

Best of Baker's Best Amplifiers

 TEXAS INSTRUMENTS



《Baker 放大器文章精选》

目录

• 简介	3
• 第 1 章：运算放大器	4
• “足够好”何时才是真的足够好？	4
• 只使用一个 100 Ω 电阻器：了解震荡放大器的一个经验法则	6
• 所有这些干扰都是从哪里来的？	8
• 您的放大器偏移是不是远远超出正常值？	10
• 精彩的假期项目	12
• 别被放大器带宽欺骗	14
• Sallen-Key 低通滤波器的阻带限制	16
• 选择抗假信号滤波器放大器	18
• 更接近实际模拟滤波器	20
• 简单的可调节低通滤波器	23
• 光传感电路：电子世界的眼睛在注视	25
• 互阻抗放大器的稳定性是光传感应用的关键	27
• 互阻抗放大器的噪声问题	29
• 互阻抗放大器应用：脉搏血氧计	32
• 远程光电传感技术	34
• 单电源放大器输出不会动摇轨至轨	36
• 不能通用的单电源运算放大器	38
• “轨至轨”输入工作到底是什么意思？	40
• 轨至轨输入放大器的应用解决方案	42
• 电压及电流反馈放大器几乎相同	47
第 2 章：INA 与 PGA	49
• 理解 CMR 与仪表放大器	49
• 共模范围的“硬骨头”	51
• 仪表放大器的输入电路策略	53
• 拧出热敏电阻非线性	55
• 精彩的假期项目	57
 关于作者	 59

简介

《Baker 精选》的最佳作品—放大器简介

作者: Bonnie Baker 德州仪器



放大器已经出现多年。这些应用广泛的器件在上世纪 30 至 40 年代由 Harold S. Black、George Philbrick 与 H. W. Bode 等人开发。硅芯片晶体管及集成电路 (IC) 的发明带来了固态运算放大器，自此，放大器就逐渐成了大多数电子系统中的主要信号调节器件。由于从初期到现在已经有很长时间了，大家会认为我们已经最终理解了这种五端器件。另外，有没有什么新的技术已经成功淘汰了这些器件呢？

当我告诉我的一些同事，运算放大器非但没有被淘汰，而且仍然是电子领域充满活力的永久性固件时，他们感到非常奇怪。只要真实世界仍然停留在模拟领域，那这肯定就是正确的。包括仪表放大器 (INA) 和可编程增益放大器 (PGA) 在内的放大器都仍然存在，有的是独立器件，有的是复杂 IC 内部的集成功能。而且进一步来说，对于放大器及其在应用电路中的适当布局而言，还有很多内容需要掌握。

下面的内容节选自 EDN 的《Baker 精选》(Baker's Best) 专栏，是最好的放大器短文。它们经过精心编辑，非常便于阅读。祝大家阅读愉快。

第 1 章：运算放大器

“足够好”何时才是真的足够好？

在您为消费类电路（如图 1 所示的温度传感器电路）选择器件踌躇时，只要为每个插槽选择绝对最佳性能的部件就可解决这一问题。这种说法是真还是假？该逻辑会让您深信：您的电路一开始就会正常工作。然而，当您试图在您所用产品的性价比因素间进行权衡时，这种逻辑恐怕就不是万能的了。

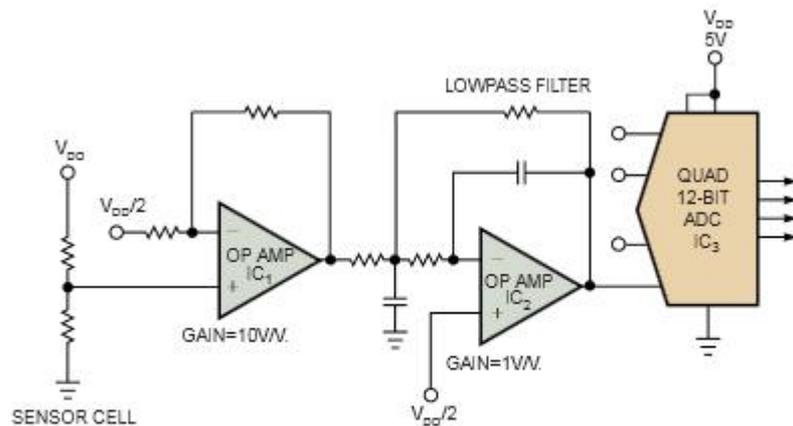


Figure 1 In this typical 12-bit temperature-sensing circuit for consumer applications, the gain of IC_1 is 10V/V, and the gain of IC_2 is 1V/V.

在图 1 中，可以注意到信号链末端有一个 12 位转换器。那么，在 ADC 前面使用最高性能模拟产品是否适当？如何判定哪些产品对于您的系统来说足够好？您对“足够好”的定义可能是避免生产车间通告或现场故障。

您可以不选择最佳产品，而是采用 RSS（和的平方根）代数方法来解决。所依照的原则是将信号保持在 ADC 满量程动态范围内。影响动态范围的产品特性是系统累积失调及增益误差。

例如，假设 IC_1 和 IC_2 的最大失调误差是 0.5mV。ADC 的失调误差是 $\pm 1\text{LSB}$ 或 $\pm 1.22\text{mV}$ (ADC 的满量程范围是 5V)。传感器单元与 IC_1 放大器的增益误差取决于 $\pm 1\%$ 的最大电阻器容差以及 $\pm 2\%$ 的最大传感器至电阻器容差。ADC 在满量程下分配的增益误差为 0.098% 或正好等于 4.9 mV 的最大值。

要确定电路的动态范围极限，如果将所有这些项目进行组合，您会计算出失调与增益的整合 RSS 值，将这些误差带到 ADC 的输入端。使用 RSS 方程式对几个统计上相互独立的项目进行平方和方根计算。不能将 RSS 方程式应用于具有相关变量（在统计上不独立）的实体。

例如，最差的传感器电阻失调误差为 $\pm 94 \text{ mV} \times 10\text{V/V}$ 。放大器增益级 IC_1 的分量为 $\pm 500 \text{ } \mu\text{V} \times 10$ ，滤波器级 (IC_2) 的失调误差是 $\pm 500 \text{ } \mu\text{V}$ ，而 ADC (IC_3) 的失调误差则为 $\pm 1.22 \text{ mV}$ 。ADC 输入端的适当累积失调误差为 $\sqrt{(\text{sensort}^2 + IC_1^2 + IC_2^2 + IC_3^2)} = 940 \text{ mV}$ 。该计算表明传感器单元对误差的贡献最大，而且受放大器和 ADC 的影响极小。依照相同逻辑，还可使用 RSS 公式计算该电路中可限制四级动态范围的增益误差贡献。

因此，在进行第一次消费类产品选择时，您可使用 RSS 进行计算。这些计算可帮助您做出符合逻辑的低成本产品决策。采用这一步时，应确保在制造流程中使用相同的评估法，以便对这些器件所用工艺（例如焊接回流）的影响以及环境所带来的使用寿命终止影响进行定量。

参考资料

1. [Sandler, Steven M 《容差分析方法的比较》，AEi Systems 有限责任公司，1998 年。](#)

只使用一个 100 Ω 电阻器：了解震荡放大器的一个经验法则

那时，我是一家领先模拟电子公司的新员工。由于是第一份工作，总会遇到这样那样的问题。我曾遇到过的一个问题就是有关放大器电路的稳定性。在该应用中，一个具有电容性负载的缓冲器放大器电路发出像鸟叫一样的声音。我周围有很多专家，因此四处向他们请教。最终得到的智慧箴言是“哦，在放大器输出和负载电容器之间安一个 100 Ω 的负载电阻器。”我问为什么，这个工程师只是说：“这样做就行了，相信我，这样很管用。”

因此，我按照建议构建了一款新电路，不过您瞧，电路还是震荡。这款新电路仍然鸣响，但它产生了一个新频率。我又找到给我建议的工程师。他推荐的做法是：“把 100 Ω 电阻器换成 500 Ω”，仍没有给出解释。这下问题解决了。由于我的工作繁忙，好几年一直没有回过来思考他的建议。现在，这个问题又出现了。我需要知道到底是怎么回事！

当时不理解，但现在明白了，连接在放大器输出端的电容器和电阻器会改变放大器开环增益曲线。负载电容器 C_L 、负载电阻器 R_L 和放大器开环电阻 R_O 的组合，可向开环增益曲线引入一个极点；而 C_L 和 R_L 则可向开环增益曲线引入一个零点（图 1）。只要极点和零点在开环增益曲线与闭环增益曲线交叉之前相互抵消，创建它们就不会破坏放大器的稳定性。如果开环增益及闭环增益曲线以 40dB/10 倍频程的闭合速率交叉，放大器电路将会稍微有点不稳定，而在更坏的情况下，该电路就会振荡。

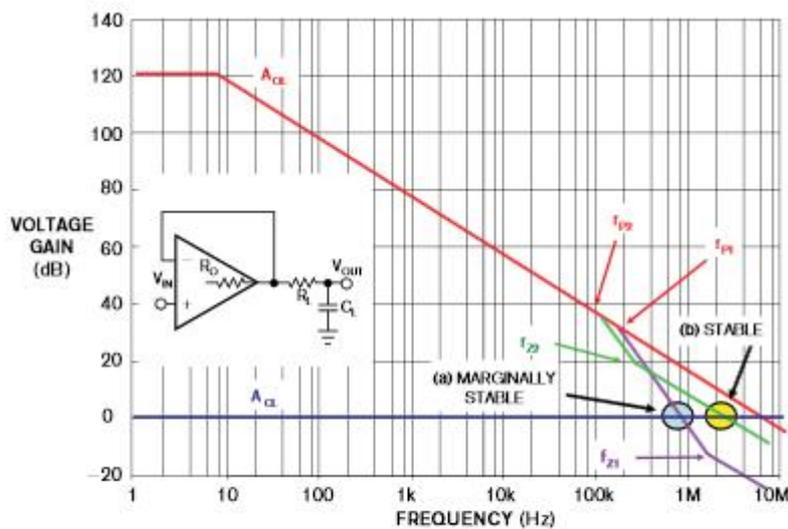


Figure 1 A buffer-amplifier circuit with a capacitive load can be marginally stable (a) or very stable (b). Keep the rate of closure between the open-loop-gain, A_{OL} , and the closed-loop-gain, A_{CL} , slope at 20 dB/decade.

可使用以下等式找到该电路中的极点及零点位置：

$$f_P = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L)C_L}$$

$$f_Z = \frac{1}{2\pi R_L C_L}$$

从这件事中我学到了什么？那就是懂得了为什么工程师的经验法则会起作用。如果您理解一般准则，您会没事。如果您没有深入领会，那么问题还会再次困扰您。

参考资料

1. [Oljaca, Miro 与 Bonnie Baker 《驱动 SAR ADC 时，首先要使用正确的运算放大器》，摘自《EDN》，2008 年 10 月 16 日。](#)

所有这些干扰都是从哪里来的？

自从进入市场以来，CMOS 单电源放大器就给全球单电源系统设计人员带来了极大优势。影响双电源放大器总谐波失真+ 噪声（THD+N）特性的主要因素是输入噪声与输出级交叉失真。单电源放大器的 THD+N 性能也源自放大器的输入输出级。但是，输入级对 THD+N 的影响可让单电源放大器的这一规范属性变得复杂。

有几种单电源放大器拓扑可在整个电源中接收输入信号。在互补型差分输入级拓扑中，当放大器输入接近负轨时，PMOS 晶体管导通，NMOS 晶体管关断（图 1）。当放大器输入接近正轨时，NMOS 晶体管导通，PMOS 晶体管关断。

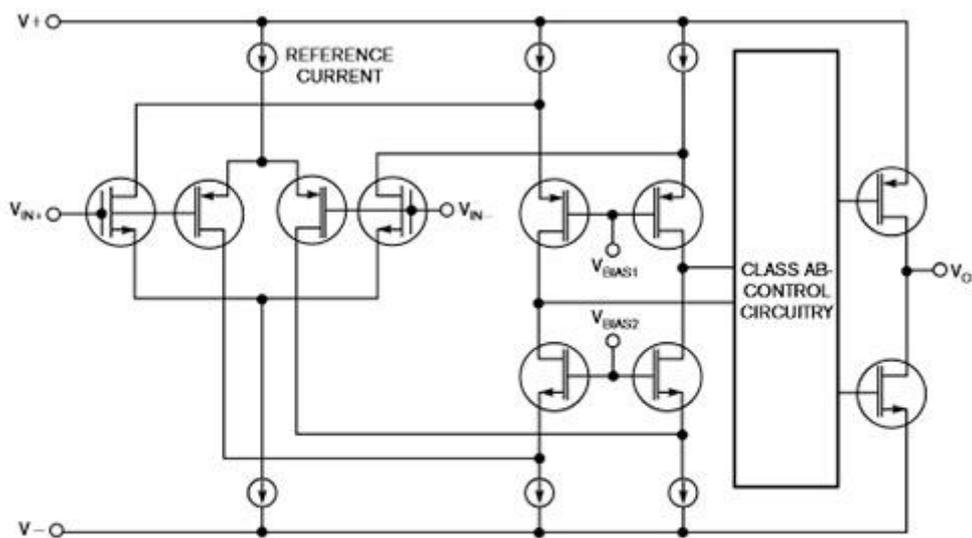


Figure 1 In the complementary-differential-input-stage topology, when the amplifier's inputs are near the negative rail, the PMOS transistors are on, and the NMOS transistors are off.

这种设计拓扑在整个共模输入范围内会对放大器失调电压产生极大的变化。在接近接地的输入区域，PMOS 晶体管的失调误差占主导地位。在接近正电源的区域，NMOS 晶体管对成为主导失调误差。当放大器输入穿过这两个区域时，这两个对都会导通。结果就是输入失调电压在两级之间变化。当 PMOS 和 NMOS 晶体管都导通时，共模电压区域大约为 400mV。这种交叉失真现象会影响放大器的 THD。如果将互补型输入放大器采用非反相配置进行配置，输入交叉失真就会影响放大器的 THD+N 性能。例如，在图 2 中，如果不使用输入转换，THD+N 为 0.0006%。如果 THD+N 测试包含放大器的输入交叉失真，THD+N 为 0.004%。您可通过使用反相配置来避免这类放大器的交叉失真。

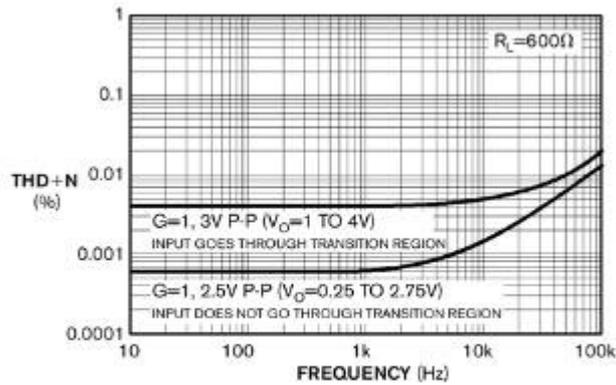


Figure 2 The THD+N is 0.0006% if you avoid using the input transition, or 0.004% if the THD+N tests include the amplifier's input crossover distortion.

