

如何在对电桥传感器进行电路设计时避免陷入困境

作者: Gustavo Castro 和 Scott Hunt

仪表放大器可以调理传感器生成的电信号,从而实现这些信号的数字化、存储或将其用于控制信号一般较小,因此,放大器可能需要配置为高增益。另外,信号可能会叠加大共模电压,也可能叠加较大直流失调电压。精密仪表放大器可以提供高增益,选择性地放大两个输入电压之间的差异,同时抑制两个输入中共有的信号。

惠斯登电桥是这种情况的经典例子,但像生物传感器一类的原电池具有类似的特性。电桥输出信号为差分信号,因此,仪表放大器是高精度测量的首选。理想情况下,无负载电桥输出为零,但仅当所有四个电阻均完全相同时,这种情况方为真。假如有一个以分立式电阻构建的电桥,如图 1 所示。最差情况差分失调 V_{OS} 为

$$V_{OS} = \pm V_{EX} \frac{TOL}{100} \quad (1)$$

其中, V_{EX} 为电桥激励电压, TOL 为电阻容差(单位为百分比)。

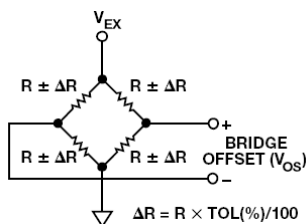


图 1 惠斯登电桥失调

例如,在各元件的容差均为 0.1% 且激励电压为 5 V 时,差分失调可以高达 ± 5 mV。如果需要 400 的增益来实现所需电桥灵敏度,则放大器输出端的失调变成 ± 2 V。假设放大器由同一电源驱动,并且其输出可以轨到轨摆动,则仅电桥失调就可能消耗掉 80% 以上的输出摆幅。在行业要求电源电压越来越小的趋势下,这个问题只会变得更加糟糕。

传统的三运放仪表放大器架构(如图 2 所示)有一个差分增益级,其后为一个减法器,用于移除共模电压。增益施加于第一级,因此,失调放大的倍数与目标信号相同。因此,将其移除的唯一方法是在参考(REF)端施加反电压。这种方法的主要不足在于,如果放大器的第一级已经饱和,则调节 REF 上的电压并不能更正失调。克服这点不足的几种方法包括:

- 根据具体情况,以外部电阻对电桥分流,但对于自动化生产来说,这是不现实的,而且在出厂后是无法调整的
- 减少第一级增益,通过微调 REF 上的电压来移除失调,并再添一个放大器电路以实现所需增益
- 减少第一级增益,以高分辨率 ADC 完成数字化输出,并在软件中移除失调

后两种选项还需要考虑最差情况下与原始失调值的偏差,从而进一步减少第一级的最大增益。这些解决方案并不理想,因为它们需要额外的电源、电路板空间或成本,来达到高 CMRR 和低噪声的目标。另外,交流耦合并不是测量直流或超慢移动信号的一种选择。

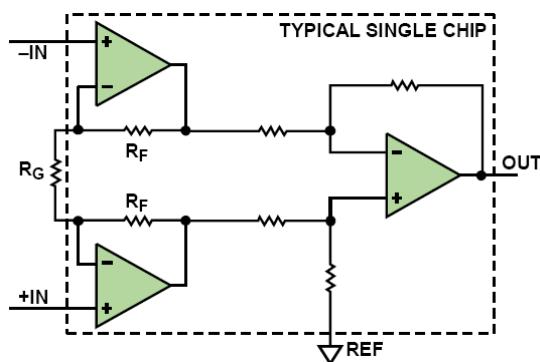


图 2 三运放仪表放大器拓扑结构

间接电流反馈(ICF)仪表放大器(如 AD8237 和 AD8420)可在放大之前移除失调。图 3 显示 ICF 拓扑结构原理图。

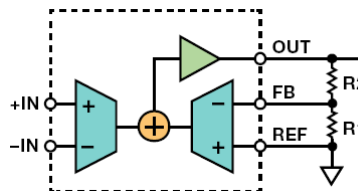


图 3 间接电流反馈仪表放大器拓扑结构

该仪表放大器的传递函数在形式上与经典三运放拓扑结构的传递函数相同,其计算公式为

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_{+IN} - V_{-IN}) + V_{REF} \quad (2)$$

