

运算放大器稳定性
第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益
作者: Tim Green, 德州仪器

本系列的第六部分是新《电气工程》杂志 (Electrical Engineering) 中“保持容性负载稳定的六种方法”栏目的开篇。这六种方法是 R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益、噪声增益及 CF、输出引脚补偿 (Output Pin Compensation), 以及具有双通道反馈的 R_{ISO} 。本部分将侧重于讨论保持运算放大器输出端容性负载稳定性的前三种方法。第 7 和第 8 部分将详细探讨其余三种方法。我们将采用稳定性分析工具套件中大家都非常熟悉的工具来分析每种方法, 并使用一阶分析法来进行描述。该描述方法是: 通过 Tina SPICE 环路稳定仿真进行相关确认; 通过 Tina SPICE 中的 V_{OUT} / V_{IN} AC 传递函数分析来进行检验; 最后采用 Tina SPICE 进行全面的实际瞬态稳定性测试 (Transient Real World Stability Test)。在过去长达 23 年中, 我们在真实环境以及实际电路情况下进行了大量测算, 充分验证了这些方法的有效性。然而, 由于资源的限制, 本文所述电路并未进行实际制作, 在此仅供读者练习或在自己的特定应用 (如分析、合成、仿真、制作以及测试等) 中使用。

运算放大器示例与 R_O 计算

在本部分中, 用于稳定性示例的器件将是一种高达 $\pm 40V$ 的高电压运算放大器 OPA452。这种“功能强大的运算放大器”通常用于驱动压电致动器 (piezo actuator), 正如您可能已经猜到的那样, 该致动器大多为纯容性的。该放大器的主要参数如图 6.1 所示。图中未包含小信号 AC 开环输出阻抗 R_O 这一关键参数, 在驱动容性负载时, 该参数对于简化稳定性分析极其重要。由于参数表中不含该参数, 因而我们需要通过测量得出 R_O 。由于 Analog & RF Models 公司 (<http://www.home.earthlink.net/%7Ewksands/>) 的 W. K. Sands 为该放大器构建了 SPICE 模型, 因而我们可用 Tina SPICE 来测量 R_O 。对于数据表参数而言, W. K. Sands SPICE 模型已经过长期而反复的考证具有极高的精确性, 更重要的是, 它是真正的硅芯片部件!

OPA452

Supply: $\pm 10V$ to $\pm 40V$

Slew Rate: $+7.2V/\mu s$, $-10V/\mu s$

V_{out} Saturation:

$I_o=50mA$, $(V_-)+5V$, $(V_+)-5.5V$

$I_o=10mA$, $(V_-)+2V$, $(V_+)-2V$



图 6.1 : OPA452 重要参数

为了测试 R_O , 我们在图 6.2 的开环增益和相位与 OPA452 频率关系图上标注“工作点 (operating point)”。通过测试此“工作点” (无环路增益的频率与增益点) 的 R_{OUT} , $R_{OUT} = R_O$ (如欲了解 R_O 及 R_{OUT} 的详细探讨, 敬请参见本系列的第 3 部分)。

