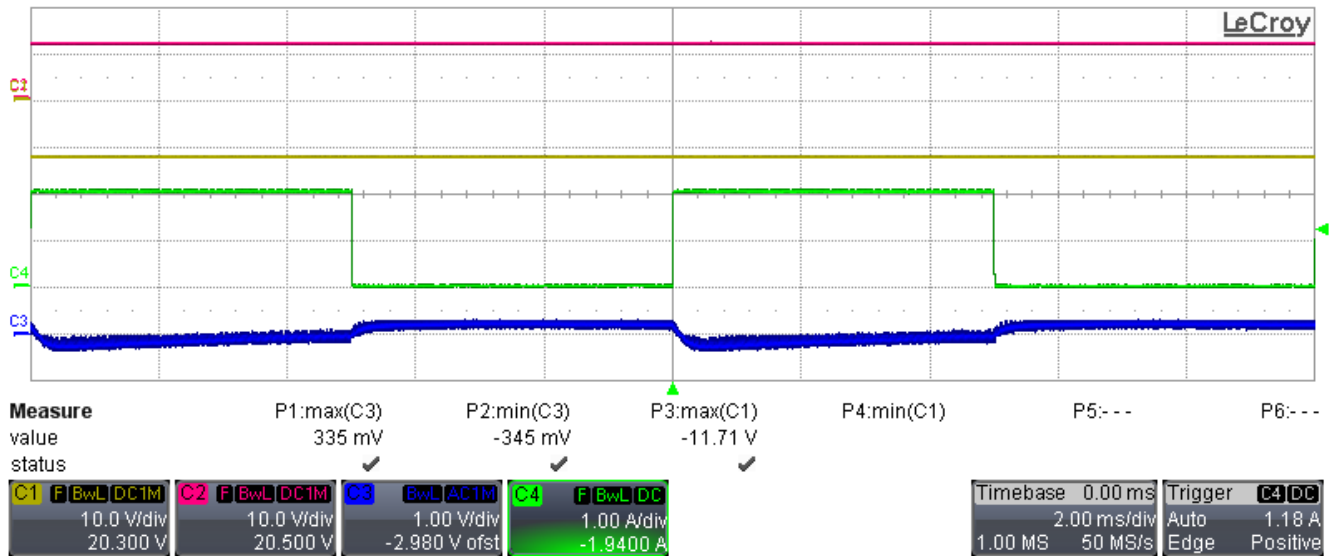


图 3-16. 12V  $V_{OUT}$  上发生 0A 至 2A 瞬态时的转换器瞬态响应

图 3-17 显示了 12Vp 满载时 -12V 输出的瞬态响应。C1 为从 100mA 切换到 0mA 的 -12V 输出，而 C4 为 -12V 输出电流。

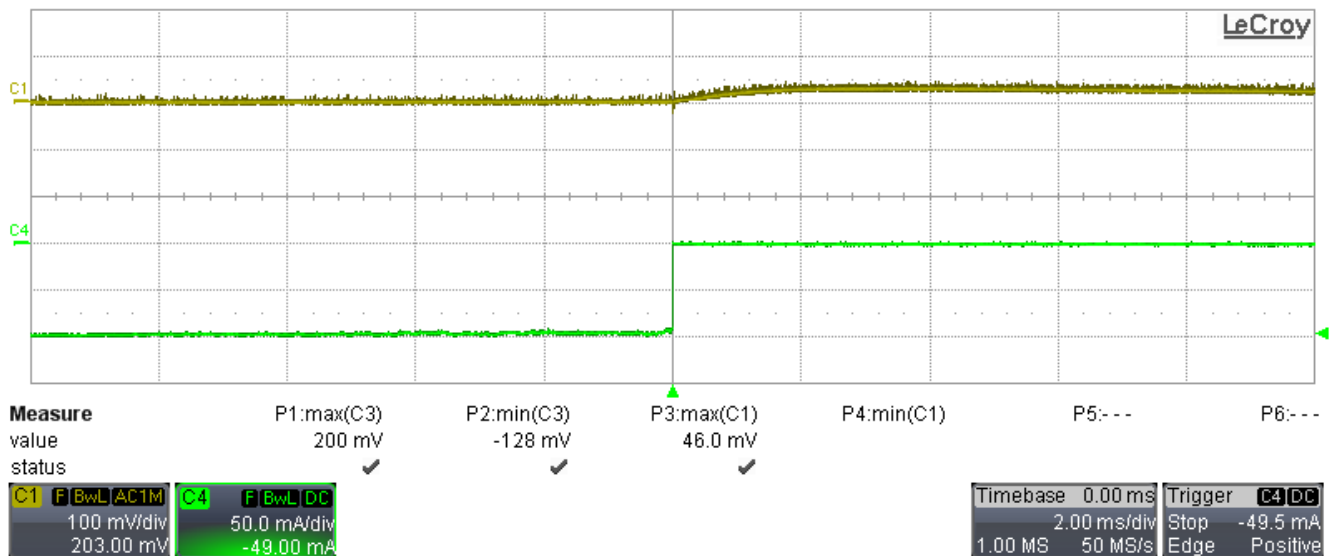


图 3-17. 在 12Vp 满载时 -12V 输出的瞬态响应

