

Design Guide: TIDA-010232

高压电动汽车充电和太阳能中的绝缘监测 AFE 参考设计



说明

此参考设计采用基于电桥的直流绝缘监测 (DC-IM) 方法；可实现精确的对称和非对称绝缘漏电检测机制，以及隔离电阻检测机制。

该设计基于新一代隔离式放大器和开关，无需在热侧使用额外的隔离式电源即可实现隔离式测量。相反，整个设计由冷侧供电。可以向现有的电源转换或充电协议微控制器 (MCU) 添加绝缘监测诊断。

资源

TIDA-010232	设计文件夹
TPSI2140-Q1	产品文件夹
AMC3330	产品文件夹
TPS7A24	产品文件夹
REF2033	产品文件夹
TLV6001	产品文件夹

特性

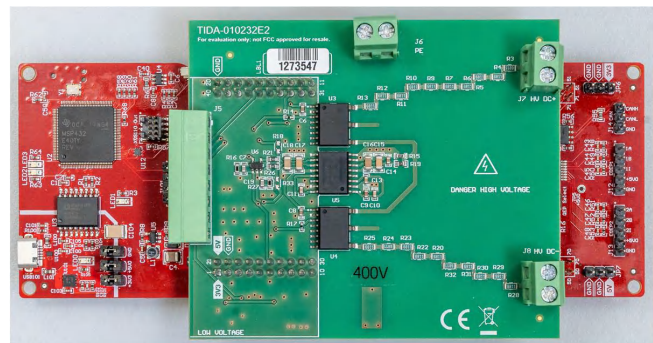
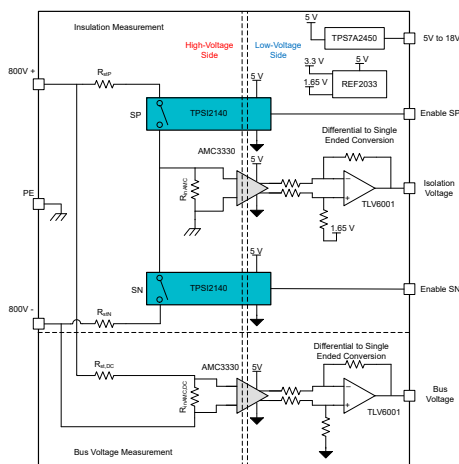
- 监测从直流端到保护性接地 (PE) 的隔离电阻和绝缘漏电
- 方法：接通电阻分压器以确定 DC+ 或 DC- 到 PE 的隔离电阻
- 在热侧具有集成电源的增强型隔离式模拟前端 (AFE)，适用于位于冷侧的 MCU
- 使用 BoosterPack™ 插件模块方法进行独立绝缘监测，该插件模块通过隔离式 CAN 收发器和快速串行接口连接至 LAUNCHXL-F280049C LaunchPad™
- 隔离电阻测量范围：
 - 20kΩ 至 1MΩ：对于对称故障，精度为 5%
 - > 1MΩ：绝缘良好指示
 - 20kΩ 至 200kΩ：对于对称和非对称故障，精度为 5%
- 支持 IEC 61557-8 和 IEC 61851-23

应用

- 串式逆变器
- 直流快速充电
- 直流壁挂式充电箱



咨询我们的 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

随着电动汽车在市场上的迅速普及和太阳能设计的大众化，人们对实现能量安全传输的系统的要求也越来越高。

目前，电动汽车的储能元件使用的是 400V 左右的高压 (HV) 电池，并且出现了向更高电压电池发展的强劲趋势，以便缩短充电时间。直流快速充电器绕过车载电池充电器，为电动汽车 (EV) 中的电池管理系统供电。这意味着，HV 直流线路中的电流直接从电动汽车供应设备 (EVSE) 流向车辆。在太阳能串式逆变器中，来自光伏 (PV) 串式面板的 HV 直流线路的电压高达 1kV。

在这些类型的 HV 直流配电系统中，有必要提供用户保护机制。系统的所有 HV 器件均通过高阻路径隔离至保护性接地端。这种绝缘限制了最大漏电流。国际标准要求漏电流必须限制在 10mA，以避免因接触系统而造成人身伤害。绝缘监测装置监测该绝缘电阻并在绝缘电阻不足的情况下启动停机。

设计人员必须考虑适用于实现基本隔离或增强型隔离的隔离要求 (这些可根据线路电压和峰值电压确定)。为避免发生事故，必须监测隔离栅是否正常运行。

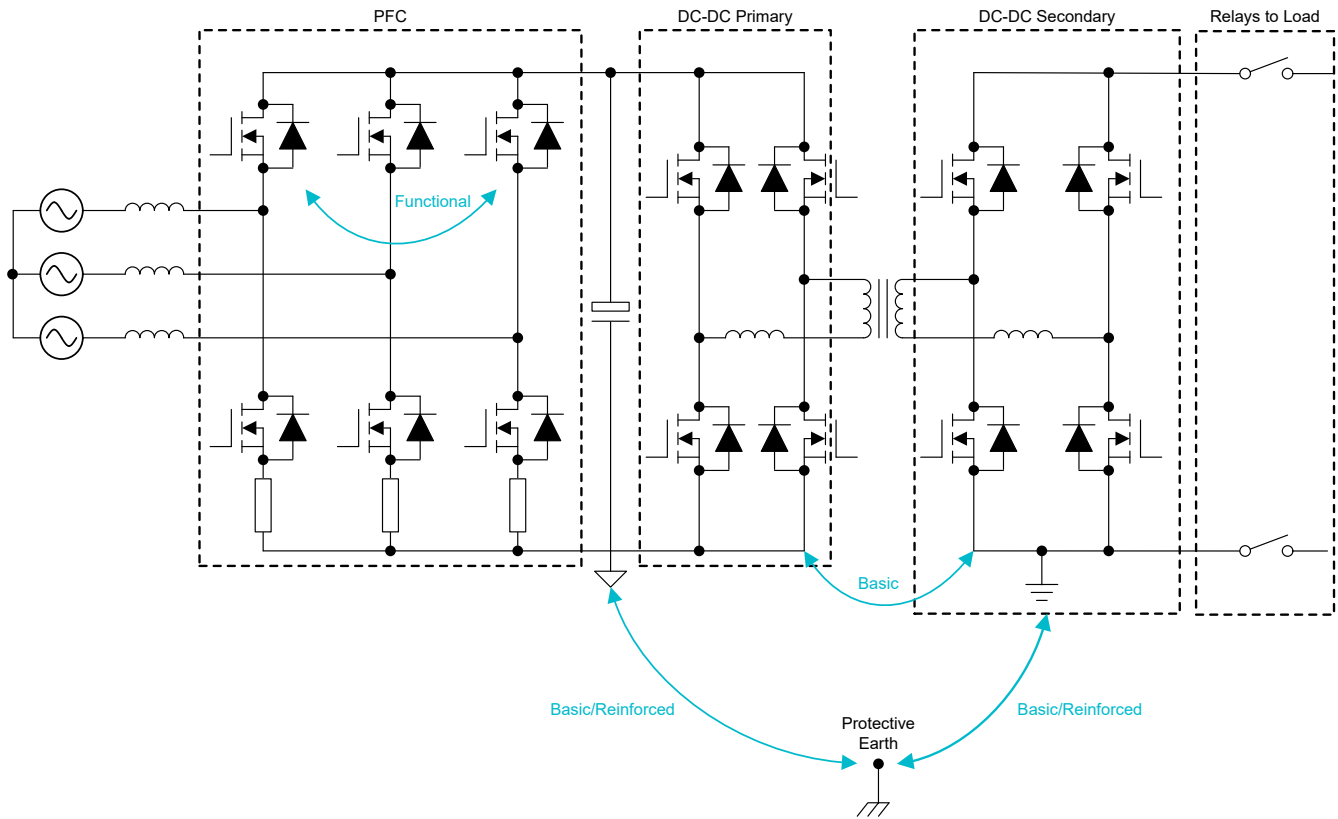


图 1-1. 未接地直流配电系统中的隔离栅。

许多因素都会导致绝缘性能下降或丧失，例如线束的劣化、功率转换元件的一般老化或半导体的峰值电应力。隔离方面的单点故障不会对系统的运行产生太大影响，但当操作人员接触到高压运行环境时，它是潜在的危险。

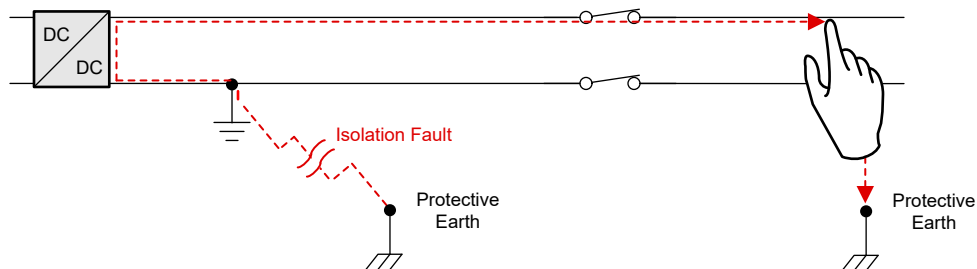


图 1-2. 未接地直流配电系统中的隔离栅漏电

未接地的配电系统（如直流快速充电站和太阳能串式逆变器）必须符合安全标准，比如 IEC 61557-8：“1000V a.c. 和 1500V d.c. 以下低压配电系统的电气安全”，IEC 61851-23 对直流快速充电站作了进一步规定。

这些安全标准要求定期监测隔离栅。在 EVSE 中，充电协议还规定在充电前进行绝缘监测测试。其目的是防止发生可能导致致命短路的隔离栅击穿。

根据上述标准，为隔离栅电阻设置警告（ $500 \Omega/V \text{ d.c.} - 2\text{mA}$ ）和故障（ $100 \Omega/V \text{ d.c.} - 10\text{mA}$ ）阈值。虽然隔离栅电阻不在这些限值范围内，但已证明条件合适，可以不采取任何措施。

如果检测到警告状态，则通过人机界面(HMI)触发视觉指示，然后由中央控制单元执行控制动作。如果检测到故障状态，则能量分配停止。

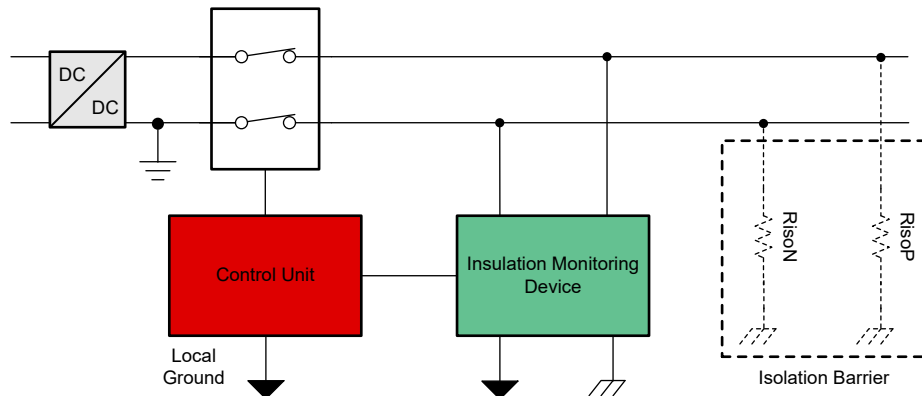


图 1-3. 未接地直流配电系统中的绝缘监测器件

默认情况下，该设计是为 400V 系统设计的，但可以通过修改接通的电阻支路的电阻网络将电压调整至高达 1000V。

1.1 绝缘监测

市场上有多项绝缘监测技术。最常用的两种方法是交流电流注入和电桥开关。

交流电流注入法是生成一个方波信号，然后通过 RC 滤波器或变压器将该信号注入 HV 线路和保护性接地 (PE) 之间的 RC 电路。阻抗是根据电容器的充电和放电来计算的。交流电流法的主要缺点是难以实现可靠和准确的设计，以及需要体积庞大的变压器将注入电路与 HV 线路隔离开。交流电流法的优点是不受隔离电容的影响。有关更多信息，请参阅节 1.2。

