

可编程增益跨阻放大器 使光谱系统的动态范围 达到最大

作者: Luis Orozco

简介

利用光电二极管或其他电流输出传感器测量物理性质的精密仪器系统，常常包括跨阻放大器 (TIA) 和可编程增益级以便最大程度地提高动态范围。本文通过实际例子说明实现单级可编程增益 TIA 以使噪声最低并保持高带宽和高精度的优势与挑战。

跨阻放大器是所有光线测量系统的基本构建模块。许多化学分析仪器，如紫外可见 (UV-VIS) 或傅里叶变换红外 (FT-IR) 光谱仪等，要依赖光电二极管来精确识别化学成分。这些系统必须能测量广泛的光强度范围。例如，UV-VIS 光谱仪可测量不透明的样品 (例如使用过的机油) 或透明物质 (例如乙醇)。另外，有些物质在某些波长具有很强的吸收带，而在其他波长则几乎透明。仪器设计工程师常常给信号路径增加多个可编程增益以提高动态范围。

光电二极管和光电二极管放大器

讨论光电二极管放大器之前，快速回顾一下光电二极管。当光线照射其 PN 结时，光电二极管会产生电压或电流。图 1 显示的是等效电路。该模型表示光谱仪所用的典型器件，包括一个光线相关的电流源，它与一个大分流电阻和一个分流电容并联，该电容的容值范围是 50 pF 以下 (用于小型器件) 到 5000 pF 以上 (用于超大型器件)。

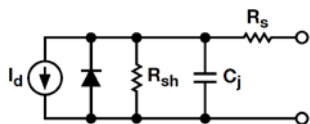


图 1. 光电二极管模型

图 2 显示了典型光电二极管的传递函数。该曲线看起来与普通二极管非常相似，但随着光电二极管接触到光线，整个曲线会上下移动。图 2b 是原点附近传递函数的特写，此处无光线存在。只要偏置电压非零，光电二极管的输出就不是零。此暗电流通常用 10 mV 反向偏置来指定。虽然用大反向偏置操作光电二极管 (光导模式) 可使响应更快，但用零偏置操作光电二极管 (光伏模式) 可消除暗电流。实践中，即使在光伏模式下，暗电流也不会完全消失，因为放大器的输入失调电压会在光电二极管引脚上产生小误差。

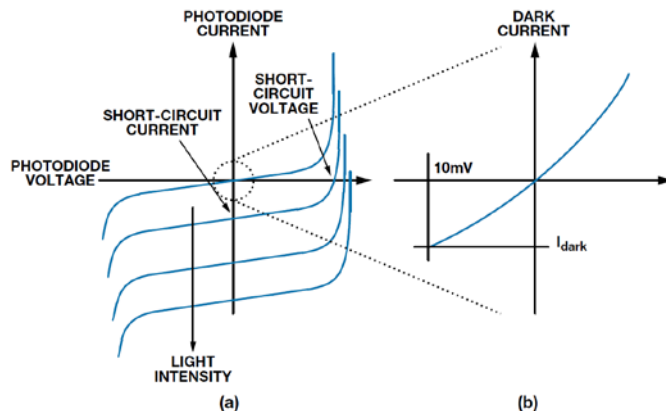


图 2. 典型光电二极管传递函数

在光伏模式下操作光电二极管时，跨阻放大器 (TIA) 可使偏置电压接近 0 V，同时可将光电二极管电流转换为电压。图 3 所示为 TIA 的最基本形式。

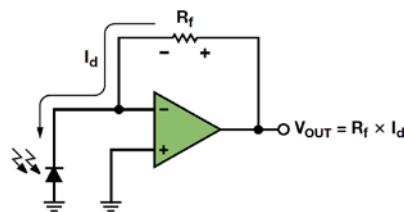


图 3. 跨阻放大器

直流误差源

对于理想运算放大器，其反相输入端处于虚地，光电二极管所有电流流经反馈电阻 R_f 。 R_f 的一端处于虚地，因此输出电压等于 $R_f \times I_d$ 。为使这种近似计算成立，运算放大器的输入偏置电流和输入失调电压必须很小。此外，小输入失调电压可以降低光电二极管的暗电流。一个很好的放大器选择是 AD8615，室温下其最大漏电流为 1 pA，最大失调电压为 100 μ V。本例中，我们选择 $R_f = 1$ M Ω ，以便在最大光输入条件下提供所需的输出电平。

