

使用 ADS1148 和 ADS1248 系列器件进行 RTD 比例测量和滤波



Luis Chioye

High-Performance Analog

摘要

ADS1148 和 ADS1248 系列器件是高度集成的 $\Delta-\Sigma$ 转换器，针对温度传感器的测量进行了优化，包括电阻式温度检测器 (RTD)、热电偶和热敏电阻。在典型的 RTD 测量应用中，ADS1148 和 ADS1248 配置为比例式拓扑，使用的内置 IDAC 电流源通过外部基准精密电阻器馈电。比例式拓扑有一个优势，这是因为激励电流源漂移和噪声导致的误差往往会互相抵消。为了在输入信号范围内保持良好的噪声消除，请确保模数转换器 (ADC) 外部输入滤波器与基准输入端的滤波器匹配。本文档将重点介绍在比例式配置中使用 ADS1148 和 ADS1248 系列 $\Delta-\Sigma$ 转换器执行 RTD 传感器测量时的外部模拟低通滤波器实现和设计注意事项。

备注

尽管整个文档引用的是 ADS1248 24 位器件，但也可以使用 ADS1148 16 位器件。两个器件系列均适用同样的滤波概念，这些器件系列中还包括 ADS1147 和 ADS1247。

内容

1 引言	2
2 比例式测量中的低通滤波器设计注意事项	3
2.1 电阻器和电容器元件选型	6
3 以比例式配置使用 ADS1248 时的噪声性能	6
3.1 使用不匹配的 RC 滤波器时的噪声性能	6
3.2 使用四线配置和匹配的 RC 滤波器时的噪声性能	8
3.3 使用三线配置和匹配的 RC 滤波器进行噪声测量	10
3.4 其他注意事项	11
4 结论	11
5 参考文献	12
6 修订历史记录	12

插图清单

图 1-1. 使用 ADS1248 进行四线比例式 RTD 测量	2
图 2-1. 典型的差分和共模滤波器	3
图 2-2. 具有滤波器的四线比例式 RTD 测量 (为简单起见，移除了 R_{LEAD})	4
图 2-3. 用于得出差模输入滤波器转角频率的简化 RC 电路	4
图 2-4. 用于得出共模输入滤波器转角频率的简化 RC 电路	5
图 3-1. 使用不匹配的 RC 滤波器的噪声测量实验电路	6
图 3-2. 使用不匹配的 RC 滤波器时的输入基准噪声与输入电压的关系	7
图 3-3. 使用 RC 滤波器的四线比例式配置示例 (为简单起见，移除了 R_{Lead})	8
图 3-4. 使用匹配的 RC 滤波器时的输入基准噪声与输入电压的关系	9
图 3-5. 使用 RC 滤波器的三线比例式配置示例	10

表格清单

表 3-1. 稳定至 $\frac{1}{2}$ LSB 分辨率所需的 RC 滤波器时间常数	11
--	----

所有商标均为其各自所有者的财产。

2 比例式测量中的低通滤波器设计注意事项

为了实现有效的比例式消除，激励源漂移和噪声导致的误差在 ADC 的输入端和器件的基准输入端必须得到相同的反映。在此配置中，激励噪声会得到消除，从而实现稳定的高分辨率测量。在可能需要外部滤波器来消除噪声干扰的应用中，请确保使基准低通滤波器的转角频率与输入低通滤波器的转角频率相等。

