

Application Note

电桥测量基本指南



Bryan Lizon, Joseph Wu

Precision ADC

摘要

许多精密传感器均采用惠斯通电桥电路配置，这种电路配置可实现对电阻式元件精确的差分测量。电阻式元件可用于测量重量、压力、温度和其他各种类型的传感器参数。要使用精密模数转换器 (ADC) 实现最精确的电桥测量，需要详细了解这些传感器的工作原理、如何进行校准、如何连接到 ADC 以及如何配置 ADC。本应用手册包含电桥电路概述、如何使用电桥测量不同的力、如何设置 ADC 测量以及测量中可能会出现哪些误差。本应用手册首先概述电桥电路基本知识、电桥电路的构建方式以及设计电桥测量系统时有哪些重要参数，并展示了与精密 ADC 连接的电路。

内容

1 电桥概述	3
2 电桥结构	5
2.1 电桥拓扑结构中的有源元件	5
2.2 应变仪和电桥结构	9
3 电桥连接	11
3.1 比例式测量	11
3.2 四线电桥	12
3.3 六线电桥	13
4 电桥测量的电气特性	14
4.1 电桥灵敏度	14
4.2 电桥电阻	14
4.3 输出共模电压	15
4.4 失调电压	15
4.5 满量程误差	15
4.6 非线性误差和迟滞	15
4.7 漂移	16
4.8 蠕变和蠕变恢复	16
5 信号链设计注意事项	17
5.1 放大	17
5.2 噪声	20
5.3 通道扫描时间和信号带宽	23
5.4 交流激励	24
5.5 校准	26
6 电桥测量电路	34
6.1 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的四线电阻式电桥测量	35
6.2 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的六线电阻式电桥测量	38
6.3 使用伪比例基准和单极高电压 ($> 5V$) 激励源的四线电阻式电桥测量	41
6.4 使用伪比例基准和非对称高电压 ($> 5V$) 激励源的四线电阻式电桥测量	45
6.5 使用比例基准和电流激励的四线电阻式电桥测量	50
6.6 使用伪比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源，测量多个串联四线电阻式电桥	56
6.7 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的单通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥	61
6.8 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的多通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥	68
7 总结	72
8 Revision History	73

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 电桥概述

惠斯通电桥是用于测量一组电阻式元件阻值变化的电路。该电路具有两个并联电阻支路，充当激励电压 $V_{EXCITATION}$ 的分压器。每个电阻分压器的标称输出为 $V_{EXCITATION}$ 除以二。在没有施加负载的情况下，元件的电阻变化 ΔR 等于零。假设有一个理想系统，其中每个元件的标称电阻为 R ，每个分压器处于相同电位，并且差分电桥输出电压 V_{OUT} 为零。施加负载后，一个或多个元件会改变电阻，以使 $\Delta R \neq 0 \Omega$ 。这会导致 V_{OUT} 发生变化，通过对电桥进行差分测量可以非常准确地计算出该变化。图 1-1 显示了使用电阻式元件的简单电桥电路的基本配置。

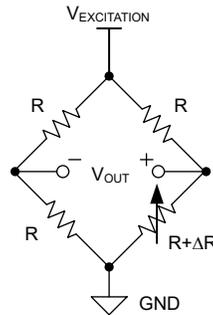


图 1-1. 简单电桥电路的基本配置

基本电桥电路由电阻式元件构成，电桥中包含一个可变元件。该元件是一个电阻式传感器，可将某个物理参数转换为电阻变化。如果此电阻变化与物理参数的变化成正比，则测量 ΔR 可以准确地表示所检测的物理属性。虽然本文重点介绍了使用电阻式元件的电桥，但电桥也可以由电感式或电容式元件构成。

通过更详细地分析电桥的每一侧，可以更好地了解电桥的工作方式。例如，图 1-1 中电桥的右侧与图 1-2 中所示的分压器电路很相似：

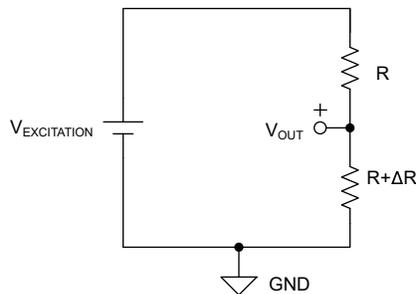


图 1-2. 作为分压器进行测量的电阻式元件

方程式 1 计算图 1-2 所示系统相对于接地点的 V_{OUT} ：

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{R + R + \Delta R} \right) = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) \quad (1)$$

假设 $V_{EXCITATION} = 6V$ ， $R = 3000 \Omega$ 且 $\Delta R = 3 \Omega$ ，使用方程式 1 可以计算出 $V_{OUT} = 3.0015V$ 。然后计算 R 上的电压为 $V_R = V_{EXCITATION} - V_{OUT} = 2.9985V$ 。这可以得出 ΔR 上的电压为 $V_{\Delta R} = V_{OUT} - V_R = 0.003V$ 。虽然方程式 1 理论上可以计算 V_{OUT} 、 V_R 和 $V_{\Delta R}$ ，但实际系统必须测量 V_{OUT} 和 V_R 才能得到 $V_{\Delta R}$ 。由于标准测量设备所存在的限制，这可能会产生其他困难。

例如，用于测量 V_{OUT} 和 V_R 的简单 4 位数字万用表可能产生舍入误差，影响 $V_{\Delta R}$ 的计算：如果万用表将 $V_{OUT} = 3.0015V$ 向上舍入到 $3.002V$ 并将 $V_R = 2.9985V$ 向下舍入到 $2.998V$ ，则 $V_{\Delta R} = 0.004V$ ；或者，如果 V_{OUT} 向下舍入到 $3.001V$ 并且 V_R 向上舍入到 $2.999V$ ，则 $V_{\Delta R} = 0.002V$ 。相对于 $3mV$ 信号，这两种情况都会产生 $1mV$ 的测量误差，即 $\pm 33\%$ 误差。最终，4 位数字万用表没有足够高的分辨率，无法通过测量分压器中的任一电阻式元件确定 ΔR 的精确定值。

为了获得更准确的结果，通过在电桥配置中放入电阻式传感器，将图 1-2 中所示的单端测量更改为了差分测量。在图 1-3 中，电桥使用第二个电阻路径与传感器路径并联。在没有施加负载的情况下， $\Delta R = 0 \Omega$ ， $V_{OUT} = 0V$ 。

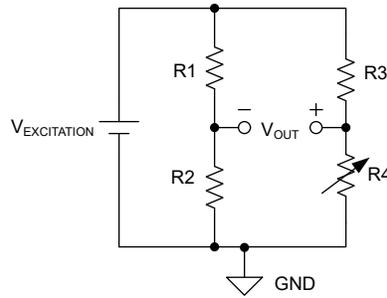


图 1-3. 在两个电阻路径上使用差分测量的简单电桥

方程式 2 假设 $R1 = R2 = R3 = R$ 且 $R4 = R + \Delta R$ ，计算图 1-3 所示系统的差分输出电压。

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} - \frac{R}{2 \times R} \right) = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta R}{2 \times (2 \cdot R + \Delta R)} \right) \quad (2)$$

使用与单端示例中相同的值，其中 $V_{EXCITATION} = 6V$ ， $R = 3000 \Omega$ 且 $\Delta R = 3 \Omega$ ， V_{OUT} 现在的计算结果为 $1.49925mV$ 。重要的是，相同的 4 位数字万用表可以更精确地测量 V_{OUT} ，毫伏刻度读数为 $1.499mV$ （向下舍入）或 $1.500mV$ （向上舍入）。差分测量电桥配置中的 V_{OUT} 可产生相对于 $1.5mV$ 信号 $<1 \mu V$ 的测量误差，即 0.067% 测量误差。之所以能得到这一结果，是因为电桥配置支持直接测量 ΔR 而不是 ΔR 和 R 之间的比较测量。直接测量还支持放大 V_{OUT} 以使 ADC 获得更大的输入信号。通过进行放大，可以对更小的 ΔR 值进行更高分辨率的测量。

单一有源电阻式元件电桥的一项困难是，其测量有固有的非线性。不同电桥结构具有不同的非线性度，某些拓扑结构可消除这种固有非线性度。这在下一部分进行了更加详细的讨论。

2 电桥结构

2.1 电桥拓扑结构中的有源元件

如图 1-3 所示，基本电桥具有一个有源电阻式元件，而其他三个元件是静态电阻。这些单一有源元件电桥结构简单，成本较低。但它们在满量程范围内测量的灵敏度较低，非线性度较高。

其他电桥拓扑结构可能具有两个有源电阻式元件和两个静态电阻。在某些情况下，所有四个电阻式元件可以都是有源元件。这些电桥可提高电桥测量的灵敏度并降低非线性度。无论哪种配置，电桥功能保持不变：测量电阻式元件随激励电压的变化。

2.1.1 具有一个有源元件的电桥

最简单的电桥拓扑结构具有一个有源电阻式元件，而其他三个元件是静态电阻，如图 2-1 所示。这称为四分之一电桥。

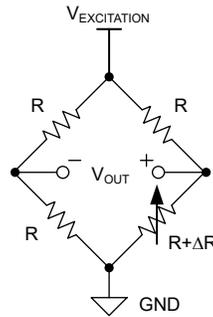


图 2-1. 具有一个有源元件的电桥 (四分之一电桥)

方程式 3 计算图 2-1 中两个分压器之间的 V_{OUT} ：

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) - V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R}{2 \cdot R} \right) \quad (3)$$

合并同类项并简化方程式 3 可得到方程式 4：

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{(R + \Delta R) - (2 \cdot R + \Delta R)/2}{2 \cdot R + \Delta R} \right) = \frac{V_{EXCITATION}}{2} \cdot \left(\frac{\Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) \quad (4)$$

方程式 4 显示了当 ΔR 远小于 R ($\Delta R \ll R$) 时， V_{OUT} 与 $V_{EXCITATION}$ 和 ΔR 成正比。通过绘制 V_{OUT} 相对于 ΔR 从零点到满量程 (ΔR_{FS}) 变化的曲线，可以确认这一关系。图 2-2 显示了 $R = 1k\Omega$ 、 $V_{EXCITATION} = 10V$ 且 $\Delta R_{FS} = 1\Omega$ 时的这一曲线。

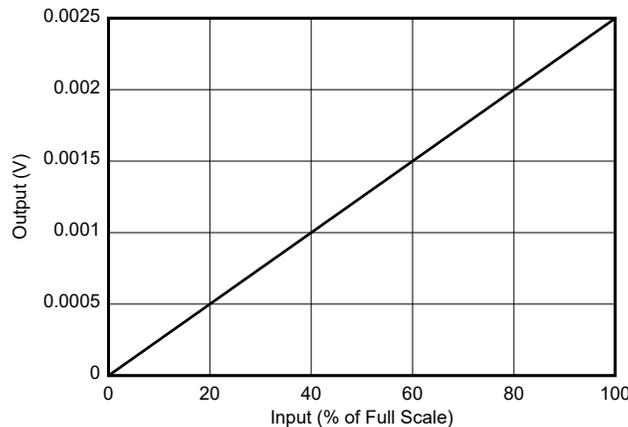


图 2-2. 四分之一电桥差分输出 ($R = 1k\Omega$ ， $V_{EXCITATION} = 10V$ ， $\Delta R_{FS} = 1\Omega$)

虽然图 2-2 中并不明显，但由于方程式 4 分母中的 $2R + \Delta R$ 项，此电桥拓扑结构具有很小的固有非线性。取图 2-2 中曲线的端点并从曲线中去除终点斜率，可看到此电桥拓扑结构的非线性。图 2-3 通过绘制非线性与满量程百分比的曲线，显示了这种现象。

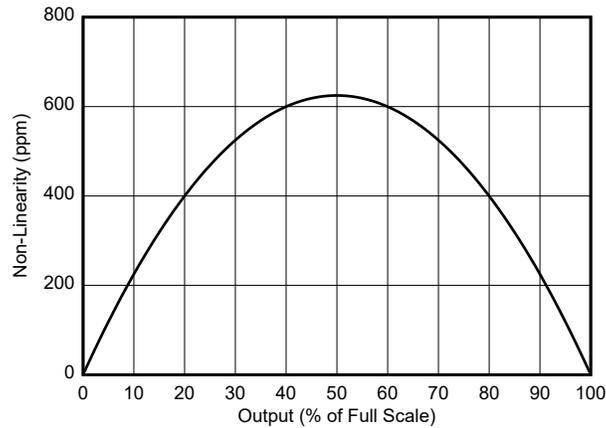


图 2-3. 四分之一电桥非线性

图 2-3 中所示的非线性直接来自于具有一个有源元件的电桥拓扑结构，并不包括单个有源电阻式元件中的任何非线性。

2.1.1.1 使用电流激励在具有一个有源元件的电桥中降低非线性

通过使用电流激励而不是电压激励，可以在具有一个有源元件的电桥中降低非线性，如图 2-4 所示。

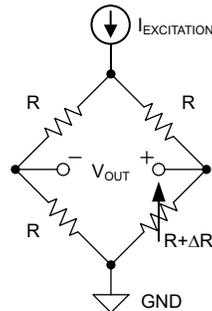


图 2-4. 具有一个有源元件的电桥的电流激励

方程式 5 计算当 $I_{EXCITATION}$ 在图 2-4 中的每个电桥支路之间分配时，生成的输出电压 V_{OUT} ：

$$V_{OUT} = I_{EXCITATION} \cdot (R + \Delta R) \cdot \left(\frac{2 \cdot R}{4 \cdot R + \Delta R} \right) - I_{EXCITATION} \cdot R \cdot \left(\frac{2 \cdot R + \Delta R}{4 \cdot R + \Delta R} \right) \quad (5)$$

转换并合并同类项后，方程式 5 可简化为方程式 6：

$$V_{OUT} = I_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{(2 \cdot R^2 + 2 \cdot R \cdot \Delta R) - (2 \cdot R^2 + R \cdot \Delta R)}{4 \cdot R + \Delta R} \right) = I_{EXCITATION} \cdot R \cdot \left(\frac{\Delta R}{4 \cdot R + \Delta R} \right) \quad (6)$$

比较方程式 6 的分母 $(4 \cdot R + \Delta R)$ 和方程式 4 的分母 $(2 \cdot R + \Delta R)$ 可发现，与使用电压激励的相同电路相比，使用电流激励的单个有源元件电桥拓扑结构导致的非线性降低了约 $\frac{1}{2}$ 。

使用电流激励的电桥测量系统具有其他优势和挑战。有关如何实施此电路的更多信息，请参阅节 6.5。

2.1.2 在对面支路中具有两个有源元件的电桥

电桥也可以由多个有源元件构成。图 2-5 显示了在电桥对侧不同支路中具有两个有源元件的传感器。这称为半桥。

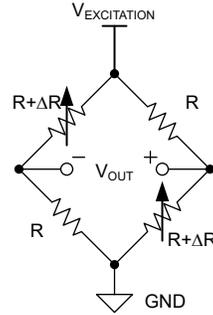


图 2-5. 在对面支路中具有两个有源元件的电桥 (半桥)

方程式 7 计算图 2-5 中所示在对面支路中具有两个有源元件的电桥的 V_{OUT} :

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) - V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta R}{2 \cdot R + \Delta R} \right) \quad (7)$$

与具有一个有源元件的电桥类似，方程式 7 显示了当 ΔR 很小时， V_{OUT} 与 $V_{EXCITATION}$ 和 ΔR 成正比。此外，两种电桥类型的 V_{OUT} 公式的分母中都有 ΔR 项，因此具有与图 2-3 所示相同的非线性。

但单有源元件电桥和双有源元件的电桥之间的重要区别在于灵敏度。后者对于给定的 $V_{EXCITATION}$ ， V_{OUT} 提高两倍。与单有源元件电桥相比，这个更大的输出信号可使动态范围加倍，实现更好的 ADC 测量。

2.1.2.1 使用电流激励消除对面支路中具有两个有源元件的电桥中的非线性

图 2-6 显示了如何通过使用电流激励而不是电压激励，消除对面支路中具有两个有源元件的电桥中的非线性。

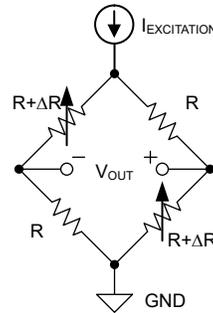


图 2-6. 对面支路中具有两个有源元件的电桥的电流激励

方程式 8 计算 $I_{EXCITATION}$ 在图 2-6 中的每个电桥支路之间分配时产生的输出电压 V_{OUT} 。

$$V_{OUT} = I_{EXCITATION} \cdot (R + \Delta R) \cdot \left(\frac{2 \cdot R + \Delta R}{4 \cdot R + 2 \cdot \Delta R} \right) - I_{EXCITATION} \cdot R \cdot \left(\frac{2 \cdot R + \Delta R}{4 \cdot R + 2 \cdot \Delta R} \right) \quad (8)$$

方程式 8 中的比率 $(2 \cdot R + \Delta R) / (4 \cdot R + 2 \cdot \Delta R)$ 简化为 $1/2$ ，得出方程式 9 中的简化结果：

$$V_{OUT} = \frac{I_{EXCITATION}}{2} \cdot \Delta R \quad (9)$$

与使用电压激励的电路不同，方程式 9 的分母中没有 ΔR 项。因此，由于对面支路中具有两个有源元件的电桥的拓扑结构，电流激励可消除非线性误差。相比之下，使用电压激励的相同电路具有与 $2 \cdot R + \Delta R$ 成正比的非线性误差。

使用电流激励的电桥测量系统具有其他优势和挑战。有关如何实施此电路的更多信息，请参阅节 6.5。

2.1.3 在同一支路中具有两个有源元件的电桥

电桥也可以由同一支路中的两个有源元件构成。图 2-7 展示了此类型配置的示例，该配置也可称为半桥。

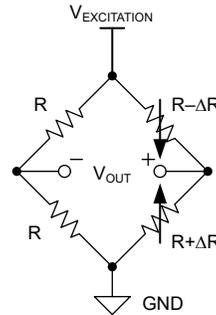


图 2-7. 在同一支路中具有两个有源元件的电桥 (半桥)

方程式 10 和方程式 11 计算图 2-7 中所示在同一支路中具有两个有源元件的电桥的 V_{OUT} :

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{(R + \Delta R) + (R - \Delta R)} \right) - V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R}{2 \cdot R} \right) = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R} - \frac{R}{2 \cdot R} \right) \quad (10)$$

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \left(\frac{\Delta R}{2 \cdot R} \right) \quad (11)$$

与前面的电桥配置类似， V_{OUT} 与 $V_{EXCITATION}$ 和 ΔR 成正比。与前面电桥拓扑结构不同的是，方程式 11 的分母中没有 ΔR 项。因此，同一支路中具有两个有源元件的电桥没有固有非线性，电压或电流激励都是如此。但这并不包括来自实际传感器的任何非线性。

2.1.4 具有四个有源元件的电桥

最终电桥配置由四个有源元件构成，每个元件对相同应变产生相同幅度的电阻变化。但这一变化在电桥对侧的方向相反。此配置称为全桥，如图 2-8 所示。

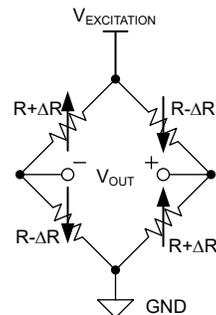


图 2-8. 具有四个有源元件的电桥 (全桥)

方程式 12 和方程式 13 计算图 2-8 中具有四个有源元件的电桥的 V_{OUT} :

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{2 \cdot R} \right) - V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{R - \Delta R}{2 \cdot R} \right) = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{2 \cdot \Delta R}{2 \cdot R} \right) \quad (12)$$

$$V_{OUT} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R} \right) \quad (13)$$

与前面的所有电桥配置类似，如果 ΔR 很小， V_{OUT} 将与 $V_{EXCITATION}$ 和 ΔR 成正比。四有源元件电桥的优势在于，其灵敏度比两种双有源元件电桥配置高两倍，比单有源元件电桥高四倍。此外，四有源元件电桥拓扑结构的电桥输出中没有固有的非线性。电压和电流激励都是如此。

2.2 应变仪和电桥结构

电桥测量常见用例的一个示例是由应变仪元件构成的称重传感器。应变仪是一种导线或金属箔片，其电阻会随着元件的变形而变化。当应变仪受拉（伸展）时，箔片会延长，导致电阻增加。当应变仪受压时，箔片会缩短，导致电阻减小。图 2-9 显示了电阻随应变仪长度的变化而变化。静止状态的应变仪显示为黑色，受拉应变仪显示为绿色，受压应变仪显示为红色。

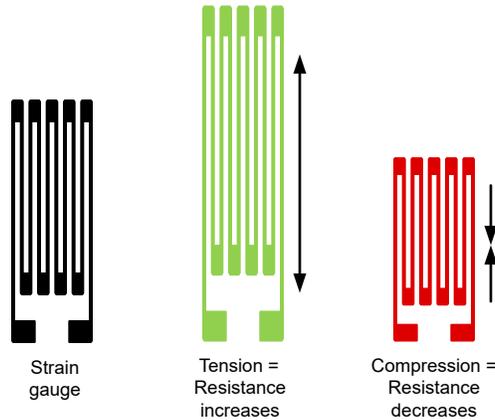


图 2-9. 应变仪电阻与长度：静止（左）、拉伸（中）和压缩（右）

应变仪通常固定在具有少许挠度的结构上。例如，固定重物的杆件会在施加的负荷作用下出现一定的拉伸。固定到杆件上的应变仪也会随着杆件的变形而出现轻微拉伸，导致应变仪电阻增加，从而可以测量拉力。同样，如果杆件压缩，应变仪也会压缩，从而导致电阻变化，变化量与杆件上的压力大小直接相关。

使用应变仪的另一个轻微伸缩元件示例是称重传感器，类似于图 2-10 所示。



图 2-10. 称重传感器的照片

将应变仪布置到电桥配置中便可构成称重传感器。图 2-11 显示了一个常见的单点称重传感器，在孔径周围的不同点具有四个应变片。如图所示，施加的向下力会使称重传感器的自由端平行于固定端移动。在此配置中，相对的应变仪分别受拉（绿色）和受压（红色）。这种机械方向可形成适当的四有源元件电桥。

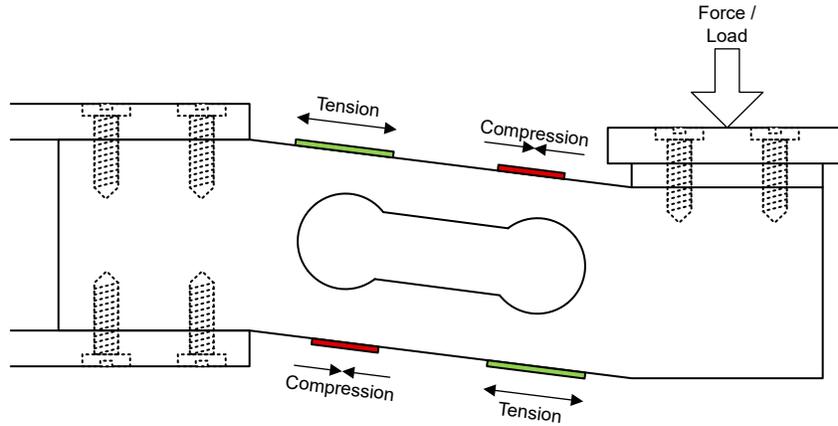


图 2-11. 模拟四个应变仪位置和响应的单点称重传感器

图 2-12 显示了电桥四个电气位置中的电阻。重画的称重传感器拉伸（绿色）和压缩（红色）元件显示，这些元件对于电桥对侧的应变具有相反的反应。

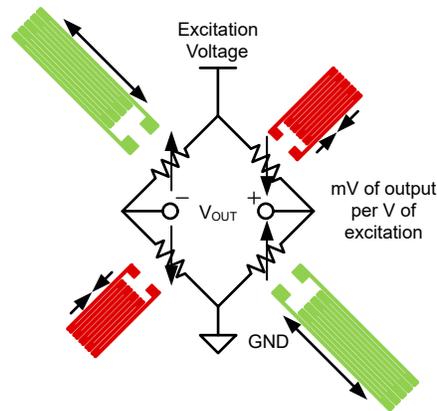


图 2-12. 称重传感器的等效电桥测量

使用这些类型称重传感器的一种常见应用是称重秤。称重秤可以使用一个或多个称重传感器同时进行测量。然后使用这些称重传感器测量值的总和来计算所测量物体的重量。

3 电桥连接

将电桥连接到 ADC 通常需要在四线或六线电桥之间进行选择时，实施比例式测量。后面的章节更详细地讨论这些概念，并演示如何将电桥连接到激励电压和 ADC。

3.1 比例式测量

图 3-1 显示了通常如何使用比例基准配置进行电桥测量。电桥的输出由 ADC 进行测量，而单个电源被用作电桥激励电压和 ADC 基准电压。

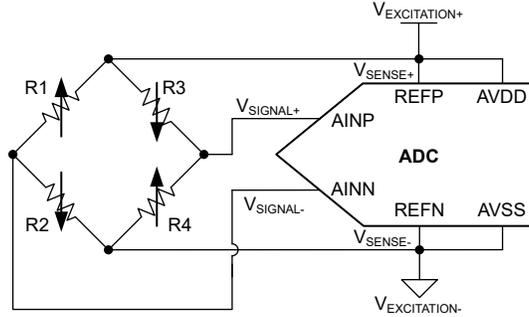


图 3-1. 比例式电桥测量示例

ADC 对输入电压 V_{IN} 采样，并将其与基准电压 V_{REF} 进行比较。 V_{IN} 是 $V_{SIGNAL+}$ 和 $V_{SIGNAL-}$ （或 AINP 和 AINN）之间的电压差，而 V_{REF} 是 V_{SENSE+} 和 V_{SENSE-} （或 REFP 和 REFN）之间的电压差。ADC 按照方程式 14 生成与 V_{REF} 成正比的输出代码：

$$\text{Output Code} \propto \frac{V_{IN}}{V_{REF}} = \frac{V_{IN}}{AVDD} \quad (14)$$

方程式 14 用 AVDD 代替 V_{REF} 项，因为在图 3-1 中 AVDD 连接到 REFP 并且 REFN 接地。还要注意，方程式 13 说明 V_{OUT} 等于 $V_{EXCITATION}$ 乘以 ΔR 与 R 之比。在图 3-1 中， $AVDD = V_{EXCITATION+} - V_{EXCITATION-}$ ，而 $V_{OUT}(\text{Bridge}) = V_{IN}(\text{ADC})$ 。代入后可得出方程式 15：

$$V_{IN} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R}\right) = AVDD \cdot \left(\frac{\Delta R}{R}\right) \quad (15)$$

用方程式 15 代替方程式 14 中的 V_{IN} 项可得到方程式 16：

$$\text{Output Code} \propto \frac{V_{IN}}{AVDD} = \frac{\Delta R}{R} \quad (16)$$

方程式 16 中的输出代码与 ΔR 成正比。此外，方程式 16 表明不需要 AVDD 和 V_{IN} 的准确值。输出代码与电桥上的应变成正比。

比例式测量的一个优势是，测量值针对 V_{REF} 的变化相对恒定。这在方程式 16 中也有体现，公式中的输出与 $\Delta R/R$ 成正比，因此与 V_{REF} 或 $V_{EXCITATION}$ 的准确值无关。因此，比例式测量不太容易受 $V_{EXCITATION}$ 随时间和温度的漂移所影响。假设基准输入和测量输入中的噪声是相关的，那么 $V_{EXCITATION}$ 源中的任何噪声也将会抵消。通常，如果基准输入和测量输入的滤波器带宽相同，则上述噪声源就比较有相关性。

3.2 四线电桥

图 3-2 显示了四线电桥的连接。有两条线用于激励电桥 ($V_{EXCITATION+}$ 和 $V_{EXCITATION-}$)，两条线用于测量 ($V_{SIGNAL+}$ 和 $V_{SIGNAL-}$)。ADC 测量差分电桥输出电压，ADC 正负基准输入分别连接到激励线路充当 $V_{EXCITATION+}$ 和 $V_{EXCITATION-}$ 。

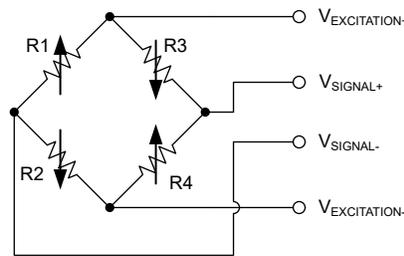


图 3-2. 四线电桥的连接

四线电桥适用于许多数据采集系统中的基本测量。但是， $V_{EXCITATION+}$ 和 $V_{EXCITATION-}$ 的长导线可能具有不可忽略的电阻，增加 ADC 测量的误差。图 3-3 显示了一个与四线电桥相连的 ADC，电桥的激励导线上具有串联电阻 $RP1$ 和 $RP2$ 。

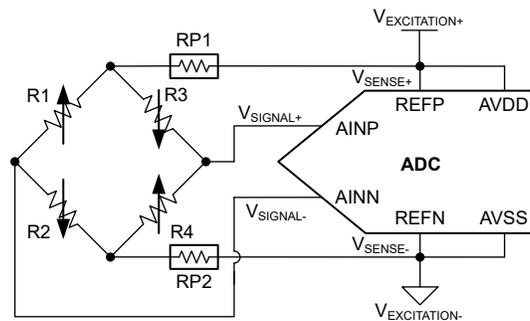


图 3-3. $V_{EXCITATION\pm}$ 导线上具有寄生电阻的四线电桥

理论上， $REFP$ 输入端的 $V_{EXCITATION+}$ 和 $REFN$ 输入端的 $V_{EXCITATION-}$ 与电桥的激励电压相同。不过，串联导线电阻会降低电桥本身的电压，从而改变电桥输出电压，如方程式 17 所示。

$$V_{OUT} = [V_{EXCITATION} - ([RP1 + RP2] \cdot [I_{EXCITATION}])] \cdot \left(\frac{\Delta R}{R}\right) \quad (17)$$

即使 $RP1$ 和 $RP2$ 很小，流过电桥的电流 ($I_{EXCITATION}$) 也可能很大，从而导致显著的误差。例如， $V_{EXCITATION} = 5V$ 且电桥电阻为 $350\ \Omega$ 时， $I_{EXCITATION} = 14.3mA$ 。即使 $RP1 = RP2 = 1\ \Omega$ ，寄生电阻也会导致 0.6% 的测量误差。

