

通用精密运算放大器评估板

作者: Giampaolo Marino、Soufi ane Bendaoud和Steve Ranta

简介

EVAL-PRAOPAMP评估板能够适应多种封装的单运算放大器，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。为了方便小封装的评估，我们目前推出的评估板会提供以下封装：SOIC、MSOP、SC-70和SOT-23。欲了解更多关于特定评估板上封装的布线及原理图资料，请参考下面的应用笔记：AN-732 (SOIC)、AN-733 (MSOP)、AN-734 (SC-70)和AN-735 (SOT-23)。这个评估板不是为了用于高频器件或高速放大器；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、差分放大器和外部频率补偿电路。本应用笔记会给出几个应用电路的例子。

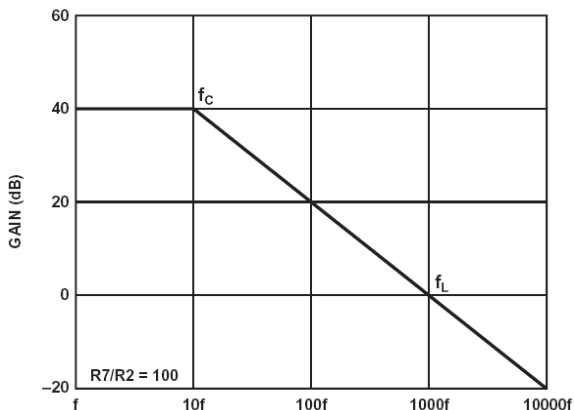
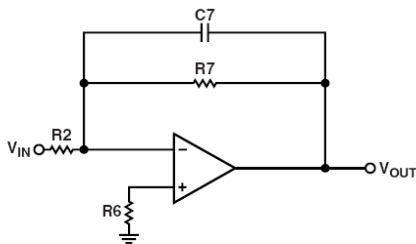


图1. 简单的低通滤波器

低通滤波器

图1是一个一阶低通滤波器的典型代表。这个电路在由 f_C 定义的闭环-3 dB点之后，有一个6 dB/倍频程滚降。低于这个频率的增益取决于 $R7$ 比 $R2$ 的大小。对高于 f_C 的频率来说，这个电路可以看做一个交流积分器；然而，其时域响应是一个单RC响应而不是一个积分响应。

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

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

$$A_{cl} = -(R7 / R2); \text{ 闭环增益}$$

$R6$ 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。

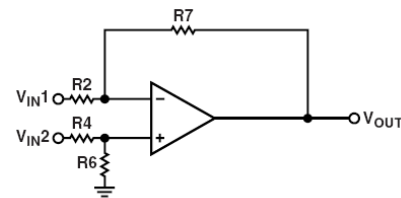


图2. 差分放大器

差分放大器及其性能优化

图2显示了一个配置成差分放大器的运算放大器。差分放大器是求和放大器的补充，允许两个电压的差或者两个输入端上共模信号的消除。图2所示电路是一个实用的计算放大器，用于差分到单端的转换或抑制共模信号。输出电压 V_{OUT} 可以视为由两个单独器件组合而成：

1. 一个器件的 V_{OUT1} 是由 V_{IN1} 单独作用而形成的(V_{IN2} 对地短路)。
2. 一个器件的 V_{OUT2} 是由 V_{IN2} 单独作用而形成的(V_{IN1} 对地短路)。

这两个器件的代数和应当等于 V_{OUT} 。应用要点1和2的原理并使 $R4 = R2$ 、 $R7 = R6$ ，得到：

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

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

$$V_{OUT} = V_{OUT1} + V_{OUT2} = (V_{IN1} - V_{IN2}) R7 / R1$$

在高精度电路中，通常使用差分放大器来提高共模抑制比(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。

要了解其原因，可以假设电阻 $R7$ 有一个误差，使得 $R7$ 的值为 $R7(1 - error)$ 。用叠加原理并使 $R4 = R2$ 、 $R7 = R6$ ，那么输出电压如下：

$$V_{OUT} = \left[\frac{\frac{R7}{R2} \left(1 - \frac{R2 + 2R7}{R2 + R7} \right) \times \frac{error}{2}}{VD + \left(\frac{R7}{R2 + R7} \right) \times error} \right] V_{DD} = V_{IN2} - V_{IN1}$$

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主要取决于所选用的放大器的CMRR。

如上所述，由电阻值的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。当电阻 $R7$ 和 $R6$ 选用较大的值，电阻 $R2$ 和 $R4$ 选用较小的值时，增益越高，CMRR越高。例如，当 $R7 = R6 = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R2 = R4 = 1 \text{ k}\Omega$ ，并且 $error = 0.1\%$ ，那么CMRR提高到优于80 dB。对于高增益配置，选用 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。比如，如果所需的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

