

用户指南：运算放大器规格参数的应用和测量

作者：Ray Stata

鉴于运算放大器的规格参数并无既定的标准，本文将讨论ADI公司用来定义运算放大器特性的术语，同时探讨在将已发布数据应用于实际电路时需要注意的限制事项。我们将尽量给出用来测量这些参数的测试电路。尽管这些测试电路适用于多种运算放大器，但是，像FET、斩波稳定或超快响应放大器之类的特殊放大器可能要求更改建议电路值，或者在某些情况下，可能要求采用不同的测试方法来测量其规格参数。一条通行法则是，进行这类测量时所用电源应具有约0.1%的线路和负载调节，而纹波则不得超过数毫伏。

图1给出了一种运算放大器的简化等效电路，其中展示了本文讨论到的多种误差来源。规格参数应以本图为参考，才能预测其在闭环电路中的作用。对于单端放大器，可假定正极或同相输入端接地。

开环增益

根据定义，开环增益A指输出电压与输入端间误差电压 e_e 之比(如图1所示)。一般地，仅DC (A_0)处标明增益，但在许多应用中(比如AC放大器)，增益随频率的变化也十分重要。基于此，我们给出了每个放大器的典型开环增益响应。多数放大器的开环增益响应可通过图2求出其近似值。

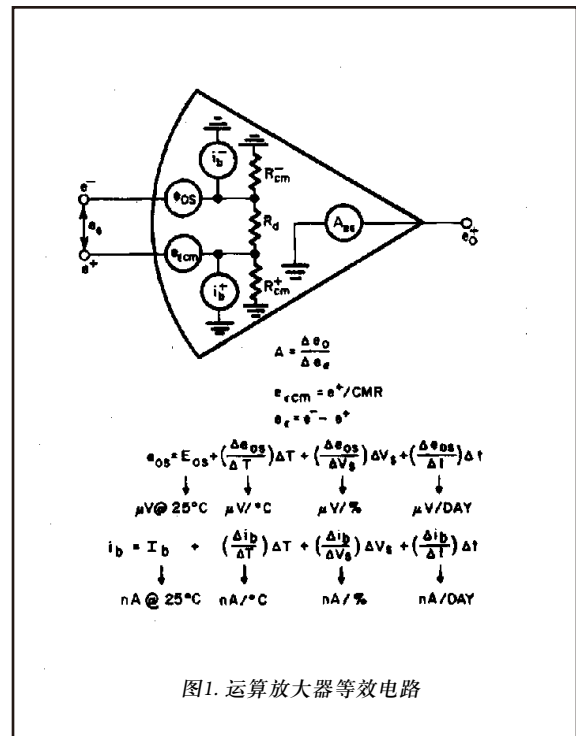
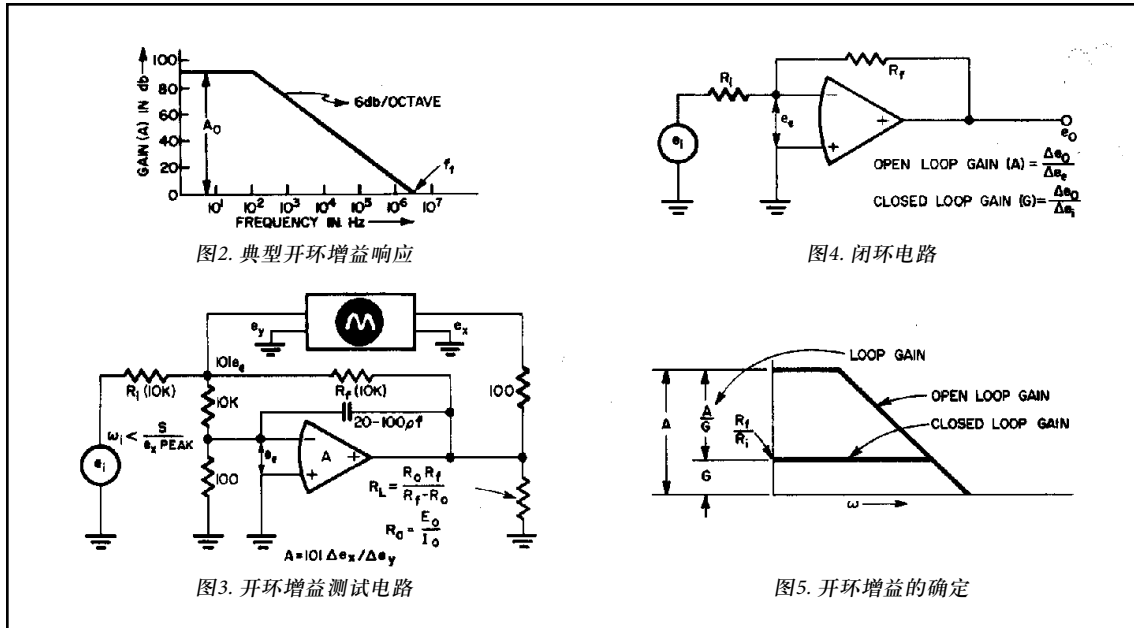