不过，设计一个光电二极管放大器并不像为图 3 所示电路选择一个运算放大器那样简单。如果只是将 $R_f = 1$ M Ω 跨接在运算放大器的反馈路径上，光电二极管的分流电容会导致运算放大器振荡。为了说明这一点，表 1 显示了典型大面积光电二极管的 C_s 和 R_{sh} 。表 2 列出了 AD8615 的主要特性，其低输入偏置电流、低失调电压、低噪声和低电容特性使它非常适合精密光电二极管放大器应用。

表 1. 光电二极管规格

参数	符号	值
分流电容	C_s	150 pF
分流电阻	R_{sh}	600 M Ω

表 2. AD8615 规格

参数	符号	值
输入电容 (差分)	C_{diff}	2.5 pF
输入电容 (共模)	C_{cm}	6.7 pF
总输入电容 (针对 TIA)	$C_i = C_{diff} + C_{cm}$	9.2 pF
增益带宽积	GBP	24 MHz
电压噪声密度	e_n	7 nV/ \sqrt{Hz} (10 kHz 时)
电流噪声密度	I_n	50 fA/ \sqrt{Hz} (1 kHz 时)

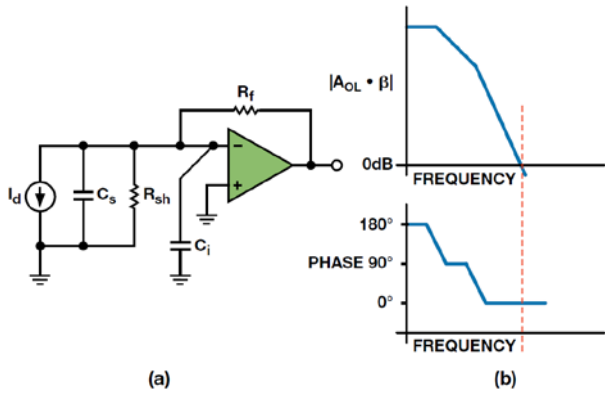


图 4. 光电二极管放大器模型 (a) 和开环响应 (b)

选择外部元件以保证稳定性

图 4a 是一个很好的光电二极管放大器模型。该系统的开环传递函数有一个极点在 28 Hz，由运算放大器的开环响应引起（参见数据手册），还有一个极点是由反馈电阻以及光电二极管的寄生电阻和电容引起。对于我们选择的元件值，此极点出现在 1 kHz 处，如公式 1 所示。

$$f_{p2} = \frac{R_f + R_{sh}}{2\pi(C_{sh} + C_i)R_f R_{sh}} = 1 \text{ kHz} \quad (1)$$

注意， R_{sh} 比 R_f 大两个数量级，因此公式 1 可简化为：

$$f_{p2} \approx \frac{1}{2\pi(C_{sh} + C_i)R_f} = 1 \text{ kHz} \quad (1a)$$

每个极点导致开环传递函数相移 90°，总共相移 180°，远低于开环幅度相移跨过 0 dB 的频率。如图 4b 所示，缺少相位裕量几乎必然导致电路振荡。

为确保稳定工作，可以放一个电容与 R_f 并联，从而给传递函数添加一个零点。此零点可将传递函数跨过 0 dB 时的斜率从 40 dB/十倍频程降至 20 dB/十倍频程，从而产生正相位裕量。设计至少应具有 45° 相位裕量才能保证稳定性。相位裕量越高，则响铃振荡越小，但响应时间会延长。电容添加到开环响应中的零点在闭环响应中变成极点，因此随着电容提高，放大器的闭环响应会降低。公式 2 显示如何计算反馈电容以提供 45° 相位裕量。

$$C_f = \sqrt{\frac{C_{sh} + C_i}{2\pi R_f f_u}} \quad (2)$$

其中， f_u 是运算放大器的单位增益频率。

此 C_f 值决定系统能够工作的最高实际带宽。虽然可以选择更小的电容以提供更低的相位裕量和更高的带宽，但输出可能会过度振荡。此外，所有元件都必须留有余地，以便在最差情况下保证稳定性。本例选择 $C_f = 4.7 \text{ pF}$ ，相应的闭环带宽为 34 kHz，这是许多光谱系统的典型带宽。

