

应用工程师问答 — 23

作者: Erik Barnes

电流反馈型放大器 - II

第一部分(模拟对话30-3)探讨了电流反馈型(CF)运算放大器的基本工作原理,第二部分将解答一些常见的应用问题。

问:现在我对电流反馈型运算放大器的工作原理比较清楚了,但实际应用于电路时,我仍然感到困惑。低反相输入阻抗是否意味着我不能使用反相增益配置?

答:请记住,反相输入模式之所以能工作,是因为反相输入端产生了低阻抗节点。电压反馈型(VF)放大器求和节点的特征是反馈环路建立之后的输入阻抗很低。事实上,电流反馈型运算放大器非常适合采用反相配置工作,因为它本身具有低反相输入阻抗,可以使求和节点保持在“地”电位,甚至不必等到反馈环路建立。在高速应用中,电压反馈型运算放大器的求和节点上会出现电压尖峰,而电流反馈型放大器则不会发生这种现象。您可能还记得,反相配置的优势包括极高的输入压摆率和较低的热稳定误差。

问:这意味着我可以将电流反馈型运算放大器用作电流电压转换器,对吗?

答:是的,电流反馈型运算放大器可以配置为电流电压转换器。不过存在一些局限性:放大器的带宽直接随反馈电阻的值变化,而且反相输入电流噪声往往相当高。当放大较小电流时,较高的反馈电阻意味着较高的信噪比(电阻噪声比),因为信号增益成比例增大,而电阻噪声则与 \sqrt{R} 成比例。如果反馈电阻加倍,信号增益将加倍,电阻噪声则仅提高1.4倍;但遗憾的是,电流噪声的贡献会加倍,而且对于电流反馈型运算放大器,信号带宽会减半。因此,受高电流噪声限制,电流反馈型运算放大器可能无法用于许多光电二极管类应用。当噪声不太重要时,可以根据带宽要求选择反馈电阻,并且可以使用第二级来提高增益。

问:我的确注意到电流反馈型放大器的电流噪声相当高。这会限制它的应用吗?

答:是的,电流反馈型运算放大器的反相输入电流噪声往往较高,约为20至30 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。然而,与类似的电压反馈型器件相比,其输入电压噪声往往相当低,通常小于2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$,而且其反馈电阻也较小,一般在1 k Ω 以下。增益为1时,噪声源主要是流经反馈电阻的反相输入噪声电流。20 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 的输入噪声电流和750 Ω 的反馈电阻将成为输出端产生15 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 的主要噪声源。但随着电路增益提高(通过降低输入电阻),输入电流噪声引起的输出噪声并不会增加,而放大器的输入电压噪声将成为主导因素。假设增益为10,则输入噪声电流的贡献折合到输入端时仅为1.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$,与放大器的输入电压噪声以均方根方式相加后,得出折合到输入端的噪声电压仅为2.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

(忽略电阻噪声)。这样使用时,电流反馈型运算放大器对于低噪声应用便具有吸引力。

问:使用经典式四电阻差配置如何?两路输入是否会不平衡,进而不适合此类电路?

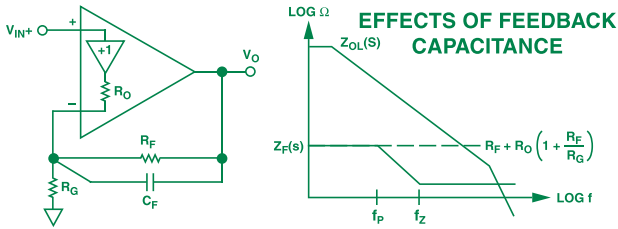
答:您提的这个问题很好,其实这是对电流反馈型运算放大器的一个常见误解。的确,两路输入不匹配,但理想差动放大器的传递函数仍然不变。如何处理不平衡输入呢?低频时,四电阻差分放大器的共模抑制(CMR)性能受限于外部电阻比的匹配程度,0.1%匹配度对应于大约66 dB的CMR。高频时,主要考虑的是输入阻抗所形成的时间常数的匹配程度。高速电压反馈型运算放大器通常具有匹配度极佳的输入电容,1 MHz频率时可实现大约60 dB的CMR。电流反馈型放大器的输入级则不平衡,因此电容可能匹配不佳。这意味着,必须在某些放大器的同相输入端使用较小的外部电阻(100至200 Ω),将时间常数的不匹配程度降至最低。如果精心选择电阻,电流反馈型运算放大器可以实现高于电压反馈型运算放大器的高频CMR。增加手动微调电容,对电流和电压反馈型放大器均有利,但信号带宽会受损。如果要求高性能,最佳选择是采用诸如AD830之类的单芯片高速差动放大器。它不要求电阻匹配,1 MHz频率时的CMR大于75 dB,10 MHz频率时的CMR约为53 dB。

问:用反馈电容调整放大器带宽好吗?反相输入端的低阻抗会使得电流反馈型运算放大器对此节点上的分流电容不那么敏感吗?可以驱动容性负载吗?