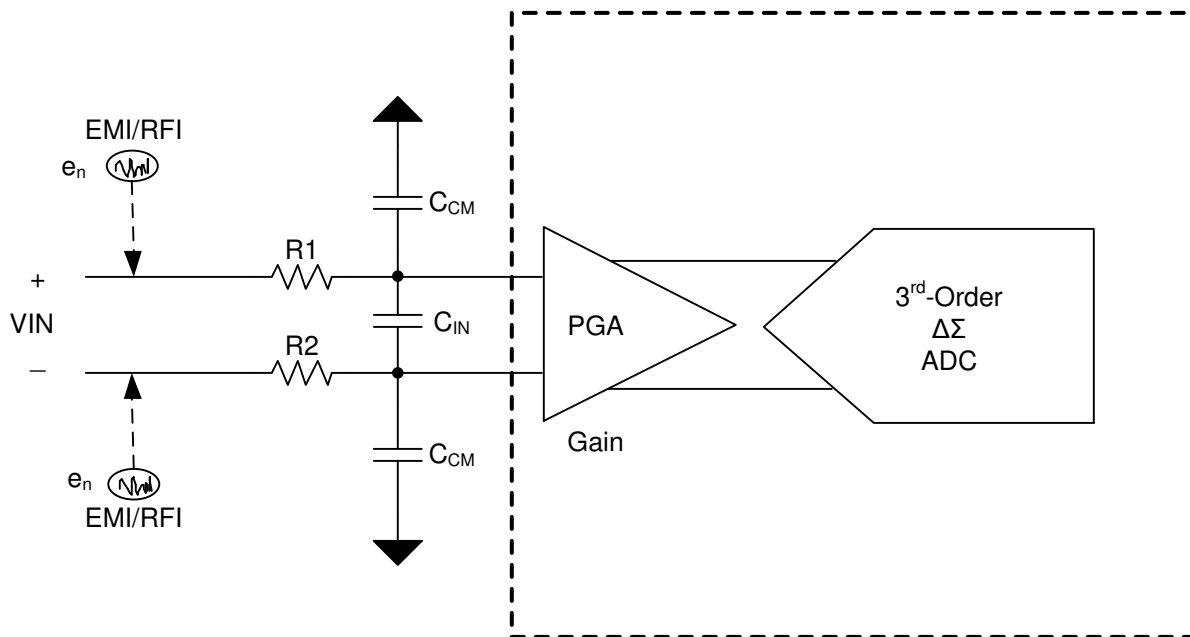


图 2-1. 典型的差分与共模滤波器

此电路图展示了差分放大器之前常用的通用电路拓扑。输入路径 RC 低通滤波器由两个匹配的串联电阻器、一个差分电容器和两个共模电容器组成。此无源滤波器具有一阶 20dB/dec 滚降特性。

此滤波器拓扑可衰减差分与共模电压信号。差分电容值通常选择为比共模电压电容值至少大 10 倍。通过简单的检查，导出方程式 1 和方程式 2，用于计算转角频率：

差模转角频率：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi(R1 + R2)(C_{IN} + \frac{C_{CM}}{2})} \quad (1)$$

共模转角频率：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi(R1C_{CM})} \quad (2)$$

如果选择的 C_{DIFF} 电容器值比共模电容器大 10 倍，会使差分滤波器提供的转角频率比共模滤波器转角频率低 20 倍。差分信号的衰减频率低于共模信号。ADS1248 的内部可编程增益放大器 (PGA) 会放大差分信号并抑制共模电压信号。提供此电容器比值有助于减轻共模电容器失配造成的影响，共模电容器失配会导致将非对称噪声衰减到微小水平。

可以将类似的滤波器拓扑应用于 RTD 比例式测量电路。请确保 RTD 滤波器在输入路径的转角频率与基准路径的转角频率相匹配。

RTD 传感器电阻与 R_{BIAS} 电阻器会影响滤波器的时间常数。要分析图 2-2 中的电路，可以使用零值时间常数技术方法 [1] 来估算所涉及的差分与共模转角频率。