图 3-18 显示了 12Vp 满载时 -12V 输出的瞬态响应。C1 为从 0mA 切换到 100mA 的 -12V 输出，而 C4 为 -12V 输出电流。

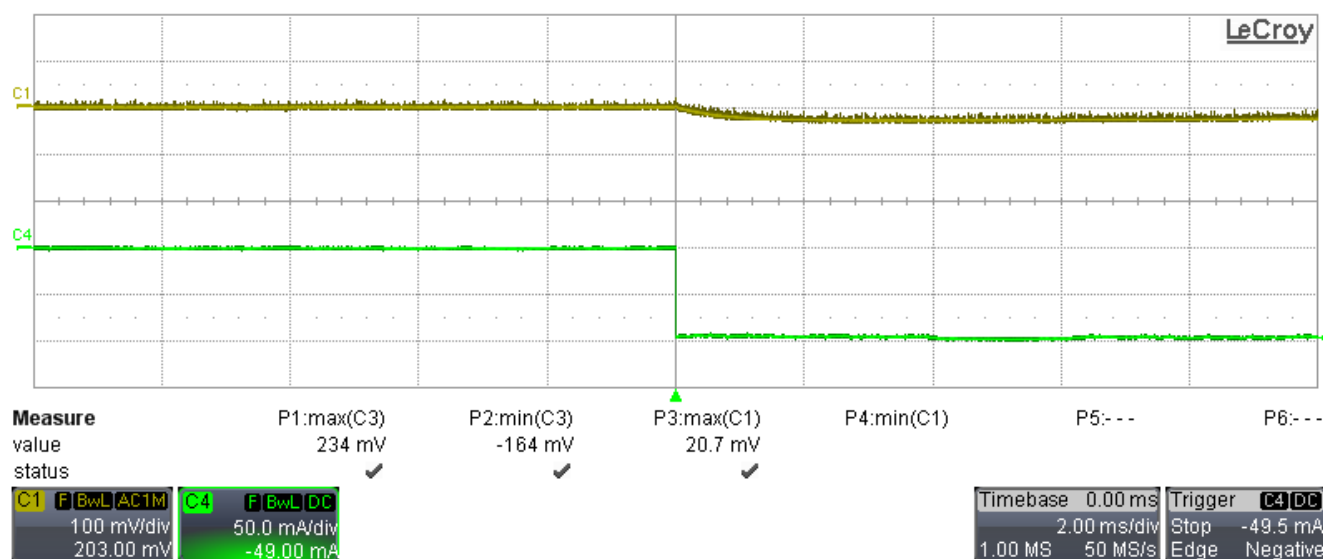


图 3-18. 在 12Vp 满载时的 -12V 输出瞬态响应

图 3-19 显示了 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应。C2 为从 0mA 切换到 100mA 的 +12V 输出，而 C4 为 +12V 输出电流。