答:首先考虑反馈路径中的电容。对于电压反馈型运算放大器,噪声增益中会产生一个极点,但对于电流反馈型运算放大器,则是反馈跨阻中出现一个极点和一个零点,如下图所示。记住,反馈跨阻与开环互阻相交之处的相位余量决定闭环稳定性。与 R_F 并联的电容 C_F 的反馈跨阻由下式给出:

$$Z_F(s) = \left[R_F + R_O \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \right]^{1 + \frac{s C_F R_F R_G R_O}{R_F R_G + R_F R_O + R_G R_O}} \frac{1}{1 + s C_F R_F}$$

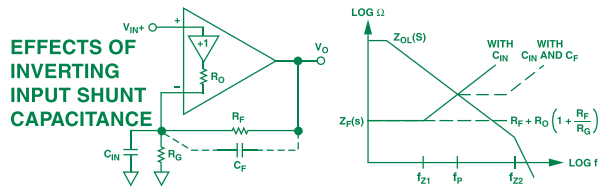
极点出现在 $1/2\pi R_F C_F$ 处,零点出现在频率更高的 $1/[2\pi (R_{F1} | R_G | R_O) C_F]$ 处。如果 Z_F 与 Z_{OL} 相交之处的频率太高,则过大的开环相移可能会导致放大器不稳定。如果 R_F 无限大,像积分器电路一样,则极点出现在低频处,高频时电阻非常小,因此限制了环路增益。将一个电阻与积分电容串联,以限制高频时的环路增益,可以使CF积分器稳定。使用电抗反馈的滤波器拓扑结构,如多重反馈型滤波器等,不适合电流反馈型运算放大器,但将运算放大器用作固定增益模块的Sallen-Key滤波器则是可行的。一般而言,在电流反馈型运算放大器的反馈电阻 R_F 上并联一个电容是不可取的。



另一个需要考虑的问题是反相输入端分流电容的影响。对于电压反馈型放大器，这种电容会在噪声增益中产生零点，使噪声增益与开环增益逐渐接近，从而产生过大的相移，如果不予以补偿，则可能导致不稳定。电流反馈型运算放大器也会发生同样的效应，不过问题可能不是那么明显。增加 C_{IN} 后，反馈跨阻的表达式变为：

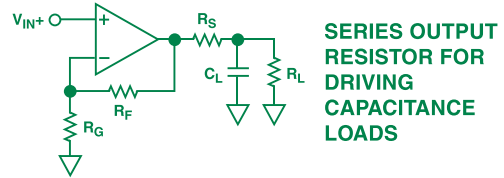
$$Z_F(s) = \left[R_F + R_O \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \right] \left[1 + \frac{s C_{IN} R_F R_G R_O}{R_F R_G + R_F R_O + R_G R_O} \right]$$

零点出现在 $1/[2\pi(R_F \parallel R_G \parallel R_O)C_{IN}]$ 处，如下图所示(f_{z1})。此零点将引起与VF放大器一样的问题，但其转折频率往往较高，原因是反相输入端的输入阻抗本身很低。考虑一个宽带电压反馈型运算放大器： $R_F = 750 \Omega$ ， $R_G = 750 \Omega$ ， $C_{IN} = 10 \text{ pF}$ 。零点出现在 $1/[2\pi(R_F \parallel R_G \parallel R_O)C_{IN}]$ 处，约为40 MHz。如果是相同配置的电流反馈型运算放大器，并且 $R_O = 40 \Omega$ ，则零点将被外推至大约400MHz。假设两个放大器的单位增益带宽均为500 MHz，则VF放大器需要一个反馈电容进行补偿，以降低 C_{IN} 的影响，但同时也会降低信号带宽。CF放大器当然也会发生额外相移而偏离零点，但不如VF放大器那样大，因为其拐点频率比VF放大器高10倍。信号带宽将更大，补偿可能仅在需要带内平坦度或最佳脉冲响应时才有必要。通过增加一个与 R_F 并联的小电容，以降低ZF与 Z_{OL} 之间的逼近率，可以微调响应。为确保至少有45°的相位余量，反馈电容应当使反馈跨阻在 Z_F 与 Z_{OL} 相交处出现一个极点，如图中(f_p)所示。应注意反馈电容所引起的高频零点的影响(f_{z2})。



