

# Analog Engineer's Circuit

## 解补偿运算放大器稳定电路



### 设计目标

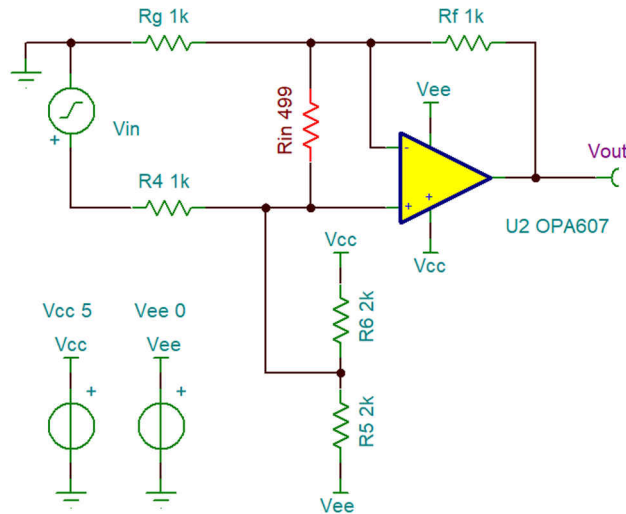
输入电压	输出电压	电源		
		V <sub>CC</sub>	V <sub>EE</sub>	V <sub>ref</sub>
2V <sub>PP</sub> , 500kHz 方波	增益 = 1V/V	5V	0V	2.5V

### 设计说明

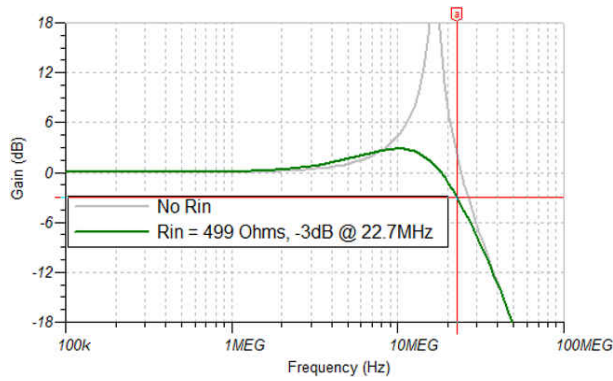
**解补偿放大器**被定义为在低于最小规定增益时本身并不稳定的放大器，但提供更高的增益带宽积 (GBWP)，有时噪声低于其单位增益稳定对应器件 (参见 OPA858 与 OPA859)。本电路文档介绍了三种不同的外部补偿方法，用于使这些放大器的单位增益稳定。每个电路都以牺牲带宽为代价来提高低增益稳定性。前两个电路会修改反馈量 ( $\beta$ )，以增加噪声增益 ( $1/\beta$ )。第三个电路使用放大器的输出阻抗和输出负载来衰减有效开环增益 ( $A_{OL}$ )。

这些示例在单位增益差动放大器电路中使 OPA607 保持稳定，这是一个  $\geq 6V/V$  的解补偿放大器。

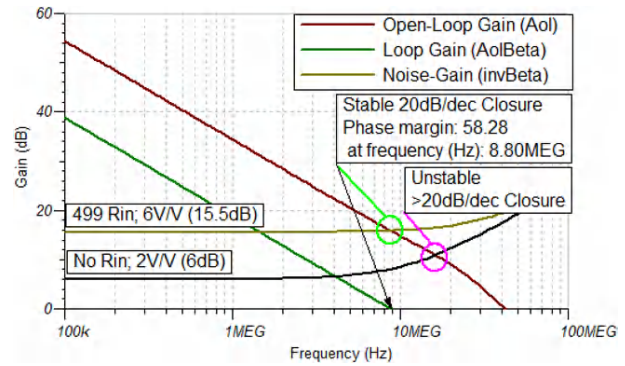
#### 补偿电路 1：差分输入电阻 ( $R_{IN}$ )



电路 1 原理图



频率响应



噪声增益 (反馈量) 稳定性分析

## 设计说明

在两个输入之间添加一个足够小的电阻器 ( $R_{IN}$ )，将反馈量 ( $\beta$ ) 降低到  $\leq 1/6$ ，并将噪声增益 ( $1/\beta$ ) 增加到  $\geq 6$ 。 $R_{IN}$  不影响由于两个输入之间的虚拟短路而导致的信号增益。这种方法在所有频率上均匀地增加了放大器的噪声增益，但牺牲了最小的带宽。