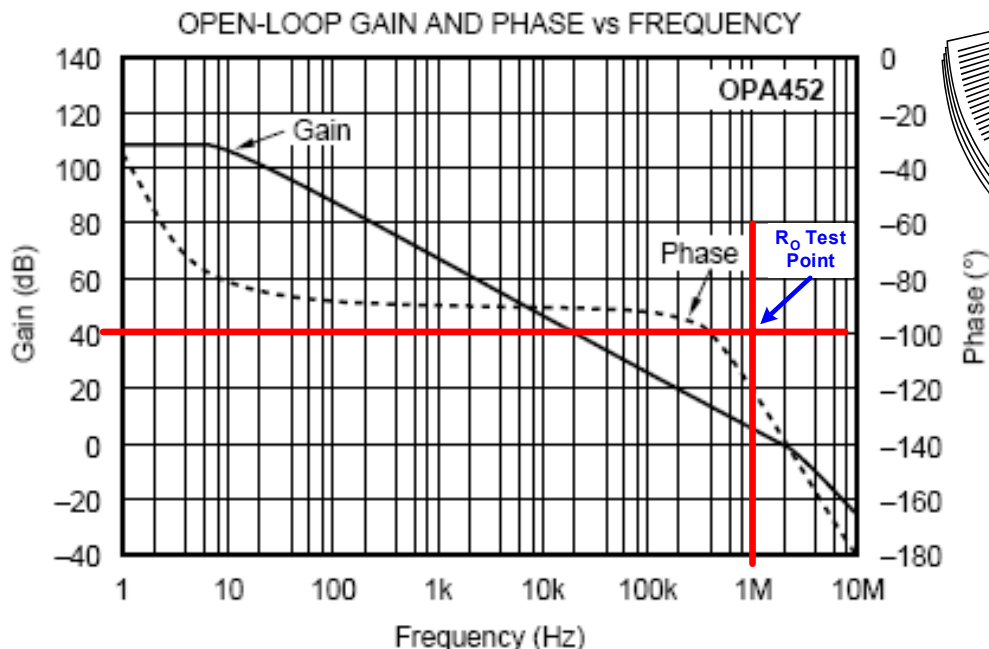


图 6.2 : 具有 R_O 测量“工作点”的 OPA452 Aol 曲线

由于我们在 Tina SPICE 中仅测试 R_O ，因而图 6.3 介绍了一个非常好用的 SPICE 使用技巧。首先我们设定放大器电路的增益点为 100。AC 通过 C1 进行耦合，并通过 R3 限制流入运算放大器输出端的最大电流。随后将电流计（安培计）A1 串联接入激励源（excitation source）。最后通过在运算放大器的输出端放置电压探针 VOA，我们可以轻松计算出 R_{OUT} （在我们的测试配置中为 R_O ）。这是本系列第 3 部分中“测量 R_O —激励法”的一种变化形式。

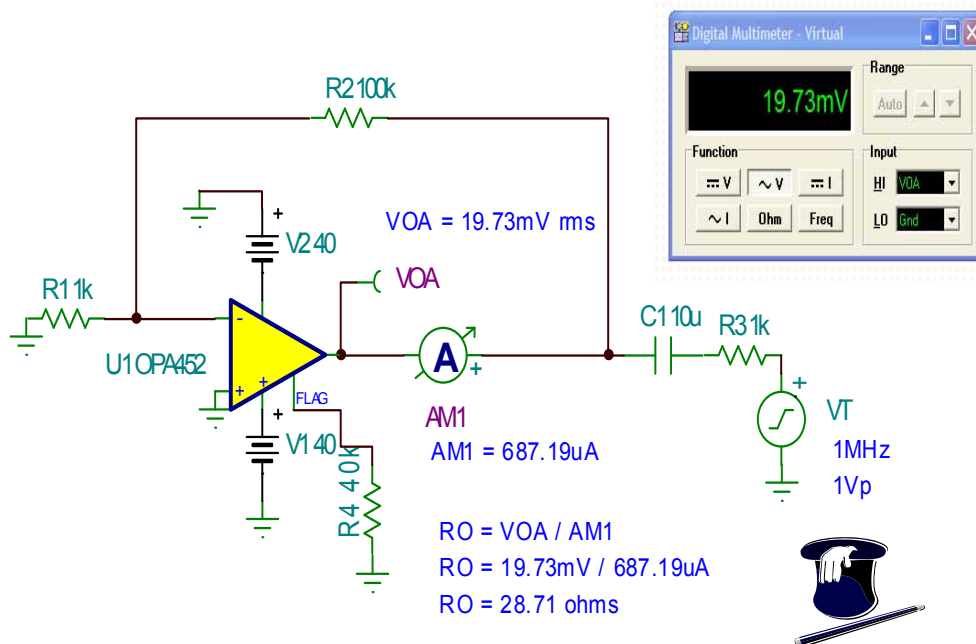
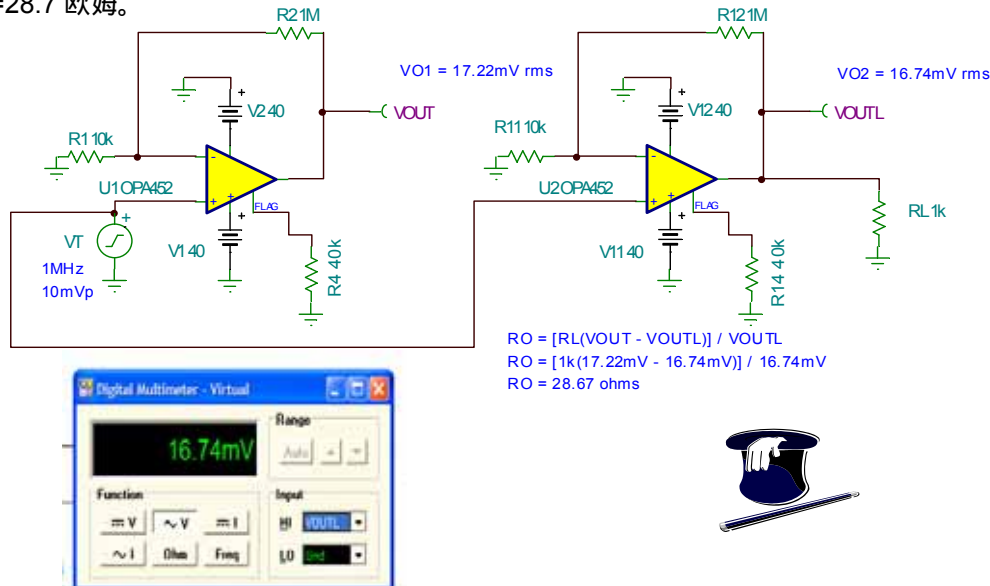