IEC 61851-23 等安全标准中提出了电桥开关法。电桥开关法是通过隔离栅切换已知电阻支路的方法。正常运行时，没有电流流经电阻桥，因为没有通往 PE 的路径。这表明系统是安全的，没有任何隔离破损。

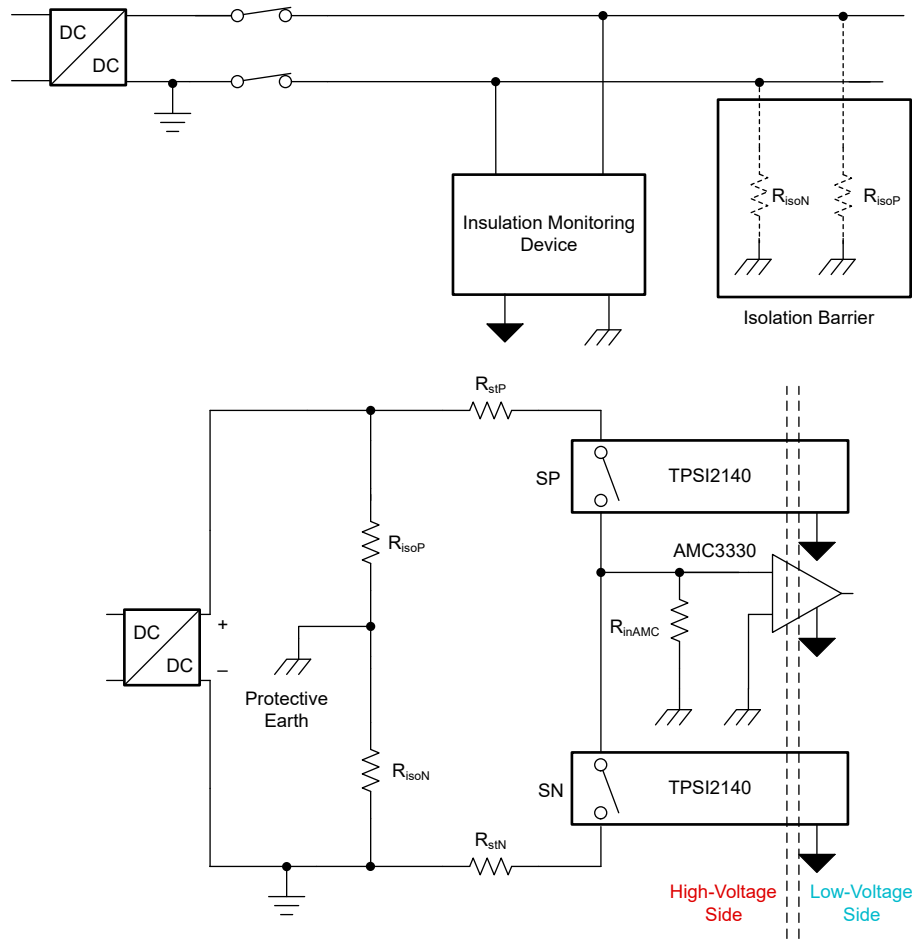


图 1-4. 绝缘监测模拟前端 (简化)

电桥直流绝缘监测的设计直观而准确。不需要体积庞大的变压器，并且在正常运行期间，隔离栅上仅消耗少量功率。

除了工业级低压配电系统外，该设计在汽车领域注重隔离参数的混合动力汽车 (HEV) 和电动汽车 (EV) 系统中也颇受欢迎。

如安全标准所述，将该电阻支路的工作时间限制在十秒以内。这是由于在电路运行时，系统的安全性受到损害。

图 1-4 是一个使用此参考设计进行隔离击穿测量的示例。负侧开关 (SN) 和正侧开关 (SP) 由全新的 TPSI2140 无缝继电器隔离开关实现，用于通过已知的电阻分压器路径临时断开隔离栅。

R_{stP} 和 R_{stN} 是 $\pm 0.1\%$ 高阻分压器支路，分别在 DC+ 和 PE 以及 DC- 和 PE 之间切换。 R_{inAMC} 是电压检测电阻器，为 AMC3330 增强型隔离放大器提供按比例缩减的电压输入。

在测量期间，两个电阻支路在不同时间接通。图 1-5 显示了当 SP 开启而 SN 保持关闭时的等效电路。隔离栅上的电流 I_{iso} 与总线电压、隔离电阻和接通的电阻支路成正比。

在正常条件下，隔离栅完好无损且 DC- 和 PE 之间的绝缘电阻 R_{isoN} 为 $M\Omega$ 量级，因此在接通的电阻分压器上仅有很小的电流，从而使 AMC3330 具有很小的输入信号。

如果隔离栅性能下降，则 I_{iso} 会增大，从而导致 AMC3330 的输入信号增大。对于 SN 闭合且 SP 断开的情况，会出现同样的行为，具体取决于 R_{isoP} 。

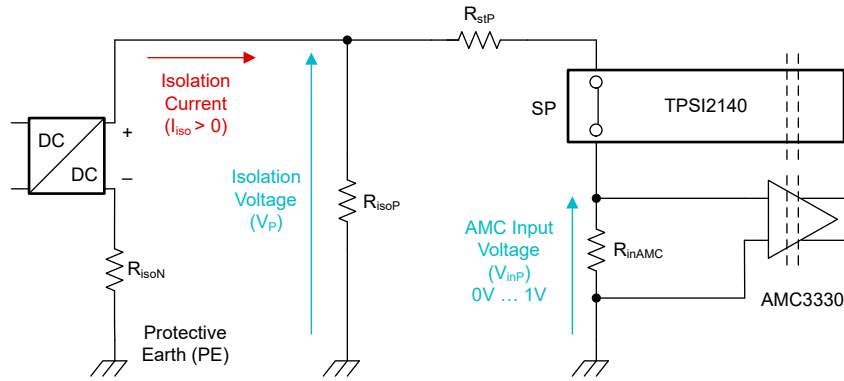


图 1-5. 正侧开关上的隔离电压 - 隔离电流

为了计算 R_{isoN} 和 R_{isoP} 的确切值，使用了图 1-5 和图 1-6 中显示的等效电路。

如果在 SN 断开时 SP 闭合，则漏电流会在电阻支路中产生电压 - 这里称为隔离电压 V_P 。根据基尔霍夫电压定律，可以推导出方程式 1。

$$I_{iso} \times R_{isoN} - V_{DC} + V_P = 0 \quad (1)$$

求解 V_P ，其结果为方程式 2。

$$V_P = V_{DC} - I_{iso} \times R_{isoN} \quad (2)$$

隔离栅的漏电流可根据方程式 3 计算得出：

$$I_{iso} = \frac{V_P}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \quad (3)$$

代入方程式 2 和方程式 3：

$$V_P \times \left[1 + \frac{R_{isoN}}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \right] - V_{DC} = 0 \quad (4)$$

因此，产生的隔离电压值通过 R_{inAMC} 缩小至 $AMC3330 \pm 1V$ 范围，可根据方程式 5 计算得出。

$$SP \text{ closed} \rightarrow V_P = \frac{V_{DC}}{\left[1 + \frac{R_{isoN}}{R_{isoP} \parallel (R_{stP} + R_{inAMC})} \right]} \quad (5)$$

可以使用方程式 6 通过 V_{inP} 的测量值计算 V_P 。

$$V_P = V_{inP} \times \frac{R_{stP} + R_{inAMC}}{R_{inAMC}} \quad (6)$$

对于 SP 断开和 SN 闭合的相反状态，可以找到类似的公式。

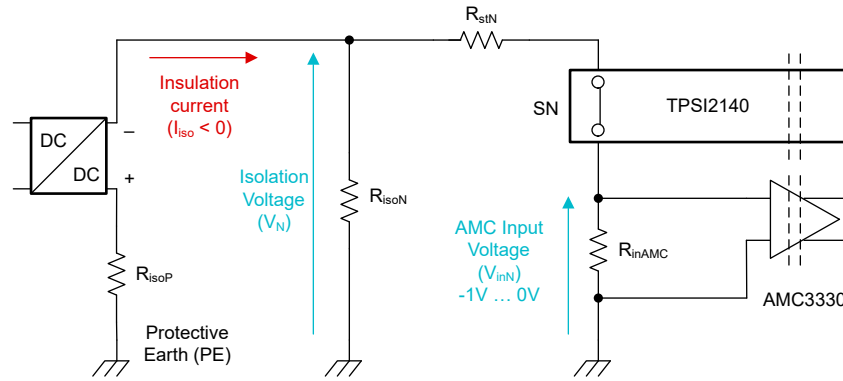


图 1-6. 负侧开关上的隔离电压 - 隔离电流

在这种情况下， V_{DC} 的符号会发生变化，因为对于该等效电路，直流连接的极性会发生变化，这也会产生负隔离电流 I_{iso} 。

$$I_{iso} \times R_{isoP} + V_{DC} + V_N = 0; \quad (7)$$

$$V_N = -V_{DC} - I_{iso} \times R_{isoP} \quad (8)$$

$$I_{iso} = \frac{V_N}{R_{isoN} / [R_{stN} + R_{inAMC}]} \quad (9)$$

$$V_N \times \left[1 + \frac{R_{isoP}}{R_{isoN} (R_{stN} + R_{inAMC})} \right] + V_{DC} = 0 \quad (10)$$

$$SN \text{ closed} \rightarrow V_N = \frac{-V_{DC}}{\left[1 + \frac{R_{isoP}}{R_{isoN} (R_{stN} + R_{inAMC})} \right]} \quad (11)$$

$$V_N = V_{inN} \times \frac{R_{stP} + R_{inAMC}}{R_{inAMC}} \quad (12)$$

假设 $R_{stP} = R_{stN} = R_{st}$ ，可以通过方程式 7 至方程式 11 计算直流线路和 PE 之间的隔离电阻：

$$R_{isoP} = \frac{-[R_{inAMC} + R_{st}] \times [V_{DC} + V_N - V_P]}{V_N} \quad (13)$$

$$R_{isoN} = \frac{[R_{inAMC} + R_{st}] \times [V_{DC} + V_N - V_P]}{V_P} \quad (14)$$

对于正（此时电阻支路接通）和负两种情况， R_{inAMC} 上的隔离电压极性是相反的。由于具有双极输入电压范围，AMC3330 在该场景下非常适用。

1.2 寄生隔离电容的影响

在未接地的配电系统中，隔离栅通过防止大电流流向保护性接地端来保护用户和低压侧元件。隔离栅应具有电阻的性质。然而，一些因素（如不恰当的接地或湿度）可能会增加系统对地的隔离电容。

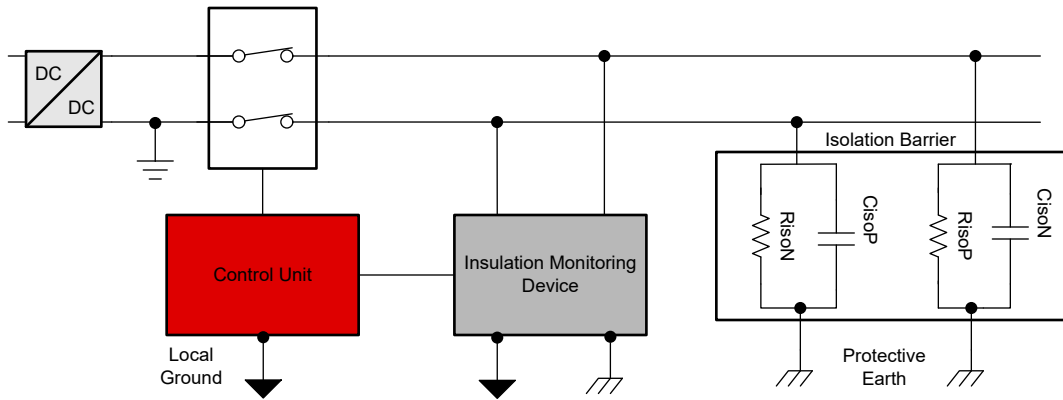


图 1-7. 隔离栅电容对绝缘监测器件的影响

在系统隔离栅正常运行或出现非对称故障的情况下，当电阻支路接通时，此对地静态电容会迫使隔离电压的稳定时间延迟。在电阻支路接通之后和完成绝缘电压测量之前，必须等待一段时间。这会降低具有较高绝缘电容的系统的整体测量速度。假设 R_{isoN} 较小且 R_{isoP} 较高，则所得到的 RC 电路的时间常数如方程式 15 所示。

$$\tau = [R_{isoP} // R_{stP}] \times C_{isoP} \quad (15)$$

例如，在绝缘电容为 10nF 且 R_{stP} 为 68.1k Ω （可以在该设计的 400V 版本上观察到）并且 R_{isoP} 为 10M Ω 的情况下，结果时间常数为 676 μ s。建议在闭合开关和开始测量之间延迟至少 3τ ，以使电压稳定到最终值的 95%。

