

Technical White Paper

运算放大器稳定性理论及补偿方法



Art Kay, Collin Wells

摘要

运算放大器在驱动电容负载或者反相输入端的电容时会变得不稳定。运算放大器中的这种不稳定性可能会表现为响应输入、负载瞬变的过冲和振铃，在最坏的情况下，还可能表现为连续且与输入信号无关的振荡。例如，即使输入信号为直流电压，不稳定的放大器也会振荡。本文档解释了导致不稳定的原因背后的理论，并提供了消除此问题的选项。

内容

1 简介	3
1.1 解释不稳定性的简单类比	3
1.2 可能存在稳定性问题的电路	4
1.3 基于数据表图的简单稳定性校正	6
1.4 实验室工具及测量简介	7
2 运算放大器的稳定性理论	8
2.1 极点及零点	9
2.2 运算放大器型号稳定性验证的要求	10
2.3 基于控制环路型号的稳定性定义	12
2.4 基于 A_{OL} 及 $1/\beta$ 绘制环路增益图形	15
2.5 闭合稳定性测试速率	16
2.6 间接 (无创) 稳定性测试	17
3 开环稳定性测试仿真	19
3.1 以错误的方式断开循环	19
3.2 使用 LC 测试电路来断开环路	20
3.3 差分环路断路测试	23
4 电容负载的稳定性校正	27
4.1 隔离电阻器 (R_{ISO}) 方法	28
4.2 双反馈方法	39
4.3 用于补偿功率放大器及基准驱动的缓冲器电路	62
4.4 用于稳定性补偿的噪声增益	69
4.5 反馈电容器 (C_F) 电容负载补偿	72
5 反相节点上电容的稳定性校正	75
5.1 由于 $1/\beta$ 内为零造成的输入电容不稳定性	75
5.2 反馈电容器可以解决反相节点上电容的稳定性问题	78
5.3 最小、平衡及最大反馈电容	80
5.4 互阻抗案例	85
6 复杂开环及闭环输出阻抗	91
6.1 将开环输出阻抗转换成闭环输出阻抗	91
6.2 开环及闭环型号测试	93
6.3 由于复数输出阻抗的谐振而导致不稳定	95
6.4 内部运算放大器拓扑对输出阻抗及频率间的影响	103
6.5 影响输出阻抗的其他因素	105
7 A_{OL} 对稳定性的影响	109
7.1 A_{OL} 次级极点及零点	109
7.2 对 A_{OL} 次级极点与零点以及输入电容进行建模	112
7.3 解补偿运算放大器及稳定性	113
7.4 闭环增益对稳定性的影响	114

8 稳定性分析中的常见问题.....	116
9 参考资料.....	122

商标

E2E™ and TINA-TI™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

本简介简要地介绍了导致运算放大器稳定性问题的各种因素。本节介绍常见问题示例及常见的稳定工具。最后，简介演示了 TI 运算放大器的数据表如何提供快速简单的运算放大器稳定性设计，而 TI 的设计不需要本文档后面介绍的复杂方法。

1.1 解释不稳定性的简单类比

图 1-1 示出了存在稳定性问题的运算放大器电路和等效控制系统图。控制系统图和控制系统术语通常用于运算放大器稳定性讨论，因为大部分的稳定性文献都是针对控制系统开发的，然后应用于运算放大器电路。运算放大器的输入对应于控制系统中加法块的以下块：

- 放大器开环增益 (A_{OL}) 是控制系统的增益块。
- 运算放大器反馈网络对应于 β 反馈块 (β)。

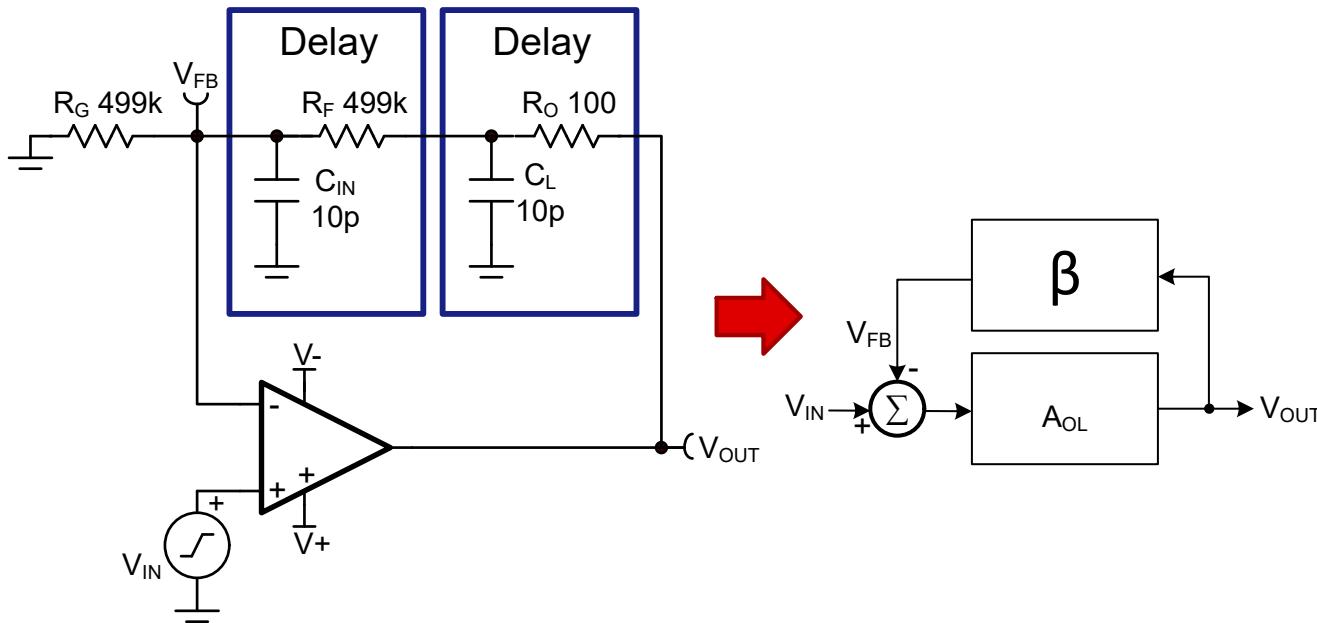


图 1-1. 运算放大器电路与控制系统等效

由于反馈网络中的延迟元件，图 1-1 中的电路不稳定。延迟元件只是 RC 低通滤波器。低通滤波器自然具有群延迟或者相移。通过将运算放大器电路视为控制系统，可以理解此反馈延迟导致不稳定的原因。运算放大器的输入加法块通过反馈网络检测输出信号。求和块的输出是误差信号。在本例中， V_{OUT} 的目标是 $2 \times V_{IN}$ 。当 $V_{OUT} = 2V_{IN}$ 时，误差信号为零。当输出过高 ($V_{OUT} > 2 \times V_{IN}$) 时，误差信号为负，运算放大器尝试向下驱动输出。同样地，当输出过低 ($V_{OUT} < 2 \times V_{IN}$) 时，误差信号为正，运算放大器尝试向上驱动输出以消除误差。因此，当系统处于平衡状态时，输出是 $V_{OUT} = 2V_{IN}$ 的恒定值。

但是，系统的功能假定反馈信号 (V_{FB}) 没有明显延迟。如果 V_{FB} 明显延迟，那么在输出实际下降时，运算放大器可能会错误地识别出输出是上升的。该结果会产生极性错误的误差信号，从而将输出驱动到错误的方向。运算放大器的不稳定由反馈信号中的这种延迟引起。

许多工程师都看到图 1-1 所示的电路，明白反馈延迟是一个问题，一般假设没有人特意设计出如此不切实际的电路。但是，图 1-1 中所示的电路通常是通过内部开环输出阻抗 (R_O 或 Z_O)、运算放大器的输入电容和任何寄生 PCB 电容 ($C_{IN} = C_{CM} + C_{PCB}$) 无意中创建的。图 1-2 显示了重新绘制的电路，该电路强调了延迟元件在实际运算放大器电路中如何产生。

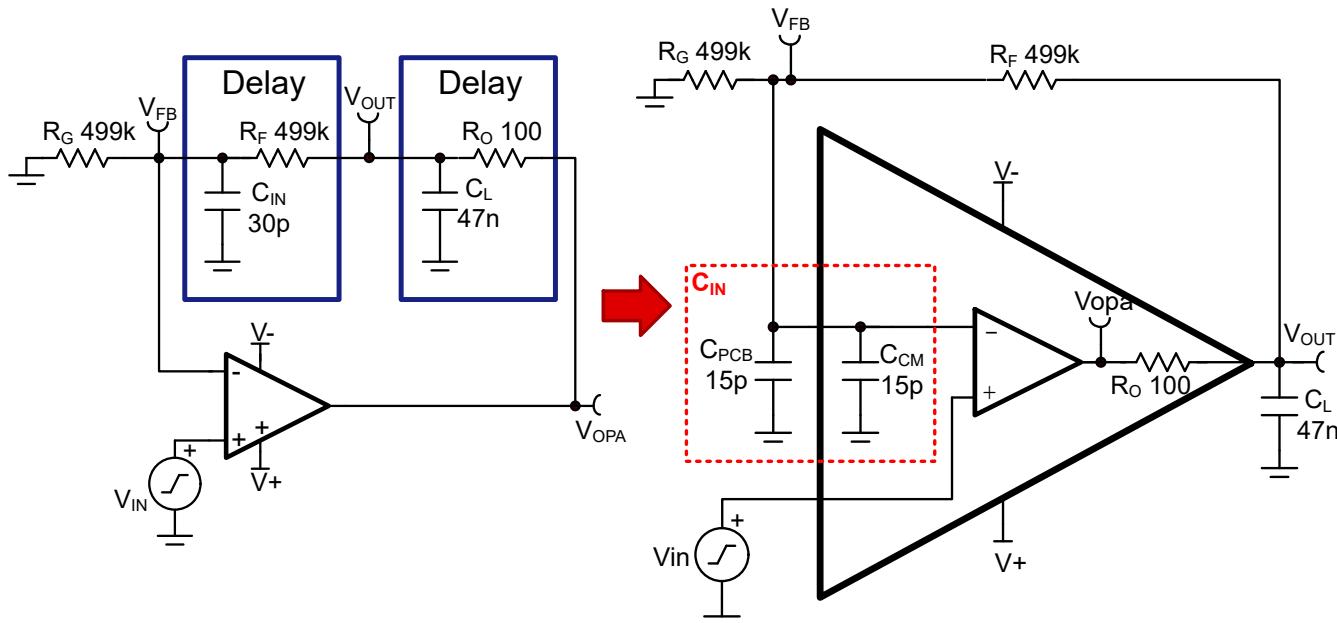


图 1-2. 实际电路中延迟元件的来源

1.2 可能存在稳定性问题的电路

分析及补偿稳定性问题是模拟系统设计人员颇具挑战性的学科之一。虽然深入了解稳定性主题需要时间和精力，但通过简单的电路检查来发现潜在的稳定性问题相对容易。对于不熟悉稳定性分析的工程师，确定问题是重要的第一步。幸运的是，本文档可以帮助新工程师补偿放大器来解决稳定性问题，并且有许多其他资源可提供支持和帮助来解决这些类型的问题（例如，德州仪器 (TI) E2E™ 社区）。

图 1-3 至图 1-5 示出了由于运算放大器输出端的负载电容 (C_L) 而导致稳定性问题的电路示例。由于内部开环输出电阻 $R_O C_L$ 所添加的 RC 时间常数导致的延迟，该负载电容会在反馈信号中产生延迟。图 1-3 显示了一个常见应用，其中运算放大器用于缓冲驱动模数转换器的电压基准。此应用中的问题是输出电容器 C_3 和 C_4 直接连接到放大器输出，这通常会导致稳定性问题。图 1-4 显示了一条驱动长电缆的运算放大器电路。电缆的每单位长度可能具有很大的电容，通常会引入稳定性问题。图 1-5 示出了驱动功率 MOSFET 的运算放大器。这是一个常见的应用，因为功率 MOSFET 的栅极电容可能很大。在每种情况下，问题在于连接到运算放大器输出端的电容过大。针对此类问题的常见校正方法是在运算放大器输出端及负载电容之间使用隔离电阻器。本文档的后面部分将介绍选择该电阻器的方法（请参阅 [隔离电阻器 \(\$R_{ISO}\$ \) 方法](#)）。

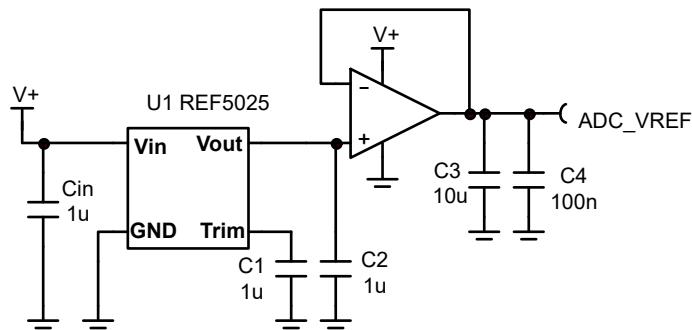


图 1-3. 基准缓冲器电容负载问题

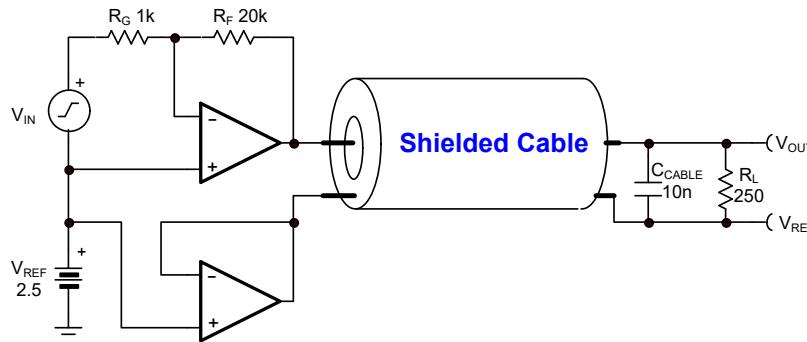


图 1-4. 电缆驱动电容负载问题

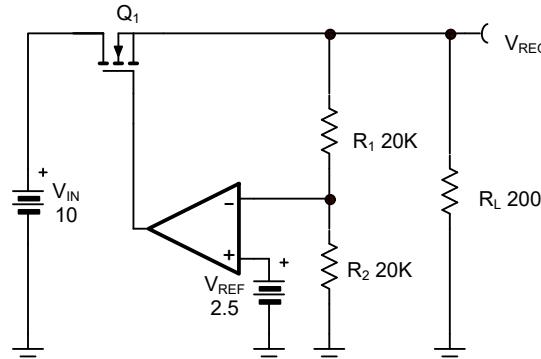


图 1-5. MOSFET 栅极驱动电容负载问题

图 1-6 至图 1-8 示出了由于运算放大器反相节点上的电容或大反馈电阻器而导致稳定性问题的电路示例。导致不稳定的反馈延迟来自 $R_F C_{IN}$ 的 RC 时间常数。图 1-6 示出了一个光电二极管互阻抗放大器。光电二极管可能具有很大的寄生电容，这些电路通常使用大型反馈电阻器来实现高互阻抗增益。与互阻抗电路类似，输入保护二极管可以具有高电容（请参阅图 1-7）。此外，低功耗电路通常使用大反馈电阻器来更大限度地降低功耗。在这种情况下，即使输入电容相对较低，较大的反馈元件也会导致不稳定（请参阅图 1-8）。与反相节点上电容相关的稳定性问题可通过添加反馈电容器进行纠正。本文档的后面部分将介绍选择该电容器背后的详细信息（请参阅反相节点上电容的稳定性校正）。

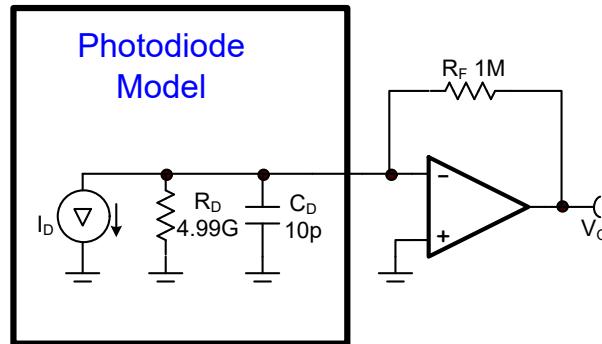


图 1-6. 光电二极管互阻抗放大器向反相节点添加电容

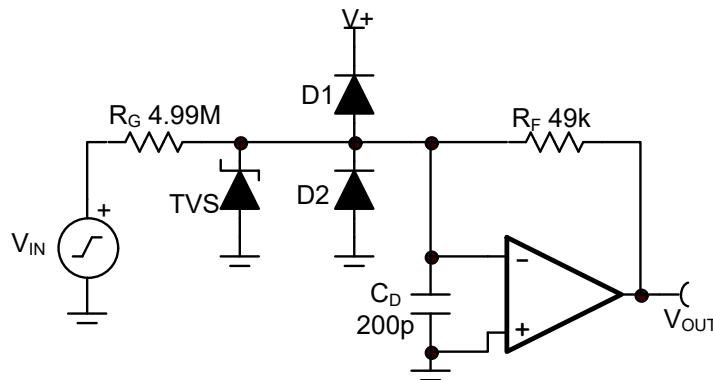


图 1-7. 输入保护二极管会向反相节点添加电容

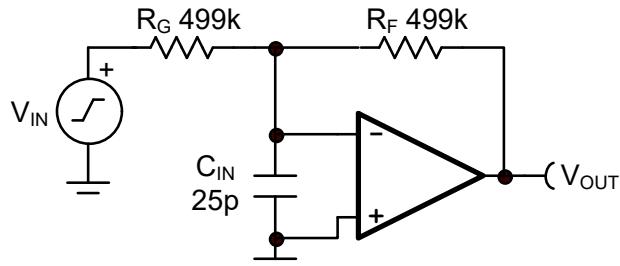


图 1-8. 反馈较大的低功耗电路，受反相节点上电容的影响

1.3 基于数据表图的简单稳定性校正

运算放大器在驱动电容负载时会出现稳定性问题。对于不同的运算放大器器件，导致稳定性问题的具体电容值会有所不同，具体取决于 Z_O 的值。一些运算放大器经过专门设计，可在更大的电容负载下运行。许多运算放大器的数据表都提供了小信号过冲与电容负载或相位裕度与电容负载之间的关系图。百分比过冲 (PO) 和相位裕度 (PM) 彼此直接相关，工程师可通过数学方法在这两者之间进行转换。较低的相位裕度对应于较高的过冲及较低的稳定性。TI 建议相位裕度大于 45° 或小于 23% 过冲，以获得良好的稳定性。一些工程师接受低至 30° 或 41% 过冲的相位裕度。工程师可以依据应用要求调整标准。

无论标准如何，工程师都可以使用数据表图来确定电容负载是否可接受。在某些情况下，该图包含多条曲线，以显示不同的隔离电阻器如何扩展电容负载范围以实现稳定运行。这些图形还指定了用于驱动电容负载的运算放大器配置，因为该配置会影响稳定性。图 1-9 显示了缓冲器配置中 OPA192 的小信号过冲图。对于该器件，20% 过冲和 $R_{ISO} = 0\Omega$ 的最大电容负载约为 200pF。对于 50Ω 隔离电阻器，该电路可以驱动远超 $1nF$ 的电容，并保持过冲小于 20%。 25Ω 隔离电阻也将电容范围扩展到了 $1nF$ 以上，但过冲在某些电容范围内增加到 25%。

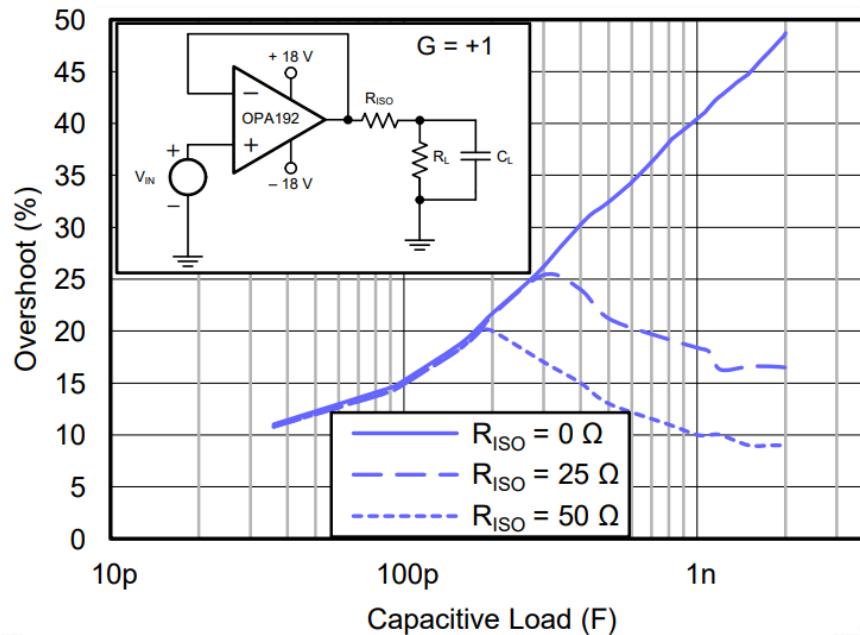


图 1-9. $G = +1V/V$ 时 OPA192 的过冲与电容负载间的关系

1.4 实验室工具及测量简介

可以使用信号发生器及示波器来测量运算放大器的稳定性。这种类型的测试有时称为非侵入式测试，因为可以在不修改电路的情况下进行测试，例如打开反馈环路。该测试通常通过应用小信号输入方波并且测量输出信号上的瞬态过冲来完成。小信号通常定义为小于 100mVpp，但实际阈值取决于运算放大器的内部设计。由于小信号阈值取决于运算放大器的内部设计，TI 建议使用 10mVpp 方波来确保输入是小信号。对于该测试，过冲的幅度与相位裕度直接相关。图 1-10 示出了小信号方波测试，[间接（无创）稳定性测试](#) 说明了如何根据该测试判断稳定性。

测量稳定性的另一种方法是使用网络分析器。网络分析器用于测量闭环频率响应（例如增益和相位与频率之间的关系）。使用此方法时，较大的增益峰值和大约 90°的快速相移可以识别出不稳定情况。图 1-11 显示了使用网络分析器来测试稳定性的典型测试设置。通常，可以使用图 1-11 中的仿真来解决稳定性问题。假设运算放大器建模得当，稳定性仿真可以准确地反映实际等效电路。

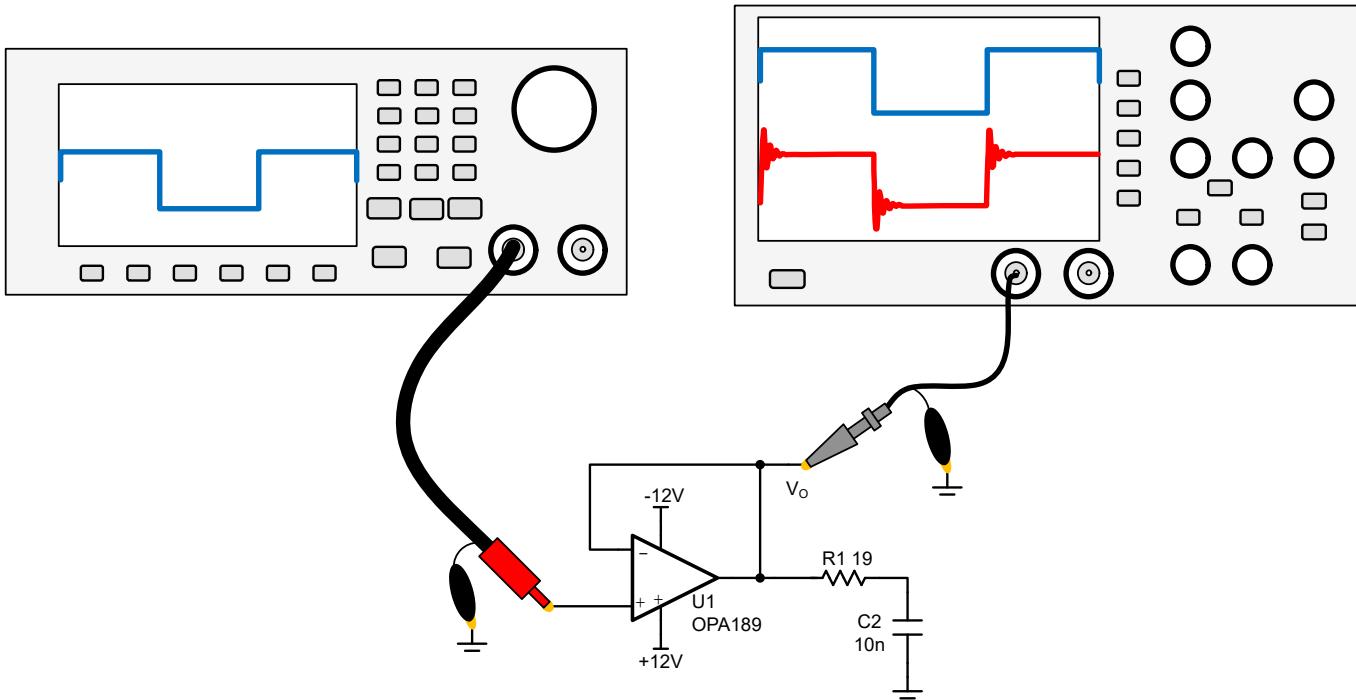


图 1-10. 用于稳定性测量的示波器及信号发生器设置

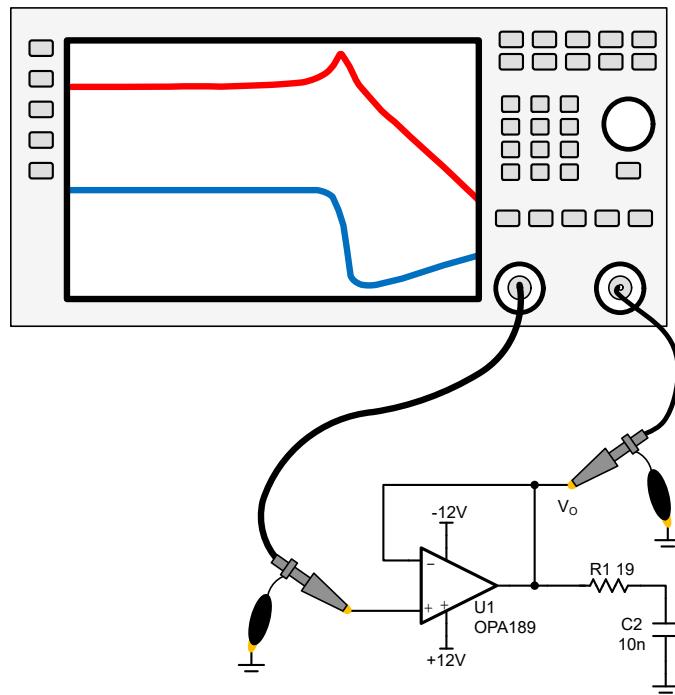


图 1-11. 用于稳定性测量的网络分析器设置

2 运算放大器的稳定性理论

本节介绍运算放大器稳定性分析的术语和基础知识。本部分介绍用于测试运算放大器稳定性的开环及闭环方法。本节还讨论了影响运算放大器稳定性的具体参数。

2.1 极点及零点

了解极点及零点是解决运算放大器稳定性问题所需的关键技能。极点是传递函数分母中 s 域方程的根，零点是分子的根（参见 [方程式 1](#)）。图 2-1 显示了具有单极点的传递函数的波特图。在极点频率下，幅度图比 DC 值 (G_{DC}) 低 3dB。在极点频率之后，增益会以 20dB/十倍频程的速度降低。在极点频率下，相位图从直流相位下降 45°。相移从极点之前大约一个十倍频程开始，到极点频率之后大约一个十倍频程结束，总相移为 -90°。相移以每十倍频程 45° 的速率降低，从大约 $f_p/10$ 降至 $f_p \times 10$ 。[方程式 2](#) 显示了具有单极点的系统的复数传递函数。[方程式 3](#) 示出了以 V/V 为单位的传递函数增益幅度，并且[方程式 4](#) 示出了相移。

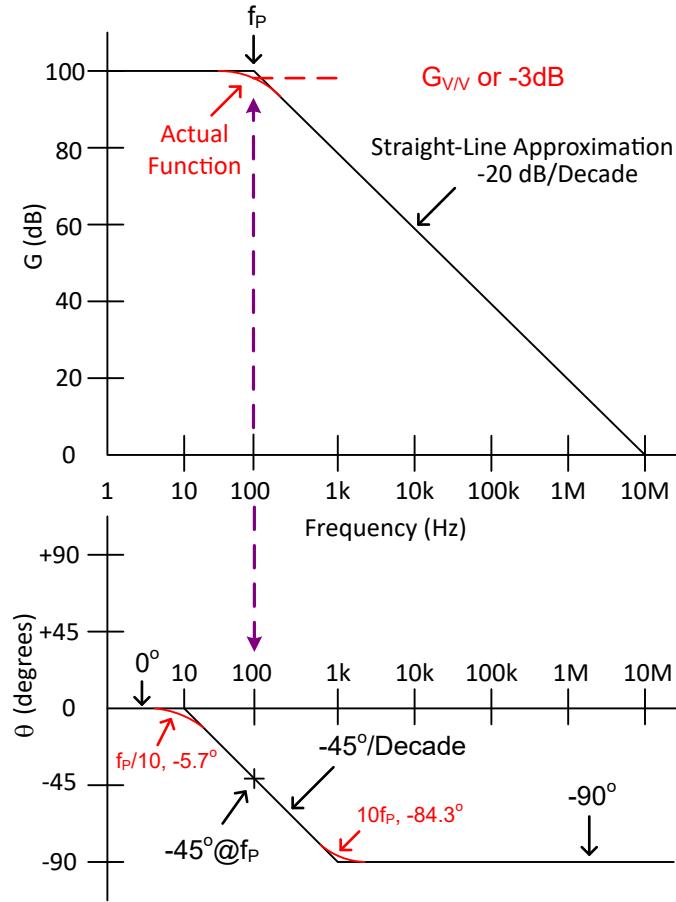


图 2-1. 极点幅度及相位图

where $s = j \times \omega$, and $j = \sqrt{-1}$ (1)

$$G_{V/V} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G_{DC}}{\left(\frac{s}{\omega_p}\right) + 1} = \frac{G_{DC}}{j\left(\frac{f}{f_p}\right) + 1} \quad (2)$$

$$|G_{V/V}| = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G_{DC}}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_p}\right)^2 + 1}} \quad (3)$$

$$\theta = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_p}\right) \quad (4)$$

图 2-2 显示了具有单个零点的传递函数的波特图。在零点频率下，幅度图比直流值高 3dB。在零点频率之后，增益以 20dB/十倍频程的幅度增加。在零点频率下，相位图已从直流相位增加 45°。相移从极点之前大约一个十倍频程开始，到极点频率之后大约一个十倍频程结束，总相移为 +90°。相移以 45° 每十倍频程的速率增加，从大约

$f_z/10$ 增加到 $f_z \times 10$ 。方程式 5 显示了具有单个零点的系统的复数传递函数。方程式 6 示出了以 V/V 为单位的传递函数增益幅度，并且方程式 4 示出了相移。

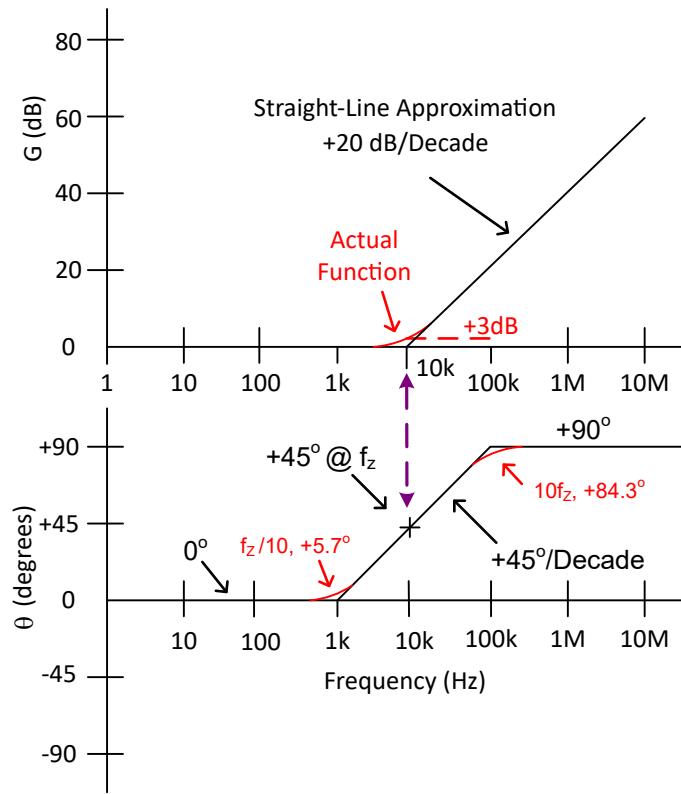


图 2-2. 零点的幅度及相位图

$$G_{V/V} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G_{DC} \times \left(\left(\frac{s}{\omega_z} \right) + 1 \right) = G_{DC} \times \left(j \left(\frac{f}{f_z} \right) + 1 \right) \quad (5)$$

$$|G_{V/V}| = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G_{DC} \times \sqrt{\left(\frac{f}{f_z} \right)^2 + 1} \quad (6)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_z} \right) \quad (7)$$

2.2 运算放大器型号稳定性验证的要求

图 2-3 示出了可用于稳定性测试的运算放大器型号的最低要求。该型号必须精确匹配运算放大器实际 A_{OL} 过率、开环输出阻抗和输入电容。直流 A_{OL} 值是使用输入端的电压控制电压源 ($VCVS1 = -1M V/V$ ，对于 120dB) 建模的。主极点使用简单 RC 低通滤波器建模。低通滤波器的输出由电压控制的电压源进行缓冲，增益为 1V/V。在这种情况下，开环输出阻抗 (Z_O) 是用一个简单的电阻建模的，但许多器件需要一个复杂的阻抗。

图 2-4 所示为图 2-3 的 A_{OL} 的图。请注意，直流 A_{OL} 对应于 $VCVS1$ ，主极点对应于 $1/(2 \times \pi \times R1 \times C1)$ 。请注意，主极点会产生 -90° 相移。由于运算放大器具有负反馈，低频时的相移为 180° 。除了主极点外，许多运算放大器在放大器的单位增益频率附近以及输入电容附近有多个次级极点和零点（有关详细信息，请参阅对 A_{OL} 次级极点与零点以及输入电容进行建模）。

图 2-4 示出了图 2-3 中所示型号的开环输出阻抗。该型号使用电阻开环输出阻抗 (Z_O)。电阻式 Z_O (表示为 R_O) 最容易理解，从稳定性的角度来看也是更好的情况。本文档将介绍初始理论（假设 Z_O 是电阻性），稍后将示出复杂的 Z_O 如何影响稳定性。实际运算放大器可具有电阻 Z_O 或复杂 Z_O 。对运算放大器的输出阻抗进行建模以进行稳定性分析介绍了如何使用复杂 Z_O 构建型号。大多数德州仪器 (TI) 型号都能在频率范围内准确地对 Z_O 和 A_{OL} 进行建模，因此通常不需要单独开发这些型号。

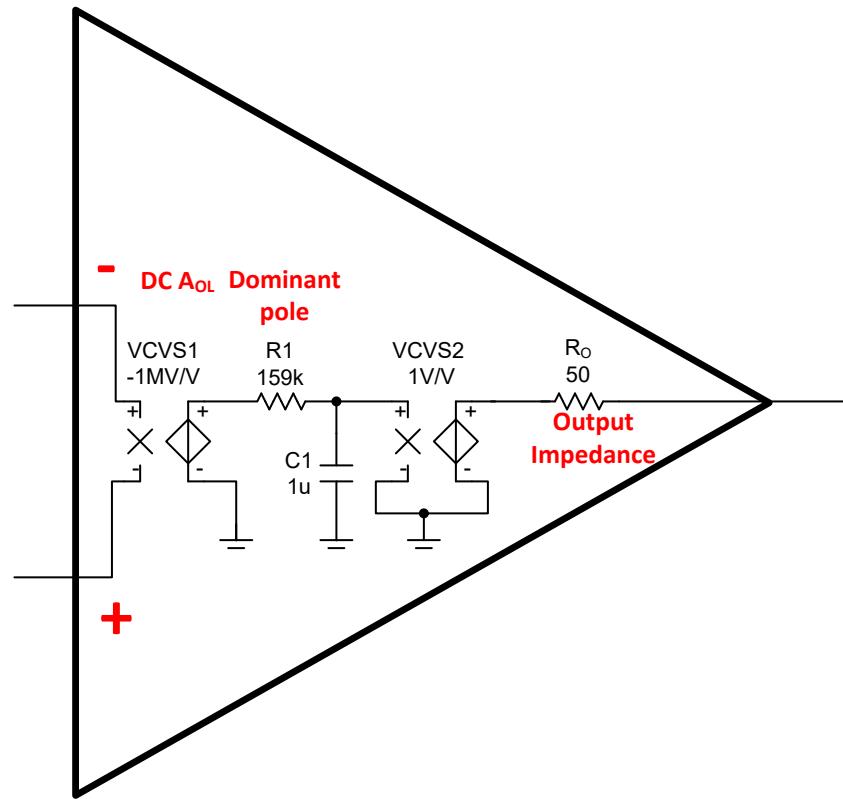


图 2-3. 用于稳定性仿真的运算放大器型号

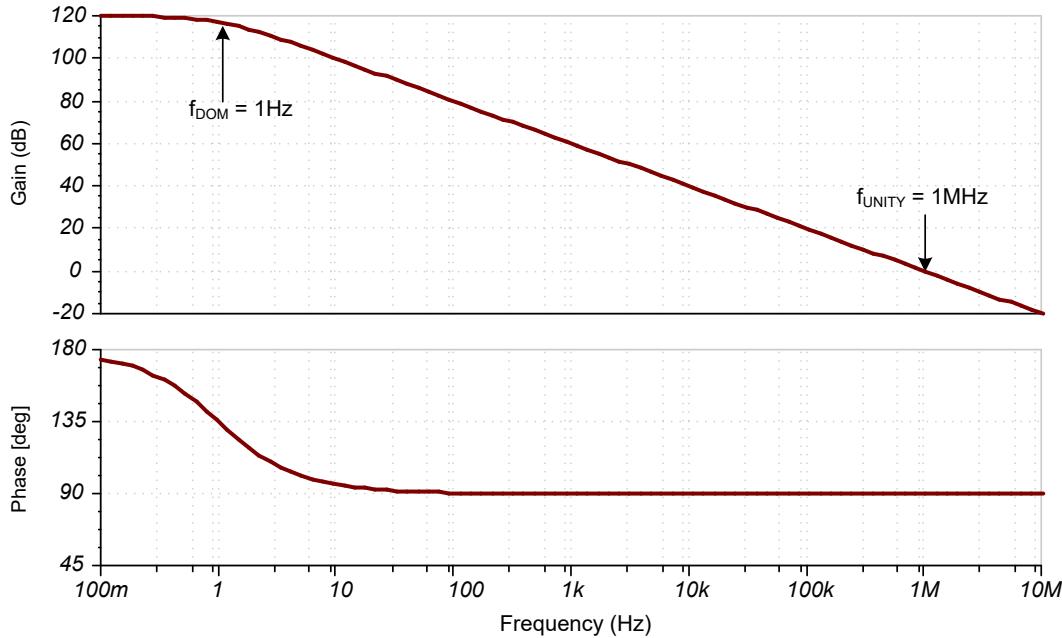


图 2-4. 稳定性型号的开环增益与频率间的关系

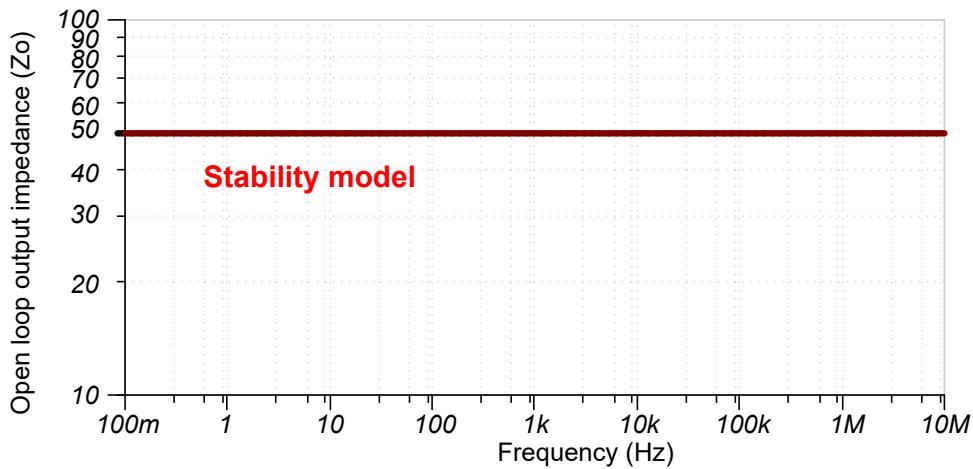


图 2-5. 稳定性型号的电阻式开环输出阻抗与频率间的关系

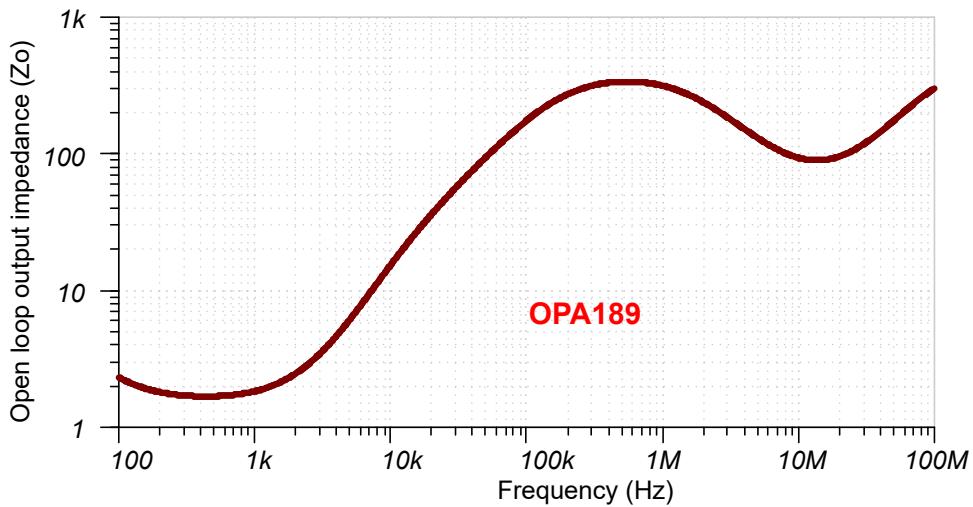


图 2-6. 复杂的开环输出阻抗示例 (OPA189)

2.3 基于控制环路型号的稳定性定义

图 2-7 显示了一个简单的同相运算放大器电路，其中包含一个简单的控制系统等效图。控制图将运算放大器输入建模为反馈路径反相的加法块。整个频率范围内的开环增益建模如图 2-3 所示。运算放大器反馈网络在控制系统之中形成 β 因子。反馈因子是从输出到反相放大器节点的增益 ($\beta = V_{FB} / V_{OUT}$)。在本示例中， β 是简单的分压器，但在许多情况下， β 可能是更复杂的关系。通过将输入和输出信号应用于控制系统图并应用简单的代数，可以推导出闭环增益公式（请参阅方程式 10）。闭环增益公式的分母包含 $A_{OL} \times \beta$ 项。该项对于稳定性分析至关重要，称为环路增益（请参阅方程式 11）。对于非常大的环路增益值，可以将闭环增益近似为 $1/\beta$ 。方程式 12 中的限制函数显示，当 $A_{OL} \times \beta$ 远大于 1 时，可以忽略分母中的 1，并且 A_{OL} 项抵消，从而使 $A_{CL} \approx 1/\beta$ 。将方程式 9 代入方程式 12 并应用代数可得出同相放大器熟悉的增益公式 ($G = R_F / R_G + 1$)。

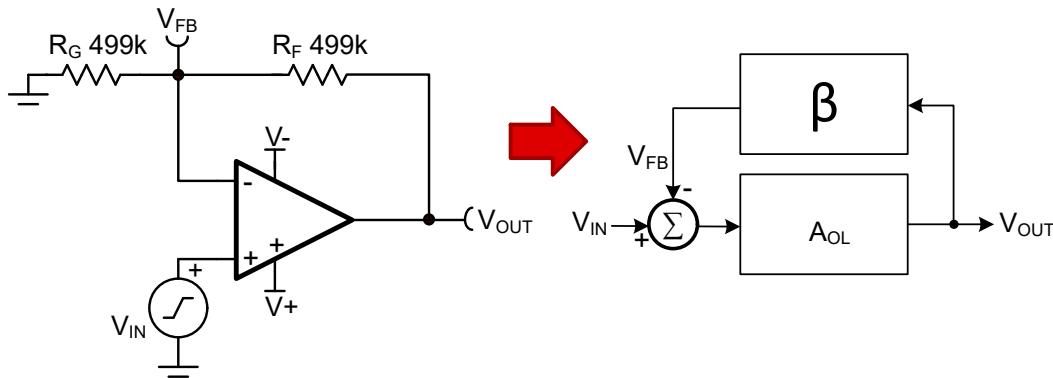


图 2-7. 运算放大器电路及等效控制系统图

$$A_{OL} = \text{Open Loop Gain over frequency} \quad (8)$$

$$\beta = \text{Feedback Factor} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{R_G}{R_G + R_F} \quad (9)$$

$$A_{CL} = \text{Closed Loop Gain} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \quad (10)$$

$$A_{OL}\beta = \text{Loop Gain} \quad (11)$$

$$A_{CL} = \lim_{A_{OL}\beta \rightarrow \infty} \left(\frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \right) \cong \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (12)$$

闭环增益公式 (方程式 10) 可用来确定放大器的稳定性。当 A_{CL} 的分母为零时，放大器被视为不稳定。当 $A_{OL} \times \beta = -1$ 时，就会发生这种情况。将环路增益的线性值转换为分贝 ($A_{OL} \times \beta = -1$) 意味着 $A_{OL} \times \beta$ (dB) 的幅度 = 0dB，相移 $A_{OL} \times \beta$ (phase_shift) = -180°。如果您还记得节 1.1 中的类比，则不稳定性是由反馈延迟造成。-180° 相移是导致不稳定的反馈延迟。当输出实际下降时，运算放大器认为输出上升。在任何情况下，当以分贝为单位的环路增益为 0dB 且相对于直流相位的相移为 180° 时，闭环增益变得非常大，电路不稳定。在节 2.6 中，您可以看到在实验室中测量电路稳定性的一种间接方法是查找较大的增益峰值。

备注

稳定性标准：

- 当 A_{CL} 的分母为零时，就会出现不稳定性
- $A_{OL} \times \beta = -1$ 时分母为零
- $A_{OL} \beta = -1$ 时， A_{CL} 的分母 = 0
- 当 $A_{OL} \beta$ (dB) = 0dB 和 $A_{OL} \beta$ (phase_shift) = -180° 时， $A_{OL} \beta = -1$
- 相移与直流相位有关

相位裕度描述了电路与不稳定性接近程度。从数学角度来看，此描述是当 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时，相移 $A_{OL} \times \beta$ (phase_shift) = -180° 之前的剩余相位量。例如，当 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时，如果相对于 DC 的相移为 170°，则相位裕度为 10°。从实际角度来看，相位裕度非常低的放大器实际上无法正常工作。较差的相位裕度会导致非常大的增益峰值，较大的过冲和振荡。在某些情况下，即使输入是直流信号，振荡也是连续的。一些工程师会考虑振荡最终稳定为可接受结果的情况。不过，略微稳定的电路会针对输入、电源或输出负载的任何变化具有较大的过冲和振荡。

备注

相位裕度的定义：

- 相位裕度描述了电路与不稳定性的接近程度
- 当 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时，相位裕度是 $A_{OL} \times \beta$ (phase_shift) = -180° 之前的剩余相位，电路不稳定
- 如果在 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时相移为 170°，则相位裕度为 10°
- 在波德图上，相位裕度是 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交时或 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时相对于直流相位的相移（请参阅图 2-8）
- 大多数运算放大器电路在直流时具有 180° 的相位，因此可以直接在 0° 不稳定的图中读取相位裕度（请参阅图 2-8）

如果相位裕度为零，则电路通常会持续振荡。具有低但非零相位裕度的电路具有高增益峰值、较大的过冲及非常短的稳定时间。最小相位裕度的建议因工程参考而异。TI 建议使用相位裕度 $\geq 45^\circ$ 以获得良好的稳定性。对于某些电路，实现 45° 相位裕度是一项挑战，因此低至 35° 的相位裕度可能是可以接受的。请记住，影响稳定性的参数（例如开环输出阻抗、开环增益和外部元件值）都具有容差，因此通常建议将相位裕度设为高于 45° ，以便在各种工艺角下实现稳健设计。

备注

相位裕度一般指导：

- TI 建议对稳定电路使用相位裕度 $\geq 45^\circ$
- $45^\circ >$ 相位裕度 $\geq 35^\circ$ 被认为是略微稳定，但在某些情况下是可以接受的
- 相位裕度 $< 35^\circ$ 不稳定，会导致较大的过冲、增益峰值及振荡

在查看开环增益和相位图时，工程师可以通过查看 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交的频率处的环路增益相位来找到相位裕度。或者，也可以在环路增益幅度为 0dB ($A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB) 的频率下找到相位裕度。对于大多数放大器，直流环路增益相位为 180°，因此直接从图中读取相位裕度。在图 2-8 中，相位从 180° 开始，当 $A_{OL} \times \beta$ (dB) = 0dB 时降至 8°，因此相位裕度为 8°。

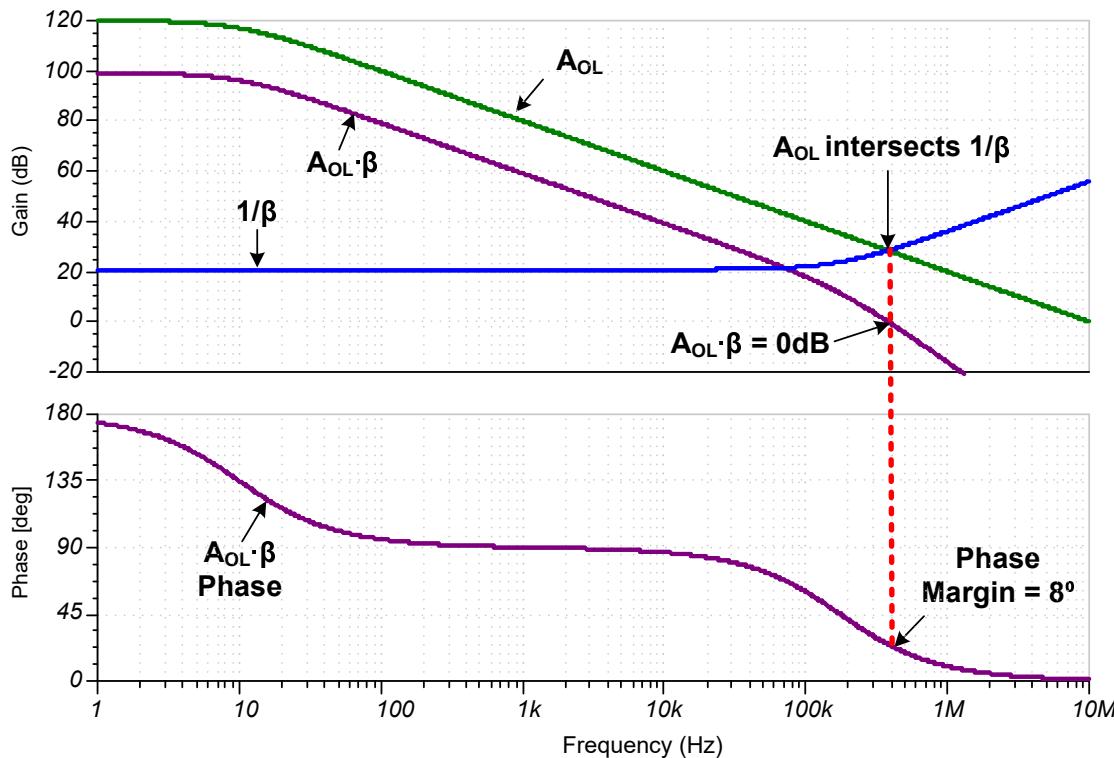


图 2-8. 相位裕度定义

2.4 基于 A_{OL} 及 $1/\beta$ 绘制环路增益图形

A_{OL} 曲线在运算放大器数据表中指定， $1/\beta$ 曲线可近似为放大器的闭环增益。环路增益 ($A_{OL} \times \beta$) 曲线可以通过从 A_{OL} 曲线中减去 $1/\beta$ 曲线来推导得出。允许进行环路增益计算的数学证明使用对数定律（请参阅[方程式 13](#) 和 [方程式 14](#)）。对数定律适用，因为我们的幅度曲线通常以分贝为单位，分贝为对数。将对数定律应用于环路增益显示，环路增益可以计算为 $A_{OL}(dB) - 1/\beta(dB)$ ，请参阅[方程式 15](#) 和 [方程式 16](#)。[图 2-9](#) 提供了环路增益计算的图形示例。在低频时， A_{OL} 为 120dB、 $1/\beta$ 为 20dB，因此通过计算可知： $A_{OL} \times \beta(dB) = A_{OL}(dB) - 1/\beta(dB) = 120dB - 20dB = 100dB$ 。对于 $A_{OL} = 1/\beta$ 的频率，环路增益为 0dB，符合预期 ($A_{OL} \times \beta(dB) = A_{OL}(dB) - 1/\beta(dB) = 20dB - 20dB = 0dB$)。环路增益相位也可以采用相同的方法（请参阅[图 2-10](#)）。

$$\log(A \times B) = \log(A) + \log(B) \quad (13)$$

$$\log(A) = -\log\left(\frac{1}{A}\right) \quad (14)$$

$$20\log(A_{OL}\beta) = 20\log(A_{OL}) - 20\log\left(\frac{1}{\beta}\right) \quad (15)$$

$$A_{OL}\beta(dB) = A_{OL}(dB) - \frac{1}{\beta}(dB) \quad (16)$$

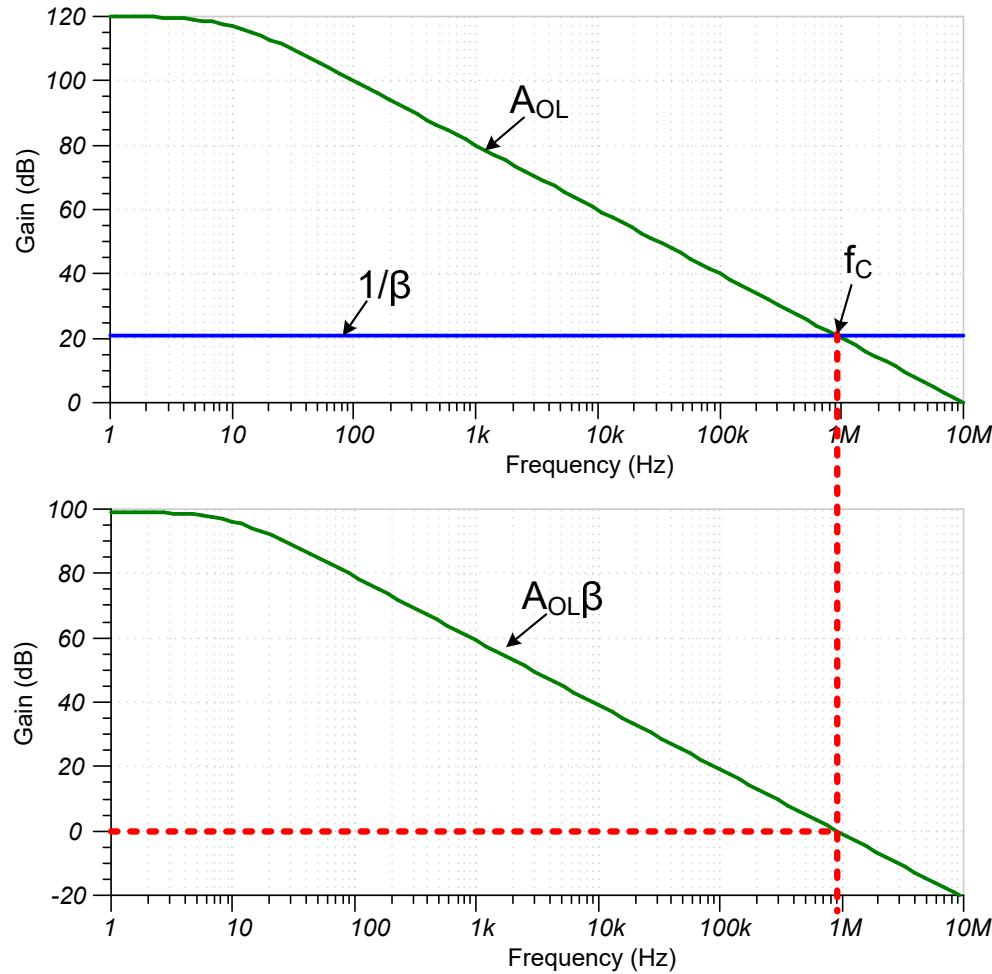
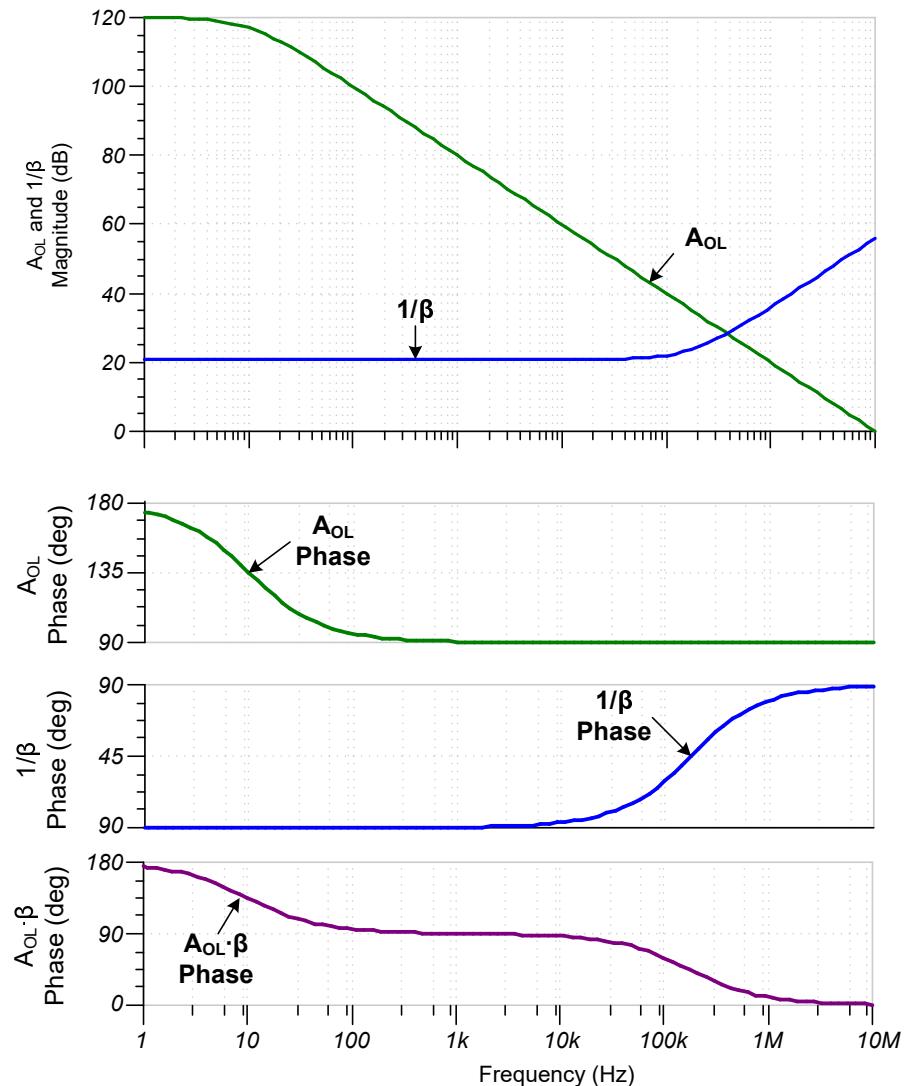


图 2-9. 以图形方式给出 A_{OL} 和 $1/\beta$ 时找到 $A_{OL} \times \beta$ 幅度

图 2-10. 以图形方式找到 $A_{OL} \times \beta$ 相位 (给定 A_{OL} 和 $1/\beta$)

2.5 闭合稳定性测试速率

节 2.3 示出了 A_{OL} 、 $A_{OL} \times \beta$ 以及 $1/\beta$ 幅度和相位曲线可用于求出相位裕度并确认电路是否稳定。 A_{OL} 和 $1/\beta$ 曲线还可于通过接近率 (ROC) 测试确认稳定运行。通常，相位裕度测试是检查稳定性的更好方法，因为该测试会通过数值指示电路的稳定性。例如，45° 的相位裕度是可以接受的，但 60° 更稳定，并且有处理差异的空间。接近速率测试实际上只能判断电路是否稳定，而不能指示电路的稳定性。尽管如此，测试还是很有用，因为工程师可以通过图形检查立即验证问题所在的位置。此外，接近速率测试可让您深入了解需要进行调整以解决稳定性问题的项目。

接近速率测试检查 A_{OL} 的斜率及项目相交处的 $1/\beta$ 曲线。如果斜率差的幅度等于 20dB/十倍频程，则电路是稳定的 (参见图 2-11)。如果 $ROC \geq 40dB$ ，电路不稳定。当 ROC 在 20dB/十倍频程和 40dB/十倍频程之间时，电路略微稳定。图 2-11 示出了一个不稳定示例，该示例具有 40dB 的接近速率，而图 2-12 示出了一个稳定示例，该示例具有 20dB 的接近速率。图 2-11 的接近速率的计算公式为 $ROC = |Slope(A_{OL}) - Slope(1/\beta)| = |(-20dB/dec) - (+20dB/dec)| = 40dB/dec$ 。图 2-12 的接近速率的计算公式为 $ROC = |Slope(A_{OL}) - Slope(1/\beta)| = |(-20dB/dec) - (0dB/dec)| = 20dB/dec$ 。

$$\text{Rate_of_Closure} = \left| \text{Slope}(A_{OL}) - \text{Slope}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right| \quad (17)$$