图1. 运算放大器等效电路



开环增益随负载阻抗(R_L)、环境温度和电源电压而变化。一般地,在额定负载与无负载条件下,开环增益的变化幅度不会超过10倍。多数运算放大器具有正增益温度系数,约为0.5至1%/°C,增益随电源而变化的幅度约为2%/°。ADI公司测定的所有开环增益均基于额定负载、25°C和额定电压。

图3所示为用于测量一定频率范围内的开环增益的实用电路。负输入端的分压器使误差电压的灵敏度增加100倍,因而可测量最高100万的增益。低频下,开环增益恒定不变:DC增益可通过低频信号(约5Hz)测量。低增益放大器(20,000以下)不一定需要分压器,不建议用于测量开环增益较低的高频增益。

即使在最好的情况下,噪声影响也是高增益测量的问题之一,必须十分小心,以有效地屏蔽测试电路。高频下,必须降低输出电压的幅度,以避免超过放大器的压摆率。因此,应调整输出电压,以使 $e_x(\text{峰值}) < \text{压摆率}/\omega$,其中, ω 为测试频率。

开环增益的意义

运算放大器很少使用开环,而是在放大器周围通过负反馈来提高电路精度。这就引入了另一个术语,即闭环增益(G),表示带反馈电路的增益。图4中的简单反相放大器说明了这一点。

线性度、增益稳定性、输出阻抗和增益精度都可通过反馈量来改善。图5形象地展示了开环增益与闭环增益之间的关系。

开环增益超出闭环增益部分被称为环路增益。(dB减法等效于算术除法。)反馈对开环性能的提升与环路增益直接成比例。一般地,对于中精度,在目标频率下,开环增益应比闭环增益大100倍(即环路增益=100)。对于较高精度,环路增益应大1000倍或以上。举例来说,我们前面提到多数运算放大器的开环增益稳定性约为1%/°C。若环路增益为100,闭环增益稳定性应大于100倍,相当于0.01%/°C。类似地,闭环输出阻抗应比环路增益为100的开环输出阻抗小100倍。

额定输出电压和电流

额定输出电压 E_o 指在额定输出电流下,在出现削波现象或过大非线性度之前的最大峰值输出电压。这项指标在额定电源电压下测得;其他电源电压下,输出将在电源电压约4V范围内摆动。另外,输出电压摆幅将在较低负载电流下略微加大。额定输出电流 I_o 指在额定输出电压下的最小保证电流值。可使用低于 E_o/I_o 的负载阻抗,但 E_o 会随之降低,失真可能增加,开环增益则会减少。在高频下驱动大电容负载会导致低负载阻抗,并可能超过额定输出电流。诸如图3或图6之类的简便电路都可用来测量 E_o 和 I_o 。

单位增益小信号响应

单位增益小信号响应 f_t 指开环增益变成单位或零dB时的频率(见图2)。其中,“小信号”表示,在一般情况下,在高频下无法取得大的输出电压摆幅,因为压摆率限制会导致失真。因此,在高频下测量 f_t 和使用放大器时,必须对输出电压摆幅加以限定,避开压摆率限制。这就意味着,在单位增益频率 f_p 下,正弦信号的峰值输出电压必须低于 $S/2\pi f_t$,其中 S 表示压摆率。

对于各输入端具有对称响应的放大器, f_t 既可通过图6所示反相电路进行测量,也可利用图7所示同相电路加以测量。诸如斩波稳定放大器或宽带放大器之类采用前馈设计的器件而言,仅在负输入端具有较快响应,这就限制了反相电路的测试和使用。请注意,图6中,受反馈网络加载的影响,闭环单位增益响应约为开环单位增益响应的一半。除此以外,较大反馈电阻值,如果搭载杂散电容,可能导致闭环响应降低,因而, R_f 的值就应尽可能小,其限度由输出电流能力 I_o 设定。

有时, f_t 被称为单位增益带宽积,即可基于该数值预测其他频率下的开环增益。然而,只有带6dB/倍频滚降的放大器,增益带宽积才是常数。对于快速滚降放大器,增益带宽积随增益而增加,为此,我们发布了开环响应曲线,以形象地展现各频率下的典型增益。

