

Circuits from the Lab[®]
Reference Designs

Circuits from the Lab[®] reference designs are engineered and tested for quick and easy system integration to help solve today's analog, mixed-signal, and RF design challenges. For more information and/or support, visit www.analog.com/CN0337.

连接/参考器件

AD8608	精密、低噪声、CMOS、轨到轨输入/输出四通道运算放大器
AD7091R	1 MSPS、超低功耗、12位ADC
ADuM5401	集成DC/DC转换器的四通道2.5 kV隔离器

带三线式补偿的12位、300 kSPS、单电源、完全隔离式RTD温度测量系统

评估和设计支持

电路评估板

[CN0337电路评估板\(EVAL-CN0337-PMDZ\)](#)

[SDP/PMD转接板\(SDP-PMD-IB1Z\)](#)

[系统演示平台\(EVAL-SDP-CB1Z\)](#)

设计和集成文件

[原理图、布局文件、物料清单](#)

电路功能与优势

图1所示电路是只采用了三个有源器件的完全隔离式12位、300 kSPS RTD温度测量系统。该系统可处理Pt100 RTD输出，集成创新电路，通过标准三线式连接实现引线补偿。该电路采用3.3 V单电源供电。室温校准后，在±10°C温度变化范围内的总误差不得超过±0.24% FSR，是各种工业温度测量应用的理想之选。

对于精度、成本和尺寸极为关键的温度测量应用，该电路的小巧尺寸使得该组合成为业界先进的温度测量解决方案。数据和电源相互隔离，因而该电路具有出色的高电压耐受性，同时还能有效避免恶劣工业环境下常见的接地环路干扰问题。

这款实现三线式RTD引线补偿的创新电路，由保加利亚瓦尔纳技术大学电子工程和微电子系副教授Hristo Ivanov Gigov博士以及工程师和博士生Stanimir Krasimirov Stankov开发。

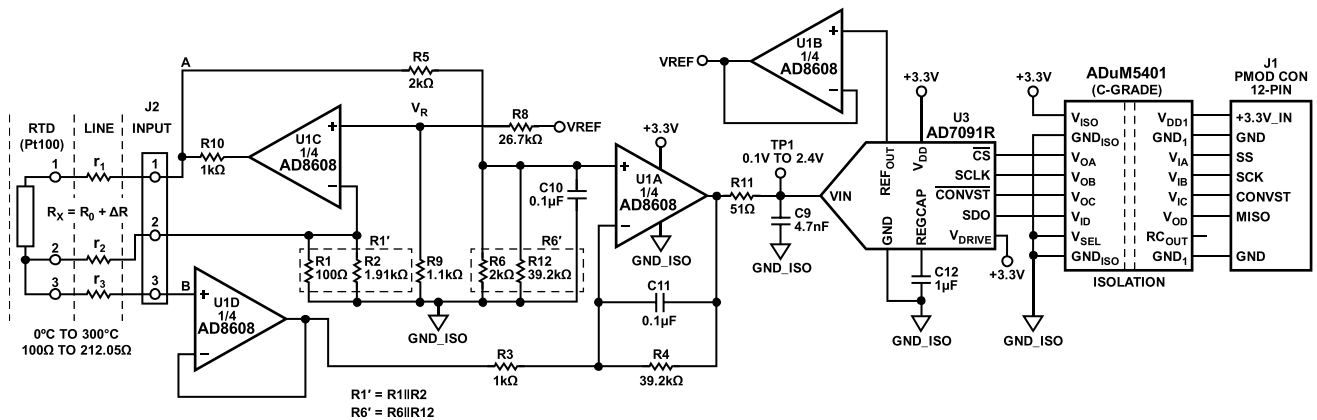


图1.带隔离的电阻偏差至数字转换，使用Pt100 RTD传感器
(未显示去耦和所有连接)

Rev. 0

Circuits from the Lab[®] reference designs from Analog Devices have been designed and built by Analog Devices engineers. Standard engineering practices have been employed in the design and construction of each circuit, and their function and performance have been tested and verified in a lab environment at room temperature. However, you are solely responsible for testing the circuit and determining its suitability and applicability for your use and application. Accordingly, in no event shall Analog Devices be liable for direct, indirect, special, incidental, consequential or punitive damages due to any cause whatsoever connected to the use of any Circuits from the Lab circuits. (Continued on last page)