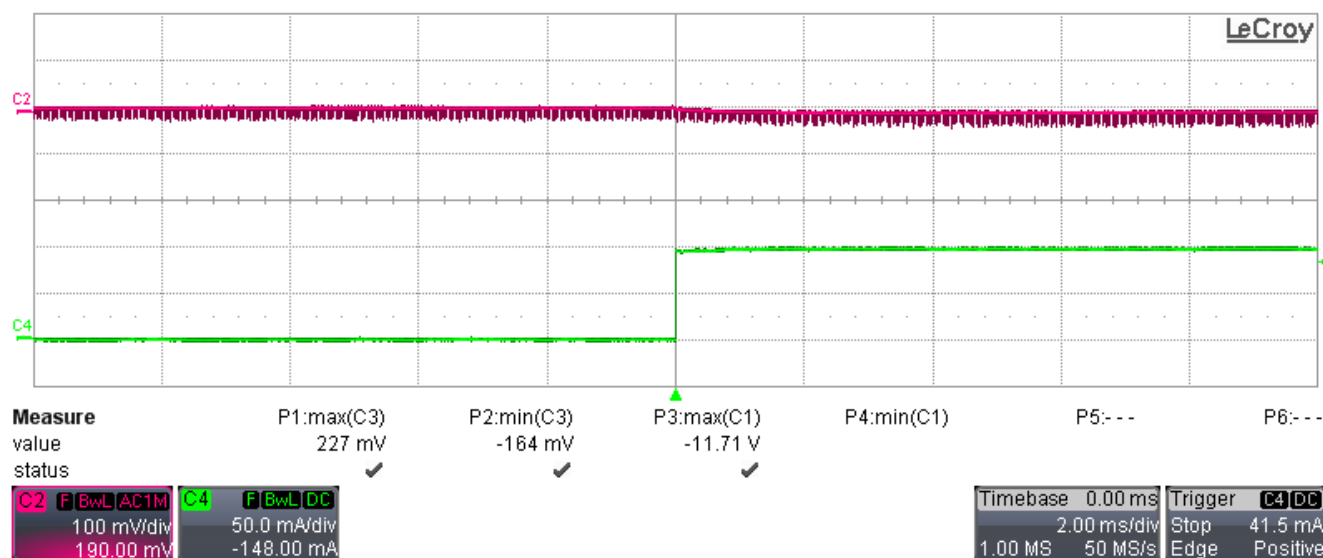


图 3-19. 在 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应

图 3-20 显示了 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应。C2 为从 100mA 切换到 0mA 的 +12V 输出，而 C4 为 +12V 输出电流。

