

DESIGN SHOWCASE

直流精确的凹口滤波器

大多数有源滤波器呈现出噪声，失真，增益误差以及直流失调，但是把直流与交流通路分开的滤波器结构可以完全消除这些不想要的情况中的后两个(图1a)。

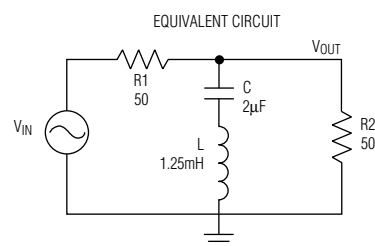
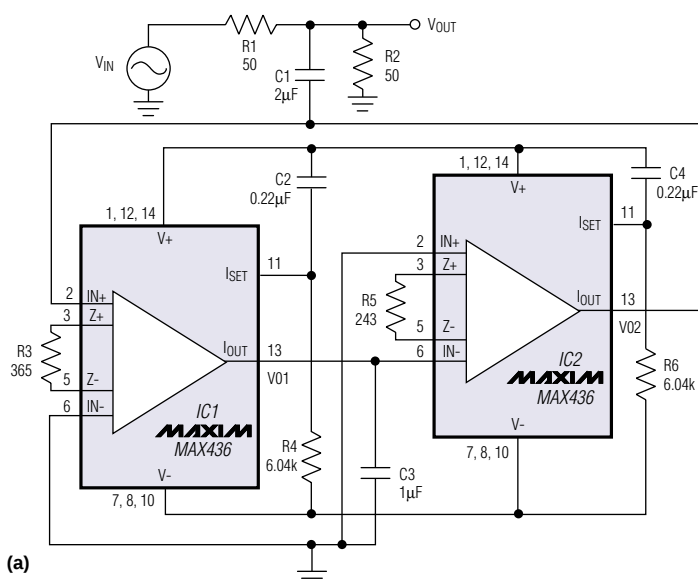
直流通路没有运放，因而没有直流失调。除了由 R_{IN}/R_{LOAD} 分压产生的 -6dB 的衰减之外，它也没有直流增益误差。(对于省略了 R2 的应用不存在此衰减)。交流通路包括电容器 (C1) 和由两个宽带跨导放大器 (WTA) 所组成的虚 (synthetic) 电感以及与它们有关的元件。其结果构成了能模拟图1b所示无源滤波器的有源电路。

模拟电感避免了使用真实电感，真实电感可能起EMI(电磁感应)发射与接收天线的作用(这是其几个问题之一)。等效电感是 L_{EQ} 为 $C/[(gm1)(gm2)]$ ，其中 $gm1$ 和 $gm2$ 是 IC1 和 IC2 产生的跨导。如果 $(gm1)(gm2) \ll 1$ ，那么电感值可以很大，但是网络的一端必须始终接到地。每一 gm 由外部电阻 (R3 或 R5) 按照关系式 $gm = 8/R$ 来设定。

为了得到最佳的噪声性能，对于每一个 WTA， gm 的值应当得到满范围的输出摆幅。你应当采用相同的 gm 值，并以对放大器使用“g”元件的 Spice 模型来模拟滤波器。在高于和低于滤波器拐角频率 (corner frequency，在此情况下为 3.2kHz) 至少一个倍频程的范围内扫频时，在每一个 WTA 的输出端观察峰值电压的幅度。

电感两端 (在 IC2 的引脚 13 处) 的峰值是滤波器所要求的，且不能改变，因此你应调整 IC1 引脚 13 处的峰值以符合要求令。K 等于这些峰值之比 ($VO1_{pk}/VO2_{pk}$)。增益正比于跨导，所以 $gm1$ 除以 K 而 $gm2$ 乘以 K。然后，用新的 gm 值重新运行 Spice 以检验峰值相等且滤波器形状未变。

滤波器——由被 C1 和虚电感串联网络分路的源/负载连接构成在包含 50Ω R_{IN} 和 R_{LOAD} 电阻的网络分析器上测试，在 3.2kHz 的拐角频率处，它产生二阶凹口响应，其抑制比 (理想情况为无穷大) 大约为 40dB (图2)。



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{s^2 + 1/LC}{s^2 + s(R_1 \parallel R_2)/L + 1/LC} \right)$$

$$f_c = \text{CORNER FREQUENCY} = 1 / (2\pi \sqrt{LC})$$

$$Q = \sqrt{L/C} = 1 / (R_1 \parallel R_2)$$

图1 C1 以下的电路代替了一个虚电感，它是直流精确的凹口滤波器的一部分(a)。等效的无源滤波器示于 b。

高频误差受虚电感输出端与地之间寄生电容的控制。虽然这误差比较小，但当寄生电抗接近源与负载电阻的并联值时误差会增大。为了使频率响应中的误差为最小，你应当使这些电阻相对于 WTA 的 $3\text{k}\Omega$ 输出阻抗来说是小的。

与本文有关的观点刊登在 *EDN* 3/2/95 一期上。

(第 4 篇完)

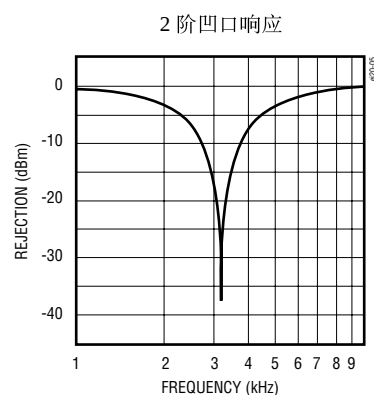


图2 此 3.217kHz 2阶凹口响应由图 1a 的电路产生