通过允许更高的电流通过隔离势垒流经接通的电阻支路，可以实现更短的稳定时间。可以使用方程式 15 计算流经接通的支路的电流 I_{st} 。

$$I_{st} = \frac{V_{Bus}}{R_{stP} + R_{inAMC}} \quad (16)$$

因此，在设计电阻分压器支路时，应考虑更短的稳定时间和功耗之间的权衡，同时牢记最大允许电流。有关此参考设计中实现方案的更多详细信息，请参阅节 2.3。

1.3 工业低压配电系统的 IEC 61557-8 标准

该设计的目的是为未接地工业低压配电系统（如直流快速充电站或太阳能串式逆变器）中的隔离栅监测提供模拟前端。根据安全标准，这些系统包括用于测试隔离栅是否符合 IEC 61557-8 标准的设备。有关 IEC 61557-8 标准的更多详细信息，请参阅 IEC Webstore。

该电路设计支持 IEC 61557-8：

- 定期监测从直流线路到 PE 的绝缘电阻
- 接地警告电流定义为 2mA，从而产生 500 Ω/V 的隔离电阻
- 接地故障电流定义为 10mA，从而产生 100 Ω/V 的隔离电阻
- 对称和非对称警告和故障检测
- 隔离电阻监测精度 < 15%
- 测量时间 < 10s
- 热稳定性（-5 $^{\circ}$ C 至 +45 $^{\circ}$ C）
- 建议的方法：接通电阻分压器支路以确定 DC+ 或 DC- 到 PE 的隔离电阻
- 测试功能：报告故障连接（到直流线路或到 PE）

该参考设计提供了额外的优势，例如次级侧没有外部电源的增强型隔离 AFE。这允许将 MCU 置于冷侧，并促进功耗降低。

1.4 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格	测量值 ⁽¹⁾
隔离电压精度	1%	0.37%
ADC 输入端的隔离电压建立时间	400 μ s	300 μ s ⁽²⁾
隔离电阻	20k Ω < RISO < 5M Ω	
对称故障 (40k Ω)	5%	1.54%
非对称故障 (40k Ω)	5%	3.63%
对称警告 (200k Ω)	5%	1.51%
非对称警告 (200k Ω)	5%	3.78%

- (1) 400V 系统，未校准的增益和失调电压，0.1% 精度电阻器，室温
 (2) 绝缘电容可忽略不计的测试系统。对于绝缘电容较高的系统，请参阅节 1.2。

表 1-2. 主要电气规格

参数	值	注释
直流输入电压	5V \pm 5% (典型值) 5V 至 12V	5V 输入可来自 LAUNCHXL-F280049C 分接功率输出，电流受 LMR6242 限制，标称额定值为 2.1A。 如果在没有 LAUNCHXL-F280049C 的情况下进行评估，还可通过前端连接器从 5V 至 12V 电压源为电路板供电。
DC 输入电流	50mA (典型值)	当开关接通并进行总线电压监测时
功耗	0.25W (典型值)	总电路板功耗，在 5V 电源上进行测量
I/O 接口信号电压	3.3V	3.3V 失效防护 I/O。与 TI LaunchPad 开发套件兼容
温度范围	-40°C 至 85°C	工业温度范围：-40°C 至 85°C



小心

请勿在无人照看的情况下使该设计通电。



警告

高电压！ 电路板中存在可接触到的高电压。可能发生电击。如电路板的电压和电流处理不当，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。为安全起见，强烈建议使用具有过压和过流保护功能的隔离式测试设备。

TI 认为在对电路板通电或进行仿真之前，用户有责任确认其已明确并理解电压和隔离要求。通电后，请勿触摸该设计或与该设计相连的元件。



警告

表面高温！接触会导致烫伤。请勿触摸！

电路板上电后，某些元件可能会达到 55°C 以上的高温。在运行过程中或运行刚结束时，不得触摸电路板，因为可能存在高温。



警告

TI 建议，该参考设计 **仅在实验室环境中运行，不应将此参考设计作为成品** 供一般消费者使用。该设计旨在环境室温下运行，未在其他环境温度下进行运行测试。

TI 建议，该参考设计仅可由熟悉处理高压电子和机械部件、系统及子系统所存在相关风险的 **合格工程师和技术人员** 使用。

电路板中存在可接触到的高电压。如电路板的电压和电流处理不当或施加不正确，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。

2 系统概述

2.1 方框图

图 2-1 显示了 TIDA-010232 方框图

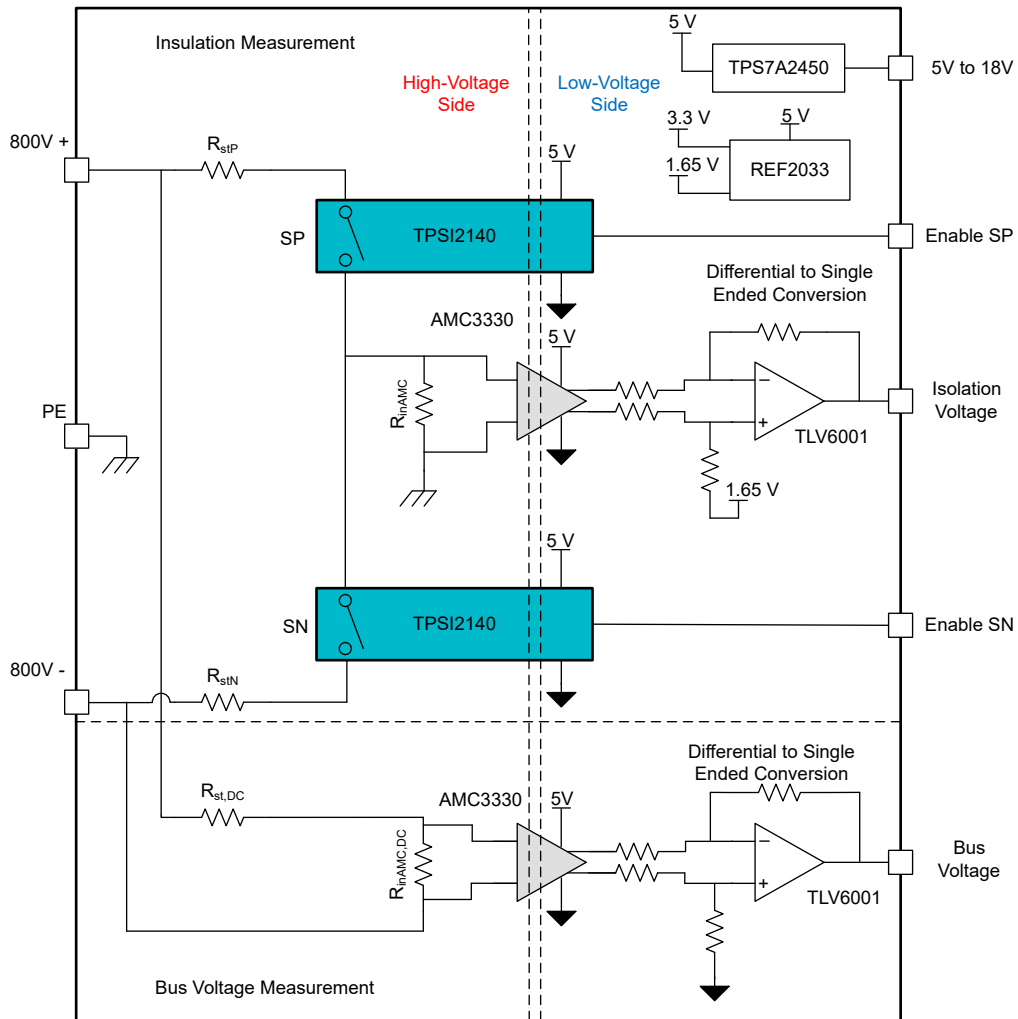


图 2-1. TIDA-010232 绝缘监测模拟前端方框图

2.2 重点产品

2.2.1 TPSI2140

TPSI2140-Q1 是一款隔离式固态继电器，将 TI 具有高可靠性的电容隔离技术和内部背对背 MOSFET 结合在一起，形成了一个无需次级侧电源的完全集成式器件。初级侧由四个差分驱动器组成，它们为次级侧的每个内部 MOSFET 提供电力和使能逻辑信息。

当使能引脚变为高电平时，振荡器开始促使驱动器跨隔离栅输送电力和逻辑高电平。当使能引脚变为低电平时，驱动器将被禁用。在次级侧，每个 MOSFET 都有一个全桥整流器，为带通放大器和解调器供电，从而确定由初级侧提供的逻辑状态。压摆率驱动器根据提供的逻辑来控制 MOSFET 的栅极。

耐雪崩的 MOSFET 和热敏感封装设计使 TPSI2140-Q1 可以通过系统级高压 (HiPot) 筛选，并且无需任何外部元件即可承受高达 2mA 的直流快速充电器浪涌电流。TPSI2140T-Q1 器件中包含的热雪崩保护 (TAP) 特性通过监测结温并使 MOSFET 将温度保持在安全工作范围内，进一步提高了雪崩电流能力。

主要特性包括：

- 符合 AEC-Q100 标准，环境工作温度为 -40°C 至 125°C
- 高达 3750V_{RMS}、5300V_{DC} 的电容式隔离栅
- 次级 S1、S2 开关端子之间具有 1200V 关断电压
- 爬电距离和间隙 ≥ 8mm (初级-次级)
- 爬电距离和间隙 ≥ 6mm (S1、S2 开关端子之间)
- 低功耗：< 9mA 输入电流

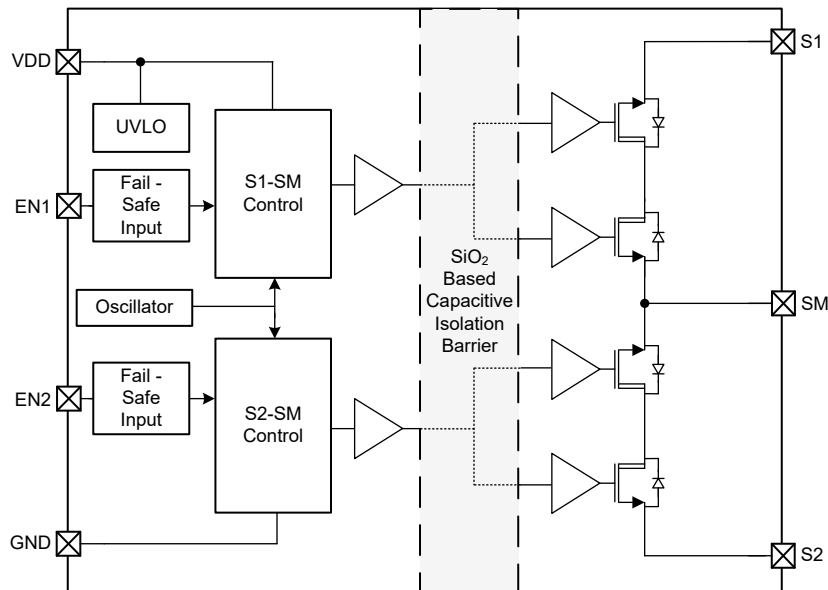


图 2-2. TPSI2140 功能框图

2.2.2 AMC3330

AMC3330 是一款具有高输入阻抗的全差分精密隔离式放大器，也是一个集成式直流/直流转换器，利用此转换器，可以从低压侧的单个 3.3V 或 5V 电压电源为器件供电。该器件的输入级驱动一个二阶 Δ - Σ 调制器。调制器使用内部电压基准和时钟发生器将模拟输入信号转换为数字比特流。驱动器（在功能方框图中称为 TX）通过隔离高侧和低侧电压域的隔离栅传输调制器的输出。接收的比特流和时钟由低侧的四阶模拟滤波器进行同步和处理，并呈现为差分模拟输出。