另一个产生 THD+N 的主要因素可能是运算放大器的输出级。单电源放大器的输出级通常具有一个 AB 拓扑。随着输出信号从一个电轨扫过另一个电轨，输出级也会出现类似于输入级的交叉失真，此时输出级在晶体管间切换。一般来说，通过输出级的较大静态电流可降低放大器的 THD。放大器的输入噪声是造成 THD+N 的另一个因素。高输入噪声、高闭环增益或这两者的存在，都会提高放大器的整体 THD+N 水平。

为了优化互补型输入单电源放大器的 THD+N 性能，可将放大器放在反相增益配置中，并保持低闭环增益。如果系统需要将放大器配置为非反相缓冲器，那就更合适使用具有单差分输入级和充电泵的放大器。

参考资料

1. [“OPA350、OPA2350、OPA4350 高速、单电源、轨至轨运算放大器、微型放大器系列”](#)，德州仪器，2005 年 1 月。
2. [“OPA363、OPA2363、OPA364、OPA2364、OPA4364、1.8V、7MHz、90dB CMRR、单电源、轨至轨 I/O 运算放大器”](#)，德州仪器，2003 年 2 月。

您的放大器偏移是不是远远超出正常值？

您是否曾花费大量时间为电路选择完美的运算放大器，结果却发现制造商工作台专用输入的失调电压有误？如果您发现它在应用电路中比规范高出 10 倍以上怎么办？是对芯片进行故障分析，还是将其仍在一边继续查看放大器选择表？我建议尝试另一种方法：通过重新检查放大器规范来设法找出失调误差原因。

如果将放大器作为互阻抗放大器、模拟滤波器、采样与保持电路、积分器、电容变送器或者放大器周围任何具有高阻抗组件的其它电路中的主要组件，那么您会发现放大器输入偏置电流会通过电路中的电阻器创建一个失调电压误差。

在双极性放大器时代，术语“输入偏置电流”是一个精确描述语，现在仍然是。双极性放大器的输入偏置电流与位于放大器输入端的 NPN 或 PNP 晶体管的基极电流相同。双极性放大器输入偏置电流的大小从低功耗器件的几毫微安培到较高功率器件的数百毫微安培不等。

术语“输入偏置电流”在考虑 JFET 或 CMOS 输入放大器时没有意义。对于这些类型的放大器，放大器输入引脚的汇极或源极电流实际上是输入静电放电 (ESD) 单元的漏电流 (图 1)。该电流误差的更准确描述语是“输入漏电流”。JFET 或 CMOS 放大器的漏电流大小在 25° C 下不足 1pA。该规范与共模电压及量级放大器电源无关。几乎所有放大器都包含用于防止 ESD 的 ESD 单元，但您永远不会在双极性放大器中看到 ESD 漏电流。输入偏置电流会淹没来自 ESD 单元的微微安培级漏电流。

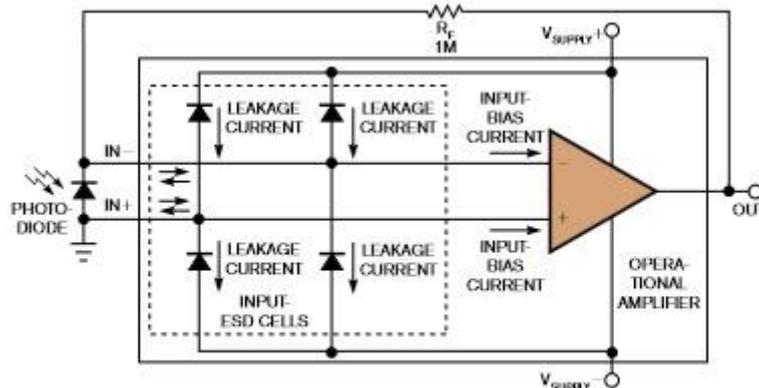


Figure 1 Input-bias or -leakage current creates a voltage drop across R_f .

输入偏置及输入漏电流会随温度变化而变化。但根据运算放大器设计，双极性输入偏置电流可能会非常稳定，而 JFET 和 CMOS 输入放大器则不可能。因为漏电流来自反向偏置 ESD 二极管，因此温度每变化 10° C，漏电流就会增加约 2 倍。

要确保 JFET 及 CMOS 放大器输入漏电流保持低值，必须了解相关微微安培级电流的印刷电路板 (PCB) 影响。例如，少量尘土、油或水分子可增大漏电流并将其

伪装成输入偏置电流。好消息是：如果进行特别处理，可构建符合 1pA 性能规范的 PCB。

降低或最小化输入偏置电流或输入漏电流影响的最有效方法是检查电路配置。在检查电路时，应注意每个节点的电压特性，并确保了解电路中所有电流路径的影响。

精彩的假期项目

圣诞树上的哪个灯泡最亮？如果您有时间而且想知道这个问题的答案，可使用一款单光电二极管来确定灯泡的亮度。然而，在众多灯泡和背景灯中找到最亮的灯泡是件很费劲的事，但如果您将设计任务扩展至使用两个光电二极管那就不同了。两个光电二极管可帮助您通过监控其输出信号之间的差别，找到灯的位置。

如果在差分光电二极管放大器配置中使用三个运算放大器，您会看到相关距离与差异的更高精度(图 1)。

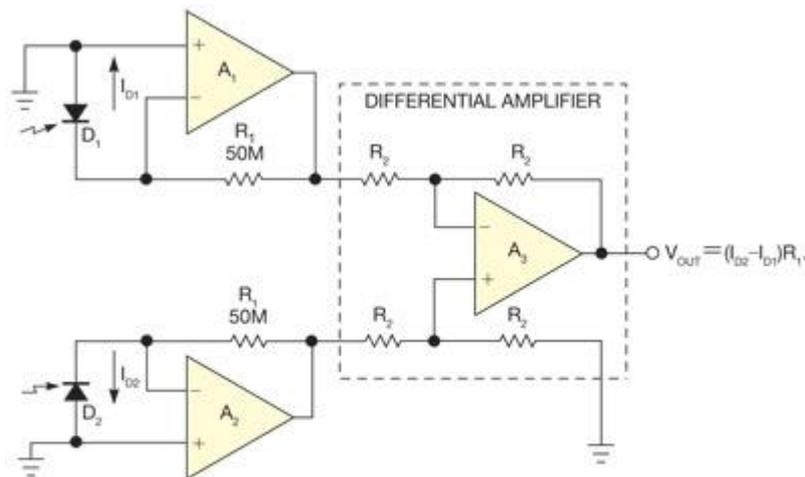


Figure 1 Differential inputs reduce common-mode errors and take the difference of the two photodiodes' signals.

A_1 与 A_2 配置可作为传统电流至电压转换器或互阻抗放大器。 A_3 与 R_2 可构成一个差分放大器，减去 A_1 与 A_2 的输出电压。在该电路中，光电二极管上的入射光可导致电流从阴极至阳极流过二极管。由于 A_1 与 A_2 的反相输入具有高阻抗，因此光电二极管的电流可流过 R_1 反馈电阻器。放大器反相输入端的电压可跟踪放大器非反相输入端电压。

因此，放大器的输出电压以及 R_1 电阻器的 IR 压降会发生变化。 A_1 与 A_2 的输出电压包含差分信号与共模信号。 A_3 不仅可抑制共模信号，而且还可将差分电压信号传输至 V_{OUT} 电路输出。

A_1 与 A_2 的主要性能参数是输入电容、偏置电流、失调、噪声以及温度漂移。目标是选择这些参数尽可能低的放大器。 A_1 与 A_2 需要低输入电流的 CMOS 或 FET 运算放大器。

您可分开实施差分放大器或使用现成产品。只要 A_3 周围的电阻器相等，该电路的 dc 转移函数就是 1V/V。

如果 A_3 周围的电阻不相等，两个输入信号间就会出现明显的增益误差。您可使用电位计更换这四个电阻器中的任何一个来轻松补偿这类误差。而且更重要的是，

当两组输入的共模电压发生变化时，这种不协调会在系统中引起非线性问题。您可将输入信号的共模电压定义为 $(V_{A1OUT}+V_{A2OUT})/2$ 。理想情况下，差分放大器会抑制共模电压变化。因电阻器不匹配所导致的共模抑制比（CMR）误差为 $100 \times (1+R_2/R_1) / (\text{失配误差百分比})$ 。

若两个光电二极管的亮度相等，输出电压就等于 0V。D₁ 与 D₂ 对光照强度具有线性反应，因此，输出电压幅值可用来直接测量 D₁ 与 D₂ 上直射光影响的差异。

单个光电二极管可通过二极管输出信号幅值提供某些光强度测量。但是，背景灯情况会影响该幅值，需要采取校准的虚浮测量条件。添加一个匹配光电二极管并监控两个二极管输出间的差异，可消除这两个二极管所产生的等值失调。背景灯只向光电二极管输出增加一个失调，而差分放大器则可消除这种影响。

参考资料

1. [光电二极管采用运算放大器进行监控, sboa035, 德州仪器, 1995 年 1 月。](#)
2. Grame, Jerald. 光电二极管放大器：运算放大器解决方案。McGraw-Hill, ISBN: 0-07-024247, 2006 年。
3. [高精度单位增益差分放大器, SBOS145, 德州仪器, 1993 年 8 月。](#)

别被放大器带宽欺骗

在设计 SAR 转换器模拟电路时，我们可能会忍不住用电压反馈放大器的数据表带宽匹配模拟信号源带宽。我们让放大器带宽尽量低，因为电路板上更快的放大器可能会产生布局问题。这些布局问题产生的原因是，电路中使用的更快放大器会产生快速升降时间。更快的信号可能会产生电路板上其它器件或线迹可收到的 EMI 信号，导致意想不到的噪声。

在这种情况下，让电路的放大器带宽尽可能低是有道理的。要提供从 dc 到 20kHz 的最大信号频率输入，您可能会认为所需的放大器具有极低的单位增益带宽或增益带宽积 (GBWP)。

恰恰相反，您需要在电路中使用更高速的放大器，其根本原因有两个：首先需要在闭环噪声增益大于 1 的放大器电路中补偿所损耗的带宽；而另一个原因则是要确保系统中位于信号路径末端的位元能够可靠转换整个系统频率范围内的信号。

图 1 是放大器闭环增益如何影响系统整体带宽的实例。该放大器的 GBWP 为 20MHz。放大器闭环增益是 10V/V 或 20dB。在电路中，我们已经使用了一款带宽是输入信号 10 倍的放大器。您可通过比较闭环增益 ($f_{3\text{dB}}$) 与放大器 GBWP 频率 (f_{GBWP}) 的交点发现这一点。

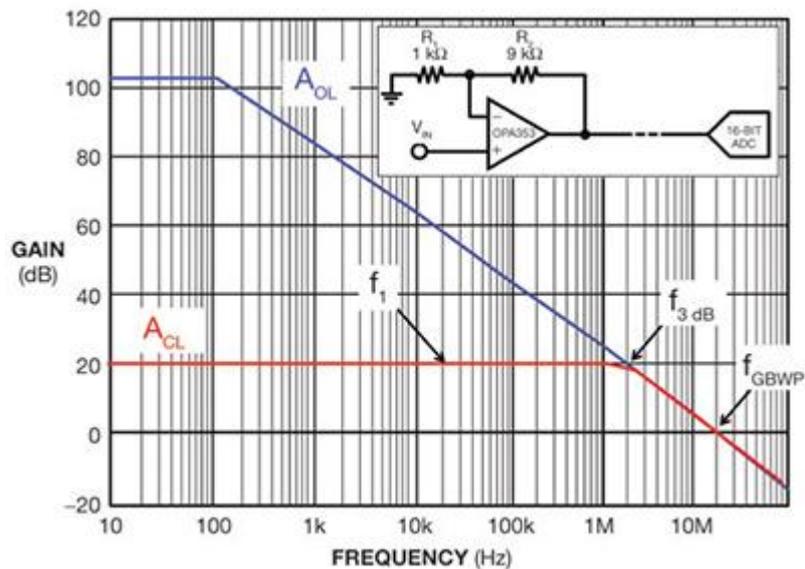


图 1：由于闭环增益 (A_{CL}) 与开环增益 (A_{OL}) 的交点，以及需要在整个 f_1 频率范围内保持位元高精度的原因，系统带宽变低。

图 1 中所示的放大器特性似乎是一个完美组合，但我们是在为 16 位系统寻找适当的放大器。

该电路的一个棘手问题是放大器闭环增益不等于 20dB，最多也就是 2MHz。事实上，2MHz 下的闭环增益是 17dB。下降了 3dB，大约是闭环增益的 70.7%，或者说需要增加 29.3%来达到该曲线。

当然，电路的闭环增益在 2 MHz 下不会立即从 20 dB 变为 17 dB。相反，它是从距离 2MHz 之前十倍频程的位置逐渐接近闭环增益曲线的。对放大器来说，20MHz 带宽应该足够了，但让我们来计算一下。

这个交叉点具有简单的一阶衰减。从 3dB 点返回到 0Hz 的正确衰减计算公式是 $f_1 = f_{3\text{ dB}} \times \sqrt{(A_{\text{CL_DC}}/A_{\text{CL1}})^2 - 1}$ ，其中 A_{CL1} 是目标闭环增益， $A_{\text{CL_DC}}$ 是 dc 闭环增益， f_1 是目标频率，而 $f_{3\text{ dB}}$ 则是该放大器系统的 3dB 转角频率。如果让 A_{CL1} 等于 9.9988752，就会在满量程频率下产生大约 0.0112% 的误差，闭环系统的带宽约比 $f_{3\text{ dB}}$ 低 100 倍。

我们的放大器电路就没有这么幸运了。信号频率是 20kHz，需要将其增大 10 倍。在信号链末端，有一个 16 位转换器。我们发现 20kHz 放大器不适合该电路。对于信号增益为 10V/V 或 20dB 的情况，放大器带宽应至少比信号高 10 倍。我们还发现放大器带宽需要至少高出 100 倍才能保持 ADC 完整性。在这种情况下，放大器单位增益带宽要达到 20MHz。这对于较低速放大器来说已经很高了。

参考资料

1. [高速、单电源、轨至轨运算放大器 MicroAmplifier™ 系列，德州仪器，1999 年 3 月。](#)

Sallen-Key 低通滤波器的阻带限制

当设计抗假信号模拟低通滤波器时，您会希望其增益幅度在滤波器截止频率基础上不断减小。这个设想在大多数情况下都没有问题，但对于一流 Sallen-Key 低通滤波器设计来说就不一定正确了。Sallen-Key 滤波器会减弱该频率范围内超过截止频率范围一定值的任何信号，随后响应会反向，开始随频率提高增益。

图 1 是使用单电源放大器的三个 Sallen-Key 低通滤波器的工作情况。在最上面的三个曲线中，响应跨越 0dB 时，图形可捕捉每个放大器的开环增益。在本测试过程中，所有三个放大器的配置均为 1000V/V 或 60 dB 的 dc 噪声增益。在本图中，运算放大器 A、B 和 C 的带宽分别为 38MHz、2MHz 和 300kHz。

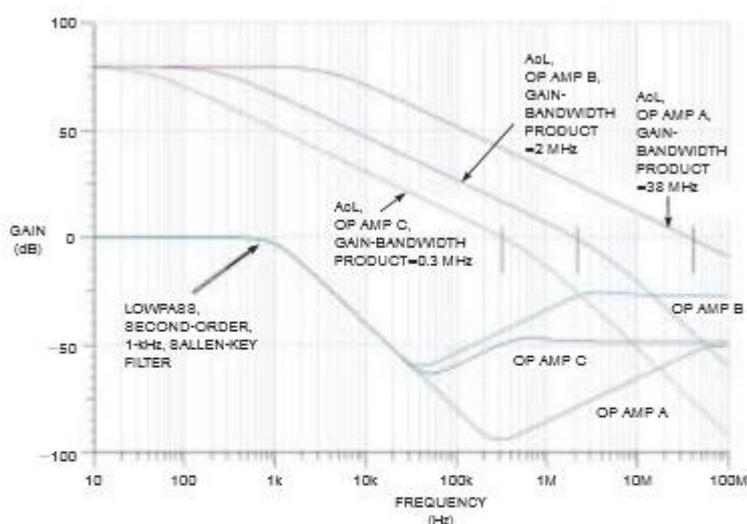


Figure 1 Note the frequency response of three Butterworth, second-order lowpass filters, along with the amplifier gain of each amplifier. The configuration for all three filters is Sallen-Key. The amplifier-gain curves start at the top of the diagram at 60 dB, and the filter curves start at 0 dB.

