

说明

电动汽车服务设备 (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、非车载交流/直流大功率级 (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。本参考设计着重介绍了具有超低待机功耗的隔离式交流/直流辅助功率级、转换器和线性稳压器、符合 IEC61851 标准且基于比较器的控制引导界面、高效继电器和接触器驱动器、插头锁定电机驱动器、用于为 RCD 应用检测交流和直流电流的磁通门电路, 以及跨继电器和接触器的隔离式线路电压检测。

资源

TIDA-010239	设计文件夹
UCC28742、TLV1805	产品文件夹
ISO1212、DRV8220	产品文件夹
ADC122S051	产品文件夹
TPS7A39、TPS7A20、ATL431、TL431	产品文件夹
TPS563210A、TPS55330	产品文件夹
TPS259470、TL7705A	产品文件夹

特性

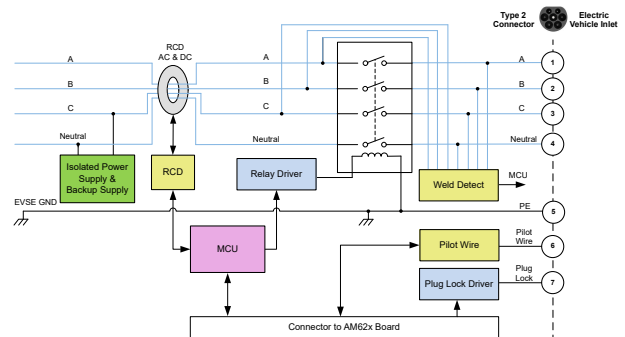
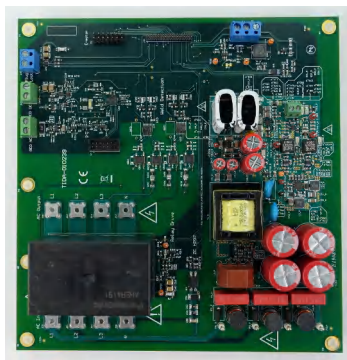
- 基于 UCC28742 的超低待机功耗隔离式 29W 交流/直流级可提高能效
- 超级电容器备用电源可在存储能量释放 (交流电源故障) 期间提供高达 7.5W 的功率并持续 3 秒
- 控制引导界面具有严格的低压降 (LDO) 输出电压调整率 ($< \pm 5\%$) 和 TLV1805 器件的高压摆率
- 超低待机功耗的成本优化型转换器和线性稳压器可为负载点加电
- DRV8220 电流控制器可驱动高电流继电器和接触器, 从而实现热保护、RCD 交流和直流检测以及插头锁定控制
- 使用 ISO1212 数字输入接收器的隔离式线路电压感应, 可实现继电器和接触器的焊接检测

应用

- 交流充电 (桩) 站



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家



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, 如图 1-1 所示。

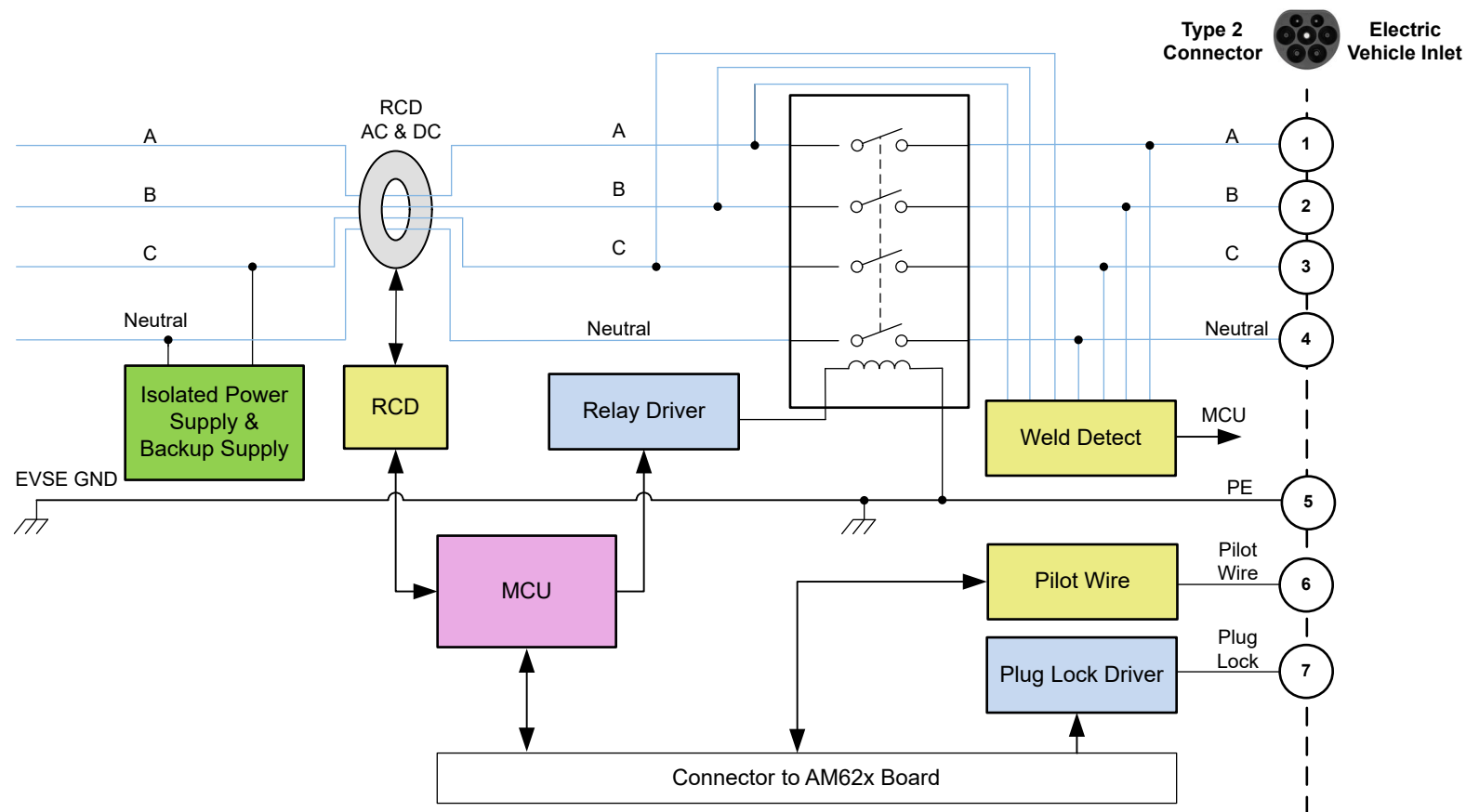


图 1-1. 交流级别 2 充电器简要方框图

主要 EVSE 功能包括：

- 稳定电流 - 确保提供最佳的可能电流并且电流处于电动汽车可以处理的最大电流范围内。
- 交流/直流剩余电流检测 (RCD)
- 继电器和接触器驱动和锁存触点检测
- 电能计量
- 自动断开连接 - 当检测到硬件故障时，电源将关闭，以避免电池损坏、电气短路或火灾等风险。
- 安全锁定功能 - 当充电器未连接到电动汽车时，防止电流流动。

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）、双向通信以及服务和用户界面。

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 符合 SAE J1772 或等效标准的电动汽车充电站

许多电动汽车制造商在电动汽车的电气连接上都采用 SAE J1772 标准。全球各地市场也采用同样的规格，只是形状尺寸不同。控制引导模块是主要的控制导体，通过车辆上的控制电路连接到设备地并执行以下功能：

- 验证车辆是否存在并已连接
- 允许接通和断开电源
- 向车辆传输供电设备额定电流
- 监控是否连接设备地
- 确定车辆通风要求

表 1-1 显示了 SAE J1772 标准对控制引导电路发生器参数的要求。

表 1-1. 符合 SAE J1772 标准的控制引导信号发生器参数

参数 ⁽¹⁾	最小值	标称值	最大值	单位
电压高，开路	11.40	12.00	12.60	V
电压低，开路	-11.40	-12.00	-12.60	V
频率		1000		Hz
脉宽 ⁽²⁾		5		μs
上升时间 ⁽³⁾		2		μs
下降时间 ⁽³⁾		2		μs
建立时间 ⁽⁴⁾		3		μs

(1) 在制造商指定的环境条件和使用寿命范围内保持容差

(2) 在从负到正或从正到负完整转换的中间点测得

(3) 在脉冲发生器输出和 R1 之间，从负到正完整转换的 10% 至 90% 或从正到负完整转换的 90% 至 10% 范围内测得。请注意，术语发生器是指使用 ±12V 方波驱动 1kΩ 源电阻之前以及期间的 EVSE 电路。该电路的上升和下降时间必须短于 2 μs。超过 2 μs 的上升和下降时间会开始显著增加输出上升和下降时间，该时间由 1kΩ 电阻和导线上的总电容决定。

(4) 到稳态值的 95%，从转换开始时测量

1.1.2 交流和直流泄漏、残余电流检测 (RCD)

在电动汽车充电期间提供保护的主要要求是能够检测交流和直流残余电流，从而降低电击或火灾风险。

1.1.3 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。

1.1.4 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为插头供电。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。

此参考设计展示了具有超低待机功耗的隔离式交流/直流辅助功率级、超低 I_Q 以及成本优化型转换器和线性稳压器、符合 SAE J1772 标准且基于比较器的控制引导界面、高效继电器和接触器驱动器设计，以及基于数字隔离器的线路电压检测，用于检测因电弧而导致的继电器和接触器触点熔断。

1.2 关键系统规格

表 1-2. 关键系统规格

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_{IN}		85	120、230	460	V_{RMS}	线路电压
线频率 f_{LINE}		47	60、50	63	Hz	
输出特性						
输出电压 V_{OUT}	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_{OUT1}			2.2		A	
输出电压 V_{OUT2}	反激式输出 2		14		V	
输出电流 I_{OUT2}			0.1		A	
输出电压 V_{OUT3}	反激式输出 3		-14		V	
输出电流 I_{OUT3}			0.1		A	
总输出功率 P_{OUT}	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	双路 LDO		+12		V	标称电流 = 100mA
TPS7A3901			-12		V	标称电流 = 100mA
TPS76318	LDO		+1.8		V	标称电流 = 30mA
TPS259470	电子保险丝		+5		V	过流保护 = 4.5A
TPS563210A	同步降压		+5		V	标称电流 = 1.2A，最大 1.3A
TPS563210A	同步降压		+3.3		V	标称电流 = 0.8A，最大 1.5A
TPS65130	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 μ F 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 μ F 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	

2 系统概述

2.1 方框图

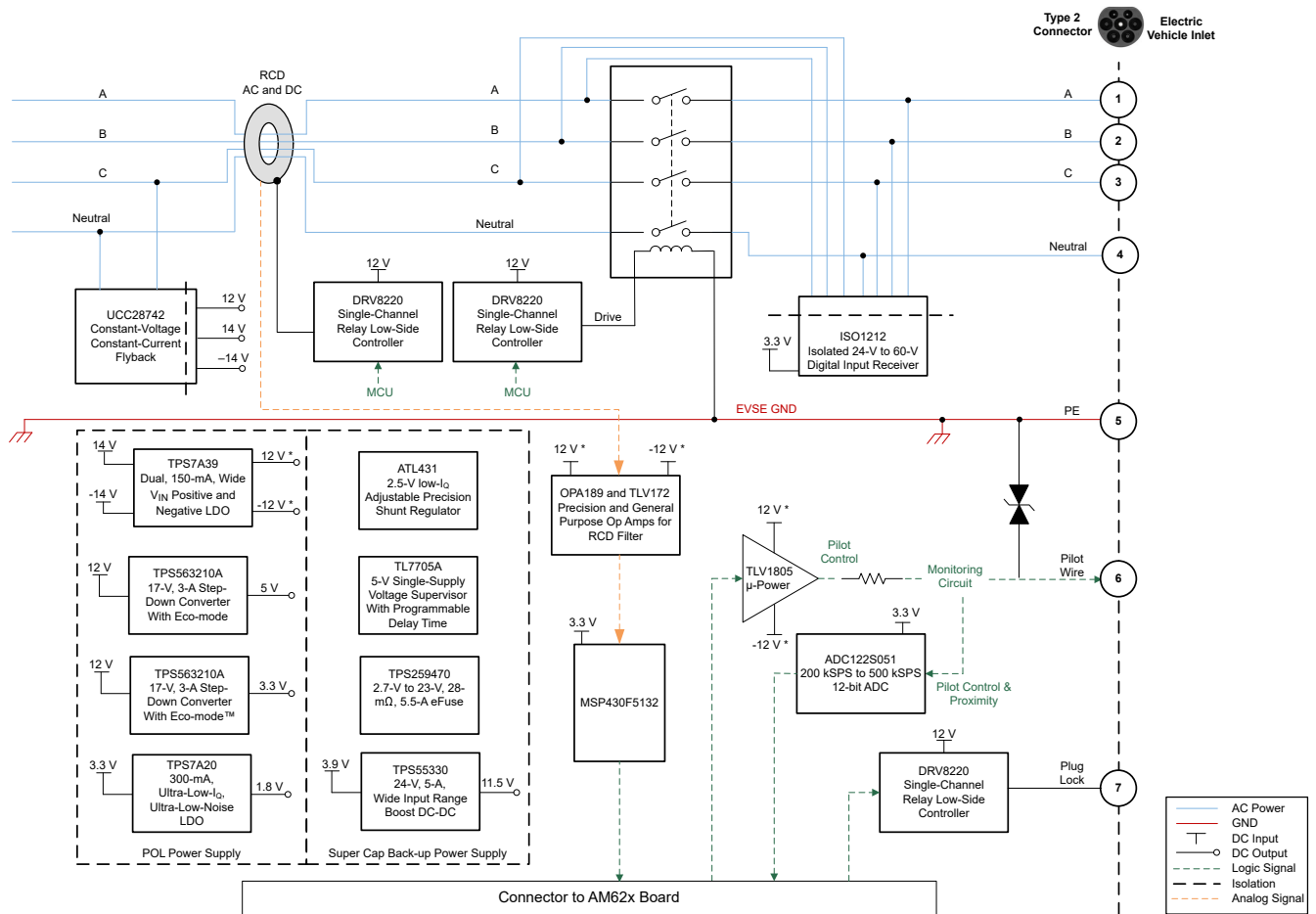


图 2-1. TIDA-010239 方框图

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 显示了电源设计的系统方框图，设计参数如表 2-1 所示。

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)
- 两个降压转换器 (基于 TPS563210)、一个双路 LDO (TPS7A3901) 和另一个 LDO (TPS7A2018) 从反激式器件获取电源，并进一步提供 5V、3.3V、1.8V 和 $\pm 12V$ 电压
- 两个超级电容器 (每个 2.5 μF) 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
- 另一个 12V 输入端口具有过流和反极性保护，并由电子保险丝 TPS259470 进行管理，在调试期间非常有用。这样一来，无需单相或三相高压输入，即可为整个系统供电
- 反相降压/升压转换器在储能放电期间为双路 LDO 生成 $\pm 14V$ 电压，并从稳压 5V 电源轨获取电源

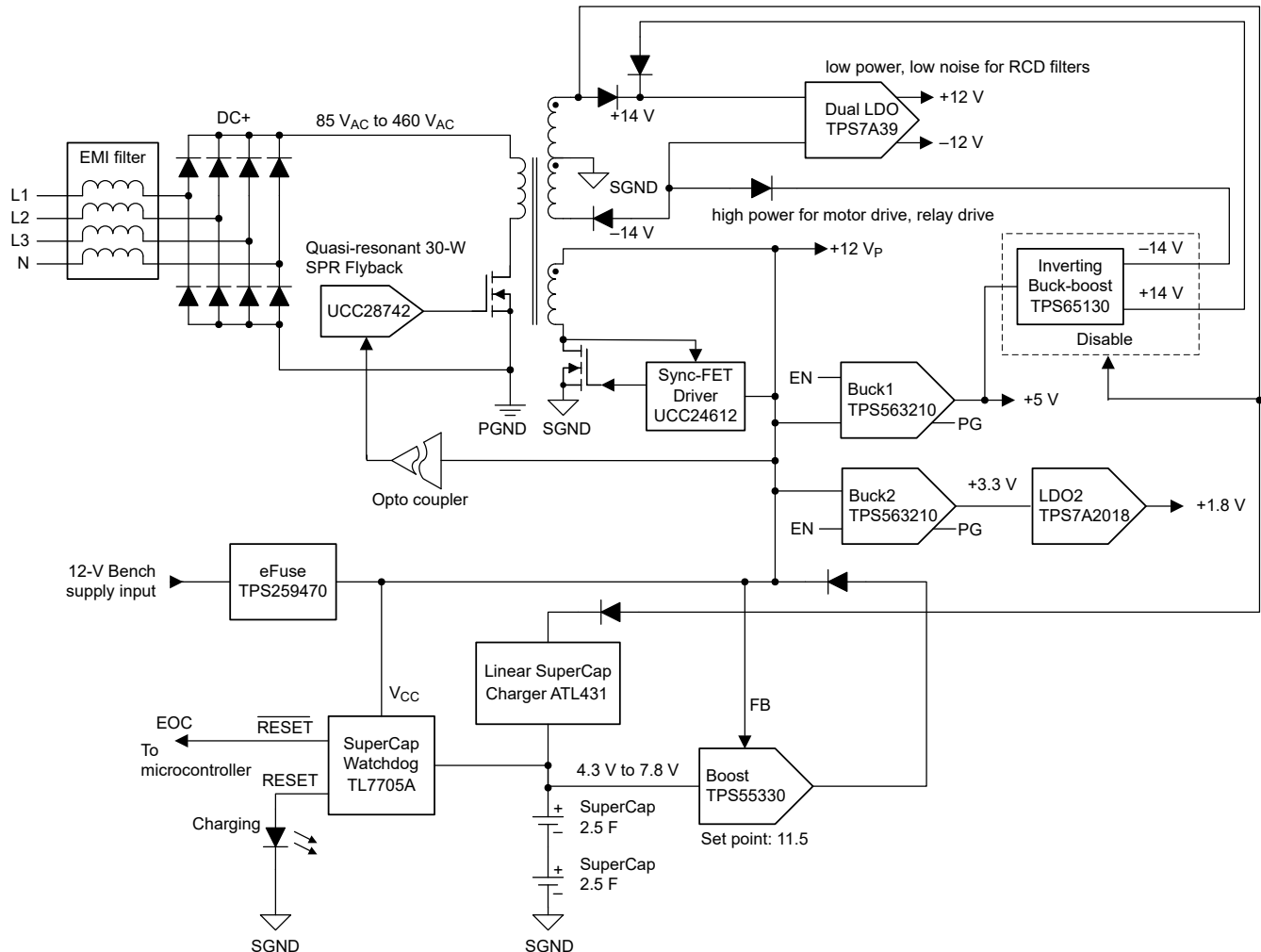


图 2-2. 隔离式交流/直流电源方框图

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					

表 2-1. 设计参数 (continued)

参数	注意事项和条件	最小值	标称值	最大值	单位
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	线路调节: $V_{IN(min)} \leq V_{IN} \leq V_{IN(max)}$, $I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		0.1%		
	负载调节: $0A \leq I_{OUT1} \leq I_{OUT1(max)}$		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
- η 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。

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

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

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 460V_{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 90.7V （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_{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 500kHz ，则为 $1\ \mu\text{s}$ 。允许的最大 MOSFET 导通时间 D_{MAX} 使用 [方程式 4](#) 来确定。

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

其中

- t_{R} 为开关节点处 LC 谐振频率的周期估算值
- D_{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_{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。

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

假设 $V_{\text{F}} = 0.8\text{V}$ ：

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

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

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：

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

最大开关周期为：

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

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：

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

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 ($V_{DIODE_BLOCKING}$)：

$$V_{DIODE_BLOCKING} = \frac{V_{IN_DC(max)}}{N_{PS}} + V_{OCV} = \frac{460 V \times \sqrt{2}}{7} + 12 V = 104.9 V \quad (29)$$

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。

$$V_{DIODE_BLOCKING_AUX} = \frac{V_{IN_DC(max)}}{N_{PA}} + (V_{OCV} + V_F) \times N_{AS} - V_{FA} = \frac{460 V \times \sqrt{2}}{4.81} + (12 V + 0.8 V) \times 1.455 - 0.6 V = 153 V \quad (30)$$

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 $V_{OTRM} = 11.9V$ ，

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

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

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：

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

$$I_{COUT_RMS} = \sqrt{(I_{SEC_RMS})^2 - (I_{OCC})^2} = \sqrt{(4.49 A)^2 - (2.2 A)^2} = 5.0 A \quad (35)$$

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。

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

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

当前的设计使用 10 μF 和 0.1 μF 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)

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

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

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)

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

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

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)

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

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

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。
 - 然后，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。
- 12V 工作台电源打开：
 - 此处超级电容器不充电，因为反激式器件的辅助绕组上没有电压。
 - 工作台电源的 12V 电压正常为所有电源轨供电。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 (AM62 SOM) 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} ：

$$P_{AVE_SC} = (V_{12Vp} \times I_{AVE_1} + V_{5V} \times I_{AVE_2} / \eta_{BUCK}) / \eta_{BOOST} \quad (50)$$

$$P_{AVE_SC} = (12V \times 0.44A + 5V \times 0.275A / 0.9) / 0.85 = 8W \text{ (即 1s 内 8J)} \quad (51)$$