全功率响应

运算放大器的大信号和小信号响应特性因动态非线性度或瞬间饱和而存在巨大差异。放大器对大信号的响应速度慢于小信号带宽特性的预测速度。造成大信号响应限制的最主要因素是输出级中的压摆率限制。驱动电路的动态范围限制了电路和晶体管电容的充电和放电速度。由于输入级过载或共模电压压摆率限制,瞬间饱和也可能出现在放大器的输入级中,但与输出级饱和相比,这并不是个问题。

全功率响应 f_p 指在单位闭环增益下测得的最大频率,并可获得额定负载下且压摆率限制不会导致失真时,正弦信号的额定输出电压 $\pm E_o$ 。请注意,本参数与增益随频率而下降时的“响应”并无关系。相反,该参数仅指输出信号中由压摆率限制导致的失真。对于正弦信号,电压变化的最大斜率或速率发生在零交越时,并与峰值幅度和频率呈比例关系。

可见,压摆率 S 和全功率响应 f_p 的关系大致可通过等式1表示:

$$\left. \frac{de_o}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f_p E_o = S \quad (\text{等式1})$$

当电压摆幅降至额定输出 E_o 以下时,工作频率可能会按比例升高,而不超过压摆率 S 。在限定范围内,工作频率接近单位增益带宽 f_t ,相应电压信号则决定“小信号”单位增益响应的最大峰值幅度。图6或图7所示电路可用于测量全功率响应,具体取决于测量的是反相还是同相参数。在输出级动态饱和是主要压摆率限制因素时,两种电路都将给出相等的结果。对于极快响应放大器,负载电容和/或从输出端到负输入端的电容将导致明显的压摆率限制,从而减慢全功率响应。其原因是在这些电容充电时放大器输出电流饱和,因此,此类电容的值必须较低。

输出失真可通过输出端的失真计,也可通过观测示波器上的利萨茹(Lissajon)图形来测量。对于决定全功率响应限制的失真水平,业内缺乏一个公认的标准值,但是,1%至3%是比较合理的。在此,需要注意的是,闭环输出失真取决于反馈或环路增益量,也取决于测量得到的闭环增益。全功率响应一般在单位增益下,即环路增益最高时进行测量。对于同一全功率响应频率,在较高闭环增益下,输出失真会增加。

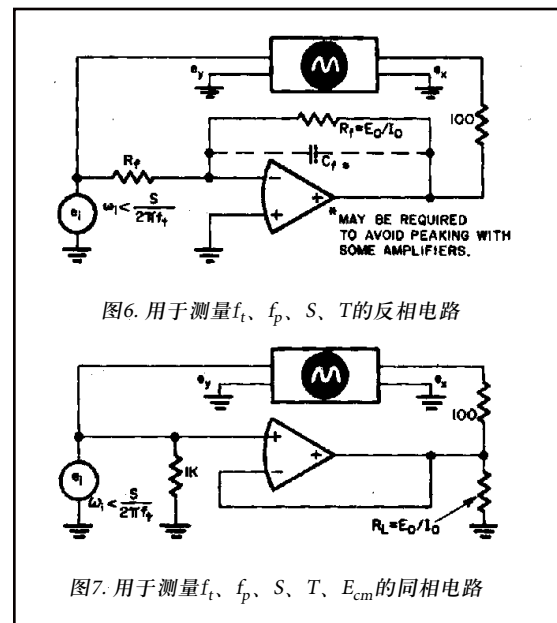


图6. 用于测量 f_t 、 f_p 、 S 、 T 的反相电路

图7. 用于测量 f_t 、 f_p 、 S 、 T 、 E_{cm} 的同相电路

在许多应用中，因超过全功率响应而导致的额外失真一般可忽略不计。然而，经常被忽略的一种更严重的效应是，因非对称反馈波形整流，或者因在求和点向输入级载入过多失真信号而导致超过全功率响应时，可能会产生直流失调电压。

测量全功率响应时的这些细微之处以及伴随副效应表明，图8所示电路是更好的测试电路。通过观测示波器上求和点的误差电压，可以更容易地检测到失真信号，可以消除测量中的信号发生器失真，并可轻松观察到频率性直流失调。

压摆率

以上各节谈到了导致压摆率限制的原因。压摆率 S 通常表示为 $v/\mu s$ ，表示大阶跃变化输出电压的最大变化率。

等式1是一种测量压摆率的简便方法，先测量全功率响应 f_p ，然后再计算 S 。尽管对多数应用中的多数放大器来说，这种测试法都可以产生可用的结果，但等式1所示关系并不适用于所有情况。首先，压摆率是输出电压的非线性函数，而等式1测量的仅是零伏特输出下的压摆率。在多数应用中，这种二阶效应通常可以忽略不计。然而，对于某些放大器而言，尤其是快速响应类放大器，压摆率可能高于基于 f_p 的预测值。这类情况下， f_p 受到压摆率之外的因素的限制，例如因大高频误差电压整流导致的直流失调误差。