备注

接近速率：

- 需要满足接近速率 = 20dB/dec 才能达到理想稳定性
- $20\text{dB/dec} <$ 接近速率 $< 40\text{dB/dec}$ 略微稳定
- 接近速率 $\geq 40\text{dB/dec}$ 不稳定

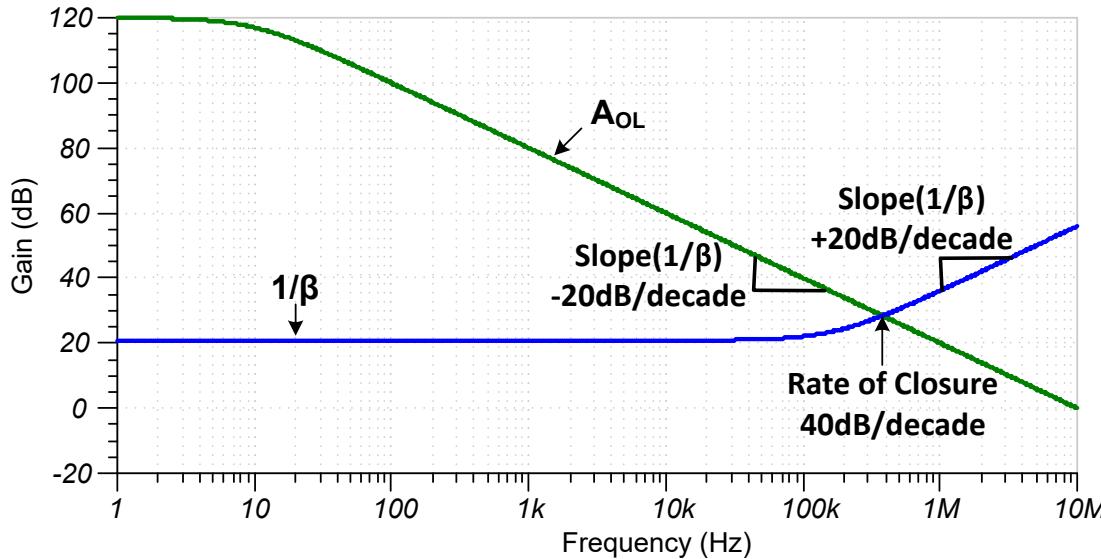


图 2-11. 接近速率不稳定示例 ($\text{ROC} = 40\text{dB/十倍频程}$)

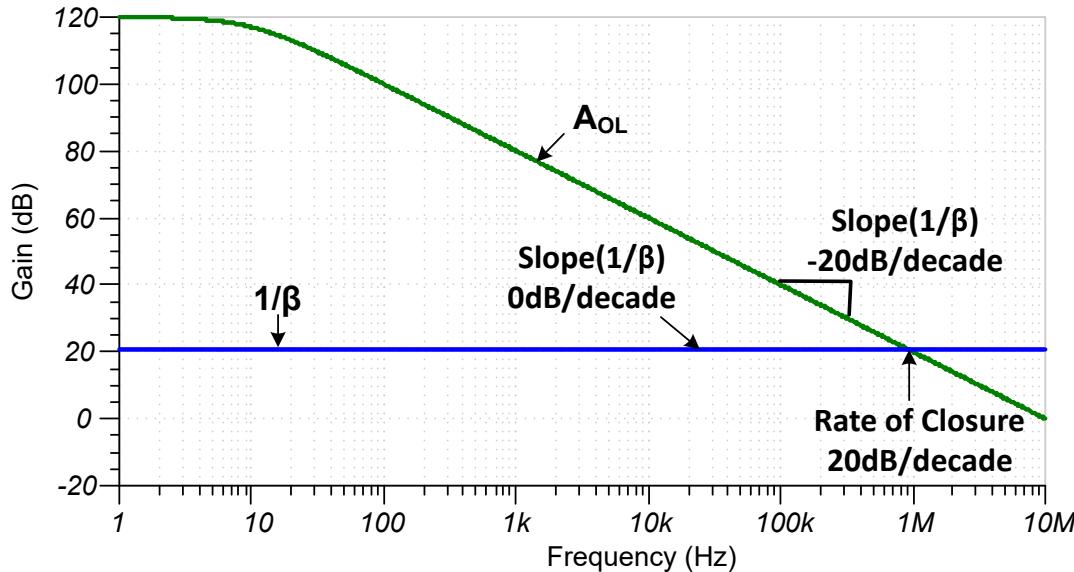


图 2-12. 稳定的接近速率示例 ($\text{ROC} = 20\text{dB/十倍频程}$)

2.6 间接 (无创) 稳定性测试

通过开环测试确定相位裕度被视为直接稳定性测试，因为环路增益相移是直接测量的或仿真的。该测试通常是确认稳定性且结果更为可靠的首选方法。然而，在闭环系统中，开环测试可能不切实际，因为断开环路以测试开环结果的能力有限。还可以通过查看运算放大器小信号阶跃中的过冲百分比来检查稳定性（请参阅图 2-13）。二阶系统的过冲百分比同相位裕度之间存在直接关系。请记住，一阶系统包含单个极点，二阶系统包含两个极点。在无源系统中，一阶系统是 RC 网络，二阶系统使用 RLC 网络。对于运算放大器电路，闭环输出阻抗的作用类似于电感器，而运算放大器负载是电容器。通过假设系统是二阶系统，尽管阶数可能更高，但针对运算放大器稳定性

问题电路的响应近似值，通常可以很好地进行近似计算。图 2-14 中所示的图形可用于根据过冲百分比来确定相位裕度，该图假设系统是二阶系统。

交流增益峰值也可用作查找相位裕度的间接方法（请参阅图 2-15）。同样，这种方法假设系统是二阶系统。图 2-14 中所示的图形可用于根据过冲百分比来确定相位裕度，该图假设系统是二阶系统。图 2-16 中的图形可用于根据百分比过冲 (PO) 来确定相位裕度。或者，**模拟工程师计算器** 是一款软件工具，允许工程师输入过冲值和交流峰值以确定相位裕度。

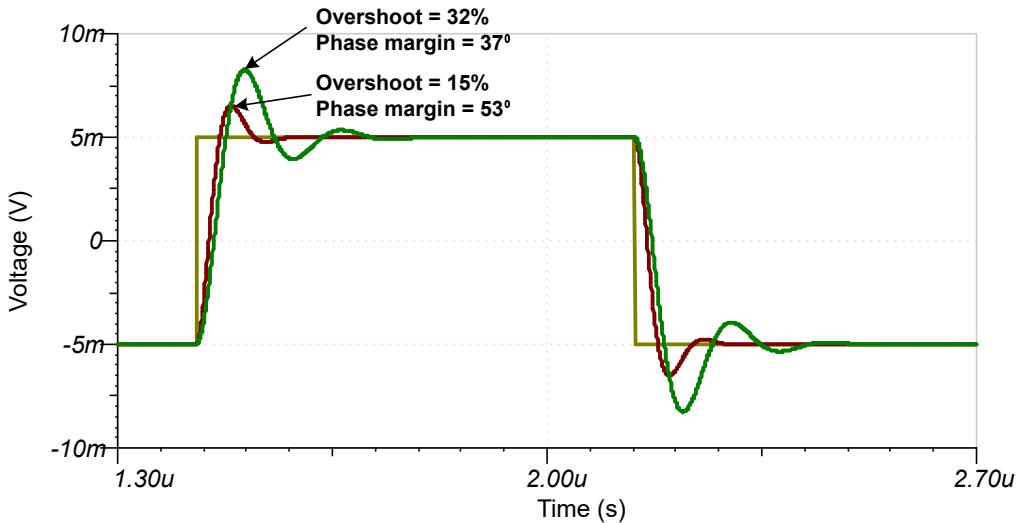


图 2-13. 百分比过冲是稳定性的度量



图 2-14. 根据过冲百分比找到相位裕度

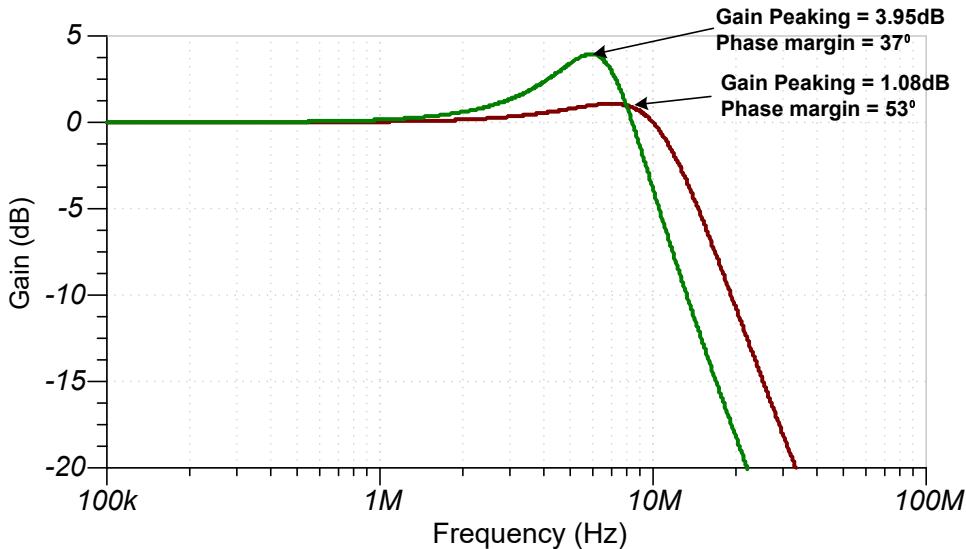


图 2-15. 交流增益峰值是对稳定性的度量

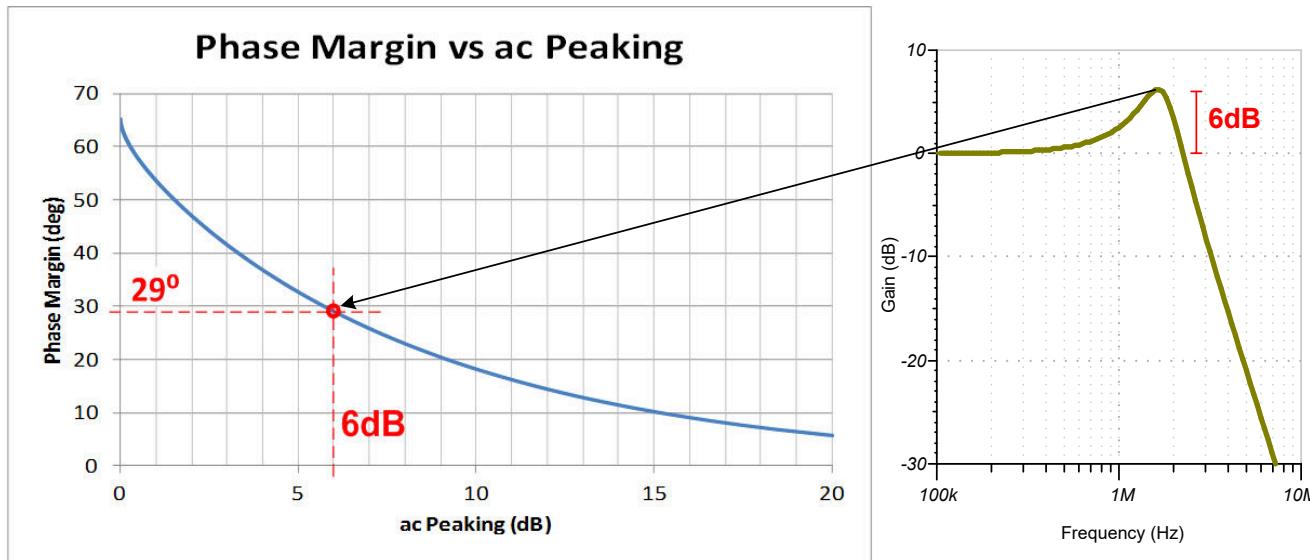


图 2-16. 根据交流峰值 (以分贝为单位) 得出相位裕度

3 开环稳定性测试仿真

如节 2.3 中所述，运算放大器的稳定性和相位裕度是通过绘制 A_{OL} 、 $A_{OL} \times \beta$ 和 $1/\beta$ 的幅度和相位来确定的。这些参数在开环运算放大器配置中测量或仿真。本节讨论使用 SPICE 仿真生成这些曲线的方法。本文档中给出的示例使用 TINA-TI™ SPICE，但无论模拟器如何，一般方法都是相同的。

3.1 以错误的方式断开循环

由于稳定性测试适用于开环配置，因此进行测试的自然方法是断开运算放大器输出端的反馈路径，并在反馈网络上放置测试信号（请参阅图 3-1）。遗憾的是，这种方法不起作用，因为运算放大器输入失调电压 (V_{OS}) 会将输出信号驱动到电源轨。当输出驱动至电源轨时，运算放大器处于饱和非线性工作状态，因此交流传递函数不准确。

图 3-2 示出了图 3-1 中运算放大器的交流传递函数。图 3-1 中的运算放大器可以提供 120dB 的直流 A_{OL} ，但图中仅显示 29dB。主极点的位置和相移特性也与预期的完全不同。因此，这种断开环路的简单方法对于生成开环交流图并非有用。

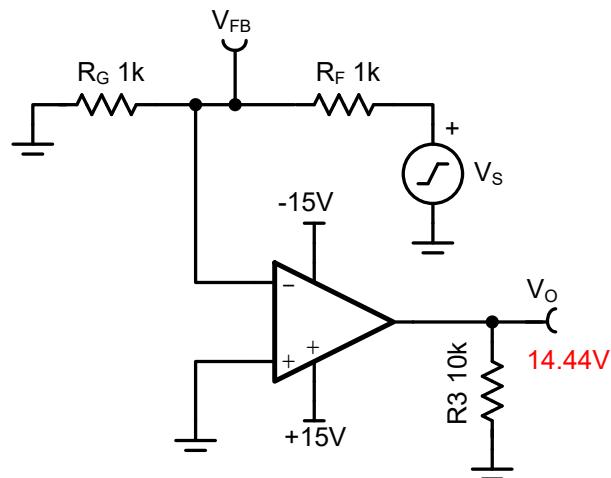


图 3-1. 断开反馈环路的错误方法 (饱和输出)

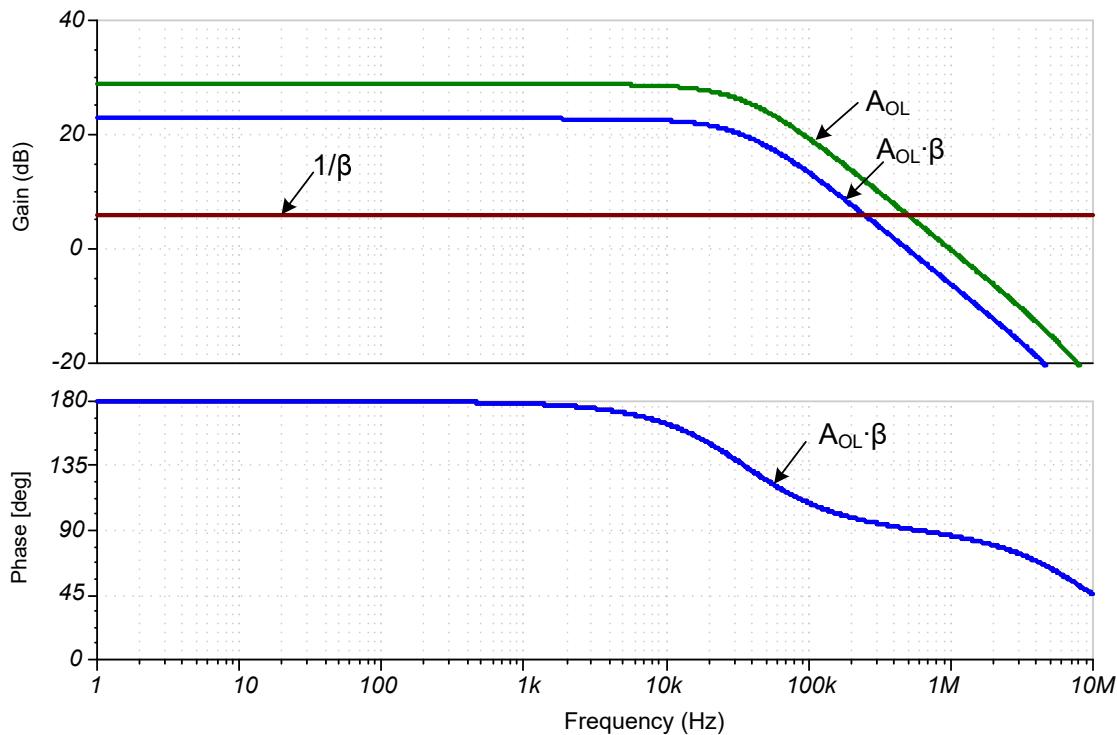


图 3-2. 由于输出饱和而导致的不正确开环响应

3.2 使用 LC 测试电路来断开环路

图 3-3 显示了一种开环稳定性测试配置，其中反馈环路通过 1TH 电感器断开，并使用 1TF 电容器来注入信号。非常大的电容器和电感值对于实际的电路实现并不实用，但对于大多数仿真情况都非常适用。电感器的作用类似于直流短路，但其作用类似于交流频率的开路（回顾方程式 18）。相反，电容器的作用类似于直流开路，但其作用类似于交流频率的短路（回顾方程式 19）。因此，在直流电路采用闭环配置，在交流电路采用开环配置（请参见图 3-4 和图 3-5）。电感器及电容器使用非常大的电容值的原因是允许以非常低的频率进行开环运行。例如，在许多情况下，仿真在 0.1Hz 频率下运行，以查看主极点。即使在低频率下，大 LC 值也允许电路在开环模式下运行。

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L \quad (18)$$

$$X_C = 1 / (2 \times \pi \times f \times C) \quad (19)$$

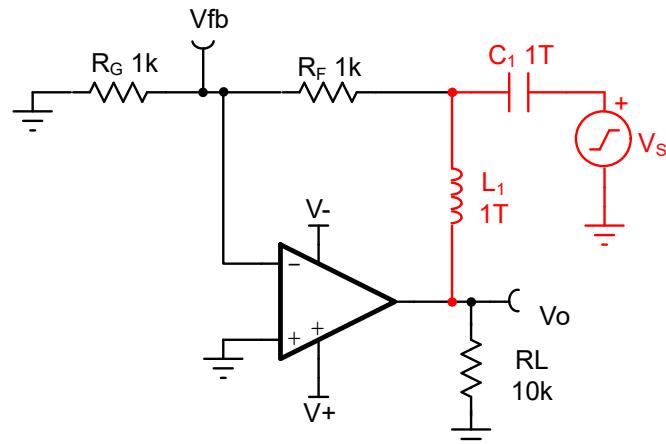


图 3-3. 用于稳定性验证的开环测试配置

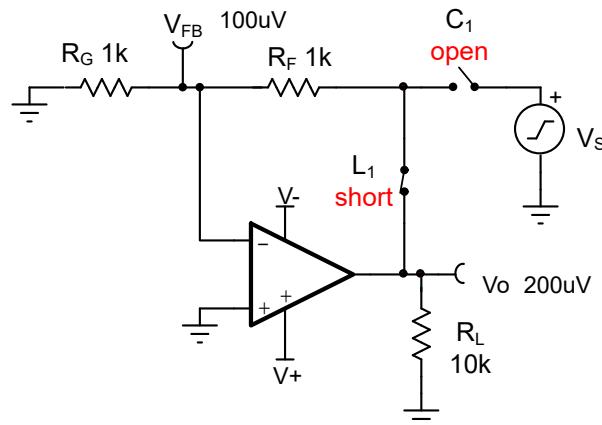


图 3-4. 用于直流稳定性验证的开环测试配置

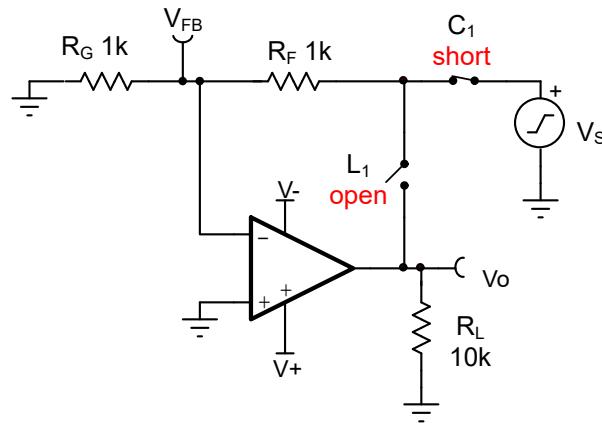


图 3-5. 用于交流频率稳定性验证的开环测试配置

为图 3-3 中的测试电路运行交流传递特性时，会生成图 3-6 中所示的图形。在 TINA™ SPICE 中，您可以使用问号按钮标识曲线（请参见图 3-6）。为了进行稳定性分析，需要 A_{OL} 、 $A_{OL} \times \beta$ 和 $1/\beta$ 幅度曲线，并且需要 $A_{OL} \times \beta$ 相位曲线。删除不必要的曲线有助于提高图形可读性。此外，调整 y 轴缩放以显示幅度（以 20dB 为增量）和相位（以 45° 为增量），可以使结果解读更加容易。最后一步是添加一个图例以显示相位裕度。在 TINA™ SPICE 中，这可以通过将光标放置在 $A_{OL} \times \beta$ 上并找到 $A_{OL} \times \beta = 0\text{dB}$ 的频率来完成。光标就位后，按下图例工具会在图上生成一个图例，显示光标频率下所有相关曲线的增益和相位。图例中的图 3-7 表示 65.7° 的相位裕度。

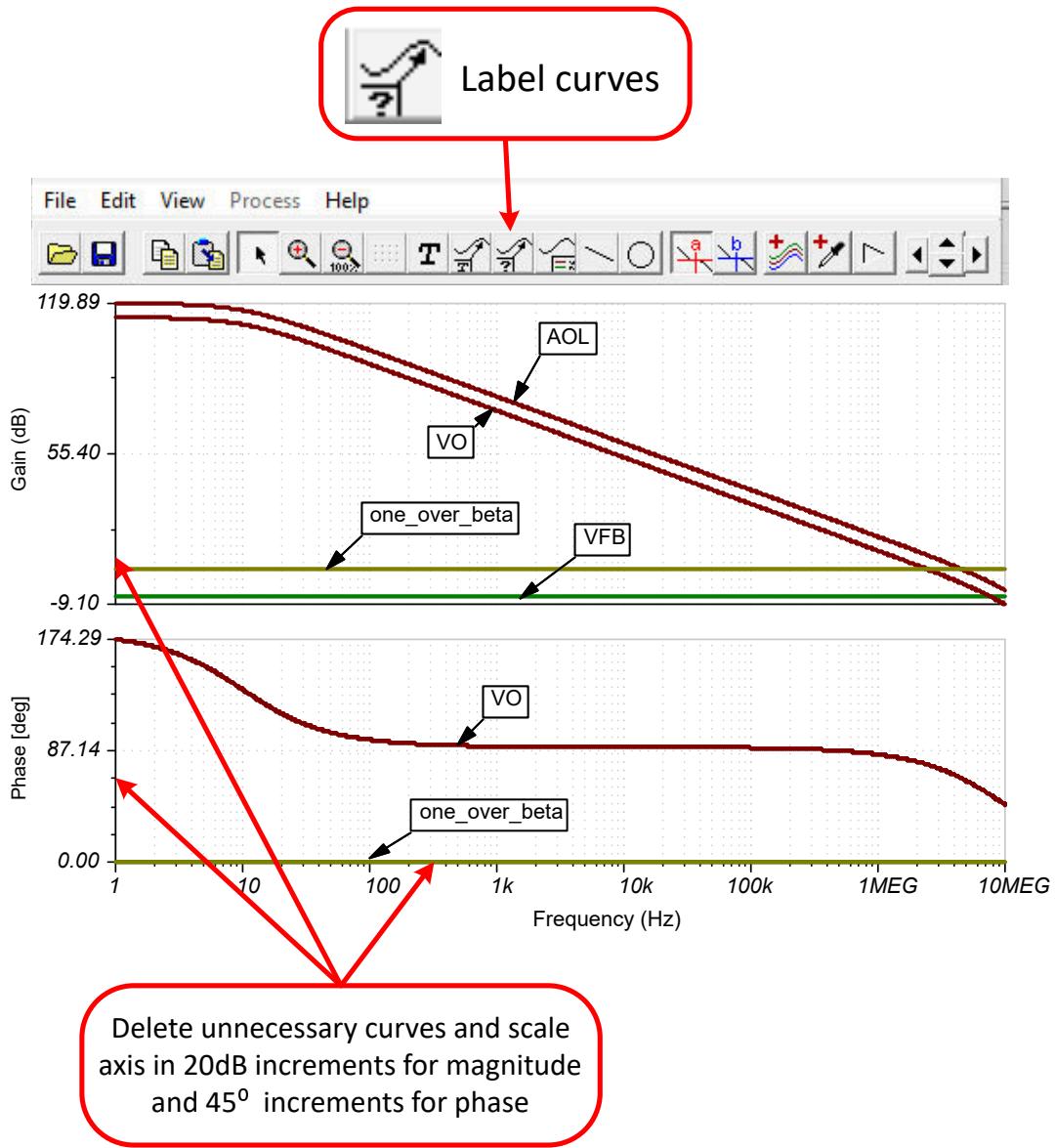


图 3-6. 删除不必要的曲线并调整比例

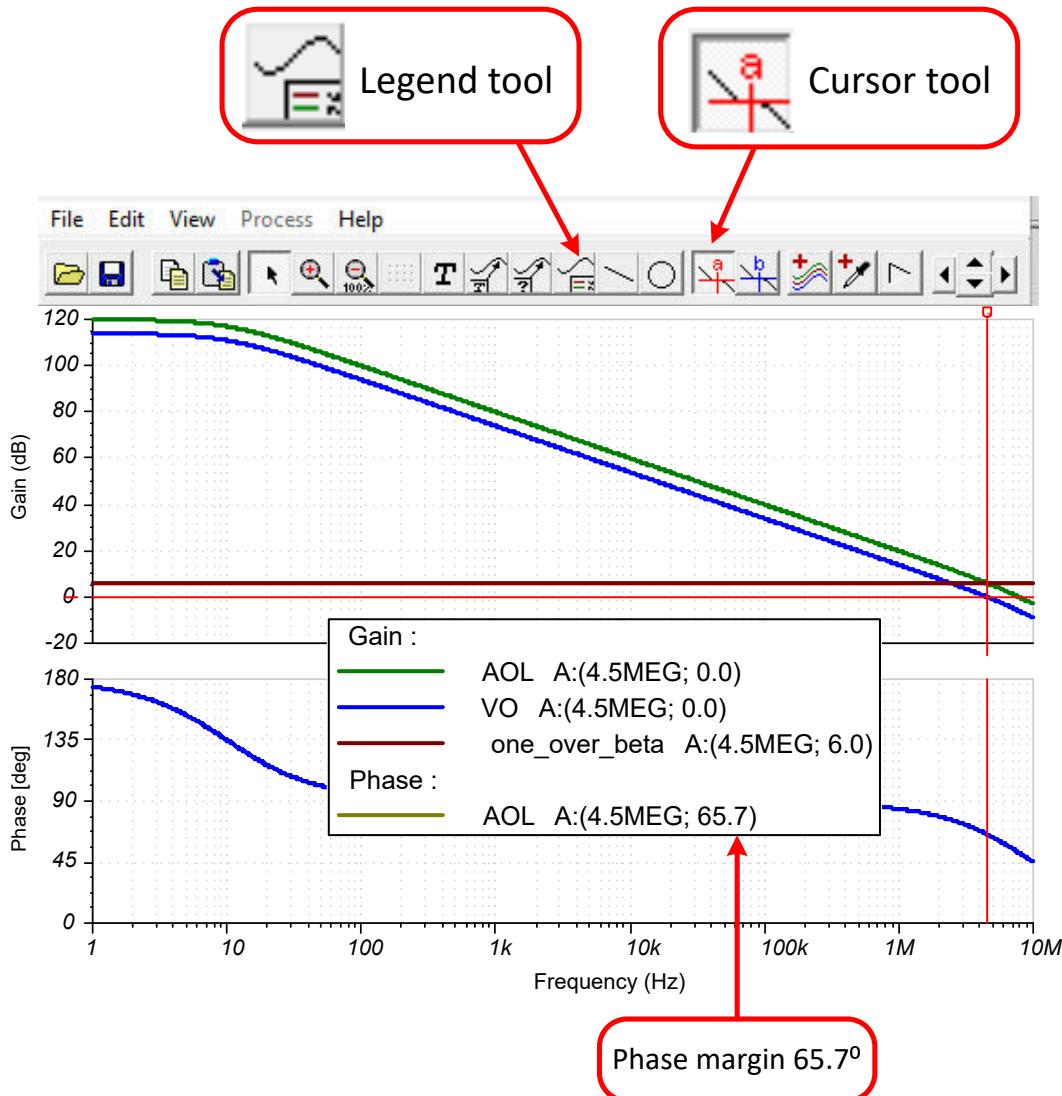


图 3-7. 使用图例显示相位裕度

3.3 差分环路断路测试

节 3.2 中介绍了断开放大器输出端反馈环路的方法。这种方法的一个问题是该方法将运算放大器输出阻抗同反馈网络隔离开来。在某些情况下，由于输出阻抗与反馈网络隔离，使用输出环路断路方法会屏蔽稳定性问题。

图 3-8 中的电路通过断开输入端的反馈环路来消除图 3-3 的限制。然而，该方法将运算放大器的输入电容与反馈网络隔离开来。为了解决这个问题，将一个电容器连接到与测试电感器相对的反馈环路（请参见图 3-8 中的 C_{IN} ）。 C_{IN} 的值包括运算放大器数据表中的共模电容及任何寄生 PCB 电容 ($C_{IN} = C_{CM} + C_{PCB}$)。运算放大器寄生电容通常可以在输入阻抗部分下的运算放大器数据表中找到（请参阅表 3-1）。

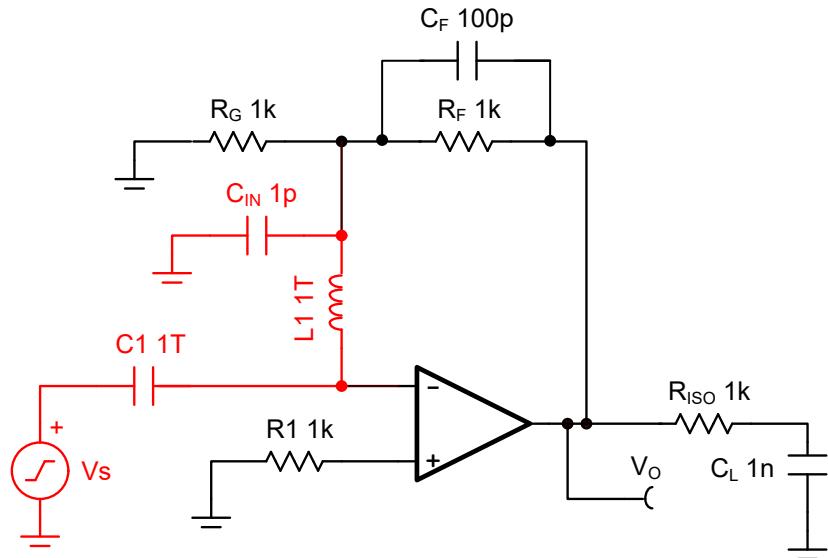


图 3-8. 断开输入端的反馈环路

图 3-8 中的电路适用于单端配置，但可能会导致差分电路出现精度问题，例如图 3-9。精度问题源于反相路径和同相路径相互连接，两者都从输出端接收反馈。因此，需要一个以差分方式断开反馈路径的电路。图 3-11 显示了差分环路断路的形成过程。该电路中使用两个电感器 (L_1 和 L_2) 来断开反馈路径。测试信号和相关的耦合电容器直接连接至运算放大器输入端。测试电感器将输入电容与反馈网络隔离，从而复制整个输入阻抗网络并连接到反馈 (R_{ID} 、 C_{ID} 、 C_{CM1} 、 C_{CM2})。环路增益直接在反馈路径之间测量，负载 A_{OL} 直接在输出端 (A_{OL_LD}) 测量。加载的 A_{OL} 一词用于说明由于负载电容和反馈网络的原因， A_{OL} 曲线的形状与数据表中发布的形状不同。最后，任何输入电压信号源都必须短路，并且任何电流信号源都必须断开。

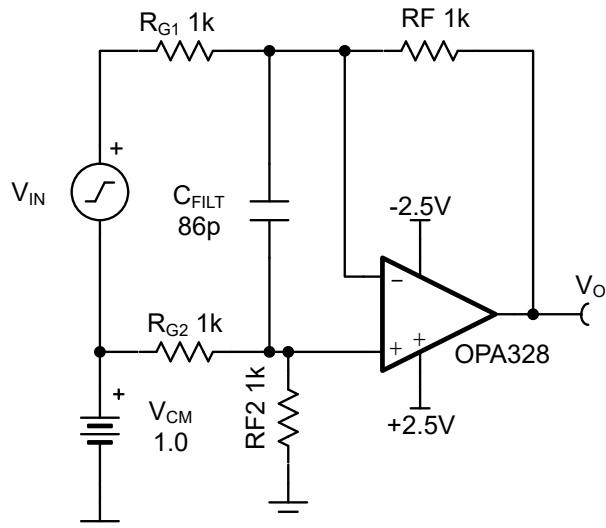


图 3-9. 存在稳定性问题的差分电路示例

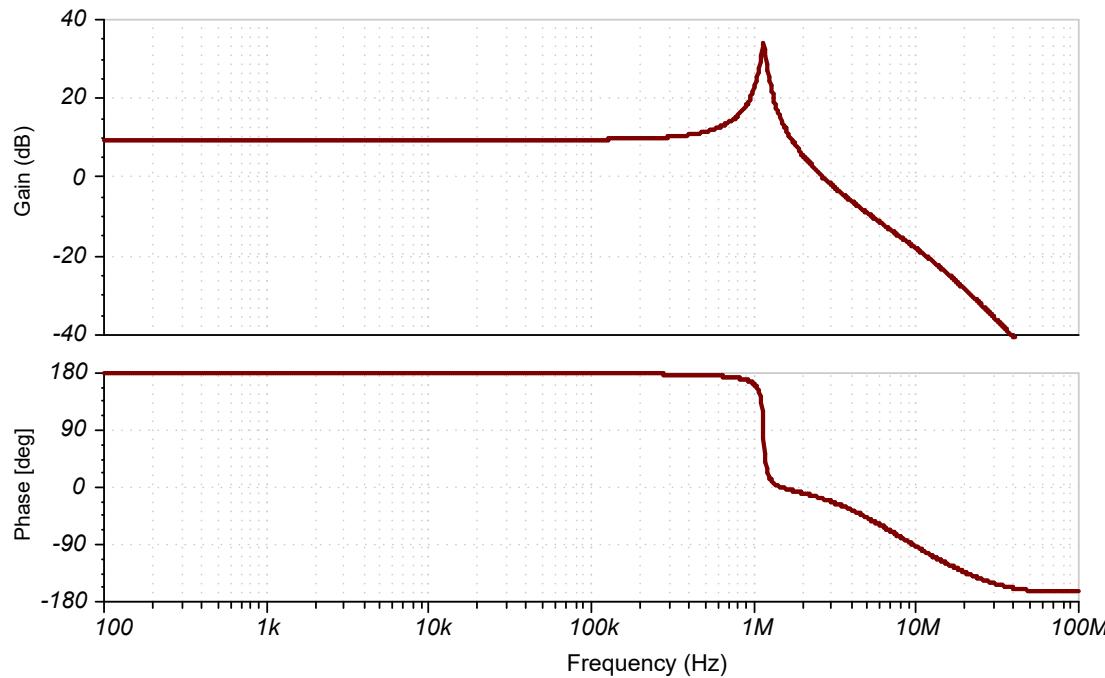


图 3-10. 差分电路闭环交流响应示例

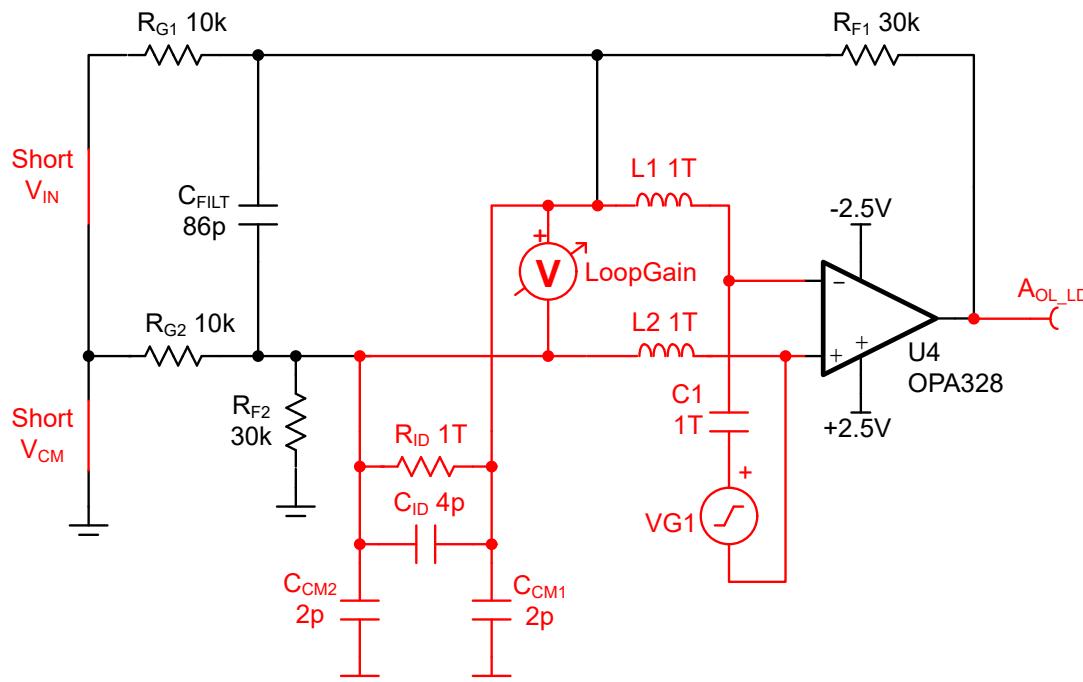


图 3-11. 差分环路断路测试

表 3-1. OPA328 数据表中的输入阻抗

参数	最小值	典型值	最大值	单位
Z_{ID}	差分	$1 \parallel 4$		$\text{T} \Omega \parallel \text{pF}$
Z_{ICM}	共模	$1 \parallel 2$		$\text{T} \Omega \parallel \text{pF}$

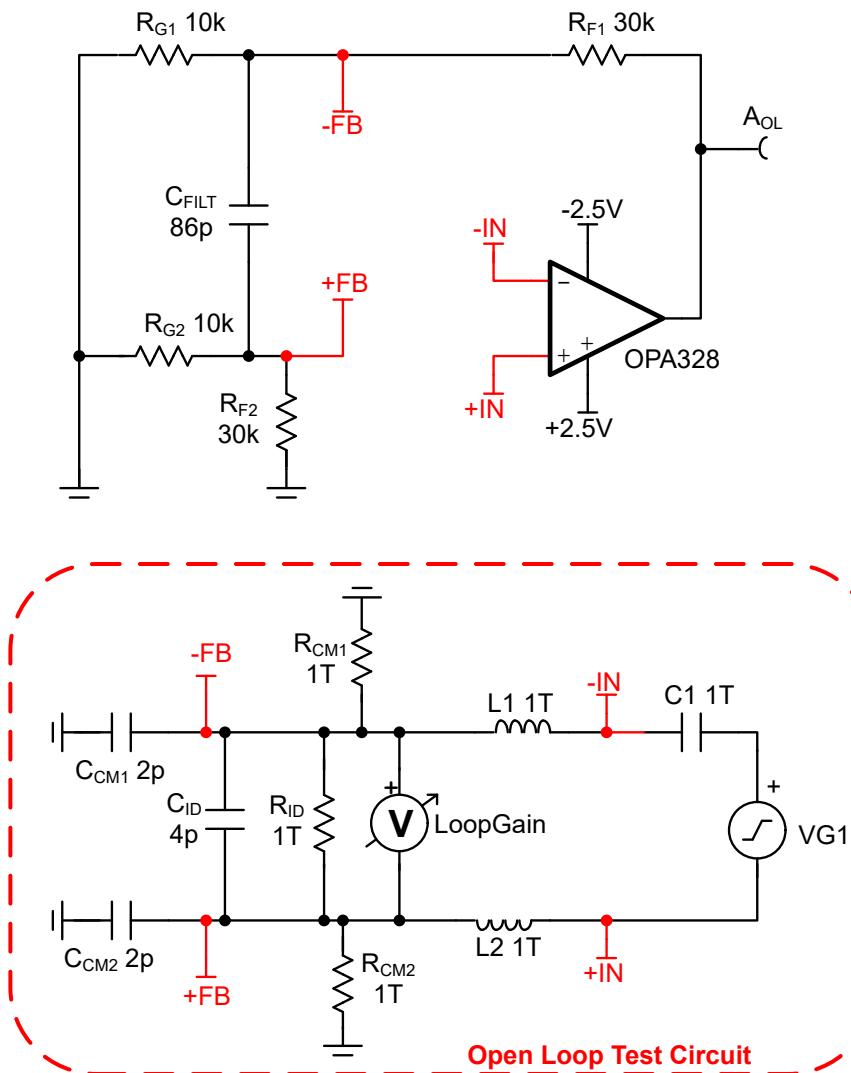


图 3-12. 简化差分环路断路测试

图 3-11 中的测试电路连接很混乱且难以管理。因此，一种更好的方法是复制图 3-12 中所示的开环测试电路。此电路有两个输入连接测试点（-IN 和 +IN）以及两个反馈连接测试点（-FB 和 +FB）。标记为红色的测试点将测试电路连接至运算放大器电路。开环测试电路可以重复用于任何运算放大器稳定性测试。所需的唯一更改是调整 C_{CM} 、 C_{ID} 、 R_{ID} 和 R_{CM} 的值，以反映运算放大器数据表。在图 3-12 中，输入阻抗值根据数据表（表 3-1）进行更新。反馈网络和运算放大器输入之间的连接断开并连接到测试点（在图 3-12 中以红色显示）。

图 3-13 示出了图 3-12 中电路的交流传递函数。对于差分环路断开方法，会自动生成 A_{OL_LD} 曲线和环路增益曲线。从技术上讲，只需要环路增益曲线即可测量相位裕度。但是，后处理器可用于通过将 A_{OL} 除以环路增益（ $1/\beta = A_{OL} / (A_{OL} \times \beta)$ ）来生成 $1/\beta$ 曲线。

通常，当工程师首次接触差分环路断开方法时，该方法看起来很复杂，需要做大量的额外工作。然而，在通过重复使用测试电路来实施测试时，该方法只需几分钟即可完成差动环路断路测试。此外，该方法精度的提高使得该方法在许多情况下都成为一项要求。通常，TI 建议在所有情况下都使用差分环路中断测试，因为该测试易于实施，并且是最精确的环路中断方法。

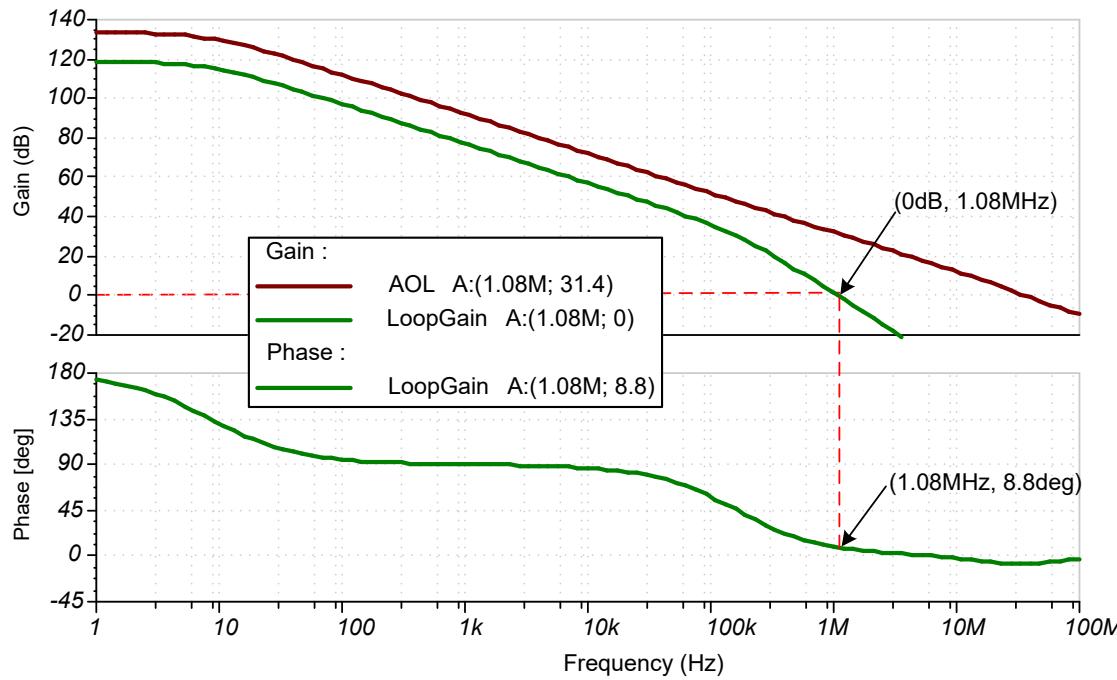


图 3-13. 用于简化差分环路断路测试的开环交流响应

4 电容负载的稳定性校正

本节详细介绍了电容负载导致不稳定的原因，并提供了针对该问题的校正选项。具体来说，本节探讨添加电容负载如何通过添加额外极点来改变开环增益曲线的形状。通过向开环增益响应添加零点来消除极点的影响，可以解决稳定性问题。

4.1 隔离电阻器 (R_{ISO}) 方法

图 4-1 示出了具有电容负载且不稳定的电路 ($PM = 22.5^\circ$)。检查开环图可以发现，不稳定性的原因是 A_{OL} 曲线中的第二个极点。第二个极点将接近速率设置成 40dB/dec 。电容负载增加了次级极点。该示例电路示出了隔离电阻器如何使电路稳定。首先，阐明为什么电容负载在 A_{OL} 中增加额外的极点。

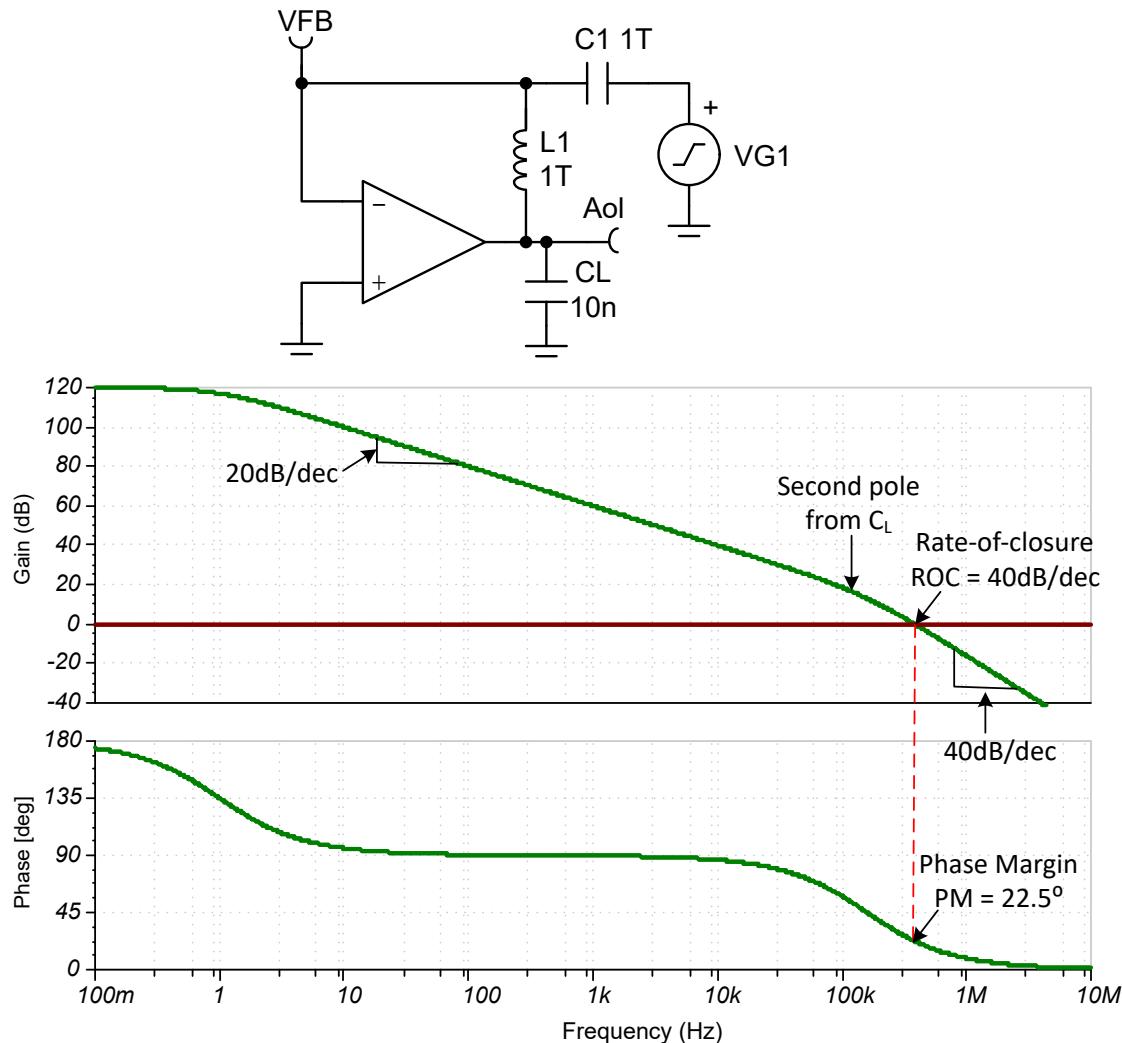


图 4-1. 电容负载会在次级极点处造成不稳定

图 4-2 示出了如何将运算放大器开环测试电路简化为 RC 低通滤波器。图顶部示出了在输出端断开环路的标准开环电路。输出断路用于简化讨论，因为其他电路看起来更复杂。中心图用来自图 2-3 的运算放大器型号替换运算放大器。中心图还通过短接测试电容器并打开电感器来简化绘图。在下图中，输入信号源与 AC A_{OL} 型号 ($A_{OL} \times V_{IN}$) 结合。下图显示输出阻抗和负载电容形成一个低通滤波器 ($R_o \times C_L$)。该低通滤波器增加了次极点，导致图 4-1 中所示的不稳定。

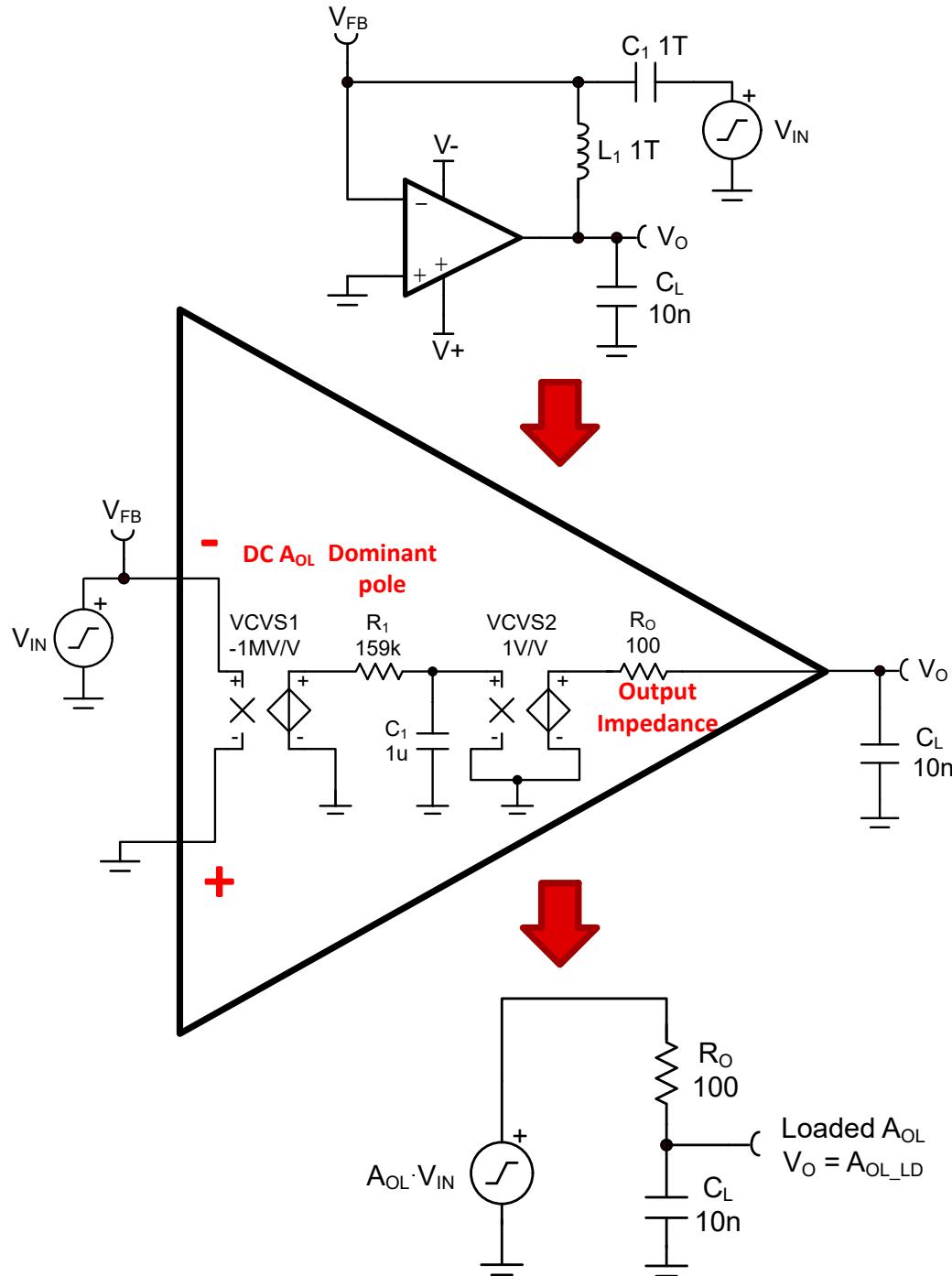


图 4-2. 将开环测试电路简化成低通滤波器

图 4-3 显示了如何将低通滤波器应用于数据表的 A_{OL} 曲线以创建加载的 A_{OL} 曲线 (A_{OL_LD})。图顶部的 A_{OL} 曲线有一个主极点 (1Hz)，这会引入 90° 的总相移。低通滤波器引入了第二个极点 (158kHz) 和额外的 90° 相移。由于 $A_{OL} \times V_{IN}$ 和低通滤波器是级联的，因此两个传递函数成倍增加。但是，线性因子的乘积会转换为加法，因为曲线以分贝为单位。因此，工程师可以直接添加前两条曲线来生成加载的 A_{OL} 。这里的关键点是电容负载和运算放大器开环输出阻抗会在负载 A_{OL} 中增加一个额外的极点。

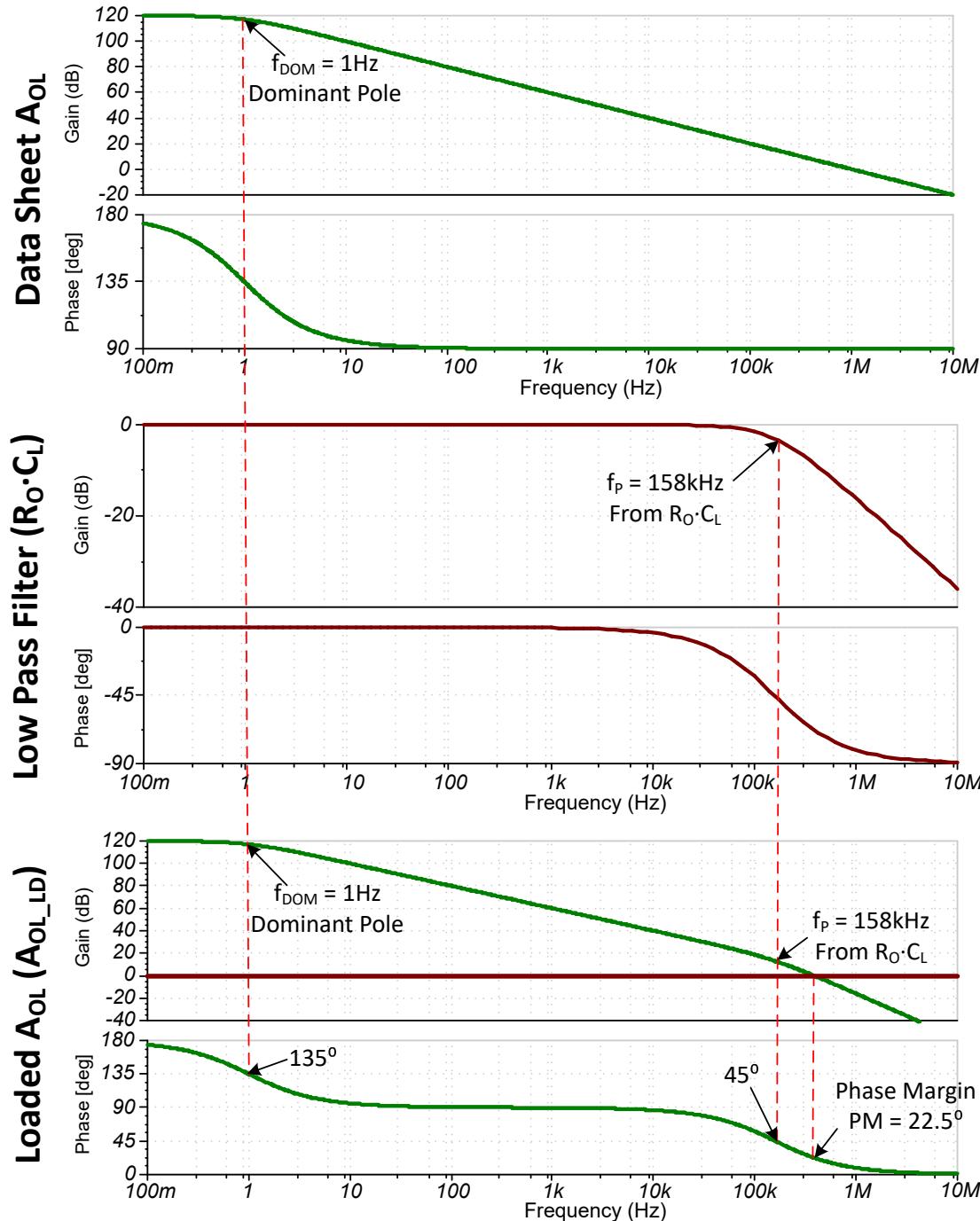


图 4-3. 由低通滤波器加载的 A_{OL} ($R_o \times C_L$)

对于由带负载的 A_{OL} 中的次级极点引起的不稳定，一个校正选项是在运算放大器和 C_L 之间添加一个隔离电阻器（请参阅图 4-4）。隔离电阻会产生一个抵消第二极点的零点。图 4-4 示出了图 4-1 中与隔离电阻器搭配使用的同一放大器的开环响应。检查 A_{OL} 曲线可以发现，极点和零点非常靠近，因此项实际上可以抵消。仔细检查 f_P 和 f_Z 之间的区域可以发现，斜率略有变化且相位略有下降。如果极点和零点进一步分离，斜率变化和相位下降就更加明显。这里的关键点是，未补偿放大器的相位裕度为 22° （请参阅图 4-1），而补偿放大器的相位裕度为 87° （请参阅图 4-4）。

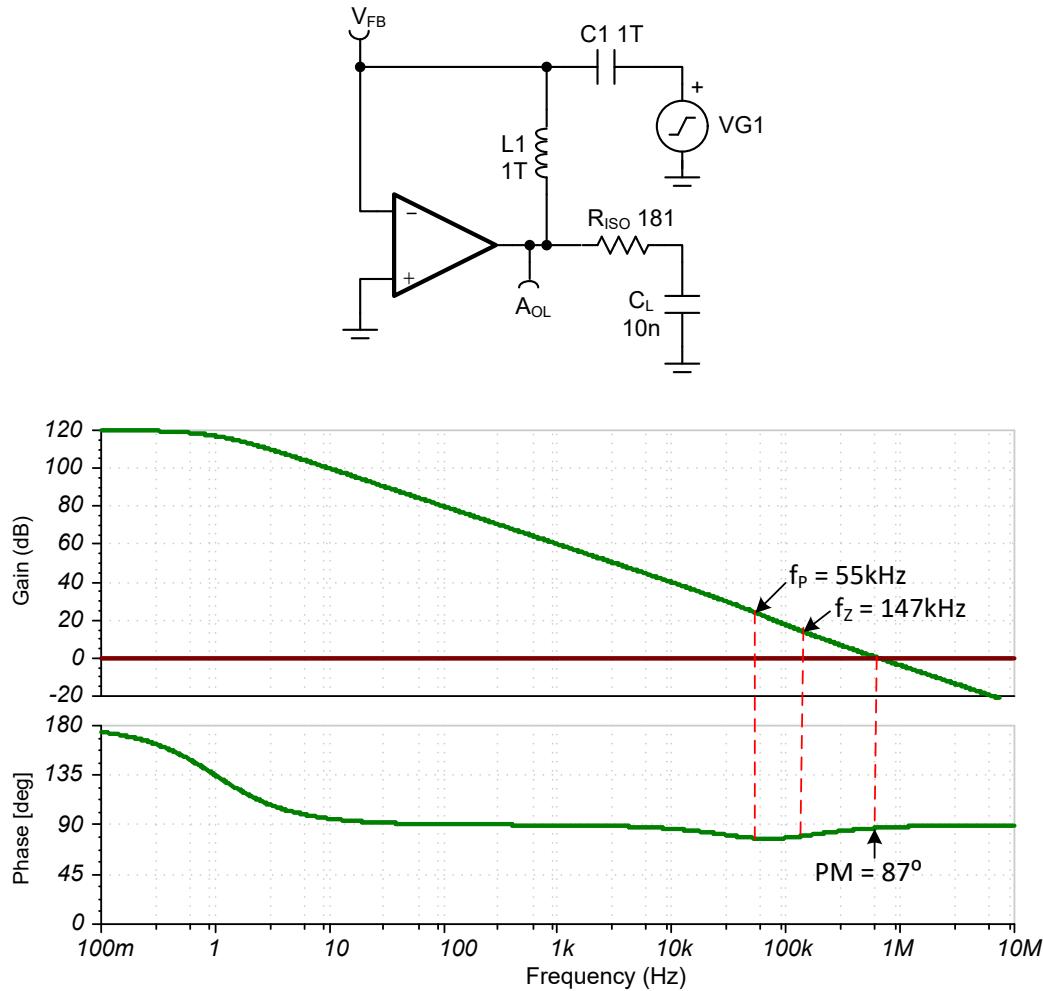


图 4-4. R_{ISO} 补偿用零点来抵消第二极点

图 4-5 示出了如何将运算放大器开环测试电路简化为 R_{ISO} 用例的 RC 网络。图顶部示出了在输出端断开环路的标准开环电路。中心图用来自图 2-3 的运算放大器型号替换运算放大器。中心图还通过短接测试电容器并打开电感器来简化绘图。在下图中，输入信号源与 AC A_{OL} 型号 ($A_{OL} \times V_{IN}$) 结合。下图显示输出阻抗及负载电容构成 RC 分压器网络。该网络包含一个极点及一个零点。