请注意，电桥输出 (图 3-2 中的 $V_{SIGNAL\pm}$) 导线可能具有与 $RP1$ 和 $RP2$ 大小相同的串联电阻。但是，ADC 输入阻抗通常很高，通过 $V_{SIGNAL\pm}$ 拉出的电流比 $I_{EXCITATION}$ 小若干个数量级。因此，与 $V_{SIGNAL\pm}$ 导线电阻相互作用的任何电流所增加的误差可以忽略不计。

3.3 六线电桥

六线电桥可消除与四线电桥相关的导线电阻误差。六线拓扑结构具有与四线电桥相同的四条导线，同时它有额外的两条导线 ($V_{SENSE\pm}$) 连接到电桥的顶部和底部。图 3-4 显示了六线电桥。

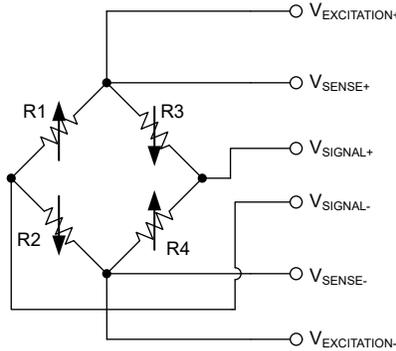


图 3-4. 六线电桥的连接

在此拓扑结构中，电桥顶部和底部的 $V_{SENSE\pm}$ 导线用作开尔文（或强制检测）连接，用于消除导线电阻的影响。此连接使用 $V_{EXCITATION\pm}$ 导线作为强制线路，将电压驱动至电桥。 $V_{EXCITATION\pm}$ 可能是高电流，并在与电桥相连的寄生电阻两端产生压降，如节 3.2 所述。 $V_{SENSE\pm}$ 导线通过绕过承载高电流的寄生导线电阻，用于准确测量电桥顶部的电压。同时，由于流过每条导线的输入电流小得多， $V_{SENSE\pm}$ 导线上的任何电阻会使电压误差显著降低。图 3-5 显示了六线电桥与 ADC 的连接方式，还显示了 $V_{EXCITATION\pm}$ 导线上的串联电阻。

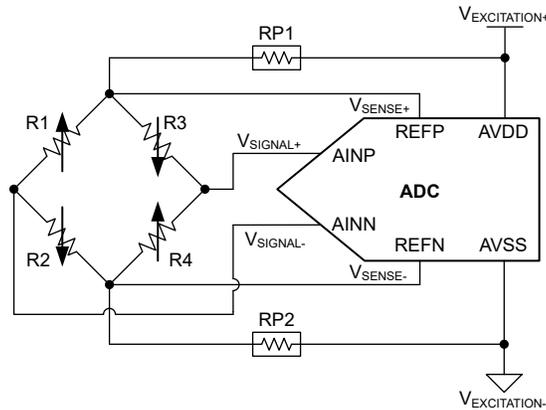


图 3-5. $V_{EXCITATION\pm}$ 导线上具有寄生电阻的六线电桥

使用六线电桥拓扑结构可确保 ADC V_{REF} 与驱动电桥的电压相同。与四线拓扑结构类似，尽管流过这些导线的电流显著小于 $I_{EXCITATION}$ ， $V_{SIGNAL\pm}$ 和 $V_{SENSE\pm}$ 导线上的电阻仍可能会增加误差。这个较低的电流会尽可能减小引入到 ADC 输入和基准通路的误差，从而提高系统总体精度（与四线电桥相比）。

4 电桥测量的电气特性

要想实现精确的电桥测量，需要考虑的一个重要因素是传感器的电气特性对 ADC 性能的影响。表 4-1 显示了典型负载单元中使用的电阻式电桥的通用规格表。

表 4-1. 示例负载单元规格

规格说明	规格值	具有 2kg 称量范围的 负载单元规格值
电桥灵敏度	2.0 ±15% mV/V	
安全过载	150%FS	3kg
最大过载	200%FS	4kg
非线性	±0.05%FS	±1g
不可重复性		
迟滞		
蠕变 (5 分钟)		
温度对输出的影响	±0.05%FS/°C	±1g/°C
温度对零点的影响	±2.0%FS/°C	±40g/°C
零点平衡	±10%FS	±0.2kg
电桥电阻	1000 ± 10Ω	
激励电压	≤ 15V	
工作温度范围	-10°C 至 +40°C	

其中许多特性的误差是可以校准的，而其他误差必须添加到总误差预算中。以下各节简要介绍表 4-1 中的一些较为重要的电气特性，因此并不涵盖所有特性。

4.1 电桥灵敏度

电桥灵敏度指的是施加最大负载时每伏激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 的最大预期输出电压。典型电桥负载单元的灵敏度为 1mV/V 至 3mV/V，例如表 4-1 中的电桥，其灵敏度为 2mV/V。该值表示， $V_{\text{EXCITATION}}$ 每增加 1V，电桥输出将增加 2mV。例如，在施加最大负载的情况下，用 5V 电压激励此电桥可产生 10mV 的最大电桥输出。

这个 10mV 输出电压也是 ADC 测得的最大差分输入电压。使用该值可以确定需要多大的增益才能增加测得的输入信号并提高 ADC 满量程范围的利用率。许多 ADC 都包含可编程增益放大器来实现上述目的。

4.2 电桥电阻

电桥具有不同的标称电阻值，但 120Ω、350Ω 和 1000Ω 最常见 (请参阅表 4-1)。较低的电桥电阻也可能需要很大的电流才能驱动。例如，使用 $V_{\text{EXCITATION}} = 5V$ 驱动 350Ω 电桥需要 14.3mA 电流。这可能比测量电路 (包括 ADC 和放大器) 消耗的电流大很多。实际上，电桥的功耗可能是系统功耗预算中最大的一部分。

此外，这个较大的激励电流可与激励路径中的任何寄生电阻产生相互作用，导致电桥上的实际电压与 ADC 测得的基准电压不匹配。通过使用六线电桥，可以消除此误差。

4.3 输出共模电压

通常，当 $AVDD = V_{EXCITATION}$ 时，所需的电桥输出共模电压是 ADC 电源 $AVDD$ 的 $1/2$ 。这是 ADC 的理想共模输入电压，并可实现最大增益。

有些系统使用大于 $AVDD$ 的 $V_{EXCITATION}$ 。如果是这样，电桥输出共模电压可能会与 ADC 输入共模范围不匹配。例如，为了尽可能提高传感器输出而选择 $V_{EXCITATION} = 10V$ ，会将电桥共模电压设置为 $5V$ 。如果 ADC 的 $AVDD = 5V$ ，则此测量可能非常接近 ADC 输入范围限值。此外，用于放大电桥输出的高增益放大器通常会将共模输入范围限制为远低于 $AVDD$ ，因此需要替代解决方案。节 6.3 和节 6.4 显示了 $V_{EXCITATION} > AVDD$ 时适应电桥配置的电路。

4.4 失调电压

理想电桥输出应该是在未施加负载的情况下为 $0V$ 。但实际上电桥在未施加负载的情况下具有非零输出。此误差是使负载响应向上或向下平移的失调电压，如图 4-1 所示。

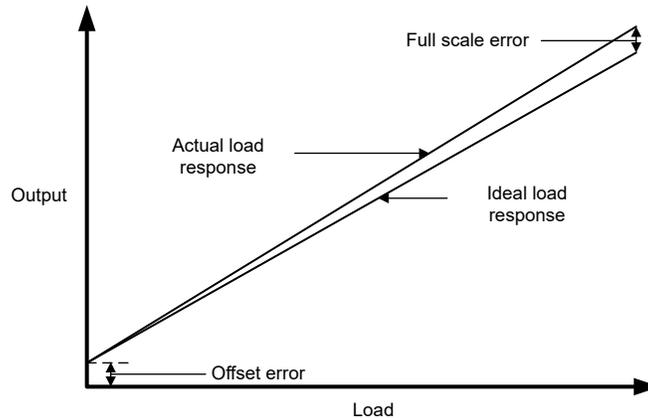


图 4-1. 电桥上负载的实际与理想响应

失调电压可能有各种来源。制造容差可能导致电桥元件之间的标称电阻不同。即使在未施加负载的情况下，这也可能导致固有的失调电压误差，通常会在传感器数据表中指定（请参阅表 4-1 中的零点平衡参数）。

在传感器外部，电桥连接中的寄生热电偶可能会产生随温度变化的微小失调电压。此外，与电桥导线电阻或任何 ADC 输入滤波电阻相互作用的 ADC 输入偏置电流也可能产生微小的失调电压。

无论是什么失调电压源，都可以使用数字方式或其他有源电路方法（例如交流激励）将失调电压轻松归零，从而校准该误差。

4.5 满量程误差

满量程误差或增益误差是消除失调电压后负载条件下的实际和理想电桥测量响应之间的斜率差异。图 4-1 给出了满量程误差的一个示例。满量程误差的来源包括比例式测量中的导线阻抗（如节 3.2 所述）或来自 ADC 的固有增益误差。此外，电桥灵敏度容差可能会改变负载与输出电压曲线的斜率，并导致误差。例如，表 4-1 中给出的 $\pm 15\%$ 容差可以使典型 $2mV/V$ 电桥灵敏度跨越 $1.7mV/V$ 至 $2.3mV/V$ 的范围。假设 $V_{EXCITATION} = 5V$ ，理想的电桥最大输出信号为 $2mV/V \cdot 5V = 10mV$ 。但实际电桥最大输出信号的范围可能是 $8.5mV$ （负误差）至 $11.5mV$ （正误差）。

幸运的是，满量程误差是一种测量增益误差，通常可以对照已知输入来测试测量系统进行校准。

4.6 非线性误差和迟滞

非线性误差是指随着电桥输出的增加，输出曲线与预期满量程直线输出的偏差。此非线性由电桥电阻式元件的特性所致，不同于节 2.1.1 中讨论的电桥拓扑结构误差。例如，电阻式电桥元件超过特定范围或负载时，可能具有更强的非线性。电桥数据表通常会表征非线性（请参阅表 4-1）并建议限制最大负载以使非线性保持在较低水平。

与非线性误差相似，迟滞是随电桥输出而变化的小误差。不过，此误差可能会不同，具体取决于电桥输出是提高还是降低。迟滞与非线性误差加在一起称为**组合误差**。组合误差是在从空载到最大负载条件（提高和降低）范围内相对于直线的最大误差。[图 4-2](#) 以图形方式显示了非线性误差、迟滞和组合误差。

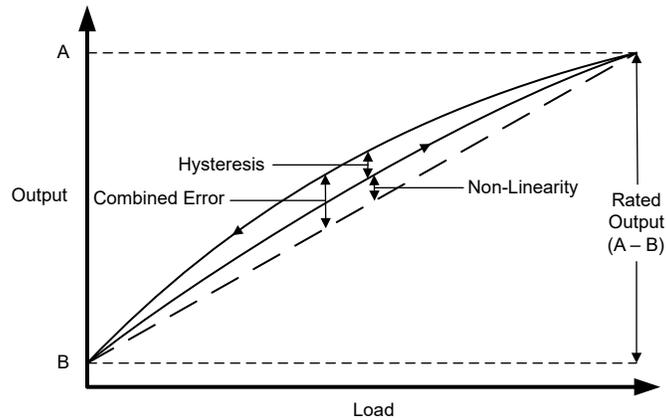


图 4-2. 迟滞、非线性和组合误差

非线性误差和迟滞不容易校准。这些误差可能因装置的不同而不同，因此校准需要在电桥的整个工作范围内进行许多次测量。不过，这些误差一般比失调电压和满量程误差小得多。另外值得注意的是，ADC 可能会导致非线性误差，但与电桥非线性误差相比，该误差一般可以忽略不计。

4.7 漂移

[表 4-1](#) 中所示的许多参数都是在一个温度下指定的，该温度通常为 25°C。漂移误差指定这些参数如何在某个温度范围内变化。一种常见的漂移误差是失调电压漂移（[表 4-1](#) 中的**温度对零点的影响**），指的是电桥初始失调电压随温度的变化。另一种常见的漂移误差是满量程漂移（[表 4-1](#) 中的**温度对输出的影响**），指定电桥输出斜率如何随温度变化。同样，ADC 本身具有影响测量精度的漂移特性。失调电压和增益漂移误差通常以 %FS/°C 为单位表示，但也可能使用其他单位。

由于非线性或不同的极性，温度漂移可能很难进行补偿。此外，精确**校准**这些误差可能需要在整个工作温度范围内的不同点进行测量。在设计任何电桥测量系统时，重要的是确定工作温度范围并计算漂移可能导致的预期系统误差。

4.8 蠕变和蠕变恢复

蠕变是指在已施加负载但所有其他环境因素不变的情况下电桥输出的变化。负载单元在负载下经过一段时间后可能会产生变形，从而导致蠕变。蠕变恢复是指在取消负载条件后电桥输出的变化。这两种误差都是在给定时间段内的额定值，可能包含在电桥数据表中（请参阅[表 4-1](#)）。不过，这些误差与 ADC 测量本身没有关系。

与某些其他参数类似，蠕变和蠕变恢复是无法进行校准的误差。产生的影响必须在系统设计的误差预算之内。

5 信号链设计注意事项

在根据结构、连接和特性选择了电桥后，需要设计一个低噪声信号链来测量电桥输出。本节详细探讨与选择信号链元件有关的多个重要主题：

- 放大
- 噪声
- 通道扫描时间和信号带宽
- 交流激励
- 校准

5.1 放大

如节 4.1 所述，典型电桥的灵敏度为 1mV/V 至 3mV/V。在如此低的灵敏度情况下，通常选择 $V_{\text{EXCITATION}}$ 的最大值以尽可能提高电桥输出信号。例如，表 4-1 中的 $V_{\text{EXCITATION}}$ 最大值为 15V，电桥灵敏度为 2mV/V，得到的最大电桥输出信号为 30mV。这个电平相对较低的信号需要放大以实现精密测量。

但是，选择 $V_{\text{EXCITATION}} > AVDD$ 可能需要对基准或信号电压进行电平转换，以符合 ADC 输入限制，因为大多数 ADC 只支持 $AVDD \leq 5V$ 。在这种情况下，应在无增益 ADC 前面使用外部仪表放大器 (INA) 来放大电桥信号，并设置放大器输出共模电压。

当 $V_{\text{EXCITATION}} \leq AVDD$ 时，选择具有集成式低噪声可编程增益放大器 (PGA) 的 ADC 来降低系统噪声并提高动态范围。选择具有集成 PGA 的 ADC 还可简化信号链并减小 PCB 面积。

以下各小节详细说明了外部 INA 和集成 PGA 的操作和用例。

5.1.1 仪表放大器

如果电桥信号超出 ADC 输入限制，则可能需要使用 INA。当 $V_{\text{EXCITATION}} > AVDD$ 时，通常会出现这种情况（请参阅节 6.3）。或者，如果所选 ADC 没有集成的 PGA，可以使用外部 INA 来放大电桥输出。

5.1.1.1 INA 架构和运行

图 5-1 中显示了基本的三运算放大器 INA，但也有其他拓扑结构。

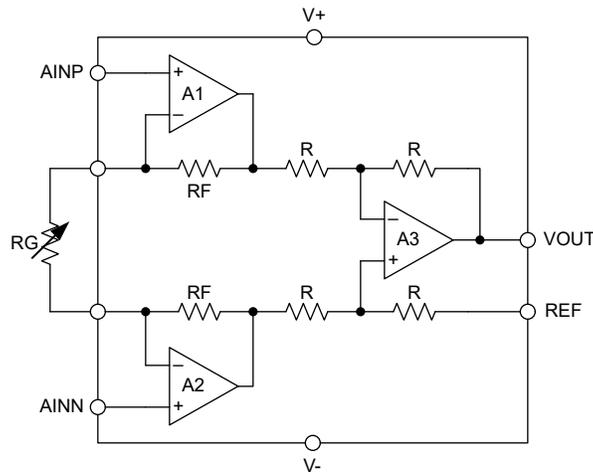


图 5-1. 基本 INA 拓扑结构

图 5-1 中的 INA 放大 AINP 和 AINN 之间的电压。放大器增益由外部增益设置电阻 R_G 和内部反馈电阻 R_F 确定。AINP 和 AINN 处的电压通过 A1 和 A2 以及两个 R_F 电阻器强制传递到 R_G 上。这会迫使相同电流流过所有三个电阻器以产生增益。差分放大器由运算放大器 A3 和四个电阻器 R 构成，充当单位增益缓冲器。经过放大的电压在 INA 的 REF 和 VOUT 引脚之间进行测量。REF 引脚设置输出电压的基准点，选择它通常是为了与 ADC 共模范围匹配。INA 增益由 R_G 设置，并按方程式 18 确定：

$$G = 1 + (2 \cdot R_F) / R_G \quad (18)$$

大多数 INA 都支持高达 1000V/V 的大电压增益。不过，与高增益相关的一个实际困难是，它会将输入信号共模电压限制为大概 $1/2 V_s$ 。在 INA 拓扑结构中，输入共模电压必须与图 5-1 中由 A1 和 A2 构成的第一个运算放大器级的输出共模电压相匹配。由于 R_G 的电压经过放大后成为 A1 和 A2 的输出，因此 A1 和 A2 的输出电压受这些电压与任一电源 (V_+ 或 V_-) 接近程度的限制。由于这一限制，需要选择适当的 INA 和电桥激励电源，以使电桥输出处于 INA 测量范围内。模拟工程师计算器中的 INA Vcm 与 Vout 工具可根据一系列 INA 的输出电压计算输入共模范围，从而简化了这一过程。图 5-2 显示了此工具使用 INA826 时的示例。

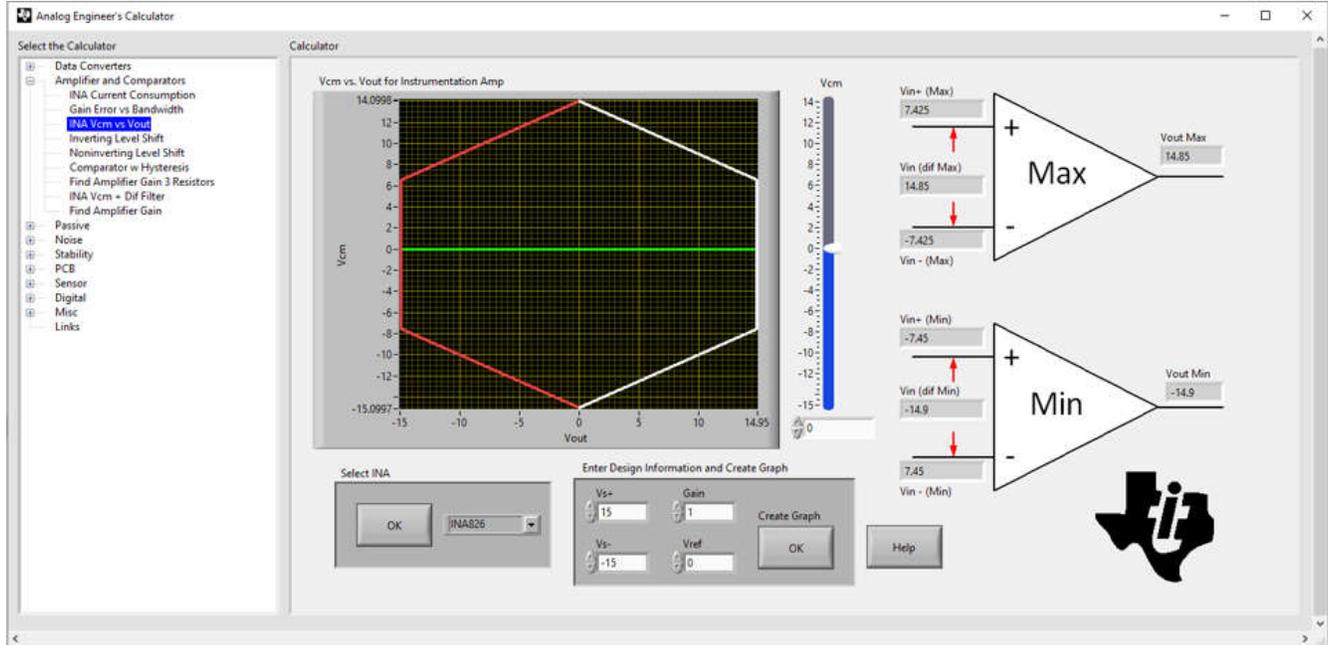


图 5-2. 模拟工程师计算器中的 INA Vcm 与 Vout 工具

5.1.1.2 INA 误差源

将 INA 添加到信号路径中会引入多种不同的误差。例如，当增益设置为 100V/V 时，图 5-2 中所示的 INA826 的增益误差规格为 $\pm 0.04\%$ (典型值) 和 $\pm 0.15\%$ (最大值)。此增益误差来自于电阻器元件出厂调整的轻微不匹配。INA 还有增加到测量中的失调电压误差。INA826 以输入为基准的失调电压误差为 $150\mu\text{V}$ (最大值)。此外，电阻 R_G 可产生一定的增益误差，直接增加到总系统误差中。

INA 还会向测量中增加噪声。在 0.1Hz 至 10Hz 带宽内，INA826 以输入为基准的噪声为 $0.52\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。由于 INA 拓扑，此噪声可能大于 ADC 中集成的 PGA。有关噪声在电桥测量中的重要性的更详细讨论，请参阅节 5.2。

5.1.2 集成式 PGA

当 $V_{\text{EXCITATION}} \leq AV_{\text{DD}}$ 时，可以选用具有集成式 PGA 的 ADC。这些情况通常允许使用与节 6.1 中所述电路类似的比例基准配置。集成式 PGA 与外部器件相比，通常还具有更好的性能，因为集成式 PGA 已针对与相关 ADC 搭配使用进行了优化。

5.1.2.1 集成式 PGA 架构和运行

集成式 PGA 通常作为基本 INA 的前端实现。电路类似于图 5-1，因为它使用 A1、A2、两个 R_F 电阻器和用于设置增益的一组经过出厂调整的可编程 R_G 电阻器。例如，图 5-3 显示了 ADS1235 中的 PGA。

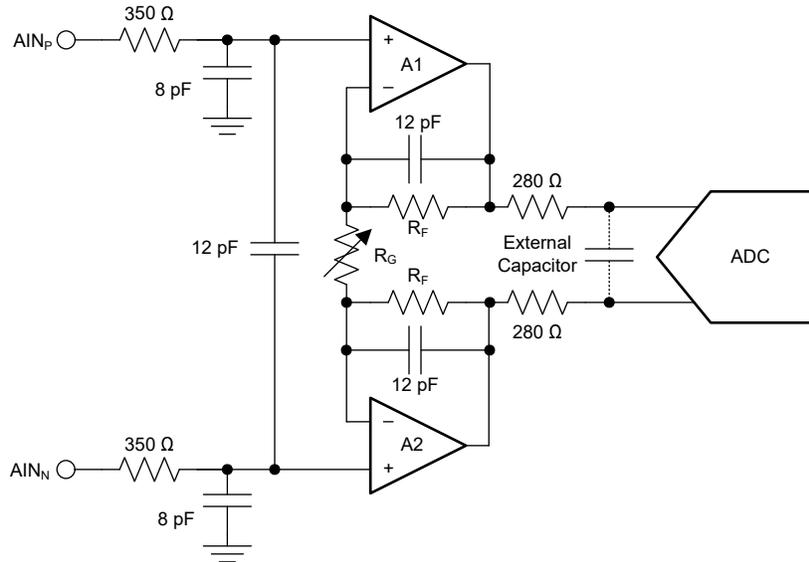


图 5-3. 简化的 ADS1235 PGA 示意图

此外，图 5-3 中的 PGA 在 PGA 的输入和输出端都有低通滤波器。这些滤波器有助于降低对电磁干扰 (EMI) 的敏感性。某些集成式 PGA 还需要外部电容器来过滤调制器导致的样本脉冲，并执行抗混叠。

与 INA 类似，集成式 PGA 具有共模电压要求，具体由运算放大器的增益和输出决定。例如，集成到 ADS1235 中的 PGA 的绝对输入电压 (V_{AINP} 或 V_{AINN}) 受方程式 19 限制：

$$AVSS + 0.3 \text{ V} + |V_{INMAX}| \cdot (\text{Gain} - 1) / 2 < V_{AINP}, V_{AINN} < AVDD - 0.3 \text{ V} - |V_{INMAX}| \cdot (\text{Gain} - 1) / 2 \quad (19)$$

其中：

- $V_{INMAX} = V_{AINP} - V_{AINN}$ ，描述最大差分输入电压。

图 5-4 以图形方式显示了 ADS1235 集成式 PGA 输入与 PGA 输出之间的关系。

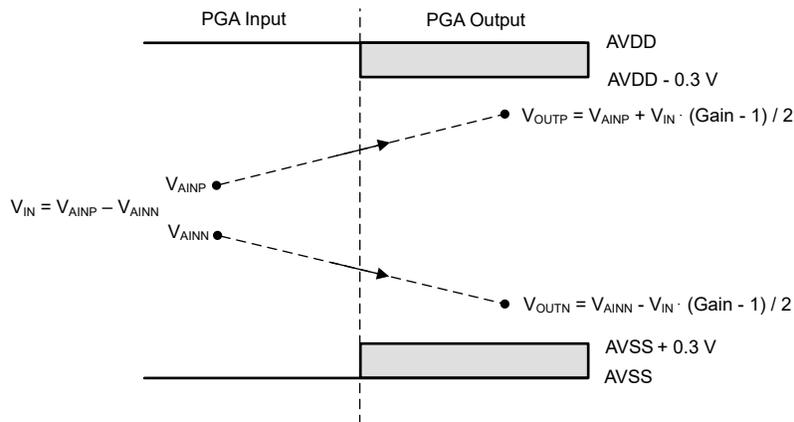


图 5-4. ADS1235 PGA 输入和输出范围的图形表示

图 5-4 中的 PGA 输出电压 (V_{OUTP} 和 V_{OUTN}) 取决于 PGA 增益和输入电压幅度 V_{IN} 。对于线性工作，PGA 输出电压不得超过 $AVDD - 0.3\text{V}$ 或 $AVSS + 0.3\text{V}$ 。请注意，图 5-4 显示的是正差分输入电压产生正差分输出电压，但也可以是负差分电压。请参阅 [ADS1235 Excel 计算器工具](#)，了解共模输入范围计算器和其他有助于简化使用此 ADC 的项目的重要设计工具。此外，节 6.3 和节 6.6 中的电路演示了如何使用这些计算器工具来确定电桥输出是否处于 PGA 共模范围内。

5.1.2.2 使用集成 PGA 的优点

使用具有集成 PGA 的 ADC 的一个优点是，集成器件不需要在 INA 解决方案中使用输出缓冲差分放大器（请参阅图 5-1）。与使用外部 INA 相比，去除此元件可降低噪声。例如，在 0.1Hz 至 10Hz 频率范围内，INA826 具有 $0.52\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 的输入基准噪声，而在使用 FIR 滤波器的情况下，ADS1235 在 10 个样本/秒 (SPS) 速率下的噪声为 $0.096\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。

该集成 PGA 的另一项优势是增益已经过出厂修整。此过程通常可得到比 INA 和外部 R_G 组合增益误差更低的误差。例如，ADS1235 的典型增益误差为 0.05%。而 INA826 增益误差为 0.04%，这不包括 R_G 产生的任何其他增益误差。例如，与使用 ADS1235 集成 PGA 相比，选择初始容差为 0.1% 的 R_G 电阻器会使增益误差增加一倍以上。

5.2 噪声

在数据采集系统中，噪声是指可能干扰或隐藏目标信号的任何不需要的信号。有些噪声对于所有电气元件来说是固有的，可能来自系统内部（放大器、ADC、电压基准等）或外部（EMI、接地环路、线路周期噪声等）。噪声对于电桥测量系统非常重要，因为电桥输出电压通常约为几十毫伏。如此小的信号需要低噪声、高分辨率信号链才能实现高动态范围。

虽然噪声对于电桥测量系统很重要，但完整的信号链噪声分析可能会很复杂。因此，全面了解噪声不在本应用手册的讨论范围之内。本文说明 ADC 数据表中如何报告噪声，以及如何使用此信息帮助实现电桥测量系统的设计目标。有关 ADC 测量中的噪声的更多信息，请参阅[精密 ADC 噪声分析的基本原理](#)电子书以及 TI 高精度实验室培训课程中的 ADC 噪声内容。

5.2.1 ADC 噪声数据表

ADC 数据表通常报告输入短路 ($V_{\text{IN}} = 0\text{V}$) 时的噪声。此配置提供 ADC 固有噪声的纯测量值，如果 ADC 具有集成式 PGA，则还包括放大器噪声。此测量值不包括随输入信号线性变化的电压基准噪声。不过，对于使用比例基准配置的电桥测量系统，由于往往会消除电压基准噪声和漂移，因此这通常不是问题。

ADC 噪声表中显示的实际值包括数千个数据点或持续数秒的数据。对该数据集执行统计分析，可确定均方根 (RMS) 值和峰峰值。对于 Δ - Σ ADC，则会针对输出数据速率 (ODR)、滤波器类型和增益设置的各种组合（如果适用），报告这些信息。

例如，表 5-1 显示了 ADS1235 数据表中的一部分噪声性能信息。表 5-1 中的每一行都是一种不同的 ODR 和滤波器类型组合，而每一列表示可用的 PGA 增益。

表 5-1. ADS1235 在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 且 $V_{REF} = 5\text{V}$ 时的噪声和分辨率