图 5 显示了增加反馈电容后的开环频率响应。相位响应最低点在 30° 以下，但这与增益变为 0 dB 的频率相差数十倍频程，因此放大器仍将保持稳定。

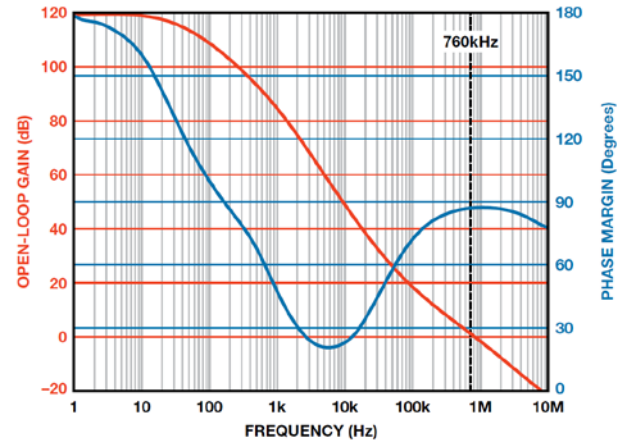


图 5. 使用 1.2 pF 反馈电容的光电二极管放大器开环响应

可编程增益 TIA

设计可编程增益光电二极管放大器的一种方法是使用跨阻放大器，其增益能使输出保持在线性区域内，即便对于亮度最高的光线输入。这样，可编程增益放大器级就能在低光照条件下增强 TIA 的输出，对高强度信号实现接近 1 的增益，如图 6a 所示。另一个选择是直接在 TIA 中实现可编程增益，消除第二级，如图 6b 所示。

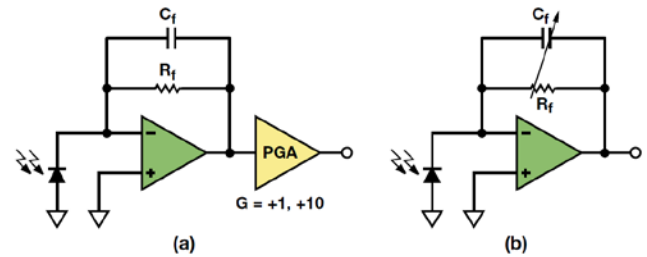


图 6. (a) TIA 第一级后接 PGA；(b) 可编程增益 TIA

计算 TIA 噪声

跨阻放大器有三个主要噪声源：运算放大器的输入电压噪声、输入电流噪声和反馈电阻的约翰逊噪声。所有这些噪声源通常都表示为噪声密度。要将单位转换为 V_{rms} ，须求出噪声功率（电压噪声密度的平方），然后对频率积分。一种精确但简单得多的方法是将噪声密度乘以等效噪声带宽（ENBW）的平方根。可以将放大器的闭环带宽建模为主要由反馈电阻 R_f 和补偿电容 C_f 决定的一阶响应。使用稳定性示例中的规格，求得闭环带宽为：

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times 4.7 \text{ pF}} = 34 \text{ kHz} \quad (3)$$

要将 3 dB 带宽转换为单极点系统中的 ENBW，须乘以 $\pi/2$ ：

$$\text{ENBW} = f_{3dB} \times \frac{\pi}{2} = 53 \text{ kHz} \quad (4)$$

知道 ENBW 后，就可以求出反馈电阻造成的均方根噪声和运算放大器的电流噪声。电阻的约翰逊噪声直接出现在输出端，运算放大器的电流噪声经过反馈电阻后表现为输出电压。

$$\text{Noise}_{Rf} = \sqrt{4kT \times \text{ENBW} \times R_f} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{m}^2\text{kg}}{\text{s}^2\text{K}} \times 298\text{K} \times \left(34 \text{ kHz} \times \frac{\pi}{2}\right) \times 1 \text{ M}\Omega} = 30 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (5)$$

$$\text{Noise}_{\text{current}} = 50 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times R_f \times \sqrt{\text{ENBW}} = 50 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times 1 \text{ M}\Omega \times \sqrt{34 \text{ kHz} \times \frac{\pi}{2}} = 12 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (6)$$