图 1 第二组中的三条曲线显示了 Sallen-Key 二阶低通滤波器对每个放大器的频率响应。数据表明低通滤波器在 1kHz 截止频率后 10 倍频程多一点的位置按预期执行。尽管近似法不会影响或纠正这种意外反应，但这些滤波器仍使用 Butterworth 设计。在截止频率后，三个滤波器的响应都呈现 -40 dB / 十倍频程的斜率。您会预见到二阶低通滤波器的这种响应。然后，在某一点上，滤波器增益开始以 20dB / 十倍频程的速度增加。在三个放大器变为正斜率的位置点上，频率响应差异取决于放大器的输出阻抗。随着放大器的开环增益减小，其闭环输出电阻会增大。最终，每个滤波器的响应在运算放大器开环增益 0dB 交叉频率处变平。滤波器响应“变平”出现在该交叉位置并非巧合。因为频率超过这个点后，放大器的增益就会小于 0dB。

如果您使用 Sallen-Key 低通滤波器，一些特性描述就很恰当。用一个无源 RC 低通滤波器跟随攻击型有源滤波器，可降低滤波器响应中上升趋势的影响。需要

注意的是跟随滤波器可能会干扰目标滤波器的相位响应, 在时域中引起更多的铃声。而且, 这样做还会创建输出不是低阻抗的阶段。

其它滤波器可在不添加 RC 滤波器的情况下解决这个问题。在允许使用反相滤波器时, 可使用多反馈电路, 其不仅在更高频下不会产生增益响应反转, 而且也不会对输入级的共模电压产生波动。

选择抗假信号滤波器放大器

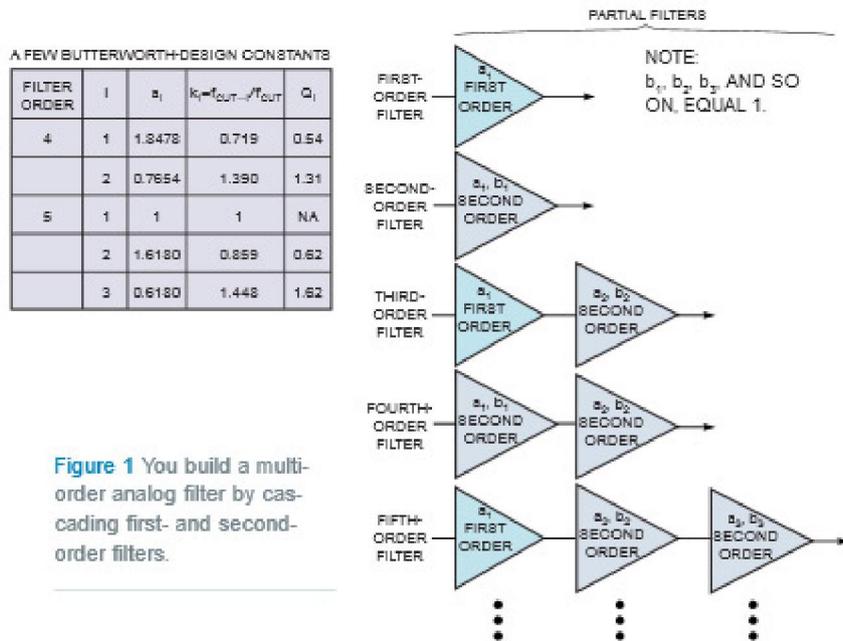
当数字化模拟信号时，可使用低通滤波器来阻止带外噪声引起的假信号误差。这样做可在模拟信号到达 ADC 之前减少其上的叠加高频噪声。如果输入信号上的噪声超过转换器采样频率的一半，噪声的量级就会保持不变，但当它以假信号形式回到有用信号上时，噪声频率会发生变化。您无法在信号数字化完成后使用数字滤波器降低带内噪声。

为有源低通滤波器电路选择正确的运算放大器让人很头疼，因为要阅读放大器产品说明书，查看所有规范。

然而在选择放大器之前，需要确定滤波器截止频率 f_{CUT} （或 -3dB 频率）。您可使用滤波器设计程序来确定滤波器的电容器及电阻器值。

下一步，在为您的有源低通滤波器选择放大器时，您首先应该只考虑两个重要规范：增益带宽积与压摆率。在图 1 中， Q_i 小于 1 时，放大器增益带宽积 f_{AMP} 必须至少等于 $100 \times \text{gain} \times f_{\text{CUT}} \times k_i$ ，其中 Q_i 是 i^{th} 部分滤波器的质量指标，而 k_i 则是部分滤波器转角频率与整体滤波器转角频率的比值。如果 Q_i 大于 1，

$f_{\text{AMP}} = 100 \times \text{gain} \times (f_{\text{CUT}}/a_i) \times \sqrt{[(Q_i^2 - 0.5)/(Q_i^2 - 0.25)]}$ ，其中 a_i 是部分滤波器转换函数中的 i^{th} 系数。运算放大器的增益带宽积在各自产品说明书规范表中提供。



此外，您还应该评估放大器压摆率影响。这样可确保滤波器不会因为压摆限制而产生信号失真。压摆率取决于内部 IC 电流与电容。当您发送大信号至放大器时，内部电流会给这些内部电容器充电。该充电过程的速度取决于放大器的内部电阻、电容与电流。为确保有源滤波器不会处于压摆条件下，您需要选择压摆率

$\geq (\pi V_{\text{OUT P-P}} f_{\text{CUT}})$ 的放大器，其中 $V_{\text{OUT P-P}}$ 是低于滤波器截止频率的预计峰至峰输出电压摆动。

有源二阶低通滤波器最常见的拓扑是非反相 Sallen-Key 与反相多路反馈。如果需要更高阶的滤波器，可级联这两种拓扑。

当使用 Sallen-Key 电路时，输入共模电压范围 (V_{CMR}) 与输入偏置电流 (I_{B}) 也会产生影响。在这种配置中， V_{CMR} 会限制输入信号范围。此外，输入偏置电流流经外部电源电阻。输入偏置电流误差引起的压降表现为一个额外的输入失调电压。此外，需要注意的是这种电路具有高频率馈通。

参考资料

1. [Bishop, J, B Trump 与 RM Stitt 《FilterPro MFB 与 Sallen-Key 低通滤波器设计方案》](#)，摘自《应用手册》(SBFA001A)，德州仪器，2001 年 11 月。
2. Mancini, Ron, 适用于所有应用的运算放大器，ISBN-0-7506-7701-5，Elsevier-Newnes, 2003 年 4 月。

更接近实际模拟滤波器

在启动信号链设计时，大家都会推荐两种基本滤波器拓扑，即多路反馈(MFB)与 Sallen-Key 拓扑。它们的区别是什么，怎样选择？

MFB 拓扑（有时也称 *无限增益*或 *Rauch*）通常是首选，因为它对放大器变量（例如开环增益或输入范围）不太敏感(图 1)。MFB 拓扑可创建二阶滤波器。MFB 单级（二阶）滤波器在反转信号时提供两个极点。在四阶或八阶滤波器等需要偶数级的设计中，输出极性与输入信号相同。由三个 MFB 级构成的六阶滤波器将信号反转三次，因此在第三级后会产生反相输出。这种反转在应用电路中可能需要考虑，也可能不需要，尤其是在有差分输入 / 输出级时。

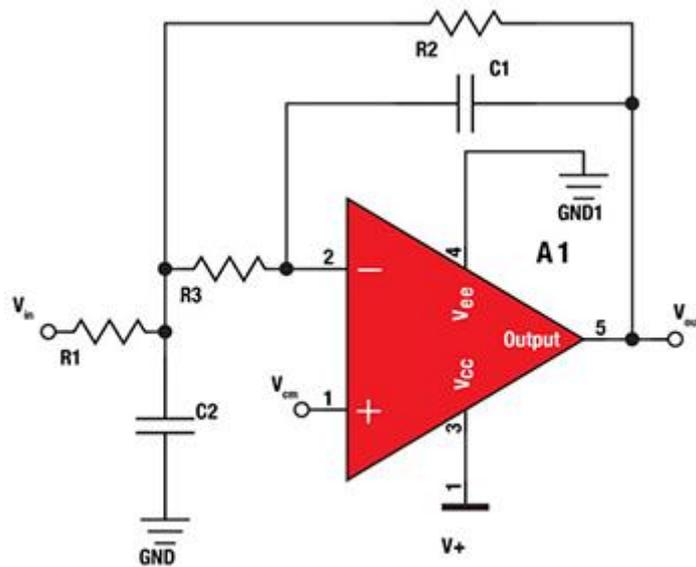


图 1：MFB 二阶单电源低通滤波器。该电路的增益等于 $-R_2/R_1$ ，其中 $V_{cm}=V_+/2$ 。

在图 1 中，增益电路为负，而且等于电阻 R_2 与 R_1 的比值。这种安排可实现各种负增益。通常，MFB 拓扑可实现对组件容差的低敏感度。设计人员在尝试使用合理电阻器值时，MFB 设计中 C_1 所需的值可以非常低。需要注意的是，低电容器值会因寄生电容与放大器输入电容而导致严重误差。

在多种情况下 Sallen-Key 拓扑是更好的选择。此外，单个二阶 Sallen-Key 级也提供两个极点，但它是非反相电路。与 MFB 单级相比，这可能会更可取，但这并不是唯一的潜在优势。一般来说，在以下情况下，使用 Sallen-Key 拓扑更好：

1. 增益精度很重要，而且
2. 需要单位增益滤波器，并
3. 需要低 Q 值（例如， $Q < 3$ ）

对于单位增益而言，Sallen-Key 拓扑具有极高的增益精度。这是因为运算放大器采用具有高开环增益的单位增益缓冲器配置。因此，增益与电路中的电阻器无

关。对于 MFB 拓扑， R_2/R_1 电阻器比值和电阻器误差可确定增益。此外，单位增益 Sallen-Key 拓扑还需要更少的组件（两个电阻器，MFB 需要三个）（图 2）。

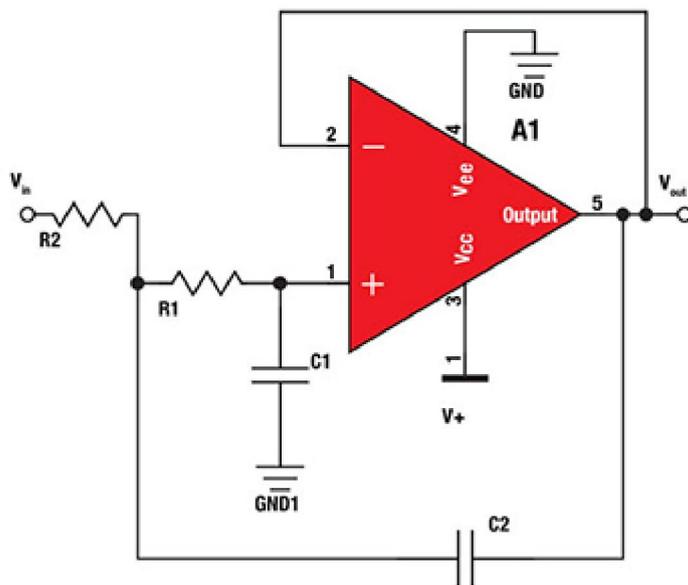


图 2: Sallen-Key 二阶、双电源、低通单位增益滤波器。该电路的增益等于 $1V/V$ 。

您的电路可能还需要低 Q （质量指标）。 Q 与阻尼系数之间的关系是 $Q = 1/2 \zeta$ ，其中 ζ 代表阻尼系数。 Q 越高，电路就越容易发生振荡，尤其是转角频率为 3dB 时。

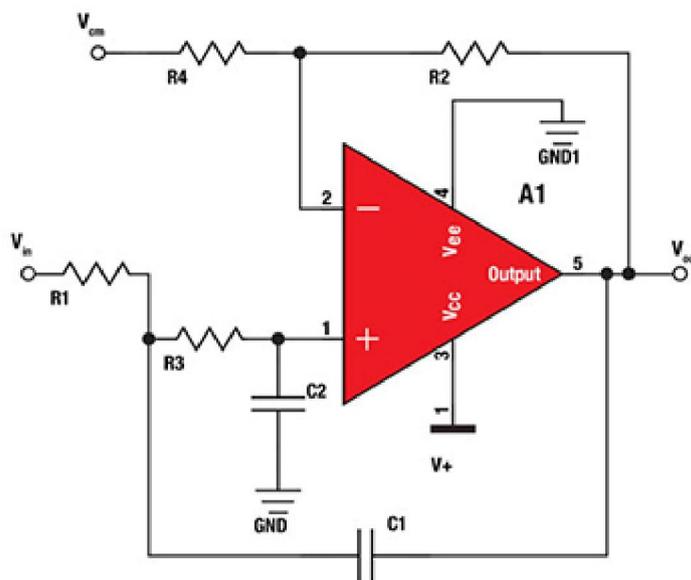


图 3: Sallen-Key 二阶单电源滤波器。该电路的增益是 $1+R_2/R_1$ 。 $V_{cm}=V_+/2$ 。

Sallen-Key 拓扑更适合低 Q 、高频率滤波器应用。

为这些电路选择正确的放大器既有趣，又充满着挑战。问题不仅仅是选择一个增益带宽积是滤波器转角频率 100 倍的放大器。例如，放大器带宽计算牵扯到放大器带宽以及无源组件随时间的变量。有时，放大器制造商的产品（例如 TI 的 WEBENCH 滤波器设计工具 Web 软件）可为相关滤波器提供各种放大器。如果您愿意使用建议器件以外的放大器，该程序可提供实际放大器选择建议与选项。此外，滤波器设计工具还可针对所选滤波器的正弦波响应、阶跃响应以及闭环 ac 响应提供 SPICE 仿真。

WEBENCH 滤波器设计工具程序似乎已经突破了一些滤波器设计障碍。我只能说滤波器设计已经有很长的历史了，宝贝！

参考资料

1. [WEBENCH 滤波器设计工具程序，德州仪器。](#)

简单的可调节低通滤波器

低通滤波器是数据采集系统中最常用的滤波器。此类滤波器通常用来减少模数转换器（ADC）假信号误差和信号带宽外的噪声。信号路径需要这种专用滤波器来匹配信号要求。如果电路有一个前端多路复用器，就可能有各种信号到达 ADC，其中每个信号源都有其自己的各种滤波器需求。这样，在多路复用器之前的电路中可能会需要各种不同的滤波器和转角频率。这些滤波器使用独立的运算放大器以及固定电阻器与电容器。

另一种滤波器设计解决方案是在多路复用器后提供一个可编程滤波器（图 1）。其明显优势是可减少芯片数量—可从多个运算放大器减少到单个放大器。随后，在单个滤波器为多个模拟输入提供服务时，可降低成本。您可使用一个双数字电位计、两个电容器和一个放大器来配置支持 1:100 可编程转角频率范围的低通二阶 Butterworth 响应滤波器。表 1 概述了数字电位计的编程设置。

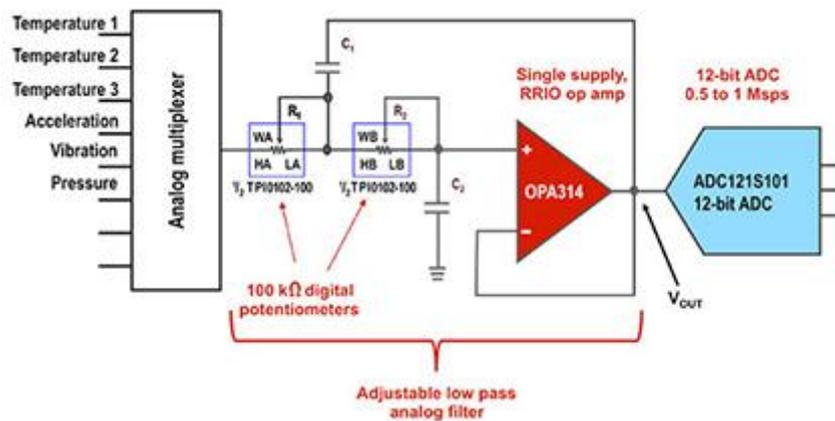


图 1：使用一个双数字电位计、两个电容器和一个运算放大器的二阶模拟滤波器可减少芯片数量。

在该电路中，可通过 1:100 的可编程转角频率范围对二阶 Bessel 或 Chebyshev 滤波器进行编程。此外，还可使用 1:10 的转角频率范围通过相同电路实现 Butterworth、Bessel 以及 Chebyshev 滤波器的整合。