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）：

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

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

其中

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

现在，对于 3s，我们需要 $C_{\text{MIN}} = 3 \times 0.76 = 2.28F$ 。

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。

请注意，TL7705 电压监控器会监控在 7.49V 稍低电压下的充电完成情况。可用的超级电容器能量为 7.49V 至 4.3V、 $E_{\text{SC_7p5}}$ ：

$$E_{\text{SC_7p5}} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25F \times (7.49^2 - 4.3^2) = 23.5J \quad (54)$$

考虑升压效率后的可用能量 $E_{\text{SC_7p5_BOOST}}$ ：

$$E_{\text{SC_7p5_BOOST}} = E_{\text{SC_7p5}} \times \eta_{\text{BOOST}} = 23.5J \times 0.85 = 20J \quad (55)$$

3s 期间的可用功率 $P_{\text{SC_7p5}}$ ：

$$P_{\text{SC_7p5}} = E_{\text{SC_7p5_BOOST}} / \text{时间} = 20J / 3s = 6.65W \quad (56)$$

超级电容器的可用能量为 7.8V 至 4.3V， $E_{\text{SC_7p8}}$ ：

$$E_{\text{SC_7p8}} = 0.5 \times C \times (V_1^2 - V_2^2) = 0.5 \times 1.25F \times (7.8^2 - 4.3^2) = 26.5J \quad (57)$$

考虑升压效率后的可用能量 $E_{\text{SC_7p8_BOOST}}$ ：

$$E_{\text{SC_7p8_BOOST}} = E_{\text{SC_7p8}} \times \eta_{\text{BOOST}} = 26.5J \times 0.85 = 22.5J \quad (58)$$

3s 期间的可用功率 $P_{\text{SC_7p8}}$ ：

$$P_{\text{SC_7p8}} = E_{\text{SC_7p8_BOOST}} / \text{时间} = 22.5J / 3s = 7.5W \quad (59)$$

2.2.1.12 超级电容器充电器设计

并联电压基准 (U6_P) 将最终充电电压设置为 7.8V。NPN 晶体管 (Q4_P) 和 4.99Ω 电阻器 (R38_P) 将充电电流限制为大约 120mA (0.6V/4.99Ω)。NMOS FET (Q3_P) 在饱和区域中运行，以保持所需的充电电压降。当 Vbackup（如原理图所示）达到 7.8V 时，U6_P 会立即将 Q3_P 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 ΔV 范围为 0V 至 7.8V；因此，充电时间为 $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25F \times 7.8V / 120mA = 81.25$ 秒（1 分 21 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 ΔV 范围为 4.3V 至 7.8V；充电时间为 $\Delta T = C \times \Delta V / I = 1.25F \times (7.8V - 4.3V) / 120mA = 36.46$ 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 控制引导信号接口

控制引导电路是确保在将电动汽车或 PHEV 连接到 EVSE 时正常运行的主要控制手段。引导信号是符合 J1772 标准的 EVSE 与车辆进行通信的关键方法。引导信号基于 1kHz、±12V PWM 信号，该信号通过充电线传输到车辆。然后，车辆可以通过在线路上施加各种负载来响应，从而影响 EVSE 测量的电压。

2.2.2.1 J1772 占空比

引导信号的占空比传达 EVSE 能够向车辆提供的电流限制；然后，车辆可以为充电电路提供高达该值的电流。此额定电流主要由 EVSE 中的机电元件确定，例如导体、继电器、接触器和服务连接。

占空比和电流之间的关系由两个不同的公式定义，具体取决于指定的电流范围；对于 6A 至 51A 的工作电流，具体如下：

$$\text{Duty cycle} = \frac{\text{Amps}}{0.6} \quad (60)$$

对于 51A 至 80A 范围内的较高服务，具体如下：

$$\text{Duty cycle} = \frac{\text{Amps}}{2.5} + 64 \quad (61)$$

为了进一步展示这种关系，表 2-2 显示了一些常见服务评级。

表 2-2. 引导信号示例占空比

AMPS	占空比
5	8.3%
15	25%
30	50%
40	66.6%
65	90%
80	96%

在此设计中，PWM 由 MSP430™ MCU 上的计时器模块生成。电流额定值通常可在固件中设置为一个永久值，因为电流额定值与外部硬件紧密耦合。

如果服务线路无法在稳定电压下提供足够的电流，具有人机界面 (HMI) 的高级 EVSE 可使电流降额。在这些高电流应用中，线路损耗可能会导致显著的压降。

2.2.2.1.1 控制引导信号状态

EVSE 连接和协商通过车辆的各种 PWM 信号状态和负载电阻进行。表 2-3 突出显示了这些状态。

表 2-3. 引导信号状态参数

状态	引导高电压	引导低电压	频率	电阻	说明
状态 A	12V	不适用	直流	不适用	未连接
状态 B	9V	-12V	1kHz	2.74kΩ	电动汽车已连接并准备好充电
状态 C	6V	-12V	1kHz	882 Ω	电动汽车正在充电
状态 D	3V	-12V	1kHz	246 Ω	电动汽车正在充电，需要通风
状态 E	0V	0V	不适用	—	出错
状态 F	不适用	-12V	不适用	—	未知错误

状态 A、B 和 C 是核心功能并定义了正常运行。EVSE 通常在最初上电后执行多项自检，然后进入状态 A。准备就绪时，正常连接过程遵循以下几个步骤：

1. EVSE 在引导线上施加 12V 电压。连接插头时，信号会传输至车辆。
2. 连接插头后，车辆会在引导线上施加 2.74kΩ 负载，从而将电压降至 9V。
3. EVSE 变为状态 B，在该状态下，EVSE 将启用 PWM，从而向车辆发出信号，表明车辆可以汲取多少电流。EVSE 还会关闭继电器，从而为车辆供电。
4. 车辆开始吸收功率并切换到 822 Ω 负载，这会将电压降至 6V，从而向 EVSE 发出充电已开始的信号。
5. 即使已充满电，大多数车辆在状态 C 下仍会持续消耗少量功率，因此充电过程通过拔下电缆结束，这会将电压恢复到 12V。EVSE 会测量此过程，同时关闭继电器并返回状态 A。

EVSE 也可以检测其他错误，例如车辆中缺少二极管或连接不当，并通过切断电源来进行错误处理。

2.2.2.1.2 控制引导信号电路

引导信号需要沿着几米长的电缆传输并通过一个负载电阻。引导信号也是 $\pm 12V$ 双极信号，需要特别考虑。为了适应这些参数，选择了具有宽输入范围和合理功率输出的放大器。TLV1805 器件具有 $\pm 18V$ 的额定电压和 475mA 的额定电流，因此非常适合该应用。此外，虽然大多数 EVSE 不需要汽车认证，但如果需要此功能，可以选择 TLV1805-Q1 器件的 Q1 级版本。

放大电路是 TLV1805 器件的简单轨到轨输出配置，并通过 MCU I/O 驱动正输入。引导放大器的输出也会馈送到简单的分压器中，以便 MCU 可以在运行期间测量电压并检测车辆的负载电阻。图 2-3 所示为此子系统的完整原理图。

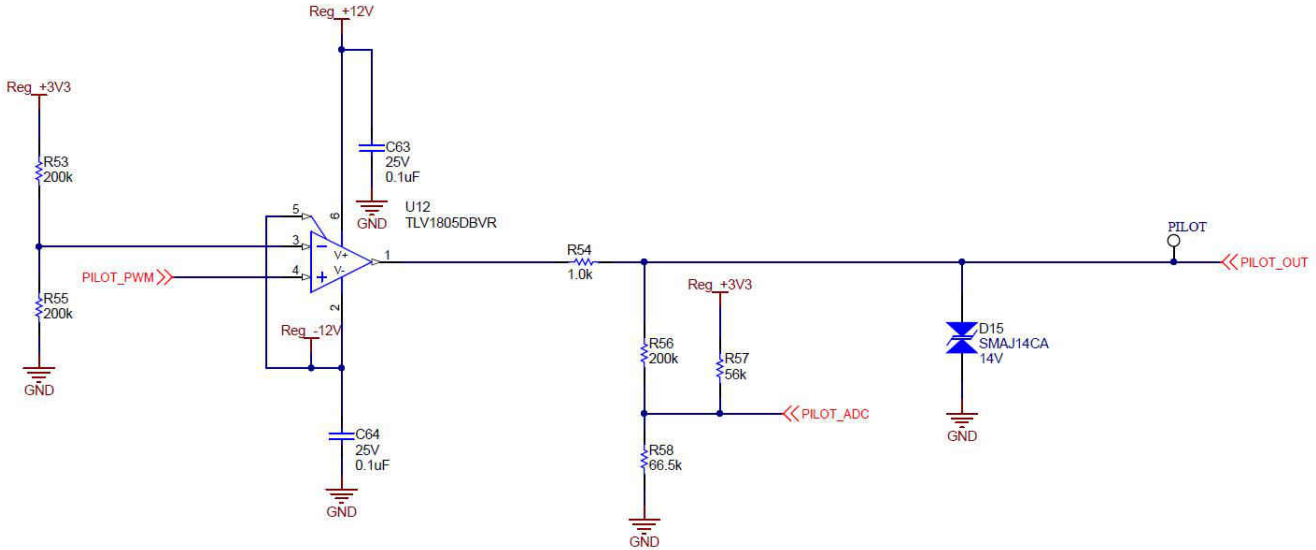


图 2-3. 控制引导信号发生器电路

为了验证该架构，此设计在 TI 的 TINA-TI™ 软件中进行了测试，该软件是一款基于 SPICE 的仿真工具。

2.2.3 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。

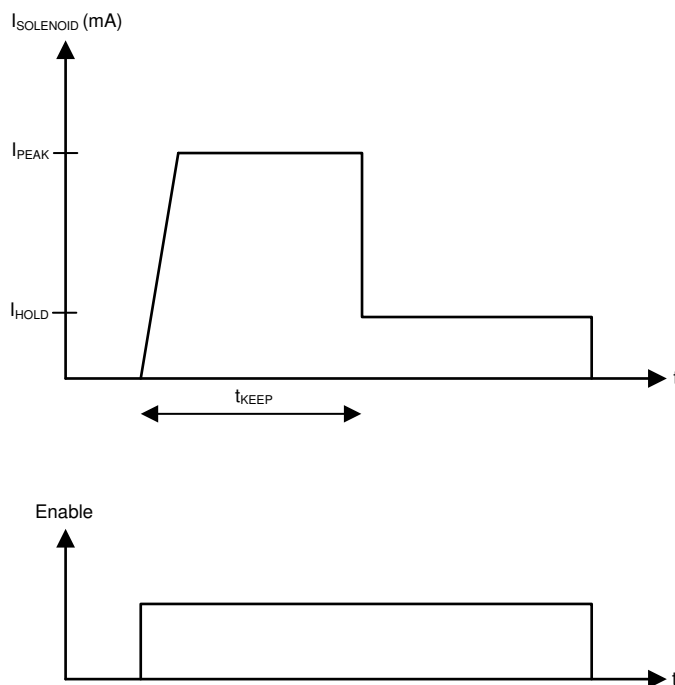


图 2-4. 通过螺线管的典型电流波形

出于安全原因，检测主继电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，即使触点未启用，也能作为插头供电。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必须进行检查。为了实施此检查，这里使用了 ISO1212 完全集成的隔离式数字输入接收器来检测线路电压。

ISO1212 器件的输出 (OUT1 和 OUT2) 是 GPIO 电平直流信号，当存在电压时为高电平，并直接馈入 MCU 以进行故障检测。对于此参考设计，高阈值和低阈值分别设置为 $125V_{RMS}$ 和 $121V_{RMS}$ 。图 2-5 所示为完整电路。要进一步了解使用 ISO1212 进行交流和直流检测，请参阅[用于 9V 至 300V 直流和交流电压检测的 ISO121x 阈值计算器](#)。

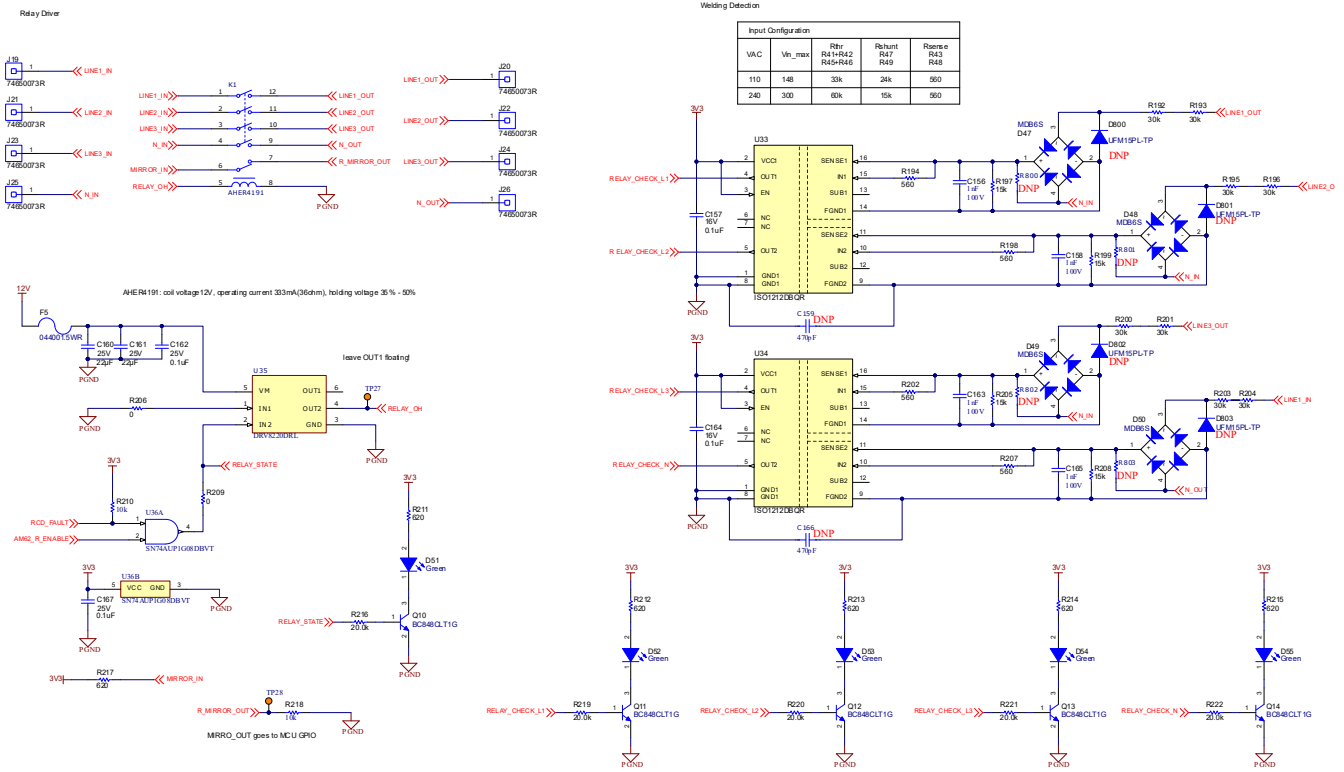


图 2-5. 交流焊接检测电路

2.2.4 剩余电流检测

此参考设计实现了分立式版本的剩余电流检测 (RCD)，能够检测两种接地故障，即 30mA_{RMS} 的交流电流和 6mA 的直流电流。此检测是利用自振电路和接收器滤波电路来实现的。对于自振电路，DRV8220 H 桥用于驱动磁芯进入和退出饱和状态。此外，反馈电路用于确定磁芯何时达到饱和并以相反的方向切换驱动线圈电流。这使得该设计能够使用单个环形磁芯检测少量直流电流。接收滤波器级用于滤除自振驱动频率并对故障电流信号进行信号调理。此滤波信号由 MSP430 的内部 ADC 以每秒 25,000 个样本的采样率进行捕捉。信号的最高值和最低值会保存超过 10ms，以确定故障类型是交流还是直流。交流和直流跳变阈值可通过软件进行调节，以支持不同的区域规范。如果存储的值高于跳变阈值，MCU 会输出 GPIO 高电平，该高电平用于与继电器驱动器连接以使继电器跳闸。当故障电流降至可调迟滞以下时，GPIO 会返回低电平。以下汇总了交流和直流漏电流检测电路的子电路。

备注

以下 RCD 说明引用了 TIDA-010237 原理图中的元件标识符。有关更详细的 RCD 说明，请参阅 TIDA-010237 用户指南。

2.2.4.1 自振电路

自振子电路会检测磁通门传感器何时达到饱和，然后使电流反向流动。达到饱和时，电流检测电压会超过比较器阈值，这会导致 DFF 将控制信号翻转到 DRV8220 H 桥。这将使磁通门传感器磁芯在相反的方向上达到饱和。

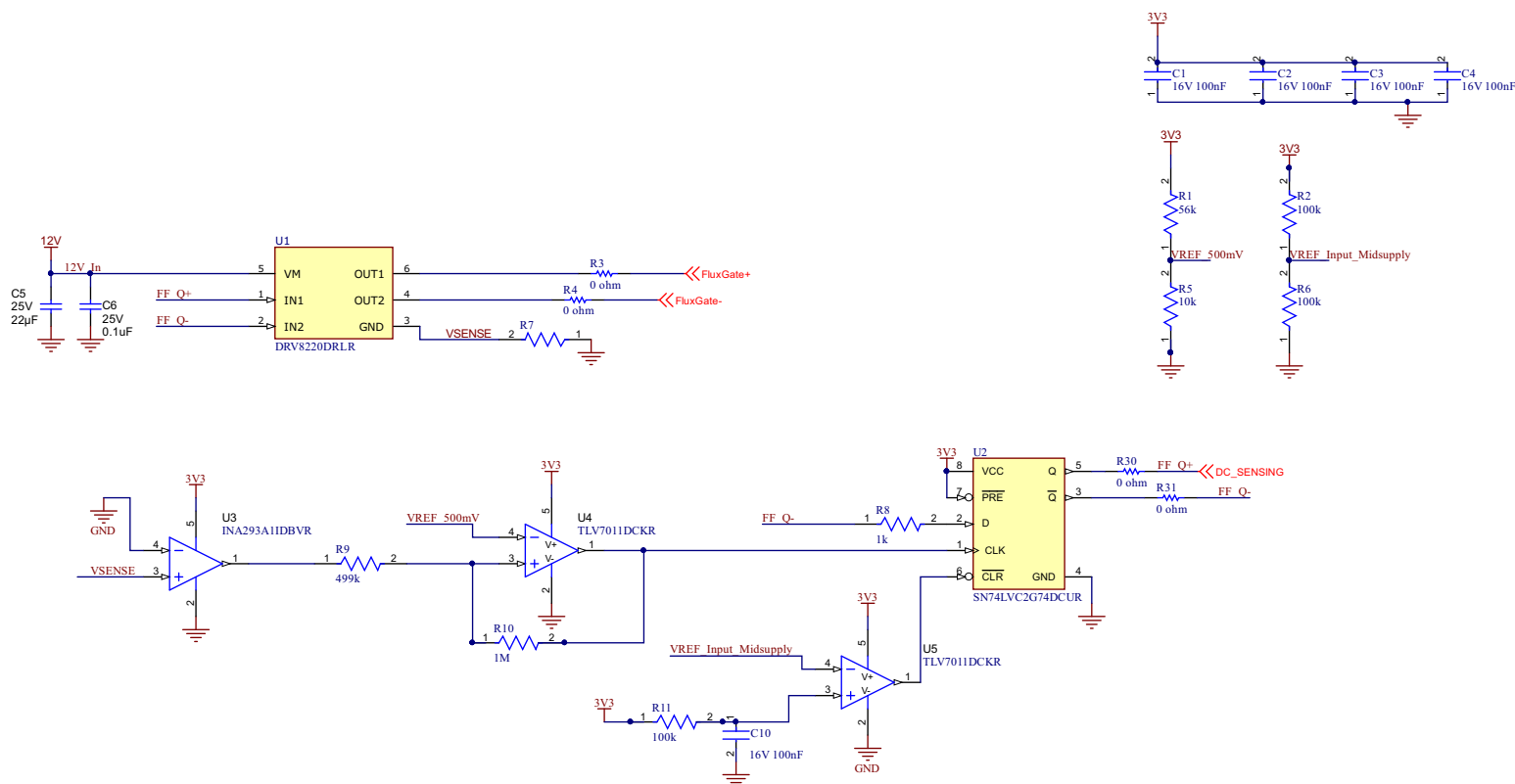


图 2-6. 自振电路原理图

该电路会监控流过磁通门的电流，并在达到饱和后反转驱动电流方向。需要使用自振电路来检测直流故障。

相线和零线会穿过磁通门传感器。在无故障条件的正常运行期间，电流总和等于零。

在接地故障条件下，电流之和不等于零。在直流故障期间，流过线路的电流和流过零线的电流存在不平衡。磁通门不检测稳定的直流电流。振荡的驱动电流将压过磁通门传感器线圈。该直流故障电流会产生磁场，该磁场会在一个方向上阻止磁通门驱动，并在相反方向上帮助磁通门驱动，从而导致占空比偏移。在正常条件下，开关的占空比为 50%。在直流故障期间，占空比会发生变化。

振荡频率取决于 R7 与 DFF 引脚 1 之间的信号链。匹配电流检测放大器增益和 V_{REF} 电压，以确保磁芯达到饱和状态。使磁芯更深地达到饱和会降低噪声，从而无需消磁。当磁芯完全饱和时，磁芯内的所有材料都磁性对齐。当所有材料均对齐时，材料中没有杂散磁场会产生噪声。