其中, k 是波尔兹曼常数, T 是温度 (单位 K)。

最后一个来源是运算放大器的电压噪声。输出噪声等于输入噪声乘以噪声增益。考虑跨阻放大器噪声增益的最佳方式是从图 7 所示的反相放大器入手。

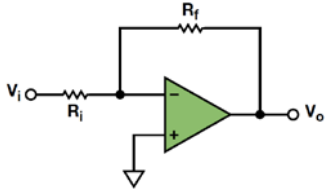


图 7. 反相放大器噪声增益

此电路的噪声增益为:

$$\text{Noise gain} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (7a)$$

使用图 4a 所示的光电二极管放大器模型, 噪声增益为:

$$\text{Noise gain} = 1 + \frac{Z_f}{Z_i} \quad (7b)$$

其中, Z_f 是反馈电阻和电容的并联组合, Z_{in} 是运算放大器输入电容与光电二极管的分流电容和分流电阻的并联组合。

此传递函数包含多个极点和零点, 手工计算将非常繁琐。然而, 使用上例中的值, 我们可以进行粗略的近似估算。在接近 DC 的频率, 电阻占主导地位, 增益接近 0 dB, 因为二极管的分流电阻比反馈电阻大两个数量级。随着频率提高, 电容的阻抗降低, 开始成为增益的主导因素。由于从运算放大器反相引脚到地的总电容远大于反馈电容 C_f , 因此增益开始随着频率提高而提高。幸运的是, 增益不会无限提高下去, 因为反馈电容和电阻形成的极点会阻止增益提高, 最终运算放大器的带宽会起作用, 使增益开始滚降。

图 8 显示了放大器的噪声增益与频率的关系, 以及传递函数中各极点和零点的位置。

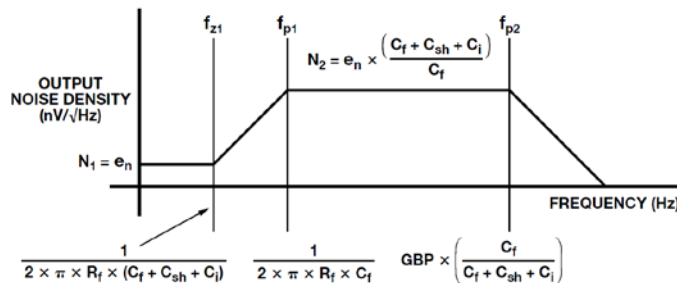


图 8. 放大器噪声增益传递函数

正如电阻噪声密度, 图 8 的输出噪声密度转换为电压噪声 V_{rms} 的最精确方法是求噪声密度的平方, 对整个频谱积分, 然后计算平方根。然而, 检查响应发现, 一种简单得多的方法仅产生很小的误差。对于大多数系统, 第一零点和极点出现的频率相对低于第二极点。例如, 使用表 1 和表 2 所示的规格, 电路具有下列极点和零点:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times (4.7 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF})} = 971 \text{ Hz} \quad (8)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times (4.7 \text{ pF})} = 34 \text{ kHz} \quad (9)$$

$$f_{p2} = 24 \text{ MHz} \times \left(\frac{4.7 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF}} \right) = 688 \text{ kHz} \quad (10)$$

峰值噪声为:

$$N_2 = 7 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \left(\frac{4.7 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF}} \right) = 244 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (11)$$

注意, 与 f_{p2} 相比, f_{z1} 和 f_{p1} 出现在相对较低的频率。简单地假设输出噪声等于 DC 至 f_{p2} 的高原噪声 (公式 11 得出的 N_2), 这将大大简化输出噪声所需的数学计算。

在这一假设下, 输出噪声等于输入噪声密度乘以高原增益, 再乘以 ENBW, 即 $f_{p2} \times \pi/2$:

$$\begin{aligned} \text{Op amp noise} &\approx \frac{7 \text{ nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \frac{4.7 \text{ pF} + 159.2 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF}} \times \\ &\sqrt{\frac{\pi}{2} \times 24 \text{ MHz} \times \frac{4.7 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF} + 159.2 \text{ pF}}} = 254 \mu\text{V}_{\text{rms}} \end{aligned} \quad (12)$$

知道所有三个噪声源的等效输出噪声后, 就可以将其合并以求得系统总输出噪声。这三个噪声源彼此无关且为高斯噪声, 因此可以求和方根 (RSS), 而不是将其相加。使用 RSS 合并多项时, 如果一项比其他项大三个数量级左右, 结果将以该项为主。

$$\text{Total noise} = \sqrt{30 \mu\text{V}^2 + 12 \mu\text{V}^2 + 254 \mu\text{V}^2} = 256 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (13)$$