## 设计步骤

在这个差分放大器电路示例中， $\Delta V(R_{IN})$  是电阻器  $R_{IN}$  两端的电压 (在电路 1 原理图中)， $\Delta V(OUT)$  是  $V_{out}$  处的电压。 $\beta$  是除以反馈的比率  $\Delta V(R_{IN})/\Delta V(OUT)$ 。此比率可以计入：

$$\beta = \frac{\Delta V(R_{IN})}{\Delta V(OUT)} = \frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} \times \frac{\Delta V(R_{IN})}{\Delta V(IN-)}$$

首先，通过反馈电阻  $R_F$  反馈到  $\Delta V(IN-)$  的  $\Delta V(OUT)$  量为：

$$\frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} = \frac{Z_G}{Z_G + R_F}$$

$Z_G$  表示  $IN-$  外的电阻。要计算  $Z_G$ ，请将  $R_{IN}$  添加到  $IN+$  的电阻外，即  $R_4 \parallel R_5 \parallel R_6$  的并联组合。结果与  $IN-$  处的增益电阻  $R_G$  并联，形成  $Z_G$ 。

$$Z_G = (R_{IN} + R_4 \parallel R_5 \parallel R_6) \parallel R_G$$

其次，由于  $IN+$  外的串联电阻，电压  $\Delta V(R_{IN})$  只是  $\Delta V(IN-)$  的一小部分。

$$\frac{\Delta V(R_{IN})}{\Delta V(IN-)} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_4 \parallel R_5 \parallel R_6}$$

在此示例电路中，当  $R_{IN} = \infty$ 、 $\beta = 1/2$ ，其中  $R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 = 500 \Omega$ ， $R_G = 1k\Omega$ 、 $R_F = 1k\Omega$ 。要使 OPA607 保持稳定，请设置  $\beta = 1/6$  并求解  $R_{IN}$ 。这也可以通过仿真来解决，如噪声增益稳定性分析图像所示。 $R_{IN} = 500 \Omega$  将噪声增益从  $2V/V$  提高到  $6V/V$ 。较小的  $R_{IN}$  会进一步增加  $1/\beta$ 。

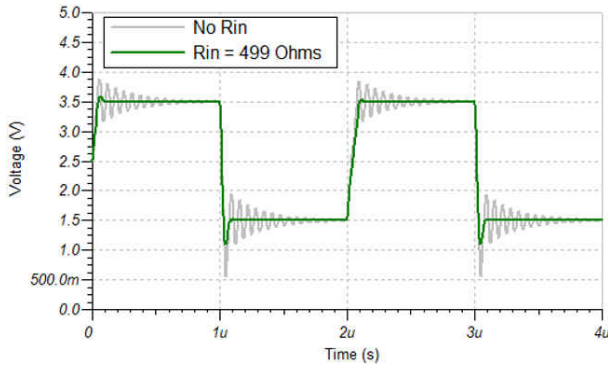
$$\frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} = \frac{(R_{IN} + 500 \Omega) \parallel 1 k\Omega}{(R_{IN} + 500 \Omega) \parallel 1 k\Omega + 1 k\Omega} = \frac{1}{3}$$

$$\frac{\Delta V(R_{IN})}{\Delta V(IN-)} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + 500} = \frac{1}{2}$$

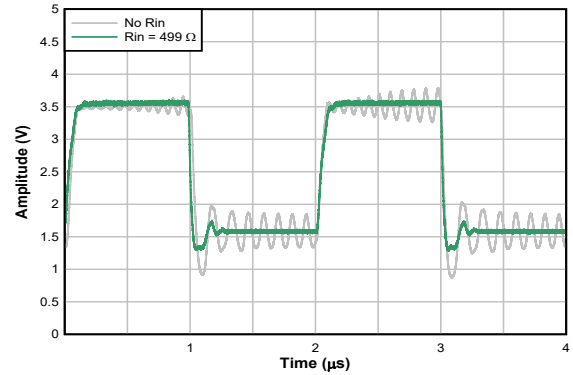
$$\beta = \frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} \times \frac{\Delta V(R_{IN})}{\Delta V(IN-)} = \frac{1}{3} \times \frac{1}{2} = \frac{1}{6}$$

