

## IC 仪表放大器用户指南

作者: Jeffrey R. Riskin

### 简介

传统上,开始讨论仪表放大器时,都要声明仪表放大器不是运算放大器。尽管对资深用户来说这是显而易见之事,尽管排除式说明法显得非常笨拙,但这是不可避免的选择,也是十分必要的。当工程师需要一个信号调节增益模块时,首先想到的几乎是现有低成本IC运算放大器具有的最大灵活性。虽然运算放大器作为给定增益模块的一个元件是毫无问题的,但在要求十分苛刻的应用中,运算放大器电路往往需要多种昂贵的额外电路元件、专业化的生产仪表和/或测试仪表,还需要技能娴熟的工作人员以确保正常运行。本文旨在说明仪表放大器的最佳应用时机和环境,同时探讨仪表放大器相对于更灵活的运算放大器所具有的独特优势。

### 什么是仪表放大器?

仪表放大器是一种精密差分电压增益器件,专门针对不利于精密测量的环境而优化。现实世界与理想状态之间总是存在偏差;温度波动、电噪声以及通过远程站点导线电阻的电流所产生的电压降,这些都是符合物理规律的必然现象。此外,真实传感器很少在零输出阻抗的同时,还具有优良、整齐划一的 0-10 伏电压范围。在一定程度上,感生、泄漏、耦合电干扰(噪声)始终是存在的。简言之,即使对最好的“食谱”也必须有所保留。

仪表放大器设计用于难以采集到有用信号的情况下。仪表放大器必须具有极高的输入阻抗,因为源阻抗可能较高且/或失衡。偏置电流和失调电流较低且相对稳定,这样源阻抗就不必恒定。这里提供的是平衡差分输入,从而信号源便能以独立于仪表放大器输出负载基准电压的任何合理电平为基准。作为衡量输入平衡的一项指标,共模抑制极高,以便最大限度地降低远程传感器应用所特有的噪声影响和接地降。

必须倍加谨慎,以使关键参数在不同条件下(如不同温度、不同电源电压)获得较高的良好特性稳定性。最后,对仪表放大器性能至关重要的所有元件都属于器件内部(增益确定单电阻或电阻对除外)。在此基础上,制造厂商可以优化、制定相应的规格参

数并提供担保,用户则可响应的获得一定水平的性能,无需自行提供精密应用元件或专业设计知识。

仪表放大器的精度是以灵活性为代价的。通过专注于放大电压这一具体任务,仪表放大器厂商可以在这个方面对性能进行优化。仪表放大器不适用于积分、微分、整流及任何其他非电压增益函数。虽然仪表放大器支持这些函数,但运算放大器才是最佳选择。

为使仪表放大器正常运行,用户无需对其内部构造有着深入的了解。图 1 (一种基本仪表放大器的功能框图) 为众多应用提供了充足的信息。

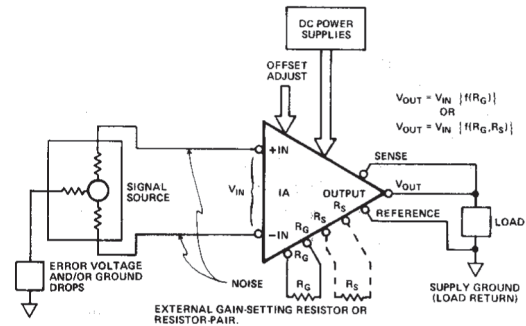


图 1. 基本仪表放大器功能框图

图中所示两个输入端可直接连接“浮动”信号源。作为真差分放大器，该仪表放大器只检测其输入端之间的电压差；任何共模信号（出现在两个输入端上的信号），如噪声和接地线路中的电压降等，都会在放大之前在输入端口减去并消除。\*

通过单电阻或电阻对对仪表放大器进行编程，以获得所需增益。厂商将提供一个传递函数或增益方程，以便用户计算给定增益的电阻值。另外，厂商同时指定该电阻或电阻对的特殊要求。

输出为单端，设计用于驱动测量设备中常见的接地基准负载。负载基准电压是电源回路所共有的，但必须小心对待整个接地系统（详见后文）。

当然，必须向仪表放大器供电；与运算放大器一样，电源通常是一个在规定范围内有些差异的差分平衡电压。

多数仪表放大器都提供了调节失调电压（当两个输入端同时接地时，输出端存在的直流误差电压）的某种方式。调节一般通过改变外部电位计的设置来实现。传感引脚和基准引脚支持远程检测输出电压，有助于降低IR降和接地降。对于低电流非远程负载，传感引脚可直接连接至输出端，基准引脚则可与电源公共引脚相连。关于传感和基准引脚的其他用途，请参见本文应用部分。