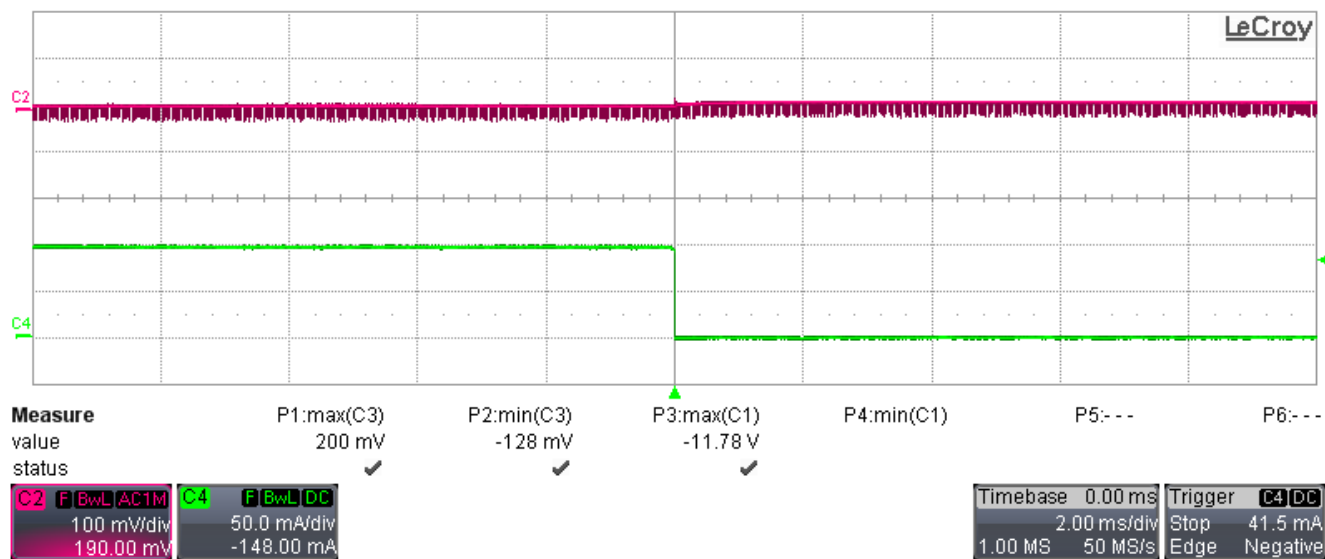


图 3-20. 在 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应

### 3.3.1.4 热性能

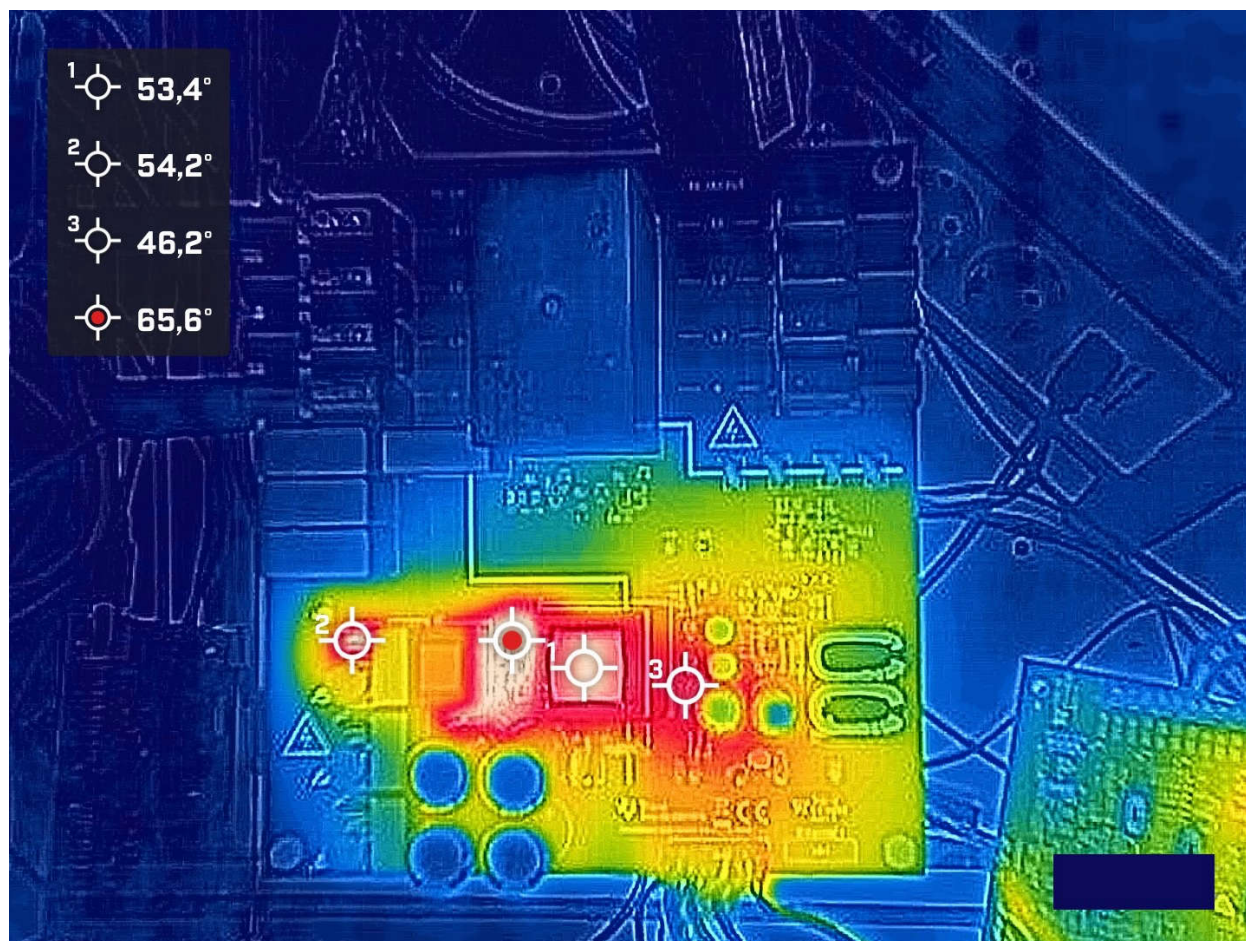


图 3-21. 满负载下，120V 交流、60Hz 交流输入时的交流/直流级顶视图

表 3-6. 主图像标记 ( 顶部 )