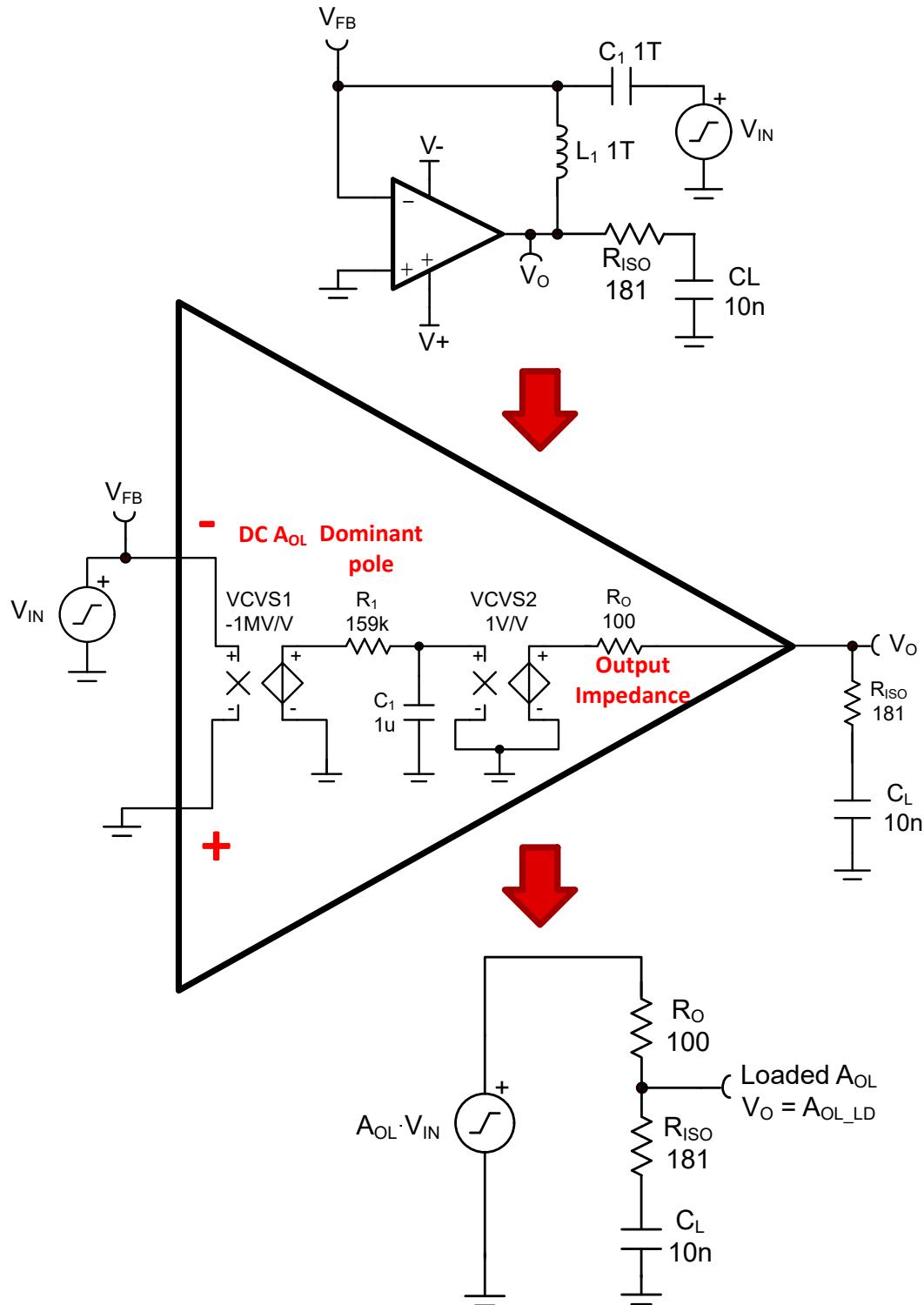


图 4-5. 开环测试电路简化为具有极点及零点的简单 RC 滤波器

图 4-6 所示电路的传递函数可以通过将电路视为分压器来得出（请参阅方程式 22）。大多数电气工程师都很熟悉电阻分压器的公式，但添加电容器可能会让不熟悉无功电路的工程师感到困惑。如果工程师记得电容器的阻抗由 $X_C = 1/(s \times C_L)$ 表示，其中 $s = j \times \omega$ ，那么这个问题实际上很容易解决，请参阅方程式 20。因此， Z_2 的总阻抗为 $R_{ISO} + 1/(s \times C_L)$ 。将 Z_2 代入方程式 22 可得到方程式 23。将代数应用于方程式 23 生成方程式 24。要得到方程式 24 的极点频率的方程，需求解分母的根（求出 s ，请参阅方程式 21）。极点频率是根的负值（ $\omega_p = -\text{Root}$ 或 $f_p = -\text{Root}/(2\pi)$ ）。对分子应用相同的过程来得到零点。方程式 25 和方程式 26 给出了极点和零点的频率公式。代数用于方程式 25 以求解 R_{ISO} （请参阅方程式 27），该方程用于 R_{ISO} 保守设计方法。

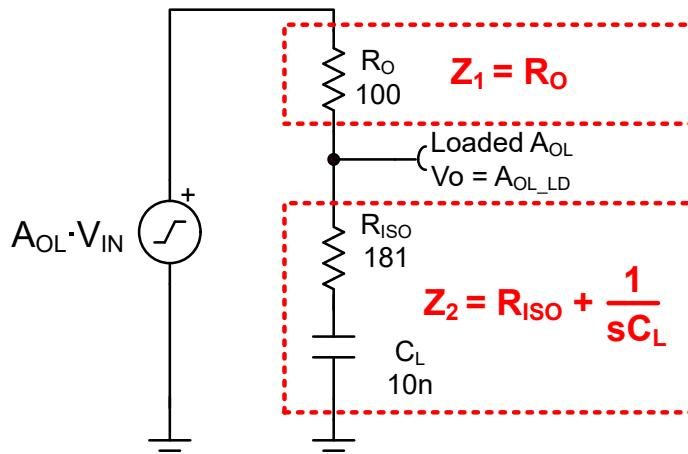


图 4-6. RC 网络形成一个分压器

$$j = \sqrt{-1} \quad (20)$$

$$1 + s \times (R_{ISO} + R_O) \times C_L = 0 \quad (21)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (22)$$

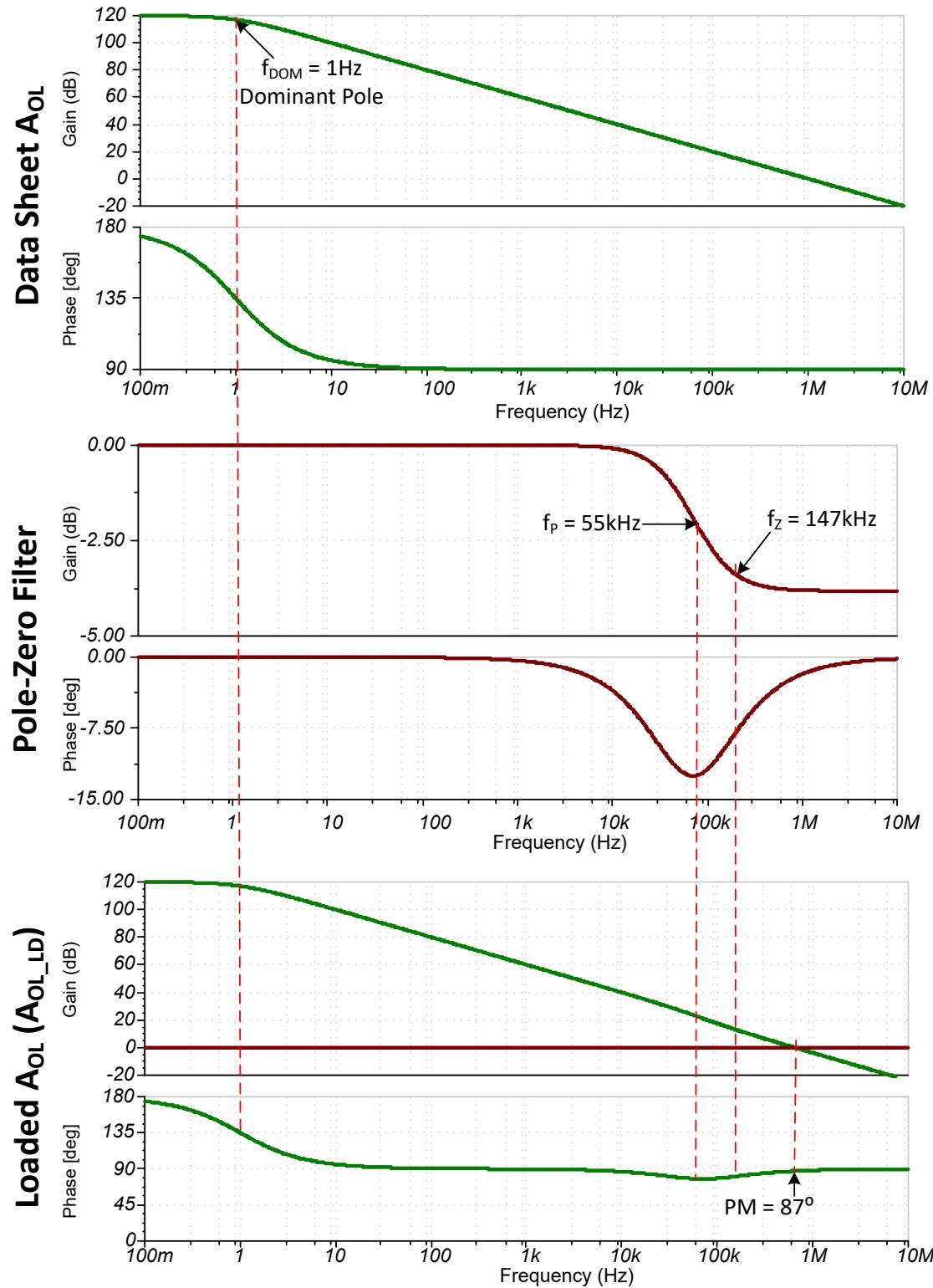
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_{ISO} + \frac{1}{s \times C_L}}{\left(R_{ISO} + \frac{1}{s \times C_L} \right) + R_O} \quad (23)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1 + s \times R_{ISO} C_L}{1 + s \times (R_{ISO} + R_O) \times C_L} \quad (24)$$

$$f_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L} \quad (25)$$

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_O + R_{ISO}) \times C_L} \quad (26)$$

图 4-7 是图 4-6 中所示 RC 网络如何加载运算放大器数据表中的 A_{OL} 曲线的图形示例。请注意，该网络会向负载的 A_{OL} 传递函数中添加极点和零点。从技术上讲， A_{OL} 曲线乘以极点-零点传递函数，但通过乘法，可以得到分贝加法，因为曲线是对数的。在图 4-7 中检查极点-零点滤波器表明，极点和零点位置非常接近，几乎相互抵消。极点-零点滤波器的增益仅下降约 4dB，相位短暂下降约 11°。产生的负载 A_{OL} 具有与滤波器响应相对应的增益下降和相位下降。然而，相对于 A_{OL} 的尺度，极零点滤波器对负载 A_{OL} 的影响非常小，几乎是难以察觉的。使用零点抵消极点后的相位裕度约为 87°。

图 4-7. 通过零极点滤波器加载的 A_{OL}

R_{ISO} 保守设计方法给出了一种选择 R_{ISO} 的方法。该方法在显著的处理差异下保持稳定。保守方法设计的电路相位裕度高于 R_{ISO} 最小 R_{ISO} 设计方法。这种方法还对处理、温度和元件变化具有更强的耐受性。遗憾的是，这种方法也需要更大的 R_{ISO} 值。对于驱动负载的电路， R_{ISO} 越大、带宽越低， R_{ISO} 上的压降越大。

备注

R_{ISO} 保守设计方法：

1. 将有负载 A_{OL} 中的零点设置为 A_{OL} 同 1/β 交点上方 20dB 的增益。这是在 SPICE 中通过将光标放置在 A_{OL_LD} 上并确定 A_{OL} 及 1/β 交点上方 20dB 的频率来完成的。有关本例中的 f_z 位置，请参阅图 4-8。
2. 通过方程式 27 使用步骤 1 中的频率得出 R_{ISO}。
3. 该方法在 A_{OL} 同 1/β 相交前十倍频程设置零点。这主要抵消了极点的影响，因此对于具有单个主极点的运算放大器，相位裕度约为 90°。大多数运算放大器在单位增益带宽附近具有额外的极点和零点，因此相位裕度也受到次级极点的影响。
4. 这种方法导致 R_{ISO} 的值大于最小 R_{ISO} 的 R_{ISO} 设计方法。较大的 R_{ISO} 会降低带宽，并在向负载 (I_L) 拉取或灌入电流时引入较大的压降。

$$R_{ISO} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{ZERO} \times C_{LOAD}} \quad (27)$$

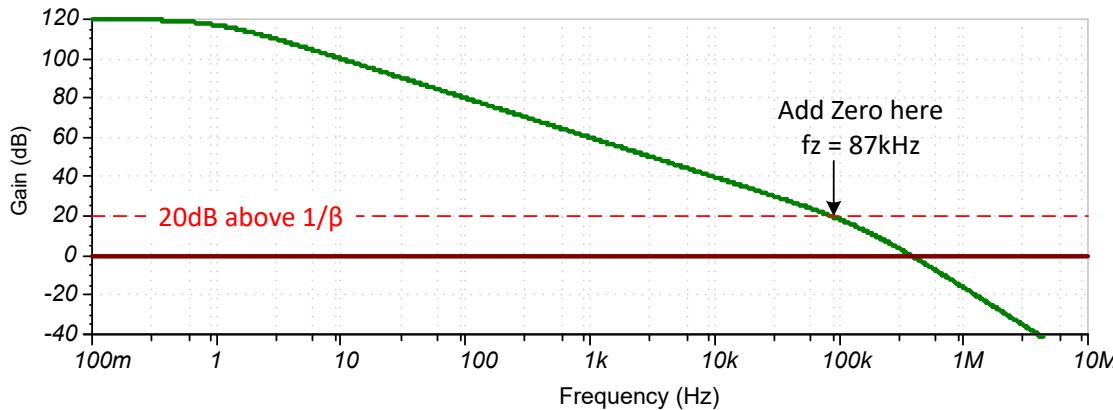


图 4-8. 为保守设计过程查找零点位置

最小 R_{ISO} 的 R_{ISO} 设计方法示出了生成 R_{ISO} 最小值的设计过程。对于具有单个主极点的运算放大器，该方法产生的相位裕度至少为 45°。大多数运算放大器在单位增益带宽附近具有额外的极点和零点，因此相位裕度受到次级极点的影响。使用 R_{ISO} 的最小值可在驱动负载阻抗时提供最大带宽并具有最小压降 (V_{DROP} = I_L × R_{ISO})。但是，最小 R_{ISO} 对处理、温度和元件变化的容差也较小。

备注

最小 R_{ISO} 的 R_{ISO} 设计方法：

1. 使用方程式 28 选择 R_{ISO}
2. 该方法可得到 R_{ISO} 的最小值，通常在 45°或更高的相位裕度下仍可实现。
3. 该公式将零点直接置于 A_{OL} 同 1/β 相交的位置。
4. 选择标准电阻值时，始终将电阻四舍五入为更大的值。

$$R_{ISO} = \frac{1 + \sqrt{1 + (8\pi \times R_0 \times C_{LOAD} \times f_{gbw})}}{4\pi \times C_{LOAD} \times f_{gbw}} \quad (28)$$

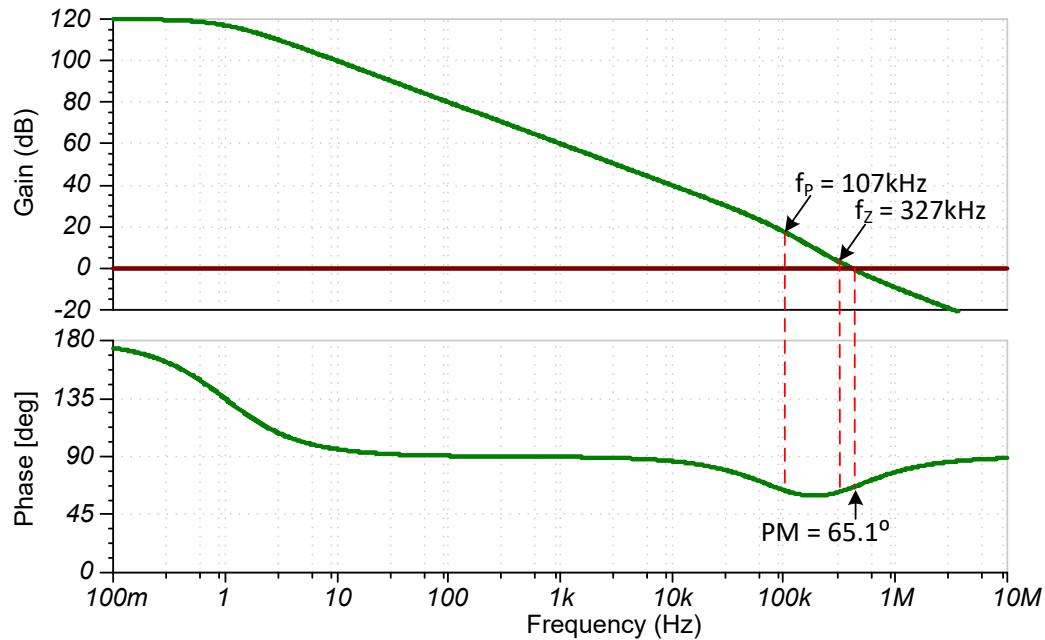


图 4-9. 最小 R_{ISO} 的开环响应

图 4-10 示出了 $R_{ISO} = 0 \Omega$ 、 $R_{ISO} = 48.6 \Omega$ 且 $R_{ISO} = 181 \Omega$ 时示例电路的瞬态过冲。根据这些结果，没有隔离电阻的电路 ($R_{ISO} = 0 \Omega$) 具有较大过冲和振铃。具有最小隔离电阻 ($R_{ISO} = 48.6 \Omega$) 的电路具有相对较小过冲和良好相位裕度。 $R_{ISO} = 181 \Omega$ 的电路几乎没有过冲及出色的相位裕度。测量运算放大器输出端的过冲对于了解电路的稳定性十分重要。

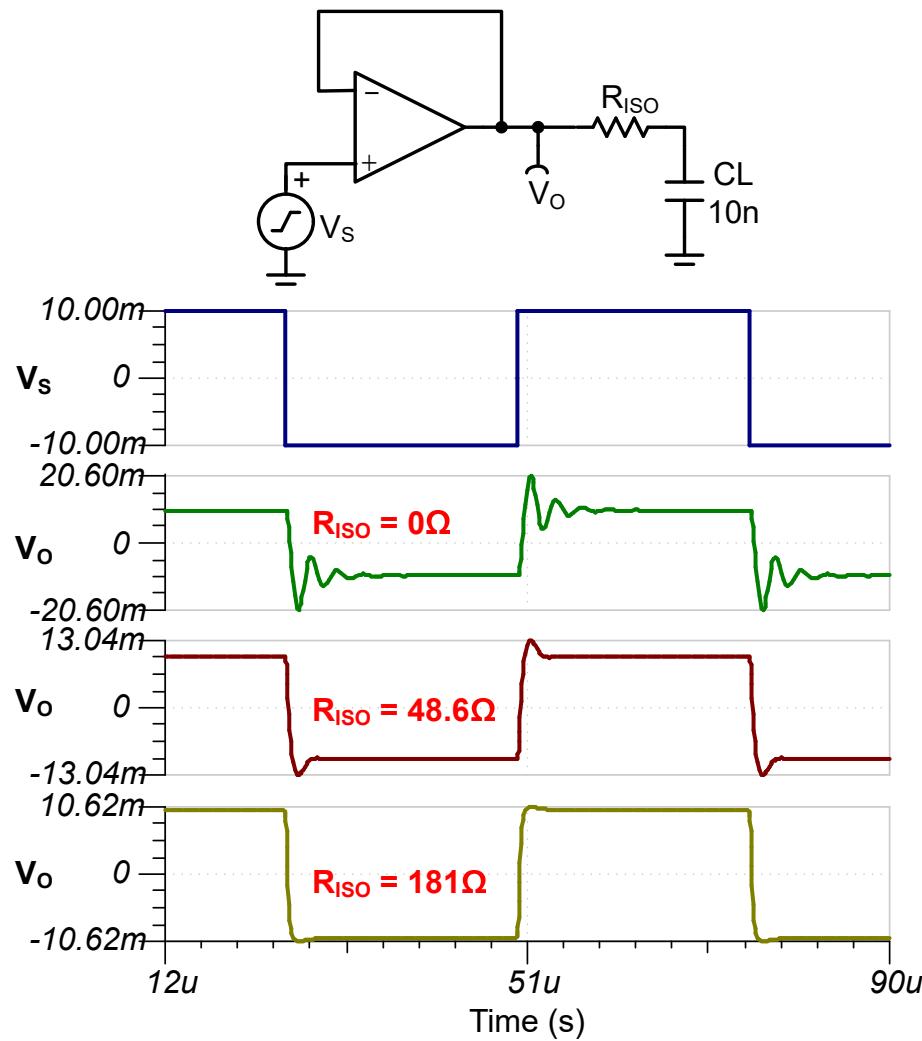


图 4-10. 不同 R_{ISO} 值的瞬态响应

图 4-11 示出了运算放大器电路对负载的交流响应。此处的目的是示出负载的频率响应，而不是通过查看交流增益峰值来测量稳定性。为了使用交流增益峰值来测量稳定性，必须直接在运算放大器输出端进行测量，而不是在负载端进行测量。 R_{ISO} 和 C_L 构成一个低通滤波器，因此较大的 R_{ISO} 值可降低带宽。图 4-11 示出隔离电阻导致带宽从 602kHz ($R_{ISO} = 0\Omega$) 降至 107kHz ($R_{ISO} = 181\Omega$)。

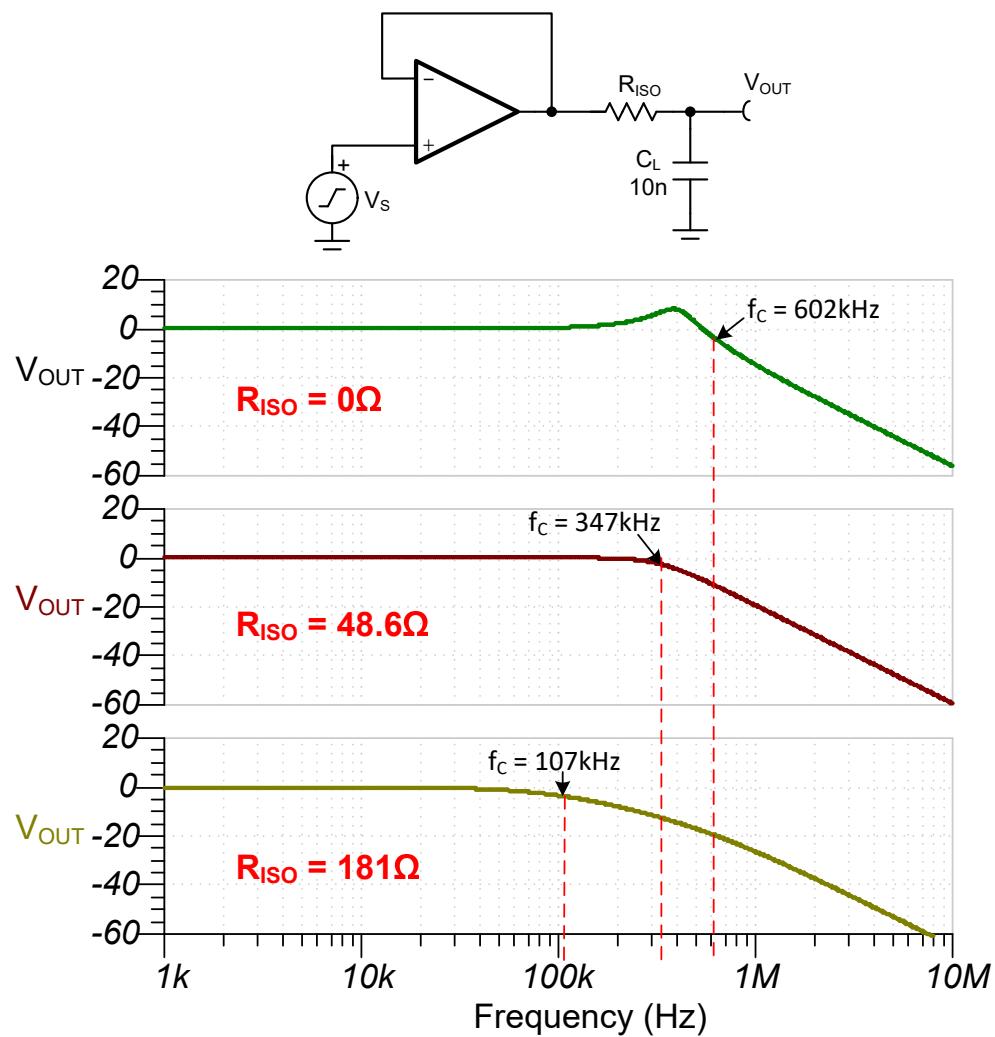


图 4-11. R_{ISO} 的不同值的带宽

4.2 双反馈方法

图 4-12 示出了 R_{ISO} 方法的主要缺点。当具有隔离电阻的放大器驱动电阻负载时，会形成一个分压器。分压器使负载处的放大器输出衰减：

$$V_{OUT} = V_0 \times R_L / (R_L + R_{ISO}) \quad (29)$$

图 4-12 中的图形显示，10mV 阶跃输入在输出端衰减了 2.67mV。衰减是一种增益误差，如果负载电阻受到良好控制，则可以校准掉该误差，但这在某些情况下是不切实际的。 R_{ISO} 双反馈拓扑通过使用输出检测反馈路径，消除了 R_{ISO} 方法中出现的分压器效应。图 4-13 显示了采用与图 4-5 相同的运算放大器和电容负载的 R_{ISO} 双反馈实现。请注意， R_{ISO} 双反馈电路上的 V_{OUT} 稳定到与输入信号相同的电压。放大器输出（图 4-13 中的 V_O ）稳定到一个大于输入信号的电压，以补偿 R_{ISO} 上的压降。 R_{ISO} 双反馈电路在负载 (R_L) 的电压摆幅受 R_{ISO} 两端压降的限制。

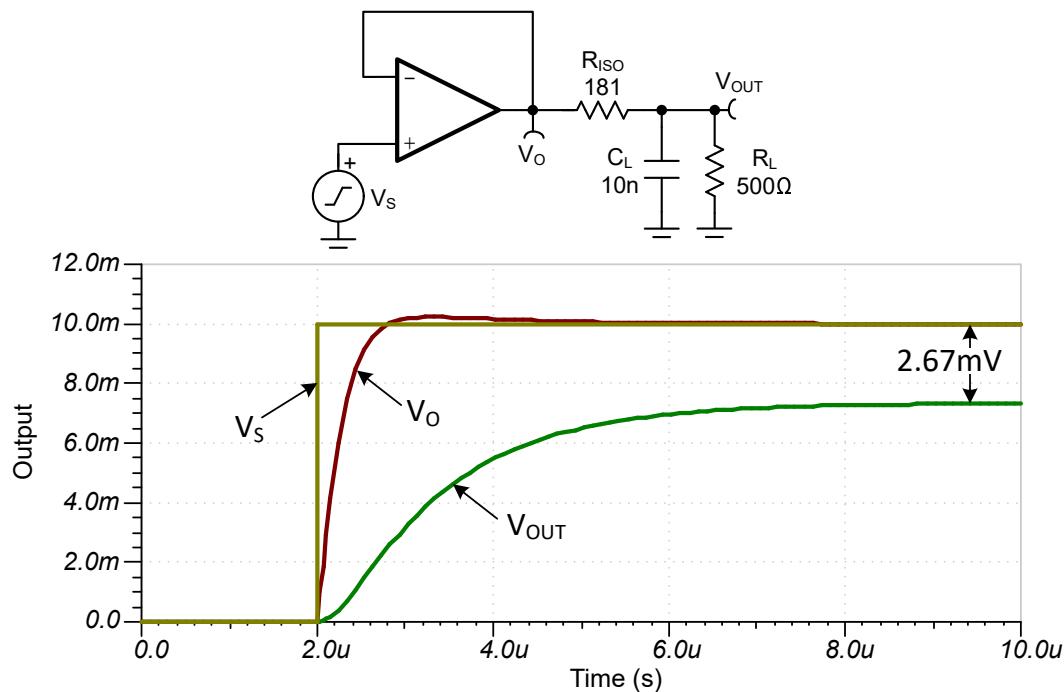


图 4-12. 负载处的 R_{ISO} 电压衰减

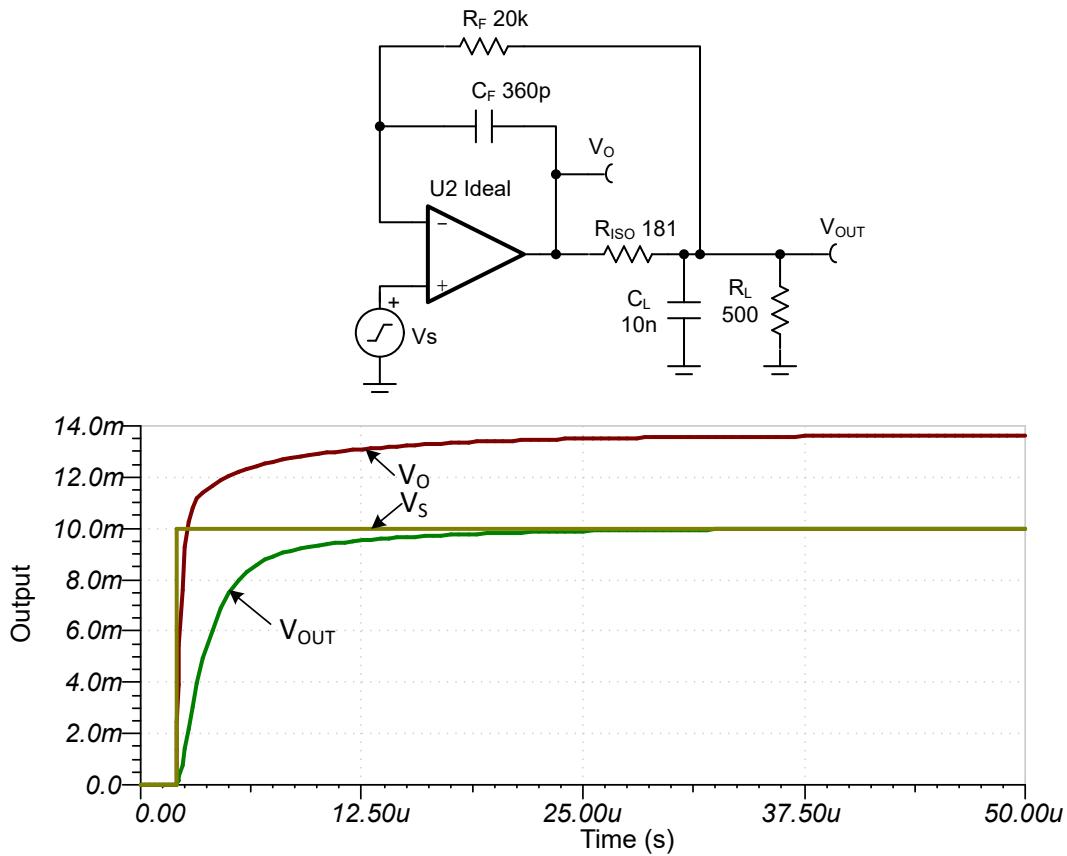
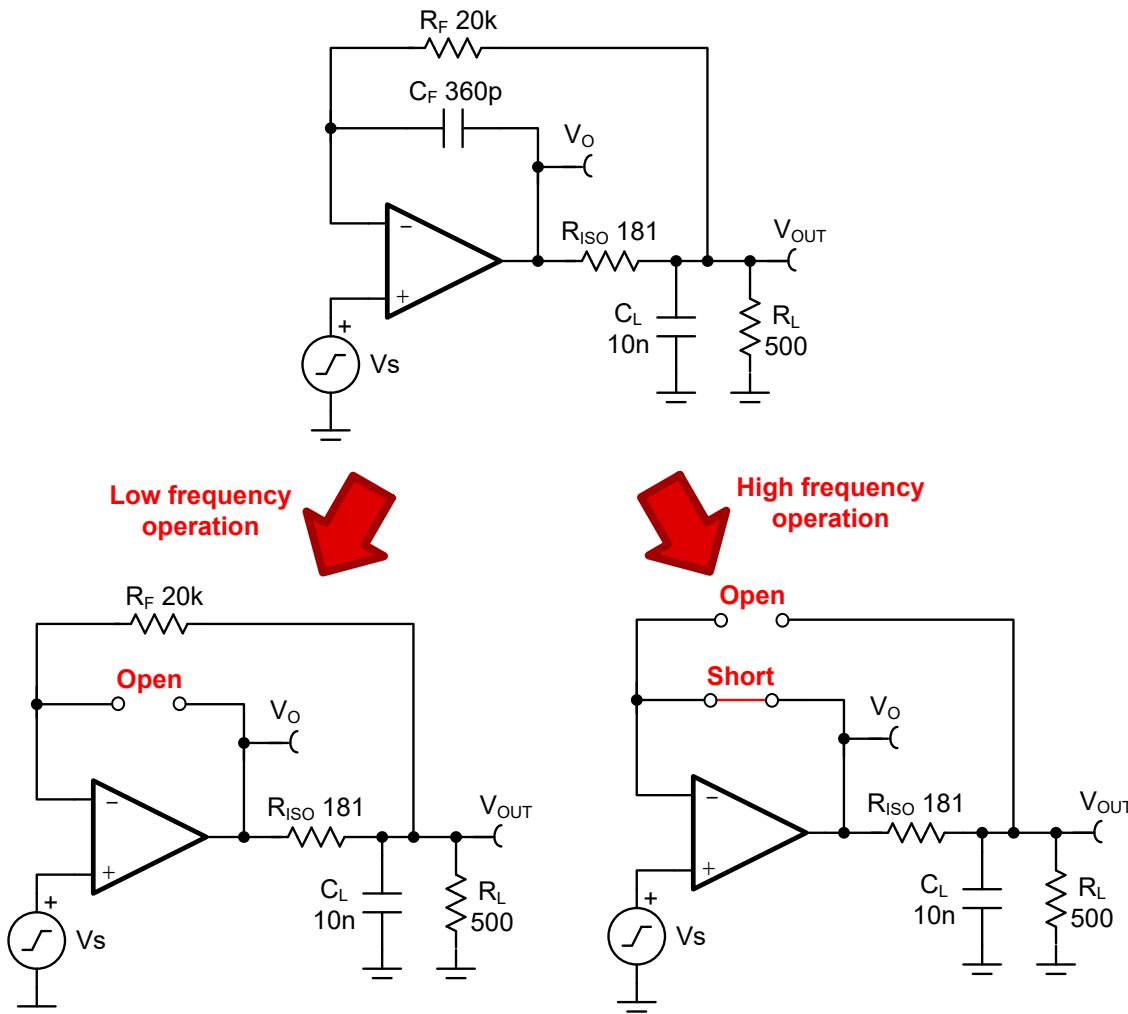


图 4-13. 负载等于输入时的 R_{ISO} 双反馈电压 ($V_S = V_{OUT}$)

在低频时，电容器的阻抗可视为开路，而在高频时，阻抗为短路：

$$X_C = 1/(2 \times \pi \times f \times C) \quad (30)$$

通过分别考虑低频和高频操作，可以理解 R_{ISO} 双反馈电路的操作（请参阅图 4-14）。在低频时，反馈电容器开路，并且反馈电阻器 R_F 检测输出 V_{OUT} 。运算放大器会调节输出 V_O ，直至 $V_O = V_{OUT}$ 。对于直流电路，由于虚拟短路，反相输入和同相输入上的电压相等。由于没有电流流过 R_F ， R_F 上没有压降，因此 $V_{OUT} = V_{INV} = V_S$ 。在高频时，反馈电容器 C_F 的作用类似于短路。与 C_F 电容器在高频下的低阻抗相比，反馈电阻器为开路。在高频运行时，电路看起来与 R_{ISO} 电路相同。因此，对于低频运行，反馈电阻器会强制输出等于源电压，而对于高频运行，隔离电阻可为电容负载提供稳定性。


 图 4-14. R_{ISO} 双反馈配置的交流及直流工作模式

R_{ISO} 双反馈设计方法示出了为 R_{ISO} 双反馈拓扑选择元件的分步方法。首先，使用 R_{ISO} 保守设计方法或 R_{ISO} 设计方法中所述的相同方法选择 R_{ISO} 以实现最小 R_{ISO} 。第二，选择 R_F 至少比 R_{ISO} 大 100 倍。将 R_F 设置为大于 R_{ISO} 会使 R_F 在交流情况下有效开路（请参阅图 4-14）。最后，根据方程式 31 选择 C_F 。检查瞬态和交流响应，并在方程式 32 中给出的不等式范围内调整 C_F ，以改进响应。方程式 31 和方程式 32 介绍了该寄存器。

备注

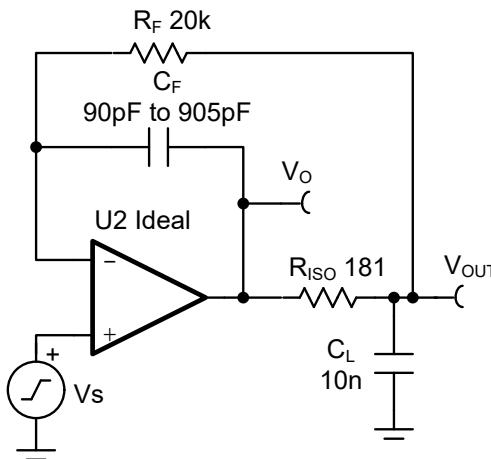
R_{ISO} 双反馈设计方法

1. 使用 R_{ISO} 保守设计方法或 R_{ISO} 最小 R_{ISO} 设计方法选择 R_{ISO} 。
2. 设置 $R_F \geq 100 \times R_{ISO}$ 。
3. 根据方程式 31 设置 C_F 。

$$C_F = \frac{4 \times R_{ISO} \times C_L}{R_F} \quad (31)$$

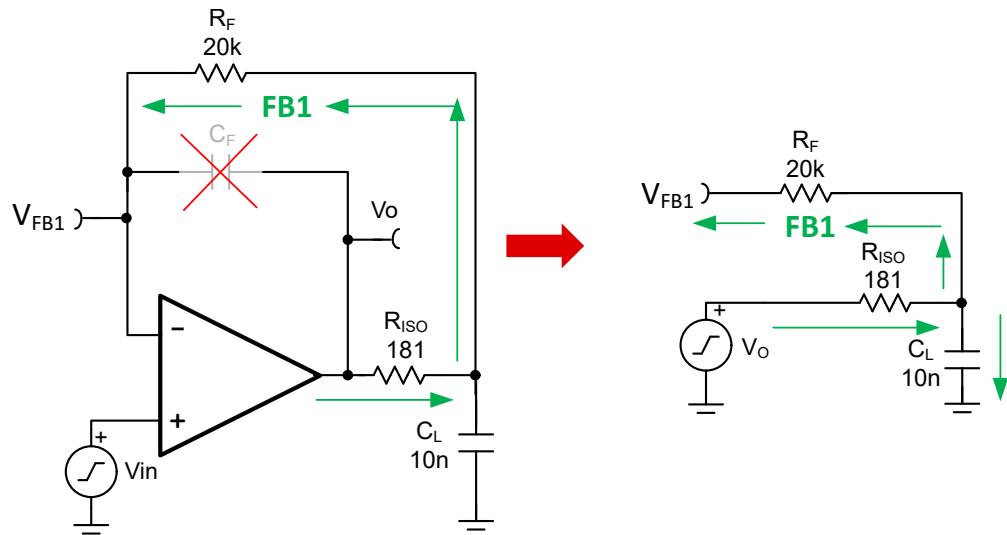
$$\frac{2 \times R_{ISO} \times C_L}{R_F} \leq C_F \leq \frac{10 \times R_{ISO} \times C_L}{R_F} \quad (32)$$

图 4-15 的值是使用 R_{ISO} 双反馈设计方法得出的，并四舍五入为标准电阻器和电容器值。此示例使用图 4-5 中的相同放大器。方程式 31 中 C_F 的标称值为 180pF。 C_F 可以根据方程式 32 在 90pF 至 905pF 范围内调节，以改善趋稳和过冲。本节中通篇使用此电路进行瞬态及开环讨论。

图 4-15. R_{ISO} 设计过程中的双反馈配置

RISO 双反馈设计方法中的设计过程使用方程式 32 中的不等式来选择反馈电容器。该不等式用于防止反馈网络中出现谐振。为了理解这种潜在的谐振，使用叠加将反馈网络拆分为两条路径很有用。图 4-16 和图 4-17 示出了这两个反馈路径。每个路径都构成一个 $1/\beta$ ，组合的 $1/\beta$ 是两个独立路径的极小值。两条路径的最小值用于合并两个 $1/\beta$ ，因为两个 $1/\beta$ 是并联的，并联的最低阻抗占主导地位。

通过打开 C_F ，经由 R_F 的反馈路径与整个反馈网络分离（见图 4-16 中的 FB1）。FB1 是一个简单的 RC 滤波器，可在 $1/\beta 1$ 中生成零（请参见方程式 33）。 $1/\beta 1$ 的传递函数接近 0dB 且低频，在高频时以每十倍频 20dB 的速率增加。方程式 35 示出了零点频率，其中 $1/\beta 1$ 为 +3dB。通过打开 R_{ISO} ，经由 C_F 的反馈与整个反馈网络分离（见图 4-17 中的 FB2）。对于本分析，我们假设 C_L 的电容电抗非常低，因此电抗的作用是短路。 $1/\beta 2$ 的传递函数既有极点，也有零点（见方程式 34）。极点位于 0Hz，因此对于低频，函数会以 20dB/十倍频程的速度连续滚降。在较高频率下，极点会被零点抵消，因此 $1/\beta 2$ 在大约 0dB 处变平。方程式 36 中给出了 FB2 的零点频率。图 4-18 示出了 $1/\beta 1$ 、 $1/\beta 2$ 和组合的 $1/\beta$ 。由于两个反馈路径都包含复数，因此组合的 $1/\beta$ 不会线性相加，因为复数加法中有一些计算。请注意，组合的 $1/\beta$ 显示了两个 $1/\beta$ 函数交叉的谐振峰值。如果不遵循方程式 32 中的不等式，这种谐振可能会导致不稳定。

图 4-16. $1/\beta$ 反馈路径叠加 (通过 R_F 反馈)

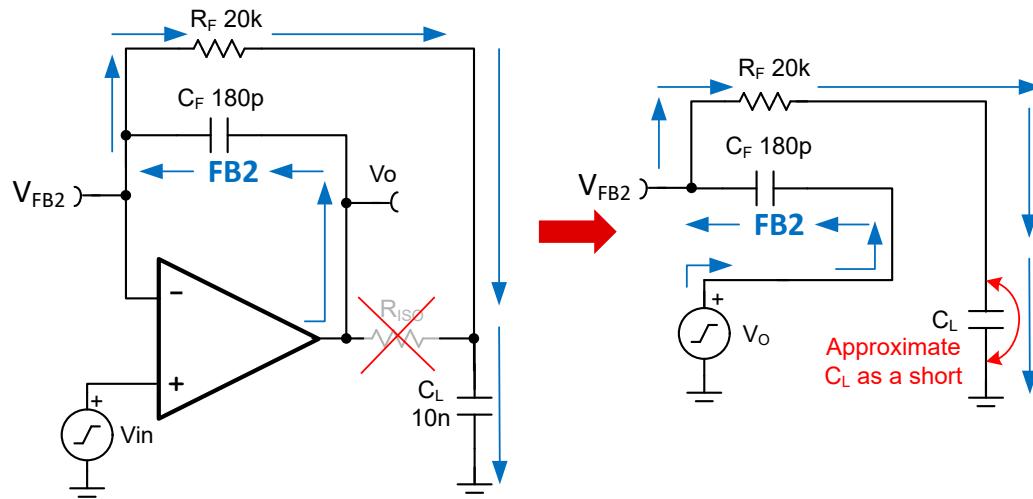


图 4-17. $1/\beta$ 反馈路径叠加 (通过 C_F 反馈)

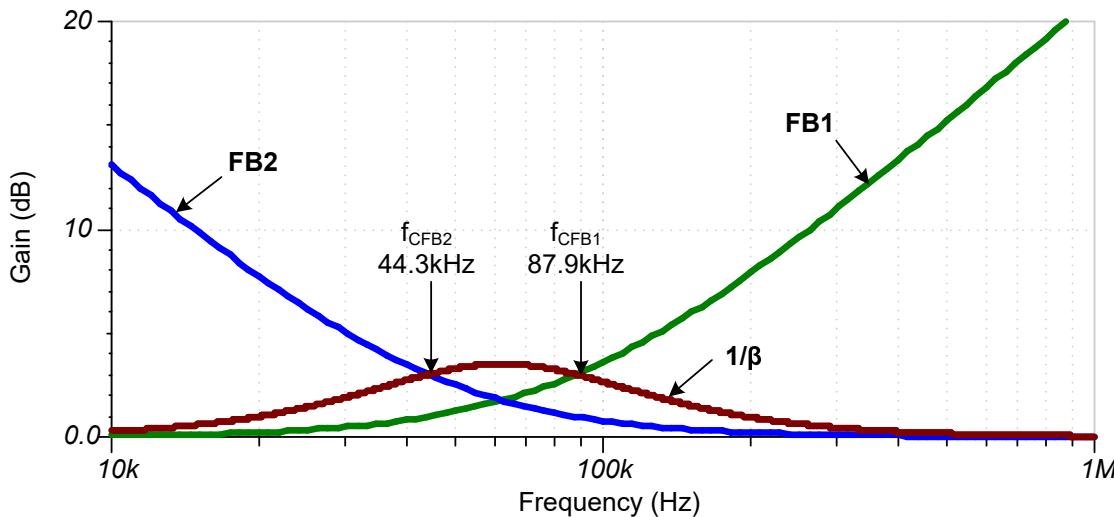


图 4-18. 两条反馈路径的 $1/\beta$ ，并组合了 $1/\beta$

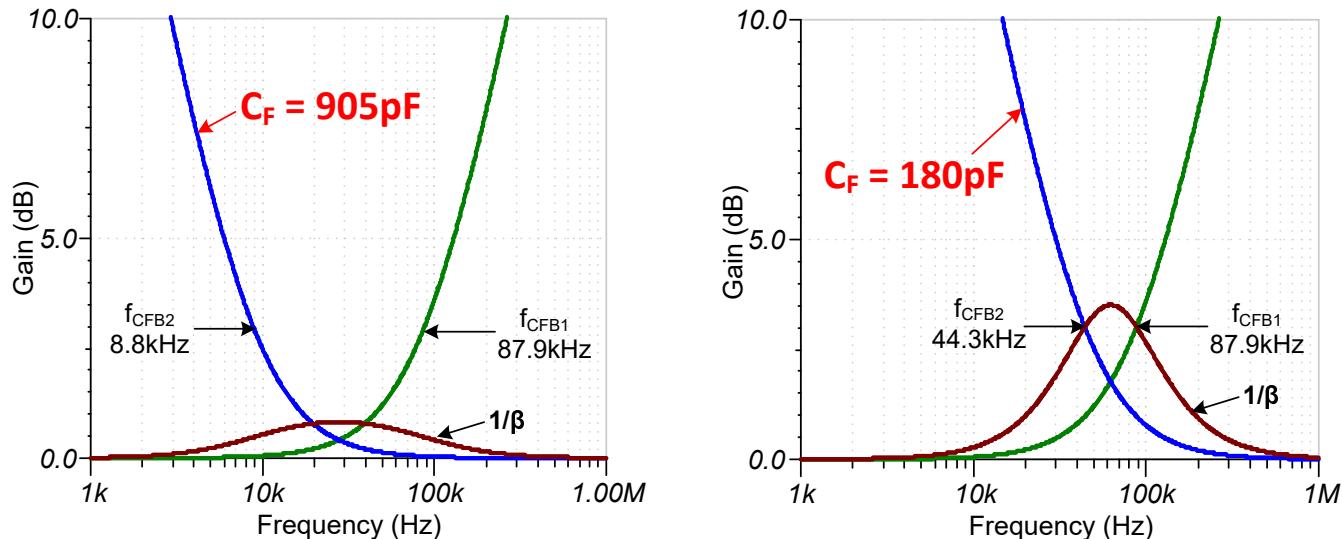
$$\frac{1}{\beta_1} = \frac{V_O}{V_{FB1}} = \frac{s}{1/(R_{ISO} \times C_L)} + 1 \quad (33)$$

$$\frac{1}{\beta_2} = \frac{V_O}{V_{FB2}} = \frac{R_F \times C_F + 1}{R_F \times C_F \times s} \quad (34)$$

$$f_{FB1} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L} \quad (35)$$

$$f_{FB2} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} \quad (36)$$

当 $1/\beta$ 1 和 $1/\beta$ 2 上的 3dB 点太近时， $1/\beta$ 中的谐振就会出现。例如，若 $1/\beta$ 2 上的 3dB 点远低于 $1/\beta$ 1 上的 3dB 点，则这两条曲线组合形成相对平坦的 $1/\beta$ 。相反，当两个 3dB 点接近时，两条曲线组合在一起，在 $1/\beta$ 中形成谐振峰值（请参见图 4-19）。截止频率之间的这种关系决定了不等式的基础（有关推导，请参阅方程式 37 至方程式 40）。检查图 4-19 时，您可以通过图形方式看到 $f_{CB1} > f_{CB2}$ 将谐振峰值最小化（请参阅方程式 37 和方程式 38）。要完成这一推导，请记住，在两侧取倒数不等式会翻转正数的不等式符号（请参阅方程式 39）。除以 $2 \times \pi \times R_F$ 可得到方程式 40。根据经验结果， C_F 必须至少为 $C_L \times R_{ISO} / R_F$ 的两倍，以避免因谐振而导致不稳定。根据经验选择 C_F 最大值的系数 10，以实现合理的建立时间。从技术上讲，可以使用较大的系数，但建立时间不必太太长。

图 4-19. 3dB 间距对谐振峰值 $1/\beta$ 曲线的影响

$$f_{CFB1} > f_{CFB2} \quad (37)$$

$$\frac{1}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L} > \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} \quad (38)$$

$$2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L < 2 \times \pi \times R_F \times C_F \quad (39)$$

$$C_F > \frac{R_{ISO} \times C_L}{R_F} \quad (40)$$

图 4-15 中的电路瞬态响应在设计过程的 C_F 范围内于图 4-20 中进行了仿真。过程中的 C_F 目标值为 362pF，但范围允许的 C_F 范围为 90.5pF 至 905pF。图 4-20 示出了对于最小电容，过冲百分比最高，因此如果担心过冲，请选择较大的 C_F 值。图 4-21 示出了相同的瞬态响应，其中轴经过调整以表明稳定时间为 0.1%。由于输出稳定到 5mV，该轴调整为 $5mV \pm 0.01mV$ ，以实现 0.1% 稳定。一般而言，当 C_F 值较大时，稳定时间会增加。这种趋势的例外情况发生在非常低的 C_F 值时，其中反馈开始变成谐振（在本例中为 181pF）。因此，当 C_F 值较大时，过冲会降低，稳定时间会减少。362pF 的建议值假设目标是在避免谐振的同时缩短稳定时间。有关稳定时间和过冲与 C_F 之间的关系，请参阅表表 4-1。

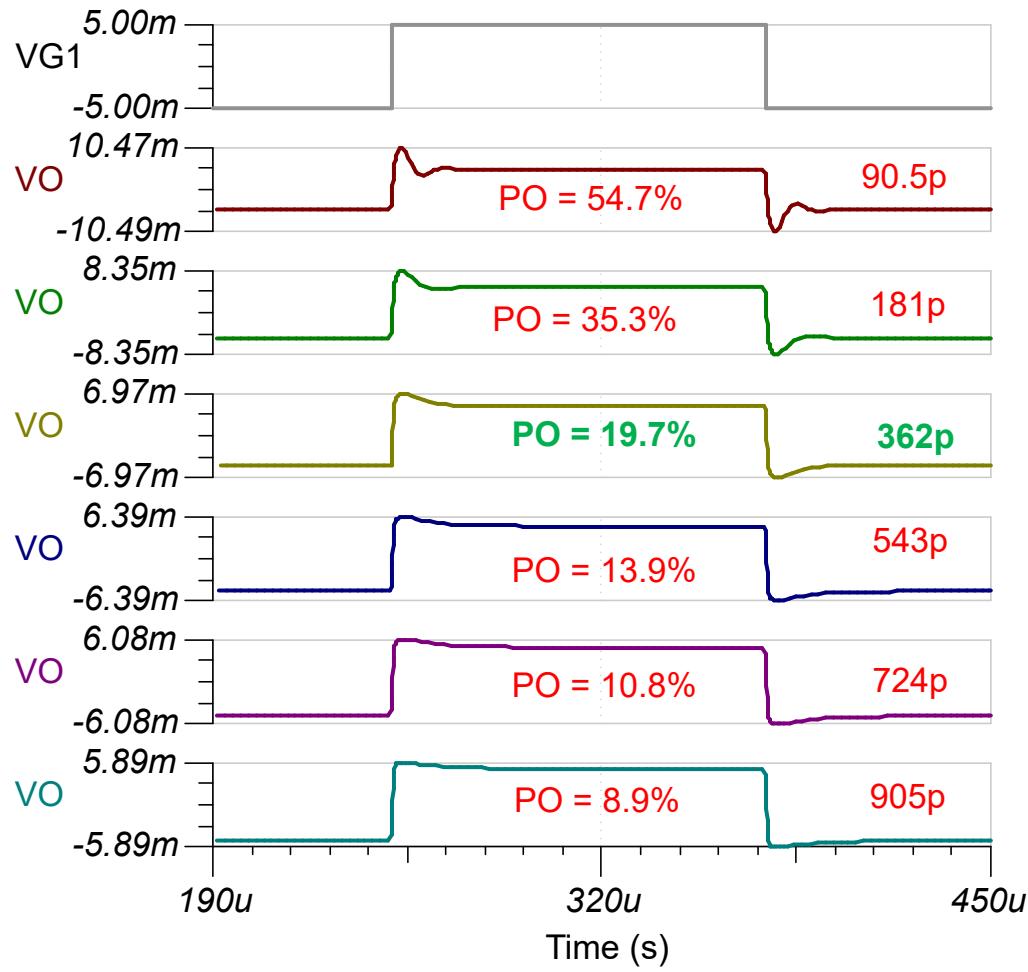


图 4-20. RISO 双反馈瞬态响应

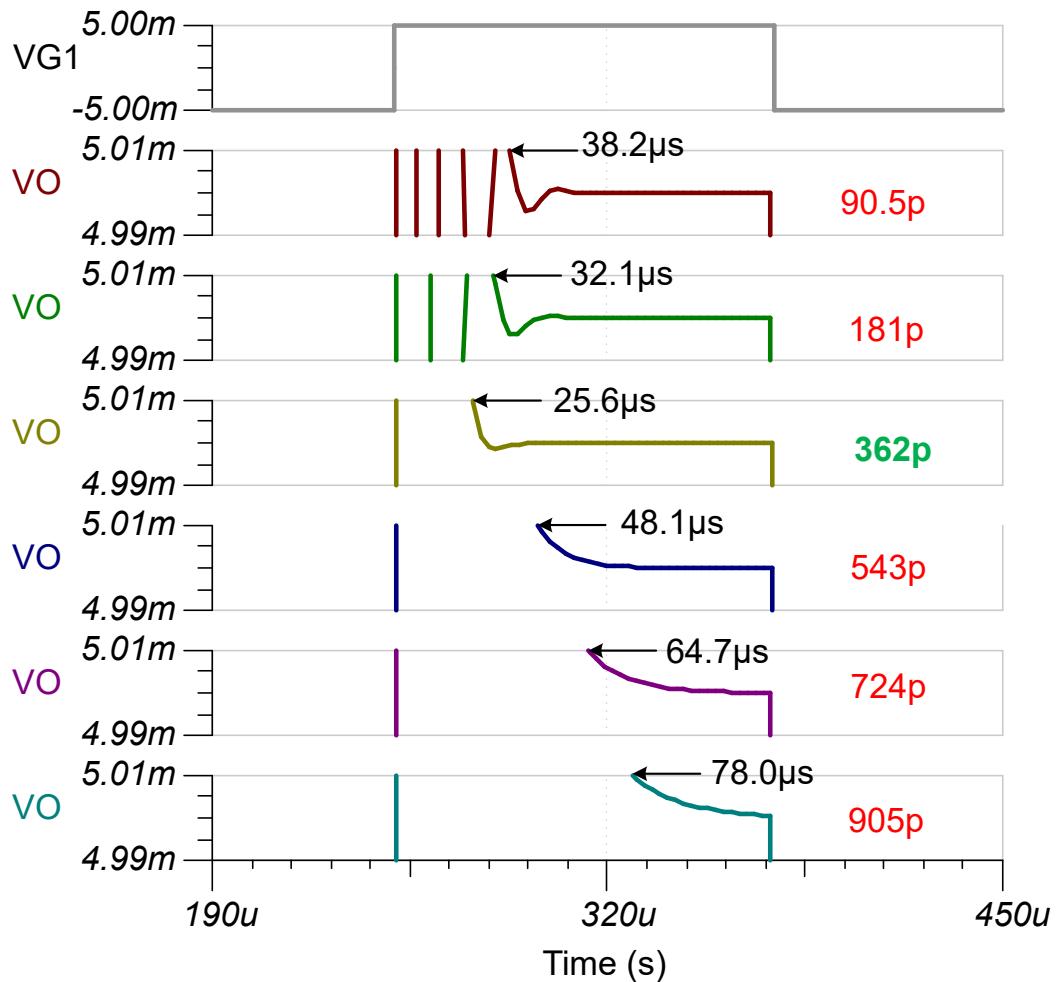
图 4-21. R_{ISO} 双反馈 0.1% 稳定瞬态响应

图 4-22 示出了图 4-15 的开环响应。曲线中 $1/\beta 1$ 和 $1/\beta 2$ 相交处的部分被放大并且显示为不同的 C_F 值。还显示了不同 C_F 值的相位响应。请注意，对于最小的反馈电容器，会出现最大幅度的谐振峰值和最显著的相移。请注意，谐振发生在 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交点的频率以下。这意味着，谐振发生在相位裕度测试点以下。这意味着谐振对相位裕度没有明显影响。对于 C_F 非常低的电路，即使相位裕度良好，谐振也会导致不稳定。表 4-1 示出了图 4-15 的 C_F 的范围内稳定时间、过冲百分比和相位裕度。请注意，相位裕度在所有情况下都看起来不错，并且与百分比过冲没有关系。这是因为谐振所引起的相移在低于相位裕度测试的频率下发生。因此，相位裕度测试不会检测到由反馈谐振引起的不稳定情况。为避免反馈谐振，请遵守方程式 32 中的电容范围，并检查谐振峰值的 $1/\beta$ 曲线。