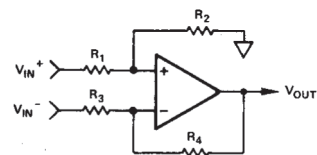
### 深入仪表放大器内部

尽管仪表放大器拥有多种设计模式，但多数此类设计都可归为两类。最常见的配置由数个相互连接的运算放大器和一个精密电阻网络构成。这种技术在模块化和混合型仪表放大器中比较常见，其中，多数实用设计均将元件数量降至最低。

另一类设计采用的不是运算放大器，而是基本的有源电路元件，如差分电路和受控电流源及反射器；这种设计消除了所有多余或冗余功能，而且有利于减少有源器件（晶体管）的数量，降低对精确电阻匹配的依赖性。这种技术通常应用在单芯片仪表放大器的设计之中，这种情况下，成本与芯片大小成反比关系。由于适用的精密IC运算放大器直到最近才大规模上市，有些较老式的模块化仪表放大器也采用了这种技术。较新型号的模块化仪表放大器同样可能使用这种技术，因为非线性度通常在高增益下较低，但低增益下可能会牺牲一定的线性度。

### 基于运算放大器的仪表放大器

配合部署差分增益模块与运算放大器最简单（最原始）的方法如图2所示。



$$V_{OUT} = V_{IN}^+ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) - V_{IN}^- \left( \frac{R_4}{R_3} \right)$$

图2. 差分输入电压增益模块（简单的减法器）

在本电路中，通过叠加可推出  $V_{OUT}$  的表达式。

$V_{IN}^+$  ( $V_{IN}^-$  接地) 的输出为：

$$V_{O1} = V_{IN}^+ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) \quad (1)$$

$V_{IN}^-$  ( $V_{IN}^+$  接地) 的输出为：

$$V_{O2} = -V_{IN}^- \left( \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (2)$$

叠加后：

$$\begin{aligned} V_O &= V_{O1} + V_{O2} \\ &= V_{IN}^+ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) - V_{IN}^- \left( \frac{R_4}{R_3} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

若  $R_2 = R_4$ ,  $R_1 = R_3$ , 则：

$$V_O = (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) \frac{R_4}{R_3} \quad (4)$$

这样，我们就创建了一种简单的差分电压放大器。然而，输入阻抗较低且不相等。另外，必须对全部4个电阻进行仔细地比率匹配，以维持良好的共模抑制性能。

$$V_{OUT\ CM} = V_{OUT} \text{ 若 } V_{IN}^+ = V_{IN}^-$$

$$= V_{IN} \left[ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) - \left( \frac{R_4}{R_3} \right) \right] \quad (5)$$

如果目标增益为 1，则全部电阻都将相等。若其中一个电阻存在 0.1% 的不匹配率，则：

$$R_1 = R_3 = R_4 = R$$

$$R_2 = 0.999R$$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R$$

$$R_2 = 0.999R$$

$$V_{O\ CM} = V_{IN} \left[ \left( \frac{0.999R}{1.999R} \right) \left( \frac{2R}{R} \right) - \left( \frac{R}{R} \right) \right] \quad (6)$$

$$= 0.0005V_{IN}$$

$$CMR = 66\text{dB}$$

$$= 0.0005V_{IN}$$

$$CMR = 66\text{dB}$$

（注意，如果源电阻不低、不平衡，则增益和共模抑制性能将进一步下降。）

\*对于涉及极高共模电压的应用，或者要求电流完全隔离的应用，应使用隔离放大器。ADI 公司生产全系列单通道及多通道隔离器。

鉴于价格合理的标准电阻提供的选择余地较少，我们很难提高表现一般的性能水平。再考虑到其存在的数种严重不足，真正的仪表放大器设计并不使用这种配置，这也不足为奇了。

图3所示双放大器设计方案可克服图2所示简单减法器的一些内在缺陷。

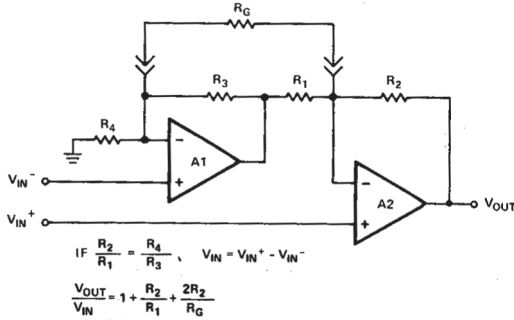


图3. “双放大器”仪表放大器

输入电阻高，因而允许信号源拥有不平衡的非零输出阻抗。另外，可以通过仅切换一个电阻来改变增益，如此，在完成初始调整后，共模抑制即可保持恒定。（共模抑制仍然取决于四个电阻的比率匹配情况。）这种设计的主要不足在于，共模电压输入范围为增益的函数，因而可能非常差。从图3中可以看出，A1被用于以 $(R_3 + R_4)/R_4$ 比例放大共模信号；这可能使A1发生饱和，结果消耗掉用于放大目标差分信号的“余量”。这种配置因简单而被少数模块和混合型号采用，但不是最佳选择。