图 1 是单电源、单位增益、二阶可编程低通 Sallen-key 滤波器的详细信息。OPA314 是一款单电源轨至轨运算放大器。该滤波器的实施需要两个电阻器和两个电容器。100k Ω 8 位双数字电位计 [TPL0102-100](#) 可代替本电路中的两个电阻器。电容器通过硬连线接入。图 1 中双数字电位计的重新编程可改变滤波器的频率截止以及该二阶低通滤波器的近似方法（Butterworth、Bessel 与 Chebyshev）。

您只需稍加分析，便可使用一支削好的铅笔和一块良好的橡皮擦计算出合适的电阻和电容。另外，也可以省去这项麻烦的设计工作，采用 [TIWEBENCH 滤波器设计工具软件](#) 来计算电容器及电阻器值。

在输入屏幕中，启用低通滤波器按钮并键入滤波器带宽， $A_o = 1 \text{ V/V}$ ， $f_c = 100$ ， $f_s = 1000$ ， $A_{sb} = -35\text{dB}$ 。这将生成一款二阶 Butterworth 滤波器。在该视窗中，您还可选择单电源 $= +5\text{V}$ 的电源要求。然后点击绿色按钮“Start Filter Design”（启动滤波器设计）。

下一页列出了一系列可满足您设计需求的滤波器响应选项。从列表中选择二阶 Butterworth，并点击“Open Design”（打开设计）。

滤波器设计工具设计摘要视窗（第 3 页）允许用户根据屏幕左侧“滤波器拓扑规范”截面下所要求的 C1 和 C2 值调节电容器种子值。将电容器种子值改成 $15 \text{ e-}9$ 或 15 nF ，然后点击“升级”按钮。在设置电容器种子时，软件会将电路中的电阻器改为适当的值。

要在表 1 中生成剩余的滤波器，需返回到第 1 页，并设置下一款滤波器条件。在设置过程中要确保 f_s 是 f_c 的十倍。

Cutoff Frequency, Hz	Calculated 1% R1 Value, Ohm	Closest Nominal Digital Pot, R1 Value, Ohm	Digital Pot. R1 Code, decimal	Calculated 1% R2 Value, Ohm	Closest Nominal Digital Pot, R2 Value, Ohm	Digital Pot. R2 Code
100	52.3K	52.3K	134	97.6K	97.7K	250
200	26.1K	26.2K	67	48.7K	48.8K	125
300	16.9K	16.8K	43	32.4K	32.4K	83
1k	5.23K	5.11K	13	9.76K	9.77K	25
2k	2.61K	2.7K	7	4.87K	4.69K	12
3k	1.69K	1.56K	4	3.24K	3.13K	8
10k	523	390	1	976	781	2

表 1 是针对转角频率范围为 100 至 10 kHz ($C_1 = 33\text{nF}$ 、 $C_2 = 15\text{nF}$) 的 Butterworth 滤波器的数字电位计程序设置。

在本设计中，大家学会了如何快速生成可调节模拟滤波器。这是一项设计可编程抗假信号滤波器的技术。您能否想出另外一种实现该应用的方法？请把您的想法发过来，让我们一起讨论！

光传感电路：电子世界的眼睛在注视

自从硅电子技术问世以来，硅光传感器就一直在电子电路中使用。很可能是科学家在夜以继日的实验室工作中很快发现了硅的光传感特性。时至今日，IC 设计人员通常会有规律地盖住测试中的晶圆，以防外来光照。尽管硅光敏性是硅产品的不良因素，但系统设计人员仍一直在探索各种系统中的光电能转换。因而，各种应用都使用硅来感应光的强度与特性。

在这些系统中，硅传感器将光转化为电荷或电流。这些硅传感器是电子世界的“眼睛”，用户可用它们来分析血液、无创搜索肿瘤、探测烟雾、定位设备，或者进行色谱分析等。系统设计人员大体上明白如何将光转化为电流，但真正的挑战在于如何将来自光传感器的小电流转变为有用的电表征。另外，这些应用所需的精度不断提高，这进一步加剧了设计难度。

互阻抗放大器的传统设计拓扑采用综合方法捕捉这种小信号，首先是在反馈环路中提供一个放大器和一个高位值电阻器。该电路设计采用电阻提供光源的实时线性表征。在该电路中，光电二极管跨接在运算放大器的反相输入端与接地之间。用一个阻值在 100 k Ω 至 10 M Ω 的电阻器将放大器反相输入连接至输出。然后您可将非反相输入连接至接地(图 1)。光传感器上的光刺激可生成电荷。该电荷的唯一输出路径是通过放大器反馈环路中的高位值电阻器。

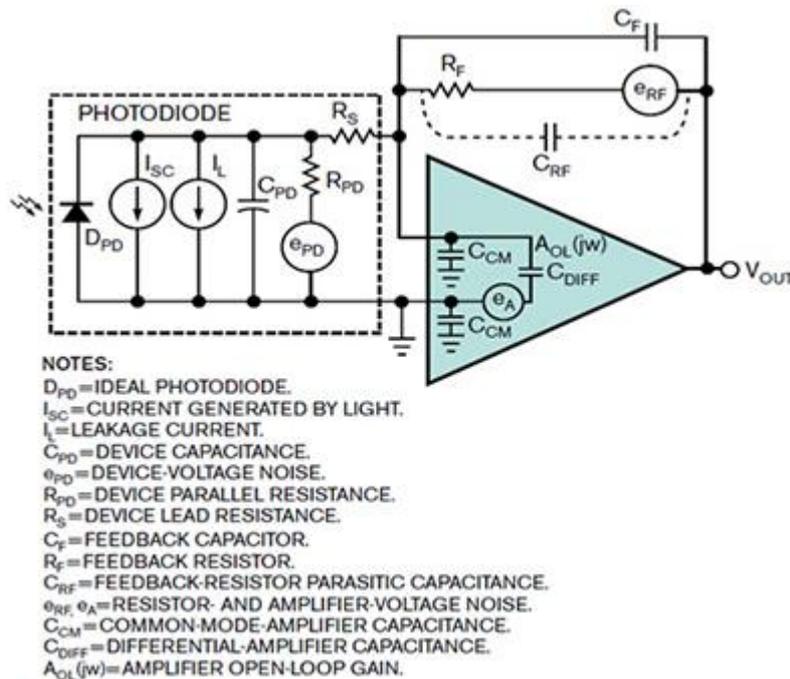


Figure 1 A transimpedance photo-sensing circuit is not without its design challenges.

图 1 中过度简单化的方法并非没有设计挑战。运算放大器必须具有相对较低的微微安培输入偏置电流和低输入电容。该电路的适当放大器将具有支持低电压噪声

与微伏失调规范的 FET 或 CMOS 输入级。最后，设计人员可优化稳定性、带宽、低噪声性能以及互阻抗放大器电路布局。

最终的设计方法并不总是直观明显。光传感器、运算放大器、放大器反馈元件以及这些部件的寄生现象结合在一起，会产生一大堆需要考虑的问题。互阻抗放大器后面的信号需要一个多极模拟滤波器。这样，输入级与滤波级的合并可将有用信号从噪声底限中分离开来。采样 ADC 可数字化模拟滤波器之后的信号。

光传感电路多年来一直在变。首先是纯模拟方案，采用互阻抗放大器后接一个低通滤波器。从经典互阻抗放大器来看，一直都支持开关积分器。开关积分器是电路数字部分向信号源靠近所迈出的第一步。光传感应用产品一直在向电荷数字化 ADC 等总体集成型系统发展。

互阻抗放大器的稳定性是光传感应用的关键

形形色色的高精度应用都可对光进行传感并将该信息转化为有用的数字字。在系统前端，前置放大器将光电二极管的电流输出信号转换为可用的电压电平。图 1 是这种系统的前端电路，该电路包含一个光电二极管、一个运算放大器和一个反馈网络。

(图 1) 该系统的转换函数是：

$$V_{OUT} = \frac{I_{SC} \times R_F}{1 + 1/(A_{OL}(j\omega) \times \beta)}$$

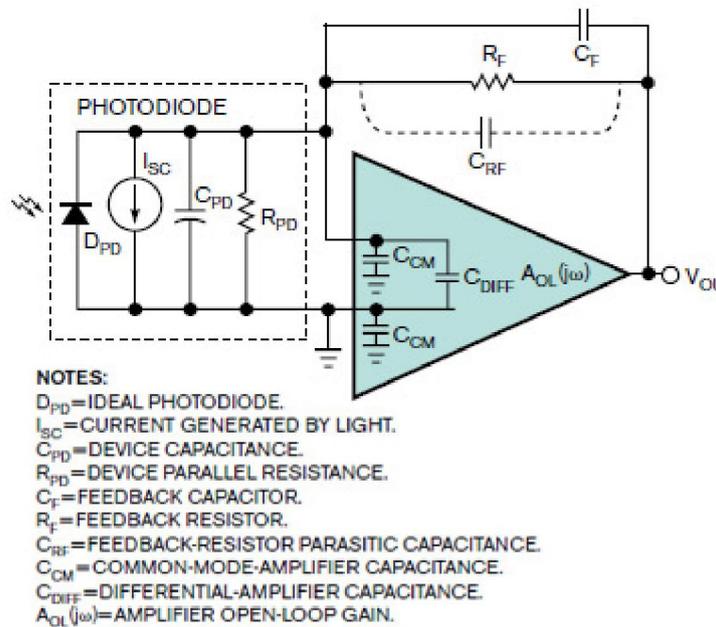


Figure 1 This transimpedance photo-sensing circuit comprises a photodiode, an operational amplifier, and a feedback network.

其中 $A_{OL}(j\Omega)$ 是相对于频率的放大器开环增益； β 是系统反馈系数，等于 $1/(1+Z_F/Z_{IN})$ ； Z_{IN} 是分配的输入阻抗，等于 $R_{PD} \parallel j\Omega(C_{PD}+C_{CM}+C_{DIFF})$ ；而 Z_F 则是分配的反馈阻抗，等于 $R_F \parallel j\Omega(C_{RF}+C_F)$ 。

波特图是确定稳定性的良好工具。该设计的适宜波特图包含放大器开环增益与 $1/\beta$ 曲线。决定噪声增益频率响应的系统因素是光电二极管的寄生现象与运算放大器的输入电容，以及放大器反馈环路中的 R_F 、 C_{RF} 和 C_F 。

图 2 是 $1/\beta$ 曲线的频率响应和放大器的开环增益响应：

$f_P = 1/(2\pi(R_{PD} \parallel R_F)(C_{PD}+C_{CM}+C_{DIFF}+C_F+C_{RF}))$ 和 $f_Z = 1/(2\pi(R_F)(C_F+C_{RF}))$ 。 $A_{OL}(j\Omega)$ 曲线与 $1/\beta$ 曲线的交汇点很有意思。两条曲线的闭合速率可表明系统的相位裕度，

反过来则可预测稳定性。例如，这两条曲线的闭合速率是 20dB / 十倍频程。在这里，放大器带来大约 -90° 的相移，而反馈系数则带来大约 0° 的相移。将 $1/\beta$ 相移与 $A_{OL}(j\Omega)$ 相移相加，该系统的相移是 -90° ，而其裕度为 90° ，从而可实现稳定的系统。如果这两条曲线的闭合速率是 40 dB / 十倍频程，表明相移为 -180° ，相位裕度为 0° ，因此电路在阶跃函数输入时会振荡或响铃。

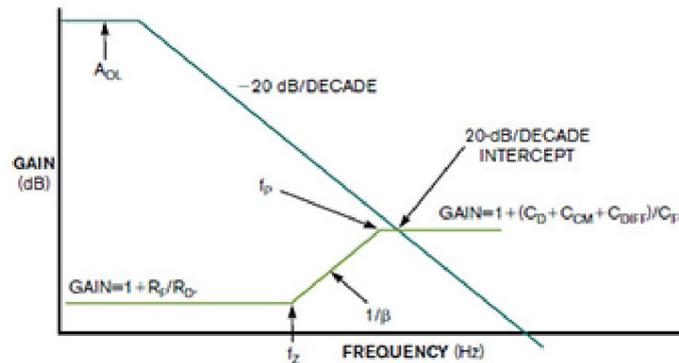


Figure 2 The closure rate between the open-loop-gain frequency response and the feedback-gain response is 20 dB/decade.

一个纠正电路不稳定性的方法是添加一个反馈电容器 C_F ，或改变放大器使其具有不同的频率响应或不同的输入电容。允许改变放大器带宽、输入电容以及反馈电阻值的保守计算，会将系统 $1/\beta$ 极点放在两个曲线交汇处一半频率的位置：

$$C_F = \left[2 \times \sqrt{\frac{(C_{PD} + C_{CM} + C_{DIFF})}{2\pi R_F f_{GBW}}} \right] - C_{RF}$$

其中 f_{GBW} 是放大器的增益带宽积。在该设计中，系统的相位裕度是 65° ，阶跃函数的过冲是 5%。

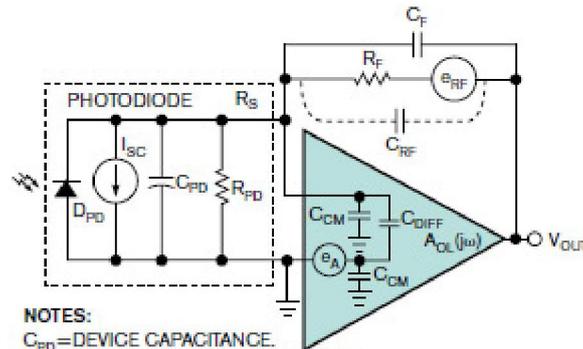
参考资料

1. [Baker, Bonnie, 《光传感电路：电子世界的眼睛在注视》摘自《EDN》，2008年8月7号。](#)

互阻抗放大器的噪声问题

光电二极管前置放大器电路中有多少噪声算噪声过大？可通过计算或使用 Spice 仿真来得出互阻抗放大器（图 1a）的噪声性能。在计算电路噪声性能时，需要考虑频谱（图 1b）中的六个区域，可使用和的平方根方程式或以下方程式对每个区域相加：

$$V_{OUT}(\text{NOISE}_{\text{RMS}}) = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_{RF}^2}$$



NOTES:

- C_{PD} = DEVICE CAPACITANCE.
- R_{PD} = DEVICE PARALLEL RESISTANCE.
- e_{RF} = RESISTOR-VOLTAGE NOISE.
- e_A = AMPLIFIER-VOLTAGE NOISE.
- C_F = FEEDBACK CAPACITOR.
- R_F = FEEDBACK RESISTOR.
- C_{RF} = FEEDBACK-RESISTOR PARASITIC CAPACITANCE.
- C_{CM} = COMMON-MODE-AMPLIFIER CAPACITANCE.
- C_{DIFF} = DIFFERENTIAL-AMPLIFIER CAPACITANCE.
- $A_{OL}(j\omega)$ = AMPLIFIER OPEN-LOOP GAIN.

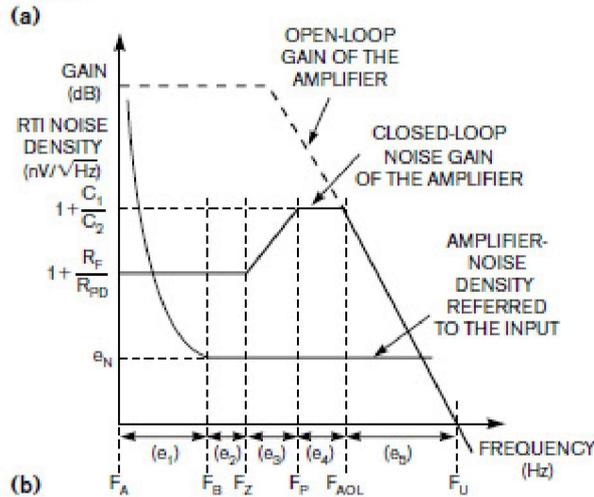


Figure 1 A typical transimpedance photo-sensing circuit (a) has five regions of overall noise response (b).

