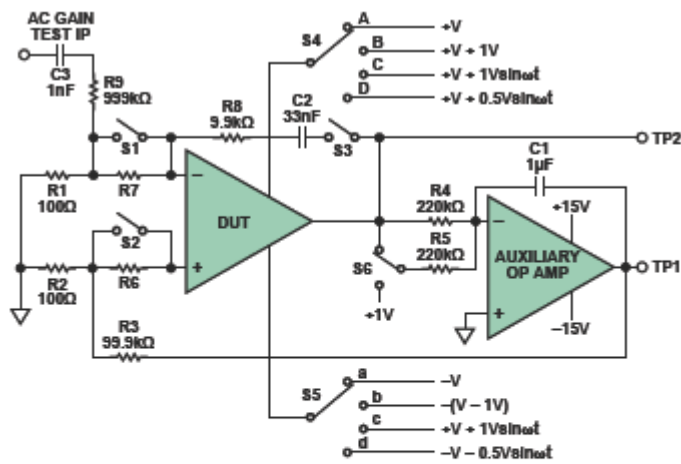


# 运算放大器的简易测量

作者: James M Bryant

运算放大器是差分输入、单端输出的极高增益放大器, 常用于高精度模拟电路, 因此必须精确测量其性能。但在开环测量中, 其开环增益可能高达  $10^7$  或更高, 而拾取、杂散电流或塞贝克(热电偶)效应可能会在放大器输入端产生非常小的电压, 这样误差将难以避免。

通过使用伺服环路, 可以大大简化测量过程, 强制放大器输入失调, 使得待测放大器能够测量自身的误差。图 1 显示了一个运用该原理的多功能电路, 它利用一个辅助运放作为积分器, 来建立一个具有极高直流开环增益的稳定环路。开关为执行下面所述的各种测试提供了便利。



SWITCH POSITIONS

FIGURE	S1	S2	S3	S4	S5	S6
2	1	1	0	A	a	0
3	0/1	0/1	0	A	a	0
4	1	1	0	A	a	0/1
5	1	1	0	A	a	0
6	1	1	0	A/B	a/b	0
7	1	1	0	A/B	a/b	0
8	1	1	1	C	c	0
9	1	1	1	D	d	0

图 1. 基本运算放大器测量电路

图 1 所示电路能够将大部分测量误差降至最低, 支持精确测量大量直流和少量交流参数。附加的“辅助”运算放大器无需具有比待测运算放大器更好的性能, 其直流开环增益最好能达到  $10^6$  或更高。如果待测器件(DUT)的失调电压可能超过几 mV, 则辅助运放应采用  $\pm 15$  V 电源供电(如果 DUT 的输入失调电压可能超过 10 mV, 则需要减小 99.9 kΩ 电阻 R3 的阻值。)

DUT 的电源电压 +V 和 -V 幅度相等、极性相反。总电源电压理所当然为  $2 \times V$ 。该电路使用对称电源, 即使“单电源”运放也是如此, 因为系统的地以电源的中间电压为参考。

作为积分器的辅助放大器在直流时配置为开环(最高增益), 但其输入电阻和反馈电容将其带宽限制为几 Hz。这意味着, DUT 输出端的直流电压被辅助放大器以最高增益放大, 并通

过一个 1000:1 衰减器施加于 DUT 的同相输入端。负反馈将 DUT 输出驱动至地电位。(事实上, 实际电压是辅助放大器的失调电压, 更精确地说是该失调电压加上辅助放大器的偏置电流在 100 kΩ 电阻上引起的压降, 但它非常接近地电位, 因此无关紧要, 特别是考虑到测量期间此点的电压变化不大可能超过几 mV)。

测试点 TP1 上的电压是施加于 DUT 输入端的校正电压(与误差在幅度上相等)的 1000 倍, 约为数十 mV 或更大, 因此可以相当轻松地进行测量。

理想运算放大器的失调电压( $V_{os}$ )为 0, 即当两个输入端连在一起并保持中间电源电压时, 输出电压同样为中间电源电压。现实中的运算放大器则具有几微伏到几毫伏不等的失调电压, 因此必须将此范围内的电压施加于输入端, 使输出处于中间电位。