“负载电容”对电流反馈型放大器造成的问题，与它对电压反馈型放大器造成的问题相同：误差信号的相移增加，导致相位余量降低，放大器可能变得不稳定。解决容性负载问题的电路技术有很多种，但高速放大器最常用的技术是在放大器输出端串联一个电阻（如下图所示）。该电阻在反馈环路之外，但与负载电容

串联，因此放大器并不是直接驱动一个纯容性负载。电流反馈型运算放大器也可以考虑增大 R_F 以降低环路增益。无论选择何种方法，带宽、压摆率和建立时间总会受到影响。最好是根据所需的特性，



问：为何没有电流反馈型放大器采用单电源供电，并且信号摆幅能够达到一侧轨或轨到轨？

答：在这方面，一定因素上讲VF拓扑结构还是具有一定优势。

旨在提供良好电流驱动并且摆幅接近供电轨的放大器，一般使用共射极输出级，而不是一般的射极跟随器。共射极允许输出摆幅达到供电轨与输出晶体管饱和电压 V_{CE} 的差值。对于给定的制造工艺，这类输出级无法实现与射极跟随器一样的速度，部分原因是电路更加复杂以及本身具有较高的输出阻抗。电流反馈型运算放大器专门针对高速和高输出电流而开发，因此输出级采用了射极跟随器。

利用高速工艺，如ADI公司的XFCB（超快速互补双极型）工艺等，可以设计制造160 MHz带宽、160 V/ μs 压摆率、采用5 V单电源供电的共射极输出级(AD8041)。该放大器使用电压反馈，但即便使用电流反馈，速度仍然会受输出级限制。其它采用射极跟随器输出级（VF或CF）的XFCB放大器，速度比AD8041快得多。此外，单电源输入级使用PNP差分对，以便共模输入范围能扩展至低压供电轨（通常接地）。为CF设计类似的输入级非常困难，目前还无法做到。

不过，电流反馈型运算放大器可以应用于单电源。ADI公司许多放大器的额定工作电压为+5 V甚至+3 V。必须注意：如果该应用能保持在容许的输入和输出电压范围内，则这些器件完全可以采用单电源供电。这要求执行电平转换或交流耦合，并且偏置到适当的范围，但这已是大多数单电源系统的要求。如果系统的工作电压必须达到一个或两个供电轨，或者交流耦合应用中需要最大的裕量，则电流反馈型运算放大器可能不是最佳选择。另一个问题是驱动高负载时的轨到轨输出摆幅要求。许多所谓轨到轨器件在驱动后部端接的50 Ω 或75 Ω 电缆时，根本达不到供电轨，原因是随着输出电流增加， V_{CESAT} 也会增加。如果应用确实需要真正的轨到轨性能，那么电流反馈型运算放大器并不适合，它的长处在于高速和高输出电流。

补充读物

新数据手册

Designer's Reference Manual [1996] 包含1100多页的资料, 包括438种以上通用产品类型的选型树、选型指南以及两页的简明数据手册。[含有各产品更详细信息的多页数据手册可通过互联网下载, 或者通过传真、电话向ADI公司文献中心索取。] **免费—Circle 21**

期刊

DSPatch—DSP应用快讯, 第36号 (1996年秋季, 16页) 专题介绍: 低成本ADSP-2104及其相对于该系列其它产品的性价比改善; ADSP-2101在多普勒交通安全雷达中的应用; 基于SHARC的FM广播无线电激励器。另外包括: 基于ADSP-2181的DSP系统的程序代码和数据覆盖图; SHARC DSP与闪存的接口; 关于第三方用户的四篇文章; 关于为SHARC DSP编写C程序的技巧。还有问题解答与更新等等。 **免费, Circle 22**

COMMUNICATIONS DIRECT — 针对高端市场的系统和IC解决方案, 第2卷第1号 (1996年8月, 8页)。有关GSM、芯片组和型式认证流程的专题文章等内容。 **免费, Circle 23**

Accelerometer News—第5期 (1996年10月, 4页)。专题介绍: 10mg分辨率、单轴和双轴50g加速度计ADXL150和ADXL250; 受振动控制的开关设计; 一系列有趣的加速度波形; 以及关于ADI公司在美国马萨诸塞州剑桥市新建微机电加工产品专用制造厂的新闻。 **免费, Circle 24**