由于输入之间的电压等于反馈(FB)与参考(REF)端子之间的电压时,放大器的反馈要求可得到满足,因此,我们可将该公式重写为

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_{FB} - V_{REF}) + V_{REF} \quad (3)$$

这意味着，引入一个等于反馈和参考端子之间失调的电压，即使在存在大输入失调的情况下，也可将输出调整为零伏特。如图4所示，该调整可以通过以下方法实现：从一个简单的电压源（如低成本DAC）或者来自嵌入式微控制器的滤波PWM信号，通过电阻 R_A 将一个小电流注入反馈节点。

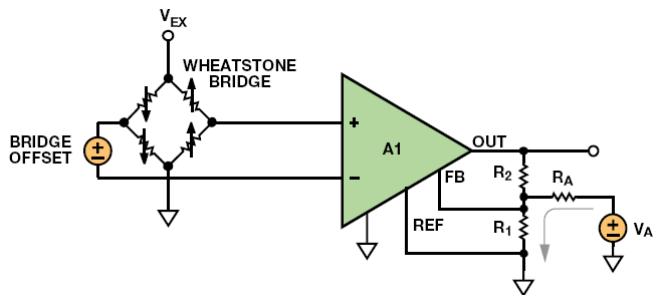


图4 带失调移除功能的高增益电桥电路

设计步骤

据等式(3)， R_1 与 R_2 之比将增益设为：

$$G = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4)$$

设计师必须确定电阻值。较大电阻值可降低功耗和输出负载；较小值可限制 FB 输入偏置电流和输入阻抗误差。如果 R_1 和 R_2 的并联组合大于约 30 k Ω ，则电阻开始引起噪声。表 1 显示了一些建议值。

表 1 各种增益的推荐电阻（1%电阻）

R_1 (k Ω)	R_2 (k Ω)	增益
无	短路	1
49.9	49.9	2
20	80.6	5.03
10	90.9	10.09
5	95.3	20.06
2	97.6	49.8
1	100	101
1	200	201
1	499	500
1	1000	1001

为了简化 R_A 值的查找过程，假设采用双电源运行模式，有一个接地 REF 端子和一个已知的双极性调整电压 V_A 。这种情况下的输出电压可通过以下公式计算：

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_A} \right) V_{IN} - \frac{R_2}{R_A} V_A \quad (5)$$

注意，从 V_A 至输出的增益为反相。 V_A 的增加会使输出电压降低，比值为 R_2 和 R_A 之比。此比值下，可以针对给定的输入失调，使调整范围达到最大。由于调整范围指向增益之前的放大器输入，因此，即使在低分辨率源的情况下，也可实施微调。由于 R_A 一般都比 R_1 大得多，因此，我们可以得到等式(5)的近似值：

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{IN} - \frac{R_2}{R_A} V_A \quad (6)$$

为了找到一个 R_A 值以允许最大失调整范围 $V_{IN(MAX)}$ ，在给定调整电压范围 $V_{A(MAX)}$ 的情况下，使 $V_{OUT} = 0$ ，求 R_A ，结果得到

$$R_A = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{A(MAX)}}{V_{IN(MAX)}} \quad (7)$$

其中， $V_{IN(MAX)}$ 为传感器预期的最大失调。等式(5)同时显示，调整电路的插入会修改从输入到输出的增益。即使如此，其影响一般也很小，增益可以重新计算为：

$$Gain = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_A} \right) \quad (8)$$

一般地，对于单电源电桥调理应用，参考端的电压应大于信号地。如果电桥输出可以在正负间摆动，情况尤其如此。如果基准电压源由一个低阻抗源（如分阻器和缓冲器）驱动至电压 V_{REF} ，如图5所示，则等式(5)变为：

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_A} \right) V_{IN} - \frac{R_2}{R_A} (V_A - V_{REF}) + V_{REF} \quad (9)$$

