

SOIC封装中的通用精密运算放大器评估板

作者: Giampaolo Marino、Soufiane Bendaoud和Steve Ranta

简介

EVAL-PRAOPAMP-1R评估板支持采用SOIC封装的单通道运算放大器。其目的是以不同的应用电路和配置为用户提供多种选择和广泛的灵活性。该评估板不是为了用于高频器件或高速放大器。但是，它为用户提供了不同电路类型的多种组合，包括有源滤波器、差分放大器以及外部频率补偿电路。本应用笔记会给出几个应用电路的例子。

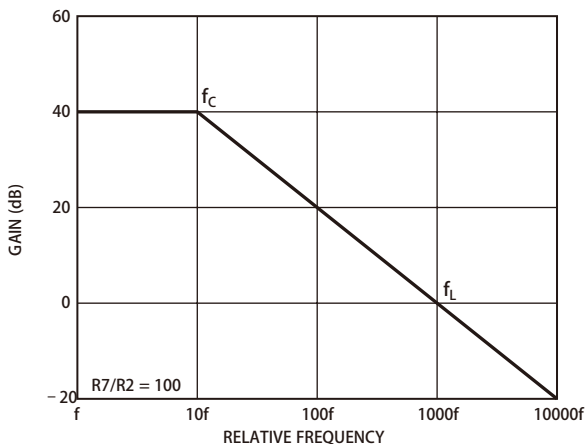
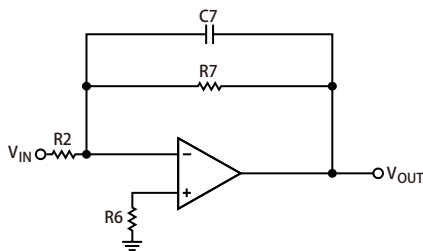


图1. 简单的低通滤波器

低通滤波器

图1是一个一阶低通滤波器的典型代表。在 f_C 定义的闭环-3 dB点之后，此电路具有6 dB/8倍频程滚降。此频率之下的增益定义为 $R7$ 比 $R2$ 的大小。该电路可以视为远高于 f_C 的频率的交流积分器；但是，时域响应是单个RC的时域响应，而不是积分。

$$f_C = 1/(2\pi \times R7 \times C7); -3 \text{ dB 频率}$$

$$f_L = 1/(2\pi \times R2 \times C7); \text{单位增益频率}$$

$$A_{cl} = -(R7 / R2); \text{闭环增益}$$

$R6$ 的值必须等于 $R7$ 和 $R2$ 并联的值，这是为了尽可能降低偏置电流引起的误差。

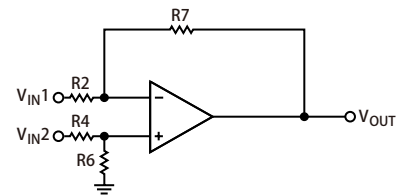


图2. 差动放大器

差动放大器及其性能优化

图2显示的是配置为差动放大器的运算放大器。差动放大器是求和放大器的补充，允许两个电压相减或消除两个输入的共同信号。图2所示电路是一个实用的计算放大器，用于提供差分至单端转换或抑制共模信号。输出电压 V_{OUT} 由两个单独分量组成：

1. 分量 V_{OUT1} 由 V_{IN1} 单独作用而形成(V_{IN2} 对地短路)。
2. 分量 V_{OUT2} 由 V_{IN2} 单独作用而形成(V_{IN1} 对地短路)。

这两个分量的代数和应该等于 V_{OUT} 。应用输出电压 V_{OUT} 以分量表示的原理，并使 $R4 = R2$ 、 $R7 = R6$ ，得到：

$$V_{OUT1} = V_{IN1} R7/R2$$

$$V_{OUT2} = -V_{IN2} R7/R2$$

$$V_{OUT} = V_{OUT1} + V_{OUT2} = (V_{IN1} - V_{IN2}) R7/R2$$

差动放大器通常用于高精度电路，以改进共模抑制比(通常简称为CMRR)。

对于这种应用，CMRR取决于匹配电阻的匹配程度；匹配不良的电阻会导致较低的CMRR值。

为了解其工作原理，我们以电阻 $R7$ 为例假设误差源(1-error)。通过叠加原理，同时使 $R4 = R2$ 、 $R7 = R6$ ，那么输出电压如下：

$$V_{OUT} = \left[\frac{\frac{R7}{R2} \left(1 - \frac{R2 + 2R7}{R2 + R7} \right) \times \frac{error}{2}}{VD + \left(\frac{R7}{R2 + R7} \times error \right)} \right]$$