电路描述

该电路的输入级是一个RTD信号调理电路，采用补偿三线式连接RTD。该电路将RTD输入电阻范围(100 Ω至212.05 Ω，0°C至300°C温度范围)转换至兼容ADC输入范围(0 V至2.5 V)的电压电平。

RTD激励电流由运算放大器U1C，四通道AD8608的四分之一提供。100 mV基准电压 V_R 由2.5 V ADC基准电压驱动的R8/R9分频器产生，进而生成 $V_R/(R1||R2)$ RTD激励电流，数值约为1.05 mA。

当温度变化范围为0°C至300°C时，激励电流在RTD两端产生数值约为117.6 mV(105 mV至222.6 mV)的电压变化。U1A运算放大器将该电压变化放大19.6倍，产生2.3 V输出范围。电阻R2与电阻R1并联，对输出范围进行电平转换，以便U1A运算放大器输出0.1 V至2.4 V，从而匹配ADC的输入范围(0 V至2.5 V)，同时提供100 mV裕量以保持线性度性能。可以修改电阻值，以适应本电路笔记后面部分所述的其他常用温度范围。

该电路设计支持单电源供电。AD8608的最小额定输出电压为50 mV(2.7 V电源)和290 mV(5 V电源)，负载电流为10 mA，温度范围为-40°C至+125°C。在3.3 V电源、负载电流低于1 mA、温度范围更窄的情况下，保守估计最小输出电压为45 mV至60 mV。

考虑到器件的容差，最小输出电压(范围下限)设为100 mV，以提供安全裕量。输出范围的上限设为2.4 V，以便为ADC输入端的正摆幅提供100 mV的裕量。因此，运算放大器的标称输出电压范围为0.1 V至2.4 V。

运算放大器U1B用来缓冲AD7091R(U3) ADC的内部2.5 V基准电压。

本应用中选用四通道运算放大器AD8608的原因是该器件具有低失调电压(最大值75 μV)、低偏置电流(最大值1 pA)和低噪声(最大值12 nV/√Hz)等特性。在3.3 V电源下，功耗仅为18.5 mW。

U1D运算放大器提供三线式校正信号，可补偿引线电阻 r_1 和 r_2 产生的误差。从点A到TP1的增益为+19.6，从点B到TP1的增益为-39.2。点A处的电压含有正误差项，数值等于 r_1 和 r_2 上的压降。点B处的电压含有正误差项，数值等于 r_2 上的压降，可忽略 r_3 上的小数值压降。由于点B到TP1的增益为负且数值等于点A到TP1增益的两倍，因此 r_1 和 r_2 上的压降产生的误差抵消(假定 $r_1 = r_2$)。

运算放大器的输出级后接一个单极点RC滤波器(R11/C9)，用于降低带外噪声。RC滤波器的截止频率设为664 kHz。在有低频工业噪声的情况下，额外的二阶滤波器(增加电容C10和C11)用于降低滤波器截止频率。此时，AD7091R将不会工作在最大吞吐速率下。为了提升转换速度，请勿填充C10和C11。

选择AD7091R 12位1 MSPS SAR ADC是因为其在3.3 V(1.2 mW)下的功耗超低，仅为349 μA，显著低于当前市场上竞争对手的任何ADC。输入带宽为7.5 MHz，且高速串行接口兼容SPI。AD7091R还内置一个2.5 V的基准电压源，其典型漂移为±4.5 ppm/°C。AD7091R采用小型10引脚MSOP封装。

采用3.3 V电源供电时，该电路的总功耗(不包括ADuM5401隔离器)约为20 mW。

电流隔离由四通道数字隔离器ADuM5401(C级)提供。除了隔离输出数据以外，ADuM5401还为该电路提供隔离+3.3 V电源。除非需要隔离，否则电路正常运行时并不需要ADuM5401。ADuM5401四通道2.5 kV隔离器集成DC/DC转换器，采用小型16引脚SOIC封装。ADuM5401在7 MHz时钟频率下的功耗约为140 mW。