名称	器件	温度	背景
热点	U3	65.5°C	25.5°C
1	T1	53.4°C	25.5°C
2	RT1	54.2°C	25.5°C

### 3.3.2 基于 DRV8220 的继电器驱动器

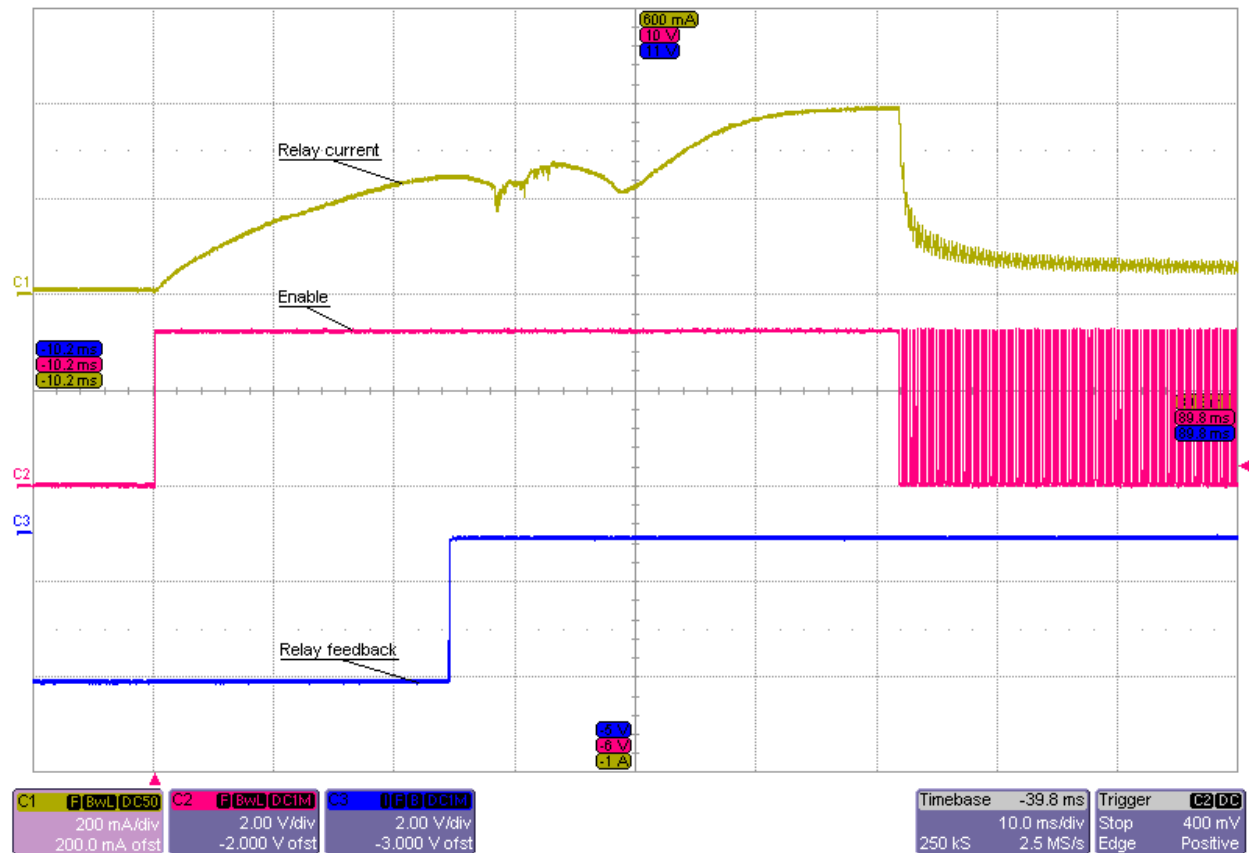


图 3-22. 继电器驱动波形

### 3.3.3 隔离式线路电压检测

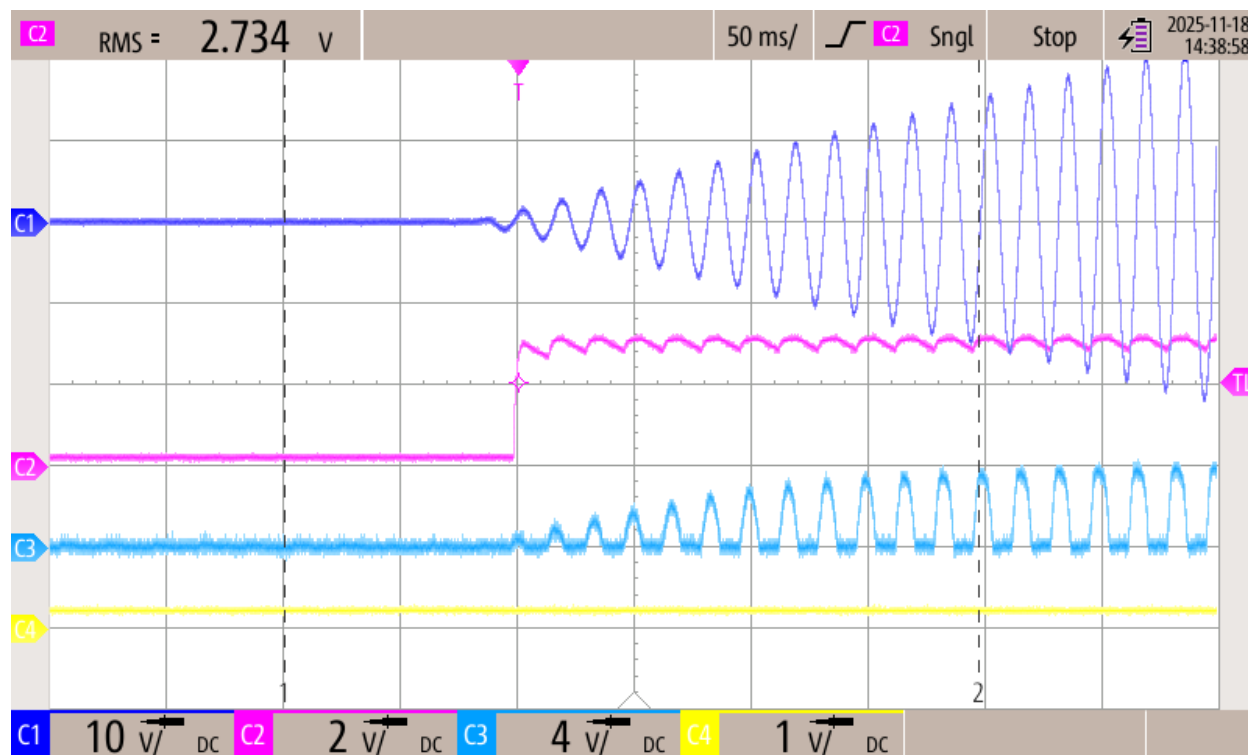


图 3-23. 继电器闭合时的数字输出和输入线路电压



## 4 设计和文档支持

### 4.1 设计文件

#### 4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010239](#) 中的设计文件。

#### 4.1.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010239](#) 中的设计文件。

### 4.2 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[TIDA-010239：交流级别 2 充电器平台参考设计](#)
- 德州仪器 (TI)，[TIDA-010939：电动汽车供电设备前端控制器参考设计](#)

### 4.3 支持资源

**TI E2E™ 中文支持论坛** 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

### 4.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

Würth Elektronik™ is a trademark of Würth Elektronik GmbH & Co. KG.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 5 作者简介