前五个区域等于闭环增益曲线及放大器噪声密度曲线下面的区域倍数。噪声密度曲线以下的区域是 e_1 ，闪烁噪声 (1/f) 区域， $V_{1/f: f_B-f_A} = A_N \sqrt{\ln(f_B/f_A)}$ ，其中 A_N 是放大器在 1Hz 下的输入噪声密度， f_B 是闪烁噪声逐渐消失位置的转角频率。对于很多 CMOS 或 FET 放大器来说，闪烁噪声区域通常介于 dc 至 100 或 1000 Hz 之间。通过计算可以证明这个低频区域对噪声的贡献相对较低：

$$e_1 = (1 + R_F / R_{PD}) \times A_N \times \sqrt{\ln(f_B / f_A)}$$

其中 R_F 是反馈电阻， R_{PD} 是器件的并联电阻。

在 e_2 区域中，将放大器的宽带噪声、闭环 dc 噪声增益 ($1 + R_F / R_{PD}$) 和该区域带宽的平方根相乘。该区域产生的噪声仍然较低，因为其位置也处于较低的频率范围。

$$e_2 = (1 + R_F / R_{PD}) \times e_N \times \sqrt{f_P - f_Z}$$

用相同的方式计算 e_3 区域的噪声贡献， $f_P = 1 / [2 \pi (R_{PD} || R_F) (C_{PD} + C_{CM} + C_{DIFF} + C_F + C_{RF})]$ ， $f_Z = 1 / [2 \pi (R_F) (C_F + C_{RF})]$ 。

$$e_3 = (1 + R_F / R_{PD}) \times e_N \times (1 \text{ Hz} / f_Z) \times \sqrt{f_P / 3 - f_Z / 3}$$

其中 C_{PD} 是器件的电容， C_{DIFF} 是差分放大器的电容。

区域 e_4 及区域 e_5 中的噪声可使用闭环增益曲线的更高频率增益， C_1 的值是输入电容器的并联组合或 $[C_{P-R1} || 2C_{CM} || C_{DIFF}]$ ，而 C_2 则是 C_F 和 C_{RF} 的并联组合。

$$e_4 = (1 + C_1 / C_2) \times e_N \times \sqrt{f_{AOL} - f_P}$$

$$e_5 = (1 + C_1 / C_2) \times e_N \times \sqrt{\pi \times (f_U - f_{AOL}) / 2}$$

噪声公式中的第六部分 e_6 代表反馈电阻器的噪声。放大器不从反馈电阻器获得这部分噪声：

$$e_6 = \sqrt{4 \times K \times T \times R_F \times (BW)}$$

其中 K 是波尔兹曼常数，等于 1.38×10^{-23} ； T 是开尔文温度； R_F 是反馈电阻器（欧姆）； BW 是所需的带宽。

当问起光电二极管前置放大器电路中有多少噪声算是噪声过大的这个问题时，应考虑在 5V 输入电压范围内工作的 12 位系统具有 1.22 mV 的 LSB。相同输入电压范围的 16 位系统的 LSB 则是 76.29 μ V。两个 LSB 都是峰至峰数字，本条目中是均方根值。

参考资料

1. [Baker, Bonnie 《光传感电路：电子世界的眼睛在注视》，摘自《EDN》，2008 年 8 月 7 日。](#)
2. [《FET 互阻抗放大器的噪声分析》SBOA060，德州仪器，1994 年 2 月。](#)
3. [Baker, Bonnie 《RMS 与峰至峰噪声的利弊权衡》，摘自《EDN》，2008 年 5 月 15 日。](#)

互阻抗放大器应用：脉搏血氧计

您是否曾经在头脑不清醒时需要过第二意见？如果您的大脑缺氧，脉搏血氧计也许能够提供第二意见。如果您是一名飞行员或在高海拔山脉徒步旅行，甚至正在手术中，这种状况会对您产生影响。脉搏血氧计是一种非侵入式仪器，可监控血液中的血氧饱和度（ SpO_2 ）。

您可测量血液中的氧，其方法是：交替导通 650nm 波长红色 LED 与 940nm 波长近红外（NIR）LED，记录光电二极管强度变量比率，并将该比率与微控制器中的 SpO_2 查找表进行比较。

互阻抗放大器广泛应用于医疗及实验室仪表、位置与近距离传感器、摄影分析器、条形码扫描仪乃至烟雾检测器中。在医疗领域，互阻抗放大器主要用于 CT（计算机断层扫描）扫描仪前端以及脉搏血氧计。图 1 是脉搏血氧计的简化方框图。

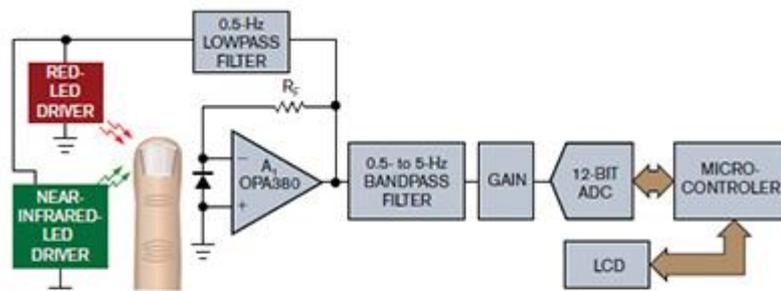


Figure 1 This pulse-oximeter circuit alternates the on-time of a red LED and a near-infrared LED to monitor oxygen saturation in the blood.

在图 1 的电路中，红色 LED 导通 50 μsec ，两个 LED 同时关闭 450 μsec ，NIR LED 导通 50 μsec ，随后两个 LED 同时关闭 450 μsec 。系统不断重复这个过程。互阻抗放大器 A_1 将 LED 产生的光电二极管电流转换为输出端电压。然后该信号通过带通滤波器和 12 位 ADC 的增益级。此外，该信号还可穿过一个低通滤波器，调节 LED 的驱动器电源。微控制器从 12 位 ADC 获得信号，然后计算红色 LED 及 NIRLED 信号的比率，并将结果与查找表进行比较。LCD 可显示氧合血红蛋白与不含氧血红蛋白之间的百分比以及心率。

当您为脉搏血氧计互阻抗放大器电路选择器件时，必须确保放大器的输入偏置电流非常低或者在 25° C 下处于微微安培范围内。放大器的输入偏置电流可通过放大器反馈环路中的高阻抗电阻器 R_f ，产生输出电压误差。FET 或 CMOS 放大器输入器件通常可满足这一需求。第二个注意事项是您放大器的低频率电压噪声必须非常低。考虑放大器输入电压噪声时，应仔细检查闪烁噪声的影响。在互阻抗放大器后面，一个带通滤波器便可消除 5Hz 以上的噪声。最后，如果想要最大限度降低线性误差，放大器的初始失调误差及过温应该在微伏范围内。可能还有必要使用自动归零放大器。

脉搏血氧计的标准输出大约是 $97\% \pm 2\%$ ，输入范围从 95% 到 100% 不等。脉搏血氧计上的警报器通常在 SpO_2 下降至 90% 以下时发出声音。如果您的体内缺氧，可能会造成判断能力极差或丧失运动机能。如果脉搏血氧计指示您的血氧稳定，您可能就想探索其它诊断途径，或者只想踩着不同鼓手的节拍翩翩起舞。祝您好运！

参考资料

1. [《医疗仪器应用指南》德州仪器，2010 年。](#)
2. [Townsend, Neil, MD 《脉搏血氧测量》，摘自《医疗电子》，2001 年。](#)

远程光电传感技术

光电二极管可将基本物理事件（光）转化为电形式（电流）。设计工程师可有条不紊地将光电探测器的电流转换为可用电压，使光电二极管信号的处理更易于管理。用来解决光传感电路问题的方法有很多，但是，当我阅读近期一篇专栏反馈部分的评论时，有个问题进入了我的脑海。一位读者要求一款可通过大量寄生电容减少光电二极管噪声影响的电路。

典型光电传感系统电路具有一个光电二极管、一个运算放大器以及一个位于前端的反馈电阻器 / 电容器对。回顾另一篇专栏的电路，在本电路中，光电二极管、放大器和反馈电容元件会限制电路的带宽。另一篇专栏则详细介绍了该电路的稳定性。

当采用具有较大寄生电容的光电二极管或从远程地点进行传感时，放大器输入就会在其整个输入中提供较大电容。这种增加电容的结果将增大电路的噪声增益，只有增大放大器的反馈电容器才能避免。如果反馈电容器 C_F 增大，电路的带宽就会减少。

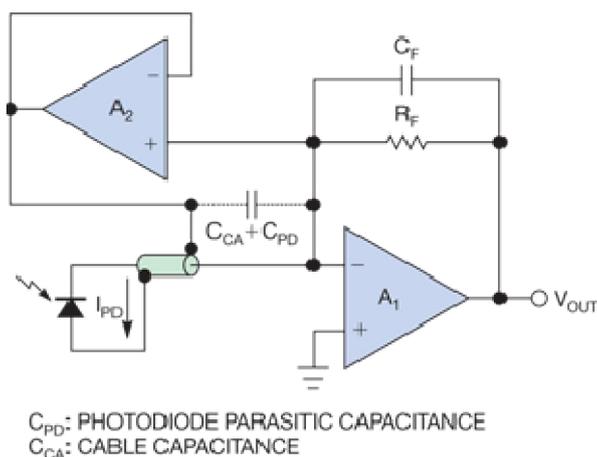


Figure 1 You can use bootstrapping to eliminate diode capacitance and cable capacitance from the transimpedance-design problem.

您可使用自举电路（图 1）来解决这个问题。具有较低二极管电容的光电二极管无法通过这种电路获益。单位增益缓冲器 A_2 可从互阻抗放大器 A_1 的输入端消除线缆电容和光电二极管的寄生电容。

在设计该电路时，您会发现针对 A_2 选择放大器类型比较容易。唯一重要的性能规范是低输入电容、低噪声、比 A_1 更大的带宽以及低输出阻抗。

在本设计中， A_2 的输入电容是唯一在互阻抗系统的 ac 转移函数中起作用的电容。缓冲器的输入电容可替换 A_1 输入电容、线缆电容以及光电二极管寄生电容的总和。良好的经验法则是让 $C_{A2} \ll (C_{A1} + C_{CA} + C_{PD})$ ，其中 C_{A1} 和 C_{A2} 代表其输入差分 and 共模电容的总和。

在该设计中， A_1 噪声问题被替换成了 A_2 。单位增益缓冲器将噪声影响从 A_1 去除。良好的方法是让 A_2 的噪声小于或等于 A_1 的噪声。

该系统中输入信号与输出信号之间的差异在于线缆 / 二极管电容。您可选择带宽大于 A_1 的 A_2 ，并确保 A_2 的输出阻抗较低，来保持这种差异处于低水平。 A_2 的增益衰减可为带宽改善提供上限，使 A_2 的带宽远远大于 A_1 。该电路在平衡 C_F 和 A_2 的输入电容时，需要稳定性优化。

参考资料

1. [Baker, Bonnie 《精彩的假期项目》，摘自《EDN》，2010 年 12 月 15 号。](#)
2. [Baker, Bonnie 《光传感电路：电子世界的眼睛在注视》，摘自《EDN》，2008 年 8 月 7 日。](#)
3. [Baker, Bonnie 《互阻抗放大器的稳定性是光传感应用的关键》摘自《EDN》，2008 年 9 月 4 日。](#)
4. Graeme, Jerald G 《光电二极管放大器：运算放大器解决方案》，McGraw-Hill，1996 年，ISBN 0-07-024247-X。
5. Kurz, Dov 与 Avner Cohen 《自举电路降低放大器输入电容》，摘自《EDN》，1978 年 3 月 20 日。

单电源放大器输出不会动轨至轨

单电源放大器在输出端无法真正动轨至轨输出。在接近电轨位置，放大器为非线性。对于线性工作，单电源放大器输出仅限于每电轨的 50 至 300mV（图 1）。

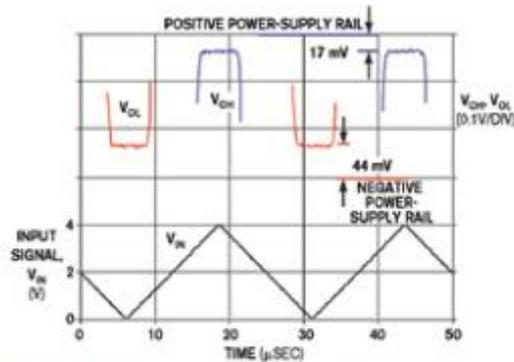


Figure 1 The lower plot illustrates the amplifier's input-voltage swing at a gain of 2V/V. The upper plot shows the amplifier's magnified output voltage.

广告宣传的单电源放大器轨至轨输出会给人们虚假的安全感。图 1 是在将输出驱动至电轨时典型单电源放大器的输出摆幅。

放大器的线性度在未达到输出摆幅最大值时就开始缩短，而且放大器输出从未达到任意一个电轨。

dc 开环增益条件可定义放大器的线性工作输出范围。以分贝为单位的 Dc 开环增益为 $20 \log(\Delta V_{OUT}/\Delta V_{OS})$ ，其中 V_{OUT} 是输出电压， V_{OS} 是输入失调电压。在将输出向高驱动时， V_H 是使用 dc 开环增益测量的输出端最大电压级。 V_{OH} 是输出可达到的、相对于 V_{DD} （漏极至漏极电压）的绝对最大电压级。 V_L 是以 dc 开环增益测量的输出端最小电压级，而 V_{OL} 则是输出可达到的绝对最小电压级。 V_H 小于 V_{OH} ， V_L 大于 V_{OL} 。

从信号链角度看，在运算放大器驱动 ADC 时，您可看到运算放大器输出对摆动轨至轨的限制。图 2a 中的 FFT 图给出了放大器 / ADC 组合在 5V 系统中对 1kHz 信号的响应。放大器的典型闭环带宽大约是 3MHz，典型压摆率为 2.3V/μsec。放大器输出电压的摆幅范围为 140mV 至 4.66V。在这个 5V 电源系统中，信号与电轨间的预留空间是 140mV。对于该放大器， V_{OL} 最小规范是高于接地 15mV。 V_{OH} 最大规范是 $V_{DD}-20mV$ 。

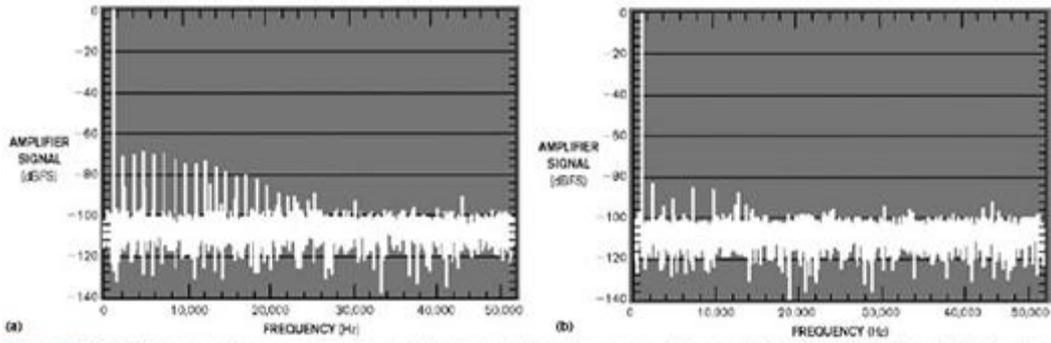


Figure 2 This 12-bit successive-approximation-register converter's maximum sampling speed is 100k samples/sec (a). Reducing the amp's output signal to 272 mV produces better results (b).