2.2.4.2 DRV8220 H 桥

DRV8220 是一款集成电机驱动器，具有四个 N 沟道功率 FET、电荷泵稳压器和保护电路。该器件可提供高达 1.76A 的输出电流，工作电源电压范围为 4.5V 至 18V。该驱动器提供可靠的内部保护，包括欠压锁定、输出过流和器件过热保护。DRV8220 驱动流经磁芯的电流，使磁芯饱和。该器件是能够驱动足够电流的最小、最具有成本效益的器件。DRV8220 的输出由引脚 1 和 2 控制。这些引脚的状态决定了磁性线圈内电流的流向。超过饱和检测电路阈值后，引脚 1 和 2 的控制信号翻转，从而翻转 DRV8220 输出。低侧电流检测电阻 (R7) 可检测流经 DRV8220 的电流。磁芯达到饱和时的电流尖峰，饱和检测电路会读取该值。

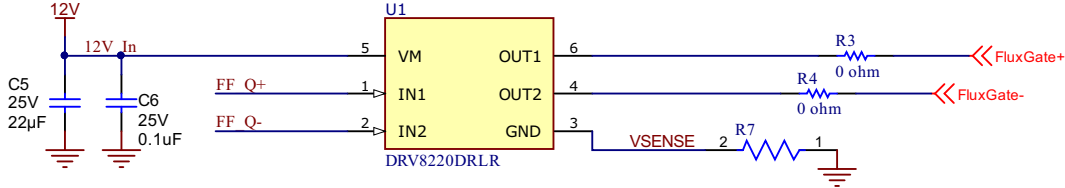


图 2-7. DRV8220 原理图

2.2.4.3 饱和检测电路

饱和检测电路由低侧电流检测电阻 (R7)、电流检测放大器 INA293 和比较器 TLV7011 组成。当磁通门传感器线圈达到饱和时，比较器输出高电平。图 2-8 中所示的电路用于确定磁通门传感器何时达到饱和。

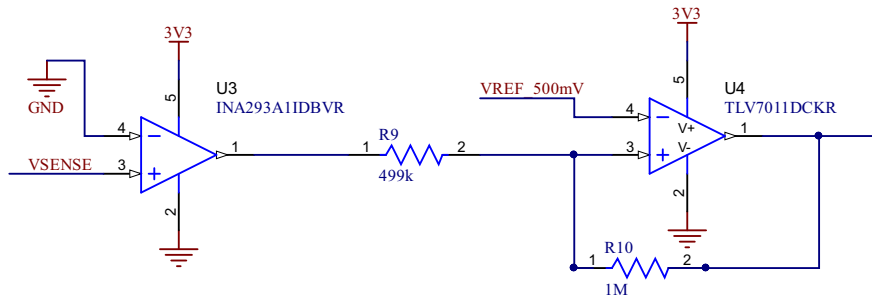


图 2-8. 饱和检测原理图

从 DRV8220 的低侧分流电阻器读取 V_{SENSE} 。 V_{SENSE} 提供流经磁通门传感器线圈的电流。该信号由电流检测放大器 INA293 以 20V/V 的固定增益获得。增益信号与 500mV 的 V_{REF} 基准电压进行比较，该基准电压由电阻分压器提供。当电流检测信号超过 V_{REF} 电压时，磁芯已饱和，DRV8220 必须切换输出方向。比较器 TLV7011 的输出馈入 DFF，有关详细信息，请参阅由 DFF 控制的 H 桥部分。

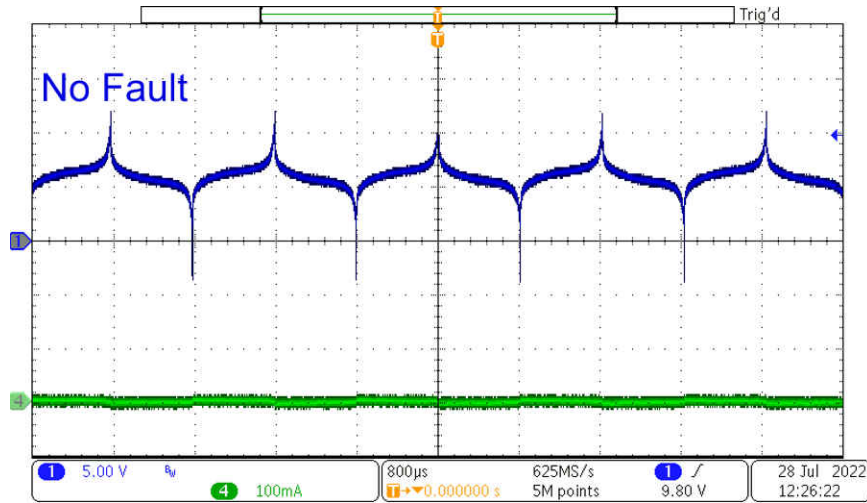


图 2-9. 负载电阻器进入饱和状态

2.2.4.4 由 DFF 控制的 H 桥

用于控制 DRV8220 的输出逻辑会在每个正 CLK 边沿上反转输出 Q。DFF 电路会在每个正 CLK 边沿上反转输出 Q。反相输出 \bar{Q} 连接到输入数据 D，因此每个正时钟边沿都会使输出反相。

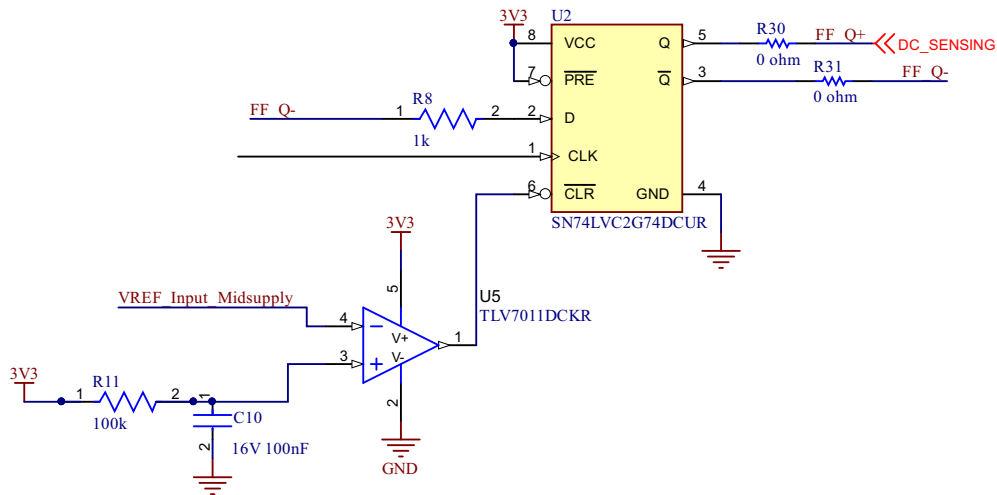


图 2-10. DFF SN74LVC2G74 电路

2.2.4.5 滤波器级

滤波器级的三个目标是获得接地故障检测信号，滤除自振电路产生的噪声，并校正磁通门磁芯所固有的直流偏置。滤波器滤除从负载电阻器到 ADC 的信号路径中的噪声。噪声过大可能会触发误跳变。噪声的主要来源是由产生 DRV8220 开关的自振电路引起的开关噪声。自振开关频率随磁通门传感器磁导率、负载电阻或调节饱和检测电路而变化。用于测试的 Hitachi 纳米晶磁芯在 600Hz 至 800Hz 之间，负载电阻为 1kΩ。

在故障期间，滤波器级输出 ADC 读取的可检测信号。当滤波器级输出信号超过阈值且 MCU 确定故障类型时，会发生故障跳变，因为交流和直流故障具有可在软件内调节的单独跳变阈值。在这个增益为 20dB 的设计中，6mA 的直流故障会输出 200mV 的失调电压。30mA_{RMS} 的交流故障会输出 600mV 的峰值电压。可以增大增益，确保跳变阈值低于运算放大器的电源轨。滤波器级旨在使故障信号增益 20dB 并对 70Hz 以上的频率进行衰减。滤波器级由四个子部分组成：差分到单端、低通滤波器、全波整流器和一个直流偏移电路代替 R23。

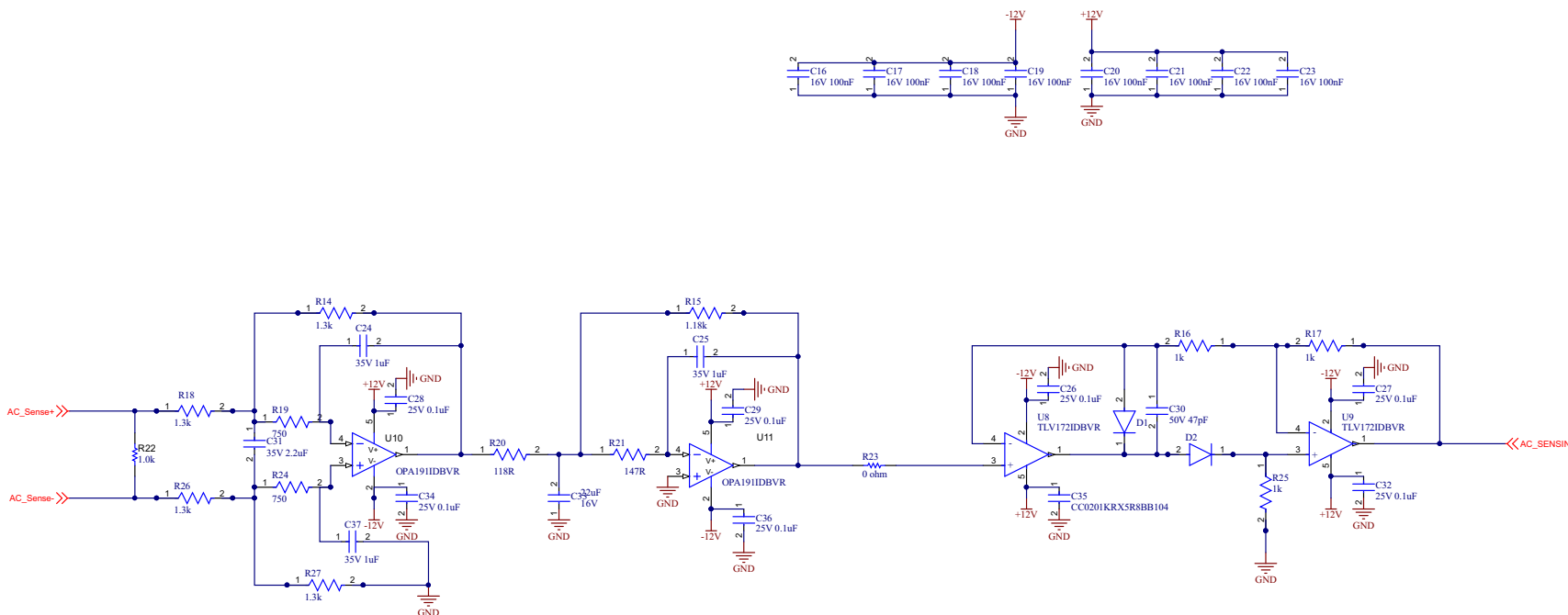


图 2-11. 滤波器级原理图

使用的滤波器拓扑是多反馈 (MFB) 拓扑，由于对元件变化的敏感度较低，通常优先选用。MFB 拓扑可创建一个反相二阶。这种反相可能是滤波器应用中的一个问题。根据元件选择，MFB 滤波器电路可配置为低通滤波器、高通滤波器或带通滤波器。对于此应用，使用了具有巴特沃斯型响应的四阶低通滤波器。

2.2.4.6 差分至单端转换器

差分至单端的转换由信号链的第一部分执行。第一个运算放大器将磁通门负载电阻器上的差分信号转换为单端信号。这简化了后续的信号调节，并允许 ADC 读取接地基准信号。R22 是磁通门传感器线圈上的负载电阻器。

运算放大器输入具有阻抗匹配对于更大限度地减小误差非常重要。阻抗不匹配会增加故障检测信号的误差。从 R22 到 U10 的布线可以类似于减少误差。要增加接地故障信号，请将 R18 和 R26 替换为一个数量级更大的缓冲运算放大器或电阻器。由于电阻分压器效应，与负载电阻器 (R22) 相关的更高阻抗会提供更高的接地故障信号。

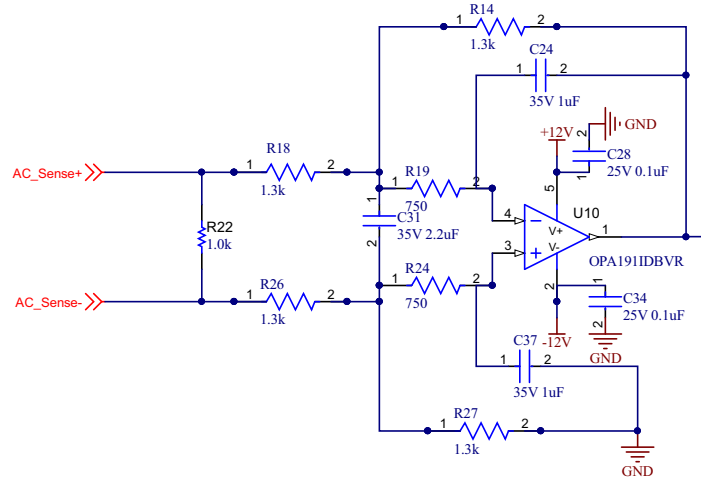


图 2-12. 差分至单端原理图

2.2.4.7 低通滤波器

低通滤波器经过优化，可衰减自振频率。目标是降低噪声以防止误跳闸。此设计在 0Hz 时的增益为 20dB，截止频率为 70Hz。自振频率取决于多个变量：磁芯材料、负载电阻和自振信号链。此设计采用纳米晶磁芯材料，可产生大约 800Hz 的振荡。低通滤波器经过优化，可衰减自振电路产生的噪声。

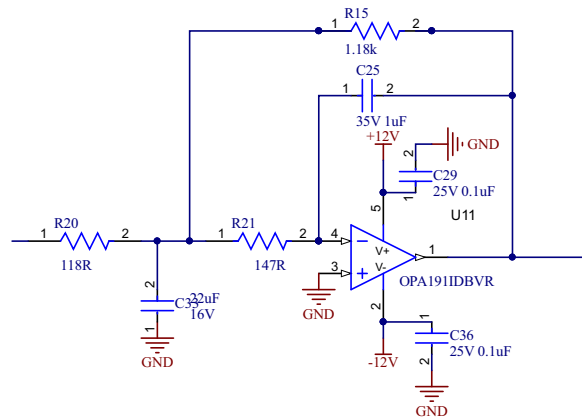


图 2-13. 低通滤波器原理图

2.2.4.8 全波整流器

全波整流器仅将负电压翻转为正电压。全波整流器允许负故障电流和正故障电流具有相同的跳变阈值。使用全波整流器的另一个原因是将信号的负极性转换为 MCU ADC 输入范围内的正电压，并防止电气过载 (EOS)。

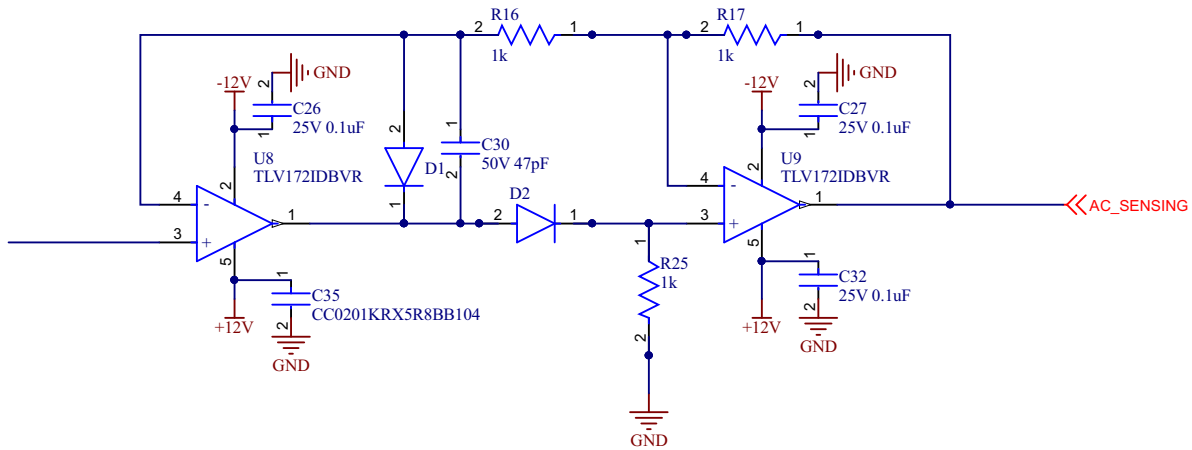


图 2-14. 全波整流器原理图

该精密全波整流器可以将交流电 (AC) 信号转换成单极性信号。运算放大器 U8 和 U9 可缓冲输入信号并补偿 D1 和 D2 两端的压降，从而实现小信号输入。该电路可用于需要量化输入信号 (具有正负极) 绝对值的应用。

选择此拓扑而不是其他全波整流器拓扑是为了在实现所需性能的同时保持简单性。U1A 和 U1B 控制 D1 和 D2 的偏置，以根据实现全波整流的输入信号的极性更改信号路径。电路的输入阻抗由端接电阻 R4 设置，可设置为匹配源阻抗或高达 U1A 放大器的输入阻抗。

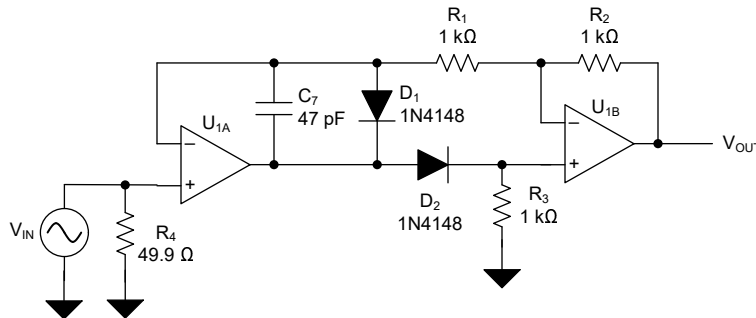


图 2-15. 电路原理图

图 2-16 和方程式 62 显示了正输入信号的电路原理图和传递函数。正输入信号反向偏置 D1 和正向偏置 D2 使元件分别类似于开路 and 短路。在此配置中，U1A 放大器驱动 U1B 的同相输入，使 U1A 反相输入的电压等于 V_{IN} 。由于电流不会流入 U1A 的高阻抗反相输入，因此没有电流流经 R1 或 R2，U1B 充当缓冲器。因此，U1A 也必须用作缓冲器， V_{OUT} 等于 V_{IN} 。

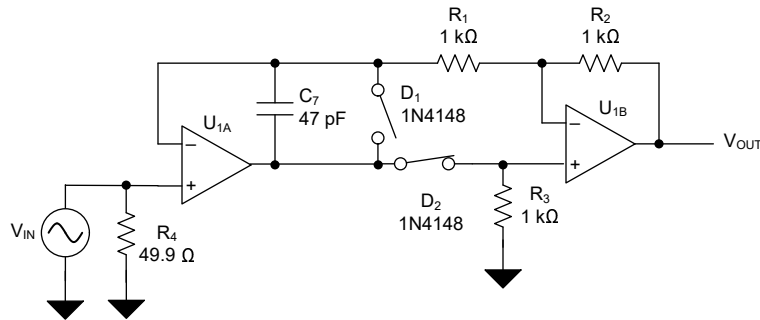


图 2-16. 正输入信号的简化电路

$$V_{OUT} = V_{IN} \quad (62)$$

图 2-17 和方程式 63 显示了负输入的电路和传递函数。负输入信号正向偏置 D1 和反向偏置 D2。因此，U1A 像标准反相放大器一样驱动 U1B，而 R3 将 U1B 的同相节点偏置到 GND。在此配置中，负输入信号的输出在为正，以实现全波整流。

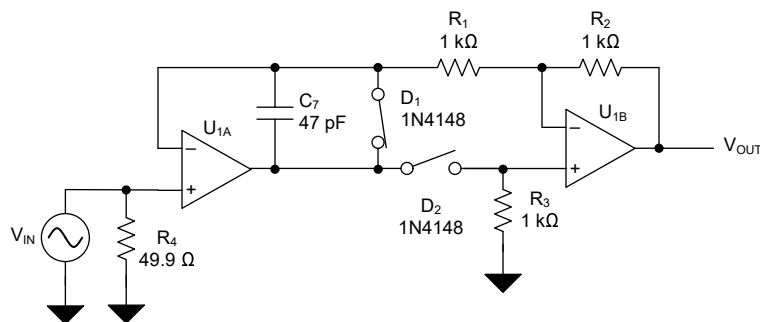


图 2-17. 负输入信号的简化电路

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (63)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -1 \frac{V}{V} \quad (64)$$

2.2.4.9 MCU 选择

本设计选择 MSP430F5131 MCU，以实现计时器捕捉直流故障检测所需的高时钟速度。计时器捕捉方法通过在每个占空比边沿触发一个计时器来直接测量占空比，因此需要高时钟速度。此计时器捕捉方法用于很多现有的 RCD 模块中。或者，通过使用 ADC 读取直流故障而不是使用计时器捕捉方法，可以降低 BOM 成本。

MCU 选择的最重要规格是集成 ADC。ADC 必须具有足够小的有效分辨率，以便一致地区分故障。此设计在 6mA 直流故障期间可看到 200mV 的滤波器输出，在 30mA_{RMS} 交流故障期间可看到 600mV 的最大滤波器输出¹ 此设计使用 MSP430F5131 MCU 中集成的满量程范围为 1.5V 的 10 位 ADC。

