



TI 参考设计

此项适用于可编程逻辑控制器 (PLC) 的双通道到通道隔离式通用模拟输入模块参考设计将精度和灵活性集于一身。它可以测量电压和电流，并支持热电偶、RTD 和 4 至 20mA 环路。它是一个高密度通用多通道模块，每个通道仅需要四个输入端子。

设计资源

TIDA-00550	设计文件夹
TIDA-00549	工具文件夹
ADS1262	产品文件夹
LMT01	产品文件夹
LM5017	产品文件夹
LM2903	产品文件夹
TPS7A4901	产品文件夹
TPS7A3001	产品文件夹
TPS7A4101	产品文件夹
TLV70433	产品文件夹
TPS61093	产品文件夹

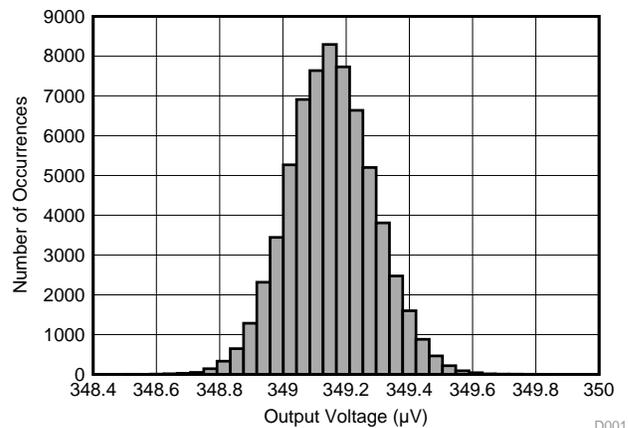
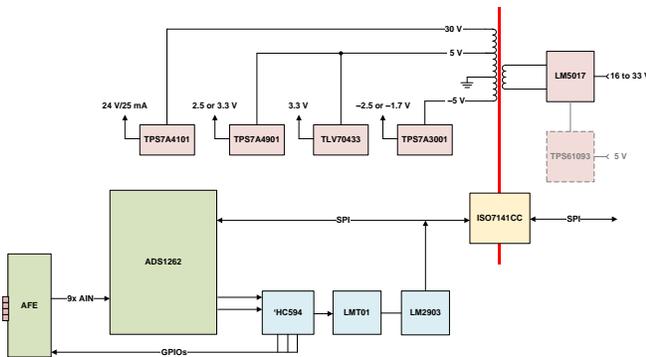
设计特性

- 测量值高达 $\pm 12V$
- 电流测量值高达 $\pm 55mA$
- 热电偶和 2 线、3 线、4 线 RTD 支持
- 4 至 20mA 环路电源
- 无源模拟前端
- 模拟带宽高达 1kHz
- 27.4 Ω 小负载电阻器
- 精度:
 - < 0.002% (25°C)
 - < 0.05% (-35°C 至 85°C)
- 同步 50Hz 和 60Hz 抑制
- IEC61000-4-5 II 类 (42 Ω 时 $\pm 1kV$)
- 支持 HART (需要 TIDA-00549 插件电路板)



符合应用

- 适用于 PLC 的隔离式多通道模拟输入模块



D001



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统主要技术参数
表 1. 系统主要技术规范

参数	技术规格				详细信息
隔离式通道数量	2				—
工作电压	初级输入 (J2)		次级输入 (BeagleBone)		3.7 节
范围	16V 至 33V		5V		3.7 节
每通道功耗	400mW				3.7 节
工作模式	高压测量				3.1 节、4.1 节
	低压测量				3.1 节、4.2 节
	电流测量				3.1 节、4.3 节
	4 到 20mA 回路				3.1 节、节 3.7.4、4.4 节、4.7 节
	冷端补偿热电偶				3.3 节、4.5 节
	2、3 和 4 线制 RTD 测量				3.9 节、4.6 节
模拟输入	电压, HV	电压, SE	电压, DIFF	电流	—
范围	±12.39V	±2.20V	±1.25V	±55mA	3.1 节、3.10 节
		±1.25V	±0.62V	±45mA	
		±0.62V	±0.31V	±22mA	
		±0.31V	±0.15V	±11mA	
		±0.15V	±0.07V	±5.5mA	
		±0.07V	±0.03V	±2.7mA	
输入阻抗	100kΩ	~1GΩ	~1GΩ	43Ω	3.1 节
输入精度					—
25°C	±0.001%	±0.0006%	±0.0006%	±0.002%	3.10 节
-35°C 至 85°C	±0.035%	±0.05%	±0.05%	±0.05%	3.10 节
回路电源	最小值: 24V 直流 (0 到 25mA)				节 3.7.4、4.7 节
热电偶精度 (25°C)	±0.7°C				4.5 节
RTD (3 线制) 精度 (25°C)	±0.07°C				4.6 节
信号	端子输入处 4 个 LED				3.4 节
浪涌瞬态抗扰度	EN 61000-4-5 2 级 (±1kV, 24A)				3.8 节
工作温度	-40°C 至 85°C				2 节
存储温度	-40°C 至 125°C				—
外形尺寸					—
每通道	93 × 27mm (3.66 × 1.06 英寸)				—
整个板	159 × 55mm (6.26 × 2.17 英寸)				—
HART 通信	由 TIDA-00549 提供支持				3.10 节

2 系统说明

TIDA-00550 通用模拟输入模块是一个多功能双通道到通道隔离式低输入端子点数的高性能设计。它包括一个高压、低压和电流测量信号路径。高压路径可与低压或电流路径平行使用。温度传感器（如电阻温度探测器 (RTD) 和热电偶 (TC)，包括冷端补偿 (CJC)）可以直接连接端子引脚。此外，4 到 20mA 回路无需额外电源即可支持远程传感器变送器。借助 TI 设计 TIDA-00549 可将 HART 通信添加到 4 到 20mA 回路中。

无源模拟前端 (AFE) 可避免测量信号的失真。因此，类似设计中所使用的运算放大器等有源组件的噪声得以消除。这种 BeagleBone Cape⁽¹⁾ 兼容设计可由外部 PLC 电源（16 到 33V）或直接从 BeagleBone Black (5V) 供电。

每个通道只使用 4 个隔离式通道，它们全都专用于数字接口 (SPI)。模式切换所需的通用输出引脚 (GPO) 由模数转换器 (ADC) 本身提供。用于冷端补偿的本地温度传感器的数据流与 ADC 共用同一个 SPI 隔离器。

4 个端子输入引脚可以承受 33V 连续电压（这一点在 PLC 电源电压接线错误时很重要），并能够耐受 EN61000-4-5 2 级 ($\pm 1\text{kV}$, 24A) 干扰。端子输入处的 4 个可见的蓝色信号 LED 让用户能够快速发现特定通道的选定模式。

隔离式开关和 TPS61093 支持 -40°C 到 85°C 的温度范围。所有其他器件可在 -40°C 到 125°C 的扩展温度范围内工作。TPS61093 在此设计中仅提供支持功能（将 BeagleBone 电压转换为 16.5V 电压），并不是设计不可或缺的一部分。

该板包括两个完全相同的通道。BeagleBone 板上的 AM3359⁽²⁾ Sitara 处理器通过两个独立的芯片选择信号 (CS0 和 CS1) 来区分这两个通道。图 1 中的框图只显示了一个通道。以下各节描述了各器件的功能。

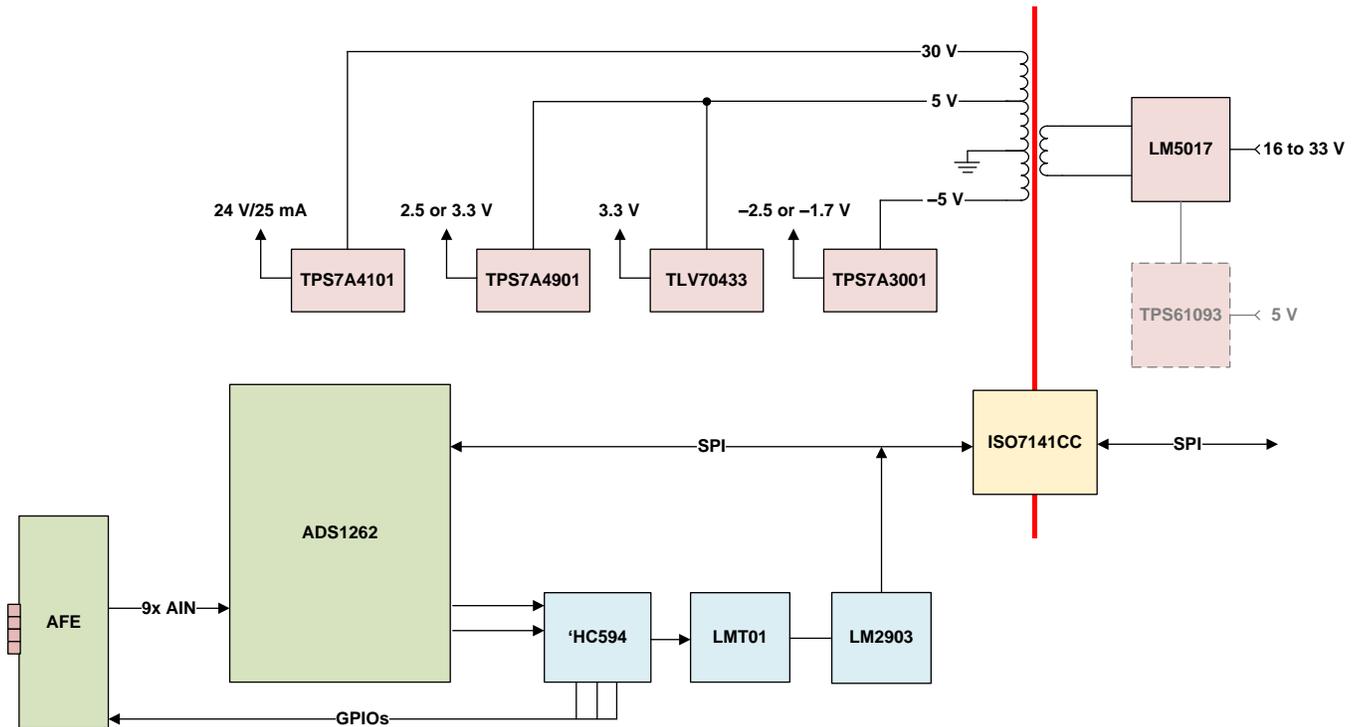


图 1. 框图 (1 个通道)

(1) 请参阅 https://github.com/CircuitCo/BeagleBone-Black/blob/master/BBB_SRM.pdf?raw=true 上的《系统参考手册》

(2) 请参见 <http://www.ti.com.cn/product/cn/AM3359> 上的产品文件夹

为便于您熟悉该物理板，图 2 展示了设计的接口组件。

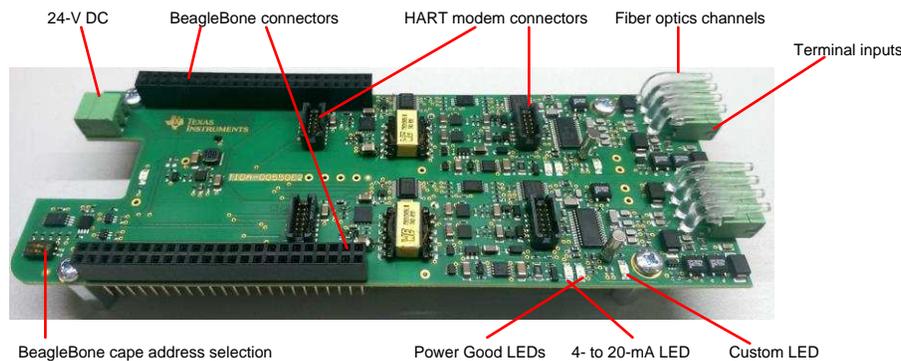


图 2. 物理板

2.1 主要产品

2.1.1 ADS1262

ADS1262 是一款低噪声、低漂移、38.4kSPS Δ - Σ ADC，带有集成的 PGA、电压基准和内部故障监视器。这种支持传感器的 ADC 可为要求极为严苛的传感器应用（包括称重秤、应变计传感器、TC 和 RTD 等）提供完整、高精度的单芯片测量解决方案。

ADC 由低噪声 CMOS PGA（增益为 1 至 32）、 Δ Σ 调制器以及可编程数字滤波器组成。AFE 非常灵活，它包含两个传感器激励电流源，适用于直接 RTD 测量。单周期稳定数字滤波器可最大限度提高多输入转换吞吐量，同时能够为 50Hz 和 60Hz 线路周期干扰提供 130dB 抑制。

ADS1262 采用 28 引脚 TSSOP 封装，可在 -40°C 至 125°C 的温度范围内完全额定运行。

2.1.2 ISO7141CC

ISO7141CC 可提供符合 UL 标准，持续时间长达 1 分钟且高达 $2500\text{V}_{\text{RMS}}$ 的电隔离，以及符合 VDE 标准的 4242V_{PK} 电隔离。ISO7141CC 是一款四通道隔离器，具有三个正向通道和一个反向通道。该器件在 5V 电源下，能够实现 50Mbps 的最大数据速率，在 2.7V 或 3.3V 电源下，能够实现 40Mbps 的最大数据速率，并且针对易产生噪声的应用，还在输入端集成了滤波器。后缀 CC 表示默认输出状态较高。

每个隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由二氧化硅 (SiO_2) 绝缘隔栅分离开来。与隔离式电源一起使用时，这些器件可防止数据总线或者其它电路上的噪声电流进入本地接地并且干扰或损坏敏感电路。此器件具有 TTL 输入阈值，可在 2.7、3.3 和 5V 电源下工作。通过 2.7 或 3.3V 电源供电时，所有输入均可耐受 5V 电压。

2.1.3 LMT01

LMT01 是一款高精度双引脚温度传感器，具备一个简单易用的脉冲计数接口，使其成为汽车、工业和消费市场领域中板载和非板载正温度系数 (PTC) 或负温度系数 (NTC) 热敏电阻的理想数字替代品。凭借数字脉冲计数输出以及在宽温度范围内实现高精度，LMT01 可与所有 MCU 配对，在降低软件开销的同时，无需担忧 ADC 质量不佳或供货短缺。TI 的 LMT01 在 -20°C 至 90°C 的宽温度范围内可实现 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 的稳定精度，同时具有极为精细的分辨率 (0.0625°C)，无需借助系统校准或软硬件补偿。

与其他数字集成电路 (IC) 温度传感器不同，LMT01 的单线制接口设计为直接与通用输入/输出 (GPIO) 或比较器输入相连，从而简化了硬件实施方案。同理，LMT01 的集成电磁干扰 (EMI) 抑制和双引脚简易结构使其成为板载和非板载温度感测的理想选择。LMT01 可提供模拟 NTC 或 PTC 热敏电阻的全部简便性，此外还具有更多其它优势，如数字接口、较宽额定性能范围、EMI 抗扰度和最小处理器资源占用等。

2.1.4 LM5017

LM5017 是一款 100V、600mA 同步降压稳压器，其集成了高侧和低侧金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。LM5017 所采用的恒定导通时间 (COT) 控制方案无需回路补偿，可提供出色的瞬态响应，并且可实现超高降压比。导通时间与输入电压成反比，这使得整个输入电压范围内的频率几乎保持恒定。高压启动稳压器为 IC 的内部运行以及集成栅极驱动器提供了偏置电源。

峰值电流限制电路可防止出现过载情况。欠压闭锁 (UVLO) 电路支持对输入欠压阈值和滞后进行单独编程。其他保护特性包括热关断和偏置电源欠压锁定 (VCC UVLO)。

2.1.5 LM2903

LM2903 包含两个独立的电压比较器，这些比较器可在宽电压范围内由单电源供电运行。如果两个电源之间的电压差位于 2V 至 36V 的范围之内且 VCC 比输入共模电压至少高 +1.5V 以上，那么它们也可以由双电源供电运行。电流漏极与电源电压无关。可将输出连接到其它集电极开路输出，以实现有线 AND 关联。

2.1.6 TPS7A4901

TPS7A49 系列器件是具有正高压 (36V)、超低噪声 ($15.4\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, 72dB PSRR) 的线性稳压器，可实现 150mA 的拉电流负载。

该系列线性稳压器包括一个兼容 CMOS 逻辑电平的使能引脚，以及支持自定义电源管理方案的电容可编程软启动功能。其他可用特性包括内置电流限制和热关断保护，用于在发生故障时保护器件和系统。

TPS7A49 系列在设计中采用了双极技术，非常适合高准确度、高精度测量仪器应用，在此类应用中，清洁的电压轨对最大限度地提高系统性能至关重要。这种设计使得该器件成为对运算放大器、ADC、数模转换器 (DAC) 以及其他高性能模拟电路供电的最佳选择。

此外，TPS7A49 系列线性稳压器还适用于后置直流/直流转换器稳压。通过滤除直流/直流开关转换所固有的输出电压纹波，更大幅度地提高了在灵敏仪器仪表、测试和测量、音频以及射频应用中的系统性能。

2.1.7 TPS7A3001

TPS7A30 系列器件是具有负高压 (-35V)、超低噪声 ($15.1\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, 72dB PSRR) 的线性稳压器, 可实现最高 200mA 的拉电流负载。

该系列线性稳压器包括一个兼容 CMOS 逻辑电平的使能引脚, 以及支持自定义电源管理方案的电容可编程软启动功能。其他特性包括内置电流限制和热关断保护, 用于在发生故障时保护器件和系统。

TPS7A30 系列在设计中采用了双极技术, 非常适合高准确度、高精度测量仪器应用, 在此类应用中, 清洁的电压轨对最大限度地提高系统性能至关重要。这种设计使得该器件成为对运算放大器、ADC、数模转换器 (DAC) 以及其他高性能模拟电路供电的极佳选择。

此外, TPS7A30 系列线性稳压器还适用于后置直流/直流转换器稳压。通过滤除直流/直流开关转换所固有的输出电压纹波, 更大限度地提高了在灵敏仪器仪表、测试和测量、音频以及射频应用中的系统性能。

2.1.8 TPS7A4101

TPS7A41 是一款能够耐受超高电压的线性稳压器, 不仅融合了耐热增强型封装 (MSOP-8) 的优势, 还能够承受高达 50V 的持续直流电压或瞬态输入电压。

TPS7A41 在与任何高于 $4.7\mu\text{F}$ 的输出电容以及高于 $1\mu\text{F}$ 的输入电容搭配使用时, 均可保持稳定 (在一定的温度和容差范围内)。鉴于这款器件的封装 (MSOP-8) 小巧且可能使用的输出电容也较小, 因此实现起来只需占用非常小的电路板空间。此外, TPS7A41 还提供了一个与标准 CMOS 逻辑兼容的使能引脚 (EN), 用于实现低电流关断模式。

TPS7A41 具有热关断和电流限制功能, 以便在故障情况下保护系统。MSOP-8 封装的工作温度范围为 $T_j = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C 。此外, TPS7A41 器件非常适合在电信和工业应用中利用中间电压轨生成低压电源; 该器件不但能够提供一个充分稳压的电压轨, 而且能够承受超高的快速电压瞬变并在其间保持稳压状态。这些特性相当于一套更为简单且经济高效的电气浪涌保护电路, 因此受到 PoE、偏置电源和 LED 照明等青睐。

2.1.9 TLV70433

TLV704 系列低压降 (LDO) 稳压器是针对功耗极端敏感型应用而设计的超低静态电流器件。静态电流在整个负载电流和环境温度范围内几乎保持不变。

TLV704 可在 2.5V 到 24V 的宽工作输入电压下工作。因此, 该器件是电池供电系统以及可能会经受很大线路瞬变的工业应用的极佳选择。

2.1.10 TPS61093

TPS61093 是一款兼具高集成度和高可靠性的 1.2MHz 固定频率升压转换器。该集成电路 (IC) 集成了 20V 电源开关、I/O 隔离开关以及功率二极管。当输出电流超过过载限制时, IC 的隔离开关打开, 以将输出与输入断开, 从而保护 IC 和输入电源。在关断期间, 隔离开关也会断开输出与输入之间的连接, 以最大限度降低泄漏电流。当 IC 关断时, 输出电容会通过内部二极管放电至低电压电平。其他保护特性包括逐周期 1.1A 峰值过流保护 (OCP)、输出过压保护 (OVP)、热关断以及 UVLO。输出电压最高可升压至 17V。

3 系统设计原理

3.1 AFE

ADS1262 是一款高性能 32 位 $\Delta\Sigma$ ADC。这使得连接的 AFE 既简单又经济高效。内置 PGA 可将模拟输入信号放大 1 倍、2 倍、4 倍、8 倍、16 倍或 32 倍，从而能够使用整个 ADC 测量范围。该 AFE（请参见图 3）有三个独立输入路径：

- 高压输入
- 低压输入
- 电流输入

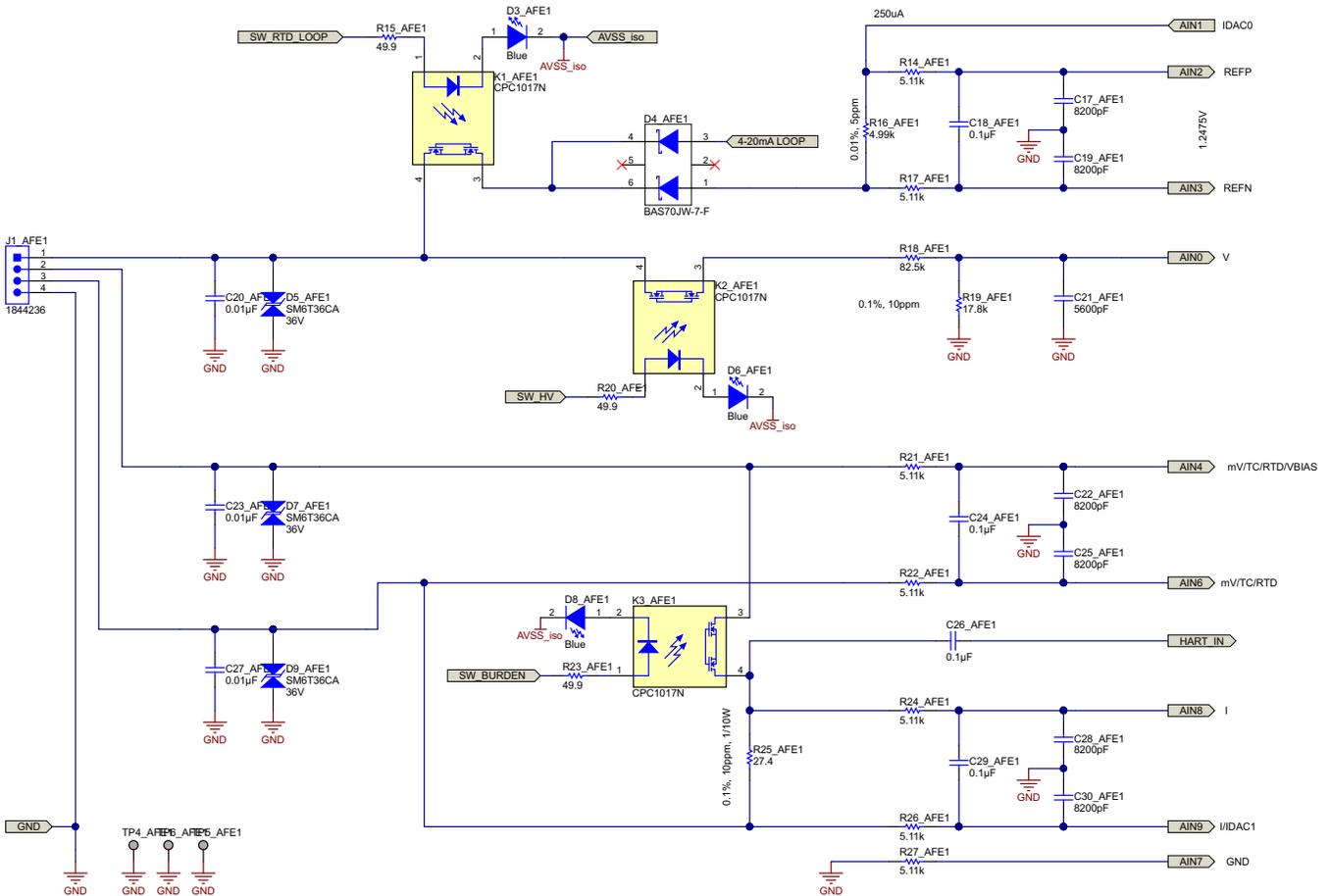


图 3. AFE 原理图

对此类通用设计而言，每通道具有较低的低端子输入点数以减少模拟输入模块端子的占用空间是一项基本要求。由于支持 RTD 4 线制连接模式，因此可提供的最小输入点数为 4。

另一方面，ADC 必须拥有多个输入通道，以尽可能分隔输入路径，保持更高性能。ADS1262 具有 10 个模拟输入通道，这对于本设计而言已足以够用。

然而，需要一些信号切换来将所有支持的测量模式精简为四个端子输入。三个隔离式开关（来自 IXYS 的 CPC1017Ni 型 K1、K2 和 K3）用于根据所选模式路由 I/O 信号。表 2 中列出了每个端子的功能，图 4 则显示了硬件上的端子引脚编号分配。有关模式控制的更多信息，请参见 3.4 节。

表 2. 端子功能概述

端子输入	V	mV (SE)	mV (DIFF)	电流	TC	RTD (2 线制)	RTD (3 线制)	RTD (4 线制)	4 到 20mA 回路
T1	V	—	—	—	—	连接至 T2	连接至 T2	RTD++	Loop+
T2	—	mV	mV+	mA+	TC+	RTD+	RTD+	RTD+	Loop-
T3	—	GND	mV-	mA-	TC-	RTD-	RTD-	RTD-	连接至 T4
T4	GND	连接至 T3	GND	GND	—	连接至 T3	RTD--	RTD--	连接至 T3