图 2-3 显示了 AMC3330 功能方框图。模拟输入级的 1.2G Ω 差分输入阻抗支持在使用高阻抗电阻分压器的高压应用中进行低增益误差信号感测。信号路径通过双电容二氧化硅 (SiO₂) 绝缘栅进行隔离，而电源隔离则采用片上变压器，以薄膜聚合物作为绝缘材料进行隔离。

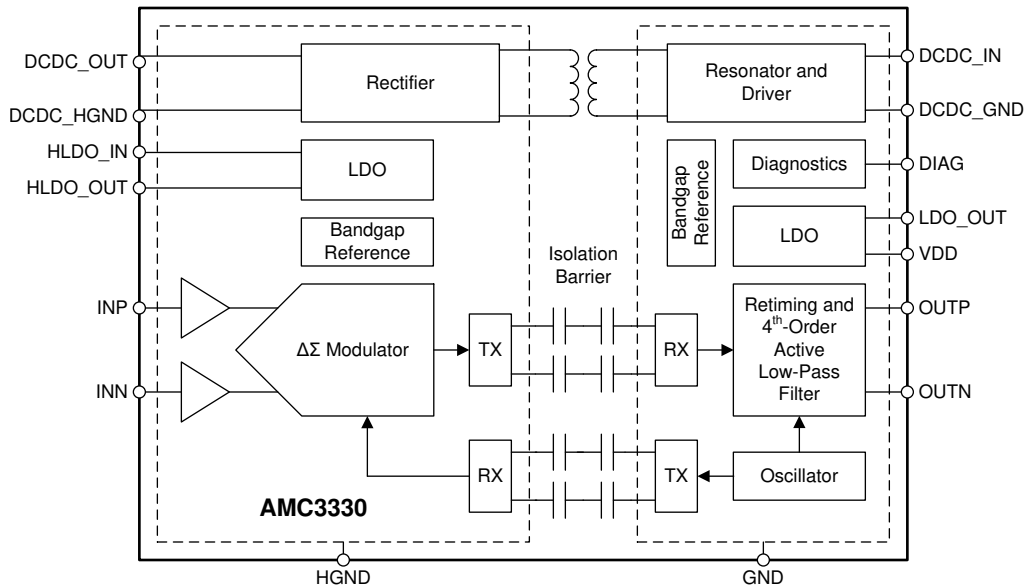


图 2-3. AMC3330 功能框图

2.2.3 TPS7A24

TPS7A24 是一款 18V、低静态电流、低压降 (LDO) 线性稳压器。低 I_Q 性能使 TPS7A24 成为电池供电或线路电源应用的理想选择，这些应用有望于满足日益严格的待机功耗标准。固定输出版本的优势在于以更少的外部元件提供更高的精度，而可调版本具有灵活性，其输出电压范围要宽得多。

2% 的过热精度使该器件成为满足各种微控制器电源要求的理想选择。

为了提高可靠性，TPS7A24 还集成了过流、过冲下拉和热关断保护功能。工作结温范围为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ ，这为涉及更高工作环境温度的应用增加了裕量。

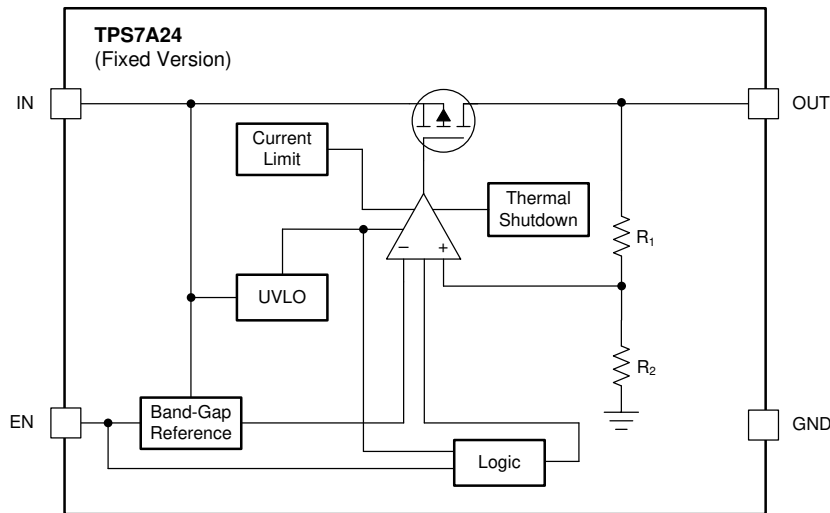


图 2-4. TPS7A24 功能框图

2.2.4 REF2033

REF20XX 是一系列双输出、VREF 和 VBIAS ($V_{REF}/2$) 带隙电压基准。图 2-5 提供了基本带隙拓扑结构的方框图，以及用于导出 VREF 和 VBIAS 输出的两个缓冲器。将晶体管 Q1 和 Q2 偏置，使得 Q1 的电流密度大于 Q2 的电流密度。两个基极发射极电压之差 ($V_{BE1} - V_{BE2}$) 具有正温度系数，并且强制在电阻器 R5 上生成。该电压被放大并添加到具有负温度系数的 Q2 的基极发射极电压。由此产生的带隙输出电压几乎与温度无关。两个独立的缓冲器用于从带隙电压生成 VREF 和 VBIAS。电阻器 R1、R2 和 R3、R4 的大小旨在使 $V_{BIAS} = V_{REF}/2$ 。

e-Trim™ 集成电路是一种对 VREF 和 VBIAS 初始精度和温度系数进行封装级修整的方法，在塑模成型工艺之后的最终制造阶段实现。该方法最大限度地减小了固有晶体管失配的影响，以及封装成型过程中引入的误差。REF20xx 中采用了 e-Trim 技术，以最大限度地降低温漂并提高 VREF 和 VBIAS 输出的初始精度。

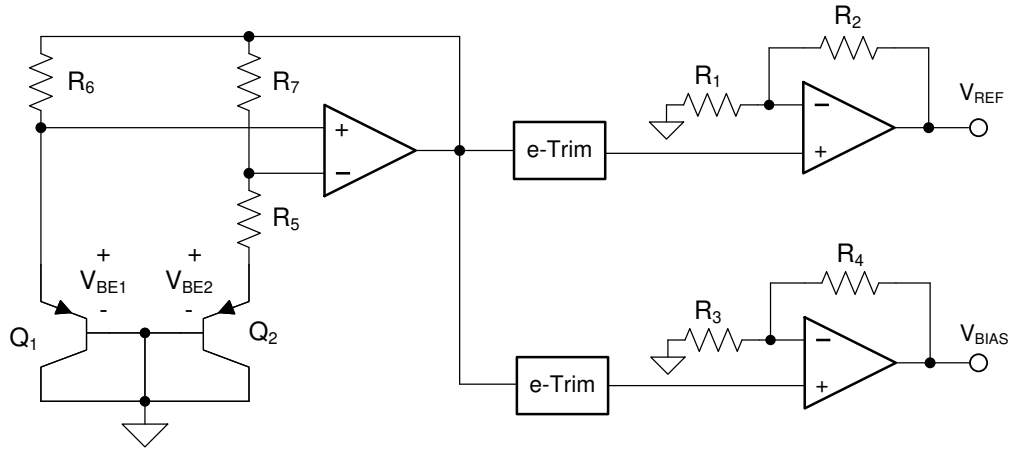


图 2-5. REF2033 功能方框图

2.2.5 TLV6001

TLV600x 系列运算放大器是通用型低成本器件，设计用于各种便携式应用。它具有轨至轨输入和输出摆幅、低静态电流和宽动态范围等特性，非常适用于驱动采样模数转换器 (ADC) 和其他单电源应用。

2.3 设计注意事项

本章介绍了参考设计的不同子模块，其中说明了元件选型注意事项和电路设计过程。

2.3.1 电阻电桥

如节 1 所述，隔离和高压总线监测电路在原理图和印刷电路板 (PCB) 中实现。测量隔离电阻和漏电流的硬件由一个临时隔离断路构建。

图 2-6 展示了 R_{stP} 包含 R3、R4、R5、R6、R7、R9、R10、R11、R12 和 R13，而 R_{stN} 包含 R29、R30、R31、R32、R28、R22、R23、R24、R25 和 R20，同时 R_{inAMC} 在 R15 中实现。之所以选择薄膜电阻器，是因为这些电阻器容差更小、可靠性高并且电阻温度系数 (TCR) 低。电阻器值的任何偏差都会影响互锁漏电流和隔离电阻计算的误差。选择了多个电阻器来降低最大电压应力并限制每个电阻器的最大功率耗散。

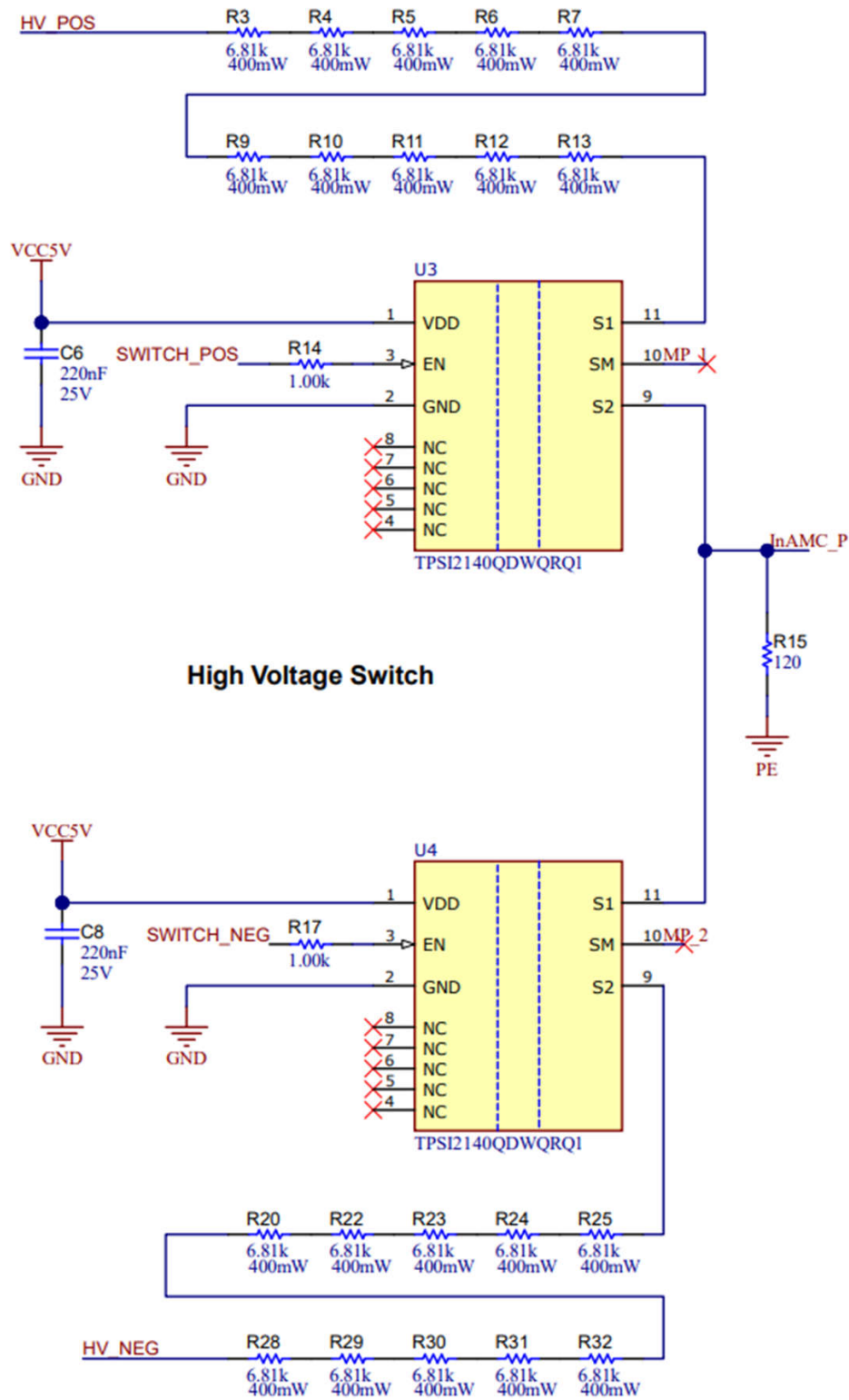


图 2-6. 高压电阻电桥原理图

直流快速充电器绕过板载电池充电器，为 400V 或 800V 电池管理系统供电。相反，在串式逆变器中，来自 PV 串式面板的直流线路的电压高达 1kV。

图 2-6 中所示的电阻桥专为 400V 应用而设计。在最坏情况下，由 R_{stP} 和 R_{inAMC} 形成的电阻分压器上的绝缘电压等于 400V 的总线电压。