ANALOG BRIEFINGS—针对国防和航空航天工业的快讯, 第11卷第1号 (1996年10月, 8页)。包括新产品介绍和相关讨论: ADI公司新型高密度DC-DC转换器的集成EMI滤波器可滤除传导噪声; ADI公司最近通过全球QML认证; 即将推出的四核SHARC模块; ADI RADTESTSM 数据库的新增产品。 **免费, Circle 25**

Signals—第3期 (1996年10月, 4页)。专题介绍ADI公司提供的信号调节模块、电路板和附件, 包括5B、6B、7B模块系列和RTI-2100系列板、多路复用器面板。 **免费, Circle 26**

手册和指南

The Analog Devices family of Instrumentation Amplifiers, 关于IC仪表放大器选型的6页指南。包括5款新产品: 低成本产品AD620、AD621、AD622和单电源产品AD626、AMP04。 **Circle 27**

Quick Reference Guide: Industrial signal conditioning and data acquisition I/O solutions, 关于2B、3B、5B、6B、7B系列信号调理模块和RTI系列数据采集板的6页简明指南。 **免费, Circle 28**

产品聚焦简明手册

AD20msp910 ADSL芯片组: 最低成本、最完整的ADSL调制解调器解决方案, 包括用于ADSL收发器和主机处理器的所有必备硬件和软件。 **Circle 29**

应用笔记

Interfacing the AD22100 temperature sensor to a low-cost

singlechip microcontroller, by Norm Bernstein [12 pp., AN-395].AD22100 (模拟对话29-1, 1995)是一款单芯片内嵌线性RTD的放大器。AD22100的输出与电源电压和温度成比例, 因此它可以与模数转换器共用一个基准电压, 使得与基准电压相关的测量误差能够按比率降至最小。本应用笔记讨论了采用80C51微控制器进行模数转换设计中的硬件和软件问题。

Circle 30

Fast rail-to-rail operational amplifiers ease design constraints in low-voltage high-speed systems, by Eamon Nash [8pp., AN-417]. 讨论轨到轨运算放大器的输出级及其多种应用: 驱动高速ADC; 线路驱动器; 有源滤波器; 变压器驱动电路; HDSL收发器。 **Circle 31**

A discrete, low-phase-noise, 125-MHz crystal oscillator for the AD9850 complete direct-digital synthesizer, by Richard Cushing (Analog Devices) and Steven Swift (Novatech Instruments, Inc.) [2pp. AN419].提供一个干净的125MHz时钟信号, 使AD9850 (模拟对话30-3, p. 12)在最快速率下工作是一个颇具挑战性的难题; 本应用笔记解决了该难题。 **Circle 32**

书评

Electronic Communication Systems: A Complete Course, 2nd edition, by William Schweber. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.[非ADI公司资料]

这本800页优秀教材的作者Bill Schweber对于EDN杂志的读者(以及更早的模拟对话杂志的读者)可谓耳熟能详。他的作品以准确明晰和实用性强为特色。在第一版的序言中, 他陈述了本书的主旨: 介绍通信的传统内容, 同时认识并探究改变通信系统面貌的三大因素: 一是广泛使用IC实现电路设计, 二是使用微处理器和软件来管理并改善传统模拟通信的系统操作, 三是使用数字技术和信号来补充甚至取代模拟技术。本书介绍了系统的常用实施方法, 并讨论了任何系统设计都需要权衡取舍的五大要素: 速度、功耗、性能、误差与复杂度。

第一版在讨论完必要的基本主题, 如带宽AM、FM、天线、发射器、接收器、微波等之后, 用一半以上的篇幅介绍数字通信和实际的通信系统: 视频、传真、电话、调制解调器、RS-232、蜂窝电话、计算机网络、卫星、雷达、光纤。新版的内容得到进一步扩充, 涉及到更多领域, 如数字蜂窝电话、个人通信系统(大部分为无线)的各种新兴标准、有线和无线网络, 包括ISDN、SONET、ATM和互联网, 并讨论了各自的适用范围、优势和不足。 **A**

作者简介 (续第2页)

Dave Robertson(第11页)是ADI公司在美国马萨诸塞州威明顿市的高速转换器部门的一名设计工程师。他的照片和简历已刊登在模拟对话30-3上。

Erik Barnes(第20页)是ADI公司在美国马萨诸塞州威明顿市的高速转换器部门的一名应用工程师。他的照片和简历已刊登在模拟对话30-3上。 **A**