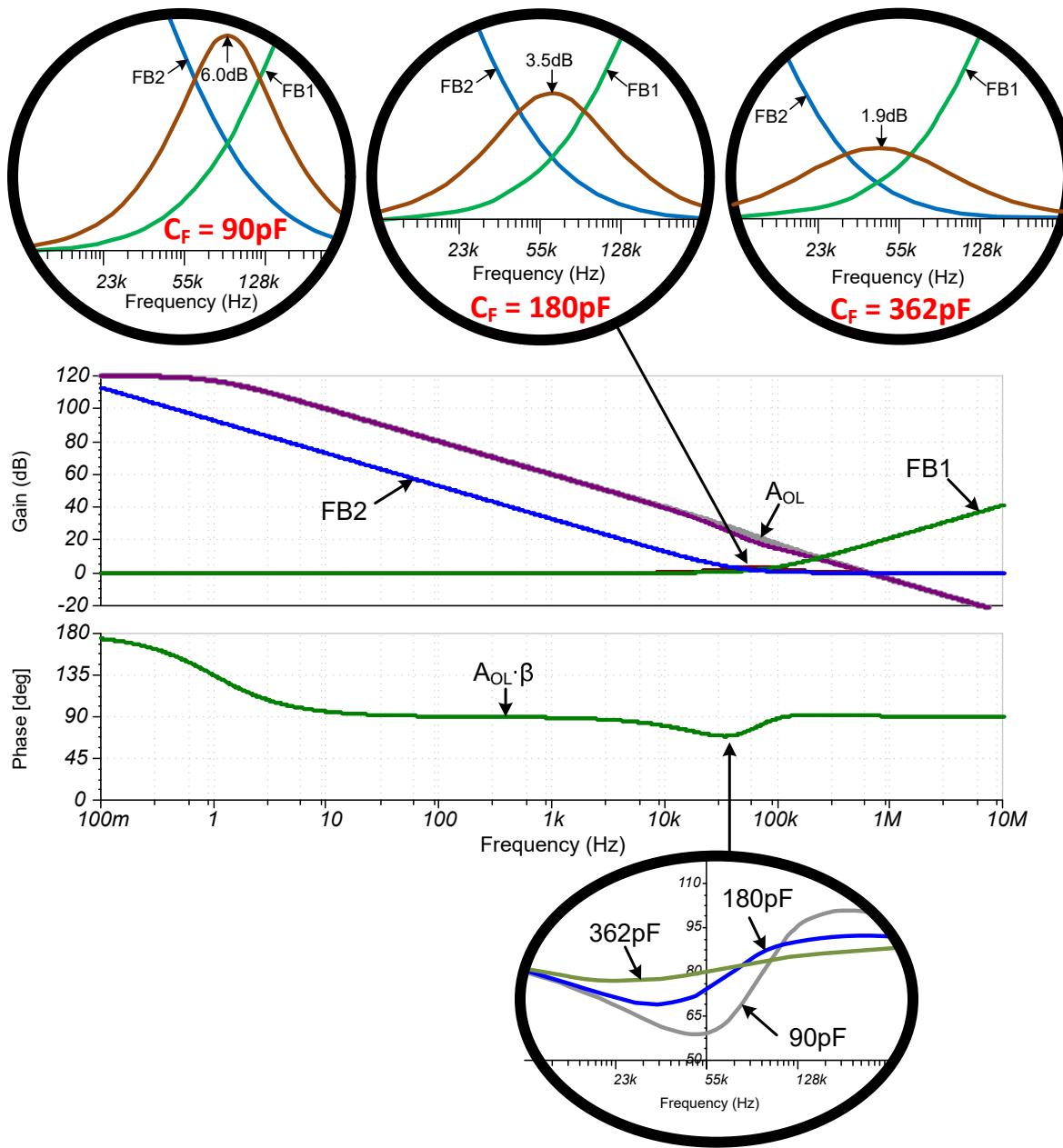


图 4-22. 针对不同 C_F 的开环双反馈响应

表 4-1. R_{ISO} 双反馈瞬态汇总

C_F (pF)	0.1% 稳定时间 (μ s)	过冲百分比	相位裕度开环测试
90.5	38.2	54.7	95.0°
181	32.1	35.3	91.0°
362	25.6	19.7	89.1°
543	48.1	13.9	88.5°
724	64.7	10.8	88.1°
905	78.0	8.6	88.0°

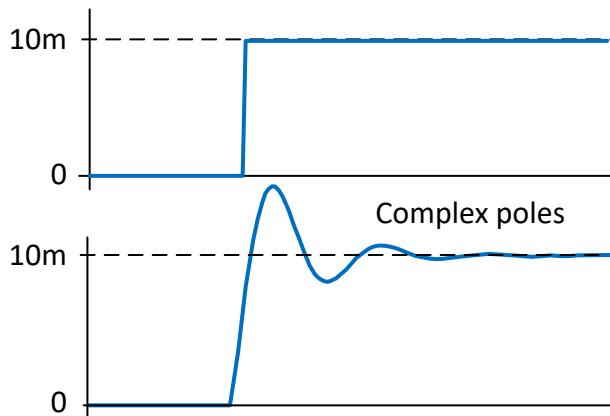
通过检查图 4-21 中的瞬态响应可以看出、 C_F 值较低的图形具有阻尼的正弦振荡，而 C_F 值较低的图形具有初始过冲和较长的稳定尾部。该稳定行为取决于闭环传递函数中的极点是实共轭还是复共轭。方程式 41 中给出了具有复共轭极点的系统的传递函数，方程式 42 中给出了瞬态阶跃响应。请注意，复数极点的瞬态阶跃响应是一个指数抑制的正弦函数。方程式 43 中给出了具有两个实数极点的系统的传递函数，方程式 44 中给出了瞬态阶跃响应。实数极点的瞬态阶跃响应包含两个具有两个不同时间常数的指数函数。通常，短时间常数的指数具有与过冲相对应的较大系数。短时间常数的指数具有一个系数，在稳定时抵消另一个指数（5 个时间常数）。两个指数的组合会产生具有长稳定尾部的大过冲。因此，对于双反馈电路，较大的 C_F 值会产生最小的过冲，但具有最长的稳定尾部（请参阅）图 4-23。从实际角度来看，具有阻尼正弦波形的响应表示不稳定，而具有长稳定尾部的单个过冲表示两个实数极点。包含两个实数极点的系统的主要问题是，较长的稳定时间会限制系统的精度和速度（请参阅零极点双对揭秘）。

$$G_I(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (41)$$

$$\mathcal{L}^{-1}(G_I(s) \times \frac{1}{s}) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos(\omega_d t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right) \quad (42)$$

$$G_R(s) = \frac{1 + s/\omega_z}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)} \times \frac{1}{s} \quad (43)$$

$$\mathcal{L}^{-1}(G_R(s) \times \frac{1}{s}) = 1 - (V_1 e^{-\omega_1 t} - V_2 e^{-\omega_2 t}) \quad (44)$$



$$V_0 = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cos(\omega_d t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right]$$

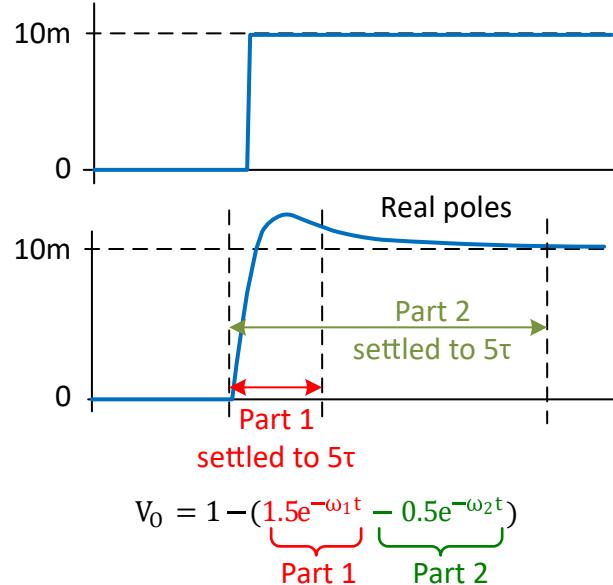


图 4-23. 复数极点和实数极点的阶跃响应

4.2.1 R_{ISO} 具有 R_L 的双反馈

双反馈方法中的设计过程、开环响应和瞬态响应适用于无负载电阻的双反馈配置。公式和示例中不包括负载电阻的影响，因为省略 R_L 会产生最坏情况的结果。一般而言， R_{ISO} 双反馈方法适用于负载；尽管在许多情况下，负载阻抗未定义或可能在较大范围内变化。因此，若使用设计过程，会产生一个在各种负载下都保持稳定的放大器。本节介绍了更新后的公式，以及 R_L 如何影响 R_{ISO} 双反馈配置的瞬态和开环响应。

图 4-16 和图 4-17 示出了如何使用叠加方法来分析 R_{ISO} 双反馈的两个反馈路径。同样方法也可用于导出带负载电阻 R_L 的 $1/\beta$ 路径。添加负载电阻对 R_{ISO} 双反馈配置的主要影响为反馈路径二。图 4-24 示出了修改后的 $1/\beta$ 响应，方程式 45 示出了由此产生的 $1/\beta$ 2 方程，而方程式 46 提供了零频率。

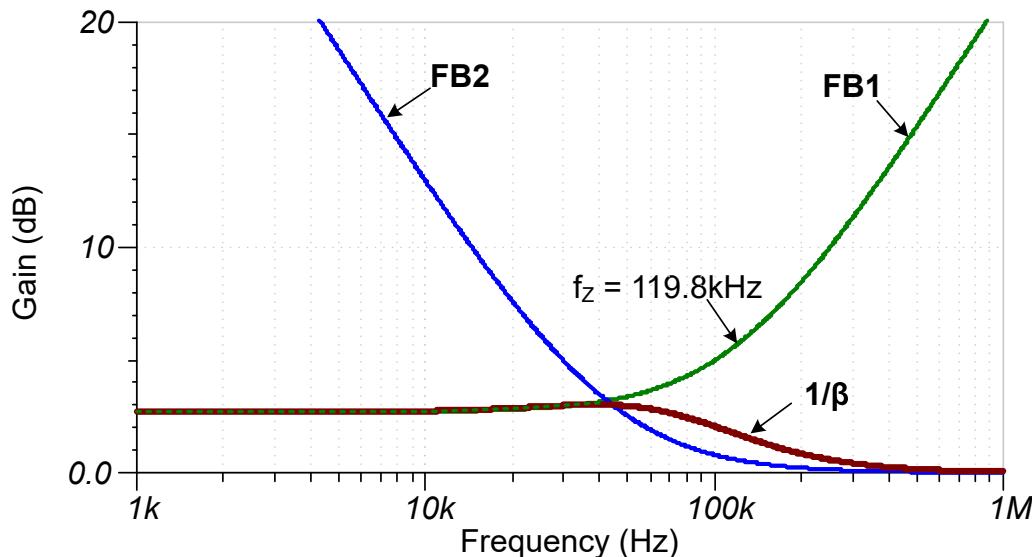


图 4-24. 两条反馈路径的 $1/\beta$ ，并组合了 $1/\beta$ 和 $R_L = 500 \Omega$

$$\frac{V_O}{V_{FB}} = \frac{s}{\left(\frac{1}{R_{ISO} \times C_L}\right)} + \frac{R_{ISO} + R_L}{R_L} \quad (45)$$

$$f_Z = \frac{R_{ISO} + R_L}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times R_L \times C_L} \quad (46)$$

图 4-25 示出了 500Ω 负载的过冲百分比，而图 4-20 则示出了没有负载电阻的相同响应。图 4-26 示出了 500Ω 负载下 0.1% 的稳定时间、而图 4-21 则示出了没有负载电阻时的相同响应。将图表相互比较可以看出，包含负载电阻可以极大地减少过冲。该比较还表明，负载情况下通常具有更长的稳定时间。 $C_F \geq 262\text{pF}$ 时，这两种情况都有两个实数极点。两个实数极点通过两个指数函数来产生瞬态响应。其中一个指数具有短时间常数，另一个指数具有长时间常数。对于空载情况，短时间常数会产生过冲，然后减去长时间常数以消除过冲（请参阅图 4-23）。对于负载情况，短时间常数会产生下冲，长时间常数会与短时间常数相加，以稳定至最终值（请参阅图 4-27）。表 4-2 汇总了负载情况的结果。本节的要点是负载会影响 R_{ISO} 双反馈的瞬态响应，因此，需要确认电路在负载电阻范围以及负载电容范围内的运行情况。

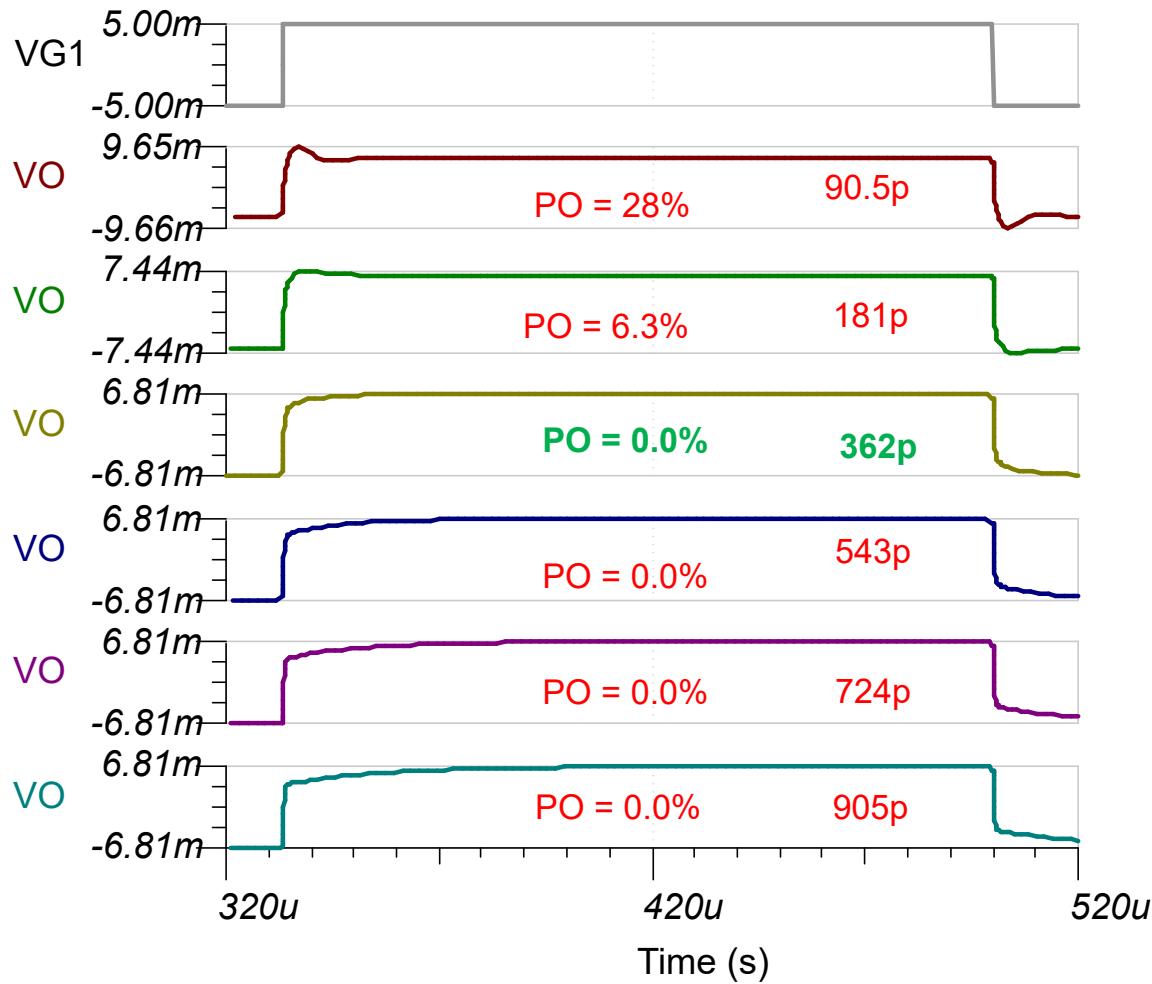


图 4-25. 带有 RL 的 RISO 双反馈瞬态响应

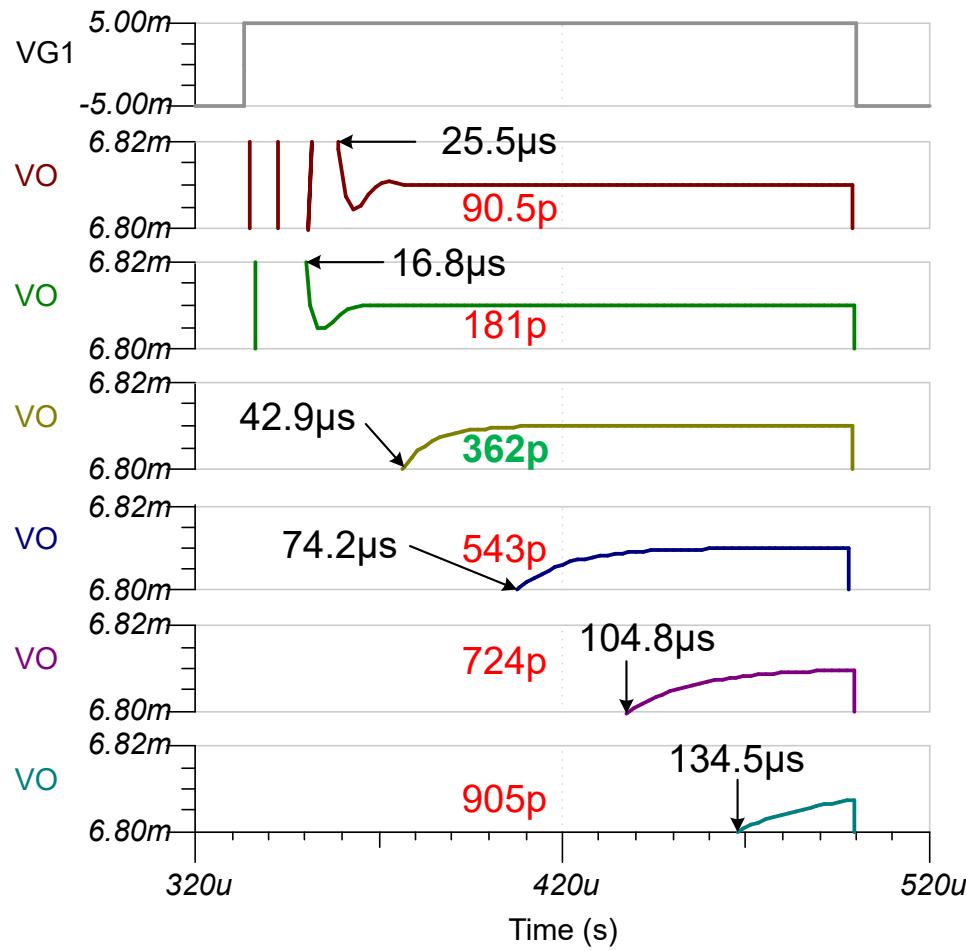
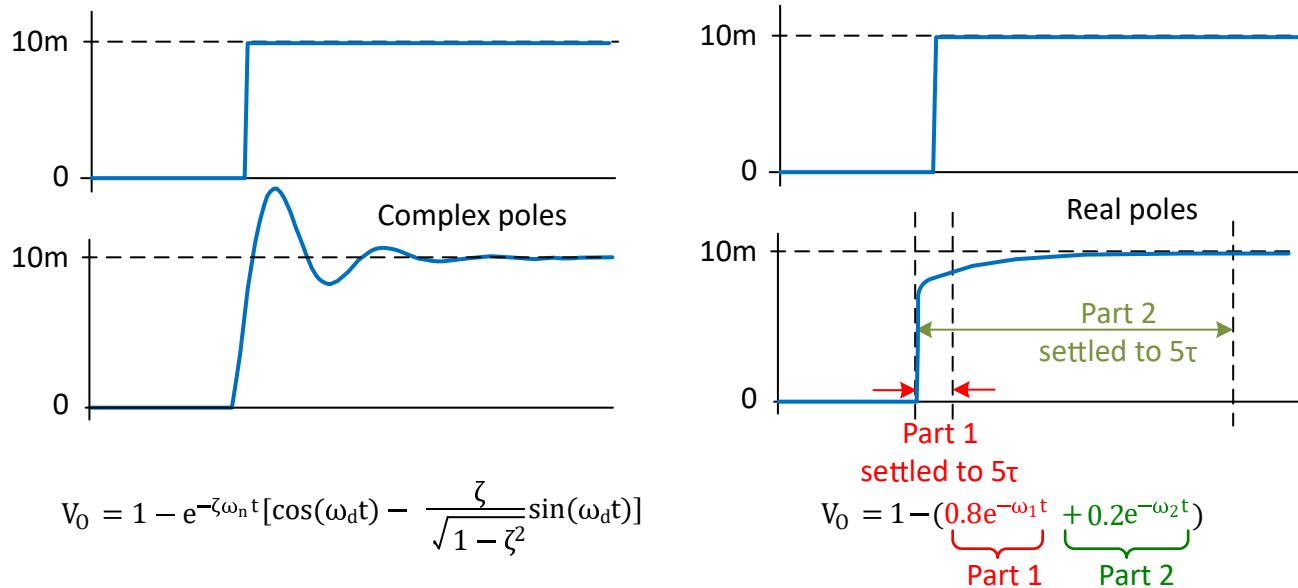


图 4-26. 带有 R_L 的 R_{ISO} 双反馈 0.1% 稳定瞬态响应

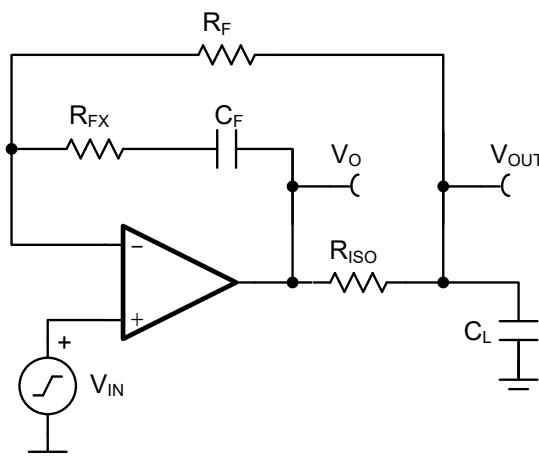
表 4-2. 带 R_L 瞬态的 R_{ISO} 双反馈摘要

C_F (pF)	0.1% 稳定时间 (μs)	过冲百分比	相位裕度开环测试
90.5	25.5	28.0	95.0°
181	16.8	6.3	91.1°
362	42.9	0.0	89.1°
543	74.2	0.0	88.5°
724	104.8	0.0	88.2°
905	134.5	0.0	88.0°

图 4-27. $RL = 500 \Omega$ 时复数极点及实数极点的阶跃响应

4.2.2 采用 R_{FX} 方法的双反馈

修改 R_{ISO} 双反馈电路后增加了一个与 C_F 电容器串联的附加电阻 R_{FX} ，如图 4-28 所示。为简洁起见，该电路称为 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 。该电路的 $1/\beta$ 反馈行为与 [噪声增益](#) 电路有一些相似之处，因为 R_{FX} 元件向 $1/\beta$ 网络添加了额外的零点极点对。如前面几节中所定义，当电路补偿目标允许选择 [最小 \$R_{ISO}\$](#) 值时，对 $R_{ISO}+DFB$ 电路进行这种修改用处不大，往往会产生不利影响。对于电阻输出阻抗、最小 R_{ISO} 方法始终具有最快的稳定时间。
 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路的优点在于，当需要较大的 R_{ISO} 值来稳定电容负载时，会增加输出瞬态稳定时间。需要较大 R_{ISO} 值的电路通常与复杂的电感开环输出阻抗相关，如后续部分所述（请参阅[由于复数输出阻抗的谐振而导致不稳定](#)），或者与电容负载可变且需要较大 R_{ISO} 电阻才能覆盖所有情况的电路相关。与传统 $R_{ISO}+DFB$ 电路相比， $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路允许的 C_F 值更小，从而缩短响应时间。

图 4-28. 闭环 R_{ISO} 具有 R_{FX} 的双反馈

双反馈方法 定义了避免 $R_{ISO}+DFB$ 电路中谐振的方法，如果 $R_{ISO} \times C_L$ 的 $1/\beta$ 中零点出现在相同的位置，或频率低于 $1/\beta$ 中的 $R_F \times C_F$ 极点，则会发生这种情况。因此，标准定义了如何选择 C_F 值，而该值又设定了最小 $R_F \times C_F$ 时间常数。到目前为止，本文档已经介绍了电路对小信号输入阶跃的瞬态响应。电路稳定性对负载电流的阶跃响应也很敏感（请参阅[用于稳定性测试的输出负载阶跃](#)）。对于 $R_{ISO}+DFB$ 配置，输入阶跃响应稳定时间由 $R_{ISO} \times C_L$ 设置，而对负载电流阶跃的响应由 $R_F \times C_F$ 设置（有关更多详细信息，请参阅[优化输入和输出瞬态稳定时间](#)）。图 4-29 示出了响应 OPA2991 的输入阶跃和负载瞬态的 R_{ISO} -DFB 电路示例。检查瞬态响应后发现电路在输入阶跃时的稳定速度明显快于输出负载瞬态（ $R_F \times C_F$ 大于 $R_{ISO} \times C_L$ ）。因此，如果 C_F 电容器可以更小，则输出建立时间会缩短。增加 R_{FX} 电路可实现更小的 C_F 值。

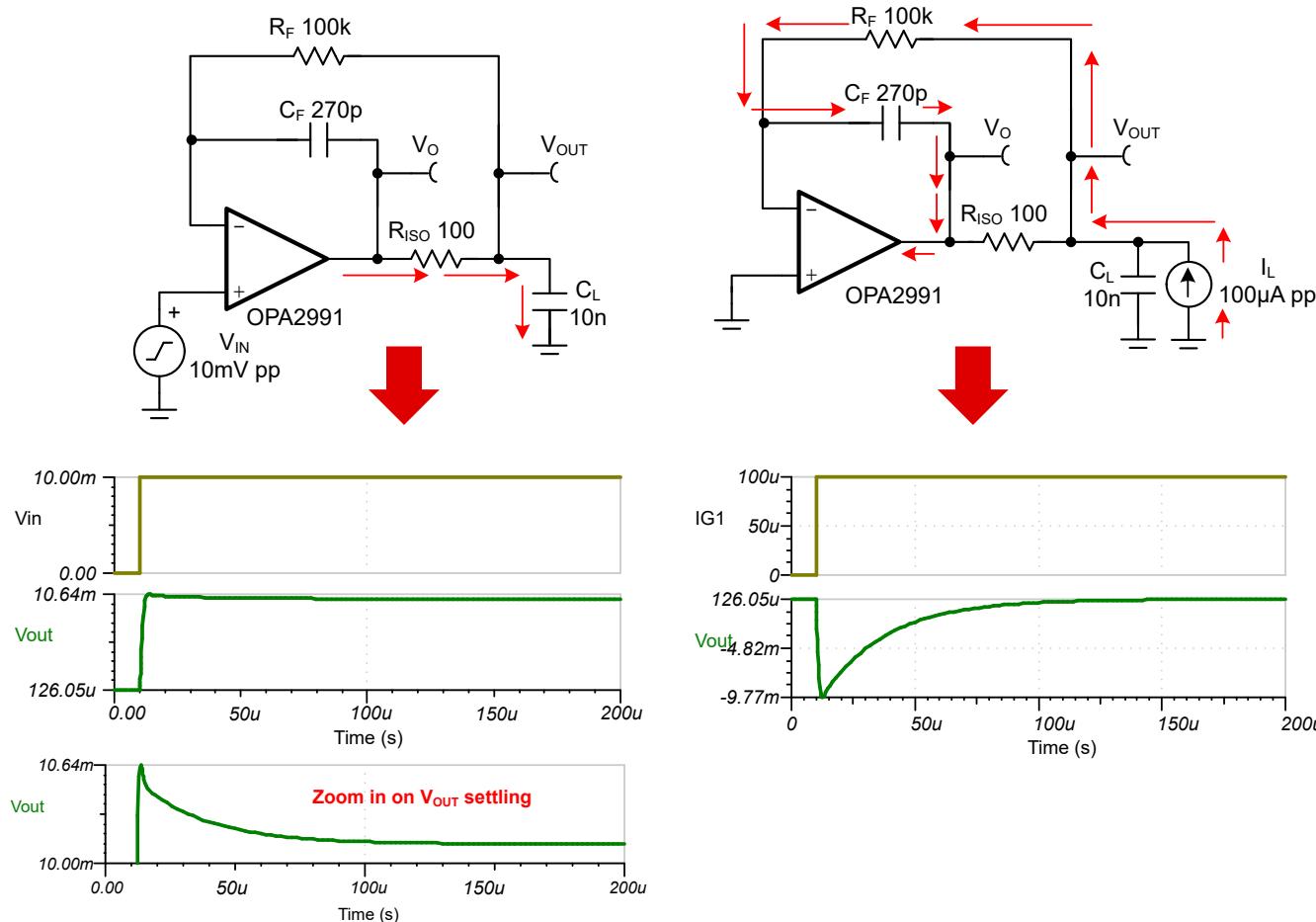


图 4-29. R_{ISO} 双反馈的输入阶跃与输出负载瞬态稳定间的关系

以图 4-30 中的 $R_{ISO}+DFB$ 电路为例， $1\mu F$ 电容器只需要一个使最小 R_{ISO} 的均衡器的 4.07Ω 电阻器，但在本例中，电容器用 49Ω 电阻器进行过度补偿。为了避免反馈谐振，电路需要一个 $4 \times (R_{ISO} \times C_L) / R_F = 40nF$ 的 C_F 电容器，以避免 $1/\mu s$ 中出现不必要的峰值（请参阅 [R_{ISO}-双反馈设计方法中的方程式 31](#)）。图 4-31 示出了图 4-30 的稳定开环交流响应，相位裕度为 89.75° 。

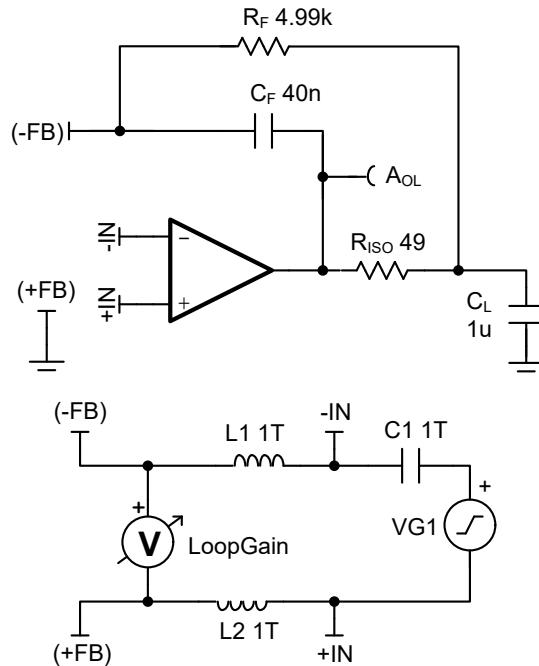


图 4-30. $R_{FX} = 0\Omega$ 时 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路的开环测试电路

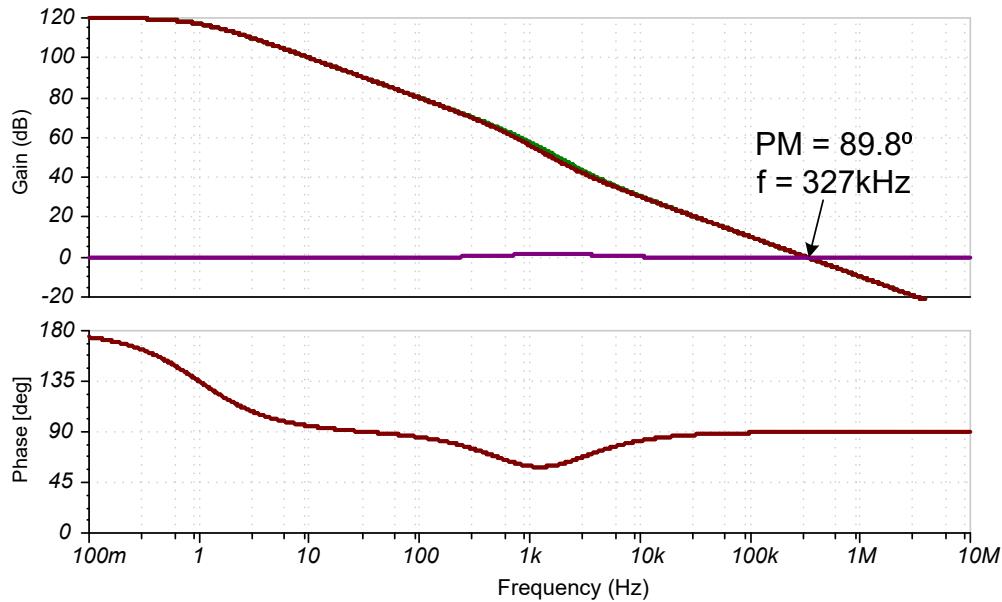


图 4-31. $R_{FX} = 0\Omega$ 时 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路的开环交流响应

添加 R_{FX} 电阻器会在 $1/\beta$ 中产生 [噪声增益](#)型响应，其中高频 $1/\beta$ 值等于 $1+R_{FX}/R_F$ 。由于电路具有噪声增益响应，因此选择高频增益与以 20dB /十倍频程的速率相交 A_{OL} 曲线的要求相同（请参阅[用于稳定性补偿的噪声增益](#)）。观察噪声增益行为的一种简单方法是从 R_{FX} 的高值（例如 $1\text{M}\Omega$ ）开始，因此很容易确定电路可以承受的最大高频增益。在下图中， $1/\beta$ 曲线在大约 20dB 的水平与 A_{OL} 相交（请参阅图 4-32）。该电路按原样非常不稳定，但表明 R_{FX} 的最大允许值约为 $45\text{k}\Omega$ ($1+45\text{k}/4.99\text{k} \approx 10\text{V/V}$ (或 20dB))。极点和零点频率以及 A_{OL} 和 $1/\beta$ 交点频率 (f_{INT}) 可以使用[方程式 47](#) 至[方程式 49](#) 计算得出。

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_{ISO} + R_0) \times C_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times (49\Omega + 100\Omega) \times (1\mu\text{F})} = 1.06 \text{ kHz} \quad (47)$$

$$f_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times (49\Omega) \times (1\mu\text{F})} = 3.18 \text{ kHz} \quad (48)$$

$$f_{INT} = \sqrt{f_P \times f_0} = \sqrt{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz})} = 32.56 \text{ kHz} \quad (49)$$

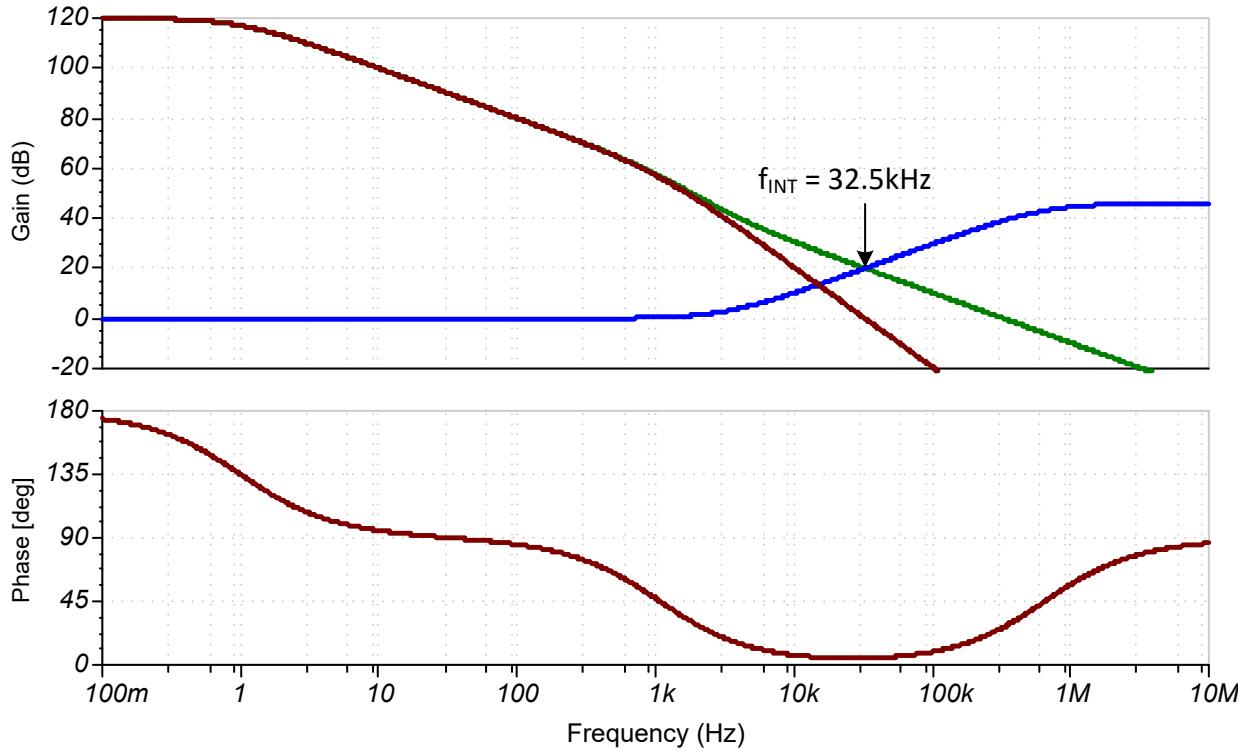
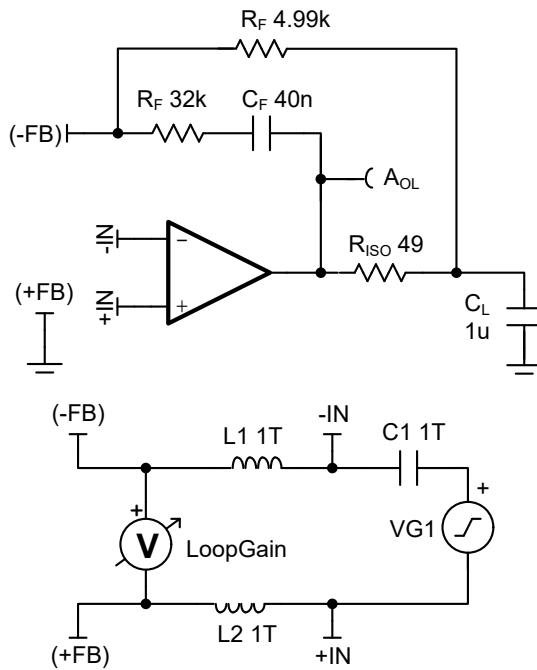
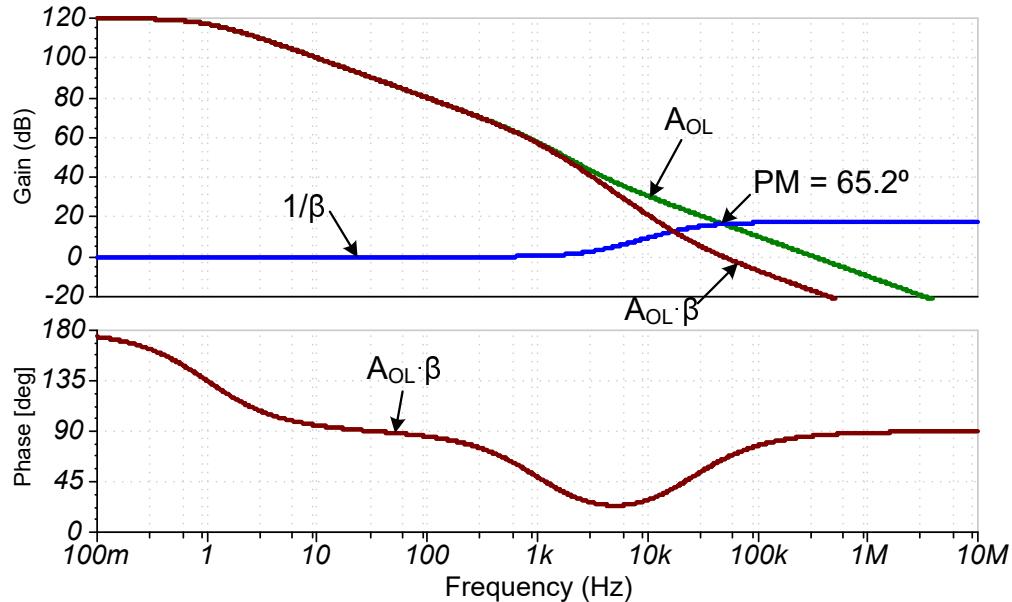


图 4-32. $R_{FX} = 1\text{M}\Omega$ 时 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路的开环响应以得出 f_{INT}

下一步是通过将 C_F 值从 $R_{ISO}+DFB$ 电路中使用的值降低来缩短稳定时间。为避免 $1/\beta$ 以 40dB 接近速率与 A_{OL} 相交，将最大 R_{FX} 值减少约 30% ，如[方程式 50](#) 中所计算。系数 0.7 将噪声增益降低了 30% ，这会导致噪声增益曲线在曲线与 $1/\beta$ 相交之前趋于平坦。

$$R_{FX} = 0.7 \times \left(\frac{f_P \times f_0 \times R_F}{f_Z \times \sqrt{f_P \times f_0}} - R_F \right) = 0.7 \times \left(\frac{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz}) \times (4.99 \text{ k}\Omega)}{(3.18 \text{ kHz}) \times \sqrt{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz})}} - 4.99 \text{ k}\Omega \right) = 32.32 \text{ k}\Omega \quad (50)$$

图 4-33. $R_{FX} = 32\text{k}\Omega$ 时 $R_{ISO} + DFB + R_{RX}$ 电路的开环测试电路图 4-34. $R_{RX} = 32\text{k}\Omega$ 时 $R_{ISO} + DFB + R_{RX}$ 电路的开环交流响应

如前所述，添加 R_{RX} 的主要好处是可以使用低得多的 C_F 电容器值。了解 R_{RX} 如何减少 C_F 的最简单方法是通过分离两个反馈路径来分析电路，和双反馈方法中采用的方式一样。FB1 的零点频率仅取决于 R_{ISO} 和 C_L ，因此更改 C_F 不会影响 FB1 的响应（请参阅方程式 51）。FB2 的零点频率 (f_{FB2}) 由 R_F 、 C_F 和 R_{RX} 设置（请参阅方程式 52）。减小 C_F 会导致 f_{FB2} 移至更高的频率（请参阅方程式 52 和图 4-35）。将 f_{FB2} 的频率偏移过高会产生与双反馈方法中讨论的相同的谐振。为避免谐振，选择 C_F 电容器时采用的粗略规则（比噪声增益极点的频率低 2 到 4 倍）同样适用，因此可以选择电容器大致为 $C_F = 4 \times (1/(2 \times \pi \times (R_F + R_{RX}) \times f_{INA})) = 520\text{pF}$ ，其中 510pF 是最接近的标准值。该电容器的开环图显示了 71.5° 的稳定相位裕度（请参阅图 4-37 和图 4-38）。图 4-36 示出了为 C_F 选择的值太小时可能发生的谐振。请注意，增益图显示了 $1/\beta$ 的谐振峰值，相位图显示了相同频率下的快速相移。

$$f_{FB1} = \frac{1}{2 \times R_{ISO} \times C_L} = \frac{1}{2 \times (49\Omega) \times (1\mu F)} = 3.25\text{kHz} \quad (51)$$

$$f_{FB2} = \frac{1}{2 \times (R_F + R_{FX}) \times C_F} = \frac{1}{2 \times (4.99\text{ k}\Omega + 32\text{ k}\Omega) \times (40\text{nF})} = 107.6\text{Hz} \quad (52)$$

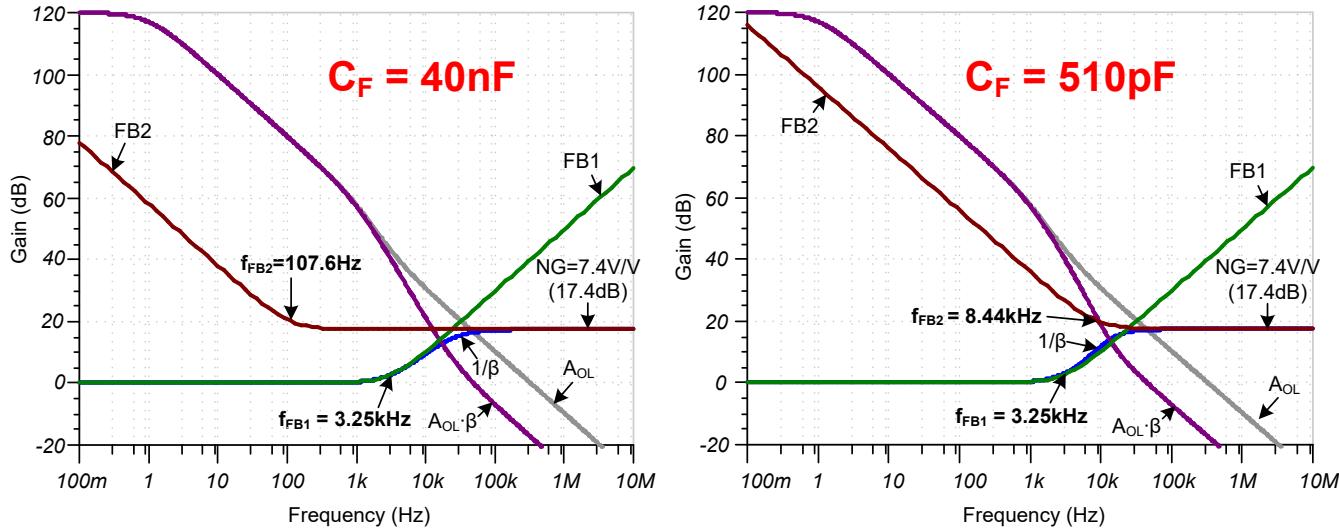


图 4-35. 当 $C_F = 40\text{nF}$ 和 510pF 时， $R_{ISO} + DFB + R_{FX}$ 的开环交流响应

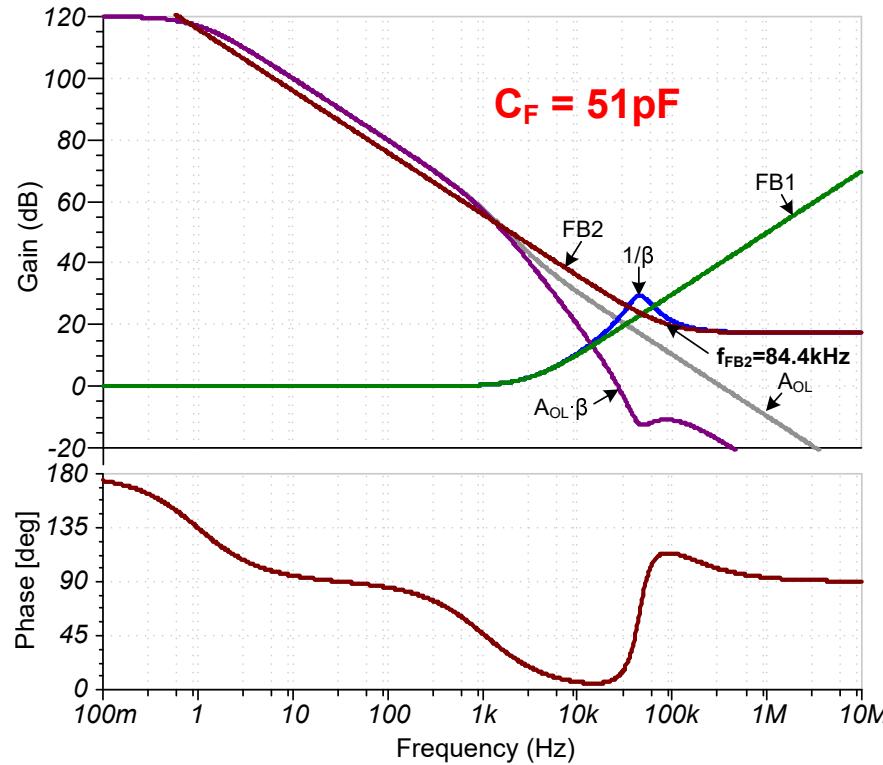


图 4-36. C_F 太小 (f_{FB2} 过高) 时的谐振示例

备注

 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 补偿的设计过程

- 选择 R_{ISO} 以过度补偿电路。 $R_{ISO} \geq 0.5 \times R_O$ 是一个很好的起点 (对于标准值, $R_{ISO} = 0.5 \times (100 \Omega) = 50 \Omega$ 或 49Ω)。
- 选择 $R_F = 100 \times R_{ISO} = 4990 \Omega$ 。
- 根据 R_F 、 f_Z 、 f_O 及 f_P 频率选择 R_{FX}

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_{ISO} + R_O) \times C_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times (49\Omega + 100\Omega) \times (1\mu F)} = 1.06 \text{ kHz} \quad (53)$$

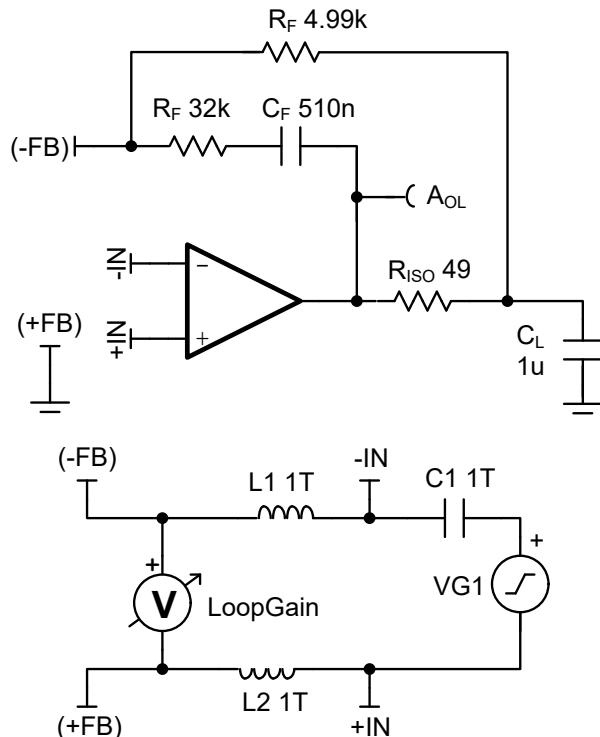
$$f_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{ISO} \times C_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times (49\Omega) \times (1\mu F)} = 3.183 \text{ kHz} \quad (54)$$

$$R_{FX} = 0.7 \times \left(\frac{f_P \times f_O \times R_F}{f_Z \times \sqrt{f_P \times f_O}} - R_F \right) = 0.7 \times \left(\frac{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz}) \times (4.99 \text{ k}\Omega)}{(3.183 \text{ kHz}) \times \sqrt{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz})}} - 4.99 \text{ k}\Omega \right) = 32.32 \text{ k}\Omega \quad (55)$$

- 选择 C_F 以通过将积分器零点设置为比 f_{INT} 频率低 4 倍来避免 $1/\mu \text{ s}$ 网络中的谐振。

$$f_{INT} = \sqrt{f_P \times f_O} = \sqrt{(1.06 \text{ kHz}) \times (1 \text{ MHz})} = 32.56 \text{ kHz} \quad (56)$$

$$C_F = \frac{4}{2 \times \pi \times (R_{FX} + R_F) \times f_{INT}} = \frac{4}{2 \times \pi \times (32.32 \text{ k}\Omega + 4.99 \text{ k}\Omega) \times 32.56 \text{ kHz}} = 524.0 \text{ pF} \quad (57)$$

图 4-37. 用于最终 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 元件值的开环电路

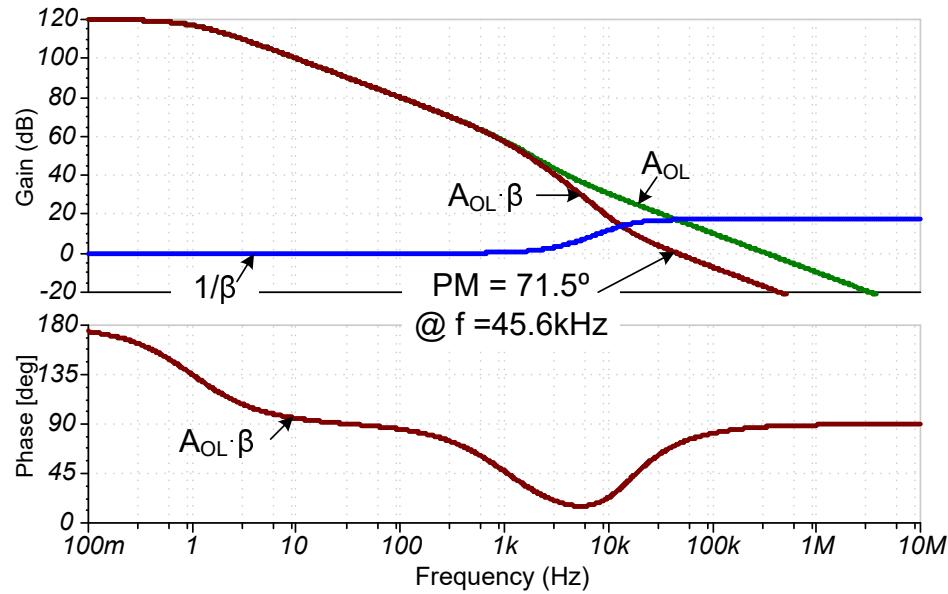


图 4-38. 交流响应 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 与最终元件 ($R_{FX} = 32k\Omega$ 、 $C_F = 520pF$)

图 4-39 将适当补偿的 $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 的负载瞬态结果与 $R_{ISO}+DFB$ 结果进行了比较。允许较小 C_F 值的 R_{FX} 添加可实现近一个数量级的更快稳定。

备注

对于 R_{FX} 配置，输入阶跃响应也会更快稳定（请参阅图 4-41）。

最后， $R_{ISO}+DFB+R_{FX}$ 电路的一个缺点是，在相同电容负载下，由于在较高频率下噪声增益增加，电路的噪声高于标准 $R_{ISO}+DFB$ 电路（请参阅图 4-41）。噪声预计会因为高频 $1/\beta$ 增益 ($1+R_{FX}/R_F$) 而大致增加。

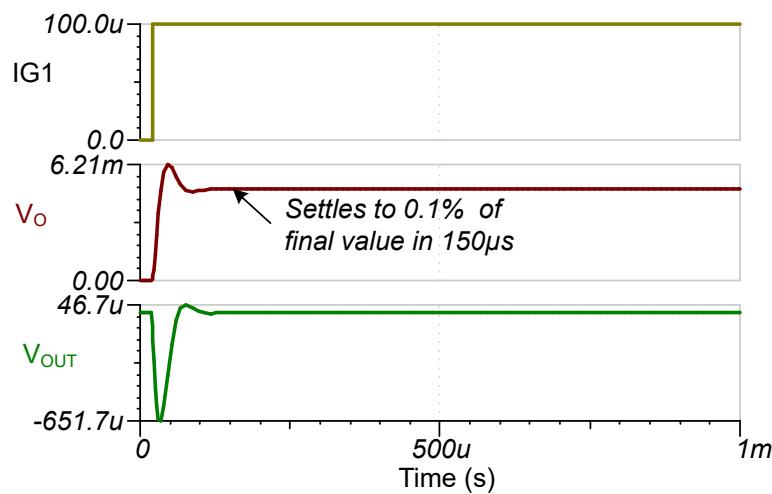
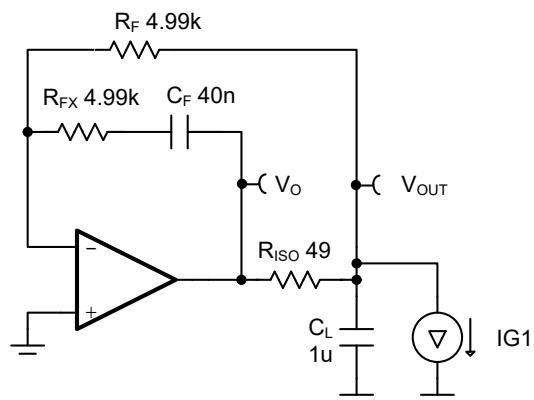
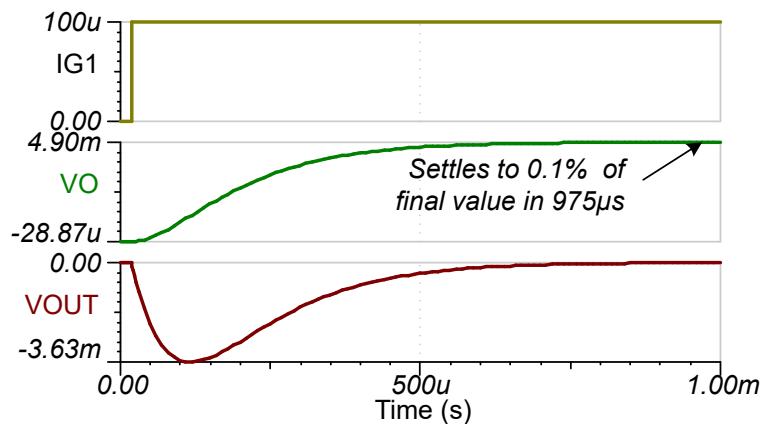
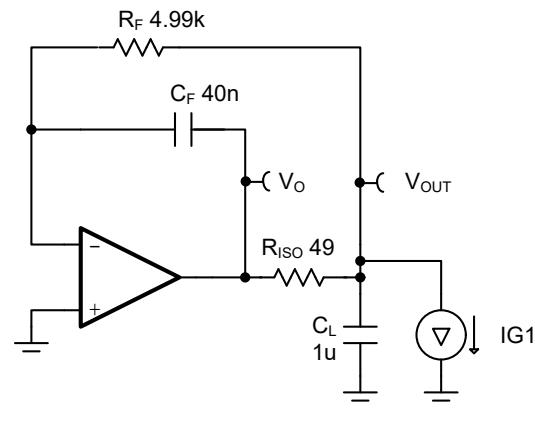


图 4-39. 使用与不使用 R_{FX} 的负载瞬态响应比较

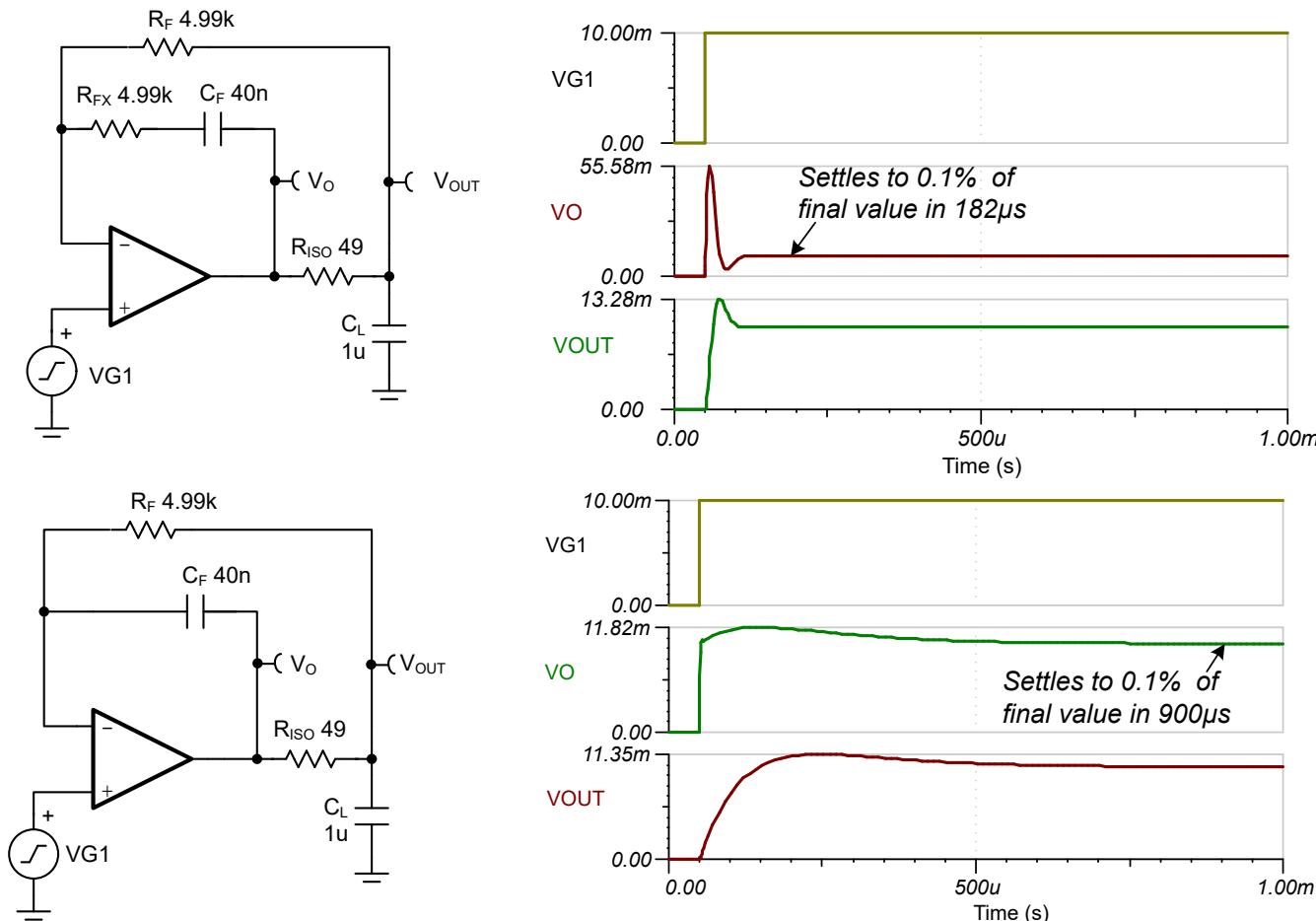


图 4-40. 使用与不使用 R_{FX} 的输入瞬态响应比较

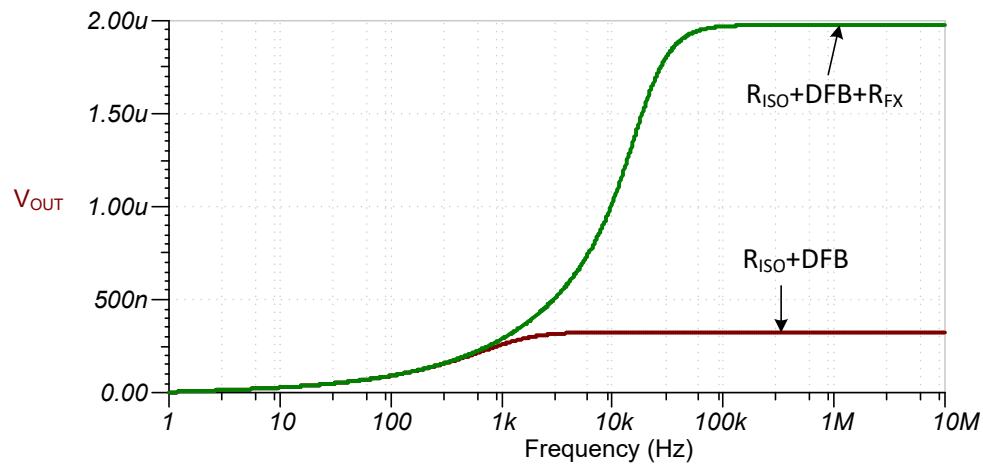


图 4-41. 使用与不使用 R_{FX} 时在 V_{OUT} 处测得的噪声

4.3 用于补偿功率放大器及基准驱动的缓冲器电路

在某些情况下，运算放大器驱动电容负载，这时使用隔离电阻是不切实际的。一个示例是功率放大器，它驱动一个与低阻值电阻负载并联的电容器，也存在放大器必须提供更大输出电流的其他情况。图 4-42 显示了一个驱动与 10nF 电容器并联的 50Ω 负载的不稳定功率运算放大器。通过 方程式 58 使用 20Ω 的隔离电阻可以稳定此示例（请参阅图 4-43）。此应用的预期负载电压为 10Vpk ，负载电流为 200mA 。然而， 20Ω 隔离电阻会显著限制输出摆幅和负载电流。此外， 20Ω 隔离电阻耗散 408mWpk （请参见图 4-44）。隔离电阻必须是一个物理尺寸较大且成本高昂的元件，以满足所需的额定功率。