ODR	滤波器	噪声 (μV_{RMS} (μV_{PP}))			有效分辨率 (位) (无噪声分辨率 (位))		
		增益 = 1	增益 = 64	增益 = 128	增益 = 1	增益 = 64	增益 = 128
20SPS	FIR	0.51 (2.1)	0.032 (0.16)	0.029 (0.16)	24 (22)	22.2 (19.9)	21.3 (18.9)
20SPS	Sinc1	0.44 (2.1)	0.025 (0.13)	0.026 (0.13)	24 (22)	22.6 (20.2)	21.5 (19.2)
20SPS	Sinc2	0.36 (1.2)	0.02 (0.12)	0.02 (0.1)	24 (22.8)	22.9 (20.4)	21.9 (19.5)
20SPS	Sinc3	0.32 (1.5)	0.017 (0.089)	0.018 (0.096)	24 (22.5)	23.1 (20.8)	22 (19.6)
20SPS	Sinc4	0.3 (1.2)	0.017 (0.084)	0.018 (0.1)	24 (22.8)	23.1 (20.8)	22.1 (19.6)
50SPS	Sinc1	0.63 (3.6)	0.04 (0.25)	0.038 (0.23)	23.7 (21.2)	21.9 (19.2)	21 (18.4)
50SPS	Sinc2	0.57 (3)	0.033 (0.21)	0.032 (0.18)	23.9 (21.5)	22.2 (19.5)	21.2 (18.7)
50SPS	Sinc3	0.53 (2.4)	0.03 (0.19)	0.03 (0.17)	24 (21.8)	22.3 (19.7)	21.3 (18.8)
50SPS	Sinc4	0.49 (2.4)	0.028 (0.15)	0.026 (0.16)	24 (21.8)	22.4 (20)	21.5 (18.9)
60SPS	Sinc1	0.71 (3.9)	0.043 (0.27)	0.042 (0.26)	23.6 (21.1)	21.8 (19.1)	20.8 (18.2)
60SPS	Sinc2	0.6 (3.3)	0.036 (0.24)	0.034 (0.21)	23.8 (21.4)	22.1 (19.3)	21.1 (18.5)
60SPS	Sinc3	0.56 (3)	0.032 (0.19)	0.03 (0.17)	23.9 (21.5)	22.2 (19.6)	21.3 (18.8)
60SPS	Sinc4	0.53 (2.7)	0.031 (0.19)	0.03 (0.18)	24 (21.6)	22.3 (19.7)	21.3 (18.7)

表 5-1 中的噪声值以输入为基准 (RTI)。ADC 测量的 RTI 噪声是指增益后 ADC 输入端的等效噪声幅度。例如，当增益 = 1V/V 时，表 5-1 中的噪声以 $\pm 5\text{V}$ 范围为基准。当增益 = 128V/V 时，噪声以小得多的 $\pm 39.06\text{mV}$ 范围为基准。

表 5-1 还包括两个从噪声值推导得出的品质因数：有效分辨率和无噪声分辨率。ADC 数据表中的有效分辨率是指满量程范围 (FSR) 相对于测量中的 RMS 噪声 $V_{N,\text{RMS}}$ 的动态范围。相比之下，ADC 数据表中的无噪声分辨率是指 FSR 相对于测量中的峰峰值 (PP) 噪声 $V_{N,\text{PP}}$ 的动态范围。这些噪声参数使用方程式 20 和方程式 21 进行计算：

$$\text{Effective resolution} = \log_2(\text{FSR} / V_{N,\text{RMS}}) \text{ (bits)} \quad (20)$$

$$\text{Noise-free resolution} = \log_2(\text{FSR} / V_{N,\text{PP}}) \text{ (bits)} \quad (21)$$

例如，当增益 = 128V/V 且 ODR = 20SPS 时，表 5-1 显示 ADS1235 有限脉冲响应 (FIR) 数字滤波器提供的噪声性能为 $0.029\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 或 $0.16\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。方程式 22 和方程式 23 使用这些设置分别计算 ADS1235 有效分辨率和无噪声分辨率：

$$\text{Effective resolution} = \log_2[(\pm 5 \text{ V} / 128 \text{ V/V}) / (0.029 \mu\text{V}_{\text{RMS}})] = \log_2[2,693,966] = 21.3 \text{ bits} \quad (22)$$

$$\text{Noise-free resolution} = \log_2[(\pm 5 \text{ V} / 128 \text{ V/V}) / (0.16 \mu\text{V}_{\text{PP}})] = \log_2[488,281] = 18.9 \text{ bits} \quad (23)$$

请注意，方程式 22 和方程式 23 中的结果与表 5-1 最后一列中报告的值相符。

电桥测量通常使用第三个参数来表征性能，这个参数称为无噪声计数 (NFC)，它从无噪声分辨率推导得出。这对于设计要求秤测量结果中显示的最后一位数字保持稳定 (或无噪声) 的称重秤应用尤其重要。使用有效分辨率目标来设计称重秤，可能会导致秤上显示的最后一位数字不断移动，因为有效分辨率基于 RMS 噪声。

NFC 由方程式 24 定义，而方程式 25 计算给定 ADC 参数的 NFC：

$$\text{NFC} = 2^{(\text{Noise-free resolution})} \text{ (counts)} \quad (24)$$

$$\text{NFC} = 2^{(18.9)} = 488,000 \text{ counts} \quad (25)$$

具有**方程式 25** 所述性能级别的称重秤可能是可以接受的，但有必要考虑该参数的定义方式。具体来说，无噪声分辨率和 NFC 是在假设 ADC 输入使用整个 FSR 的情况下计算得出的。但是，如果称重秤系统不使用整个 ADC FSR，系统 NFC 性能与 ADC 噪声表中所示的值将会不同。下一节说明了 NFC 性能的这种降低。

5.2.2 计算电桥测量系统的 NFC

如**节 4.1** 所述，电桥灵敏度 2mV/V 和 $V_{\text{EXCITATION}} = 5\text{V}$ ，可产生 10mV 的电桥最大输出信号。此外，称重秤可以测量的最小重量为零，产生的最小电桥输出信号为 0V 。因此，电桥输出信号范围为 0 至 10mV ，即使在最高增益下，也比大多数 ADC 的 FSR 小得多。例如，在上一节中，在 128V/V 增益下给出的 ADS1235 FSR 为 $\pm 39\text{mV}$ 。因此， 0 至 10mV 输入信号使用约八分之一的 ADC FSR。

用**系统信号范围**代替**方程式 21** 中的 ADC FSR 即可计算出给定电桥测量设计的预期无噪声分辨率。**方程式 26** 返回了在增益 = 128V/V 、 $\text{ODR} = 20\text{SPS}$ 下使用 ADS1235 和 FIR 滤波器时 0 至 10mV 称重秤信号范围的无噪声分辨率（假设使用比例式 5V 的 V_{REF} ）：

$$\text{Noise-free resolution}_{(\text{System})} = \log_2[(10\text{ mV}) / (0.16\ \mu\text{V}_{\text{PP}})] = \log_2[62,500] = 15.9\ \text{bits} \quad (26)$$

将**方程式 26** 的结果应用于**方程式 24** 可得到**方程式 27** 中所示的新 NFC 值：

$$\text{NFC}_{(\text{System})} = 2^{(15.9)} = 63,000\ \text{counts} \quad (27)$$

无论测量系统采用什么结构，此噪声分析都能得到最终系统的本底噪声。此外，**方程式 27** 的结果有助于确定 ADC 是否足以满足目标设计规格。如果 NFC 值不足，选择不同的测量配置、更高精度的 ADC 或**对数据输出求平均值**可以将噪声降低到可以接受的水平。

为了帮助确定 ADC 是否可以满足目标设计规范，请使用**模拟工程师计算器**中的**电桥传感器 + ADC**工具。**图 5-5** 介绍了此工具并展示了它的用法。在左侧输入系统要求后，工具即会返回符合设计目标的可用 ADC 选项。还可以执行电压至位转换、位至有效分辨率转换或位至无噪声分辨率转换。

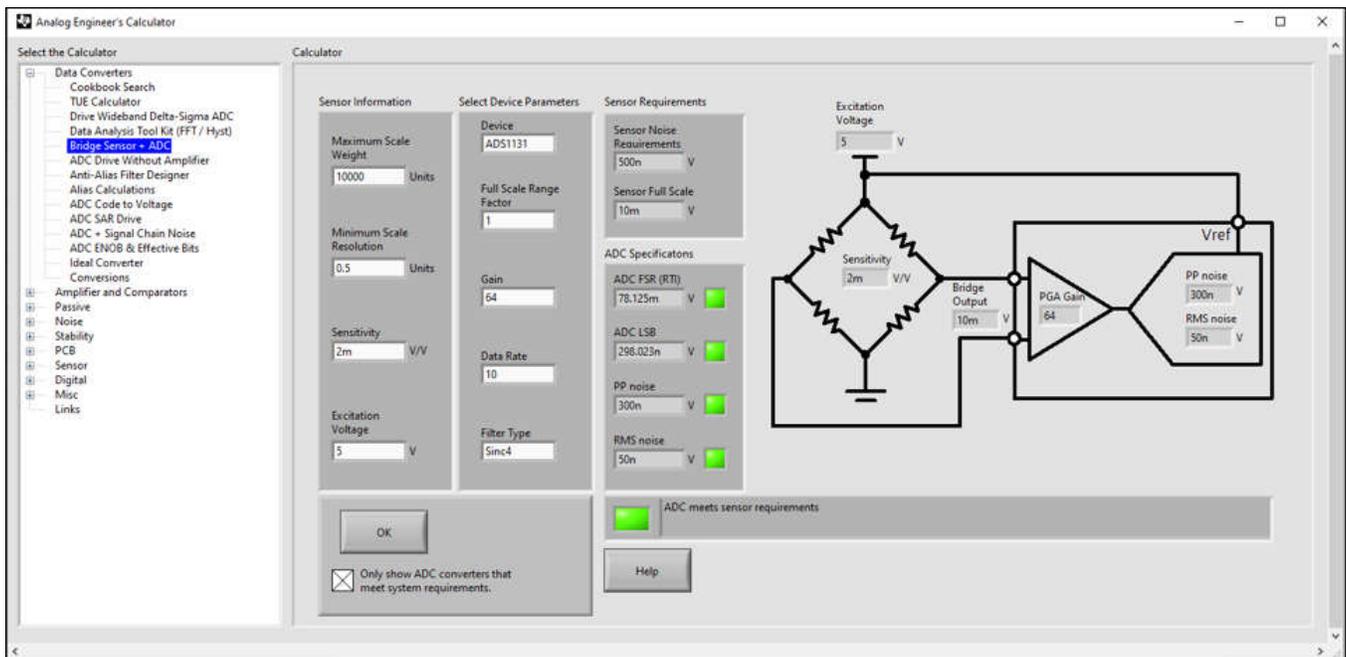


图 5-5. 模拟工程师计算器中的电桥传感器 + ADC 工具

5.3 通道扫描时间和信号带宽

除了低噪声外，电桥测量系统通常还有通道扫描时间或输入信号带宽要求，这些要求可能受 ADC 结构的影响。这些应用通常使用精密 Δ - Σ ADC，因为它们可以提供高达 32 位的分辨率和集成 PGA。精密 Δ - Σ ADC 使用过采样拓扑结构，在此拓扑中，输入信号在高频率下进行采样并由 Δ - Σ ADC 调制器转换为数字比特流。此比特流随后在数字域内按过采样率 (OSR) 进行滤波和降采样，以各自的 ODR 产生低噪声转换结果。

输出噪声取决于 OSR，更高的 OSR (或更低的 ODR) 会导致在更长时间段内收集更多数据，因此噪声更低。不过，这也会导致更长的 ADC 转换延迟和更低的输入信号带宽，但可以以较低的数据速率滤除线路周期噪声。以下各小节将更详细地讨论这些主题。

5.3.1 噪声性能

如前一节所述，当 OSR 提高 (ODR 降低) 时， Δ - Σ ADC 数字滤波器会获取更长时间段的数据，从而直接影响系统噪声性能。这可以在较低的数据速率下实现较低的测量噪声。表 5-1 显示了 ADS1235 噪声倾向于随着 ODR 降低而降低。

还可以使用外部过采样方法进一步降低噪声。如果微控制器采集 N 个 ADC 数据点的数据并求平均值，噪声可按系数 \sqrt{N} 降低。例如，ADS1235 noise 在增益 = 128V/V、使用 FIR 滤波器且 ODR = 20SPS 的条件下，表 5-1 中给出的 ADS1235 噪声为 $0.029\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 和 $0.16\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。对 20 个数据点求平均可使噪声按照系数 $\sqrt{20} = 4.47$ 分别降低至 $0.0065\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 和 $0.036\mu\text{V}_{\text{PP}}$ 。但是，应用额外的求平均会延长延迟时间。

5.3.2 ADC 转换延迟

使用数字滤波器的一个结果是在转换开始和得到最终结果之间产生一定的延迟。如前文所述，将会在特定时间段内收集 Δ Σ ADC 调制器输出，数字滤波器随后计算 ADC 数据。根据滤波器结构以及其他因素，最终 ADC 转换数据可能会延迟数个转换周期。

为了量化这一延迟，许多精密 Δ Σ ADC 的数据表中都包含一个转换延迟表。例如，表 5-2 报告了 ADS1235 在所有滤波器类型 (FIR 和 sinc) 和 ODR 上的转换延迟。

表 5-2. ADS1235 转换延迟

ODR (SPS)	转换延迟 ⁽¹⁾ - $t_{\text{(STDR)}}$ (ms)				
	FIR	SINC 1	SINC2	SINC3	SINC 4
2.5	402.2	400.4	800.4	1,200	1,600
5	202.2	200.4	400.4	600.4	800.4
10	102.2	100.4	200.4	300.4	400.4
16.6	—	60.43	120.4	180.4	240.4
20	52.23	50.43	100.4	150.4	200.4
50	—	20.43	40.43	60.43	80.43
60	—	17.09	33.76	50.43	67.09
100	—	10.43	20.43	30.43	40.43
400	—	2.925	5.425	7.925	10.43
1200	—	1.258	2.091	2.925	3.758
2400	—	0.841	1.258	1.675	2.091
4800	—	0.633	0.841	1.05	1.258
7200	—	0.564	0.702	0.841	0.98

(1) 斩波模式关闭，转换开始延迟 = 50 μs (DELAY[3:0] = 0001)

例如，当 ODR = 20SPS 时，表 5-2 显示了 FIR 滤波器的延迟约为一个转换周期，即大约 50ms。表 5-2 还显示 ADS1235 具有一阶到四阶 sinc 滤波器。sinc 滤波器相当于先前数据周期的移动平均滤波器。例如，sinc³ 滤波器是使用前三个数据点的移动平均值的三阶滤波器。因此，在前三个转换周期之前，第一个数据不会出现。当 ODR = 20SPS 时，会产生大约 150ms 的延迟。第二个以及后续的数据可能会在下一个转换周期之后出现，具体取决于转换模式。有关此主题的更多详细信息，请参阅阐述 Δ Σ ADC 转换延迟的应用手册。

最后，在多个通道之间需要快速通道扫描或开关的电桥测量系统应始终考虑 ODR 和数字滤波器类型对 ADC 转换延迟的影响。

5.3.3 数字滤波器频率响应

数字滤波器也有特定的频率响应，可能影响 ADC 转换信号的方式。此响应取决于输入信号的频率，因为数字滤波器采集的是一段时间内的调制器输出。图 5-6 显示了 ADS1235 中的不同 sinc 滤波器在 ODR = 50SPS 时的频率响应。

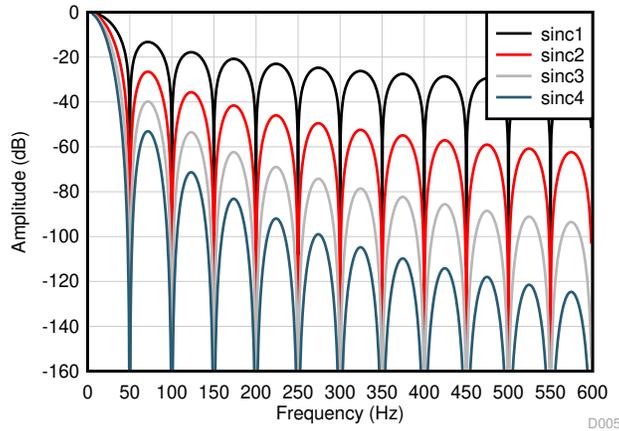


图 5-6. ADS1235 Sinc 滤波器在 ODR = 50SPS 时的频率响应

虽然图 5-6 中没有显示，但 ADS1235 sinc 滤波器的带宽明显低于 ODR。例如，ODR = 50SPS 时，sinc¹ 截止频率仅为 22.1Hz。因此，需要对具有较高频率元件进行信号采样的电桥测量系统，需要更高的 ODR 或更宽带宽的数字滤波器。有关此主题的更多详细信息，请参阅 $\Delta-\Sigma$ ADC 中的数字滤波器类型应用手册。

数字滤波器频率响应的另一个考虑因素是对特定频率的抑制。图 5-7 显示了 ADS1235 FIR 滤波器在 ODR = 20SPS 时的频率响应，而图 5-8 放大了 50Hz 和 60Hz 时的响应。

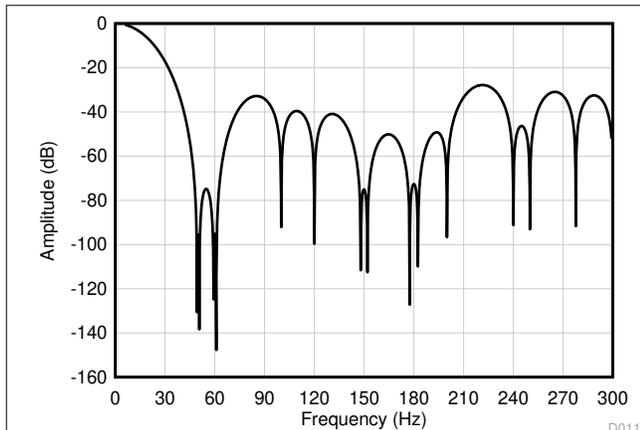


图 5-7. ADS1235 FIR 滤波器在 ODR = 20SPS 时的频率响应

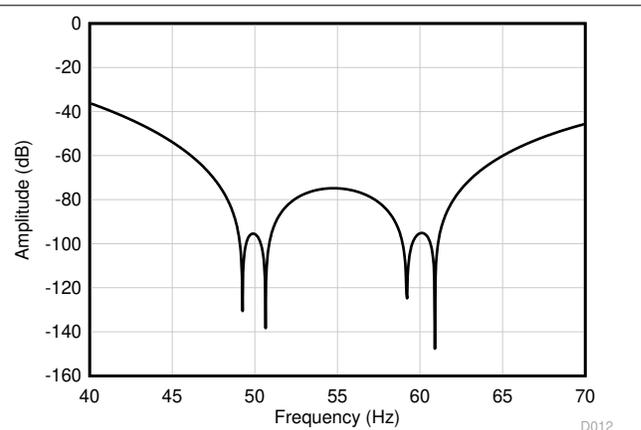


图 5-8. ODR = 20SPS 时的 ADS1235 FIR 频率响应细节

如图 5-8 所示，此数字滤波器频率响应旨在抑制 50Hz 和 60Hz 频率。例如，ADS1235 会将 50Hz 或 60Hz 的输入信号（高达 ± 2 Hz 偏差）衰减 94dB。这对于降低系统中的线路周期噪声特别有用。此外，无论噪声是耦合自系统电源还是来自其他线路感应 EMI，ADC 数字滤波器都有助于抑制该噪声。

5.4 交流激励

除了低噪声外，电桥测量系统通常还需要高精度。如节 4.4 中所述，交流激励是从电桥测量中消除失调误差的一种解决方案。此方法类似于输入通道在正负输入之间交换的放大器斩波。但交流激励将在电桥顶部（阶段 1）和底

部 (阶段 2) 之间交换 $V_{\text{EXCITATION}}$ 的极性。ADC 测量两个阶段期间的电桥输出，从阶段 1 测量中减去阶段 2 测量值，然后对结果求平均值。此过程可消除电桥后面可能由寄生热电偶或外部放大器失调电压等导致的任何系统性失调。此方法可获得精确等于电桥输出电压的测量结果。

图 5-9 显示了阶段 1 期间的 ADC 电桥测量，在测量过程中， $V_{\text{EXCITATION}}$ 位于电桥顶部，电桥的底部接地，并且失调电压 (V_{OS}) 显示为电桥和 ADC 之间的源电压。

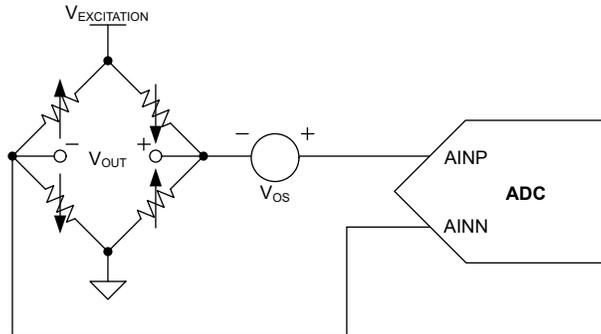


图 5-9. 交流激励 (阶段 1) 期间的电桥测量

方程式 28 计算阶段 1 期间由 ADC 测量的电压：

$$\text{Phase 1} = \text{AINP} - \text{AINN} = +V_{\text{OUT}} + V_{\text{OS}} \quad (28)$$

第一次 ADC 测量结束后，阶段 2 将交换电桥极性以将 $V_{\text{EXCITATION}}$ 路由到电极的询问，电桥的顶部接地。该交换会反转输出电压，同时保持 V_{OS} 的极性。图 5-10 显示了阶段 2 配置。

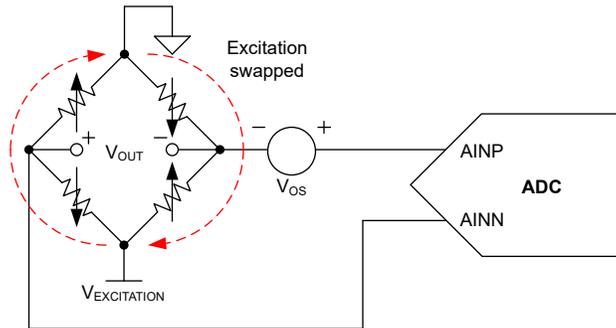


图 5-10. 交流激励 (阶段 2) 期间的电桥测量

方程式 29 计算阶段 2 期间由 ADC 测量的电压：

$$\text{Phase 2} = \text{AINP} - \text{AINN} = -V_{\text{OUT}} + V_{\text{OS}} \quad (29)$$

从方程式 28 中减去方程式 29 结果并除以 2 可得到方程式 30：

$$(\text{Phase 1} - \text{Phase 2}) / 2 = [(+V_{\text{OUT}} + V_{\text{OS}}) - (-V_{\text{OUT}} + V_{\text{OS}})] / 2 = V_{\text{OUT}} \quad (30)$$

最终，方程式 30 显示了 V_{OS} 被抵消，最终结果只是 V_{OUT} ，从而消除了电桥后面的总失调误差。但必须注意的是，交流激励并不能消除电桥内或斩波电路之前出现的系统性失调。相反，使用校准可消除固有的电桥失调。

实施交流激励需要外部晶体管、栅极驱动器或其他开关来交换电桥激励电压极性。ADC 或主机的通用输出 (GPO) 通常控制开关，并应使用非重叠时钟进行实施以防止电桥在电压反转期间跨导。

有多款 TI 精密 ADC 适用于实施交流激励。ADS1235 具有专门引脚用于控制交换电桥极性的外部开关。有关针对电桥测量实施交流激励的更多信息，请参阅 [使用交流激励模式降低电桥测量失调电压和漂移](#) 应用手册。

5.5 校准

电桥测量系统可能需要校准才能提供高精度结果。根据总体精度要求，可以选择三种校准方法之一：

- 单点失调电压误差校准 - 易于实施，可在一定程度上提高精度
- 两点失调电压和增益误差校准 - 精度较高，需要两次测量
- 分段线性校准 - 精度最高，适用于非线性系统和温度校准，需要多个校准点或查找表 (LUT)

本文重点说明两点校准方法，因为该方法能够通过相对简单的校准过程显著提高系统精度。

两点校准的第一步是计算失调电压误差，而第二步是使用测试负载确定增益误差。两点校准假设电桥响应和 ADC 测量都是线性的。这一假设有助于用户使用下面的直线方程确定实际测量与理想测量的偏差：

$$y = M \cdot x + B \quad (31)$$

图 5-11 用绿色直线绘制了电桥测量的理想响应，该直线具有一定的斜率 (M_{Ideal})，并且 Y 轴截距 (B_{Ideal}) 等于零。比较而言，红色的电桥实际测量响应具有与 M_{Ideal} 不等的斜率 (M_{Actual})，并且具有非零 Y 轴截距 (B_{Actual})。

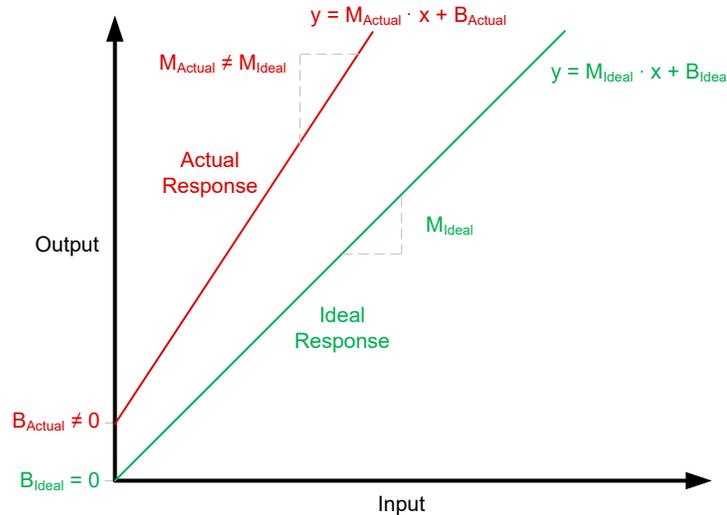


图 5-11. 电桥测量响应：理想与实际

校准过程将会计算图 5-11 中的 B_{Actual} 和相对于 M_{Actual} 的比例因子的值，这两个值可分别帮助消除失调电压误差和增益误差。图 5-11 专门显示了正的失调电压和增益误差，但这两种误差中可能有一种是负值，也可能两种都是负值。然后使用此信息将系统输入与 ADC 输出精确关联。例如，图 5-12 显示了称重秤系统的校准实施方法。

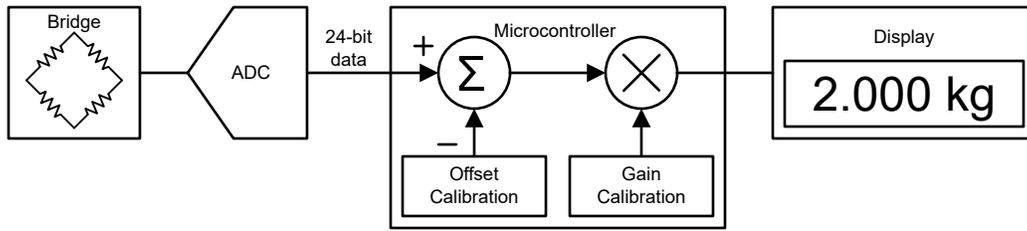


图 5-12. 具有校准功能的称重秤应用方框图

在图 5-12 中，ADC 使用比例配置测量电桥。微控制器获取来自 ADC 的数据，然后计算并存储校准值。失调电压校准存储 B_{Actual} 值，而增益校准存储相对于 M_{Actual} 的比例因子 M 。然后，微控制器从 ADC 测量中减去 B_{Actual} 并将结果乘以 M 。最后，显示屏显示计算结果。

下面两个小节逐步介绍通用电桥系统的失调电压和增益校准过程，该系统可用于测量重量、压力或流量等物理参数。最后一个小节将此信息应用于图 5-12 所示称重秤系统的示例计算。

5.5.1 失调校准

第一个校准步骤是测量并消除失调电压。失调电压可能来自于固有的电桥不平衡和/或信号调节电路。失调电压是施加零负载时的测量值，可以是正数，也可以是负数。在失调电压校准期间，ADC 将会在未施加负载的情况下测量系统输出。得到的 ADC 代码存储为失调电压校准常数。在计算测得的重量之前，微控制器会从后续 ADC 测量中减去这个失调电压值。请注意，失调电压测量本身具有一定的噪声。通过对多次连续失调电压测量求平均值，可以降低存储的失调电压噪声。

图 5-13 显示了在校准过程之前（红色）和之后（蓝色），失调电压校准如何改变电桥测量响应。

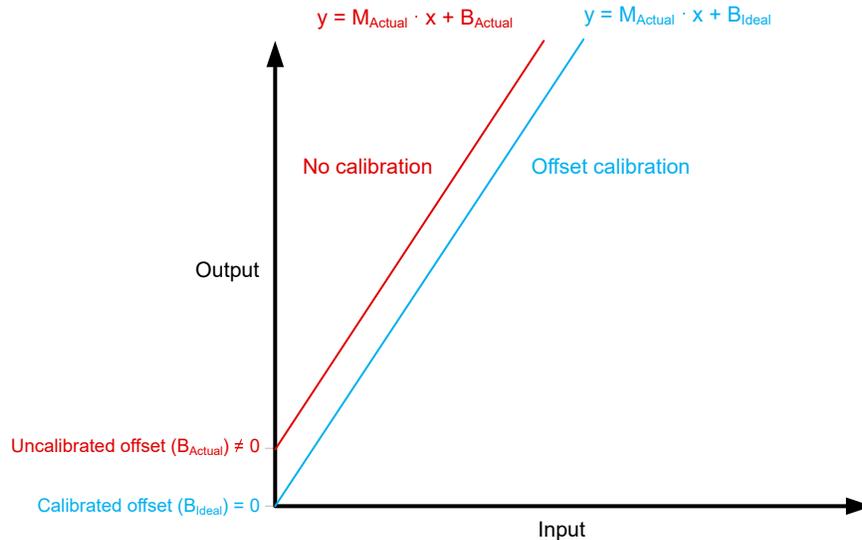


图 5-13. 第一个校准步骤计算并消除失调电压 (B_{Actual})

图 5-13 表明，失调电压校准的目的是测量未校准响应的 Y 轴截距 (B_{Actual})。然后从最终结果中删除这个值，使系统在未施加负载的情况下输出为零（类似于 B_{Ideal} ）。因此，校准过程是将电桥测量响应从红色的未校准直线平移到蓝色的已校准直线。此第一步描述了节 5.5 所述的单点校准过程。

图 5-13 中两条直线的一个重要特性是，蓝色的已校准响应与红色的未校准响应具有相同的斜率 (M_{Actual})。也就是说，蓝色的已校准响应与图 5-11 中的绿色理想响应相比，可能仍有明显的增益误差。第二个校准步骤纠正这个问题，方法是计算实际电桥响应的斜率以帮助确定增益误差。

5.5.2 增益校准

完成失调电压校准后，通过先对系统施加经过校准的测试负载，校正任何增益误差。例如，称重秤将会使用经过校准的重量。该测试负载不一定是测量系统的最大负载。相反，该测试负载应足够大，以便能够精确地确定电桥