图 8 的响应清楚地表明, 运算放大器的噪声带宽远大于信号带宽。额外带宽没有其他作用, 只会产生噪声, 因此可以在输出端添加一个低通滤波器, 衰减信号带宽以外的频率上的噪声。添加一个 34 kHz 带宽的单极点 RC 滤波器可将电压噪声从 254 μV_{rms} 降至 45 μV_{rms} , 总噪声从 256 μV_{rms} 降至仅 52 μV_{rms} 。

可编程增益级贡献的噪声

如果在跨阻放大器之后添加一个 PGA, 输出端的噪声将是 PGA 噪声加上 TIA 噪声乘以额外增益的和。例如, 假设应用需要 1 和 10 的增益, 使用总输入噪声密度为 $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的 PGA, 那么 PGA 造成的输出噪声将是 $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 或 $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

要计算系统的总噪声, 同样可以对 TIA 的噪声贡献和 PGA 的噪声贡献求和方根, 如表 3 所示。本例假设 PGA 包括一个 34 kHz 滤波器。可以看到, 增益为 10 时, TIA 的噪声贡献乘以 PGA 增益后出现在 PGA 的输出端。

表 3. TIA + PGA 架构的系统总噪声

	PGA 输入端噪声	输出噪声 G = 1	输出噪声 G = 10
TIA 和 RC 滤波器	$52 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$52 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$520 \mu\text{V}_{\text{rms}}$
PGA (34 kHz 带宽)	$2.3 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$2.3 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$23.1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$
RSS 噪声总和		$52 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$524 \mu\text{V}_{\text{rms}}$

正如我们所预期的, PGA 以 10 倍增益工作与 PGA 以 1 倍增益工作相比, 输出噪声略大于 10 倍。

单增益级的噪声优势

另一种方法是使用具有可编程增益的跨阻放大器, 彻底消除 PGA 级。图 9 显示了具有两个可编程跨阻增益 ($1 \text{ M}\Omega$ 和 $10 \text{ M}\Omega$) 的理论电路。各跨阻电阻需要自己的电容来补偿光电二极管的输入电容。为与上例保持一致, 两种增益设置下的信号带宽仍为 34 kHz。这意味着, 应选择一个 0.47 pF 电容与 $10 \text{ M}\Omega$ 电阻并联。这种情况下, 使用 $1 \text{ M}\Omega$ 电阻时的输出电压噪声与公式 12 相同。使用 $10 \text{ M}\Omega$ 跨阻增益时, 较大的电阻导致较高的约翰逊噪声、较高的电流噪声 (此时的电流噪声乘以 $10 \text{ M}\Omega$ 而不是 $1 \text{ M}\Omega$) 和较高的噪声增益。同理, 三个主要噪声源为:

$$\text{Noise}_{\text{Rf}} =$$

$$\sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{m}^2 \text{kg}}{\text{s}^2 \text{K}} \times 298 \text{K} \times 34 \text{kHz} \times \frac{\pi}{2} \times 10 \text{M}\Omega} \quad (14)$$

$$= 94 \mu\text{V}_{\text{rms}}$$

$$\text{Noise}_{\text{current}} = 50 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times 10 \text{M}\Omega \times \sqrt{34 \text{kHz} \times \frac{\pi}{2}} = 115 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (15)$$

$$f_{\text{p}2} = 24 \text{MHz} \left(\frac{0.47 \text{pF}}{0.47 \text{pF} + 150 \text{pF} + 9.2 \text{pF}} \right) = 71 \text{kHz} \quad (16)$$

$$N_2 = 7 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \left(\frac{0.47 \text{pF} + 150 \text{pF} + 9.2 \text{pF}}{0.47 \text{pF}} \right) = 2378 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (17)$$

$$\text{Op amp noise} = N_2 \sqrt{\frac{\pi}{2} \times 71 \text{kHz}} = 792 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (18)$$

总输出噪声为:

$$\text{Total noise} = \sqrt{94 \mu\text{V}^2 + 115 \mu\text{V}^2 + 792 \mu\text{V}^2} = 806 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (19)$$

在输出端添加一个带宽为 34 kHz 的单极点 RC 滤波器可降低噪声, 系统总噪声为 $460 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ 。由于增益较高, $f_{\text{p}2}$ 更接近信号带宽, 因此降噪效果不如使用 $1 \text{ M}\Omega$ 增益那样显著。