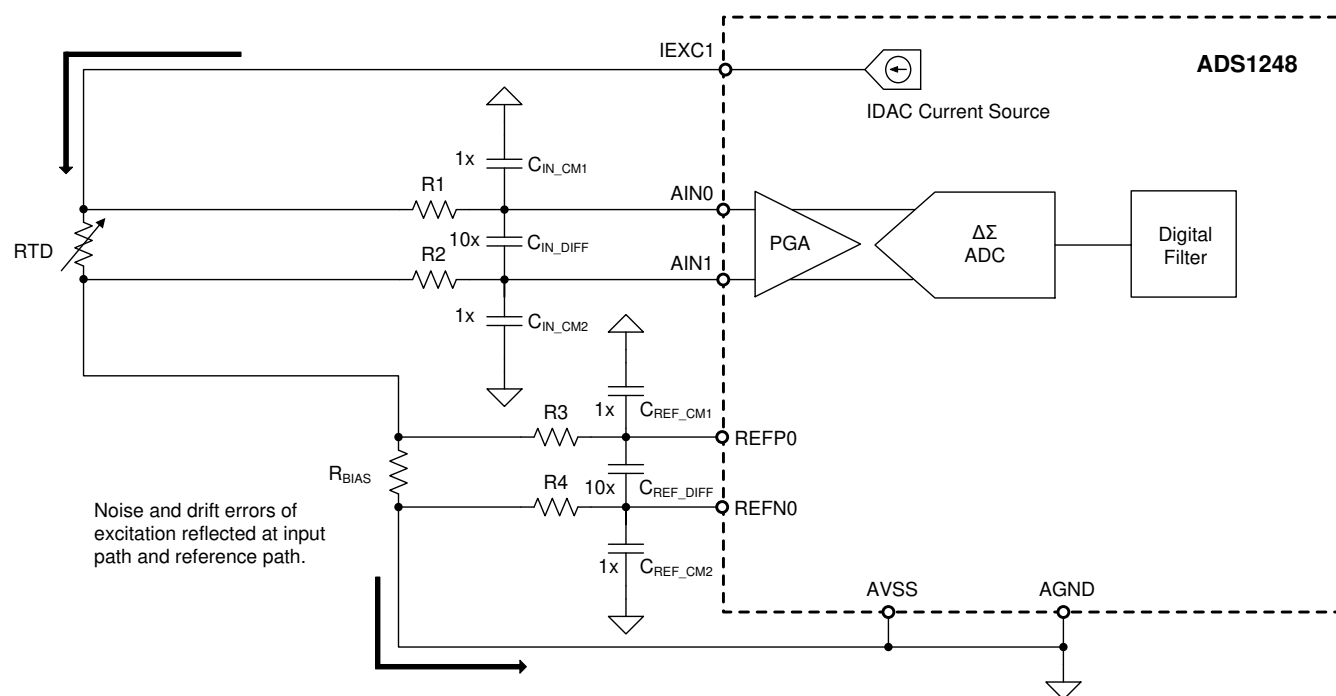


图 2-2. 具有滤波器的四线比例式 RTD 测量 (为简单起见, 移除了 R_{LEAD})

首先考虑 ADC 输入端的差分滤波器转角频率。通过用开路替换电流激励源, 将信号源设置为零, 如图 2-3 所示。将差分输入电容 C_{IN_DIFF} 替换为测试电压源, 其余电容替换为开路。

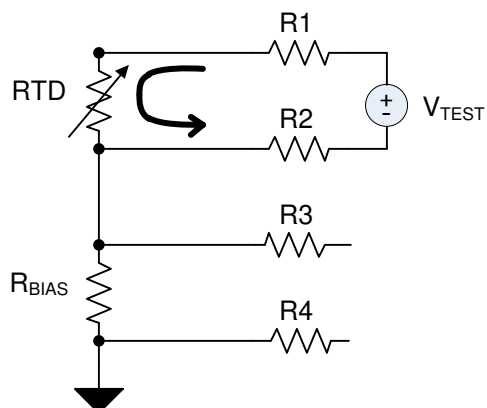


图 2-3. 用于得出差模输入滤波器转角频率的简化 RC 电路

测试电压源检测到的有效电阻为 $RTD + R1 + R2$ 。因此，此滤波器检测到的 RC 常数约为 $C_{IN_DIFF} (RTD + R1 + R2)$ ，从而得出近似的转角频率为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{IN_DIFF} (RTD + R1 + R2)} \quad (3)$$

也可使用同样的方法确定共模滤波器的转角频率，如图 2-4 所示。

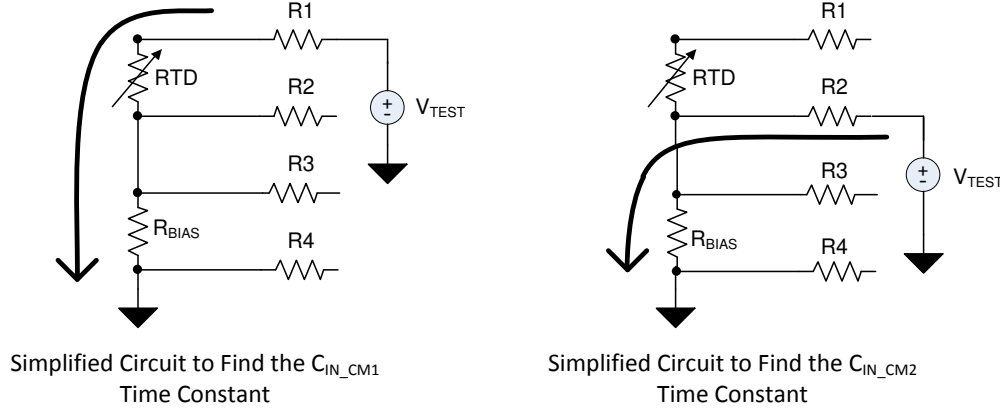


图 2-4. 用于得出共模输入滤波器转角频率的简化 RC 电路

如果将 C_{IN_CM1} 替换为测试源，则 C_{IN_CM1} 检测到的电阻为 $R1 + RTD + R_{BIAS}$ ，生成的转角频率为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{IN_CM1} (R1 + RTD + R_{BIAS})} \quad (4)$$

与此类似， C_{IN_CM2} 提供的转角频率如下所示：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{IN_CM2} (R2 + R_{BIAS})} \quad (5)$$

RTD 传感器的电阻随测量的温度变化，因此会改变差分滤波器的频率响应。它还会导致输入共模滤波器的转角频率不匹配，但共模滤波器对噪声消除的影响不如差分滤波器那么大。调整 $R1$ 和 $R2$ 电阻器的阻值，使其大于 RTD 传感器，有助于减轻这种影响。

使用相同的方法，差分基准路径电路的转角频率的计算公式为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{REF_DIFF} (R3 + R_{BIAS} + R4)} \quad (6)$$