图 6.3 : Tina SPICE — R_O 测试方法 1

我们将使用本系列第 3 部分测量 R_O 中的“测量 R_O —负载法”再次对 R_O 进行测量检验（如图 6.4 所示）。此处介绍的技巧是，在使用一个 AC 信号源 VT、两个相同放大器 U1 及 U2（U1 放大器不加载，U2 放大器加载）的情况下仅运行 SPICE 一次即可完成测量。结果显示 $R_O=28.67$ 欧姆，与图 6.3 中对 R_O 的测量结果一致。我们设定 OPA452 的 $R_O=28.7$ 欧姆。



运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

图 6.4 : Tina SPICE — R_O 测试方法 2

Aol 修正模型

使用“ Aol 修正模型”可大大简化对于运算放大器容性负载的稳定性分析。如图 6.5 所示，数据表中的 Aol 曲线后跟随运算放大器输出电阻 R_O。容性负载 CL 与 R_O 共同作用在 Aol 曲线上形成另外一个极点，也可以用新的“ Aol 修正”曲线图进行描述（如图 6.6 所示）。

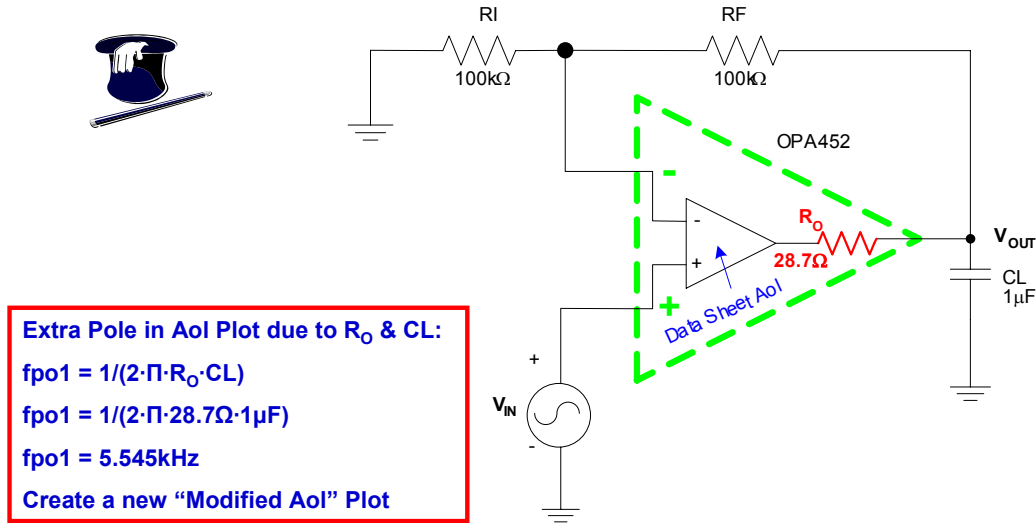
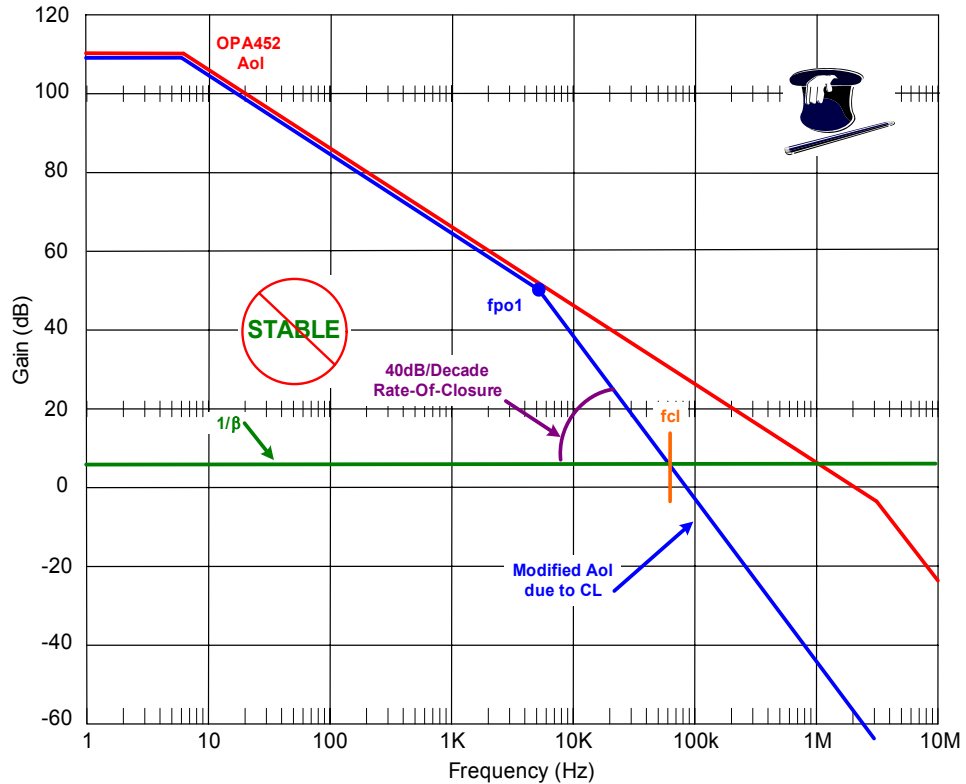