如果相对于原始等式中的 V_{REF} 取 V_{OUT} 和 V_A ，则可得到相同的结果。 $V_{A(MAX)} - V_{REF}$ 也应替换等式(7)中的 $V_{A(MAX)}$ 。

设计示例

假设有一个单电源电桥放大器，如图4所示，其中，用 3.3 V 电压来激励电桥并驱动放大器。满量程电桥输出为 ± 15 mV，失调可能处于 ± 25 -mV 的范围。为了取得所需灵敏度，放大器增益需为 100，ADC 的输入范围为 0 V 至 3.3 V。由于电桥的输出可以为正，也可以为负，因此，其输出指向中间电源或 1.65 V。只需通过施加 100 的增益，失调本身即会强制使放大器输出处于 -0.85 V 至 $+4.15$ V 的范围内，这超过了电源轨。

这个问题可通过图5所示的电路来解决。电桥放大器 A_1 是一个像 AD8237 一样的 ICF 仪表放大器。放大器 A_2 ，带 R_4 和 R_5 ，将 A_1 的零电平输出设为中间电源。AD5601 8 位 DAC 对输出进行调整，通过 R_A 使电桥失调为 0。然后，放大器的输出由 AD7091 微功耗 12 位 ADC 数字化。

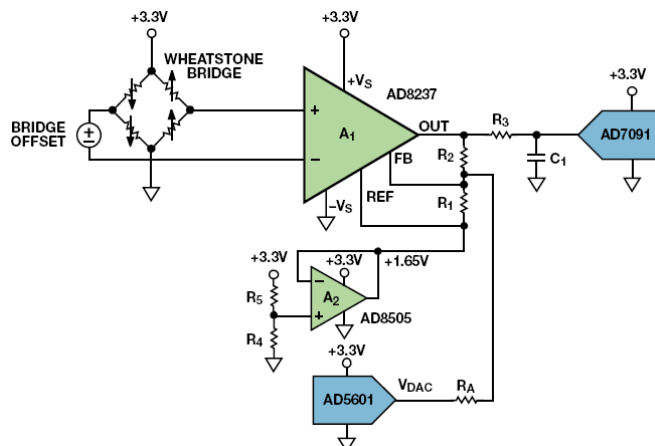


图5 针对单电源工作模式而修改的失调移除电路

从表 1 可以发现,增益为 101 时, R_1 和 R_2 需为 1 k Ω 和 100 k Ω 。电路包括一个可以在 0 V 至 3.3 V 范围内摆动, 或者在 1.65V 基准电压左右摆动 ± 1.65 V。为了计算 R_A 的值, 我们使用等式 (6)。其中, $V_{A(MAX)} = 1.65$ V 且 $V_{IN(MAX)} = 0.025$ V, $R_A = 65.347$ k Ω 。当电阻容差为 1%时, 最接近的值为 64.9 k Ω 。然而, 这没有为源精度和温度变化导致的误差留下任何裕量, 因此, 我们选择一个常见的 49.9-k Ω 低成本电阻。这样做的代价是调整分辨率降低了, 结果导致略大的调整后失调。

从等式(7), 我们可以算出额定增益值为 103。如果设计师希望得到接近目标值 100 的增益值, 最简单的办法是使 R_2 的值降低 3%左右, 至 97.6 k Ω , 结果对 R_A 的值的影响非常小。在新的条件下, 额定增益为 100.6。

由于 DAC 可以摆动 ± 1.65 V, 因此, 总失调整范围可通过由 R_A 以及 R_1 和 R_2 的并联组合形成的分压器给定, 其计算方法如下:

$$V_{A_RANGE} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_A} \right) V_{A(MAX)} = \frac{0.99 \text{ k}\Omega}{0.99 \text{ k}\Omega + 49.9 \text{ k}\Omega} (\pm 1.65 \text{ V}) = \pm 32.1 \text{ mV} \quad (10)$$