图 2 给出了最基本测试——失调电压测量的配置。当 TP1 上的电压为 DUT 失调电压的 1000 倍时, DUT 输出电压处于地电位。

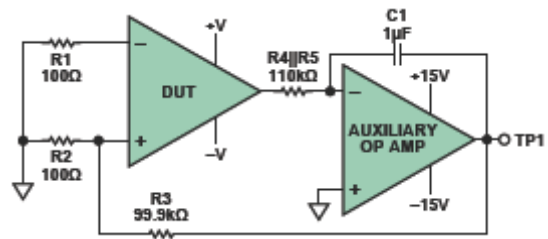


图 2. 失调电压测量

理想运算放大器具有无限大的输入阻抗, 无电流流入其输入端。但在现实中, 会有少量“偏置”电流流入反相和同相输入端(分别为  $I_{b-}$  和  $I_{b+}$ ), 它们会在高阻抗电路中引起显著的失调电压。根据运算放大器类型的不同, 这种偏置电流可能为几 fA ( $1 \text{ fA} = 10^{-15} \text{ A}$ , 每隔几微秒流过一个电子)至几 nA; 在某些超快速运算放大器中, 甚至达到  $1 - 2 \mu\text{A}$ 。图 3 显示如何测量这些电流。

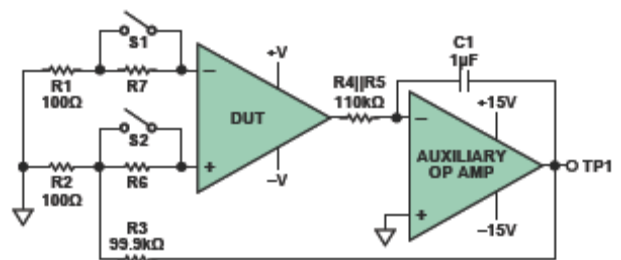


图 3. 失调和偏置电流测量

该电路与图 2 的失调电压电路基本相同, 只是 DUT 输入端增加了两个串联电阻 R6 和 R7。这些电阻可以通过开关 S1 和 S2 短路。当两个开关均闭合时, 该电路与图 2 完全相同。当 S1 断开时, 反相输入端的偏置电流流入  $R_s$ , 电压差增加到失调

电压上。通过测量TP1 的电压变化(=1000  $I_{b-} \times R_s$ )，可以计算出  $I_{b-}$ 。同样，当S1 闭合且S2 断开时，可以测量  $I_{b+}$ 。如果先在S1 和S2 均闭合时测量TP1 的电压，然后在S1 和S2 均断开时再次测量TP1 的电压，则通过该电压的变化可以测算出“输入失调电流”  $I_{os}$ ，即  $I_{b+}$  与  $I_{b-}$  之差。R6 和R7 的阻值取决于要测量的电流大小。

如果  $I_b$  的值在 5 pA 左右，则会用到大电阻，使用该电路将非常困难，可能需要使用其它技术，牵涉到  $I_b$  给低泄漏电容（用于代替  $R_s$ ）充电的速率。

当S1 和S2 闭合时， $I_{os}$  仍会流入 100  $\Omega$  电阻，导致  $V_{os}$  误差，但在计算时通常可以忽略它，除非  $I_{os}$  足够大，产生的误差大于实测  $V_{os}$  的 1%。

运算放大器的开环直流增益可能非常高， $10^7$  以上的增益也并非罕见，但 250,000 到 2,000,000 的增益更为常见。直流增益的测量方法是通过S6 切换DUT 输出端与 1 V 基准电压之间的R5，迫使DUT 的输出改变一定的量（图 4 中为 1 V，但如果器件采用足够大的电源供电，可以规定为 10 V）。如果R5 处于+1 V，若要使辅助放大器的输入保持在 0 附近不变，DUT 输出必须变为-1 V。