AD7091R需要50 MHz的串行时钟(SCLK)，方能实现1 MSPS的采样速率。然而，ADuM5401(C级)隔离器的最大数据速率为25 Mbps，对应的最大串行时钟频率为12.5 MHz。另外，SPI端口要求，SCLK的后沿将输出数据驱动至处理器，因此，ADuM5401的总双向传播延迟(最大值120 ns)将时钟上限限制在 $1/120 \text{ ns} = 8.3 \text{ MHz}$ 。

尽管AD7091R是一款12位ADC，但串行数据同样被格式化为16位字，以便与处理器串行端口要求相兼容。因此，采样周期 T_S 包括AD7091R 650 ns的转换时间加上58 ns(数据手册要求的额外时间， t_1 延迟 + t_{QUIET} 延迟)，再加上用于SPI接口数据传输的16个时钟周期。

$$T_S = 650 \text{ ns} + 58 \text{ ns} + 16 \times 120 \text{ ns} = 2628 \text{ ns}$$

$$f_s = 1/T_S = 1/2628 \text{ ns} = 380 \text{ kSPS}$$

为了提供安全裕量，建议将SCLK和采样速率的最大值分别设为7 MHz和300 kSPS。数字SPI接口可以用12引脚且兼容Pmod的连接器(DigilentPmod规格)连接到微处理器评估板。

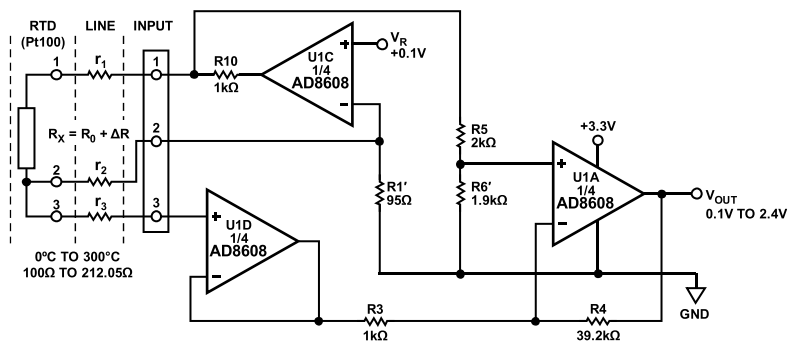


图2.采用三线式连接的RTD信号调理电路

电路设计

图2所示电路可将100 Ω至212.05 Ω的RTD电阻变化转换为0.1 V至2.4 V的输出电压变化，兼容ADC输入范围。此外，该电路还可消除与导线电阻 r_1 和 r_2 有关的误差。

图2中电路的传递函数可通过叠加原理得到：

$$V_{OUT} = \frac{V_R}{R1'}(r_1 + R_X + r_2 + R1') \frac{R6'}{R5 + R6'} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) - \frac{V_R}{R1'}(r_2 + R1') \frac{R4}{R3} \quad (1)$$

其中：

$$R_X = R_0 + \Delta R$$

$$R1' = R1 || R2 = R_0, R6' = R6 || R12$$

$r_1 = r_2$ ，忽略 r_3 上的压降。

扩展等式1，将包含 r_1 的项设为0，求解 $R6'$ ：

$$R6' = R5 \frac{R4/R3}{2 + R4/R3} \quad (2)$$

满足等式2的条件便可消除引线电阻产生的误差，即 $r_1 = r_2$ (r_3 未计算在内，因为它连接U1D的高阻抗输入)。

将等式2代入等式1，获得传递函数：

$$V_{OUT} = \frac{V_R}{2R_0} \times \frac{R4}{R3} \Delta R \quad (3)$$

等式3显示若满足等式2，则引脚线路电阻完全得到补偿。

通过调节 $R4/R3$ 的比例，可将增益设为所需的数值。

增益、输出失调、电阻值和容差的计算

若温度范围为0°C至300°C，则RTD Pt100电阻范围为100 Ω至212.05 Ω，且图2中电路的输入电阻变化 ΔR 为0 Ω至112.05 Ω。因此，由等式3得到的电路增益为：

$$Gain = \frac{V_R}{2R_0} \times \frac{R4}{R3} = \frac{V_{OUT}}{\Delta R} = \frac{2.4V - 0.1V}{112.05\Omega - 0\Omega} = 20.53 \text{ mA} \quad (4)$$