基于运算放大器的仪表放大器的最流行配置如图4所示：

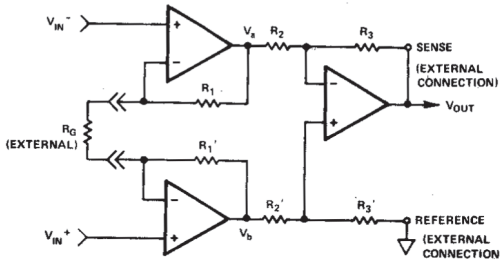


图4. “经典”3运放仪表放大器

该电路的传递函数可通过叠加算出。

若  $V_{IN}^+ = 0$

$$V_a = V_{IN}^- \left( \frac{R_1 + R_G}{R_G} \right) \quad (7)$$

$$V_b = V_{IN}^- \left( \frac{R_1'}{R_G} \right) \quad (8)$$

若  $V_{IN}^- = 0$

$$V_a = V_{IN}^+ \left( \frac{R_1}{R_G} \right) \quad (9)$$

$$V_b = V_{IN}^+ \left( \frac{R_1' + R_G}{R_G} \right) \quad (10)$$

$$\therefore V_a = V_{IN}^- \left( \frac{R_1 + R_G}{R_G} \right) - V_{IN}^+ \left( \frac{R_1}{R_G} \right) \quad (11)$$

$$\text{且 } V_b = V_{IN}^+ \left( \frac{R_1' + R_G}{R_G} \right) - V_{IN}^- \left( \frac{R_1'}{R_G} \right) \quad (12)$$

$$V_{OUT} = - \left( \frac{R_3}{R_2} \right) V_a + V_b \left( \frac{R_3'}{R_2 + R_3'} \right) \left( \frac{R_3 + R_2}{R_2} \right) \quad (13)$$

若  $R_3 = R_3'$ 、 $R_2 = R_2'$ ，且  $R_1 = R_1'$

$$V_{OUT} = (V_b - V_a) \left( \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (14)$$

代替  $V_b$  和  $V_a$  并化简，可得

$$V_{OUT} = (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) \left( \frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \left( \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (15)$$

在本配置中，增益精度和共模抑制仍取决于  $R_2$ 、 $R_2'$ 、 $R_3$  和  $R_3'$  四个电阻的比率匹配情况。但是，可以证明的是，共模抑制并不取决于  $R_1$  与  $R_1'$  的匹配。

$$V_{CM\ OUT} = (V_a - V_b) = V_{IN}^+ \left( \frac{R_1' + R_G}{R_G} \right) - V_{IN}^- \left( \frac{R_1'}{R_G} \right) - V_{IN}^- \left( \frac{R_1 + R_G}{R_G} \right) + V_{IN}^+ \left( \frac{R_1}{R_G} \right) \quad (16)$$

但  $V_{CM\ IN} = V_{IN}^+ = V_{IN}^-$

$$V_{CM\ OUT} = V_{CM\ IN} \left[ \frac{R_1' + R_G}{R_G} - \frac{R_1'}{R_G} - \frac{R_1 + R_G}{R_G} + \frac{R_1}{R_G} \right] \quad (17)$$

$$= V_{CM\ IN} \left[ \frac{R_1'}{R_G} - \frac{R_1'}{R_G} + 1 - \frac{R_1}{R_G} + \frac{R_1}{R_G} - 1 \right] \quad (18)$$

$$= V_{CM\ IN} [0]$$

$$= 0$$

因此，用户可在前端采集的增益不受限制（决定于  $R_G$ ），且不会增加共模误差信号，至少理论上是如此。可见，理论上来说，共模抑制比将随增益的增加而增加，这是个十分有用的属性。另外，共模信号的放大因子为1，不受增益影响，因为  $R_G$  中不会出现共模电压，即是说其中不会流过共模电流（运行正常的运算放大器的输入引脚之间不存在显著的电位差）。这就意味着，可以独立于增益处理大量共模信号。

最后，鉴于这种配置的对称性，输入放大器中的一阶共模误差源（若采样）常常被输出级减法器消除。这些特性是这种仪表放大器设计技术大受欢迎的原因所在。

这类仪表放大器可能使用 FET 或双极性输入运算放大器。FET 输入器件拥有极低的偏置电流，非常适合极高源阻抗的情况。然而，因非几何相关不匹配，FET 输入运算放大器的共模抑制性能不如双极性放大器。（换言之，FET 的匹配大体上是流程控制的函数；而双极性晶体管的匹配对流程的依赖性较低。）在大输入电压下，这种情况将表现为较低的线性度和共模抑制。另外，这类不匹配通常会导致较大的输入失调电压漂移。基于这类原因，ADI 公司出品的仪表放大器采用双极性输入级，即通过牺牲低偏置电流来换取高线性度和共模抑制性能及低输入失调电压漂移。随着技术的进步，FET 输入仪表放大器可能更具可行性。

