

## Analog Engineer's Circuit

## 具有高侧基准和两个 IDAC 电流源的三线 PT100 RTD 测量电路



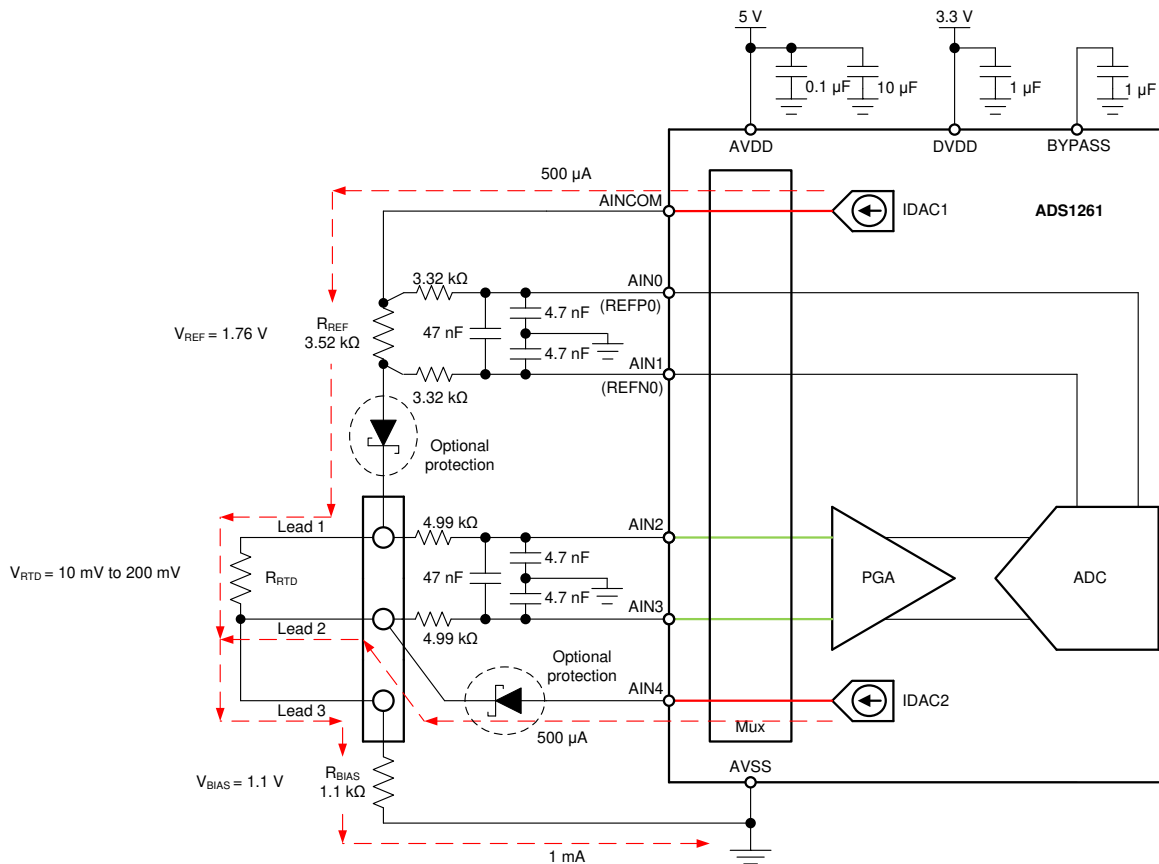
Joseph Wu and Chris Hall

## 电源

AVDD	AVSS、DGND	DVDD
5V	0V	3.3V

## 设计说明

该设计指南介绍了如何使用 [ADS1261](#) 实现三线 RTD 温度测量。该设计采用比例测量和高侧基准，使用两个用于 PT100 型 RTD 的匹配激励电流源，温度测量范围为  $-200^{\circ}\text{C}$  至  $850^{\circ}\text{C}$ 。该设计包含 ADC 配置寄存器设置和用于配置和读取器件的伪代码。此电路可用于 PLC [模拟输入模块](#)、[实验室和现场仪表](#) 以及 [工厂自动化和控制](#) 等应用。更多有关使用各种 RTD 接线配置进行精确 ADC 测量的信息，请参阅 [RTD 测量基本指南](#)。