如方程式 17 所示，对于 $R_{stP} = 68.1k\Omega$ 和 $R_{RinAMC} = 120\Omega$ 的选定值，这会使 AMC3330 的最大输入电压为 0.7V。

$$V_{inAMC} = V_{BUS} \times \frac{R_{inAMC}}{R_{inAMC} + R_{stP}/N} \quad (17)$$

允许通过电阻电桥的电流和绝缘电容决定了隔离电压的延迟时间。更多详细信息，请参阅节 1.2。

2.3.2 隔离式模拟信号链

作为信号链的第一部分，AMC3330 放大测量的电压并提供必要的隔离栅，以保护系统免受高电压的影响。在差分放大器配置中，使用 TLV6001 将 AMC3330 的 $\pm 2.05V$ 差分输出信号转换为单端 0V 至 3.3V 信号，节 2.3.2.1 对此进行了介绍。

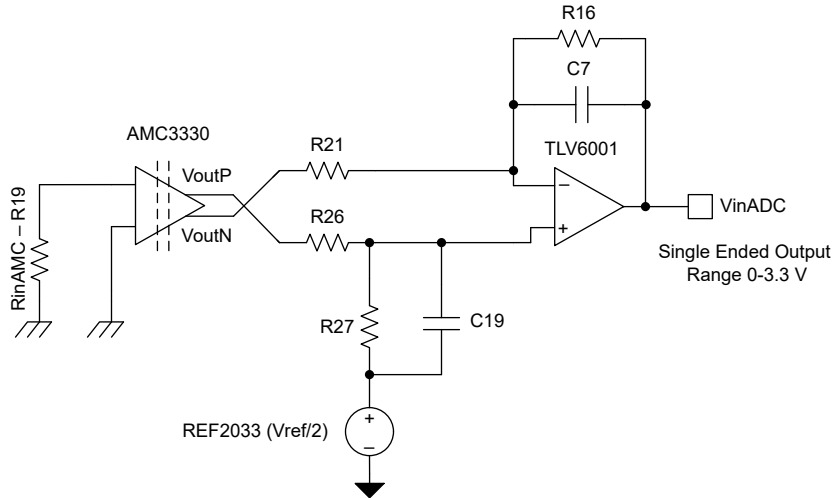


图 2-7. 隔离式模拟信号链

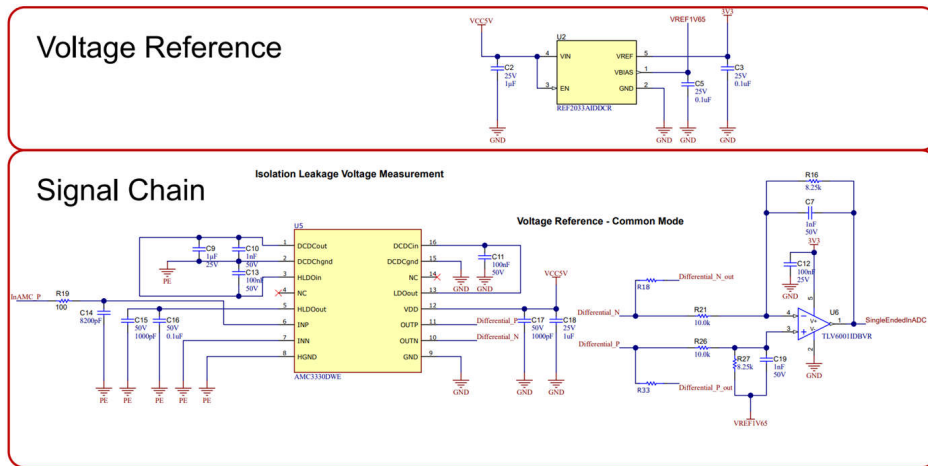


图 2-8. 隔离式模拟信号链 + 基准原理图

差分到单端转换的输出电压被馈送到 C2000 微控制器的内部 ADC。可以使用方程式 18 将 ADC 上的测量电压转换回至绝缘电压：

$$V_{\text{isolation}} = \frac{V_{\text{inADC}} - V_{\text{ref}}}{\text{Gain}_{\text{diff2single}}} \times \frac{R_{\text{inAMC}} + R_{\text{st}}}{R_{\text{inAMC}}} \times \frac{1}{\text{Gain}_{\text{AMC}}} \quad (18)$$

其中

- $V_{\text{isolation}}$ 是实际监测的隔离电压
- V_{inADC} 是 ADC 输入端的电压
- V_{ref} 是来自 REF2033 的 1.65V 电压基准
- $\text{Gain}_{\text{diff2single}}$ 是通过电阻分压器设置的差分转单端增益，如节 2.3.2.1 所述
- Gain_{AMC} 是 AMC3330 的增益，其值为固定增益 2.0
- R_{st} 是开关电阻桥等效电阻 ($R_{\text{stP}} = R_{\text{stN}} = R_{\text{st}}$)
- R_{inAMC} 是为 AMC3330 输入端提供按比例降低的隔离电压的电阻器

2.3.2.1 差分至单端转换

如前所述，使用 AMC3330 监测隔离栅两端的隔离电压。AMC3330 的输出是一个全差分模拟信号，由 OUTP 和 OUTN 引脚组成，以 1.44V 共模电压为中心，可直接馈送到独立的模数转换器 (ADC)。

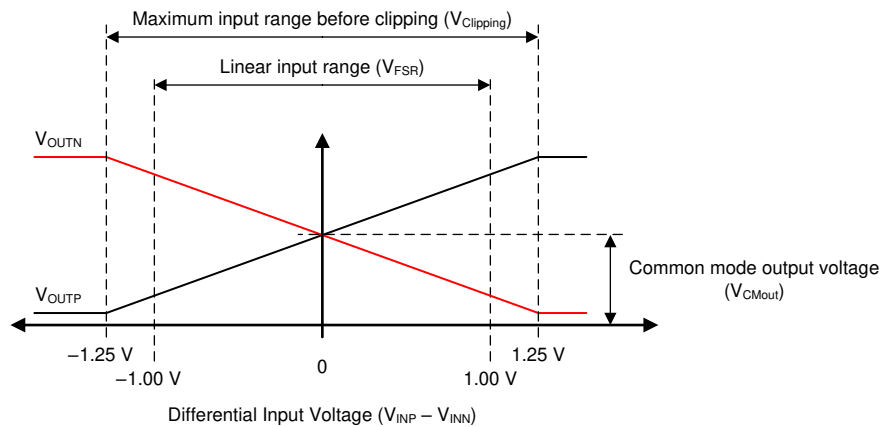


图 2-9. AMC3330 输出行为

MSP430™ 和 C2000 系列处理器具有嵌入式单端输入 ADC。通过添加差分转单端放大器输出级 (如图 2-10 所示)，AMC3330 的整个输出范围可以转换为适用于单端嵌入式 ADC 的 3.3V 范围。信号范围被放大，共模电压通过 REF2033 提供的 1.65V 被设置为 ADC 范围的一半。

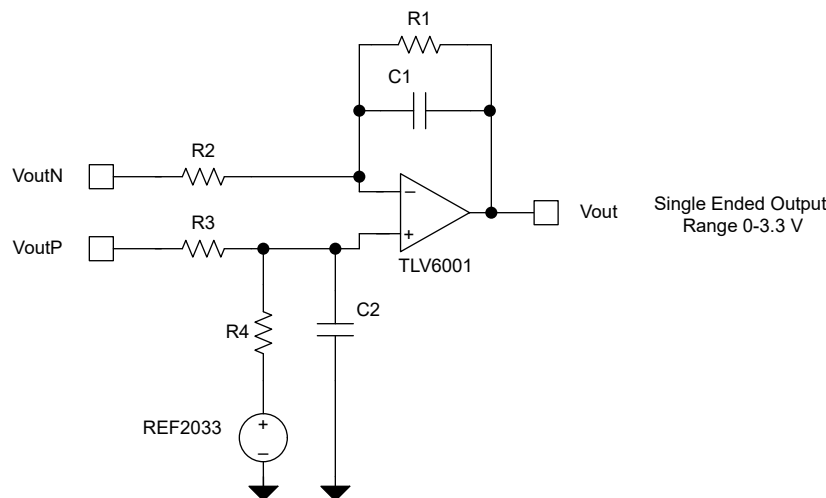


图 2-10. AMC3330 的差分至单端转换输出

如果 $R1 = R4$ 、 $R2 = R3$ ，则[方程式 19](#) 说明了差分至单端转换的行为。

$$V_{out} = V_{outP} \times \frac{R4}{R3} - V_{outN} \times \frac{R1}{R2} + V_{ref} \quad (19)$$

为此，使用适用于成本敏感型系统的 TLV6001 运算放大器。有关 TI 隔离放大器系列差分至单端转换输出的更多信息，请参阅[将差分输出 \(隔离式\) 放大器连接到单端输入 ADC](#) 应用简报。

AMC3330 的最大输出电压摆幅为 $\pm 2V$ 。这必须转换成 0V 至 3.3V 之间的单端信号。因此，用 $R1/R2$ 和 $R4/R3$ 的比率设置 0.825 的增益。使用 REF2033 电压基准的 $V_{ref}/2$ 输出设置 1.65V 的共模电压。

2.3.2.2 高压测量

需要使用高总线电压值来计算隔离漏电流和隔离栅电阻。总线电压监测是绝缘监测 AFE 的一个可选特性，因为在低压配电系统中，监测总线电压可获得环路补偿特性。如果绝缘监测功能不是独立的设计，而且模拟前端集成到系统的功率转换级或中央单元，则不必复制总线电压监测特性。

在 [TIDA-01541](#) 等参考设计中，TI 的隔离放大器用于执行这些测量。新型 AMC3330 专为 HV 测量而设计，因为该器件提供增强型隔离、高输入阻抗、2V 输入范围和集成的直流/直流转换器，可避免在热侧使用外部电源。

如[图 2-11](#) 所示， $R_{inAMC,DC}$ (R47) 监测电阻器串联到一个高电阻分压器网络 (R34、R35、R36、R37、R38、R39、R41、R42、R43)。通过 AMC3330 的悬空接地测量电压。AMC3330 可以测量 $\pm 1V$ 的双向信号。在 EVSE 和太阳能串式逆变器中，总线电压仅在正电压范围内，因此 AMC3330 的可用范围为 +1V。所选的分压器网络必须确保分流电阻的压降在最大总线电压下小于或等于 1V。TLV6001 器件用于放大信号范围并向 MCU 或逻辑接口提供单端输出，请参阅[节 2.3.2.1](#) 以了解更多详细信息。

方程式 20 是一个简单公式，没有考虑偏置电流或失调电压的影响，而这些因素会导致测量偏差。

$$HV_{Bus} = \frac{V_{Out,DC}(TLV6001) \times (R_{St,DC} + R_{inAMC,DC})}{R_{inAMC,DC} \times Gain_{AMC3330} \times Gain_{Dif2Sing,DC}} \quad (20)$$

