

LMH6624

Application Note 1604 Decompensated Operational Amplifiers



Literature Number: ZHCA290

非完全补偿 (Decompensated) 运算放大器

美国国家半导体公司
应用注释1604
Shuqing Jing
2007年3月



摘要

本文在第一章里讨论了非完全补偿运算放大器的定义以及为何使用它和应用的环境。第二章说明了外置补偿技术，例如降低环路增益，可以使运放稳定工作在低于数据手册中规定的最小稳定增益。第三章为包括实例的输入超前-滞后补偿的综合处理。

第一章.

非完全补偿运算放大器的介绍

什么是非完全补偿运算放大器？

非完全补偿运放具有内置的频率补偿设计，与外置的增益设定电阻一起工作使合成的闭环增益被限制在大于特定的最小值上。在非完全补偿运放的数据手册中对这个最小增益做了详细规定。补偿运放或单就运放而言，传统上都是为增益在低于且包括单位增益时能稳定工作而设计的。非完全补偿运放或欠补偿运放，则比具有单位增益的运放产品提供了更大的带宽和压摆率。

如图1所示，运放的简化内置补偿使得在单位增益时稳定工作的运放的主极点 f_1 被移到了非完全补偿运放情况下的位置 f_1' 处。在相同功耗的情况下，内置补偿的变化增加了运放的带宽。也就是说，非完全补偿运放相比于相同布局的单位增益稳定运放具有更高的带宽功率比。

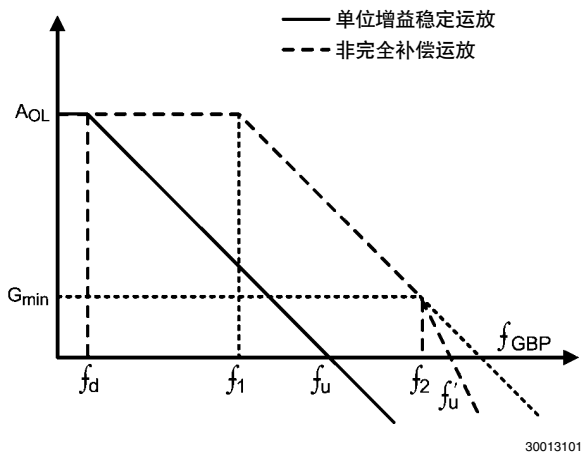


图1. 单位增益稳定运放和非完全补偿运放的增益与频率特性的关系

相比于单位增益稳定运放，非完全补偿运放具有以下优势：

1. 可以扩展到更高的频率的开环增益。
2. 更高频率的闭环带宽。
3. 更佳的压摆率。

为什么采用非完全补偿运放？

设计非完全补偿运放可以将带宽性能最大化。与单位增益稳定运放相比较，它在小信号带宽、压摆率和满幅功率带宽等方面都有提高。满幅功率带宽是在运放输出端能重现无失真正弦波的最大频率。

可通过下列公式来计算满幅功率带宽：

$$FPBW = \frac{SR}{2\pi V_p} \quad (1)$$

其中SR为压摆率， V_p 是输出的峰值幅度。

因此压摆率的增加也会导致满幅功率带宽的提高。压摆率决定了对于指定的输出摆幅在最小信号失真条件下可获得的最大频率。非完全补偿运放相比于同样的单位增益稳定运放表现出更出色的带宽电源电流比。