### 专用设计仪表放大器

第二类仪表放大器设计的基础是将有源器件数减至最低，这是单芯片 IC 电路的一个特点。这种设计的基本示意图如图 5 所示。

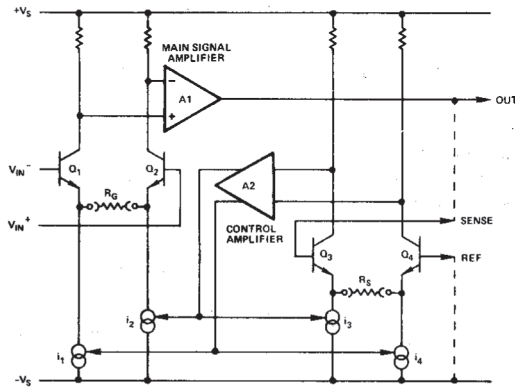


图 5 典型 IC 仪表放大器基本示意图

正向增益由  $Q_1$  和  $Q_2$  两个输入差分级（其电流增益（跨导）为  $1/R_G$ （安/伏））及主信号放大器  $A_1$ （检测输入级集电极电流中的差异）提供。当输出接回传感引脚时（其中，基准引脚接地）， $Q_3$  和  $Q_4$  两个差分级充当一个反馈误差检测放大器，其跨导为  $1/R_S$ （安/伏）。 $A_2$  检测集电极在该级中的电流失衡。当向输入引脚注入差分电压时， $Q_1$  和  $Q_2$  的集电极电流倾向于不平衡化，幅度为  $(V_{IN+} - V_{IN-})/R_G$ 。这种不平衡由  $A_1$  检测，在检测点与基准点之间变为一种误差电压。该电压将尝试使  $Q_3$  和  $Q_4$  中的集电极电流不平衡，幅度为  $(V_{SENSE} - V_{REF})/R_S$ 。这种不平衡则由  $A_2$  检测， $A_2$  再对  $I_3$  和  $I_4$  进行调整，使  $Q_3$  和  $Q_4$  ( $I_4 - I_3 = (V_S - V_R)/R_S$ ) 中的集电极电流都相等。 $A_2$  同时调整  $I_1$  和  $I_2$ ，以使  $I_1 - I_2 = I_4 - I_3$ 。下列情况下可获得平衡：

$$\frac{V_S - V_R}{(I_4 - I_3) R_S} = \frac{V_1 - V_2}{(I_1 - I_2) R_G} \quad (19)$$

$$\text{若 } \frac{V_S - V_R}{V_1 - V_2} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \text{Gain 增益} \quad (20)$$

$$\text{且 } I_4 - I_3 = I_1 - I_2$$

$$\text{增益} = \text{Gain} = \frac{R_{SCALE}}{R_{GAIN}} \quad (21)$$

从以上分析不难发现，对仔细匹配电阻的要求正逐渐被仔细匹配有源器件的要求所取代。在 IC 技术中，通过精密摄影技术以及周全的设计布线和控制良好的流程，即可实现上述效果。结果是高性能与低成本之间的良好平衡。

### 仪表放大器规格

要成功应用电子元件，必须全面了解其规格。即是说，如果用户不清楚每个规格的含义，则规格表上的数字是毫无意义的。在本节中，我们将探讨典型的仪表放大器规格参数表。我们将从测量方式以及给电路总体性能带来的误差这两个方面来讨论各项规格。某些情况下，给定的规格可能不会影响具体应用；但我们讨论的是更常见的情况。

规格表顶部的声明称，若无另行说明，当  $V_S = \pm 15V$ 、 $R_L = 2k\Omega$  且  $T_A = +25^\circ C$  时，所列规格值均为典型值。这就是告诉用户，这些值是器件在测试过程中的正常运行条件。若偏离这些条件，则可能降低（或提高）性能。当偏离“正常”条件的可能性较大时（如温度变化），其显著影响一般会在规格中指出。该陈述同时告诉我们，若无另行说明，所有数字均为典型值；“典型”表示，厂商的表征流程显示，该数字为平均数，但不同器件可能存在个体差异。

未详细讨论的规格项非常简单明了，要求对电子测量指标有一个基本的了解。这类规格并不是仪表放大器所独有的。

### 增益

这些规格与器件的传递函数相关。

$$\text{增益方程： } G = 1 + \frac{2(10^5)}{R_G} \quad (22)$$

若要为给定的增益选择  $R_G$ ，则解方程可得  $R_G$  的值

$$\text{(单位：欧姆)： } R_G = \frac{200,000}{G - 1} \quad (23)$$



例如：

- $G = 1$  :  $R_G = \infty$  (开路)
- $G = 10$  :  $R_G = 22,222\Omega$
- $G = 100$  :  $R_G = 2020.2\Omega$
- $G = 1000$  :  $R_G = 200.20\Omega$