假设经过传感器的电流为1 mA且 $R_0 = 100 \Omega$ ，则所需的基准电压 V_R 为：

$$V_R = 100 \Omega \times 1 \text{ mA} = 0.1 \text{ V}.$$

从而由等式4可求解 $R4/R3$ ：

$$\frac{R4}{R3} = 2 \times \frac{100 \Omega}{0.1 \text{ V}} \times 20.53 \text{ mA} = 41.06$$

选择 $R3 = 1 \text{ k}\Omega$ ，则 $R4 = 41 \text{ k}\Omega$ 。

选择电阻 $R5$ 为2 kΩ标准值，则由等式2可算出电阻 $R6'$ ：

$$R6' = R5 \frac{R4/R3}{2 + R4/R3} = 2 \text{ k}\Omega \times \frac{41.06}{2 + 41.06} = 1.907 \text{ k}\Omega$$

保证满足等式2的一种简便方法是使用下述关系：

$$R5 = 2R3, R6' = R5 || R4, \text{ 如图1所示。}$$

若满足此条件，则0°C时 $R1' = R_0 = 100 \Omega$ ，且 $V_{OUT} = 0 \text{ V}$ 。

现在，必须将电路的输出失调设为0.1 V。使输出发生偏移的一种简单方法是让电阻 $R1'$ 略为低于 R_0 。注意，这样会成比例影响增益。0.1 V输出失调约为2.3 V总范围的4.35%，因此比例 $R1'/R_0$ 必须低于0.9565。若要保持高输出电平为2.4 V，则比例 $R4/R3$ 可按比例校正。例如， $R4 = 0.9565 \times 41.06 \times R3 = 39.27 \text{ k}\Omega$ 。使用图1中的标准电阻值，则电路能够提供所需增益和输出失调的良好近似值。通过将电阻 $R2 = 1.91 \text{ k}\Omega$ 与电阻 $R1 = 100 \Omega$ 并联连接，可形成 $R1'$ 。

对于任何其他温度范围，或任何其他温度传感器而言(比如 Pt200、Pt500、Pt1000、Pt2000)，电阻值必须如下所示重新计算：

1. 选择R3值(例如1 kΩ)，然后使R5 = R6 = 2R3。
2. 选择经过传感器的激励电流 I_R ，然后计算 $V_R = I_R \times R_{X_low}$
其中， R_{X_low} = 范围内最低温度时的RTD电阻。
3. 选择R9数值(例如R9 = 1 kΩ)，然后计算R8：

$$R8 = \frac{V_{REF} - V_R}{V_R} \times R9$$

其中， $V_{REF} = 2.5 \text{ V}$ = ADC基准电压。

4. 计算 $A = 0.0435 \times (R_{X_high} - R_{X_low})$

其中，

A = 用来完成计算过程所需的临时常数。

R_{X_high} = 范围内最高温度时的RTD电阻。

5. 计算 $R_0 = R_{X_low} - A$ 。
6. 计算 $R_0 = R1 \times R2 / (R1 + R2)$ ，然后选择R1和R2值。建议选择标准R1值，使其等于 R_{X_low} ，然后计算R2。
7. 计算

$$B = \frac{0.2R_0}{V_R \times A}$$

其中， B = 用来完成计算过程所需的临时常数。

8. 计算 $R4 = B \times R3$ ，确保 $R12 = R4$ 。

精度分析

等式1表示所有电阻都会对总误差产生影响。如果仔细选择这些值，因使用替代标准值电阻导致的总误差可降至几个百分点以下。然而，应通过等式1来重新计算U1A运算放大器在100 Ω和212.05 Ω输入下的输出，以确保维持所需裕量。在实际电路中，选择最接近现有标准的电阻值。电阻R1、R2、R8和R9为0.1%、25 ppm/°C。电路中的其他电阻为1%、100 ppm/°C；R3、R4、R5、R6和R12。

这类电路的绝对精度主要取决于电阻，因此，需要进行增益和失调校准，以消除因替代标准值电阻和电阻容差导致的误差。

电阻温度系数对总误差的影响

公式1表明，输出电压与以下九个电阻相关：R1、R2、R3、R4、R5、R6、R8、R9和R12。

TP1处的满量程输出电压对这九个电阻中每个阻值的微小变化敏感，其灵敏度通过仿真程序计算。电路的输入RTD电阻为212 Ω。计算得到的各灵敏度为 $S_{R1} = 1.83$ 、 $S_{R2} = 0.09$ 、 $S_{R3} = 0.94$ 、 $S_{R4} = 0.94$ 、 $S_{R5} = 1.35$ 、 $S_{R6} = 1.28$ 、 $S_{R8} = 0.97$ 、 $S_{R9} = 0.96$