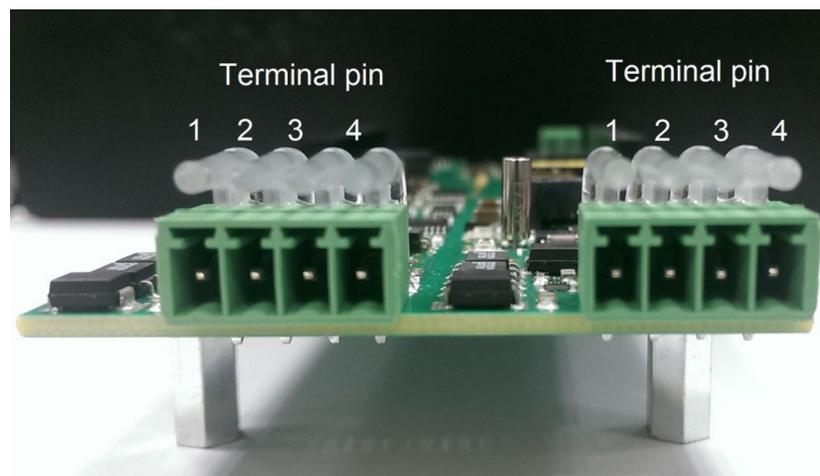


图 4. 端子引脚分配

图 5 中显示了每种模式的连接。

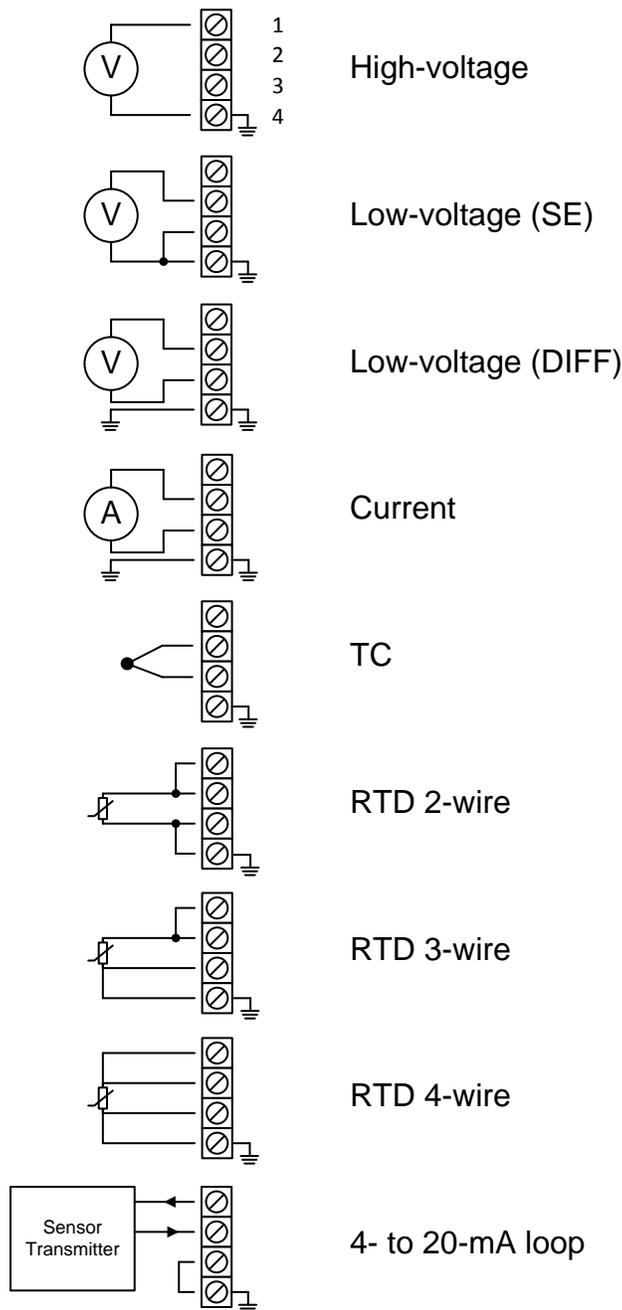


图 5. 连接图

由于具有独立的输入路径，高压模式可以与低压或电流输入并联运行，这使得这种设计更加灵活，并将可用通道数扩大两个。

从保护角度看，此 AFE 的设计符合 IEC61000-4-5 2 类标准。它可以耐受 $\pm 1\text{kV}$ (24A) 浪涌脉冲。请参阅 3.8 节，了解有关保护的详细信息。

以下各小节将分别介绍每个端子引脚的用途。

3.1.1 端子输入 T1

端子引脚 T1 用于

- 高压模式下的电压输入
- 4 到 20mA 回路模式下的 24V 输出
- RTD 模式下的励磁电流输出

在高压模式下，隔离式开关 K1 处于打开状态，K2 处于关断状态。 $\pm 12V$ 的电压通过 R18:19 电阻分压器进行衰减后，可将输入电压转换为 ADS1262 输入范围内的电压。输入电阻大约为 100k Ω ，但可以根据需要增加。请参阅 4.1 节，了解更多信息和测试结果。

在 4 到 20mA 回路模式下，隔离式开关 K1 将处于关断状态，K2 处于打开状态。24V 标称回路电压流经 D4（引脚 3-4），K1 最终在 T1 处可用。

在 RTD 模式中，开关状态与回路模式中的状态相同。ADC 电流源 IDAC0 从内部连接至 AIN1。对 RTD 执行比例式测量，这意味着流经 RTD 的电流也会流经精密基准电阻 R16。R16 的压降用作 ADC 的基准电压。ADS1262 的最小可接受基准电压是 0.9V。如果 $R16 = 4.99k\Omega$ ，励磁电流 = 250 μA ，则基准电压为 $U = R \times I = 4.99k\Omega \times 250\mu A = 1.2475V$ 。

但遗憾的是，通过 R_{REF} 和 R_{RTD} 的电流不会 100% 相同。在 85 $^{\circ}C$ 时，在负载电压 V_L 为 60V 的负载引脚（交换信号）处，K2 的泄漏电流大约为 4nA。另一个有电流损失的组件是 TVS 二极管 D5。在 85 $^{\circ}C$ 时，在击穿电压 V_{BR} 为 30.8V 时，泄漏电流通常为 1nA。然而，在 RTD 测量期间，K2 和 D5 上的最大电压都约为 950mV，远小于 V_L 和 V_{BR} 。这意味着泄漏电流可能会小得多。不过，在最高电压下， I_{RTD} 与 I_{REF} 的误差为 0.0002%，因此在高压下可以忽略不计。

4 到 20mA 回路泄漏不是问题，因为电流泄漏是在电流到达传感器变送器之前发生的。

3.1.2 端子输入 T2 和 T3

T2 和 T3 用作几乎所有测量模式的输入（高压模式除外）。此输入被内部拆分到电压路径和电流路径中。

电压路径可测量低压（单端或差分）、TC 电压和 RTD 电压。没有额外半导体相连接，这意味着只有截止频率为 142Hz 的差分抗混叠滤波器才能将系统输入与 ADC 输入分开。这样一来就避免了误差来源，如放大器引入的噪声、偏移或失真等。信号的输入范围为 $\pm 2.2V$ （PGA 被禁用时，为 $\pm 2.5V$ ）。PGA 可以将输入信号放大 1 倍、2 倍、4 倍、8 倍、16 倍和 32 倍，从而引入可由软件编程的多个输入范围。

由于抗混叠滤波器的组件位于信号路径中，因此应使用高性能器件。C22、C24 和 C25 为 C0G/NP0 类型的电容器，容差为 5%。电阻是 1% 的金属膜。

电流路径抗混叠滤波器使用与电压路径相同的参数。负载电阻器 R25 将待测电流转换为 ADC 输入可接受的比例电压。当隔离式开关 K3 关断时，特定通道处于电流模式；否则，通道处于电压模式。

对电压和电流路径使用不同的 ADC1262 输入对的好处在于，在电流模式下不会测量 K3 上的压降，但由此会导致使用更多的模拟输入通道。K3 的开关导通电阻 R_{DSON} 随温度的变化而在 3 到 16 Ω 之间变化，这使得高精度测量变得不可能。在此设计中，仅测量了 R25 上的压降，这意味着测量的精度将仅取决于此组件。此设计使用了一个 0.1%（即 10ppm）的器件。R25 的参数取决于系统要求。有关此设计中使用的组件的测试结果，请参阅 4.3 节。

电流模式也用于测量 4 到 20mA 回路。此外，它还通过 C26 向 HART 调制解调器插件板 (TIDA-00549) 提供 HART 电压信号。

3.1.3 端子输入 T4

T4 是系统的接地端。所有地基信号都必须参考 T4。浮动信号（例如来自 TC 的信号）将不会连接此引脚。因为 ADS1262 的标称模拟电源电压是 $\pm 2.5V$ ，所以它也是模拟输入范围的中点。

3.2 数据转换器

ADS1262 是系统的核心部分，该器件是一个高性能 32 位 $\Delta\Sigma$ ADC。它可提供 ADC 信号链所需的高集成度重要组件，如 PGA、MUX 或高精度低噪声电压基准。这有助于降低成本和复杂性，减少模拟输入模块的占用空间。由于 ADC 的高动态范围和双极性输入，可实现无源 AFE，这将避免额外的噪声源。

尽管 ADS1262 已经在系统中包括了一个高精度内部时钟 (7.3728MHz $\pm 2\%$) 和一个频率偏差为 $\pm 50\text{ppm}$ （等于 $\pm 0.005\%$ ）的精密晶体，但是否需要这一高精度外部晶体则视具体应用而定。

3.3 CJC

CJC 是正确测量 TC 所必需的⁽¹⁾。在端子螺丝上测得的局部温度将添加到 TC 测得的温度中，以获得 TC 上的正确温度。局部温度通过 LMT01 测量。2TO-92 封装可以方便地测量端子块上实际产生的冷端温度（请参见图 6）。两个大焊盘（无阻焊层）热连接到 T2 和 T3 以尽可能准确地反映端子螺丝上的温度。LMT01 粘在焊盘上，使 T2 和 T3 的温度同等影响 LMT01。

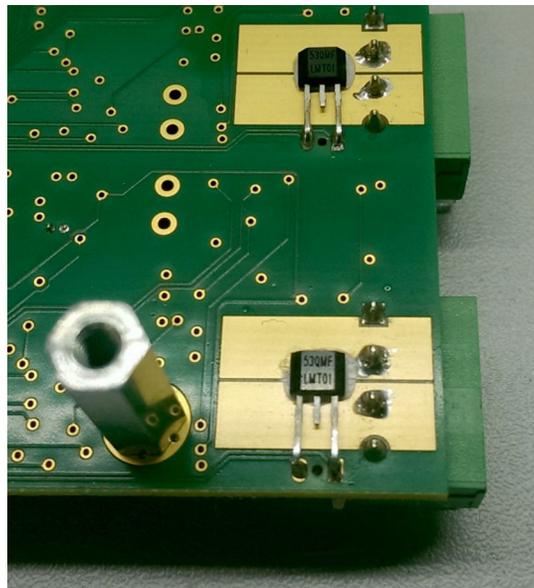


图 6. LMT01 安装

⁽¹⁾ 有关理论方面的更多信息，请参见 TIDA-00189 设计指南隔离式回路供电热电偶变送器第 5 节 (TIDU449)

数字脉冲序列输出通过两个不同电流（ $34\mu\text{A}$ 表示逻辑“0”， $125\mu\text{A}$ 表示逻辑“1”）提供其（数字）信息。通过测量 LMT01 输出上连接的负载电阻器 R7 的压降 V_{DROP} ，可以提取这些信息。假设电阻值为 $1.65\text{k}\Omega$ ，则电压为 $U = R \times I = 1.65\text{k}\Omega \times 34\mu\text{A} = 56\text{mV}$ （“0”）和 206mV （“1”）（请参见图 7）。

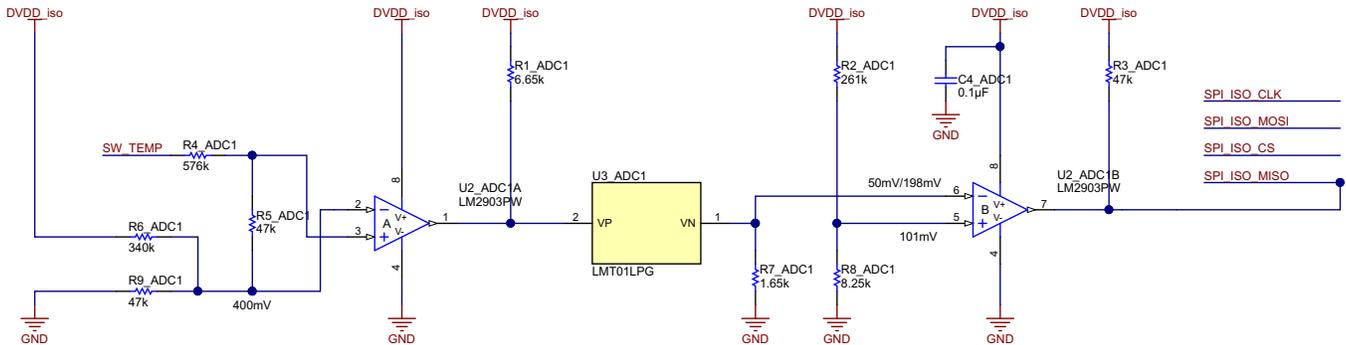


图 7. LMT01 原理图

此信息调制到 SPI MISO 线路中，从而省去一个隔离式通道。软件可确保 ADS1262 MISO 线路和 LMT01 输出互不干扰。一旦启用 LMT01，则每隔大约 100ms，它就会推送一个包含温度信息的新脉冲序列。脉冲序列的长度（脉冲计数）取决于温度值，介于 1（对应 -49.9375°C ）到 4096（对应 205.9375°C ）个脉冲之间。假设标称脉冲频率为 88kHz ，最高设计工作温度为 125°C （2812 个脉冲），则一个脉冲序列的最大长度为 $88\text{kHz}^{-1} \times 2812 = 32\text{ms}$ （图 8 显示了 25°C 时的截图（1204 个脉冲 = 13.6ms ））。

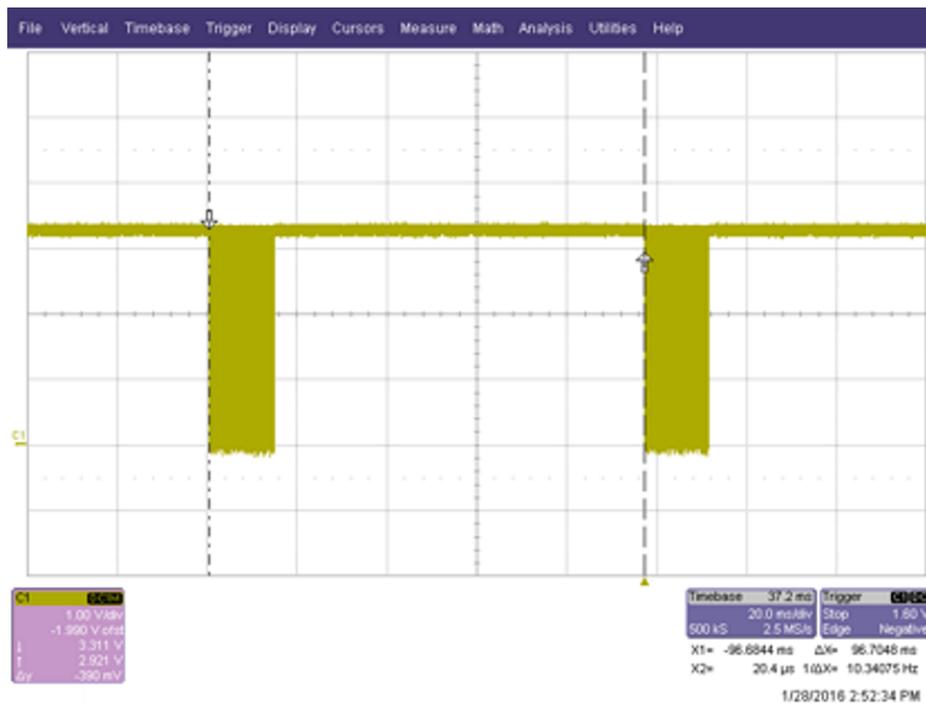


图 8. 25°C 时的 LMT01 脉冲序列

在 125°C 时，两个脉冲序列之间最小不活动时间大于 68ms。这个时间足够在测量后关闭 LMT01（请参阅 3.5 节了解如何控制 LMT01）。图 9 显示了 LMT01 的启用、一个脉冲序列以及 LMT01 的禁用。禁用时间非常关键，需要短于 68ms。否则会启动第二个脉冲序列，从而干扰 SPI 通信。该范围显示的时间是 65ms，这是未对 GPO 切换进行优化处理的情况。

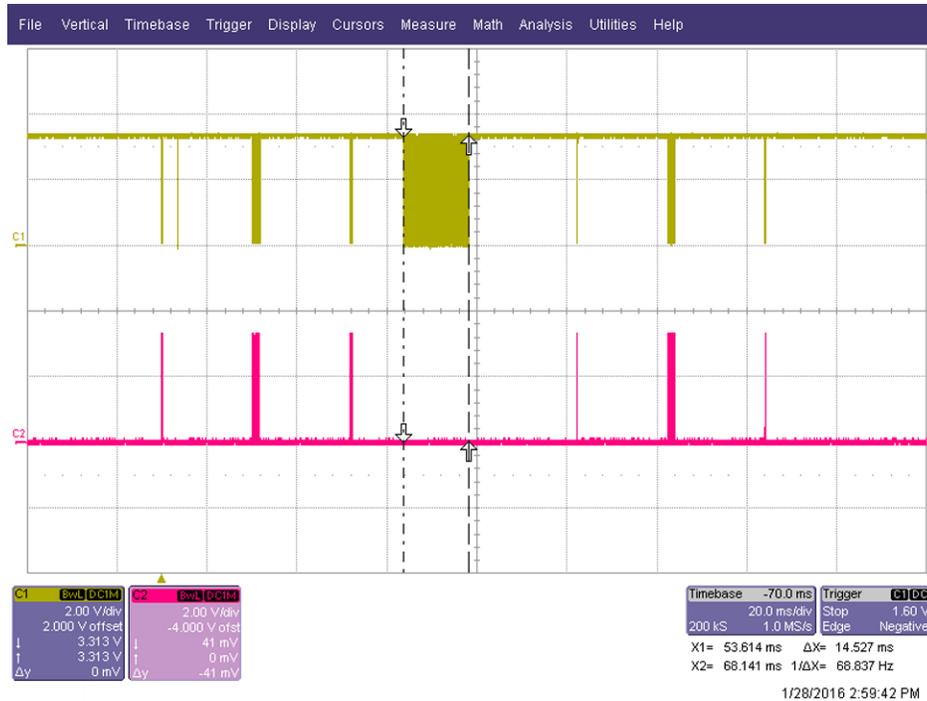


图 9. 控制 LMT01

图 7 中的双比较器 LM2903 将脉冲序列信号注入 MISO 线路，并打开和关闭 LMT01。当比较器的负输入电压小于正输入电压时，其开漏输出为高阻态。

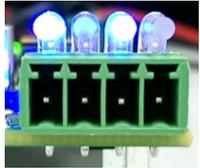
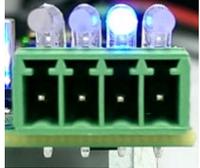
对于比较器 U2B，当 LMT01 未加电时情况也是如此，因为脉冲序列负载电阻器 R7 接地。因为正输入的电压固定在 100mV 左右且高于负输入，所以输出为高阻态。当启用 LMT01 时，比较器直接将输入脉冲序列复制到输出，但 CMOS 兼容电压为 0V（低）和 3.3V（高阻态）。

LM2903 的第二个比较器用于将来自 ±2.5V 范围的信号 SW_TEMP 转换为 0V 或 3.3V 以打开和关闭 LMT01。当 GPO 较低时，启用比较器输出，并将 LMT01 的引脚 VP 拉低（禁用）；否则，输出为高阻态，通过 R1 给 LMT01 供电。

3.4 信号

每个通用输入通道都配备了四个蓝色的模式 LED 灯（D1、D3、D6 和 D8），这些 LED 灯使用光纤通道传输 LED 光，因此在机箱外也能看到。四个 LED 灯中的其中三个（D3、D6 和 D8）与三个光学开关（K1、K2 和 K3）串联。这将节省控制信号，并在电流流经开关（导通）时提供直接反馈。第四个 LED（D1）可通过 GPIO 扩展器进行软件编程。如表 3 所示，所有模式都可以通过 D3、D6 和 D8 进行清楚地解码。可以实施一种增强功能，即在低压或 TC 模式下手动打开二极管 D1，以在每种模式下提供反馈（在这种模式下开关也是关闭的）。

表 3. 模式 LED 灯分配

模式	D3	D6	D8	D1	LED
4 到 20mA 回路模式启用	打开	关闭	打开	打开/关闭	
RTD 模式启用	打开	关闭	打开	打开/关闭	
电流模式启用	关闭	打开/关闭	打开	打开/关闭	
高压模式启用	关闭	打开	打开/关闭	打开/关闭	
低压或 TC 模式启用	关闭	打开/关闭	关闭	打开/关闭	

请注意，高压模式可以与电流模式和低压或 TC 模式并行工作；因此，D6 在这里可以打开也可以关闭。

板上还有另外三个分别对应每个输入通道的状态 LED 灯（D2、D12 和 D14）以及一个全局状态 LED 灯（D11），用来提供有关电源电压和已启用特性的反馈。当电路板装入机箱中时，您将无法从外面看到状态 LED 灯。表 4 显示了每种状态 LED 灯的功能。

表 4. 状态 LED 灯分配

LED	颜色	功能
D2	红光	软件可编程
D11	绿光	24V 直流电可用
D12	绿光	4 到 20mA 回路启用
D14	绿光	DVDD 可用 (3.3V)

D11 用于指示初级电压（来自 PLC 后端电源的 24V 直流电）反馈，而 D14 可用来验证是否有合适的隔离电压（隔离式电源是否工作正常）。没有单独的模拟电源轨 ($\pm 2.5V$) 指示。

3.5 隔离式通用输出

TIDA-00550 需要至少六个控制信号以便在不同模式之间切换。该设计采用 ADS1262 的可编程 GPIO 以节省额外隔离器通道的成本。两个可用的 GPIO 控制一个 SN74HC594 移位寄存器，以提供六个所需的输出。此移位寄存器的优势是以较低成本支持 $-40^{\circ}C$ 到 $125^{\circ}C$ 的扩展温度范围。ADS1262 的两个 GPO (AIN5 和 AIN7) 都用于提供简单的同步串行总线来驱动 SN74HC594。AIN5 (或 GPIO2) 将用作时钟，而 AIN7 (或 GPIO4) 将用作数据线路。两个引脚均通过向 ADS1262 GPIO 数据寄存器 (GPIODAT) 执行写入操作来进行控制。任意 GPO 的每一次电平变化都将需要主控制器进行独立的 SPI 传输，这是可以接受的，因为 TIDA-00550 模式很少改变。图 10 显示了与扩展器串行总线的连接。

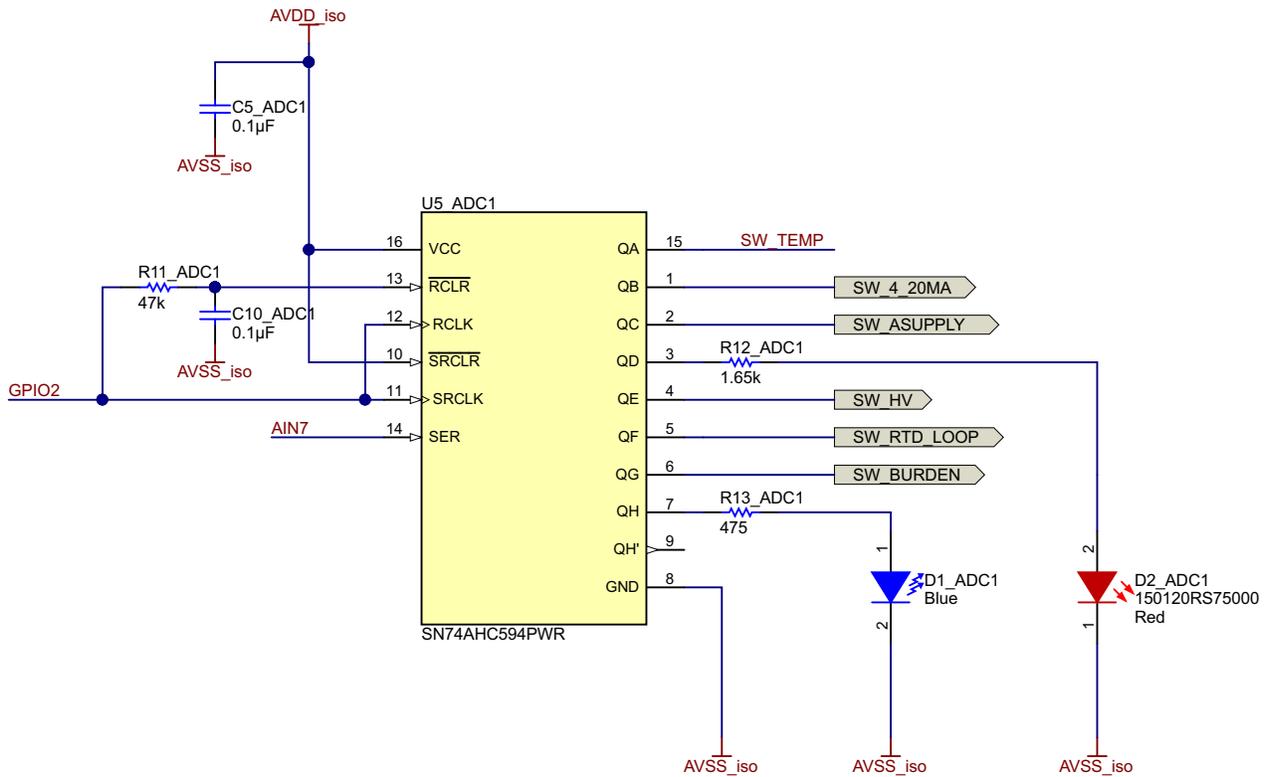


图 10. 驱动 GPIO 扩展器

图 11 显示了一个波形截图。信号 C1 在扩展器的引脚 11 (SRCLK) 处测得，C2 在引脚 13 (#RCLR) 处测得，C3 在引脚 14 (SER) 处测得。