测量响应在目标测量范围内的斜率。通常，选择目标测量范围 80% 或以上的测试负载就足够了。然后将相对于电桥测量响应斜率的比例因子存储在微控制器中作为增益校准系数。与失调电压校准类似，可以通过对多个 ADC 样本求平均值来降低增益校准测量所具有的噪声。

图 5-14 显示了测量测试负载，如何确定蓝色线（仅失调电压校准）与绿色理想响应之间的增益误差。

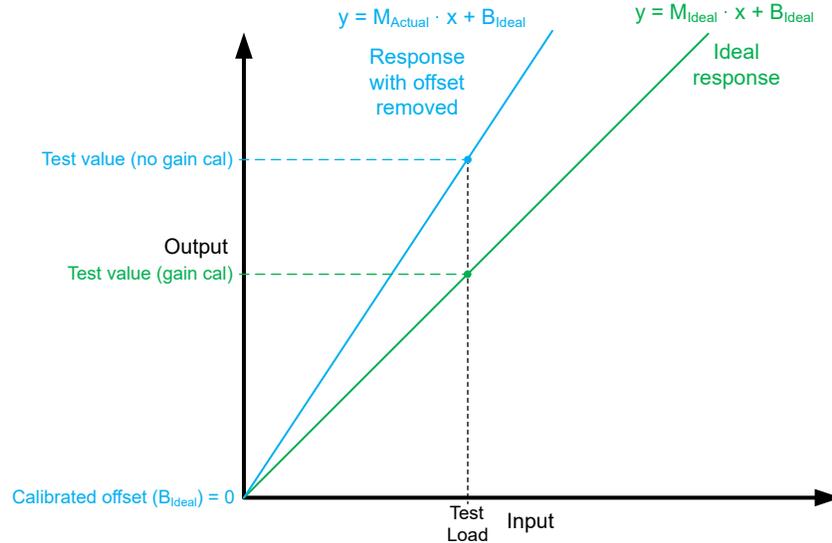


图 5-14. 增益校准利用测试负载计算比例因子 (M_{Actual})

图 5-14 中的增益校准使用测试负载作为基准，来确定蓝色曲线的斜率 M_{Actual} 。然后将相对于 M_{Actual} 的比例因子 M 存储在微控制器中，这与图 5-12 中的方框图类似。这个 M 值以及通过失调电压校准确定的 B_{Actual} 用于精确地确定任意施加负载的值：首先从测量的 ADC 代码中减去 B_{Actual} ；然后将结果乘以 M 。

虽然这个简单的两点校准过程可以处理电桥测量中出现的大多数直流误差，但却不能处理非线性或漂移。可以使用分段校准来处理这些误差，但这需要在整个输入范围和温度范围内进行许多次测量（请参阅节 5.5）。不过，这些误差一般很小，设计误差预算中通常已加以考量。

5.5.3 校准示例

为了更好地了解校准原理，以下部分逐步介绍一个称重秤示例，该称重秤使用表 4-1 中的负载单元属性和 ADS1235。示例负载单元的标称电桥灵敏度为 2mV/V ，称量范围为 2kg 。假设 $V_{\text{EXCITATION}} = 5\text{V}$ ，理想满量程电桥输出电压 $V_{\text{OUT(Ideal)}}$ 为 $2\text{mV/V} \cdot 5\text{V} = 10\text{mV}$ 。这是秤上承载 2kg 重量时电桥的预期输出。 $V_{\text{OUT(Ideal)}}$ 也是 ADC 测量的输入电压 $V_{\text{IN(Ideal)}}$ 。

方程式 32 给出了 ADC 输出代码的通用公式：

$$\text{ADC output code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{\text{IN}}) / (A \cdot V_{\text{REF}}) \quad (32)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子 (有关更多信息, 请参阅节 6.1.5)

对于 ADS1235, $N = 24$, $A = 2$ 。使用具有比例基准配置 ($V_{\text{REF}} = V_{\text{EXCITATION}} = 5\text{V}$) 和 128V/V PGA 设置的 ADS1235 时, 10mV 信号可产生方程式 33 给出的理想 ADC 输出代码 $\text{ADC}_{\text{Ideal}}$ ：

$$\text{ADC}_{\text{Ideal}} = (10\text{mV} / 78.125\text{mV}) \cdot 2^{24} = 2,147,483 \quad (33)$$

方程式 33 表明, 当施加 2kg 重量时, 无误差系统提供的 ADC 代码值应为 2,147,483, 取消重量后, ADC 代码值应为 0 ($V_{\text{IN}(\text{Ideal})} = 0\text{V}$)。图 5-15 显示了使用示例参数时的理想电桥响应。

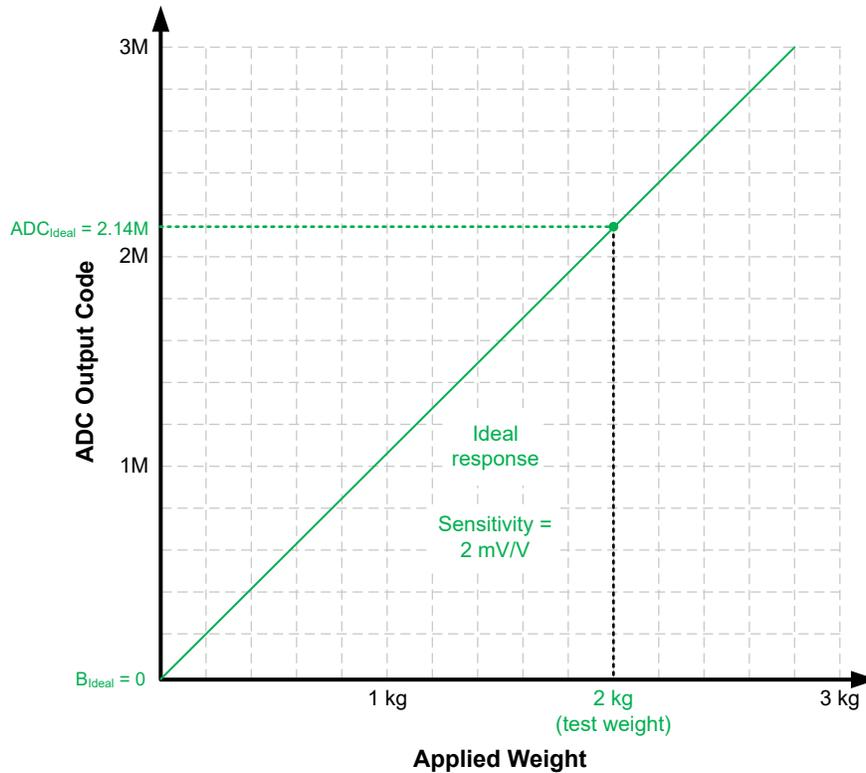


图 5-15. 示例电桥测量系统的理想响应

对于本示例, 图 5-15 中的系统输入 (X 轴) 是施加的重量, 系统输出是 ADC 代码 (Y 轴)。用于确定校准系数的系统输出应是 ADC 代码, 这是因为微控制器执行的校准过程使用 ADC 代码作为输入 (请参阅图 5-12)。

遗憾的是, 与图 5-15 中的理想响应相比, 实际系统总会有一定的误差, 从而降低系统精度。例如, ADC 和放大级具有固有误差, 而电桥连接的选择可能会引入增益误差。甚至负载单元也有固有失调 (零点平衡) 和增益误差 (灵敏度误差), 如表 4-1 所示。系统级失调和增益误差是所有这些不同来源的组合误差。图 5-16 显示了每种系统误差如何影响图 5-15 中的绿色理想电桥响应, 从而导致斜率和 Y 截距未知的红色实际电桥响应。

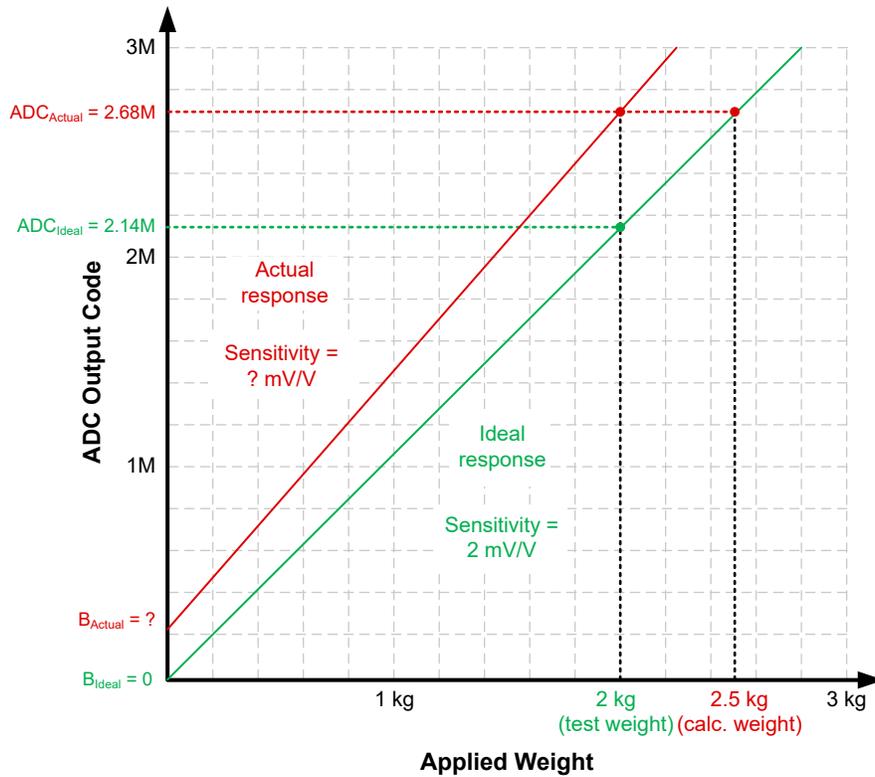


图 5-16. 示例电桥测量系统的实际与理想响应

图 5-16 中的要点是，在不知道红色电桥响应的 B_{Actual} 值和斜率的情况下，无法将测量的 ADC 输出代码与实际施加重量相关联。当用户向此示例系统施加 2kg 测试重量时，得到的输出代码 ADC_{Actual} 为 2,684,355。ADC 代码 2,684,355 对应于 2.5kg 的施加负载，因为用户假定系统遵循绿色的理想响应。这个结果会在整个量程上产生 25% 的误差。最终，必须进行校准以确定实际电桥响应，降低这些误差并保持高精度结果。

要校准这个称重秤，首先应进行失调校准。在本示例中，在不施加重量的情况下， B_{Actual} 的测量结果为 214,748 代码。可以使用方程式 32 来反向计算 214,748 代码，当 $V_{EXCITATION} = V_{REF} = 5V$ 时，计算结果约为 1mV (或 0.2kg)。此值代表所有误差源产生的总系统失调电压。

B_{Actual} 的值用于在秤上不存在负载时将显示的重量调整为 0kg。图 5-17 显示了本示例中的失调电压校准如何将未校准的红色电桥响应向下转换为失调电压校准后的蓝色电桥响应。插图右侧的称重秤图像，给出秤显示在失调电压校准之前 (红色) 和之后 (蓝色) 是如何变化的。

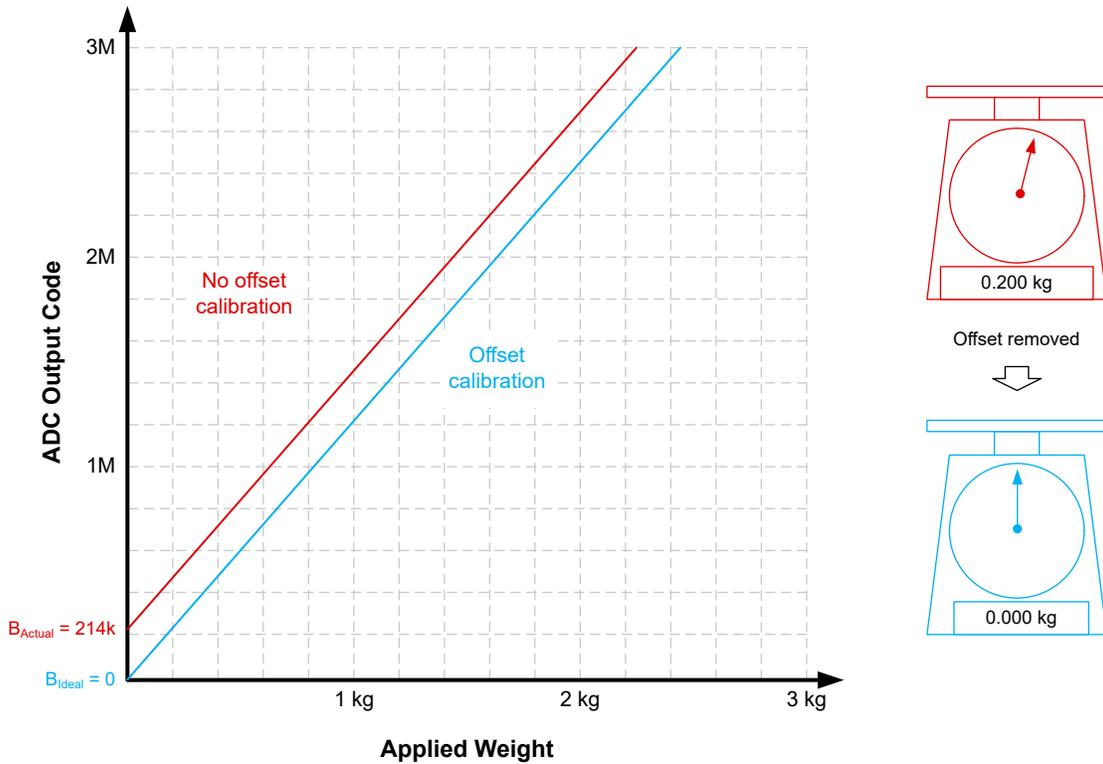


图 5-17. 对示例称重秤系统执行失调电压校准

图 5-17 中的蓝色响应相对于图 5-15 中显示的绿色理想电桥响应仍有增益误差。本示例使用经校准的 2kg 测试重量 $W_{Calibrated}$ ，通过执行增益校准来校正该增益误差。ADC 测量 $W_{Calibrated}$ 并产生输出代码 $ADC_{Calibrated}$ 2,469,606，该代码等于 2.3kg。图 5-18 将 2kg 测试重量的理想响应与无失调电压系统中的测量响应进行了对比。插图右侧的称重秤图像，给出秤显示在增益校准之前（蓝色）和之后（绿色）是如何变化的。

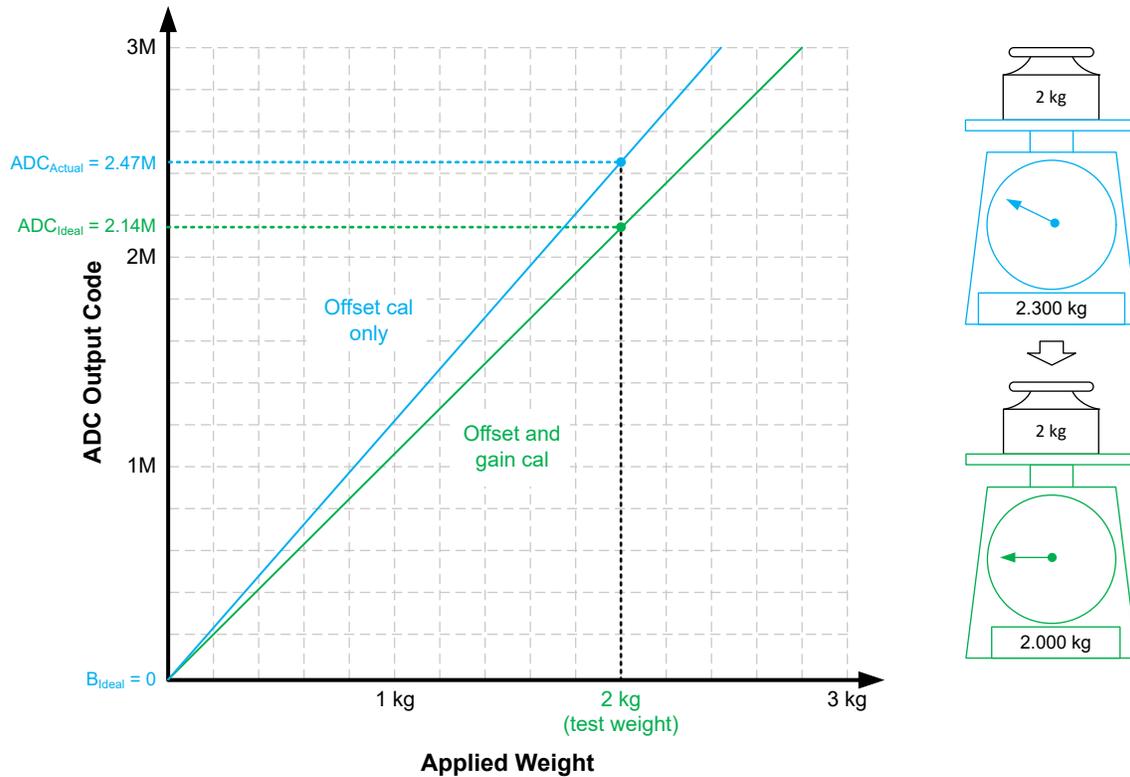


图 5-18. 对示例称重秤系统执行增益校准

如图 5-18 所示，即使在进行失调电压校准后，秤显示的值为 2.3kg，在整个量程上产生了 15% 的误差。此值代表所有误差源导致的总系统增益误差。为了校正该增益误差并准确显示 2kg 重量的值，必须推导比例因子 M 。方程式 34 显示了如何根据测量参数计算 M ：

$$M = W_{\text{Calibrated}} / (\text{ADC}_{\text{Calibrated}} - B_{\text{Actual}}) \quad (34)$$

方程式 34 中的一个要点是， $W_{\text{Calibrated}}$ 的值直接影响 M 的校准，从而影响增益校准的精度。因此，应确保正确校准并小心处理系统中使用的测试负载，使其物理属性不发生改变。

使用本示例中提供的值可得到方程式 35 中的结果：

$$M = 2 \text{ kg} / (2,469,606 - 214,748) = 2 \text{ kg} / 2,254,858 = 8.87 \cdot 10^{-7} \text{ kg/code} \quad (35)$$

方程式 36 合并这些结果，从任何 ADC 输出代码 $\text{ADC}_{\text{Result}}$ 推导出相应的施加重量 W ：

$$W = (M \cdot \text{ADC}_{\text{Result}}) - (M \cdot B_{\text{Actual}}) = M \cdot (\text{ADC}_{\text{Result}} - B_{\text{Actual}}) \quad (36)$$

使用本示例中提供的值可得到方程式 37 中的结果：

$$W = (8.87 \cdot 10^{-7} \text{ kg/code}) \cdot (\text{ADC}_{\text{Result}} - 214,748) \quad (37)$$

方程式 37 可用于确定施加到本示例中的称重秤的任意重量的值。例如，如果 $\text{ADC}_{\text{Result}} = 1,000,000$ ，则 $W = 0.697\text{kg}$ 。图 5-19 显示了如何将本示例中得出的特定值应用于图 5-12 所示的校准方框图。

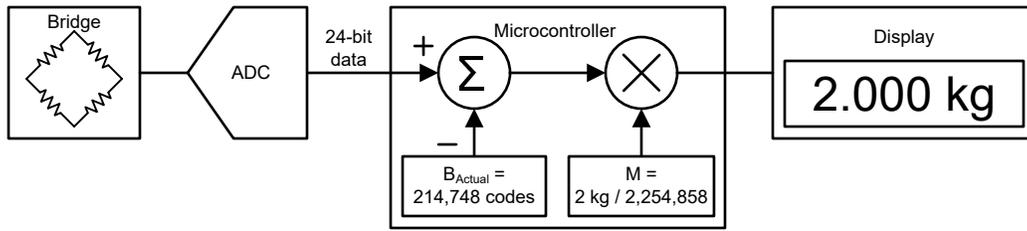


图 5-19. 具有示例校准系数的称重秤方框图

本示例中使用的值是理论值，不代表任何特定系统的行为。另外，务必要记住，实际系统具有多个失调电压和增益误差源，尽管可能有一个误差源起主要作用，但所有误差源都需要进行考虑。在任何情况下，此校准过程都可应用于任何电桥测量系统，以消除部分常见的误差源并保持高精度结果。

6 电桥测量电路

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 元件规格，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户应负责确定元件是否适用于其应用。客户应验证并测试其设计，以确保系统功能正常。

以下章节介绍了不同电桥配置在不同的激励电压、电桥连接、激励源、信号调理电路和所测量传感器数量下的设计注意事项。每节均提供了电路的基本拓扑结构以及优势和挑战，每种电桥配置的重要参数和变量，以及基本工作原理和重要设计注意事项的指导说明。每个电路均使用单个 ADC 和多路复用器来测量电桥。

这里显示了通用 24 位双极 ADC 在使用其正满量程范围时的转换结果，然后使用类似的方法计算 16 位 ADC 转换，最后显示了结果与输出代码以及施加负载的关系。每节最后均介绍了通用寄存器设置，这些设置可以针对特定 ADC 来修改，以便测量所需的电桥配置。

表 6-1 突出显示了每个电路的特性并提供了每个电路的链接：

表 6-1. 电桥测量电路特性摘要

链接	电桥类型	电桥数量	测量通道数量	基准配置	激励源 (极性 电压)
电路 1	4 线	1	1	比例式	单极 +5V
电路 2	6 线	1	1	比例式	单极 +5V
电路 3	4 线	1	1	伪比例	单极 +15V
电路 4	4 线	1	1	伪比例	双极 +10V、- 5V
电路 5	4 线	1	1	比例式	电流激励
电路 6	4 线	2 (串联)	2	伪比例	单极 +5V
电路 7	4 线	4 (并联)	1	比例式	单极 +5V
电路 8	4 线	4 (并联)	4	比例式	单极 +5V

6.1 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的四线电阻式电桥测量

典型四线电阻式电桥测量电路使用比例基准配置和恒定电压来激励传感器。图 6-1 显示了使用 5V 电源、ADC 和比例基准的电桥测量原理图。ADC 使用激励电压作为模拟源和差分基准电压，以帮助消除由激励源的噪声和漂移导致的误差。

6.1.1 原理图

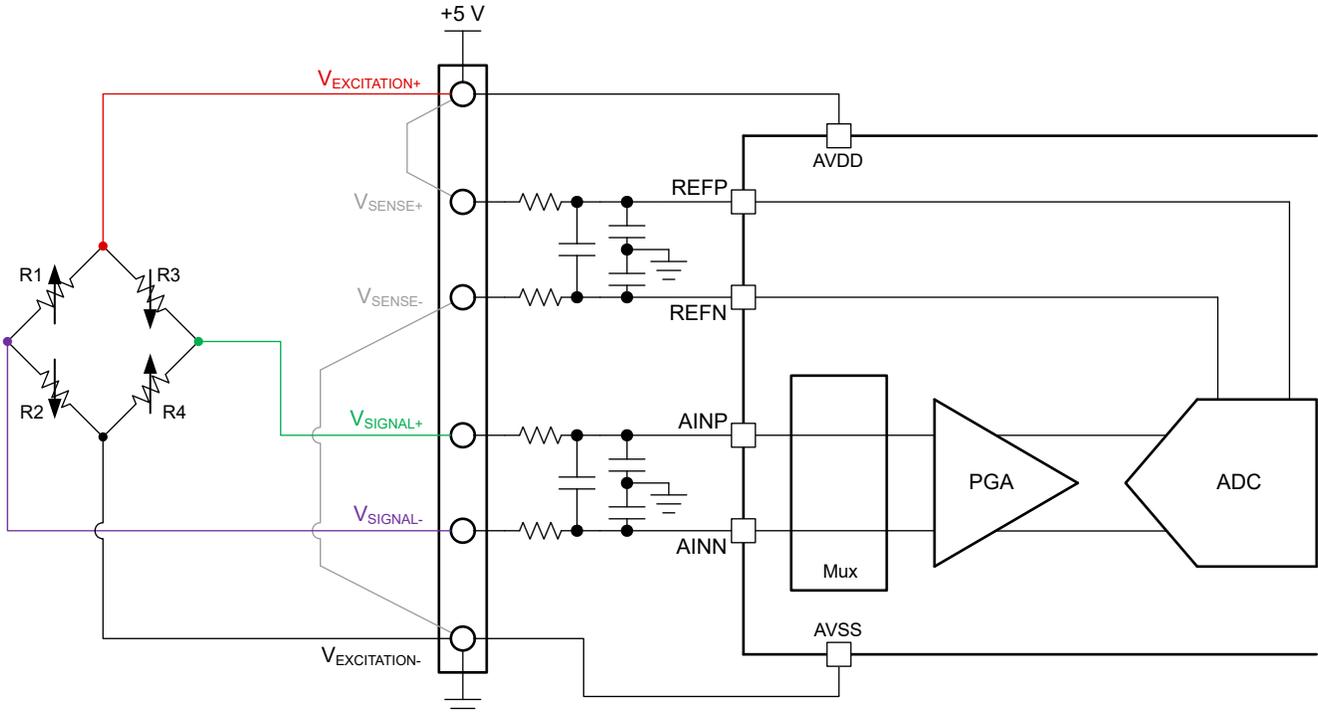


图 6-1. 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的四线电阻式电桥测量

6.1.2 优缺点

优势：

- 实施简单，只需要几个无源器件
- 进行比例测量可消除激励源噪声和漂移
- 便于导线长度较短的本地测量

劣势：

- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$
- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围限制

6.1.3 参数和变量

表 6-2 定义了重要参数，表 6-3 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特别针对此电桥配置。

表 6-2. 用户定义的系统参数

参数	说明
$V_{\text{EXCITATION}}$	电桥激励电压
电桥灵敏度	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$	可施加到电桥的最大负载
$\text{Load}_{(\text{System Max})}$	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$)
$V_{\text{CM}(\text{ADC})}$	ADC 输入的目标共模电压 (典型值为 $\text{AVDD}/2$)

表 6-3. 变量公式和定义

可变	公式	说明
$V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot \text{电桥灵敏度}$	电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$	$(V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} \cdot \text{Load}_{(\text{System Max})}) / \text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$)
$V_{\text{CM}(\text{Bridge})}$	$(V_{\text{EXCITATION}+} + V_{\text{EXCITATION}-}) / 2$	电桥输出共模电压
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL}+} - V_{\text{SIGNAL}-}$	ADC 的差分输入电压
V_{REF}	$V_{\text{EXCITATION}+} - V_{\text{EXCITATION}-}$	ADC 的差分基准电压

6.1.4 设计说明

应用到电桥的单极激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 还用作 ADC 电源电压 (AVDD) 以及 ADC 基准电压 V_{REF} 。由于拉伸或压缩电桥电阻产生的微小变化，会使差分电桥输出电压发生变化。PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换，该电压与用于激励电桥的电压相同，因此是比例电压。在比例基准配置中， V_{IN} 和 V_{REF} 中的激励源噪声和漂移都是相等的，从而有效地从 ADC 输出代码中消除了这些误差。

使用比例基准和单极低压 ($\leq 5\text{V}$) 电源的四线电阻式电桥测量需要：

- 差分模拟输入 (AINP 和 AINN)
- 外部基准输入 (专用引脚或 使用模拟电源)
- 低噪声放大器

首先，使用表 6-3 中的公式和表 6-2 中的参数，确定电桥的最大差分输出电压 $V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 。该值是电桥在正常运行条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$ 。如果系统不使用电桥的整个输出范围，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $\text{Load}_{(\text{System Max})}$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 对应于 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})} = 5\text{kg}$ ，但系统规格只要求 $\text{Load}_{(\text{System Max})} = 2.5\text{kg}$ ，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 由方程式 38 给出：

$$V_{\text{OUT}(\text{System Max})} = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} \times (2.5 \text{ kg} / 5 \text{ kg}) = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} / 2 \quad (38)$$

请注意，如果 $\text{Load}_{(\text{System Max})} = \text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$ ，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})} = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 。

确定了 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 后，要为 ADC PGA 选择对应的增益值。放大器增益应该是仍小于 ADC FSR 的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下仍然满足所有系统要求。

接下来，确保在空载条件下 ($R1 = R2 = R3 = R4$)，电桥共模电压 $V_{\text{CM}(\text{Bridge})}$ (参阅表 6-3) 处于 ADC 放大器共模电压 $V_{\text{CM}(\text{ADC})}$ 范围内。放大器共模范围随元件不同而变化，并将根据增益设置和电源电压在数据表中进行定义。不过，目标定为 $V_{\text{CM}(\text{Bridge})} = \text{AVDD}/2$ 是明智的选择，因为这通常处于 $V_{\text{CM}(\text{ADC})}$ 范围的中间，按照之前的步骤可

以实现尽可能高的增益。此外，当 $V_{\text{EXCITATION}} = AV_{\text{DD}}$ 时，图 6-1 中的电桥配置会在空载条件下固定将 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 设置为 $AV_{\text{DD}}/2$ 。

最后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。

6.1.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 39 所示：

$$\text{LSB} = \text{FSR} / 2^N = (A \cdot V_{\text{REF}} / \text{gain}) / 2^N \quad (39)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的 *电气特性* 或 *建议运行条件* 表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $\text{FSR} = \pm 2 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $\text{FSR} = \pm V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $\text{FSR} = \pm 0.5 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $\text{FSR} = 0$ 至 $V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由方程式 40 定义输出代码，可使用方程式 41 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{\text{IN}}) / (A \cdot V_{\text{REF}}) \quad (40)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (41)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导方程式 41 的更多信息，请参阅节 5.5.3。

6.1.6 通用寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 启用放大器并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照节 5.2.1 和节 5.3，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择用于测量 V_{REF} 的基准输入以进行比例测量

6.2 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的六线电阻式电桥测量

典型六线电阻式电桥测量电路使用比例基准配置和恒定电压来激励传感器。图 6-2 显示了使用 5V 电源、ADC 和比例基准的电桥测量的原理图。ADC 使用作为模拟电源的激励电压和差分基准电压，以帮助消除由激励源的噪声和漂移导致的误差。此外，额外的 V_{SENSE} 线路可帮助消除长度加长电缆中的导线电阻导致的 IR 损耗。