在哪些应用中会使用非完全补偿运放？

非完全补偿运放应使用在高增益应用中，其中电源电流与总体带宽的比值非常重要。当运放应用在低于制造商规定的最小增益情况下，补偿技术对于保持电路的稳定性非常有效。

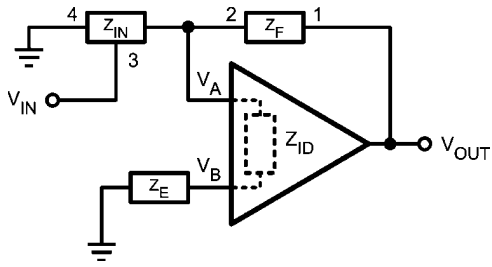
第二章. 采用外置补偿技术来稳定低于最小指标的非完全补偿增益

引言

本节讨论了工作在低于最小增益规格的运放中的不稳定问题，并提供了确定反馈函数的步骤，通过降低环路增益提出了一种新的补偿技术。

确定反馈功能

如图2所示，任何一个电子电路的反馈函数(F)是从输出端反馈到输入端的信号与同一个电路输出端信号的比值。



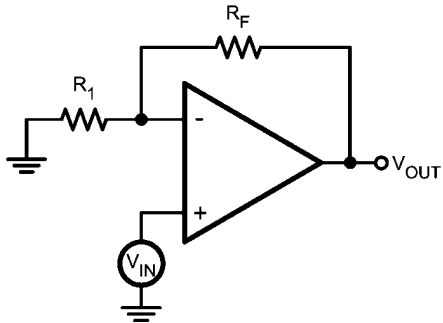
30013103

图2. 三端网络电路

上述三端网络的反馈函数 (F) 是运放输入端上反馈电压 $V_A - V_B$ 除以运放输出电压 V_{OUT} 的比值, 如下:

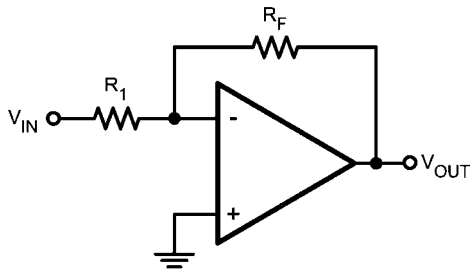
$$F = \frac{V_A - V_B}{V_{OUT}} \quad (2)$$

降低环路增益分析



(a)

30013105



(b)

30013135

图3. 带有电阻反馈的运放 (a) 非反相, (b) 反相

对于图3所示的运算放大器:

$$\frac{1}{F} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (3)$$

对于非反相结构的闭环增益为:

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = \frac{1}{F} \quad (4)$$

对于反相结构的闭环增益为:

$$A_{CL} = -\frac{R_F}{R_1} = 1 - \frac{1}{F} \quad (5)$$

特定运放的数据手册中规定的最小闭环增益如图1所示为 G_{min} 。为获得最佳的实际工作的稳定性, $1/F$ 的最小值必须等于或大于 G_{min} 。

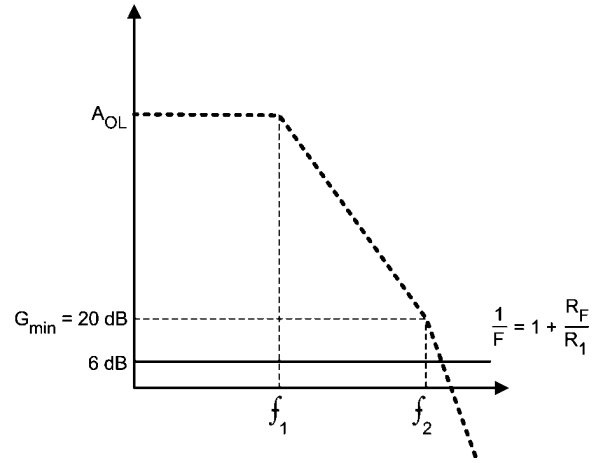
若采用非反相结构, 能确保运放稳定性的最小闭环增益为:

$$A_{CL}(\min) = G_{min} \quad (6)$$

若采用反相结构, 则得到:

$$|A_{CL}|(\min) = G_{min} - 1 \quad (7)$$

若选择采用 R_1 和 R_F , 闭环增益低于为保持稳定性所需的最小增益, 于是 $1/F$ 与开环增益相交的频率点低于 G_{min} 。例如, G_{min} 等于 $10V/V$ (20 dB), 如图4中虚线所示的情况。选择电阻 $R_F = R_1 = 2 k\Omega$ 使得 $1/F$ 等于 $2V/V$ (6 dB), 如图4的实线所示。这个系统实例具有低于 45° 的相位裕度, 并会表现出不稳定的特征。A 和 $1/F$ 交点的重要性在于它提供了环路增益幅度恰好等于“1” (0 dB) 的频率点。因此, 在该交点的频率处环路上的总体相移决定了相位裕度和整个系统的稳定性。



30013110

图4. $R_F = R_1$ 时的 $1/F$ 和开环增益曲线图

稳定系统的一种方法是给 $1/F$ 分配一个数值, 使得 $1/F$ 线与开环增益的交点 (单位为 dB) 等于或大于 G_{min} 。这样可实现 45° 或更高的相位裕度。实现这个目标的一种直接方法是在反相端和非反相端输入之间增加一个电阻 R_C , 如图5所示。