请注意，SN74HC594 将连接到 ADS1262 的 AVDD/AVSS，以将 GPO 电平驱动为低电平 (AVSS) 和高电平 (AVDD)，如图 11 中所示。



图 11. GPIO 存取波形

为了在工作模式改变期间提供安全的设计行为，将首先清除所有输出寄存器，移入新数据，最后将新数据传递给输出。

1. 设置 C1 (SRCLK) 低电平 → RC (R11、C10) 网络放电。
2. 等待 C2 (#RCLR) 变为低电平（输出缓冲区清空）。
3. 输入新数据字节；确保时钟信号的高脉冲短促，以避免 RC 网络通电（在本例中，时钟频率约为 5kHz）。
4. 设置 C1 高电平（RC 网络通电）。
5. 等待 C2 (#RCLR) 变为高电平。
6. 应用一个附加时钟脉冲，以将新数据输入到输出寄存器。
7. 保持 C1 高电平，直到与 GPIO 扩展器进行下一次通信。

整个过程大约需要 42ms，但可以通过改变 RC 网络的 τ 来调整该时间。图 12 显示了一个示例通信。在这种情况下，将启用高压模式。通过发送值 0x10（最高有效位优先），SN74AHC594 的输出 QE（高压模式启用）将被驱动为高电平。

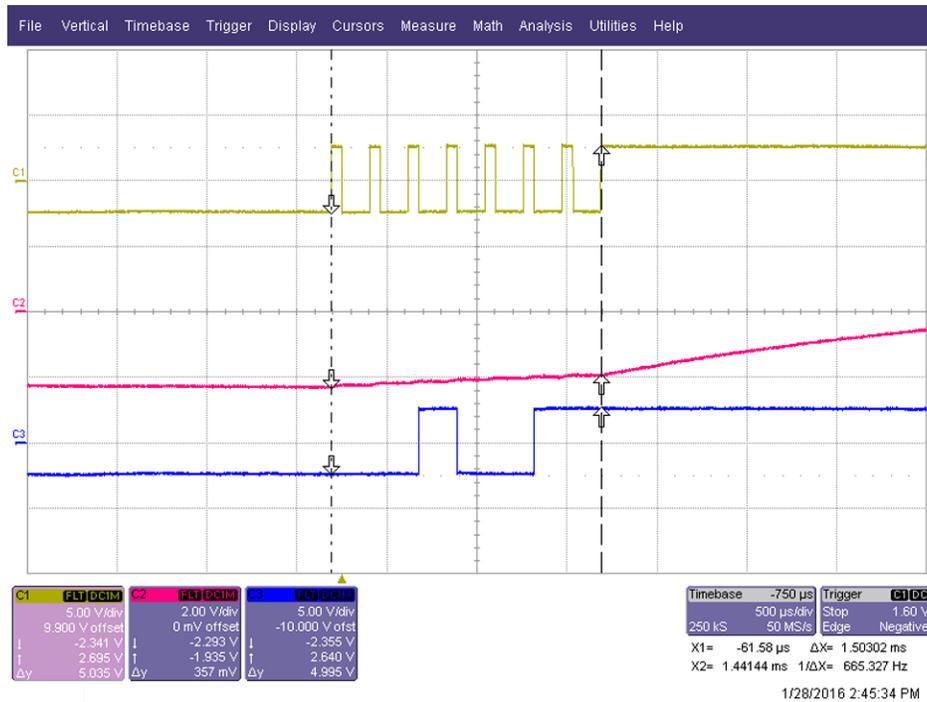


图 12. GPIO 扩展器数据移位

通过 GPIO 扩展器输出选择不同的模式。表 5 提供了有关 GPO 模式的信息以用于设置特定模式。

表 5. GPO 信号到模式映射

GPO 信号	V	mV	TC	4 到 20mA 回路	RTD
SW_TEMP	0	0	0/1 ⁽¹⁾	0	0
SW_4_20MA	0	0	0	1	0
SW_ASUPPLY	0	0	0	0	1
SW_HV	1	0	0	0	0
SW_RTD_LOOP	0	0	0	1	1
SW_BURDEN	0	0	0	1	0

⁽¹⁾ 信号 SW_TEMP 可启用 LMT01，并且偶尔才会被启用。当正在进行局部温度测量时，不能执行 TC 测量。请参阅 3.3 节。

3.6 数据隔离

ISO7141CC 隔离现场和 PLC 侧之间的数据。它支持四个通道，这是支持 4 线制 SPI 所需的最小数量。尽管配备了使能功能，但 ISO7141CC 始终处于打开状态。原因在于，来自局部温度传感器 LMT01 的脉冲序列虽独立于 SPI 总线传输，但二者共享 SPI_MISO 线路。不过，仍然可以通过来自主机处理器的附加 GPO 来启用或禁用隔离器以节省电力。

由于多个通用输入通道可能共享一个 SPI，因此 SPI_MISO 线路仍必须受 SPI_CS 信号控制。组件 U4 是一个单门缓冲器 SN74LVC1G125，如果 SPI_CS 为低电平，则传递 SPI_MISO 信号。脉冲序列信号与 SPI_CS 信号不同步，因此当预计有来自 LMT01 的脉冲序列时（LMT 启用），必须独立监测脉冲序列信号。

3.7 电源

电源部分可拆分成 PLC 侧器件和现场侧器件。为了给电路板供电，将从 PLC 侧提供 24V 直流标称电压（工作范围：16V 至 33V 直流电）。由于电路板功耗较低（< 400mW），因此未从现场侧提供电源连接以避免需要提供额外的保护。

3.7.1 输入级

这种 TI 设计可通过两种方式供电。首选方式是将标称 24V 直流电连接到 J2。当该板与 BeagleBone Black 结合使用时，可通过接头 P9 提供的 5V 直流电供电。TPS61093 是一款 17V 直流升压转换器，可将 5V 直流电升压至大约 16.5V 的直流电（仍处于可接受的电源电压范围内）。如果在连接器 J2 上检测到有效电压，则会禁用升压转换器。如果该板具有来自任一输入的适当输入电压，则状态 LED 灯 D11 亮起。

3.7.2 隔离式电源

提供的输入电压通过 PI 滤波器进行双向滤波，然后直接连接到恒定导通时间同步降压稳压器 LM5017。该稳压器会将输入电压降压至 10V。这一电压水平足以支持 LM5017 内部 LDO 由次级电压供电运行，而无需更高的输入电压，从而可降低 LM5017 的功率耗散。转换器所采用的开关频率约为 264kHz，以保持较高效率并使谐波远离灵敏的 ADS1262 调制频率 (f_{MOD}) 921.6kHz。距离最近的两个谐波为 793kHz（第三谐波）和 1.057MHz（第四谐波），而 f_{MOD} 大致位于这两者的中间。

转换后的电压连接到 Würth Electronics 公司提供的定制变压器的初级绕组上（请参阅 5.2 节，了解可订购的器件号）。它在次级侧提供以下电压：

- 适用于 24V 直流回路电源的 30V 直流电
- 适用于 3.3V 直流数字电源 (DVDD) 和 2.5V 直流模拟正轨 (AVDD) 的 5.6V 直流电
- 适用于 -2.5V 直流模拟负轨 (AVSS) 的 -5.6V 直流电

3.7.3 负载点 (POL) 电源

来自变压器的三个电压通过标准二极管整流，然后传送到 LDO。

LDO TLV70433 (U13) 提供 3.3V 直流电以便为 ADS1262、ISO7141CC 和 LM2903 的数字器件供电。

TPS7A4901 (U14) 和 TPS7A3001 (U16) 为高性能 LDO，为 ADS1262 的模拟部分提供正电压 (AVDD) 和负电压 (AVSS)。这种电源允许直接测量双极信号而无需附加信号。

AVSS 的范围可以是 -2.5V 直流至 0V，而 AVDD 必须始终为 AVSS + 5V 直流。这样一来，单极和双极电源均受支持。本设计中 ADS1262 的默认模拟电源为 $\pm 2.5V$ 直流，但 TIDA-00550 能够将此电源转换为 -1.7V 直流和 3.3V 直流。提供此功能的主要原因是为了支持 RTD 测量（请参阅节 3.7.4 以了解更多信息），但又不仅限于此。GPO 信号 SW-ASUPPLY 负责选择电压（低 = $\pm 2.5V$ 直流，高 = -1.7V 直流和 3.3V 直流）。它驱动每个轨上的 MOSFET，从而改变每个 LDO 反馈电阻器的比率，并以这种方式设定目标电压。两个电压不可能同时切换，否则会导致 4.2V 到 5.8V DC 范围内偏低和偏高的电压。ADS1262 可以安全地处理此电压范围。

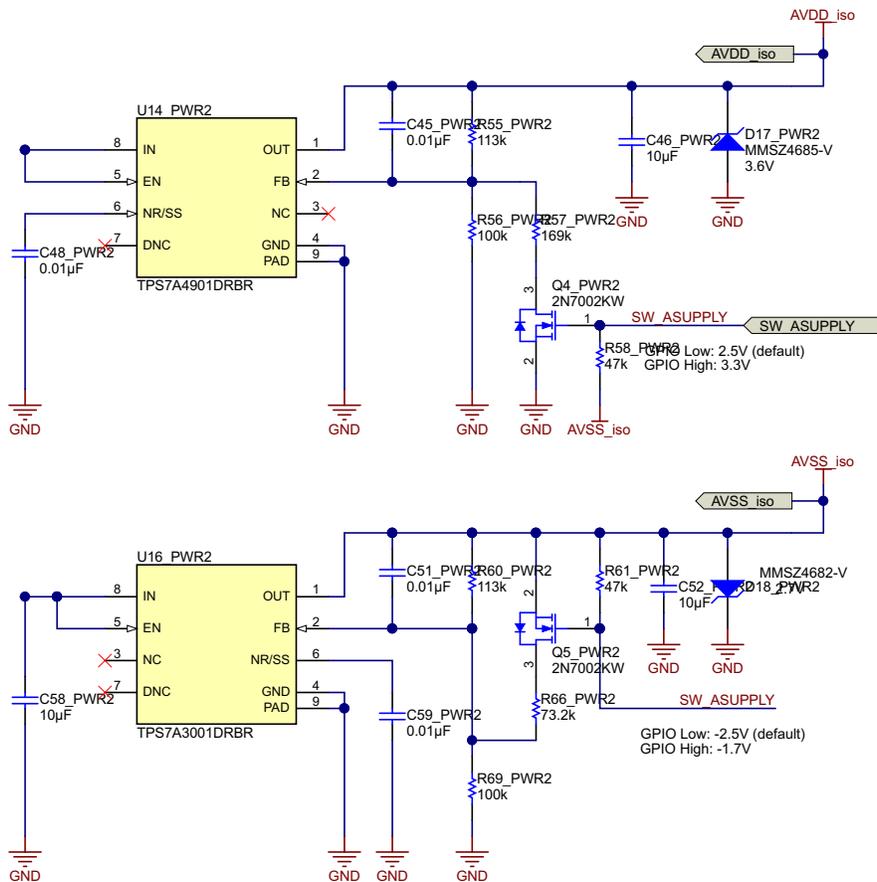


图 13. 双极电源

DVDD、AVDD 和 AVSS 电源轨集成了齐纳二极管 (D15、D16 和 D18)，通过提供低接地阻抗，确保电压永远不会因为超过绝对最大电压而损坏集成电路。这种电压可能是由端子引脚的浪涌产生的。有关详细信息，请参阅 3.8 节。

3.7.4 限流 24V 直流电源

限流 24V 直流电源用来驱动采用 4 到 20mA 回路接口（请参阅图 14）的遥控器件（例如传感器变送器）。只要回路处于正常工作状态，就可以在端子引脚 1 处传输高达 25V 的直流电压。如果电流消耗超过约 22mA，电源将通过降低输出电压来慢慢进入限流状态。限流电路位于高侧，这意味着由遥控器件设定的电流将流经负载电阻器以获得更准确的结果，因为回路供电器件和负载电阻器之间无需额外的电流监控。可以通过信号 SW_4_20MA 启用和禁用电源。

隔离式电源变压器为电源提供单独的次级绕组。宽输入范围 LDO TPS7A4101 (U12) 来自变压器的 30V 电压调节为 25V。R46/Q2 不间断地监控电流消耗。R46 上的压降将生成 PNP 晶体管 Q2 的基准发射器电压 V_{BE} 。如果电流增加， V_{BE} 也会增加，促使 Q2 开始传导。LDO 的上部反馈电阻器 R48 连接到 Q2 的集电极和发射器，这将降低电阻并增加 LDO 的反馈电压 V_{FB} 。从而会降低输出电压。

使用这种拓扑结构的另一个原因是能够轻松注入 HART 变送器信号。TIDA-00549 所提供的 HART 信号直接馈入 LDO 的反馈节点（信号 HART_OUT）。

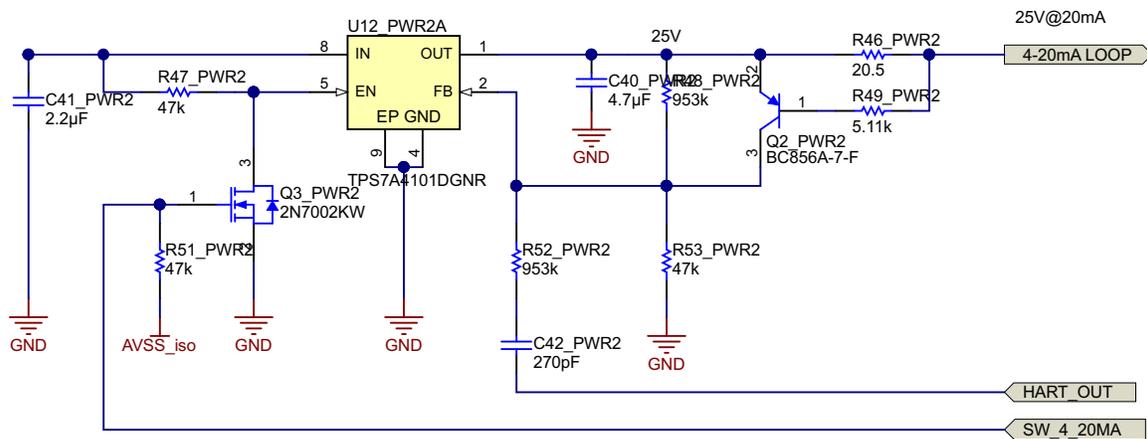


图 14. 4 到 20mA 回路电源

3.8 保护

在工厂自动化和控制应用中使用的每个组件，均需具有浪涌保护这一重要属性。与外界的任何连接都要小心对待。在此设计中，端子引脚受到保护，因为这些引脚是与外部的唯一连接。对模拟信号进行保护始终需要进行权衡，因为保护器件的漏电会对要测量的灵敏信号测量产生影响。例如，不适当的保护可能会因为泄漏和不必要的信号源加载而降低模拟信号的输入阻抗。此设计未实施电源保护。假设嵌入在 PLC 中的电源已经得到充分保护。有关电源保护等方面的详细信息，请参见 TI 设计 TIDA-00233⁽¹⁾。

为了保护信号线路，TIDA-00550 主要使用 TVS 二极管来钳制过高和过低的接地电压。作为一项额外要求，所有端子引脚都必须能够耐受稳定的 PLC 电源电压。与浪涌事件不同，由于安装过程中接线不正确，可能会导致该引脚被更长时间地连接至高达 33V 的 PLC 电源。发生此类事件时，电路板中不应有较大的电流流进。按照这一要求，可以直接得出击穿电压 V_{BR} 。双向 TVS 二极管 SM6T36CA 的标称 V_{BR} 为 36V，其中流经 TVS 二极管的电流为 1mA。这意味着在 PLC 电源电平（高达 33V）下，TVS 二极管将不起作用，AFE 将会检测到电压。前端的灵敏器件是 ADS1262 的模拟输入。内部 ESD 二极管将开始传导 0.3V 电压，该电压超出 $\pm 2.8V$ 的模拟电源轨。该设计必须确保流经 ESD 二极管的电流不超过 10mA。因此，每个模拟输入都受到 5.11k Ω 电阻器的保护。在 33V 下，流经 ESD 二极管的电流为 $I_{ESD} = (33V - 2.8V) / 5.11k\Omega = \sim 6mA$ 。请参见图 15 了解原理图。

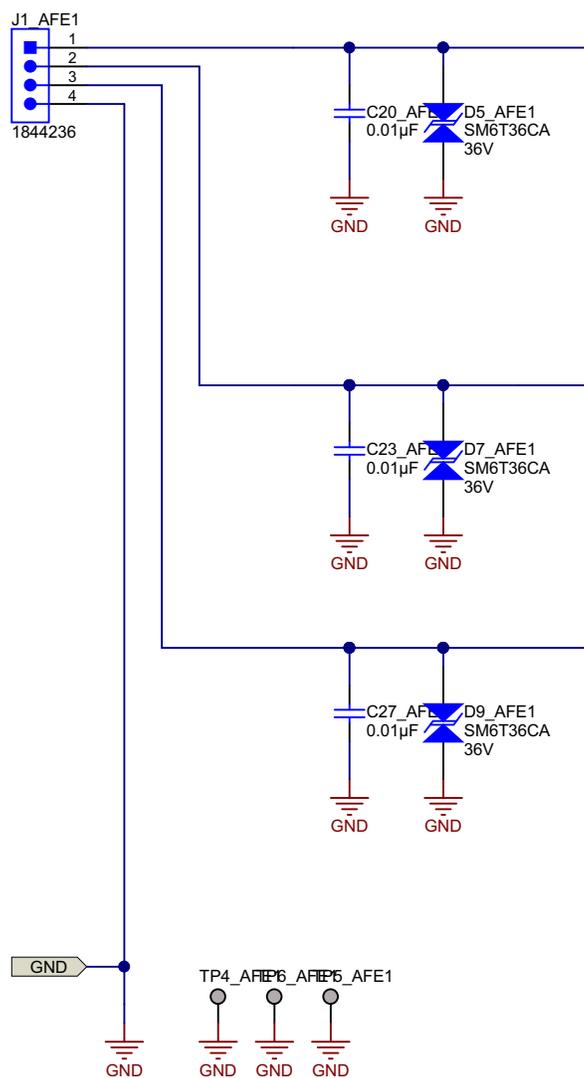


图 15. 输入保护

⁽¹⁾ 请参见 <http://www.ti.com.cn/tool/cn/TIDA-00233> 上的产品文件夹

如果浪涌发生在端子引脚上，则保护电路会受到更严峻的挑战。根据 EN61000-4-5 标准，该保护旨在能够提供处理 24A 电流（非电源线路要求 42Ω 电阻）的 2 级 ($\pm 1\text{kV}$) 浪涌，而不损坏电路板。

在这类事件中，TVS 二极管仍试图将 $\pm 1\text{kV}$ 钳制到其 36V 的标称 V_{BR} ，但是 TVS 二极管的动态电阻 R_D 现在将开始发挥作用。由此产生的钳位电压 V_{CL} 将会出现在电路中，并且将高于 V_{BR} 。假设在 25°C 环境温度下，峰值脉冲电流 I_{PP} 为 24A， $R_D = 0.427\Omega$ ，则 V_{CL} 的值将增加到 $R_D \times I_{PP} + V_{BR} = 48.05\text{V}$ 。在环境温度为 125°C 时的最坏情形中， V_{CL} 甚至上升到 50.04V。ADS1262 输入引脚仍能处理此电压。经过内部 ESD 二极管的最大电流现在是 $\sim 9.3\text{mA}$ 。TVS 二极管前面的电容器 C20、C23 和 C27 应帮助二极管捕捉尖峰浪涌脉冲。

在正常情况下，保护电路会对模拟输入信号产生一定影响。在关断电压 V_{RM} 为 30.8V、环境温度为 85°C 时，TVS 二极管将产生最大为 1000nA 的漏极电流 I_{RM} 。对于高压输入，由于电阻分压器的原因，输入阻抗是 100kΩ。通过 TVS 二极管泄漏的阻抗变化可忽略不计。对于低压输入，通过二极管的最大输入电压是 $\pm 2.5\text{V}$ ，比 V_{RM} 低 10%。就 V_{RM} 下典型的 100nA I_{RM} 而言，典型的泄漏电流应该会小于 10nA，这会将 1GΩ 的输入阻抗减少到大约 250MΩ。对于电流测量，在最坏的 18 位（无噪声）分辨率情形下，泄漏电流低于 $\frac{1}{2}$ LSB，因此也无关紧要。

3.9 RTD 测量

RTD 测量远程位置的温度。元件的电阻随温度变化，因此在施加恒定电流时，可通过压降提供信息。在工厂自动化中，使用两种方法。

第一种方法是使用所谓的传感器变送器。⁽²⁾ 传感器变送器测量并对温度进行处理，通过 4 到 20mA 回路将信息发送到模拟输入模块的电流输入中。TIDA-00550 在 4 到 20mA 回路模式下支持此方法。第二种方法是 RTD 直接连接。RTD 和模拟输入模式的输入之间不需要额外的硬件。此方法也受支持，本章将讨论此方法。

ADS1262 集成了进行直接 RTD 测量所必需的所有功能，例如两个匹配的电流源、进行比例式差分基准支持以及各种增强功能例如旋转电流源以消除两个电流源之间的差异。使用 RTD，可通过三种方法对温度进行测量：2 线制、3 线制和 4 线制连接方案。此设计支持全部三种测量方法。

RTD 元件具有不同的精确度等级。为达到这种准确度，导线电阻必须得到补偿。直径为 0.511mm (0.0201 英寸) 的 AWG24 导线的电阻为

84.2mΩ/m (25.67mΩ/英尺)。假定 RTD 传感器与 PLC 的距离为 50m (164 英尺)，那么 2 线制连接的电阻总和为 $2 \times 50 \times 84.2\text{m}\Omega = 8.45\Omega$ 。假设在 0°C 下 RTD 的电阻为 100Ω (Pt100)，那么此温度点的误差将超过 8%，在更低的温度下甚至会产生更大的误差。3 线制和 4 线制连接方案解决了这一问题。

受支持的 Pt100 可测量的温度范围为 -200°C 到 850°C。在这一温度区域内，RTD 元件的电阻将在 18.52Ω 至 390.48Ω 的范围内变化。°C/R 曲线为非线性曲线。通常，微处理器单元使用查找表和插值进行补偿。

此设计中选定的组件使用 250μA 的恒定 RTD 电流 (I_{RTD})。其他电流虽然也可以用，但需要更改基准电阻 R_{REF} 。请参见表 6 中对不同 I_{RTD} 的比较。虽然前三列使用了某个 I_{RTD} 的最小基准电阻值 (对应的所需最低基准电压 V_{REF} 为 0.9V)，但最后一列显示了设计中的实际配置。2.5V 直流的标称 AVDD 电压不足以执行 250 和 500μA 操作。对于 100μA 也是如此，容限非常小。因此，通过对所有 RTD 测量都采用 AVSS = -1.7V 直流和 AVDD = 3.3V 直流，以将 ADS1262 的模拟电源提升 800mV。这也将为更高的 I_{RTD} 电流提供足够的容限。此功能不限于 RTD 模式。它还可以用于在其他模式下调整模拟输入范围。与此同时，TIDA-00550 还使用 4.99kΩ 基准电阻来保护 AIN1 免受浪涌破坏。请参阅 3.8 节了解有关保护的更多详细信息。

⁽²⁾ 请参见 TI 设计 TIDA-00851 获取示例 (<http://www.ti.com.cn/tool/cn/TIDA-00851>)

表 6. RTD 电流比较

案例	低电流	使用的电流	高电流	使用的配置
励磁电流 (μA)	100	250	500	250
基准电阻 (kΩ)	9000	3600	1800	4990
基准电压 (V)	0.9	0.9	0.9	1.2
最小 IDAC 电压 (V)	1.1	1.1	1.1	1.1
最大 RTD 压降 (V)	0.039	0.098	0.195	0.098
二极管压降 (V)	0.4	0.4	0.4	0.4
50m 导线压降 (V)	0.001	0.002	0.004	0.002
最小 AVDD (V)	2.44	2.5	2.599	2.847
PGA 增益 (V/V)	16	8	4	8

I_{RTD} 对 RTD 测量采用某种特定路径（另请参见图 16 了解组件名称）。首先，它流过 R_{REF} (R16)，R16 用来为比例式测量生成 V_{REF} 。假定 $R_{REF} = 4.99k\Omega$ ，

$I_{RTD} = 250\mu A$ ，则 V_{REF} 大约为 1.25V。接下来， I_{RTD} 通过二极管 D4。此二极管保护输入 AIN1、AIN2 和 AIN3 不受 24V 4 到 20mA 回路电源影响（模式 IV）。下一个组件是隔离式开关 K1，在模式 I 中（此模式支持 $\pm 12.39V$ 的输入端电压），该开关用于断开 RTD 基准与高压输入。最后， I_{RTD} 出现在连接 RTD 的端子引脚 1 处。

3.9.1 2 线制 RTD 测量

2 线制模式是最简单、最便宜但也是最不精确的测量方法。RTD 只通过两根导线连接到 PLC 输入模块。恒定电流 I_{RTD} （来自 IDACO）在连接导线上传导，因此，RTD 测量也包括这些导线。导线电阻 R_{LEAD} 可导致电压下降，该压降值将随实际 RTD 电阻 R_{RTD} 一道测量。这种方法应当只用于较短的低阻抗导线以尽可能减小此误差。由于导线的电阻与温度相关，因此不能简单地从测量值中减去导线电阻。图 16 显示了 2 线制连接的电流（红线）和测量路径（绿线）。