## 设计说明

1. 模拟和数字电源均使用电源去耦电容。在 AVDD 和 AVSS ( 接地 ) 之间放置 0.1  $\mu$ F 和 10  $\mu$ F 电容器。在 DVDD 和接地平面之间连接一个 1  $\mu$ F 电容器。在 BYPASS 和接地平面之间连接一个 1  $\mu$ F 电容器。有关电源建议的详细信息，请参阅 [ADS126x 具有 PGA 和监控器的精密、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位、 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$  ADC 数据表](#)。
2. 不要使用与 ADC 输入和 IDAC 电流源输出相同的引脚使激励电流流过输入滤波电阻器。与串联电阻发生反应的激励电流会增加测量误差。
3. REFOUT 和 REFCOM 之间需要一个 10 $\mu$ F 电容器，以启用 IDAC 电流的内部基准。
4. 使用具有高精度和低漂移的精密基准电阻器。由于测量是比率式的，因此精度取决于该基准电阻器的误差。0.01% 的电阻器会产生与 ADC 类似的增益误差。
5. 如果可能，使用 C0G (NPO) 陶瓷电容器进行输入滤波。这些电容器中使用的电介质在电压、频率和温度变化时提供最稳定的电气性能。
6. 使用标准电容器值和 1% 电阻器值选择 ADC 输入和基准输入的输入滤波。使用 [ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比率测量和滤波](#) 中提供了这些滤波器的示例设计和分析。
7. 该设计显示了与 ADC 多路复用器的六个输入引脚的连接。使用其余的模拟输入进行其他测量，例如使用交流激励的桥测量。
8. 由于消除了引线电阻，与类似的 [双线 RTD 测量](#) 相比，三线测量可提供更高的精度。为该设计使用高侧基准能够显著降低可在 [使用低侧基准的三线 RTD 测量](#) 中看到的 IDAC 电流失配导致的误差。有关使用其他 RTD 接线配置进行测量的信息，请参阅 [RTD 测量基本指南](#)。

## 元件选型

1. 确定 RTD 的工作范围。

例如，如果温度测量范围为  $-200^{\circ}\text{C}$  至  $850^{\circ}\text{C}$ ，那么 PT100 RTD 的测量范围约为  $20\ \Omega$  至  $400\ \Omega$ 。基准电阻器必须大于最大 RTD 值。基准电阻和 PGA 增益决定了测量的正满量程范围。

2. 使用两个匹配的 IDAC 电流源来消除引线电阻误差。

使用两个匹配的 IDAC 电流源来消除引线电阻。假设引线 1 和引线 2 的电阻相同，并且 IDAC1 和 IDAC2 的电流相同，则可以消除引线电阻误差。可以通过 AIN2 和 AIN3 上的测量电压来显示该消除情况。

IDAC1 通过引线 1 将电流驱动到基准电阻器  $R_{\text{REF}}$  和 RTD 中。IDAC2 将电流驱动到引线 2 中。首先，假设电路中显示的输入保护没有电压降。可以通过以下公式计算 AIN2 和 AIN3 上的电压。

$$V_{\text{AIN2}} = I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}}) + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}})$$

$$V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}} + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}})$$

ADC 的测量值是 AIN2 和 AIN3 之间的差值，即对前面两个公式执行减法所得的值。

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = \left[ I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}} + R_{\text{BIAS}}) + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}}) \right] - \left[ I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}} + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}}) \right]$$

因此， $R_{\text{LEAD3}}$  和  $R_{\text{BIAS}}$  项会消失。

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}}) - I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}}$$

如果  $R_{\text{LEAD1}}$  和  $R_{\text{LEAD2}}$  相等并且  $I_{\text{IDAC1}}$  和  $I_{\text{IDAC2}}$  相等 ( 成为  $I_{\text{IDAC}}$  )，那么引线电阻误差会消除，从而得到以下公式：