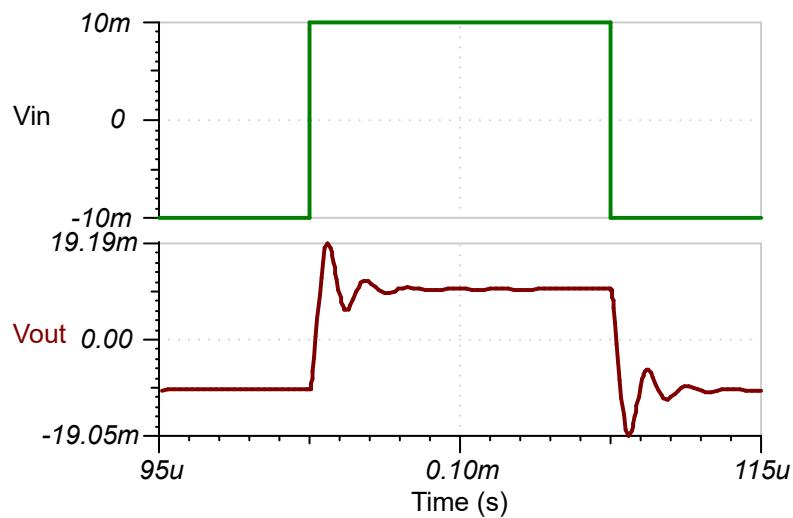
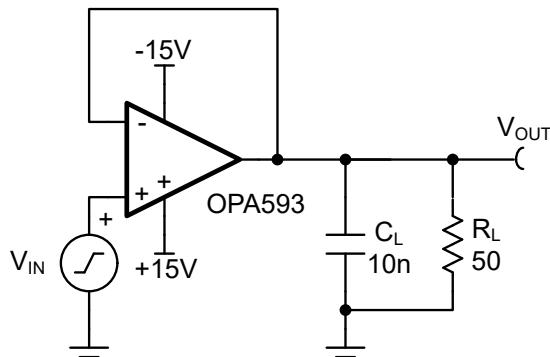


图 4-42. 具有稳定性问题的功率运算放大器 (OPA593)

$$R_{ISO} = \frac{1 + \sqrt{1 + (8\pi \times R_0 \times C_{LOAD} \times f_{gbw})}}{4\pi \times C_{LOAD} \times f_{gbw}} = \frac{1 + \sqrt{1 + (8\pi \times (230\Omega) \times (10\text{nF}) \times (10\text{MHz}))}}{4\pi \times (10\text{nF}) \times (10\text{MHz})} = 20\Omega \quad (58)$$

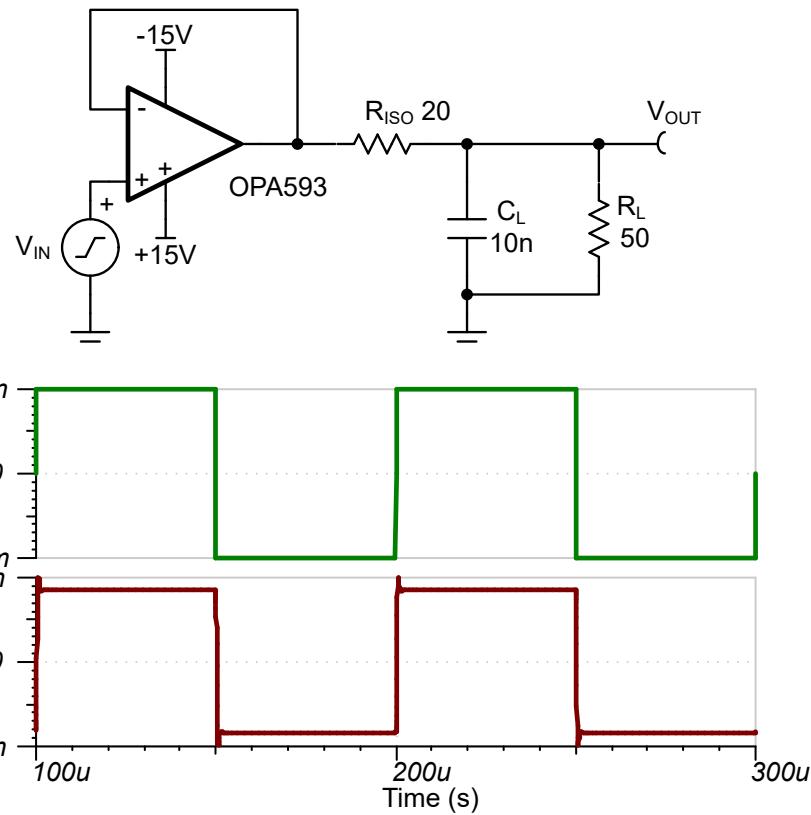


图 4-43. 使用 R_{ISO} 方法稳定的功率运算放大器 (OPA593)

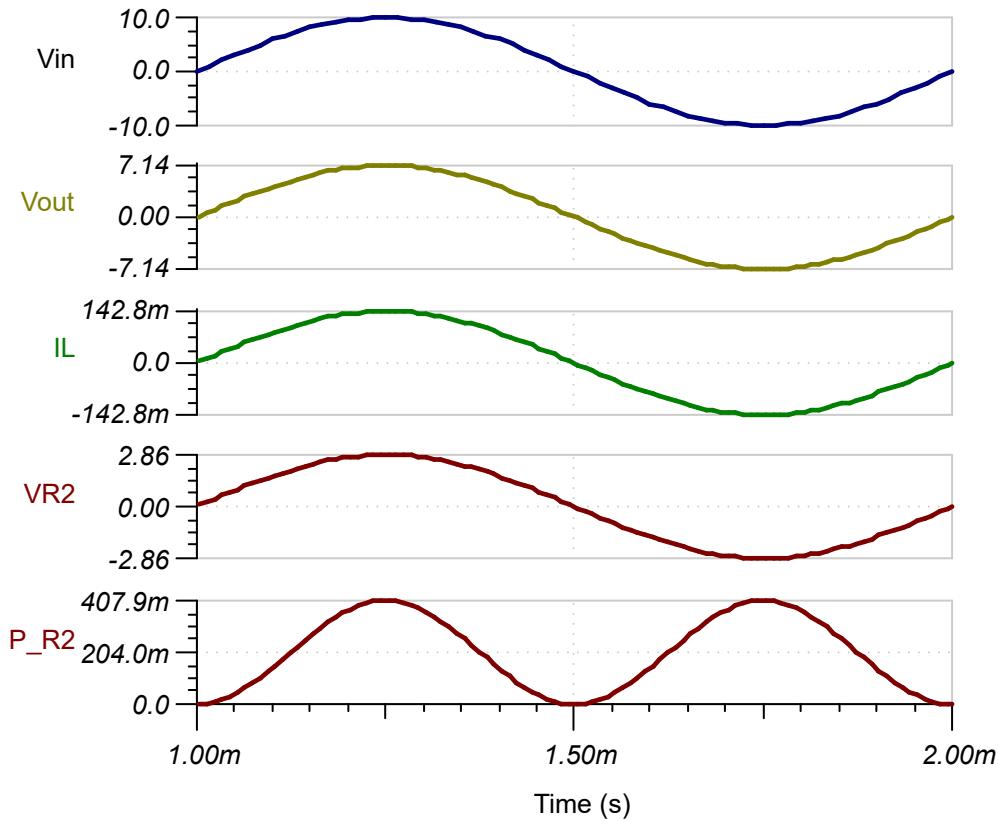


图 4-44. R_{ISO} 中耗散的功率及 R_{ISO} 两端的压降 (OPA593)

对于需要提供较大输出电流的运算放大器，一种更好的方法是使用缓冲电路。缓冲器是串联 RC 电路的通用术语，用于缓冲振荡。在这种情况下，缓冲器使运算放大器保持稳定，以便运算放大器可以驱动电容负载，而无需增加串联隔离电阻。图 4-45 显示了带有缓冲器电路的运算放大器和相关的瞬态响应。请注意，过冲百分比仅为 10.5%。此外，与 R_{ISO} 情况一样，没有直流功率或压降。当 C_{SN} 充电时，该电路会在 R_{SN} 中产生一些瞬态电流和功耗。

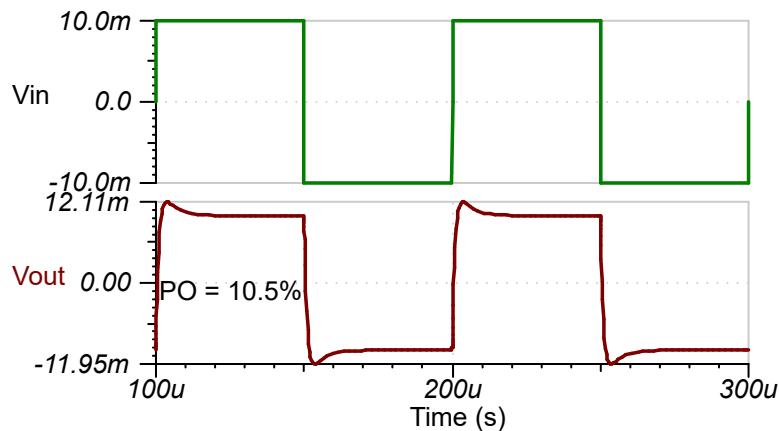
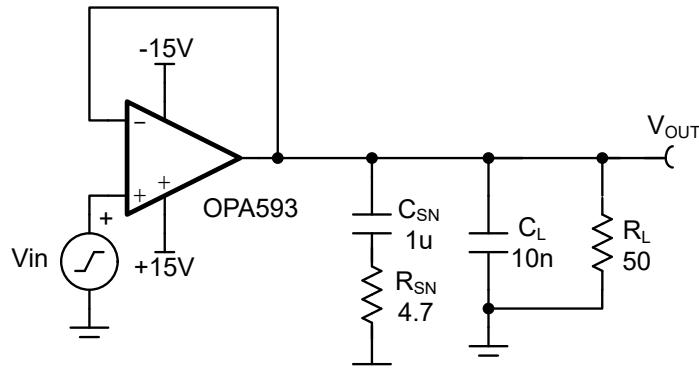


图 4-45. 缓冲器使 OPA593 功率运算放大器保持稳定

选择的缓冲电容器大约是电容负载的 100 倍。通常，缓冲电容器 (C_{SN}) 在 $1 \mu F$ 到 $10 \mu F$ 范围内，缓冲电阻器介于 1Ω 到 100Ω 范围之间。由于 C_{SN} 比负载电容大 100 倍，因此 C_{SN} 在响应中占主导地位，并在方程式 59 中设置一个低频极点。 R_{SN} 设置一个零点，根据方程式 60 消除极点。为了实现稳定性，该零点需要在低于 $A_{OL} \times \beta = 0 \text{dB}$ 的频率下发生。在高频下，原始电容负载 C_L 在方程式 61 中引入了一个额外的极点。图 4-46 示出了缓冲器电路的开环响应。请注意，接近速率为 20dB/十倍频程 ，相位裕度为 79.9° ，因为缓冲器零点抵消了 C_{SN} 极点和原始 C_L 极点。

$$f_{P1} \approx \frac{\frac{R_0}{R_L} + 1}{2 \times \pi \times (C_{SN} + C_L) \times R_0} \quad (59)$$

$$f_Z \approx \frac{1}{2 \times \pi \times C_{SN} \times R_{SN}} \quad (60)$$

$$f_{P2} \approx \frac{1}{2 \times \pi \times C_{SN} \times R_{SN}} \quad (61)$$

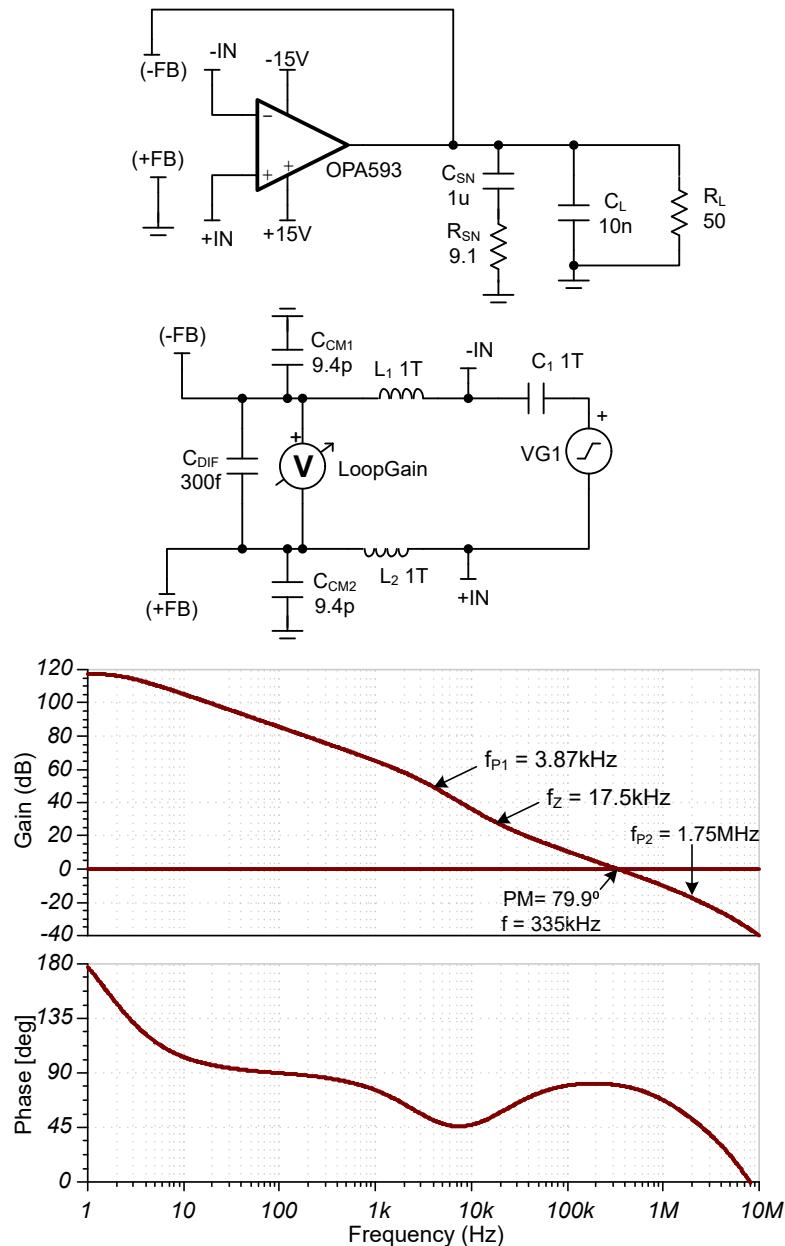


图 4-46. 具有缓冲器开环响应的功率运算放大器

缓冲器元件的选择方法示出了如何为缓冲器电路选择 R_{SN} 和 C_{SN} 。总之，所选 C_{SN} 值明显大于电容负载。然后使用参数阶跃扫描 R_{SN} 值并寻找理想的瞬态响应（请参阅图 4-47）。选择 C_{SN} 和 R_{SN} 后，检查相位裕度的开环响应。

备注

缓冲器元件选择方法

1. 选择 $C_{SN} \geq 100 \times C_L$ 。
2. 设置 $R_{SN(MIN)} = 1 \Omega$ 。
3. 最大 R_{SN} 的设置公式为：

$$R_{SN(MAX)} \cong \frac{1}{2 \times \pi \times C_{SN} \times f_Z} \quad (62)$$

4. 以瞬态小信号阶跃在 R_{SN} 上使用 SPICE 参数阶跃。根据所需的过冲百分比选择 R_{SN} (请参见图 4-47)。
 - a. 最小 R_{SN} 通常不稳定，因为零点频率过高。
 - b. 最大 R_{NS} 通常是不稳定的，因为 R_{SN} 为 C_{SN} 创造了一个开路，从而有效地从电路中去除 C_{SN} 。
 - c. 使用参数阶跃可选择最低过冲。但是，一些过冲会提供更快的响应。选择 R_{SN} 时，请牢记速度与稳定性之间的权衡。

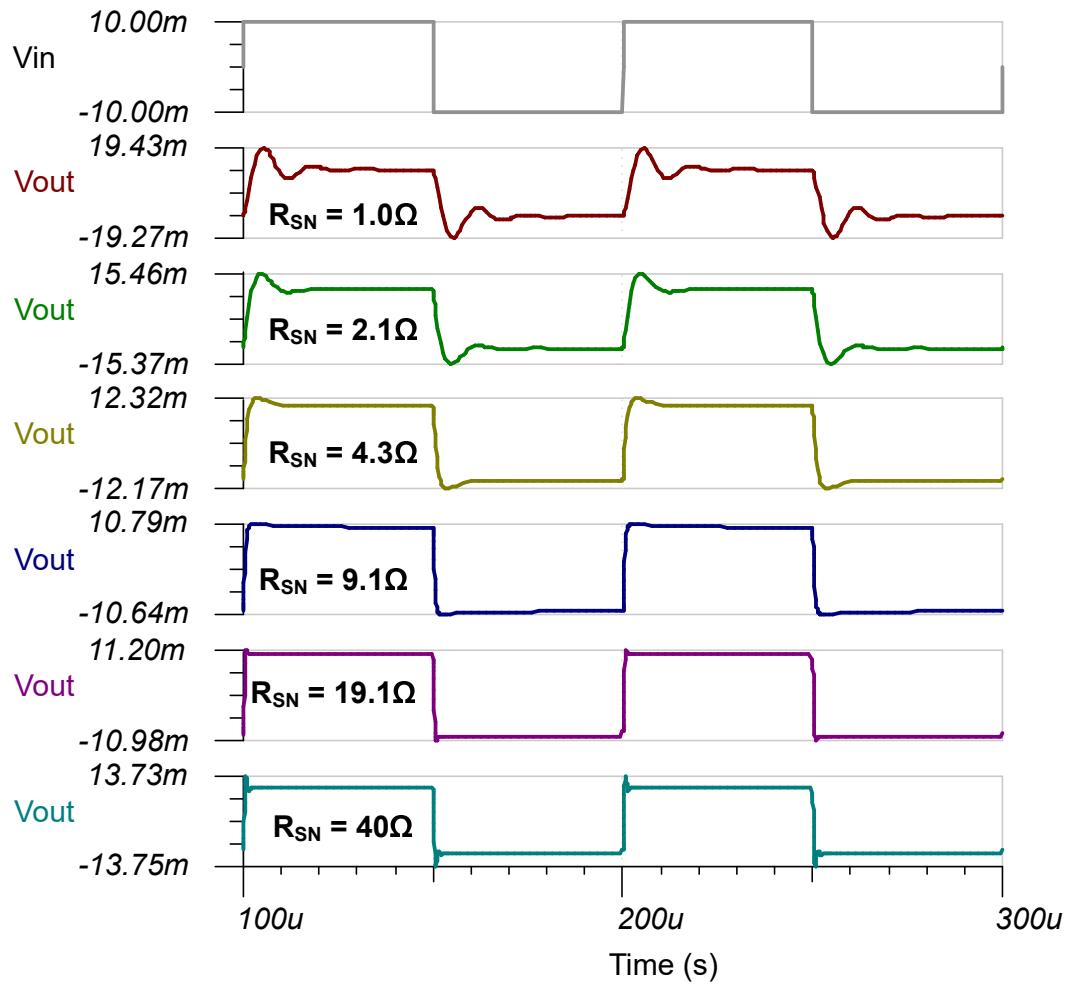


图 4-47. 具有缓冲器闭环瞬态响应的功率运算放大器

基准驱动器是另外一种经常使用缓冲器补偿方法的常见电路。基准驱动器是一种缓冲电压基准输出以增加瞬态响应速度及电压基准输出电流驱动的电路。通常，电压基准电路在输出端有一个大滤波电容器作为电荷库和噪声滤

波器。当运算放大器用作基准缓冲器时，工程师希望将滤波电容器直接放置在运算放大器的输出端。但是，这样会导致稳定性问题。

使用 R_{ISO} 方法或 R_{ISO} 双反馈方法可以稳定该电路，但隔离电阻会限制输出电流和瞬态响应速度。缓冲器方法更好，因为放大器输出和负载之间没有电阻。请注意，在这种情况下，负载通常是 ADC 的基准输入，而 ADC 在转换期间具有快速瞬态电流需求。运算放大器、缓冲电容器及负载电容器都为负载提供瞬态电流 (ADC 输入瞬态)。

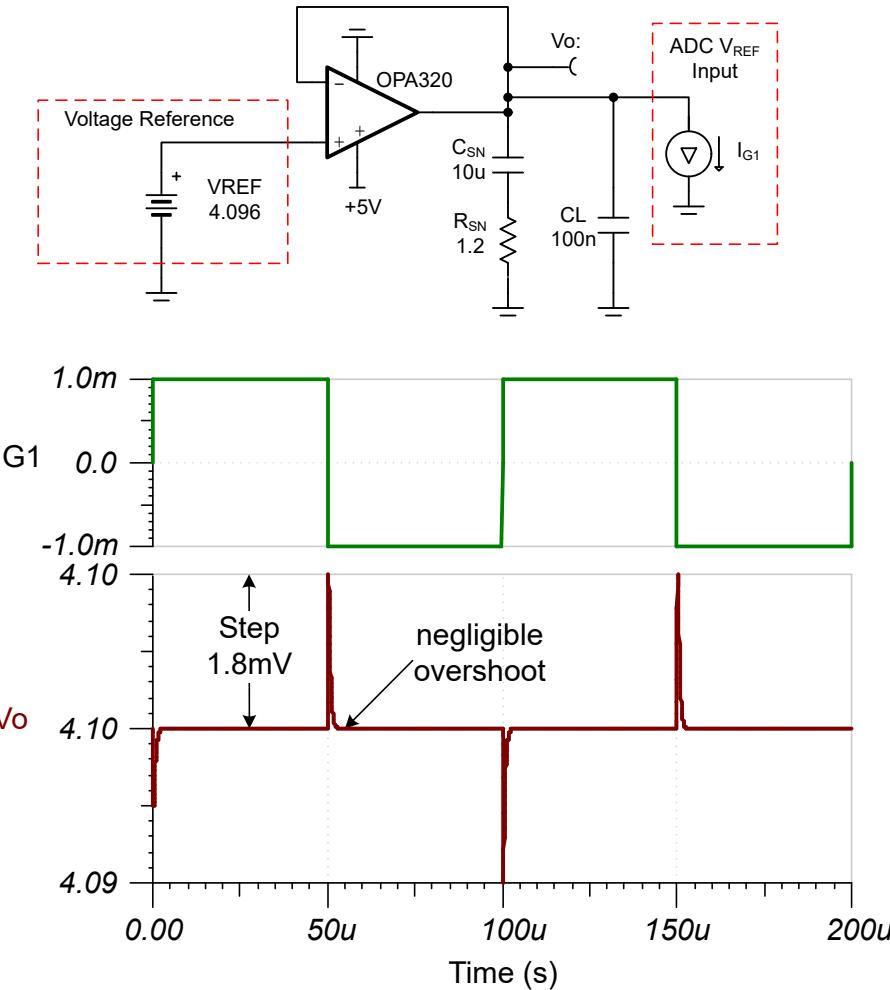


图 4-48. 具有缓冲器瞬态响应的基准缓冲器 (OPA320)

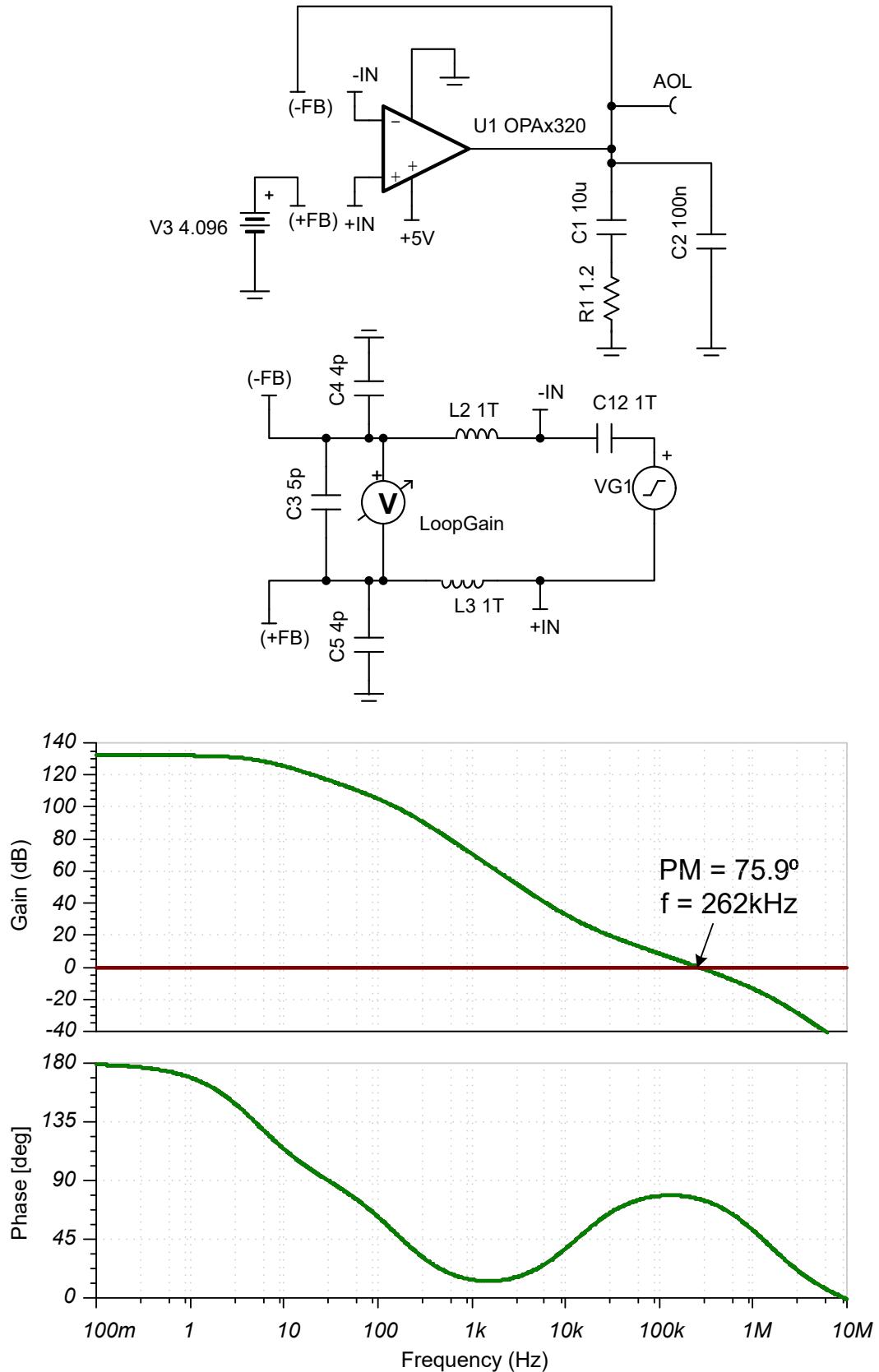


图 4-49. 具有缓冲器开环响应的基准缓冲器 (OPA320)

4.4 用于稳定性补偿的噪声增益

“噪声增益”一词用于描述运算放大器中噪声源的增益。根据定义，噪声源位于同相输入端，因此噪声增益就是信号源在同相输入端看到的增益。噪声增益等于 $1/\beta$ 。噪声增益补偿技术在噪声增益与 A_{OL} 相交之前增加 $1/\beta$ ，以避免负载电容导致 A_{OL} 中的次级极点。与 [缓冲器补偿](#)类似，噪声增益在具有高输出电流的运算放大器 A 中很有用，因为不需要隔离电阻器。[图 4-50](#) 示出了驱动电容负载的功率运算放大器。本示例中的负载电流可以高达 300mA，因此使用隔离电阻器不切实际。该电路的开环响应不稳定，相位裕度为 29.3°（请参阅[图 4-51](#)）。

[图 4-50](#) 示出了允许 OPA593 驱动 10nF 负载的闭环噪声增益补偿电路。[图 4-53](#) 示出了添加了噪声增益补偿的开环电路、[图 4-54](#) 示出了响应。在低频时，电容器 C_G 基本上为开路，电路的 $1/\beta = 0\text{dB}$ 。在较高的频率下， C_G 的容抗较低， $1/\beta$ 开始增加。频率的进一步增加最终会导致 C_G 的电容性电抗短路，并实现最大 $1/\beta$ （请参阅[方程式 67](#)）。[方程式 63](#) 显示了 $1/\beta$ 的传递函数，[方程式 64](#) 显示了零点频率，[方程式 65](#) 显示了极点频率。[噪声增益补偿的设计过程](#)提供了元件选择的详细信息。该过程强制 $1/\beta$ 的最终增益大于 C_L 的极点。该过程还会将 $1/\beta$ 中的零点设置为比 $1/\beta$ 及 A_{OL} 交点更低的频率，以实现 20dB/十倍频程的接近速率。请注意，正如[噪声增益](#)这个名称所暗示的那样，电路的增益在频率上并不平坦，但在单位增益带宽附近增益增加。因此，在某个频率范围内，噪声和信号会因噪声增益而增加。

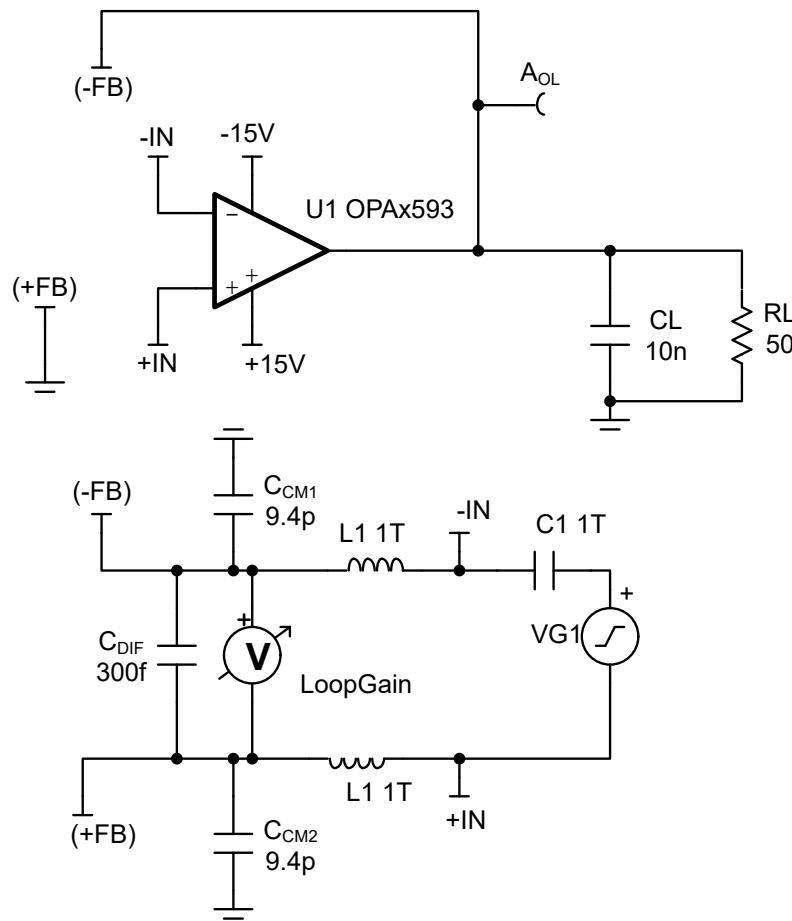


图 4-50. 驱动电容负载的不稳定功率运算放大器

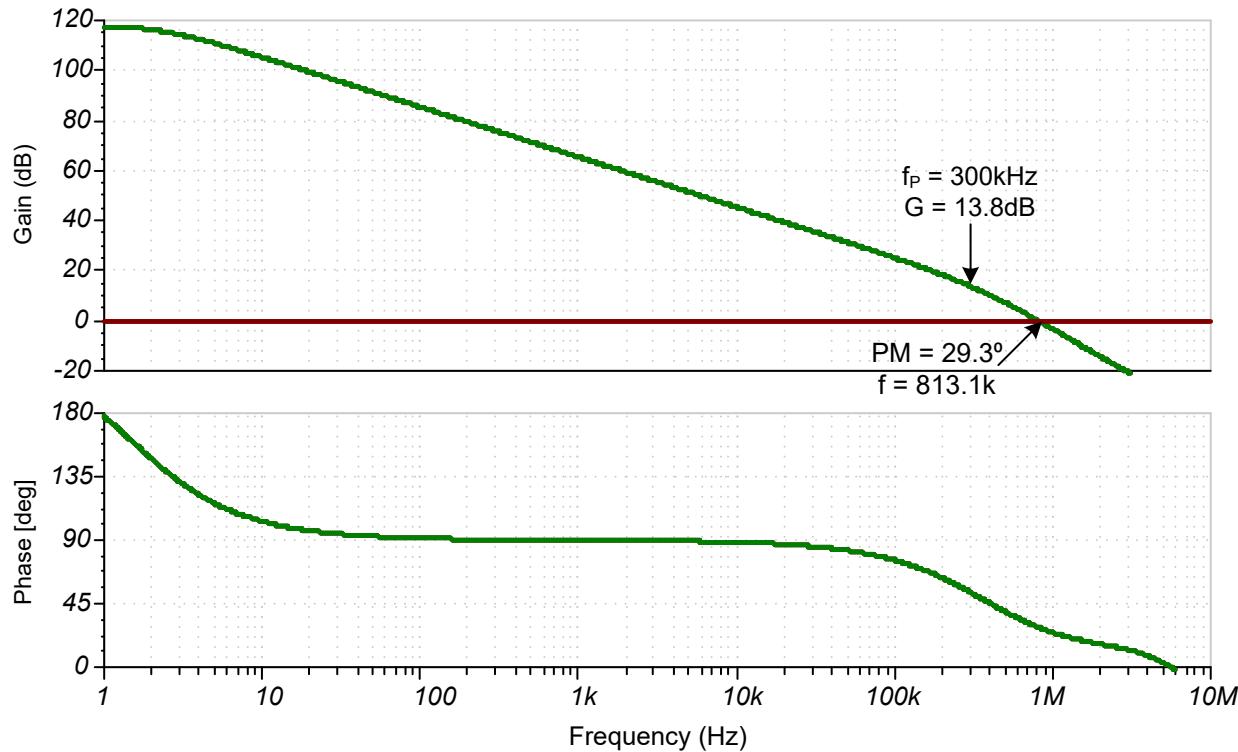
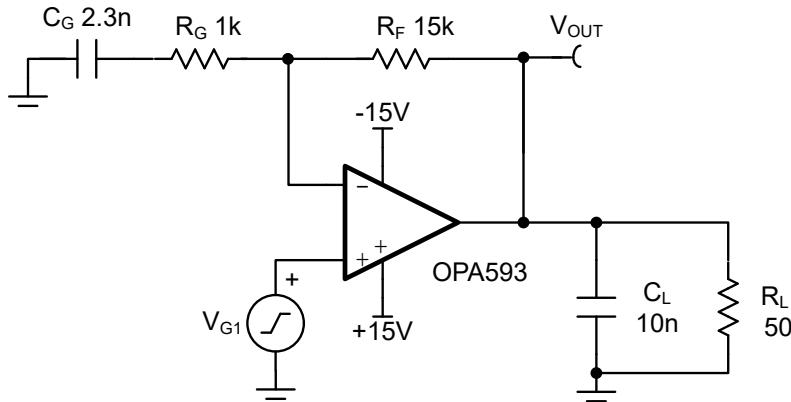


图 4-51. 驱动电容负载的不稳定功率运算放大器的响应

图 4-52. 在 $C_L = 10nF$ 时让 OPA593 稳定的噪声增益电路

$$\frac{1}{\beta} = \frac{V_O}{V_{FB}} = \frac{(R_G + R_F) \times C_G \times s + 1}{R_G \times C_G \times s + 1} \quad (63)$$

$$f_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times (R_G + R_F) \times C_G} \quad (64)$$

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times R_G \times C_G} \quad (65)$$

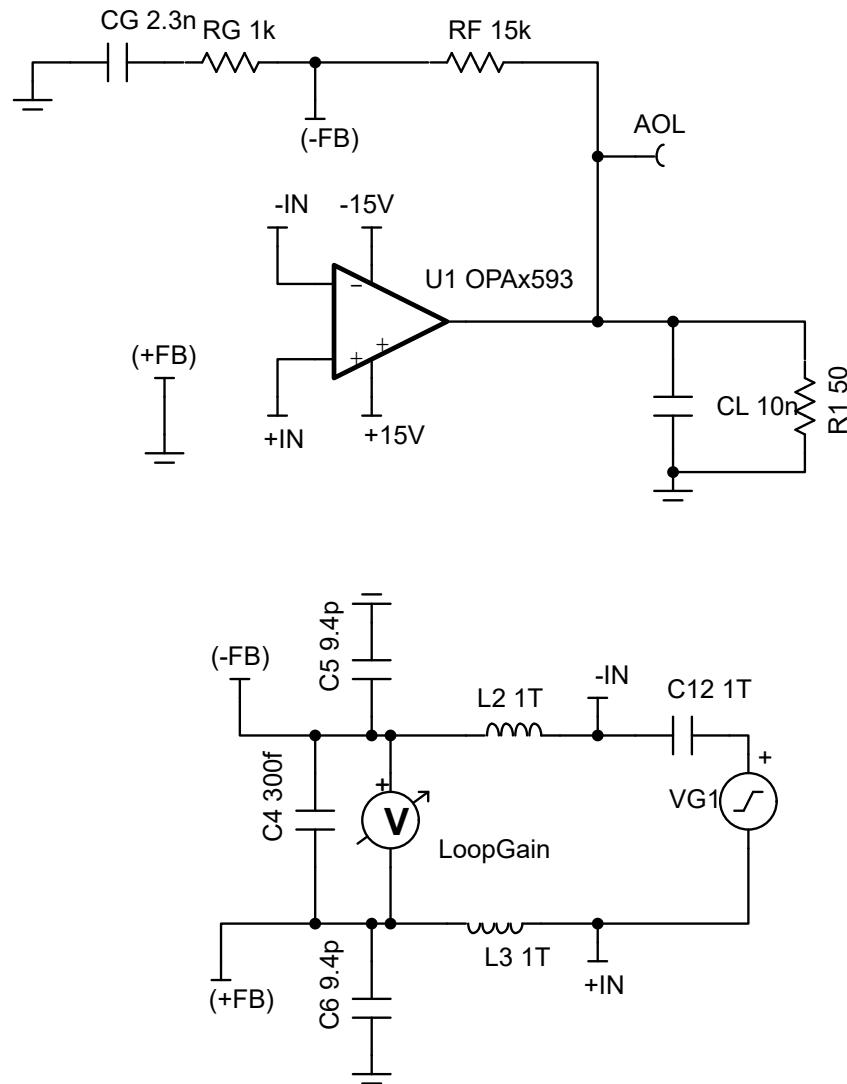


图 4-53. 噪声增益补偿开环电路

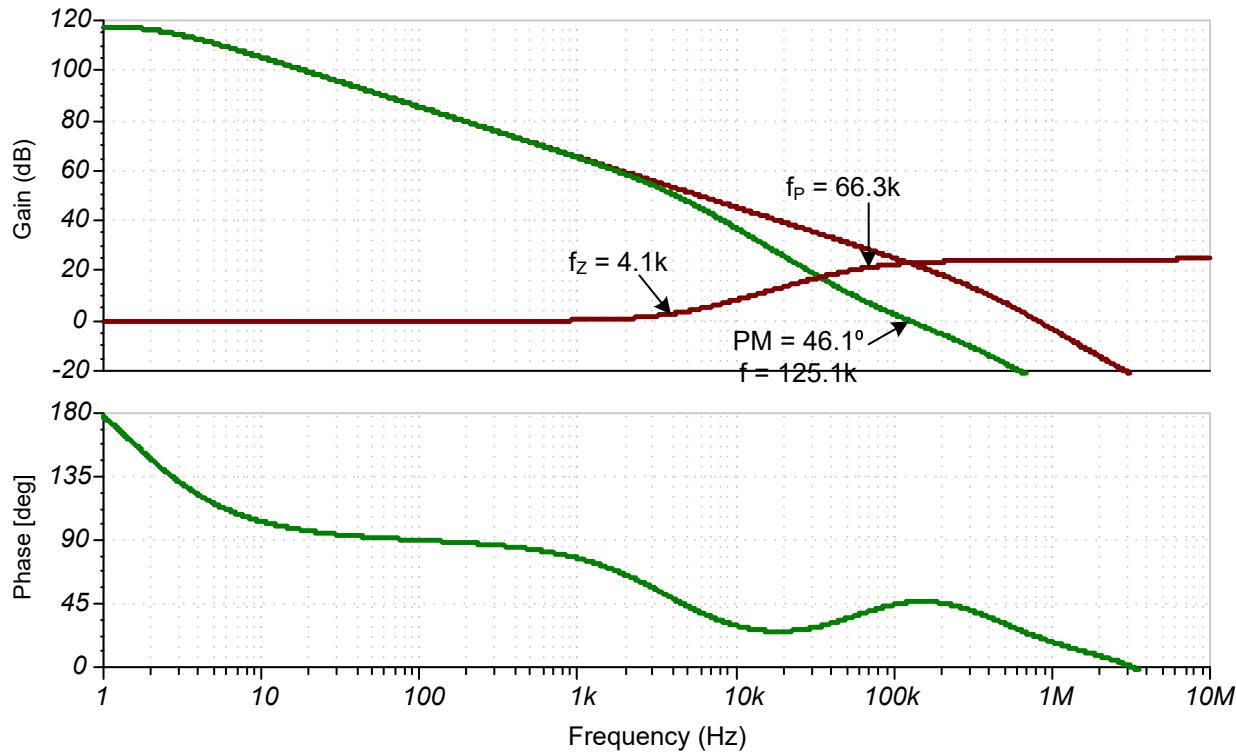


图 4-54. 噪声增益补偿开环电路的响应

备注

噪声增益补偿的设计过程

1. 找到来自电容负载的极点的频率 f_X 和振幅 G_X 。这可以通过使用 SPICE 光标或使用方程式 66 来完成。在此示例中， Z_O 并不是平坦的，因此使用 SPICE 提供了更好的估算结果 ($f_X = 300\text{kHz}$, $G_X = 13.8\text{dB}$)。
2. 设置 $NG \geq G_X$ (请参阅方程式 67)。这使得 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交处的接近率为 20dB/十倍频程 。
3. 使用方程式 68 选择电容器 C_G ，强制 $1/\beta$ 中的极点在 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交之前发生。

$$f_X = \frac{1}{2 \times \pi \times R_O \times C_L} \quad (66)$$

$$NG = \frac{R_F}{R_G} + 1 = \frac{15\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega} + 1 = 16 \quad \text{or } 24.1\text{dB} \quad (67)$$

$$C_G = \frac{1}{2 \times \pi \times R_G \times f_X} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1\text{k}\Omega \times 70\text{kHz}} = 2.3\text{nF} \quad \text{or } 2.4\text{nF standard value} \quad (68)$$

4.5 反馈电容器 (C_F) 电容负载补偿

对于增益大于 1V/V 的电路，可能可以使用反馈电容器来稳定电容负载。这种方法是通过考虑闭合率规则来理解的。图 4-55 示出了一个增益为 21V/V 、驱动 4.7nF 负载的开环运算放大器电路。图 4-56 示出了图 4-55 中包含和不包含 82pF 反馈电容器的电路的响应。电容负载会在 A_{OL} 曲线中添加第二个极点，如节 4.1 中所述。未补偿响应的 $1/\beta$ 曲线以 40dB/十倍频程 的接近速率与 A_{OL} 相交，表示不稳定。 82pF 反馈电容器在 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交之前在 $1/\beta$ 处增加了一个极点。因此、 $C_F = 82\text{pF}$ 时的响应接近速率为 20dB/十倍频程 ($ROC = |-40\text{dB/十倍频程} - (-20\text{dB/十倍频程})| = 20\text{dB/十倍频程}$)。此外，补偿电路的相位裕度为 53.3° ，未补偿时的相位裕度为 31.4° 。

请注意，这种方法是有效的，因为当 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交时， $1/\beta$ 以 20dB/十倍频程 下降。这种情况仅适用于增益大于 1V/V (或 0dB) 的电路，这是因为反馈电容器从直流值到 0dB 的滚降增益 ($1/\beta$)。尽管从实际角度来看，在理

论上使用这种方法来实现低增益似乎是可行的，但对于大于 $10V/V$ 的增益，该方法更适合。较低的增益可能没有足够的增益范围来生成所需的 $20dB/十倍频程斜率$ ，从而提高接近速率并使电路稳定。

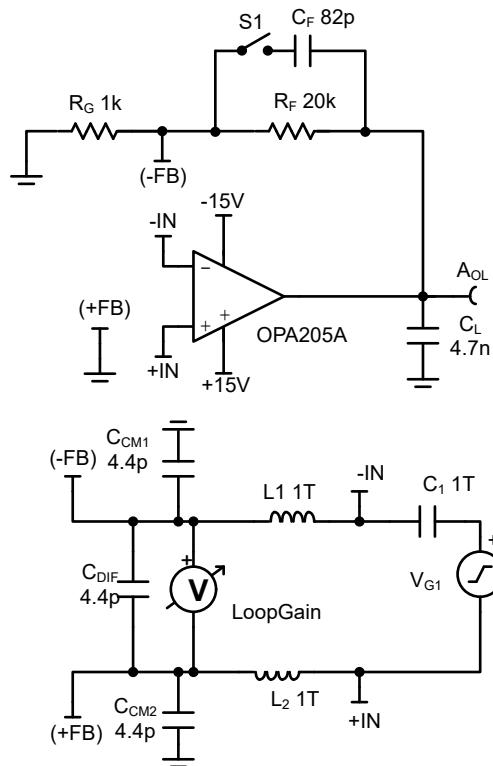
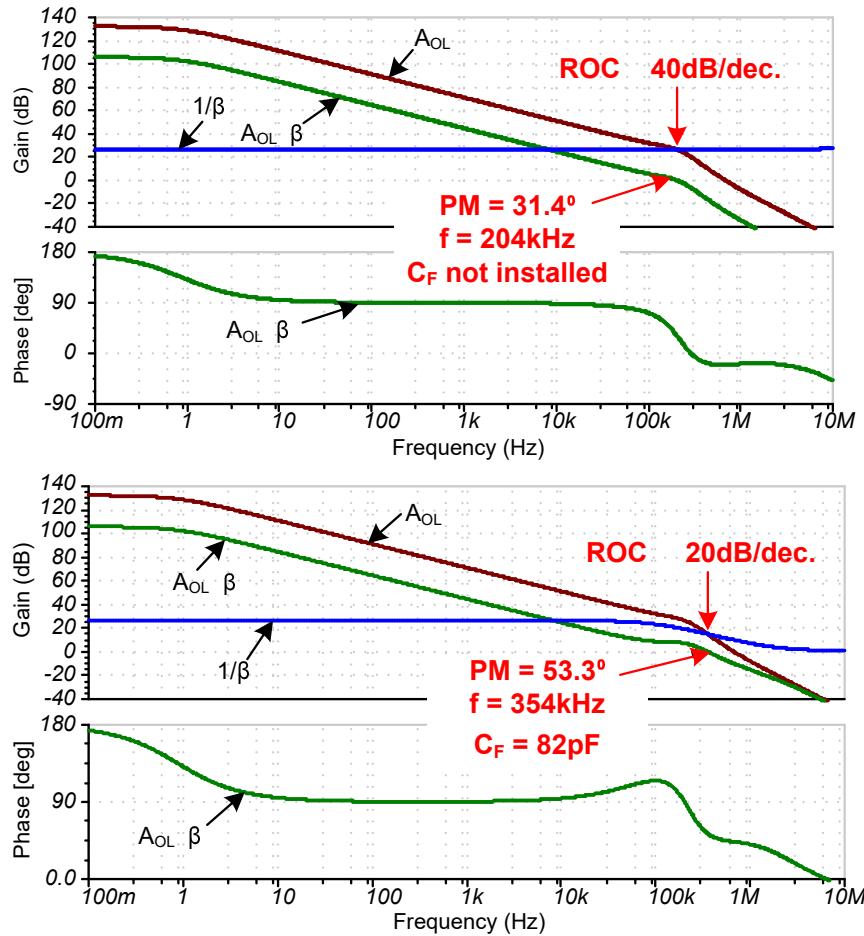


图 4-55. 用于电容负载 C_F 补偿的开环电路

图 4-56. C_F 电容负载补偿的开环响应

为了稳定电容性负载，反馈电容器必须将极点定位在 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交点正下方的 $1/\beta$ 位置（经验法则： $f_P \approx f_O/2$ ）。关键是确保在添加反馈电容器后，接近速率提高到 20dB/十倍频程，并且得到的相位裕度优于 45°。[选择 \$C_F\$ 来补偿电容负载的方法](#)总结了选择补偿元件的过程。

备注

选择 C_F 以补偿电容负载的方法

1. 对存在电容负载导致的稳定性问题的电路执行开环电路仿真。
2. 使用光标，找到 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交处的频率（本例中 $f_O = 204\text{kHz}$ ）。
3. 选择 C_F ，在 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交之前将极点添加到 $1/\beta$ ($f_P \approx f_O/2$)。在本例中，82pF 电容器将频率设置为 100kHz ($f_O/2 \approx 100\text{kHz}$)。

$$C_F = \frac{1}{2 \times \pi \times f_P \times R_F} = \frac{1}{2 \times \pi \times (100\text{kHz}) \times (20\text{k}\Omega)} \approx 79.6\text{pF} \approx 82\text{pF} \text{ (standard value)}$$

通常，TI 建议使用多种方法来测试稳定性。具体而言，在得出电路稳定结论之前，先完成开环和闭环测试。通常，这两种方法的结果相关、但并不完全匹配[间接（无创）稳定性测试](#)中介绍的二阶瞬态响应。如果开环结果与闭环结果之间没有很好的相关性，请寻找电路接线问题或型号问题。[图 4-57](#) 显示了与[图 4-55](#) 中的开环测试电路相同的闭环瞬态响应。瞬态响应证明反馈电容器是稳定电路的有效方法。

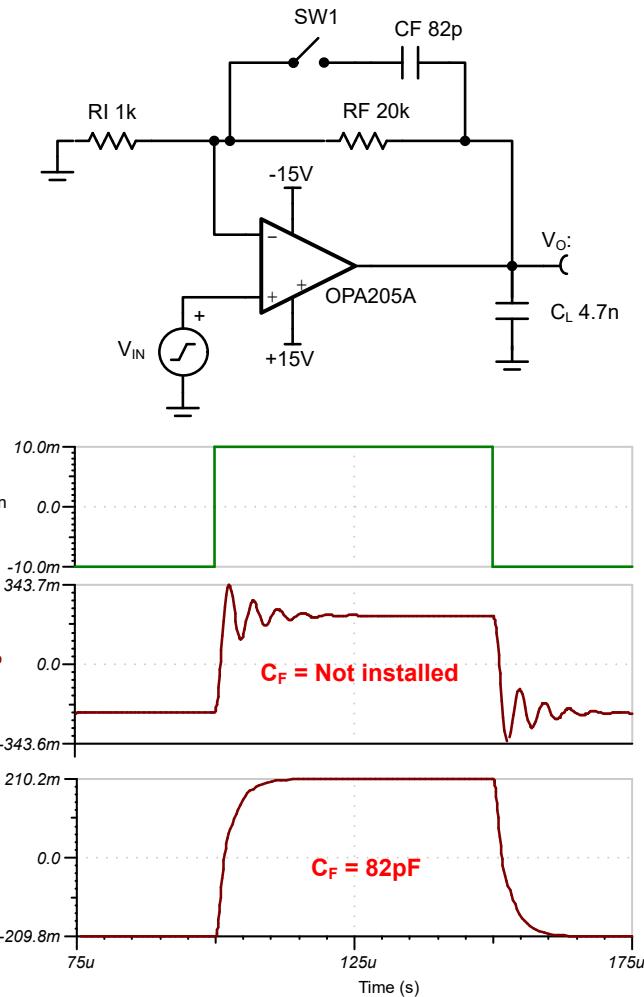


图 4-57. 电容负载的 C_F 补偿的瞬态响应

5 反相节点上电容的稳定性校正

反馈电阻器与运算放大器输入电容相结合，形成一个低通滤波器，在反馈路径中增加延迟或相移。之所以会出现此问题，是因为反馈电阻器较大，或是因为输入电容较大，或是两者的组合。这意味着，当总 RC 时间常数在电路的带宽范围内时，电路存在稳定性问题。因此，高速放大器往往更容易受到该问题的影响，因为从 $R_F \times C_F$ 引入的零点更有可能在放大器的带宽内。图 1-6、图 1-7 和图 1-8 说明了此问题电路的三个常见示例。

5.1 由于 $1/\beta$ 内为零造成的输入电容不稳定性

图 5-1 显示了反相节点上电容导致稳定性问题的电路的闭环频率响应。在本例中，反相节点上的电容仅为 1pF ，因此问题在于反馈电阻器相对较大 ($1\text{M}\Omega$)。该闭环响应的增益峰值及快速相移证明了稳定性问题（增益峰值 = $23.9\text{dB} - 6\text{dB} = 17.9\text{dB}$ ）。根据图 5-4 中的间接稳定性测试， 17.9dB 的增益峰值与 7.3° 的相位裕度相关。

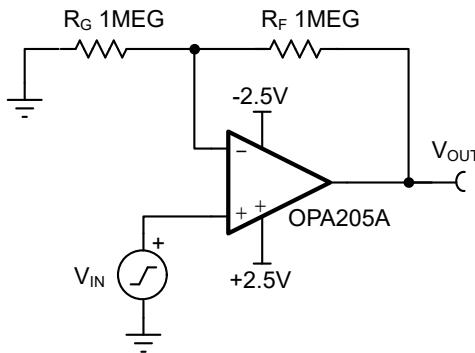


图 5-1. 因为大反馈和 CIN 共同作用而不稳定

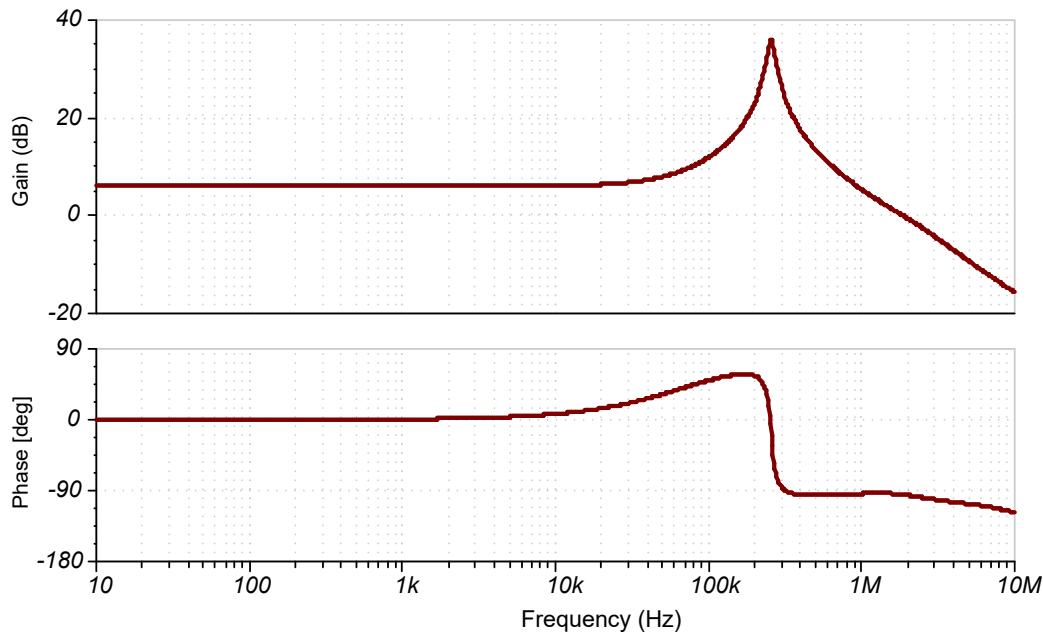
图 5-2. OPA396 的闭环响应，其中 $R_F = R_G = 1M\Omega$

图 5-4 显示了图 5-1 示例中同一电路的开环响应。图 5-3 中所示的测试电路说明了如何生成开环响应。检查开环响应可以发现，稳定性问题是由于 $1/\beta$ 中的零点引起的，该零点将接近速率设置为 40dB/十倍频程。对于高环路增益值，闭环增益实际上与 $1/\beta$ 相同，因此将 $1/\beta$ 的增加视为闭环增益的增加（请参阅方程式 12）。考虑到反馈元件是复数阻抗，该运算放大器电路的闭环增益为 $G = R_F/R_G + 1$ 或 $rG = Z_F/Z_G + 1$ 。在本例中， Z_G 是 $R_G \parallel Z_{CG}$ ，其中 $Z_{CG} = 1/(j \times 2 \times \pi \times f \times C_{IN})$ 。请注意在图 5-3 中， $C_{IN} = C_{CM}$ 与 R_G 并联。通常， C_{IN} 还包含 PCB 寄生电容，因此该值大于 C_{CM} 。对于高频率， Z_{CG} 变得非常小，因此在较高频率下增益会增加（请参见方程式 69 和方程式 70）。从数学角度来看，闭环传递函数在基于 R_F 和 R_G 以及输入电容 C_{IN} 的并联组合的频率下出现一个零点（请参阅方程式 71 和方程式 72）。

$$\uparrow G_{CL} \approx \left| \frac{1}{\beta} = \frac{Z_F}{Z_G} \right| \text{ for high frequency} \quad (69)$$

$$Z_G = \left(\frac{1}{j \times 2 \times \pi \times f \times C_{IN}} \right) \parallel R_G \quad (70)$$

$$G_{CL} = \left(\frac{R_F}{R_G} + 1 \right) \times \left(\frac{s}{\left(\frac{R_F + R_G}{R_F \times R_G \times C_{IN}} \right)} + 1 \right) \quad (71)$$

$$f_Z = \frac{R_F + R_G}{2 \times \pi \times R_F \times R_G \times C_{IN}} \quad (72)$$

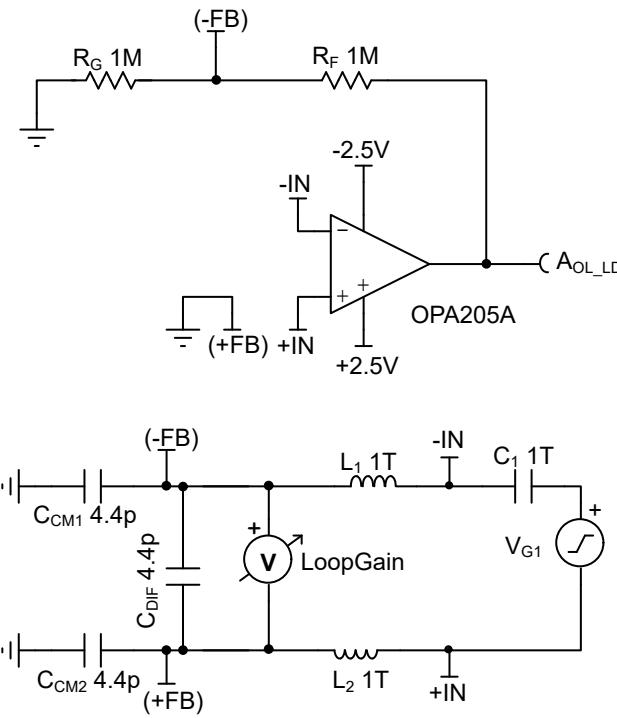


图 5-3. OPA396 的开环测试

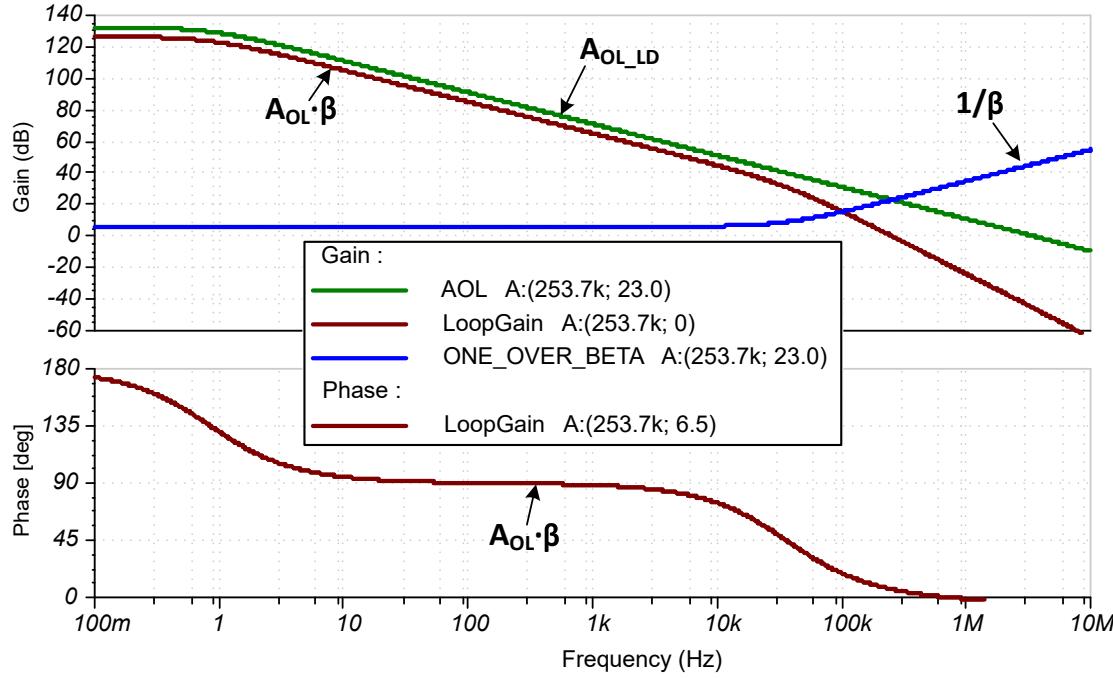


图 5-4. OPA396 的开环响应

5.2 反馈电容器可以解决反相节点上电容的稳定性问题

在上一节中，在反相节点添加电容器会导致闭环增益 ($1/\beta$) 在高频下增加（请参阅方程式 69）。之所以会出现这种增加，是因为 Z_G 在高频下由于输入电容为零而增加。抵消 $1/\beta$ 增加的方法是添加一个极点以抵消零点。这种抵消可以通过添加反馈电容器来实现，如图 5-5 所示。方程式 73 中给出了图 5-5 的闭环增益公式。检查增益公式时，请注意方程式 74 处有一个零点，方程式 75 处有一个极点。