在 ± 25 -mV 最大电桥失调范围内, ± 32.1 -mV 的调整范围可提供 28%的额外调整裕量。对于 8 位 DAC, 调整步长为

$$V_{A_STEP} = \frac{2 \times V_{IN(MAX)}}{2^n} = \frac{64.2 \text{ mV}}{256} \approx 250 \mu\text{V} \quad (11)$$

对于 250- μ V 调整分辨率, 输出端的最大残余失调为 12.5 mV。

R_3 和 C_1 的值可以通过 ADC 数据手册中的建议值或参考文献 2 来确定。对于采样率为 1 MSPS 的 AD7091, 这些值为 51 Ω 和 4.7 nF。在以较低速率采样时, 可以使用较大的电阻或电容组合, 以进一步减少噪声和混叠效应。

该电路的另一个优势在于, 可以在生产或安装时完成电桥失调调整。如果环境条件、传感器迟滞或长期漂移对失调值有影响, 则可重新调整电路。

受其真轨到轨输入影响, AD8237 最适合采用超低电源电压的电桥应用。对于要求较高电源电压的传统工业应用, AD8420 不失为一款良好的替代器件。该 ICF 仪表放大器采用 2.7 V 至 36 V 电源供电, 功耗低 60%。

表 2 是对两款仪表放大器进行了比较。都使用了最小和最大规格。有关更多详情和最新信息, 请参见产品数据手册。

表 2 AD8237 和 AD8420 比较

技术规格	AD8237	AD8420
技术	CMOS (零漂移)	双极性
静态电源电流	130 μ A	80 μ A
电源电压范围	1.8 V 至 5.5 V	2.7 V 至 36 V
输入电压范围	$-V_S - 0.3$ V 至 $+V_S + 0.3$ V	$-V_S - 0.15$ V 至 $+V_S - 2.2$ V
差分输入电压限值	$\pm(V_S - 1.2)$ V	± 1 V
轨到轨输出	是	是
CMRR ($G = 100$, dc 至 60 Hz)	114 dB	100 dB
失调电压	75 μ V	125 μ V
失调电压漂移	0.3 μ V/ $^{\circ}$ C	1 μ V/ $^{\circ}$ C
电压噪声频谱密度	68 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	55 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
增益误差($G = 100$)	0.005%	0.1%
增益漂移	0.5 ppm/ $^{\circ}$ C	10 ppm/ $^{\circ}$ C
带宽, -3 dB ($G = 100$)	HBW 模式下为 10 kHz	2.5 kHz
封装	MSOP-8	MSOP-8

参考文献

- ¹AN212 Application Note, Handling Sensor Bridge Offset. Honeywell International Inc., Rev 05-05.
- ²HMC1001/HMC1002/HMC1021/HMC1022 1- and 2-Axis Magnetic Sensors Data Sheet. Honeywell International Inc., 2008.
- ³Kitchin, Charles and Lew Counts, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers*. 3rd Edition. Analog Devices, Inc., 2006.
- ⁴NPC-410 Series Data Sheet. GE Sensing, 2006.
- ⁵Product Training Module. *Indirect Current Feedback Instrumentation Amplifier Applications Guide*. Digi-Key Corporation.
- ⁶Walsh, Alan, "Front-End Amplifier and RC Filter Design for a Precision SAR Analog-to-Digital Converter." Analog Dialogue, Volume 46, 2012.

作者简介

Gustavo Castro [gustavo.castro@analog.com] 是马萨诸塞州威明顿市精密信号调理部门的应用工程师。2011 年 1 月加入 ADI 公司之前, 他曾经从事数字万用表及直流源等高精度仪器仪表设计工作达 10 年。2000 年, 他从墨西哥蒙特利技术学院获得电子工程学士学位。他拥有两项专利。



Scott Hunt [scott.hunt@analog.com] 是线性产品部 (马萨诸塞州威明顿市) 的一名产品应用工程师。他获得伦斯勒理工学院电气工程学士学位后, 于 2011 年加入 ADI。Scott 专门从事集成精密放大器技术工作, 包括仪表放大器、差分放大器和热电偶放大器。