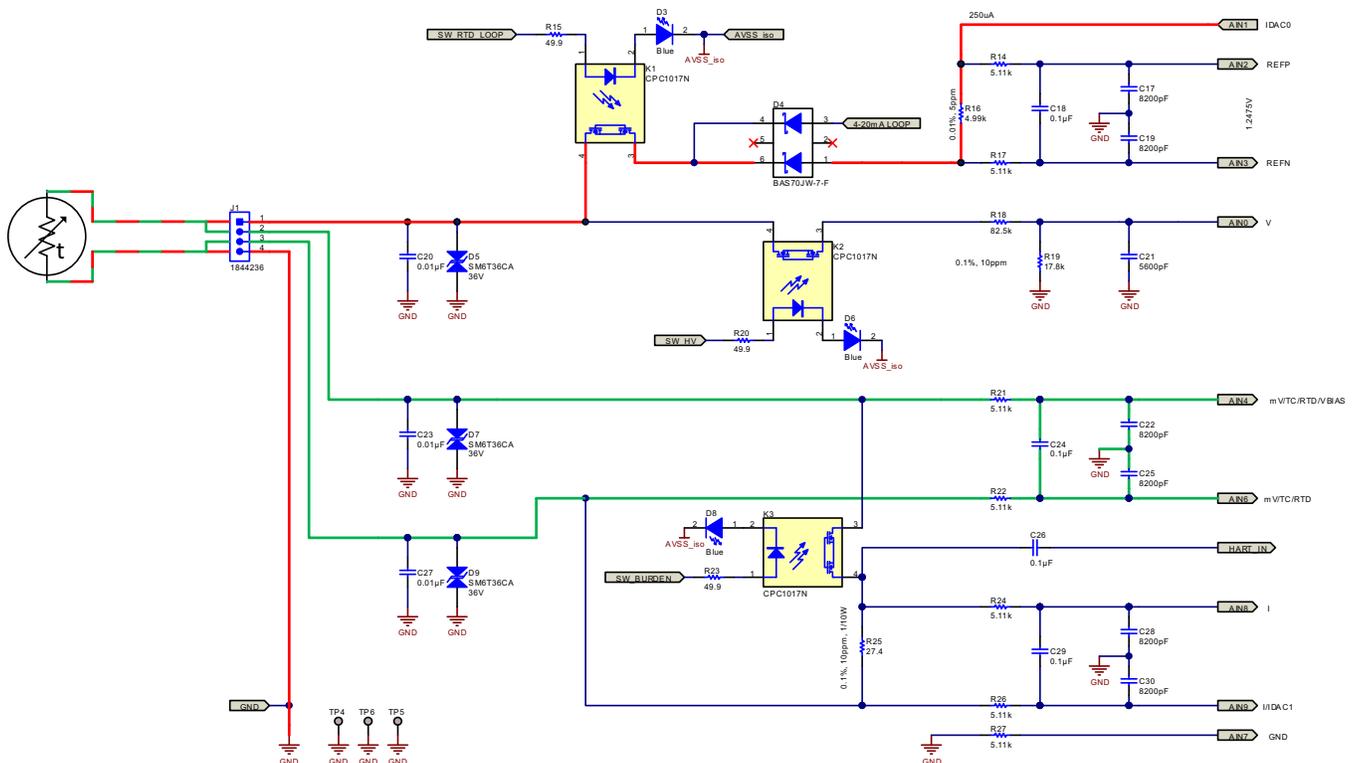


图 16. RTD 2 线制连接

3.9.2 3 线制 RTD 测量

3 线制方法最为常见。它在准确性和导线成本之间取得了很好的平衡。在此连接方案中，使用了两个电流源，即 ADS1262 的 IDAC0 和 IDAC1。两个电流都注入测量导线中，与 2 线制连接方案中一样。假定导线具有相同的 R_{LEAD} ，源电流也匹配，那么将从公式中减去 R_{LEAD} 上的两个压降。两个电流将通过第三根导线流向地面。

为了补偿两个源电流的不匹配，在 ADS1262 中实现了 IDAC 旋转功能。对两个连续测量值求平均值，第一个测量值针对的是 AIN1 处的 IDAC0 和 AIN9 处的 IDAC1，第二个测量值针对的是 AIN9 处的 IDAC0 和 AIN1 处的 IDAC1，以此来消除两个电流源的差异。

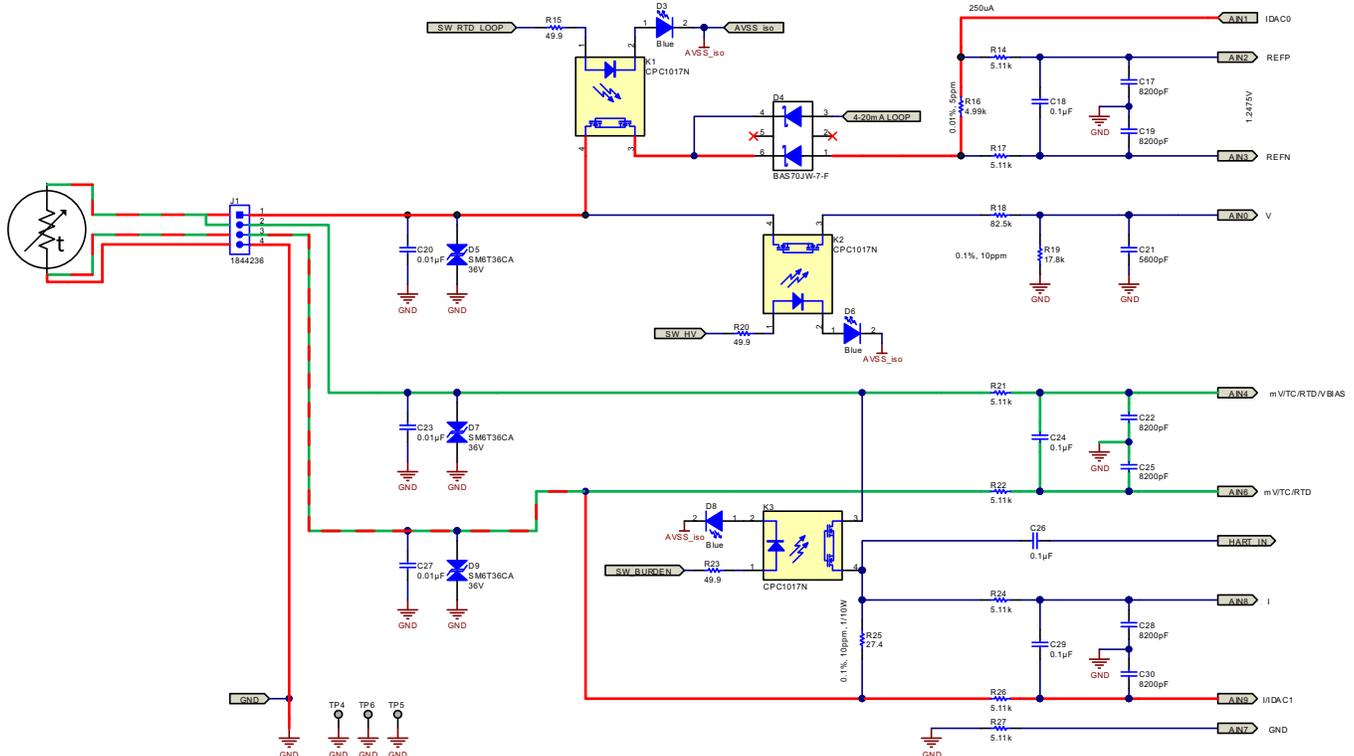


图 17. RTD 3 线制连接

3.9.3 4 线制 RTD 测量

4 线制连接需要 4 根导线，因此成本更高。不过，由于其对称性结构，它非常简单，并且可提供最准确的结果。两根导线与每个 RTD 引线相连。一对用来供电，另一对用来测量电压。电源线和测量线完全不重叠。ADS1262 的测量输入的阻抗大于 250MΩ。因此，来自测量导线上的压降误差小于 1ppm。

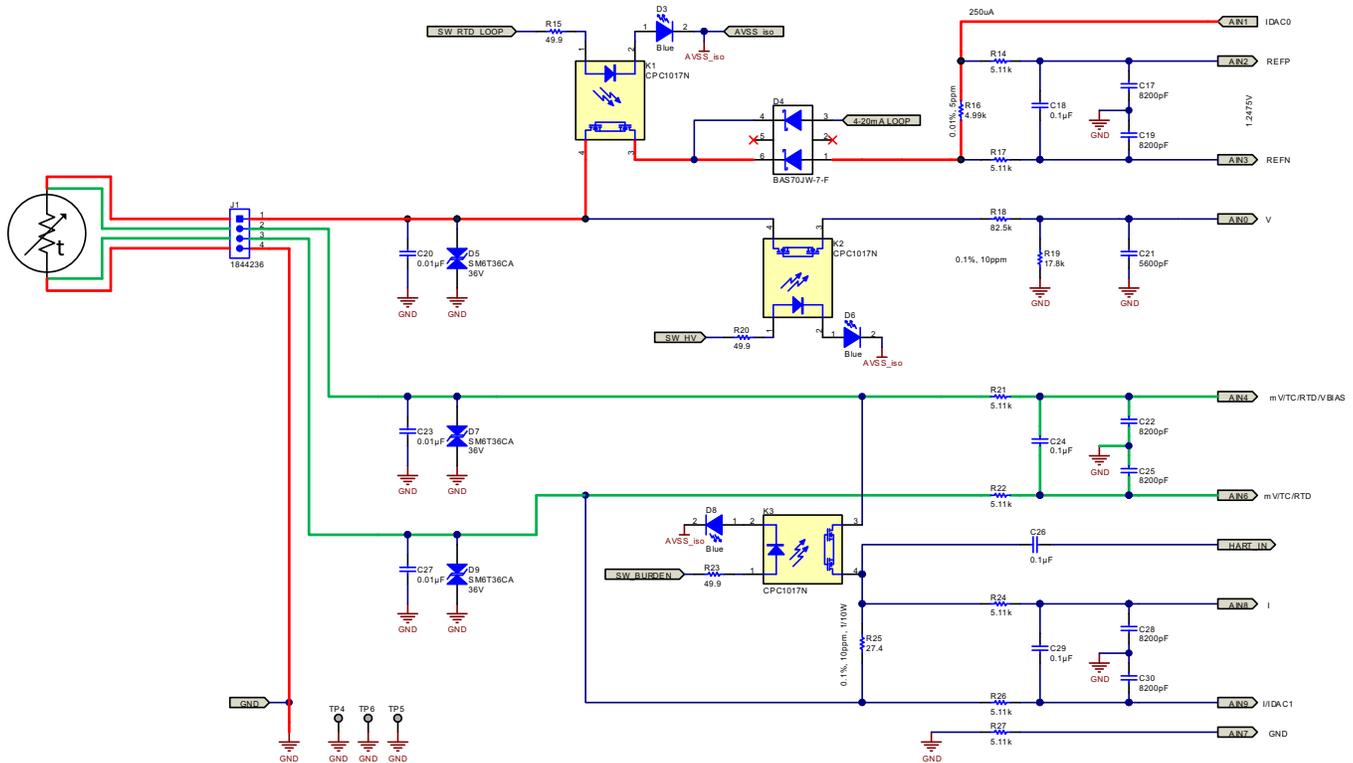


图 18. RTD 4 线制连接

3.10 可选 Hart 通信

TIDA-00549 是 TIDA-00550 的一个插件板，通过 HART 来扩展其功能。TIDA-00550 的每个通道包含两个插槽，用来连接 HART 调制解调器硬件。TIDA-00549 有自己的隔离层并通过 UART 连接到后端。

接收到的 HART 信号通过 C26 与 4 到 20mA 电流解耦。信号调节在 HART 板上完成。待发送到传感器变送器的 HART 信号将连接到 4 至 20mA 回路 LDO (U12) 的反馈回路。这提供了一种在 4 至 20mA 电流之上调制 HART 信号的高效率方法。图 19 显示了 HART 调制解调器板。

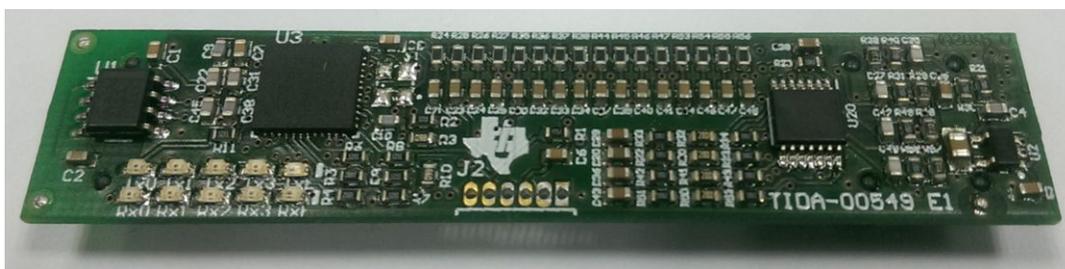


图 19. HART 调制解调器板图片 (TIDA-00549)

4 测试的设置和结果

本节介绍了 TIDA-00550 的测试结果。测试软件（未提供）已经写在用于处理 TIDA-00550 的 SPI 的 MSP430FR5969 LaunchPad（图 20）上。MSP430 一个单独的捕捉输入将对来自 LMT01 的脉冲进行计数。用户界面是一个简单的命令行终端，允许用户进行输入设置，其中基本上包括 ADS1262 寄存器组的模式选择和读/写功能设置（请参见图 21）。寄存器访问对于获取和设置 ADS1262 的增益和偏移寄存器值很重要。

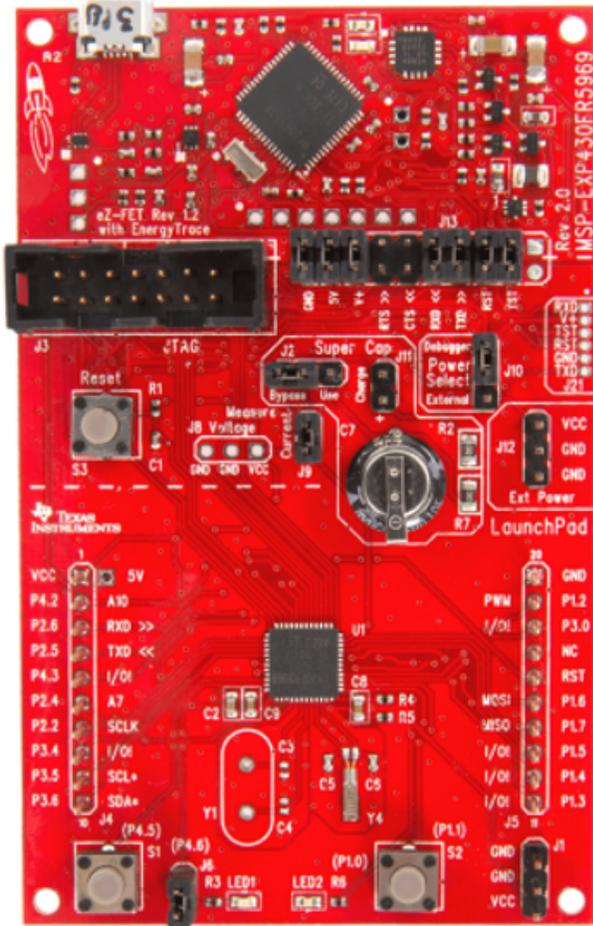


图 20. MSP430FR5969 LaunchPad

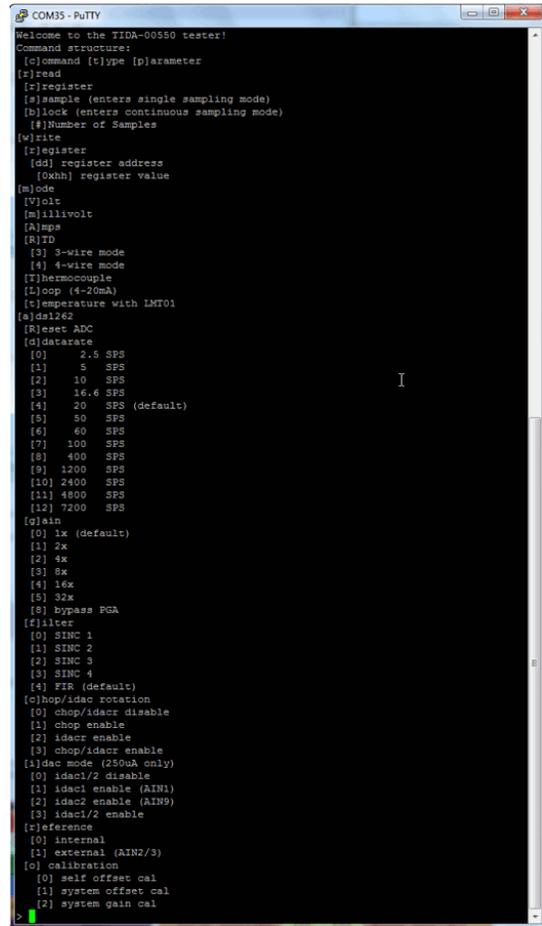


图 21. 测试程序选项

也可将用户界面设置为安静模式（仅显示非常有限的反馈）。该模式可在自动测试环境 (ATE) 下使用。测试脚本用 python 语言编写，并将 TIDA-00550 与 ATE 连接，其中包括：

- CTS 的人工气候室 T40/25
- HP 的 8.5 位数字万用表 (DMM) 3458A
- KeySight 的拉电流测量单元 Agilent B2912A
- Agilent 的电源 E3631A
- 德州仪器 (TI) 的 MSP430FR5959 LaunchPad
- Time Electronics 的 1049 型 RTD 模拟器
- CMT 的 Resistor Ladder R1-3000
- 标准 PC

原始测试结果将写入一个 .csv 文件以作进一步数据处理。

4.1 模式 I (高压) 测量

当双极电源设置为 $\pm 2.5V$ 直流并且启用内部 PGA (增益 = $1V/V$) 时, ADS1262 在端子引脚 1 和 4 处可对最高可达 $\pm 12.39V$ 的端子单端输入电压值进行采样。电阻分压器 R18:R19 提供约 15dB 的固定衰减, 从而将输入信号转换为适合 ADS1262 输入的 $\pm 2.2V$ 。0.1% 的绝对电阻容差提供稳定的衰减, 并且如果在生产期间执行增益校准, 该值还可以放宽。更为重要的是温度稳定性, 这有助于在一定温度范围内保持最佳结果。所选择的 10ppm 值可在成本与稳定性之间达到很好的平衡。

可以忽略隔离式开关导通电阻 R_{DSON} 上的最大压降, 因为 R18 0.1% 的容差比 R_{DSON} 高大约 10 倍, 是信号衰减方程的主导因素。

在大约 1000Hz 的频率下, 外部抗混叠滤波器连同 ADS1262 内部的电路共同具有 $-3dB$ 的转角频率, 在大约 921kHz 的频率下, 具有 $-100dB$ 衰减; 这在 $\Delta-\Sigma$ 调制器频率附近起到了有效的信号抑制作用 (请参见图 22)。

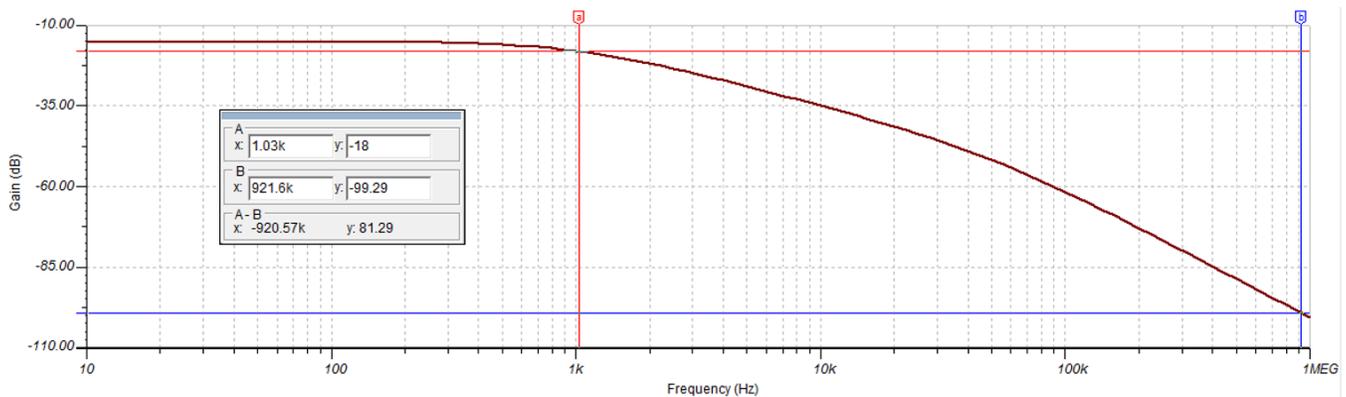


图 22. 高压抗混叠滤波曲线

为测量 ADC 的直流性能，在进行一系列采样时，必须将输入设置为一个完全解耦的恒定输入电压。由于存在对称的双极性 ADC 输入范围，需对输入进行短路接地以执行直流测量。模拟输入在电路板的端子引脚处短路接地以将 AFE 包含在测量中（图 23）。

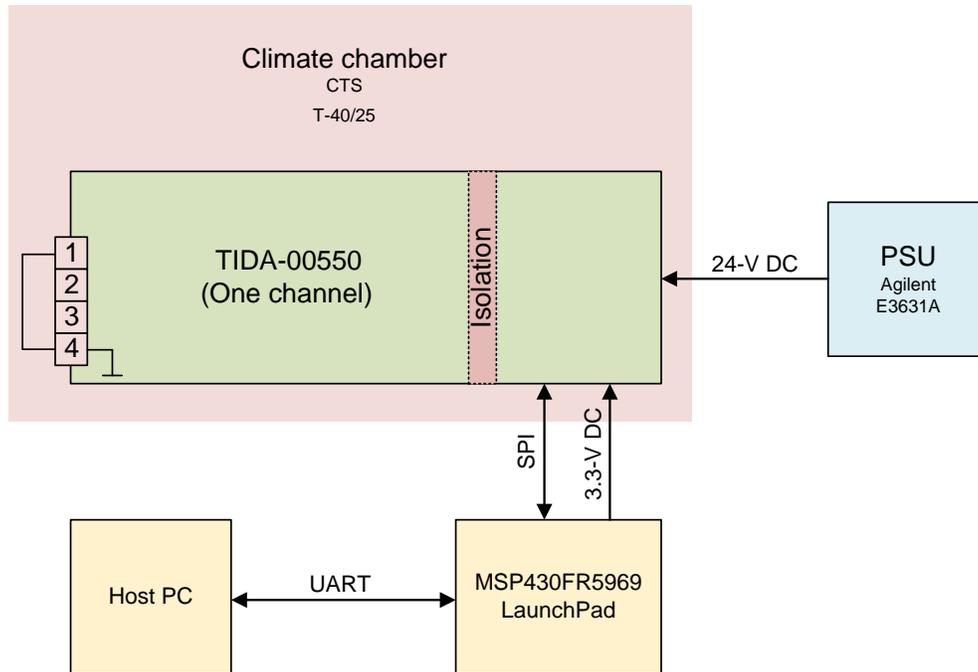


图 23. 高压噪声测量的测试设置

图 24 至图 26 显示了在温度 25°C、85°C 和 -35°C 时采样速率为 20SPS 的信号采样直方图。图 27 至图 29 采用同样的温度点，但采样速率为 2400SPS，以便使用高压输入路径的整个带宽。为了显示整体系统偏移量，未执行校准，该偏移量大约为 340 μ V，并且在一定温度范围内几乎恒定。