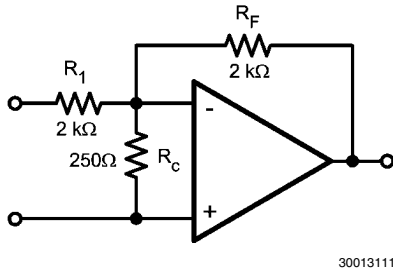


图5. 在输入之间带有补偿电阻的放大器

该电路的1/F函数为

$$\frac{1}{F} = 1 + \frac{R_F}{R_1 \parallel R_C} = 1 + \frac{R_F}{R_1} + \frac{R_F}{R_C} \quad (8)$$

正确选择 R_C 值可以使1/F函数移至 G_{min} 或者更大，因而能实现制造商为保持电路稳定性而定义的数据表条件。采用上例中给定的数值， $G_{min} = 20 \text{ dB}$ 和 $R_F = 2 \text{ k}\Omega$ ，降低环路增益的补偿技术可用来稳定电路。在放大器输入端之间添加 250Ω 的电阻可以将1/F曲线移至 G_{min} (20 dB)，如图6中的实线所示。这会给电路带来整体的稳定性。

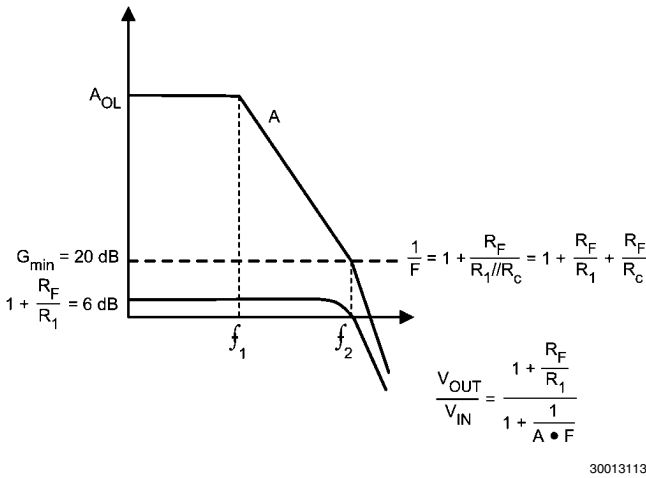


图6. 降低环路增益的补偿技术

R_C 对闭环增益的影响

以上由图4和图5描绘的例子都是同样类型的，所以指定的 G_{min} 不能区别反相和非反相结构。同样，注意到图4并不包括闭环增益图。

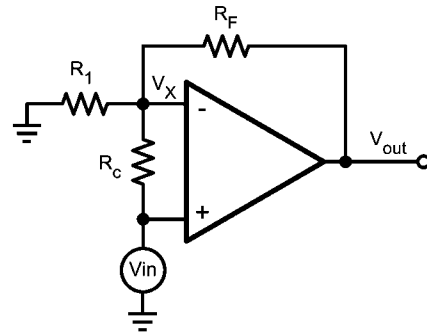


图7. 带 R_C 电路的闭环增益分析

在图7中采用非反相结构来演示降低环路增益的技术，从而使非完全补偿运放电路可以稳定工作。这个例子也可以说明 R_C 的选择对于电路的影响。

假定在运放反相输入端的电压为 V_x 。

于是，

$$(V_{IN} - V_x) \cdot A = V_{OUT} \quad (9)$$

$$\frac{V_x}{R_1} + \frac{V_x - V_{in}}{R_c} = \frac{V_{out} - V_x}{R_F} \quad (10)$$

结合等式9、10和等式8可以得到下列闭环增益的等式，

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_F}{R_1}}{1 + \frac{1}{A \cdot F}} \quad (11)$$

仔细分析等式11， R_C 不会影响理想情况下的闭环增益。在这个例子中， $R_F = R_1$ ，只要满足 $AF \gg 1$ ，则闭环增益保持在6 dB。闭环增益曲线如图6中的实线所示。

添加 R_C 会在以下几个方面来影响电路：

1. 1/F移至更高的增益，会改善系统总体的稳定性。然而，增加 R_C 也会导致环路增益的下降并会增加噪声增益。已经了解噪声增益定义为反馈因子F的倒数。实际上，是用环路增益来换取稳定性。
2. 理想的闭环增益与未加补偿电阻 R_C 的电路具有相同的增益值。