当然，为了取得等于1的精确增益，用户必须提供一个非常干净的电路板，因为  $200M\Omega$  的漏电阻会导致 0.1% 的增益误差。

### 增益范围

额定增益范围为 1 至 1000，该器件可能（事实上能够）在较高增益下运行，但厂商不会作出具体的性能水平承诺。实际上，鉴于噪声和漂移，较高的增益可能降低该器件的实用性。

### 方程误差

该参数的值表示偏离增益方程的最大偏差。用户可以调整增益（单位以上），也可对设计中的其他地方进行补偿。如果数据最后实现数字化并馈入“智能系统”（如微处理器），则可通过测量基准电压并乘以一个常数，来对增益误差进行更正。

### 非线性度

根据定义，非线性度指相对于输出与输入关系坐标图中一条直线的偏差。图6a所示为一种器件的传递函数，其非线性度经放大处理。

$$N. L. = \left[ \frac{\text{实际输出} - \text{求得输出}}{\text{额定满量程输出范围}} \right]$$

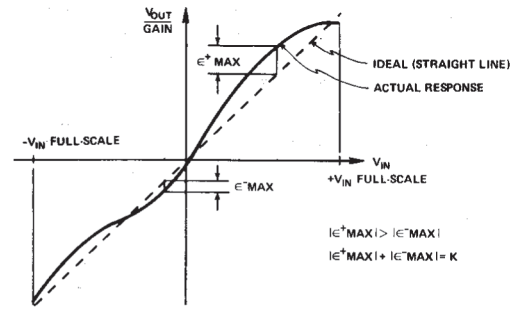
使情况变得更加复杂的是，这种偏差可以基于任意或特定直线来确定。相对于精密测量器件性能来确定该理想直线的常用方法有两种。

非线性度“最佳直线”标定法需要测量峰值正负偏差，并对器件传递函数的斜率进行调整（通过调节增益和失调），以使这些最大正负误差相等。该方法虽然可以得到最佳规格，却难以实施，因为需要用户对整个输出信号范围进行测量，以确定这些最大正负偏差。最佳直线校准的结果如图6b中的传递函数所示。

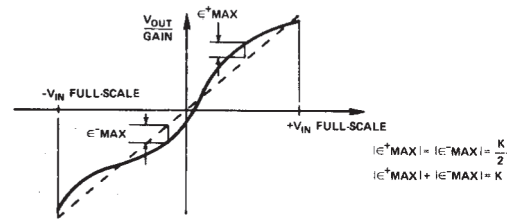
非线性度“端点”标定法要求用户在输出范围极端执行失调和/或增益校准。这种方法虽然便于实施，但可能导致非线性度误差，最高可达最佳直线法的两倍。当传递函数仅向某个方向形成“弓形”时，情况最为糟糕。图6c所示为端点校准的结果。

多数线性器件（如仪表放大器）均采用最佳直线性度。在评估应用的误差预算时，用户必须考虑到这一点。

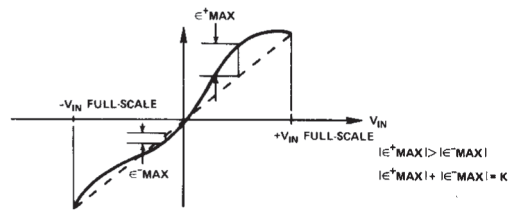
无论采用哪种非线性度标定法，非线性误差都是不可避免的。就是说，此类误差既非固定不变，也不与输入或输出电压成比例，而且不能通过调整予以降低。



a.) 非线性度放大的传递函数



b.) 传递函数 a.) 以最佳直线法校准后



传递函数 a.) 以端点法校准后

图 6. 非线性传递函数

### 增益与温度

这些数字同时给出以温度为函数、相对于增益方程最大和典型偏差。智能系统可通过“自动增益”周期进行校正（先测量一个基准电压，然后进行再归一化处理）。

### 建立时间

根据定义，建立时间指输出电压达到并稳定在其最终值的某一容限范围内所需的时间。通过基于快速满量程输入步进测定，包含输出压摆时间。由于导致总建立时间的因素有多种，快速建立至 0.1% 不一定表示与快速建立至 0.01% 成比例。另外，建立时间不一定是增益的函数。其他贡献因素包括压摆率限制、欠阻尼（响铃振荡）、温度梯度（“长尾”）等。

## 失调电压

失调电压参数通常被当作仪表放大器的品质因数之一。虽然可以将初始失调调为零，但失调电压漂移可能会导致误差。智能系统通常可以通过自动归零周期来校正这一因素，但许多小信号高增益应用并不具备这种功能。