6.2.1 原理图

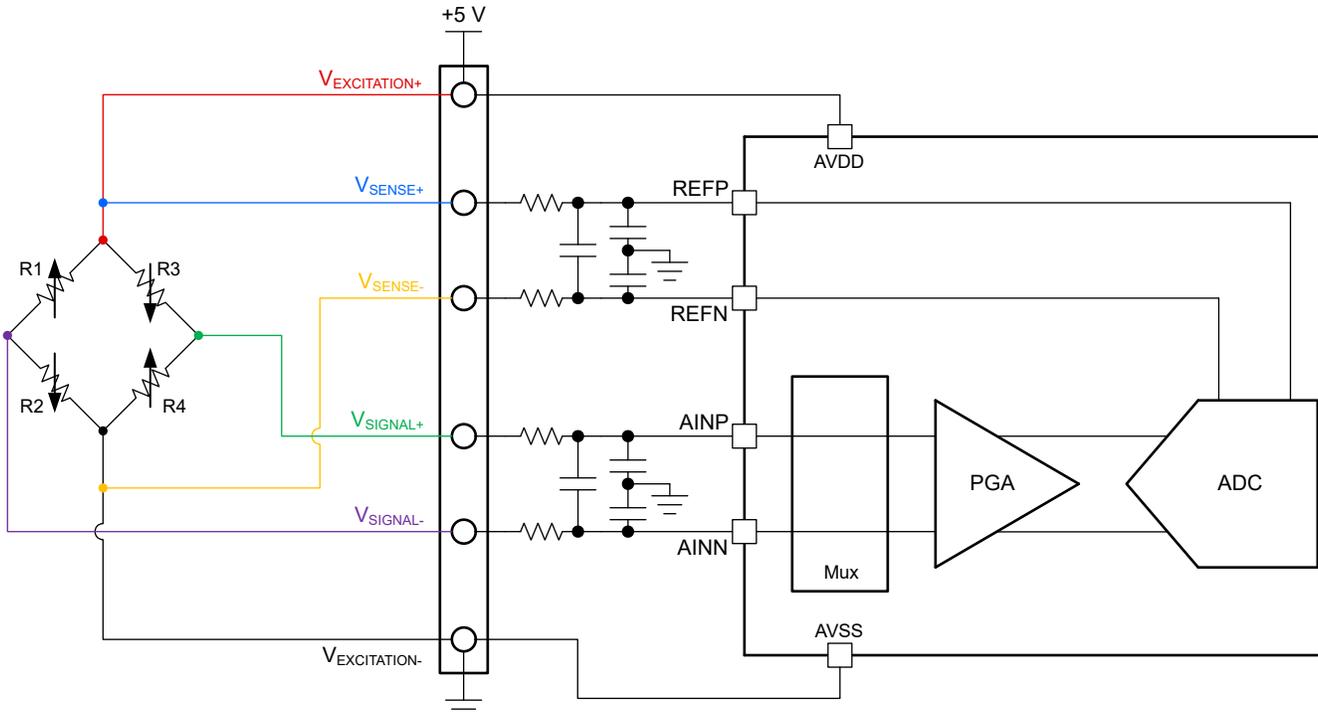


图 6-2. 使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的六线电阻式电桥的测量

6.2.2 优缺点

优势：

- 额外的 V_{SENSE} 线路可降低长导线导致的 IR 损耗
- 实施简单，只需要几个无源器件
- 进行比例测量可消除激励源噪声和漂移

劣势：

- 六线传感器与四线传感器相比通常更昂贵
- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围限制

6.2.3 参数和变量

表 6-4 定义了重要参数，表 6-5 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特定用于此电桥配置。

表 6-4. 用户定义的系统参数

参数	说明
$V_{\text{EXCITATION}}$	电桥激励电压
电桥灵敏度	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$	可施加到电桥的最大负载
$\text{Load}_{(\text{System Max})}$	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$)
$V_{\text{CM}(\text{ADC})}$	输入 ADC 的目标共模电压 (典型值为 $\text{AVDD}/2$)

表 6-5. 变量公式和定义

变量	公式	说明
$V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot \text{电桥灵敏度}$	电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$	$(V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} \cdot \text{Load}_{(\text{System Max})}) / \text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$)
$V_{\text{CM}(\text{Bridge})}$	$(V_{\text{EXCITATION}+} + V_{\text{EXCITATION}-}) / 2$	电桥输出共模电压
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL}+} - V_{\text{SIGNAL}-}$	ADC 的差分输入电压
V_{REF}	$V_{\text{SENSE}+} - V_{\text{SENSE}-}$	ADC 的差分基准电压

6.2.4 设计说明

在使用长导线将电桥连接到接线端子的系统中，导线阻抗可在接线端子与电桥本身之间造成微小的压降。在上述情况下，图 6-2 中的 $V_{\text{EXCITATION}+} \neq V_{\text{SENSE}+}$ 并且 $V_{\text{EXCITATION}-} \neq V_{\text{SENSE}-}$ 。因此，像图 6-1 中那样只是将 $V_{\text{EXCITATION}}$ 短接到 V_{REF} 会导致 REFP 和 REFN 引脚之间的电压与电桥上的实际电压相比不匹配，从而导致增益误差。六线电阻式电桥除了包含信号和激励导线外，还包含两条检测线以检测这一压降。这些额外的导线将电桥顶部和底部的实际电压分别发送到 ADC 上的 REFP 和 REFN 引脚。

施加到电桥的单极激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 用作 ADC 电源电压 (AVDD)，但不用作 ADC 基准电压 V_{REF} 。单独的检测线会使 $V_{\text{REF}} = V_{\text{SENSE}+} - V_{\text{SENSE}-}$ ，比 $V_{\text{EXCITATION}}$ 略小，但仍与输入电压 V_{IN} 成比例。由于拉伸或压缩电桥电阻产生的微小变化，会使差分电桥输出电压发生变化。PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换，该电压与 $V_{\text{EXCITATION}}$ 具有比例关系。在比例基准配置中， V_{IN} 和 V_{REF} 中的激励源噪声和漂移都是相等的，从而有效地从 ADC 输出代码中消除了这些误差。

使用比例基准和单极低电压 ($\leq 5\text{V}$) 电源的六线电阻式电桥测量需要：

- 差分模拟输入 (AINP 和 AINN)
- 差分基准输入 (REFP 和 REFN)
- 低噪声放大器

首先，使用表 6-5 中的公式和表 6-4 中的参数，确定电桥的最大差分输出电压 $V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 。该值是电桥在正常运行条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$ 。如果系统不使用电桥的整个输出范围，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $\text{Load}_{(\text{System Max})}$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 对应于 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})} = 5\text{kg}$ ，但系统规格只要求 $\text{Load}_{(\text{System Max})} = 2.5\text{kg}$ ，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 由方程式 42 给出：

$$V_{\text{OUT}(\text{System Max})} = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} \cdot (2.5 \text{ kg} / 5 \text{ kg}) = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})} / 2 \quad (42)$$

请注意，如果 $\text{Load}_{(\text{System Max})} = \text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$ ，则 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})} = V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$ 。

确定了 $V_{\text{OUT}(\text{System Max})}$ 后，要为 ADC PGA 选择对应的增益值。放大器增益应该是仍小于 ADC FSR 的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下仍然满足所有系统要求。

接下来，确保在空载条件下 ($R1 = R2 = R3 = R4$)，电桥共模电压 $V_{CM(Bridge)}$ (在表 6-5 中定义) 处于 ADC 放大器共模电压 $V_{CM(ADC)}$ 范围内。放大器共模范围随元件不同而变化，并将根据增益设置和电源电压在数据表中进行定义。不过，定下 $V_{CM(Bridge)} = AVDD/2$ 这个目标是明智的选择，因为它通常处于 $V_{CM(ADC)}$ 范围的中间，按照之前的步骤可以实现尽可能高的增益。此外，当 $V_{EXCITATION} = AVDD$ 时，图 6-2 中的电桥配置会在空载条件下固定将 $V_{CM(Bridge)}$ 设置为 $AVDD/2$ 。

最后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。

6.2.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 43 所示：

$$LSB = FSR / 2^N = (A \cdot V_{REF} / \text{gain}) / 2^N \quad (43)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的电气特性或建议运行条件表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $FSR = \pm 2 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $FSR = \pm V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $FSR = \pm 0.5 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $FSR = 0$ 至 $V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由方程式 44 定义输出代码，可使用方程式 45 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{IN}) / (A \cdot V_{REF}) \quad (44)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{Actual}) \quad (45)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导方程式 45 的更多信息，请参阅节 5.5.3。

6.2.6 通用的寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 启用放大器并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照节 5.2.1 和节 5.3，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择用于测量 V_{REF} 的基准输入以进行比例测量

6.3 使用伪比例基准和单极高电压 (> 5V) 激励源的四线电阻式电桥测量

它对典型四线电阻式电桥测量电路稍加变化，使用单极高电压 (> 5V) 电源来激励传感器。高电压激励源可产生更大的电桥输出电压，从而可以放宽系统噪声要求或提高动态范围。图 6-3 显示了使用 ADC 和 15V 电源的电压激励电桥测量的原理图。请注意，在本例中，激励电压在施加到 ADC 的差分基准电压输入之前必须进行衰减，因此被视为伪比例测量。

6.3.1 原理图

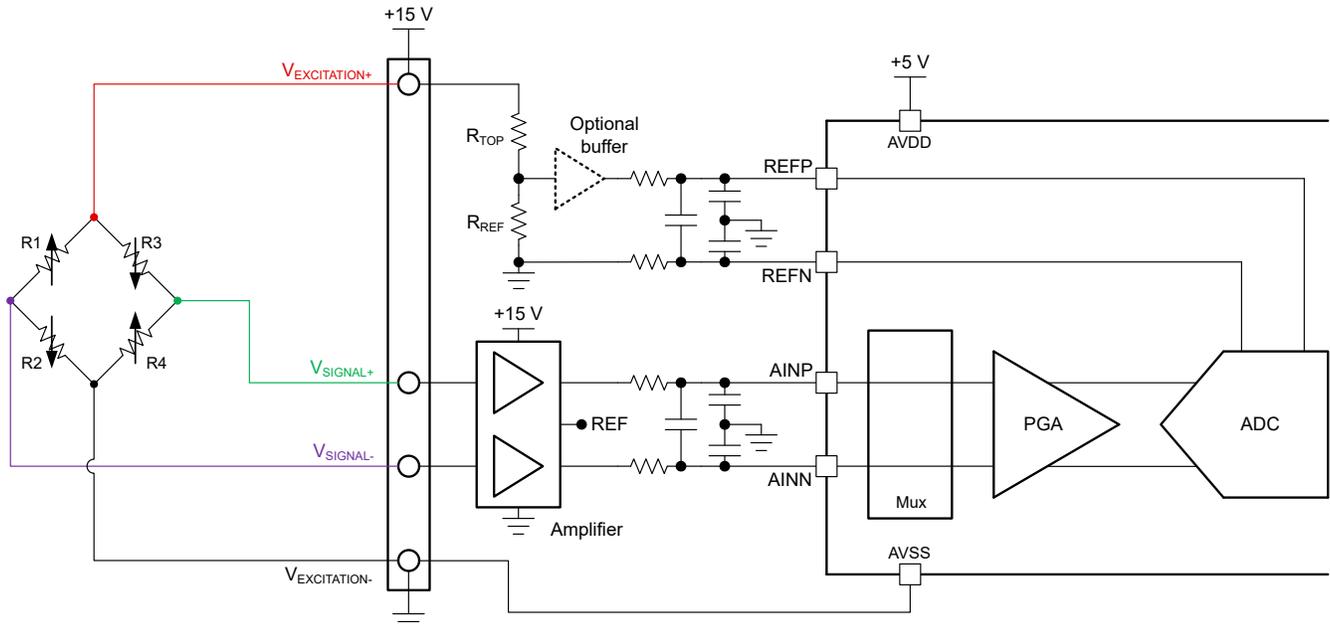


图 6-3. 使用伪比例基准和单极高电压 (> 5V) 激励源的四线电阻式电桥测量

6.3.2 优缺点

优势：

- 更大的电桥输出信号 = 宽松的噪声要求 **或** 更好的动态范围
- 激励电压不受 ADC V_{REF} 范围限制
- 电桥共模电压不受 ADC 模拟输入范围限制
- 适用于导线长度较短的局部测量

劣势：

- 更复杂的实施可能需要在信号和基准通路上进行信号调理
- 伪比例测量会在电桥与 ADC 基准和模拟输入之间引入误差源，从而降低系统总体性能
- 额外的缓冲可能会增加失调电压、增益和非线性误差
- ADC 通常需要低电压电源 ($\leq 5V$)，从而导致额外的电压轨
- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$
- 放大器和 ADC 输入之间可能需要针对高电压 (> 5V) 电源采取电气过载 (EOS) 保护。在许多情况下，ADC 输入端的抗混叠滤波电阻器足以限制流入器件引脚的电流

6.3.3 参数和变量

表 6-6 定义了重要参数，表 6-7 提供了不同变量的公式。这些参数和变量专门用于此电桥配置。

表 6-6. 用户定义的系统参数

参数	说明
$V_{\text{EXCITATION}}$	电桥激励电压
$V_{\text{CM(ADC)}}$	ADC 输入的目标共模电压 (典型值为 $AV_{\text{DD}}/2$)
电桥灵敏度	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	可施加到电桥的最大负载
$\text{Load}_{\text{(System Max)}}$	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$)

表 6-7. 变量公式和定义

变量	公式	说明
$V_{\text{CM(Bridge)}}$	$(V_{\text{EXCITATION+}} + V_{\text{EXCITATION-}}) / 2$	电桥输出共模电压
$R_{\text{RATIO (TOP / REF)}}$	$(V_{\text{EXCITATION}} / V_{\text{REF}}) - 1$	电阻 R_{TOP} 与电阻 R_{REF} 的比率
$V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot \text{电桥灵敏度}$	电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT(System Max)}}$	$(V_{\text{OUT(Bridge Max)}} \cdot \text{Load}_{\text{(System Max)}}) / \text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 $V_{\text{OUT(System Max)}}$)
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL+}} - V_{\text{SIGNAL-}}$	ADC 的差分输入电压
V_{REF}	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot [R_{\text{REF}} / (R_{\text{TOP}} + R_{\text{REF}})]$	ADC 的差分基准电压

6.3.4 设计注意事项

在高电压单极电源配置中，施加到电桥的激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 通常不能用作 ADC 电源电压，而是需要使用额外的低电压电源 ($\leq 5\text{V}$) 为 ADC 供电。而且，ADC 不能直接使用高电压激励源作为差分基准电压 V_{REF} ，而是需要使用一个衰减电路。通常使用图 6-3 所示的简单电阻分压器，但也可以使用其他选项，包括差分放大器或分立式电压基准。使用电阻分压器或放大器可在电桥和基准输入之间引入误差，而电桥和 ADC 输入之间不存在该误差，从而导致伪比例基准配置。选择分立式电压基准会导致非比例配置。还有必要确保高电压电桥输出信号处于 ADC 的低电压输入范围之内。解决这一设计困难需要使用放大器，如图 6-3 所示。在电桥和 ADC 之间添加放大器可引入误差，而电桥和基准输入之间不存在该误差，这进一步降低了伪比例基准配置的有效性。

使用伪比例基准和单极高电压 ($> 5\text{V}$) 电源的四线电阻式电桥的测量需要：

- 差分模拟输入 (A_{INP} 和 A_{INN})
- 外部基准输入 **或** 集成式电压基准
- 低噪声放大器
- 高电压电源
- V_{REF} 衰减电路 (电阻分压器、差分放大器等) **或** 单独的电压基准
- V_{IN} 衰减电路 (如果适用)

首先，使用表 6-7 中的公式和表 6-6 中的参数，确定电桥的最大差分输出电压 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 。该值是电桥在正常运行条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$ 。如果系统不使用电桥的整个输出范围，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $\text{Load}_{\text{(System Max)}}$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 对应于 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}} = 5\text{kg}$ ，但系统规格只要求 $\text{Load}_{\text{(System Max)}} = 2.5\text{kg}$ ，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 由方程式 46 给出：

$$V_{\text{OUT(System Max)}} = V_{\text{OUT(Bridge Max)}} \cdot (2.5\text{kg} / 5\text{kg}) = V_{\text{OUT(Bridge Max)}} / 2 \quad (46)$$

请注意，如果 $\text{Load}_{\text{(System Max)}} = \text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$ ，则 $V_{\text{OUT(System Max)}} = V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 。

确定了 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 后，为放大器选择对应的增益值。对于这一特定电路组态，可由外部或内部放大器来施加增益。在任一种情况下，放大器增益都应该是小于 ADC 满量程范围 (FSR) 的最大允许值。在某些情况下，不可能选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益，尤其是在选择了具有集成 PGA 的 ADC 时。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下所有系统要求仍然得到满足。

接下来，考虑电桥输出共模电压 $V_{CM(Bridge)}$ 在施加于 ADC 之前是否需要进行电平转换。用于电桥测量应用的许多 ADC 都有支持配套资料，参考这些资料有助于完成此过程。图 6-4 给出了一个示例，说明了如何使用 ADS1261 Excel 计算器中的共模范围计算器来确定 $V_{CM(Bridge)}$ 是否处于 ADS1261 中集成的放大器的输入范围之内。

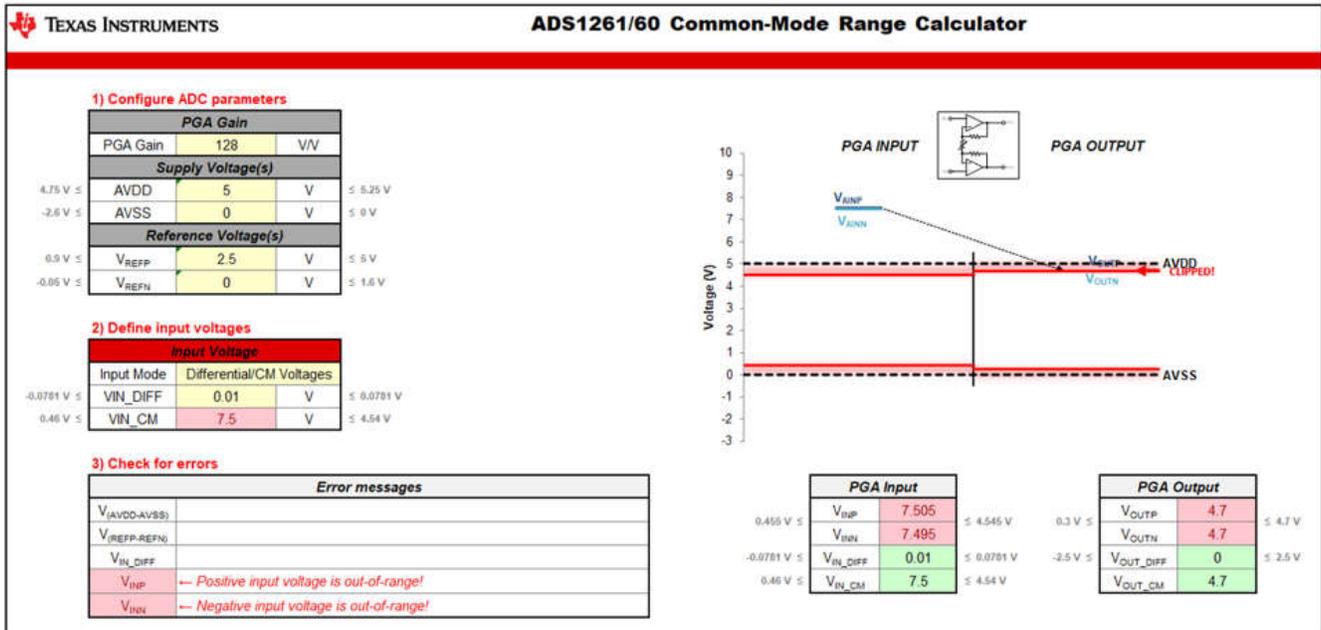


图 6-4. 使用 ADS1261 VCM 计算器工具验证系统要求

在图 6-4 中， $V_{IN_CM} = 7.5V$ ，也就是空载条件下 ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$) 图 6-3 中的 $V_{CM(Bridge)}$ 。该工具突出显示了几个错误，指示这不是有效的输入条件。尽管差分输入电压 V_{IN_DIFF} 完全处于放大器输入范围 $\pm 78mV$ 内，仍然得到了这个结果。可以选择一个能够直接测量高电压信号的 ADC，例如 ADS125H02，但当 $V_{EXCITATION} > 5V$ 时，大多数 ADC 都需要一个衰减级。

如果 ADC 不能直接支持高电压输入信号，图 6-3 显示了如何使用外部放大器对电桥输出共模电压进行电平转换。放大器配置有三种选择：

1. 具有高增益的仪表放大器，例如 INA849
2. 集成式差分放大器，例如增益为 1 的 INA105
3. 由多个运算放大器和电阻反馈网络构成的分立式差分放大器或仪表放大器

在电桥和 ADC 之间添加放大器可在 ADC 输入中引入误差，而电桥和 V_{REF} 输入之间不存在该误差，这进一步降低了伪比例基准配置的有效性。根据所需的系统准确度和精度选择适当的器件，同时还要考虑到系统限制条件，例如成本、尺寸和功耗。此外，所有放大器配置都需要基准电压 REF，用于将放大器输出共模电压设置为适合 ADC 的电平。在表 6-6 中，此电压为 $V_{CM(ADC)}$ ，通常设置为 $1/2 V_s (AVDD/2)$ 。但对于这组特定条件，图 6-4 显示的 ADC 放大器 $V_{CM(ADC)}$ 范围为 0.45V 至 4.54V。

某些 ADC (包括 ADS1261 和 ADS124S08) 集成了精密基准，其输出引脚可用于使放大器偏置，从而尽可能减少元件数量。如果所选 ADC 上没有这一特性，请选择低漂移、高精度基准源以尽可能减小误差。此外，确保整个放大器电路为低噪声、高精度电路，因为输入信号调理电路中的任何误差都会传递到 ADC 输出。

选择外部放大器电路后，选择系统基准源。当选择分立式电压基准时，要确保该元件是高精度、低漂移元件，以实现优异性能。要在 $V_{EXCITATION}$ 和 V_{REF} 之间保持伪比例关系，请选择一个电阻分压器来衰减电桥激励电压。图 6-3 所示的电阻分压器包括两个电阻器，在底部元件 R_{REF} 两端建立基准电压。由于 ADC AVDD 是单极， V_{REFN} 通常设置为 0V，从而可以使用方程式 47 来表示 R_{TOP} 与 R_{REF} 的比率：

$$R_{RATIO} (R_{TOP} \text{ to } R_{REF}) = (V_{EXCITATION} / V_{REF}) - 1 \quad (47)$$

在图 6-3 所示的给定条件下 ($V_{REF} = 5V$, $V_{EXCITATION} = 15V$)，方程式 48 确定电阻比率：

$$R_{\text{RATIO}} (R_{\text{TOP to } R_{\text{REF}}}) = (15\text{V} / 5\text{V}) - 1 = 2 \quad (48)$$

因此，如果 R_{REF} 的阻抗 = R ，则图 6-3 中的 $R_{\text{TOP}} = 2 \cdot R$ 。

为基准路径选择高精度 ($\leq 0.1\%$)、低温度漂移 ($\leq 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$) 电阻器。将标称电阻值保持在低水平以限制热噪声。例如， $1\text{k}\Omega$ 的电阻器在 25°C 和 1kHz 带宽时可产生 $128\text{nV}_{\text{RMS}}$ 噪声。这些条件对于保持 V_{REF} 尽可能接近与 $V_{\text{EXCITATION}}$ 成比例并尽可能减小总体测量误差非常重要。此外，根据 ADC 差分基准输入的阻抗，可能需要使用缓冲器。缓冲器也可能引入误差并进一步降低 V_{IN} 和 V_{REF} 之间的比例关系。

最后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。

6.3.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 49 所示：

$$\text{LSB} = \text{FSR} / 2^N = (A \cdot V_{\text{REF}} / \text{gain}) / 2^N \quad (49)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的电气特性或建议运行条件表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A ：

- 如果 $\text{FSR} = \pm 2 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $\text{FSR} = \pm V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $\text{FSR} = \pm 0.5 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $\text{FSR} = 0$ 至 $V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由方程式 50 定义输出代码，可使用方程式 51 计算施加负载 W ：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{\text{IN}}) / (A \cdot V_{\text{REF}}) \quad (50)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (51)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导方程式 51 的更多信息，请参阅节 5.5.3。

6.3.6 通用的寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 启用放大器，并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照节 5.2.1 和节 5.3，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择内部或外部基准输入

6.4 使用伪比例基准和非对称高电压 (> 5V) 激励源的四线电阻式电桥测量

它对典型四线电阻式电桥测量电路稍加变化，使用非对称高电压 (> 5V) 电源来激励传感器。高电压激励源可产生更大的电桥输出电压，从而可以放宽系统噪声要求或提高动态范围。图 6-5 显示了使用 ADC 以及 +10V 和 -5V 非对称双极电源的电压激励电桥测量原理图。请注意，在本例中，激励电压在应用到 ADC 的差分基准电压输入之前必须进行衰减，因此被视为伪比例测量。

6.4.1 原理图

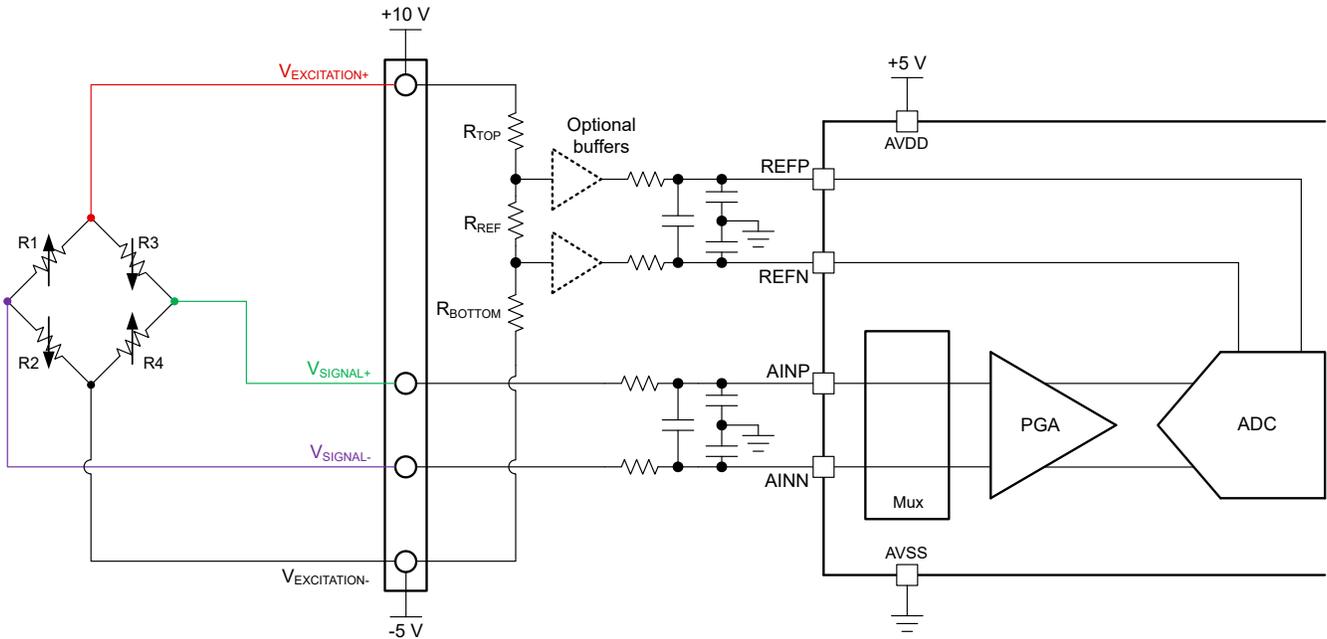


图 6-5. 使用伪比例基准和非对称高电压 (> 5V) 激励源的四线电阻式电桥测量

6.4.2 优缺点

优势：

- 更大的电桥输出信号 = 宽松的噪声要求 **或** 更好的动态范围
- 激励电压不受 ADC V_{REF} 范围限制
- 由于电桥共模电压设计为处于 ADC 模拟输入范围内，因此不需要输入信号调理电路
- 适用于导线长度较短的局部测量

劣势：

- 实施更复杂，需要在基准通路上进行衰减
- 伪比例测量会在电桥与 ADC 基准输入之间引入误差源，从而降低系统总体性能
- 额外的缓冲可能会增加失调电压、增益和非线性误差
- ADC 通常需要低电压电源 ($\leq 5V$)，从而导致额外的电压轨
- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$

6.4.3 参数和变量

表 6-8 定义了重要参数，表 6-9 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特别针对此电桥配置。

表 6-8. 用户定义的系统参数

参数	说明
$V_{\text{EXCITATION}}$	电桥激励电压
电桥灵敏度	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$V_{\text{CM(ADC)}}$	ADC 输入的目标共模电压 (典型值为 $AV_{\text{DD}}/2$)
V_{REFN}	ADC REFN 引脚上的电压
$\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	可施加到电桥的最大负载
$\text{Load}_{\text{(System Max)}}$	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$)

表 6-9. 变量公式和定义

变量	公式	说明
$V_{\text{CM(Bridge)}}$	$(V_{\text{EXCITATION}+} + V_{\text{EXCITATION}-}) / 2$	电桥共模电压 (通常等于 $V_{\text{CM(ADC)}}$)
$V_{\text{EXCITATION}+}$	$V_{\text{CM(ADC)}} + (V_{\text{EXCITATION}} / 2)$	正激励电源电压
$V_{\text{EXCITATION}-}$	$V_{\text{CM(ADC)}} - (V_{\text{EXCITATION}} / 2)$	负激励电源电压
$R_{\text{RATIO (TOP / REF)}}$	$[(V_{\text{EXCITATION}+} - V_{\text{REFN}}) / V_{\text{REF}}] - 1$	电阻 R_{TOP} 与电阻 R_{REF} 的比率
$R_{\text{RATIO (BOTTOM / REF)}}$	$(V_{\text{REFN}} - V_{\text{EXCITATION}-}) / V_{\text{REF}}$	电阻 R_{BOTTOM} 与电阻 R_{REF} 的比率
V_{REF}	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot [R_{\text{REF}} / (R_{\text{TOP}} + R_{\text{REF}} + R_{\text{BOTTOM}})]$	ADC 的差分基准电压
$V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot \text{电桥灵敏度}$	电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT(System Max)}}$	$(V_{\text{OUT(Bridge Max)}} \cdot \text{Load}_{\text{(System Max)}}) / \text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 $V_{\text{OUT(System Max)}}$)
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL}+} - V_{\text{SIGNAL}-}$	ADC 的差分输入电压