使用运算放大器有两种方法来测量电流。用一个电阻可以将电流转换为电压然后进行放大，或者电流可以直接注入求和节点。

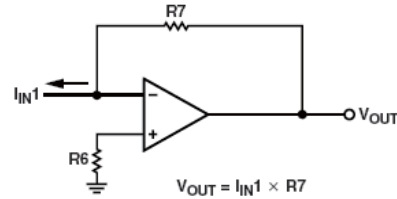


图3. 电流-电压转换器

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同一个来自求和节点并流过 $R7$ 的电流而改变。这个电路的比例因子是 $R7$ 伏特每安培。这个电路中唯一的转换误差是 I_{BIAS} ，它是 I_{IN1} 的代数和。

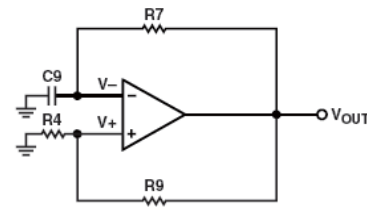


图4. 双稳态多谐振荡器

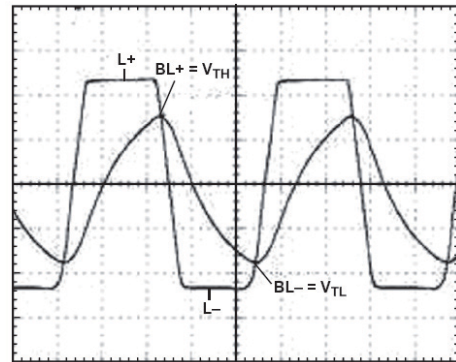


图5. 输出响应

用双稳态多谐波振荡器产生方波

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。

一旦放大器的输出达到两个可能的电平之一时，例如 $L+$ ，电容 $C9$ 通过电阻 $R7$ 以这个电平充电。 $C9$ 上的电压，是放

大器负输入端的电压，记为 V_- ，然后以时间常数 $\tau = C_9R_7$ ，朝电平 L_+ 以指数规律上升。同时，记为 V_+ 的放大器正输入端的电压 $V_+ = BL_+$ 。直到电容电压达到正阈值 V_{TH} ，在这个点上，双稳态多谐振荡器转换到另一个稳定状态， $V_O = L_-$ 且 $V_+ = BL_-$ 。这如图5所示。

电容此时开始放电，其电压 V_- 以指数规律向 L_- 降低。直到 V_- 达到负阈值 V_{TL} ，此时，双稳态多谐振荡器转换到正输出状态，这样的循环会重复进行。

值得注意的是，所产生的方波的频率 f_o ，取决于所使用的外部器件。任何 L_+ 的变化都会引起 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，使用更快的器件可以显著提高工作频率。

最低的工作频率取决于由 R_7 和 C_9 设置的实际上限。

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

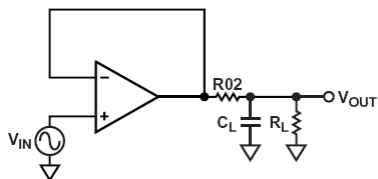


图6. 串联电阻补偿

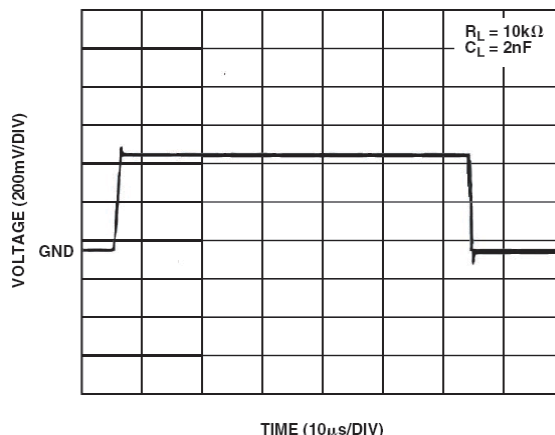


图8. 有电阻情况下的容性负载驱动

外部补偿技术

串行电阻补偿

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视为一种将运算放大器输出和反馈网络与容性负载隔离开的方法。所需串联电阻的数量取决于所用的器件，但是 5Ω 到 50Ω 的值足以防止局部谐振。这个技术的缺点是增益精度的降低和驱动非线性负载时额外的失真。