表 4 是两种放大器架构的噪声性能小结。对于 $10 \text{ M}\Omega$ 的跨阻增益, 总噪声比两级电路低大约 12%。

表 4. 系统总噪声比较

	输出噪声 (可编程 TIA)	输出噪声 (TIA 后接 PGA)
增益 = 1	$52 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$52 \mu\text{V}_{\text{rms}}$
增益 = 10	$460 \mu\text{V}_{\text{rms}}$	$524 \mu\text{V}_{\text{rms}}$

可编程增益跨阻放大器

图 9 显示了一个可编程增益跨阻放大器。这是一个很好的概念设计, 但模拟开关的导通电阻和漏电流会引入误差。导通电阻引起电压和温度相关的增益误差, 漏电流引起失调误差, 特别是在高温时。

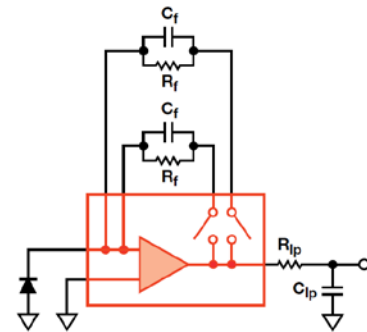


图 9. 可编程跨阻放大器

图 10 所示电路在每个跨阻分支中使用两个开关, 从而避免了上述问题。虽然它需要的开关数量加倍, 但左侧开关的导通电阻在反馈环路内, 因此输出电压仅取决于通过所选电阻的电流。右侧开关看似输出阻抗, 如果放大器驱动 ADC 驱动器等高阻抗负载, 它产生的误差可忽略不计。

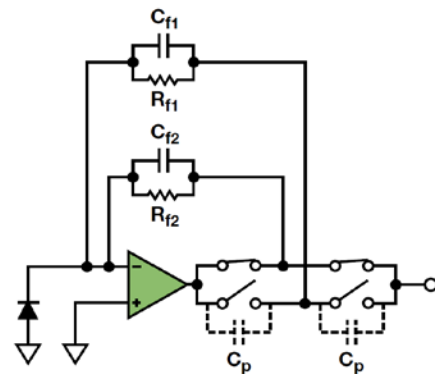


图 10. 带开尔文开关的可编程增益跨阻放大器

图 10 电路适用于 DC 和低频, 但在关断状态下, 开关上的寄生电容是另一大难题。这些寄生电容在图 10 中标记为 C_p , 将未使用的反馈路径连接到输出端, 因此会降低整体带宽。图 11 显示这些电容最终如何连接到未选择的增益分支, 从而将跨阻增益变为选定增益与未选定增益衰减版本的并联组合。

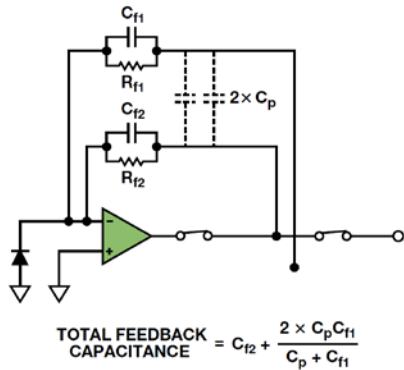


图 11. 包括开关寄生电容的总反馈电容

根据所需的带宽和反馈电阻,寄生电容可能导致放大器的预期行为与实测行为大不相同。例如,假设图 11 中的放大器使用与上一电路相同的 1 MΩ 和 10 MΩ 值,相应的电容分别为 4.7 pF 和 0.47 pF,我们选择 10 MΩ 增益。如果各开关具有大约 0.5 pF 的馈通电容,考虑寄生路径,理想带宽与实际带宽的差异如图 12 所示。