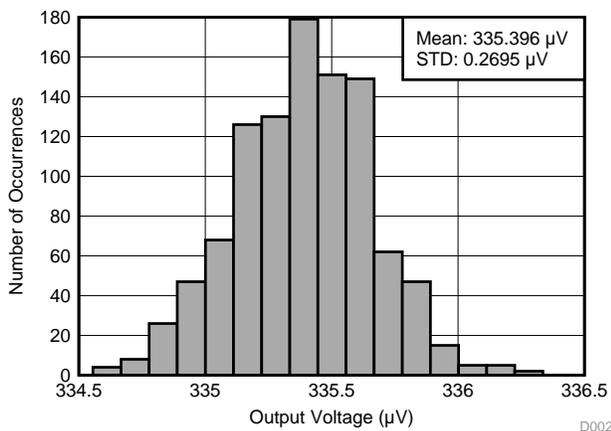


图 24. 25°C 和 20SPS 下的分布

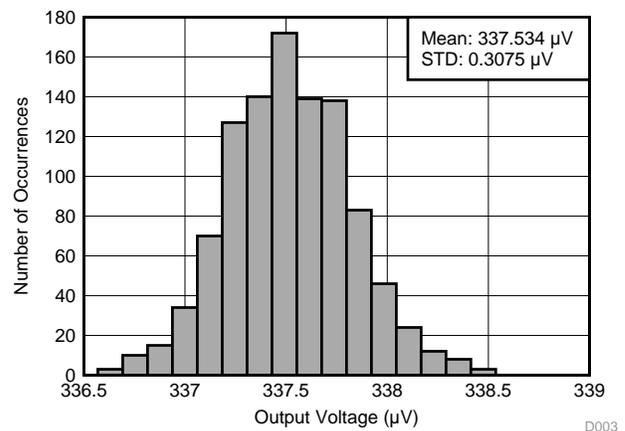


图 25. 85°C 和 20SPS 下的分布

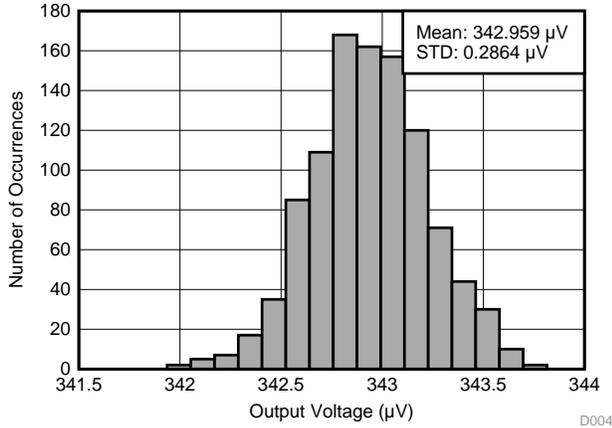


图 26. -35°C 和 20SPS 下的分布

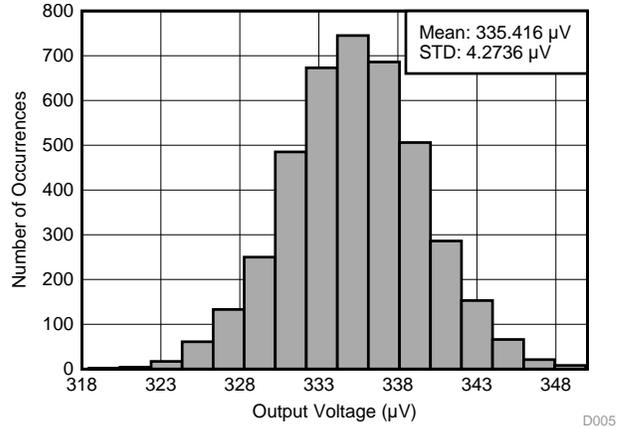


图 27. 25°C 和 2400SPS 下的分布

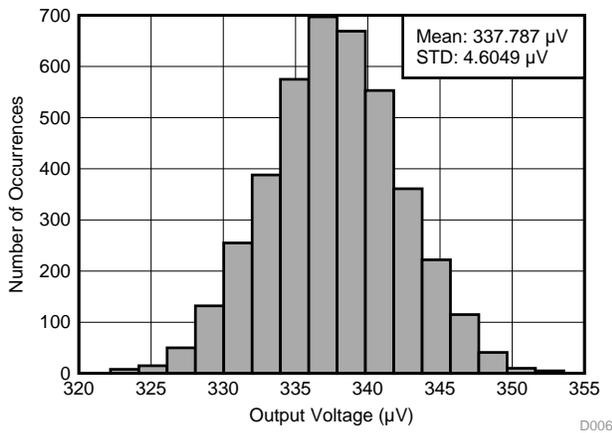


图 28. 85°C 和 2400SPS 下的分布

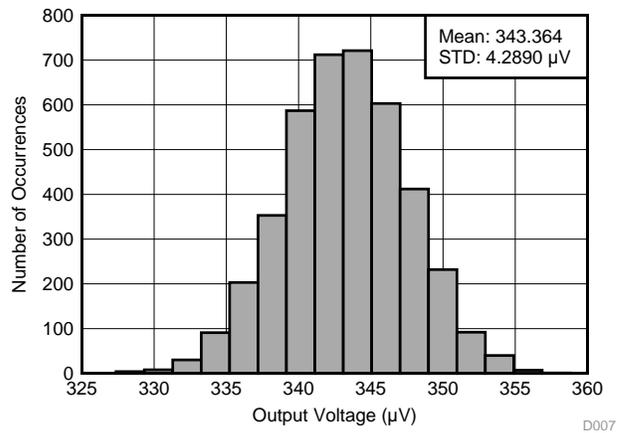


图 29. -35°C 和 2400SPS 下的分布

如预期的一样，分布遵循高斯曲线。根据高斯曲线的标准偏差，可以计算出重要的直流参数。可以直接计算有效位数（公式 1）和无噪声位数（公式 2）：

$$\text{Effective bits} = \log_2 \left(\frac{2^N}{\text{stddev}(\text{histogram})} \right) \quad [N = 32] \quad (1)$$

无噪声位数是标准偏差的 6.6 倍，或者是有效位减去 2.7 位，这可确保包括 99.9% 的样本。

$$\text{Noise-free bits} = \log_2 \left(\frac{2^N}{\text{stddev}(\text{histogram}) \times 6.6} \right) = \text{Effective bits} - 2.7 \text{ bits} \quad (2)$$

得出有效位数和无噪声位数后，再将输入范围（取决于增益）带入等式（公式 3 和公式 4），即可计算出输入参考噪声。满标量程为 -2.5V 到 2.5V = 5V。

$$\text{RMS noise } (\mu\text{V}_{\text{RMS}}) = \frac{\left(\frac{\text{Full-scale range}}{\text{Gain}} \right)}{2^{\text{effective bits}}} \quad (3)$$

$$\text{Peak noise } (\mu\text{V}_{\text{PP}}) = \frac{\left(\frac{\text{Full-scale range}}{\text{Gain}} \right)}{2^{\text{noise-free bits}}} \quad (4)$$

表 7 显示各种温度及两种数据速率下的性能。

表 7. 各种不同数据速率和温度下的高压模式直流性能

数据速率 (SPS)	温度 (°C)	有效位数	无噪声位数	噪声 (μV_{RMS})	噪声 (μV_{PP})	滤波器
20	-35	24.0	21.3	0.287	1.890	SINC 4
20	-20	23.9	21.2	0.301	1.984	SINC 4
20	0	24.0	21.3	0.285	1.881	SINC 4
20	25	24.1	21.4	0.270	1.779	SINC 4
20	55	24.0	21.3	0.289	1.907	SINC 4
20	85	23.9	21.2	0.308	2.029	SINC 4
2400	-35	20.1	17.4	4.289	28.305	SINC 1
2400	-20	20.1	17.4	4.224	27.875	SINC 1
2400	0	20.1	17.4	4.166	27.494	SINC 1
2400	25	20.1	17.4	4.274	28.203	SINC 1
2400	55	20.1	17.3	4.396	29.010	SINC 1
2400	85	20.0	17.3	4.605	30.389	SINC 1

针对缓慢变化（类似直流电）的信号，可选择使用 20SPS 标称数据速率。例如，如果交流电信号具有高达 1kHz 的带宽（抗混叠滤波器限制），则可以对 SINC1 滤波器使用 2400SPS 数据速率。这种组合可提供 1015Hz 的 -3dB 转角频率。

另一个关键参数是整个输入范围上的信号链误差。测试设置使用 SMU B2912A 来生成模拟输入电压。8.5 位 DMM 3458A 测量电压并将测量结果用作基准电压来测量误差。测试设置如图 30 所示。

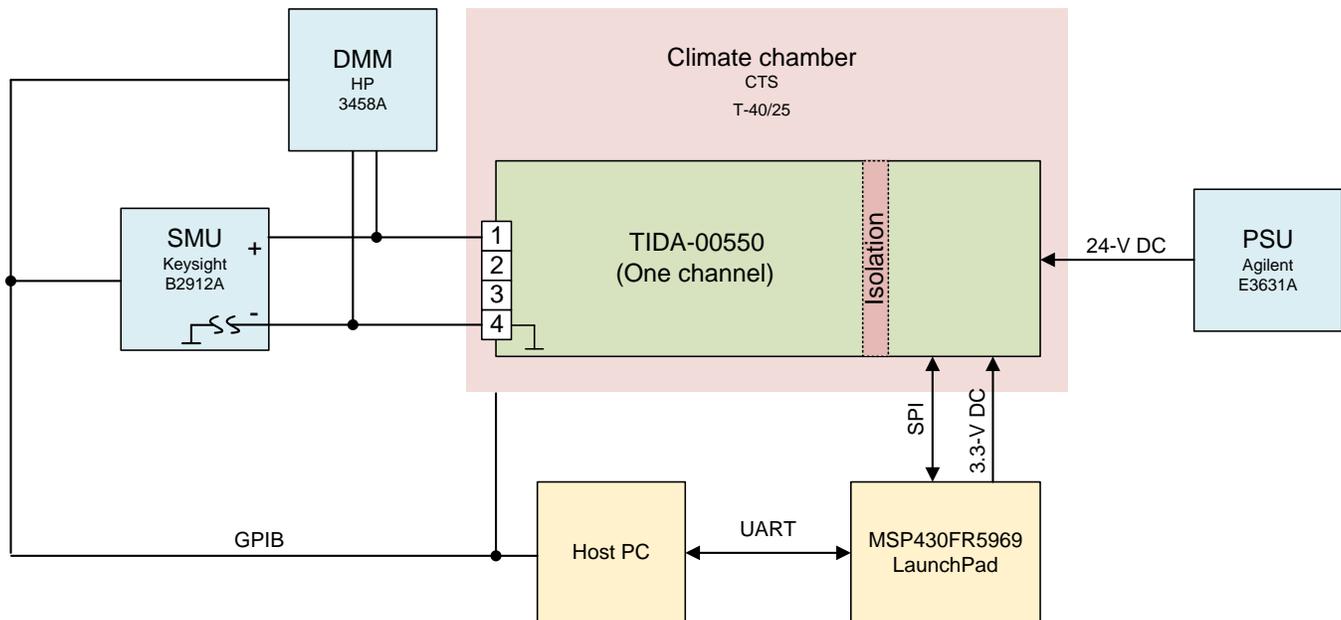


图 30. 高压完整输入范围的测试设置

测试结果如图 31 和图 32 所示。只在 25°C 时执行了增益校准。在生产期间，在其他极端温度点（如 -35°C 和 85°C）执行校准可能不可行，但会使整个温度范围具有较小的误差，特别是因为误差在整个输入范围内有明显的线性特征。

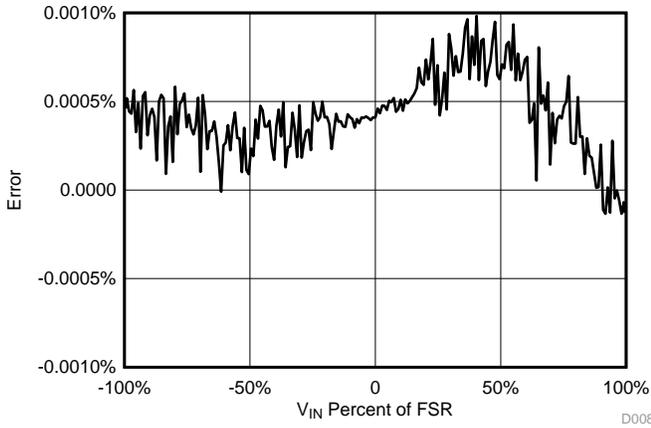


图 31. 室温下的输入误差

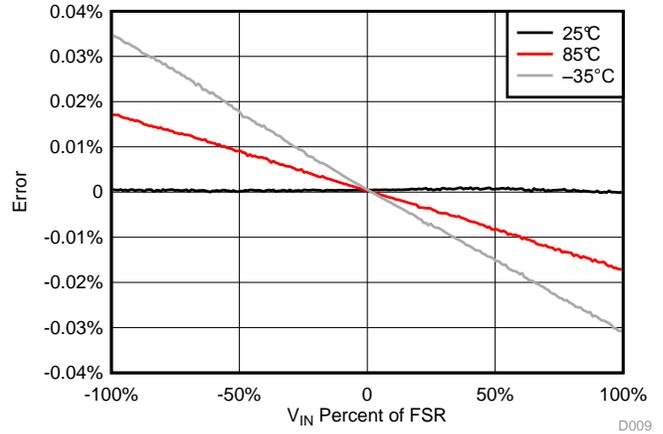


图 32. 25°C、85°C 和 -35°C 时的输入误差

在校准温度下，误差最大不过 0.001% (~124μV)。在一定温度范围内，尤其是在低温下，误差可增加到高达 0.035% (~4.3mV)。

在此模式下，所有测量都使用 1V/V 增益，并使用 ±12.39V 的整个电压范围。高达 ±6.195V 的输入信号可以使用 2V/V 增益，高达 ±3.0975V 的输入信号可以使用 4V/V 增益。±2.2V 以下的信号应采用低压模式测量，因为这种信号已经位于 ADS1262 本机输入范围内。

4.2 模式 II（低压）测量

低压路径将信号直接传递到 ADS1262 的输入，以避免额外的噪声源、偏移和增益误差。

端子引脚 T2/T3 的最大绝对电压分别是 ±2.2V（启用 PGA）和 ±2.6V⁽¹⁾（禁用 PGA）。不可将其与差分输入电压 V_{IN} 混为一谈，后者是正负电压（实际测得的数据）之差。每个 PGA 增益设置的最大 V_{IN} 如表 8 所示。

⁽¹⁾ 请注意，如果禁用 PGA，则 ADS1262 可以测量超出电源轨的值。

表 8. 满标量程电压输入范围

PGA 增益 (V/V)	满标量程
1	±2.2V
2	±1.25V
4	±0.625V
8	±0.3125V
16	±0.15625V
32	±0.078125V
旁路	±2.6V

正输入 V_{INP} 和负输入 V_{INN} 上的最小和最大绝对电压取决于 PGA 增益、差动输入电压以及电源电压 $AVDD$ 和 $AVSS$ 的容差:

$$V_{INP} > AVSS + 0.3 \text{ V} + |V_{IN}| \times \frac{(\text{Gain} - 1)}{2}$$

$$V_{INN} < AVDD - 0.3 \text{ V} - |V_{IN}| \times \frac{(\text{Gain} - 1)}{2}$$

抗混叠滤波器的截止频率为 142Hz，这使其非常适合直流信号。如果需要更多带宽，可以调整截止频率。

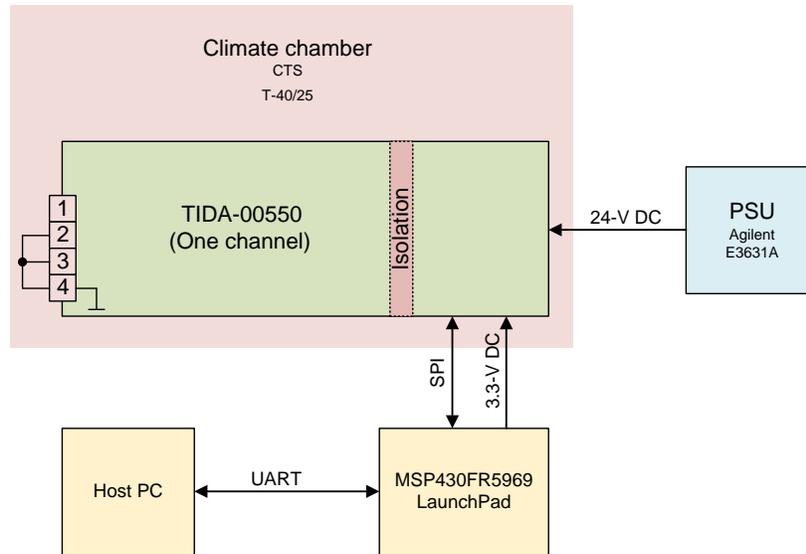


图 33. 低压噪声测量的测试设置

类似直流电的信号的性能测量对于了解预计有多少有效位和无噪声位来自缓慢变化的信号（如温度传感器传送的信号）很重要。图 34 至图 36 显示了增益为 1V/V 时各种温度下的直方图，图 37 至图 39 则显示了增益为 32V/V 时的测量值。与预期的一样，由于模拟输入范围缩小，增益为 32V/V 时的均值和标准偏差比增益为 1V/V 时低大约 32 倍。所有直方图都未经校准（即无偏移校准或斩波），以显示系统偏移。

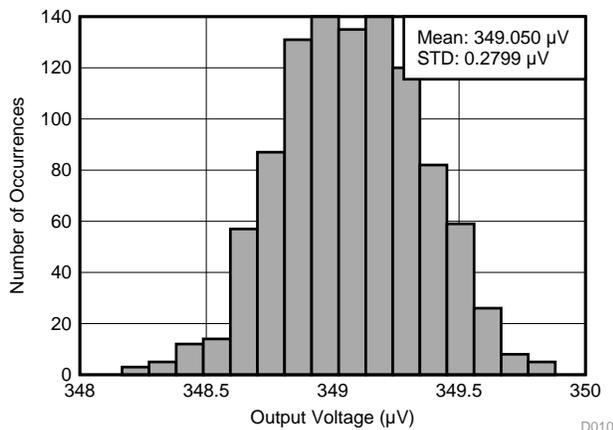


图 34. 25°C 和 1V/V 增益下的分布

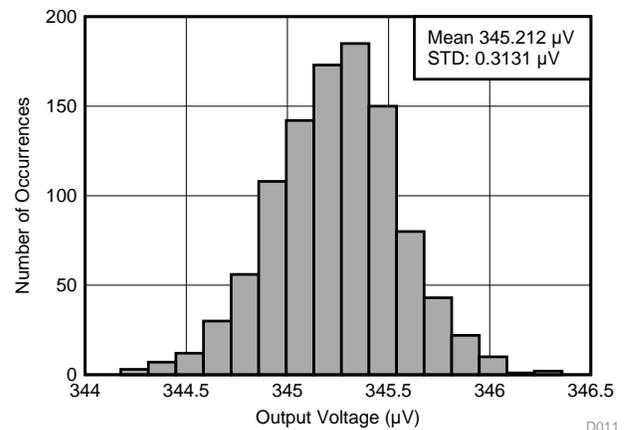


图 35. 85°C 和 1V/V 增益下的分布

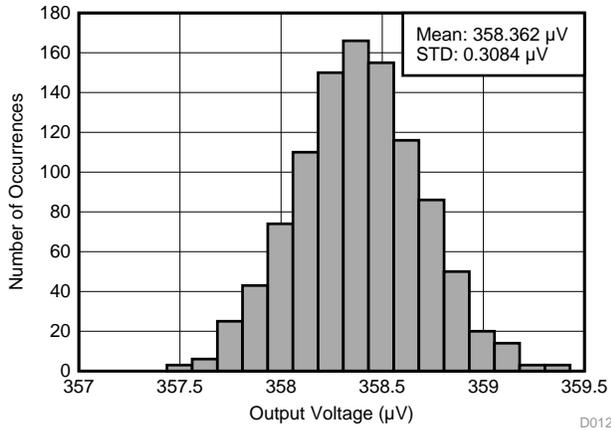


图 36. -35°C 和 1V/V 增益下的分布

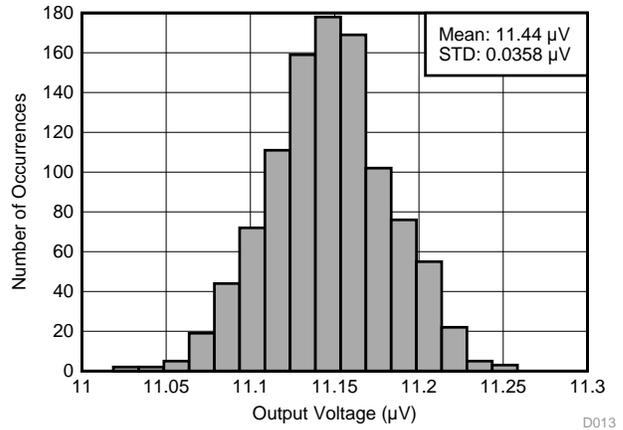


图 37. 25°C 和 32V/V 增益下的分布

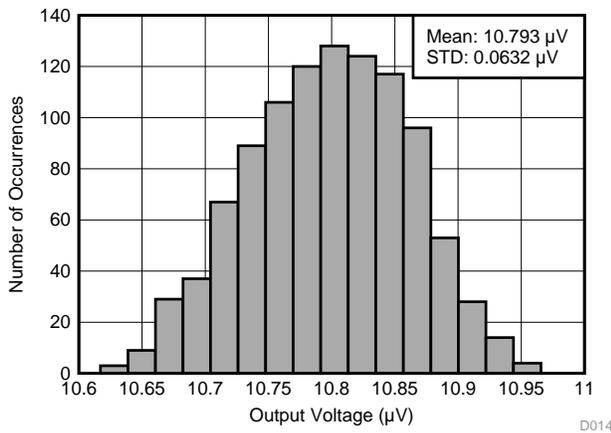


图 38. 85°C 和 32V/V 增益下的分布

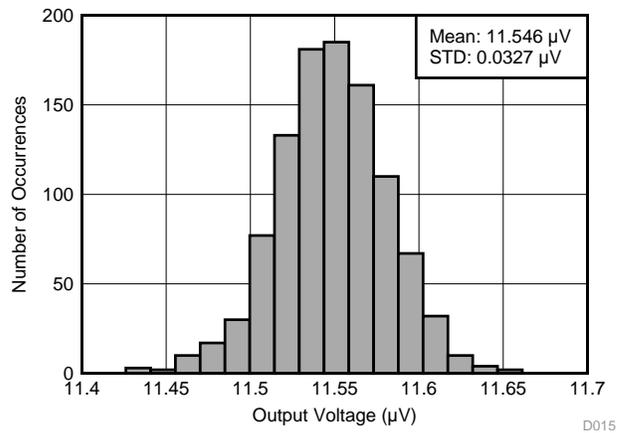


图 39. -35°C 和 32V/V 增益下的分布

表 9 显示了若干温度增益组合的标准偏差产生的有效位数、无噪声位数和噪声。所有测量都选择了 20SPS 数据速率和 SINC4 滤波器。

表 9. 直流性能低电压模式

温度 (°C)	增益 (V/V)	有效位数	无噪声位数	噪声 (μV_{RMS})	噪声 (μV_{PP})
-35	1	24.0	21.2	0.308	2.028
	2	24.0	21.3	0.145	0.951
	4	23.9	21.2	0.080	0.525
	8	23.7	21.0	0.047	0.308
	16	23.1	20.4	0.035	0.226
	32	22.3	19.6	0.031	0.200
	旁路	23.4	20.7	0.458	3.020
-20	1	24.0	21.3	0.292	1.924
	2	24.0	21.3	0.149	0.977
	4	24.0	21.2	0.077	0.503
	8	23.6	20.9	0.049	0.322
	16	23.1	20.3	0.036	0.237
	32	22.2	19.5	0.033	0.214
	旁路	23.7	21.0	0.370	2.437
0	1	24.1	21.4	0.279	1.838
	2	24.1	21.4	0.137	0.898
	4	24.0	21.2	0.078	0.509
	8	23.6	20.9	0.049	0.318
	16	22.9	20.2	0.041	0.268
	32	22.1	19.3	0.036	0.235
	旁路	23.8	21.1	0.339	2.236
25	1	24.1	21.4	0.277	1.828
	2	24.1	21.4	0.140	0.923
	4	23.9	21.2	0.078	0.515
	8	23.6	20.9	0.050	0.326
	16	23.0	20.3	0.038	0.249
	32	22.1	19.4	0.035	0.231
	旁路	24.0	21.3	0.294	1.935
55	1	24.0	21.3	0.293	1.933
	2	24.0	21.3	0.150	0.984
	4	23.9	21.1	0.083	0.544
	8	23.5	20.8	0.052	0.341
	16	22.9	20.2	0.041	0.269
	32	22.0	19.3	0.038	0.250
	旁路	24.0	21.3	0.292	1.927
85	1	23.9	21.2	0.312	2.059
	2	24.0	21.2	0.155	1.018
	4	23.6	20.9	0.096	0.633
	8	23.1	20.4	0.070	0.460
	16	22.3	19.6	0.060	0.396
	32	21.4	18.6	0.058	0.383
	旁路	23.8	21.1	0.332	2.189

测试设置如图 40 所示，测量结果如图 41 至 图 44 所示。

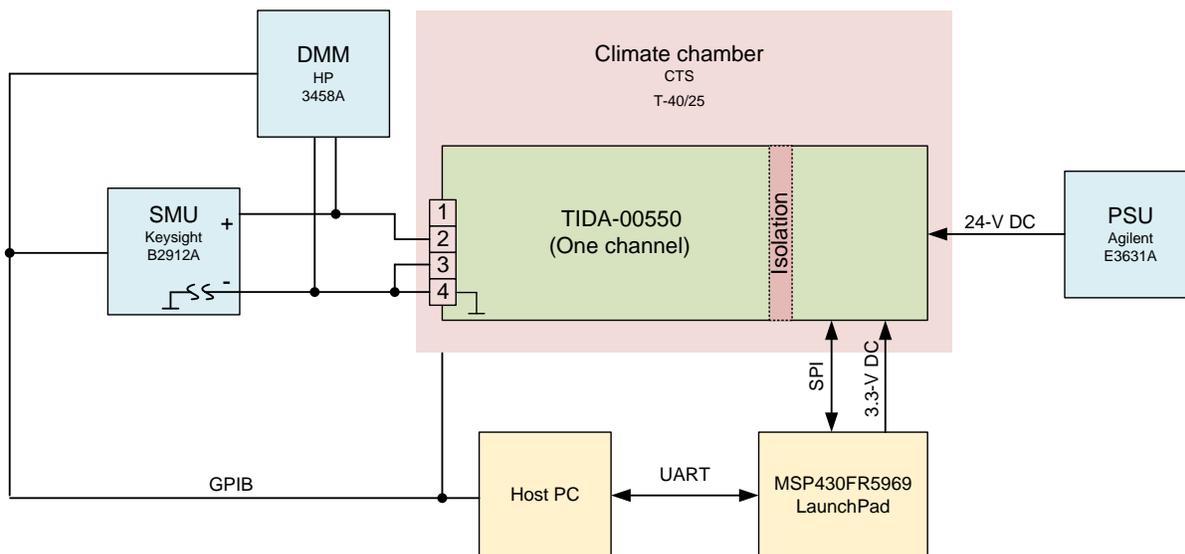


图 40. 低压完整输入范围的测试设置

为了在使用 FIR 滤波器时获得最高数据速率，选择使用的数据速率为 20SPS。这样即可以得到一个相当高的（例如温度）更新速率，同时执行适当的 50 或 60Hz 抑制。因此，此系统可以跨洲界使用，无需主频率自适应。在此基础之上，与 SINC 滤波器相比，使用 FIR 滤波器可提供更好的带宽与数据速率比率。尽管最好的 -3dB 带宽是 8.85Hz (SINC1)，但 FIR 却达到了 13Hz（取决于模拟输入信号的类型，当然这是优势还是劣势要视具体情况而定）。最后同样重要的一点是，FIR 是单周期完全稳定的转换。对于 SINC 滤波器，所需的完全稳定采样数取决于阶数（SINC1 = 1，SINC5 = 5，等等）。

对于 1V/V 增益，室温下测量值的输入误差保持在 0.001% 以下，即使对于高达 32V/V 的增益，这一误差也没有明显变化。更高温度下的误差与室温下基本相同，不过，环境温度越低，误差则越大。

