

Design Guide: TIDA-010970

低噪声、高线性度模拟前端 参考设计



说明

该设计的目标应用包括需要超高精度来测量直流信号的数字万用表 (DMM)。本设计采用高性能、高线性度的 24 位模数转换器 (ADC) ADS127L21B 以实现卓越的直流精度。一款超低漂移的埋层齐纳基准源 REF81 负责对信号链进行校准，以消除增益误差与偏移误差。

资源

TIDA-010970	设计文件夹
ADS127L21B、REF81	产品文件夹
REF54、RES21A、RES11A	产品文件夹
THP210、OPA828	产品文件夹
MUX36S08、TMUX6104	产品文件夹

特性

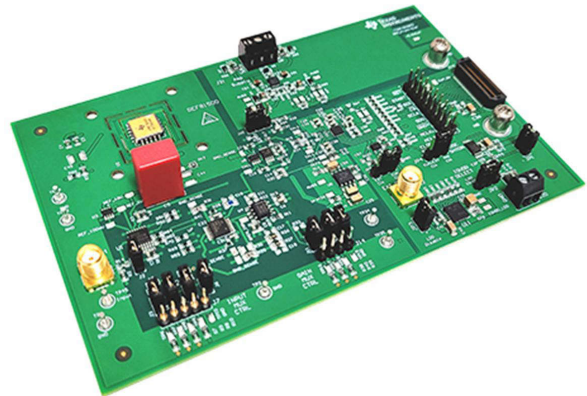
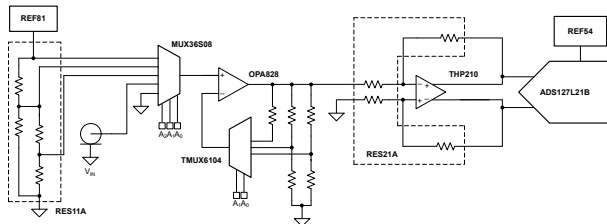
- 超低漂移、低噪声的基准，用于校准整个信号链，以实现校准后的高直流精度
- 三个输入范围： $\pm 100\text{mV}$ 、 $\pm 1\text{V}$ 、 $\pm 10\text{V}$
- 线性：最大值 1.1ppm ($\pm 10\text{V}$ 范围)
- 噪声：60SPS ($\pm 10\text{V}$ 范围) 时为 $335\text{nV}_{\text{RMS}}$

应用

- 数字万用表 (DMM)
- 精密多功能输入和输出 DAQ
- 功率分析仪
- 源测量单元 (SMU)



请咨询 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

此参考设计提供了一套线性、低噪声信号链解决方案，适用于执行精密电压测量的系统，包括数字万用表 (DMM)、数据采集 (DAQ) 设备、源测量单元 (SMU) 以及其他精密测试和测量场景。本文探讨该设计在 DMM 中的应用。

DMM 需要具备高线性度和低噪声的特性，才能准确测量信号。为了以一致的分辨率匹配信号电平，需要多个输入范围。通过校准可校正初始增益误差和偏移误差。

此设计采用精密电阻器网络 RES21A 和高性能数据转换器 ADS127L21B，可实现优异的线性度和噪声性能。通过 OPA828 和 TMUX6104 构建的可编程增益输入放大器，支持多个输入范围。该设计还具有板载校准源 REF81，可对信号链全程的增益及偏移误差进行校准。

1.1 主要系统规格

表 1-1 列出了本参考设计中实现的关键系统规格。

表 1-1. 主要系统规格

范围	噪声	线性度 (最大值)
±10V 范围	60SPS 时为 335nV _{RMS}	1.1ppm
±1V 范围	60SPS 时为 547nV _{RMS}	0.6ppm
±100mV 范围	60SPS 时为 3.23 μV _{RMS}	3.0ppm

2 系统概述

2.1 方框图

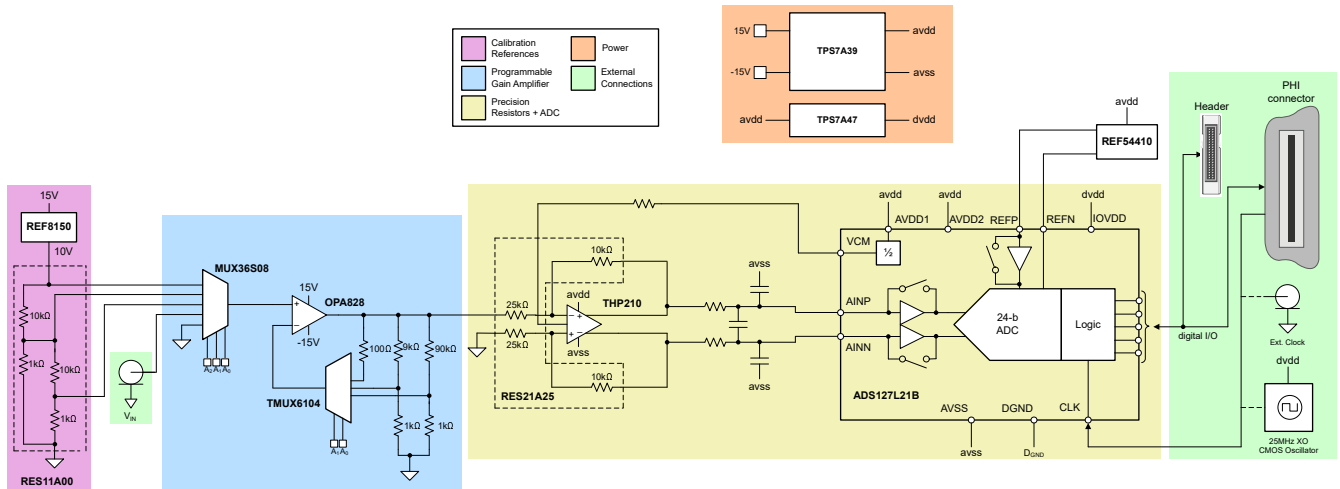


图 2-1. TIDA-010970 方框图

2.2 设计注意事项

DMM 根据其显示屏能显示的位数进行分类。例如，6.5 位 DMM 可以显示 6 个完整数位（范围为 0 到 9 的数字）以及一个前导数位（可显示 0 或 1）。由于前导数位只能显示两个值，因此它被称为“半位”。因此，6.5 位 DMM 的测量范围为 ± 1999999 ，即 2,000,000 个计数。每增加一个数位，DMM 的分辨率将提升一个数量级。例如，6.5 位 DMM 的计数是 5.5 位 DMM 的 10 倍，而 7.5 位 DMM 的计数又是 6.5 位 DMM 的 10 倍。具有 6.5 位或更多数位的高分辨率 DMM 主要用于对灵敏直流信号进行高精度测量。

不同 DMM 具有不同的输入范围，以适应从几十或几百伏到毫伏或微伏级别的不同信号电平。多范围设计使 DMM 能够以同等分辨率测量大小不同的信号。例如，仅具备单一范围（0V 至 10V）的 6.5 位 DMM 仪表在测量 10V 信号时，显示值为 $10 \pm 0.00005V$ 。然而该 DMM 在测量 100mV 信号时，显示值仅为 $0.1 \pm 0.00005V$ ，相当于 4.5 位分辨率。具有多个范围（例如 10V、1V 和 100mV）的 DMM 在测量 100mV 信号时，可显示 $100 \pm 0.00005mV$ ，分辨率为 6.5 位。

为实现跨输入范围的精确信号测量，DMM 信号链必须尽可能降低误差。校准可消除信号链中的初始增益误差和偏移误差，持续校准则可消除温度漂移和长期漂移现象。然而，校准精度最终取决于校准源本身的准确度。

即使已对 DMM 信号链的增益误差和偏移误差进行校准，也仍然存在由噪声和非线性产生的误差。积分非线性 (INL) 是指在校正偏移误差和增益误差后，系统输出与线性理论输出的偏离程度。噪声是指干扰信号链的所有杂散信号。噪声无法从任何信号链中完全消除，因为噪声是所有电子元器件的固有特性。鉴于非线性度和噪声难以校准，因此选择低噪声、高线性度的器件是最大程度地减少信号链中噪声和非线性的理想方法。

2.3 重点产品

此设计使用多款精密元件来实现所需的性能。

2.3.1 ADS127L21B

ADS127L21B 是一款具有可编程数字滤波器的高精度 24 位 Δ - Σ 模数转换器 (ADC)。使用宽带滤波器时, 此数字滤波器具有高达 512kSPS 的数据速率, 使用低延时 sinc 滤波器时具有高达 1365kSPS 的数据速率。该器件具有出色的交流性能、直流精度和低功耗。

低漂移调制器实现了出色的直流精度并达到 0.8ppm (0°C 至 70°C) 的卓越 INL 规格, 同时兼具低宽带噪声特性与出色的交流性能。电源可扩展架构提供四个速度模式来优化数据速率、分辨率和功耗。信号和基准输入缓冲器可降低驱动器负载, 实现更高的精度。

2.3.2 REF81

REF81 集成了一个精密电阻分压器和一个 7.6V 埋层齐纳输出, 可提供可与高性能数据转换器搭配使用的精密电压基准。其集成的匹配电阻对具有出色的温漂特性与长期稳定性。其内部加热器提供集成温度控制功能, 即使环境温度发生变化, 也能确保恒定的基准电压。这种集成式加热器使 REF81 能够实现 0.05ppm/°C 的超低温度漂移。该器件还集成了温度控制和精密分压器, 有效降低了设计复杂性。这可显著缩短设计周期、简化系统启动流程, 且无需依赖高成本的外部精密元件来实现温度控制与电压生成功能。

REF81 系列采用 20 引脚 LCCC 封装。LCCC 封装是一种密封陶瓷封装, 可实现 1ppm 的超低长期稳定性规格, 这对于需要长时间不校准的应用而言至关重要。该封装还具有出色的抗湿度变化性能。