ADC 需要的采样速度快于每秒 2000 个样本。软件会存储 ADC 读取的低电平值，并使用低电平值来确定是否发生了交流或直流故障。ADC 的采样速度必须足够快，以便在交流波形期间始终检测到一个低值，从而区分交流和直流故障。

最大的噪声源是 ADC 基准电压误差。此设计的总基准电压误差为 1.5%。需要尽可能地放大故障检测信号，以减少这种误差。

¹ 这些故障阈值可通过增大滤波级增益来增大。

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 TLV1805

TLV1805 比较器具有轨到轨输入和一个推挽输出级，可在高达 40V 或 $\pm 20V$ 的电源电压下运行。轨到轨输入级支持检测接近电源和接地的信号，而推挽输出级可创建到任一电源轨的快速转换边沿。由于每个通道具有 135 μA 的低电源电流并采用节省空间的小型封装，这些比较器用途非常广泛，适用于从便携式到工业的各种应用。

2.3.3 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。

2.3.4 ISO1212

ISO1211 和 ISO1212 器件是具有 IEC 61131-2 1 类、2 类和 3 类特性的完全集成、隔离式数字输入接收器。这些器件接收 24V 至 60V 数字输入信号并提供隔离式数字输出。无需现场侧电源。输入信号路径上的外部电阻器 R_{SENSE} 会根据内部反馈环路精确地为从现场输入汲取的电流设置限制。电压转换阈值符合 1 类、2 类和 3 类要求，并且可使用外部电阻器 R_{THR} 进一步提升。

ISO121x 器件采用开关键控 (OOK) 调制方案，以跨越基于二氧化硅的隔离栅传输数字数据。发送器通过隔离栅发送高频载波来表示一种数字状态，而不发送信号则表示另一种数字状态。接收器在高级信号调节后对信号进行解调并通过缓冲器级产生输出。

2.3.5 ADC122S051

ADC122S051 和 ADC122S051Q 器件是具有高速串行接口的低功耗、双通道 CMOS 12 位模数转换器。与仅在单一采样率下指定性能的传统做法不同，ADC122S051 和 ADC122S051Q 的额定采样率完整范围为 200ksps 至 500ksps。该转换器基于逐次逼近寄存器架构，并具有内部追踪保持电路。它可以配置为在输入端 IN1 和 IN2 上接受一个或两个输入。

2.3.6 TPS7A39

TPS7A39 器件是双路、单片、高 PSRR、正负极低压降 (LDO) 稳压器，可支持高达 150mA 的拉电流 (和灌电流)。该器件的稳压输出可在外部独立调节为对称或不对称电压，因此这款双路双极电源非常适合进行信号调节。TPS7A39 的正负两种输出在启动期间相互进行比例跟踪，从而缓解双轨系统中常见的浮动状况和其他电源时序问题。负输出可调节至最高 0V，从而扩大单电源放大器的共模范围。TPS7A39 还具有高 PSRR，因此消除了可能影响信号完整性的电源噪声，例如开关噪声。

2.3.7 TPS7A20

TPS7A20 是一款超小型低压降 (LDO) 线性稳压器，可提供 300 mA 的输出电流。TPS7A20 旨在提供符合射频和其他敏感模拟电路要求的低噪声、高 PSRR 和出色的负载和线路瞬态性能。TPS7A20 采用出色的设计技术，无需噪声旁路电容便可提供超低的噪声性能。TPS7A20 还具有低静态电流，适用于任何电池供电的应用。TPS7A20 具有 1.6V 至 6.0V 的输入电压范围和 0.8V 至 5.5 V 的输出电压范围，可用于各种应用。该器件使用精密基准电路，可在不同负载、线路和温度变化之间提供 1.5% 的最大精度。

2.3.8 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。

2.3.9 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。

2.3.10 TPS563210A

TPS562210A 和 TPS563210A 是采用 8 引脚 SOT-23 封装的简单易用型 2A/3A 同步降压转换器。两款器件均经过优化，最大限度地减少了运行所需的外部组件并且可以实现低待机电流。这些开关模式电源 (SMPS) 器件采用 D-CAP2™ 控制模式，从而提供快速瞬态响应，并且在无需外部补偿组件的情况下支持专用聚合物等低等效串联电阻 (ESR) 输出电容器以及超低 ESR 陶瓷电容器。

2.3.11 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。

2.3.12 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。

2.3.13 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。

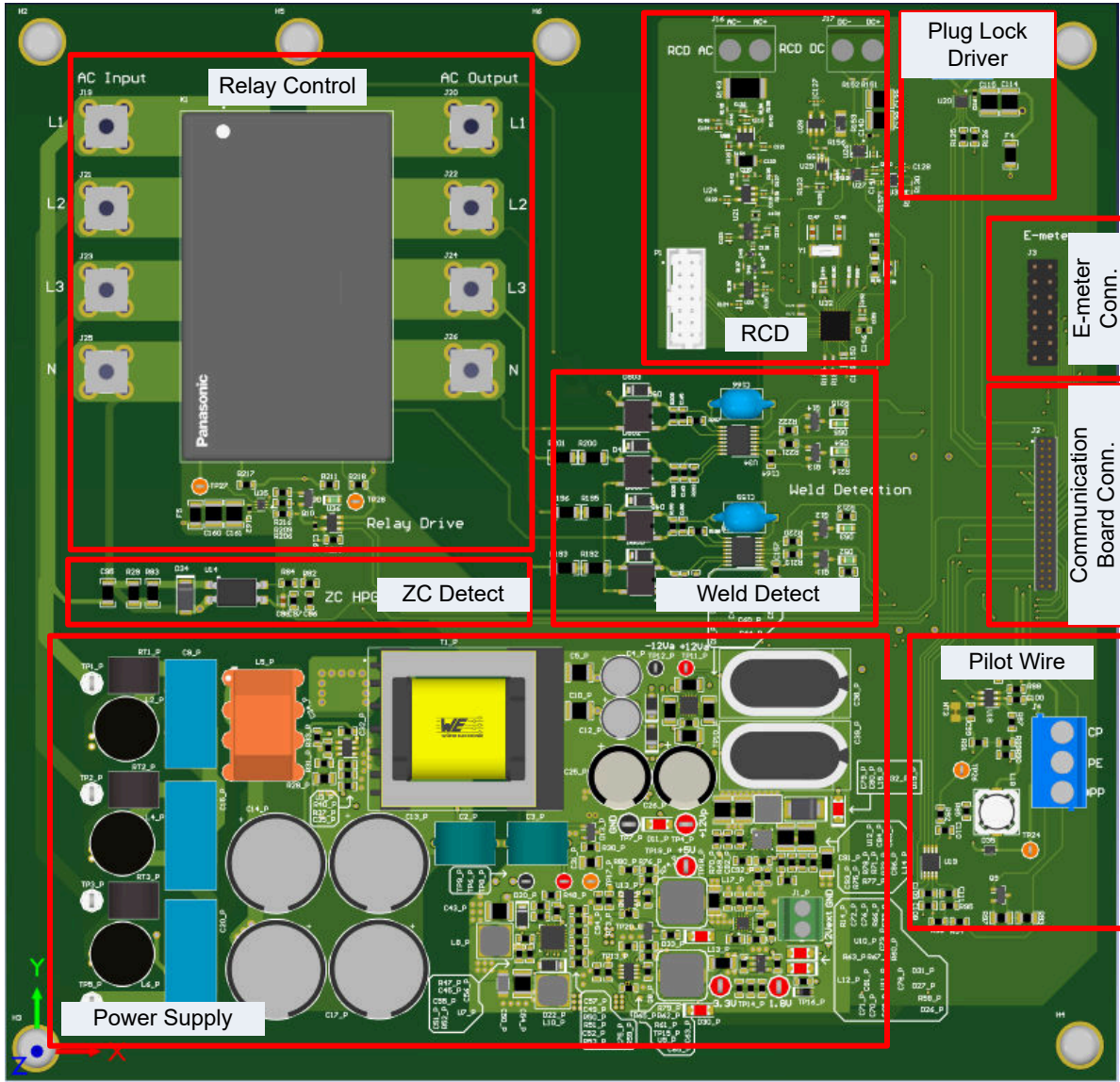


图 3-1. TIDA-010239 PCB 顶视图

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。

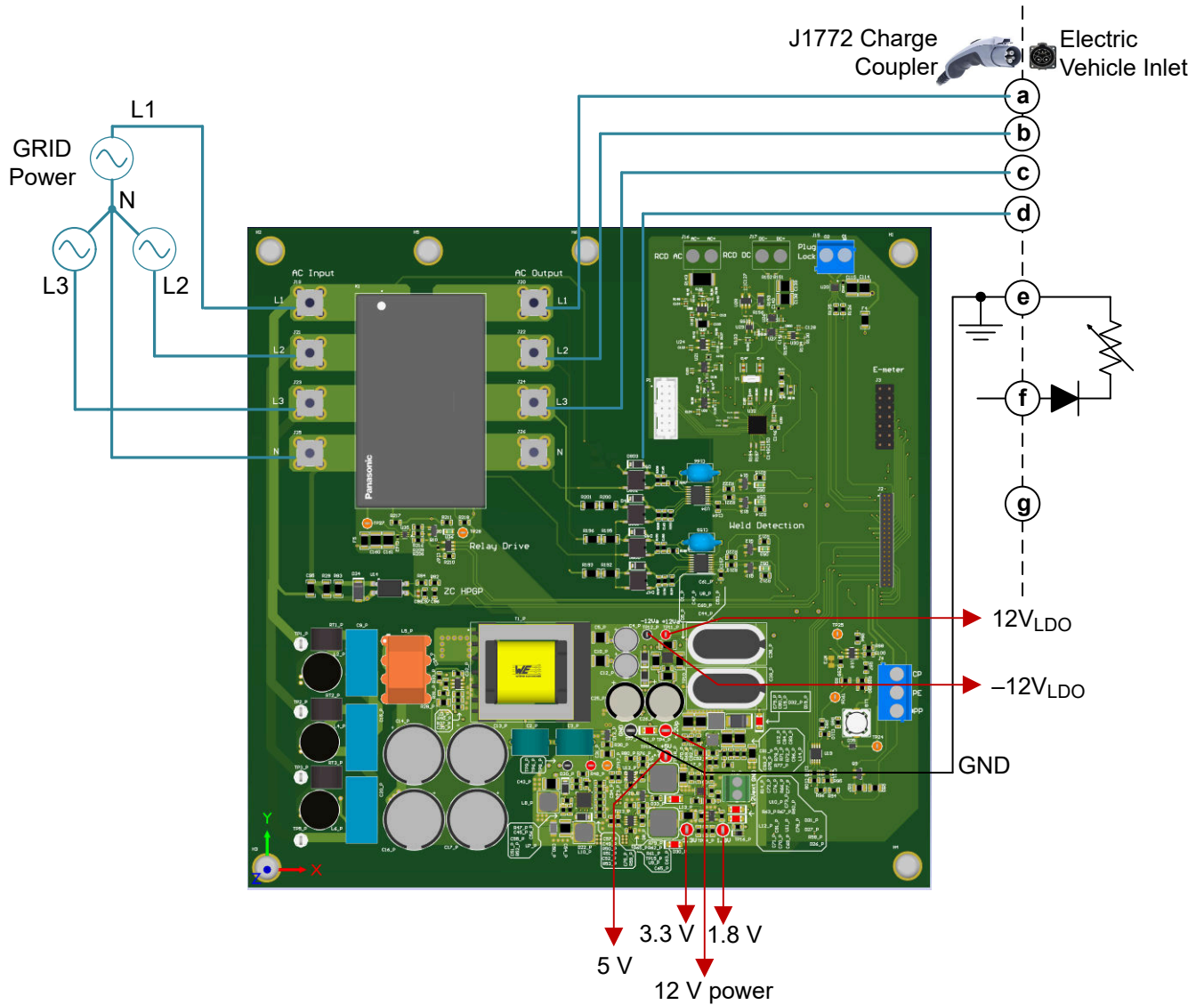


图 3-2. 与 TIDA-010239 硬件的外部组件连接

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。

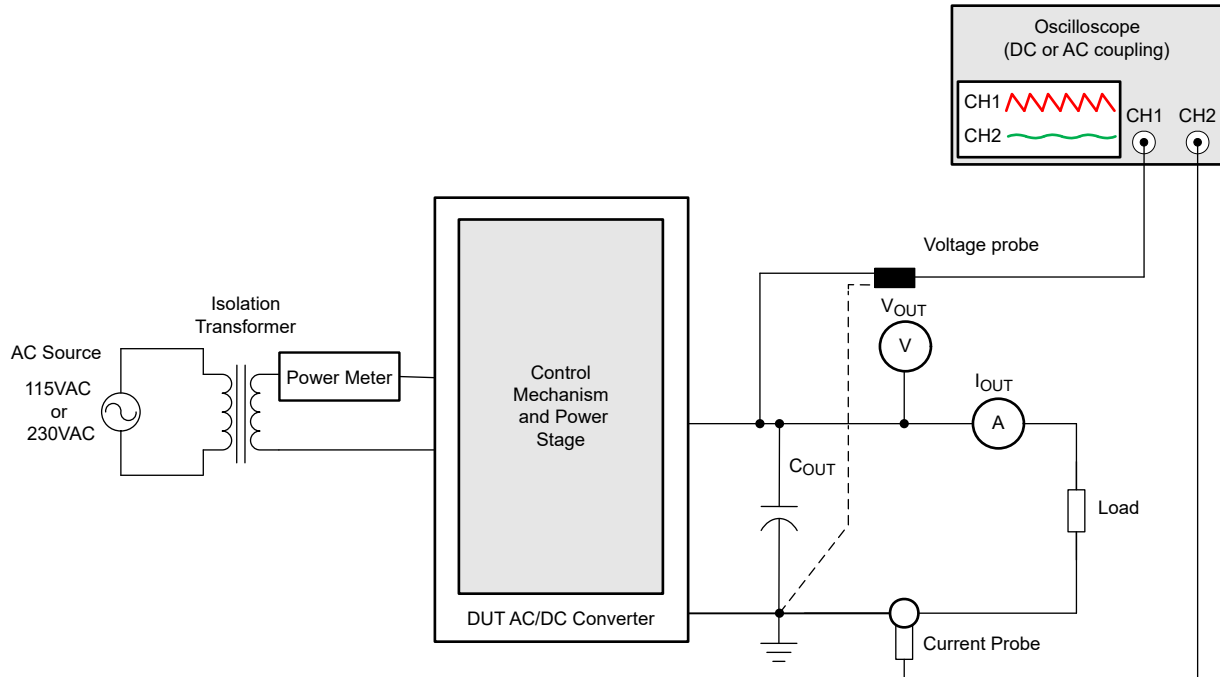


图 3-3. TIDA-010239 中线性稳压器和转换器的测试设置

备注

- DUT 为被测器件。
- 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

概述：

- 继电器打开时，系统会通过 ISO1212 检查是否有交流信号。正常（未焊接）条件意味着没有任何输出脉冲。
- 继电器闭合时，系统会通过 ISO1212 检查是否有交流信号。正常（交流存在）条件意味着没有输出脉冲。

在为 TIDA-010239 板供电之前，请完成以下工作。

将 *AM62_R_ENABLE*（引脚 36、J2）连接到 3.3V（TP14_P），以便在上电时启用 K1 继电器。

- 将示波器探针 1 连接到 LINE1_IN（TP1_P）。无需连接探针 1 参考夹。
- 将示波器探针 2 连接到 RELAY_CHECK_L1（J2）。将探针 2 参考夹连接到 PGND（TP7_P）。
- 将示波器探针 3 连接到 RELAY_CHECK_L2（J2）。无需连接探针 3 参考夹。
- 将示波器探针 4 连接到 RELAY_CHECK_L3（J2）。无需连接探针 4 参考夹。

备注

1. 默认情况下，示波器参考夹连接到接地 GND，对于此测试设置，参考夹连接到 PGND。这在技术上消除了电路的功能隔离，但确实使功能测试更简单。如果需要隔离式测量，可使用隔离变压器为示波器供电。
 2. 如果通道数超过 4 个，也可以检查 RELAY_CHECK_N（J2）。
-

为电路板供电以进行测量：

- 向 J1_P 施加外部 12V（500mA）电源，以便在打开交流线路电源之前启用继电器。这可防止在启用继电器时出现电弧。通常，在操作继电器之前需要进行交流过零检测。在本例中，我们使用手动继电器控制进行测试。
- 在继电器已闭合的情况下，打开交流线路电源（240V_{RMS}）并观察示波器上的波形。
- 完成后，先关闭交流线路电源，然后再移除 12V 电源。即使交流线路电源断开，备用超级电容器也可以使继电器保持闭合状态一段时间。
- 通过从 3.3V 断开 *AM62_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_{RMS}、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_P)，此处也称为“12Vp”，其中 *p* 表示 *power*。
- +12Va 是 U8_P 的低噪声 +12V 输出。
- -12Va 是 U8_P 的低噪声 -12V 输出。
- 5V 和 3.3V 是 U9 和 U13 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