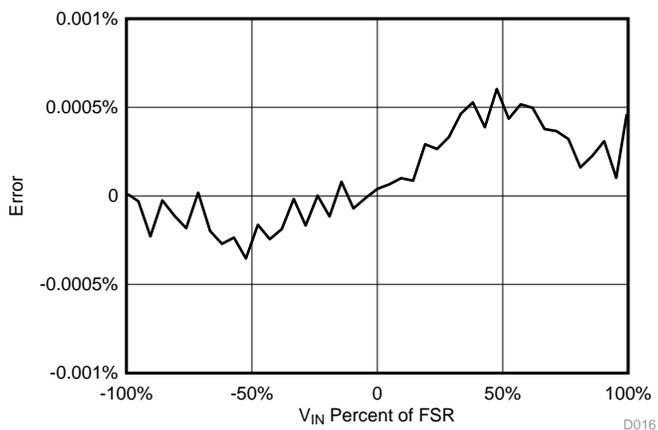


图 41. 25°C 时的输入误差

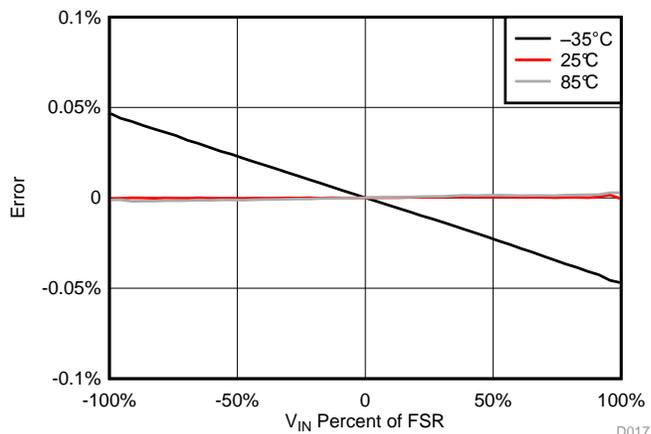


图 42. 边界温度时的输入误差

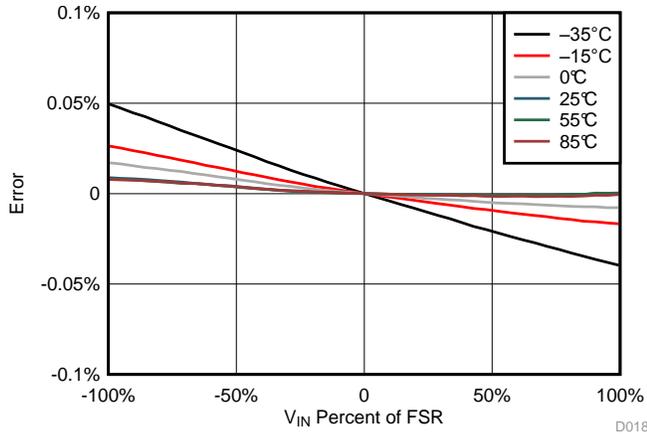


图 43. 25°C 时的输入误差，所有增益

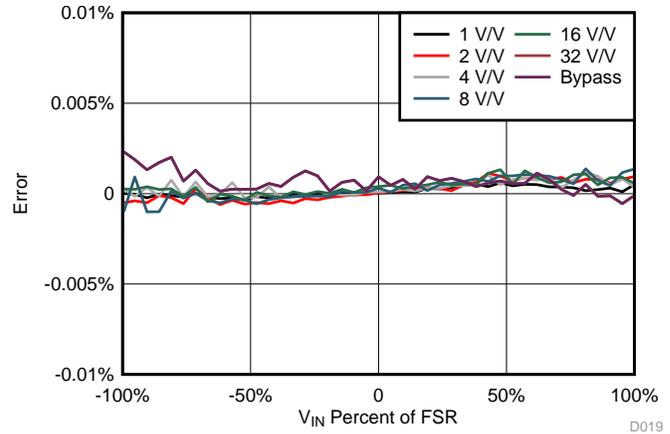


图 44. 增益为 32 时的输入误差，所有温度

4.3 模式 III（电流模式）测量

电流测量模式使用端子输入 2 和 3，这与低压测量相同，但其内部有一对不同的 AD1262 输入引脚。这将只启用负载电阻器 R25 上的压降测量 — K3 的 $R_{DS(ON)}$ 不在计算公式之内。在此配置中，精度和温度稳定性由 R25 控制（0.1%，10ppm）。

该电阻器上的压降应该尽可能小；这样一来，电阻值应较低。好处是负载电阻器的功耗更低（自发热减少）和可测量更高的电流。另一方面，负载电阻器必须提供一定的电压来维持对较小电流的精确测量。需要在动态范围和功耗之间作出权衡。TIDA-00550 使用 27.4Ω 电阻器并支持此电阻值对应的电流输入范围，如表 10 所示。最小电压是进行可靠电流测量所需的电压。

表 10. 满标量程电流输入范围

PGA 增益 (V/V)	满标量程	最小电压
1	$\pm 55.0\text{mA}$	$\pm 2.4\text{V}$
2	$\pm 45.6\text{mA}$	$\pm 2.00\text{V}$
4	$\pm 22.8\text{mA}$	$\pm 1.00\text{V}$
8	$\pm 11.4\text{mA}$	$\pm 0.50\text{V}$
16	$\pm 5.7\text{mA}$	$\pm 0.25\text{V}$
32	$\pm 2.85\text{mA}$	$\pm 0.13\text{V}$

没有使用 PGA 增益 1V/V 时的整个输入电压范围。原因在于，在温度高达 70°C 时 R25 的最大额定功耗为 0.1W（ 85°C 时为 0.08W）在 $\pm 2.2\text{V}$ （满标量程）压降下，功耗将为 0.18W。55mA 的最大电流仍属领先水平。如果需要 80mA 的完整输入，建议使用具有更高功耗额定值的电阻器。图 45 中所示的测试设置图与低压噪声测量相同。

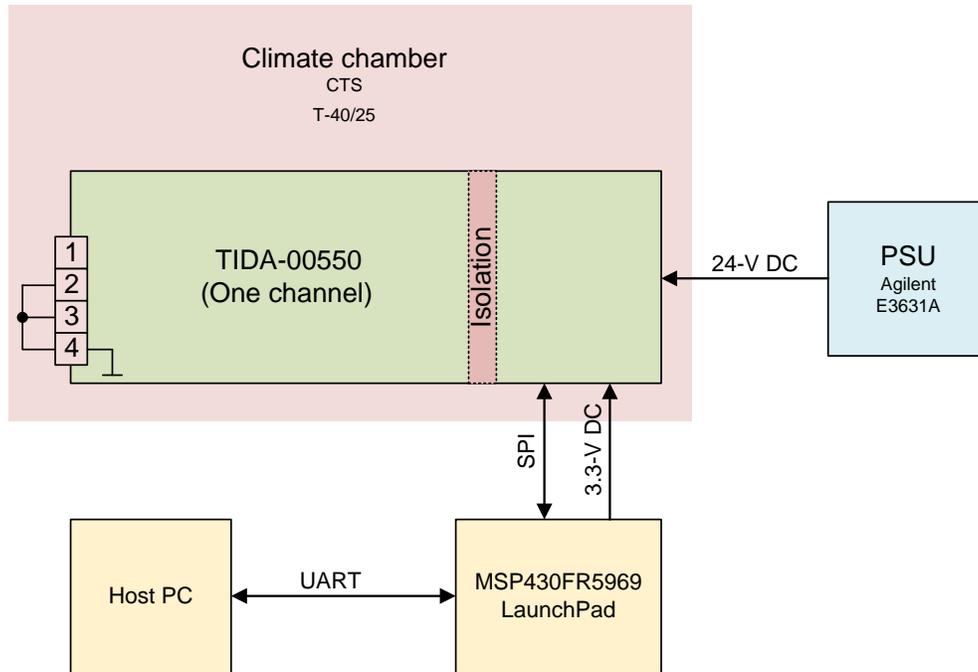


图 45. 电流噪声测量的测试设置

图 46 至 图 51 显示了在不同温度下，增益为 1V/V 和 32V/V 时电流输入的直方图。

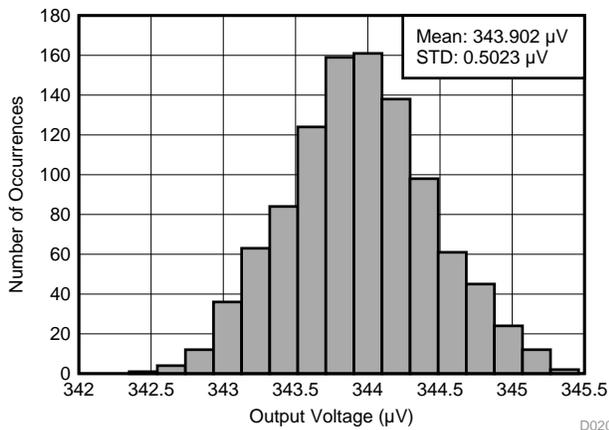


图 46. 20SPS, 增益: 1V/V, 温度: 25°C

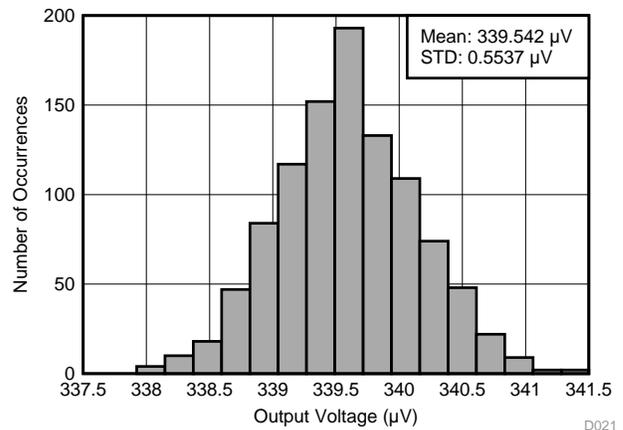


图 47. 20SPS, 增益: 1V/V, 温度: 85°C

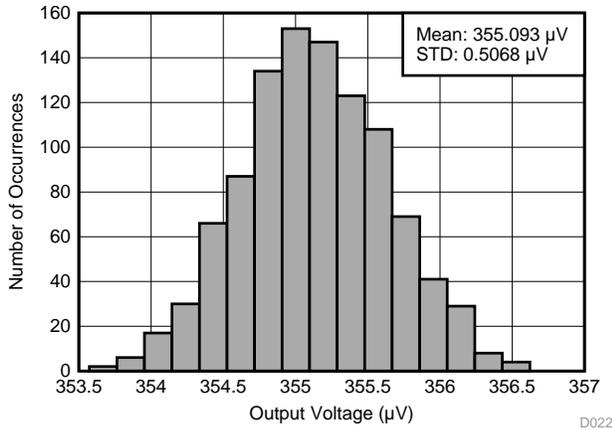


图 48. 20SPS, 增益: 1V/V, 温度: -35°C

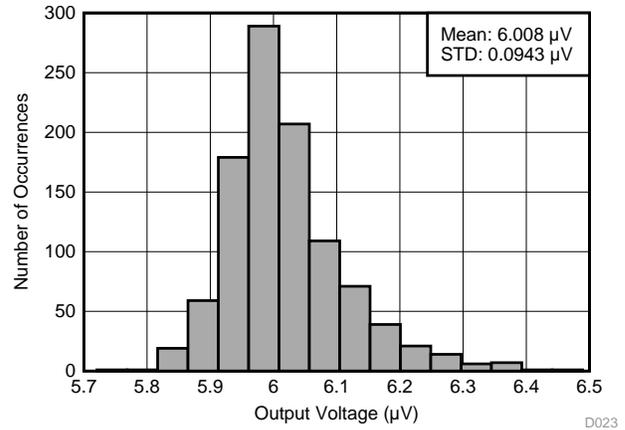


图 49. 20SPS, 增益: 32V/V, 温度: 25°C

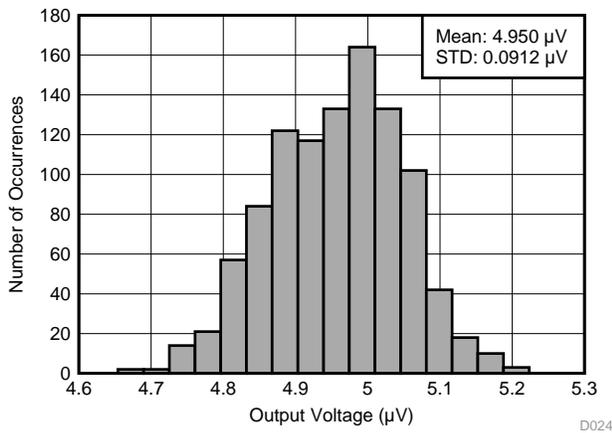


图 50. 20SPS, 增益: 32V/V, 温度: 85°C

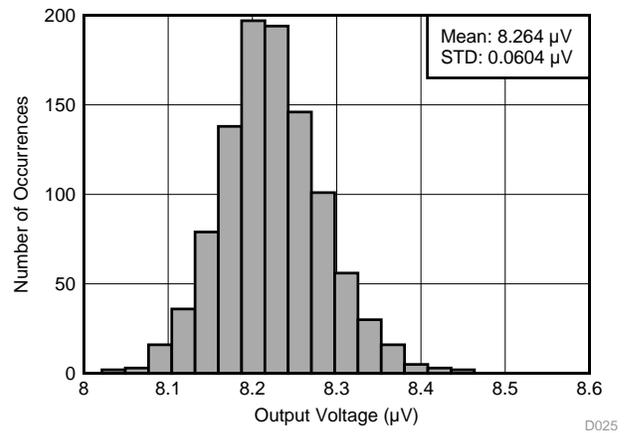


图 51. 20SPS, 增益: 32V/V, 温度: -35°C

噪声测量如表 11 所示。与电压输入路径相比，电流输入路径的有效位数和无噪声位数少大约 0.8 位。造成这种性能下降的主要原因是由于空间所限未实现最佳布局。对于电压路径，来自端子引脚 2 和 3 的信号跟踪是对称的，电流路径则不然。

表 11. 直流性能电流模式

温度 (°C)	增益 (V/V)	有效位数	无噪声位数	噪声 (μV_{RMS})	噪声 (μV_{PP})
-35	1	23.2	20.5	0.507	3.344
	2	23.2	20.5	0.262	1.728
	4	23.1	20.4	0.139	0.914
	8	22.8	20.1	0.084	0.551
	16	22.3	19.5	0.063	0.413
	32	21.4	18.7	0.058	0.379
	旁路	22.8	20.1	0.687	4.530
-20	1	23.2	20.5	0.512	3.379
	2	23.2	20.5	0.258	1.699
	4	23.1	20.4	0.141	0.927
	8	22.7	20.0	0.090	0.591
	16	22.1	19.4	0.069	0.452
	32	21.3	18.6	0.059	0.390
	旁路	23.1	20.3	0.572	3.772
0	1	23.3	20.6	0.485	3.196
	2	23.2	20.5	0.260	1.711
	4	23.1	20.3	0.144	0.949
	8	22.7	20.0	0.091	0.598
	16	22.1	19.4	0.070	0.459
	32	21.2	18.5	0.064	0.422
	旁路	23.1	20.4	0.565	3.729
25	1	23.2	20.5	0.503	3.314
	2	23.2	20.5	0.264	1.737
	4	22.9	20.2	0.155	1.019
	8	22.4	19.7	0.115	0.755
	16	21.5	18.8	0.106	0.697
	32	20.7	17.9	0.095	0.622
	旁路	23.2	20.5	0.506	3.337
55	1	23.2	20.5	0.517	3.409
	2	23.2	20.4	0.265	1.747
	4	23.0	20.3	0.147	0.969
	8	22.7	19.9	0.095	0.623
	16	22.0	19.3	0.074	0.488
	32	21.1	18.4	0.069	0.454
	旁路	23.2	20.5	0.504	3.327
85	1	23.2	20.5	0.520	3.432
	2	23.1	20.4	0.271	1.788
	4	22.9	20.2	0.156	1.024
	8	22.4	19.7	0.113	0.743
	16	21.6	18.9	0.096	0.629
	32	20.7	18.0	0.092	0.602
	旁路	23.2	20.5	0.524	3.453

室温下，模拟输入范围上的误差大约为 0.002%。与电压结果一样，误差取决于温度而非增益设置。测试设置如 所示，不同增益和环境温度下的结果如图 53 至 图 56 所示。

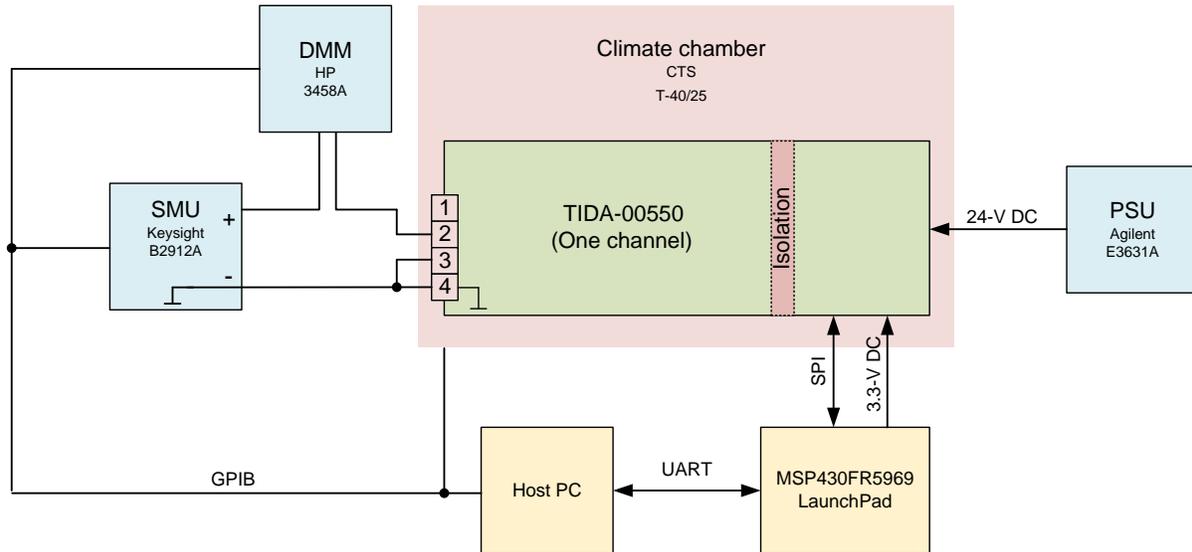


图 52. 电流输入范围测试设置

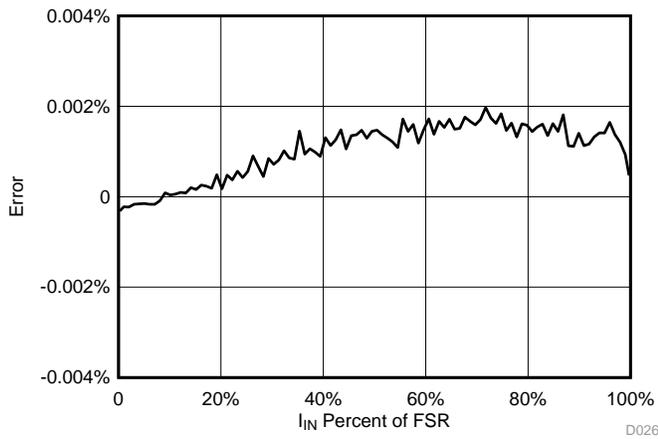


图 53. 25°C 时的输入误差

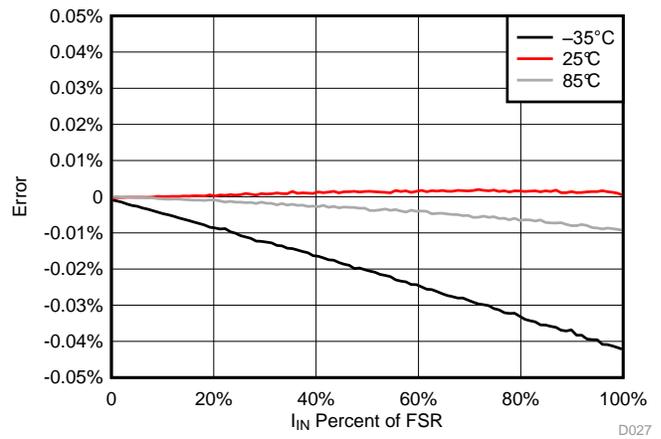


图 54. 不同温度下的输入误差

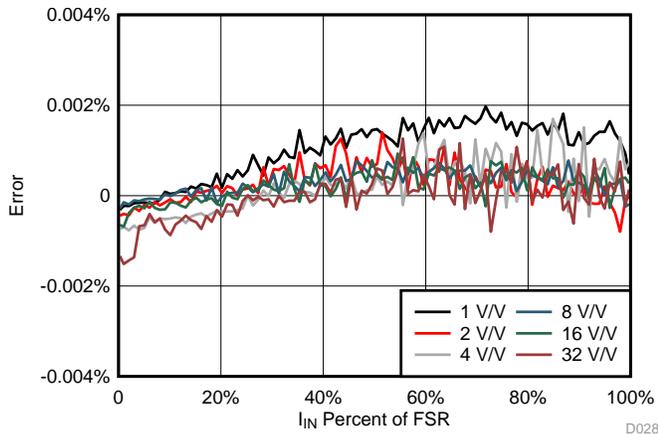


图 55. 各种增益下的输入误差

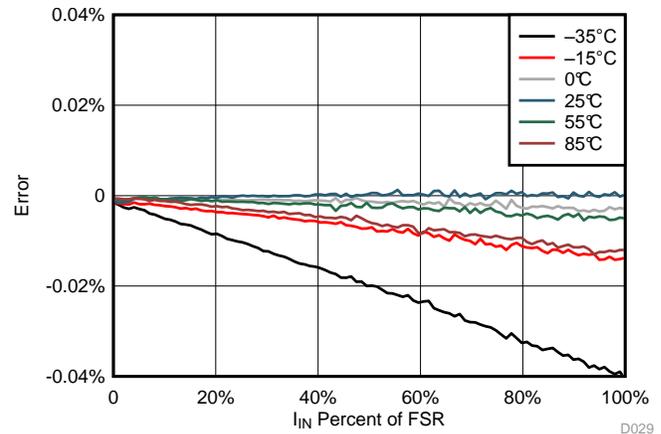


图 56. 增益 32V/V 和各种温度下的输入误差

4.4 模式 IV (4 到 20mA 回路模式) 温度

4 到 20mA 回路模式旨在将具有 4 到 20mA 接口的传感器变送器连接至 TIDA-00550。它使用模式 III (电流) 和固定 PGA 增益设置 4V/V, 以实现 ADS1262 模拟输入范围的最佳调制。如表 10 所示, 可以利用这一增益级测量高达 22.8mA 的电流。指定 4 到 20mA 的模拟带宽为 25Hz。在 20SPS 时, FIR 滤波器的模拟带宽为 13Hz。此带宽是否足够或者是否应使用具有更高数据速率的 SINC 滤波器要视具体应用而定。图 57 显示了使用增益 4V/V 和 FIR 滤波器时的误差。

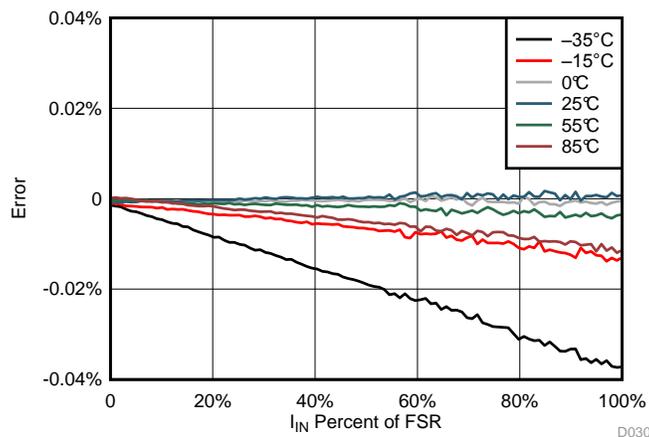


图 57. 不同温度下的 4 到 20mA 回路误差

由于常见的传感器变送器输出不超过 16 位, 因此有效位数 23 (无噪声位数 20.3) 已绰绰有余。

表 12. 4 到 20mA 系统噪声

温度 (°C)	增益 (V/V)	有效位数	无噪声位数	噪声 (μV_{RMS})	噪声 (μV_{PP})
-35	4	23.1	20.4	0.139	0.914
-15	4	23.1	20.4	0.141	0.927
0	4	23.1	20.3	0.144	0.949
25	4	22.9	20.2	0.155	1.019
55	4	23.0	20.3	0.147	0.969
85	4	22.9	20.2	0.156	1.024

4.5 模式 V (热电偶) 测量

热电偶模式使用低压模式路径。从本质上说，热电偶提供了一个浮动电压。为了将此电压作为系统基准电压，使用了 ADS1262 的内置 V_{BIAS} 功能，该功能可为引脚 AINCOM 上的隔离式传感器提供基准输入电压。生成的电压为

$V_{BIAS} = (V_{AVDD} + V_{AVSS}) / 2 = 0V$ (对于 $\pm 2.5V$ 模拟电源)。在这里，此引脚连接到端子引脚 2，后者是热电偶信号的正输入。相对于 ADC 输入范围 $\pm 2.2V$ ，热电偶电压范围非常小。例如，对于 K 型热电偶， $-270^{\circ}C$ 至 $1372^{\circ}C$ 的完整温度范围内的预期电压为 -6.5 至 $54.9mV$ 。这很适合输入电压范围为 $\pm 78mV$ 的 32V/V PGA 增益设置。图 58 显示了测试设置。