2.3.3 REF54

REF54 是一款高精度、低漂移、低电流消耗的电压基准器件。REF54 实现了低温漂系数 (0.8ppm/°C)、低噪声 (0.11ppm_{p-p}) 和高精度 ($\pm 0.02\%$), 但仅消耗 380 μ A 电流。REF54 具有低长期漂移 (3ppm LCCC; 25ppm SOIC) 优势, 可帮助系统满足高精度应用场景的严苛性能要求。该器件作为 ADS127L21B 等高分辨率数据转换器的配套器件而设计。

2.3.4 RES21A

RES21A 是一款匹配电阻分压器对, 采用德州仪器 (TI) 的现代高性能模拟 CMOS 工艺和薄膜 SiCr。该器件具有 10k Ω 的标称输入电阻, 可实现低热噪声和电流噪声, 并提供多种标称比率以满足各种系统需求。只需将器件放置位置旋转 180°, 即可使用采用反相增益配置的 RES21A。此功能支持布局重复使用并提高了分立式仪表、差分放大器等应用的灵活性。RES21A 系列具有高精度的比率匹配, 匹配精度在标称值的 ± 500 ppm 范围内, 且最大比率漂移仅为 ± 2 ppm/°C。

2.3.5 THP210

THP210 是一款超低失调电压、低噪声、高电压、精密、全差分放大器, 可轻松过滤和驱动全差分信号链。THP210 还可用于将单端源转换为高分辨率 ADC 所需的差分输出。双极性超级 β 输入专为实现出色的失调电压、低噪声和总谐波失真 (THD) 而设计, 可在极低的静态电流和输入偏置电流下产生极低的噪声系数。该器件专为要求低功耗以及高信噪比 (SNR) 的信号调节电路而设计。THP210 具有高达 ± 18 V 的高压供电能力。这项特性使得高压差分信号链能够扩展动态范围, 而无需为差分信号的每个极性添加单独的放大器。极低的电压和电流噪声使得 THP210 可用于高增益配置, 而对信号保真度的影响微乎其微。

2.3.6 OPA828

OPA828 和 OPA2828 (OPAx828) 结型场效应晶体管 (JFET) 输入运算放大器兼具高速特性、高直流精度和出色的交流性能优势。这些运算放大器具备低失调电压、低温漂、低偏置电流和低噪声优势, 在 0.1Hz 至 10Hz 范围内噪声仅为 60nV_{RMS}。OPAx828 在 ± 4 V 至 ± 18 V 的宽电源电压范围内工作, 每通道电源电流仅为 5.5mA (典型值)。

凭借各种交流特性, 包括 45MHz 增益带宽积 (GBW) 和 150V/ μ s 的压摆率, OPAx828 系列非常适合用于各种系统。其中包括高速和高分辨率数据采集系统、跨阻 (I/V 转换) 放大器、滤波器、精密 ± 10 V 前端和高阻抗传感器接口应用。

3 系统设计原理

此高线性度、低噪声信号链参考设计可实现以下三个主要目标：

- 支持多个输入范围
- 提供板载系统级校准功能
- 展现低噪声和高线性性能

3.1 范围选择

此设计采用具有三个测量范围的电压测量信号链： $\pm 100\text{mV}$ 、 $\pm 1\text{V}$ 和 $\pm 10\text{V}$ 。如图 3-1 所示，OPA828 是输入放大器，采用同相配置来实现高输入阻抗。低泄漏多路复用器 (TMUX6104) 可在三种不同的增益设置之间切换。

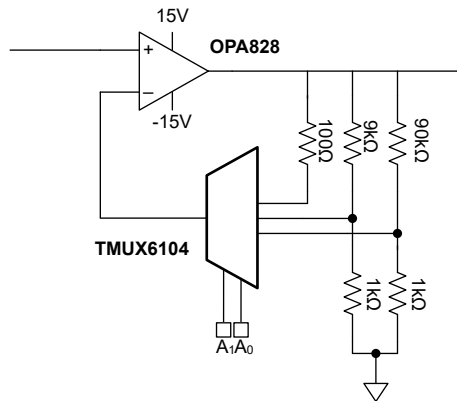


图 3-1. TIDA-010970 可编程增益放大器方框图

OPA828 是一款 JFET 放大器，与双极输入放大器相比可提供更高的输入阻抗，同时具有比 CMOS 输入放大器更低的 $1/f$ 噪声。在直流测量中，低 $1/f$ 噪声比宽带噪声更重要。尽管双极放大器的 $1/f$ 噪声低于 JFET，但 JFET 放大器的高输入阻抗在实际场景中仍是一个合理的权衡选择。这种高输入阻抗特性可防止测量信号链对被测信号造成干扰。进行电压测量时需将 DMM 并联连接到负载端。如果被测电路中有过多电流流过仪表，会导致负载端产生压降，最终造成测量误差。

输入放大器上的增益是可编程的，因此信号链可以适应 1V/V 、 10V/V 和 99.8V/V 三个输入范围，以将输入信号调整到 10V 范围。每档增益设置具有不同的带宽，因此最大增益下的最小带宽为 15kHz 。由于本设计专用于直流信号测量，不同增益间的带宽差异不影响系统性能。需安装电容器 C17、C18 和 C19，以根据需要调整带宽。

每个范围都必须将输入信号缩放到 5.5V 或更低的信号，因为 ADS127L21B 的最大推荐电源电压为 5.5V 。该设计将输入信号调整至 4V ，因为 ADC 基准电压为 4.096V 。ADS127L21B 电源为 $\pm 2.75\text{V}$ 。该电源范围与 THP210 共享，并为 THP210 的输入共模电压限值预留余量。

3.2 线性度和低噪声信号链

此设计采用专用于直流电压测量的高线性度、低噪声信号链。虽然偏移误差与增益误差可通过简单的二点或三点校准进行校正，但噪声和线性度无法轻松校准。因此，选择低噪声和高线性度元件至关重要。 $1/f$ 噪声（即闪烁噪声）的影响远甚于宽带噪声，因为该信号链旨在测量低频信号。

如图 3-2 所示，THP210 器件是一款全差分放大器，可将单端输入信号转换为差分信号，以便通过 ADS127L21B 进行测量。

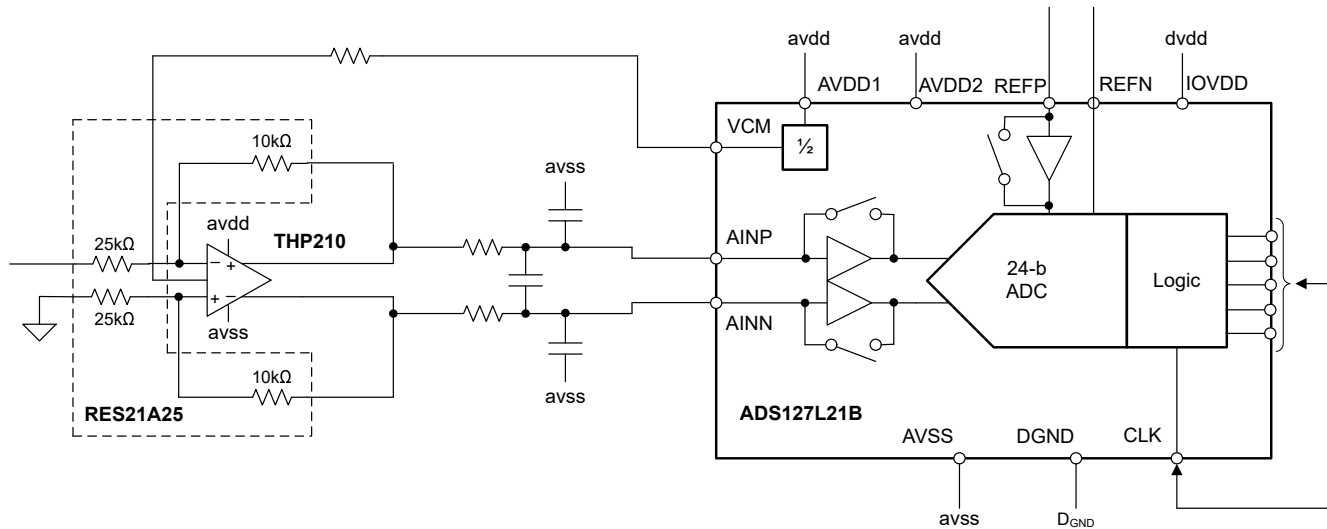


图 3-2. TIDA-010970 ADC 方框图

单端输入测量使 DMM 能够以公共地为参考基准测量负载信号。将信号转换为差分信号，可为后续信号链提供更好的信号完整性和抗噪性。THP210 采用外部精密薄膜电阻器 RES21A (阻值比为 1 : 2.5) 来实现 0.4V/V 的增益。该级电路将 OPA828 输出从 10V 范围衰减至 4V 范围。由于 ADC 基准电压为 4.096V，因此最大 ADC 输入信号可覆盖 ADC 整个量程范围的 98%。从而最大限度地提高 ADC 分辨率。

RES21A 电阻分压器采用 10kΩ 设计。其大阻值特性可以减少自发热现象，因此 RES21A 的非线性度较低。虽然较大阻值会给该系统增加宽带噪声，但由于多数 DMM 测量速率较低，RES21A 在线性度方面的改善远超过额外噪声带来的影响。

3.3 校准

此设计采用高度稳定的埋层齐纳基准源 REF81 来校准信号链。如图 3-3 所示，精密电阻分压器网络 (RES11A) 可为 1V 和 100mV 输入范围生成额外的校准源信号。输入多路复用器 (MUX36) 可在输入信号、每个输入范围的校准源信号及接地端之间进行选择。