失调电压和失调漂移各包括两个组分：即输入输出失调和失调漂移。失调中的输入失调组分与增益直接成比例，即当  $G = 100$  时，输出端测得的输入失调比  $G = 1$  时大 100 倍。输出失调独立于增益。在低增益情况下，输出失调漂移占据主导地位，在高增益下，输入失调漂移较为显著。因此，输出失调电压漂移通常在  $G = 1$  时测得（此时，输入效应并不显著），输入失调电压漂移则是在高增益下测得的漂移规格（此时，输出失调效应可忽略不计）。所有输入相关值均折合到输入端（RTI），即是说，输出端的效应要大“G”倍。失调电压与电源同样在一种或多种增益设置下测定规格，同样折合到输入端。

## 输入偏置电流

输入偏置电流是指使直流放大器的输入晶体管偏置所必需的电流。FET 输入器件的偏置电流较低，但其电流会随温度而大幅升高，大约每  $11^{\circ}\text{C}$  升高一倍。由于偏置电流可认为是导致失调电压的原因之一（乘以源电阻时），因此，偏置电流的变化比偏置电流大小更值得关注。输入失调电流为两个输入偏置电流之间的差值。

尽管仪表放大器采用差分输入，也必须为偏置电流设置一个返回路径。否则，此类电流会在杂散电容形成电荷，使输出不受控制地漂移或发生饱和。因此，在放大变压器、热电偶及交流耦合源等“浮动”输入源时，从各输入端至地必须有直流路径。

## 共模抑制

共模抑制是在两个输入端均变化相同量时，衡量输出电压变化的一项指标。这些技术规格通常针对满量程输入电压变化和特定非均衡信号源。“共模抑制比”（CMRR）是比例表达式，而“共模抑制”（CMR）则是该比例表达式的对数。例如，当 CMRR 为 10,000 时，相应的 CMR 为 80dB。

在多数仪表放大器中，CMRR 随增益而增加。其原因在于，多数设计采用不放大共模信号的前端配置。由于 CMRR 规格标准折合到输出端（RTO），因此，在完全不存在共模输出信号的情况下，差分信号增益将使 CMRR 以 1 比 1 的比例随增益而增加。这就是说，共模输出误差信号不会随增益而增加，并不是表示该信号会随增益而降低！然而，在较高增益下，放大器带宽会降低。由于通过差分输入级的相移差会表现为共模误差，因此，在高增益下，CMRR 对频率的依赖性更大。

## 误差预算分析

为了展示如何应用仪表放大器规格，我们现在将考察一个典型用例。在该用例中，需要用 AD522 来放大非均衡传感器的输出。

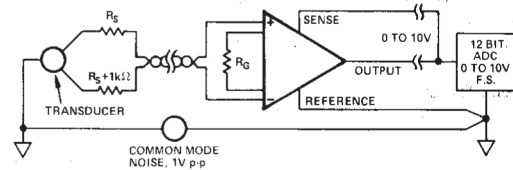


图 7. 仪表放大器的典型应用

图 7 所示为一个差分传感器，失衡幅度为  $1\text{k}\Omega$ ，向一个远程仪表放大器提供 0 至 1 伏的信号。该仪表放大器的输出馈入一个输入电压范围为 0-10 伏的 12 位模数转换器。接地回路上存在 1 伏的峰峰值 0 至 10Hz 噪声，表现为仪表放大器输入端的共模信号。工作温度范围为  $-25^{\circ}\text{C}$  至  $+85^{\circ}\text{C}$ ，校准在  $+25^{\circ}\text{C}$  下执行。

输入信号必须以 10 的倍数放大，以便充分利用模数转换器的全分辨率。当  $G = 10$  时，求解增益方程，求得  $R_G$  值为  $22.22\text{k}\Omega$ 。

表 2 列出了所有适用误差源及其对精度的相应影响。初始误差指可通过初始校准降至可忽略水平的误差。

可约误差包括初始误差以及正常运行过程中产生的其他误差（此类误差可通过自适应或“智能”系统加以校正）。例如，增益或失调变化可在自动归零/自动增益周期中通过测量两个已知电压（比如，精密基准电压和接地电压）来测量。这是计算机或处理器控制设备中的习惯做法。

不可约误差指无法在初始校准中或使用过程中进行校正的误差。可以认为，精密基准电压阵列可为软件线性校正提供支持，但在多数应用中，这种方法既不现实，又难以实施。“出厂”总误差约为 5540ppm 或 0.55%。执行初始校准后，该值下降 2210ppm，为 3330ppm = 0.33%。请注意，3000ppm 为增益漂移。

在诸多应用中，差分线性度和分辨率至关重要。当变量的绝对值不如值变化重要时，尤其如此。此类应用中，重要的只有不可约误差（ $57.8\text{ppm} = 0.006\%$ ）。另外，如果系统采用智能处理器来监控 A 到 D 输出，若添加一个自动增益/自动归零周期会消除所有可约误差，甚至可能消除初始校准的必要。这种方法同时还可使误差降为 0.006%。