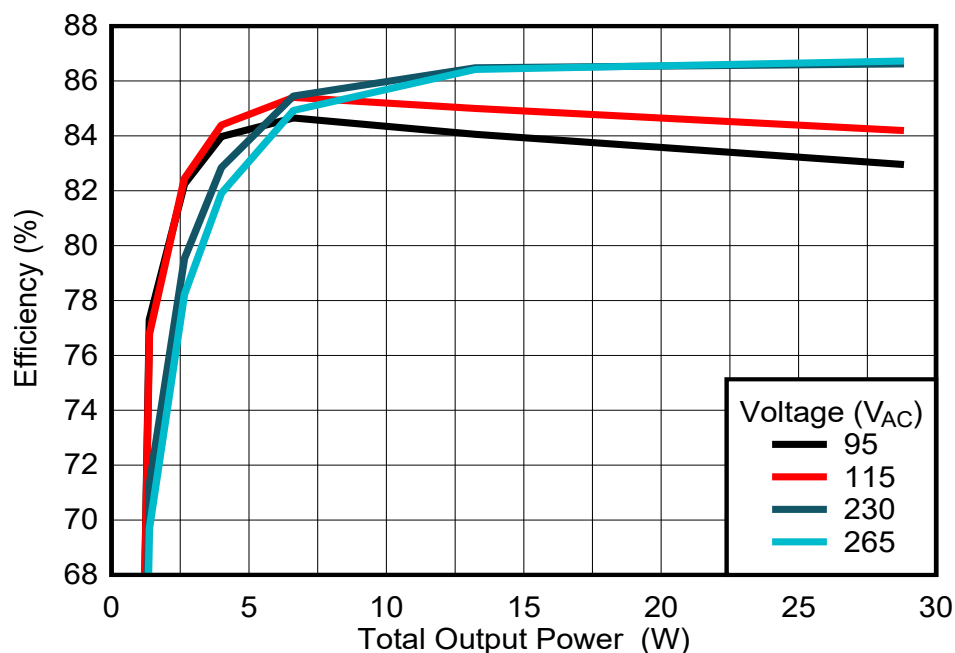


图 3-4. 95V 和 115V AC、60Hz 下的输出功率与效率间的关系；230V 和 265V AC、50Hz 下的输出功率与效率间的关系

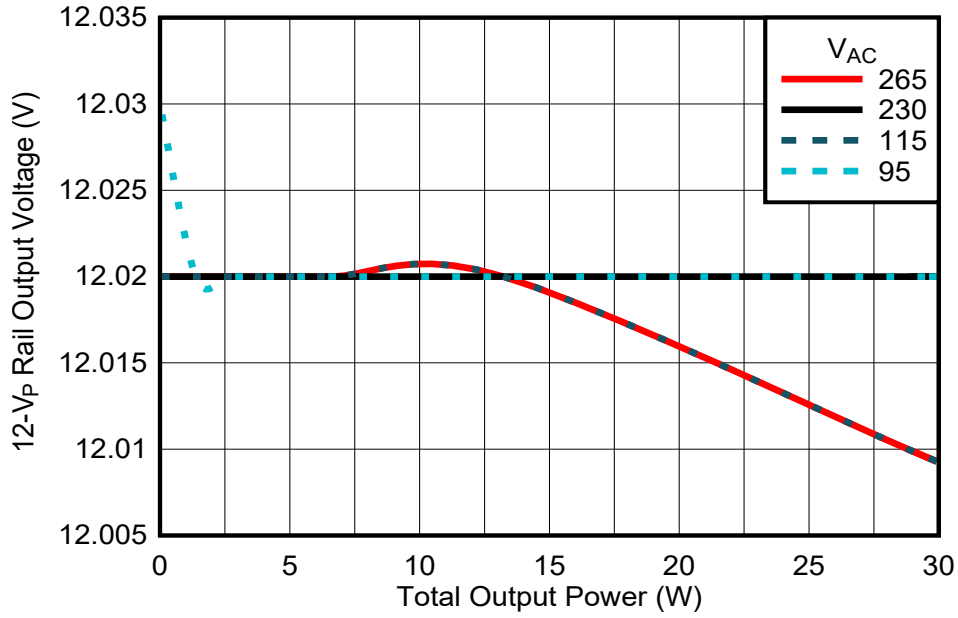


图 3-5. 输出功率与电压调节间的关系

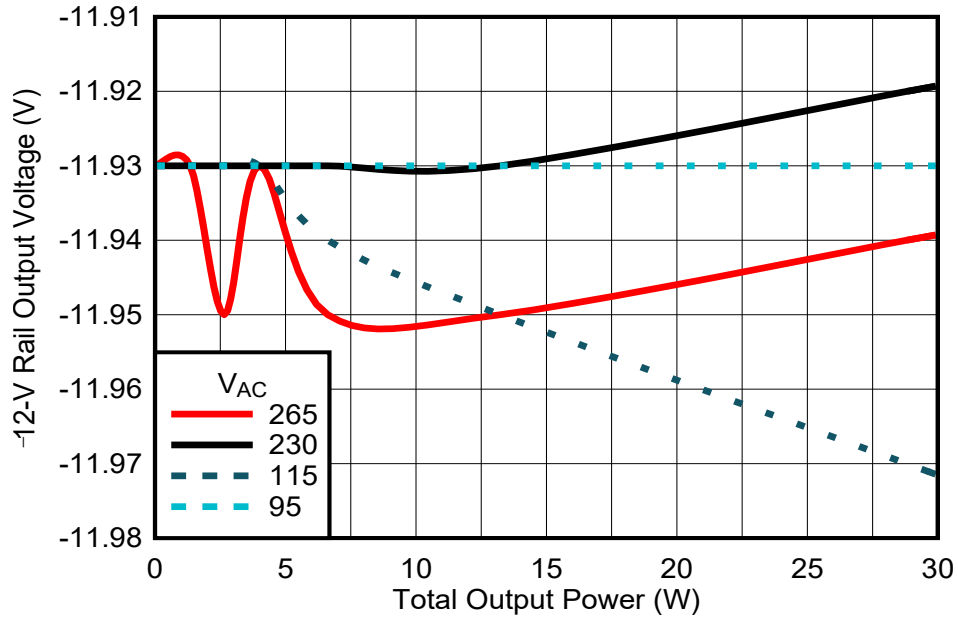


图 3-6. 输出功率与电压调节间的关系

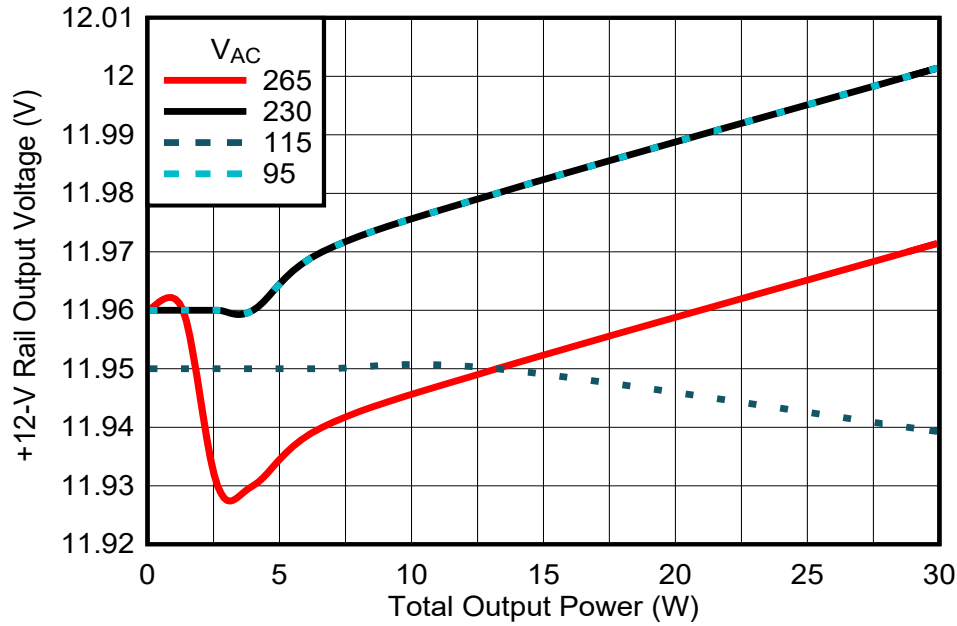


图 3-7. 输出功率与电压调节间的关系

表 3-1. 95VAC、60Hz 交流输入时的测试数据

P _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(- 12V) (mA)	P _{OUT} (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 _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(- 12V) (mA)	P _{OUT} (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 _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(- 12V) (mA)	P _{OUT} (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 _{IN} (W)	12Vp (V)	+12V (V)	- 12V (V)	I(12Vp) (mA)	I(+12V) (mA)	I(- 12V) (mA)	P _{OUT} (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 TPS563210 的效率和输出电压调节

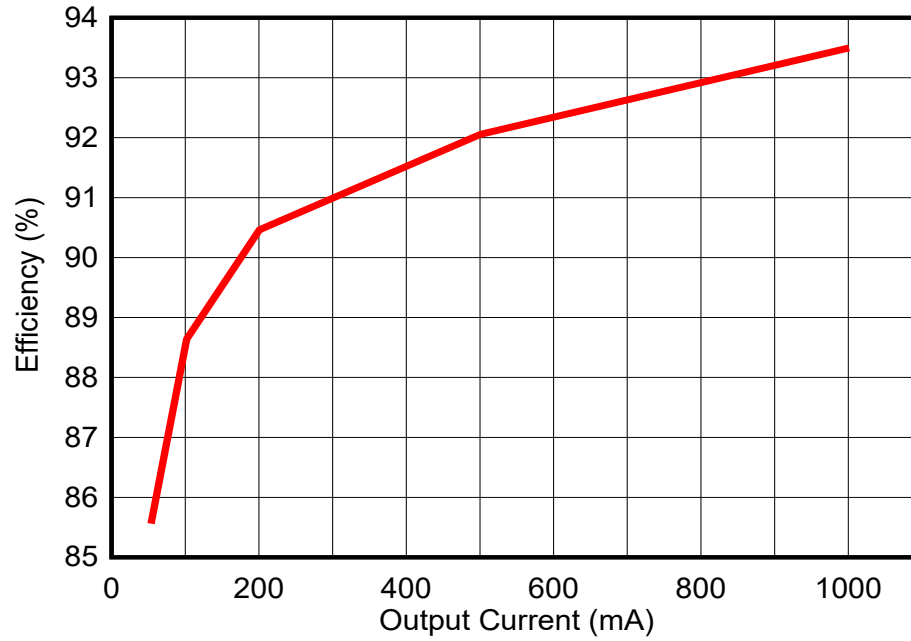


图 3-8. 5V 输出电流与效率间的关系

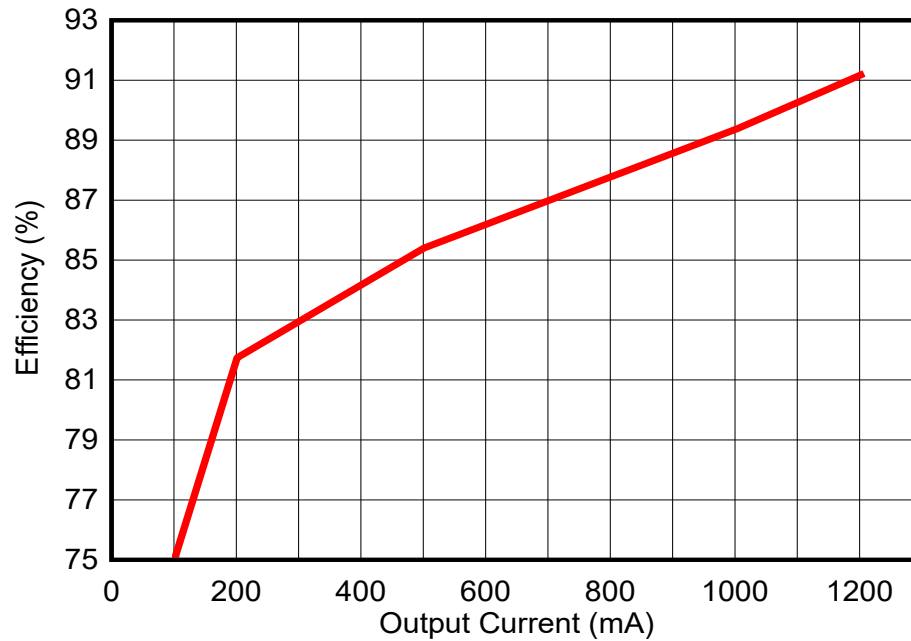


图 3-9. 3.3V 输出电流与效率间的关系

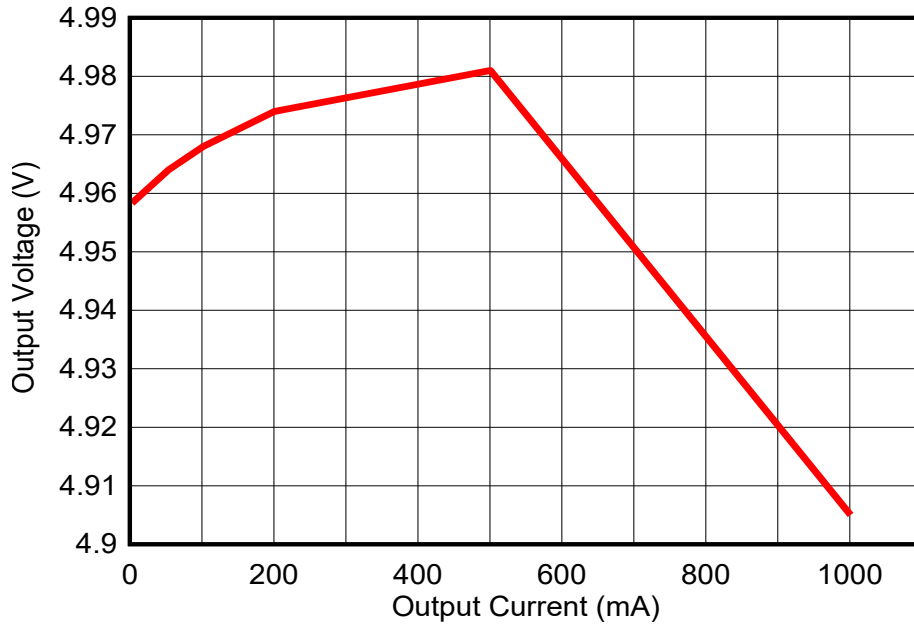


图 3-10. 5V 输出电流与电压调节间的关系

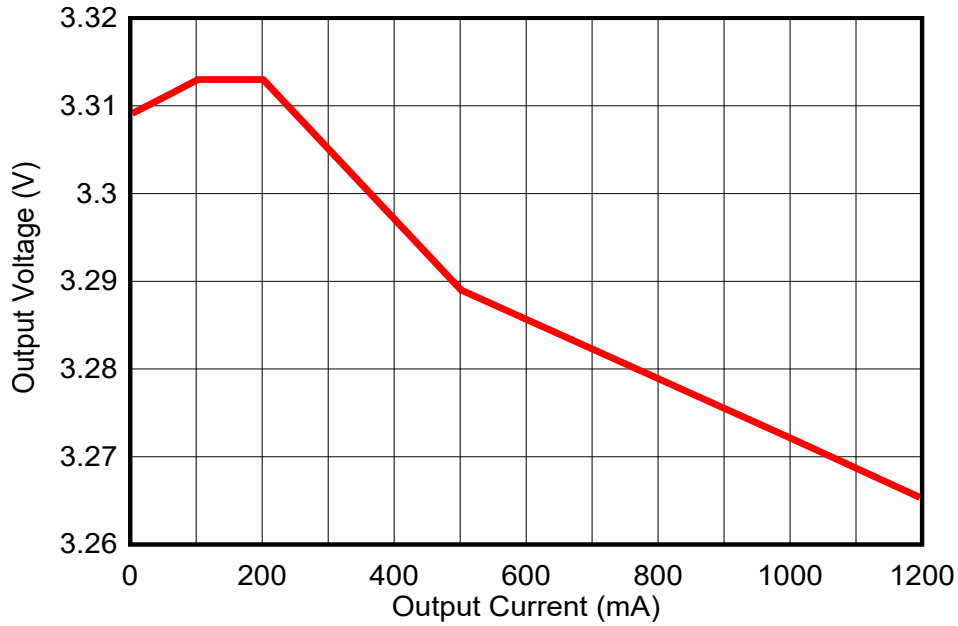
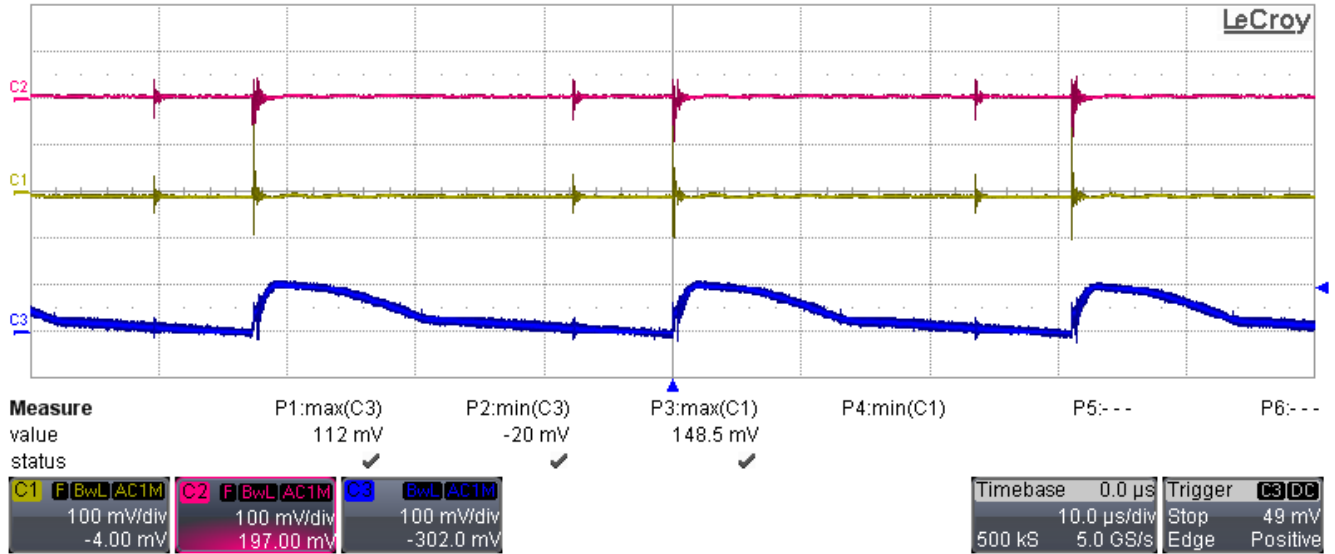


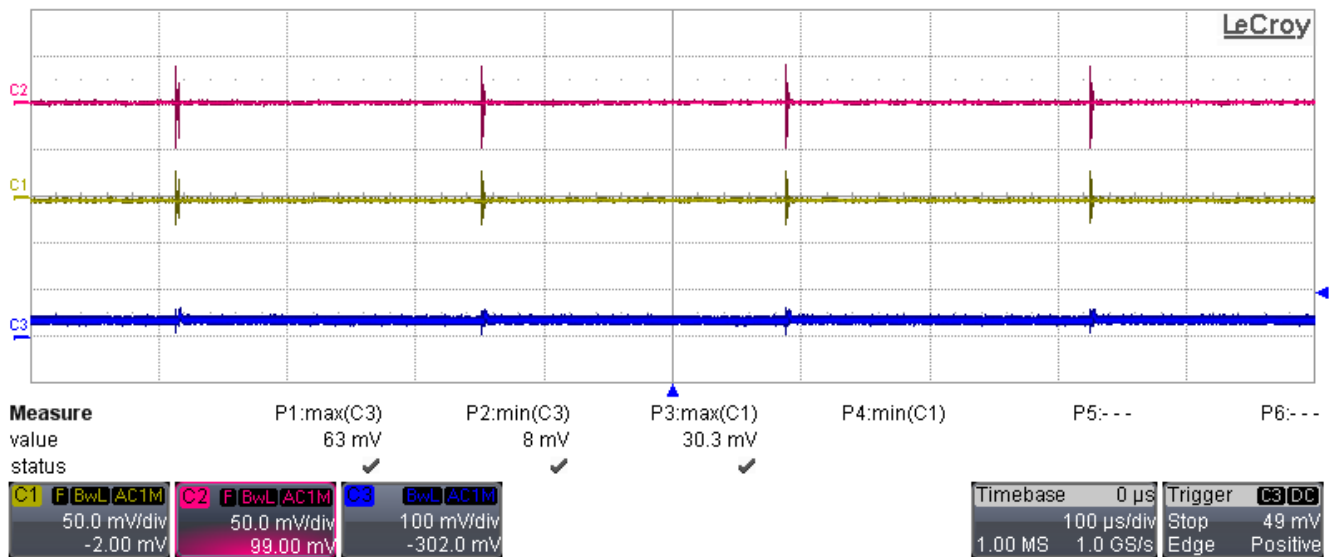
图 3-11. 3.3V 输出电流与电压调节间的关系

3.3.1.3 输出电压纹波波形



详细说明：C1 在 100mA 时为 -12V 输出，C2 在 100mA 时为 +12V 输出，C3 在 2.2A 时为 +12Vp。

图 3-12. 满载时 -12V、+12V 和 +12Vp 上的电压纹波



详细说明：C1 在 0mA 时为 -12V 输出，C2 在 0mA 时为 +12V 输出，C3 在 0A 时为 +12Vp。

图 3-13. 无负载时 -12V、+12V 和 +12Vp 上的电压纹波

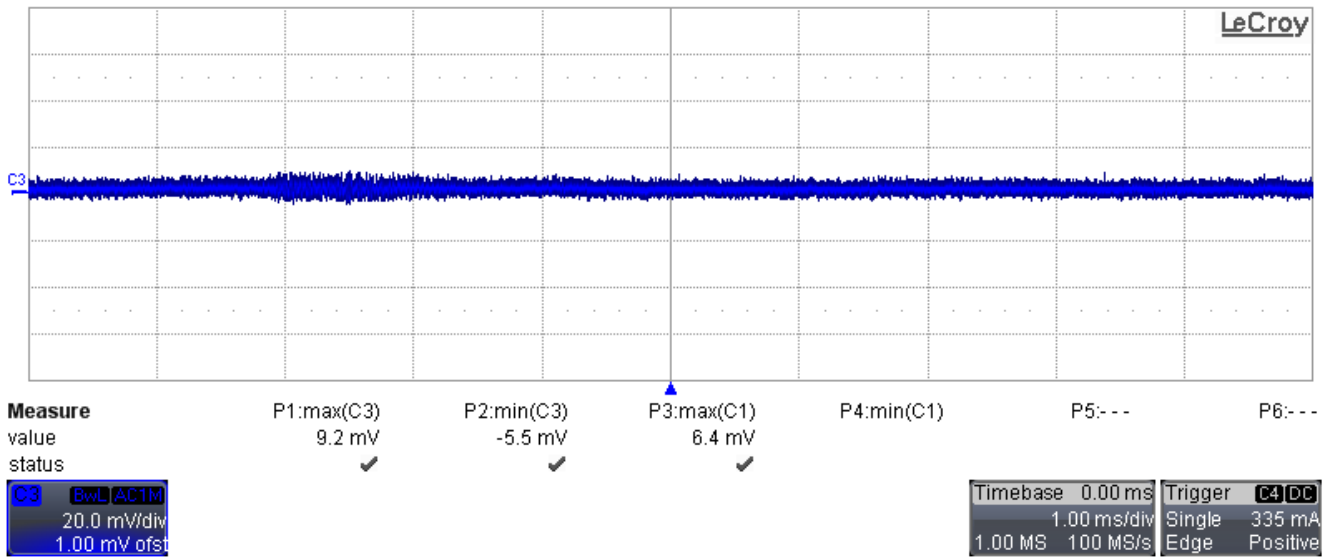


图 3-14. 1A 时 3.3V V_{OUT} 上的电压纹波 (1ms/div)

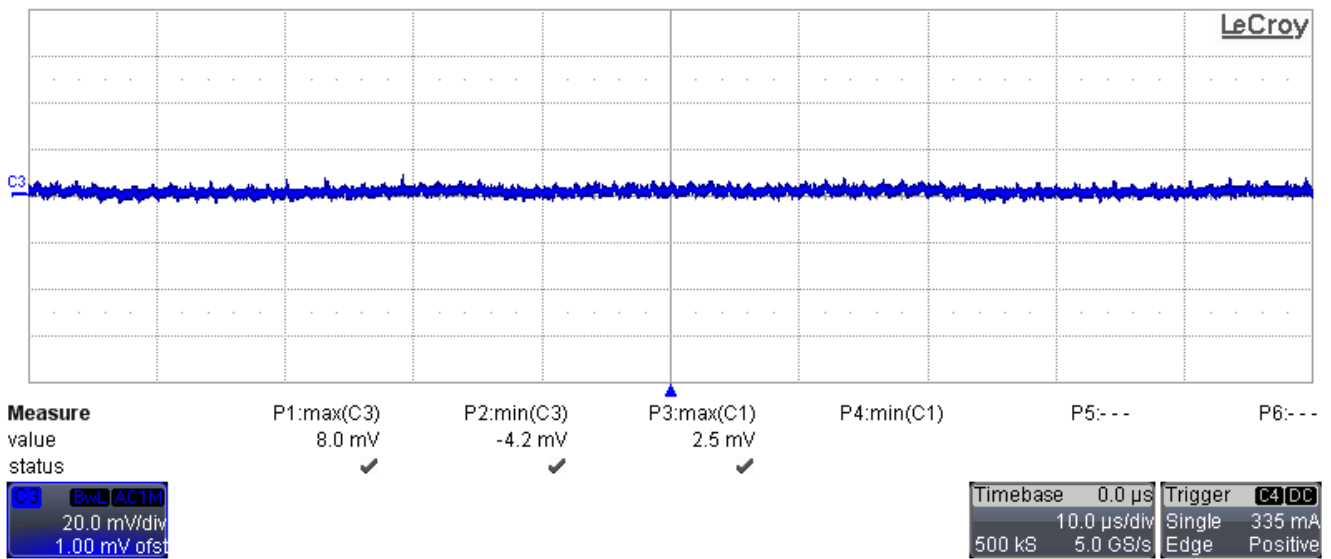


图 3-15. 1A 时 3.3V V_{OUT} 上的电压纹波 (10 µs/div)