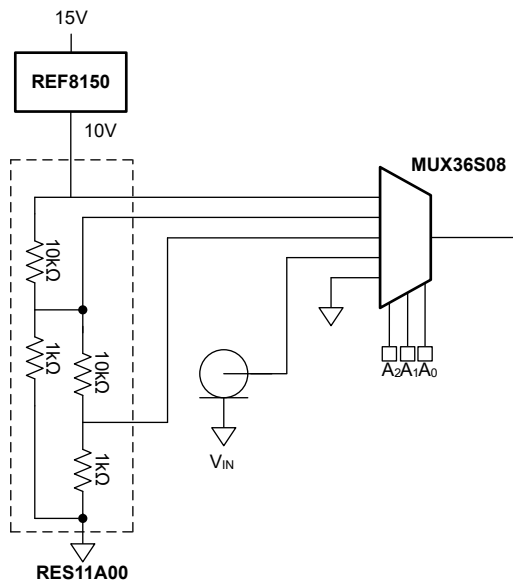


图 3-3. TIDA-010970 校准基准方框图

10V 范围校准源直接来自 REF81，使该量程成为可用的最精确校准范围。由于 1V 和 100mV 范围的校准源是基于 10V 信号生成的，因此这些校准源的精度略低一些。用于生成 1V 和 100mV 源的精密电阻分压器本身会存在误差。此参考设计使用接近满量程的信号，以最大限度地校准整个输入范围内的误差。

该校准源可对完整信号链进行校准。通过在测量间执行反复校准，就能够持续消除每次测量中的初始增益误差和偏移误差。这种持续校准方式也可消除偏移误差和增益误差的漂移。因此，系统中剩下的误差就只有信号链的噪声和线性度以及校准源的漂移。由于整体信号链的精度完全取决于校准源，因此无论时间和温度如何变化，校准源必须保持稳定，以减少长期漂移和温漂造成的误差。当校准源保持稳定时，非线性与噪声便成为主要的误差来源。如节 3.2 中所述，请通过谨慎选择元件来降低这些误差。

请按照以下步骤来实现持续校准流程。该流程可由软件自动执行，但必须完成一次完整的校准周期，才能获得精确的测量结果。图 3-4 展示了该过程。

1. 将输入信号接地，以测量系统的偏移量。计算偏移误差。
2. 将多路复用器切换回输入端。对输入信号进行测量，然后减去偏移量并乘以增益系数。在此校准流程的首次迭代测量中，尚无增益系数可供使用。
3. 将多路复用器切换到校准源。测量校准源并计算增益误差。每个范围都有对应的校准源，请根据目标范围选择合适的校准源。
4. 将多路复用器切换回输入端。对输入信号进行测量，然后减去偏移量并乘以增益系数，即可得到最终校准结果。
5. 重复步骤 1 至 4。

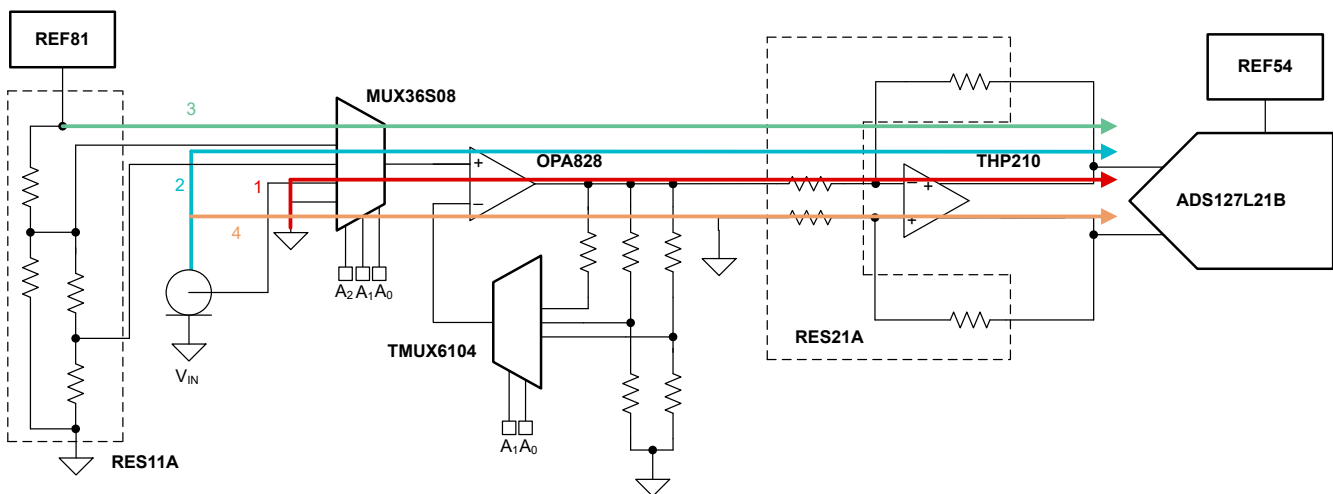


图 3-4. TIDA-010970 校准过程

将增益和偏移值应用于 ADS127L21B 增益和偏移寄存器，即可使 ADS127L21B 自动对转换数据执行增益和偏移校正。首先从转换结果中减去偏移寄存器的设定值。接下来，将转换结果除以 400000h 再乘以增益寄存器的设定值。有关更多详细信息，请参阅 [ADS127L21B 512kSPS 高精度、24 位、宽带 \$\Delta-\Sigma\$ ADC](#) 数据表中的校准部分。

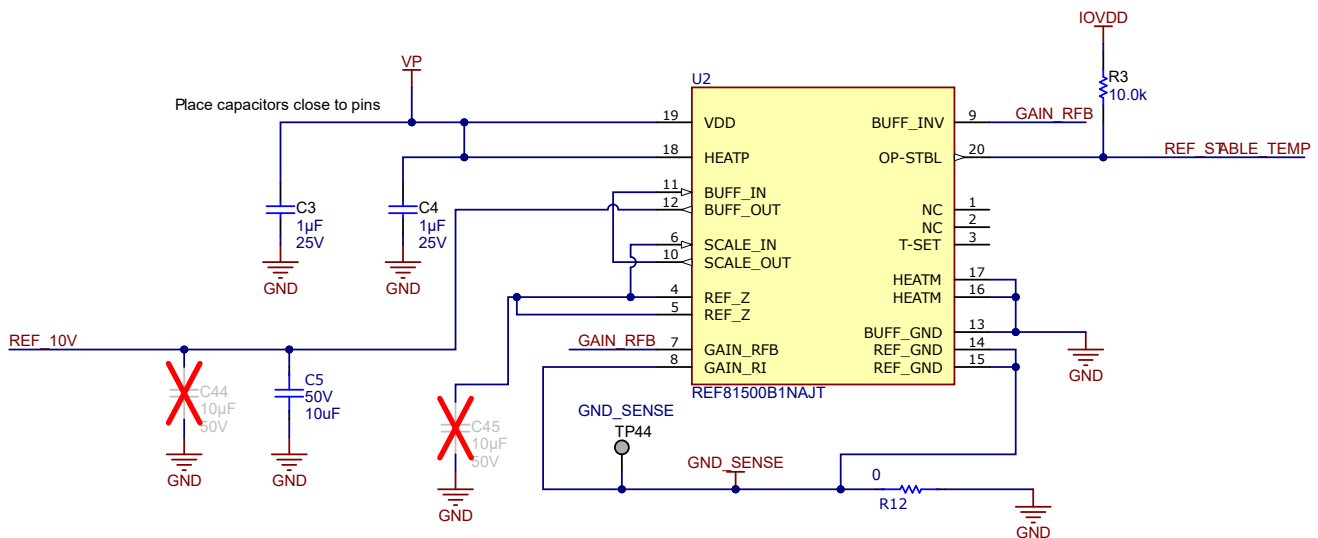
该校准流程在每个周期内需要对输入信号进行两次测量。由于 DMM 仅在每两次测量中执行一次输入信号测量，这种特性使得 DMM 能够以一半的采样率（而非三分之一）来测量输入信号。例如，当数字万用表以 60SPS 执行校准流程时，其有效测量速率实为 30SPS。或者，将 DMM 速率提升至 120SPS，可实现 60SPS 的测量速率。此外，要实现持续校准，必须选用建立时间短的多路复用器，以确保测量的精确性。

3.4 系统设计其他注意事项

TPS7A39 是一款双路输出 LDO，可为 THP210 和 ADS127L21B 生成正负电源轨。TPS7A39 输出电压设置为 $\pm 2.75\text{V}$ ，以确保 THP210 的输入共模电压维持在有效范围内。

此设计会在启动时消耗 335mA 电流，而在正常运行期间仅消耗约 75mA。在功耗敏感型应用场景中，可采用多种策略优化能耗。REF81 占总功耗的 80%。在正常运行期间，REF81 加热器消耗的电流约为 60mA。此设计使用 +15V 电源轨为 REF81 加热器供电；然而，若增加 HEATP 和 HEATM 引脚间的加热器电源电压，会降低 REF81 的电流消耗。有关更多详细信息，请参阅 [REF81 温控精确电压基准 \(温度漂移 0.05ppm/°C, 稳定性 < 1ppm \)](#) 数据表。此外，PCB 在 REF81 周围设置了安装孔，用于加装外部隔热罩。加装隔热罩可提升加热器的温控能力，有效降低整体输出电压漂移。

由于 REF81 消耗的电流较大，接地平面上任何微小电阻都会在测量路径中引发不可预测的压降。为了避免该电流压降导致的误差，信号测量路径中的所有元件都以星形接地平面 (GND_SENSE) 为基准。以该星形接地平面为基准的元件具有较低的电流。在星形接地平面上的电阻所产生的压降要小于在 REF81 接地平面上同等电阻所产生的压降，由此可将误差降至最低。星形接地平面和 REF81 接地平面在单一连接点 R12 处连接。请参阅 [采用 GND_SENSE 平面的原理图与 PCB](#)。