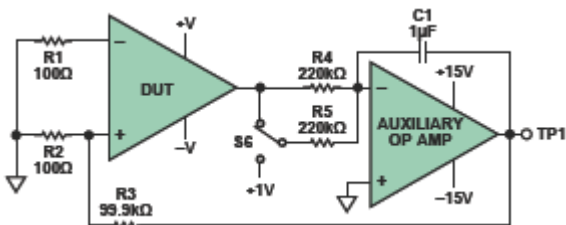


图 4. 直流增益测量

TP1 的电压变化衰减 1000:1 后输入 DUT，导致输出改变 1 V，由此很容易计算增益(= 1000  $\times$  1V/TP1)。

为了测量开环交流增益，需要在 DUT 输入端注入一个所需频率的小交流信号，并测量相应的输出信号（图 5 中的 TP2）。完成后，辅助放大器继续使 DUT 输出端的平均直流电平保持稳定。

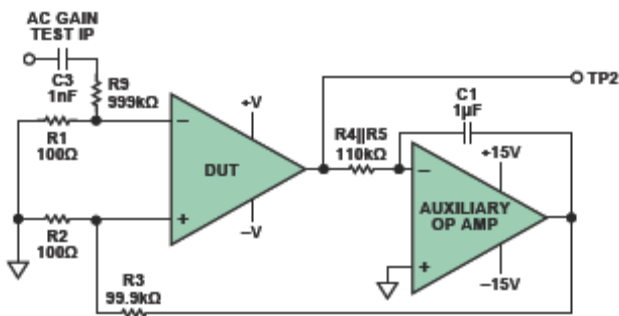


图 5. 交流增益测量

图 5 中，交流信号通过 10,000:1 的衰减器施加于 DUT 输入端。对于开环增益可能接近直流值的低频测量，必须使用如此大的

衰减值。（例如，在增益为 1,000,000 的频率时，1 V rms 信号会将 100  $\mu$ V 施加于放大器输入端，放大器则试图提供 100 V rms 输出，导致放大器饱和。）因此，交流测量的频率一般是几百 Hz 到开环增益降至 1 时的频率；在需要低频增益数据时，应非常小心地利用较低的输入幅度进行测量。所示的简单衰减器只能在 100 kHz 以下的频率工作，即使小心处理了杂散电容也不能超过该频率。如果涉及到更高的频率，则需要使用更复杂的电路。

运算放大器的共模抑制比(CMRR)指共模电压变化导致的失调电压视在变化与所施加的共模电压变化之比。在 DC 时，它一般在 80 dB 至 120 dB 之间，但在高频时会降低。

测试电路非常适合测量 CMRR（图 6）。它不是将共模电压施加于 DUT 输入端，以免低电平效应破坏测量，而是改变电源电压（相对于输入的  $\bar{v}$  方向，即共模方向），电路其余部分则保持不变。

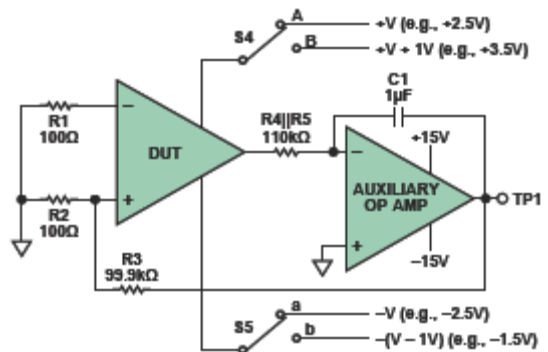


图 6. 直流 CMRR 测量

在图 6 所示电路中，在 TP1 测量失调电压，电源电压为  $\pm V$ （本例中为 +2.5 V 和 -2.5 V），并且两个电源电压再次上移 +1 V（至 +3.5 V 和 -1.5 V）。失调电压的变化对应于 1 V 的共模电压变化，因此直流 CMRR 为失调电压与 1 V 之比。

CMRR 衡量失调电压相对于共模电压的变化，总电源电压则保持不变。电源抑制比(PSRR)则相反，它是指失调电压的变化与总电源电压的变化之比，共模电压保持中间电源电压不变（图 7）。