基准路径上的共模滤波器的计算公式为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{REF_CM1} (R3 + R_{BIAS})} \quad (7)$$

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{REF_CM2} (R4)} \quad (8)$$

虽然并不是总能够精确匹配所有滤波器的转角频率，但一个好的折衷方法是尝试使输入路径差分滤波器和基准路径差分滤波器的转角频率相等，因为这些滤波器会对性能产生显著影响。

2.1 电阻器和电容器元件选型

RC 滤波器设计的另一个考虑因素是选择电阻器和电容器元件。ADS1248 包含一个低噪声、高输入阻抗 PGA。此 PGA 允许使用高达几 $k\Omega$ 的串联滤波电阻器；但是，应避免使用过高的电阻器值。

ADS1248 的差分输入偏置电流通常约为 $100pA$ 。使用电阻值低于 $20k\Omega$ 的 1% 电阻器，可使差分输入偏置电流导致的直流误差忽略不计。此外，当电阻器值保持在 $20k\Omega$ 以下时，电阻器的热噪声影响可以忽略不计。

在表面贴装陶瓷电容器中，COG (NPO) 陶瓷电容器可提供理想的电容精度。COG (NPO) 陶瓷电容器中使用的电介质类型在电压、频率和温度变化时可提供非常稳定的电气特性。

3 以比例式配置使用 ADS1248 时的噪声性能

在输入路径和基准路径上使用匹配的 RC 滤波器，可在整个信号范围内实现更好的比例式抵消。以下各小节说明了使用不匹配的滤波器设置器件时对噪声性能的影响，并提供了使用匹配滤波器的几个比例式电路示例。还展示了噪声与输入信号间的关系图。

3.1 使用不匹配的 RC 滤波器时的噪声性能

为了演示在比例式电路中使用不匹配的滤波器会使噪声增加，我们使用不匹配的输入和基准滤波器执行了 ADS1248 噪声测量测试。在本实验中，在基准路径中应用低通滤波器执行测量，而在 PGA 的输入端未使用滤波器。使用不同的 C_{REF_DIFF} 电容器在基准路径上实施低通滤波器，转角频率分别为 130Hz、13Hz 和 1.3Hz。

ADS1248 IDAC 电流设为 $1000\mu A$ ，在 $2k\Omega$ R_{BIAS} 电阻器上产生 2V 的电压基准。ADS1248 配置为 20SPS 的数据速率，PGA 增益为 8V/V，支持 250mV 的满量程电压。本例中的 RTD 传感器使用十进制电阻箱进行仿真。输入端的电阻范围为 0Ω 至 250Ω ，用于产生 0mV 至 250mV 的输入电压。