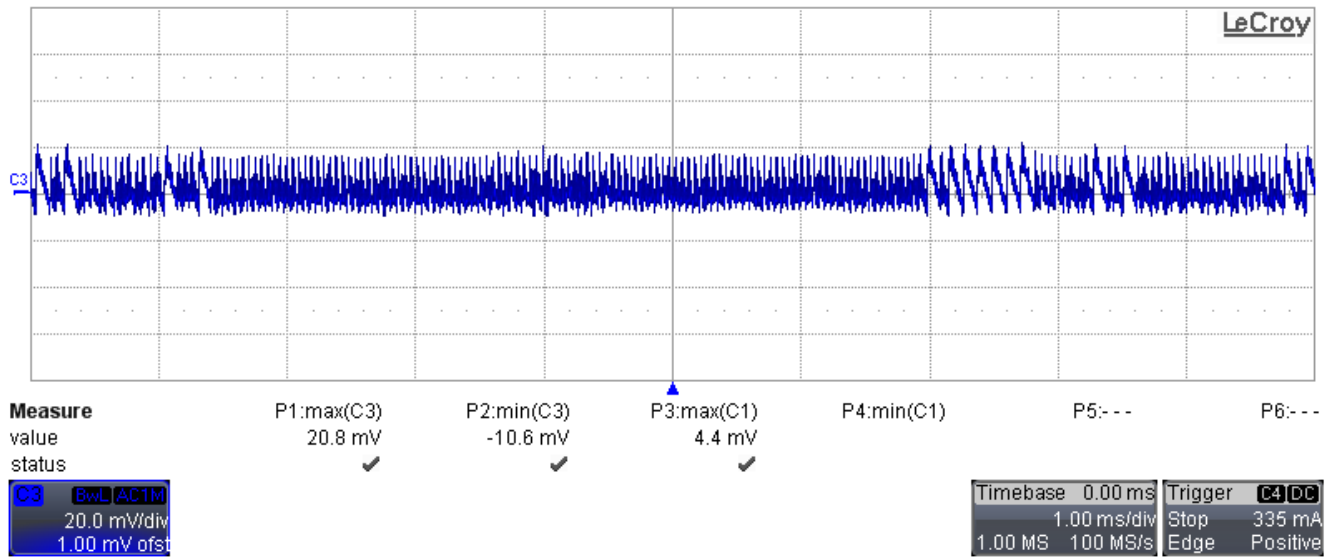


图 3-16. 5mA 负载电流时 3.3V V_{OUT} 上的电压纹波

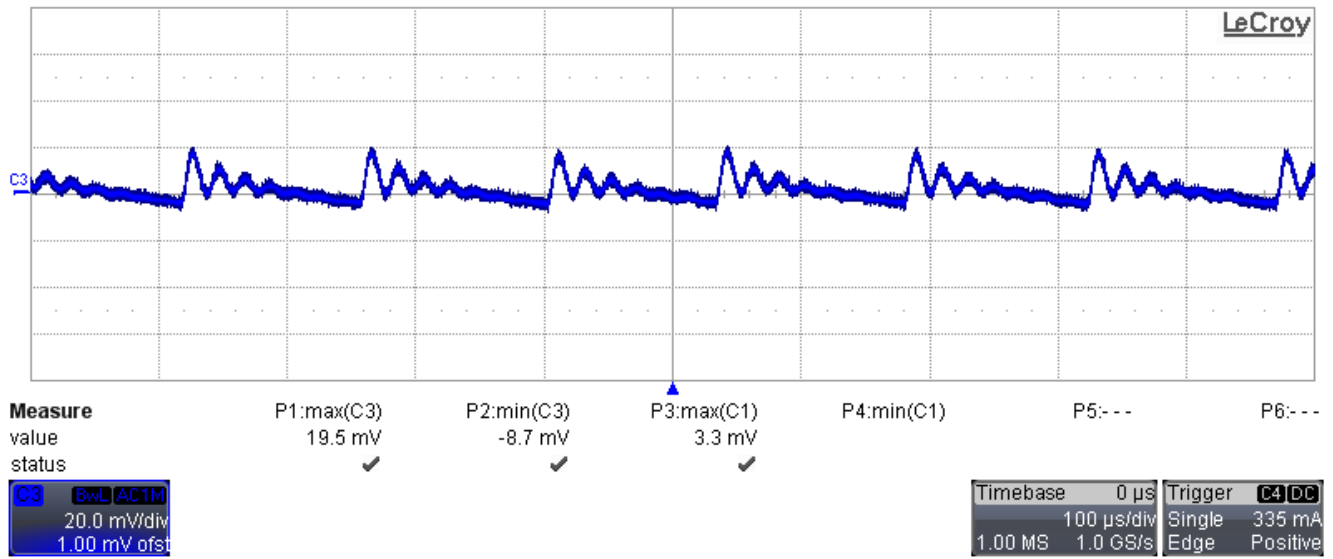


图 3-17. 零负载电流时 3.3V V_{OUT} 上的电压纹波

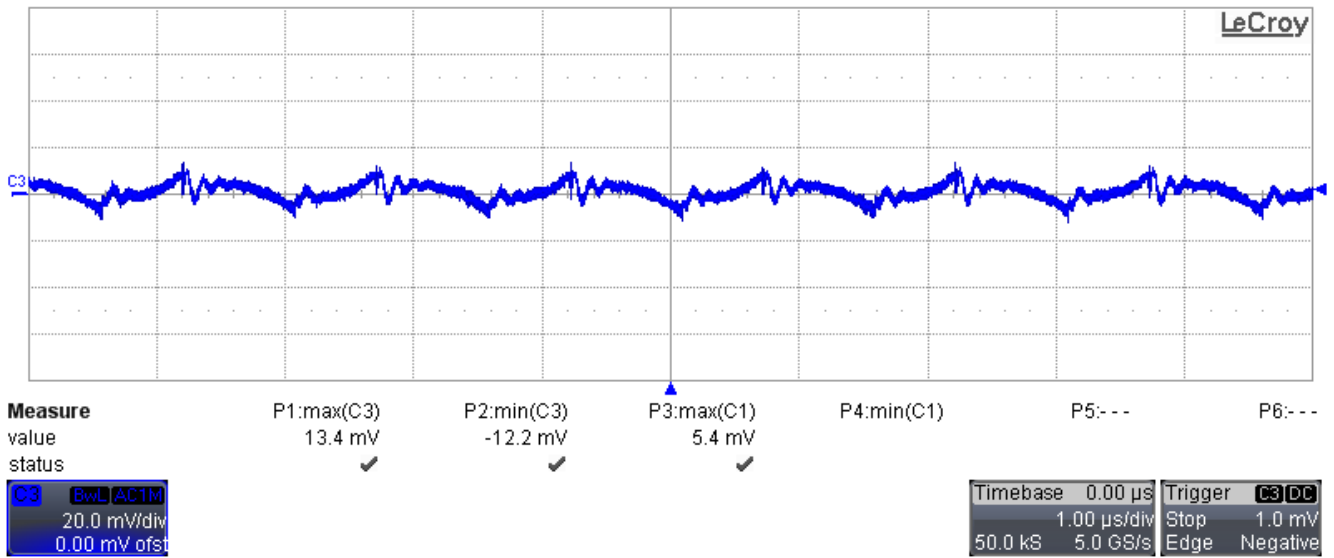


图 3-18. 1A 负载电流时 5V V_{OUT} 上的电压纹波

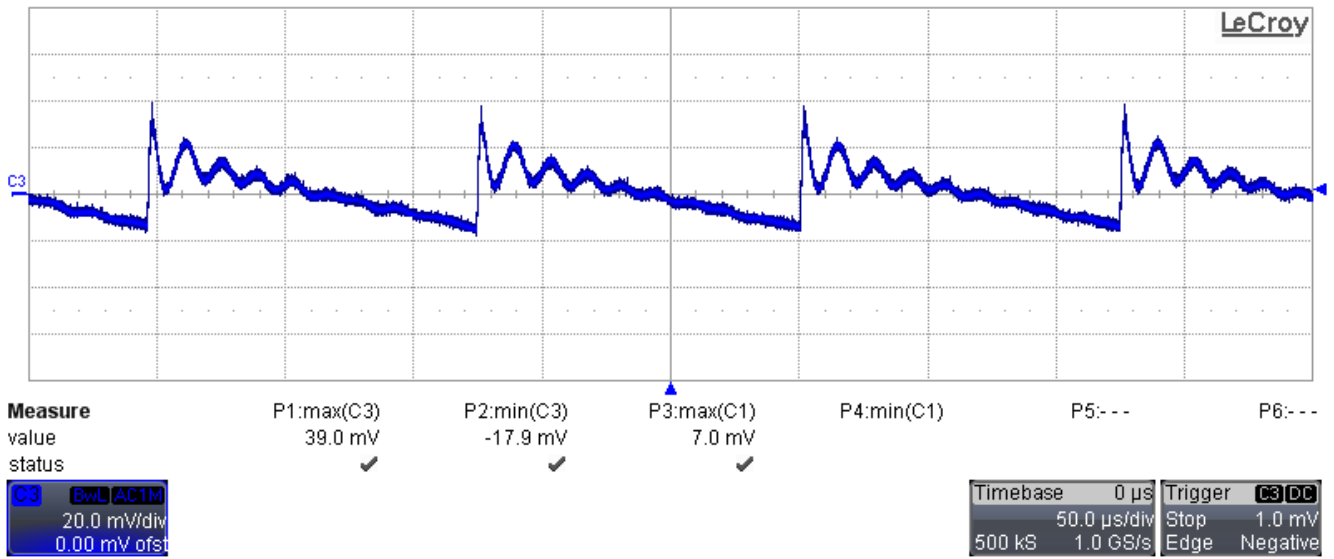


图 3-19. 零负载电流时 5V V_{OUT} 上的电压纹波

3.3.1.4 启动、关断、备用电源和瞬态响应波形

图 3-20 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。

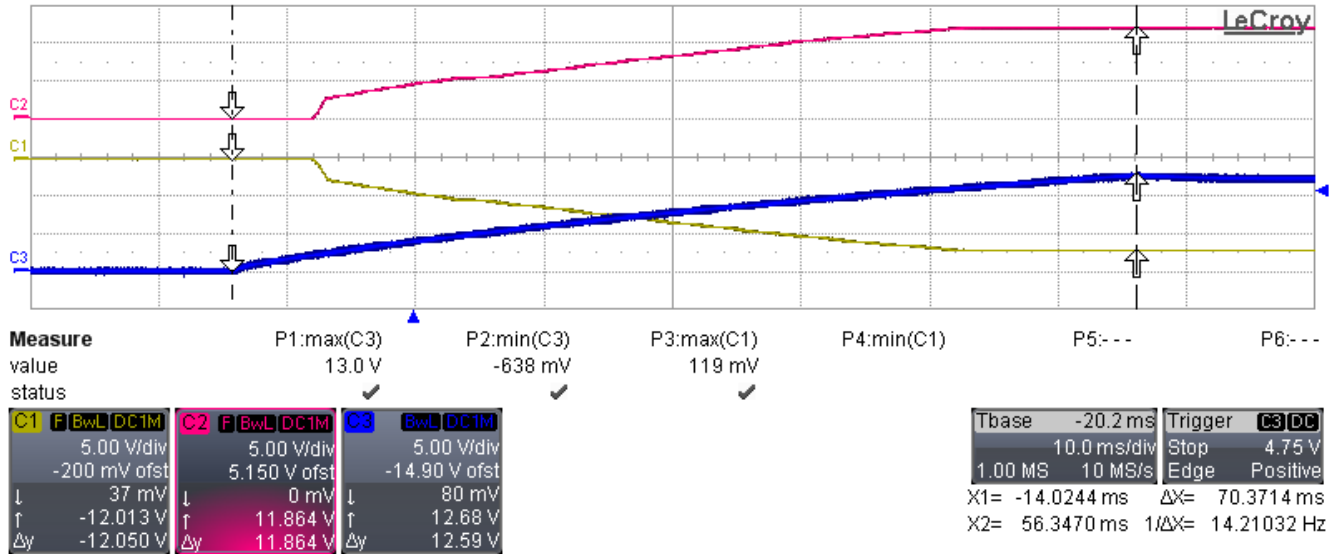


图 3-20. 转换器在启动期间的行为

图 3-21 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。

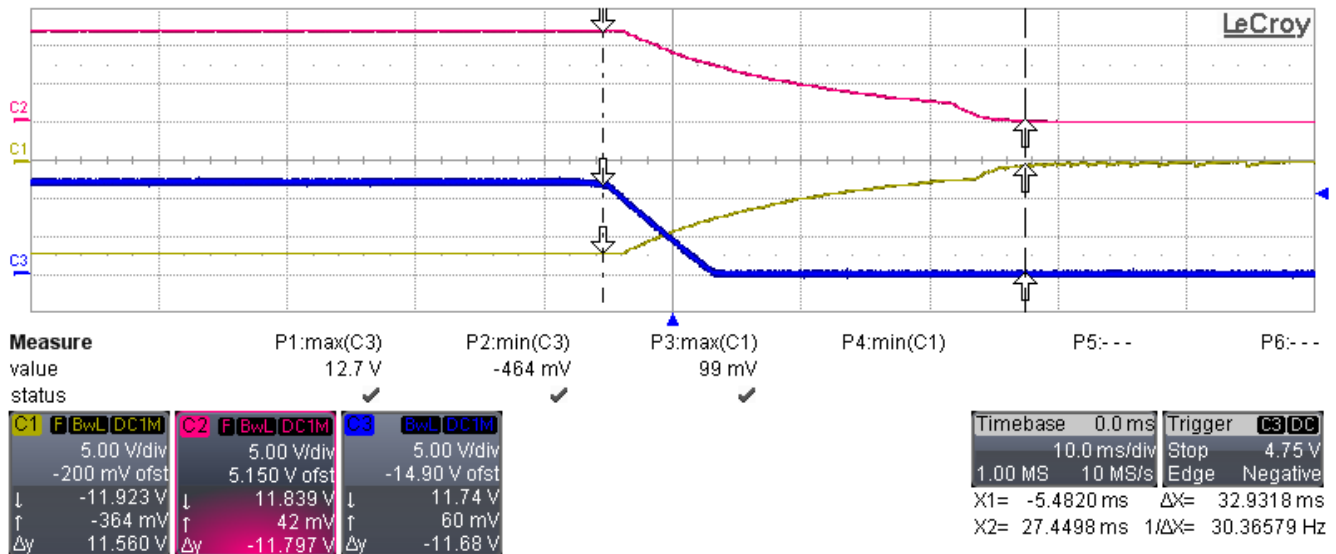


图 3-21. 转换器在关断期间的行为

图 3-22 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。

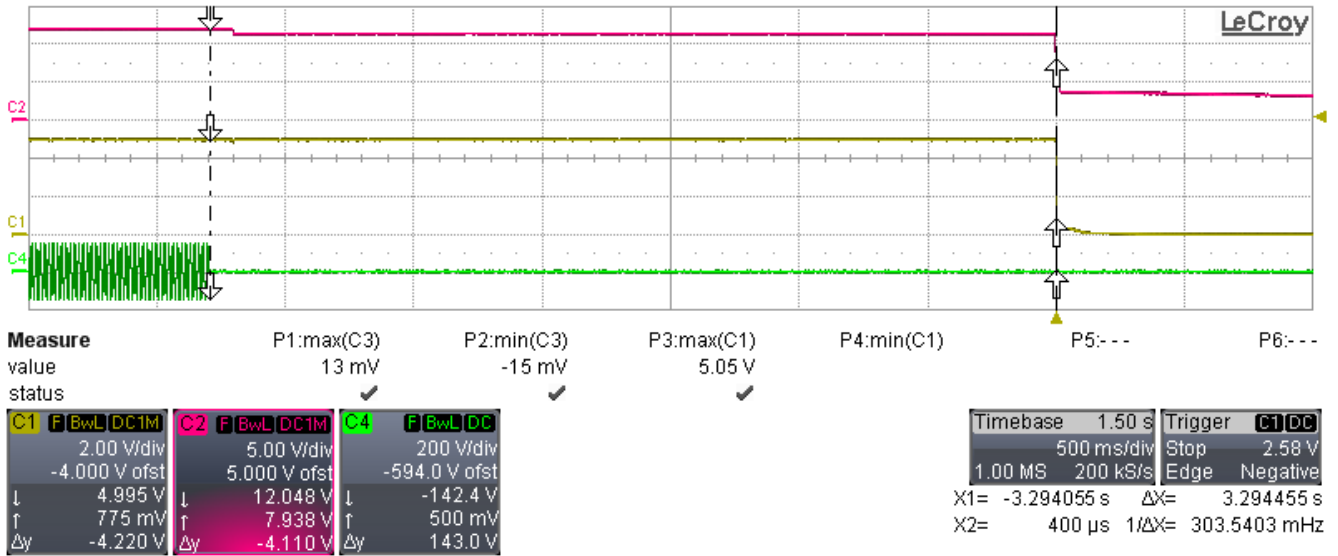


图 3-22. 交流电源断开后的备用电源行为

图 3-23 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。

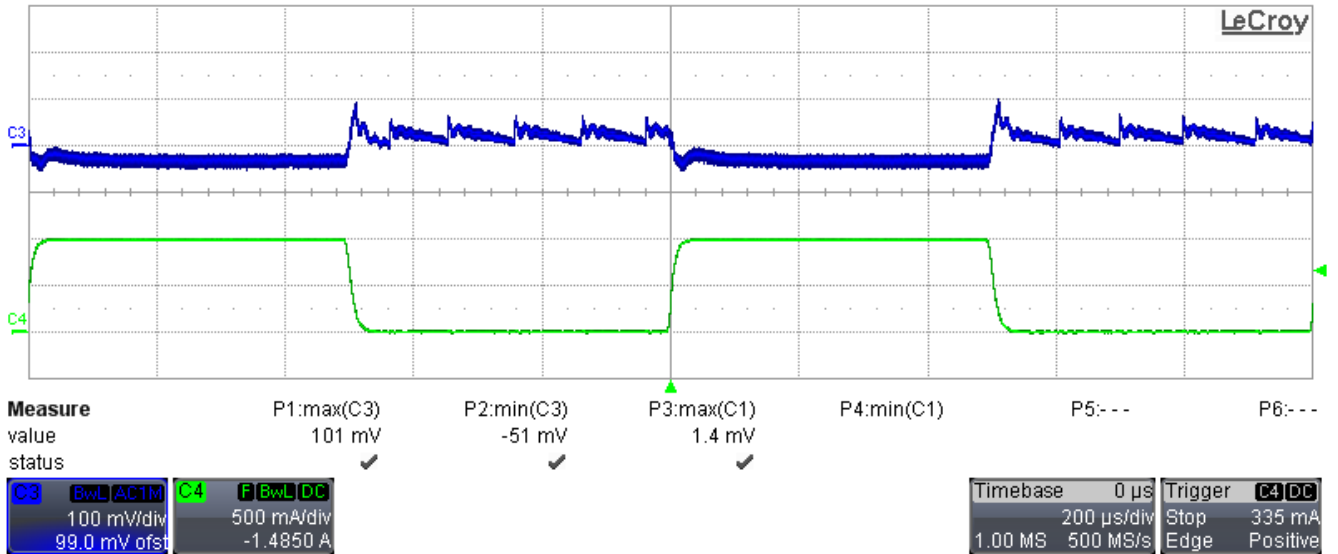


图 3-23. 5V V_{OUT} 0A 至 1A 负载上的瞬态

图 3-24 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。

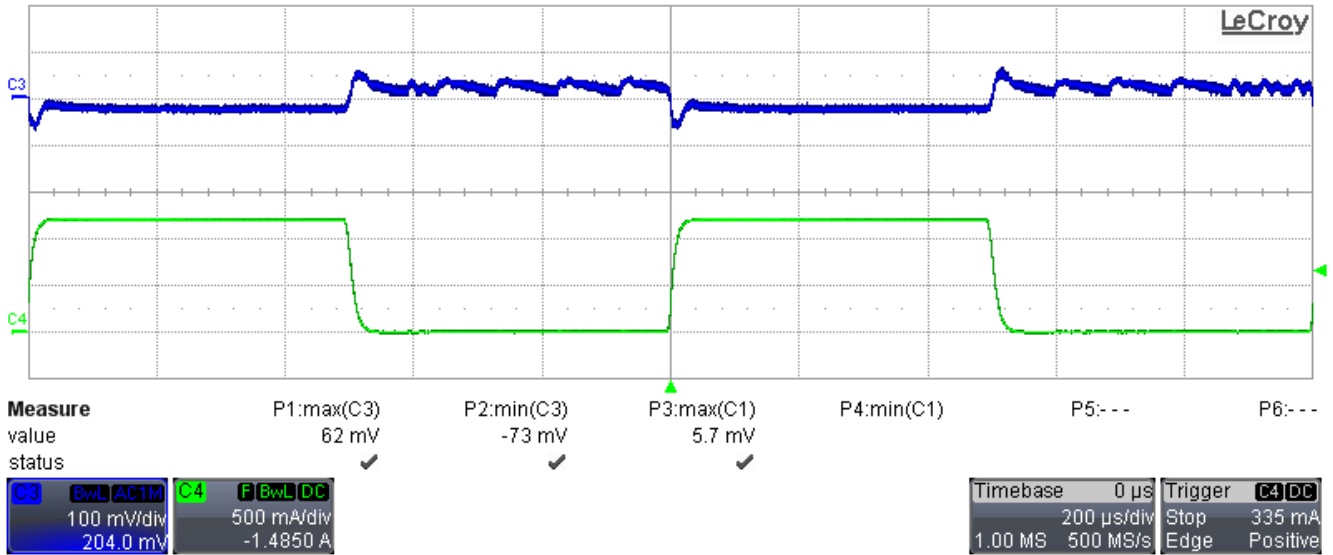


图 3-24. 3.3V V_{OUT} 0A 至 1A 上的瞬态

图 3-25 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。

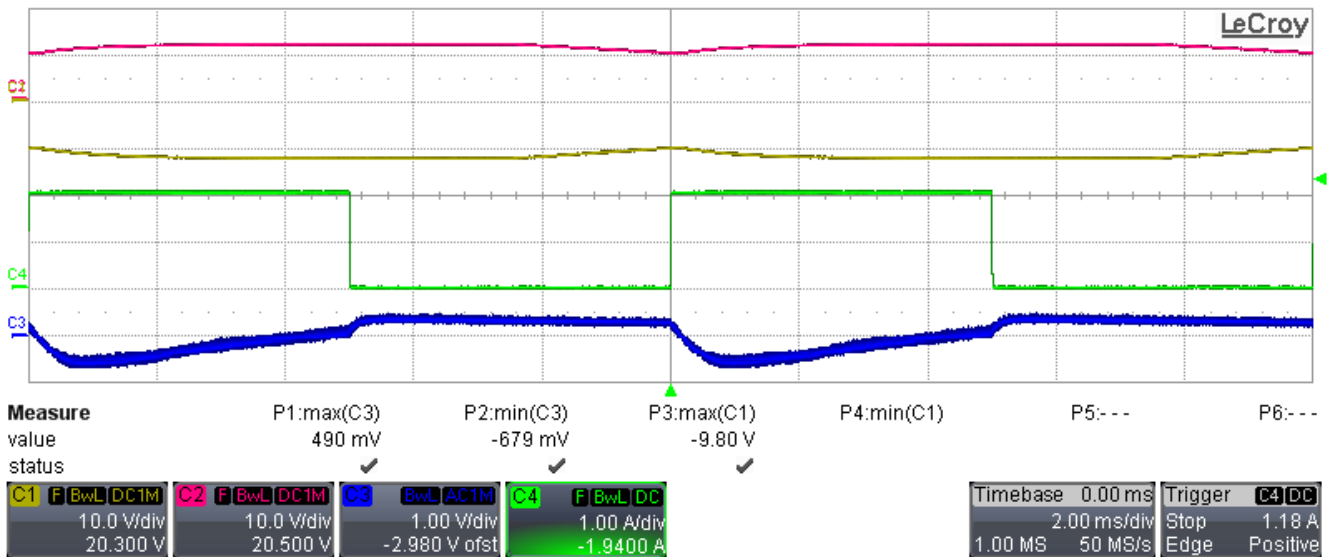