图 2a 通过显示 2、3 和 4kHz 等频率下的失真，展示了单电源 CMOS 放大器的非线性输出级影响。将放大器的输出信号从每个电轨降至 272mV 后，该数据看起来非常完美，只有 ADC 失真（图 2b）。

在使用单电源放大器时，请阅读细则内容！有些单电源放大器具有输出级充电泵，允许放大器输出摆幅达到并显著超过电源轨。在任何情况下都要阅读产品说明书，参考开环增益测试条件。

不能通用的单电源运算放大器

支持高分辨率 $\Delta-\Sigma$ 或逐步逼近寄存器 (SAR) 转换器系统等应用的基本模拟器件正面临放大器难以实现良好轨至轨输入性能的压力。简单的轨至轨运算放大器必须具有能以最小失真覆盖整个电源范围的晶体管设计。

设计单电源运算放大器的这种趋势始于 70 年代覆盖部分共模输入范围的单个差分输入级。随后,设计人员加入了一个二级或补充型差分输入级。这两个输入级在整个放大器轨至轨共模范围内共享(有一定失真)轨至轨输入运算(参考 1)。但是,这两种方案所产生的放大器都不能满足高精度系统覆盖放大器整个共模输入范围的需求。

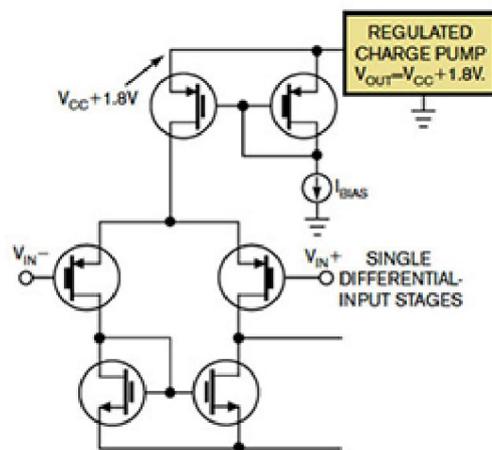


Figure 1 In this configuration, a charge pump pushes a single differential-input stage of the amplifier above the positive-power supply.

最后, IC 设计人员借用其它器件技术解决了这个问题。他们开始使用过于平常的充电泵将放大器的单个差分输入级提高到正电源以上(图 1)。放大器设计人员不仅让开关频率高于放大器带宽,而且还使开关噪声低于放大器的热噪声底限。

带充电泵的单差分输入级可将放大器的共模抑制比(CMMR)提高 20 至 30dB。这种提升可对采用缓冲器配置的放大器产生积极影响,此外,您还有望将放大器总谐波失真(THD)降低近十倍。因此,如果您使用其输入级中有充电泵的放大器来驱动高精度 SAR 或 $\Delta-\Sigma$ 转换器,您的系统性能将会得到改善。

例如,采用以缓冲器配置的运算放大器驱动 ADC 的 THD,是 ADC 及运算放大器失真贡献的求和平方根。在该配置中,系统 THD 为:

$$THD_{SYSTEM} = 20 \log \sqrt{10^{(THD_{ADC}/10)} + 10^{(THD_{OPA}/10)}}$$

其中 $THD_{OPA} = 20 \log(THD_{OPA-\%} \times 100)$, $THD_{OPA-\%}$ 是运算放大器产品说明书中的 THD 参数, 单位是百分比。

使用这些**等式**, 如果支持补充输入级的运算放大器具有 0.004% 的 THD 规范, 输入电压为 4V p-p, 而且 16 位 SAR ADC 具有 -99 dB 的 THD 规范, 该系统的 THD 则为 -88dB。或者, 如果运算放大器的输入级具有一个充电泵, 且 THD 规范为 0.0004%, 那么系统 THD 则变为 -98dB。

单电源放大器可不断与高分辨率转换器保持同步, 因为工程师可实施创新的放大器电路拓扑, 例如带充电泵的输入级。充电泵是一种良好的补缺方案, 但工程师将不断要求更低的系统电源, 并坚持更高的信号完整性。

参考资料

1. [Baker, Bonnie 《所有这些噪声都从哪儿来的? 》, 摘自《EDN》, 2009 年 4 月 23 日。](#)
2. [“OPA365、OPA2365 2.2V、50MHz、低噪声、单电源轨至轨运算放大器”德州仪器, 2006 年 6 月。](#)
3. [“OPA333、OPA2333 1.8V、低功耗 CMOS 运算放大器零漂移系列”德州仪器, 2006 年 3 月。](#)

“轨至轨”输入工作到底是什么意思？

单电源运算放大器的热门讨论话题是能否支持轨至轨输入或输出工作。单电源运算放大器厂商声称他们的放大器具有轨至轨输入功能，但芯片设计人员必须做一些妥协才能实现这种性能。

普通单电源放大器输入拓扑具有并行的 PMOS 及 NMOS 差分输入级，将两种输入级的优势相结合可实现实际轨至轨输入工作（图 1）。在将 V_{IN+} 带向负轨时，PMOS 晶体管完全导通，而 NMOS 晶体管则完全关闭。在将输入端带向正轨时，NMOS 晶体管处于使用状态，而 PMOS 晶体管则关闭。

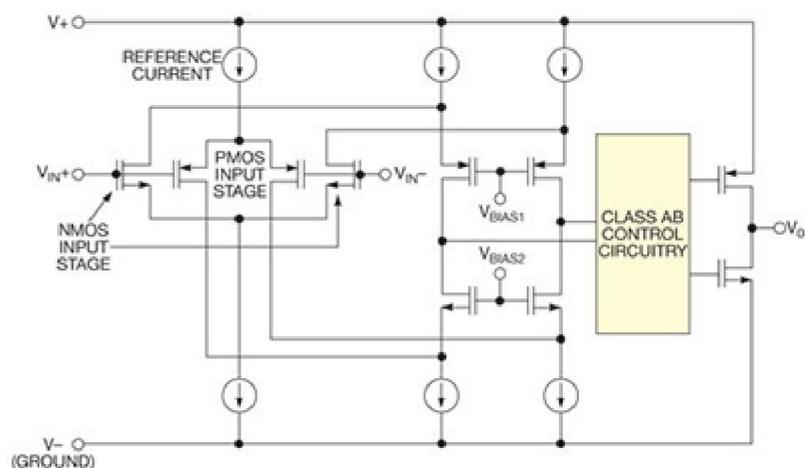


图 1：运算放大器的这种综合输入级使用 PMOS 和 NMOS 差分对，因此输入电压范围可从正电轨以上延伸至负电轨以下。

尽管图 1 中的高精度低功耗 OPA344 输入级支持轨至轨输入工作，但仍然有一些电路设计人员必须解决的性能妥协。图 1 中的设计拓扑在整个放大器共模输入范围内可能会有很大的失调电压变化。在接近接地的区域，输入级的 PMOS 失调误差部分占主导。在接近正电源的区域，NMOS 失调误差占主导。

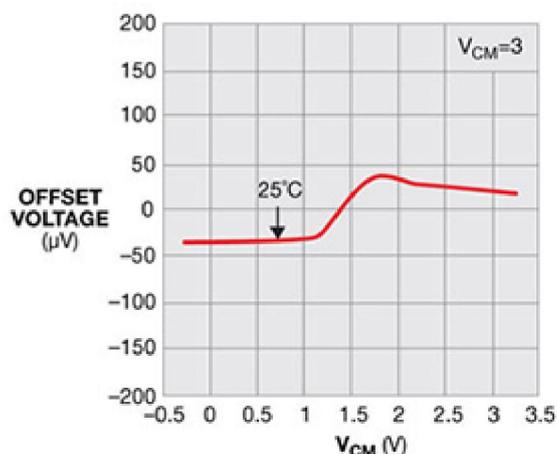


图 2: 随着放大器共模电压从接地变成正电源, CMOS 放大器的输入级可从其 PMOS 输入完全变成其 3V 正电源轨以下的 -2V NMOS 输入对。

观察输入级表现最好的方法是看失调电压与共模输入电压的对比(图 2)。图 2 中 4.6MHz、轨至轨输入 / 输出 [LMP7701](#) CMOS 放大器展示了 1.4V 左右的失调电压误差交叉表现。在较低的共模输入电压下, PMOS 晶体管处于工作状态, NMOS 晶体管关闭。在大约 1.1V 电压下, NMOS 晶体管开始导通。随着共模输入电压的提升, 电路的 NMOS 部分最终可接管, 而 PMOS 晶体管完全关闭。从大约 1.1 至 2V 的电压, PMOS 与 NMOS 晶体管都在工作。

有几个任你自由支配的电路设计技巧可用来将输入级交叉影响降至最小; 您可在“[轨至轨输入放大器的应用解决方案](#)”中阅读有关内容。

此外, 单电源放大器制造商还声称他们具有将在输出端实现轨至轨摆幅的器件。有了这些类型的放大器, 虽然输出无法完全达到电轨值, 但可接近。

下次我将介绍轨至轨放大器的输出级以及其实现轨至轨性能的能力。

参考资料

1. [OPA344 产品说明书, 德州仪器。](#)
2. [LMP7701 产品说明书, 德州仪器。](#)

轨至轨输入放大器的应用解决方案

许多单电源运算放大器都支持轨至轨输入工作，但前提是它们得有适当的输入电路来支持该功能。本文是博客“[‘轨至轨’输入工作到底是什么意思？](#)”的扩展内容。通过检查附加输入级拓扑，并在一些常用运算放大器电路中实施这些运算放大器，您就会明白我的意思。

本文主要讨论单电源运算放大器的综合输入级拓扑。您可能还记得这种拓扑在输入共模电压覆盖整个轨至轨输入电压范围时会出现失调电压的交叉失真。从一个差分输入级转换到另一个差分输入级时会引起这种失真。

重新了解单电源输入拓扑

共模抑制比（CMRR）规范可描述放大器失调电压变化与共模输入变化的比较。该规范条件可详细描述放大器的轨至轨输入拓扑。支持综合输入级的放大器的典型共模抑制规范具有两个或更多 CMRR 规范（表 1）。

Input Voltage Range		Conditions	Min	Typ	Max	Units
Common-Mode Voltage Range	V_{CM}		-0.3		$(V+) + 0.3$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$-0.3 < V_{CM} < (V+) - 1.8V$	80	92		dB
		$V_S = 5V, -0.3V < V_{CM} < 5.3V$	70	84		dB
		$V_S = 2.7V, -0.3V < V_{CM} < 3V$	66	80		dB

表 1: 单电源运算放大器产品说明书介绍了 CMRR 测试条件以及实际指定值。这些规范表可提供输入级拓扑特性的证明，本案例中它是具有综合输入级的放大器。

在**表 1**中，CMRR 等于 $20 \cdot \log(\Delta V_{CM}/V_{OS})$ 。第 1 行证实放大器具有真正的轨至轨输入能力。第 2 行指定从接地到正电源轨以下 1.8V 的 CMRR 为 92 dB（典型值）。注意该规范并未描述第 1 行中指定的范围。第 3 行指定整个输入范围内的 CMRR 为 70 dB（典型值， $V_S=5V$ ）。这种规范不一致只能说明放大器的输入级具有综合输入拓扑。

还有更多解决这种 IC 设计输入拓扑问题的途径。综合输入级是一个实例。作为二级 IC 设计策略，独特的零交叉输入拓扑可提供在整个输入范围内的高级共模性能。

在**图 1**中，经过调整的充电泵可将差分输入最高值及其偏置电流源提高至电源电压 V_S 以上的 1.8V。这种提高的预留空间有助于单差分 PMOS 输入级替换综合差分输入级。具有充电泵输入级的放大器的典型共模抑制规范有一个 CMRR 规范。该规范包含整个放大器输入范围。

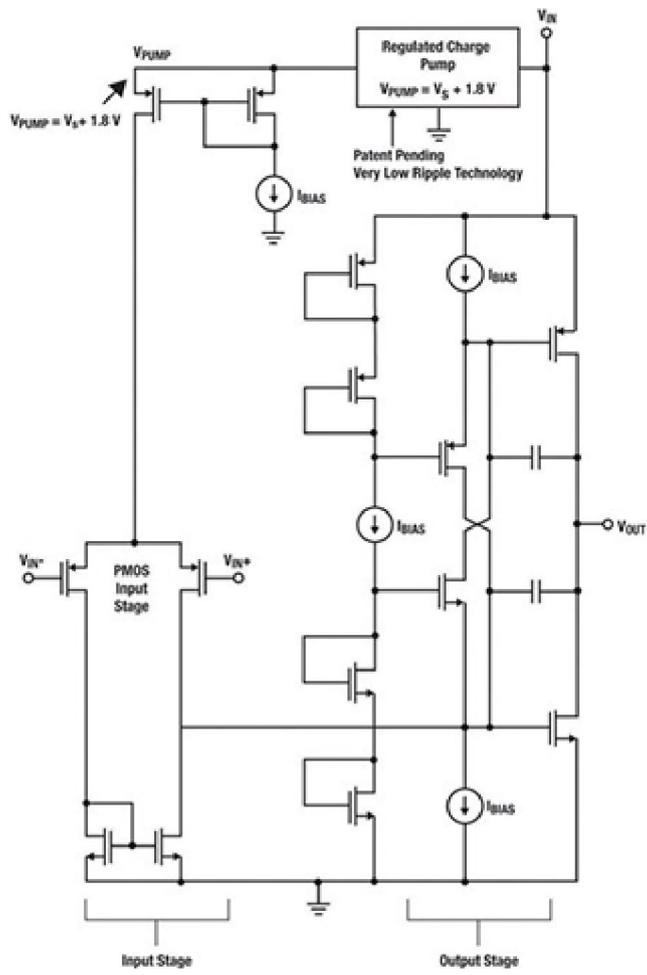


图 1: 该单 PMOS 差分输入级和高侧充电泵可消除综合输入级中的共模交叉失真。

图 2 将充电泵响应与综合放大器输入进行比较。这两种拓扑的区别在本图中很明显。

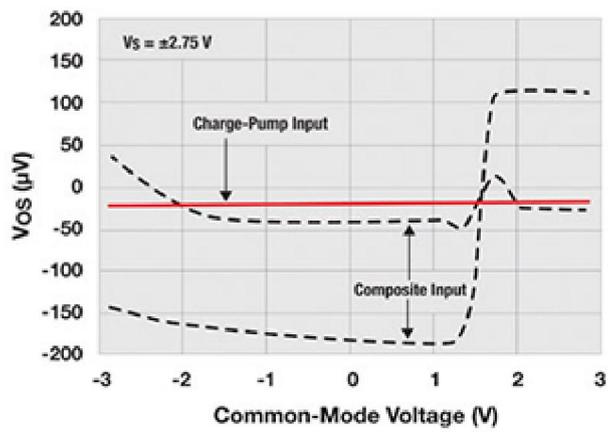


图 2: 支持充电泵输入的运算放大器的运算放大器失调电压在整个共模电压变化中保持恒定。带综合输入的运算放大器的失调电压在整个共模电压变化过程中会发生变化。

图 1 中的运算放大器拓扑在整个输入范围内提供优异的共模性能。事实上，输入范围可在两个电源轨基础上扩展至少 100mV 的电压。您可能认为充电泵的输出纹波电压会成为噪声问题。但是，充电泵设计可带来的输出纹波电压非常低，不会在运算放大器的输出端产生不良噪声或失真。

应用解决方案

电路设计人员几乎可在任何运算放大器配置中使用轨至轨输入运算放大器。但是，为实现最佳性能，电路设计人员需要考虑单电源运算放大器输入级的表现。让我们考虑一下综合放大器输入端和充电泵放大器输入端在单电源反相放大器、非反相放大器和缓冲器电路中的表现。