和 $S_{R12} = 0.07$ 。假设各温度系数以和方根(rss)方式组合，则25 ppm/°C电阻R1、R2、R8、R9以及100 ppm/°C电阻R3、R4、R5、R6、R12的总满量程漂移约为：

满量程漂移

$$\begin{aligned} &= 25 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{[(S_{R1})^2 + (S_{R2})^2 + (4S_{R3})^2 + (4S_{R4})^2 + (4S_{R5})^2 + (4S_{R6})^2 + (S_{R8})^2 + (S_{R9})^2 + (4S_{R12})^2]} \\ &= 25 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \sqrt{(1.83^2 + 0.09^2 + 3.76^2 + 3.76^2 + 5.4^2 + 5.12^2 + 0.97^2 + 0.96^2 + 0.28^2)} \\ &= 236 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \end{aligned}$$

236 ppm/°C的满量程漂移对应于0.024% FSR/°C。若温度发生±10°C变化，则误差为±0.24% FSR。

若全部九个电阻均采用25 ppm/°C电阻，则可降低满量程漂移至大约80 ppm/°C(或者0.008% FSR/°C)。

完成校准过程后，电阻容差导致的误差、AD8608运算放大器(75 μV)以及ADC AD7091R产生的失调均被消除。依然有必要计算并验证运算放大器输出在所需的范围内。

有源元件温度系数对总误差的影响

AD8608运算放大器(75 μV)和AD7091R ADC的直流失调由校准程序消除。

ADC AD7091R内置基准电压源的失调漂移典型值为4.5 ppm/°C，最大值为25 ppm/°C。

AD8608运算放大器的失调漂移典型值为1 μV/°C，最大值为4.5 μV/°C。

请注意，如果采用50 ppm/°C或100 ppm/°C电阻，则总漂移的最大来源是电阻漂移，有源元件产生的漂移可忽略。

引脚线路电阻补偿

图1中的电路可针对引脚线路电阻(r_1 、 r_2 和 r_3)进行完全补偿。然而，若等式3有任何失配，则引脚线路 r_1 和 r_2 会对测量产生误差。第三个引脚线路 r_3 不会对电路产生影响，因为它与U1D的高阻抗输入相连。

电路的线性度不受引脚线路 r_1 和 r_2 的影响，哪怕等式3有失配。

RTD线性化

图1中的电路就RTD的电阻变化而言是线性的。然而，RTD传递函数(电阻与温度的关系)是非线性的。因此，需要进行线性化，以消除RTD的非线性误差。对于涉及到微控制器的系统而言，通常采用软件来完成线性化。AN-709应用笔记讨论了有关Pt100 RTD传感器的部分线性化技术。CN0337评估软件中采用了同样的技术来消除Pt100传感器的非线性误差。

两点校准前后的测试数据

为了执行两点校准，先向输入端施加100 Ω的精密电阻，并将ADC输出代码记为Code_1。然后，向输入端施加212.05 Ω精密电阻，再将ADC输出代码记为Code_2。增益系数通过下式计算：

$$GF = \frac{212.05 \Omega - 100 \Omega}{\text{Code}_2 - \text{Code}_1}$$

现在，可通过下式计算与任何输出代码Code_x对应的RTD电阻：

$$R_x = 100 \Omega + GF (\text{Code}_x - \text{Code}_1)$$

通过比较使用元件标称值计算得到的理想传递函数和未校准实际电路传递函数，可以得到校准前的误差。测试电路采用±1%、±100 ppm/°C电阻构建(R1、R2、R8和R9除外，它们是±0.1%、±25 ppm/°C电阻)。测试在室内环境温度下采用印刷电路板(PCB)完成。

图3所示为温度不发生变化的情况下部分测试板校准前后的测试结果。如图所示，校准前的最大误差约为0.27% FSR。校准后，误差降至±0.037% FSR，大致相当于ADC的1.5 LSB误差。