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC}} \times R_{\text{RTD}}$$

3. 确定 IDAC 激励电流和基准电阻器的值。

该设计中的激励电流源选择为  $500\ \mu\text{A}$ 。这可以更大程度地增大 RTD 电压的值，同时使 RTD 的自热较低。对于小型薄膜元件，RTD 自发热系数的典型范围为  $2.5\text{mW}/^{\circ}\text{C}$ ，对于较大的线绕元件，该范围为  $65\text{mW}/^{\circ}\text{C}$ 。在

最大 RTD 电阻值下激励电流为 500  $\mu$ A 时，RTD 中的功耗小于 0.4mW，并将自热导致的测量误差保持在 0.005 $^{\circ}$ C 以内。

在选择 IDAC 电流大小之后，设置  $R_{REF} = 3.52k\Omega$ 。使用 500  $\mu$ A 激励电流会将基准设置为 1.76V，最大 RTD 电压为 200mV。使用这些值，PGA 增益可以设置为八，以便最大 RTD 电压接近正满量程而不超过它。

基准电阻器  $R_{REF}$  必须是具有高精度和低漂移的精密电阻器。 $R_{REF}$  中的任何误差都反映了 RTD 测量中的相同误差。REFP 和 REFN 引脚 (AIN0 和 AIN1) 显示为作为开尔文连接与  $R_{REF}$  电阻器相连，以获得最精确的基准电压测量值。这消除了作为基准电阻测量误差的一切串联电阻。

请注意，对于高侧基准，流经基准电阻器和 RTD 的电流是相同的。对于 [具有低侧基准的三线 RTD 测量](#)，IDAC 电流失配是导致误差的一个重要原因。在此设计中，失配只会导致引线电阻器消除中的较小误差，而不是 RTD 测量中的较大增益误差。

#### 4. 设置 $R_{BIAS}$ 并验证设计是否处于 ADC 的工作范围之内。

设置基准电阻、IDAC 电流大小和 ADC 增益之后，选择用于设置输入测量的偏置电压的  $R_{BIAS}$  电阻。通常，选择  $R_{BIAS}$  以将输入设置为 1/2  $V_s$  电压。不过，基准电阻器、RTD 电阻、偏置电阻器和电路中使用的任何可选输入保护上的电压降总和很大。 $R_{BIAS}$  输入偏移应足够高，以使 RTD 测量电压保持在 PGA 输入范围之内，但不应太高，以便激励电流输出引脚处于 IDAC 的顺从电压之内，这一点很重要。

将  $R_{BIAS}$  设置为 1.1k $\Omega$  可满足该要求。在使用 400 $\Omega$  的最大 RTD 电阻的情况下，可以使用以下公式来计算 ADC 输入电压。该计算中，可以忽略微小的引线电阻。

$$V_{AIN2} = (I_{IDAC1} \times R_{RTD}) + [(I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \times R_{BIAS}] = 1.3V$$

$$V_{AIN3} = (I_{IDAC1} + I_{IDAC2}) \times R_{BIAS} = 1mA \times 1.1k\Omega = 1.1V$$

$$V_{INMAX} = 500\mu A \times 400\Omega = 200mV$$

首先，验证当增益为 8 并且 AVDD 为 5V、AVSS 为 0V 时 AIN2 和 AIN3 上的电压是否处于 PGA 的输入范围内。如 [ADS126x 具有 PGA 和监控器的精密、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位、 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$  ADC](#) 数据表中所示，绝对输入电压必须满足以下条件：

$$AVSS + 0.3V + [|V_{INMAX}| \times (Gain - 1) \div 2] < V_{AIN2}, V_{AIN3} < V_{AVDD} - 0.3V - [|V_{INMAX}| \times (Gain - 1) \div 2]$$