在许多应用中，放大器共模输入电压可以维持在静态电压下。这在图 3 中的反相放大器电路中就可以实现。反相放大器电路不仅可获得输入信号，而且还可改变信号极性。

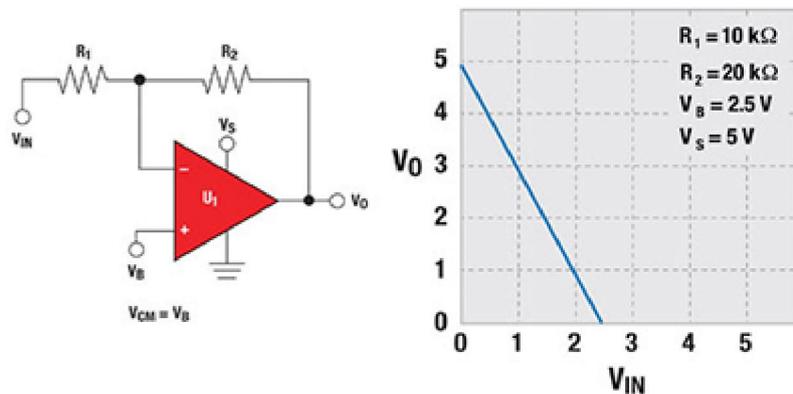


图 3：反相放大器电路使放大器共模电压保持在恒定电压 V_B 下。

该电路需要一个偏置电压 V_B ，使输出电压保持在电源轨之间的 V_O 下。在 V_B 构建放大器共模电压时，该电路的转换函数可表示为

$$V_O = V_{IN} \frac{R_2}{R_1} + V_B \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

电压 V_B 可处于接地与 V_S 之间的任意位置，只要电路中的各元素 (V_B 、 R_1 、 R_2 和 V_{IN}) 组合能保持 V_S 与接地之间的输出电压 (V_O) 即可。既然电压 V_B 是静态的，放大器共模电压就可保持恒定。在使用综合输入放大器时，选择的电压 V_B 应低于或高于 PMOS/NMOS 转换区。

结果：反相放大器电路

- **综合输入：** 位于 PMOS/NMOS 转换区外部的 V_B 可实现无失真工作
- **充电泵输入：** 支持无失真工作

非反相放大器的共模电压（图 4）等于输入电压 V_{IN} 。非反相放大器电路获取的输入信号支持采用 V_B 实施的电压电平变换。

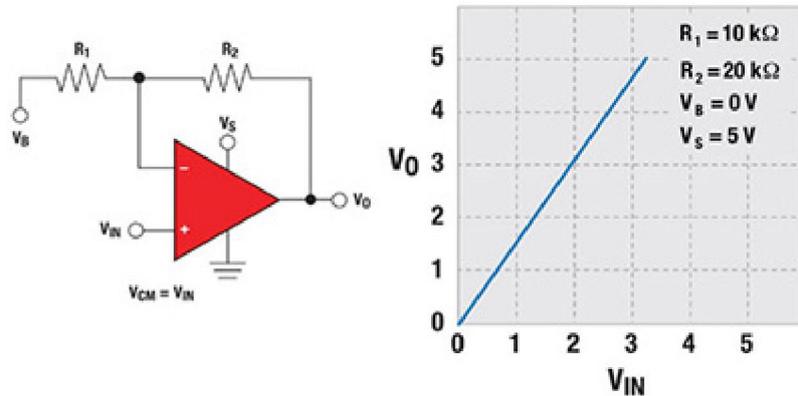


图 4 非反相增益放大器配置允许放大器共模电压随输入信号变化。

为实现正常工作，非反相放大器电路可能需要偏置电压 V_B 来确保输出电压范围处于电源轨之间的 V_0 下。在这里， V_B 可创建放大器的共模电压。电路转换函数可表示为

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{R_2 + R_1}{R_2} + V_B \frac{R_2}{R_1}$$

输入共模电压 (V_{IN}) 可在接地与 V_S 之间变化，只要 V_0 下的电压保持在电源轨之间即可。 V_B 可设定，因此输入信号无需经过综合输入级的交叉区。如果输入信号总是小于或大于综合输入级的转换电压，那么电路就不会通过综合输入级交叉现象创建失真。

结果：非反相放大器电路

- **综合输入：** 输入信号 (V_{IN}) 不能进入 PMOS 和 CMOS 差分输入级的转换区域
- **充电泵输入：** 共模电压或 V_{IN} 变化时，保持无失真工作

采用单位增益缓冲器（图 5），输入信号 (V_{IN}) 可从一个电轨移动到另一个电轨。在该电路中， V_{IN} 可构建放大器的共模电压。如果电路设计人员将放大器用于电压跟随器或缓冲器配置，综合放大器就会因输入级拓扑而显现出一些线性度限制。如果电路设计人员想从这个放大器电路中获得无失真输出，那么带综合输入拓扑的运算放大器可能就会限制缓冲器的输入范围。

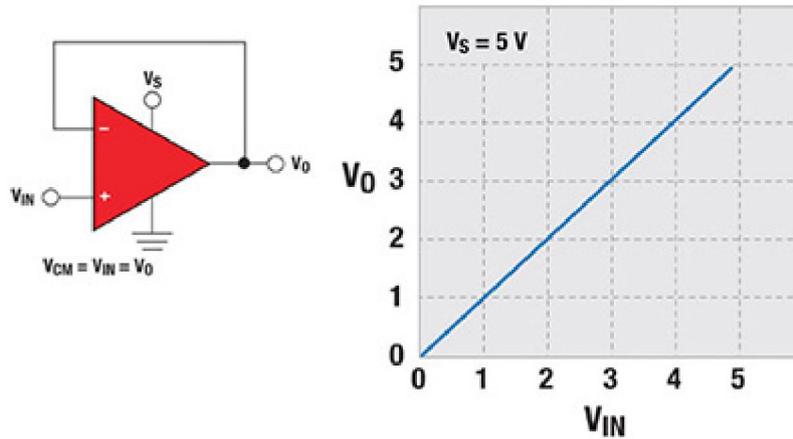


图 5 缓冲器电路的输入信号 V_{IN} 可改变放大器的共模电压。综合输入运算放大器会随 V_{IN} 的改变在输出 V_O 处创建失真。

图 5 中电路的转换函数为：

$$V_O = V_{IN}$$

输入共模电压 (V_{IN}) 可在电源轨之间变化。如果 V_{IN} 跨越这一整个范围，综合输入放大器会在电路输出电压 V_O 处产生失真。如果输入信号总是小于综合输入级的转换电压，该电路就不会因综合输入级的交叉现象而产生失真。或者，带充电泵输入级的放大器在整个输入范围内都不会创建这种不良失真。

结果：缓冲器电路

- **综合输入：** 运算放大器的输入范围 (V_{IN}) 不能进入 PMOS 与 CMOS 差分输入级的转换区域
- **充电泵输入：** 共模电压变化时，保持无失真运行

结论

制造商可在其轨至轨输入放大器设计中使用多种输入拓扑。确实，电路设计人员几乎可在任何运算放大器配置中使用轨至轨输入放大器。但是，如果您选择使用轨至轨输入放大器，就需要了解 CMRR 对电路的影响。综合输入放大器会产生交叉失真，因此在某些类型的电路中需要特别考虑。充电泵输入放大器不会产生这种失真。

参考资料

1. [Edgar Sánchez-Sinencio 《轨至轨运算放大器》 Ax-09, TAMU, AMSC。](#)
2. [50 MHz、低失真、高 CMRR、RRI/O、单电源运算放大器 \(D 版本\)。](#)

电压及电流反馈放大器几乎相同

电流反馈放大器的压摆率高于电压反馈放大器压摆率。因此，与电压反馈放大器相比，电流反馈放大器能更好地解决高速问题。“电流反馈放大器”这个名字有些神秘，但一般来说，电压及电流反馈放大器的应用电路配置除少数关键点外都是一样的。

首先，电流反馈放大电路的反馈电阻器值必须处在一个小范围内。较低值的电阻器会降低电流反馈放大器的稳定性。反馈电阻的较高值会降低电流反馈放大器的带宽。您可在电流反馈放大器产品说明书中找到指定的反馈电阻器值。电压反馈放大器的反馈电阻值则比较宽松。这种放大器的驱动能力可限制电阻器的最小值，整体电路噪声可限制最大值。

图 1 是既适合电流反馈放大器又适合电压反馈放大器的电路。如果反馈电阻 R_F 等于 $2R_{IN}$ (R_{IN} 是输入电阻)，每通道的闭环增益就是 $-2V/V$ 。乍一看，很容易认为闭环带宽等于增益带宽积除以每通道增益 (或 $|-2V/V|$)。不要做这个假设！

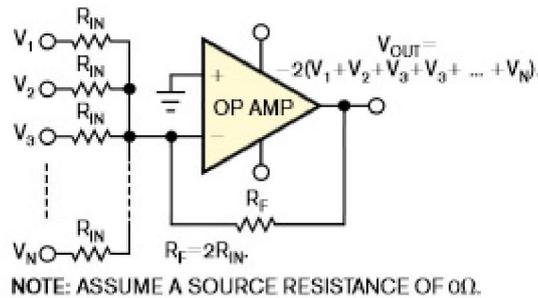


Figure 1 If you vary the number of channels in this circuit, the current-feedback amp will help keep the closed-loop bandwidth constant.

如果采用使用图 1 中所示电路的电压或电流反馈放大器，噪声增益就是：

$$1 + \frac{R_F}{R_{IN}/N}, \quad (1)$$

其中 N 是输入通道数。用于电压反馈放大器时，该电路的带宽等于增益带宽积除以噪声增益。例如，如果电压反馈放大器的增益带宽积为 180 MHz，有三个增益是 $-2V/V$ 的输入通道 ($N=3$)，那么电路的闭环带宽就是 25.7 MHz。附加通道会缩小闭环带宽，但输入信号则可继续看到 $-2V/V$ 的增益。

如果您使用采用图 1 中电路的电流反馈放大器，放大器的闭环带宽对闭环增益和输入通道数量的依赖性要小一些。如果您使用这种放大器设计该电路，首先要根据制造商规范及电路噪声增益选择最佳反馈电阻器。然后，您将选择合适的 R_{IN} 值。这样，如果您向电路中添加通道，电路中的信号带宽和增益峰值可能会发生小小的变化。如果要考虑该情况，可以回去重新调整反馈电阻器选择。无论是电流反馈放大器还是电压反馈放大器，噪声增益总是等于公式 1 的结果，但您可降低电流反馈放大器电路的反馈电阻器值，增大电路带宽。

第 2 章：INA 与 PGA

理解 CMR 与仪表放大器

图 1 中三运算放大器仪表放大器看起来是一个简单配置，因为它使用数十年前的基本运算放大器来获取差分输入信号。运算放大器的输入失调电压误差很容易理解。运算放大器开环增益的定义没有改变过。运算放大器共模抑制 (CMR) 的简单想法在运算放大器时代刚开始时就已经出现了。那么，什么是阻碍呢？

公式 1 得出的通用 CMR 适用于单个运算放大器和仪表放大器：

$$\text{CMR} = 20 \log \frac{G \times \Delta V_{\text{CM}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$$

公式 1

其中 G 是系统增益， ΔV_{CM} 是变化的共模电压，您同样也可将其应用于相对于接地的系统输入端， ΔV_{OUT} 是相对于变化 V_{CM} 值的系统输出电压。

对于 CMR 而言，运算放大器的内部工作方式比较简单，只需考虑失调电压变化问题。仪表放大器的 CMR 受两个因素影响。第一个也是最主要的因素是整个 A_3 中电阻器比例的平衡。例如，如果 R_1 等于 R_3 ， R_2 等于 R_4 ，三运算放大器仪表放大器的 CMR 在理想情况下是无限的。

然而实际上， R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 的关系对于仪表放大器的 CMR 非常关键，具体来说就是让 R_1 对 R_2 的比例与 R_3 对 R_4 的比例相匹配。这四个电阻器与 A_3 结合，可减掉并获取来自 A_1 和 A_2 输出端的信号。电阻器比例之间的不匹配会在 A_3 的输出端产生误差。公式 2 给出了这些电阻器之间的关系对 CMR 误差的贡献：

$$\text{CMR}_{A_3} = 20 \log \left[\frac{100 \times (1 + R_2/R_1)}{\% \text{ERROR}} \right]$$

公式 2

例如，如果 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 大致相等，并且 R_3 与 R_4 的比例是 1.001 的 R_1/R_2 ，那么该 0.1% 的偏差就会使仪表放大器的 CMR 从理想值降至 66dB。在 1 增益下， CMR_{A_3} 等于整个仪表放大器的 CMR。

如公式 1 所示，仪表放大器的 CMR 随系统增益的增加而增大，这是一个很好的特性。公式 1 可能会促使仪表放大器设计人员确保有大量的增益提供，但是 A_1 和 A_2 的开环增益误差会限制该策略。放大器的开环增益是 $20 \log(\Delta V_{\text{OUT}}/\Delta V_{\text{OS}})$ ，其中 V_{OS} 是失调电压。随着 A_1 和 A_2 的增益提升，放大器开环增益的失调误差也会增加。 A_1 与 A_2 输出摆幅的改变一般可跨越电源轨。在更高的仪表放大器增益下，

运算放大器的开环增益误差占主导地位。这些误差在较高增益下可降低仪表放大器的 CMR。因此，仪表放大器的 CMR 性能值通常会在较高增益下达到最大值。

所以从 CMR 角度看，仪表放大器是其中不同部件会在不同系统增益下产生 CMR 误差的系统。当您考虑器件内部情况时，这种情况也就不那么神秘了。如果将各部分分开，图像会变得很清晰。

参考资料

1. Baker, Bonnie《所产生的 CMRR 不会与所有 INA 相等》，摘自《电子世界》，2008 年 12 月。
2. [Kitchin, Charles 与 Lew Counts《使用仪表放大器的最佳方法》，摘自《EDN》，2005 年 9 月 15 日，第 69 页。](#)
3. [放大器与线性，德州仪器。](#)

共模范围的“硬骨头”

我在上个专栏里简单分析了三运算放大器仪表放大器（INA）的共模抑制（CMR）问题，并介绍了总体 CMR 误差的主要成因（见“[理解 CMR 与仪表放大器](#)”，摘自《EDN》，2009年11月26日，第14页）。然而，如果您想了解相同器件的共模范围，本文将更深入。在 INA 的所有性能特性中，被误解最多的是共模范围要求。那么，设计人员应如何计算 INA 的共模范围呢？请将在 INA 上出现输入 / 增益过载条件考虑为一种可能性。

INA 中三种基本类型的节点可引起输入 / 增益过载问题（图 1）。请留意 V_{IN+} 及 V_{IN-} 输入引脚的电压等级、 A_1 与 A_2 的 V_{OA1} 及 V_{OA2} 输出等级，以及 A_3 的 V_{OUT} 输出摆幅能力。分析这些概念时，您可能注意到了进入 INA 的输入信号可产生一个不正确的输出信号，但该输出仍处于器件的正常输出范围内。

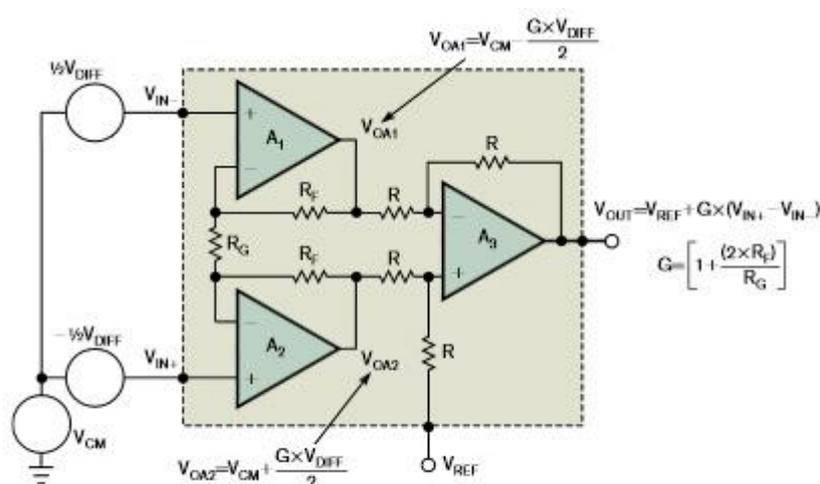


Figure 1 Three basic kinds of nodes in an instrumentation amplifier can cause input/gain-overload problems.