6.4.4 设计注意事项

在非对称高电压电源配置中，施加到电桥的激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 通常不能用作 ADC 电源电压，而是需要使用额外的低电压电源 ($\leq 5\text{V}$) 为 ADC 供电。此外，ADC 不能直接使用高电压激励源作为差分基准电压 V_{REF} ，而是需要使用一个衰减电路。通常使用图 6-5 所示的简单电阻分压器，但也可以使用其他选项，包括差分放大器或分立式电压基准。使用电阻分压器或放大器可在电桥和基准输入之间引入误差，而电桥和 ADC 输入之间不存在该误差，从而导致伪比例基准配置。选择分立式电压基准会导致非比例配置。最后，选择非对称电源电压，使电桥输出共模电压处于 ADC 的低电压输入范围内。否则，需使用额外的输入信号调理电路。

使用伪比例基准和非对称高电压 ($> 5\text{V}$) 电源的四线电阻式电桥测量需要：

- 差分模拟输入 (AINP 和 AINN)
- 差分基准输入 (REFP 和 REFN) 或集成式电压基准
- 低噪声放大器
- 高电压非对称电源
- V_{REF} 衰减电路 (电阻分压器、差分放大器等) 或单独的电压基准

首先，使用表 6-9 中的公式和表 6-8 中的参数，确定电桥的最大差分输出电压 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 。该值提供了电桥在正常工作条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$ 。如果系统不使用电桥的整个输出范围，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $\text{Load}_{\text{(System Max)}}$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 对应于 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}} = 5\text{kg}$ ，但系统规格只需要 $\text{Load}_{\text{(System Max)}} = 2.5\text{kg}$ ，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 由方程式 52 给出：

$$V_{OUT(\text{System Max})} = V_{OUT(\text{Bridge Max})} \cdot (2.5\text{kg} / 5\text{kg}) = V_{OUT(\text{Bridge Max})} / 2 \quad (52)$$

请注意，如果 $\text{Load}_{(\text{System Max})} = \text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$ ，则 $V_{OUT(\text{System Max})} = V_{OUT(\text{Bridge Max})}$ 。

确定了 $V_{OUT(\text{System Max})}$ 后，为放大器选择对应的增益值。放大器增益应该是小于 ADC 满量程范围 (FSR) 的最大允许值。在某些情况下，不可能选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益，尤其是在选择了具有集成 PGA 的 ADC 时。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但在 ADC FSR 无法最大化的情况仍应确保所有系统要求得到满足。

接下来，选择非对称电源的电压值，以便在空载条件下 ($R1 = R2 = R3 = R4$)，使电桥共模电压 $V_{CM(\text{Bridge})}$ 处于 ADC 放大器共模电压范围内。ADC 放大器目标共模电压 $V_{CM(\text{ADC})}$ 通常选择为 ADC 的 $1/2 V_s$ ($AVDD/2$)，但这并不是必需的。放大器共模范围随元件不同而变化，并根据增益设置和电源电压在数据表中进行定义。

可以按照方程式 53 和方程式 54，使用 $V_{CM(\text{ADC})}$ 和所选的电桥激励电压 $V_{EXCITATION}$ 来确定非对称激励电压 $V_{EXCITATION+}$ 和 $V_{EXCITATION-}$ ：

$$V_{EXCITATION+} = V_{CM(\text{ADC})} + (V_{EXCITATION} / 2) \quad (53)$$

$$V_{EXCITATION-} = V_{CM(\text{ADC})} - (V_{EXCITATION} / 2) \quad (54)$$

计算 $V_{EXCITATION+}$ 和 $V_{EXCITATION-}$ 后，选择系统基准源。当选择分立式电压基准时，要确保该元件是高精度、低漂移元件，以实现优异性能。要在 $V_{EXCITATION}$ 和 V_{REF} 之间保持伪比例关系，请选择一个电阻分压器或差分放大器来衰减电桥激励电压。电阻分压器方法更常用，在图 6-5 中显示为三个串联电阻器。在中间元件 R_{REF} 两端建立基准电压 V_{REF} 。方程式 55 和方程式 56 使用 V_{REF} 、之前确定的 $V_{EXCITATION\pm}$ 值以及图 6-5 中 REFN 引脚上的电压 (V_{REFN}) 来确定 R_{TOP} 和 R_{BOTTOM} 与 R_{REF} 的比率：

$$R_{RATIO (TOP / REF)} = [(V_{EXCITATION+} - V_{REFN}) / V_{REF}] - 1 \quad (55)$$

$$R_{RATIO (BOTTOM / REF)} = (V_{REFN} - V_{EXCITATION-}) / V_{REF} \quad (56)$$

例如，请考虑具有以下限制条件的系统：

- $V_{EXCITATION} = 15\text{V}$
- $V_{CM(\text{ADC})} = V_{REF} = 2.5\text{V}$
- $R_{REF} = 4.7\text{k}\Omega$
- $V_{REFN} = 1.25\text{V}$

使用方程式 53 至方程式 56 来计算其余的系统参数：

- $V_{EXCITATION+} = 10\text{V}$
- $V_{EXCITATION-} = -5\text{V}$
- $R_{RATIO (TOP / REF)} = 2.5$
- $R_{RATIO (BOTTOM / REF)} = 2.5$

因此，此特定系统的 $R_{TOP} = R_{BOTTOM} = 11.8\text{k}\Omega$ 。图 6-6 显示了本例中使用的各个电压值（以蓝色表示）和电阻值（以红色表示）。

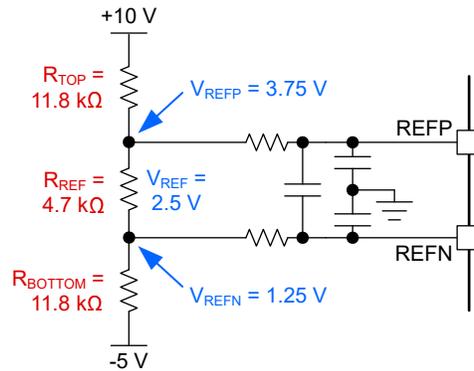


图 6-6. 示例电阻值和电压值

请注意，[方程式 55](#) 和 [方程式 56](#) 中有一些隐含的限制条件，包括 $V_{\text{EXCITATION}+} > V_{\text{REFN}} > V_{\text{EXCITATION}-}$ 、 $V_{\text{EXCITATION}+} > V_{\text{EXCITATION}-}$ 和 $V_{\text{EXCITATION}} > V_{\text{REF}}$ 。不符合这些限制条件会产生无意义的结果，例如负的电阻值。最后，要检查确保每个公式的结果符合所有的最终设计要求，并且有物理意义。

在施加到 ADC 的最大绝对电压和差分基准电压附近留出余量也很重要。许多系统寻求通过尽可能提高 V_{REF} 来提高 ADC 的动态范围。但激励电压和电阻器阻抗的变化可能会将 V_{REF} 提高到超过 ADC 的工作范围，该范围通常不能超过 V_{REFN} 上的 AV_{SS} 和 V_{REFP} 上的 AV_{DD} 。在这些条件下，请考虑小幅降低 R_{REF} 阻抗以便留出系统容差。

为基准路径选择高精度 ($\leq 0.1\%$)、低温度漂移 ($\leq 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$) 电阻器。将标称电阻值保持在低水平以限制热噪声。例如， $1\text{k}\Omega$ 的电阻在 25°C 和 1kHz 带宽下可产生 $128\text{nV}_{\text{RMS}}$ 噪声。这些条件对于保持 V_{REF} 尽可能接近于与 $V_{\text{EXCITATION}}$ 成比例并尽可能减小测量总体误差非常重要。此外，根据 ADC 差分基准输入的阻抗，可能需要使用缓冲器。缓冲器也可能引入误差并进一步降低 V_{IN} 和 V_{REF} 之间的比例关系。

最后，如果需要校准，请按照 [节 5.5](#) 中的说明操作。

6.4.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如 [方程式 57](#) 所示：

$$\text{LSB} = \text{FSR} / 2^N = (A \cdot V_{\text{REF}} / \text{gain}) / 2^N \quad (57)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的 *电气特性* 或 *建议运行条件* 表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $\text{FSR} = \pm 2 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $\text{FSR} = \pm V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $\text{FSR} = \pm 0.5 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $\text{FSR} = 0$ 至 $V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由 [方程式 58](#) 定义输出代码，可使用 [方程式 59](#) 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{\text{IN}}) / (A \cdot V_{\text{REF}}) \quad (58)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (59)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子

- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导[方程式 59](#)的更多信息，请参阅[节 5.5.3](#)。

6.4.6 通用的寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 按照本节中的说明启用放大器并将增益设置为所需值
- 按照[节 5.2.1](#)和[节 5.3](#)，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择内部或外部基准输入

6.5 使用比例基准和电流激励的四线电阻式电桥测量

对典型四线电阻式电桥测量电路稍加改动，使用恒流源来激励传感器。电流激励适用于某些硅基压阻式传感器，这些传感器在由恒流源激励时表现出恒定的温度灵敏度。此外，电流激励可降低单有源元件或双有源元件电桥拓扑结构导致的非线性。图 6-7 显示了使用带集成恒流源 (IDAC) 的 ADC 的电流激励电桥测量的原理图。该 ADC 还使用由电流通过电阻式电桥产生的电压作为差分基准电压。此比例基准配置有助于消除激励源中噪声和漂移导致的误差。

6.5.1 原理图

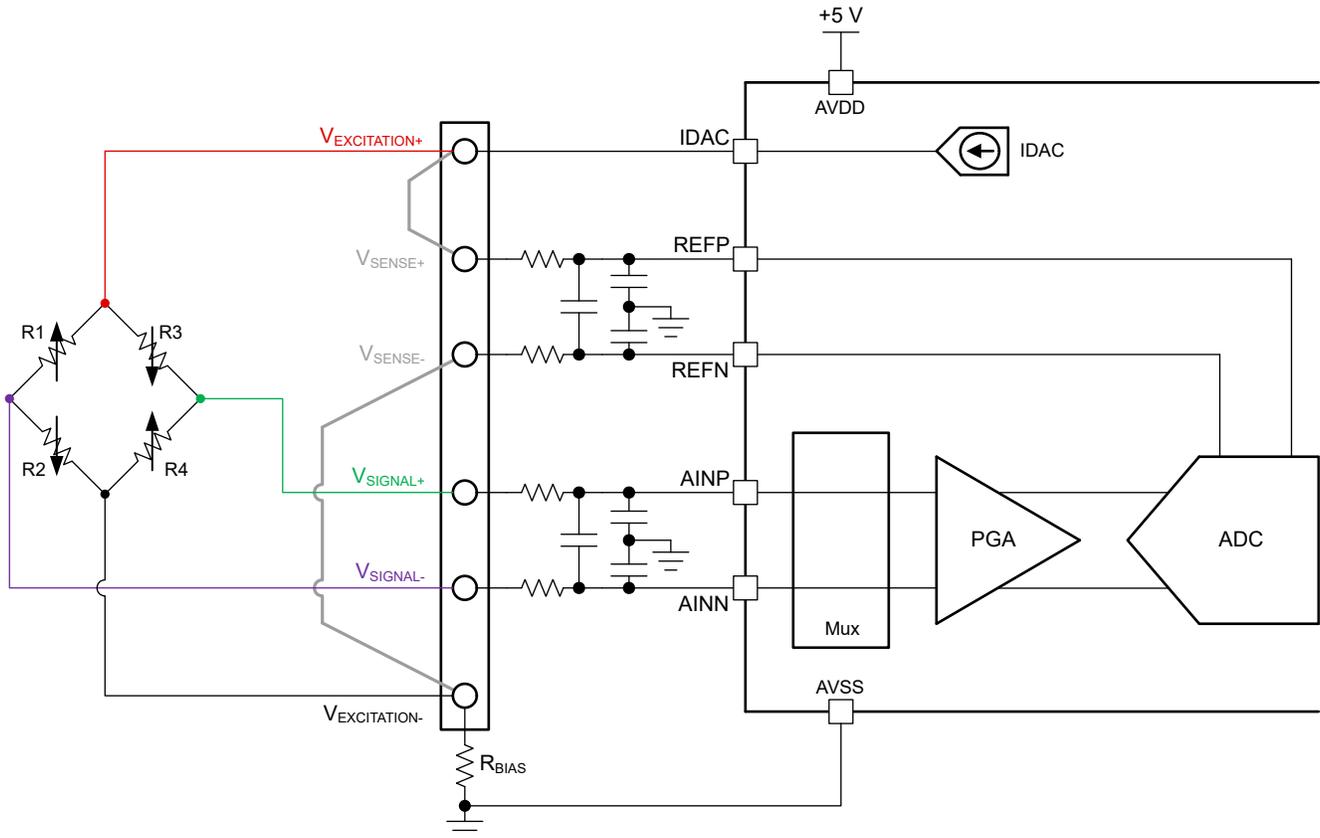


图 6-7. 使用比例基准和电流激励的四线电阻式电桥测量

6.5.2 优缺点

优势：

- 降低单由有源元件或双有源元件电桥拓扑结构所导致的非线性
- 实施简单，只需要几个无源元件
- 进行比例测量，以消除激励源噪声和漂移
- 适用于导线长度较短的局部测量
- 提高某些类型传感器的温度灵敏度

劣势：

- IDAC 顺从电压可降低最大电桥输出电压
- 低电阻电桥需要高电流进行驱动，这可能影响到自发热量
- 更小的 IDAC 电流可降低电桥输出电压，并导致动态范围降低
- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 可能需要使用偏置电阻器对电桥输出共模电压进行电平转换
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围的限制

- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{\text{EXCITATION}} \neq V_{\text{REF}}$ 。可以通过使用六线连接来消除此问题，如节 6.2 所述

6.5.3 参数和变量

表 6-10 定义了重要参数，表 6-11 提供了不同变量的公式。这些参数和变量专门用于此电桥配置。

表 6-10. 用户定义的系统参数

参数	说明
I_{IDAC}	电桥激励电流
R_{BRIDGE}	标称电桥阻抗
R_{BIAS}	$V_{\text{EXCITATION+}}$ 与接地点之间的偏置电阻 (在某些条件下可以去除)
$V_{\text{CM(ADC)}}$	ADC 输入的目标共模电压 (典型值为 $AV_{\text{DD}}/2$)
电桥灵敏度	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	可施加到电桥的最大负载
$\text{Load}_{\text{(System Max)}}$	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$)

表 6-11. 变量公式和定义

变量	公式	说明
R_{TOTAL}	$R_{\text{BRIDGE}} + R_{\text{BIAS}}$	IDAC 引脚与接地点之间的总电阻
V_{BRIDGE}	$I_{\text{IDAC}} \cdot R_{\text{BRIDGE}}$	电桥两端的电压
V_{REF}	$V_{\text{EXCITATION+}} - V_{\text{EXCITATION-}}$	ADC 的差分基准电压
$V_{\text{COMPLIANCE}}$	$I_{\text{IDAC}} \cdot R_{\text{TOTAL}}$	可施加到 IDAC 引脚以保持恒定电流的最大电压
$V_{\text{CM(Bridge)}}$	$V_{\text{BRIDGE}} / 2 + V_{\text{BIAS}}$	电桥输出共模电压
$V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$	$V_{\text{BRIDGE}} \cdot \text{电桥灵敏度}$	电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT(System Max)}}$	$(V_{\text{OUT(Bridge Max)}} \cdot \text{Load}_{\text{(System Max)}}) / \text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 $V_{\text{OUT(System Max)}}$)
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL+}} - V_{\text{SIGNAL-}}$	ADC 的差分输入电压

6.5.4 设计注意事项

IDAC 电流 I_{IDAC} 与标称电桥电阻 R_{BRIDGE} 一起确定电桥两端的总电压 V_{BRIDGE} 。假设导线电阻为零，则 $V_{\text{BRIDGE}} = V_{\text{EXCITATION}} = V_{\text{EXCITATION+}} - V_{\text{EXCITATION-}}$ ，这也用作 ADC 基准电压 V_{REF} 。与节 6.1 中所述的 $V_{\text{EXCITATION}}$ 固定不变的电路不同， V_{BRIDGE} 会随着 R_{BRIDGE} 变化而变化。这个不断变化的 V_{BRIDGE} 电压也会导致 V_{REF} 和 ADC 输入电压也发生变化。此外，电流源不会像在其他电桥测量电路中那样，使电桥共模电压 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 处于中间值。偏置电阻器 R_{BIAS} 有助于使 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 保持在 ADC 模拟输入和电压基准输入的共模范围内。

R_{BRIDGE} 由于拉伸或压缩产生的微小变化会导致差分电桥输出电压发生变化。PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换，该电压与用于激励电桥的电压相同，因此是比例电压。在比例基准配置中， V_{IN} 和 V_{REF} 中的激励源噪声和漂移是相等的，从而有效地从 ADC 输出代码中消除了这些误差。

使用比例基准和电流激励的四线电阻式电桥测量需要：

- 差分模拟输入 (AINP 和 AINN)
- 差分基准输入 (REFP 和 REFN)
- 低噪声放大器
- 恒流源 (IDAC)
- 偏置电阻器 (在某些情况下可选)

此外，使用比例基准和电流激励的四线电阻式电桥测量需要考虑多个因素，包括：

- 绝对 (V_{REFP} 和 V_{REFN}) 和差分 (V_{REF}) 基准电压
- 电桥激励电流 I_{IDAC}
- IDAC 顺从电压
- 电桥共模电压 $V_{\text{CM(Bridge)}}$

- 电桥两端电压 V_{BRIDGE}
- 电桥电阻 R_{BRIDGE}
- 偏置电阻值 R_{BIAS}

所有这些因素都相互关联，选择其中一个因素会影响其他一个或多个因素的选择。因此，可能需要进行多次设计迭代才能确定符合所有系统规格的最终结果。

为了减少可能的电路配置次数，建议开始设计时选择具有差分 V_{REF} 输入、集成式 IDAC 和 PGA 的 ADC。绝对和差分 V_{REF} 规格约束 V_{BRIDGE} 的可能值。集成式 IDAC 将 I_{IDAC} 的选择限制为几个离散值，不再需要使用外部电路来驱动电桥。集成式 IDAC 还有明确定义的顺从电压，可帮助确定 R_{BRIDGE} 和 R_{BIAS} 的最大值。集成 PGA 通常需要模拟电源电压一半 ($AV_{\text{DD}}/2$) 的共模电压，从而尽可能提高放大器增益，并将 PGA 输出电压保持在线性工作范围内。这会将目标 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 设置为 $AV_{\text{DD}}/2$ ，从而帮助确定是否需要 R_{BIAS} 电阻，如果需要，将会确定所需的电阻值。

例如，24 位 ADS1261 集成了所有这些必要特性。图 6-8 显示了 ADS1261 的差分 and 绝对 V_{REF} 电压要求。在使用单极电源以使 $AV_{\text{DD}} = 5V$ 且 $AV_{\text{SS}} = 0V$ 的情况下，图 6-8 显示了 V_{REF} 必须介于 0.9V 和 5V 之间。这会界定 V_{BRIDGE} 的可能值。此外， V_{REFN} 上的绝对电压可以向下扩展到 AV_{SS} ，而 V_{REFP} 上的绝对电压可以向上扩展到 AV_{DD} 。这种较宽的绝对 V_{REF} 电压范围通常不会限制其他系统元件的选择，但这一点应始终在每个设计中加以验证。

			MIN	NOM	MAX	UNIT
VOLTAGE REFERENCE INPUTS						
V_{REF}	Differential reference voltage	$V_{\text{REF}} = V_{\text{(REFPx)}} - V_{\text{(REFNx)}}$	0.9	$AV_{\text{DD}} - AV_{\text{SS}}$		V
$V_{\text{(REFNx)}}$	Negative reference voltage		$AV_{\text{SS}} - 0.05$	$V_{\text{(REFPx)}} - 0.9$		V
$V_{\text{(REFPx)}}$	Positive reference voltage		$V_{\text{(REFNx)}} + 0.9$	$AV_{\text{DD}} + 0.05$		V

图 6-8. ADS1261 V_{REF} 工作条件

图 6-9 显示了 ADS1261 的可用 IDAC 电流设置和顺从电压。集成到精密 ADC 中的 IDAC 需要一定的 AV_{DD} 余量以保持电流大小。由于 ADS1261 的 $AV_{\text{DD}} = 5V \pm 5\%$ ，IDAC 顺从电压 = $AV_{\text{DD}} - 1.1V = 3.9V$ 。此值设置 $R_{\text{BRIDGE}} + R_{\text{BIAS}}$ 以及 I_{IDAC} 上的上限。

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT
EXCITATION CURRENT SOURCES (IDACS)				
Current settings	50, 100, 250, 500, 750, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000			μA
Compliance range	AV_{SS}		$AV_{\text{DD}} - 1.1$	V

图 6-9. ADS1261 IDAC 电流设置和顺从电压

为了确定 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 是否处于 PGA 线性运行区域内，节 6.3.4 介绍了 ADS1261 Excel 计算器，该计算器可绘制 PGA 输出曲线以展示输入参数是否有效。还可以选择所需的目标值，例如 $V_{\text{CM(Bridge)}} = AV_{\text{DD}}/2$ ，然后围绕这个共模电压设计系统的其余部分。定义了具体的 ADC 工作条件后，开始选择其余的系统元件值。

对于本示例，假设 R_{BRIDGE} 可以是以下四个常用电桥电阻值中的任何一个值：120 Ω 、350 Ω 、1k Ω 或 3.5k Ω 。然后，使用图 6-9 中给出的 ADS1261 IDAC 值，按照表 6-11 中的公式确定 V_{BRIDGE} 。表 6-12 计算 I_{IDAC} 和 R_{BRIDGE} 所有可能组合下的 V_{BRIDGE} 。

表 6-12. 计算 R_{BRIDGE} 和 I_{IDAC} 所有组合下的 V_{BRIDGE}

R_{BRIDGE} (Ω)	I_{IDAC} (μA)									
	50	100	250	500	750	1000	1500	2000	2500	3000
120	0.006	0.012	0.030	0.060	0.090	0.120	0.180	0.240	0.300	0.360
350	0.018	0.035	0.088	0.175	0.263	0.350	0.525	0.700	0.875	1.050

表 6-12. 计算 R_{BRIDGE} 和 I_{IDAC} 所有组合下的 V_{BRIDGE} (续)

1000	0.050	0.100	0.250	0.500	0.750	1.000	1.500	2.000	2.500	3.000
3500	0.175	0.350	0.875	1.750	2.625	3.500	5.250	7.000	8.750	10.500

假设没有导线电阻，则 $V_{\text{BRIDGE}} = V_{\text{REF}}$ 。因此，表 6-12 根据 ADS1261 的要求，还用绿色突出显示了 $0.9V < V_{\text{BRIDGE}} < 5V$ 下所有可能的系统组合。在 40 种可能的组合中，只剩下 9 种。

接下来，通过为 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 选择一个值，确定剩余九种组合中每种组合的 R_{BIAS} 可能值。本示例使用 $V_{\text{CM(Bridge)}} = AV_{\text{DD}}/2$ ，但也可以使用其他电压。始终确保，对于目标增益值，要满足 PGA 共模和绝对电压的要求。

按照表 6-11， $V_{\text{CM(Bridge)}} = V_{\text{BRIDGE}} / 2 + V_{\text{BIAS}}$ ， $V_{\text{BRIDGE}} = I_{\text{IDAC}} \cdot R_{\text{BRIDGE}}$ ， $V_{\text{BIAS}} = I_{\text{IDAC}} \cdot R_{\text{BIAS}}$ 。重新排列这些公式，可确定用 I_{IDAC} 、 R_{BRIDGE} 和 AV_{DD} 表示的 R_{BIAS} ，如方程式 60 所示：

$$R_{\text{BIAS}} = 0.5 \cdot ([AV_{\text{DD}} / I_{\text{IDAC}}] - R_{\text{BRIDGE}}) \quad (60)$$

关于方程式 60 的一个重要细节是， R_{BIAS} 可以为 0Ω ，从而将 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 公式简化为 $V_{\text{CM(Bridge)}} = V_{\text{BRIDGE}} / 2$ 。也就是说，只要仍然可以满足 ADC 和系统要求，就可以消除 R_{BIAS} 电阻。但本示例假设 R_{BIAS} 电阻是必需的。在任一种情况下，下一步是使用表 6-11 中的公式计算 $V_{\text{COMPLIANCE}}$ 。表 6-13 提供了表 6-12 中九种有效组合中每种组合的 R_{BIAS} 和 $V_{\text{COMPLIANCE}}$ 计算值。此外，表 6-13 以绿色突出显示了处于 ADS1261 IDAC 顺从电压 3.9V 范围的 $V_{\text{COMPLIANCE}}$ 值。

表 6-13. 计算 R_{BRIDGE} 和 I_{IDAC} 所有组合下的 R_{BIAS} 和 $V_{\text{COMPLIANCE}}$ ($AV_{\text{DD}} = 5V$)

$R_{\text{BRIDGE}} (\Omega)$	$I_{\text{IDAC}} (\mu A)$	$R_{\text{BIAS}} (\Omega)$	$V_{\text{COMPLIANCE}} (V)$
350	3000	658	3.025
1000	1000	2000	3.000
	1500	1167	3.250
	2000	750	3.500
	2500	500	3.750
	3000	333	4.000
3500	500	3250	3.375
	750	1583	3.813
	1000	750	4.250

如表 6-13 所示，原始九种组合中的七种组合处于 ADS1261 指定的 IDAC 3.9V 顺从电压范围内。最终设计中可以使用上述任何选项。例如，图 6-10 显示了 $R_{\text{BRIDGE}} = 1k \Omega$ 、 $R_{\text{BIAS}} = 2k \Omega$ 、 $I_{\text{IDAC}} = 1mA$ 的系统。IDAC 电流路径以红色突出显示，得到的系统电压以蓝色突出显示。

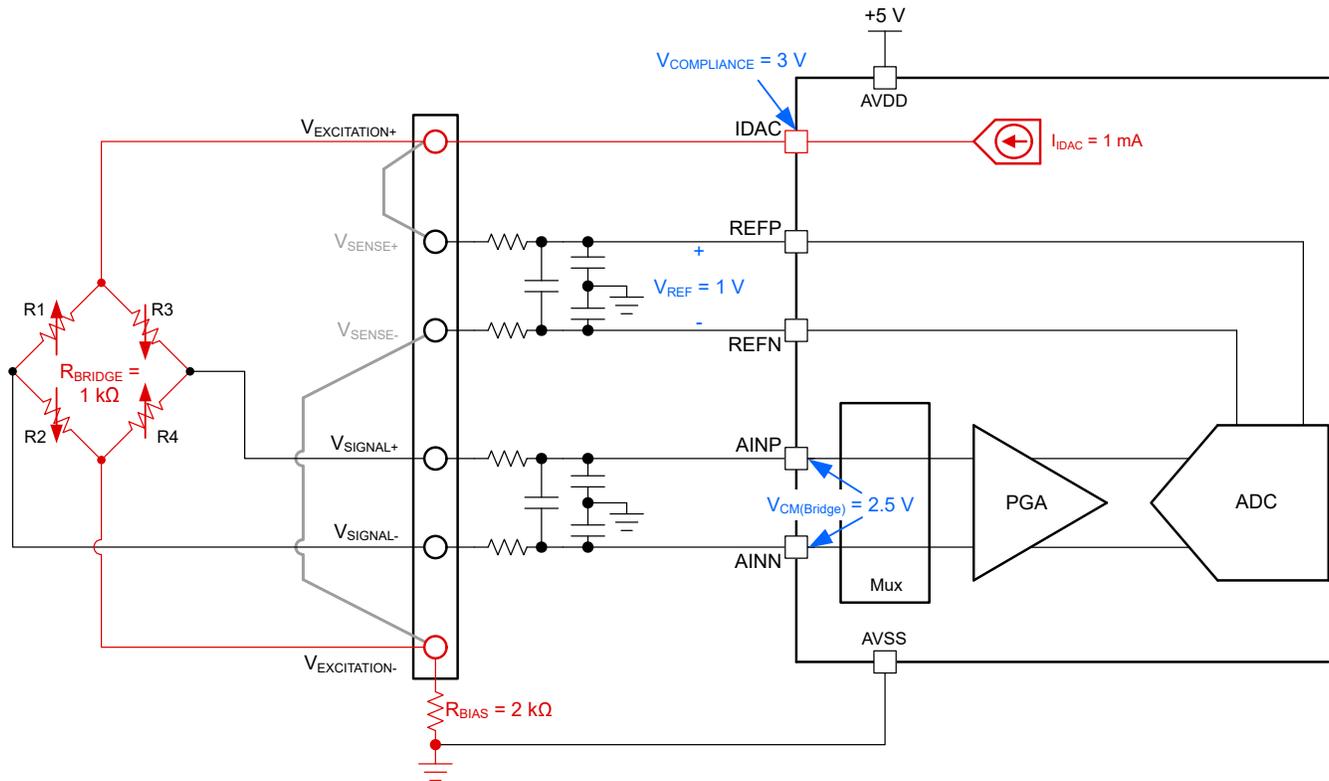


图 6-10. 使用 $R_{\text{BRIDGE}} = 1\text{ k}\Omega$ 、 $R_{\text{BIAS}} = 2\text{ k}\Omega$ 和 $I_{\text{IDAC}} = 1\text{ mA}$ 进行的电流激励电桥测量

图 6-10 中有一个以前未讨论过的重要结果，是 $V_{\text{BRIDGE}} = V_{\text{REF}} = 1\text{ V}$ 。也就是说，电流激励系统的 $V_{\text{EXCITATION}}$ 等于 1 V ，而电压激励系统的 $V_{\text{EXCITATION}}$ 通常大于等于 5 V 。假设每个电桥具有相同的灵敏度，电流激励电桥的输出电压是电压激励电桥的 20%。考虑到系统噪声目标，这可以将系统的动态范围降低到不可接受的水平。在这种情况下，应使用不同的 ADC、分立式电流源或更宽范围的 R_{BRIDGE} 值重复该设计过程。