$$V_{DD} = V_{IN2} - V_{IN1}$$

在这个公式中， A_{CM} 和 A_{DM} 可以定义如下：

$$A_{CM} = R7/(R7 - R2) \times error$$

$$A_{DM} = R7/R2 \times \{1 - [(R2 + 2R7)/(R2 + R7) \times error/2]\}$$

这些公式表明，当电阻值不存在误差时， $A_{CM} = 0$ 并且放大器只响应输入端的差分电压；在这些条件下，电路的CMRR主要取决于所用放大器的CMRR。

如上所述，由电阻不匹配而引入的误差会成为分立差分放大器的一大缺点，但是有一些不同的方法可以优化电路配置：

1. 差分增益与 $R7/R2$ 之比直接相关；因此，一种优化电路性能的方法是将放大器置于高增益配置中。电阻 $R7$ 和 $R6$ 选用较大的值，且 $R2$ 和 $R4$ 选用较小的值时，增益越高，CMRR越高。例如，如果 $R7 = R6 = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R2 = R4 = 1 \text{ k}\Omega$ ，并且 $error = 0.1\%$ ，那么CMRR提高到优于80 dB。对于高增益配置，请选择 I_{BIAS} 非常低并且增益非常高的放大器(例如AD8551、AD8571、AD8603和AD8605)来降低误差。
2. 选择容差更小和精度更高的电阻。电阻越匹配，共模抑制比越佳。例如，如果需要的CMRR为90 dB，那么电阻匹配的误差大约在0.02%。

电流电压转换器

使用运算放大器可以通过两种方式测量电流。可以用一个电阻将电流转换为电压，然后进行放大，或者直接注入求和节点。

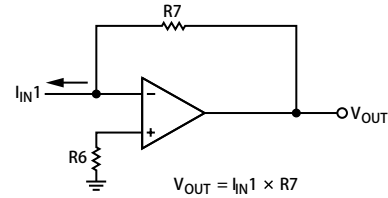


图3. 电流电压转换器

图3是一个电流电压转换器的典型代表。输入电流直接送入求和节点，放大器输出电压随着来自求和节点并流过 $R7$ 的同一个电流而变化。这个电路的比例因子是 $R7$ 伏特每安培。此电路中的唯一转换误差是 I_{BIAS} ，它是 I_{IN1} 的代数和。

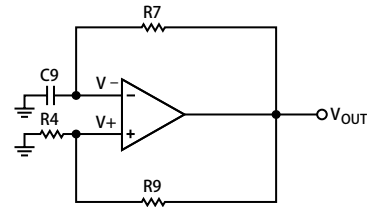


图4. 双稳态多谐振荡器

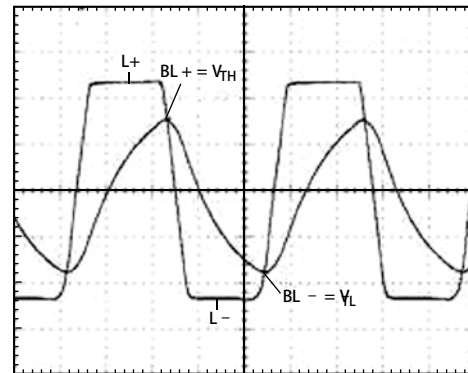


图5. 输出响应

用双稳态多谐振荡器产生方波

通过将放大器配置为双稳态多谐振荡器可以很容易地产生如图5所示周期变化的方波。

一旦放大器的输出到达两个可能的电平之一(例如 $L+$)，电容 $C9$ 便通过电阻 $R7$ 充电至这个电平。然后， $C9$ 上的电压(即放大器负输入端的电压，记为 $V-$)以时间常数 $\tau = C9R7$ 朝电平 $L+$ 呈指数级上升。同时，放大器的正输入端的电压计为 $V+ = BL+$ 。这一过程持续到电容电压到达正阈值 V_{TH} ；这时，双稳态多谐振荡器转换到另一个稳定状态($V_O = L-$ 且 $V+ = BL-$)，如图5所示。

然后, 电容开始放电, 其电压 V_- 呈指数级向 L_- 降低。这一过程持续到 V_- 达到负阈值 V_{TL} ; 这时, 双稳态多谐振荡器切换到正输出状态, 该循环会重复进行。