其中

- $V_{Out,DC}(TLV6001)$ 是 ADC 或相关器件通过总线电压测量路径中 TLV6001 输出测量的输出电压
- $R_{ST,DC}$ 是正总线电压至负总线电压的串联电阻器的阻值总和
- $Gain_{AMC3330}$ 是 AMC3330 内部电路的增益
- $Gain_{Dif2Sing,DC}$ 是外部电阻器为 TLV6001 电路设置的增益

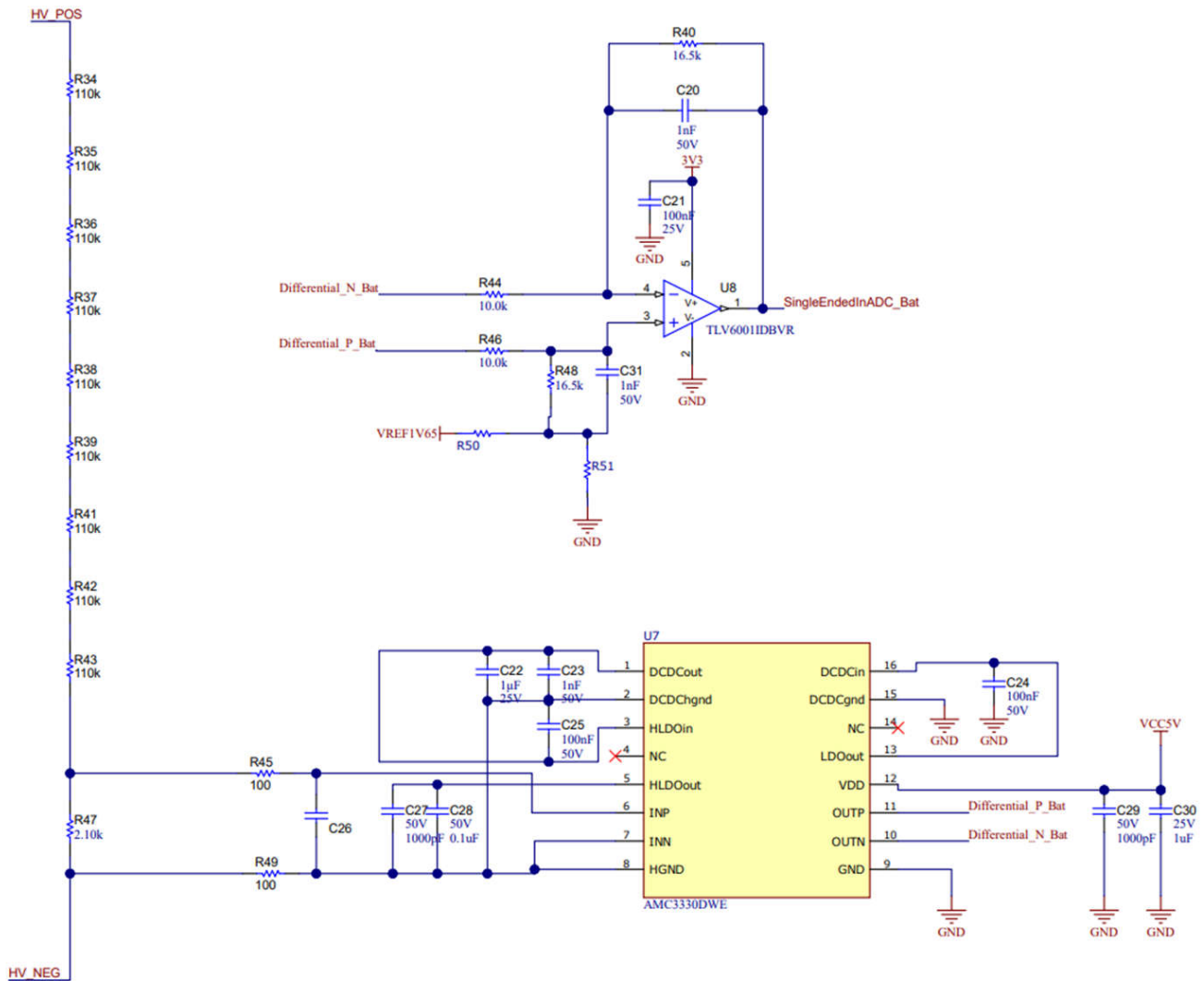


图 2-11. 高压总线监测原理图

为了实现未接地交流系统的绝缘监测，参考设计提供了这样一个选项：将 REF2033 Vref/2 作为差分至单端转换的共模电压。因此，在交流线路系统中进行评估时，跳线使设计能够将共模电压上移，并将波的负侧带到 ADC 的输入端。用户可通过相应地更改共模电压基准跳线和电阻器增益，在交流系统中进行评估。

2.3.2.3 信号链误差分析

可通过计算工具 [隔离放大器电压感测 Excel 计算器](#) 进行调节。该工具在考虑增益误差和漂移、失调电压误差和漂移以及非线性漂移的情况下，对整个温度范围内的最大误差进行了详细分析。请注意，误差分析以输出为基准。

信号链中的主要误差源是 AMC3330 的电阻器容差、增益和失调电压误差以及差分至单端转换电路中的增益和偏移量误差。参考设计页面上提供了另一个特定于 TIDA-010232 的最坏情况误差计算 Excel 工作表。该工作表采用信号链中每个参数的绝对最差情况，并找出导致最差精度的这些参数的组合。如 [节 3.5](#) 所示，在大多数情况下，实际测得的精度要好于最坏情况下的假设。

如果需要更高的精度，则可以使用精密运算放大器进行差分至单端转换，例如 TLV6001 引脚对引脚兼容的 OPA320 ($V_{\text{offset}} 0.15\text{mV}$)。为了进一步提高精度，可以通过选择专用差分输入 ADC 而不是 C2000™ 微控制器的内部 ADC 来消除差分到单端转换。

2.3.3 PE 缺失检测

在许多系统中，必须测试 PE 与绝缘监测器件的连接。原因是，如果 PE 连接断开，则没有电流流过接通的测量支路，从而导致 AMC3330 的输入端没有电压。这可以看作是绝缘电阻无限大，并且不能再检测到可能的绝缘击穿，如 [图 2-12](#) 所示。

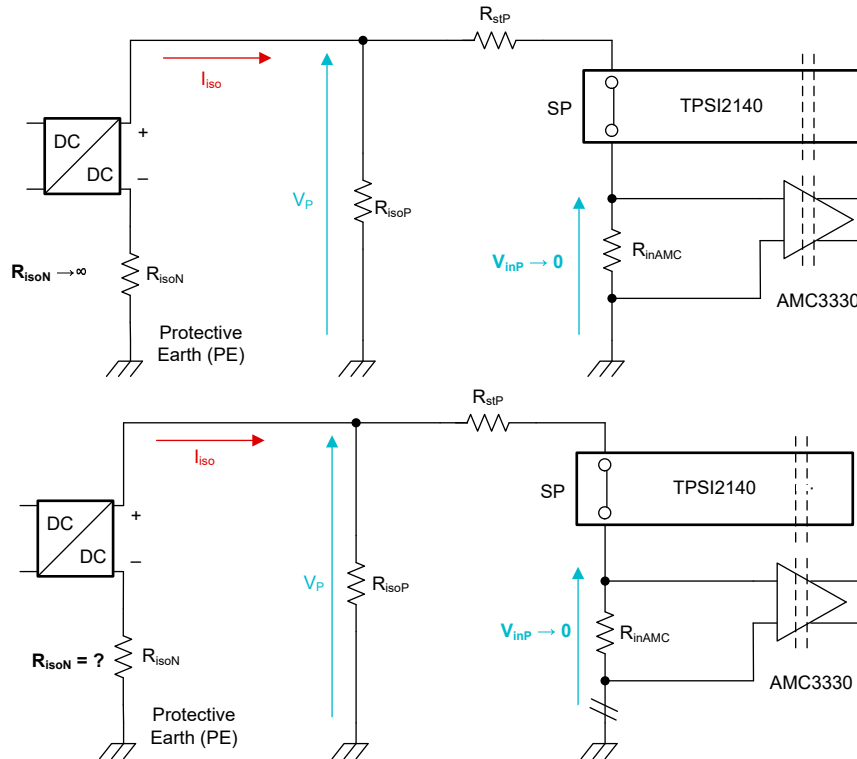


图 2-12. PE 连接断开问题

为避免连接断开，应实施一种方法来检测 PE 连接断开。

可以在 DC+ 和 PE 以及 DC- 和 PE 之间添加两个低 $\text{M}\Omega$ 范围的已知电阻器来检测，如 [图 2-13](#) 所示。

备注

这些附加电阻器必须单独连接到 PE。

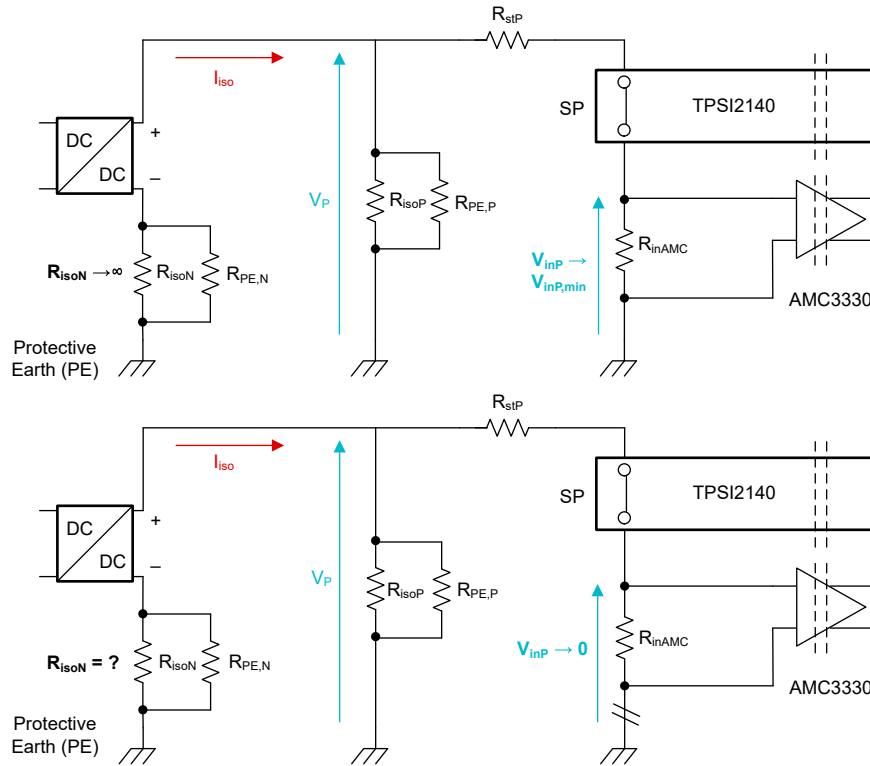


图 2-13. 用于检测 PE 缺失的添加了电阻器的等效电路

这些电阻器与寄生绝缘电阻并联，从而限制绝缘电阻的上限值。在使用固定的有限绝缘电阻时，如果 PE 连接有效，则 AMC3330 的输入电压只能降至特定值以下。

由于在 DC+ 与 PE 以及 DC- 与 PE 之间增加了额外的电阻器，因此必须相应地调整剩余绝缘电阻的计算。用于计算 R_{isoN} 和 R_{isoP} 的原始方程式 13 和方程式 14 现在用于计算并联电阻 $R_{isoP} \parallel R_{PE,P}$ 和 $R_{isoN} \parallel R_{PE,N}$ 。可以使用方程式 21 和方程式 21 来计算 R_{isoN} 和 R_{isoP} 的值。

$$R_{isoN} = \frac{R_{PE,N} \times (R_{isoN} \parallel R_{PE,N})}{(R_{PE,N} - (R_{isoN} \parallel R_{PE,N}))} \quad (21)$$

$$R_{isoP} = \frac{R_{PE,P} \times (R_{isoP} \parallel R_{PE,P})}{(R_{PE,P} - (R_{isoP} \parallel R_{PE,P}))} \quad (22)$$