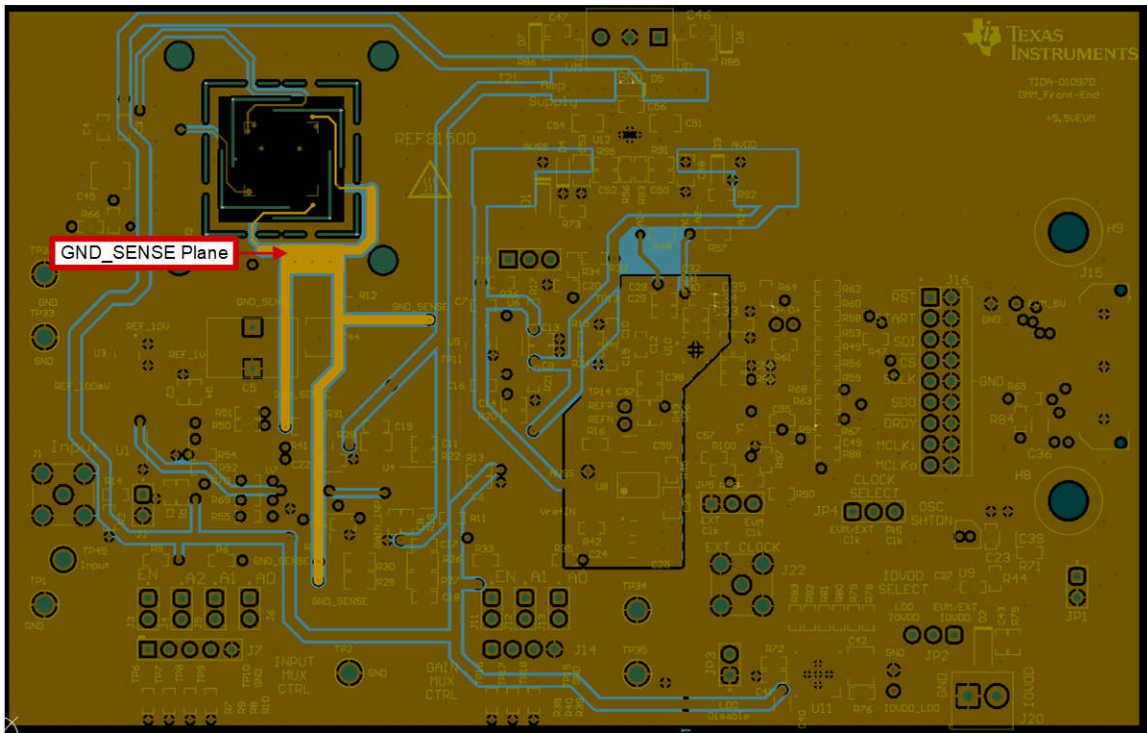


图 3-5. 采用 GND_SENSE 平面的原理图与 PCB

REF54 具有低 $1/f$ 噪声和低温漂性能，因此被选择用作 ADC 基准源。由于 REF54 本身具备缓冲输出，因此无需额外的基准电路即可为 ADC 提供精确稳定的基准电压。虽然亦可采用 REF81 作为 ADC 基准源，但是 REF54 的尺寸小于 REF81，且消耗的电流更低。此外，REF54 可以放置在更靠近 ADC 的位置，而不用顾虑发热问题。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 硬件说明

图 4-1 展示了 PCB 的设计。左上方的 REF81 和 RES11 (U2 和 U3) 提供校准基准电压。右下角的 TMUX6104 和 OPA828 (U7 和 U4) 可创建可编程增益放大器。电路板中心的 THP210 和 ADS127L21B (U6 和 U10) 提供线性低噪声信号路径。为提升系统性能，本设计在布局上提供了多个选项。节 3.4 中讨论的星形接地平面可减少 REF81 大电流消耗导致的误差。此外，差分信号路径中的布线已最大程度保证对称，以减少差分信号之间不匹配导致的任何误差。

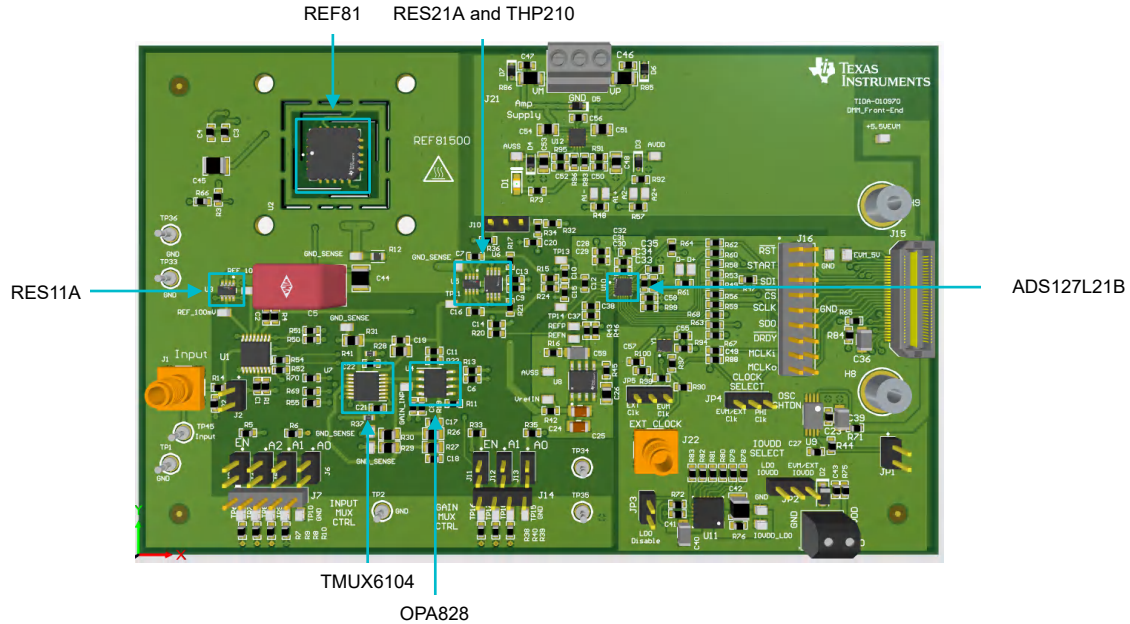


图 4-1. TIDA-010970 PCB

4.1.1 PCB 接口

图 4-2 显示了 PCB 连接器。数字接口可通过 J15 (连接至 PHI 控制器) 或 J16 (引脚接头) 进行访问。J16 设有一排接地的接口，可轻松连接示波器或逻辑分析仪。本参考设计需接入外部电源方可工作，供电接口位于 J21。引脚接头用于选择输入和设置可编程增益放大器的增益值。

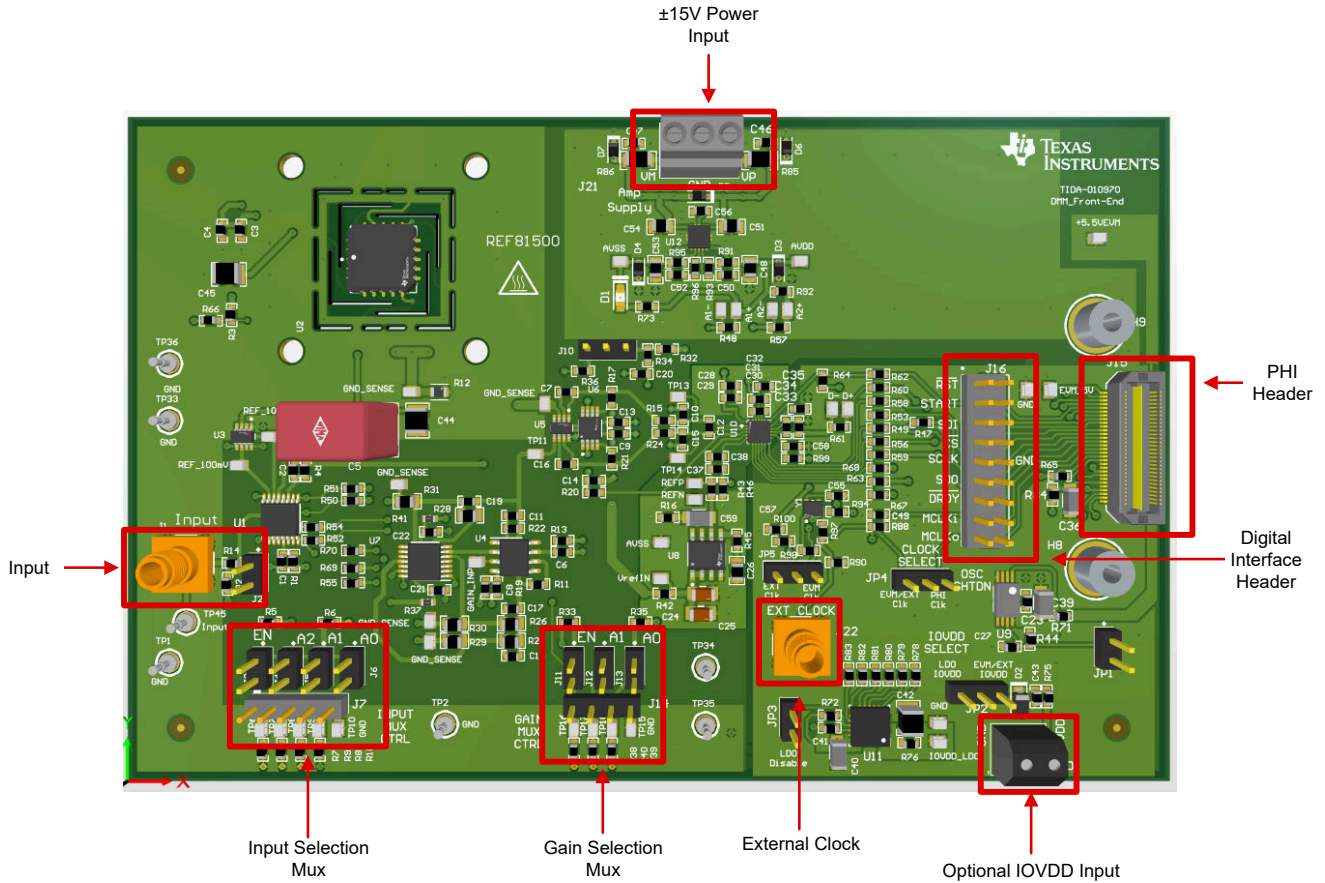


图 4-2. PCB 连接器

表 4-1. TIDA-010970 外部连接接口

连接器	说明
J1	用于输入信号的 SMA 连接器
J2	用于输入信号的接头连接器
J3、J4、J5、J6、J7	输入多路复用器 (U7) 的使能和输入选择接头。有关更多详细信息，请参阅 表 4-2
J10	THP210 关断的接头
J11、J12、J13、J14	增益多路复用器的使能和输入选择接头。有关更多详细信息，请参阅 表 4-3
J15	要将 QSH 连接器连接到 PHI，最佳做法是在连接前给 PCB 供电
J16	SPI 信号接头，用于调试和探测，或连接到另一块板 (如果没有 QSH)
JP1	EEPROM 使能
JP2	1 - 2 : 外部 IOVDD 信号 2 - 3 : 由 TPS7A47 生成的 IOVDD 信号
JP3	LDO 使能
JP4	1 - 2 : 为 ADC CLK 引脚选择板载时钟 2 - 3 : 为 ADC CLK 引脚选择 PHI 时钟
JP5	1 - 2 : 选择外部时钟作为板载时钟 2 - 3 : 选择本机振荡器 (Y1) 作为板载时钟