$$0.3V + [|0.2V| \times (8 - 1) \div 2] < V_{AIN2}, V_{AIN3} < 5V - 0.3V - [|0.2V| \times (8 - 1) \div 2]$$

$$1V < V_{AIN2}, V_{AIN3} < 4V$$

由于在 AIN2 和 AIN3 上看到的最大和最小输入电压 (1.1V 和 1.3V) 介于 1V 和 4V 之间，因此输入处于 PGA 工作范围之内。

第二，验证 IDAC 输出引脚电压是否在顺从电压范围内。当 RTD 电压达到最大值时，IDAC 电流输出电压最高且最受输出顺从性的限制，如以下公式所示。和以前一样，我们可以忽略引线电阻的低电压贡献。

$$V_{IDAC1} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D + V_{REF}$$

$$V_{IDAC1} = 1V + 0.2V + 0.3V + 1.76V = 3.26V$$

对于输入保护肖特基二极管 ( $V_D$ )，最大 RTD 电压为 200mV，假设压降为 300mV。

[ADS126x 具有 PGA 和监控器的精密、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位、 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$  ADC](#) 数据表 [电流源](#) 部分下的 [电气特性](#) 表中列出了 IDAC 电流顺从范围。以下公式提供了 IDAC 电流顺从范围。

$$AVSS < V_{IDAC1} < AVDD - 1.1V$$

在该示例设计中，AVDD 为 5V，因此以上公式可简化为：

$$0V < V_{IDAC1} < 3.9V$$

根据前面的公式，IDAC1 引脚的输出顺从性得到满足。由于 IDAC2 引脚的电压始终低于 IDAC1 电压，因此两个电流源都处于顺从范围内。

原理图中显示了两个可选的输入保护二极管。这些低  $V_F$  二极管为 IDAC 电流源提供了输入故障保护，可以使用串联电阻代替。如果使用串联电阻，那么对于验证 IDAC 输出引脚顺从电压的公式，增加的 0.3V 二极管电压将替换为新串联电阻上的  $I_{IDAC}$  产生的电压。

第三，验证基准电压是否处于 ADC 的基准电压输入范围内。对于 ADS1261，[ADS126x 具有 PGA 和监控器的精密、5 通道和 10 通道、40kSPS、24 位、 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$  ADC 数据表的建议运行条件](#)中显示了差分基准输入电压范围，如以下公式所示。

$$0.9V < V_{REFP} - V_{REFN} < AVDD - AVSS$$

$$0.9V < 1.76V < 5V$$

此外，以下公式验证绝对负基准输入电压和绝对正基准输入电压。计算表明基准电压处于 ADC 基准的输入范围之内。

$$AVSS - 0.05V < V_{REFN} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D < V_{REFP} - 0.9V$$

$$-0.05V < 1.5V < 4.1V$$

$$V_{REFN} < V_{REFP} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D + V_{REF} < AVDD + 0.05V$$

$$1.5V < 3.26V < 5.05V$$

#### 5. 选择 ADC 输入和基准输入的差分与共模输入滤波值。

此设计包含差分与共模输入 RC 滤波。差分输入滤波的带宽设置为至少比 ADC 的数据速率高 10 倍。共模电容器选择为差分电容器值的 1/10。由于电容器的选择，共模输入滤波的带宽比差分输入滤波带宽大约高 20 倍。虽然串联滤波电阻器会提供一定程度的输入保护，但应使输入电阻器保持低于 10k $\Omega$ ，以便为 ADC 提供适当的输入采样。

在进行输入滤波的情况下，差分信号以低于共模信号的频率衰减，共模信号会被器件的 PGA 显著抑制。共模电容器的失配会导致非对称噪声衰减，表现为差分输入噪声。当差分信号的带宽较低时，可降低输入共模电容器失配的影响。ADC 输入和基准输入的输入滤波是针对相同的带宽进行设计的。