第三章. 输入超前-滞后补偿

引言

补偿非单位增益稳定放大器使增益设定值低于最小规范的一种很有用的技术是输入超前-滞后补偿。加到运放电路的补偿器件将反馈函数进行整形，以确保当环路增益为0 dB时仍具有足够的相位裕度。本章将分析运放的输入超前-滞后补偿，并提供计算补偿器件的步骤，利用这些步骤进而提出了反相和非反相设计实例。

美国国家半导体的LMH6624是一款具有最小稳定增益规格的运放实例。LMH6624利用输入超前-滞后技术来实现补偿，从而在低增益应用中确立电路的稳定性。

LMH6624是一款输入参考电压噪声指标仅为 $0.92 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的双通道1.5 GHz运算放大器。图8为LMH6624的开环波特图的近似曲线。这个放大器的主极点大约在100 kHz，次极点在100 MHz处。LMH6624的数据表定义其增益等于或大于10 V/V时工作表现稳定。如果外置电路没有增加额外的相移，在20 dB增益点（10 V/V）时器件显示相位裕度为 45° 。即使采用阻性反馈器件，低于20dB的增益设定仍会有潜在的不稳定性。

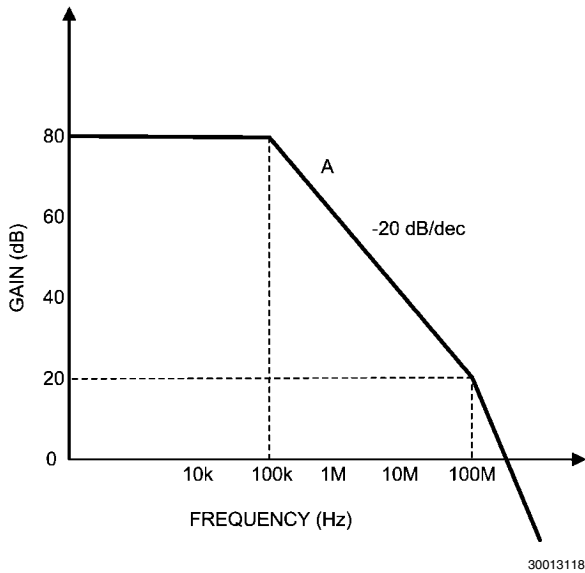
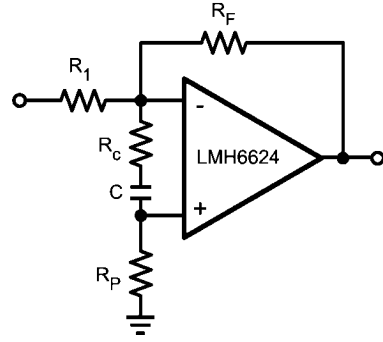


图8. 美国国家半导体的LMH6624运放的波特图近似曲线

分析

当 $1/F$ 设置低于20dB时，为了保持相位裕度等于或大于 45° ，必须对LMH6624进行补偿以维持稳定性。如在等式4和等式5中所规定的，我们已知 $1/F$ 与闭环增益有关。

图9展示了超前-滞后电路，可用于对LMH6624电路进行补偿。



30013119

图9. 对反相输入进行超前-滞后补偿的LMH6624电路

电路的反馈因子的倒数为

$$\frac{1}{F} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{1 + s(R_C + R_1 \parallel R_F + R_P)C}{1 + sR_C C}\right) \quad (12)$$

其中 $1/F$ 的极点落在频率 $f_p = \frac{1}{2\pi R_C C}$ 处 (13)

且 $1/F$ 的零点落在频率 $f_z = \frac{1}{2\pi(R_C + R_1 \parallel R_F + R_P)C}$ 处 (14)

$$\left.\frac{1}{F}\right|_{f=0} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (15)$$

$$\left.\frac{1}{F}\right|_{f=\infty} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_P + R_1 \parallel R_F}{R_C}\right) \quad (16)$$

从等式12至等式16，以下情况是显然的：

1. $1/F$ 零点位于比 $1/F$ 极点更低的频率处。
2. 若为低频情况， $1/F$ 值等于 $1 + R_F/R_1$ 。
3. 若 R_1 和 R_F 都是在补偿之前进行设定，则 $1/F$ 和开环增益A的交点 (IP) 由电阻 R_P 和 R_C 的选择来确定。
4. 这个步骤会产生零极点对，它们的位置是互相依赖的。
5. 这个零极点对可用来：
 - 立即提升 $1/F$ 至更高的增益，使其落在它与A函数交点的左侧区域内，从而满足 G_{\min} 要求。
 - 在无额外环路相位延迟的情况下实现上述要求。
6. 一旦满足下列情况，可完全确定 $1/F$ 零点的位置：
 - 设定低频处的 $1/F$ 值。
 - 选择交点处的 $1/F$ 值。
 - 确定 $1/F$ 极点的位置。