测量压摆率的一种更直接的方法是，向图6或图7中的输入端注入低频方波(约100Hz)(这种方波会在输出端导致全电

压摆幅)，然后观测示波器上从10%至90%的上升时间(见图9)。必须使用小反馈电阻，以避免杂散电容导致压摆率恶化。

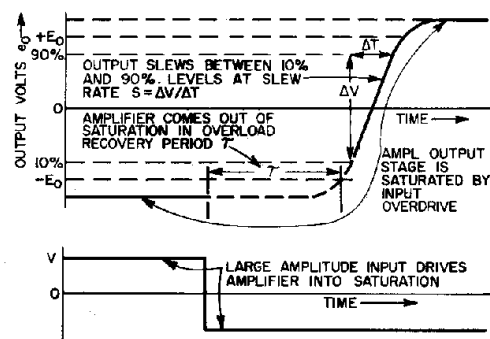
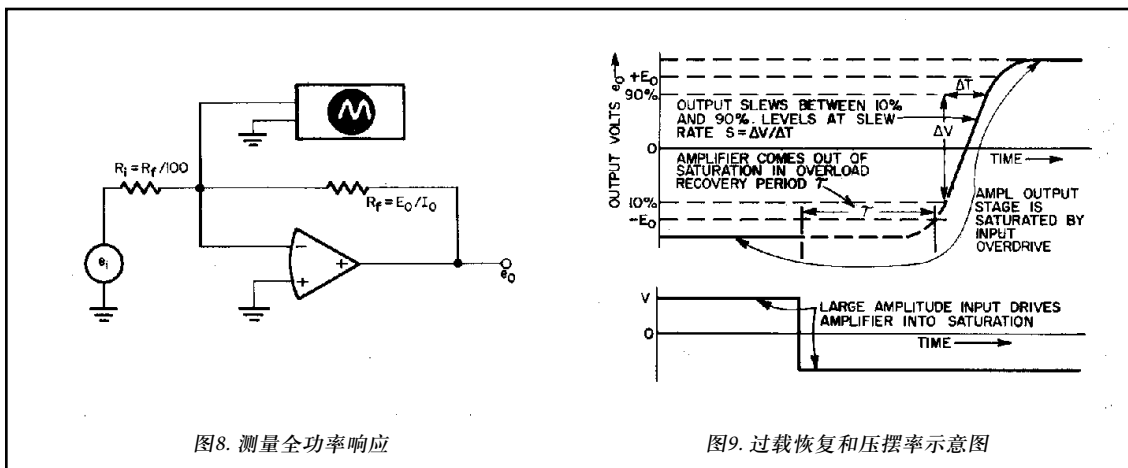
在应用运算放大器时，请记住，上升时间超过放大器压摆率的重复输入波形将在求和点产生电压尖峰。这些尖峰通常具有非对称性，而且一般通过放大器输入电路进行非对称斩波，这两种效应之一或者两种效应同时将在输出端导致直流失调。

过载恢复

过载恢复 t_r 指输出电压从饱和状态恢复到额定输出电压 E_o 时所需要的时间。在本测试中，与图6或图7所示电路使用的是一个输入方波，其电压经调整，比放大器输出端饱和所需电压大50%。方波频率应调整至100Hz左右，输入输出信号应在双踪示波器上进行比较，如图9所示。

在一些放大器中，当输入电路中存在大阻抗(大于50K Ω ，图6中的求和阻抗或图7中的源输入)时，过载恢复将增加。已发布的规格参数适用于低阻抗，其前提假设是，过载恢复不会因反馈网络中的杂散电容而恶化。

正常情况下，过载恢复时间约持续1毫秒。在反相配置中，可增加外部钳位电路来改善过载恢复，如图10所示。该电路可防止输出饱和，从而避免过载恢复导致延迟。正常工作的唯一限制是，输入电流(e_i/R_i)须大致低于额定输出电流 I_o 与负载电流之差。钳位电路不能配合同相和差分配置使用。



初始失调电压

失调电压 e_{os} 指任意温度、电源电压和时间下，输入端为使输出端归零而需要零源阻抗提供的电压(见图1)。初始失调电压 E_{os} 指25°C及额定电源电压下的失调电压。在多数放大器中，都提供了一定机制，用以通过外部调整电位计将初始失调调整为零。有些放大器采用内部调整方式，以便保证初始失调(通常为 $\pm 1\text{mV}$)得到一定量的最大限制，换言之，在某些应用中，外部调整电位计可以消除不用。应客户特殊要求，ADI公司提供的任何放大器均可内部调整至 $\pm 1\text{mV}$ 初始失调或更低。初始失调可通过图11所示电路进行测量，其中，利用相应的固定电阻取代了外部调整电位计。在应用电源电压后，失调电压存在预热漂移，因此，建议让放大器稳定至少15分钟后才进行测量。