如果该设计无法在直流线路和 PE 之间永久连接一个高阻值电阻器，则可以选择添加另一对 TPSI2140 隔离式开关，这也可以断开额外的电阻器以检测 PE 缺失。

2.3.4 交流线路上的绝缘监测

由于该参考设计能够在 2ms 内完成测量，因此该设计还能够测量 50Hz 和 60Hz 交流信号的绝缘电阻。在这种情况下，在接近正弦电压最大值的位置开始进行测量，如图 2-14 所示。持续测量交流线路电压并设置触发器以开始绝缘监测测量，例如，在交流线路已知峰值电压的 95% 处进行绝缘监测测量会产生准确的结果，因为电压接近最大值。图 2-14 以绿色显示交流线路电压，在绝缘监测所需的两个测量周期中，以黄色波形上的高电平表示。

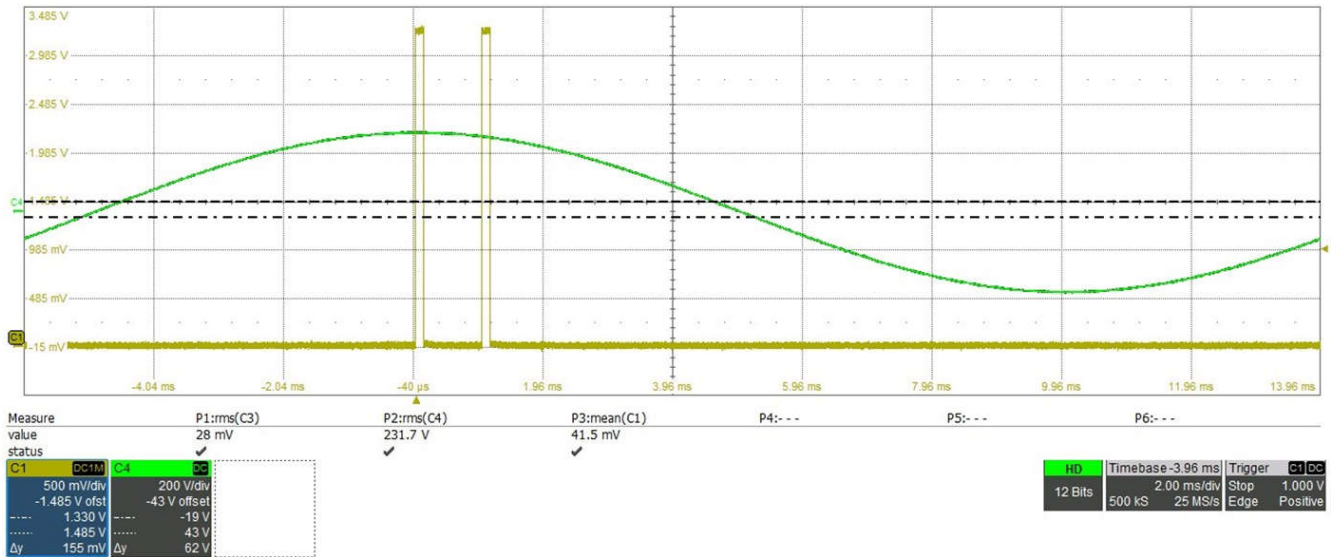


图 2-14. 交流线路上的绝缘监测

为了获得准确的结果，L1 与 PE 或 N 与 PE 之间的寄生电容必须低于 5nF。

2.3.5 PCB 布局建议

用于隔离漏电流测量的 PCB 布局必须以设计方案的要求和所选元件为基础。

- 系统的高压段不得有任何到高压正极、高压负极或 PE 的多边形。
- 保持高压正极、高压负极和 PE 之间隔离所需的爬电距离和间隙。
- 将薄膜电阻器串联放置或以串并联组合的形式放置，以保持隔离，并且不允许因 PCB、湿度或液体而出现任何低欧姆路径，这些都是 PCB 上可能出现的情况。
- 如器件数据表中所述，保持隔离元件 (AMC3330 和 TPSI2140) 所需的爬电距离和间隙。
- 为了最大限度地降低噪声，在放置模拟线路时要小心，以避免来自继电器和电源开关元件的噪声。
- 请遵循元件数据表，尽量减少布局方面的 EMC 问题。

图 2-15 显示了 PCB 布局建议。

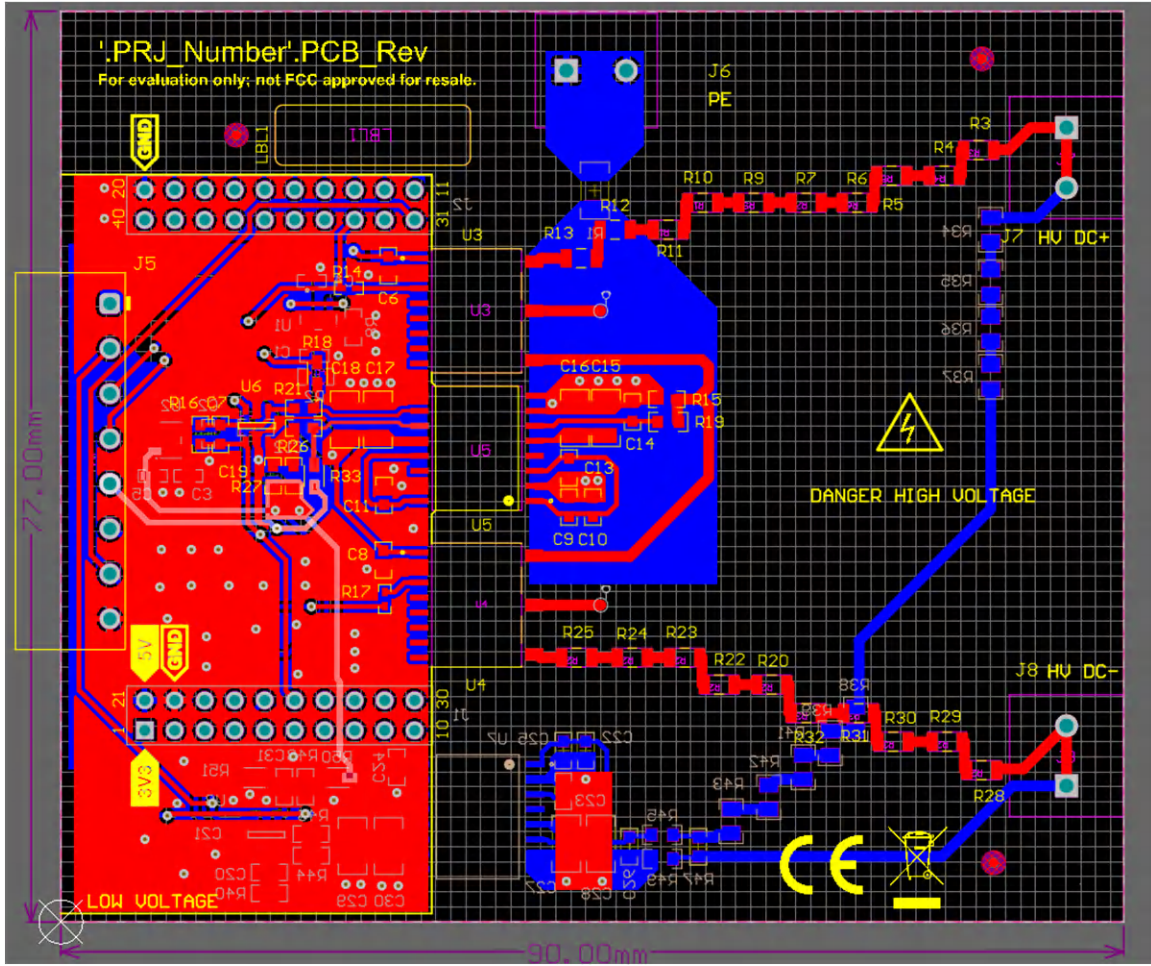


图 2-15. 布局建议 - 爬电距离

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

3.1.1 连接器

表 3-1 列出了连接器分配和跳线设置。

可通过 J7 BoosterPack 插件模块从 **LAUNCHXL-F280049C** 提供 5V 标称输入电压，也可通过 J1 连接器馈送备用的 5V 至 12V 电源电压，使 TPS7A2401 能够提供 5V 负载点。

3.1.2 默认跳线配置

在使用 TIDA-010232 电路板之前，请确保应用正确的跳线设置。表 3-1 显示了默认跳线配置。

表 3-1. 跳线设置

插头	跳线设置
R18 和 R33	使用分辨率高于 LAUNCHXL-F280049C 中 12 位 ADC 的全差分输入 ADC 对隔离电压进行采样时，插入跳线，使 AMC3330 的差分输出能够馈送到 J1 连接器。
R50	插入一根跳线，使 REF2033 电压基准作为差分至单端转换中的共模电压，实现高压总线监控。专门用于存在负侧信号的交流总线监控。确保不同时放置 R51 跳线，并且电阻器 R40、R44、R46 和 R48 的阻值与差分转单端所需增益相对应。

3.1.3 先决条件

评估 TIDA-010232 参考设计需要表 3-2 中的硬件设备。

表 3-2. 先决条件

设备	注释
高压直流电源	具有至少 1A 输出电流能力的 400V 输出电源模块
高额定功率电阻器	为了模拟隔离栅破损情况，那些高额定功率电阻器必须能够承受大于 400V 的测试电压
TIDA-010232 硬件	按照节 3.1.2 中所示进行默认跳线设置
LAUNCHXL-F280049C	带有 C2000 实时控制器 TMS320F280049C 器件的 LaunchPad 开发套件
用于连接到 LAUNCHXL-F280049C 的 Micro-USB 端口	用于 LaunchPad 开发套件和计算机之间的交互

3.2 软件要求

- Code Composer Studio™ 集成开发环境
- 示例代码位于 [TIDA-010232](#) 工具文件夹中

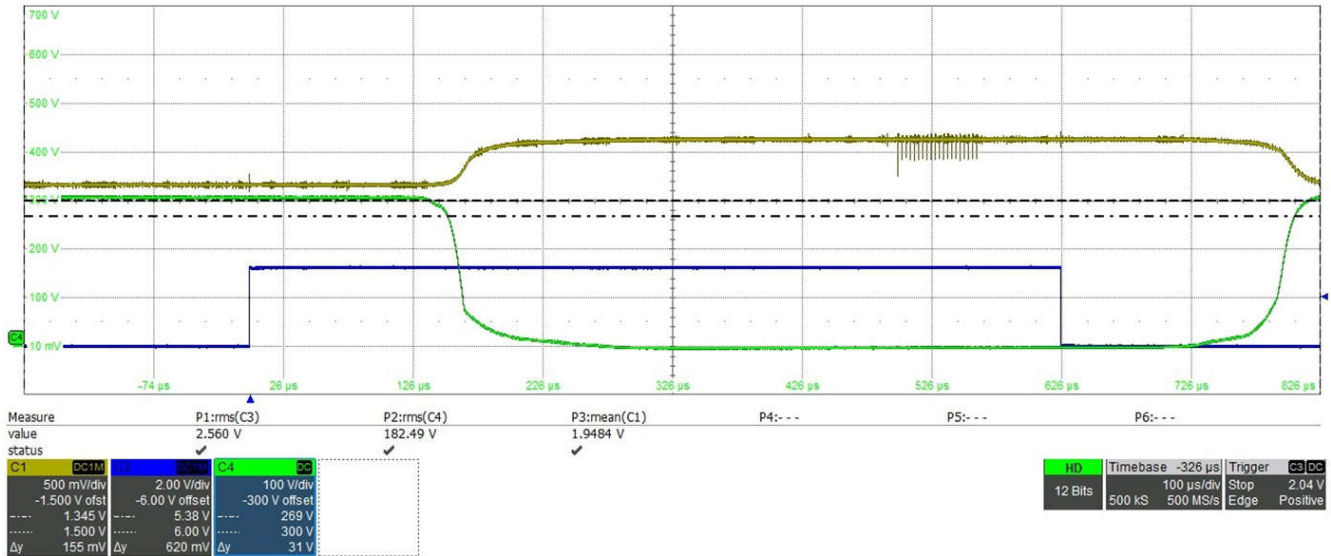
3.3 软件

表 3-3 详细说明了软件流程。

表 3-3. 软件流程和时序

步骤	时间 (μs)	注释
电路板初始化	2929	上电后执行一次
关闭 SP + ADC 电压稳定	500	关闭开关 SP 的时间加使 ADC 输入端的电压稳定的 500 μs 延迟。需要根据电容负载调整该时间 (请参阅节 1.2)。
测量 $V_{\text{iso,P}}$ 和 $V_{\text{DC,P}}$	126	两个电压都经过 20 次交错测量并取平均值, 以尽可能减少噪声
断开 SP 并闭合 SN	400	在断开 SP 和闭合 SN 之间实现 400 μs 的延迟。
ADC 电压稳定	500	实现 500 μs 的延迟, 使 ADC 输入端的电压稳定。需要根据电容负载调整该时间 (请参阅节 1.2)。
测量 $V_{\text{iso,N}}$ 和 $V_{\text{DC,N}}$	126	两个电压都经过 20 次交错测量并取平均值, 以尽可能减少噪声
计算 $R_{\text{iso,P}}$ 和 $R_{\text{iso,N}}$	13	对 $R_{\text{iso,P}}$ 和 $R_{\text{iso,N}}$ 进行最终计算