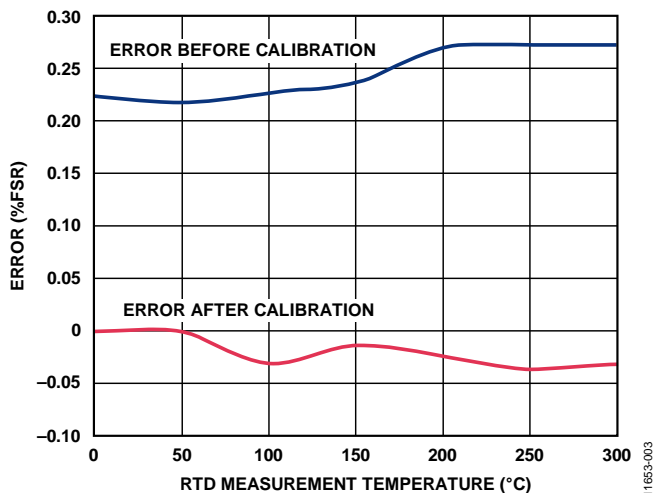


图3.室温校准前后的电路测试误差

PCB布局考虑

在任何注重精度的电路中，必须仔细考虑电路板上的电源和接地回路布局。PCB应尽可能隔离数字部分和模拟部分。该系统的PCB采用简单的双层板堆叠而成，但采用4层板可以得到更好的EMS性能。有关布局和接地的详细论述，请参见MT-031指南；有关去耦技术的信息，请参见MT-101指南。AD8608的电源应当用10 μF和0.1 μF电容去耦，以适当抑制噪声并减小纹波。这些电容应尽可能靠近相应器件，0.1 μF电容应具有低ESR值。对于所有高频去耦，建议使用陶瓷电容。电源走线必须尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。ADuM5401 isoPower集成式DC/DC转换器要求在输入和输出电源引脚上进行电源旁路。请注意，引脚1与引脚2以及引脚15和引脚16之间需要低ESR旁路电容，这些电容应尽可能靠近芯片焊盘。为了抑制噪声并降低纹波，至少需要并联两个电容。针对V_{DD1}和V_{ISO}，推荐的电容值是0.1 μF和10 μF。较小的电容必须具有低ESR，建议使用陶瓷电容。低ESR电容末端到输入电源引脚的走线总长不得超过2 mm。如果旁路电容的走线长度超过2 mm，可能会破坏数据。考虑在引脚1与引脚8及引脚9与引脚16之间实现旁路，除非两个公共地引脚靠近封装连在一起。更多信息请参考ADuM5401数据手册。

有关完整文档包，包括原理图、电路板布局和物料清单(BOM)，请参考：www.analog.com/CN0337-DesignSupport

高电压能力

这款PCB依据2500 V基本绝缘规范而设计。不建议进行2500 V以上的高电压测试。在高电压下使用该评估板时必须谨慎，而且不得依赖该PCB来实现安全功能，因为它未经过高电位测试(也称为高压测试或耐压绝缘测试)，也未通过安全认证。

常见变化

经验证，采用图中所示的元件值，该电路能够稳定地工作，并具有良好的精度。可在该配置中采用其他精密运算放大器和其他ADC，以将电阻偏差输入范围转换成数字输出，用于本电路的各种其他应用中。

可依据“电路设计”部分的建议，针对0°C至300°C范围以外的输入温度重新设计图1中的电路。表1显示使用Pt100 RTD传感器时，部分标准温度范围的计算结果。

表1. 常见温度范围的电阻值¹

温度范围	R1	R2	R4, R12
-50°C至50°C	79.4 Ω	7.82 kΩ	93.1 kΩ
0°C至50°C	100 Ω	11.7 kΩ	237 kΩ
0°C至100°C	100 Ω	5.83 kΩ	118 kΩ
0°C至200°C	100 Ω	2.91 kΩ	59 kΩ
0°C至300°C	100 Ω	1.91 kΩ	39.2 kΩ
0°C至400°C	100 Ω	1.45 kΩ	29.4 kΩ
0°C至500°C	100 Ω	1.17 kΩ	23.7 kΩ
0°C至600°C	100 Ω	976 Ω	19.6 kΩ
0°C至700°C	100 Ω	837 Ω	16.9 kΩ
0°C至800°C	100 Ω	723 Ω	14.7 kΩ