## 设计结果

频率响应中的银峰和方波响应中的振铃是相位裕度  $< 45^\circ$  和不稳定的迹象。该电路的仿真和测量（见下图）表明， $R_{IN} = 499 \Omega$  足以实现外部补偿和稳定性。所示下冲较高是由于 OPA607 的下降沿压摆率较快。

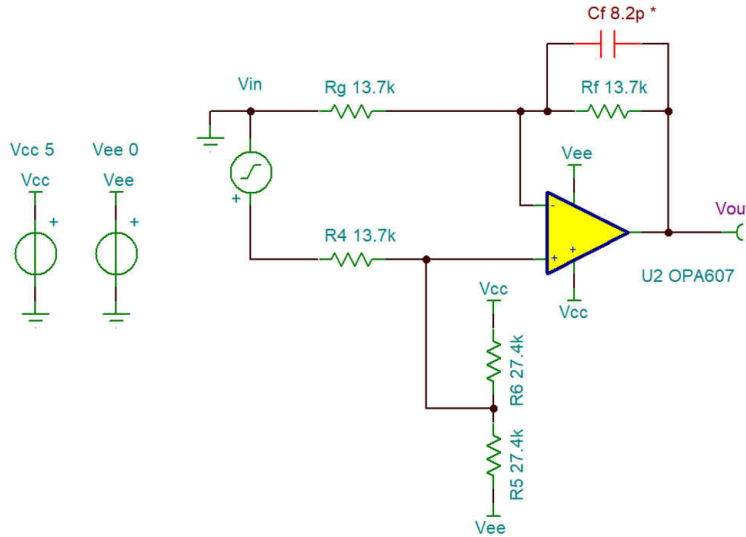


500kHz、2Vpp 方波响应

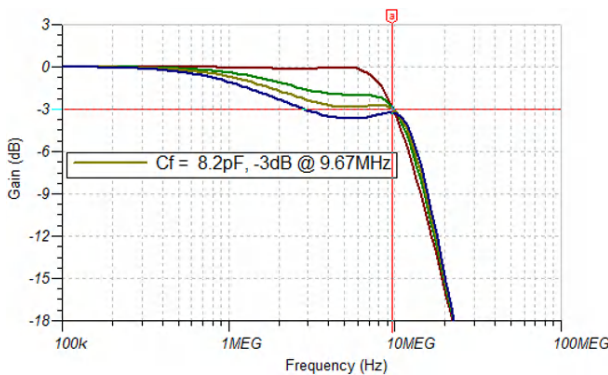


电路 1 测量

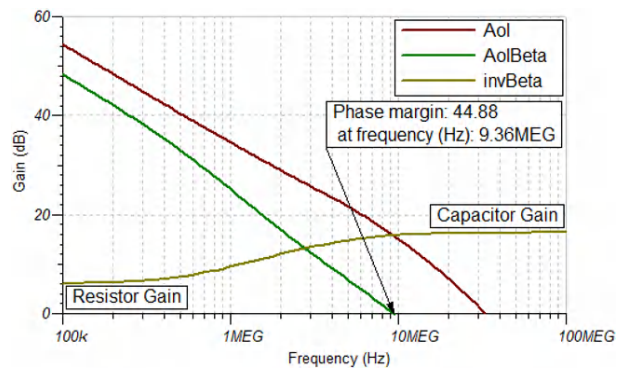
## 补偿电路 2：反馈电容器 ( $C_F$ )



电路 2 原理图



频率响应



噪声增益 (反馈量) 稳定性分析

## 设计说明

添加一个反馈电容器 ( $C_F$ )，它与放大器输入电容一起产生  $\geq 6V/V$  的高频增益，但使用  $R_F/R_G$  在低频和直流下设置较低的信号增益。确保高频噪声增益  $\geq 6V/V$  并在放大器的增益带宽内实现。也就是说，在 [噪声增益稳定性分析](#) 图像中，栗色  $A_{OL}$  曲线必须与橄榄色  $1/\beta$  (invBeta) 曲线相交，其中  $A_{OL}$  曲线为  $-20B/十倍频程$ ，而  $1/\beta$  曲线相对于频率而言是平坦的。

## 设计步骤

高频增益由电容分压器设置，该电容分压器在  $C_F$  和 OPA607 的三个寄生输入电容之间形成： $C_{IN-} = 5.5pF$ ； $C_{IN+} = 5.5pF$ ； $C_{INDIFF} = 11.5pF$ 。 $\beta$  使用 [电路 1](#) 中讨论的相同因素计算，但使用这些内部电容器而非外部电阻器。

$$\beta = \frac{\Delta V(C_{INDIFF})}{\Delta V(OUT)} = \frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} \times \frac{\Delta V(C_{INDIFF})}{\Delta V(IN-)}$$