软件初始化大约需要 3ms, 必须在上电后完成一次。此后每次测量绝缘电阻需要 1.7ms。与用于切换测量路径的传统继电器相比, 该较短的测量时间是使用 TPSI2140 的一大优势。图 3-1 显示了 TPIS2140 的开关行为和 ADC 输入端的电压稳定。



蓝色：使能信号，绿色：TPSI2140 上的电压，黄色：ADC 输入端的电压

图 3-1. TPSI2140 的开关行为和 ADC 输入电压

3.4 测试设置

对于 400V 和 800V 测试，该电路板的组装方式有所不同：

- 400V :
 - $R_{stP} = R_{stN} = 68.1k\ \Omega$
 - $R_{inAMC} = 120\ \Omega$
- 800V :
 - $R_{stP} = R_{stN} = 280k\ \Omega$
 - $R_{inAMC} = 250\ \Omega$
- 用于接通电阻支路的所有电阻器均为 0.1% 电阻器
- R_{isoN} 和 R_{isoP} 由 DC+ 和 PE 以及 DC - 和 PE 之间的 HV 电阻器进行仿真。
- 可以通过 Code Composer Studio 的 *Expression* 窗口读出 R_{isoP} 和 R_{isoN} 的测量值

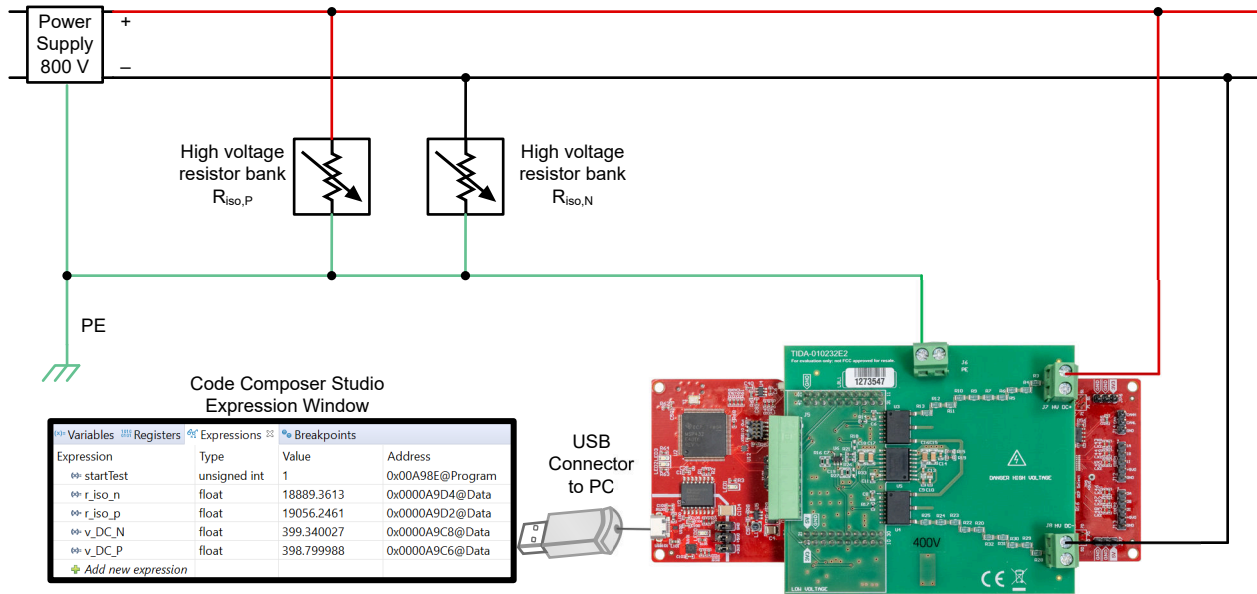


图 3-2. 测试设置

3.5 测试结果

图 3-3 和图 3-4 显示了 400V 和 800V 测试的相对误差。表中从绿色到黄色到红色的配色方案显示了从小到大的相对误差，并用于指示测量范围不同区域的性能。测试结果表明，在必须检测绝缘故障的 20kΩ 至 200kΩ 重要范围内，测量精度最佳。绝缘电阻值较高时精度会下降，尤其是在 1MΩ 以上时。这种精度降低不是问题，因为在该范围内绝缘远高于故障和警告水平。因此，该参考设计的实际软件不会返回高于 1MΩ 的值。每个指示电阻高于 1MΩ 的计算结果都会被设置为 1MΩ。对于下表中的测量，该功能已禁用。

TIDA-010232 400V Accuracy									
Board Configuration: 400 V									
RisoN Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	3.63%	2.62%	2.55%	1.15%	0.92%	1.85%	1.42%	2.36%
60 kΩ	60143	1.80%	2.07%	1.59%	1.83%	1.34%	1.51%	1.12%	1.62%
100 kΩ	102013	2.48%	1.81%	1.63%	1.77%	1.50%	1.72%	1.48%	1.37%
200 kΩ	214063	2.63%	1.78%	1.90%	0.91%	1.00%	1.65%	0.95%	1.40%
400 kΩ	422843	10.05%	2.41%	1.92%	2.08%	1.22%	1.37%	1.04%	1.53%
600 kΩ	616863	11.84%	3.52%	2.79%	3.14%	2.10%	1.68%	1.38%	3.06%
1000 kΩ	1022243	13.96%	6.56%	7.82%	5.52%	5.14%	5.40%	4.13%	5.61%
5000 kΩ	5072243	41.52%	28.14%	20.05%	19.49%	18.04%	11.24%	22.45%	16.37%
RisoP Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	2.03%	0.84%	0.16%	3.78%	11.13%	5.71%	19.34%	19.58%
60 kΩ	60143	0.16%	0.33%	0.39%	0.01%	4.30%	5.17%	10.43%	49.35%
100 kΩ	102013	0.10%	0.13%	0.65%	0.98%	2.19%	4.85%	8.50%	42.63%
200 kΩ	214063	0.24%	0.21%	0.44%	1.51%	1.65%	3.20%	4.10%	57.29%
400 kΩ	422843	0.75%	0.32%	0.40%	1.33%	2.85%	1.62%	4.39%	36.44%
600 kΩ	616863	0.80%	0.31%	0.59%	0.78%	1.81%	2.96%	3.89%	42.54%
1000 kΩ	1022243	0.05%	0.44%	0.17%	1.22%	1.20%	2.75%	4.04%	36.89%
5000 kΩ	5072243	0.17%	0.37%	0.55%	0.77%	1.15%	3.15%	4.76%	23.33%

图 3-3. 精度 400V 测试

TIDA-010232 800V Accuracy									
Board Configuration: 800 V									
RisoN Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	5.76%	1.28%	0.76%	0.94%	1.36%	2.20%	1.61%	1.54%
60 kΩ	60143	6.03%	1.67%	1.12%	0.06%	0.02%	0.20%	0.24%	0.57%
100 kΩ	102013	0.18%	3.51%	1.79%	0.67%	0.57%	0.62%	0.35%	0.03%
200 kΩ	214063	1.20%	3.24%	2.81%	1.90%	1.24%	1.48%	0.91%	0.72%
400 kΩ	422843	1.25%	0.87%	0.47%	1.12%	1.78%	1.50%	1.72%	1.17%
600 kΩ	616863	5.33%	0.31%	0.27%	0.93%	1.73%	1.49%	1.54%	1.67%
1000 kΩ	1022243	3.94%	0.48%	0.64%	0.10%	0.70%	0.51%	1.23%	1.60%
5000 kΩ	5072243	15.60%	10.67%	3.79%	1.07%	3.01%	2.67%	0.45%	1.46%
RisoP Error									
	RisoP Plan	20 kΩ	60 kΩ	100 kΩ	200 kΩ	400 kΩ	600 kΩ	1000 kΩ	5000 kΩ
	RisoP Real	20076	60206	102006	214066	423776	617766	1020176	5071176
RisoN Plan	RisoN Real								
20 kΩ	20043	5.08%	0.46%	0.21%	2.08%	6.08%	6.60%	12.77%	48.36%
60 kΩ	60143	4.91%	0.73%	0.82%	0.94%	0.89%	2.53%	3.41%	29.62%
100 kΩ	102013	0.78%	2.16%	1.25%	1.21%	0.27%	0.31%	1.52%	16.39%
200 kΩ	214063	0.14%	0.48%	1.42%	1.90%	0.05%	1.30%	0.41%	6.27%
400 kΩ	422843	1.52%	0.72%	0.12%	0.20%	0.06%	0.13%	0.57%	6.81%
600 kΩ	616863	0.75%	0.66%	0.17%	0.46%	0.02%	0.39%	0.32%	0.28%
1000 kΩ	1022243	2.40%	0.12%	0.23%	0.03%	0.45%	0.35%	0.03%	1.64%
5000 kΩ	5072243	0.09%	0.56%	0.03%	0.48%	0.17%	0.21%	1.29%	4.69%

图 3-4. 精度 800V 测试

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

若要下载原理图，请参阅 [TIDA-010232](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

若要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010232](#) 中的设计文件。

4.2 文档支持

1. 德州仪器 (TI), [TPSI2140-Q1 具有 1.4kV 集成式 FET 的隔离开关](#) 数据表
2. 德州仪器 (TI), [AMC3330 具有集成式直流/直流转换器的 \$\pm 1V\$ 输入、增强型隔离式精密放大器](#) 数据表
3. 德州仪器 (TI), [TPS7A24 200mA、18V、超低 \$I_Q\$ 、低压降稳压器](#) 数据表
4. 德州仪器 (TI), [REF20xx 低漂移、低功耗、双输出 VREF 和 VREF/2 电压基准](#) 数据表
5. 德州仪器 (TI), [TLV600x 适用于成本敏感型系统的低功耗、轨至轨输入/输出、1MHz 运算放大器](#) 数据表

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™, BoosterPack™, LaunchPad™, e-Trim™, MSP430™, C2000™, and Code Composer Studio™, and are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

ANDREAS LECHNER 是德州仪器 (TI) 电网基础设施和可再生能源系统团队的系统工程师。Andreas 获得了德国兰茨胡特应用技术大学的电气工程硕士学位。

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 C (June 2023) to Revision D (April 2026)	Page
• 更新了方框图.....	1
• 更新了方框图.....	10

Changes from Revision B (January 2023) to Revision C (June 2023)	Page
• 更新了 方程式 19 。.....	16

Changes from Revision A (December 2022) to Revision B (January 2023)	Page
• 将 1400V 更新成 1200V	11
• 将低功耗： $< 5\text{mA}$ 输入电流 更新为低功耗： $< 9\text{mA}$ 输入电流	11

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](#) 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 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月