**KELVIN LE** 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责为电网领域开发系统解决方案并重点关注电动汽车充电。Kelvin 自 2015 年以来一直在 TI 工作。Kelvin 在美国中央俄克拉荷马大学获得了生物医学工程学士学位，并在德克萨斯大学奥斯汀分校获得了电气和计算机工程硕士学位。

**ERROL LEON** 于 2015 年毕业于圣路易斯奥比斯波的 Cal Poly，获得了 BSEE 和 MSEE 学位。Errol 与德州仪器 (TI) 电网基础设施团队合作，专注于电动汽车充电和智能仪表。具有模拟前端信号链、PLC 和通信协议方面的经验。

**ROBERTO SCIBILIA** 于 1989 年在意大利巴勒莫大学获得了电子工程硕士学位。在 2007 年加入德州仪器 (TI) 欧洲电源参考设计团队 (PDS) 之前，他从 1990 年至 2007 年期间在电信行业担任设计工程师，负责开发通信电源整流器、光伏逆变器和 UPS。在 PDS 团队中，他负责为大批量生产应用设计定制电源，为计算、仿真、原理图输入、电路板布局布线和原型测试提供支持。

## 6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (December 2022) to Revision A (December 2025)	Page
• 更改了 <a href="#">资源</a> 清单。.....	1
• 更改了 <a href="#">特性</a> 部分。.....	1
• 更新了电路板图像和功能方框图。.....	1
• 更新了 <a href="#">系统说明</a> 部分，包括功能方框图。.....	2
• 删除了 <a href="#">控制引导信号接口</a> 部分。.....	15
• 删除了 <a href="#">残余电流检测</a> 部分。.....	16
• 更新了 <a href="#">TIDA-010239 PCB</a> 图像。.....	21
• 更新了 <a href="#">TIDA-010239 硬件的外部元件连接</a> 图像。.....	22

## 重要通知和免责声明

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、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](https://www.ti.com) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月