在此噪声增益稳定性分析中， $C_F = 8.2pF$  将高频电容器增益提高到  $6.57V/V$ 。较小的反馈电容会进一步减小  $\beta$  并增加高频增益。

$$\frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} = \frac{(1/C_{INDIFF} + 1/C_{IN+}) \parallel 1/C_{IN-}}{(1/C_{INDIFF} + 1/C_{IN+}) \parallel 1/C_{IN-} + 1/C_F} = \frac{(1/11.5 pF + 1/5.5 pF) \parallel 1/5.5 pF}{(1/11.5 pF + 1/11.5 pF) \parallel 1/5.5 pF + 1/8.2 pF} = 0.47$$

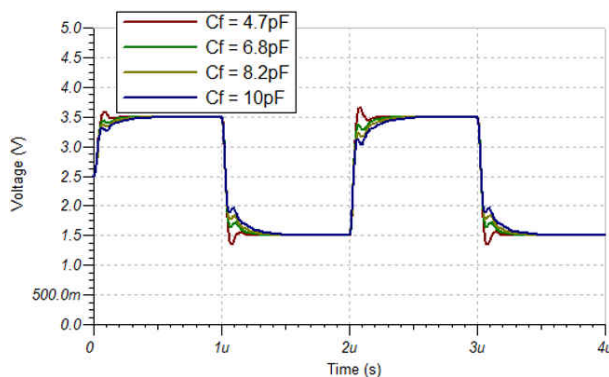
$$\frac{\Delta V(C_{INDIFF})}{\Delta V(IN-)} = \frac{1/C_{INDIFF}}{1/C_{INDIFF} + 1/C_{IN+}} = \frac{1/11.5 pF}{1/11.5 pF + 1/5.5 pF} = 0.32$$

$$\beta = \frac{\Delta V(IN-)}{\Delta V(OUT)} \times \frac{\Delta V(C_{INDIFF})}{\Delta V(IN-)} = 0.47 \times 0.32 = 0.152 = \frac{1}{6.57}$$

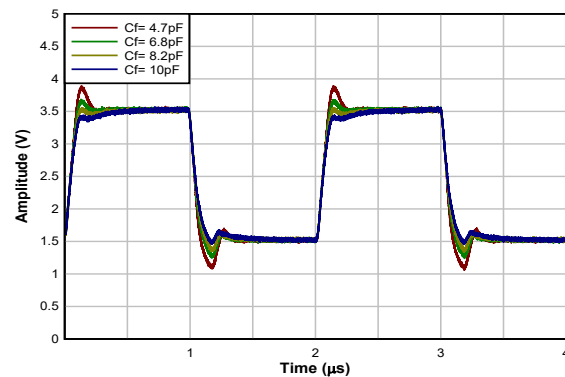
这个稳定的  $\beta$  表明放大器现在在高频下具有  $\geq 6V/V$  的信号增益。但是仔细选择  $C_F$  和  $R_F$  值可以创建稳定量的反馈和信号增益的低通滤波器，以防止增加的  $1/\beta$  过频产生过冲等问题。当  $R_F > 10k\Omega$  时，更容易实现这两个条件。

## 设计结果

对该电路的测量表明， $C_F = 8.2pF$  且  $R_F = 13.7k\Omega$  足以保持稳定的噪声增益 =  $6.57V/V$  并过滤过冲。