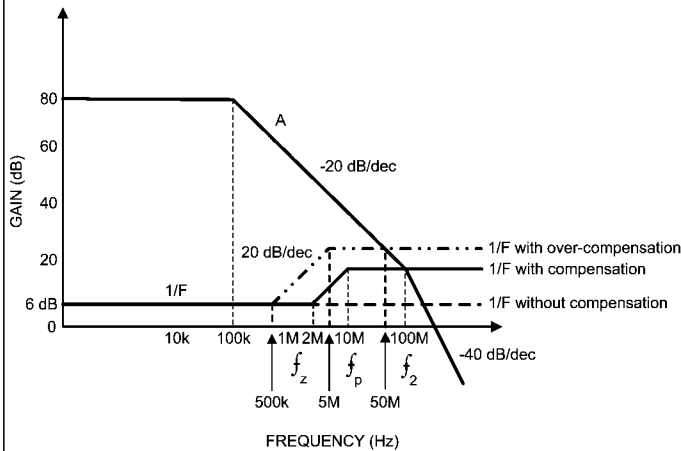
注意到仅在A和 $1/F$ 交点的邻近区域，必须满足限制条件 $1/F \geq G_{\min}$ ；可以按照需要在任何地方定位 $1/F$ 。

为了保持足够的相位裕度，必须满足以下两条规则：

规则1 1/F图应该与开环增益A相交于 G_{min} 点。在该点开环增益A具有135°的相移。这个位置可以确保45°的相位裕度。

LMH6624的45°相位裕度交点位于频率100 MHz处。在图10中 f_2 的位置说明了采用图9电路的LMH6624的合适交点。在运放第二个极点位置上的A和1/F的交点是个具有45°相位裕度的参考点。为了实现放大器设计的过补偿，应将交点设置低于运放第二个极点位置的频率。这会导致1/F值大于具有开环增益A的交点上的 G_{min} 。谨记 G_{min} 是在数据手册上规定的满足稳定性的最小增益。

规则2 应将1/F极点（参见图10）取在至少低于1/F和A交点频率的十分之一频段处。该位置充分利用了1/F极点带来的90°超前相位的优点。



30013128

图10. LMH6624开环增益A和1/F在补偿和无补偿情况下的波特图

反相结构的输入超前-滞后补偿

分析

输入超前-滞后补偿方法可以加在采用反相结构的LMH6624单位增益应用上。增益远低于LMH6624数据手册中所定义的最小稳定增益10 V/V或20 dB。若没有外置的超前-滞后补偿，可以通过等式3来得到反馈因子的倒数，这对于反相结构和非反相结构同样适用。用于实现反相结构的单位增益意味着 $R_F = R_1$ 。因此 $1/F = 2V/V$ 或6 dB，如图10中的实线所示。

计算稳定性的一个有效方法是确定闭合速率 (ROC)。这可通过观察A和1/F在其交点的曲线和确定其幅度差来确定。可用ROC来预估相位裕度，从而确定稳定性。

在这里的例子中，开环增益A和 $1/F = 6$ dB图的闭合速率为40 dB/dec。系统具有低于45°的相位裕度，因此表现出不稳定。

设计实例：步骤

实现如图9所示的补偿电路，1/F函数整形如图10中的实线所示。1/F图在低频时为6 dB。在较高频率与开环增益A相交在频率 f_2 ，交点的增益幅值为20 dB。这点遵循了规则1，之前已经讨论过。20 dB是制造商为实现稳定性在数据手册上定义的最小增益。如规则2所述，1/F极点 f_p 设在低于交点频率的十分之一频段处。

在加了图9的补偿电路后，闭合速率为30 dB/dec。在图10中的波特图是个近似曲线。开环增益A的实际响应显示了在 f_2 处具有-30 dB/dec斜率的平滑转换。最终系统大约有45°的相位裕度，这是基于一个实际情况，开环增益的主极点和次极点之间的距离超过十倍频段，且开环增益在其与1/F的交点的十倍频段范围内没有其它极点。如果开环增益A有第三极点，且该极点落在 f_2 频率以上的一个十倍频段内，就会对相位裕度产生影响。