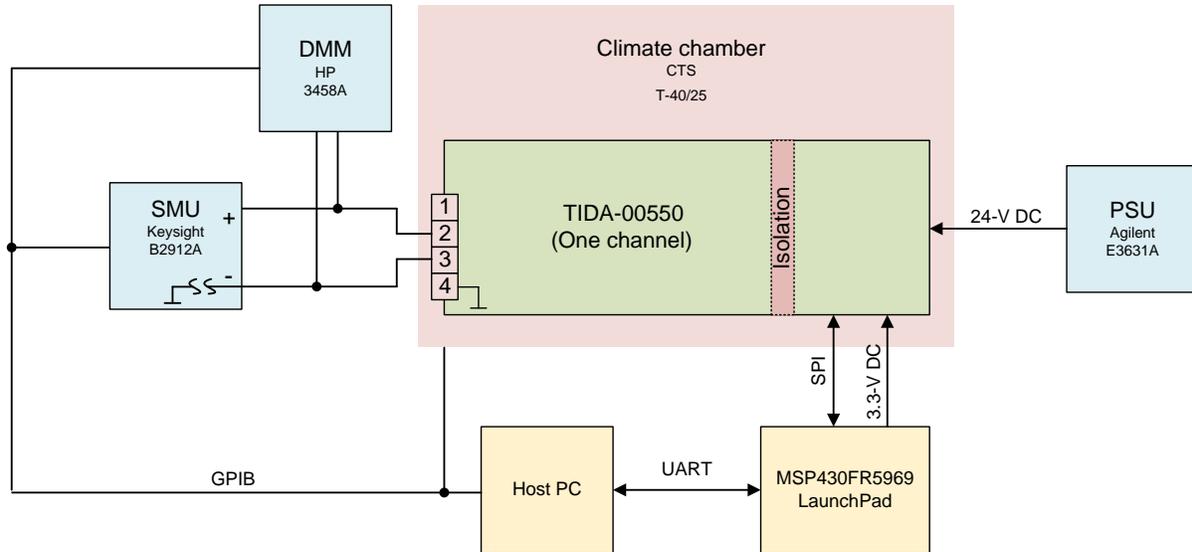


图 58. 热电偶测量的测试设置

负温度下热电偶上较高的误差 (请参见图 59) 受该区域中较小的 $\Delta V/\Delta C$ 的影响而产生。例如， $100^{\circ}C$ 到 $200^{\circ}C$ 范围内的 $\Delta V/\Delta C$ 为 $4.042mV/100^{\circ}C$ ，而 $-100^{\circ}C$ 到 $-200^{\circ}C$ 范围内的 $\Delta V/\Delta C$ 仅为 $2.337mV/100^{\circ}C$ 。正如在低电压测量中看到的那样 (请参见 4.2 节)，这个较小电压范围上的误差是对称的，从而导致负温度下较高的 TC 误差。

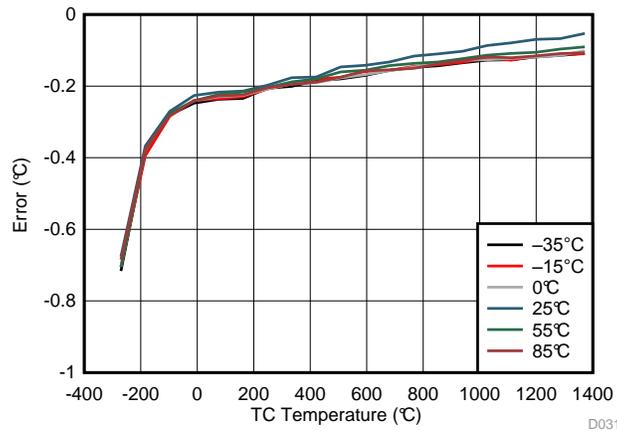


图 59. 各种环境温度下的 TC 误差 (°C)

4.6 模式 VI (RTD) 测量

在测试过程中，测量了 3 线制连接方法，因为它使用两个电流源的最复杂的连接。图 60 显示了测试设置。

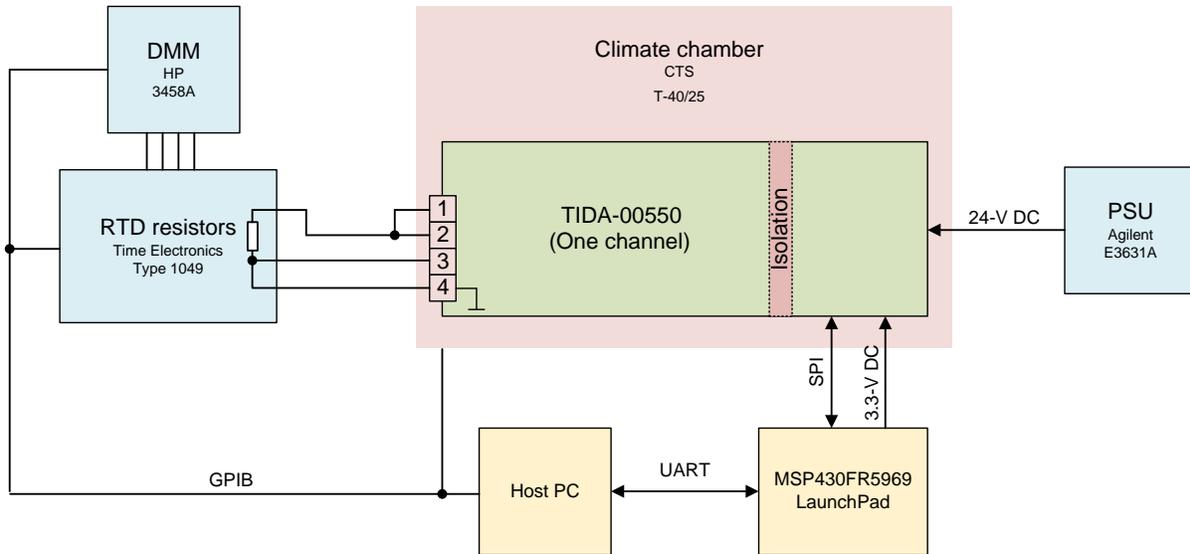


图 60.3 线制 RTD 测量的测试设置

Time electronics 提供的用于 RTD 电阻仿真的电阻网络在这里发挥作用。它提供 13 个电阻来生成 -200°C 到 800°C 之间的温度点。对于较高的温度，电阻器的精确度是 $\pm 0.65^{\circ}\text{C}$ 。由于我们期望 TIDA-00550 能够提供更好结果，因此必须首先确定精确的电阻值。为获得最精确的结果，对每个温度点都执行了以下步骤：

1. 在电阻网络上设置所需的温度点。
2. 使用 4 线制测量法通过 8.5 位 DMM 测量电阻。
3. 所测量的电阻导致 RTD 网络更新既定的温度点。
4. 使用 3 线制连接将电阻网络连接到端子输入并进行实际测量。将更新后的温度点一并考虑在内，以获得如图 61 所示的误差。

这样，RTD 仿真器中温度点机械选择器的电阻虽应保持不变，但由于从 DMM 到 TIDA-00550 的重新布线而引起的接触电阻可能会有所变化。

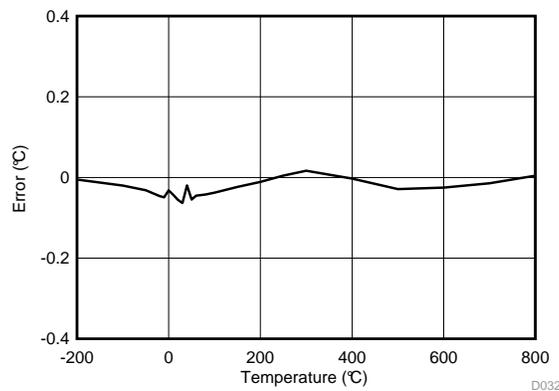


图 61. RTD 误差测量

测得的最大温度误差在整个 RTD 温度范围内为 0.065°C 。为了正确测量，ADS1262 模拟电源电压设置为 $-1.7\text{V}/3.3\text{V}$ 模式。

4.7 4 到 20mA 回路电源测量

回路电源为端子引脚 1 处的远程 4 到 20mA 变送器供电。从端子 1 将标准电阻网络接地后产生曲线（请参见图 62）。

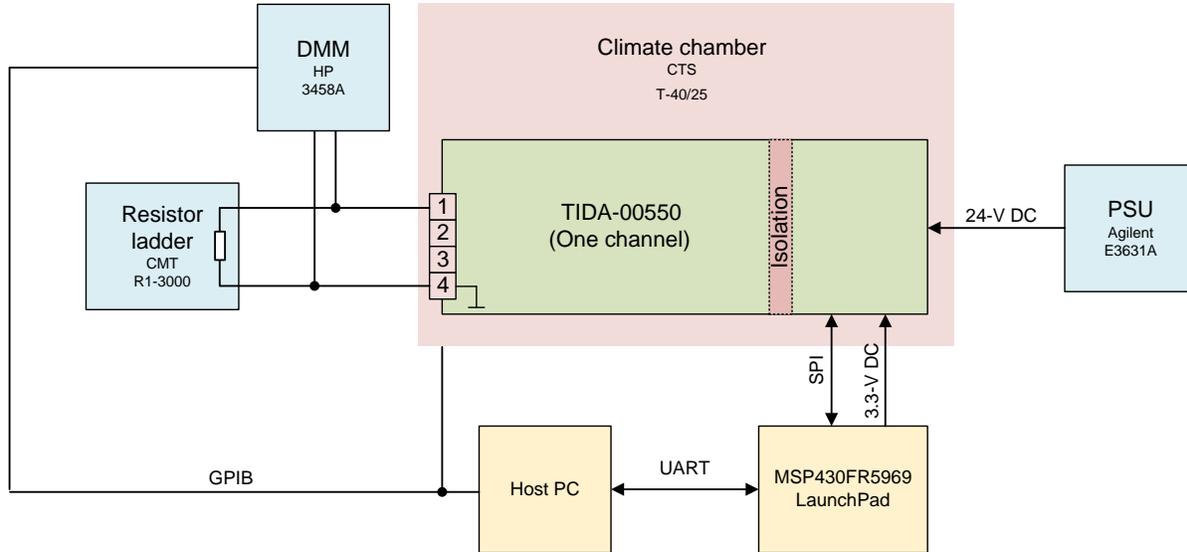


图 62.4 到 20mA 回路 PSU 的测试设置

因为电阻值已知并且测量了电阻器上的电压，所以可以很容易地用公式 $R = U \times I$ 计算出电流。图 63 显示了根据变送器消耗的电流计算得出的输出电压。

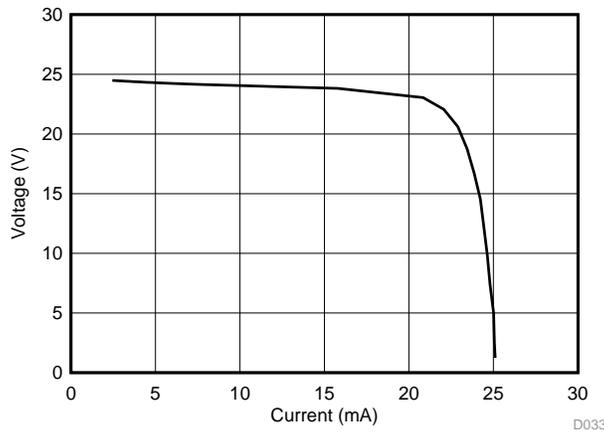


图 63. 输出电压与消耗电流的关系

输出电压在 4 到 20mA 的目标范围内具有良好的稳定性，然而在超过 22mA 后，电压迅速下降。该曲线在很大程度上依赖于电阻器 R46 (20.5Ω)。将电阻值改为较小的值会将曲线的拐点推向更高的电流值，反之亦然。

5 设计文件

5.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 TIDA-00550 的设计文件。

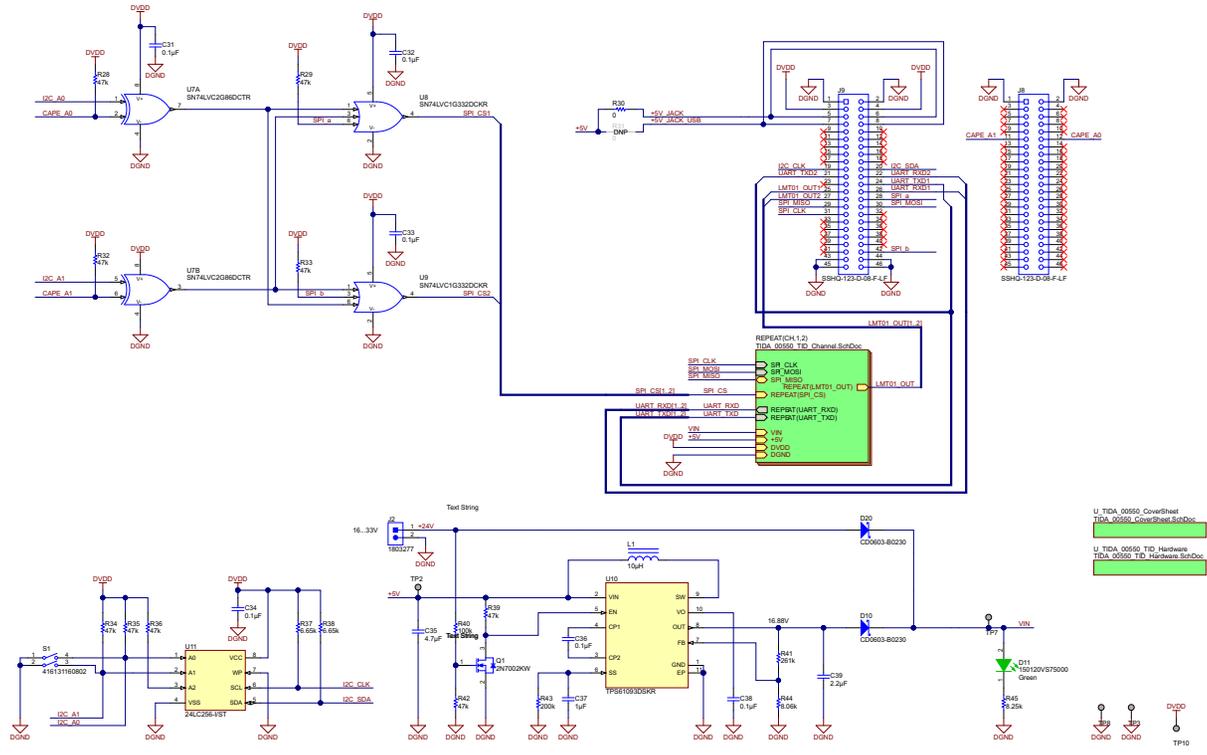


图 64. BeagleBone Cape 功能（主要顶层板）

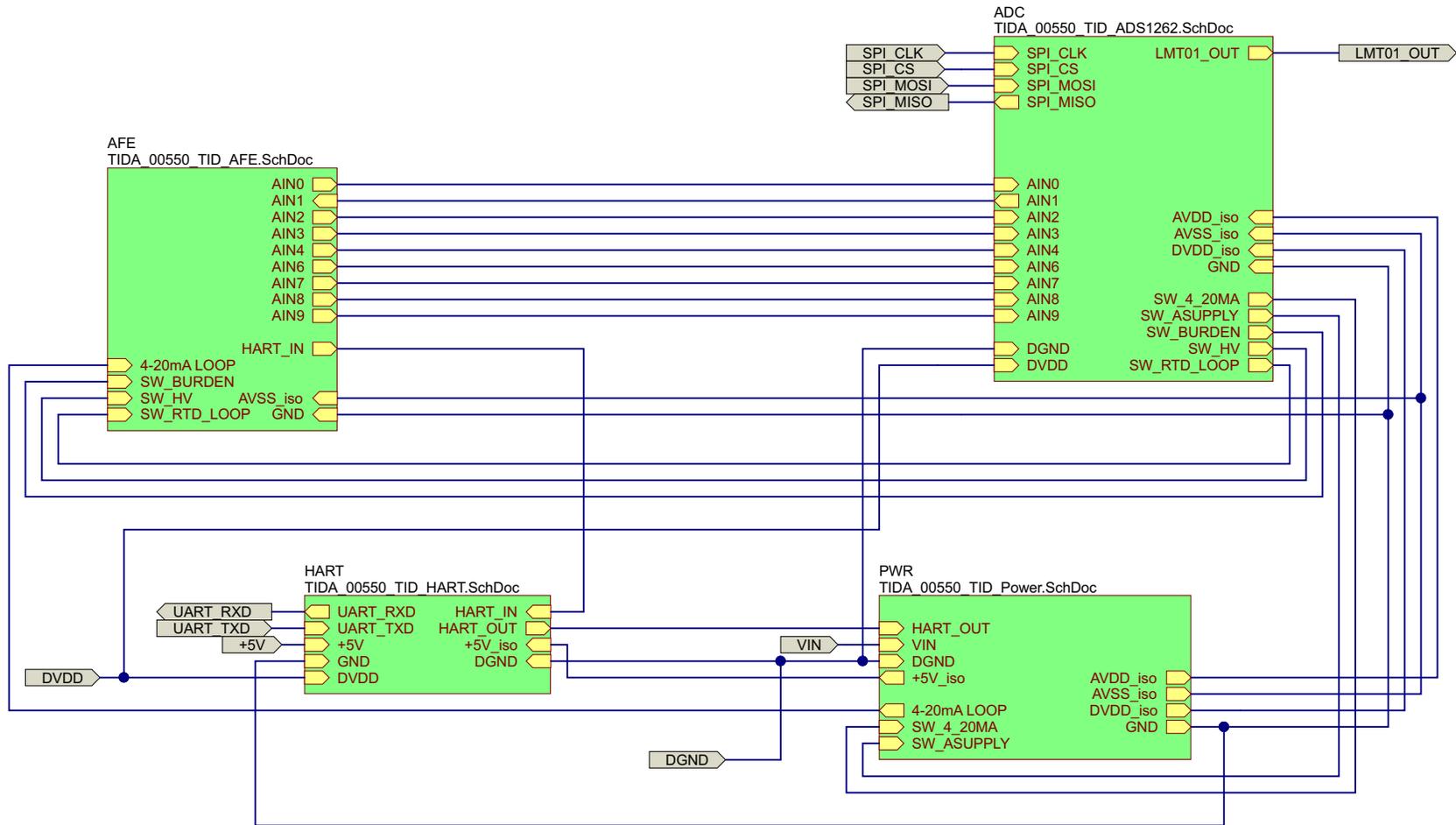
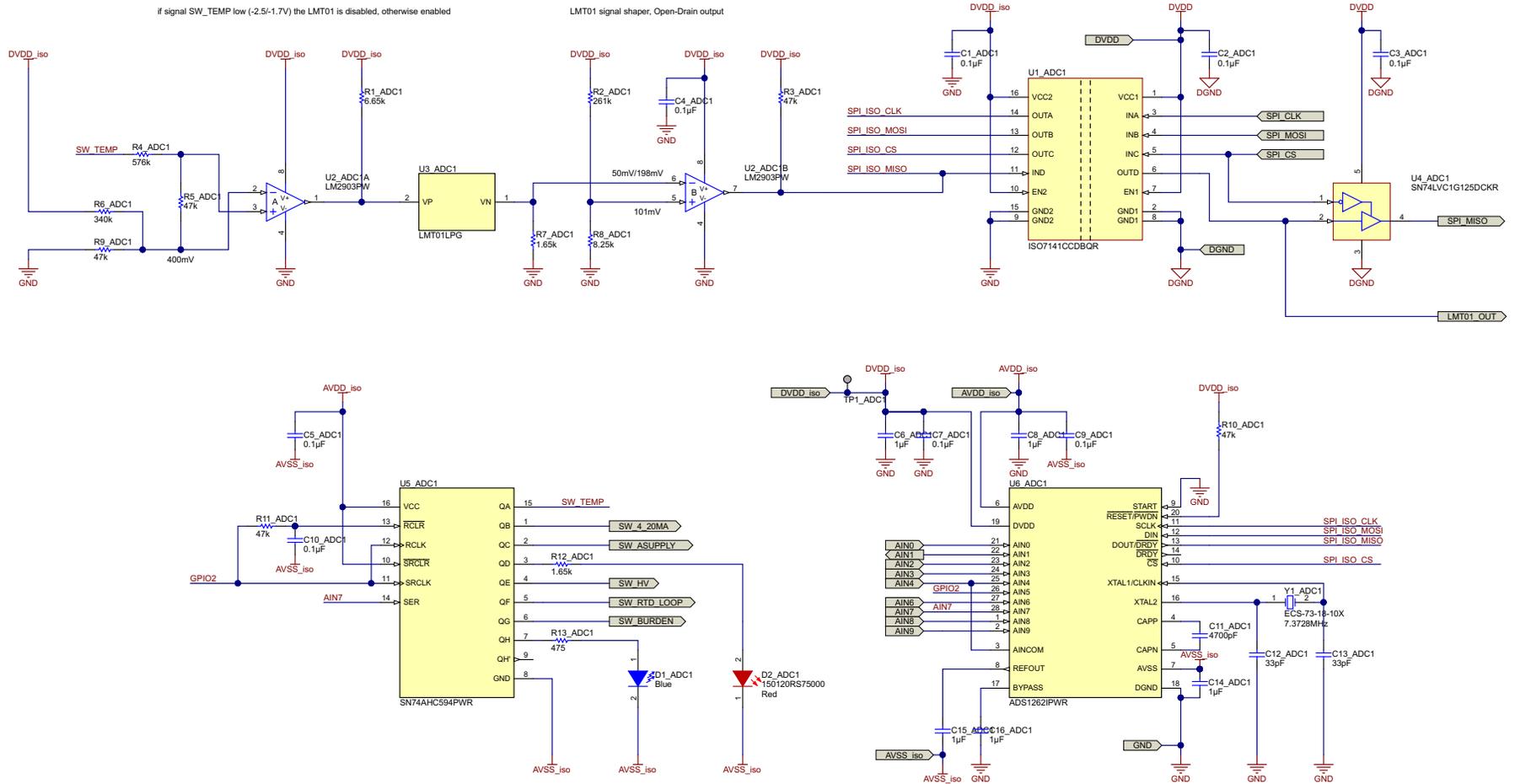


图 65. 每通道顶层板



AIN9 is normally connected to GND over 5kOhm -> can be used as temporary Data line
 OE (594: RCLR) controlled over longer periods of high and low of GPIO0