该参考设计旨在与精密主机接口 (PHI) 板配合使用，从而轻松连接 ADS127L21 图形用户界面 (GUI)。此外，该 PCB 还设有一个接头，用于通过外部控制器访问来自 ADC 的数字信号。另请参阅 图 4-2 了解完整的 PCB 连接说明。

4.1.2 输入多路复用器

本参考设计提供 $\pm 100\text{mV}$ 、 $\pm 1\text{V}$ 和 $\pm 10\text{V}$ 三个可校准的输入范围。通过 8 通道输入多路复用器 (U1) 可在输入信号和校准源之间进行选择。使用跳线 J3、J4、J5 和 J6 可启用输入多路复用器并选择所需的输入通道。有关详细信息，请参阅表 4-2。

表 4-2. 输入多路复用器的跳线设置

J3 (EN)	J4 (A2)	J5 (A1)	J6 (A0)	输入通道
0	X ⁽¹⁾	X ⁽¹⁾	X ⁽¹⁾	无, U1 已禁用
1	0	0	0	输入信号
1	0	0	1	10V 范围校准信号
1	0	1	0	1V 范围校准信号
1	0	1	1	100mV 范围校准信号
1	1	X ⁽¹⁾	X ⁽¹⁾	接地

(1) “X” 表示“无关紧要”。

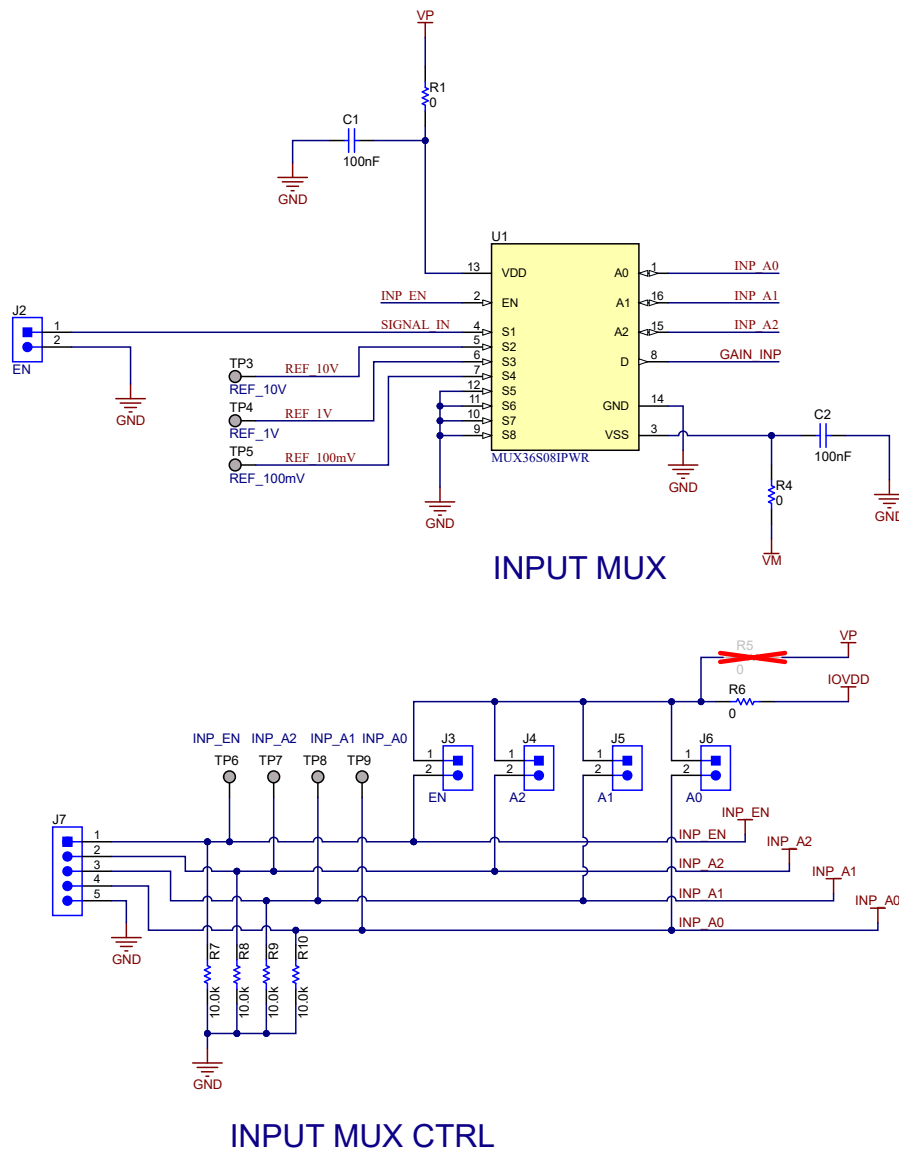


图 4-3. 输入多路复用器原理图

4.1.3 增益多路复用器

使用 4 通道增益多路复用器 (U7) 选择所需的输入范围。增益多路复用器可改变输入放大器 (U4) 的增益。输入信号需要按 ADS127L21B 满量程范围进行调整, 以最大限度地提高测量分辨率。输入放大器可将输入信号调整为 10V 量程。跳线 J11、J12 和 J13 用于启用增益多路复用器并选择所需的输入通道。有关更多详细信息, 请参阅表 4-3。

表 4-3. 增益多路复用器的跳线设置

J11 (En)	J12 (A1)	J13 (A0)	输入通道	电压范围
0	X ⁽¹⁾	X ⁽¹⁾	U7 已禁用	-
1	0	X ⁽¹⁾	增益 = 1.00V/V	±10V
1	1	0	增益 = 10.0V/V	±1V
1	1	1	增益 = 99.8V/V	±100mV

(1) “X” 表示“无关紧要”。

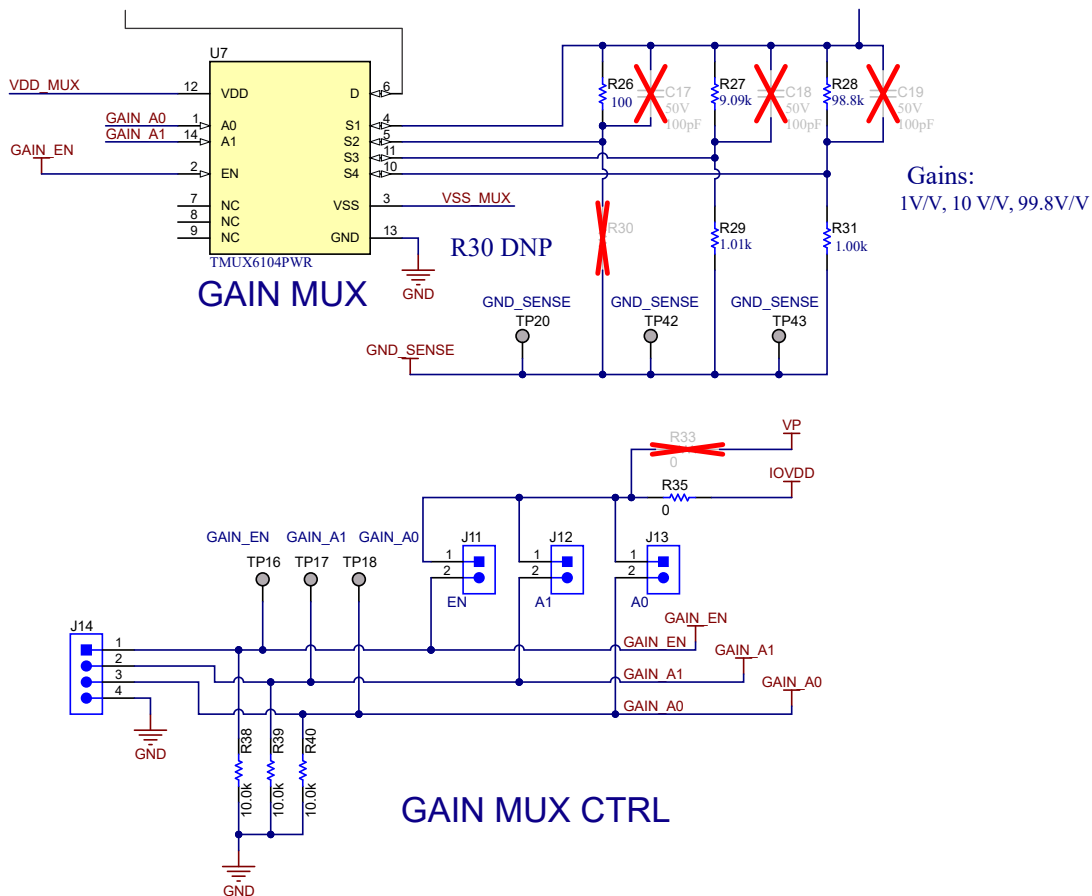


图 4-4. 增益多路复用器原理图

4.1.4 电源

采用外部 ±15V 电源为 PCB 供电。图 4-5 展示了电源树。该 ±15V 电源直接为 REF81、OPA828、TPS7A39、TPS7A47、MUX36S08 及 TMUX6104 供电。该参考设计配备了 36V 二极管 D5、D6 和 D7。这些二极管可支持 ±16.5V 双极电源供电, 这是 TMUX6104 的最大推荐工作电压。

TPS7A39 生成 $\pm 2.75\text{V}$ (AVDD 和 AVSS) 电源轨，为 THP210、ADS127L21B 和 REF54 供电。TPS7A47 则生成一个 2.5V 电源轨，为 ADS127L21B 的 IOVDD 供电。若要为外部 IOVDD 电源轨供电，需将 JP2 安装在 1-2 位置并使用 J20。