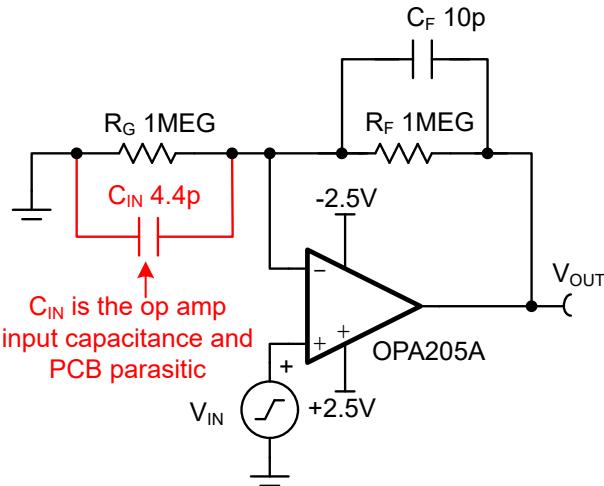


图 5-5. $C_F \cdot R_F$ 会产生极点，该极点将零点从 C_{IN} 取消

$$G_{CL} = \left(\frac{R_F}{R_G} + 1 \right) \times \left(\frac{\frac{s}{R_F + R_G} + 1}{\frac{s}{(R_F \cdot C_F)} + 1} \right) \quad (73)$$

$$f_Z = \frac{R_F + R_G}{2 \times \pi \times R_F \times R_G \times (C_{IN} + C_F)} \quad (74)$$

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} \quad (75)$$

C_F 会产生一个极点，用于将零点从 C_{IN} 取消但是，必须正确选择 C_F 的值，以便 $R_F||C_F$ 极点提供大于 45° 的返回相位裕度。图 5-6 显示了由于反相放大器节点上的电容导致的 $1/\beta$ 中有零点的电路的开环响应。图 5-7 放大 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交的区域，显示了不同 C_F 值对极点位置和稳定性的影响。图 5-7 中的不稳定情况会在 $1/\beta$ 与 A_{OL} 相交后设置极点，使接近速率为 40dB /十倍频程。使电路稳定的 C_F 最小值将极点直接设置在 $1/\beta$ 同 A_{OL} 相交处。图 5-7 中的左下方情况说明了当 C_F 增加到超过最小值时会发生什么情况。极点频率移至较低的频率，以便电路具有更好的相位裕度。在左下方 $f_P > f_Z$ 的情况下，零点会导致 A_{OL} 交点附近的 $1/\beta$ 增加。 $1/\beta$ 的增加有时称为噪声增益，会导致总输出噪声增加。图 5-7 中右下角的情况说明了当 $f_P < f_Z$ 时会发生什么情况。在这种情况下，极点会导致增益降至 0dB 或 1V/V 。增益会降低至 0dB ，因为 C_F 的电容电抗使反馈网络短路，使电路成为单位增益从组件。该电路的优点是噪声较低，但带宽更有限。

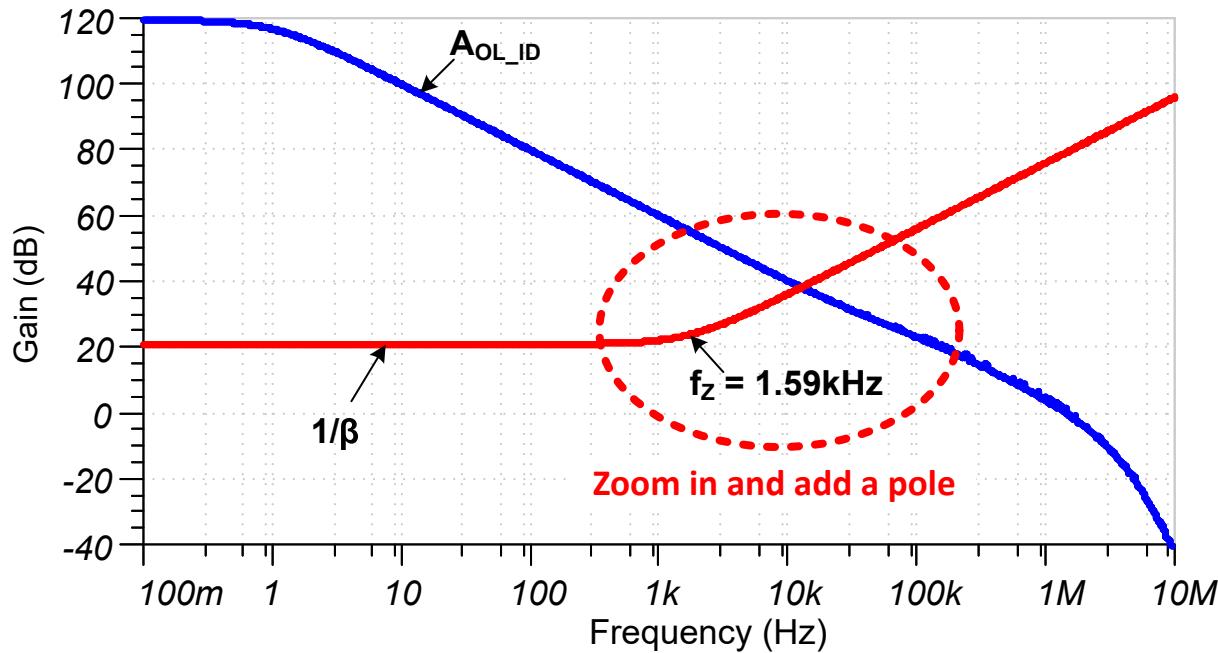
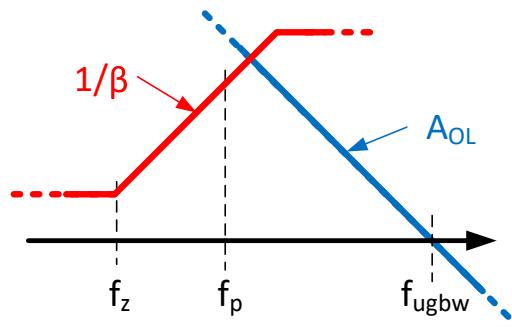
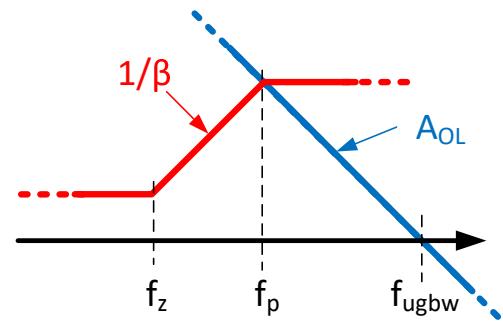


图 5-6. 研究 A_{OL} 和 $1/\beta$ 交点附近区域中 $1/\beta$ 极点的影响

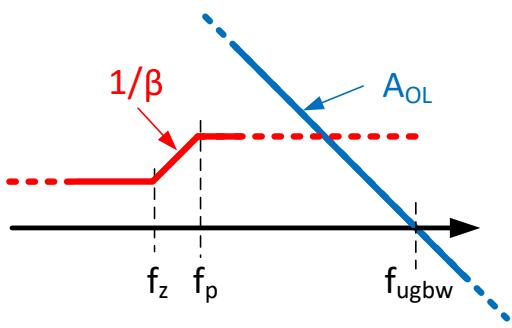
1. Unstable! (Smallest C_F)
Pole after $1/\beta$ intersects A_{OL}



2. Stable (minimal C_F)
Pole at intersection $1/\beta$ & A_{OL}



3. Stable
Pole before intersection
of $1/\beta$ & A_{OL} $f_p > f_z$



4. Stable (Largest C_F)
Pole before zero $f_p < f_z$

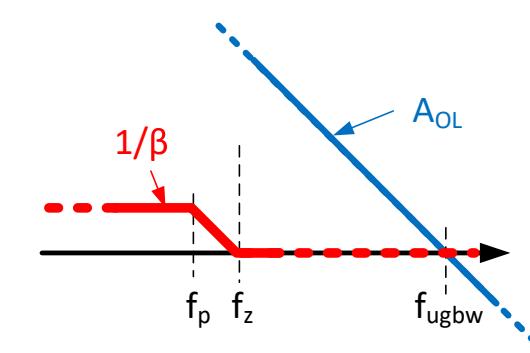


图 5-7. 极点放置对 $1/\beta$ 中有零点的电路稳定性的影响

5.3 最小、平衡及最大反馈电容

图 5-8 示出了一个电路，在输入之间的 TVS 二极管的反相节点上具有大电容。使用尽可能小的反馈电容器来纠正电路稳定性问题，从而实现稳定性。电容值使用方程式 76 求出，极点频率可通过方程式 77 求出。通常，为了提高设计的稳健性，建议将该电容器舍入为最接近的标准值或更高值。实现稳定性的最小反馈电容直接在 A_{OL} 和 $1/\beta$ 的交点上放置一个零点，以将接近速率设置为 20dB/dec (请参阅图 5-9) 。

$$C_F(\min) = \sqrt{\frac{C_{IN}}{2 \times \pi \times R_F \times f_{UGBW}}} = \sqrt{\frac{1nF}{2 \times \pi \times (1M\Omega)(1MHz)}} = 12.6pF \quad (76)$$

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times C_F \times R_F} = \frac{1}{2 \times \pi \times (12.6pF)(1MHz)} = 12.6kHz \quad (77)$$

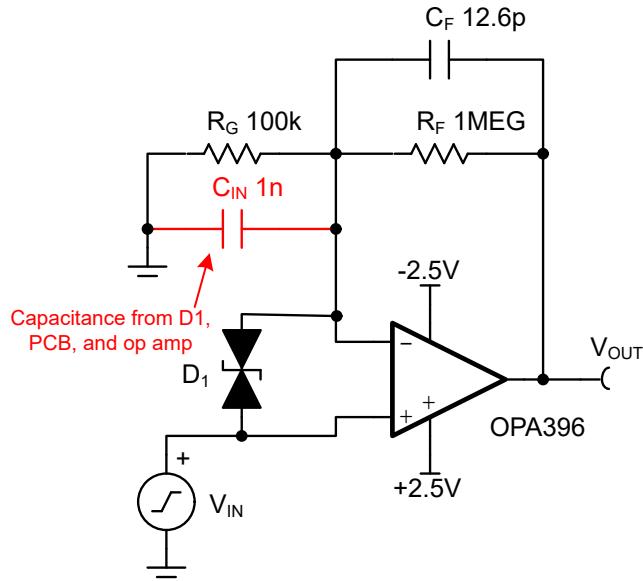


图 5-8. 稳定反相节点上电容的最小 CF

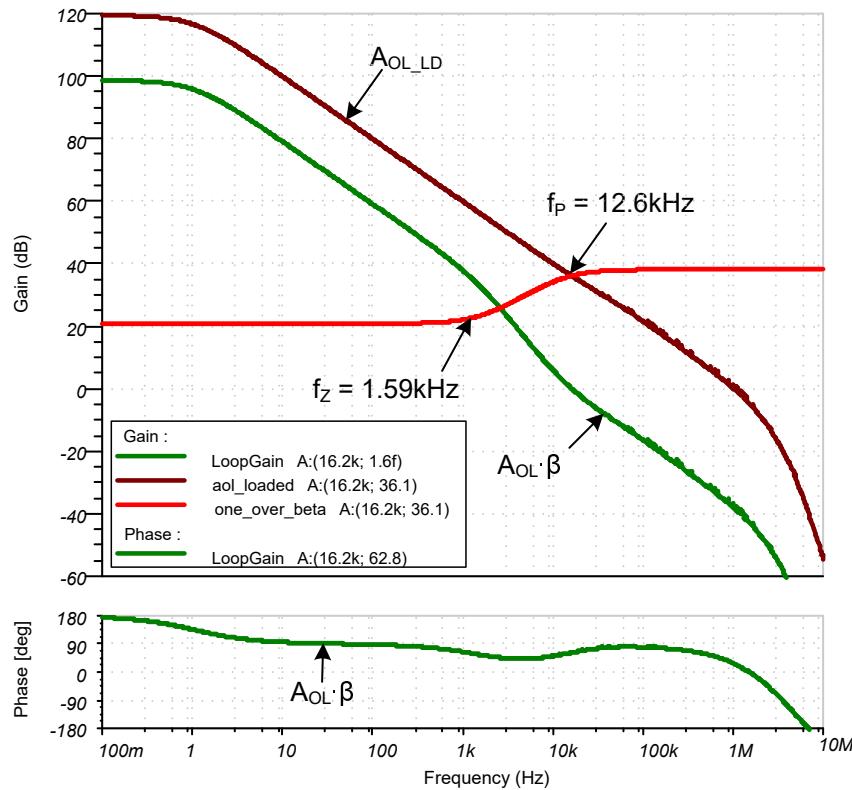


图 5-9. 使用最小 C_F 的开环响应实现稳定性

图 5-8 示出了在所示情况下，选择了用于稳定电路的反馈电容器，以使反馈和反相节点上的 RC 时间常数相等 ($R_G \times C_{IN} = R_F \times C_F$)。对于这种平衡情况，可以使用方程式 76 选择 C_F 的值。使用平衡方法时，反馈电容器的极点直接放置在输入电容器的零点上，使 $1/\beta$ 看起来相对平坦（请参阅图 5-9）。之所以通常使用平衡方法，是因为该方法易于选择反馈电容器，并提供了一个可靠的选项。平衡方法的带宽低于最小 C_F 方法，因此噪声也较低。

$$C_F = \frac{R_{IN} \times C_{IN}}{R_F} = \frac{(100k\Omega)(1nF)}{(1M\Omega)} = 100pF \quad (78)$$

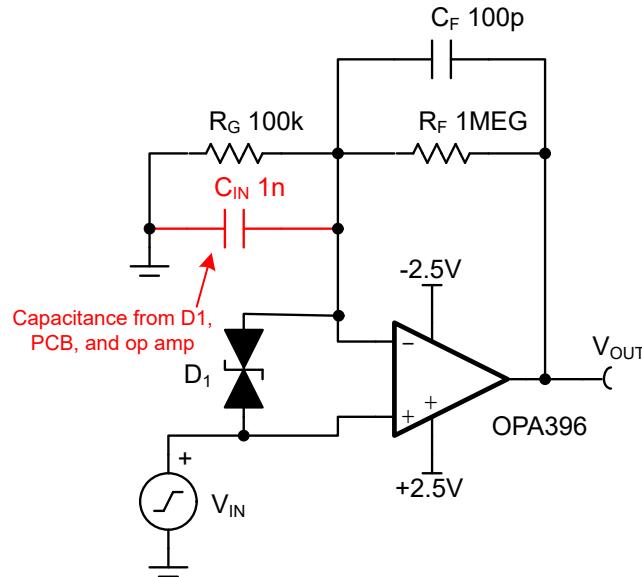


图 5-10. 平衡 C_F ，用于稳定反相节点上的电容

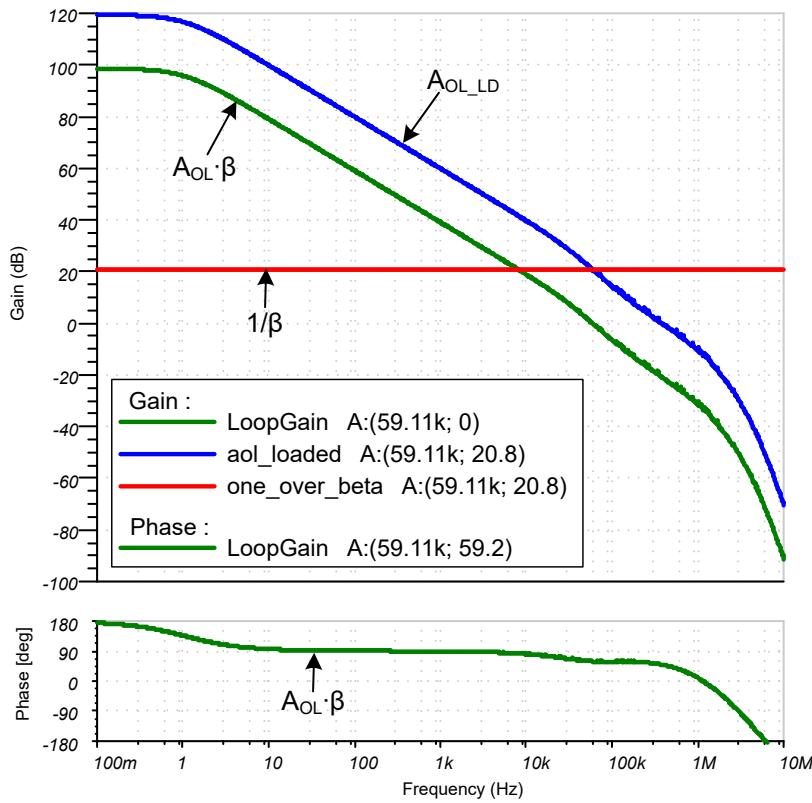


图 5-11. 使用平衡 CF 的开环响应以实现稳定性

图 5-12 示出了选择大反馈电容器以使 $f_P < f_Z$ 的电路，图 5-13 示出了开环响应。若将反馈电容器增加到超过平衡方法中使用的值，会进一步降低带宽和噪声。这种情况下的反馈电容器可根据带宽要求进行选择（请参阅方程式 79）。但是，可能会选择过大并会导致稳定性问题的 C_F 值。与输入电容串联的反馈电容器会为运算放大器产生电容负载。通常，串联电容器根据方程式 80 相加，并且对于此示例，总电容的计算公式为方程式 81。如果 C_F 和 C_{IN} 足够大，总电容负载可能会导致不稳定。对于图 5-12 中的电路，相位裕度为 42.8° ，而平衡情况下的相位裕度为 59.2° ，因此大反馈电容器显然会降低稳定性。对于 C_{IN} 较小的电路，由于总串联电容很小，因此通常可以在不考虑稳定性问题的情况下增加 C_F 值。

$$f_P(500\text{pF}) = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} = 318\text{Hz} \quad (79)$$

$$C_{TOTAL} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_N}} \quad (80)$$

$$C_{TOTAL} = \frac{1}{\frac{1}{1\text{nF}} + \frac{1}{500\text{pF}}} = 333\text{pF} \quad (81)$$

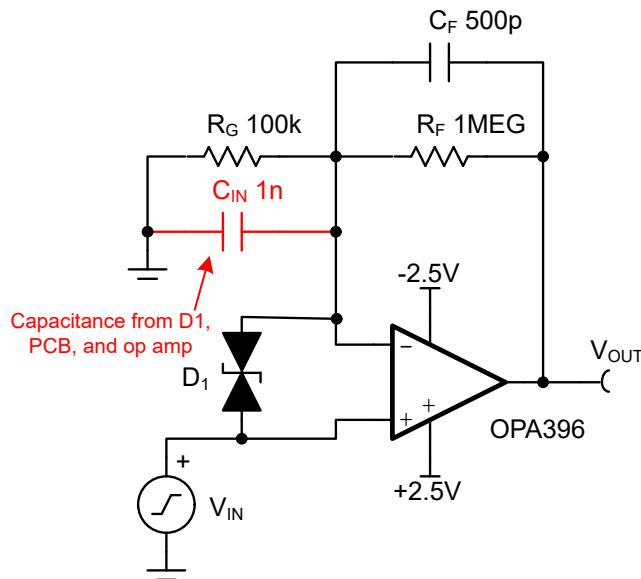


图 5-12. 大 C_F 实现稳定性 (f_P 大于 f_z)

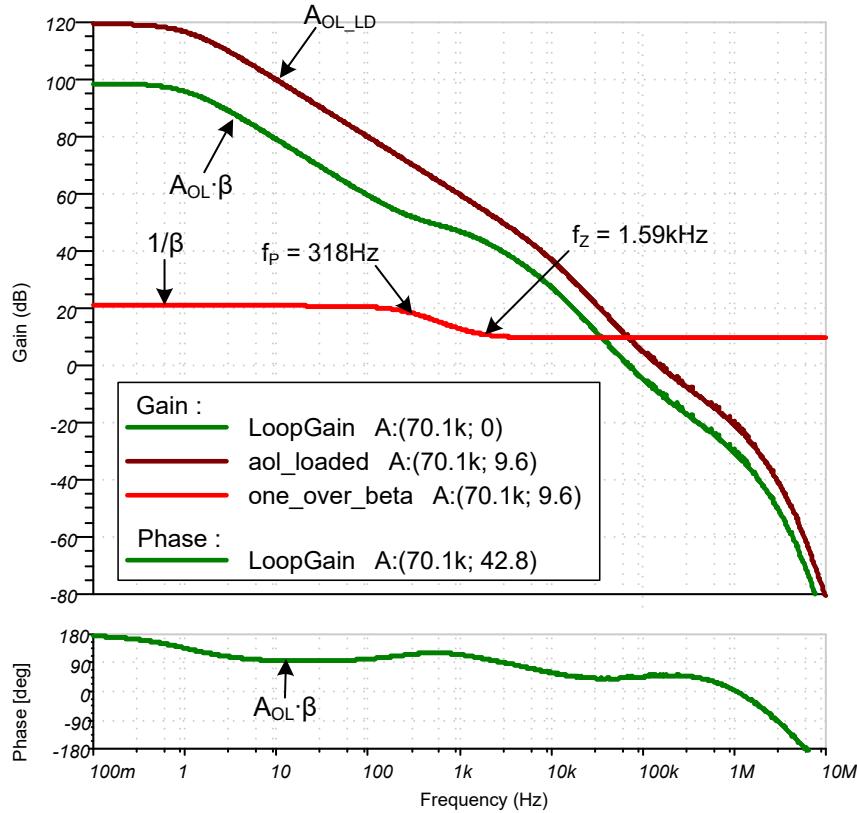


图 5-13. 使用较大 C_F 实现稳定性的开环响应 (f_P 大于 f_z)

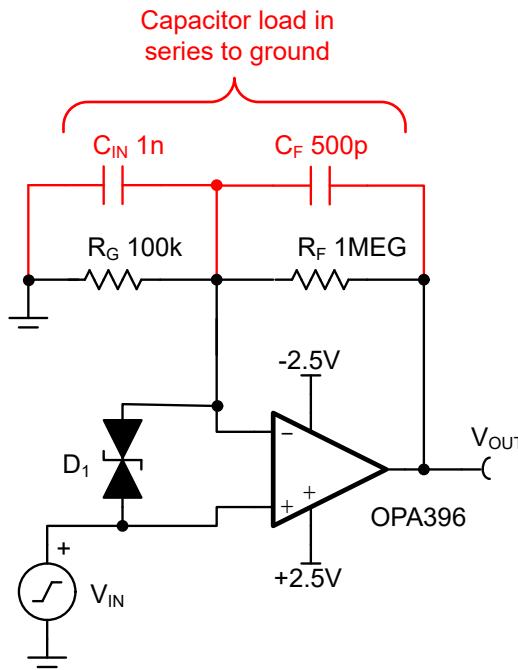
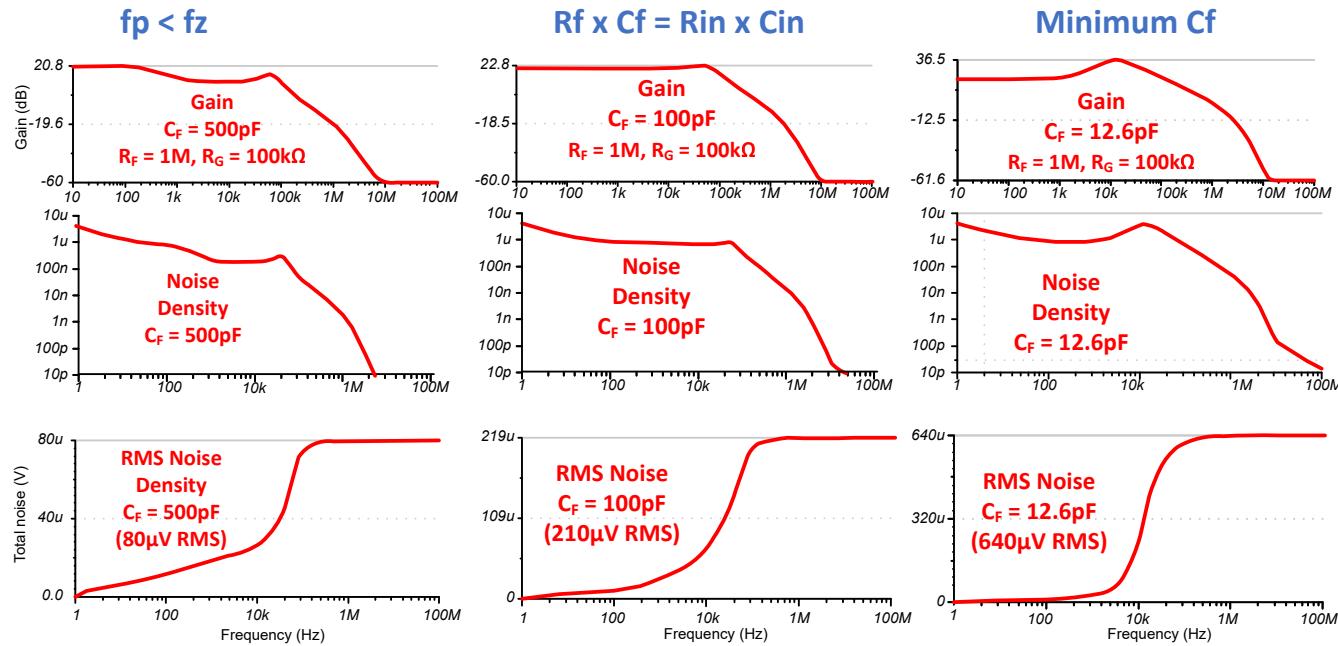
图 5-14. 大 C_F 和大 C_{IN} 会结合到电容负载中

图 5-15 总结了三种不同的设计情形 (大 C_F 、平衡 C_F 和最小 C_F)。顶部的图显示增益与频率间的关系，中间的图显示噪声频谱密度，底部的图显示总 RMS 噪声。这个总结的要点是使用较大 C_F 值会降低噪声和带宽。另一点是，增益与频率间的关系图不一定看起来像一阶低通滤波器，因为反馈电容器和 A_{OL} 滚降会在高频下创建二阶系统。电容负载还会在增益开始滚降之前导致一定的增益峰值。对于大环路增益，增益图遵循 $1/\beta$ 图。

图 5-15. 不同 C_F 值的增益、噪声密度及总噪声 (OPA396)

模拟工程师计算器有一个实用程序，可使用反相节点上的电容绘制电路的开环和闭环响应图形。该工具还具有一个推荐补偿按钮，该按钮根据方程式 76 选择 C_F 的最小值。此工具要求用户为运算放大器输入一些参数 (增益带宽, A_{OL} 、 R_O 及第二个极点)。该工具假定输出阻抗，因此对于具有复杂输出阻抗的电路，需要进行仿真以提高精度。

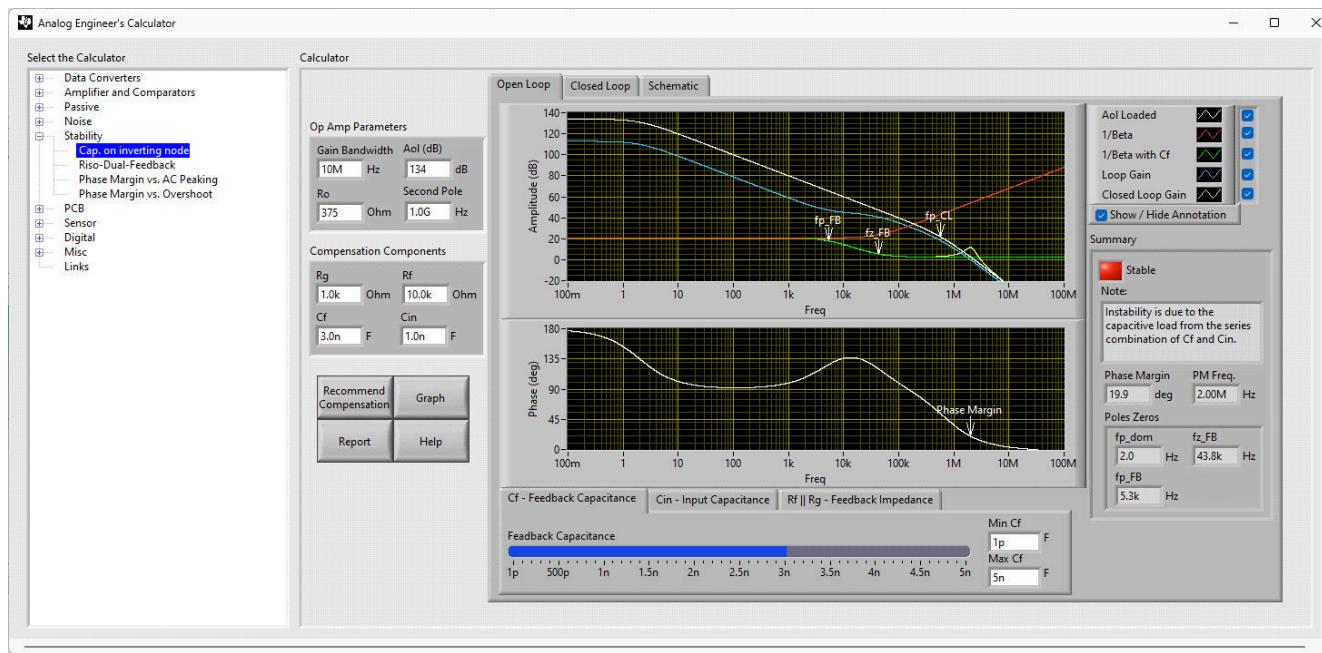


图 5-16. 使用反相输入端的电容来分析和优化电路的软件工具

5.4 互阻抗案例

互阻抗放大器是存在稳定性问题（由于反相节点上的电容而导致）的电路的常见示例。虽然可以使用前面几节中介绍的方法来解决互阻抗放大器的稳定性问题，但需要单独查看此配置，因为此配置非常常见，一些其他细节会有所帮助。互阻抗放大器将电流输入转换为输出电压。互阻抗放大器通常连接到光电二极管，因为光电二极管会输出与光成比例的电流。反向偏置光电二极管通常直接连接到相对于地的反相输入。反向偏置光电二极管可能具有很大的电容，因为阴极和阳极充当平行板电容器，耗尽区充当电介质。请注意，光电二极管型号包含一个电流源，用于模拟二极管输出电流与光的关系。光电二极管型号还包含结电容 (C_J) 和寄生泄漏电阻 R_S 。运算放大器互阻抗增益由 R_F 设置，因此通常会使用较大的 R_F 值来放大小光电二极管电流。大反馈电阻同光电二极管电容相结合通常会导致不稳定。图 5-17 示出了连接到光电二极管的互阻抗配置以及光电二极管等效电路。

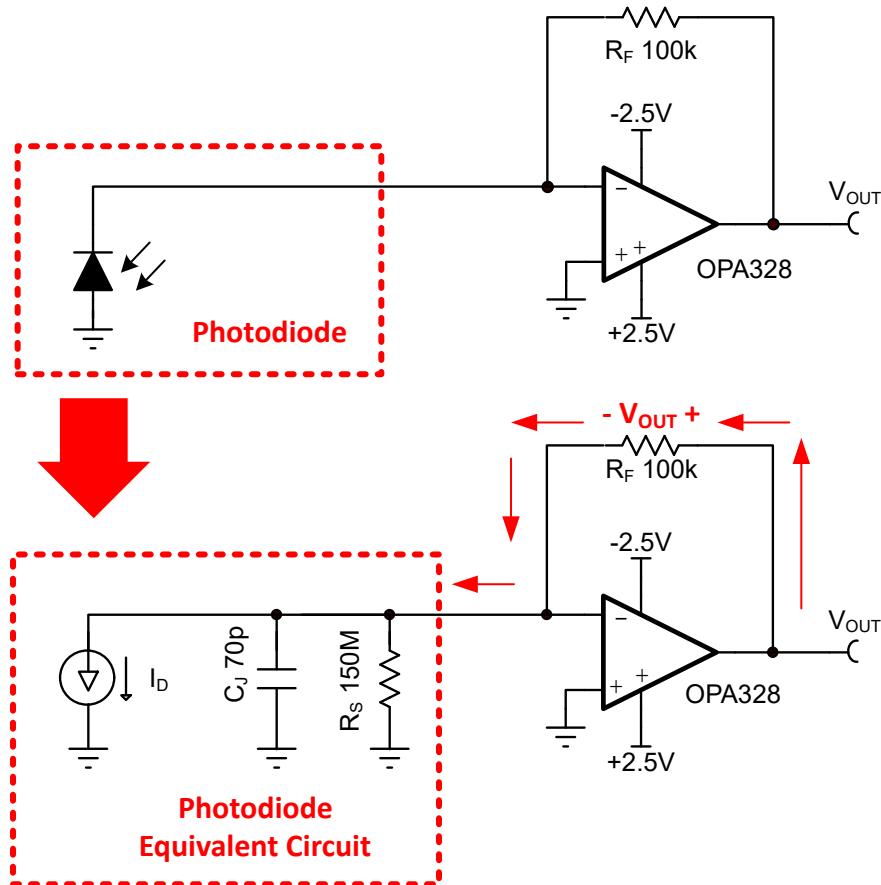


图 5-17. 互阻抗放大器的光电二极管型号

图 5-18 示出了此示例中使用的未补偿闭环互阻抗放大器。图 5-19 示出了图 5-18 的闭环交流响应。请注意，该示例中显示的增益是互阻抗增益 (V_{OUT}/I_D)。直流互阻抗增益约等于 R_F ，或以分贝 $20 \times \log(R_F)$ 为单位。较大交流峰值和较大的快速相移表明电路不稳定。该电路不稳定的原因是反相节点上大电容以及大反馈电阻器 ($C_J = 70\text{pF}$ 和 $R_F = 100\text{k}\Omega$) 。

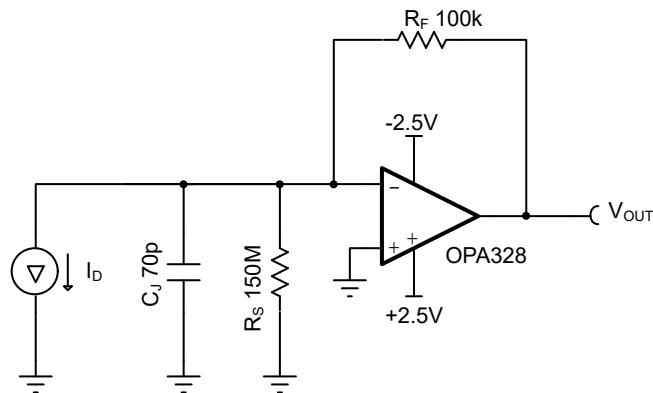


图 5-18. 不稳定互阻抗 (光电二极管) 放大器

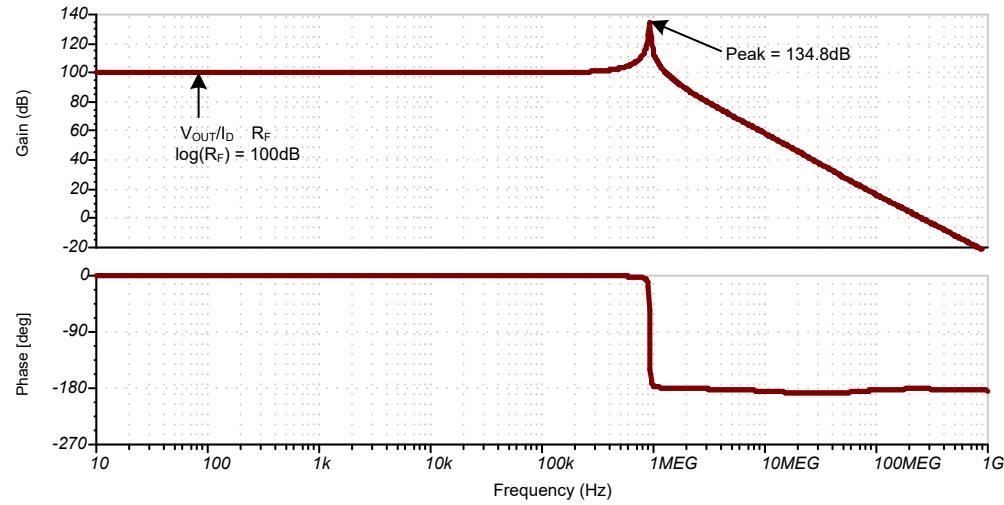


图 5-19. 不稳定互阻抗 (光电二极管) 放大器的响应

用于测试互阻抗放大器开环响应的电路如图 5-20 所示，开环交流响应如图 5-22 所示。开环响应表明， $1/\beta$ 中的零点会导致接近速率为 40dB/dec ，其中 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交。电路稳定性挑战可以通过 1.5° 相位裕度确认。正如我们在本节前面看到的那样，校正是通过添加反馈电容器 (C_F) 来消除具有零点的极点。

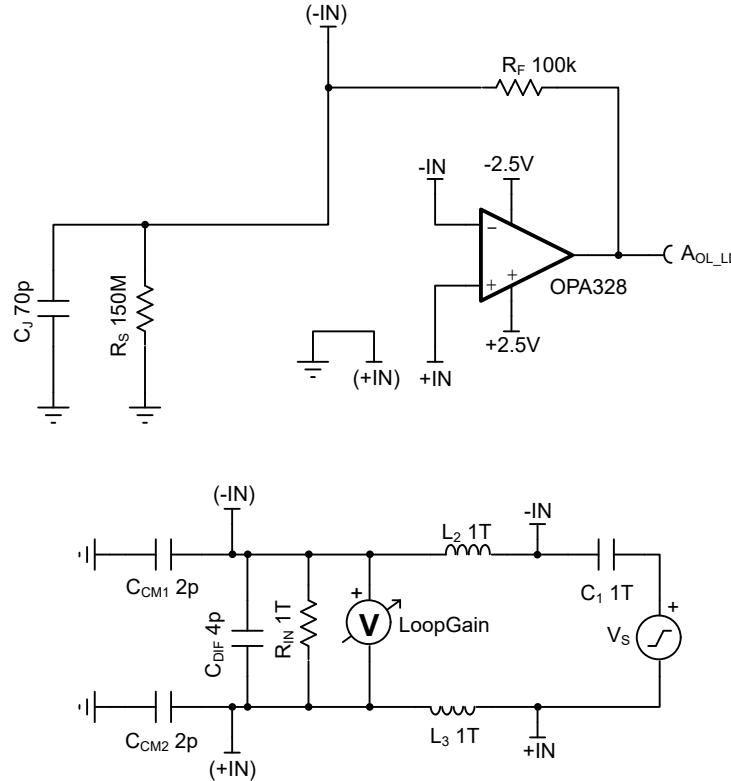


图 5-20. 不稳定互阻抗 (光电二极管) 放大器的开环测试电路

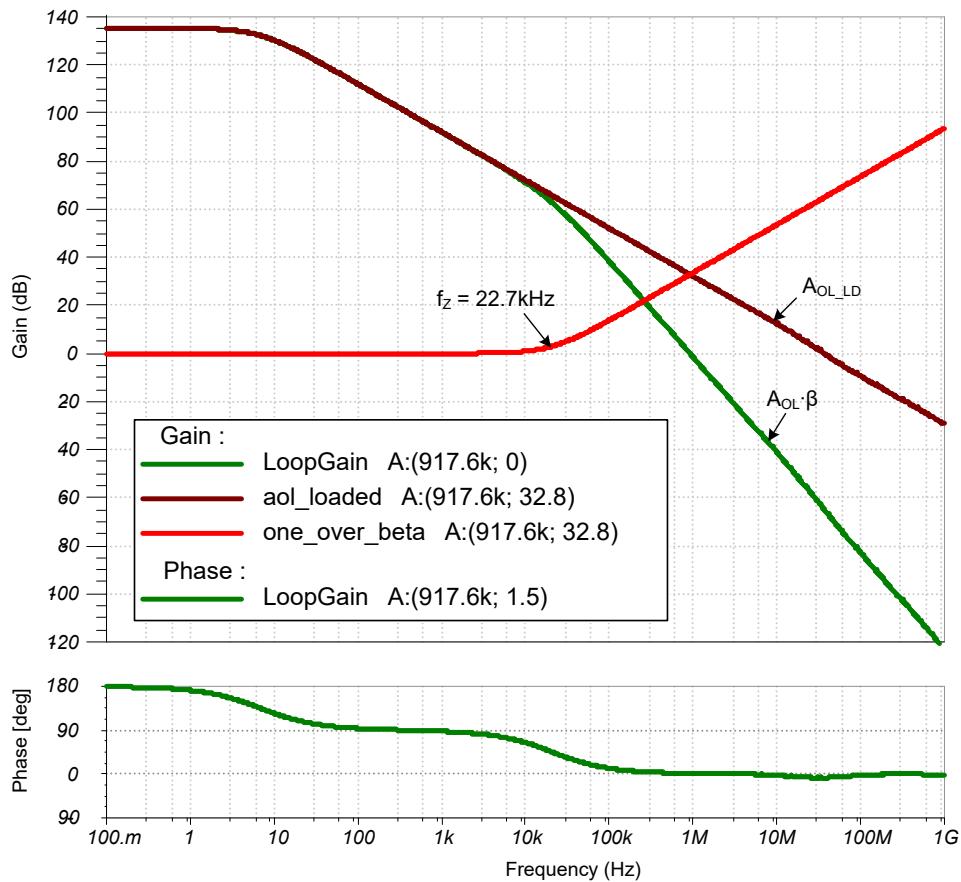


图 5-21. 不稳定互阻抗放大器的交流开环响应

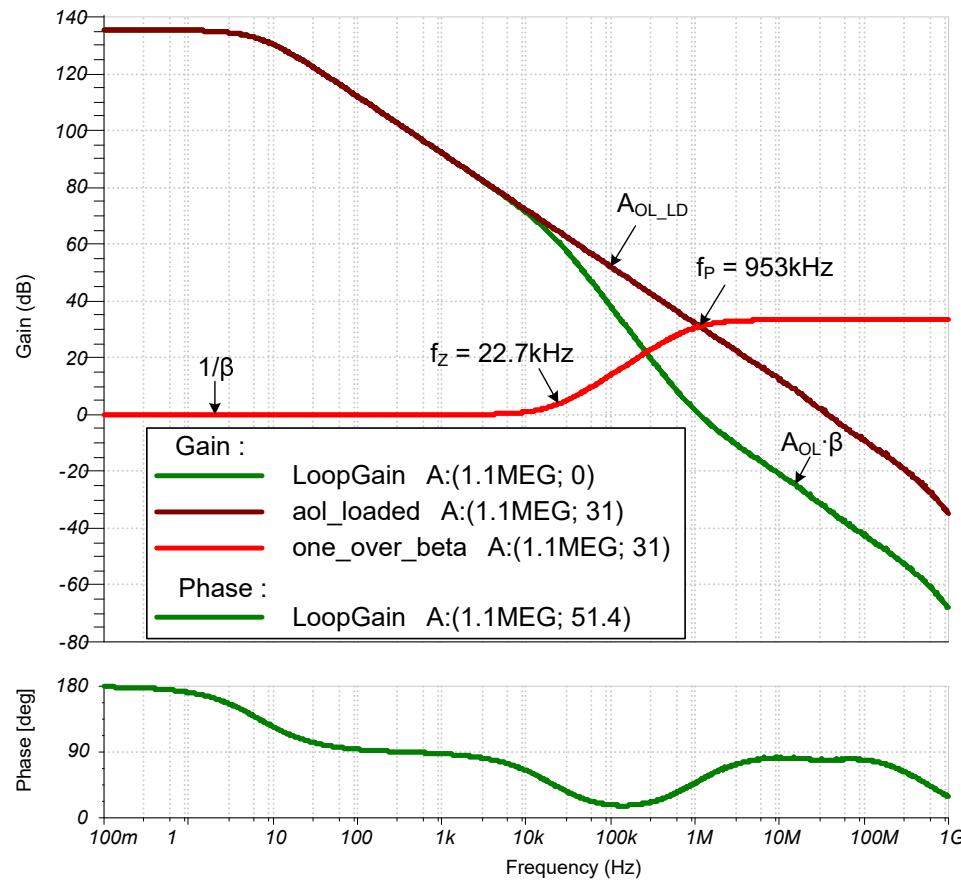
方程式 82 可用于选择 C_F 的最小值以实现稳定性 (在本例中, $C_{F(MIN)} = 1.67\text{pF}$)。 $1/\beta$ 中零点和极点的位置分别如方程式 83 和方程式 85 所示。图 5-22 示出了采用最小 C_F 时的开环响应。请注意, 具有最小 C_F 的电路的相位裕度为 51.4° , 而相位裕度为不具有 C_F 时的 1.5° 。

$$C_{F(min)} = \sqrt{\frac{C_J}{2 \times \pi \times R_F \times f_{UGBW}}} = \sqrt{\frac{70\text{pF}}{2\pi(100\text{k})(40\text{MHz})}} = 1.67\text{pF} \quad (82)$$

$$f_Z = \frac{R_S + R_F}{2 \times \pi \times C_J \times R_S \times R_F} = \frac{150\text{M}\Omega + 100\text{k}\Omega}{2 \times \pi \times (70\text{pF})(150\text{M}\Omega)(100\text{k}\Omega)} = 22.7\text{kHz} \quad (83)$$

$$f_Z \cong \frac{1}{2 \times \pi \times C_J \times R_F} = 22.7\text{kHz}, \text{ for } R_S \gg R_F \quad (84)$$

$$f_P = \frac{1}{2 \times \pi \times C_F \times R_F} = \frac{1}{2 \times \pi \times (1.67\text{pF})(100\text{k}\Omega)} = 953\text{kHz} \quad (85)$$


 图 5-22. 使用最小 C_F 的稳定互阻抗放大器的交流开环响应

将 C_F 值增加到超过 C_F 的最小值通常会进一步提升稳定性。但是，对于较大的 C_F 值， C_F 和 C_J 的串联组合可能在输出端到接地端产生电容负载，从而导致稳定性问题。 C_F 的值还决定了闭环互阻抗带宽（请参阅方程式 86）以及总输出噪声。增大 C_F 的值会降低带宽及噪声。图 5-24 显示了图 5-23 中采用不同反馈电容器的电路的闭环频率响应。可以看到，没有反馈电容器 (OF) 的电路具有 34dB 的较大增益峰值，而使用最小 (1.7pF) 电容器时，消除了增益峰值，从而实现了最大互阻抗带宽。使用较大的反馈电容器会进一步降低带宽，但会由于电容负载 ($C_L = C_F + C_J$) 而在某个时候引入稳定性问题。

$$f_{BW} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} \quad (86)$$

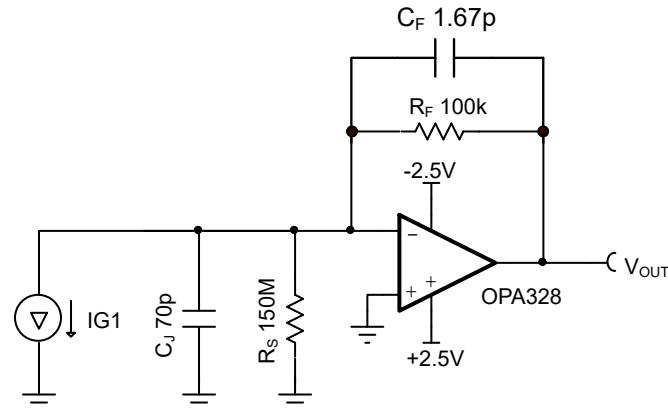


图 5-23. 交流闭环互阻抗电路

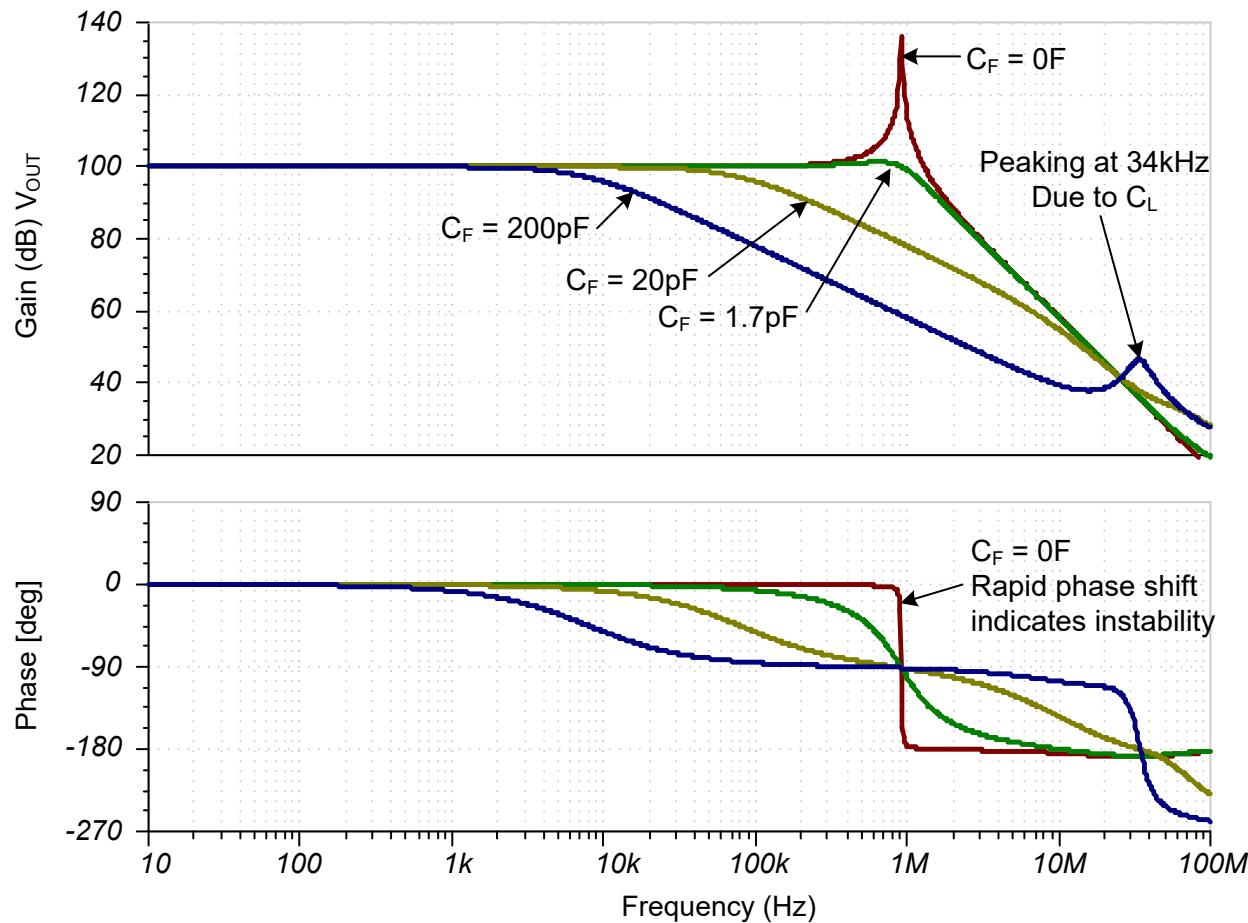


图 5-24. 不同反馈电容器的交流闭环响应

6 复杂开环及闭环输出阻抗

到目前为止，本文档已经将开环输出阻抗 (Z_O) 视为纯阻性值。这意味着，之前分析中使用的 Z_O 值在整个频率范围内是平坦的，没有任何虚数。本节介绍复数输出阻抗。在本例中，复数项用于描述包含来自无功阻抗元件的虚数的阻抗。复数阻抗的幅度在整个频率范围内并不平坦。此外，到目前为止，本文档在稳定性分析中使用运算放大器开环输出阻抗。一些运算放大器数据表指定了开环输出阻抗，另一些指定了闭环输出阻抗。根据具体的稳定性问题，有时闭环阻抗可以更好地促进分析，在其他情况下，开环阻抗更好。本节介绍了如何以数学方式将开环输出阻抗转换为闭环，并示出了如何使用闭环输出阻抗分析稳定性。为阐明开环和闭环输出阻抗之间的差异，本文档为开环输出阻抗指定 Z_O ，为闭环输出阻抗指定 Z_{OUT} 。

6.1 将开环输出阻抗转换成闭环输出阻抗

方程式 87 显示了如何将开环输出阻抗 (Z_O) 转换为闭环输出阻抗 (Z_{OUT})。请注意， Z_O 除以 $1 + \beta \times A_{OL}(f)$ ，在低频下通常是一个非常大的值。因此，在低频下， Z_{OUT} 非常小。随着频率的增加， $A_{OL}(f)$ 以 20dB/dec 的幅度减小，因此闭环输出阻抗以 20dB/dec 的幅度增加。这意味着，当 Z_O 为电阻性（平坦与频率间的关系）时， Z_{OUT} 看起来是电感的（随频率变化以 20dB/dec 的幅度增加）。通过使用单极 A_{OL} 型号替换 $A_{OL}(f)$ ，可以以数学方式显示此原理（请参见方程式 87 和方程式 88）。使用代数简化方程式 88 而得出方程式 89。检查方程式 89 可以看到， Z_{OUT} 在 A_{OL} 的主极点频率处有零点，在放大器的带宽限制处有极点。在低频主极点和高频带宽限制之间， Z_{OUT} 具有电感性。此外，由于将开环转换为闭环输出阻抗的公式包含 $\beta \Omega$ ，因此闭环输出阻抗与增益相关。图 6-2 显示了 OPA320 的开环输出阻抗，图 6-3 显示了多种不同增益对应的闭环阻抗。

$$Z_{OUT}(f) = \frac{Z_O}{1 + \beta \times A_{OL}(f)} \quad (87)$$

$$Z_{OUT}(f) = \frac{Z_O}{1 + \beta \times \frac{A_{OL_DC}}{1 + s/\omega_{DOM}}} \quad (88)$$

$$Z_{OUT}(f) = K \times \frac{\frac{s}{\omega_{DOM}} + 1}{\frac{s}{(A_{OL_DC} \times \beta + 1) \times \omega_{DOM}} + 1} = K \times \frac{\frac{s}{\omega_{DOM}} + 1}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \quad (89)$$

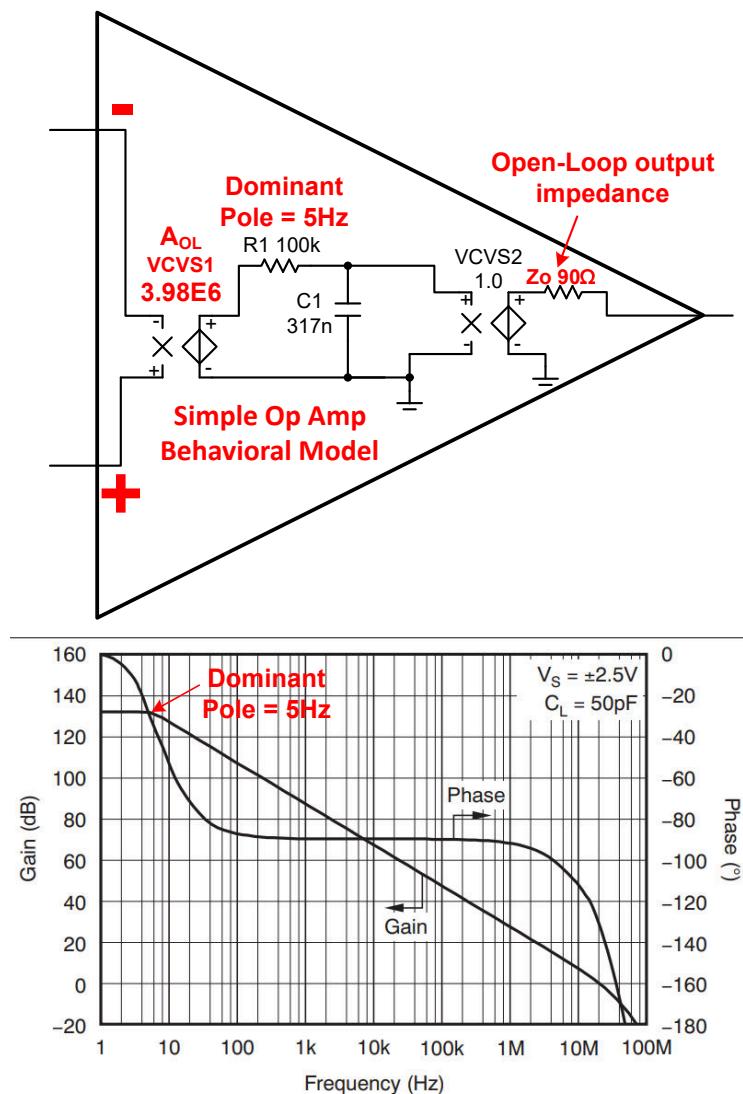
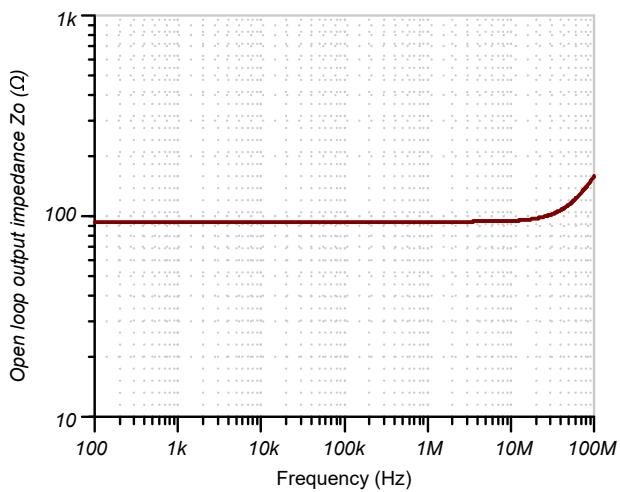


图 6-1. 具有单主极的运算放大器行为型号 (OPA320)


 图 6-2. 开环输出阻抗 Z_O ，用于 OPA320

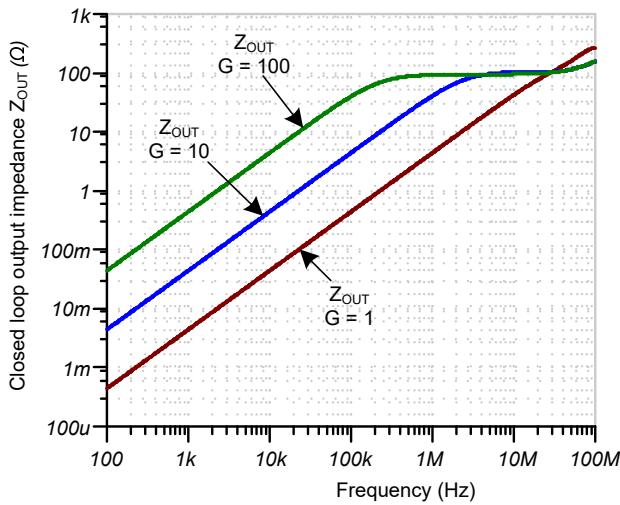


图 6-3. 闭环输出阻抗 Z_{OUT} ，用于 OPA320

6.2 开环及闭环型号测试

图 6-4 示出了用于生成开环输出阻抗图的 SPICE 测试电路。电路在反馈路径中使用大型的 1TH 测试电感器来创建闭环直流偏置路径，但对交流频率进行开环响应。输出端的电流源将电流注入输出阻抗，以便输出电压等于输出阻抗。在 SPICE 中显示响应时，确保在对数标度上以线性值显示结果，而不是以分贝显示结果。图 6-5 显示仿真的 Z_O 与 OPA189 数据表中指定的所测量 Z_O 非常吻合。 Z_O 的正确建模对于进行稳定性测试至关重要，因此使用此测试方法确认型号精度非常重要。请注意，绝大多数德州仪器 (TI) 运算放大器型号都具有精确的 Z_O 型号。

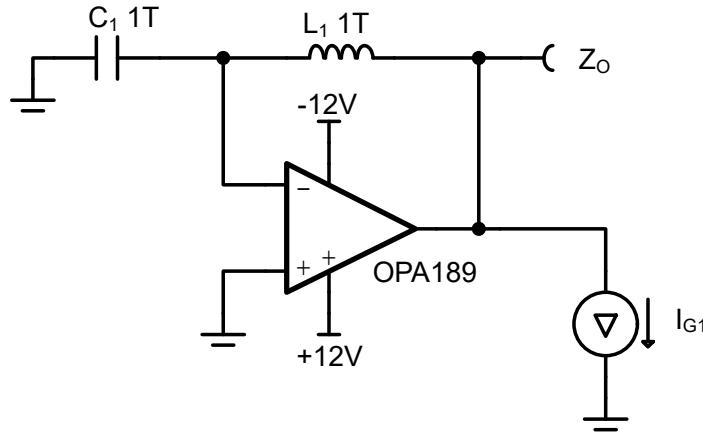


图 6-4. 开环输出阻抗 (Z_O) 的测试电路

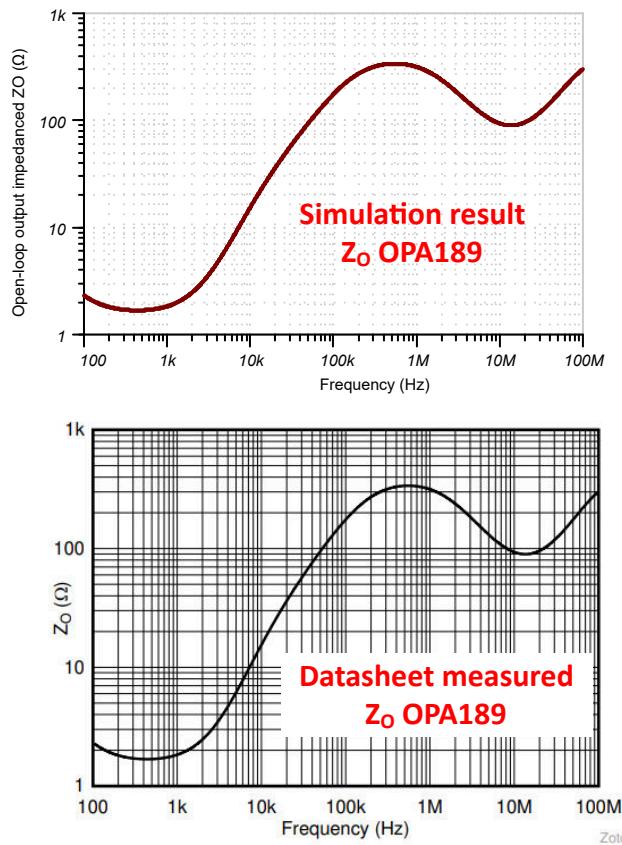


图 6-5. 仿真与测得的开环输出阻抗

图 6-6 示出了如何测试闭环输出阻抗与频率间的关系。对于此测试，注入测试电流并监控输出电压。该示例显示了单位增益配置，但测试必须在应用中使用的任何增益下进行。仿真输出电压等于闭环输出阻抗。确保在对数标度上以线性值显示结果，而不是以分贝显示结果。