必须注意, 所生成方波的频率 f_o 取决于所使用的外部器件。 L_+ 的任何变化都会引起 V_+ 成比例变化, 从而确保相同的转换时间和相同的振荡频率。最大的工作频率由放大器的速度决定, 因此使用更快的器件可以显著提高工作频率。

最低工作频率取决于 R_7 和 C_9 设置的实际上限值。

使用PRA运算放大器评估板上的命名规则, 电路应该按如下连接:

$B = R_4 / (R_4 + R_9)$; 反馈因子(同相输入)。

$T = 2R_7 \times C_9 \times \ln((1 + B)/(1 - B))$; 振荡周期

$f_o = 1/T$; 振荡频率

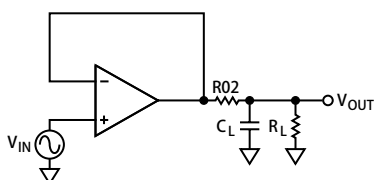


图6. 串联电阻补偿

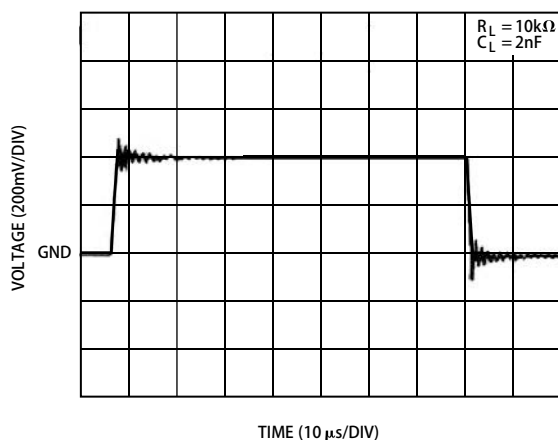


图7. 无电阻容性负载驱动

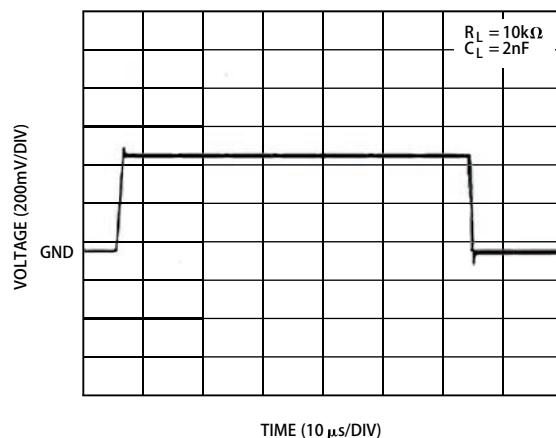


图8. 有电阻容性负载驱动

外部补偿技术

串联电阻补偿

为了优化某些应用, 可能需要使用外部补偿网络。图6是为了稳定运算放大器驱动容性负载的串联电阻补偿的一个典型代表。串联电阻的稳定作用可以将运算放大器输出和反馈网络与容性负载隔离开。所需串联电阻的数值取决于使用的器件, 但 $5\ \Omega$ 到 $50\ \Omega$ 的值通常足以防止局部谐振。这个技术的缺点是增益精度会降低并且驱动非线性负载时会产生额外失真。