¹ 其他电阻值如图1所示(R5 = R6 = 2 kΩ, R3 = 1 kΩ, R8 = 26.7 kΩ, R9 = 1.1 kΩ)

AD7091与AD7091R类似，但没有基准电压输出，而且输入范围等于电源电压。AD7091可与2.5 V ADR391基准电压源配合使用。ADR391不需要缓冲。

ADR391是一款精密2.5 V带隙基准电压源，具有低功耗、高精度(温度漂移为9 ppm/°C)等特性，采用微型TSOT封装。

AD8605和AD8606分别是四通道AD8608的单通道和双通道版本，可按不同配置的需要代替AD8608使用。

AD8601、AD8602和AD8604分别为单通道、双通道和四通道轨到轨、输入和输出、单电源放大器，具有超低失调电压和宽信号带宽等特性，可以替代AD8605、AD8606和AD8608。

AD7457是一款12位、100 kSPS、低功耗SAR ADC，在不需300 kSPS吞吐速率的情况下，可以与ADR391基准电压源相配合，用于代替AD7091R。

电路评估与测试

本电路采用EVAL-CN0337-PMDZ电路板、SDP-PMD-IB1Z和EVAL-SDP-CB1Z系统演示平台(SDP)评估板。转接板SDP-PMD-IB1Z和SDP板EVAL-SDP-CB1Z采用120引脚对接连接器。转接板EVAL-CN0337-PMDZ板采用12引脚Pmod对接连接器，可快速进行设置和评估电路性能。EVAL-

CN0337-PMDZ板包含待评估电路，如本笔记所述。SDP评估板与CN0337评估软件一起使用，可从EVAL-CN0337-PMDZ电路板获取数据。

设备要求

- 带USB端口的Windows® XP、Windows Vista®(32位)或Windows® 7/8(64位或32位)PC
- EVAL-CN0337-PMDZ电路评估板
- EVAL-SDP-CB1Z SDP评估板
- SDP-PMD-IB1Z转接板
- CN0337评估软件
- 十倍频程精密电阻箱或Pt100传感器(若无电阻箱，可执行校准过程)

开始使用

将CN0337评估软件光盘放进PC的光盘驱动器，加载评估软件。也可以从CN0337评估软件中下载最新版的评估软件。打开“My Computer”，找到包含评估软件光盘的驱动器，打开setup.exe文件。按照屏幕提示完成安装。建议将所有软件安装在默认位置。

功能框图

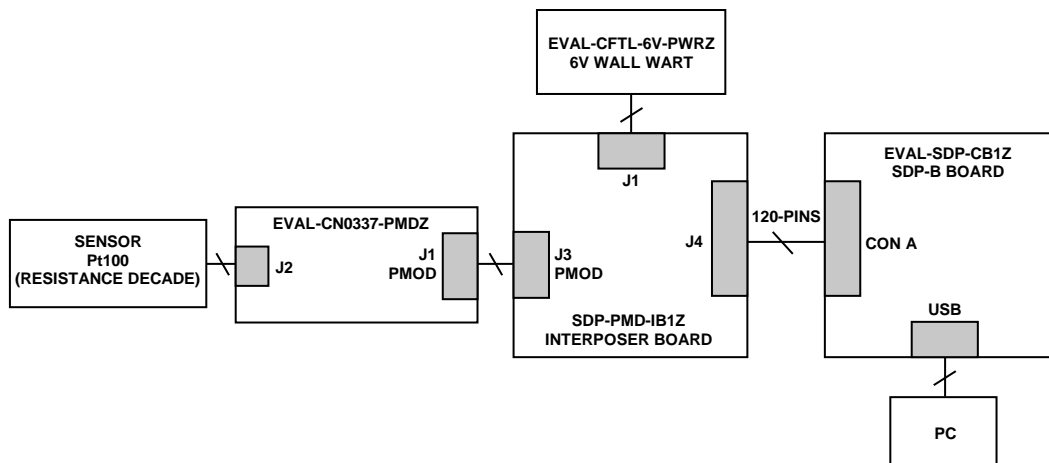
图4显示测试设置的功能框图。

设置

- 通过直流管式插孔将EVAL-CFTL-6V-PWRZ(+6 V直流电源)连接到SDP-PMD-IB1Z转接板。
- 通过120引脚连接器A将SDP-PMD-IB1Z(转接板)连接到EVAL-SDP-CB1Z(SDP板)。
- 通过USB电缆将EVAL-SDP-CB1Z(SDP板)连接到PC。
- 通过12引脚接头Pmod连接器将EVAL-CN0337-PMDZ评估板连接到SDP-PMD-IB1Z转接板。
- 通过端子板J2将十倍频程电阻箱(Pt100传感器)连接到EVAL-CN0337-PMDZ评估板。