选择了系统配置后，使用表 6-11 中的公式和表 6-10 中的参数，确定电桥的最大差分输出电压 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 。该值是电桥在正常工作条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$ 。如果系统不使用电桥的整个输出范围，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $\text{Load}_{\text{(System Max)}}$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 对应于 $\text{Load}_{\text{(Bridge Max)}} = 5\text{ kg}$ ，但系统规格只要求 $\text{Load}_{\text{(System Max)}} = 2.5\text{ kg}$ ，则 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 由方程式 61 给出：

$$V_{\text{OUT(System Max)}} = V_{\text{OUT(Bridge Max)}} \cdot (2.5\text{ kg} / 5\text{ kg}) = V_{\text{OUT(Bridge Max)}} / 2 \quad (61)$$

请注意，如果 $\text{Load}_{\text{(System Max)}} = \text{Load}_{\text{(Bridge Max)}}$ ，则 $V_{\text{OUT(System Max)}} = V_{\text{OUT(Bridge Max)}}$ 。

确定了 $V_{\text{OUT(System Max)}}$ 后，要为 ADC PGA 选择对应的增益值。最大增益值受之前所选的 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 值和 ADC FSR 限制。鉴于 $V_{\text{CM(Bridge)}}$ 电压小于 ADC FSR，放大器增益应该是使 PGA 输出电压保持在线性工作范围的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下仍然满足所有系统要求。

最后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。

6.5.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 62 所示：

$$\text{LSB} = \text{FSR} / 2^N = (A \cdot V_{\text{REF}} / \text{gain}) / 2^N \quad (62)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率

- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的 *电气特性* 或 *建议运行条件* 表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $FSR = \pm 2 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $FSR = \pm V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $FSR = \pm 0.5 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $FSR = 0$ 至 $V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由 [方程式 63](#) 定义输出代码，可使用 [方程式 64](#) 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{IN}) / (A \cdot V_{REF}) \quad (63)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (64)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导 [方程式 64](#) 的更多信息，请参阅 [节 5.5.3](#)。

6.5.6 通用寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 按照本节中的说明启用放大器并将增益设置为所需值
- 按照 [节 5.2.1](#) 和 [节 5.3](#)，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择外部基准输入
- 选择 IDAC 输出电流和 IDAC 输出通道

6.6 使用伪比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源，测量多个串联四线电阻式电桥

可以使用单个伪比例基准和恒定电压来激励传感器，来测量多个四线电阻式电桥。图 6-11 显示了使用 5V 电源、ADC 和伪比例基准配置测量两个串联电桥传感器的原理图。电桥 A 的输出电压可能会根据电桥 B 的属性而变化（反之亦然）。因此，两个电桥的任一个输出电压不可能真正地跟激励电压成比例，因而是伪比例。

6.6.1 原理图

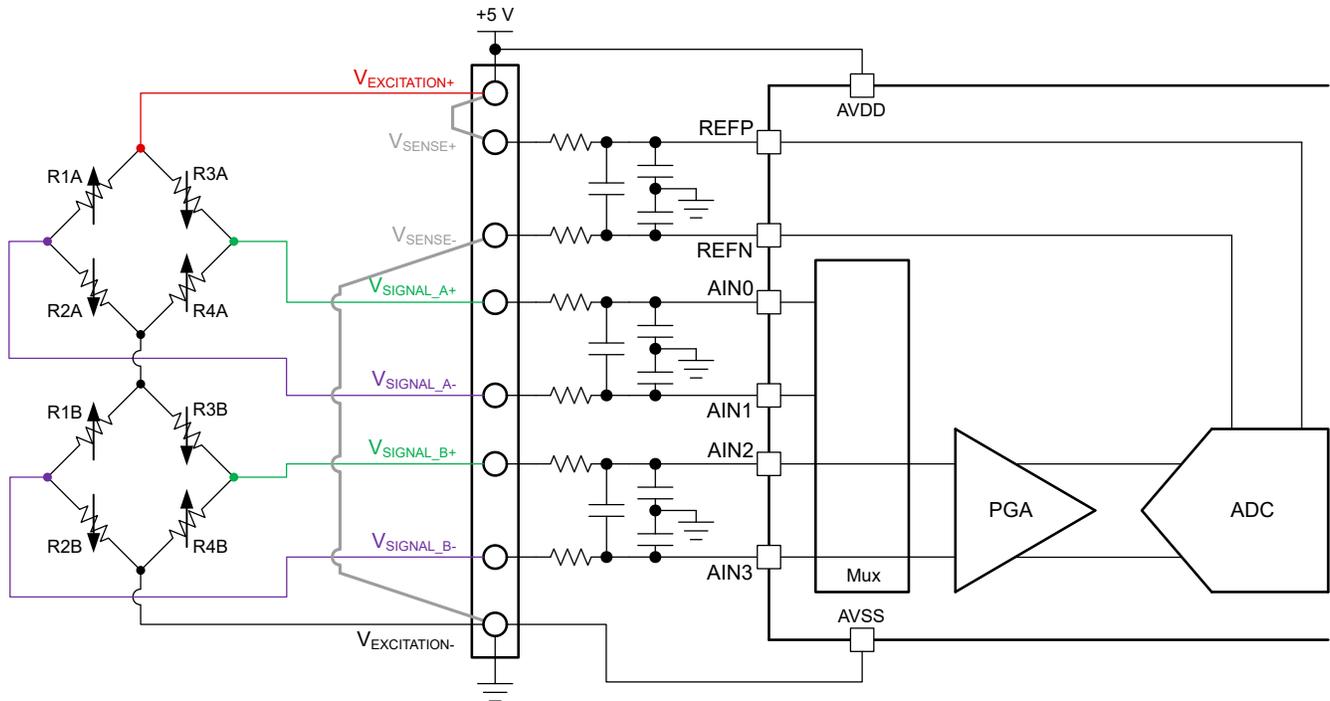


图 6-11. 使用伪比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源测量多个串联的四线电阻式电桥

6.6.2 优缺点

优势：

- 实施简单，只需要几个无源器件
- 适用于导线长度较短的局部测量
- 与测量多个并联电桥相比，可降低流过每个电桥的电流，还可降低功耗以及传感器自发热导致的热效应

劣势：

- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围限制
- 需要进行信号调理或 ADC 必须支持更宽的共模电压范围
- 伪比例测量会在电桥与 ADC 基准输入之间引入误差源，从而降低系统总体性能。这种情况可以通过对每个电桥使用专用电压基准输入来进行改进
- 一个传感器断线即会丧失两个传感器的激励路径
- 与测量多个并联电桥相比，每个电桥的激励电压会降低，从而降低输出信号范围。这种情况可以通过为每个电桥使用专用电压基准输入来进行改进
- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$ 。可以通过使用六线连接来解决此问题，如节 6.2 所述

6.6.3 参数和变量

表 6-14 定义了重要参数，表 6-15 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特别用于此电桥配置。

表 6-14. 用户定义的系统参数

参数	说明
V _{EXCITATION}	施加到电桥 A 和电桥 B 串联组合的激励电压
R _{BRIDGE} ⁽¹⁾	每个电桥的标称阻抗
电桥灵敏度 ⁽¹⁾	电桥输出电压相对于激励电压的变化
Load _(Bridge Max) ⁽¹⁾	可施加到电桥的最大负载
Load _(System Max)	系统中施加到电桥的最大负载 (不超过 Load _(Bridge Max))
V _{CM(ADC)_RANGE}	ADC 放大器允许的目标共模电压范围

(1) 对于每个电桥应相同

表 6-15. 变量公式和定义

变量	公式	说明
V _{CM(Bridge_A)}	V _{EXCITATION} • (3 / 4)	电桥 A 的共模电压
V _{CM(Bridge_B)}	V _{EXCITATION} • (1 / 4)	电桥 B 的共模电压
V _{OUT(Bridge Max)}	V _{EXCITATION} • 电桥灵敏度	电桥的最大差分输出电压
V _{OUT(System Max)}	(V _{OUT(Bridge Max)} • Load _(System Max)) / Load _(Bridge Max)	系统中使用的最大差分电桥输出电压 (不超过 V _{OUT(System Max)})
V _{IN_A}	V _{SIGNAL_A+} - V _{SIGNAL_A-}	电桥 A 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{IN_B}	V _{SIGNAL_B+} - V _{SIGNAL_B-}	电桥 B 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{REF}	V _{EXCITATION+} - V _{EXCITATION-}	ADC 的差分基准电压

6.6.4 设计说明

单极激励电压 V_{EXCITATION} 用作 ADC 电源电压 (AVDD) 以及 ADC 基准电压 V_{REF}。电桥电阻由于拉伸或压缩产生的微小变化会导致每个电桥的差分输出电压发生变化。与单电桥测量相比，电桥输出电压会降低，因为 V_{EXCITATION} 在电桥 A 和电桥 B 之间进行了分配。PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平电桥输出信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换。此测量不成比例，因为电桥 A 的输出电压可能会根据电桥 B 的属性而变化 (反之亦然)。即使在施加的负载没有变化的情况下也存在这种依赖关系，导致伪比例基准配置。假定 ADC 具有多个差分基准输入，可以通过每个电桥使用一组专用基准输入来解决这一问题。

使用伪比例基准和单极低压 (≤ 5V) 电源测量多个串联的四线电阻式电桥需要：

- 多个差分模拟输入 (AINPx 和 AINNx) 或外部多路复用器
- 外部基准输入 (专用引脚或 使用模拟电源)
- 低噪声放大器

在实施具有多个串联电桥的电路时，需要使用具有表 6-14 所述类似参数的传感器 (每个电桥的参数应相同)。遵循该指南可简化每个电桥共模电压的确定方式。此外，使用具有不同标称电阻的电桥会引入增益误差，并使负载重量的确定更为困难。假定 ADC 具有多个差分基准输入，可以通过每个电桥使用一组专用基准输入来解决后一种困难。

要开始设计，请首先使用表 6-15 中的公式计算在空载条件下 (R1 = R2 = R3 = R4) 的电桥输出共模电压 V_{CM(Bridge_A)} 和 V_{CM(Bridge_B)}。例如，如果 R_{BRIDGE} = 1kΩ 且 V_{EXCITATION} = 5V，则方程式 65 和方程式 66 可得到以下结果：

$$V_{CM(Bridge_A)} = 5\text{ V} \cdot (3 / 4) = 3.75\text{ V} \quad (65)$$

$$V_{CM(\text{Bridge}_B)} = 5\text{ V} \cdot (1/4) = 1.25\text{ V} \quad (66)$$

图 6-12 展示了 ADC 多路复用器每个输入端的电压电平以及每个电压电平将如何施加到同一个放大器。

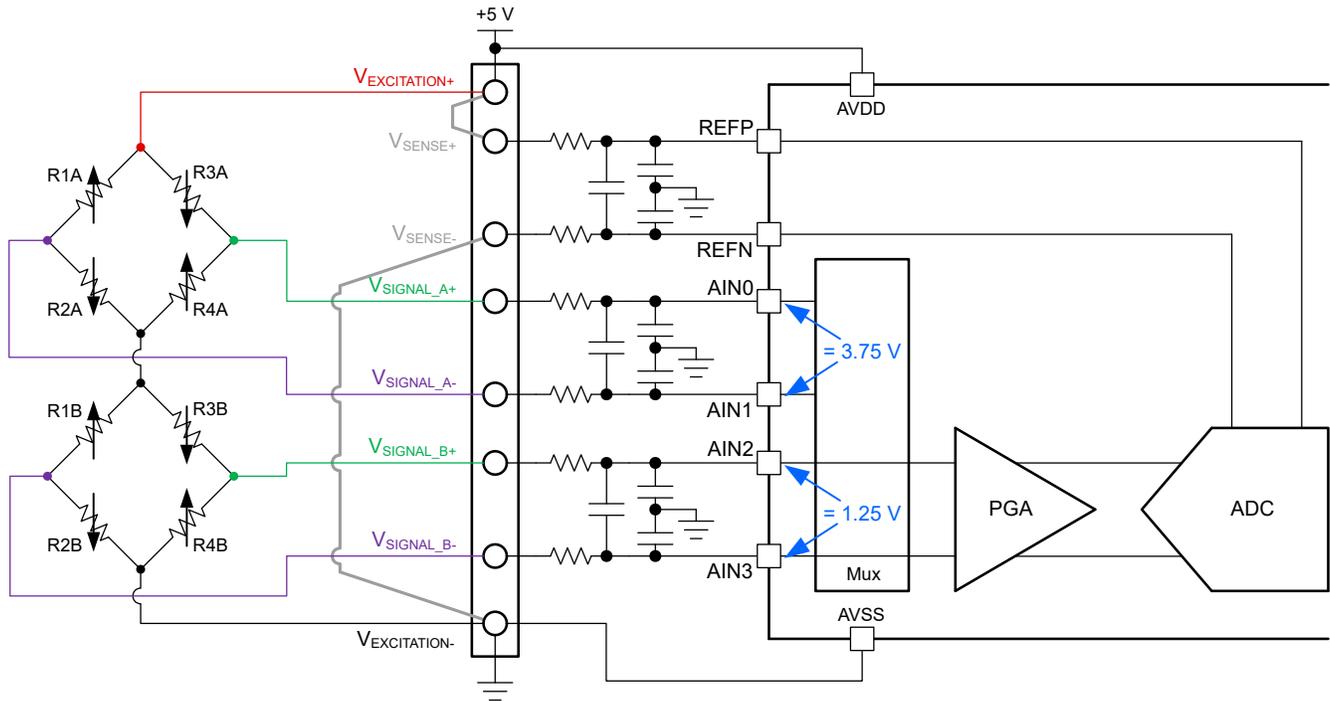


图 6-12. 采用串联配置的两个电桥的共模电压

在之前的示例中，其中一个系统参数是特定 ADC 放大器的共模电压目标，与之前的示例不同的是，串联电桥组合需要确定 ADC 放大器共模电压范围 $V_{CM(\text{ADC})_RANGE}$ 。该范围有助于适应 $V_{CM(\text{Bridge}_A)}$ 和 $V_{CM(\text{Bridge}_B)}$ 之间可能较宽的差异，在图 6-12 中也是如此。如节 6.3.4 所述，用于电桥测量应用的许多 ADC 都有辅助配套资料，可帮助确定一组特定输入条件下的 ADC 放大器共模范围。

图 6-13 展示了一个示例，说明了如何使用 ADS1261 Excel 计算器中的共模范围计算器来确定 $V_{CM(Bridge_A)}$ 和 $V_{CM(Bridge_B)}$ 是否处于 ADS1261 中集成的放大器的输入范围之内。

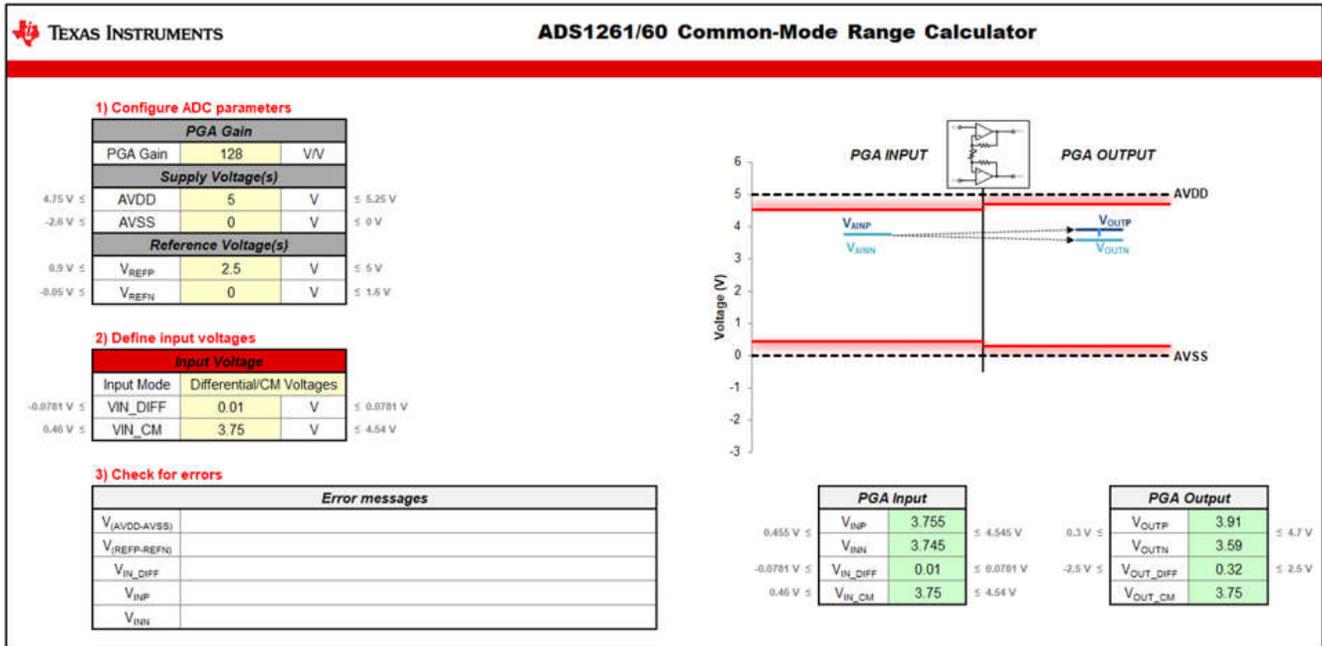


图 6-13. 使用 ADS1261 VCM 计算器工具验证系统要求

在图 6-13 中， $V_{IN_CM} = 3.75V$ ，用于检查 ADC 放大器是否可接受 $V_{CM(Bridge_A)}$ 。该工具显示具有此共模电压的输入信号没有错误，表明当增益 = 128、 $AVDD = 5V$ 且 $V_{IN_DIFF} = 10mV$ 时，这是一种有效的输入条件（尽管未显示，但 $V_{IN_CM} = 1.25V$ 也是一种有效的输入条件）。此外，该工具显示，对于这些特定设置， $V_{CM(ADC)_RANGE}$ 从 0.45V 扩展到 4.54V，表明该 ADC 放大器可以接受 $V_{CM(Bridge_A)}$ 和 $V_{CM(Bridge_B)}$ 。

请注意，在本示例中， $V_{CM(ADC)_RANGE}$ 取决于 PGA 增益。因此，必须为每个电桥选择 PGA 增益，并确保 $V_{CM(Bridge_A)}$ 和 $V_{CM(Bridge_B)}$ 处于 $V_{CM(ADC)_RANGE}$ 范围内。PGA 增益应该是小于 ADC FSR 的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下仍然满足所有系统要求。

接下来，使用表 6-15 中的公式和表 6-14 中的参数，确定每个电桥的最大差分输出电压 $V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 。该值是电桥在正常运行条件下可以提供的最大输出电压，并对应于可以施加到电桥的最大负载 $Load(Bridge\ Max)$ 。如果系统不使用整个电桥输出范围，则 $V_{OUT(System\ Max)}$ 定义的是施加到特定系统的最大差分输出信号， $Load(System\ Max)$ 是对应的最大负载。例如，如果 $V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 对应于 $Load(Bridge\ Max) = 5kg$ ，但系统规格只要求 $Load(System\ Max) = 2.5kg$ ，则 $V_{OUT(System\ Max)}$ 由方程式 67 给出：

$$V_{OUT(System\ Max)} = V_{OUT(Bridge\ Max)} \cdot (2.5\ kg / 5\ kg) = V_{OUT(Bridge\ Max)} / 2 \quad (67)$$

请注意，如果 $Load(System\ Max) = Load(Bridge\ Max)$ ，则 $V_{OUT(System\ Max)} = V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 。

最后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。请注意，图 6-11 中的每个电桥必须单独校准，这需要主处理器计算并存储多组校准系数。

6.6.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 68 所示：

$$LSB = FSR / 2^N = (A \cdot V_{REF} / gain) / 2^N \quad (68)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的 *电气特性* 或 *建议运行条件* 表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $FSR = \pm 2 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $FSR = \pm V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $FSR = \pm 0.5 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $FSR = 0$ 至 $V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由 [方程式 69](#) 定义输出代码，可使用 [方程式 70](#) 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{IN}) / (A \cdot V_{REF}) \quad (69)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (70)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导 [方程式 70](#) 的更多信息，请参阅 [节 5.5.3](#)。

6.6.6 通用的寄存器设置

测量 Bridge_A：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 Bridge_A 的 V_{IN} 。在 [图 6-11](#) 中，这分别对应于 AIN0 和 AIN1
- 启用放大器，并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照 [节 5.2.1](#) 和 [节 5.3](#)，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择外部基准输入

测量 Bridge_B：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置，以便测量 Bridge_B 的 V_{IN} 。在 [图 6-11](#) 中，这分别对应于 AIN2 和 AIN3
- 启用放大器，并将增益设置为所需值（如果不同于 Bridge_A）
- 选择数据速率和数字滤波器设置（如果不同于 Bridge_A）

6.7 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的单通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥

可以使用单通道 ADC、单个比例基准和恒定电压来激励传感器，从而测量多个四线电阻式电桥。图 6-14 显示了使用 5V 电源、单通道 ADC 和比例基准配置测量四个并联电桥电路的原理图。ADC 使用激励电压作为模拟电源和差分基准电压，以帮助消除由激励源的噪声和漂移导致的误差。

6.7.1 原理图

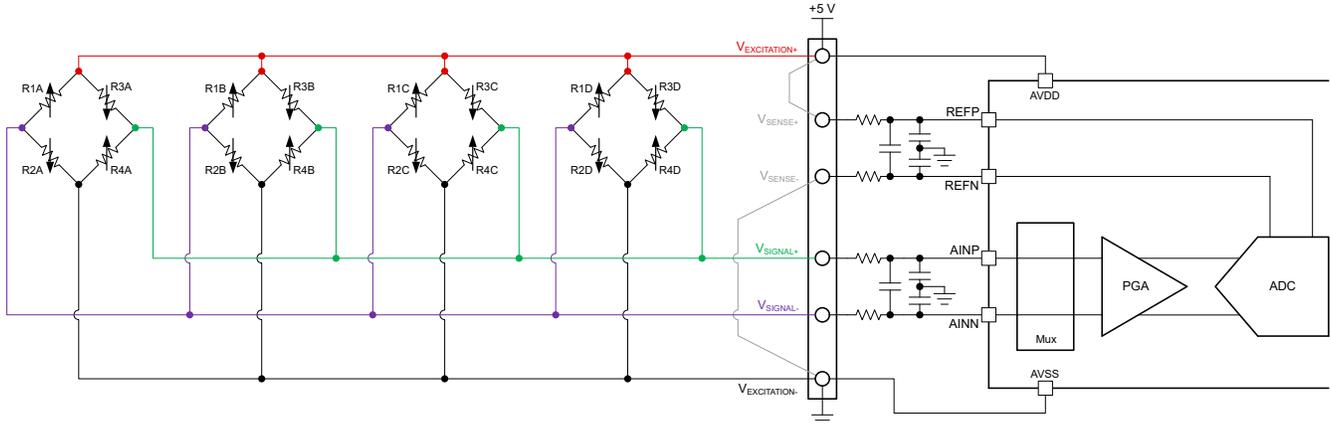


图 6-14. 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的单通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥

6.7.2 优缺点

优势：

- 实施简单，只需要几个无源器件
- 进行比例测量，消除了激励源噪声和漂移
- 适用于导线长度较短的局部测量
- 一个电桥断线不会干扰其他电桥的输出
- 需要更小的 ADC 放大器共模范围，尤其是当电桥具有相等的标称阻抗时
- 一次测量所有电桥，提高了吞吐量

劣势：

- 电桥性能或规格的差异可导致不准确而无法轻易校准 - 需要外部加法盒或良好匹配的传感器
- 与测量多个串联电桥相比，提高了流过每个电桥的电流——提高功耗和传感器自发热导致的热效应
- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围限制
- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$ 。可以使用六线连接来解决此问题，如节 6.2 所述

6.7.3 参数和变量

表 6-16 定义了重要参数，表 6-17 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特别针对此电桥配置。

表 6-16. 用户定义的系统参数

参数	说明
$V_{\text{EXCITATION}}$	施加到所有电桥并联组合的激励电压
$R_{\text{BRIDGE}}^{(1)}$	每个电桥的标称阻抗
电桥灵敏度 ⁽¹⁾	电桥输出电压相对于激励电压的变化
$\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}^{(1)}$	可施加到电桥的最大负载

(1) 对于每个电桥应相同

表 6-17. 变量公式和定义

变量	公式	说明
$V_{\text{CM}(\text{Bridge})}$	$(V_{\text{EXCITATION}+} - V_{\text{EXCITATION}-}) / 2$	所有电桥的输出共模电压
$\text{Load}_{(\text{System Max})}$	电桥数量 • $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$	系统中施加到电桥的最大负载 (可大于 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})}$)
$V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$	$V_{\text{EXCITATION}} \cdot$ 电桥灵敏度	每个电桥的最大差分输出电压
$V_{\text{OUT}(\text{Max})}$	电桥数量 • $V_{\text{OUT}(\text{Bridge Max})}$	所有电桥的最大组合差分电压
V_{IN}	$V_{\text{SIGNAL}+} - V_{\text{SIGNAL}-}$	ADC 的差分输入电压
V_{REF}	$V_{\text{EXCITATION}+} - V_{\text{EXCITATION}-}$	ADC 的差分基准电压

6.7.4 设计说明

单极激励电压 $V_{\text{EXCITATION}}$ 用作 ADC 电源电压 (AV_{DD}) 以及 ADC 基准电压 V_{REF} 。电桥电阻由于拉伸或压缩产生的微小变化会改变每个电桥的差分输出电压。电路配置对每个电桥的输出进行整合并求平均值，从而产生与施加的负载成正比的电压。PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换，该电压与用于激励每个电桥的电压相同，因此是比例电压。在比例基准配置中， V_{IN} 和 V_{REF} 中的激励源噪声和漂移都是相等的，从而有效地从 ADC 输出代码中消除了这些误差。

使用单通道 ADC、比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 电源测量多个并联的四线电阻式电桥需要：

- 差分模拟输入 (AINP 和 AINN)
- 外部基准输入 (专用引脚或 使用模拟电源)
- 低噪声放大器

在使用多通道 ADC 测量多个并联电桥时，ADC 单独测量每个电桥，主处理器对这些值求和，以确定施加的负载。使用单通道 ADC 测量多个并联电桥时，在将输入信号施加到 ADC 之前执行上述求和 操作。为了理解图 6-14 中的电桥电路如何产生与施加负载成正比的电压，将每个电桥转换为戴维南等效电路很有帮助。

图 6-15 在假定 $R \gg \Delta R$ 的情况下给出了标准电桥电路的戴维南等效电路。

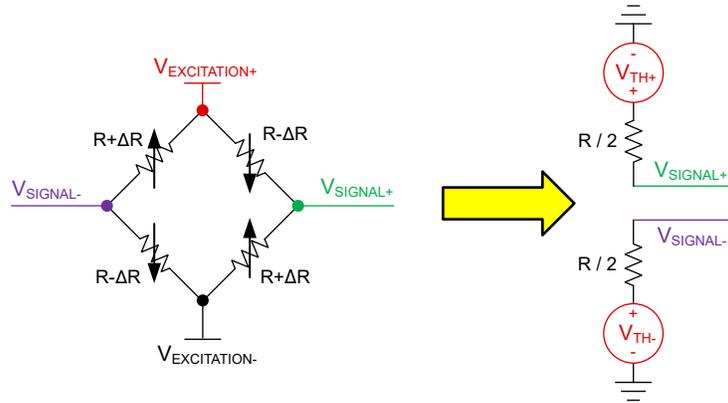


图 6-15. 单个电桥电路的戴维南等效电路

在图 6-15 中， V_{TH+} 和 V_{TH-} 可分别使用方程式 71 和方程式 72 进行计算：

$$V_{TH+} = \frac{V_{EXCITATION}}{2} + \frac{V_{EXCITATION}}{2} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R}\right) = \frac{V_{EXCITATION}}{2} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R}\right) \quad (71)$$

$$V_{TH-} = \frac{V_{EXCITATION}}{2} - \frac{V_{EXCITATION}}{2} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R}\right) = \frac{V_{EXCITATION}}{2} \cdot \left(1 - \frac{\Delta R}{R}\right) \quad (72)$$

图 6-16 应用图 6-15 的等效电路，展示了图 6-14 中所有四个电桥（电桥 A、B、C 和 D）的戴维南等效电路。此结果可帮助确定整个电桥电路如何产生与所施加负载成正比的输出电压。

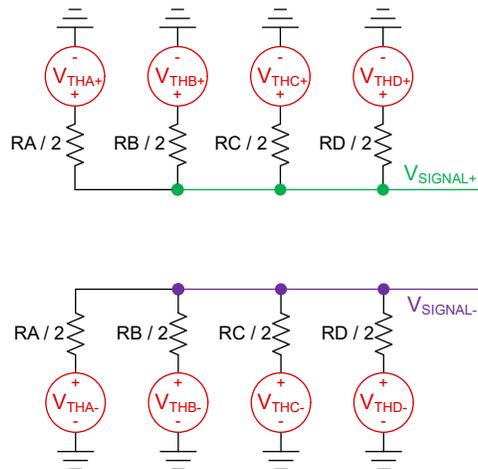


图 6-16. 四个并联电桥电路的戴维南等效电路

方程式 73 确定了 $V_{SIGNAL\pm}$ 处的差分电桥输出电压，该电压施加到图 6-14 中的 ADC 输入 V_{IN} ：

$$V_{IN} = V_{SIGNAL+} - V_{SIGNAL-} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta RA + \Delta RB + \Delta RC + \Delta RD}{RA + RB + RC + RD}\right) \quad (73)$$

假设 $RA = RB = RC = RD = R$ ，则所有标称电桥电阻相同，方程式 73 可简化为方程式 74：

$$V_{IN} = V_{SIGNAL+} - V_{SIGNAL-} = V_{EXCITATION} \cdot \left(\frac{\Delta RA + \Delta RB + \Delta RC + \Delta RD}{4 \cdot R}\right) \quad (74)$$

最终， V_{IN} 与 $V_{EXCITATION}$ 成正比，比例为每个电桥电阻变化的平均值。

为了解方程式 74 中的结果如何转化为实际系统，使用单通道 ADC 测量多个并联电阻式电桥的一种常见应用是确定平台上的负载重量。电桥放置在平台四周的特定点，负载的重量通过本节中所述的方法进行确定。当负载不在平台的中心时，这尤其有用，因为每个电桥测量的重量与相对于负载的距离成比例。图 6-17 (左) 显示的红色负载在中心，而图 6-17 (右) 显示的负载不在中心。图 6-17 中的每个平台上具有四个电桥 (蓝色)，类似于图 6-14 中所示的电路。