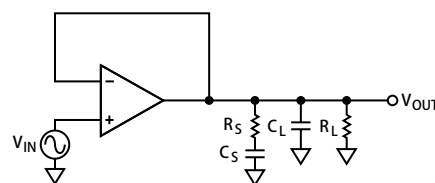


图9. 缓冲器网络

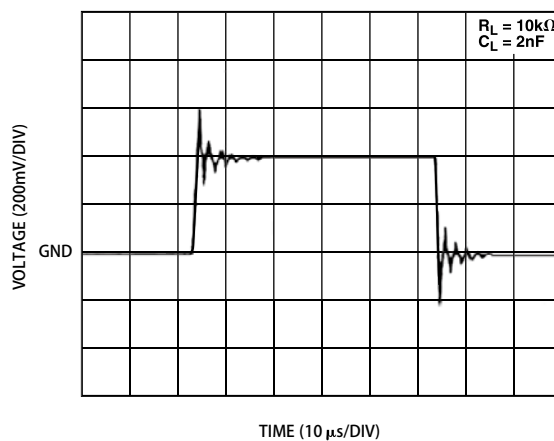


图10. 无缓冲器情况下的容性负载驱动

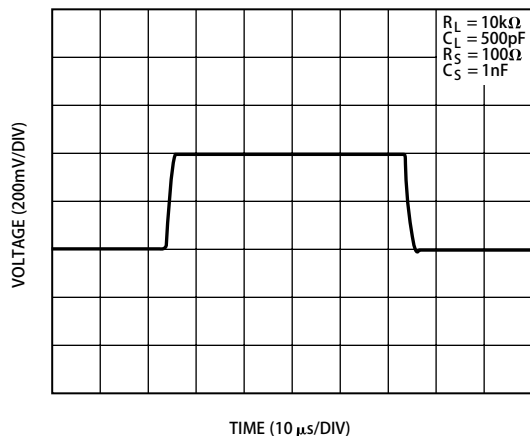


图11. 有缓冲器情况下的容性负载驱动

缓冲器网络

另一个稳定运算放大器驱动容性负载的方法是使用缓冲器，如图9所示。

这个方法显著的优点是会降低输出摆幅，因为信号路径上没有任何隔离电阻。另外，使用缓冲器不会降低增益精度或者在驱动非线性负载时引起额外的失真。准确的 R_S 和 C_S 组合能通过实验来确定。

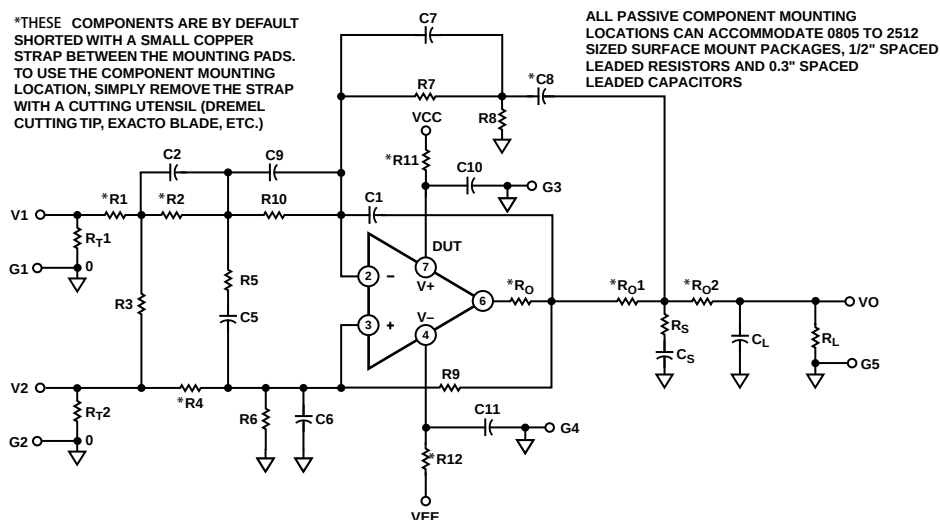


图12. EVAL-PRAOPAMP-1R电路原理图

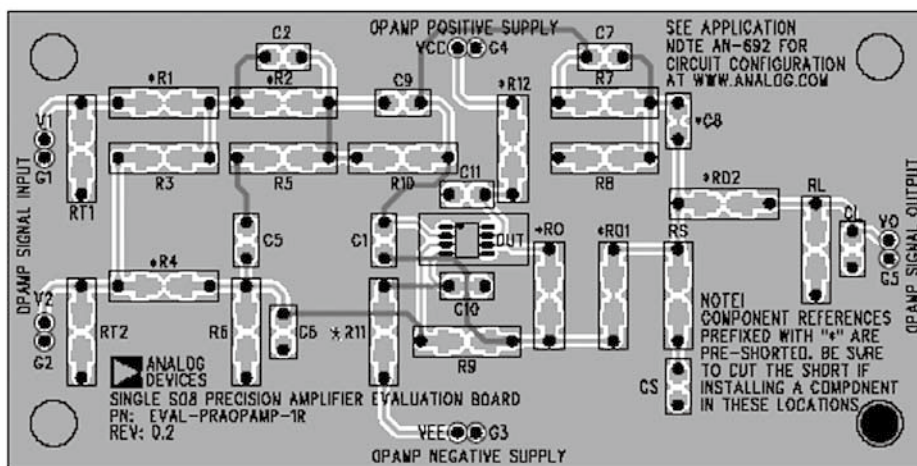


图13. EVAL-PRAOPAMP-1R评估板布线方式