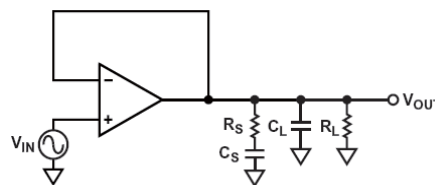


图9. 吸收网络

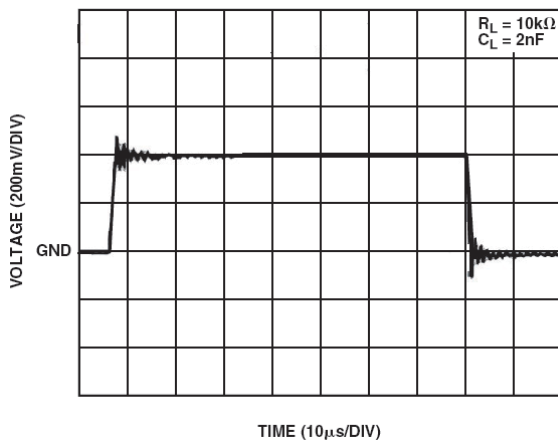


图7. 无电阻情况下的容性负载驱动

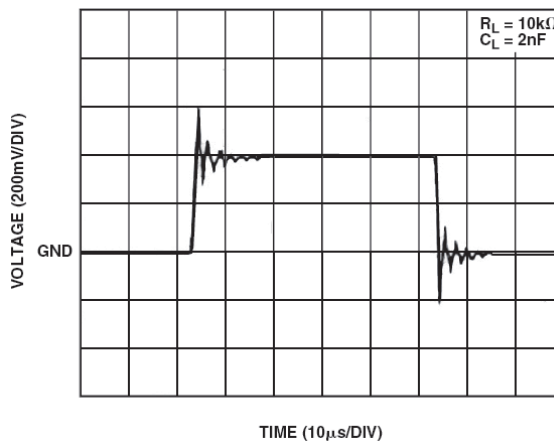


图10. 无吸收情况下的容性负载驱动

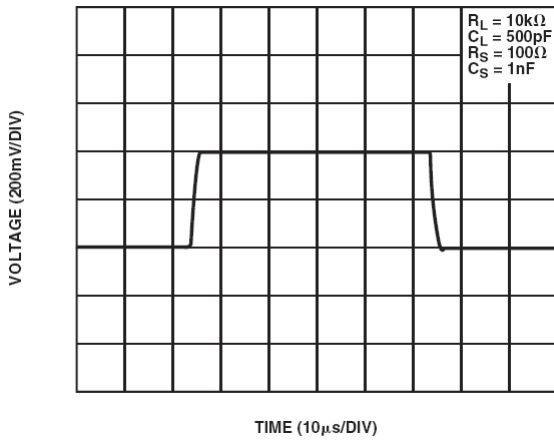


图11. 有吸收情况下的容性负载驱动

吸收网络

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不会降低输出摆幅，因为信号路径上没有隔离电阻。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。确切的 R_S 和 C_S 组合能通过实验来确定。

可以在以下网址找到具体封装的适配器：

www.enplas.com

www.adapters.com

www.emulation.com

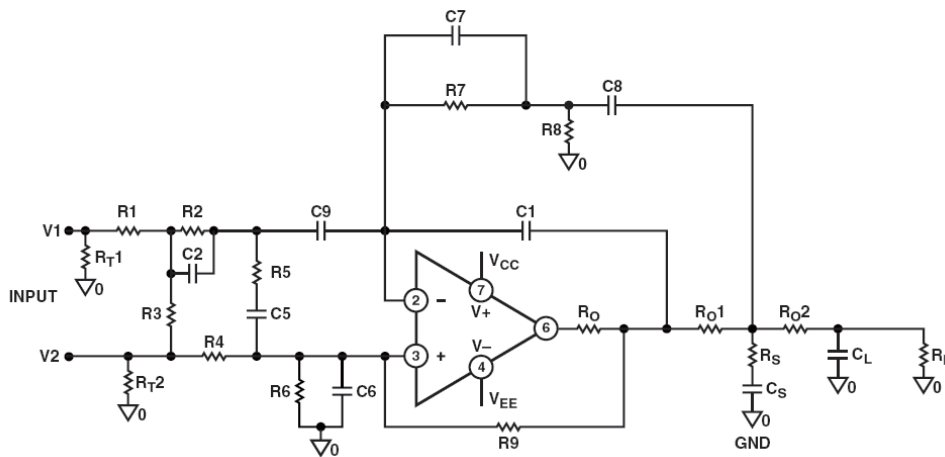


图12. EVAL-PRAOPAMP电路原理图

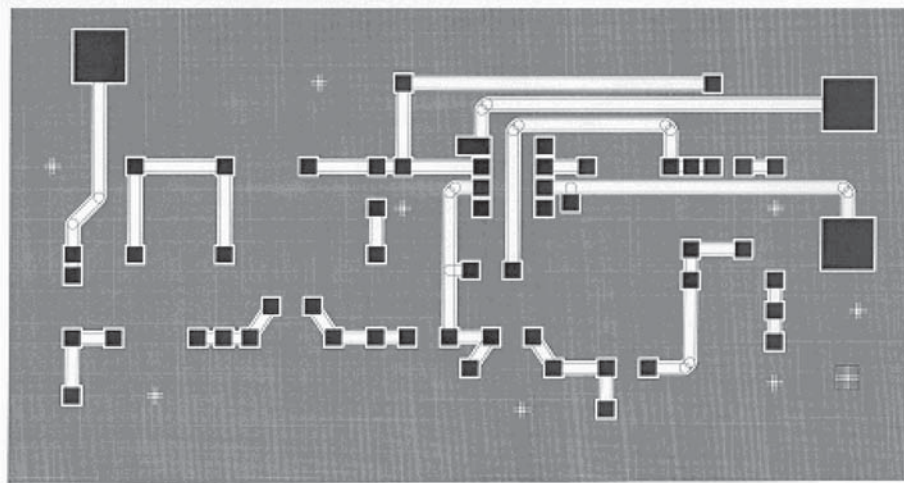


图13. EVAL-PRAOPAMP评估板布线方式