在上例中，系统完全可以利用 13 位模数转换器的差分线性度和分辨率。动态范围超过 84dB（14 位）。绝对精度取决于校准和系统交互功能，可能如分辨率一样好（0.006%），也可能如初始精度一样差（0.55%）。

## 仪表放大器的应用

### 一般考虑因素

每当使用仪表放大器之类的精密高增益器件时，必须采用一定的预防措施。显然，明智的做法是尽量采用整洁的布局、短的线缆走线和深思熟虑的接地方案。图8所示为一种经仔细思考的仪表放大器互连模式。

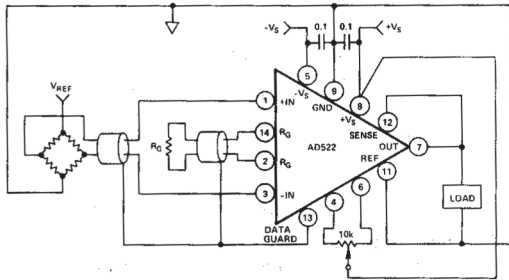


图8. AD522互连

设计得当的仪表放大器对电源变动的敏感度较低；例如，当 $G = 1000$ 时，电源变化1%时，AD522的RTI失调变化仅为 $0.2\mu\text{V}$ 。然而，随着频率的增加，该抑制因子会变差，因为内部电容会允许更多电源噪声进入信号路径之中。这种效应可通过在尽量接近仪表放大器之处用 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷圆盘电容绕开电源来降低。虽然较大的钽电容可有效抑制低频变化，但质量可靠的仪表放大器能够抑制多数此类较慢的变化。

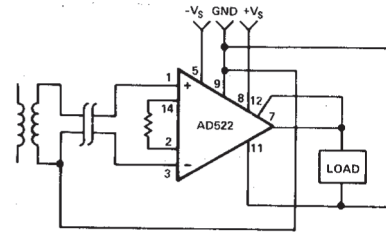
失调整电位计通常会影响到高增益差分输入级的平衡。缩短到该电位计的走线距离可以减少敏感区域的噪声注入。

增益确定电阻 $R_G$ 一般设于远程地点，以便进行增益切换。虽然设计良好的仪表放大器对此具有一定的容忍度，但杂散电容和线缆电感可能扰乱器件的频率补偿。某些情况下，有必要在仪表放大器 $R_G$ 引脚处安装一个串行RC，以便增加补偿零，用于校正由杂散电感和电容导致的LC共振。该引脚补偿可以提高稳定性，但其代价是，会在频率响应曲线的高端处形成峰值。不幸的是，该补偿（若需要）取决于具体应用，并且多通过实验来确定。

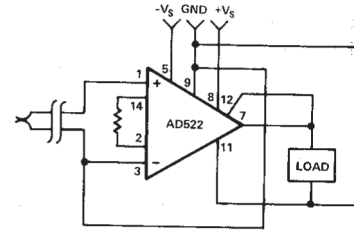
多数仪表放大器都自带“传感”和“基准”输出。尽管这些功能具有多种非常有趣的用途（稍后讨论），但最基本的应用是远程负载检测。实际上，该功能将IR降置于仪表放大器的“环路之内”，在驱动远程负载和/或高负载时，或者当负载接地未牢固地“锚”至电源回路时，该功能是最有用的。

接地这个主题本身就可以写一篇应用笔记（请参阅A. P. Brokaw撰写的“IC放大器用户指南：去耦、接地及其他一些要点”一文）。在仪表放大器的情况下，主要需要记住，所有信号及电源回路最后必须有一个直接或间接的公共点。在直接耦合仪表放大器输入情况下，必须为输入放大器偏置电流提供信号接地回路。

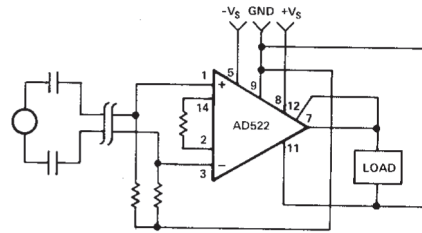
图8所示为一种直连模式。若采用“浮动”源或交流耦合，必须提供与图9类似的间接回路。



a). 耦合变压器



b). 热电偶



c). 交流耦合

图9. “浮动”传感器间接接地回路

来自远程传感器的信号多通过屏蔽电缆传送到仪表放大器。尽管这种方法可以有效地减少噪声影响，但这种布线模式中的分布式RC可能在这些线路中导致差分相移。当存在交流共模信号时，此类相移会降低共模抑制性能。位于屏蔽电缆末端的远程 $R_G$ 会产生相同效应。如果屏蔽可用共模信号驱动，则电缆电容可“自举”，从而使电容在共模信号下实际为零。AD522的数据保护输出提供了输入信号的共模组分，可用于驱动同轴输入电缆的屏蔽并提高交流共模抑制。图8所示为该连接，不用时，数据保护应断开连接。