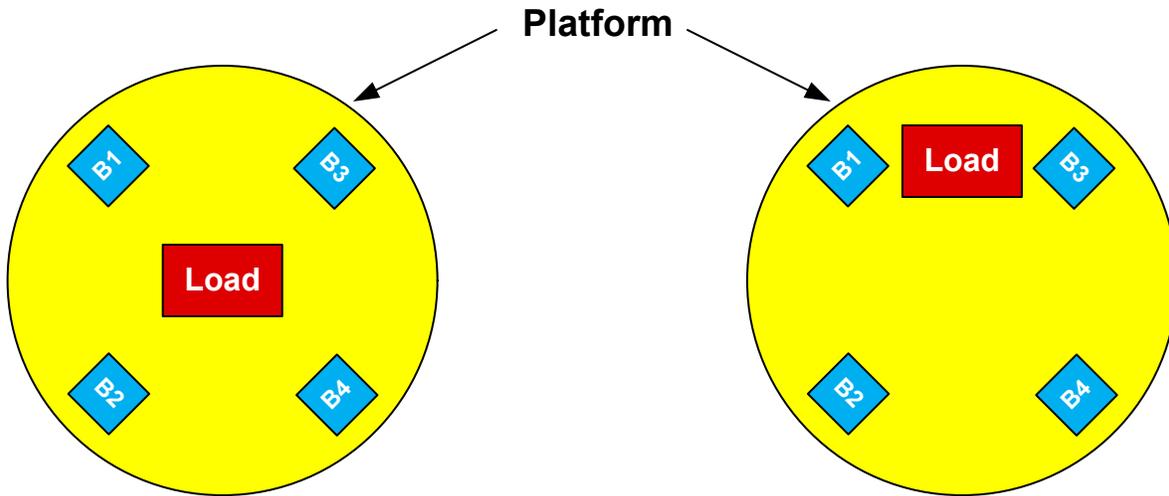


图 6-17. 使用多个并联电桥测量平台上的负载：负载在中心 (左) 和负载不在中心 (右)

在图 6-17 (左) 中，当负载在平台中心时，每个电桥在理想情况下可以测得 1/4 的总负载。当负载不在中心时，如图 6-17 (右) 所示，与电桥 2 (B2) 和电桥 4 (B4) 相比，电桥 1 (B1) 和电桥 3 (B3) 可测得更大百分比的总负载。例如，B1 和 B3 可能各测得 45% 的总负载，而 B2 和 B4 仅各测得 5% 的总负载。因此，需要使用具有表 6-16 所述类似参数的电桥 (每个电桥的参数应相同)。对采用单通道 ADC 和并联配置的每个电桥使用相同的元件，有助于简化用于确定总负载的计算过程。

具体来说，此并联电桥配置中的总负载 $Load_{(System\ Max)}$ 等于可施加于每个电桥的最大负载 $Load_{(Bridge\ Max)}$ 之和。假设遵守表 6-16 的表注，使所有电桥的 $Load_{(Bridge\ Max)}$ 都相同，则 $Load_{(System\ Max)} = \text{电桥数量} \cdot Load_{(Bridge\ Max)}$ 。例如，如果图 6-14 中每个电桥的 $Load_{(Bridge\ Max)} = 5\text{kg}$ ，则 $Load_{(System\ Max)} = 4 \cdot 5\text{kg} = 20\text{kg}$ 。因此，每个电桥都可以随时提供最大差分输出电压 $V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 。由于这个特定电路配置通过对每个电桥的输出电压求和来得到 $V_{SIGNAL\pm}$ ，因此还必须按照表 6-17 确定可施加于 ADC 的最大信号 $V_{OUT(Max)}$ 。

确定了 $V_{OUT(Max)}$ 后，为 ADC PGA 选择对应的增益值。放大器增益应该是仍小于 ADC FSR 的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应确保在 ADC FSR 无法最大化的情况下仍然满足所有系统要求。

接下来，确保在空载条件下 ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$)，电桥输出共模电压 $V_{CM(Bridge)}$ (在表 6-17 中定义) 处于 ADC 放大器共模电压 $V_{CM(ADC)}$ 范围内。放大器共模范围随元件不同而变化，并根据增益设置和电源电压在数据表中定义。不过，定下 $V_{CM(Bridge)} = AVDD/2$ 这个目标是明智的选择，因为它通常处于 $V_{CM(ADC)}$ 范围的中间，按照之前的步骤可以实现尽可能高的增益。此外，当 $V_{EXCITATION} = AVDD$ 时，图 6-14 中的电桥配置会在空载条件下固定将 $V_{CM(Bridge)}$ 设置为 $AVDD/2$ 。

最后，图 6-14 中的电路带来了一个额外的困难，即无法轻松校准每个电桥，因为它们都共用 $V_{SIGNAL\pm}$ 导线。这与使用多通道 ADC 的多个并联电桥电路不同，因为在后一种情况下，每个电桥都是单独测量的。该电路配置允许主机处理器推导每个电桥的特定校准系数，并在求和之前消除测量误差。比较而言，图 6-14 中的系统将所有电桥误差合并在一起，这会得到一组仅适用于校准过程中所用的特定设置的校准系数。

为了演示发生这个问题的原因，图 6-18 绘制了与图 6-17 类似的重量测量系统的假设的电桥响应曲线。在本例中， $V_{REF} = V_{EXCITATION} = 5\text{V}$ ，而每个电桥的灵敏度为 2mV/V ，并且 $Load_{(Bridge\ Max)} = 2\text{kg}$ 。该系统还具有 2kg 的施加负载 W 。

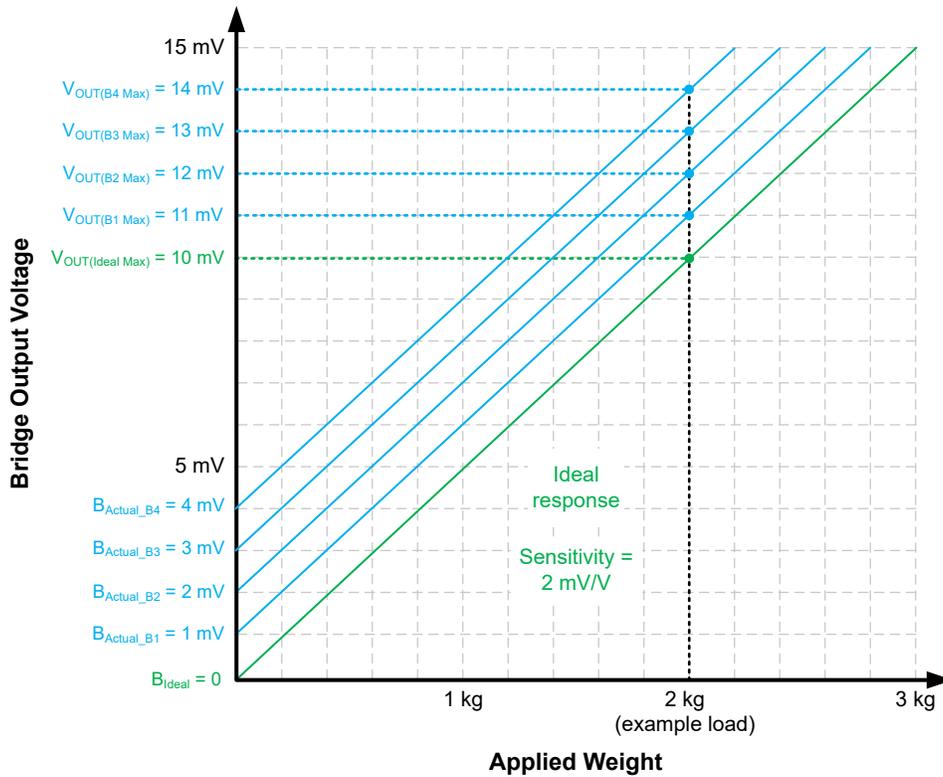


图 6-18. 使用四个并联电桥和单通道 ADC 校准称重系统

此示例中四个电桥的每个电桥如果都具有图 6-18 中的绿色理想响应，则它们的 $V_{OUT(Bridge Max)} = V_{OUT(Ideal Max)} = 10\text{mV}$ 。但本示例假设每个传感器都有一定的失调电压值。如图 6-18 中的蓝色曲线所示，B1 的失调电压为 1mV ($B_{Actual_B1} = 1\text{mV}$)， $B_{Actual_B2} = 2\text{mV}$ ， $B_{Actual_B3} = 3\text{mV}$ ， $B_{Actual_B4} = 4\text{mV}$ 。受失调电压影响的电桥响应会改变每个电桥 ($V_{OUT(Bx Max)}$) 的 $V_{OUT(Bridge Max)}$ 。本示例中单个电桥的输出电压 V_B 由方程式 75 给出：

$$V_B = P_{Bridge} \cdot V_{OUT(Bridge Max)} \cdot (W / Load_{(Bridge Max)}) \quad (75)$$

在方程式 75 中，比例缩放因子 P_{Bridge} 是由该特定电桥测得的总负载百分比。假设负载在中心，如图 6-17 (左) 所示，图 6-18 中的所有四个电桥的 $P_{Bridge} = 1/4 = 25\%$ 。无论它们是理想状态 (绿色曲线) 还是受失调电压影响 (蓝色曲线)，情况都是如此。

当 $P_{\text{Bridge}} = 25\%$ 、 $W = 2\text{kg}$ 且 $\text{Load}_{(\text{Bridge Max})} = 2\text{kg}$ 时，绿色理想曲线所表示的四个电桥中的每个电桥都将具有 2.5mV 的输出电压。这会在 $V_{\text{SIGNAL}\pm}$ 处产生 $4 \cdot 2.5\text{mV} = 10\text{mV}$ 的总输出电压。比较而言，对图 6-18 中的四个受失调电压影响的蓝色电桥响应施加方程式 75 会得到方程式 76 至方程式 79 中的结果：

$$V_{B1} = 0.25 \cdot 11 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 2.75 \text{ mV} \quad (76)$$

$$V_{B2} = 0.25 \cdot 12 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 3.00 \text{ mV} \quad (77)$$

$$V_{B3} = 0.25 \cdot 13 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 3.25 \text{ mV} \quad (78)$$

$$V_{B4} = 0.25 \cdot 14 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 3.50 \text{ mV} \quad (79)$$

施加到 $V_{\text{SIGNAL}\pm}$ 的总输出电压是方程式 76 至方程式 79 中结果的总和，即 12.5mV 。与理想电压 10mV 相比，这包括了 2.5mV 的误差。此误差电压将以失调电压校准系数的形式存储在主处理器中，并从每次后续测量中删除。

接下来，假设负载在 B1 和 B3 之间移动，如图 6-17 (右) 所示。在这种情况下，每个电桥测得的负载部分是不相等的，这会改变每个电桥的输出电压。在使用本节之前给定的分配 ($P_{B1} = P_{B3} = 45\%$ ， $P_{B2} = P_{B4} = 5\%$) 的情况下，每个电桥生成的输出电压由方程式 80 至方程式 83 给出：

$$V_{B1} = 0.45 \cdot 11 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 4.95 \text{ mV} \quad (80)$$

$$V_{B2} = 0.05 \cdot 12 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 0.60 \text{ mV} \quad (81)$$

$$V_{B3} = 0.45 \cdot 13 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 5.85 \text{ mV} \quad (82)$$

$$V_{B4} = 0.05 \cdot 14 \text{ mV} \cdot (2 \text{ kg} / 2 \text{ kg}) = 0.70 \text{ mV} \quad (83)$$

与负载在中心的情况类似，施加到 $V_{\text{SIGNAL}\pm}$ 的总输出电压是所有 V_{Bx} 的总和，即 12.1mV 。减去先前确定的失调电压误差值 2.5mV ，得到校准后的电压为 9.6mV ，与理想值 (10mV) 相比，产生了 4% 的误差。尽管第一种与第二种情况之间唯一的差别是负载在称重秤上的位置，但还是产生了这样的结果。考虑到其他常见误差，比如灵敏度误差、ADC 误差、导线电阻所致的增益误差以及标称电桥电阻的变化，系统精度可能会进一步降低。

最终，使用单通道 ADC 测量多个并联电桥的系统需要良好匹配的电桥传感器，它们需要具有类似的规格以保持高性能结果。另一种方案是使用外部加法盒，在进行求和之前校准电桥传感器之间的任何差异。最后，对于某些低精度系统来说，与提高的吞吐量和设计简单性相比，此电路的性能水平可能是可以接受的。

6.7.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 84 所示：

$$\text{LSB} = \text{FSR} / 2^N = (A \cdot V_{\text{REF}} / \text{gain}) / 2^N \quad (84)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的电气特性或建议运行条件表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $\text{FSR} = \pm 2 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $\text{FSR} = \pm V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $\text{FSR} = \pm 0.5 \cdot V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $\text{FSR} = 0$ 至 $V_{\text{REF}} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由方程式 85 定义输出代码，可使用方程式 86 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{\text{IN}}) / (A \cdot V_{\text{REF}}) \quad (85)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (86)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导[方程式 86](#)的更多信息，请参阅[节 5.5.3](#)。

6.7.6 通用的寄存器设置

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 V_{IN}
- 启用放大器并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照[节 5.2.1](#)和[节 5.3](#)，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择外部基准输入

6.8 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的多通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥

可以使用多通道 ADC、单个比例基准和恒定电压来激励传感器，从而测量多个四线电阻式电桥。图 6-19 显示了使用 5V 电源、多通道 ADC 和比例基准配置测量四个并联电桥电路的原理图。ADC 使用激励电压作为模拟电源和差分基准电压，以帮助消除由激励源的噪声和漂移导致的误差。

6.8.1 原理图

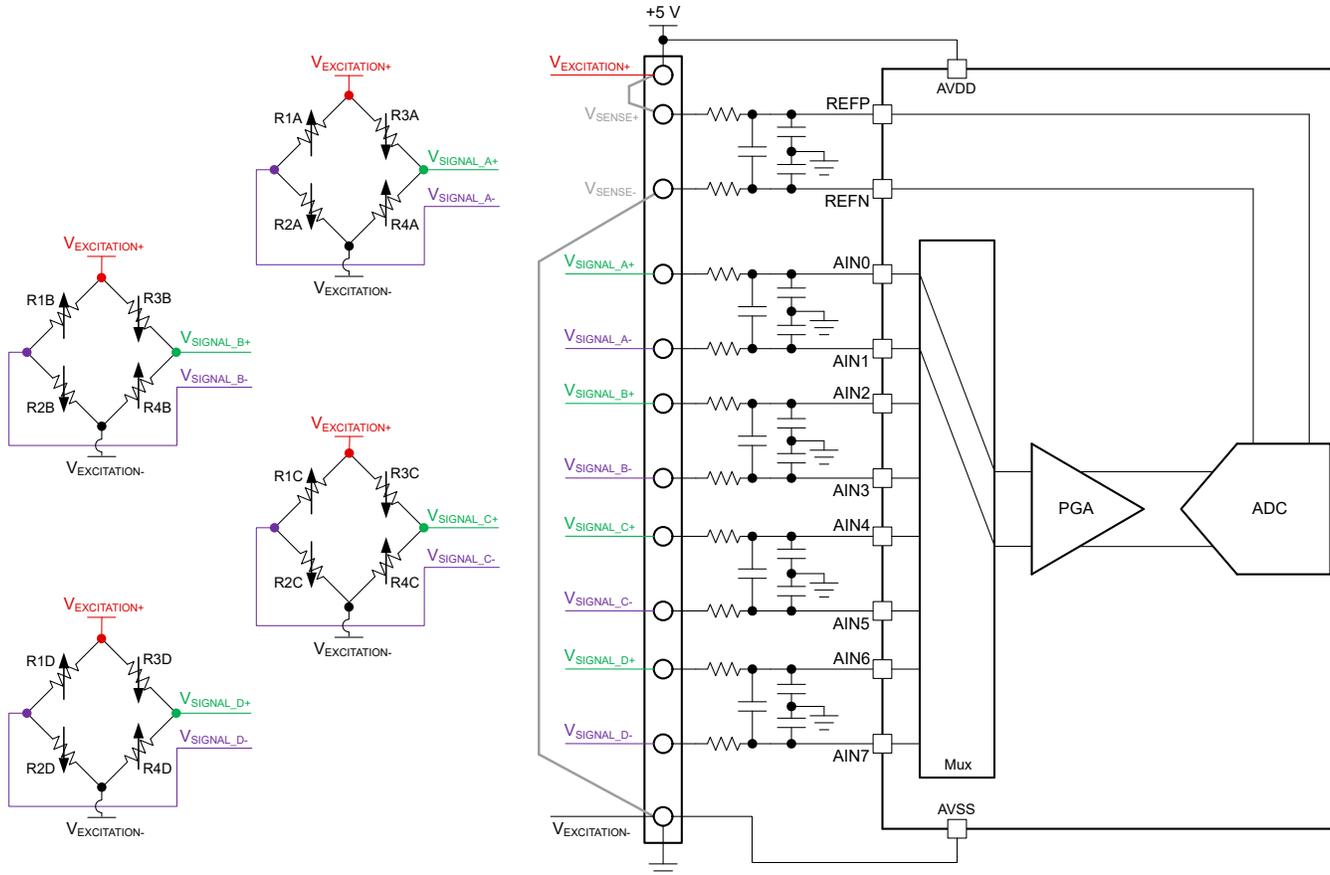


图 6-19. 使用带比例基准和单极低电压 ($\leq 5V$) 激励源的多通道 ADC 测量多个并联的四线电阻式电桥

6.8.2 优缺点

优势：

- 实施简单，只需要几个无源器件
- 进行比例测量可消除激励源噪声和漂移
- 适用于导线长度较短的局部测量
- 一个电桥断线不会干扰其他电桥的输出
- 需要更小的 ADC 放大器共模范围，尤其是当电桥具有相等的标称阻抗时

劣势：

- 每个电桥需要离散测量来计算施加的负载，导致多路复用系统吞吐量下降或需要同步采样
- 与测量多个串联电桥相比，提高了流过每个电桥的电流 - 提高功耗和传感器自发热导致的热效应
- 激励电压不能超过 ADC V_{REF} 范围
- 电桥共模电压受 ADC 模拟输入范围限制
- 较长的传感器导线可导致 IR 损耗，从而使 $V_{EXCITATION} \neq V_{REF}$ 。可以使用六线连接来解决此问题，如节 6.2 所述

6.8.3 参数和变量

表 6-18 定义了重要参数，表 6-19 提供了不同变量的公式。这些参数和变量特别针对此电桥配置。

表 6-18. 用户定义的系统参数

参数	说明
V _{EXCITATION}	施加到所有电桥并联组合的激励电压
R _{BRIDGE} ⁽¹⁾	每个电桥的标称阻抗
电桥灵敏度 ⁽¹⁾	电桥输出电压相对于激励电压的变化
Load _(Bridge Max) ⁽¹⁾	可施加到电桥的最大负载

(1) 对于每个电桥应相同。

表 6-19. 变量公式和定义

变量	公式	说明
V _{CM(Bridge)}	$(V_{EXCITATION+} - V_{EXCITATION-}) / 2$	所有电桥的输出共模电压
Load _(System Max)	电桥数量 • Load _(Bridge Max)	系统中施加到电桥的最大负载 (可大于 Load _(Bridge Max))
V _{OUT(Bridge Max)}	V _{EXCITATION} • 电桥灵敏度	电桥的最大差分输出电压
V _{IN_A}	V _{SIGNAL_A+} - V _{SIGNAL_A-}	电桥 A 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{IN_B}	V _{SIGNAL_B+} - V _{SIGNAL_B-}	电桥 B 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{IN_C}	V _{SIGNAL_C+} - V _{SIGNAL_C-}	电桥 C 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{IN_D}	V _{SIGNAL_D+} - V _{SIGNAL_D-}	电桥 D 提供给 ADC 的差分输入电压
V _{REF}	V _{EXCITATION+} - V _{EXCITATION-}	ADC 的差分基准电压

6.8.4 设计说明

单极激励电压 V_{EXCITATION} 用作 ADC 电源电压 (AVDD) 以及 ADC 基准电压 V_{REF}。电桥电阻由于拉伸或压缩产生的微小变化会改变每个电桥的差分输出电压。系统测量每个电桥输出，PGA 集成到 ADC 中，并增益该低电平信号，从而降低系统噪声并提高 ADC 满量程范围 (FSR) 的利用率。ADC 对这个经过放大的电压进行采样并对照 V_{REF} 进行转换，该电压与用于激励每个电桥的电压相同，因此是比例电压。在比例基准配置中，V_{IN} 和 V_{REF} 中的激励源噪声和漂移都是相等的，从而有效地从 ADC 输出代码中消除了这些误差。主处理器对每个电桥的 ADC 输出求和，以确定施加负载的值。

使用多通道 ADC、比例基准和单极低电压 (≤ 5V) 电源测量多个并联的四线电阻式电桥需要：

- 多个差分模拟输入 (AINP_x 和 AINN_x) 或外部多路复用器
- 外部基准输入 (专用引脚或模拟电源)
- 低噪声放大器

与前一个电桥电路类似，使用多通道 ADC 测量多个并联电阻式电桥的一种常见应用是确定平台上的负载重量。电桥放置在平台四周的特定点，每个电桥由 ADC 进行测量。主处理器将这些单独的测量加在一起，以确定负载的重量。当负载不在平台的中心时，这尤其有用，因为每个电桥测量的重量与相对于负载的距离成正比。图 6-20 (左) 显示的红色负载在中心，而图 6-20 (右) 显示的负载不在中心。图 6-20 中的每个平台上具有四个电桥 (蓝色)，类似于图 6-19 中所示的系统。

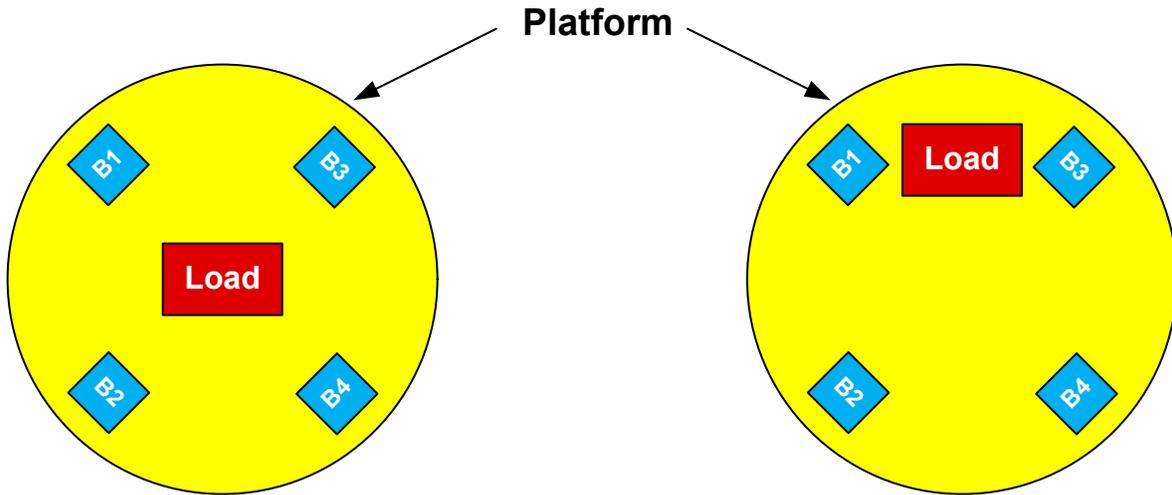


图 6-20. 使用多个并联电桥测量平台上的负载：负载在中心（左）和负载不在中心（右）

在图 6-20（左）中，当负载在平台中心时，每个电桥在理想情况下可以测得 1/4 的总负载。当负载不在中心时，如图 6-20（右）所示，与电桥 2（B2）和电桥 4（B4）相比，电桥 1（B1）和电桥 3（B3）可测得更大百分比的总负载。例如，B1 和 B3 可能各测得 45% 的总负载，而 B2 和 B4 仅各测得 5% 的总负载。因此，需要使用具有表 6-18 所述类似参数的电桥（每个电桥的参数应相同），因为这有助于简化总负载重量的确定方式。

具体来说，并联电桥配置中的总负载 $Load_{(System\ Max)}$ 等于可施加于每个电桥的最大负载 $Load_{(Bridge\ Max)}$ 之和。假设遵守表 6-18 的表注，使所有电桥的 $Load_{(Bridge\ Max)}$ 都相同，则 $Load_{(System\ Max)} = \text{电桥数量} \cdot Load_{(Bridge\ Max)}$ 。例如，如果图 6-19 中每个电桥的 $Load_{(Bridge\ Max)} = 5\text{kg}$ ，则 $Load_{(System\ Max)} = 4 \cdot 5\text{kg} = 20\text{kg}$ 。因此，必须假定任何电桥都能随时提供最大差分输出电压 $V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 。 $V_{OUT(Bridge\ Max)}$ 对于所有电桥应相同，公式如表 6-19 所示。

确定了 $V_{OUT(System\ Max)}$ 后，要为 ADC PGA 选择对应的增益值。放大器增益应该是仍小于 ADC FSR 的最大允许值。在某些情况下，无法选择使用整个 ADC FSR 的放大器增益。虽然这通常是分辨率和易用性之间的一种可接受的折衷，但应注意在 ADC FSR 无法最大化的情况下确保仍然满足所有系统要求。

接下来，确保在空载条件下 ($R1 = R2 = R3 = R4$)，电桥输出共模电压 $V_{CM(Bridge)}$ （在表 6-19 中定义）处于 ADC 放大器共模电压 $V_{CM(ADC)}$ 范围内。放大器共模范围随元件不同而变化，并根据增益设置和电源电压在数据表中定义。不过，定下 $V_{CM(Bridge)} = AVDD/2$ 这个目标是明智的选择，因为它通常处于 $V_{CM(ADC)}$ 范围的中间，按照之前的步骤可以实现尽可能高的增益。此外，当 $V_{EXCITATION} = AVDD$ 时，图 6-19 中的电桥配置会在空载条件下固定将 $V_{CM(Bridge)}$ 设置为 $AVDD/2$ 。

然后，如果需要校准，请按照节 5.5 中的说明操作。请注意，图 6-19 中的每个电桥必须单独校准，这需要主处理器计算并存储多组校准系数。

最后，主处理器需要将每个电桥测量的 ADC 输出代码转换为电压，并将这些值加在一起以确定施加负载的值。

6.8.5 测量转换

为了更好地了解输出代码的确定方式，了解最低有效位，即 LSB 的计算方式很有帮助，如方程式 87 所示：

$$LSB = FSR / 2^N = (A \cdot V_{REF} / \text{gain}) / 2^N \quad (87)$$

其中：

- N 为 ADC 分辨率
- A 是与 ADC 模拟电压范围有关的比例因子

ADC 模拟输入电压范围信息通常可以在数据表的 *电气特性* 或 *建议运行条件* 表格中找到。确定该范围后，可以使用以下示例得出比例因子 A：

- 如果 $FSR = \pm 2 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 4$
- 如果 $FSR = \pm V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 2$
- 如果 $FSR = \pm 0.5 \cdot V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$
- 如果 $FSR = 0$ 至 $V_{REF} / \text{增益}$ ，则 $A = 1$

请注意，出于完整性考虑，即使比例因子 A 与增益无关，前面列表中的每个 FSR 公式也都包含一个增益项。利用此信息，可由 [方程式 88](#) 定义输出代码，可使用 [方程式 89](#) 计算施加负载 W：

$$\text{Output Code} = (2^N \cdot \text{Gain} \cdot V_{IN}) / (A \cdot V_{REF}) \quad (88)$$

$$W = M \cdot (\text{Output Code} - B_{\text{Actual}}) \quad (89)$$

其中：

- M 是计算得出的比例因子
- B_{Actual} 是测量得到的失调电压

有关如何推导 [方程式 89](#) 的更多信息，请参阅 [节 5.5.3](#)。

6.8.6 通用的寄存器设置

测量 Bridge_A：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 Bridge_A 的 V_{IN} 。在 [图 6-19](#) 中，这分别对应于 AIN0 和 AIN1
- 启用放大器并按照本节中的说明将增益设置为所需值
- 按照 [节 5.2.1](#) 和 [节 5.3](#)，选择数据速率和数字滤波器设置
- 选择外部基准输入

测量 Bridge_B：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 Bridge_B 的 V_{IN} 。在 [图 6-19](#) 中，这分别对应于 AIN2 和 AIN3
- 启用放大器并将增益设置为所需值 (如果不同于 Bridge_A)
- 选择数据速率和数字滤波器设置 (如果不同于 Bridge_A)

测量 Bridge_C：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 Bridge_C 的 V_{IN} 。在 [图 6-19](#) 中，这分别对应于 AIN4 和 AIN5
- 启用放大器并将增益设置为所需值 (如果不同于 Bridge_B)
- 选择数据速率和数字滤波器设置 (如果不同于 Bridge_B)

测量 Bridge_D：

- 为 AINP 和 AINN 选择多路复用器设置以便测量 Bridge_D 的 V_{IN} 。在 [图 6-19](#) 中，这分别对应于 AIN6 和 AIN7
- 启用放大器并将增益设置为所需值 (如果不同于 Bridge_C)
- 选择数据速率和数字滤波器设置 (如果不同于 Bridge_C)

7 总结

电阻式电桥电路是工业应用中一类多功能、常用传感器，可用于测量重量、压力、温度和流量等信号。要使用精密 ADC 实现最精确的电桥测量，需要详细了解这些传感器的工作原理、如何进行校准、如何连接到 ADC 以及如何配置 ADC。

本应用手册概述了电桥电路、如何使用电桥测量不同的力、如何配置 ADC 测量以及测量中可能会出现哪些误差。本应用手册首先概述电桥电路基本知识、电桥电路的构建方式以及设计电桥测量系统时有哪些重要参数，并提供了展示与精密 ADC 连接的电路。

本应用手册中所示的电路旨在介绍电桥测量系统，不是要介绍所有内容，而只是介绍基本拓扑结构，它们可通过修改或组合以适应特定的系统要求。

8 Revision History

Changes from Revision * (February 2022) to Revision A (March 2024)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 更新了公式 10.....	8

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