初始偏置电流

偏置电流 i_b 指任意温度、电源电压和时间下，假设零共模电压的情况下，输入端为使输出端归零而需要无限源阻抗提供的电流。对于差分放大器，负输入端的偏置电流表示为 i_{b-} ，正输入端表示为 i_{b+} 。对于单端放大器，与斩波稳定单元一样，偏置电流仅指负输入端的电流。

初始偏置电流 I_b 指在25°C、额定电源电压和零共模电压下，在任一输入端测得的偏置电流。表达式(0,+)或(0,-)表示，未使用内部补偿来降低初始偏置电流，即极性始终是已知的。正负号表示为使初始偏置电流归零，而需要将外部补偿电阻连接至哪个电源电压。表达式(\pm)表明，已通过内部补偿机制来减少初始偏置电流，且残留偏置电流可能是任一极性。一般地，补偿初始偏置电流对偏置电流温度系数几乎不产生影响。我们利用图11所示电路来测量初始偏置电流。

初始差分电流

根据定义，差分电流* i_d 表示在零共模电压下，各输入端为使输出端归零而需要无限源提供的偏置电流之差。差分放大器的输入电路一般呈对称性，因而，各输入端的偏置电流倾向于相等，且倾向于随温度和电源电压而变化。通常情况下，若未对初始偏置电流进行补偿，差分电流比任一输入端的偏置电流低3至5倍。如果各输入引脚到接地引脚的阻抗相平衡，则失调和漂移误差与差分电流而非偏置电流成比例。在多数应用中，如果各输入端的外部阻抗相平衡，则在初始偏置电流采用内部补偿机制的情况下，使用放大器并无明显优势可言。初始差分电流 I_d ，即在25°C及额定电源电压下测得的差分电流，可通过图11所示电路进行测量。

*以前称为失调电流。

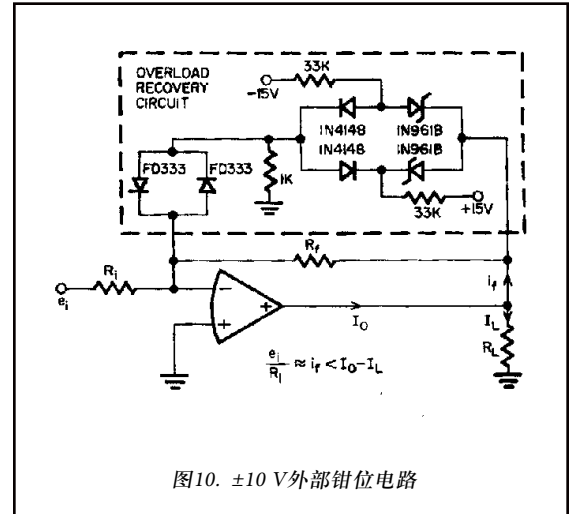


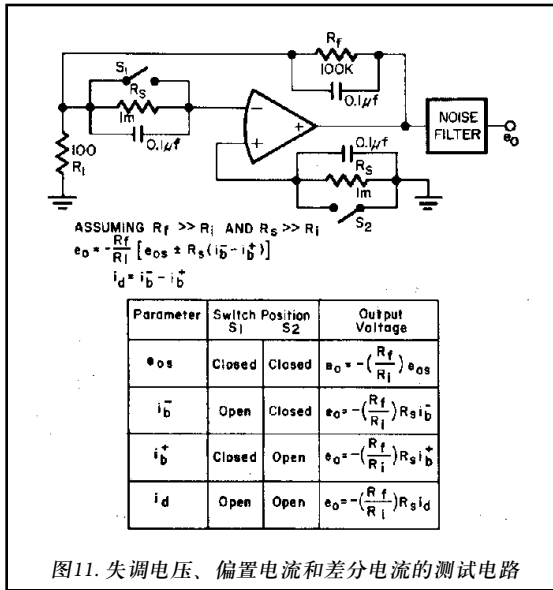
图10. $\pm 10\text{V}$ 外部钳位电路

温度漂移

失调电压、偏置电流和差分电流都会随温度而变化或从其初始值“漂移”。到目前为止，这是多数应用中最重要误差源。这些参数的温度系数，即 $\Delta e_{os}/\Delta T$ 、 $\Delta i_b/\Delta T$ 和 $\Delta i_d/\Delta T$ 均定义为在指定温度范围内的平均斜率，通过减去温度范围端点的失调值，再除以温度变化得出。一般而言，漂移是温度的一种非线性函数，极端温度下的斜率比正常室温下大。温度漂移系数通过图11所示电路测量。放大器用来升压其自身的低电平输入失调信号，使其在输出端达到便于测量的电压水平。增益由比率 R_f/R_i 确定。必须选择电流采样电阻 R_s ，以使电压漂移小于差分电流引起的漂移，即 $R_s \times \Delta i_d/\Delta T > \Delta e_{os}/\Delta T$ 。或者，必须从电流漂移数据中减去电压漂移。