应用于 INA 的输入电压等于共模输入电压加或减差分输入信号。 A_1 和 A_2 的输入级可限制这两个输入电压的范围。最大及最小输入电压限制因器件的不同而不同。

V_{IN+} 及 V_{IN-} 位置的输入电压以及 A_1 和 A_2 的增益会导致内部输出电压增加或减小。注意 A_1 和 A_2 级未获得输入共模电压 V_{CM} 。如果 A_1 的输出电压、 A_2 的输出电压，或者二者都超出了内部输入摆幅限值，就会产生输入 / 增益过载条件。该条件不可能直接测量。您必须知道 V_{OA1} 和 V_{OA2} 限值，然后采用图 1 中的公式计算您的设计是否处于危险境地。

例如，在 INA 输入端处于相关范围内的电压将 A_1 、 A_2 或这二者都驱动至其正极或负极输出摆幅极限时，就会出现这种输入 / 增益过载条件。在该条件下， A_3 可测量错误差分电压。该错误电压加上 INA 的电压参考是不正确的，而且可能还处于 A_3 输出范围内。

寻找输入 / 增益过载条件的最后一个位置是 INA 的输出端 V_{OUT} 。A₃ 的输出极限与其它任何放大器的输出极限相似。例如，在单电源环境下，输出摆幅绝不会跨越电轨。

如果忽略内部 A₁ 和 A₂ 输出级的细微差别，那么三运算放大器 INA 的共模表现会给您带来惊喜。所有内部放大器的输出电压都与整个 INA 的线性共模输入范围有关。大多数产品说明书都提供输入 / 增益过载条件的影响图解。您现在可充分发挥这些图表的优势了。

仪表放大器的输入电路策略

许多工业及医疗应用都使用仪表放大器调节大共模电压下的小信号。INA 具有完整的闭环运算放大器和反馈组件。在正常条件下，INA 简单易用，只要关注输入级和第一级的输出即可。这里介绍的快速低成本解决方案可帮助您避免 INA 电路的输入级误区。

在经典的三运算放大器 INA（图 1）中，输入级有两个采用可调增益配置的运算放大器，可为反相 (V_{IN-}) 及非反相 (V_{IN+}) 输入提供高输入阻抗。输出级在一个单运算放大器周围提供四个匹配电阻器。如果电路设计人员对输入引脚采取适当措施，该配置便可抵制外部共模电压和噪声。输出级具有参考电压，可针对接地进行电平转换。在单电源应用中电平转换非常便捷。对于众多 INA 来说，您可使用一个单电阻器 R_G 对图 1 中的增益进行编程。

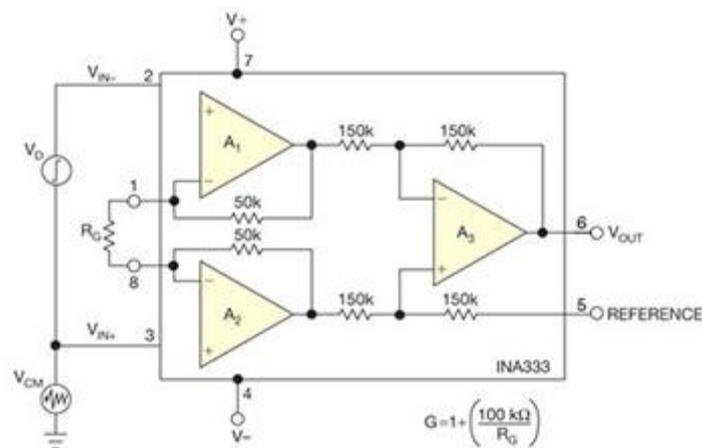


Figure 1 In a classic, three-op-amp INA topology with input sources that define V_{CM} and V_D , the input stage has two op amps in an adjustable-gain configuration and provides high input impedance on both V_{IN-} and V_{IN+} .

V_{IN+} 与 V_{IN-} 可根据 INA 硅芯片工艺，连接至双极性晶体管基极、FET 栅极或 CMOS 栅极。INA 的所有输入都需要一个针对接地的电流返回路径和一个偏置电压参考。没有电流返回路径和偏置电压参考，INA 输入级就会饱和或浮动至不良电压。两种情况都会创建无效输出电压

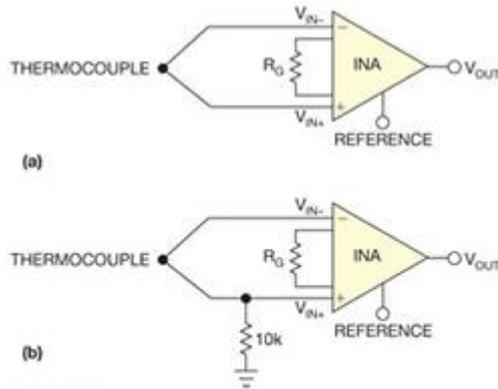


Figure 2 An incorrect thermocouple connection to the INA produces erroneous outputs (a). A correct connection to the INA's input involves biasing the input stages to ground through a 10-k Ω resistor (b).

图 2a 中的浮动热电偶电路没有为 INA 的输入引脚提供接地电流路径或偏置电压参考。因此，输入电流泄漏未消散，而且两个输入可浮动至任何未定义电压。这种情况反过来可导致 INA 的输出变为无效输出电压，其通常位于 INA 输出范围的中间位置。该无效电压看似是正常的，因此很难检测 INA 输入实施的正确性。图 2b 是 INA 的正确热电偶连接；两个输入都有一个接地路径，这里是通过 10k Ω 电阻器偏置至 INA 输入范围内的一个电压或接地的。

电路设计人员经常在 INA 输入电路中错误使用热电偶，甚至是两线麦克风。若没有正确考虑电流路径或偏置问题，在连接 INA 输入时就会出问题。应留意 INA 输入级的这些注意事项，这样您就会坚信 INA 的输出电压是热电偶电压的代表。

等一下， A_1 和 A_2 的输出值可能还存在一个问题（图 1）。您会如何解决这个问题？请在下面发表评论。我很想听听您的想法！

参考资料

1. [Kugelstadt, Thomas 《充分利用仪表放大器设计》，摘自《模拟应用期刊》，德州仪器，2005 年第 4 期。](#)
2. [Trump, Bruce 《仪表放大器 — 避免普通误区》，摘自《TI E2E 社区》，2012 年 3 月 27 日。](#)
3. [Trump, Bruce 《仪表放大器 — 它们不是运算放大器，但它们是什么呢？》，摘自《TI E2E 社区》，2012 年 4 月 2 日。](#)

拧出热敏电阻非线性

如果您打算针对整个温度范围使用热敏电阻器温度传感器件，就会出现一个设计挑战。热敏电阻器通常是高阻抗电阻式器件，在您将热敏电阻器阻抗转换为电压时，其可解决一个接口问题。更难的接口挑战是使用线性 ADC 以数字形式捕捉热敏电阻器的非线性行为。

热敏电阻器 (thermistor) 一词源自 “thermally sensitive resistor”。热敏电阻器的两种基本类型是负温度系数及正温度系数器件。负温度系数热敏电阻器最适合高精度温度测量。您可使用 Steinhart-Hart 方程式：

$T=1/(A_0+A_1(\ln R_T)+A_3(\ln R_T^3))$ 来确定周围的热敏电阻器温度。在该方程式中， T 是凯氏度数温度， R_T 是温度 T 下的热敏电阻器电阻， A_0 、 A_1 与 A_3 则是热敏电阻器制造商提供的常数。

通过 Steinhart-Hart 方程式可以看出，热敏电阻器随温度的变化是非线性的。当测量温度时应驱动参考电流通过热敏电阻器，以产生等效电压。该等效电压具有非线性响应。您可试着采用微控制器中的查找表来补偿热敏电阻器的非线性响应。尽管可在微控制器固件中运行这种算法，但仍需要一个高分辨率转换器在温度极限下捕捉数据。

或者，您也可在进行数字化之前使用硬件线性化技术，和一个较低分辨率的 ADC。一种技术是提供一个与热敏电阻器 R_{THERM} 串联的电阻器 R_{SER} ，以及电压参考或电源（图 1）。将可编程增益放大器 (PGA) 的增益设置为 1V/V，本电路中的 10 位 ADC 可感应有限的温度范围（约 $\pm 25^\circ\text{C}$ ）。

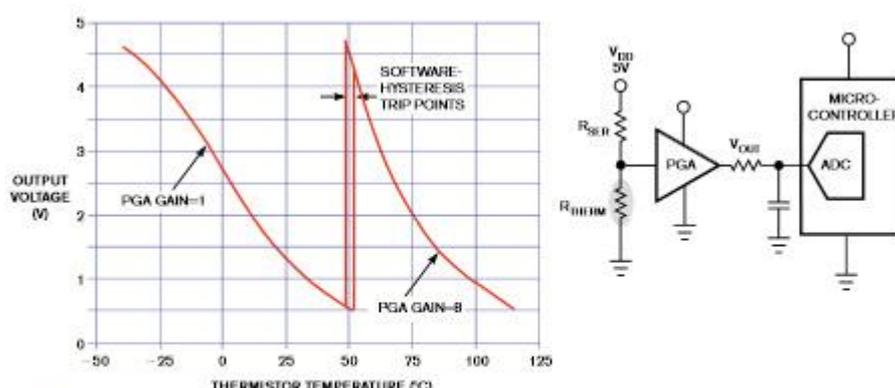


Figure 1 You can tame the nonlinear response of the thermistor, R_{THERM} with a series resistor, R_{SER} , a PGA, and a microcontroller.

在图 1 中请注意，分辨率可在高温下丢失。在这些温度下增加 PGA 的增益可将 PGA 的输出信号带回某个范围，在该范围内 ADC 能够可靠提供用以识别热敏电阻器温度的转换功能。

微控制器固件的温度感应算法不仅可读取 10 位 ADC 数字值，而且还可将其发送至 PGA 滞后软件程序。PGA 滞后程序可检查 PGA 增益设置，并可将 ADC 数字值与图 1 中所示的跳变点进行比较。如果 ADC 输出超过跳变点值，微控制器就将 PGA 增益设置为更高或更低的增益。必要时，微控制器还可再次获取一个新的 ADC 值。PGA 增益及 ADC 值随后可传送至微控制器分段线性内插程序。

从非线性热敏电阻器获得数据有时候看起来是一项不可能的任务。您可将一个串联电阻器、一个微控制器、一个 10 位 ADC 和一个 PGA 组合在一起，克服在高于 $\pm 25^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内测量非线性热敏电阻器的各种难题。

参考资料

1. [Baker, Bonnie C, 《使用非线性传感器完成测量的进步》, 摘自《传感器》杂志, 2005 年 4 月 1 日。](#)
2. [《NTC 介绍: NTC 热敏电阻器》, 摘自《BC 组件产品说明书》2001 年 3 月 27 日。](#)

精彩的假期项目

圣诞树上的哪个灯泡最亮？如果您有时间而且想知道这个问题的答案，可使用一款单光电二极管来确定灯泡的亮度。然而，在众多灯泡和背景灯中找到最亮的灯泡是件很费劲的事，但如果您将设计任务扩展至使用两个光电二极管那就不同了。两个光电二极管可帮助您通过监控其输出信号之间的差别，找到灯的位置。

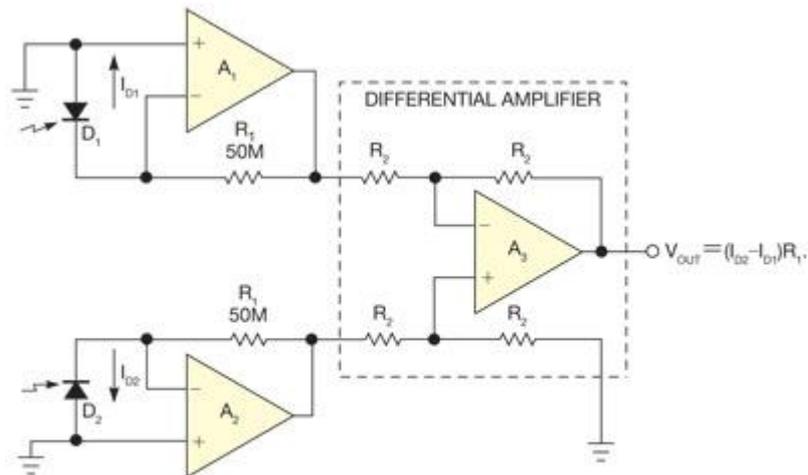


Figure 1 Differential inputs reduce common-mode errors and take the difference of the two photodiodes' signals.

如果在差分光电二极管放大器配置中使用三个运算放大器，您会看到相关距离与差异的更高精度(图 1)。

A₁ 与 A₂ 配置可作为传统电流至电压转换器或互阻抗放大器。A₃ 与 R₂ 可构成一个差分放大器，减去 A₁ 与 A₂ 的输出电压。在该电路中，光电二极管上的入射光可导致电流从阴极至阳极流过二极管。由于 A₁ 与 A₂ 的反相输入具有高阻抗，因此光电二极管的电流可流过 R₁ 反馈电阻器。放大器反相输入端的电压可跟踪放大器非反相输入端电压。

因此，放大器的输出电压以及 R₁ 电阻器的 IR 压降会发生变化。A₁ 与 A₂ 的输出电压包含差分信号与共模信号。A₃ 不仅可抑制共模信号，而且还可将差分电压信号传输至 V_{OUT} 电路输出。

A₁ 与 A₂ 的主要性能参数是输入电容、偏置电流、失调、噪声以及温度漂移。目标是选择这些参数尽可能低的放大器。A₁ 与 A₂ 需要低输入电流的 CMOS 或 FET 运算放大器。

您可分开实施差分放大器或使用现成产品。只要 A₃ 周围的电阻器相等，该电路的 dc 转移函数就是 1V/V。

如果 A₃ 周围的电阻不相等，两个输入信号间就会出现明显的增益误差。您可使用电位计更换这四个电阻器中的任何一个来轻松补偿这类误差。而且更重要的是，

当两组输入的共模电压发生变化时，这种不协调会在系统中引起非线性问题。您可将输入信号的共模电压定义为 $(V_{A1OUT}+V_{A2OUT})/2$ 。理想情况下，差分放大器会抑制共模电压变化。因电阻器不匹配所导致的共模抑制比（CMR）误差为 $100 \times (1+R_2/R_1) / (\text{失配误差百分比})$ 。

若两个光电二极管的亮度相等，输出电压就等于 0V。D₁ 与 D₂ 对光照强度具有线性反应，因此，输出电压幅值可用来直接测量 D₁ 与 D₂ 上直射光影响的差异。

单个光电二极管可通过二极管输出信号幅值提供某些光强度测量。但是，背景灯情况会影响该幅值，需要采取校准的虚浮测量条件。添加一个匹配光电二极管并监控两个二极管输出间的差异，可消除这两个二极管所产生的等值失调。背景灯只向光电二极管输出增加一个失调，而差分放大器则可消除这种影响。

参考资料

1. [光电二极管采用运算放大器进行监控, sboa035, 德州仪器, 1995 年 1 月。](#)
2. Grame, Jerald. 光电二极管放大器：运算放大器解决方案。McGraw-Hill, ISBN: 0-07-024247, 2006 年。
3. [高精度单位增益差分放大器, SBOS145, 德州仪器, 1993 年 8 月。](#)

关于作者

Bonnie Baker 是德州仪器 WEBENCH® 团队的高级应用工程师，从事模拟及数字系统设计已超过 25 年。Bonnie 不仅着迷于电路设计，而且乐于分享她的知识与经验。她撰写了数百篇文章、设计及应用手册、研讨会论文以及各种技术文章，其中包括在《EDN 杂志》和 edn.com 网站上发表名为“《Baker 精选》(Baker's Best)”的每月专栏。此外，Bonnie 还撰写了一本名为《A Baker's Dozen: Real Analog Solutions for Digital Designers》的著作。欢迎阅读她的最新博客 [Bonnie 帮助您了解板载技术](#)，在这里她将带您深入了解信号链设计的方方面面。

内容摘自《EDN》。

© EDN 2014 年版权所有。保留一切权利。