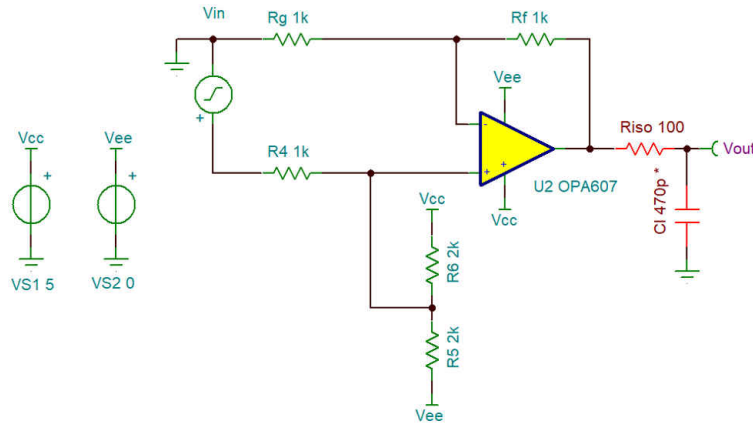


500kHz、2Vpp 方波响应

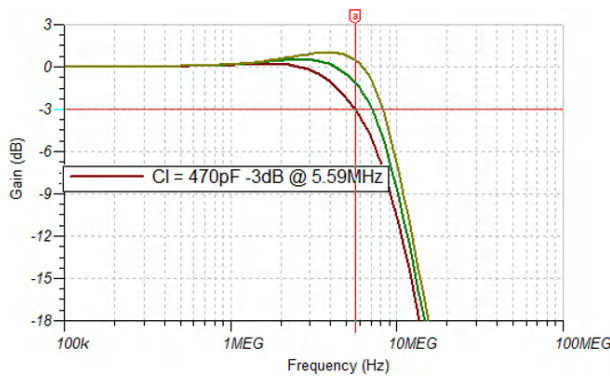


电路 2 测量

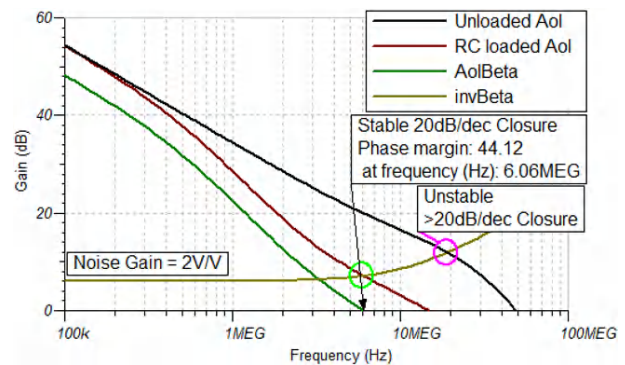
### 补偿电路 3：高频负载 ( $R_{ISO}$ )



电路 3 原理图



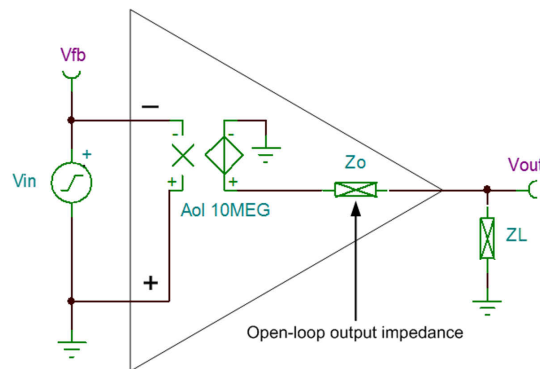
频率响应



噪声增益 (反馈量) 稳定性分析

### 设计说明

添加适合高频的低电阻负载 ( $R_{ISO}$ )。负载与放大器开环输出阻抗形成一个电阻分压器 (见下图)，并将放大器的有效开环增益 ( $A_{OL}$ ) 衰减到补偿水平。由于 OPA607 具有  $500\ \Omega$  的串联输出阻抗，因此  $100\ \Omega$  负载电阻器可将  $A_{OL}$  衰减至  $1/6$  ( $-15.5\text{dB}$ )。



单独一个小电阻负载会消耗大量功率。但出于稳定性目的，衰减  $A_{OL}$  就像增加噪声增益一样，只需要一个高频负载，例如输出滤波器。在噪声增益稳定性分析电路中，黑色空载  $A_{OL}$  和带有 RC 滤波器负载的栗色  $A_{OL}$  均被绘制成图形。橄榄色 2V/V (6dB) 噪声增益与带负载的栗色  $A_{OL}$  以更稳定的 20dB/十倍频程关闭率相交。这种补偿技术有助于将 OPA607 用作存在输出滤波器的单位增益稳定放大器的直接替代品。

### 设计步骤

$R_{ISO} + C_L$  滤波器带宽必须低于负载放大器的衰减带宽，因为高于滤波器带宽和低于负载放大器带宽的频率范围是产生补偿的地方。否则，负载会进一步补偿放大器，而不会产生可用的较低增益。在该电路的稳定性分析中，带负载的栗色  $A_{OL}$  中的 -40dB/十倍频程斜率表明，当滤波器负载衰减  $A_{OL}$  时，较高的增益将不如补偿的低增益稳定。