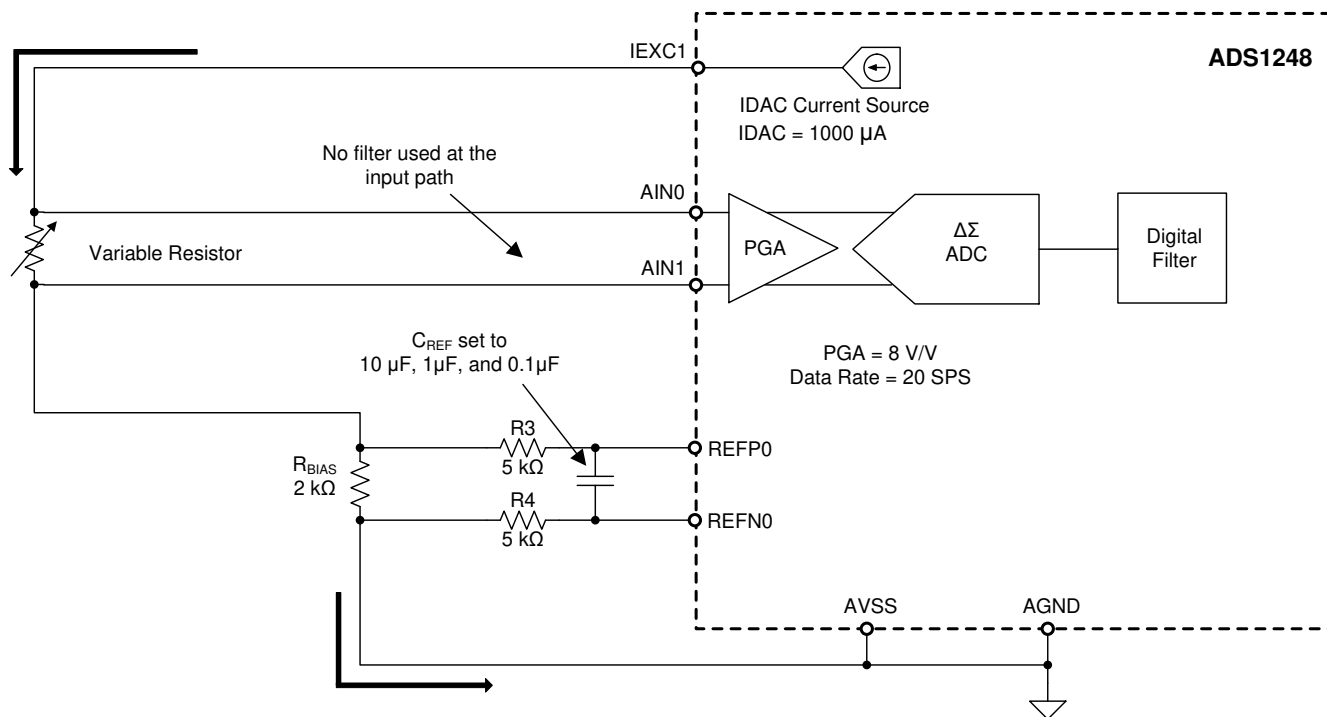


图 3-1. 使用不匹配的 RC 滤波器的噪声测量实验电路

图 3-2 展示了使用 ADS1248 与不同的基准输入滤波器进行的噪声测量实验，但没有信号输入滤波器。噪声测量的图形显示，测量中的转换噪声会随着输入差分电压的增加而增加。ADC 输入路径中没有滤波器；因此，激励源产生的噪声会反映在 ADC 输入端。但基准路径上的 RC 滤波器会衰减基准输入端的噪声分量。基准输入和 ADC 上检测到的噪声信号衰减程度不同；因此，未有效消除比例式噪声。

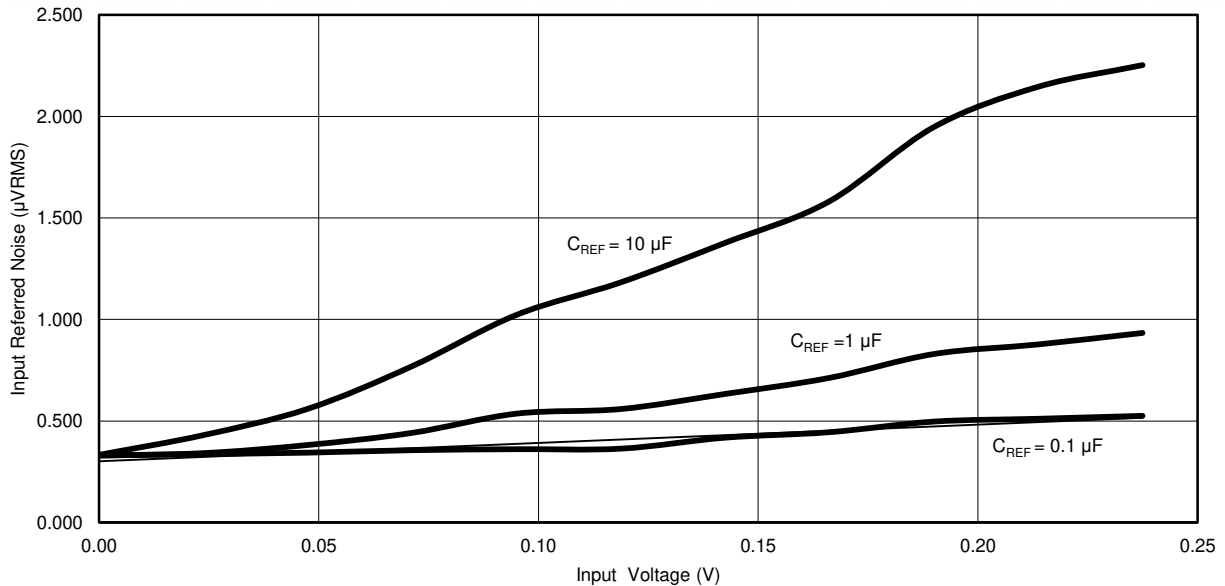


图 3-2. 使用不匹配的 RC 滤波器时的输入基准噪声与输入电压的关系

当 ADS1248 配置为 20SPS、PGA 增益为 8V/V 时，该器件的输入基准噪声约为 350nVrms。如果 $C_{REF} = 10\mu F$ ，且基准路径中存在 1.3Hz 的大型低通滤波器，则由于 RC 滤波器不匹配而导致的噪声增加最为严重。随着差分输入电压接近满量程范围，输入基准噪声从 350nVrms 变为 1µVrms。

如果基准输入时间常数较小 ($C_{REF} = 0.1\mu F$)，与输入电平相比，噪声的增加并不严重。

ADC 输出转换的结果与 V_{IN}/V_{REF} 成比例。随着输入信号的增加， V_{IN} 或 V_{REF} 上出现的不相关噪声会导致测量噪声增加。如果滤波器匹配，那么噪声是相关的，测量噪声保持不变。下面将介绍此配置。