计算补偿器件的步骤如下：

1. 使用等式16并设定1/F等于最小的稳定增益。谨记LMH6624例子中的最小增益值为10 V/V或20 dB。为了设定在 R_p 和 R_c 之间所需的关系，选择合适的 R_p 或者 R_c 并计算其它器件所必须满足的值。
2. 设定1/F极点低于交点一个十倍频段。在应用LMH6624的情况下，低于交点一个十倍频段为10 MHz。现在使用等式13来解得与 R_c 有关的电容值C。

这个方法利用了波特图的近似曲线。为了提高精确性，需要进行“精确调谐”来得到最优化的结果。

设计实例：计算

如步骤1中所描述的那样利用等式16，

$$\frac{1}{F} \Big|_{f=\infty} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_p + R_1 \parallel R_F}{R_c}\right) = 10 \text{ V/V}$$

因为这是一个单位增益放大器，现将 $R_F/R_1 = 1$ 替换到上述等式中

$$R_p + R_1 \parallel R_F = 4R_c \quad (17)$$

根据步骤2，利用等式13，

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_c C} = 10 \text{ MHz}$$

进而得到：

$$C = \frac{10^{-7}}{2\pi R_c} \quad (18)$$

能满足等式17和等式18定义的条件时， C 、 R_C 和 R_p 的选择范围很广。

为了将大数值电阻的分布电容对高频工作产生负面影响的可能性降到最低，选择 R_p 的阻值低于2 k Ω 。如果 $R_F = R_1 = 2$ k Ω ，于是得到 $R_F \parallel R_1 = 1$ k Ω 。

得到可接受阻值组合的有用方法是用产生的组合来生成一个电子表格，包含可能的选择如表1所示。该表中记录的 R_C 阻值按依次上升的顺序。相邻列记录了采用 R_C 根据等式17来计算的 R_p 。然后是采用等式18来计算的 C 值。根据等式17，有必要先用大于 R_F 与 R_1 并联值的四分之一开始，否则，如设计1所列出的数据， R_p 将是一个负值。

表1. 用于反相结构的设计实例

设计	R_C (Ω)	R_p (Ω)	C (pF)	注释
1	160	负值		R_p 是负值，因为 R_C 太低
2	340	160	47	
3	590	1.36k	27	
4	1.6k	5.4k	10	

设计2，设计3和设计4都能产生有用的结果。最好能选择电容值可明显高于无源器件和电路板布局相关的寄生电容。在这个例子中，设计4不是最佳的选择，因为10pF的电容比较接近寄生电容的水平。因此，设计2和设计3是可以考虑的首选。

选择补偿器件值的另一种可选方法是，启用等于 R_1 与 R_F 并联值的 R_p 值。这种选择重复了标准运放的设计实践并有助于减少输入偏置电流引起的直流误差。该方法的缺点是如果综合的 R_p 是大阻值，其包含了输入杂散电容，因而会影响电路的总体稳定性。

为获得最佳的结果，建议在实验室中对相位裕度精细调谐。采用微调电容替换电容 C 以允许对相位裕度和总体电路响应作简单的精细调谐。注意到根据等式13和等式14，1/F的极点和零点按比例移动。因此，通过联动地移动极点和零点值，在改变1/F极点至运放次极点的相对位置的同时，采用微调电容来替换电容 C 可以实现简单的精细调谐。