图 6-7 比较 OPA189 的闭环和开环输出阻抗。OPA189 是一个有趣的示例，因为开环阻抗在整个频率范围内并不平坦。相反，OPA189 开环阻抗有多个不同的区域，其中阻抗充当电感、电容或电阻。请记住，电感器的阻抗以 $10x/\text{dec}$ ($Z_L = j \times 2 \times \pi \times f \times L$) 增加，电容器的阻抗以 $10x/\text{dec}$ ($Z_C = 1/(j \times 2 \times \pi \times f \times C)$) 降低。在这个开环图示例中，请注意， Z_O 在十倍频程内从大约 10Ω 增加到 100Ω ，因此该区域称为感性。对于闭环图，每个区域的斜率每十倍频增加 10 倍，如节 6 中所述。因此，开环中的容性区域在闭环中会变为电阻性，因为电容极点会被从开环转换到闭环时引入的零点所抵消（请参见图 6-7）。同样，电阻式开环阻抗转换为电感闭环，电感式开环转换为双电感闭环。双电感一词是指闭环阻抗中 $100x/\text{dec}$ 的斜率。由于没有物理双电感电路元件，因此只能在具有增益的电路中生成双电感斜率。

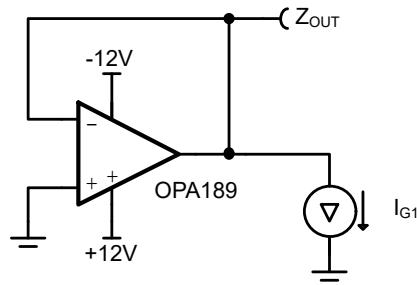


图 6-6. 闭环输出阻抗 (Z_{OUT}) 的测试电路

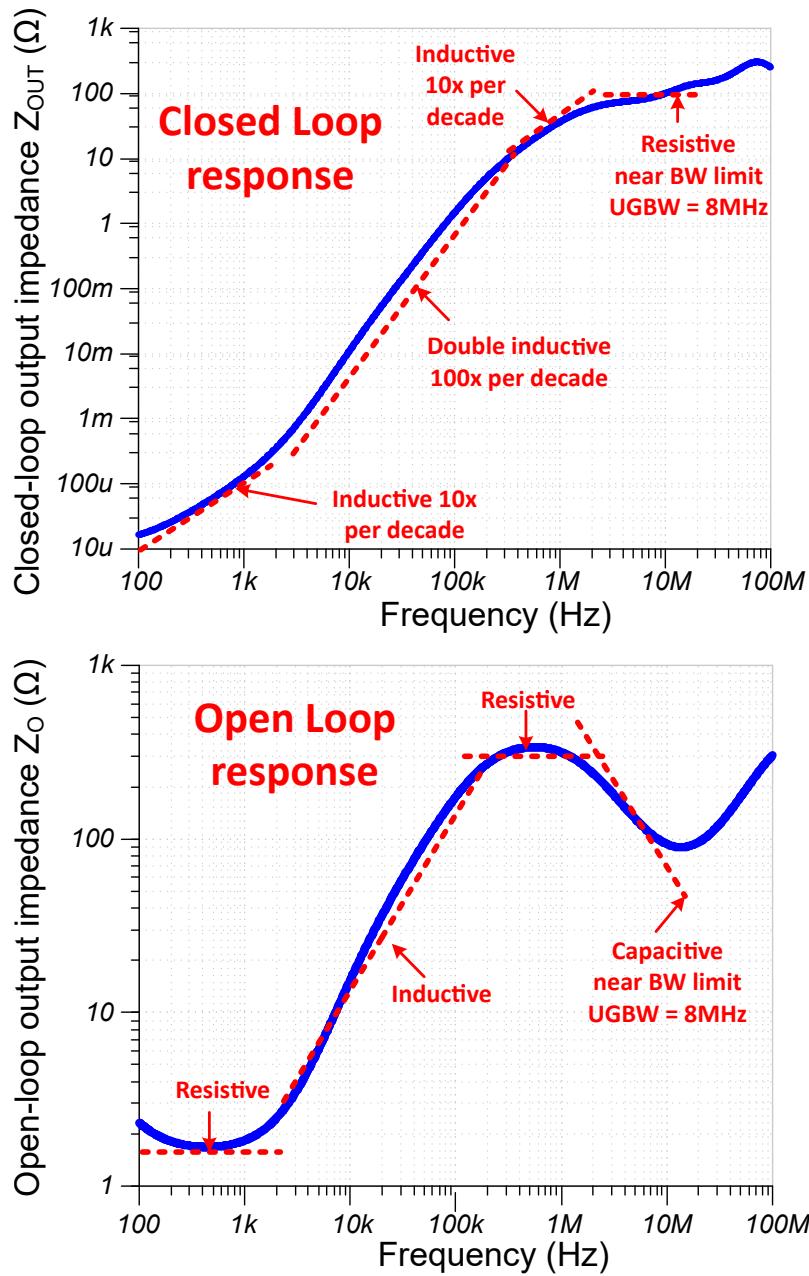


图 6-7. 开环与闭环输出阻抗与频率间的关系，针对 OPA189

6.3 由于复数输出阻抗的谐振而导致不稳定

到目前为止，本文档中的稳定性分析假设开环输出阻抗 (Z_o) 在整个频率范围内是平坦的（电阻）。此外，较大的 Z_o 值需要较大的隔离电阻以实现稳定性，并使放大器对电容负载更加敏感。这意味着，从稳定性的角度来看，最大 Z_o 值是最坏情况。为了选择适当的补偿，使用最大的 Z_o 值似乎是一种很好的设计方法，但实际上、还有其他考虑因素。

图 6-8 示出了 OPA189 的开环输出阻抗。通过在方程式 90 中使用 Z_o 的最大值，可得出使运算放大器保持稳定的 R_{ISO} 最小值。在该示例中， $R_{ISO} = 19\Omega$ 可使放大器保持稳定。但是，观察开环交流响应时， 37.7° 的相位裕度表明稳定性较差（请参阅图 6-9 和图 6-10）。更重要的是，谐振峰值可以在增益图中看到，该图与快速相移重合（图 6-10 中 $f = 90\text{kHz}$ 时的谐振）。谐振是不稳定的主要原因，本节将说明此问题的原因和解决方法。

$$R_{ISO} = \frac{1 + \sqrt{1 + (8\pi \times R_o \times C_{LOAD} \times f_{gbw})}}{4\pi \times C_{LOAD} \times f_{gbw}} = \frac{1 + \sqrt{1 + (8\pi \times 300\Omega \times 10\text{nF} \times 14\text{MHz})}}{4\pi \times 10\text{nF} \times 14\text{MHz}} = 19\Omega \quad (90)$$

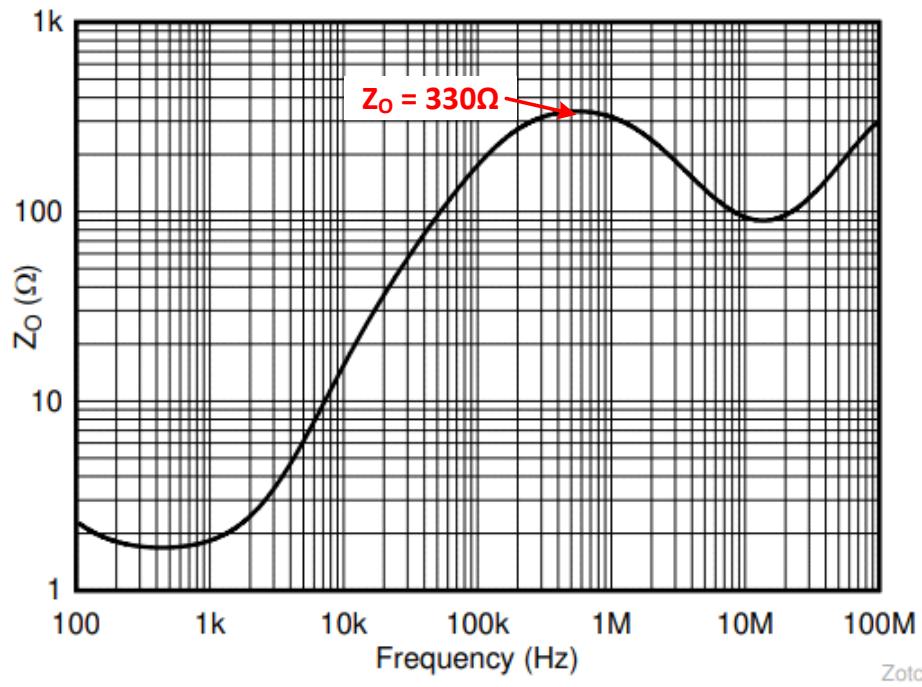


图 6-8. OPA189 开环输出阻抗

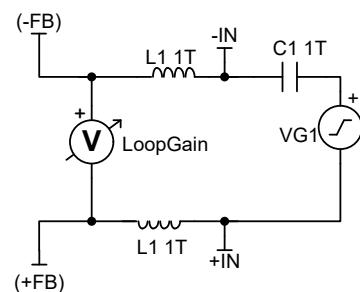
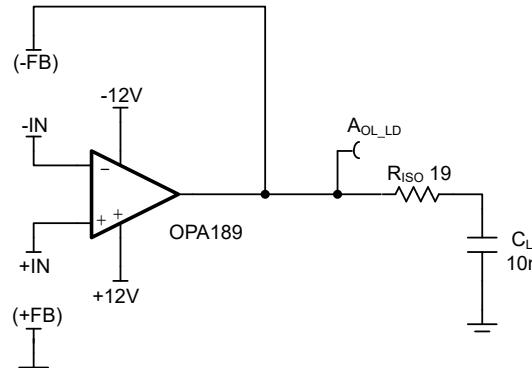


图 6-9. OPA189 配置的开环测试电路

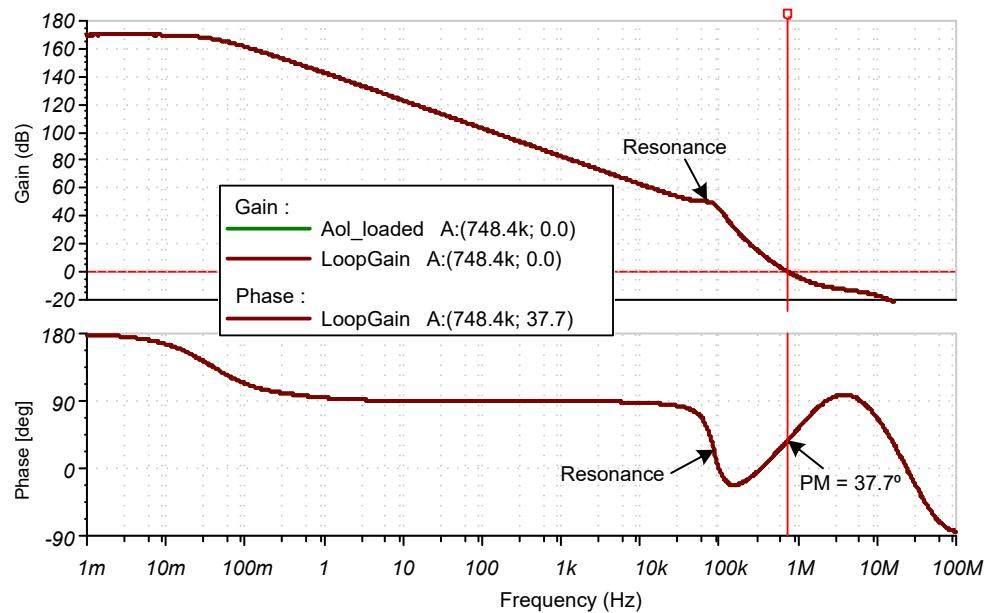


图 6-10. OPA189 电路的开环交流响应

图 6-11 示出了 OPA189 示例的闭环微小信号阶跃响应。响应的过冲值为 8.6mV (在 20mVpp 阶跃下为 43%) , 对应于相位裕度的 29.0° (请参阅图 2-14)。在此示例中 , 开环测试指示 37.7° 的相位裕度 , 闭环测试指示 29.0°。出现差异的原因是 , 由于 90kHz 的谐振 , 以及环路增益变为零的接近速率问题 , 电路存在不稳定情况。谐振由输出阻抗的复杂性质造成。

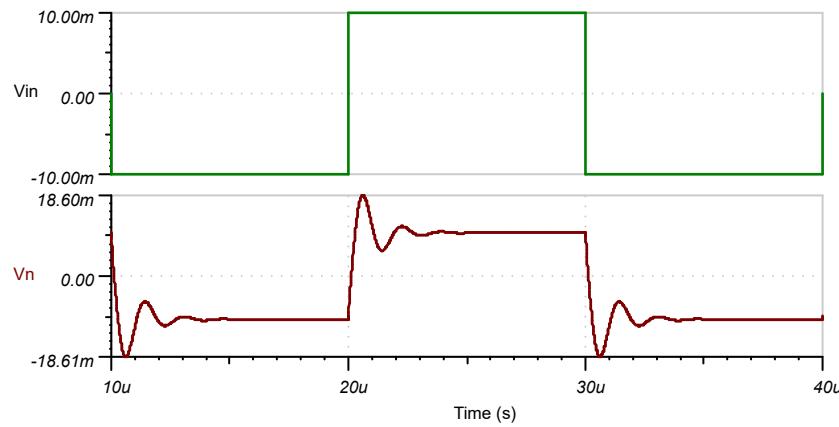
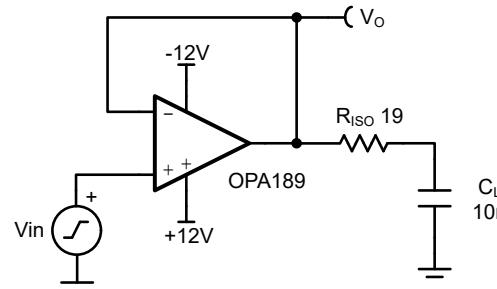
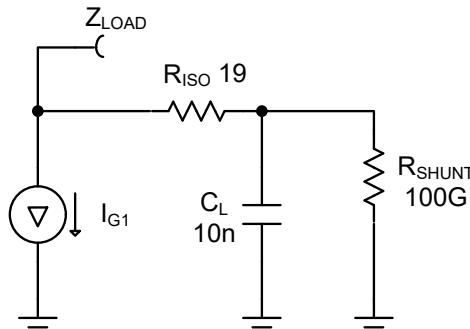
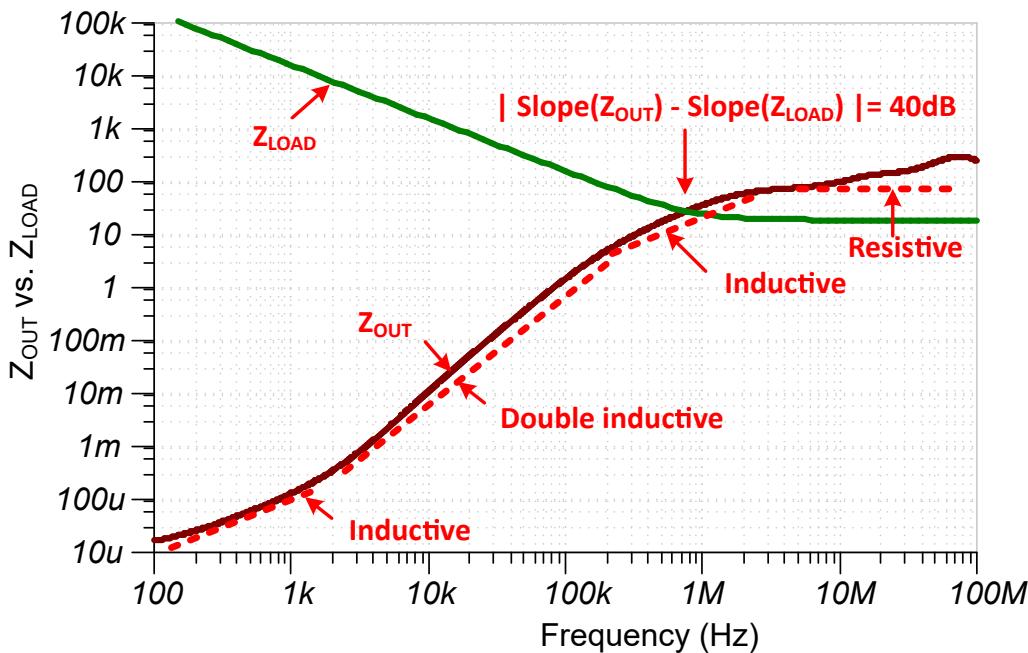


图 6-11. OPA189 的闭环微小信号阶跃响应

在图 6-10 中 , 在 90kHz 处存在共振 , 这是导致放大器不稳定的主要原因。这种谐振由负载 (C_L) 与复闭环输出阻抗 (R_O) 相互作用引起。理解谐振源的一种方法是绘制负载阻抗与运算放大器闭环输出阻抗的关系图 , 并使用接近

速率规则。图 6-12 示出了绘制负载阻抗的 SPICE 方法。可以使用图 6-11 中所示的方法测试闭环输出阻抗。闭环输出阻抗和负载阻抗均在图 6-13 中绘制。请注意，负载阻抗 (Z_{LOAD}) 与电感区域的开环输出阻抗相交。另请注意，在两条曲线相交的位置， Z_{LOAD} 的斜率为 20dB/dec (10x/dec)。因此，接近速率为 40dB/十倍频程 。从曲线上可以看出，将 Z_L 曲线向左移动会使接近速率变为 20dB/dec ，因为 Z_L 曲线的电阻部分与 Z_{OUT} 相交，而不是电容部分。图 6-14 示出了增加 C_L 如何使负载曲线向左移动并提高稳定性。增加 C_L 来帮助提高稳定性似乎违反直觉，但在某些稳定性情况下，稳定性可以提高或补偿稳定性可能会更容易。图 6-14 还示出了具有 10nF 和 100nF 负载电容的电路的瞬态响应。与 100nF 相比， 10nF 的过冲更大，相位裕度更差 (10nF 的相位裕度为 28° 并且 100nF 的相位裕度为 40°)。

图 6-12. 模拟和绘制负载阻抗 Z_{LOAD} 图 6-13. 负载阻抗 (Z_{LOAD}) 和输出阻抗 (Z_{OUT}) 接近速率测试

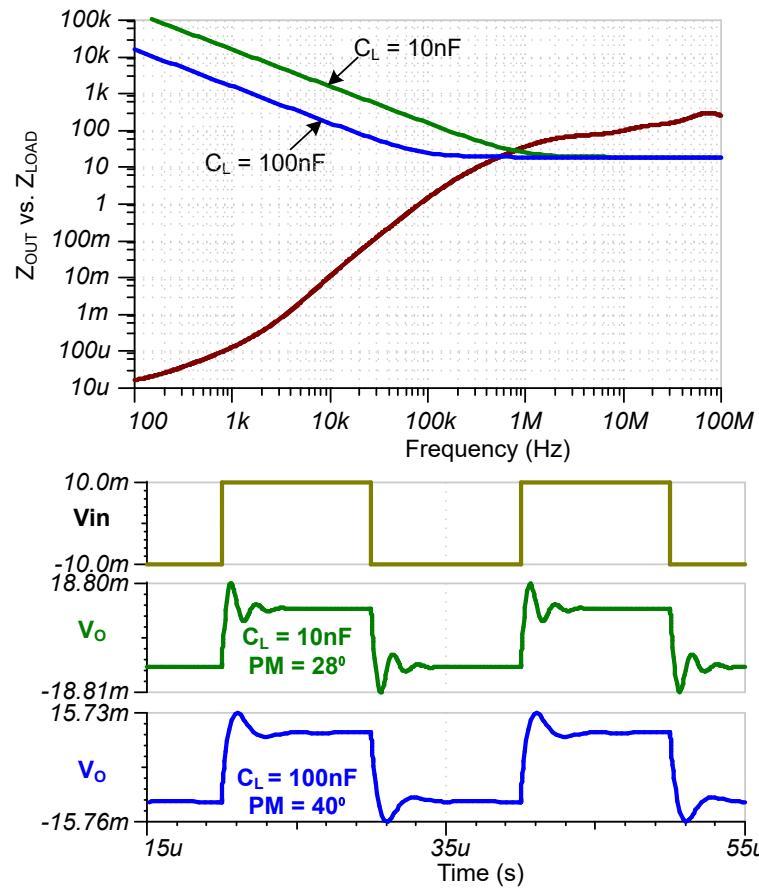


图 6-14. 增加 C_L 可改善这种情况下的稳定性

图 6-15 示出了增大 R_{ISO} 会将接近速率从大约 40dB/十倍频程更改为 20dB/十倍频程。这里使用大约一次是因为 Z_{LOAD} 与 Z_{OUT} 相交的区域中后者的斜率持续变化。重要的一点是，接近速率随着电阻的增加而提高。瞬态小信号阶跃还表明稳定性随着 R_{ISO} 值的增大而提高。

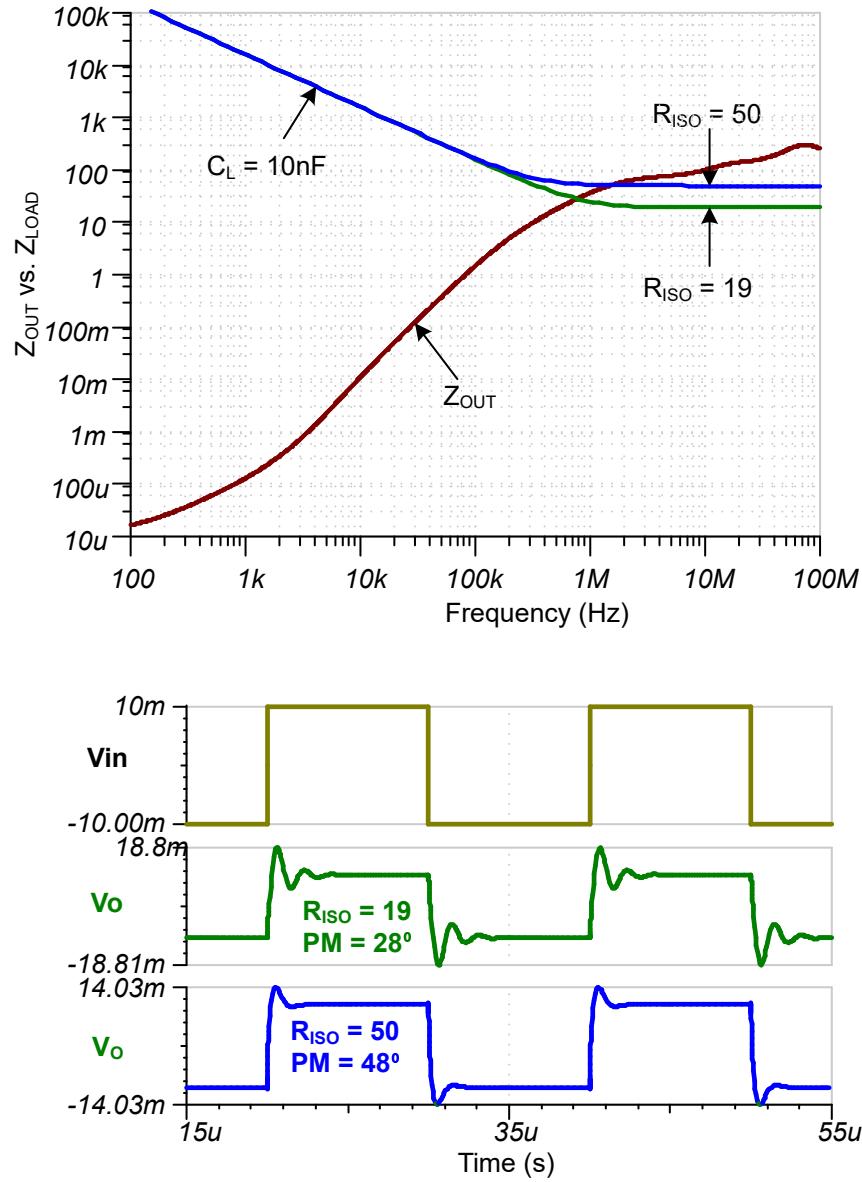


图 6-15. 增大 R_{ISO} 可提高稳定性

由于 Z_{OUT} 在大约 2kHz 至大约 200kHz 范围内的斜率为 40dB/十倍频程，因此放大器在存在阻性负载时可能不稳定（请参阅图 6-13）。在图 6-16 中，请注意低负载电阻值如何在较高的接近速率下与输出阻抗曲线相交。另请注意，负载电阻值较小时，过冲会增加。运算放大器在阻性负载下可能不稳定这一事实可能是值得关注的，但实际上电路在实际负载电阻下是稳定的，负载必须非常小才能出现稳定性问题（在本例中为 $R_{ISO} \leq 25\Omega$ ）。

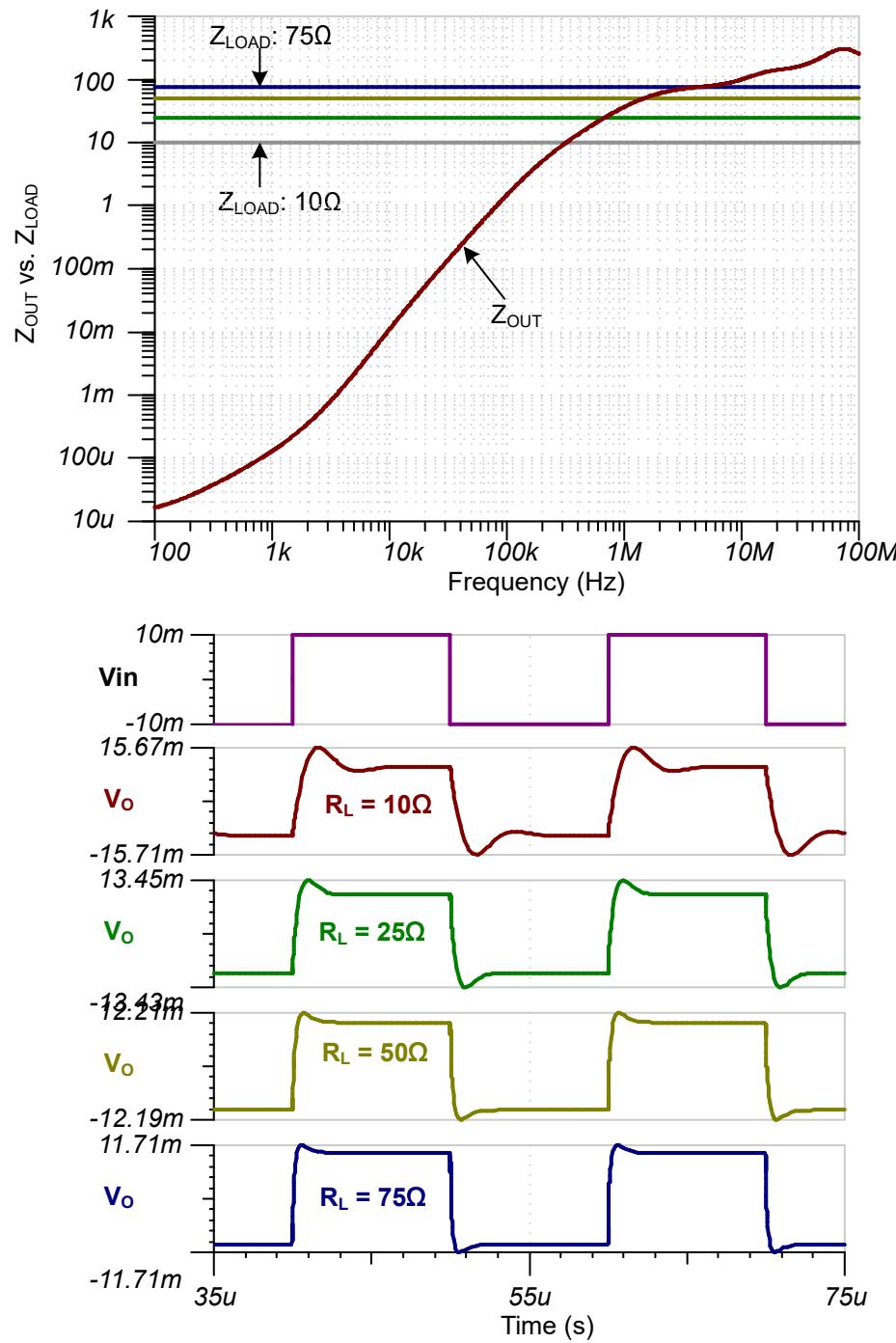


图 6-16. 低值电阻负载可能不稳定

如 OPA189 稳定性示例所示，具有复杂开环输出阻抗的电路可能具有挑战性，难以实现稳定。方程式 90 可用于具有电阻式开环输出阻抗 (R_O) 的电路选择 R_{ISO} ，但不适用于具有复杂 Z_O 的电路。为具有复杂 Z_O 的电路选择 R_{ISO} 的一种可能方法是绘制 Z_{OUT} 和 Z_{LOAD} ，并以图形方式选择值以获得 20dB/十倍频程的接近速率。但是，这种方法很耗时、精确的 Z_{OUT} 斜率值并不明显。实际上， Z_{OUT} - Z_{LOAD} 曲线在解释复杂 Z_O 导致的不稳定性背后的理论时非常有用，但这些曲线并不是选择高稳定性组件的最简单方法。为具有复杂 Z_O 的电路选择 R_{ISO} 的一种简单方法是使用参数阶跃。

参数阶跃是一种 SPICE 分析方法，它根据特定元件值扫描来运行多个仿真。在这种情况下，变化的值是 R_{ISO} 。您可以使用方程式 90 找到 R_{ISO} 的起点。对于最大 R_{ISO} ，一个不错的选择是初始值的 100 到 1000 倍。使用对数扫描是覆盖宽范围的一种很好方法。应用一个小信号输入阶跃，并了解不同 R_{ISO} 值的过冲百分比如何变化。初始扫描可能找不到准确的所需响应，因此根据需要优化范围并重新运行仿真。图 6-17 和图 6-18 示出了 TINA™ SPICE 上的参数步长方法，但大多数 SPICE 仿真器都可以采用类似的方法。

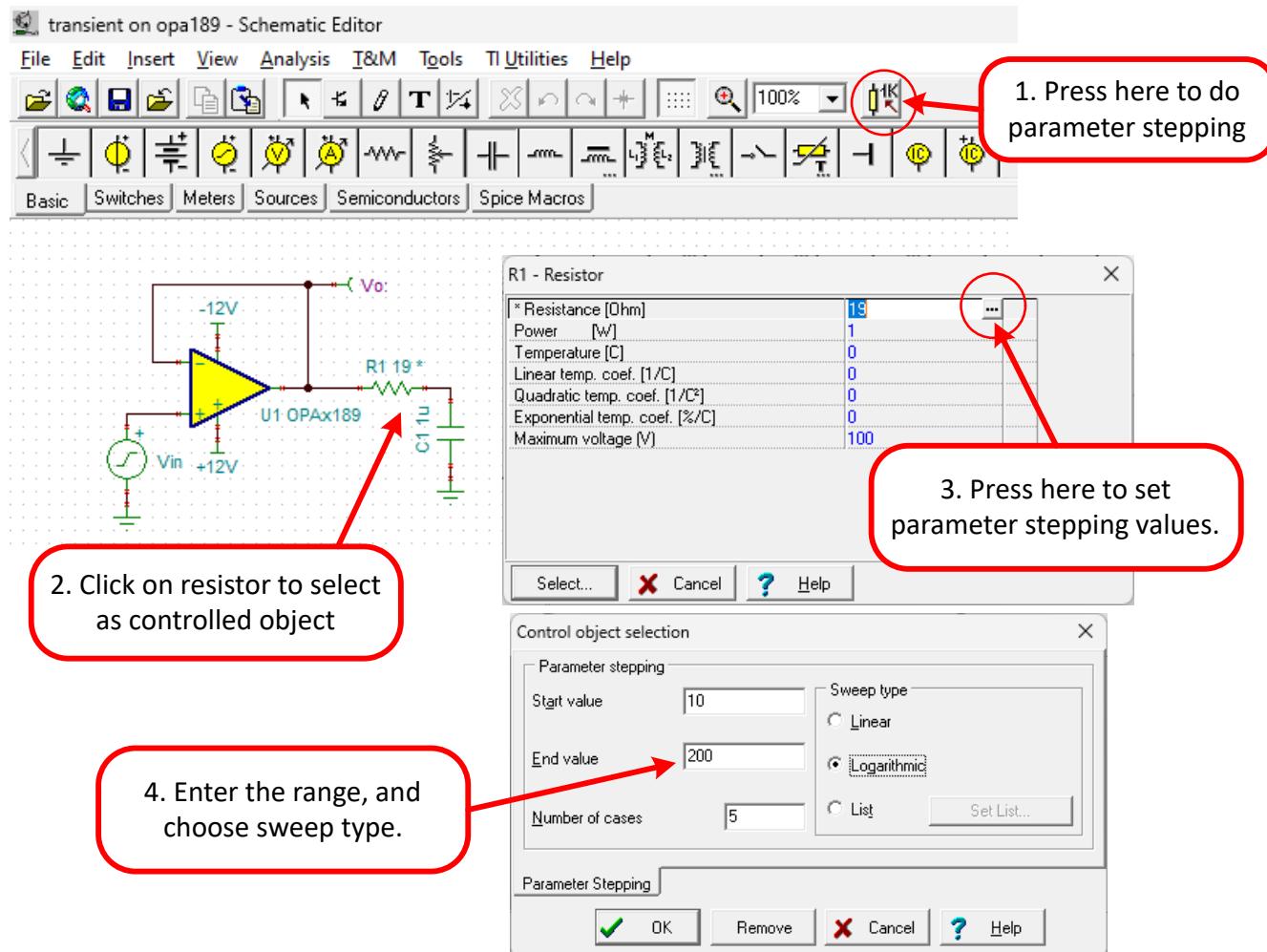


图 6-17. 使用 TINA™ SPICE 参数阶跃找到理想的 R_{ISO}

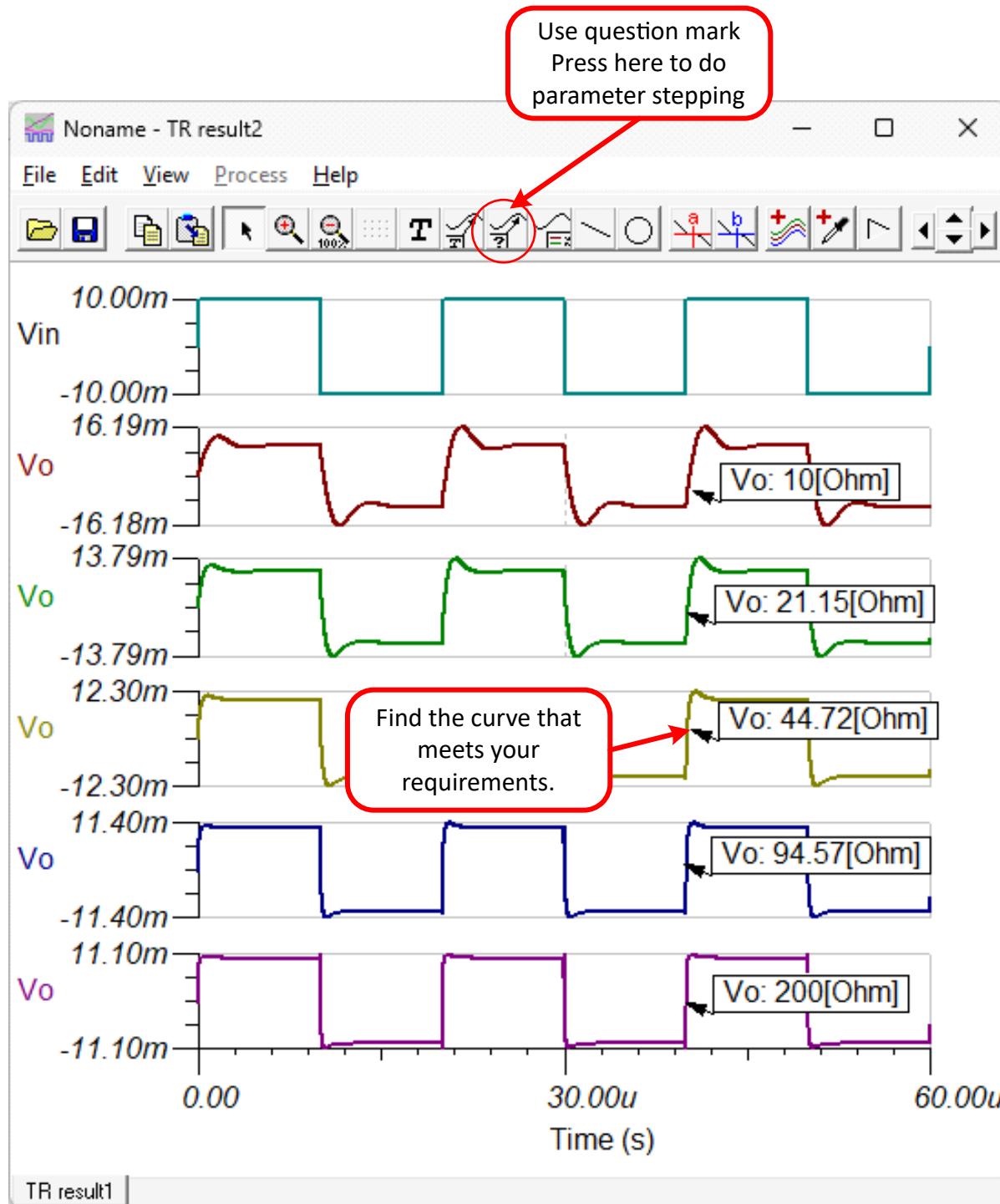


图 6-18. 参数阶跃 R_{ISO} 瞬态结果

6.4 内部运算放大器拓扑对输出阻抗及频率间的影响

在图 6-19 中，低值阻性开环输出阻抗最容易理解、预测和补偿。如果 Z_O 值较大，则隔离电阻值必须大于低 Z_O 值所需的值。如果 Z_O 是复数，则 Z_L 可以与 Z_{OUT} 相互作用以产生谐振。一个常见问题是：为什么 IC 设计人员并不总是设计具有低阻值 Z_O 的运算放大器？答案很简单，从稳定性的角度来看，一些设计权衡会导致输出阻抗不够。本节深入介绍了这些权衡因素。从电路板级和系统级设计的角度来看，了解权衡因素并不重要，因为只要已知 Z_O ，工程师就可以选择外部补偿元件来纠正稳定性问题。然而，通过对 IC 设计权衡进行一些理解，可以深入了解运算放大器的选择过程。

图 6-19 示出了双极发射极跟随器输出级和相关的 Z_O 曲线。这种内部输出级设计用于许多前几代运算放大器及一些现代运算放大器。该拓扑提供了一个平缓的低输出阻抗曲线，从稳定性的角度来看，该拓扑效果更好。对于输出晶体管，输出阻抗为 $Z_O = (1/g_m) \parallel (1/g_m)$ 。这种方法的缺点是输出摆幅至电源轨受限于 1V 或者更高。现代放大器通常采用轨到轨输出结构，该结构在整个频率范围内没有平坦的响应（请参阅图 6-20）。

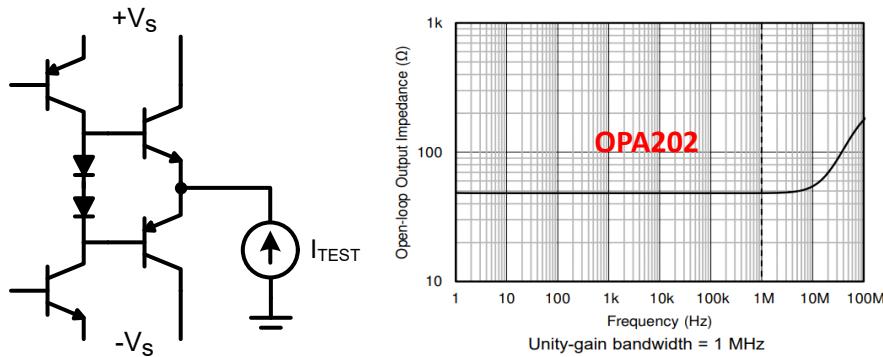


图 6-19. 双极发射极跟随器输出

图 6-20 示出了两级米勒补偿放大器。此拓扑使用轨到轨输出级。轨到轨拓扑的输出阻抗 (R_2) 高于发射极跟随器，并且该阻抗在低频下占主导地位。在较高频率下，应用于输出的测试信号 I_{TEST} 通过米勒电容 (C_m) 反馈到输出级的输入，然后由 g_{m2} 放大。该反馈会导致 Z_O 降至 $1/g_{m2}$ 。方程式 91 示出了图 6-20 的 Z_O 的简化方程。请注意， Z_O 在低频时的增加通常不是问题，因为与 Z_{OUT} 相关的接近速率问题通常发生在高频时（请参阅内部运算放大器拓扑对输出阻抗及频率间的影响）。

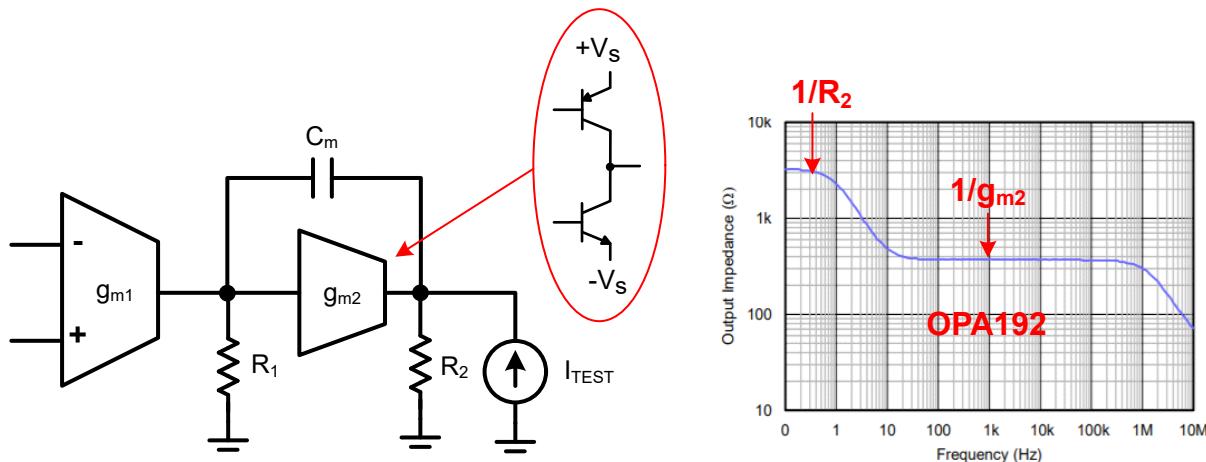


图 6-20. 两级米勒补偿放大器

$$Z_O \cong \frac{R_2(1 + s \times C_m \times R_1)}{1 + s \times C_m(R_1 + R_2 + g_{m2} \times R_1 \times R_2)} \quad (91)$$

图 6-21 示出了具有前馈的三级级联米勒。由于高频路径和斩波路径分开，大多数斩波放大器都会使用这种内部拓扑。由于存在多条反馈路径，此拓扑具有多个极点和零点。方程式 92 是图 6-21 输出阻抗的近似值。如中由于复数输出阻抗的谐振而导致不稳定所述，这是要进行稳定的最具挑战性的 Z_O 。斩波放大器在输入失调电压 (V_{OS}) 校准方面具有许多出色优势。一个缺点是斩波放大器更难稳定，并且通常需要较大的 R_{ISO} 值才能实现良好的稳定性。有关斩波放大器的详细信息，请参阅优化斩波放大器精度。

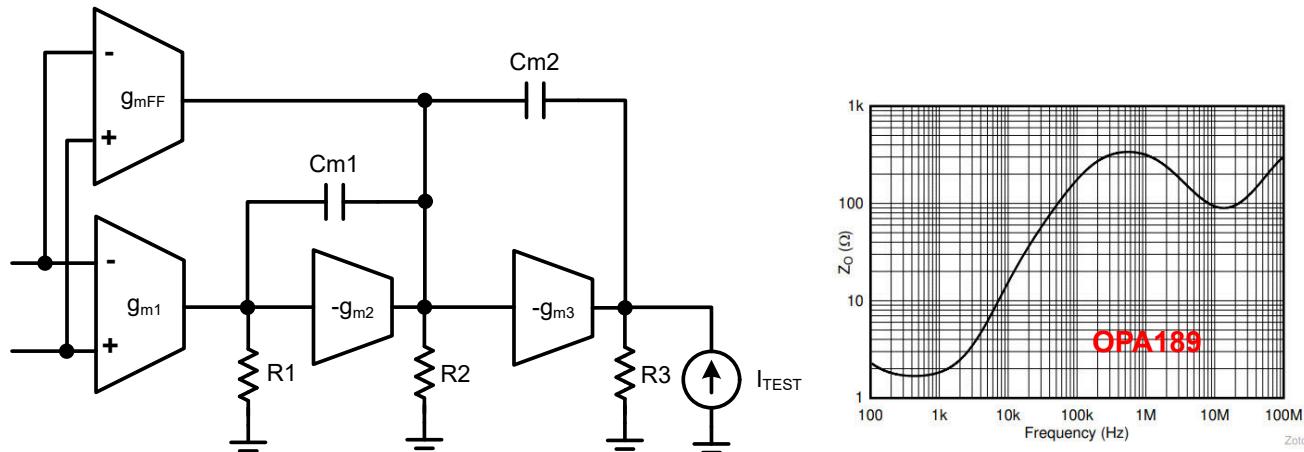


图 6-21. 具有前馈的三级级联米勒

$$Z_O \approx \frac{R_3(1 + s \times C_{m2} \times R_2)(1 + s \times C_{m1}(R_1 + R_3))}{(1 + s \times C_{m1} \times R_1 \times g_{m2} \times R_2 \times g_{m3} \times R_3) \left(1 + \frac{s \times C_{m2}}{g_{m2}}\right)} \quad (92)$$

除了本节所示的拓扑之外，还有其他一些放大器输出拓扑。本节的一个关键点是，从稳定性的角度来看，具有输出摆幅限制的发射极跟随器和源极跟随器放大器通常是更好的选择。另一点是，在选择驱动电容负载的运算放大器时，请检查 Z_O 曲线以了解阻抗平坦度和幅度。最终，任何放大器都可以稳定下来，但对于某些复杂的输出阻抗，可能无法接受 R_{ISO} 的幅度。

6.5 影响输出阻抗的其他因素

大多数运算放大器数据表中给出的开环输出阻抗曲线为典型值。运算放大器型号中也使用了数据表典型值。 Z_O 典型测量是在室温下以典型电源和负载条件进行的。输出电流、温度、电源电压及工艺变化等因素可能会导致 Z_O 发生变化。大多数数据表都不提供最坏情况 Z_O 的估算值，因此建议以保守的相位裕度为目标，即使 Z_O 存在一些变化，该相位裕度也保持稳定。因此，即使 35° 可能提供可接受的瞬态响应，TI 通常也建议最小的 45° 相位裕度。因此，如果将电路设计为 45° 的相位裕度，则在整个工艺和温度范围内，相位裕度可能会在 40° 和 50° 之间变化，这通常是可以接受的。

图 6-22 说明了 OPA376 的负载电流（放大器输出电流）如何改变 Z_O 。通常， Z_O 会随着负载电流的增加而降低。通常，数据表中的 Z_O 曲线是在最小负载电流（大 R_L ）下测量的。对于重负载（小 R_L ）， Z_O 会降低，这通常会提高稳定性。一些放大器数据表（如 OPA376）显示了多个不同负载的 Z_O ，以显示 Z_O 如何随负载电流变化。

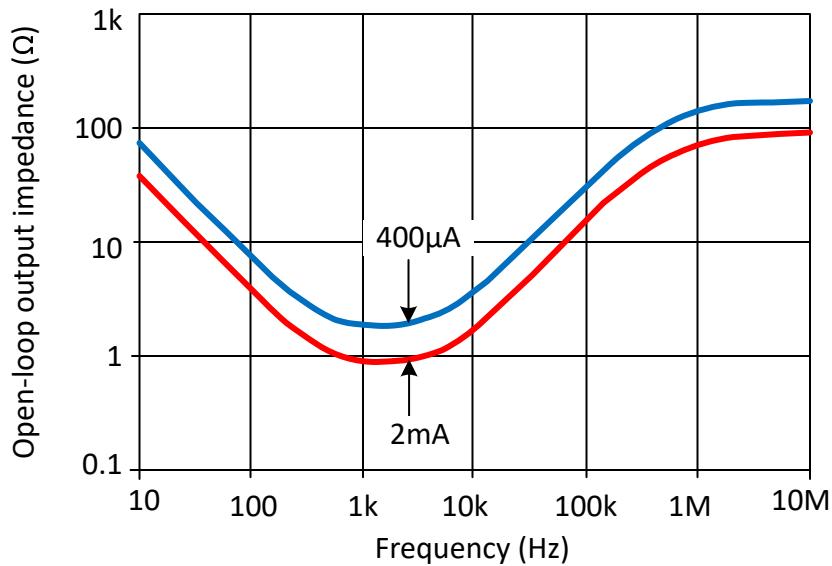


图 6-22. OPA376 的开环输出阻抗与负载电流间的关系

图 6-23 所示为 PGA900 的 Z_O 如何随温度变化的示例。接下来的几个示例中使用 PGA900，因为 PGA900 的开环输出阻抗在大多数器件都没有进行测试的广泛条件下具有额定值。虽然每个放大器都具有不同的特性和灵敏度，但 PGA900 数据给出了一个粗略的预期结果。图 6-23 显示温度在较低频率下会产生更显著的影响。在大多数存在稳定性问题的电路中，高频 Z_O 决定了放大器稳定性，而低频 Z_O 并不重要。在本例中，曲线相对集中在 10kHz 之后 ($\Delta Z_O(1\text{MHz}) \approx \pm 20\%$)。

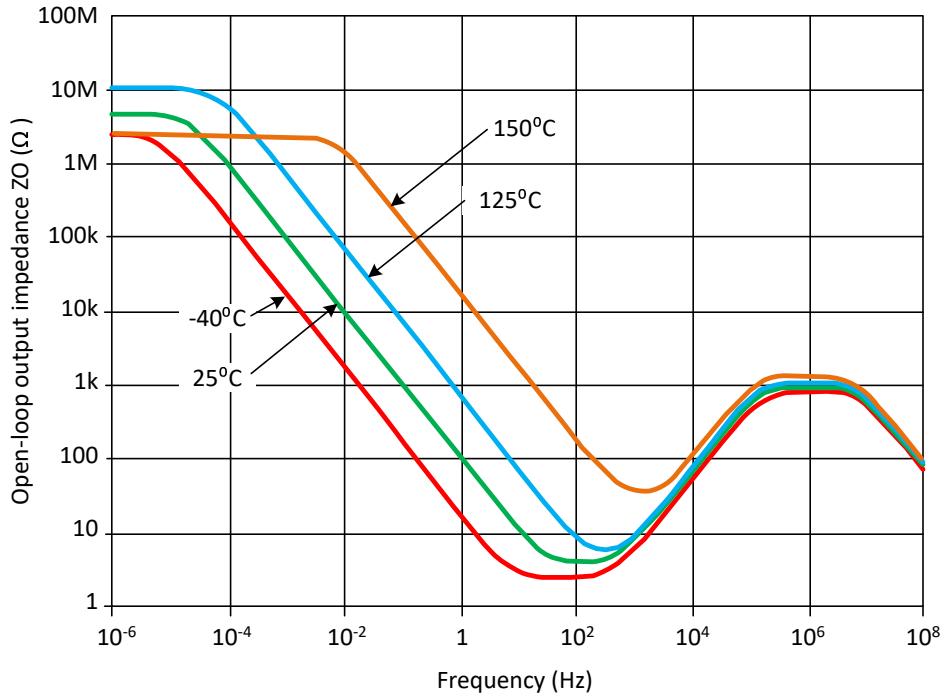


图 6-23. PGA900 的开环输出阻抗与温度间的关系

PGA900 的 Z_O 与电源电压之间的变化实际上可以忽略不计（请参阅图 6-24）。这很有道理，因为运算放大器使用内部偏置方案，使不同内部块的偏置电流相对于电源电压保持恒定。

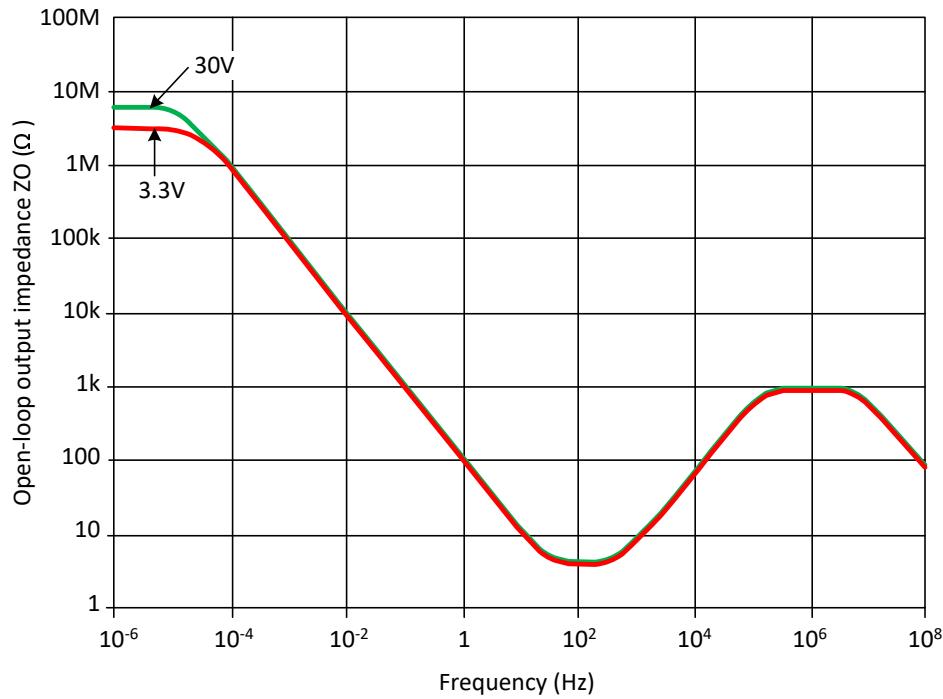


图 6-24. PGA900 的开环输出阻抗与电源电压间的关系

图 6-25 示出 PGA900 的 Z_O 处理差异。我们在多个批次中为多个不同器件收集了数据，这些曲线表示最坏情况偏差。与本节中的其他曲线一样，高频变化不是那么显著，因此对稳定性的总体影响不是那么显著。

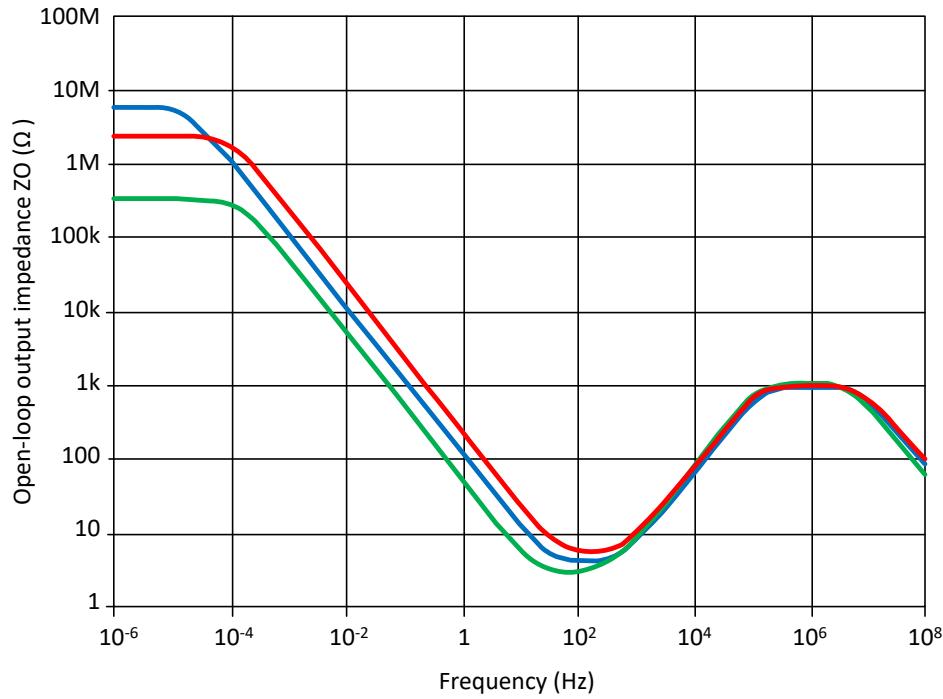


图 6-25. PGA900 开环输出阻抗与处理的关系

图 6-26 和图 6-27 示出了去耦对于运算放大器稳定性的重要性。图 6-26 示出了用于测量 Z_O 的测试电路。电路在标有 R_{PS} 的放大器电源中有一个源阻抗。这可能是感抗，但为简单起见，使用了一个电阻。在安装去耦电容器 C_2 和 C_3 的情况下，从交流的角度有效地对电源电阻进行短路。如果省略去耦，电阻 R_{PS} 会有效地增加开环输出阻抗 Z_O 。因此，不正确的去耦或缺少去耦通常会导致运算放大器不稳定。图 6-27 示出了在移除去耦并向电源添加

电阻器 R_{PS} 的情况下 OPA827 测得的 Z_O 。检查图可以看出，源电阻增加了开环输出阻抗。这里的关键点是，此测量是在没有去耦电容器的情况下进行的。添加去耦可以有效地将 R_{PS} 短路，以便所有 Z_O 值都与原始 Z_O 匹配，而不考虑 R_{PS} 。因此，从稳定性的角度来看，去耦电容器非常重要。为了实现良好的稳定性，应在放大器电源引脚和接地端之间至少使用 $0.1\mu F$ 去耦并保持短连接。

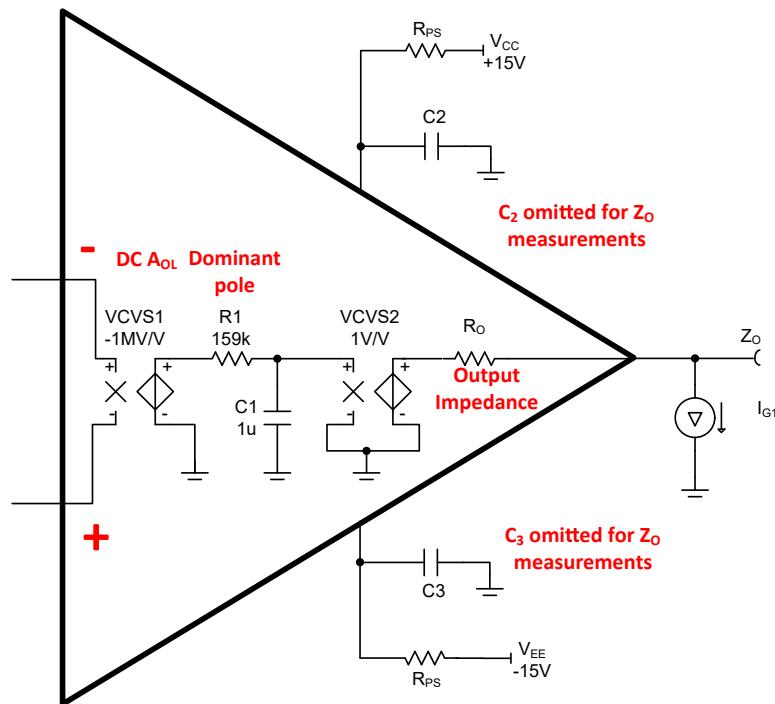


图 6-26. 开环输出阻抗测试与源阻抗和去耦之间的关系

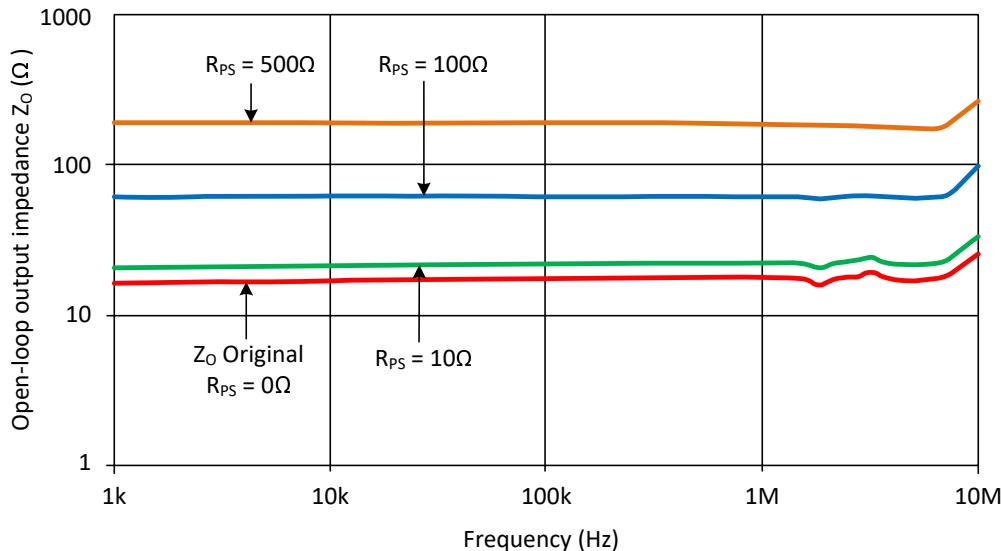


图 6-27. OPA827 的开环输出阻抗与电源阻抗间的关系

本节的目的是强调工艺、负载、温度及去耦都会影响 Z_O 和稳定性。由于大多数放大器数据表和相关的 SPICE 型号使用 Z_O 的典型值，因此制定保守的相位裕度设计目标非常重要，这样电路才能在整个工艺和温度范围内保持稳定。这是 45° 一般性指导背后的动机。