使用发布的电压漂移参数的一个问题在于，这种数据仅适用于静态温度条件，其中，假定模块的温度是均匀的。多数差分放大器的失调电压对热梯度十分敏感，因为漂移性能取决于各输入差分对的晶体管能否消除其中的较大失调。因此，在存在热梯度的环境中，失调电压可能超过基于漂移系数的预测值。这种情况下，在较窄温度范围内取得低漂移是非常关键的，因此，建议对放大器进行隔离或屏蔽处理，以确保温度的均匀性。偏置电流不会受到热梯度和差分电流的显著影响，即使受到影响时，其对敏感度也不如失调电压。

对于FET和变容二极管电桥放大器，温度每升高10°C，其偏置电流和差分电流将提高一倍，因此，若非是较窄的工作温度范围，线性化漂移系数意义不大。



电源电压灵敏度

失调电压、偏置电流和差分电流同样会随电源电压而变化。通常，与温度漂移相比，这种效应导致的误差可以忽略。静态或直流电源电压系数 $\Delta e_{os}/\Delta V_s$ 、 $\Delta i_b/\Delta V_s$ 、 $\Delta i_d/\Delta V_s$ 通过图11所示电路测量，其方法是将电源电压分别改变 $\pm 1V$ 。

一种常见误解是，如果对正负电压变化幅度相同的电源进行跟踪，可以改善电源电压耦合性能。一般而言，跟踪电源并无实际用处，因为正电源电压系数通常比负电源电压系数大得多。电源上的交流噪声和纹波抑制性能不如静态或直流抑制，但对几乎所有放大器而言，在较宽频率范围内，交流抑制将好于 $1mV/V$ 或 $60dB$ 。

漂移与时间

随着器件老化，失调电压、偏置电流和差分电流会随时间而变化。由于存在不可避免的延迟，所以难于获得长期的静态数据。但是完全可以说，发布的放大器时间漂移参数不会线性累积。例如，斩波稳定放大器(是目前在长期稳定性方面表现最好的放大器类型)的电压漂移通常为 $1\mu V/天$ ，而在一年内，30天的累积漂移一般不会超过 $5\mu V$ 或 $15\mu V$ 。

差分输入型放大器的长期电压漂移主要取决于输入差分对中集电极电阻的老化。折合到输入端的老化系数约为集电极电阻变化的 $300\mu V/\%$ 。碳素电阻在一年中很可能会老化 1% 或 2% ，结果导致失调电压变化 $300\mu V$ 至 $600\mu V$ 。若将金属薄膜电阻用于集电极电阻则可极大地提高长期稳定性，

此时基极发射极电压老化成为决定性因素。对于金属薄膜电阻，晶体管放大器的失调电压约为 $100\mu V/年$ ，而FET放大器的老化程度略大于此值。

在采用内部初始电流补偿机制的情况下，差分输入放大器的长期偏置电流稳定性同样取决于电阻稳定性。这种情况下，通过数兆欧的碳素电阻(因为市场上没有大值金属薄膜电阻)提供约90%的基极偏置电流。如果此类电阻变化 1% ，则额定初始偏置电流将变化 9% 左右，这一幅度可能具有显著意义。因此，我们可以得出以下结论，无内部初始电流补偿机制的放大器具有更稳定的偏置电流。在这些条件下，长期偏置电流稳定性主要取决于晶体管或FET器件的稳定性，该值可能好于 1% 。

输入阻抗

差分输入阻抗 R_d 指两个输入端间在 $25^\circ C$ 时测得的阻抗，其前提假设是误差电压 e_s 为零或极近 $0V$ (见图1)。对于单端放大器， R_d 为输入阻抗，因为正输入端接地。近似地，动态阻抗可通过与 R_d 并联的电容 C_d 表示。

差分输入阻抗是测量难度最大的参数之一，对于高增益、高阻抗类放大器尤其如此。一般地，这种测量只能在实验室条件下由经验丰富的工程师进行，并需采用特殊实验设备，以避免噪声影响。因此，包括ADI在内的多数公司很少基于生产线来测量该参数。幸运的是，我们并不需要掌握精确的 R_d 知识，因为对于多数电路而言，只要 R_d 大于外部反馈阻抗，其值对闭环性能并无显著影响。

图12中的电路展示了在显著降低噪声的情况下测量 R_d 的原理。这些电路实际测量的是与负输入共模阻抗并联的 R_d 。然而，共模阻抗通常比 R_d 大 10 至 100 倍，因此结果导致的误差可以忽略不计。