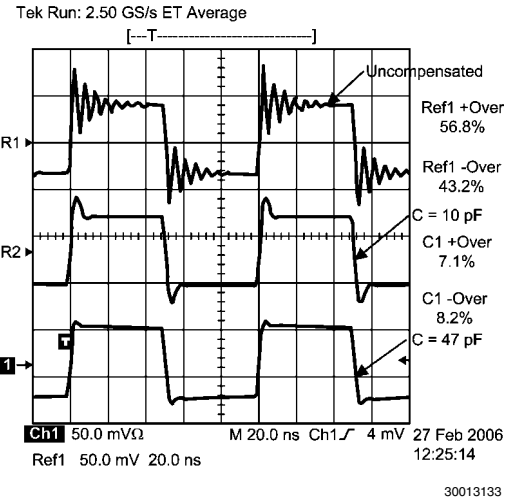


图11. 应用反相结构的LMH6624的测试结果

图11为采用之前推导的器件值来实现的测试结果。

上部波形为不存在外置器件时出现的振铃现象和阶跃响应中有几乎50%的过冲。

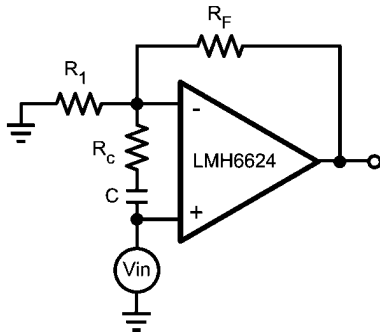
底部波形为采用设计2中的补偿值来实现的阶跃响应。响应波形表现良好并且过冲低于10%。注意到采用最接近5%误差的标称电阻值来替换表中的精确值，例如 R_C 的300 Ω 和 R_p 的390 Ω 。

在中间显示的波形为电容 C 降低至10pF时的阶跃响应。随着电容的减小，在1/F极点和运放开环响应的次极点之间的相对位置小于一个十倍频程。采用该方法的电路相位超前看上去要低于1/F极点引起的满90°。这会造成相位裕度的降低并且能观察到过冲的增加。

非反相结构的输入超前-滞后补偿

非反相结构应用的计算补偿值的总体步骤非常类似于上述反相结构应用的具体步骤。本章将会讨论其间的细小差别。

在图9所示的反相结构中，非反相输入端通过 R_p 连接到接地端，所以反相输入本质上是虚拟接地的。尤其在低频应用中假定 R_C 处于特定的范围内不会扰乱虚拟地的工作。在图12所示的非反相结构情况下，只要有足够的环路增益，求和点（反相输入）与输入信号一起移动。因为这个工作差别，非反相结构需要进行过补偿，目的是为了实现在反相结构中相同的性能水平（稳定性）。



30013134

图12. 用非反相结构实现的带超前-滞后补偿的LMH6624电路

利用过补偿技术可以实现应用电路中更高的相位裕度。不同于数据手册中为实现稳定性而取的特定值补偿 – 在LMH6624中为20 dB最小值 – 取而代之的是选择高于 G_{min} 的增益值，并且重复进行计算。也就是说，设定 G_{min} 为26 dB而非在反相结构的应用实例中所规定的20 dB。

现在，让1/F曲线与开环增益A交叉于26 dB的增益值而非之前的20 dB。如图10中的粗虚线和细虚线所示。

通过将1/F函数移至更高的dB值并设定1/F的极点在低于交点的10倍频程上，受到运放的次极点（在其它因素中）影响的总体环路相位将会减少。这与上一节中反相结构应用所实现的补偿性能相比，会产生更大的相位裕度。

为了对LMH6624进行过补偿：

1. 利用等式16并设定1/F为26 dB。对于图12中的非反相应用，输入信号等效源阻抗 R_p 等于零。这可简化计算 R_C 的等式16。
2. 谨记开环增益为20 dB时，LMH6624开环增益A的次极点位置在100 MHz。对于过补偿情况，1/F图提升额外的6 dB至26 dB。这会造成A和1/F的交点发生在50 MHz。利用十倍频程规则，设定1/F的极点在5 MHz。采用等式13来解得电容C的值。

禁止将大输入电阻值应用到非反相输入端。由大输入电阻和运放寄生电容形成的低通滤波器会延缓输入端上的陡峭边沿信号。这一点对于大带宽系统而言尤为重要。

输入超前-滞后补偿的总结

运放输入和反馈电阻值的选择非常重要。若没有明确的电路要求，就不应具体定义大电阻值。反馈电阻与输入寄生电容工作在环路增益中产生一个极点。采用较大的电阻值可以降低极点频率。如果极点位于讨论的带宽范围内，附加的相位滞后会导电路的不稳定性。

对非完全补偿运放输入超前-滞后补偿的应用可以实现电路的增益值低于制造商所规定的最小增益。实现的同时还能保持非完全补偿运放所具有的领先的速度功率比特性。该方法的缺点是输出响应曲线不如采用第二章描述的降低环路增益的方法所获得那么平坦。

注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。
想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范 (CSP-9-111C2)》以及《相关禁用物质和材料规范 (CSP-9-111S2)》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。
无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP 机动性处理器	www.ti.com/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity		
	德州仪器在线技术支持社区		www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术(上海)有限公司