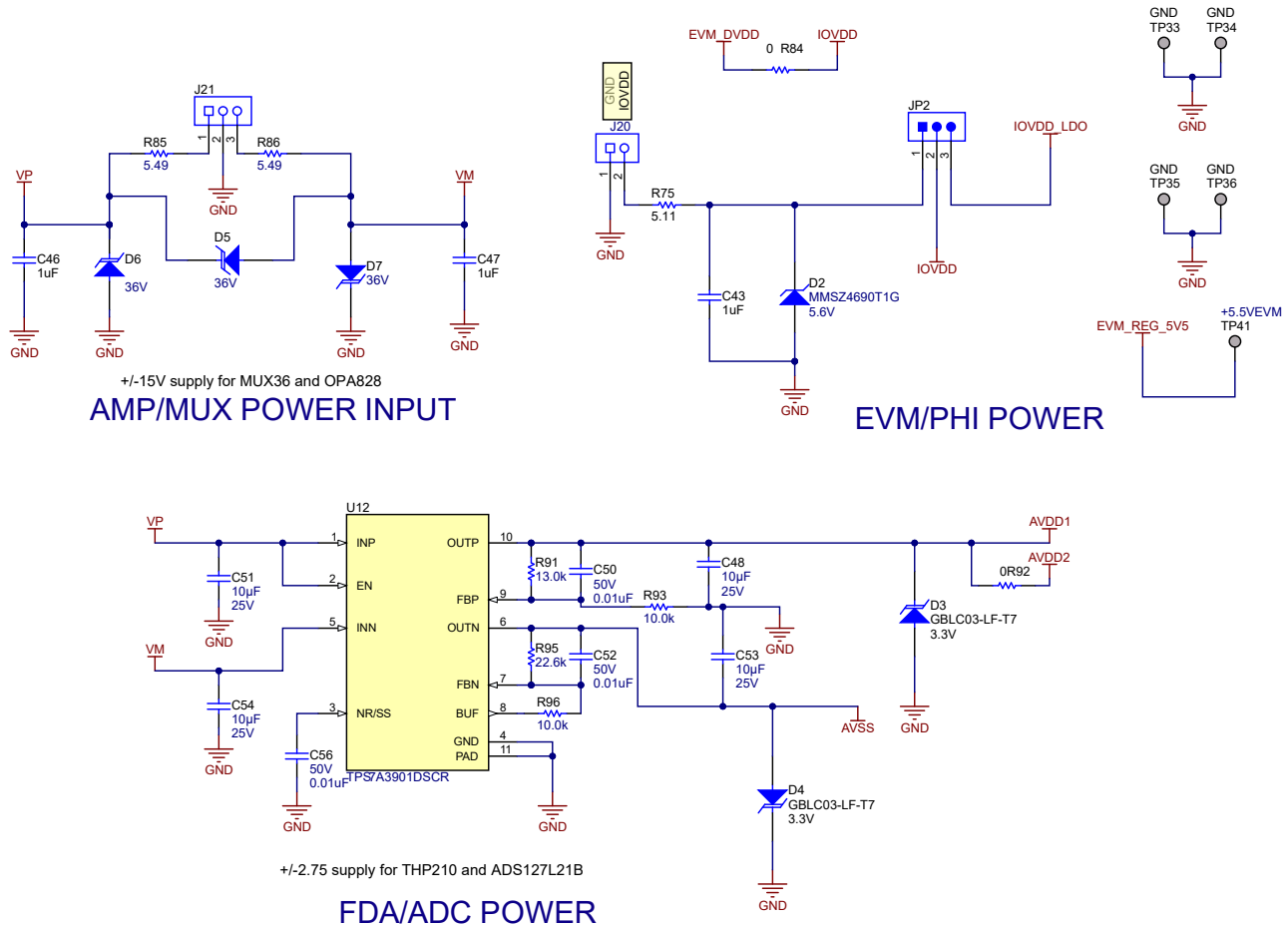


图 4-5. 电源树原理图

4.1.5 时钟树

该参考设计支持三种不同的时钟选项：

1. PHI 时钟 (无外部连接)
2. 本地时钟 (无外部连接)
3. 外部时钟

跳线 JP4 的默认位置是 2-3，用于将 PHI 数字控制器板时钟路由到 ADS127L21 (U10) 上的 CLK 引脚。若需在没有任何 PHI 控制器的情况下使用 PCB，请将跳线移动到位置 1 - 2，将本地时钟直接路由到 ADS127L21。跳线 JP5 上的 2 - 3 位置可启用 PCB 上的本机 32.768MHz 振荡器 (Y1)，此为与 ADS127L21EVM-PDK-GUI 软件配合使用时所需的默认位置 (详见 [ADS127L21EVM-PDK](#) 工具页面)。如需使用外部时钟，请将跳线 J5 置于 1-2 位置。使用 CMOS 方波信号，其振幅等于 IOVDD (使用 PHI 板时为 2.5V) 且频率在 ADS127L21B 规定范围内。

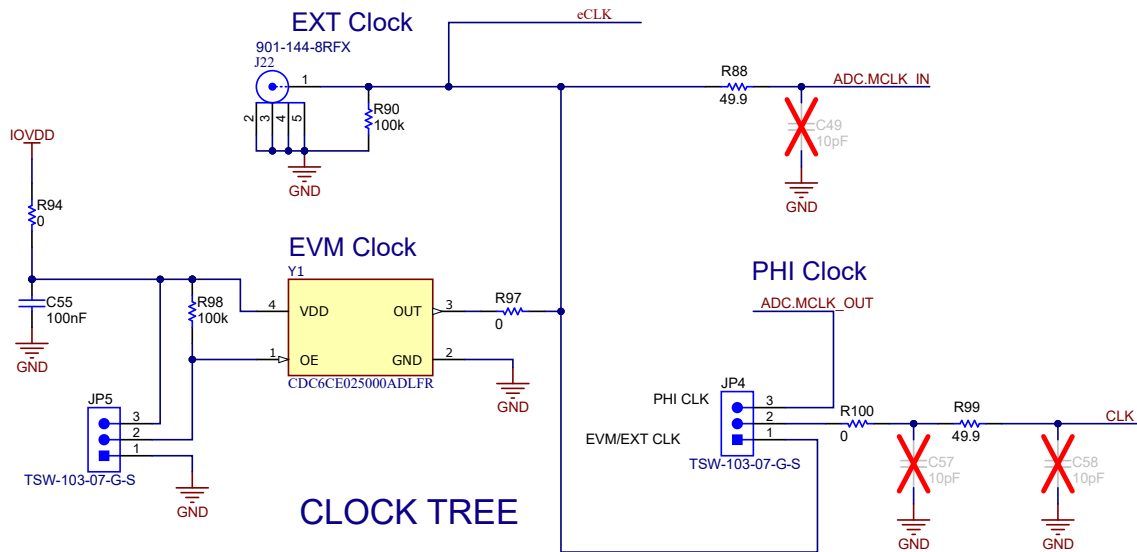


图 4-6. 时钟树原理图

4.2 软件要求

如 图 4-7 所示，此参考设计旨在与专用 [ADS127L21EVM-PDK-GUI](#) 软件一起使用。ADS127L21GUI 同时支持 ADS127L21 和 ADS127L21B。有关更多信息，另请参阅 [ADS127L21EVM-PDK 评估模块](#) 用户指南。

使用 GUI 配置 ADS127L21B 并选择 ADC 采样率。调整时钟频率以更改数据速率。

该 GUI 还会收集时域数据并自动计算 RMS 噪声。可以将 GUI 收集的数据下载下来，以便进行进一步的处理。

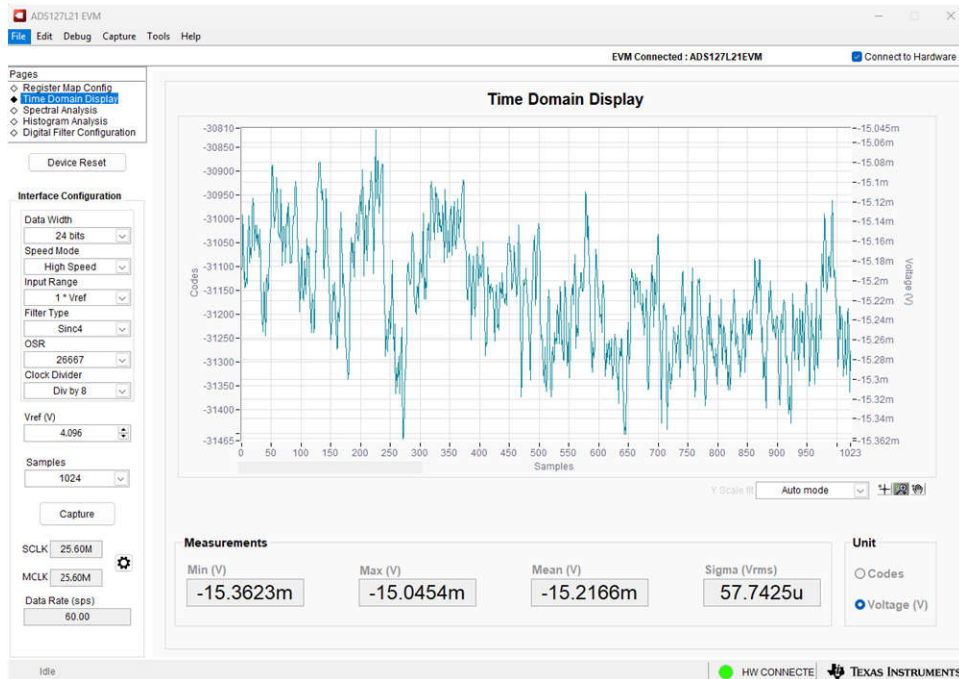


图 4-7. ADS127L21 EVM GUI

4.3 测试设置

该 PCB 通过 PHI 板进行评估，该评估板需连接到运行 ADS127L21EVM-PDK-GUI 软件的计算机上。

运行噪声和线性度测试需要以下元件：

- 参考设计 PCB
- PHI 控制卡
- 运行 ADS127L21B 软件的 PC
- $\pm 15V$ 电源
- 低噪声直流电源
- 8.5 位 DMM

按照图 4-8 中所示的步骤测量直流电压。

1. 将 PHI 控制器连接到 PCB
2. 使用 J21 将 $\pm 15V$ 电源连接到 PCB
3. 在 J2 的输入端和 GND_SENSE (TP19) 之间连接一台 8.5 位 DMM
4. 使用 J4、J5 和 J6 选择输入信号
5. 使用 J12 和 J13 选择可编程增益放大器的增益
6. 将精密直流电源连接到 SMA 输入连接器 J1