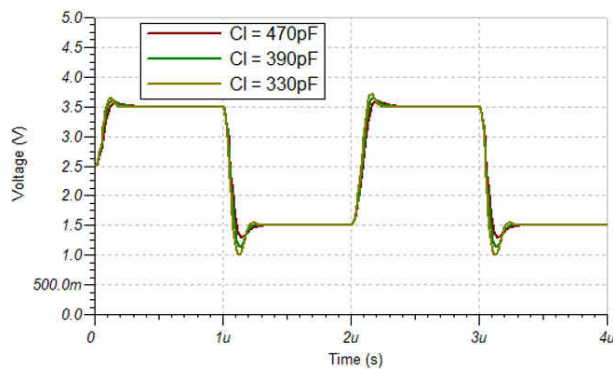
在此示例电路中， $GBWP = 50\text{MHz}$  和  $\beta = 1/2$ ，但衰减 = 1/6。因此，衰减放大器带宽为  $50/12 = 4.2\text{MHz}$ 。对于  $R_{ISO} = 100\ \Omega$ ， $C_L$  应该  $> 380\text{pF}$ 。

$$GBWP \times \beta \times \text{Attenuation} > \frac{1}{2\pi \times R_{ISO} \times C_L}$$

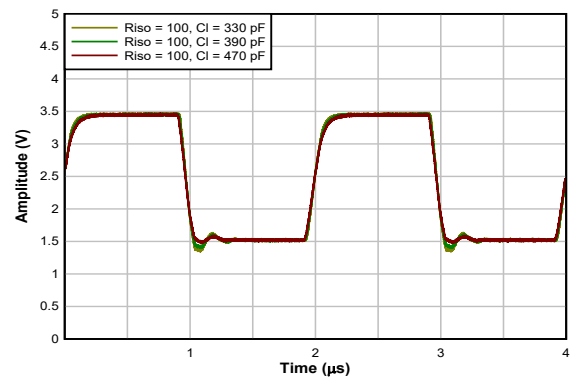
$$C_L > \frac{(2 \times 6)}{2\pi \times 100\ \Omega \times 50\ \text{MHz}} = 380\ \text{pF}$$

### 设计结果

对该电路的测量表明， $R_{ISO} = 100\ \Omega$ 、470pF 负载足以使 OPA607 在增益为 1V/V 的差分配置中保持稳定。



500kHz、2Vpp 方波响应



电路 3 测量

## 设计特色器件

OPA607	
电源电压范围 ( $V_{SS}$ )	2.2V 至 5.5V
增益带宽积, $G = 20V/V$	50MHz
解补偿增益 ( $A_{V/V}$ )	$\geq 6V/V$
输入电容 ( $C_{IN}$ )	差分 : 11.5pF
	共模 : 5.5pF
输入范围 ( $V_{CMVR}$ )	(V <sub>-</sub> ) 至 (V <sub>+</sub> ) - 1.1V
输出范围 ( $V_{out}$ )	轨到轨
过驱恢复时间 ( $t_{OR}$ )	300 ns
电压噪声 ( $e_N$ )	3.8nV/√(Hz)
失调电压 ( $V_{OS}$ )	$\pm 120\mu V$
静态电流 ( $I_q$ )	900 $\mu A$
输入偏置电流 ( $I_b$ )	$\pm 3pA$
压摆率	24 V/ $\mu s$
开环输出阻抗 ( $Z_o$ )	500 $\Omega$
OPA607	

## 设计替代器件

解补偿高速放大器		
器件名称	增益带宽	解补偿增益
LMV793、LMV794 LMP7717、LMP7718	88 MHz	10 V/V
SM73302	88 MHz	10 V/V
OPA838	300MHz	6 V/V
LMH6629	900 MHz	10 V/V
LMH6626	1.5GHz	10 V/V
OPA818	2.7 GHz	7 V/V
OPA858	5.5GHz	7 V/V

## 设计参考资料

- 有关 TI 综合电路库的信息，请参阅[模拟工程师电路设计指导手册](#)。
- 德州仪器 (TI)，[AN-1604 解补偿运算放大器](#) 应用手册
- 有关硬件评估，请参阅 [TIDA-060019](#)

## 其他资源

- 德州仪器 (TI)，[适用于成本敏感型系统的 OPAx607 50MHz、低功耗、轨至轨输出 CMOS 运算放大器](#) 数据表

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司