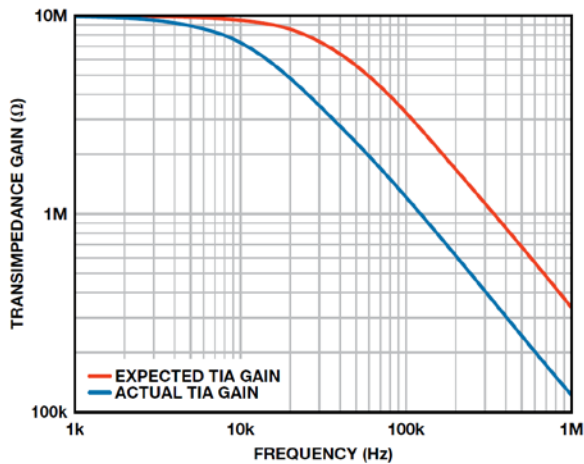


图 12. 包括寄生开关电容的跨阻增益

解决该问题的一种方法是将各开关替换为两个串联开关。这样,寄生电容将减半,但需要更多元件。图 13 显示了这种方法。

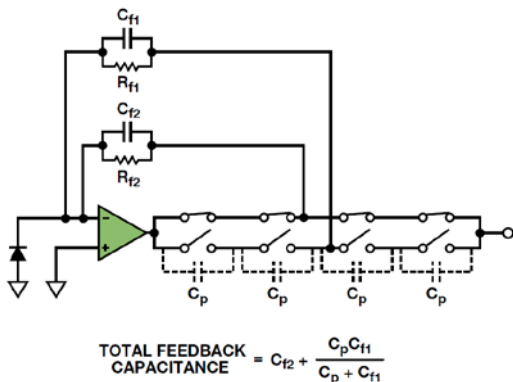


图 13. 增加串联开关以降低总寄生电容

如果应用需要更高的带宽,第三种方法是利用 SPDT 开关将每个未使用的输入端连接到地。虽然各断开开关的寄生电容仍在电路内,但图 14b 显示了各寄生电容看起来是如何从运算放大器的输出端连接到地,或从未使用反馈分支的末端连接到地。从放大器输出端到地的电容常常导致电路不稳定和响铃振荡,但在这种情况下,总寄生电容仅有几 pF,不会对输出端产生严重影响。从反相输入端到地的寄生电容会与光电二极管的分流电容和运算放大器自有的输入电容相加,与光电二极管的大分流电容相比,增加量微乎其微。假设各开关有 0.5 pF 的馈通电容,运算放大器输出端将增加 2 pF 负载,大部分运算放大器都能毫无困难地驱动。

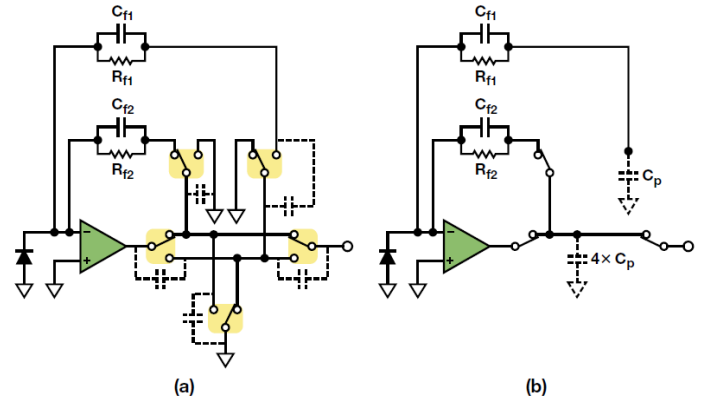


图 14. 使用 SPDT 开关的可编程 TIA

但是,像任何事情一样,图 14 所示的方法也有缺点。它更复杂,对于两个以上的增益可能难以实现。此外,反馈环路中的两个开关会引入直流误差和失真。根据反馈电阻的值不同,额外带宽可能很重要,足以保证这种小误差不影响电路工作。例如,对于 1 MΩ 反馈电阻,ADG633 的导通电阻在室温下产生大约 50 ppm 的增益误差和 5 μV 的失调误差。但是,如果应用要求最高带宽,那么可以说这是一个缺点。

结论

光电二极管放大器是大多数化学分析和材料鉴别信号链的基本组成部分。利用可编程增益,工程师可以设计仪器来精确测量非常大的动态范围。本文说明如何在实现高带宽和低噪声的同时确保稳定性。设计可编程增益 TIA 涉及到开关配置、寄生电容、漏电流和失真等挑战,但选择合适的配置并仔细权衡利弊可以实现出色的性能。

作者简介

Luis Orozco [luis.orozco@analog.com] 是 ADI 公司工业和仪器仪表部系统应用工程师,主要涉足精密仪器仪表、化学分析和环境监测应用。他于 2011 年 2 月加入 ADI 公司。