共模阻抗 R_{cm} 指各输入端与接地或共用电源间的阻抗，额定温度为 $25^\circ C$ (见图1)。对于多数电路，除为求和点增加电容以外，负输入端的共模阻抗 R_{cm-} 并无显著意义。然而，正输入端的共模阻抗 R_{cm+} 可设定同相配置中闭环输入阻抗的上限。动态阻抗可表示为与 R_{cm} 并联的电容 C_{cm} ， R_{cm} 通常在正输入端工作于 5 至 $25pf$ 之间。

图13所示电路可用于测量最高达 $500M\Omega$ 左右的 R_{cm+} 。使用范围为 1 至 $5Hz$ 的振荡器频率，并调整 R_s ，使输出端降低 10% 。则有 $R_{cm+}=9R_s$ 。阻抗超过此值时，建议用PA级电流测量仪取代电阻 R_s ，并将直流偏置电流作为共模电压的函数进行测量。

共模阻抗同时是温度和共模电压的非线性函数。对于FET放大器，温度每上升10°C，共模阻抗降低两倍。

作为共模电压的函数， R_{cm} 定义为在0至 $\pm E_{cm}$ (最大共模电压)间变化的共模电压的平均阻抗。关于某个大共模电压的增量 R_{cm} 可能远远小于额定平均值 R_{cm} ，尤其是FET输入放大器。

输入端间最大电压

在多数工作条件下，反馈使输入端间的误差电压 e_e 保持在接近0V的水平。然而，在诸如电压比较器或者输入电压超过输出端饱和和所需电压之类的应用中，输入端的电压可能较大。 E_d 表示在不导致放大器永久性损坏的情况下，可以在输入端间应用的最大电压。在输入端放置并联的背对背二极管为保护放大器的一种方式。

最大共模电压

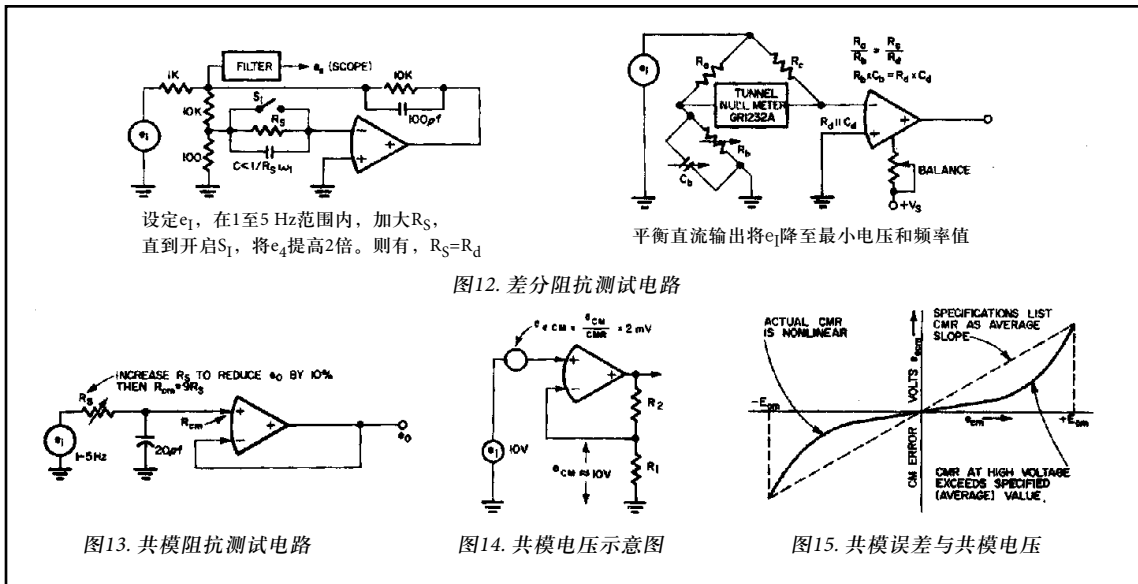
对于差分输入放大器，两个输入端的电压均可升至地电位以上。共模电压 e_{cm} 表示在两个输入端电压相同时，各输入端高于地电位的电压。 E_{cm} 指在输出端出现削波现象或过大非线性度之前，输入端的最大峰值共模电压。 E_{cm} 决定了电压跟随器连接的最大输入电压(见图7)。

E_{cm} 通过图7所示电路进行测量，其方法是提高峰值输入电压(正弦波)，直到在滤波器上发现失真(约1%至3%)为止。输入信号频率必须远远低于同相输入端的全功率响应频率 f_p 。