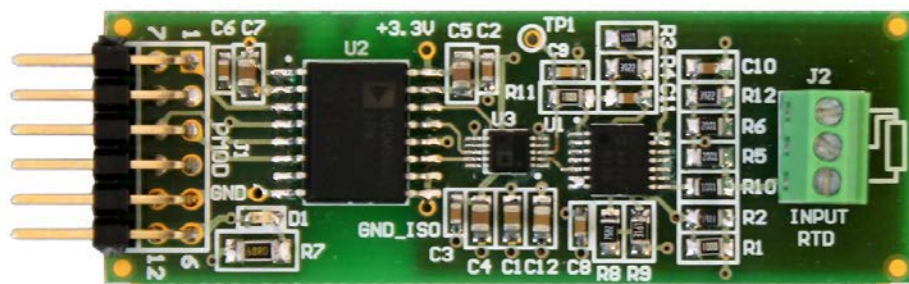
测试

启动评估软件。如果“设备管理器”中出现“Analog Devices System Development Platform(ADI系统开发平台)”驱动器，软件便能与SDP板通信。一旦USB通信建立，就可以使用SDP板来发送、接收、捕捉来自EVAL-CN0337-PMDZ板的串行数据。可将输入温度值(电阻值)等各种数据保存到电脑中。有关如何使用评估软件来捕捉数据的详细信息，请参阅CN0337软件用户指南。



11653-004

图4.测试设置功能框图



11653-005

图5.EVAL-CN0337-PMDZ评估板照片

了解详情

CN0337 Design Support Package:

<http://www.analog.com/CN0337-DesignSupport>

AN-709 Application Note, RTD Interfacing and Linearization Using an ADuC8xx MicroConverter. Analog Devices.

Chen, Baoxing, John Wynne, and Ronn Kliger. *High Speed Digital Isolators Using Microscale On-Chip Transformers*, Analog Devices, 2003

Chen, Baoxing. *iCoupler® Products with isoPower™ Technology: Signal and Power Transfer Across Isolation Barrier Using Microtransformers*, Analog Devices, 2006

Ghiorse, Rich. Application Note AN-825, *Power Supply Considerations in iCoupler® Isolation Products*, Analog Devices.

Krakauer, David. "Digital Isolation Offers Compact, Low-Cost Solutions to Challenging Design Problems." *Analog Dialogue*, Volume 40, December 2006.

MT-031 Tutorial, *Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND,"* Analog Devices.

MT-101 Tutorial, *Decoupling Techniques*, Analog Devices

Wayne, Scott. "iCoupler: Digital Isolators Protect RS-232, RS-485, and CAN Buses in Industrial, Instrumentation, and Computer Apps," *Analog Dialogue*, Volume 39, Number 4, 2005.

数据手册和评估板

AD8608 Data Sheet

AD7091R Data Sheet

ADuM5401 Data Sheet

修订历史

2014年3月—修订版0：初始版

(Continued from first page) Circuits from the Lab reference designs are intended only for use with Analog Devices products and are the intellectual property of Analog Devices or its licensors. While you may use the Circuits from the Lab reference designs in the design of your product, no other license is granted by implication or otherwise under any patents or other intellectual property by application or use of the Circuits from the Lab reference designs. Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, Circuits from the Lab reference designs are supplied "as is" and without warranties of any kind, express, implied, or statutory including, but not limited to, any implied warranty of merchantability, noninfringement or fitness for a particular purpose and no responsibility is assumed by Analog Devices for their use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from their use. Analog Devices reserves the right to change any Circuits from the Lab reference designs at any time without notice but is under no obligation to do so.

©2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.
CN11653sc-0-3/14(0)