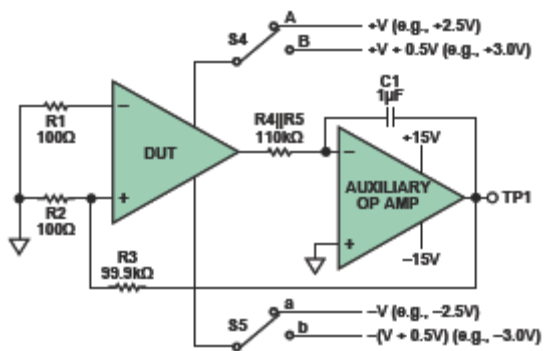


图 7. 直流 PSRR 测量

所用的电路完全相同，不同之处在于总电源电压发生改变，而共模电平保持不变。本例中，电源电压从+2.5 V 和-2.5 V 切换到+3 V 和-3 V，总电源电压从 5 V 变到 6 V。共模电压仍然保持中间电源电压。计算方法也相同( $1000 \times TP1/1 \text{ V}$ )。

为了测量交流 CMRR 和 PSRR，需要用电压来调制电源电压，如图 8 和图 9 所示。DUT 继续在直流开环下工作，但确切的增益由交流负反馈决定（图中为 100 倍）。

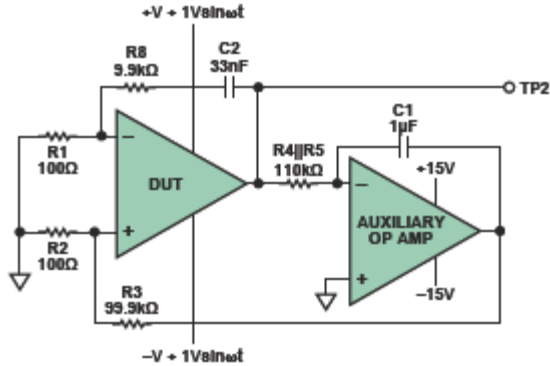


图 8. 交流 CMRR 测量

为了测量交流 CMRR，利用幅度为 1 V 峰值的交流电压调制 DUT 的正负电源。两个电源的调制同相，因此实际的电源电压为稳定的直流电压，但共模电压是 2V 峰峰值的正弦波，导致 DUT 输出包括一个在 TP2 测量的交流电压。

如果 TP2 的交流电压具有  $x \text{ V}$  峰值的幅度 ( $2x \text{ V}$  峰峰值)，则折合到 DUT 输入端(即放大 100 倍交流增益之前)的 CMRR 为  $x/100 \text{ V}$ ，并且 CMRR 为该值与 1 V 峰值的比值。

交流 PSRR 的测量方法是将交流电压施加于相位相差  $180^\circ$  的正负电源，从而调制电源电压的幅度（本例中同样是 1 V 峰值、

2 V 峰峰值），而共模电压仍然保持稳定的直流电压。计算方法与上一参数的计算方法非常相似。

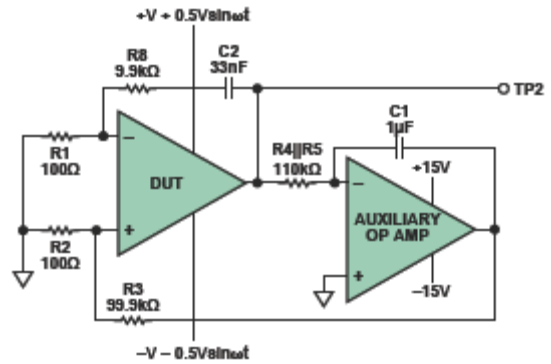


图 9. 交流 PSRR 测量

## 总结

当然，运算放大器还有许多其它参数可能需要测量，而且还有多种其它方法可以测量上述参数，但正如本文所示，最基本的直流和交流参数可以利用易于构建、易于理解、毫无问题的简单基本电路进行可靠测量。

## 作者简介

James Bryant [[james@jbryant.eu](mailto:james@jbryant.eu)]从 1982 年起担任ADI欧洲地区的应用经理，拥有利兹大学物理与哲学学位。他还是注册工程师(C.Eng.)、欧洲注册工程师(Eur.Eng.)、电机工程师协会会员(MIIE)以及对外广播新闻处(FBIS)会员。除了热情钻研工程学外，他还是一名无线电爱好者，他的呼叫代号是 G4CLF。