图 3-25. 12V V_{OUT} 上发生 0A 至 2A 瞬态时的转换器瞬态响应

图 3-26 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。

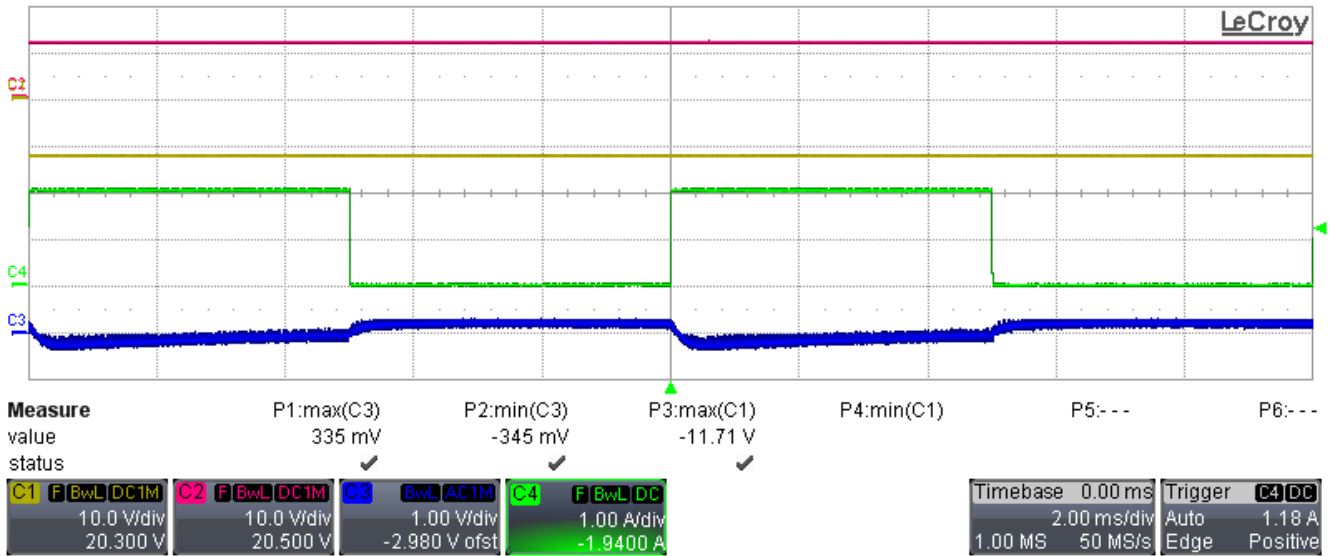


图 3-26. 12V V_{OUT} 上发生 0A 至 2A 瞬态时的转换器瞬态响应

图 3-27 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。

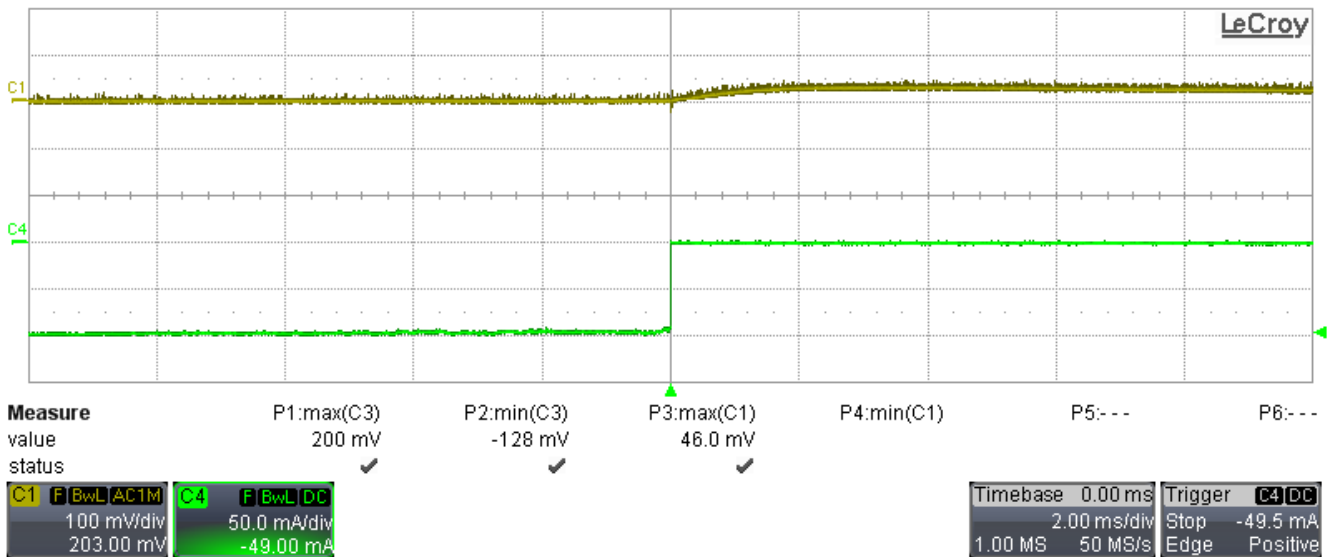


图 3-27. 在 12Vp 满载时 -12V 输出的瞬态响应

图 3-28 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。

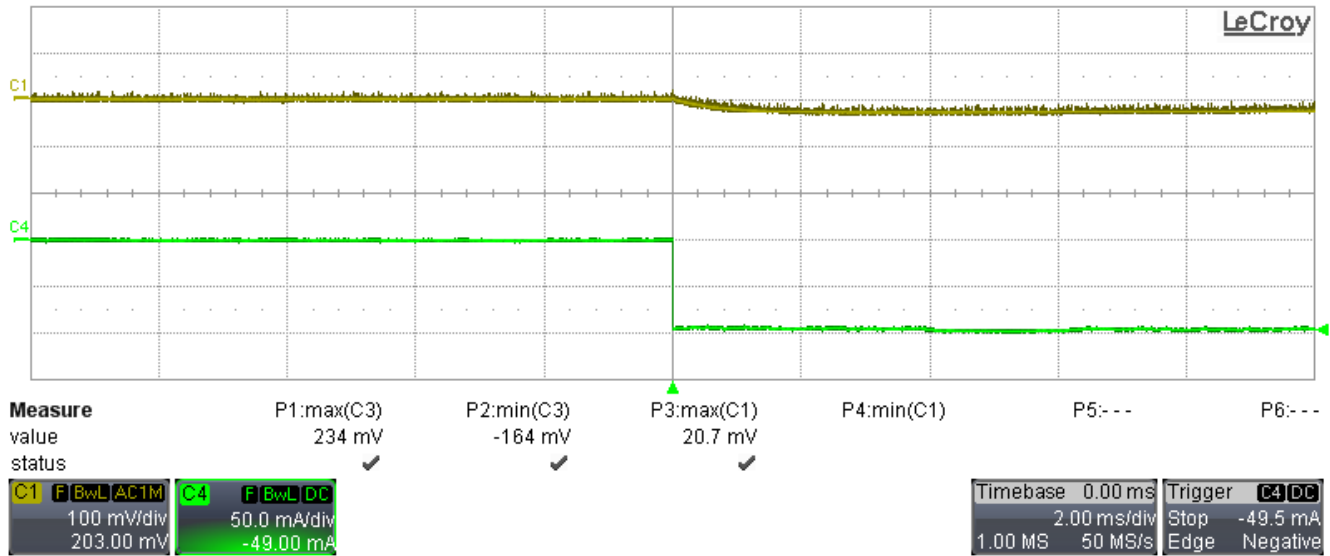


图 3-28. 在 12Vp 满载时的 -12V 输出瞬态响应

图 3-29 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。

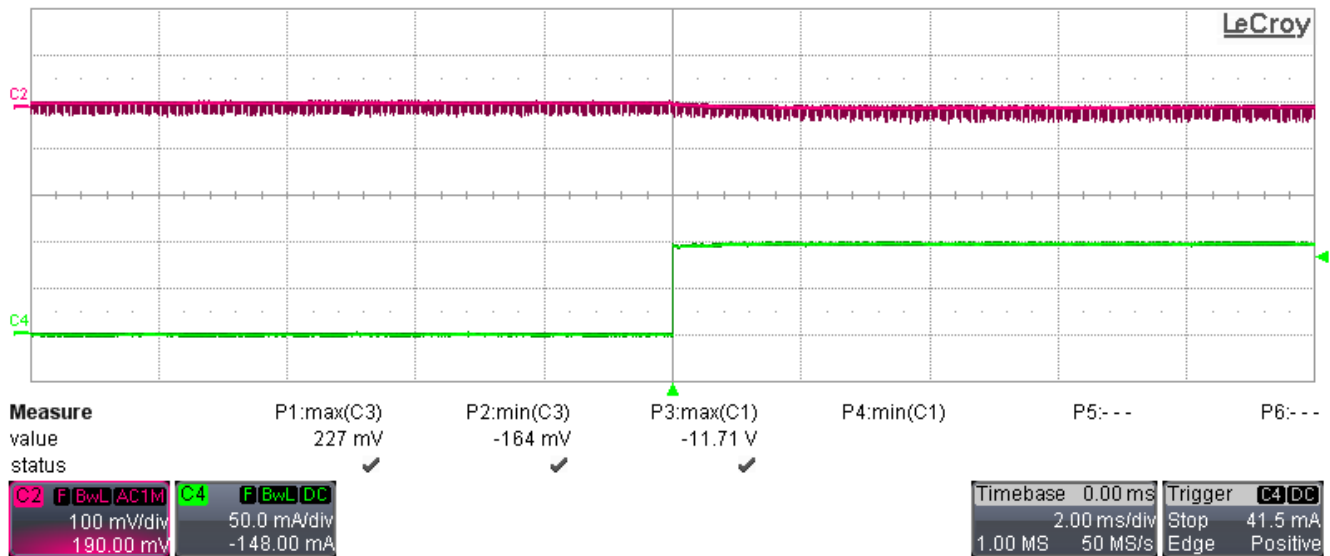


图 3-29. 在 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应

图 3-30 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。

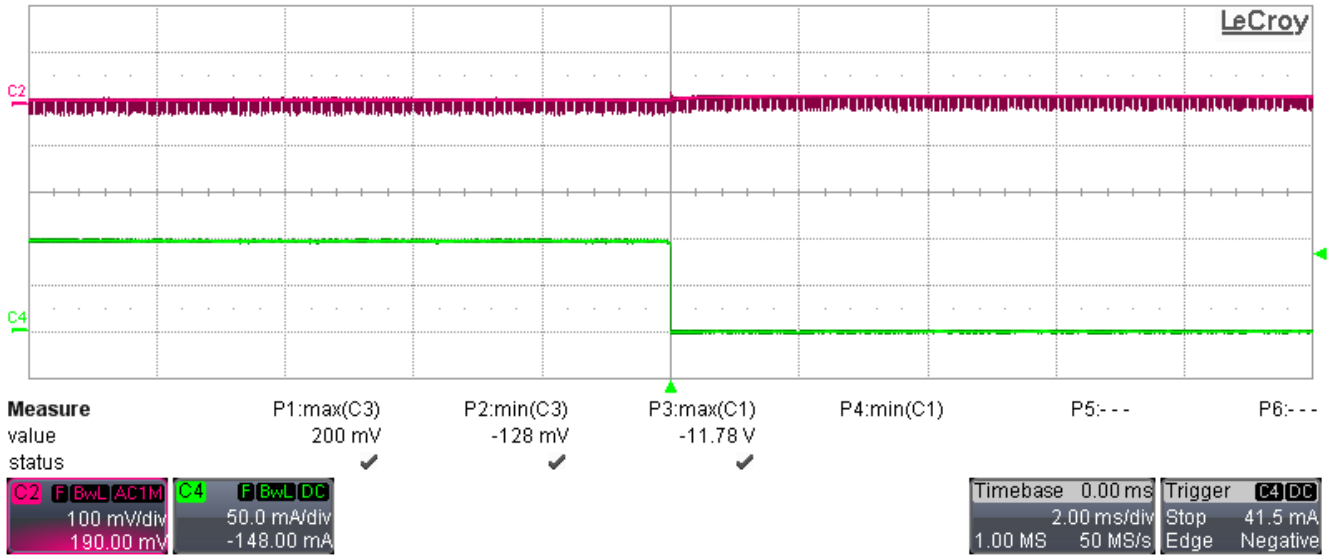


图 3-30. 在 12Vp 满载时 +12V 输出的瞬态响应

3.3.1.5 热性能

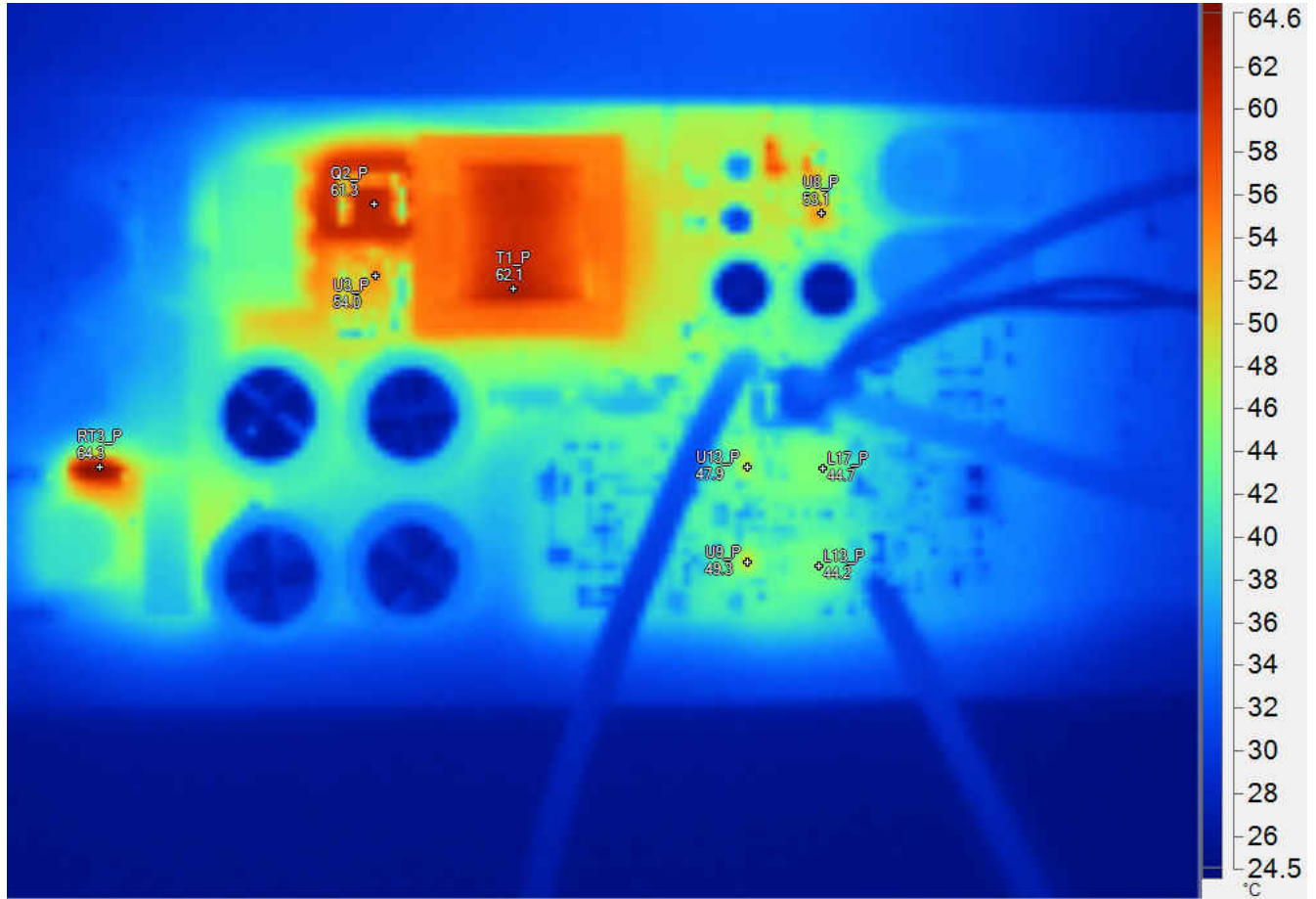


图 3-31. 120V 交流、60Hz 交流输入时的交流/直流级顶视图

表 3-6. 主图像标记 (顶部)

名称	温度	发射率	背景
RT3_P	64.3°C	0.96	25.5°C
Q2_P	61.3°C	0.96	25.5°C
T1_P	62.1°C	0.96	25.5°C
U8_P	53.1°C	0.96	25.5°C
U3_P	54.0°C	0.96	25.5°C
U13_P	47.9°C	0.96	25.5°C
U9_P	49.3°C	0.96	25.5°C
L17_P	44.7°C	0.96	25.5°C
L13_P	44.2°C	0.96	25.5°C