图 66. ADC、LMT01、GPO 和隔离原理图

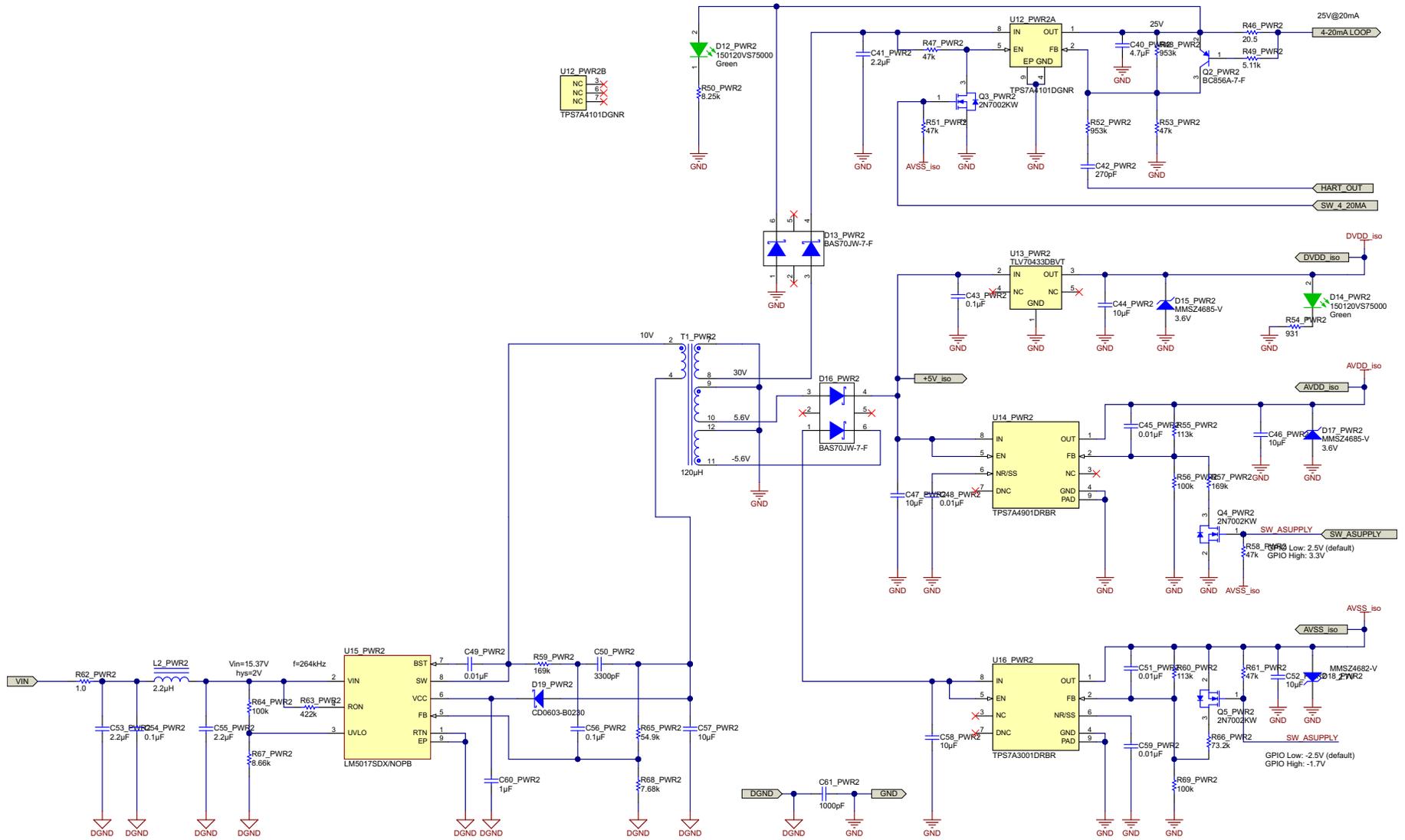


图 67. 电源原理图

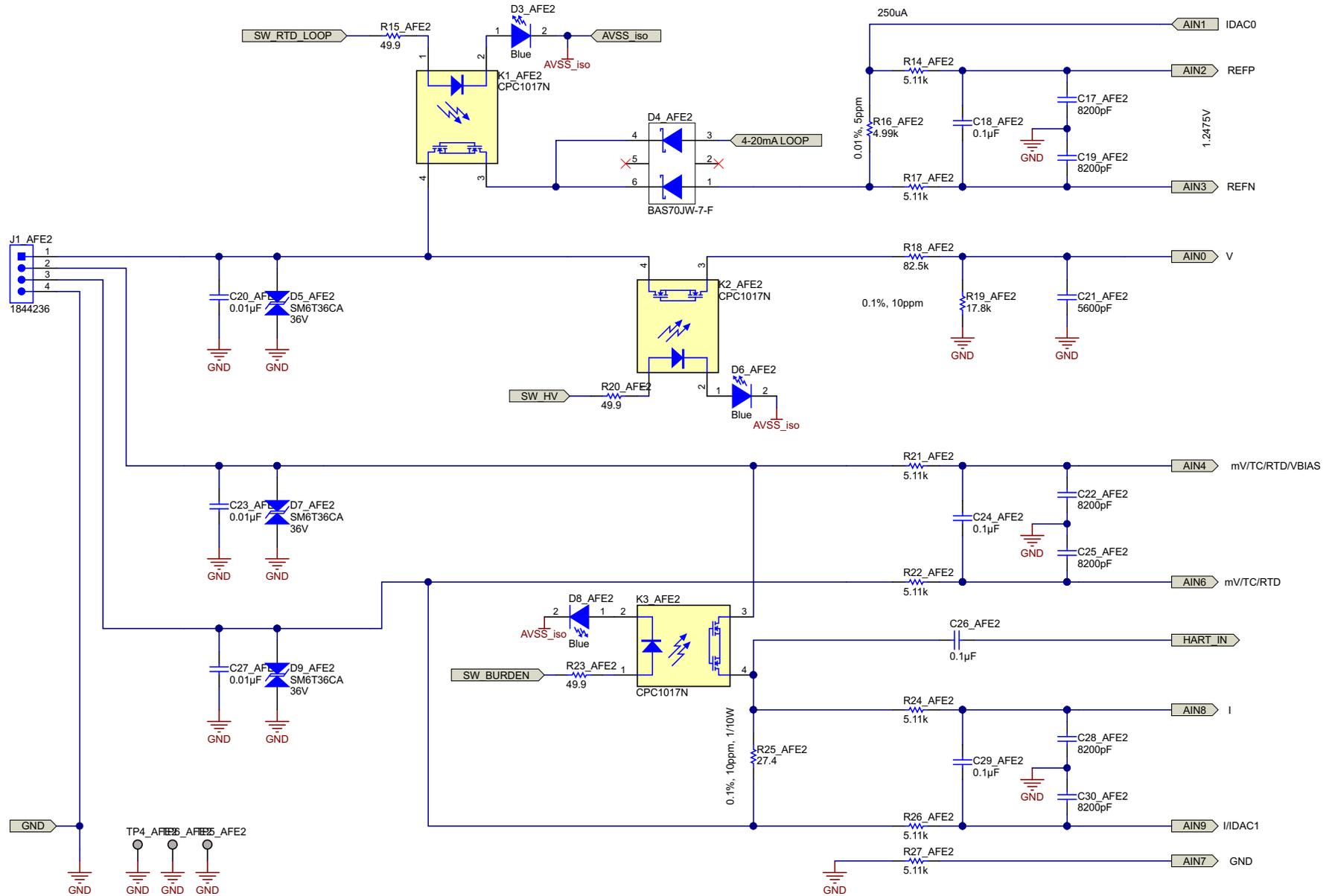


图 68. AFE 原理图

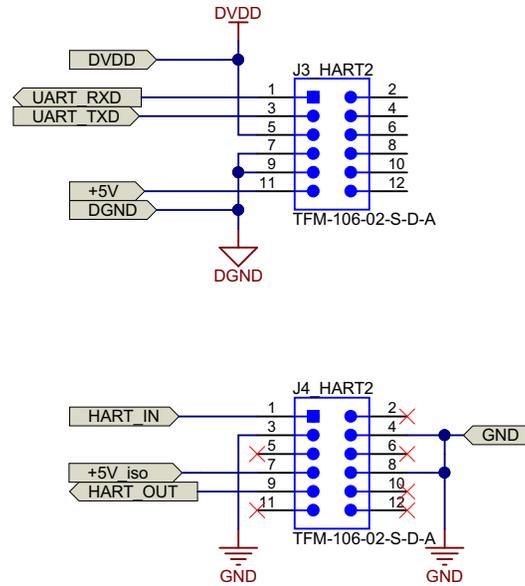


图 69. HART 连接原理图

5.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM), 请参见 [TIDA-00550](#) 的设计文件。

表 13. BOM

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
1	!PCB1	1		TIDA-00550	任意制造商	印刷电路板	
2	C1_ADC1、C1_ADC2、C2_ADC1、C2_ADC2、C3_ADC1、C3_ADC2、C4_ADC1、C4_ADC2、C5_ADC1、C5_ADC2、C7_ADC1、C7_ADC2、C9_ADC1、C9_ADC2、C10_ADC1、C10_ADC2、C26_AFE1、C26_AFE2、C31、C32、C33、C34、C36、C38、C43_PWR1、C43_PWR2、C54_PWR1、C54_PWR2、C56_PWR1、C56_PWR2	30	0.1μF	C1005X7R1H104K	TDK	电容, 陶瓷, 0.1μF, 50V, +/-10%, X7R, 0402	0402
3	C6_ADC1、C6_ADC2、C8_ADC1、C8_ADC2、C14_ADC1、C14_ADC2、C15_ADC1、C15_ADC2、C16_ADC1、C16_ADC2、C37	11	1μF	C1608X7R1C105K	TDK	电容, 陶瓷, 1μF, 16V, +/-10%, X7R, 0603	0603
4	C11_ADC1、C11_ADC2	2	4700pF	C1608C0G1E472J	TDK	电容, 陶瓷, 4700pF, 25V, +/-5%, COG/NP0, 0603	0603
5	C12_ADC1、C12_ADC2、C13_ADC1、C13_ADC2	4	33pF	GRM1555C1E330JA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 33pF, 25V, +/-5%, COG/NP0, 0402	0402
6	C17_AFE1、C17_AFE2、C19_AFE1、C19_AFE2、C22_AFE1、C22_AFE2、C25_AFE1、C25_AFE2、C28_AFE1、C28_AFE2、C30_AFE1、C30_AFE2	12	8200pF	GRM2195C1H822JA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 8200pF, 50V, +/-5%, COG/NP0, 0805	0805
7	C18_AFE1、C18_AFE2、C24_AFE1、C24_AFE2、C29_AFE1、C29_AFE2	6	0.1μF	C3216NP01H104J160AA	TDK	CAP, CERM, 0.1μF, 50V, +/-5%, COG/NP0, 1206_190	1206_190
8	C20_AFE1、C20_AFE2、C23_AFE1、C23_AFE2、C27_AFE1、C27_AFE2	6	0.01μF	08051C103KAT2A	AVX	电容, 陶瓷, 0.01μF, 100V, +/-10%, X7R, 0805	0805
9	C21_AFE1、C21_AFE2	2	5600pF	GRM2195C1H562JA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 5600pF, 50V, +/-5%, COG/NP0, 0805	0805

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
10	C35、C40_PWR1、C40_PWR2	3	4.7 μ F	C3216X7R1H475M160AC	TDK	CAP, CERM, 4.7 μ F, 50V, +/- 20%, X7R, 1206_190	1206_190
11	C39、C41_PWR1、C41_PWR2、C53_PWR1、C53_PWR2、C55_PWR1、C55_PWR2	7	2.2 μ F	UMK316B7225KL-T	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	电容, 陶瓷, 2.2 μ F, 50V, +/-10%, X7R, 1206	1206
12	C42_PWR1、C42_PWR2	2	270pF	GRM155R71H271KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 270pF, 50V, +/-10%, X7R, 0402	0402
13	C44_PWR1、C44_PWR2、C46_PWR1、C46_PWR2、C47_PWR1、C47_PWR2、C52_PWR1、C52_PWR2、C58_PWR1、C58_PWR2	10	10 μ F	C3216X7R1C106M	TDK	电容, 陶瓷, 10 μ F, 16V, +/-20%, X7R, 1206	1206
14	C45_PWR1、C45_PWR2、C48_PWR1、C48_PWR2、C49_PWR1、C49_PWR2、C51_PWR1、C51_PWR2、C59_PWR1、C59_PWR2	10	0.01 μ F	GRM155R71E103KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 0.01 μ F, 25V, +/-10%, X7R, 0402	0402
15	C50_PWR1、C50_PWR2	2	3300pF	GRM155R71H332KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 3300pF, 50V, +/-10%, X7R, 0402	0402
16	C57_PWR1、C57_PWR2	2	10 μ F	GRM31CR71E106KA12L	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 10 μ F, 25V, +/-10%, X7R, 1206	1206
17	C60_PWR1、C60_PWR2	2	1 μ F	GRM188R71E105KA12D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 1 μ F, 25V, +/-10%, X7R, 0603	0603
18	C61_PWR1、C61_PWR2	2	1000pF	202R18W102KV4E	Johanson Technology	电容, 陶瓷, 1000pF, 2000V, +/-10%, X7R, 1206_190	1206_190
19	D1_ADC1、D1_ADC2、D3_AFE1、D3_AFE2、D6_AFE1、D6_AFE2、D8_AFE1、D8_AFE2	8	蓝光	LB Q39G-L2N2-35-1	欧司朗	LED, 蓝光, SMD	蓝光 0603 LED
20	D2_ADC1、D2_ADC2	2	红光	150120RS75000	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	LED, 红光, SMD	3.2mm x 1.6mm
21	D4_AFE1、D4_AFE2、D13_PWR1、D13_PWR2、D16_PWR1、D16_PWR2	6	70V	BAS70JW-7-F	Diodes Inc.	二极管, 肖特基, 70V, 0.07A, SOT-363	SOT-363
22	D5_AFE1、D5_AFE2、D7_AFE1、D7_AFE2、D9_AFE1、D9_AFE2	6	36V	SM6T36CA	STMicroelectronics	二极管, TVS, 双向, 36V, 600W, SMB	SMB
23	D10、D19_PWR1、D19_PWR2、D20	4	35V	CD0603-B0230	伯恩斯 (Bourns)	二极管, 肖特基, 35V, 0.2A, 0603 二极管	0603 二极管

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
24	D11、D12_PWR1、D12_PWR2、D14_PWR1、D14_PWR2	5	绿光	150120VS75000	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	LED, 绿光, SMD	3.2mm x 1.6mm
25	D15_PWR1、D15_PWR2、D17_PWR1、D17_PWR2	4	3.6V	MMSZ4685-V	威世半导体 (Vishay-Semiconductor)	二极管, 齐纳二极管, 3.6V, 500mW, SOD-123	SOD-123
26	D18_PWR1、D18_PWR2	2	2.7V	MMSZ4682-V	威世半导体 (Vishay-Semiconductor)	二极管, 齐纳二极管, 2.7V, 500mW, SOD-123	SOD-123
27	H1, H3	2		1840382	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	接线端子插头, 3.5mm, 4x1, 绿色环保	
28	H2	1		1841161	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	光纤 - 适用于 Phoenix 连接器的 MC 1.5/10-LWL 1.5-3.5	
29	H4	1		1803578	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	接线端子插头, 3.81mm, 2x1, 绿色环保	
30	J1_AFE1、J1_AFE2	2		1844236	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	接线端子, 4x1, 3.5mm, 绿色环保, R/A, TH	接线端子, 4x1, 3.5mm, R/A, TH
31	J2	1		1803277	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	接线端子, 2x1, 3.81mm, R/A, TH	连接器, 2 pos. 3.8mm RA
32	J3_HART1、J3_HART2、J4_HART1、J4_HART2	4		TFM-106-02-S-D-A	Samtec	插头 (有罩), 1.27mm, 6x2, 镀锡, SMT	插头 (有罩), 1.27mm, 6x2, SMT
33	J8, J9	2		SSHQ-123-D-08-F-LF	Major League Electronics	母连接器, 2.54mm, 23x2, TH	母连接器, 2.54mm, 23x2, TH
34	K1_AFE1、K1_AFE2、K2_AFE1、K2_AFE2、K3_AFE1、K3_AFE2	6		CPC1017N	IXYS	继电器, SPST-NO (1 Form A), 0.1A, 1.2VDC, SMD	4.089mm x 3.81mm
35	L1	1	10μH	74404042100	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	电感, 绕制, 铁氧体, 10μH, 1.2A, 0.15Ω, SMD	4x4mm
36	L2_PWR1、L2_PWR2	2	2.2μH	LQM18PN2R2MFH	村田 (Murata)	电感, 铁氧体, 2.2μH, 0.35A, 0.38Ω, SMD	0603

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
37	Q1、Q3_PWR1、Q3_PWR2、Q4_PWR1、Q4_PWR2、Q5_PWR1、Q5_PWR2	7	60V	2N7002KW	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	MOSFET, N 沟道, 60V, 0.31A, SOT-323	SOT-323
38	Q2_PWR1、Q2_PWR2	2	65V	BC856A-7-F	Diodes Inc.	晶体管, PNP, 65V, 0.01A, SOT-23	SOT-23
39	R1_ADC1、R1_ADC2、R37、R38	4	6.65k	CRCW04026K65FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 6.65k, 1%, 0.063W, 0402	0402
40	R2_ADC1、R2_ADC2、R41	3	261k	CRCW0402261KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 261k, 1%, 0.063W, 0402	0402
41	R3_ADC1、R3_ADC2、R5_ADC1、R5_ADC2、R9_ADC1、R9_ADC2、R10_ADC1、R10_ADC2、R11_ADC1、R11_ADC2、R28、R29、R32、R33、R34、R35、R36、R39、R42、R47_PWR1、R47_PWR2、R51_PWR1、R51_PWR2、R53_PWR1、R53_PWR2、R58_PWR1、R58_PWR2、R61_PWR1、R61_PWR2	29	47k	CRCW040247K0JNED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 47k, 5%, 0.063W, 0402	0402
42	R4_ADC1、R4_ADC2	2	576k	CRCW0402576KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 576k, 1%, 0.063W, 0402	0402
43	R6_ADC1、R6_ADC2	2	340k	CRCW0402340KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 340k, 1%, 0.063W, 0402	0402
44	R7_ADC1、R7_ADC2、R12_ADC1、R12_ADC2	4	1.65k	CRCW04021K65FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.65k, 1%, 0.063W, 0402	0402
45	R8_ADC1、R8_ADC2、R45、R50_PWR1、R50_PWR2	5	8.25k	CRCW04028K25FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 8.25k, 1%, 0.063W, 0402	0402

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
46	R13_ADC1、R13_ADC2	2	475	CRCW0402475RFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 475， 1%， 0.063W， 0402	0402
47	R14_AFE1、R14_AFE2、R17_AFE1、R17_AFE2、R21_AFE1、R21_AFE2、R22_AFE1、R22_AFE2、R24_AFE1、R24_AFE2、R26_AFE1、R26_AFE2、R27_AFE1、R27_AFE2、R49_PWR1、R49_PWR2	16	5.11k	CRCW04025K11FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 5.11k， 1%， 0.063W， 0402	0402
48	R15_AFE1、R15_AFE2、R20_AFE1、R20_AFE2、R23_AFE1、R23_AFE2	6	49.9	CRCW040249R9FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 49.9， 1%， 0.063W， 0402	0402
49	R16_AFE1、R16_AFE2	2	4.99k	RNCF0603TKY4K99	斯塔克波尔电子公司 (Stackpole Electronics Inc)	电阻 ， 4.99k， 0.01%， 0.1W， 0603	0603
50	R18_AFE1、R18_AFE2	2	82.5k	RN73C2A82K5BTDF	TE Connectivity	电阻 ， 82.5k， 0.1%， 0.1W， 0805	0805
51	R19_AFE1、R19_AFE2	2	17.8k	RN73C2A17K8BTDF	TE Connectivity	电阻 ， 17.8k， 0.1%， 0.1W， 0805	0805
52	R25_AFE1、R25_AFE2	2	27.4	RN73C2A27R4BTDF	TE Connectivity	RES， 27.4， 0.1%， 0.1W， 0805	0805
53	R30	1	0	ERJ-3GEY0R00V	松下 (Panasonic)	电阻， 0， 5%， 0.1W， 0603	0603
54	R40、R56_PWR1、R56_PWR2、R64_PWR1、R64_PWR2、R69_PWR1、R69_PWR2	7	100k	CRCW0402100KFED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 100kΩ， 1%， 0.063W， 0402	0402
55	R43	1	200k	CRCW0402200KFED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 200k， 1%， 0.063W， 0402	0402
56	R44	1	8.06k	CRCW04028K06FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻 ， 8.06k， 1%， 0.063W， 0402	0402

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
57	R46_PWR1、R46_PWR2	2	20.5	CRCW120620R5FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，20.5，1%，0.25W，1206	1206
58	R48_PWR1、R48_PWR2、R52_PWR1、R52_PWR2	4	953k	CRCW0402953KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，953k，1%，0.063W，0402	0402
59	R54_PWR1、R54_PWR2	2	931	CRCW0402931RFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，931Ω，1%，0.063W，0402	0402
60	R55_PWR1、R55_PWR2、R60_PWR1、R60_PWR2	4	113k	CRCW0402113KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，113k，1%，0.063W，0402	0402
61	R57_PWR1、R57_PWR2、R59_PWR1、R59_PWR2	4	169k	CRCW0402169KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，169k，1%，0.063W，0402	0402
62	R62_PWR1、R62_PWR2	2	1.0	CRCW04021R00JNED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，1.0Ω，5%，0.063W，0402	0402
63	R63_PWR1、R63_PWR2	2	422k	CRCW0402422KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，422k，1%，0.063W，0402	0402
64	R65_PWR1、R65_PWR2	2	54.9k	CRCW040254K9FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，54.9k，1%，0.063W，0402	0402
65	R66_PWR1、R66_PWR2	2	73.2k	CRCW040273K2FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，73.2k，1%，0.063W，0402	0402
66	R67_PWR1、R67_PWR2	2	8.66k	CRCW04028K66FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，8.66k，1%，0.063W，0402	0402
67	R68_PWR1、R68_PWR2	2	7.68k	CRCW04027K68FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻，7.68k，1%，0.063W，0402	0402

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
68	S1	1		416131160802	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	开关, SPST, 关/开, 2 Pos. SMD	5.6x3.58mm
69	T1_PWR1、T1_PWR2	2	120 μ H	750315856	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	变压器, 120 μ H, SMT	12.85mm x 12.95mm
70	U1_ADC1、U1_ADC2	2		ISO7141CCDBQR	德州仪器 (TI)	4242-VPK 小型封装低功耗四通道数字隔离器, DBQ0016A	DBQ0016A
71	U2_ADC1、U2_ADC2	2		LM2903PW	德州仪器 (TI)	双路比较器, PW0008A	PW0008A
72	U3_ADC1、U3_ADC2	2		LMT01LPG	德州仪器 (TI)	0.5 $^{\circ}$ C 精度 2 引脚数字 NTC 或 PTC 热敏电阻更换件, LPG0002A	LPG0002A
73	U4_ADC1、U4_ADC2	2		SN74LVC1G125DCKR	德州仪器 (TI)	具有三态输出的单路总线缓冲器, DCK0005A	DCK0005A
74	U5_ADC1、U5_ADC2	2		SN74AHC594PWR	德州仪器 (TI)	带输出寄存器的 8 位移位寄存器, PW0016A	PW0016A
75	U6_ADC1、U6_ADC2	2		ADS1262IPWR	德州仪器 (TI)	32 位、38kSPS 精密模数转换器 (ADC), 具有可编程增益放大器 (PGA) 和电压基准, PW0028A	PW0028A
76	U7	1		SN74LVC2G86DCTR	德州仪器 (TI)	双路 2 输入异或门, DCT0008A	DCT0008A
77	U8, U9	2		SN74LVC1G332DCKR	德州仪器 (TI)	单路 3 输入正或门, DCK0006A	DCK0006A
78	U10	1		TPS61093DSKR	德州仪器 (TI)	具有集成功率二极管和输入/输出隔离的低输入升压转换器, DSK0010A	DSK0010A
79	U11	1		24LC256-I/ST	微芯片 (Microchip)	256K I2C CMOS 串行 EEPROM, TSSOP-8	TSSOP-8
80	U12_PWR1、U12_PWR2	2		TPS7A4101DGNR	德州仪器 (TI)	单通道输出 LDO, 50mA, 可调 1.175 至 48V 输出, 7 至 50V 输入, 8 引脚 MSOP (DGN), -40 至 125 $^{\circ}$ C, 绿色环保 (符合 RoHS 标准, 无镉/溴)	DGN0008B
81	U13_PWR1、U13_PWR2	2		TLV70433DBVT	德州仪器 (TI)	单通道输出 LDO, 150mA, 固定 3.3V 输出, 2.5 至 24V 输入, 具有超低 IQ, 5 引脚 SOT-23 (DBV), -40 至 125 $^{\circ}$ C, 绿色环保 (符合 RoHS 标准, 无镉/溴)	DBV0005A

表 13. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
82	U14_PWR1、U14_PWR2	2		TPS7A4901DRBR	德州仪器 (TI)	+36V, +150mA, 超低噪声, 正线性稳压器, DRB0008A	DRB0008A
83	U15_PWR1、U15_PWR2	2		LM5017SDX/NOPB	德州仪器 (TI)	100V、600mA 恒定导通时间同步降压稳压器, NGU0008B	NGU0008B
84	U16_PWR1、U16_PWR2	2		TPS7A3001DRBR	德州仪器 (TI)	-35V、-200mA 超低噪声负线性稳压器, DRB0008A	DRB0008A
85	Y1_ADC1、Y1_ADC2	2		ECS-73-18-10X	ECS Inc.	晶振, 7.3728MHz, 18pF, SMD	D3.2xL10.5mm
86	FID1、FID2、FID3	0		不可用	不可用	基准标记。没有需要购买或安装的元件。	基准
87	R31	0	0	ERJ-3GEY0R00V	松下 (Panasonic)	电阻, 0, 5%, 0.1W, 0603	0603

5.3 布局图

要下载布局图，请参见 [TIDA-00550](#) 的设计文件。

5.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00550](#) 的设计文件。

5.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00550](#) 的设计文件。

5.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00550](#) 的设计文件。

6 软件文件

要下载软件文件，请参见 [TIDA-00550](#)。

7 参考

1. IXYS Integrated Circuits Division 的 *60V Normally-Open Single-Pole 4-Pin SOP OptoMOS® Relay CPC1017N* 产品说明书 ([PDF](#))
2. 德州仪器 (TI) 网站上的 LaunchPad 产品文件夹 (<http://www.ti.com.cn/tool/cn/msp-exp430fr5969>)

7.1 商标

All trademarks are the property of their respective owners.

8 关于作者

LARS LOTZENBURGER 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Lars 在工作中充分发挥了他在模拟和数字电路开发、PCB 设计以及嵌入式编程方面的丰富经验。Lars 拥有德国萨克森米特韦达应用科学大学的电气工程学士学位。

INGOLF FRANK 是德州仪器 (TI) 工厂自动化和控制团队的系统工程师，专注于可编程逻辑控制器 I/O 模块的开发。Ingolf 的工作涉及多个产品系列和技术，以利用尽可能更佳的解决方案来实现系统级应用设计。Ingolf 于 1991 年获得德国比勒费尔德应用科学大学信息技术专业的电气工程学士学位 (Dipl. Ing. (FH))。

有关 TI 设计信息和资源的重要通知

德州仪器 (TI) 公司提供的技术、应用或其他设计建议、服务或信息，包括但不限于与评估模块有关的参考设计和材料（总称“TI 资源”），旨在帮助设计人员开发整合了 TI 产品的应用；如果您（个人，或如果是代表贵公司，则为贵公司）以任何方式下载、访问或使用了任何特定的 TI 资源，即表示贵方同意仅为该等目标，按照本通知的条款进行使用。

TI 所提供的 TI 资源，并未扩大或以其他方式修改 TI 对 TI 产品的公开适用的质保及质保免责声明；也未导致 TI 承担任何额外的义务或责任。TI 有权对其 TI 资源进行纠正、增强、改进和其他修改。

您理解并同意，在设计应用时应自行实施独立的分析、评价和判断，且应全权负责并确保应用的安全性，以及您的应用（包括应用中使用的 TI 产品）应符合所有适用的法律法规及其他相关要求。您就您的应用声明，您具备制订和实施下列保障措施所需的一切必要专业知识，能够 (1) 预见故障的危险后果，(2) 监视故障及其后果，以及 (3) 降低可能导致危险的故障几率并采取适当措施。您同意，在使用或分发包含 TI 产品的任何应用前，您将彻底测试该等应用和该等应用所用 TI 产品的功能。除特定 TI 资源的公开文档中明确列出的测试外，TI 未进行任何其他测试。

您只有在为开发包含该等 TI 资源所列 TI 产品的应用时，才被授权使用、复制和修改任何相关单项 TI 资源。但并未依据禁止反言原则或其他法律授予您任何 TI 知识产权的任何其他明示或默示的许可，也未授予您 TI 或第三方的任何技术或知识产权的许可，该等产权包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何整合、机器制作、流程相关的其他知识产权。涉及或参考了第三方产品或服务的信息不构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用 TI 资源可能需要您向第三方获得对该等第三方专利或其他知识产权的许可。

TI 资源系“按原样”提供。TI 兹免除对 TI 资源及其使用作出所有其他明确或默示的保证或陈述，包括但不限于对准确性或完整性、产权保证、无复发故障保证，以及适销性、适合特定用途和不侵犯任何第三方知识产权的任何默认保证。

TI 不负责任何申索，包括但不限于因组合产品所致或与之有关的申索，也不为您辩护或赔偿，即使该等产品组合已列于 TI 资源或其他地方。对因 TI 资源或其使用引起或与之有关的任何实际的、直接的、特殊的、附带的、间接的、惩罚性的、偶发的、从属或惩戒性损害赔偿，不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿，TI 概不负责。

您同意向 TI 及其代表全额赔偿因您不遵守本通知条款和条件而引起的任何损害、费用、损失和/或责任。

本通知适用于 TI 资源。另有其他条款适用于某些类型的材料、TI 产品和服务的使用和采购。这些条款包括但不限于适用于 TI 的半导体产品 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、[评估模块](http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm)和样品 (<http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm>) 的标准条款。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2017 德州仪器半导体技术（上海）有限公司