3.2 使用四线配置和匹配的 RC 滤波器时的噪声性能

在这个噪声测量实验中，基准路径和输入路径上使用了时间常数高度匹配的滤波器。图 3-3 中的示意图展示了使用匹配的 RC 滤波器的典型四线配置。

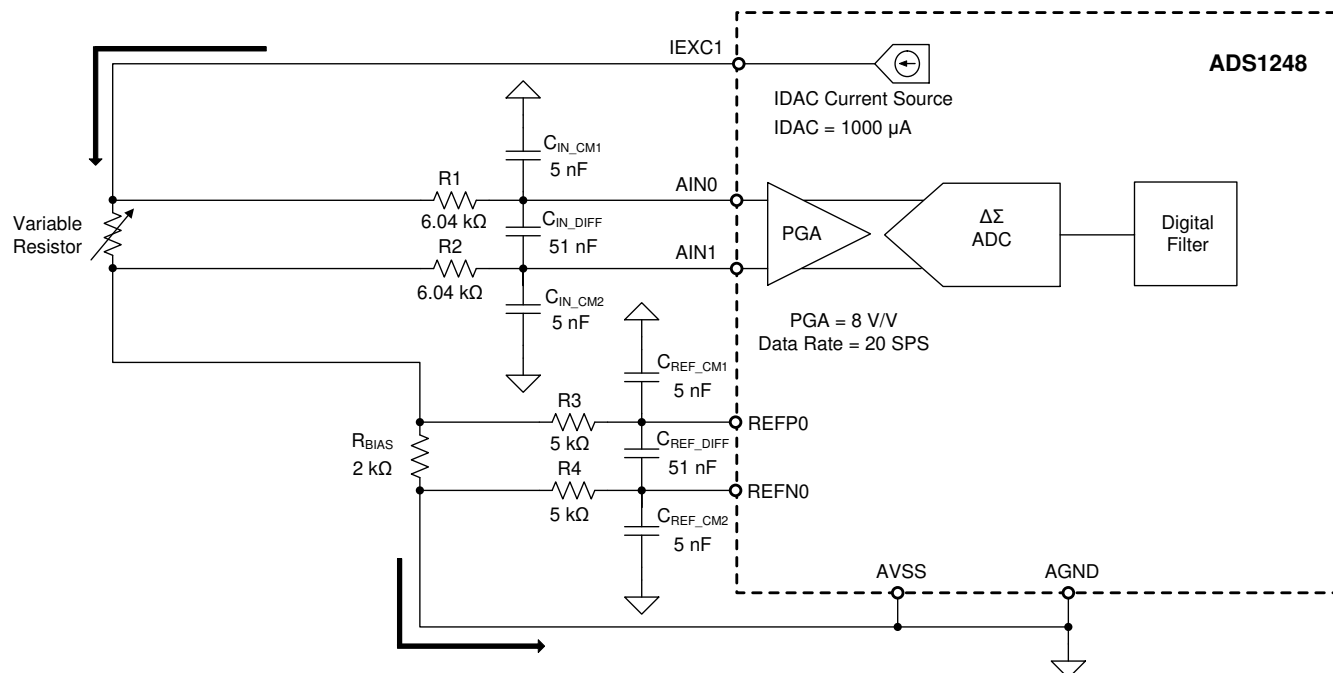


图 3-3. 使用 RC 滤波器的四线比例式配置示例 (为简单起见, 移除了 R_{Lead})

输入端的电阻范围为 $0\ \Omega$ 至 $250\ \Omega$ ，用于产生 250mV 的满量程电压。电阻器 $R1$ 和 $R2$ 选用 $6.04\text{k}\Omega$ ，以减少 RTD 的电阻变化对输入频率的影响。使用方程式 3，输入路径上的差模滤波器转角频率的计算公式为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi * 51\text{nF}(RTD + 6.04\text{k}\Omega + 6.04\text{k}\Omega)} \quad (9)$$

当传感器电阻从 $0\ \Omega$ 变为 $250\ \Omega$ (满量程) 时，差模输入转角频率的变化非常小 (258Hz 至 253Hz)。使用方程式 6，基准路径上的差模滤波器转角频率的计算公式为：

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi * 51\text{nF}(2\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega)} \quad (10)$$

基准路径上的差模滤波器转角频率大约为 260Hz 。

当 ADS1248 的 PGA 增益配置为 8V/V 且数据速率为 20SPS 时，该器件的输入基准噪声通常为 0.350 μ Vrms。在本例中，满量程范围为 250mV。基准路径和输入路径的滤波器转角频率高度匹配；因此，随着差分电压的增加，输入基准噪声保持不变。图 3-4 显示了测量中的输入基准噪声与输入差分电压。