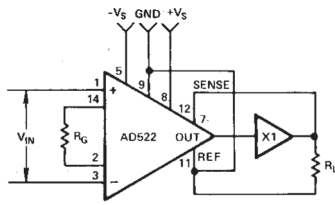


图 10. 电流升压输出

### 升压输出

在上节中，我们讨论了在远程负载检测中利用传感引脚的情况。这种引脚的另一用途如图 10 所示。

典型情况下，IC 仪表放大器在满量程  $\pm 10$  伏范围内的额定输出摆幅为  $2k\Omega$ 。然而，在某些应用中，需要将更多电流驱动至更高的负载。图 10 展示了将高电流升压器连接到仪表放大器的“环路之内”，以便提供所需电流升压而不显著降低整体性能。缓冲非线性度、失调和增益误差则通过仪表放大器输出放大器的环路增益降低。缓冲的失调漂移以类似方式降低。

### 失调负载

基准引脚可用来偏移输出，最高可偏移  $\pm 10V$ 。当负载为“浮动”性质或不与系统其他部分共用接地时，该引脚即可派上用场。同时提供了一种精确失调电压的直接注入途径。

使用基准引脚时有两点需要注意。当仪表放大器为图 4 中的三放大器配置（如 AD522）时，必须向基准引脚提供接近零的阻抗。可以证明，基准引脚到接地引脚的任何显著电阻都会增加同相信号路径的增益，从而导致仪表放大器的共模抑制性能下降。可利用运算放大器来提供该低阻抗基准点，如图 11 所示。该放大器的输入失调电压特性将直接影响仪表放大器的失调电压性能。

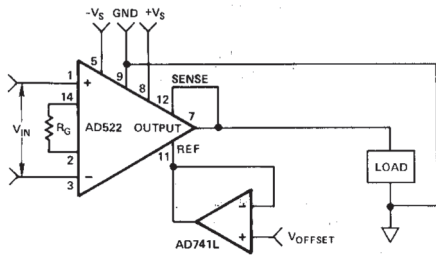


图 11. 利用基准引脚来提供输出失调

另外一注意事项更加显而易见。仪表放大器的输出电压范围是非常明确的，如果大部分被基准引脚处的失调所用，则留给信号的范围将十分有限。换句话说，失调与信号之和不能超过仪表放大器的额定输出电压范围。

### CMR调整

可以利用基准端的电阻效应。图 12 所示电路可以短期提高 CMR 的性能。

当同时向两个输入应用低频 20 伏峰值输入信号时，应针对输出零点校准引脚对电位计进行调整。多种情况下，这种调整对性能的长期改善无能为力，因为器件的共模抑制性能取决于内部组件的长期稳定性（无论外部发生何种情况，都会产生漂移）。

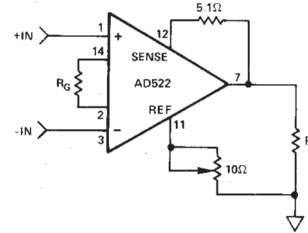
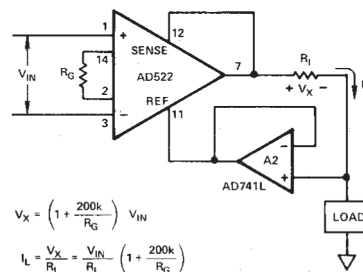


图 12. 共模抑制调整

### 受控电流

利用传感和基准引脚，可以将仪表放大器转换成电压电流转换器，如图 13 所示。



$$V_x = \left(1 + \frac{200k}{R_G}\right) V_{IN}$$

$$I_L = \frac{V_x}{R_L} = \frac{V_{IN}}{R_L} \left(1 + \frac{200k}{R_G}\right)$$

图 13. 电压-电流转换器

通过在电流设置电阻的“低”端建立一个基准点，可以将输出电流定义为输入电压、增益和电阻值的函数。由于缓冲放大器  $A_2$  的输入引脚处只需要小电流，因此，强制电流  $I_L$  将大部分流过负载。 $A_2$  的失调和漂移规格必须添加到仪表放大器的输出失调和漂移规格中。

### 结论

经过前面的讨论，大家对仪表放大器的作用应该有了清楚的认识。现在，文章开头关于仪表放大器并非特殊运算放大器的论点应该是显而易见之事。尽管其多样功能也是有限的，但其应用却仅仅局限于潜在用户的想像力。作为一种精密线性器件，仪表放大器的品质主要通过规格体现，因此，全面了解规格是成功利用这种器件的必要条件。作为精密测量应用元件的长期供应商，ADI 公司提供广泛的仪表放大器解决方案，涵盖模块化、混合型 and 单芯片 IC 等多种形式，每种形式的产品都是特定应用的理想选择。希望本文有助于厘清其中涉及的问题，有助于为特定应用选择合适的器件。