在此设计中，采用 ADS1261 的低延迟滤波器将数据速率选择为 20SPS。这种滤波提供了具有单周期稳定和抑制 50Hz 和 60Hz 线路噪声能力的低噪声测量。对于 ADC 输入滤波，通过以下公式近似计算差分滤波和共模滤波的带宽频率。

$$f_{IN\_DIFF} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{IN\_DIFF} (R_{RTD} + 2 \times R_{IN})]$$

$$f_{IN\_CM} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{IN\_CM} (R_{RTD} + R_{IN} + R_{BIAS})]$$

对于 ADC 输入滤波， $R_{IN} = 4.99k\Omega$ ， $C_{IN\_DIFF} = 47nF$ ， $C_{IN\_CM} = 4.7nF$ 。这将差分滤波器带宽设置为 330Hz，将共模滤波器带宽设置为 5.4kHz。

类似地，可以通过以下公式近似计算基准输入滤波的带宽。

$$f_{REF\_DIFF} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{REF\_DIFF} \times (R_{REF} + 2 \times R_{IN\_REF})]$$

$$f_{REF\_CM} = 1 / \{2 \times \pi \times C_{REF\_CM} \times [R_{IN\_REF} + (\frac{1}{2} \times R_{REF}) + R_{RTD} + R_{BIAS}]\}$$

对于基准输入滤波， $R_{IN\_REF} = 3.32k\Omega$ ， $C_{REF\_DIFF} = 47nF$ ， $C_{REF\_CM} = 4.7nF$ 。这将差分滤波器带宽设置为 330Hz，将共模滤波器带宽设置为 5.3kHz。在设计中，并不总是可以匹配 ADC 输入和基准输入滤波。不过，保持带宽接近可能会降低测量中的噪声。

有关输入滤波元件选择的深入分析，请参阅 [使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比率测量和滤波](#)。

## 测量转换

RTD 测量通常是比率测量。使用比率测量，无需将 ADC 输出代码转换为电压。这意味着输出代码仅作为基准电阻器的比率给出测量值，无需激励电流的精确值。唯一的要求是流经 RTD 和基准电阻器的电流相同。

下面显示了针对 24 位 ADC 的测量转换公式：

$$\text{Output Code} = 2^{23} \times \text{Gain} \times (V_{RTD} \div V_{REF}) = 2^{23} \times \text{Gain} \times (I_{IDAC1} \times R_{RTD}) \div (I_{IDAC1} \times R_{REF}) = 2^{23} \times \text{Gain} \times (R_{RTD} \div R_{REF})$$

$$R_{RTD} = R_{REF} \times [\text{Output Code} \div (\text{Gain} \times 2^{23})]$$

ADC 将测量值转换为 RTD 等效电阻。由于 RTD 响应的非线性，电阻到温度的转换需要通过公式或查询表进行计算。更多有关 RTD 电阻到温度转换的信息，请参阅 [RTD 测量基本指南](#)。

## 寄存器设置

### 使用 ADS1261 且具有高侧基准和两个 IDAC 电流源的 3 线 RTD 测量的配置寄存器设置

寄存器地址	寄存器名称	设置	说明
02h	MODE0	24h	20SPS, FIR 数字滤波器
03h	MODE1	01h	正常模式, 连续转换, 转换之间具有 50 $\mu$ s 的延迟
04h	MODE2	00h	禁用 GPIO
05h	MODE3	00h	无断电, 无 STATUS 或 CRC 字节, 禁用超时
06h	REF	1Ah	启用内部基准, REFP = AIN0, REFN = AIN1
0Dh	IMUX	4Ah	IDAC2 = AIN4, IDAC1 = AINCOM
0Eh	IMAG	44h	IMAG2 = IMAG1 = 500 $\mu$ A
0Fh	保留	00h	保留
10h	PGA	03h	启用 PGA, 增益 = 8
11h	INPMUX	34h	选择 AIN <sub>P</sub> = AIN2, AIN <sub>N</sub> = AIN3
12h	INPBIAS	00h	禁用 VBIAS 电压和烧毁电流源