7 A_{OL} 对稳定性的影响

本节详细介绍运算放大器的内部补偿如何根据频率对 A_{OL} 传递函数进行整形。此外，还介绍了解补偿运算放大器，并说明了最小闭环增益要求。最后，本节介绍了运算放大器通常如何更稳定以实现更高的闭环增益。

7.1 A_{OL} 次级极点及零点

本节介绍了由次级极点和零点所引起的 A_{OL} 相位下降如何降低总体相位裕度。图 7-1 显示了 OPA320 的开环增益规格。请注意，由于主导极点，相位下降了 90° ，并在 2MHz 左右开始下降到 90° 以下。相位下降低于 90° 的原因是内部运算放大器拓扑中的次级极点及零点。从技术上讲，极点会导致相位低于 90° ，零点实际上会导致相位增加。但是，极点多于零点，这导致相位在单位增益带宽附近降至 90° 以下。极点和零点的确切放置和数量取决于运算放大器内部拓扑，因此未发布这些详细信息。幸运的是，德州仪器 (TI) 发布的运算放大器型号包含型号中的极点和零点，以便 A_{OL} 增益和相位响应能够准确地为真实器件建模。

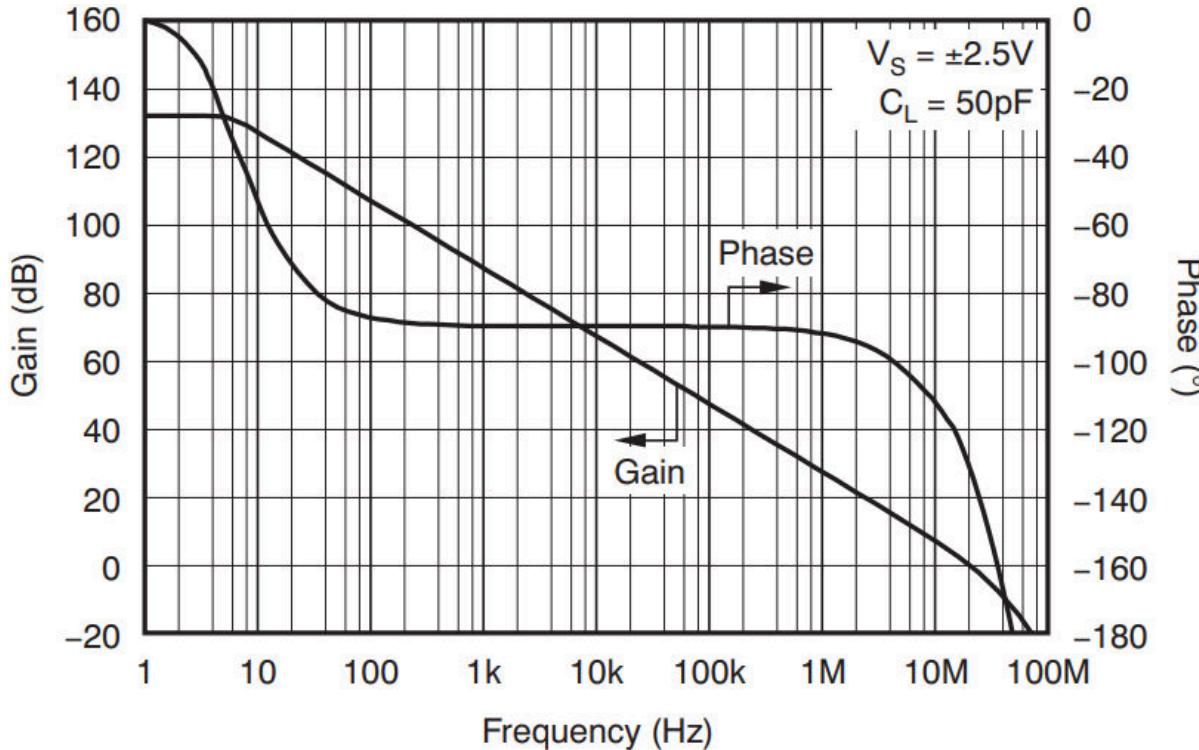


图 7-1. OPA320 数据表中的开环增益规格

如前所述，TI 型号在运算放大器的单位带宽增益积附近准确地对相位压降进行建模。一个很好的做法是工程师练习使用已发布的型号进行稳定性分析。不过，为了方便说明，这里使用了简化的单极型号。在这种情况下，单极意味着该型号仅对主极点进行建模，而忽略次级极点和零点。图 7-2 示出了无电容负载的单极型号的开环增益和相位响应（例如， $C_L = 0F$ ）。请注意，由于主极点，相位会下降到 90° ，但不会下降到 90° 以下，因为该型号没有次级极点和零点。

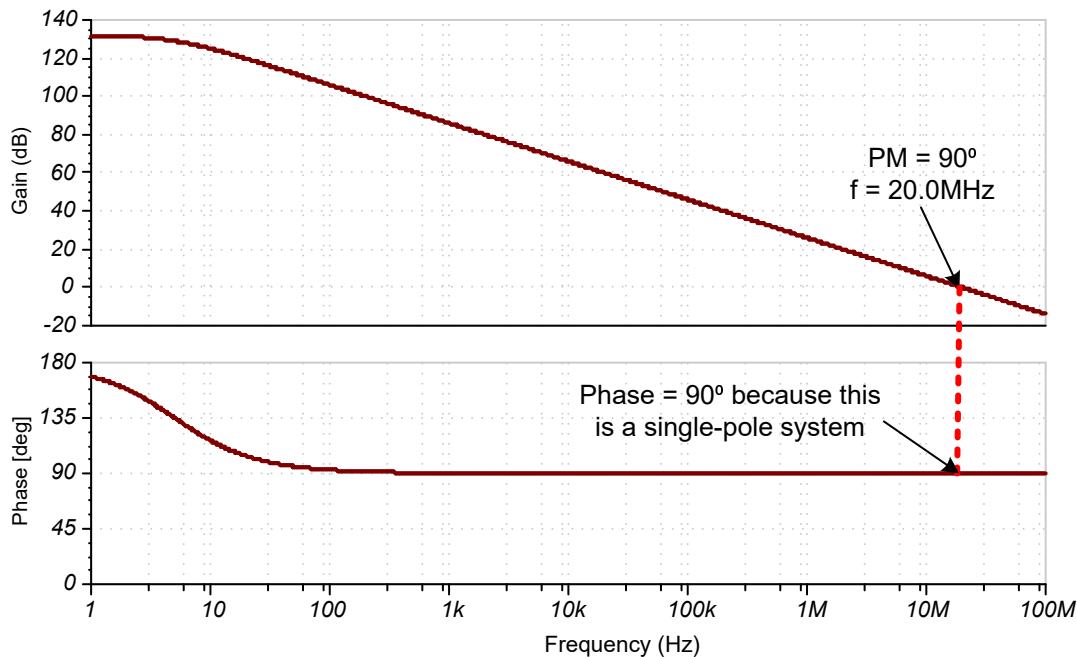


图 7-2. OPA320 单极型号上的 A_{OL} ，其中 $C_L = 0\text{pF}$

图 7-3 示出了采用 100pF 负载的单极 OPA320 型号。在这种情况下，电容负载会在 A_{OL} 中增加第二个极点，如 [隔离电阻器 \(\$R_{iso}\$ \) 方法](#) 中所述。由于存在电容负载，相位裕度从 90° 下降到 49.4° 。将单极型号的结果与德州仪器 (TI) 的 OPA320 发布型号进行比较，以说明次级极对稳定性的影响。

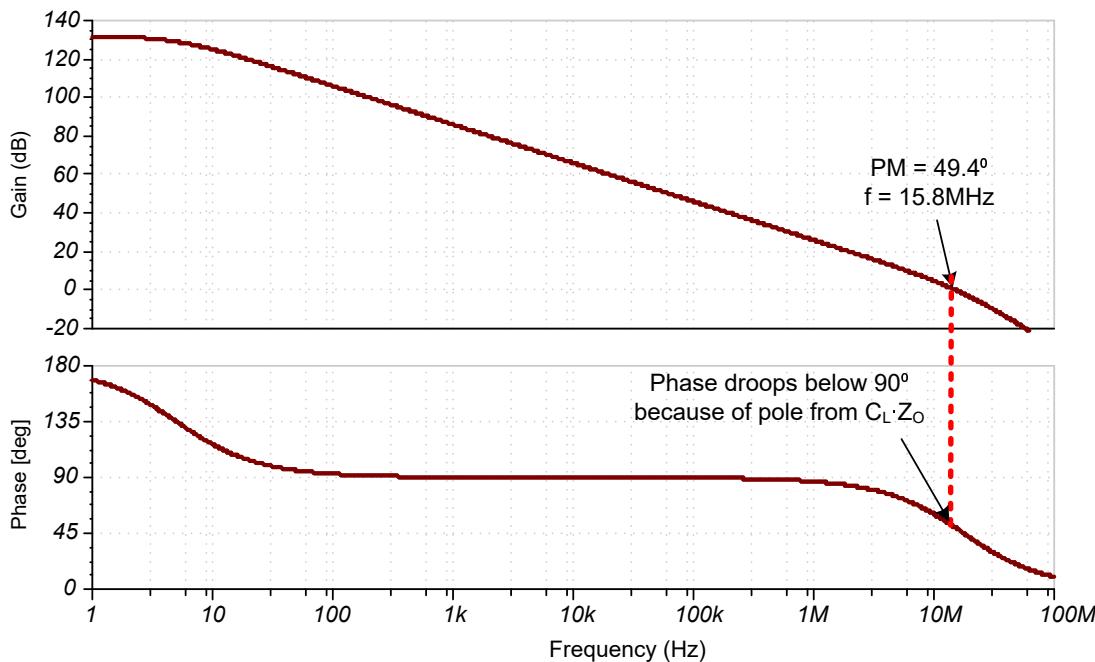


图 7-3. OPA320 单极型号上的 A_{OL} ，其中 $C_L = 100\text{pF}$

图 7-4 示出了德州仪器 (TI) 发布的 OPA320 型号在 $C_L = 0\text{pF}$ 时的 A_{OL} 响应。检查 A_{OL} 响应可以看出，高频下由于次级极点而出现了相位滚降。相位裕度为 80.9° ，因此由于次级极点，会损失相位的大约 9.1° 。添加电容负载时，这种相位损耗会增加电容负载导致的相位损耗。

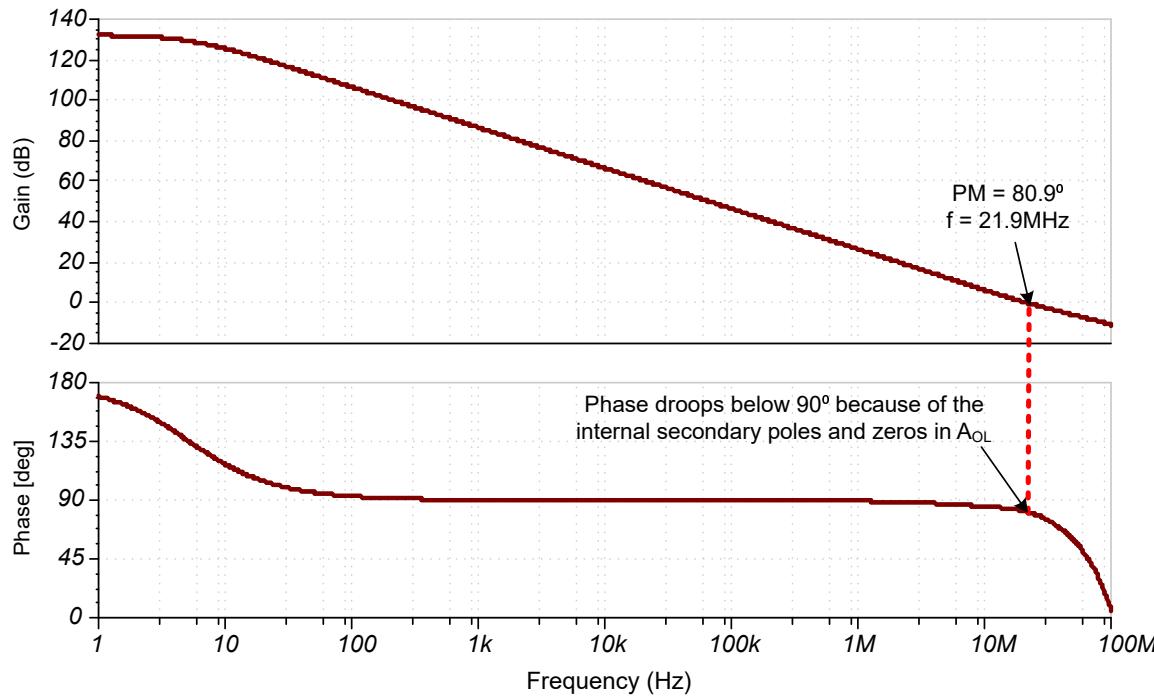


图 7-4. 德州仪器 (TI) 发布的 OPA320 型号上的 A_{OL} ，其中 $C_L = 0\text{pF}$

图 7-5 示出了 $C_L = 100\text{pF}$ 时的 OPA320 型号 A_{OL} 响应。在这种情况下，相位裕度为 36.1° ，而同一情况下的单极型号具有 49.4° 的相位裕度。单极型号和释放型号之间存在差异的原因是已发布型号中的次级极点和零点。请记住，单个极点的相位裕度为 90° ，发布的型号的相位裕度为 80.9° ，其中 $C_L = 0\text{F}$ 。随着电容负载的相位下降， 9.1° 的相位下降大致增加，从而进一步降低相位裕度。相位裕度是 AOL 中的次级极点和零点以及电容负载的系数。实际上，开环输出阻抗也会影响相位裕度，如[复杂开环及闭环输出阻抗](#)中所述。最后，这里的要点是强调使用正确建模 AOL 的运算放大器型号的重要性。此外，根据假定采用单极运算放大器响应的理论，本节还介绍了为什么相位裕度有时小于预期。

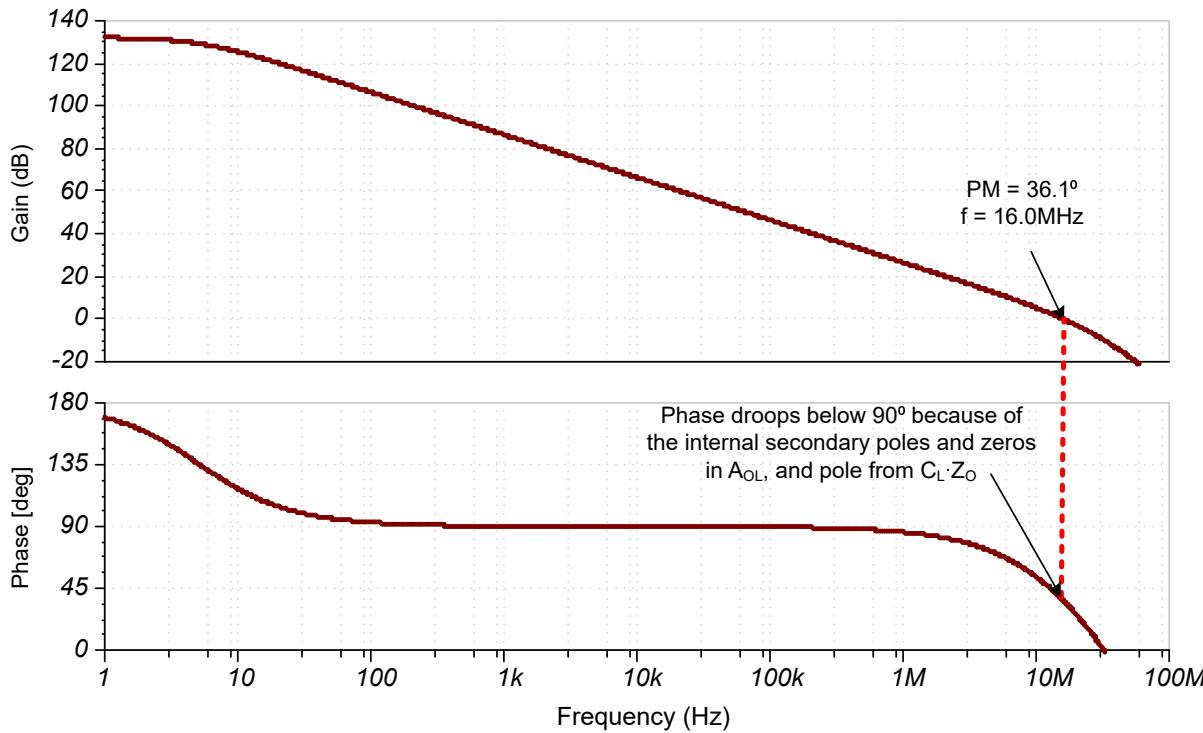


图 7-5. 德州仪器 (TI) 发布的 OPA320 型号上的 A_{OL} ，其中 $C_L = 100\text{pF}$

7.2 对 A_{OL} 次级极点与零点以及输入电容进行建模

图 7-6 显示了一个运算放大器型号，该型号涵盖 OPA320 的输入电容、直流 A_{OL} 、主极点、次级极点和输出阻抗。请注意，在不同滤波器级之间使用增益为 1V/V 的电压控制电压源，以使各级相互隔离。DC A_{OL} 是根据数据表信息使用方程式 93 计算的。主极点频率用方程式 94 计算，电阻用方程式 95 计算。通过查看数据表 AOL 图中的相位响应来计算次级极点频率（请参阅图 7-1）。请记住，极点会导致相位在极点前大约十倍频程开始漂移，在极点后十倍频程停止漂移。检查图 7-1 表明，相位开始在大约 2.5MHz 处发生偏移，因此极点位于大约 25MHz 处。方程式 96 选择第二个极点的元件。OPA320 的输出阻抗是整个频率范围内的平坦 90Ω ，因此可以对型号使用简单的 90Ω 。

$$A_{OL(DC)} = 10^{(A_{OL}/20)} = 10^{(132/20)} = 3.981 \times 10^6 \quad (93)$$

$$f_{DOM} = \frac{GBW}{10^{(A_{OL}/20)}} = \frac{20\text{MHz}}{10^{(132/20)}} = 5.024\text{Hz} \quad (94)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{DOM} \times C_1} = \frac{1}{2 \times \pi \times (5.024\text{Hz}) \times (10\mu\text{F})} = 3.168\text{k}\Omega \quad (95)$$

$$R_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{SEC} \times C_2} = \frac{1}{2 \times \pi \times (25\text{MHz}) \times (2\text{pF})} = 3.183\text{k}\Omega \quad (96)$$

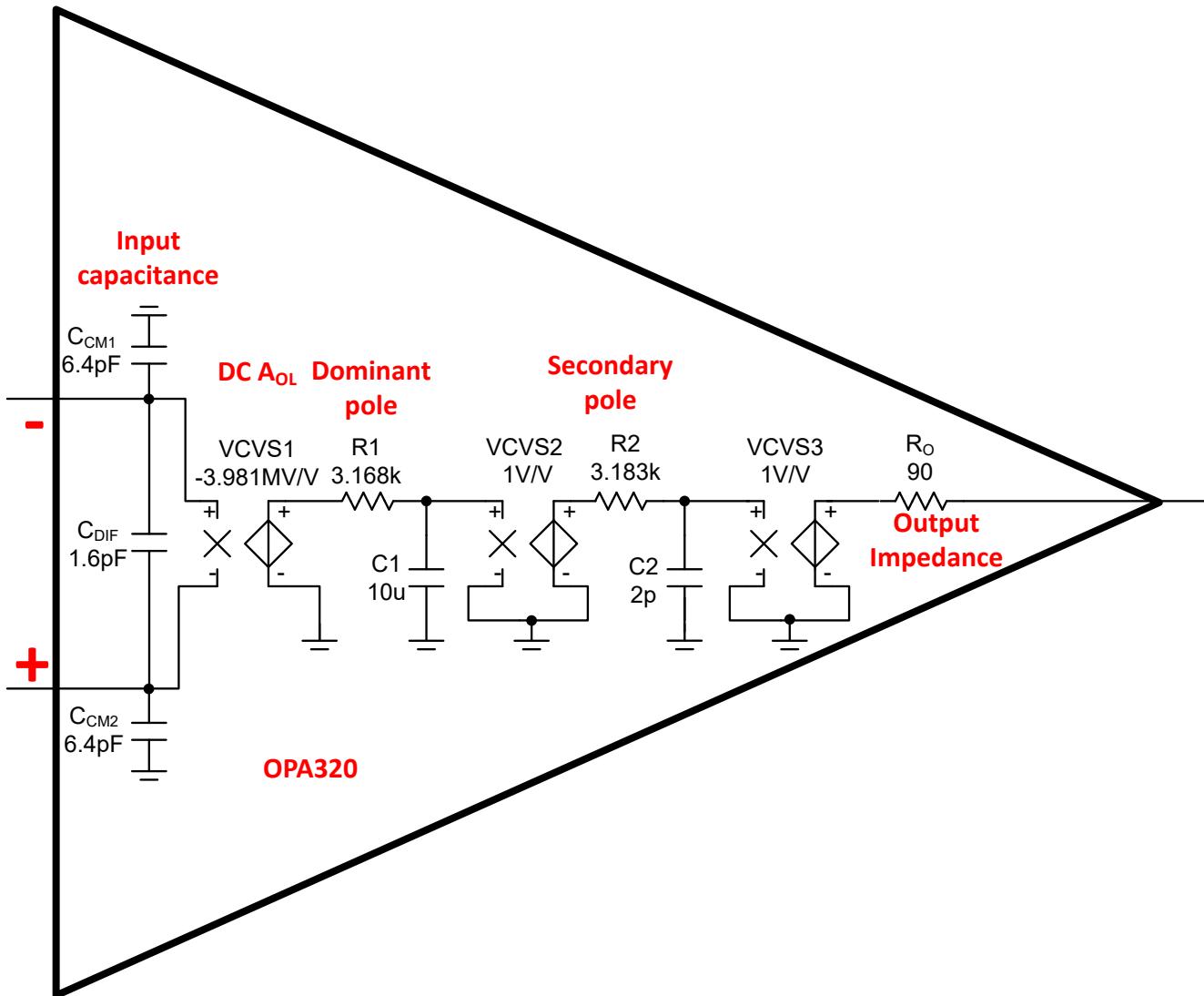


图 7-6. 采用次级极点及输入电容的运算放大器型号 (OPA320)

图 7-7 示出了图 7-6 的开环响应。请注意，主极点会引入 90° 相移，第二个极点会在单位增益带宽附近引入额外的相移。该型号实际上是一个近似值，因为实际器件在高频下具有多个极点和一个零点，但并未发布有关极点和零点的具体细节。最终，使用已发布的型号会更好，因为这些型号可以准确地对这些次要效应进行建模。但是，在型号不可用的情况下，可以使用这种方法。

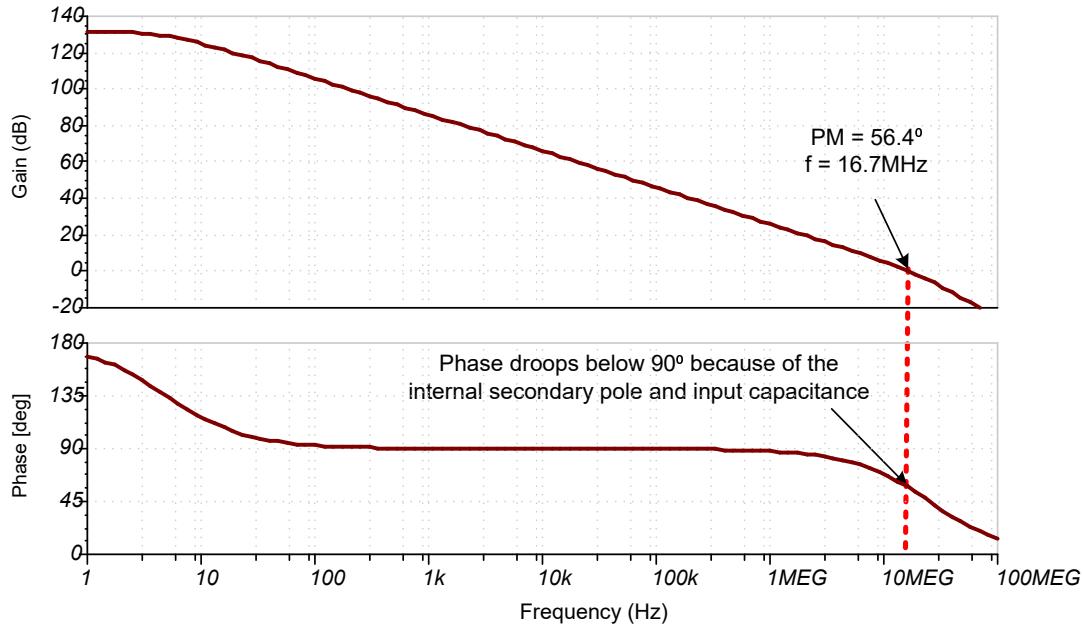


图 7-7. 双极 OPA320 型号的开环响应

7.3 解补偿运算放大器及稳定性

一些运算放大器在单位增益下不稳定。也就是说，如果在缓冲器配置 ($G = 1V/V$) 中进行配置，则运算放大器会振荡。低增益下出现这种不稳定的原因是， A_{OL} 中有一个低于单位增益带宽的第二极点。第二极点位于内部，其行为方式与电容负载引入的第二极点相同（参见 [隔离电阻器 \(\$R_{ISO}\$ \) 方法](#)）。这些类型的放大器称为解补偿放大器，因为这些放大器缺乏实现单位增益稳定性所需的内部补偿。开发解补偿运算放大器的原因是这些运算放大器具有比带有等效功耗的同类补偿放大器更高的增益带宽积。因此，解补偿放大器通常是带宽超过 50MHz 的高速放大器。

图 7-8 示出了典型解补偿放大器 (OPA892) 的开环响应。第二极点约位于 200MHz。OPA892 的最小增益要求是 10V/V (20dB)。通过检查 AOL 曲线可以了解稳定性要求。在此示例中，1V/V 增益的接近速率为 40dB/十倍频程，而 10V/V 的接近速率为 20dB/十倍频程。

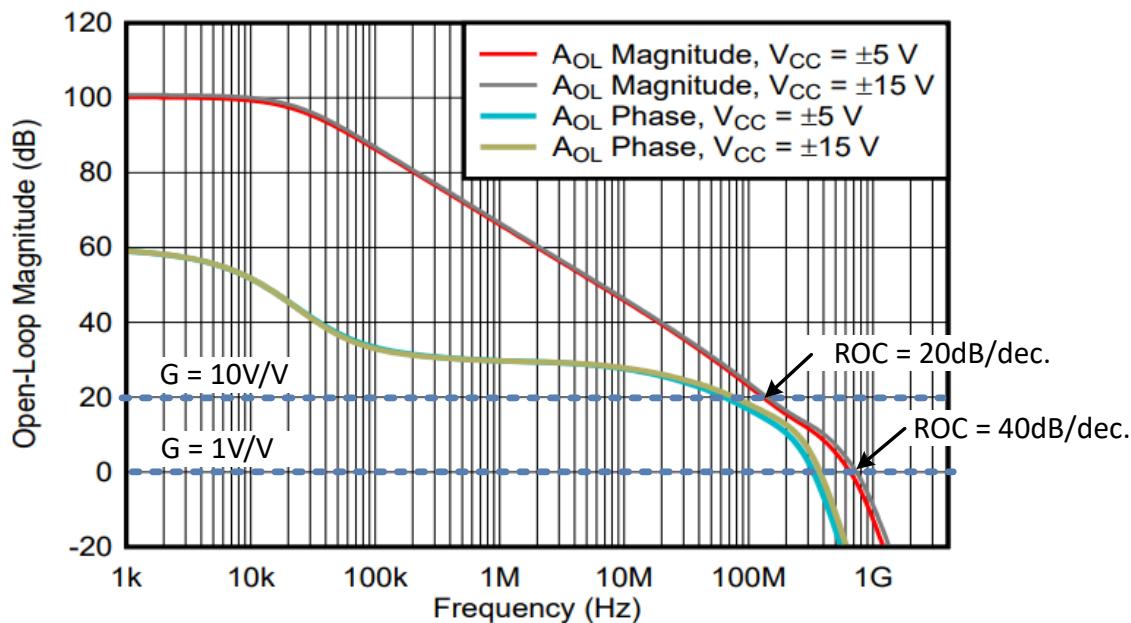


图 7-8. 解补偿运算放大器示例的开环响应 (OPA892)

7.4 闭环增益对稳定性的影响

电容负载导致不稳定的原因是 Z_O 和 C_L 在 A_{OL} 中生成第二个极点，而闭环增益 ($1/\beta$) 以 $40\text{dB}/\text{十倍频程}$ 的接近速率与 A_{OL} 曲线相交。对于更高的闭环增益， $1/\beta$ 曲线与次级极点上方的 A_{OL} 曲线相交，接近速率为 $20\text{dB}/\text{十倍频程}$ (请参阅图 7-9)。因此，对于电容负载引起的稳定性问题，较高的增益通常会提高稳定性。

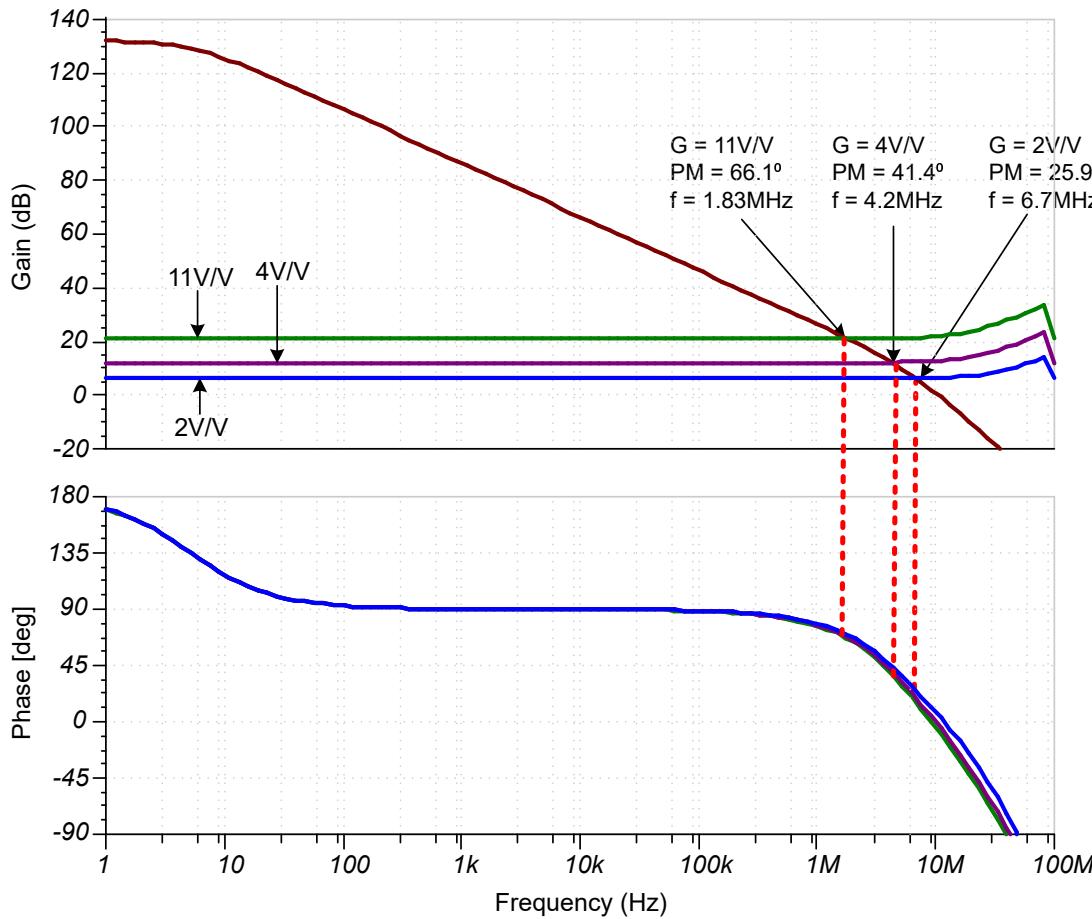


图 7-9. 开环响应的相位裕度与 $1/\beta$ (增益) 间的关系 (OPA320)

图 7-10 示出了不同增益下的闭环阶跃响应。请注意，较低的增益具有明显较高的过冲。测得的过冲与电容负载和闭环增益之间的关系也经常在运算放大器数据表中提供（请参阅图 7-10）。本节的重点是，增益较高的放大器的电容负载范围通常比增益较低的放大器具有更宽的电容负载范围。实际上，可以在大部分放大器频率范围内保持低增益，但在 A_{OL} 与 $1/\beta$ 相交之前提高增益（有关该方法的详细信息，请参阅节 4.4）。具有更高增益的电路也可以使用 C_F 补偿进行补偿，如节 4.5 中所述。

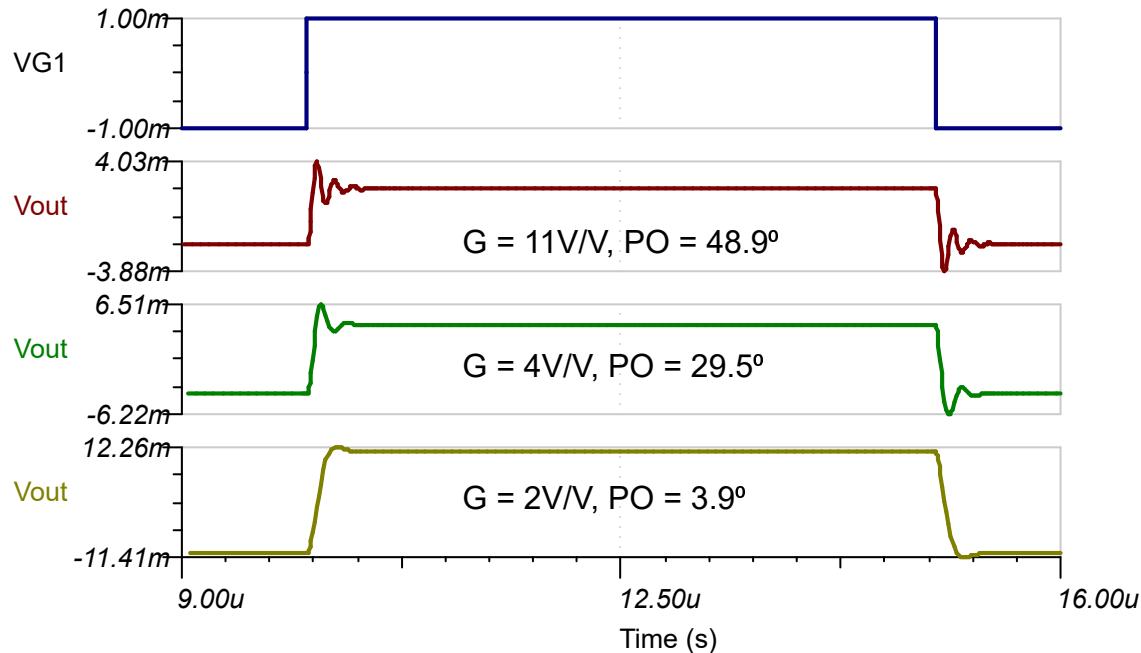


图 7-10. OPA320 的过冲百分比及闭环增益

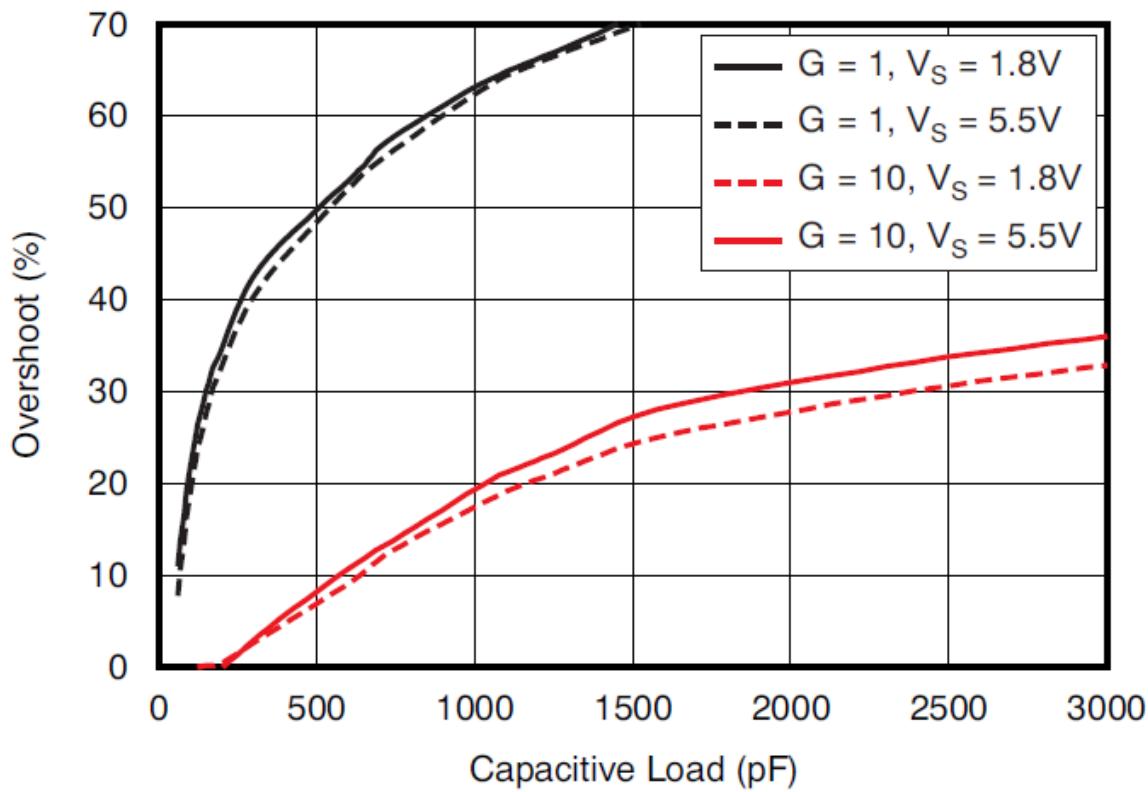


图 7-11. OPA320 中的过冲与电容负载及增益间的关系数据表

8 稳定性分析中的常见问题

通常，不熟悉稳定性分析的工程师会学习理论和方法，但当这些工程师尝试应用该理论时，同样是这些人存在问题和差异，会产生意想不到的错误结果。幸运的是，新工程师遇到的许多问题都是常见问题，可以轻松解释和避免。本节介绍常见稳定性分析差异以及避免这些问题的方法。

必须在放大器输出端而非负载端测试运算放大器的稳定性。一个常见的错误是检查负载处而非放大器输出端的瞬态响应。[图 8-1](#) 示出了小信号阶跃如何在放大器输出端具有显著过冲的响应，但其负载基本上没有过冲。这是因为 **RC** 负载电路具有较长的时间常数，可滤除过冲脉冲。通过检查放大器输出端而非负载端的开环和闭环稳定性，可以避免该问题。

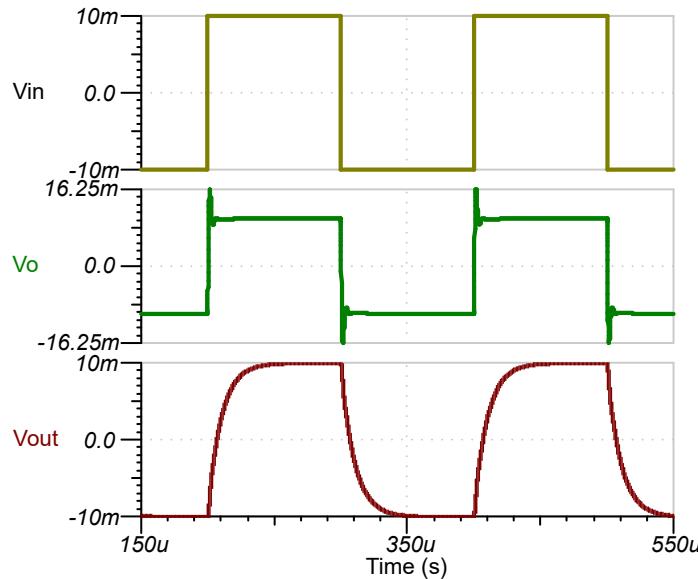
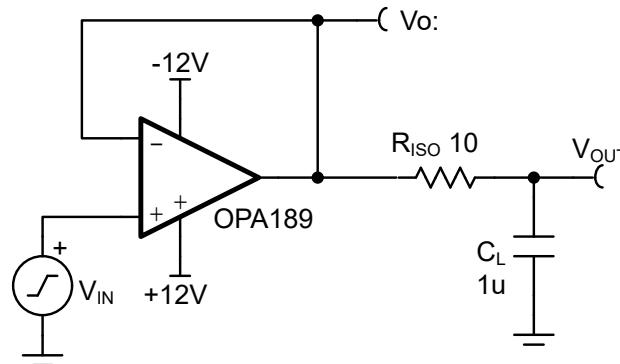


图 8-1. 检查运算放大器输出的稳定性，而不是负载信号

最常见的稳定性测试对运算放大器的输入施加小信号阶跃。该方法假设输入不会使放大器输入信号变得平滑或者对其进行滤波。所有运算放大器的输入都具有皮法范围内的共模电容器及差分电容器。根据源阻抗，该输入电容会产生一个 RC 滤波器，从而使输入阶跃变得平滑。如果输入阶跃没有突然的方波上升时间，则输出不会按预期响应。图 8-2 比较了具有大源阻抗与 0Ω 源阻抗的运算放大器电路。请注意，示例器件 (OPA192) 的输入电容为 6.4pF 。该输入电容与 $100\text{k}\Omega$ 源阻抗结合使用可让输入方波的边沿变得平滑。具有 $100\text{k}\Omega$ 源阻抗的电路输出不会表现任何过冲，而具有 0Ω 源阻抗的电路表现 17.5% 过冲。重点是通过源阻抗施加输入阶跃可以使阶跃的边沿变得平滑，并对瞬态响应求积，这意味着电路在没有源阻抗的情况下是稳定的。避免此问题的一种方法是，始终将阶跃直接施加到输入端并绕过任何源阻抗。另一种方法是检查输出负载响应，如图 8-3 所示。

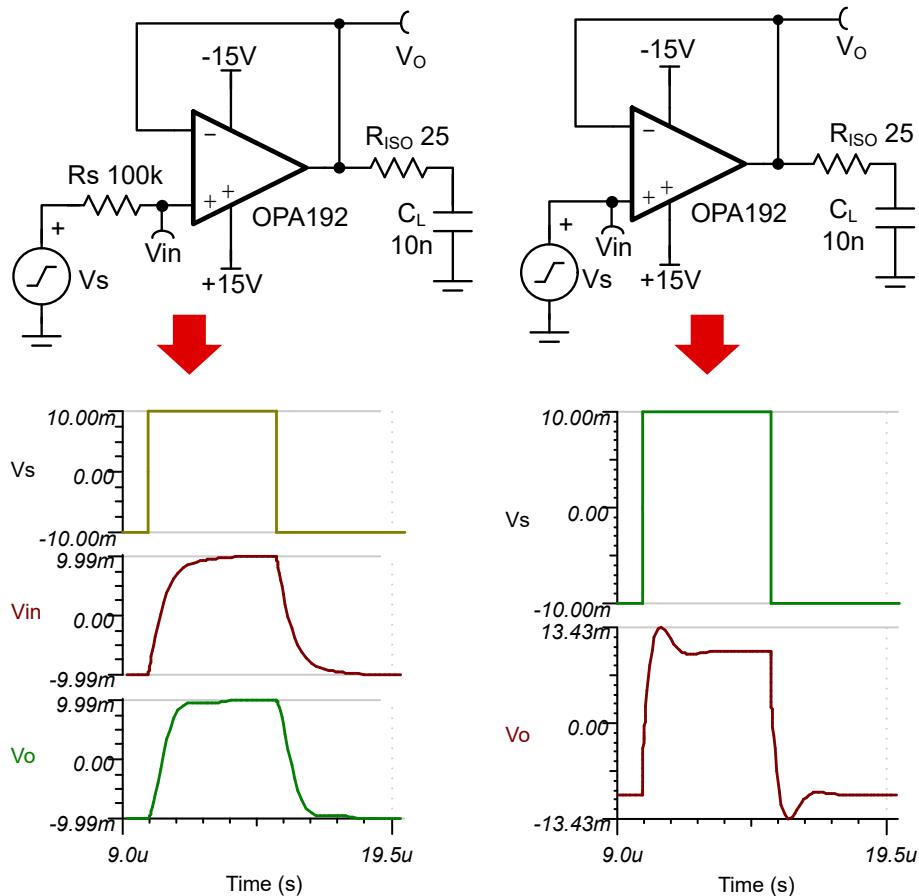


图 8-2. 请勿通过大串联电阻测试阶跃响应

输出负载电流中的阶跃可用于测试放大器稳定性，方法与使用小信号输入阶跃的方法相同。对于输出阶跃， $\pm 1\text{mA}$ 的负载电流阶跃是检查稳定性的良好起点。根据响应的不同，可以将阶跃调整为更大或更小。负载阶跃会产生一个与步长相对应的初始大瞬态及一个与过冲相对应的较小阻尼振荡。图 8-3 中所示的示例具有 21mV 的步长，以及对应的 $\pm 1\text{mA}$ 阶跃的 6.7mV 过冲。选择负载阶跃幅度时，请寻找与本示例类似 10mV 至 20mV 输出阶跃响应。该示例将输出阶跃与输入阶跃进行了比较。虽然这两种情况的结果相似，但情况并不完全相同。大多数放大器具有略微不同的输入和输出阶跃响应。这在一定程度上是源于电路不是阶跃响应所假定的简单二阶系统。相反，这些电路具有与路径相关的复杂高阶响应。由于输入和输出阶跃响应可能不同，根据预期应用检查电路可能会很有用。例如，SAR ADC 会生成负载阶跃响应，因此如果使用该电路来驱动 SAR ADC，请查看输出阶跃响应。

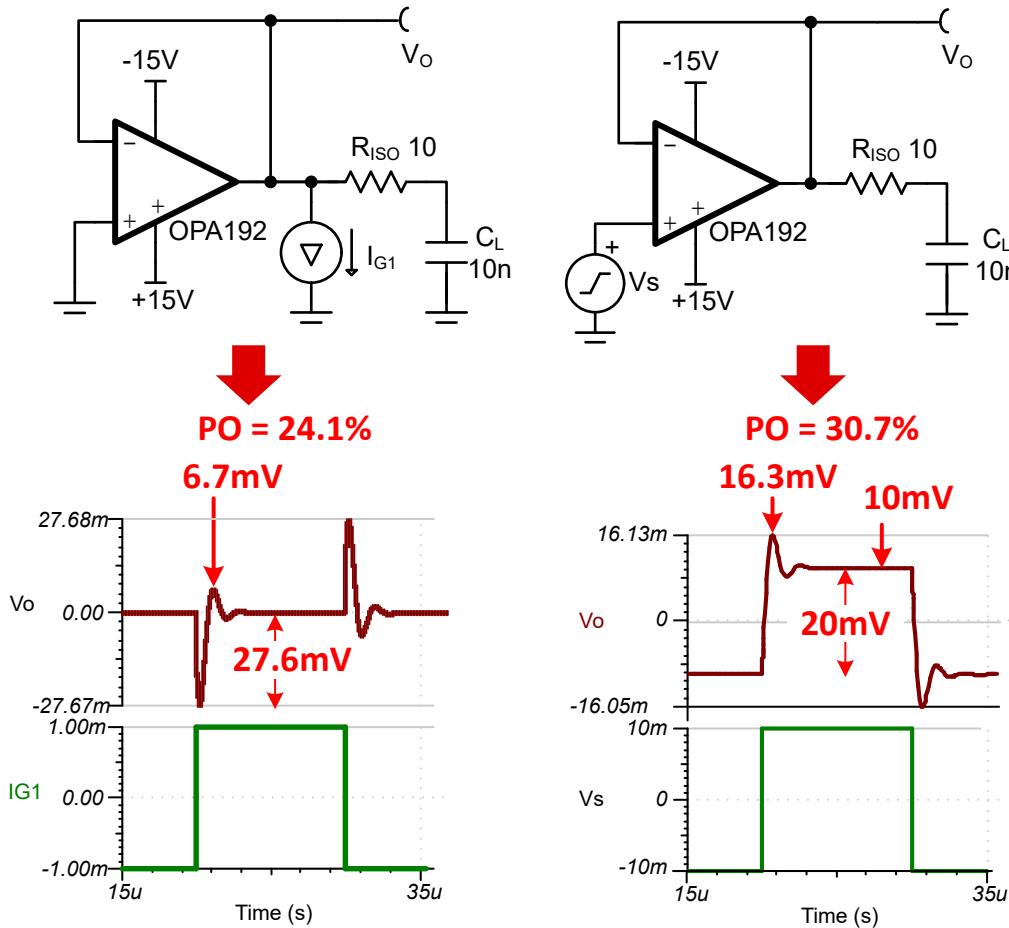


图 8-3. 用于稳定性测试的输出负载阶跃

当将术语小信号和大信号与运算放大器结合使用时，这些术语实际上描述了线性运行和压摆率运行之间的区别。对于小信号操作，该放大器的行为类似于线性系统。也就是说，放大器具有较小的输入失调电压，输出是输入信号的线性倍数。对于大信号操作，放大器是转换的，因此失调电压非常大，输出不是输入的线性倍数。当放大器转换时，输出以最大速率移动，直到输出接近目标值，然后放大器转换为小信号运行。小信号阶跃通常被认为是 100mVpp 或者更低。大信号阶跃通常被认为是 1Vpp 或者更高。实际上，大信号和小信号之间的过渡点因器件而异，因此假设小信号为 10mVpp 或更低最好。

在进行稳定性测试时，放大器必须处于线性运行状态（小信号）。当对运算放大器施加大信号阶跃时，大部分阶跃响应是压摆率或非线性响应。在大信号阶跃结束时，运算放大器恢复到小信号运行。图 8-4 显示了 $\pm 5V$ 大信号阶跃和 $\pm 10mV$ 小信号阶跃。对于大多数大信号阶跃，输出是转换的，因此放大器不处于线性状态。在大信号阶跃结束时，放大器恢复到小信号运行，并且存在过冲响应。但是，过冲仅对应于阶跃的小信号部分，过冲百分比计算并未反映系统稳定性。在图 8-4 中，较小的大阶跃的 PO 为 2%，而微小信号的 PO 为 41.9%。

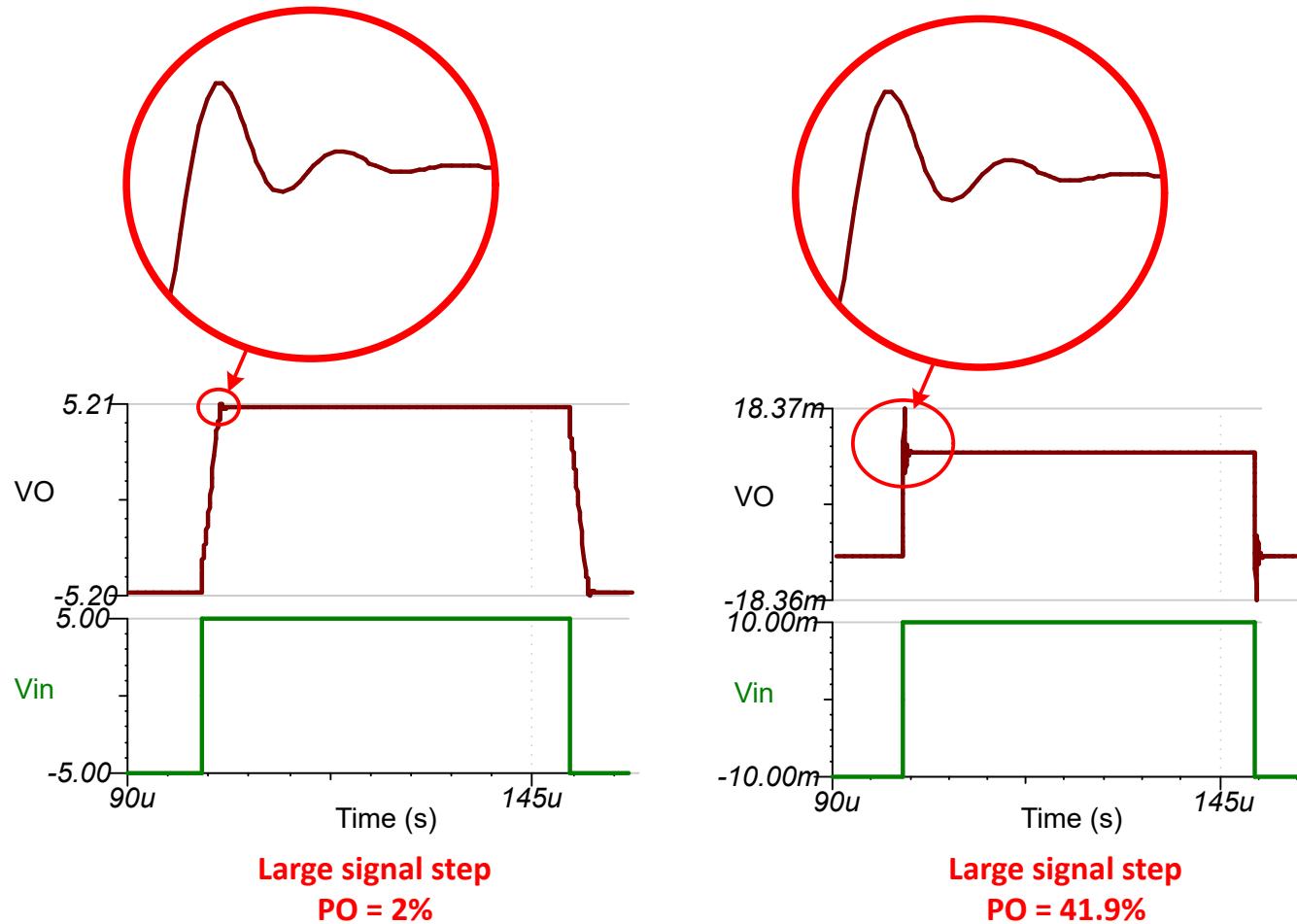


图 8-4. 大信号与微小信号阶跃测试

测试微小信号阶跃响应的典型方式是向放大器输入或负载施加微小信号重复方波。在仿真中，第一个瞬态响应不一定代表稳态响应。大多数 SPICE 仿真器允许通过计算工作点，使用预定的初始条件或使用零初始条件来设置初始条件。此外，双极波形可以从零开始，而不是从负状态开始。因此，第一个瞬态有许多变量决定了过冲响应。为了进行准确的过冲计算，应忽略第一个瞬态过冲和后续响应。在图 8-5 中，第一个瞬态响应明显小于后续响应。

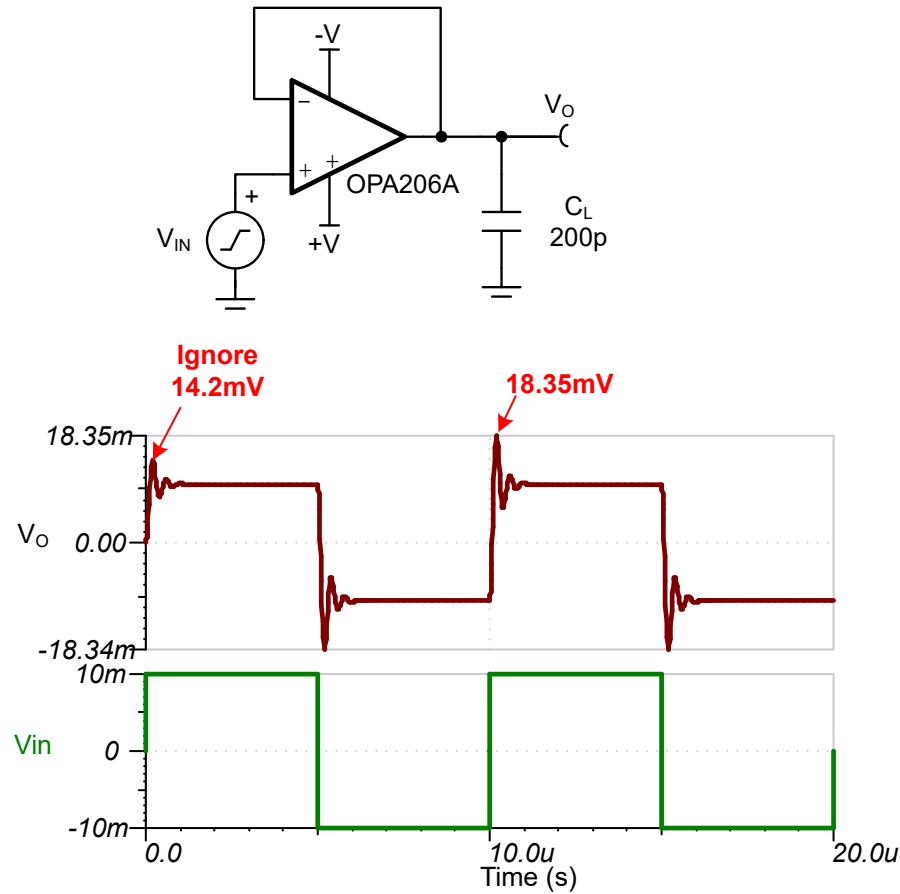


图 8-5. 忽略初始瞬态响应

如前所述，可以通过使用非常大的测试电感器和电容器（1TF 和 1TH）断开环路来模拟运算放大器的开环响应。这些大分量支持直流有效闭环运行以及毫赫兹及以上的有效开环响应。这种方法通常效果良好，但在某些情况下，在 A_{OL} 非常高的低频下会发生数学误差。出现此错误的原因基本上为数字截断或溢出错误。例如，从一个非常大的数字中减去一个非常小的数字可能会由于计算机计算的有限精度而导致这种数值分析误差。图 8-6 示出了仿真中这种数学误差的情况。实际上，该误差通常限制在非常低的频率下，在所需的频率下，稳定性仿真准确的。然而，可以通过将测试电感器和电容器值从万亿级减少到千兆位甚至巨型值来更大限度地减小该误差。在某些时候，这种降低会限制低频下的仿真精度。最终，这种数学误差通常不会影响仿真的整体精度，因此可以忽略该误差。

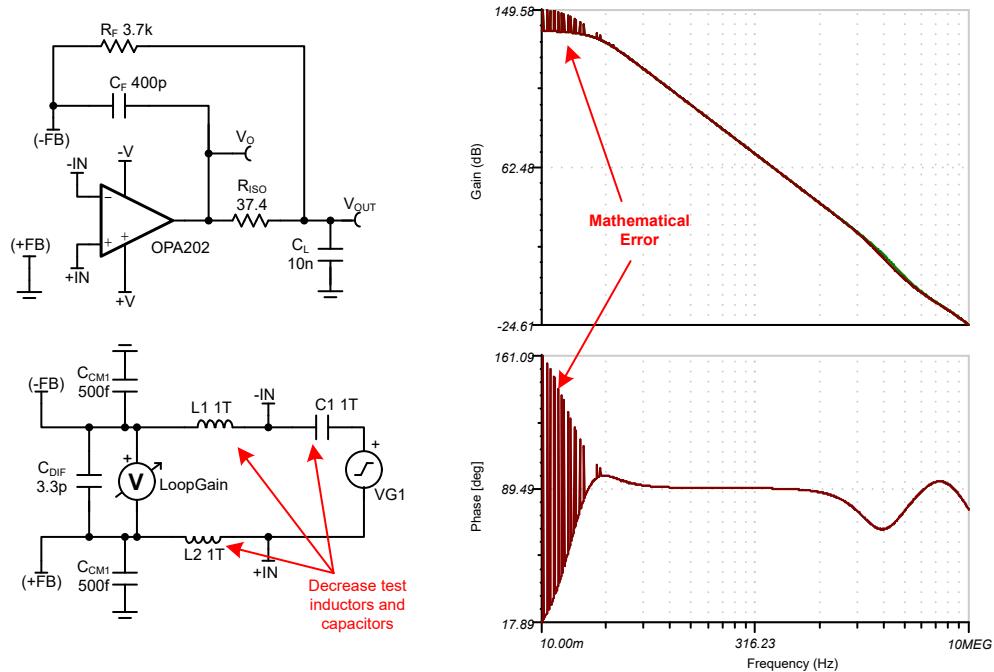


图 8-6. 开环稳定性分析的常见数学误差

9 参考资料

- Claycomb、Tim and Wells、Collin (2021 年)。优化放大器电路中的输入和输出瞬态稳定时间。Q3。优化放大器电路中的输入和输出瞬态稳定时间。
- Alex Curtis 和 Chris Featherstone (2025 年 3 月)。复杂数学访谈和讨论。
- Sergio Franco (2013 年 8 月)。零极点双对揭秘。EDN。零极点双对揭秘。
- Tim Green (2006 - 2008)。EN-Genius : 12 器件稳定性系列。稳定性文章系列。
- Tim Green 和 Collin Wells (2013 年)。运算放大器精密实验室稳定性系列。运算放大器高精度实验室。
- Tim Green、Miro Oljaca 和 Collin Wells (2015 年 5 月)。了解 PGA900 DAC 增益放大器的开环输出阻抗。了解 PGA900 DAC 增益放大器的开环输出阻抗。
- Tim Green 和 Collin Wells (2015 年)。稳定运算放大器的 15 种方法。稳定运算放大器的 15 种方法。
- Marek Lis (2022 年 11 月)。OPAx328 的基准缓冲器、ADC 驱动器和互阻抗应用。OPAx328 的基准缓冲器、ADC 驱动器和互阻抗应用。
- Zach Olsen (2023 年 7 月)。确定驱动电容负载的最佳隔离电阻。确定驱动电容负载的最佳隔离电阻。
- Vivek Varier (2025 年 3 月)。运算放大器输出阻抗访谈和讨论。
- Collin Wells (2018 年 8 月)。运算放大器回路稳定性分析的基础：双环增益论述。运算放大器回路稳定性分析的基础：双环增益论述。

重要通知和免责声明

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出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月