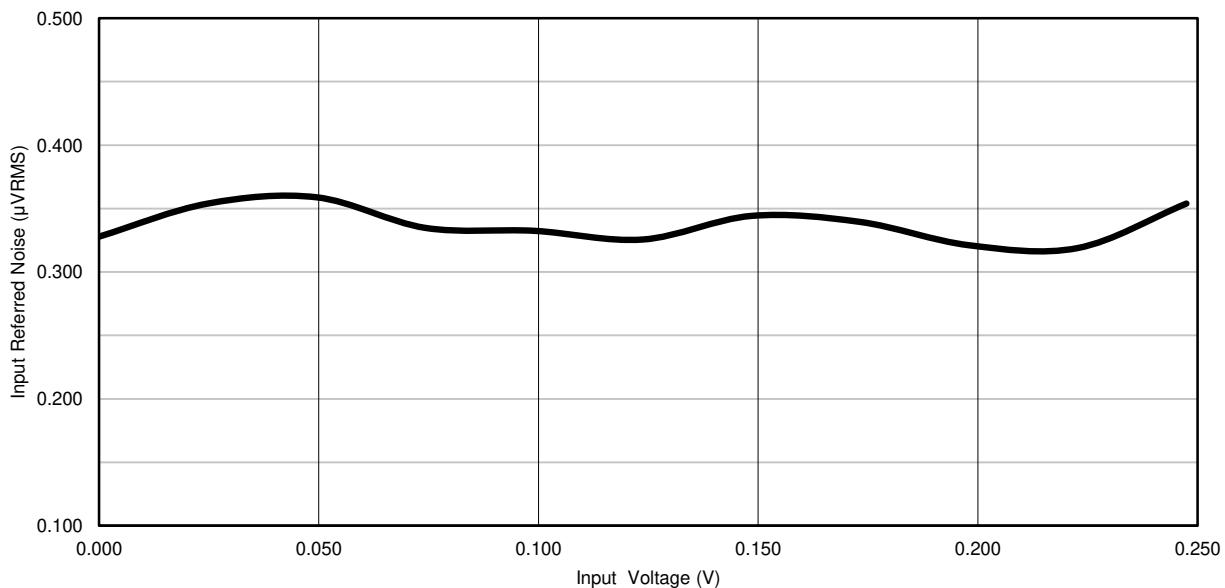


图 3-4. 使用匹配的 RC 滤波器时的输入基准噪声与输入电压的关系

3.3 使用三线配置和匹配的 RC 滤波器进行噪声测量

在三线配置中，匹配的 IDAC1 和 IDAC2 激励电流流经导线电阻，该电阻将 RTD 传感器连接到 ADC 输入端。考虑到导线电阻通常相等，激励电流源高度匹配，线路串联电阻产生的误差会抵消；这种配置允许 RTD 传感器远离 ADC 放置。

在嘈杂的工业环境中，传感器接线容易受到噪声干扰，添加低通 RC 滤波器可能是有益的。但是，如果在激励电流路径中添加滤波电阻器，会超出输入共模范围，电阻器的漂移和不匹配会导致误差。解决方案是在配置中连接 IDAC 激励电流，如图 3-5 所示。IDAC 电流来自另一组未使用的输入通道，对于 ADS1248 而言，则来自 IEXC1 和 IEXC2 引脚。在此配置中，低通滤波器的串联电阻位于激励电流路径之外。