## 伪代码示例

下面的伪代码序列包含设置器件和微控制器 ( 连接至 ADC ) 所需的步骤, 以便在连续转换模式下从 ADS1261 获取后续读数。专用的 DRDY 引脚指示新转换数据的可用性。在使用 STATUS 字节和 CRC 数据验证的情况下显示伪代码。[ADS1261 产品文件夹](#)中提供了 ADS1261 示例代码。

```

Configure microcontroller for SPI mode 1 (CPOL = 0, CPHA = 1)
Configure microcontroller GPIO for /DRDY as a falling edge triggered interrupt input
Set CS low;
Send 06;//RESET command to make sure the device is properly reset after power-up
Set CS high;
Set CS low;// Configure the device
Send 42// WREG starting at 02h address
04// write to 5 registers
24// 20SPS, FIR digital filter
01// Normal mode, Continuous conversion, 50µs delay between conversions
00// GPIOs disabled
00// No power-down, no STATUS or CRC byte, timeout disabled
1A;// Internal reference enabled, REFP = AIN0, REFN = AIN1
Set CS high;
Set CS low;// Configure the device, IDACS
Send 4D// WREG starting at 0Dh address
05// write to 6 registers
4A// IMUX2 = AIN4, IMUX1 = AINCOM
44// IMAG2 = IMAG1 = 500µA
00// RESERVED
03// PGA enabled, Gain = 8
34// Select AINP = AIN2 and AINN = AIN3
00;// VBIAS voltages and burn-out current sources disabled
Set CS high;
Set CS low;// For verification, read back configuration registers
Send 22// RREG starting at 02h address
10// Read from 17 registers
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00;// Send 17 NOPs for the read
Set CS high;
Set CS low;
Send 08;// Send START command to start converting in continuous conversion mode;
Set CS high;
Loop
{
Wait for DRDY to transition low;
Set CS low;
Send 12// Send RDATA command
00 00 00;// Send 3 NOPs (24 SCLKs) to clock out data
Set CS high;
}
Set CS low;
Send 0A;//STOP command stops conversions and puts the device in standby mode;
Set CS to high;

```

### RTD 电路比较表

RTD 电路拓扑	优势	劣势
双线 RTD, 低侧基准	最经济	精度最低, 无引线电阻消除
三线 RTD, 低侧基准, 两个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除	对 IDAC 电流失配敏感, 可以通过交换 IDAC 电流并对两次测量求平均值来消除失配
三线 RTD, 低侧基准, 一个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除	需要进行两次测量, 第一次用于 RTD 测量, 第二次用于引线电阻消除
三线 RTD, 高侧基准, 两个 IDAC 电流源	允许引线电阻消除, 与使用低侧基准相比, 对 IDAC 失配的敏感度更低	需要额外的电阻器进行偏置, 增加的电压可能与低电源操作不兼容
四线 RTD, 低侧基准	精度最高, 无引线电阻误差	最昂贵

### 设计中采用的器件

器件	主要特性	链路	其他可能的器件
ADS1261	适用于工厂自动化且具有 PGA、Vref、2 个 IDAC 和交流激励且的 24 位 40kSPS 10 通道 $\Delta$ - $\Sigma$ ADC	适用于工厂自动化且具有 PGA、VREF、IDAC 和交流激励的 24 位 40kSPS 10 通道 $\Delta$ - $\Sigma$ ADC	精密 ADC

## 其他资源

- 德州仪器 (TI), [ADS1261 评估模块](#), 产品概述
- 德州仪器 (TI), [ADS1261 和 ADS1235 评估模块](#), 用户指南
- 德州仪器 (TI), [适用于工厂自动化且具有 PGA、VREF、IDAC 和交流激励的 24 位 40kSPS 10 通道  \$\Delta\$ - \$\Sigma\$  ADC](#), 产品概述
- 德州仪器 (TI), [RTD 测量基本指南](#), 应用手册
- 德州仪器 (TI), [使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比率测量和滤波](#), 应用手册

## 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。



## 重要声明和免责声明

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

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

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

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

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司