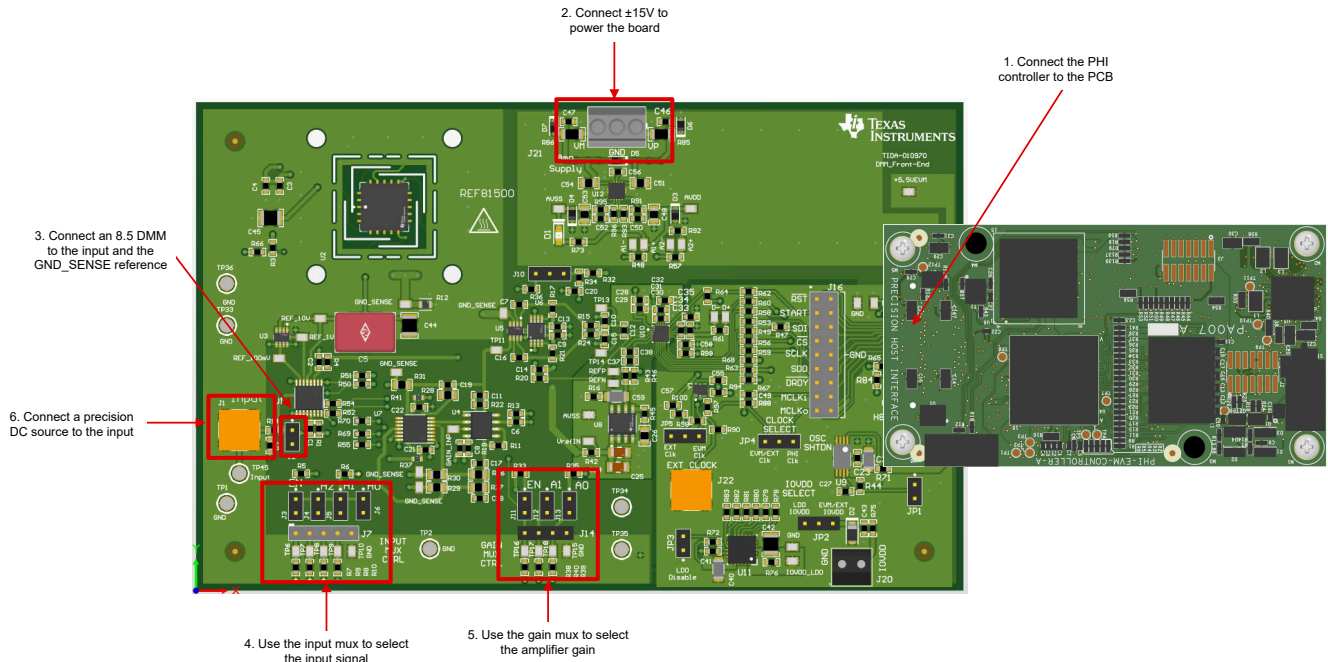


图 4-8. 使用 TIDA-010970 测量直流电压的测试设置

使用 SMA 连接器，使用尽可能最短的连接方式将精密直流电源连接到信号链的输入端。与引脚接头相比，SMA 连接器可降低耦合到信号链中的噪声，从而实现更高精度的测量。请使用 8.5 位 DMM，因为参考设计的测量精度目标为 7.5。选用分辨率高于信号链目标分辨率的万用表非常重要。若万用表与信号链分辨率相同，由于其自身存在误差，则无法评估信号链是否达到目标分辨率。

以 GND_SENSE 测试点 (TP19、TP20、TP42、TP43 或 TP44) 为基准进行校准和测量非常重要。REF81 以 GND 平面为基准。由于 REF81 会消耗大量电流，GND 平面上的微小电阻会导致可测量的压降，从而影响测量精度。

所有测量的测试结果均以 GND_SENSE 测试点为基准获得。

4.4 测试结果

以下 ADC 设置用于噪声和线性测试：

表 4-4. GUI 设置

设置	选择	GUI 位置
REF_RNG	高基准范围	寄存器映射配置 - CONFIG1
CLK_SEL	内部时钟运行	寄存器映射配置 - CONFIG3
VREF	4.096V	接口配置
速度模式	高速	接口配置
滤波器类型	Sinc4+Sinc1	接口配置
OSR	26667	接口配置
CLK 分频器	除以 8	接口配置
CLK 源	外部	时钟设置
CLK 频率	25.6MHz	时钟设置
SCLK 源	内部 (PHI)	时钟设置
SCLK 频率	25.6MHz	时钟设置
样片	1024	接口配置

如 图 4-7 所示，点击 SCLK 和 MCLK 频率旁边的齿轮图标，可找到时钟设置。表 4-4 中未显示的任何设置均保留为 GUI 的默认设置。经过这些更改后，计算出的数据速率设置为 60SPS。若需测试其他数据速率，例如 10PLC（工频周期）或 0.1PLC，请使用外部时钟源。连接外部时钟源时，请使用连接器 J22 并将 JP5 移至 1-2 位置。有关更多详细信息，请参阅 节 4.1.5。

4.4.1 积分非线性度测量

INL 测试需采用超低噪声源，以避免引入测量误差。由于本信号链具有高线性度特性，因此需要使用 8.5 位 DMM 来准确测量 INL。DMM 测量信号链输入信号，GUI 则测量 ADC 输出信号。将输出信号和调整后的输入信号进行对比。在整个输入范围内进行多点测量。

INL 可以小于本底噪声，因为该测量信号链专为低非线性度设计。对 N 次采样取平均值可将热噪声降低 \sqrt{N} 。当平均次数足够时，即可检测和测量出 INL。每个测量点均为 1024 次测量的平均值。

图 4-9 显示，在 10V 范围内，本参考设计测得的 INL 约为 1.1ppm。TIDA-010970 并非完整的 DMM 设计方案——完整的 DMM 设计还包含会引入非线性误差的其他信号链组件（如输入保护）。然而，TIDA-010970 已涵盖信号测量路径中最关键的组件。

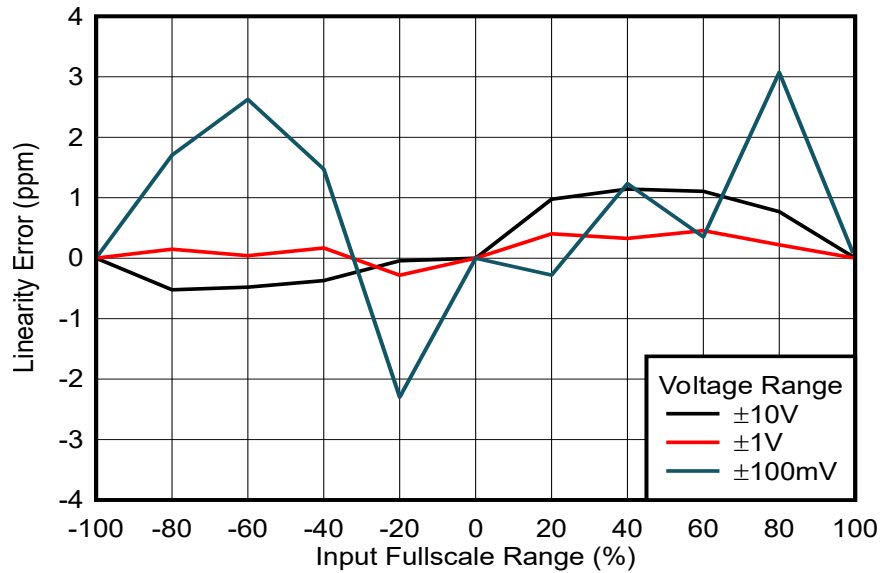


图 4-9. TIDA-010970 线性度误差与输入满量程范围间的关系

采用三点校准法计算 INL。此方法需要进行三次测量：零位、正满量程和负满量程。根据这三组测量数据可计算出两组系数：一组用于负量程范围的线性校正，另一组用于正量程范围的线性校正。通过这种线性校正方式可构建分段线性拟合。然后，通过将实际测量的输出与校准后的分段线性预期输出进行对比，即可计算出 INL。理论上，通过测量三个以上的点，可以构建一个具有两组以上系数的分段函数。但是，由于本系统的线性度较低，因此两组系数就已足够。

4.4.2 噪声仿真

图 4-10 展示了用于完整信号链噪声仿真的 TINA-TI 原理图。图 4-11 显示了仿真结果。DMM 的噪声指标通常以工频周期数 (PLC) 表示，这代表电力线频率的一个周期。PLC 值越高，意味着测量积分时间越长。例如，5 PLC 表示 DMM 进行了 5 个工频周期的测量。PLC 值越高，测量就越准确，但代价是测量时间会增加。在 60Hz 或 1 PLC 条件下，仿真噪声小于 $1 \mu V_{RMS}$ 。