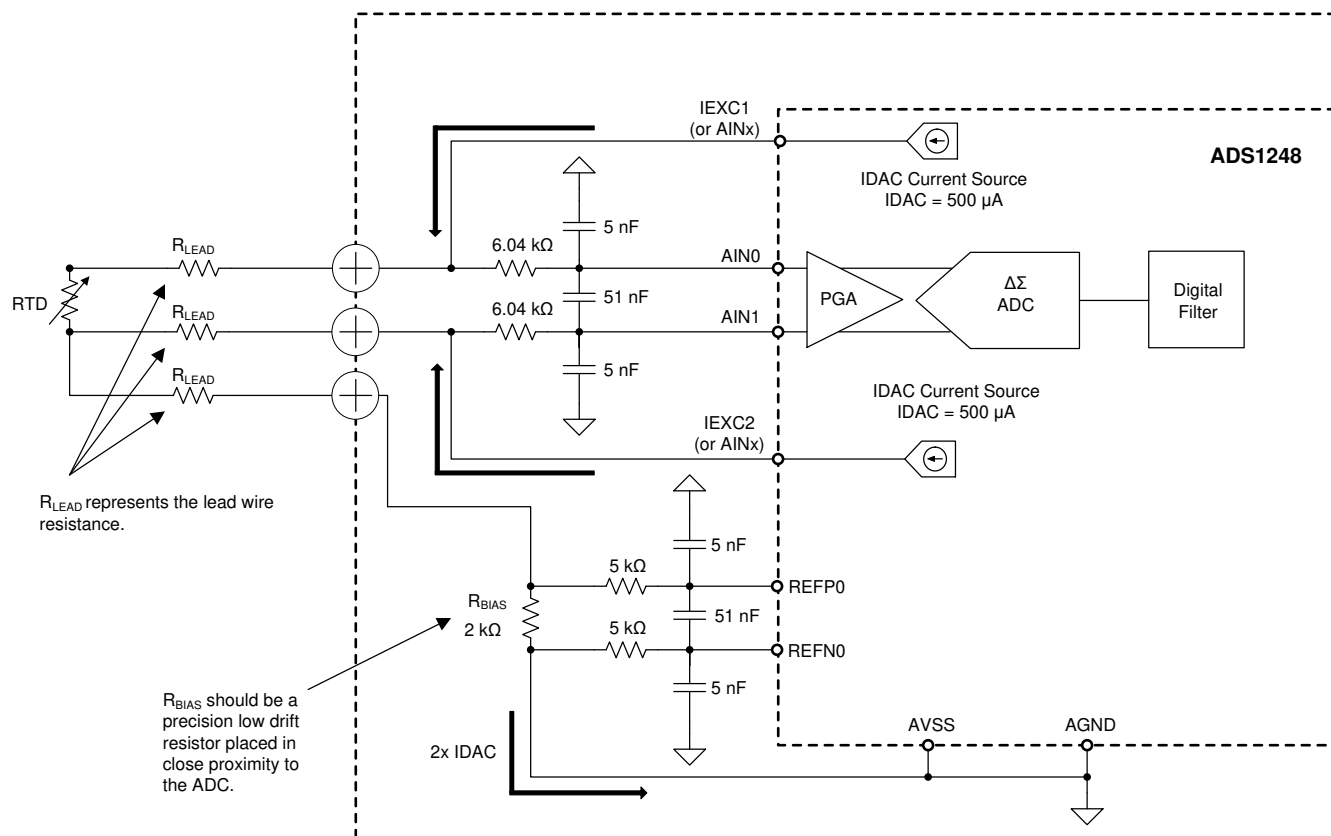


图 3-5. 使用 RC 滤波器的三线比例式配置示例

3.4 其他注意事项

选择 RC 滤波器的转角频率时，请确保考虑环境中存在的噪声信号，以及应用的时间限制。在许多情况下，RTD 产生的信号基本上可以被视为直流信号。必须允许模拟滤波器在激活电流源之后，但在进行传感器测量之前完全稳定。在高分辨率应用中，在最初偏置 RTD 时，用户可能需要等待几个时间常数，滤波器才能稳定下来。例如，在执行 20 位分辨率测量时，在最初偏置传感器之后，用户必须等待多达 14 个 RC 滤波器时间常数，测量值才会在 $\frac{1}{2}$ 的 LSB 内稳定。表 3-1 展示了稳定至 $\frac{1}{2}$ LSB 分辨率所需的 RC 滤波器时间常数。

表 3-1. 稳定至 $\frac{1}{2}$ LSB 分辨率所需的 RC 滤波器时间常数

分辨率 (位)	达到 $\frac{1}{2}$ LSB 的时间常数
16	11.78
18	13.17
20	14.56
22	15.94
24	17.33

4 结论

采用比例式配置执行传感器测量具有显著优势，其中用于模数转换的电压基准来自激励源，并且几乎消除了激励绝对精度和激励漂移导致的误差。此外，采用比例式配置执行测量时，激励源的噪声会反映在 ADC 器件的输入端和基准路径上，噪声会通过此方式消除。

虽然无需外部 RC 滤波器即可实现比例式测量，但增加外部滤波器在嘈杂环境中可能有利，因为传感器在嘈杂环境中易受 RFI 或 EMI 影响。此外，在设计中，适当的印刷电路板 (PCB) 布局布线、屏蔽和接地技术对于减轻干扰都是至关重要的。添加 RC 滤波器来抑制 RFI 噪声时，请确保在输入路径低通滤波器和基准路径低通滤波器之间实现平衡。上述讨论展示了在 RTD 比例式电路中使用 ADS1248 来平衡滤波器时的一些权衡和设计注意事项，提供的信息旨在帮助设计工程师根据特定应用需求实施滤波器设计和测试。

5 参考文献

1. Paul R. Gray, Paul J Hurst, Stephen H Lewis, Robert G Meyer (2001).Analysis and design of analog integrated circuits (Fourth Edition).New York: Wiley. p. §7.3.2 pp. 517 – 520.
2. Robert Burnham 和 Nagaraj Ananthapadamanabhan , “使用 ADS1247 和 ADS1248 进行温度测量的示例应用” [SBAA180](#) , 2011 年 1 月。

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (March 2013) to Revision A (March 2023)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1

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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司