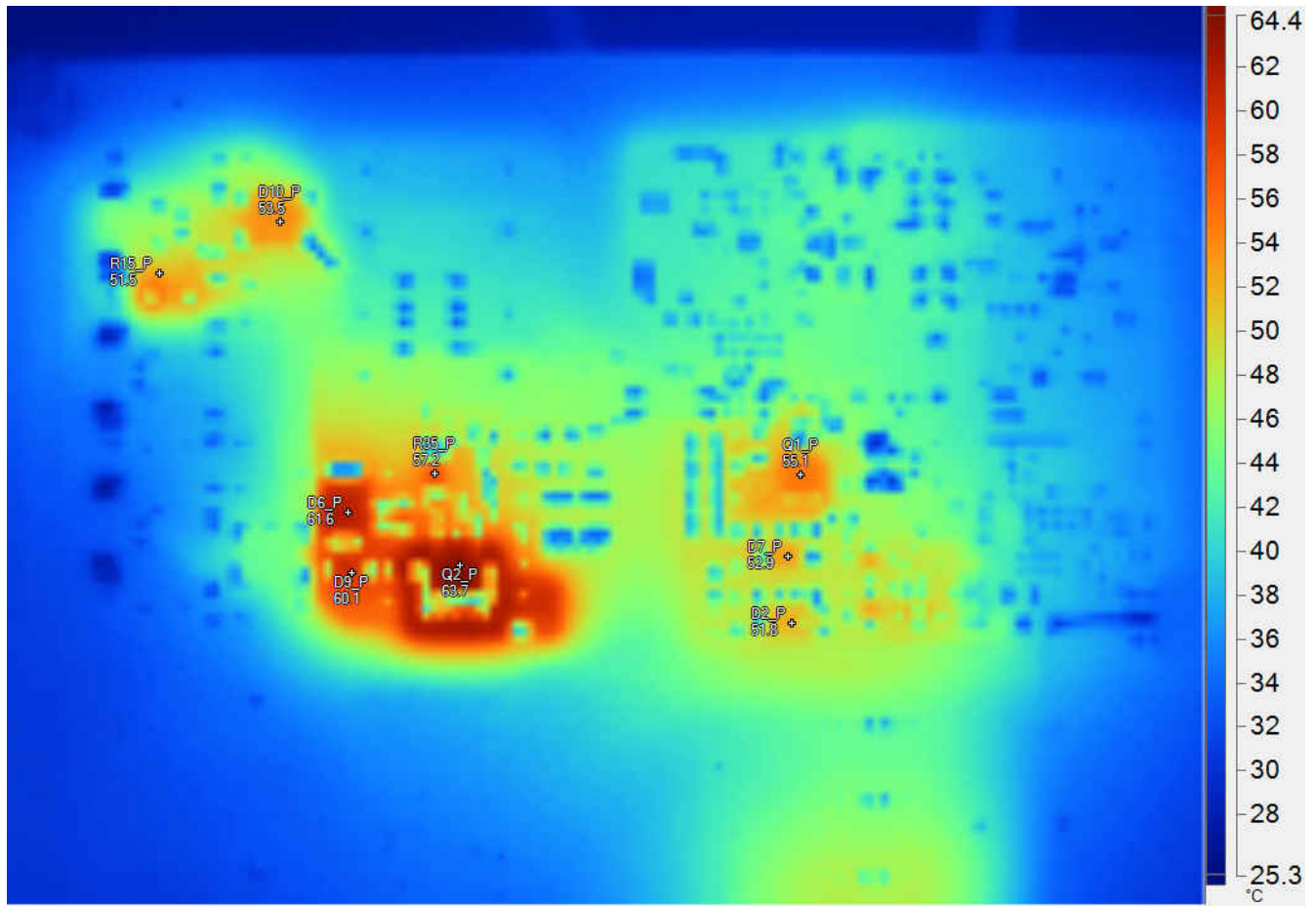


图 3-32. 120V 交流、60Hz 交流输入时的交流/直流级底视图

表 3-7. 主图像标记 (底部)

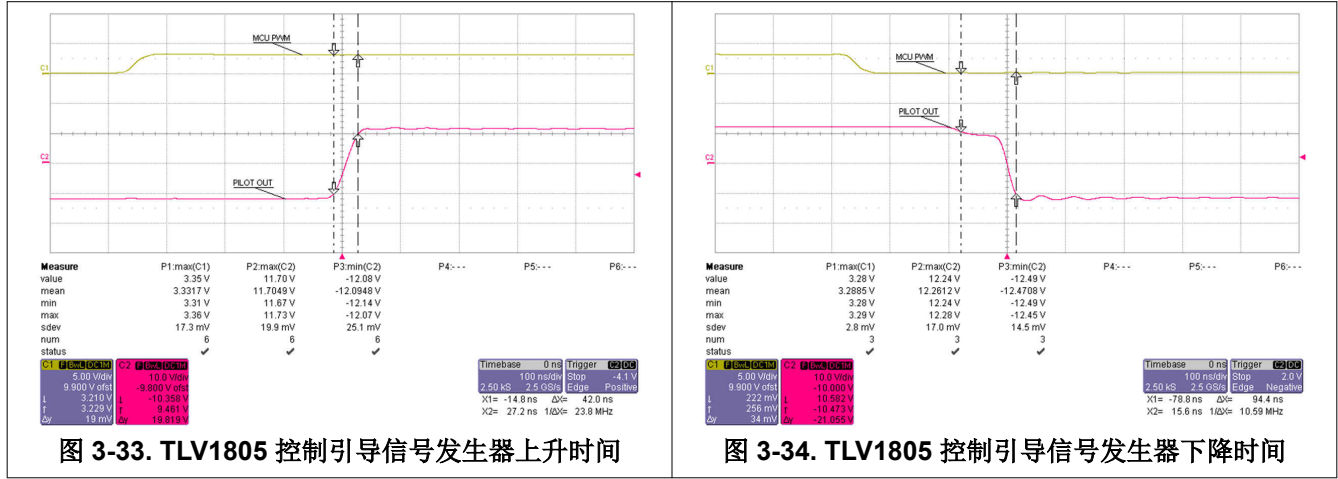
名称	温度	发射率	背景
D10_P	53.5°C	0.96	25.5°C
R15_P	51.5°C	0.96	25.5°C
D6_P	61.6°C	0.96	25.5°C
D9_P	60.1°C	0.96	25.5°C
Q2_P	63.7°C	0.96	25.5°C
R35_P	57.2°C	0.96	25.5°C
Q1_P	55.1°C	0.96	25.5°C
D7_P	52.9°C	0.96	25.5°C
D2_P	51.8°C	0.96	25.5°C

3.3.2 基于 TLV1805 的控制引导界面

本节介绍了控制引导信号逻辑高电压和低电压、脉宽和频率的测试数据。

3.3.2.1 TLV1805 输出上升和下降时间

图 3-33 和图 3-34 显示了 TLV1805 控制引导信号发生器的上升和下降时间。



3.3.2.2 不同状态下的控制引导信号电压精度

图 3-35 至图 3-38 显示了不同状态下的控制引导信号电压精度。

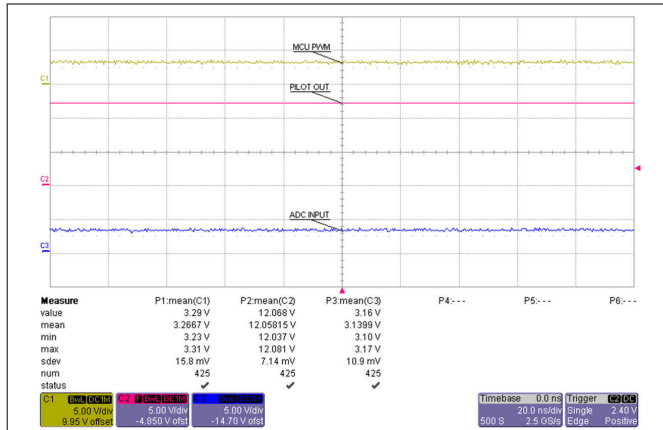


图 3-35. 状态 A 下的控制引导信号电压精度

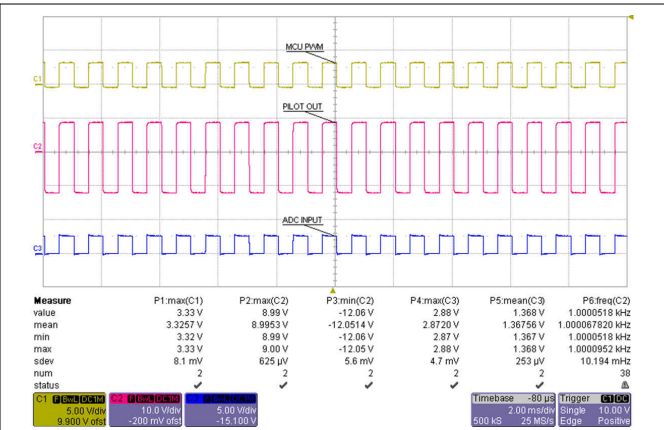


图 3-36. 状态 B 下的控制引导信号电压精度

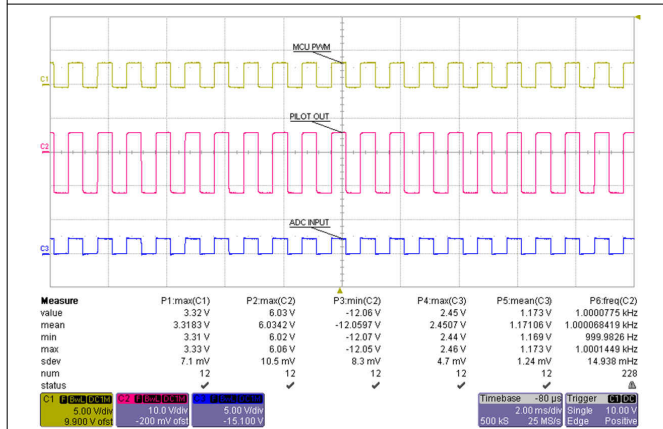


图 3-37. 状态 C 下的控制引导信号电压精度

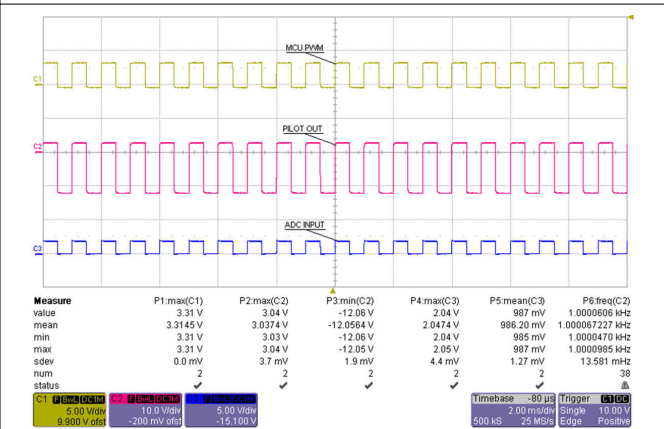


图 3-38. 状态 D 下的控制引导信号电压精度

3.3.3 基于 DRV8220 的继电器和插头锁定驱动器

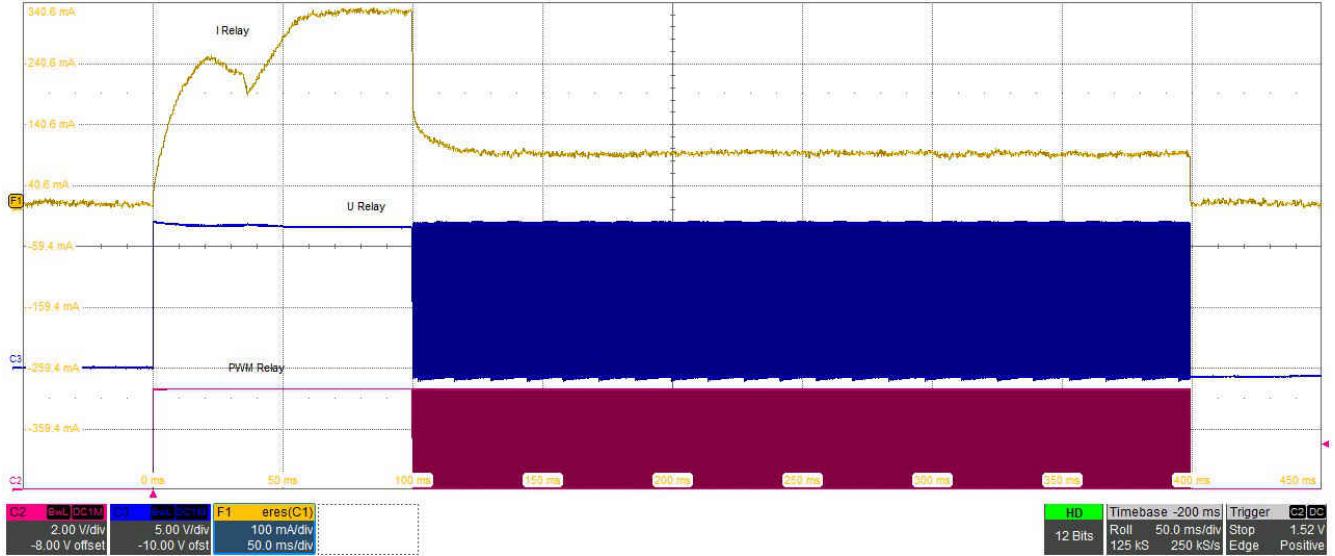


图 3-39. 继电器驱动波形

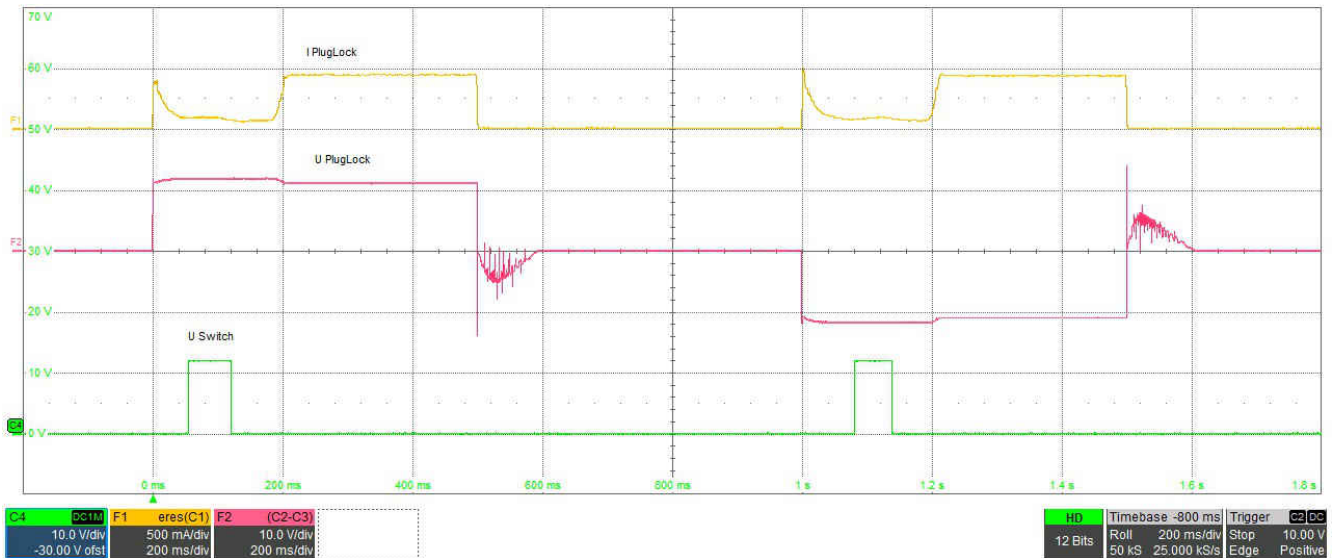


图 3-40. 插头锁定驱动波形

3.3.4 基于 ISO1212 的隔离式线路电压检测

对于此参考设计，高阈值和低阈值分别设置为 $125V_{RMS}$ 和 $121V_{RMS}$ 。测量的高阈值和低阈值为 $178V$ ($126V_{RMS}$) 和 $170V$ ($120V_{RMS}$)，如图 3-42 所示。

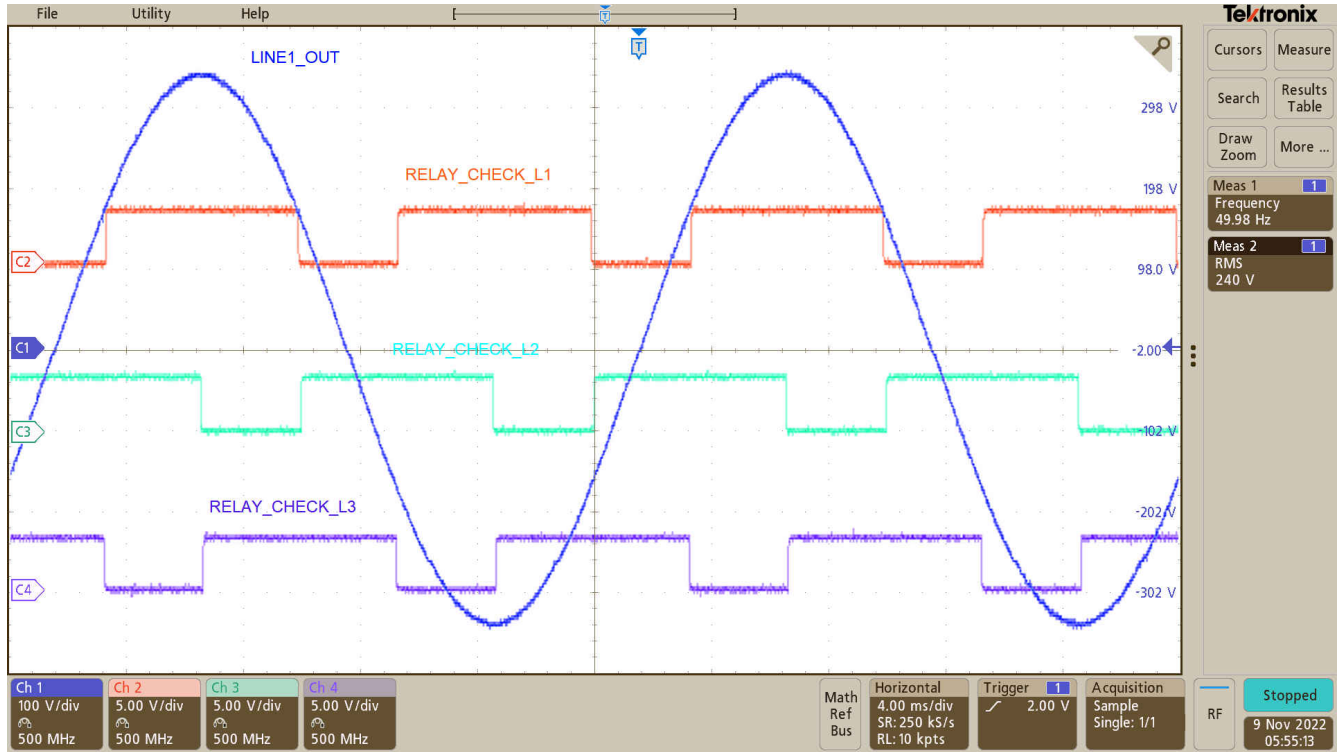


图 3-41. 继电器闭合时的 ISO1212 数字输出和输入线路电压与标签

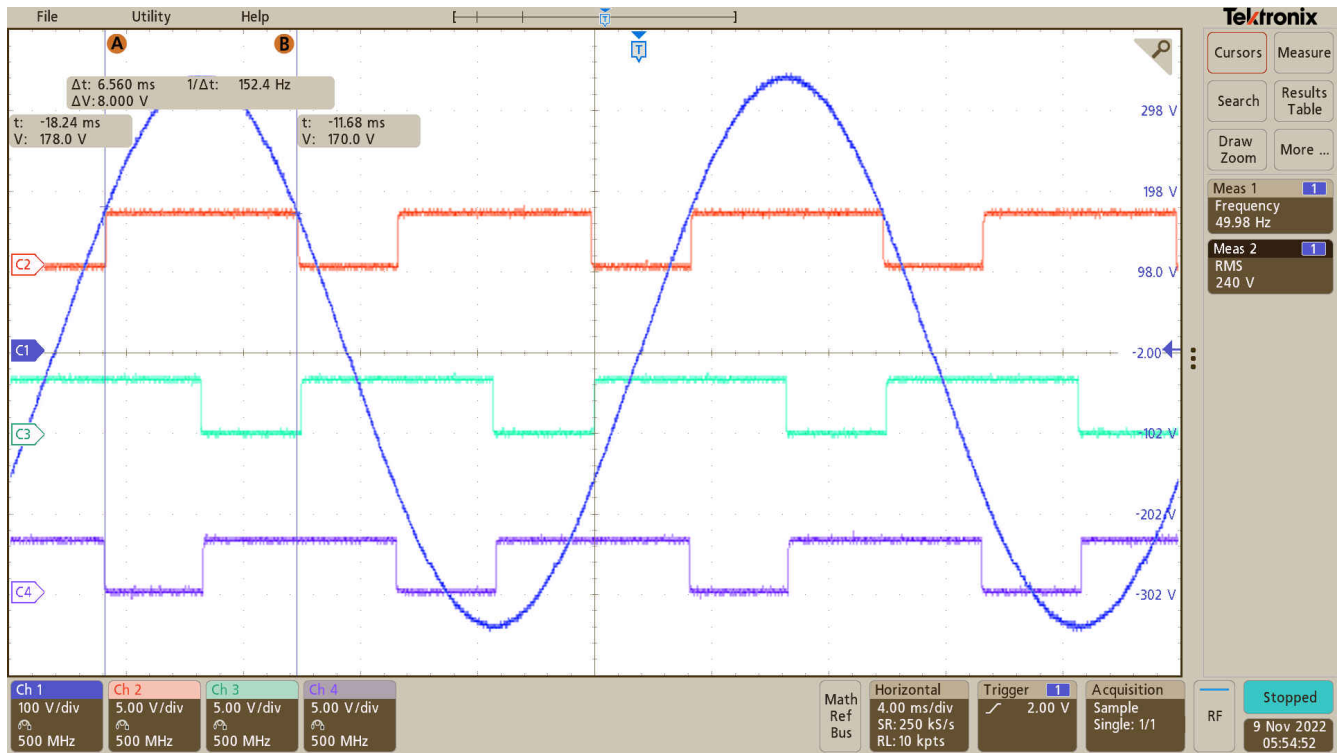


图 3-42. 继电器闭合时的 ISO1212 数字输出和输入线路电压与光标

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-00637：1 级和 2 级电动汽车服务设备参考设计](#)
- 德州仪器 (TI)，[TLV1805 具备关断功能的 40V、轨到轨输入、推挽输出、高电压比较器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI)，[ISO121x 用于数字输入模块的隔离式 24V 数字输入接收器](#) 数据表

4.3 支持资源

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

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

4.4 商标

TI E2E™, MSP430™, TINA-TI™, and D-CAP2™ are trademarks 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。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司