共模抑制

理想的运算放大器仅对输入端之间的差分电压($e_+ - e_-$)作出响应，且在共模电压下(即两个输入端电位相同时)不产生输出。然而，由于正负输入端的增益略有差异，因而不会从输出端完全减去共模输入电压。如果我们将输出共模误差电压折合到输入端(除以增益)，并称之为输入共模误差电压 $e_{e_{cm}}$ ，则共模抑制(CMR)可定义为共模电压与共模误差电压之比，即 $CMR = e_{cm} / e_{e_{cm}}$ 。CMR有时表示为dB，即取20倍比值对数(基数为10)。在图1的等效电路中，共模抑制导致的误差可通过与输入端串联的电压发生器 $e_{e_{cm}}$ 表示。请注意，任一输入端接地时，共模误差将归零。因此，反相配置不存在共模误差，因为其正输入端接地。可见，CMR只会给同相和差分配置带来问题，这两种情况下，共模电压的变化与输入信号具有直接的比例关系。此时， $e_{e_{cm}}$ 是一种基本的测量误差，会影响到整个电路的精度。

例如，如果向图14所示电路的输入端注入10 V信号 e_1 ，则共模电压 e_{cm} 等于输入电压 e_1 。对于5,000或74dB CMR的放大器来说，这会导致2mV的共模电压 $e_{e_{cm}}$ ，即0.02%的测量误差。



由于共模电压误差 $e_{e_{cm}}$ 可能是共模电压的高非线性函数，并会随温度而变化，进一步增加了精确测定CMR的难度。FET输入放大器尤其如此。如图15所示，ADI公司发布的CMR参数为平均值，假定在最大共模电压($\pm E_{cm}$)下测得的端点值。但某些较大共模电压的增量CMR可能低于额定的平均CMR值。事实上，如果共模误差为共模电压的线性函数，且CMR不受温度的显著影响，则该误差源不会引起严重后果。其原因在于，线性CMR误差可视为增益误差，可通过调整闭环增益来补偿。因此，在许多应用中，共模误差 $e_{e_{cm}}$ 与共模电压的线性度通常比CMR本身更重要。

图16中的电路提供了测量CMR以及共模误差非线性度的一种独特方法。示波器屏幕将重复图15中的图形。浮动电源允许使用单端示波器，而且几乎任何稳压电源都拥有浮动输出并有充分的隔离。发布的CMR规格参数仅适用于直流输入信号，因此，该参数应基于5Hz或更低的信号频率进行测量。较高频率下的CMR(虽然规格参数中并未提供保证)也可通过该电路进行测量。我们进一步假设，测试电路及应用的外部电路阻抗均小于共模阻抗，以避免阻抗失衡造成额外的共模误差。

输入噪声

理论上，就像失调电压和偏置电流一样，输入电压和电流噪声特性是可以测量、标定和分析的。事实上，失调电压和偏置电流漂移可视为发生于极低频率下的噪声。为此，在图1所示等效电路以及图11测试电路中，用等效电压噪声发生器 e_n 代替 e_{os} ，将用等效电流噪声发生器 i_{N-} 和 i_{N+} 取代 i_{b-} 和 i_{b+} 。与直流漂移相比，测量和标定噪声的主要差异在于必须考虑带宽因素。低频下(100Hz或以下)， $1/f$ 噪声大

行其道，意即根周期噪声与频率成反比关系。在中频下，根周期噪声保持不变或为“白噪声”

为测量噪声，在图11所示电路的输出端增加了一个锐化截频通带滤波器。另外，必须调整阻抗、增益和电容，以确保放大器和外部反馈组件均不限制测量的噪声带宽。对于极低电流噪声，宽带测量难度极大，因为杂散电容与提升灵敏度的大采样电阻值之间存在交互作用。

一般要进行两次噪声测量。通过带状记录器测量0.01至1Hz带通中的低频噪声，并标定为不确定性为 3σ 的峰峰值，意即观测峰峰排除值中的99%位于指定限度以内。通过VTVM(最好为真正的均方根型号)测量5Hz至50kHz带通中的宽带噪声，并标定为均方根值。当然，为了避免电源线频率和无线电频率的影响，在这类测量中必须采取屏蔽措施，这一点至关重要。

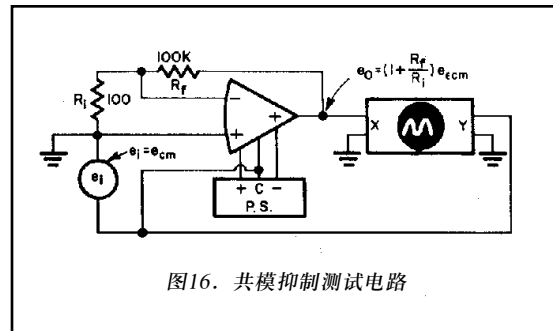


图16. 共模抑制测试电路