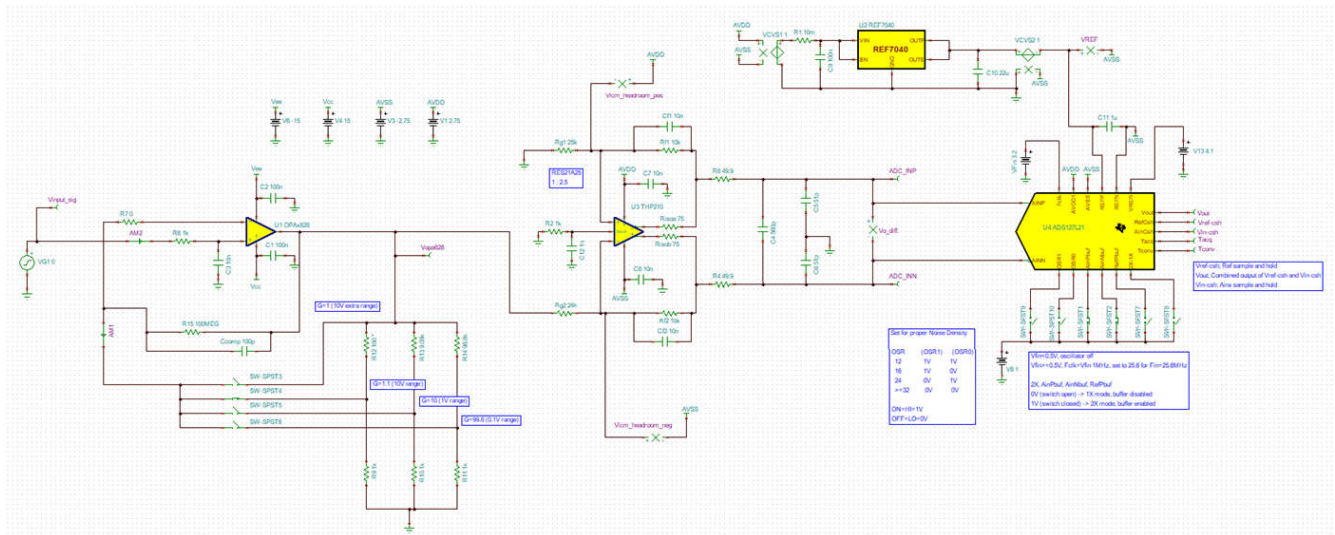


图 4-10. TIDA-010970 TINA-TI 仿真原理图

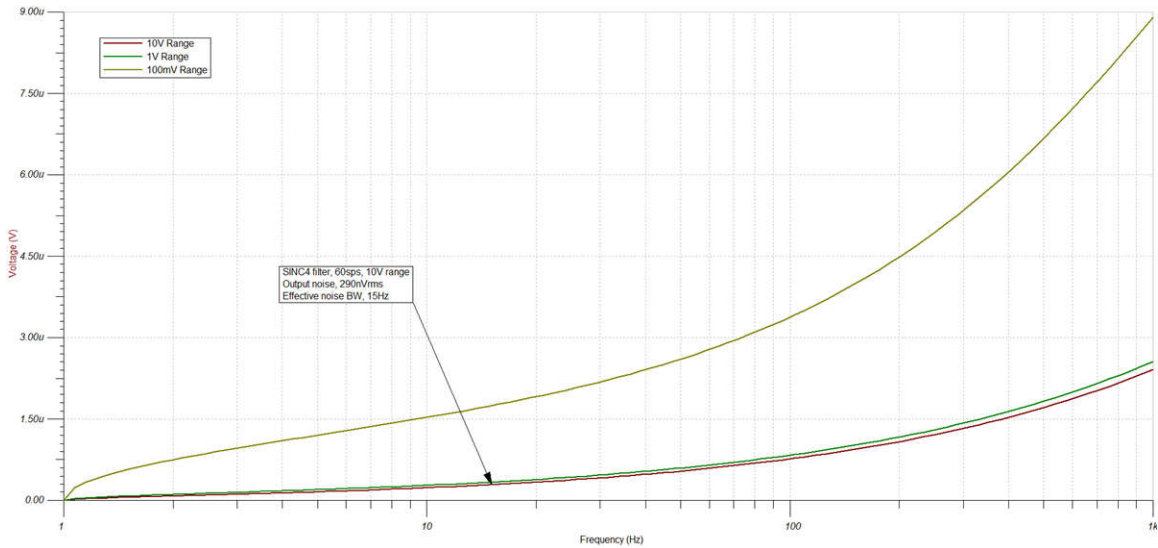


图 4-11. TIDA-010970 所有输入范围的总噪声

4.4.3 噪声测量

噪声也可以根据采样的数据计算得出。由于数据采集速率为 60SPS，因此 1 PLC 对应的 RMS 噪声可通过取所有样本的标准偏差来计算。图 4-12 显示了 $\pm 10V$ 范围内的测量结果。

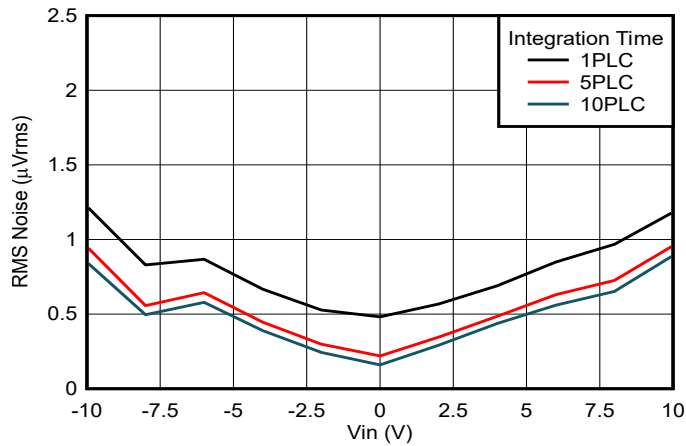


图 4-12. $\pm 10V$ 范围内 1 PLC、5 PLC 和 10 PLC 时的 RMS 噪声

对于 5 PLC、10 PLC 等更高数据率的噪声测量，需采用移动平均法（分别取 5 点与 10 点）。移动平均法相当于将 Sinc1 滤波器应用于数据。有关 $\pm 1V$ 和 $\pm 100mV$ 的结果，另请参阅图 4-12。

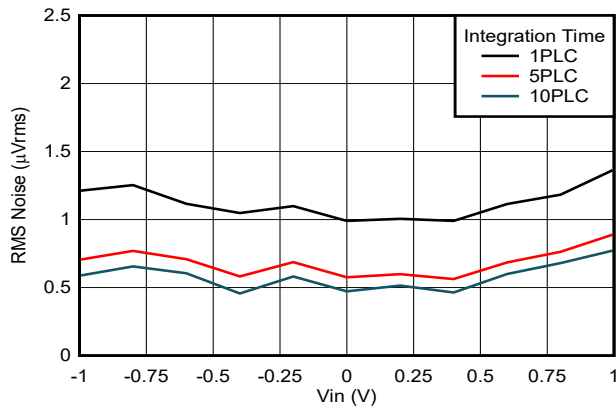


图 4-13. $\pm 1V$ 范围内 1 PLC、5 PLC 和 10 PLC 时的 RMS 噪声

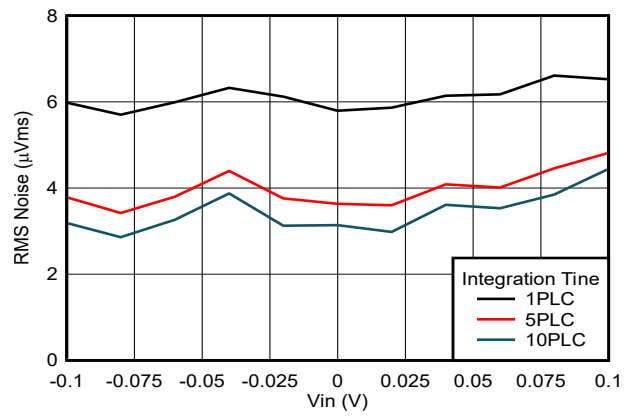


图 4-14. $\pm 100mV$ 范围内 1 PLC、5 PLC 和 10 PLC 时的 RMS 噪声

表 4-5. TIDA-010970 实测噪声与仿真数据对比

1 PLC 时的噪声	$\pm 10V$ RANGE	$\pm 1V$ RANGE	$\pm 100mV$ RANGE
实测噪声 (短路输入)	335nV _{RMS}	547nV _{RMS}	3.23 μ V _{RMS}
TINA-TI 仿真	290nV _{RMS}	337nV _{RMS}	1.74 μ V _{RMS}

4.4.4 结语

该参考设计包含三大设计目标：

1. 支持多个输入范围
2. 提供板载系统级校准功能
3. 展现低噪声和高线性性能

此设计采用可编程增益放大器，让用户可以在 $\pm 10V$ 、 $\pm 1V$ 和 $\pm 100mV$ 范围之间灵活选择。此参考设计还集成板载校准源 REF81，为整个信号链的校准提供稳定的基准电压。该设计还具有低噪声和低 INL 优势，在 $\pm 10V$ 范围内测得的噪声为 335nV_{RMS}，INL 为 1.1ppm。凭借低噪声与低 INL 表现，结合稳定校准源与多输入范围优势，本参考设计成为 DMM 电压测量路径的理想方案。

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010970](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010970](#) 中的设计文件。

5.2 工具

[ADS127L21 EVM 软件用户界面](#) 此参考设计旨在与适用于 ADS127L21 EVM 的专用 GUI 一起使用。

5.3 文档支持

1. 德州仪器，[REF81 温控精确电压基准 \(温度漂移 0.05ppm/°C，稳定性 < 1ppm \) 数据表](#)
2. 德州仪器，[ADS127L21B 512kSPS 高精度、24 位、宽带 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ ADC 数据表](#)
3. 德州仪器，[RES11A 匹配薄膜电阻分压器 \(具有 1k \$\Omega\$ 输入 \) 数据表](#)
4. 德州仪器，[RES21A-Q1 汽车类匹配薄膜电阻分压器 \(具有 10k \$\Omega\$ 输入 \) 数据表](#)
5. 德州仪器 (TI)，[ADS127L21EVM-PDK 评估模块用户指南](#)

5.4 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](#)。

5.5 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 作者简介

MAGGIE LEE 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发面向[测试和测量](#)应用的参考设计。Maggie 拥有加利福尼亚州理工学院电气工程学士学位 (学士)。作者在此向 **KEITH NICHOLAS**、**LUIS CHIOYE**、**CARRIE STOLL** 和 **CARL SCHARRER** 致谢，感谢他们对本参考设计给予的支持。

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 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月