图 6.5 : 具有 CL 的 Aol 修正模型

从在图 6.6 中形成的“ Aol 修正”曲线上，我们很容易看到，仅有电阻反馈及低增益的运算放大器电路设计是不稳定的，原因是 1 / β 曲线与“ Aol 修正”曲线在闭合速度为 40dB / decade 时相交。



运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性：R_{ISO}、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

图 6.6：一阶分析 — 具有 CL 的 OPA452 Aol 修正曲线

现在我们将通过 Tina SPICE 来检验我们的一阶分析。为了进行环路稳定性检测，在图 6.7 电路中断开了运算放大器负输入端的 AC 环路。这将便于我们绘制由于 CL 负载与 R_O 相互作用而形成的“Aol 修正”曲线。

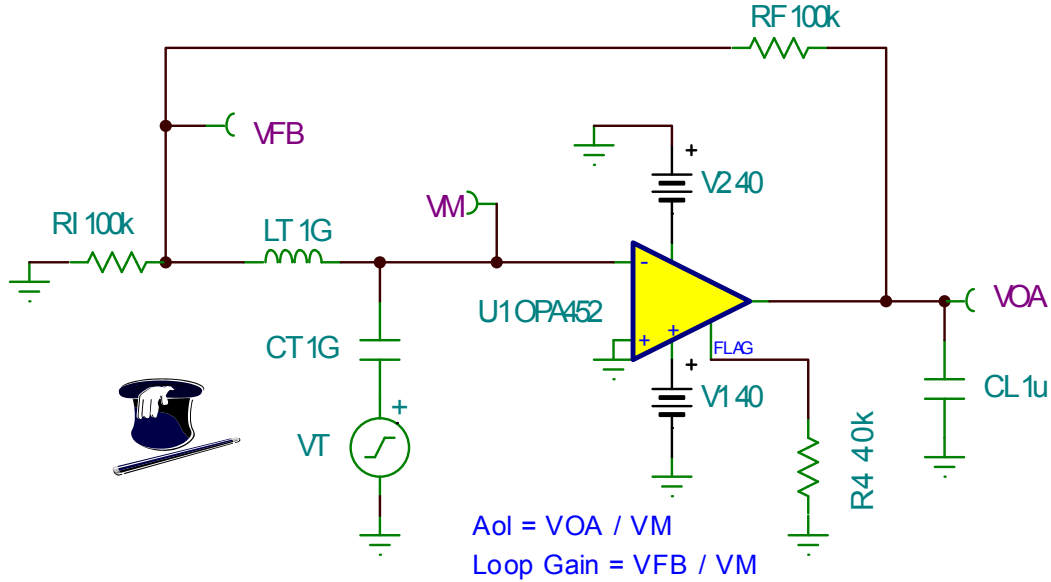
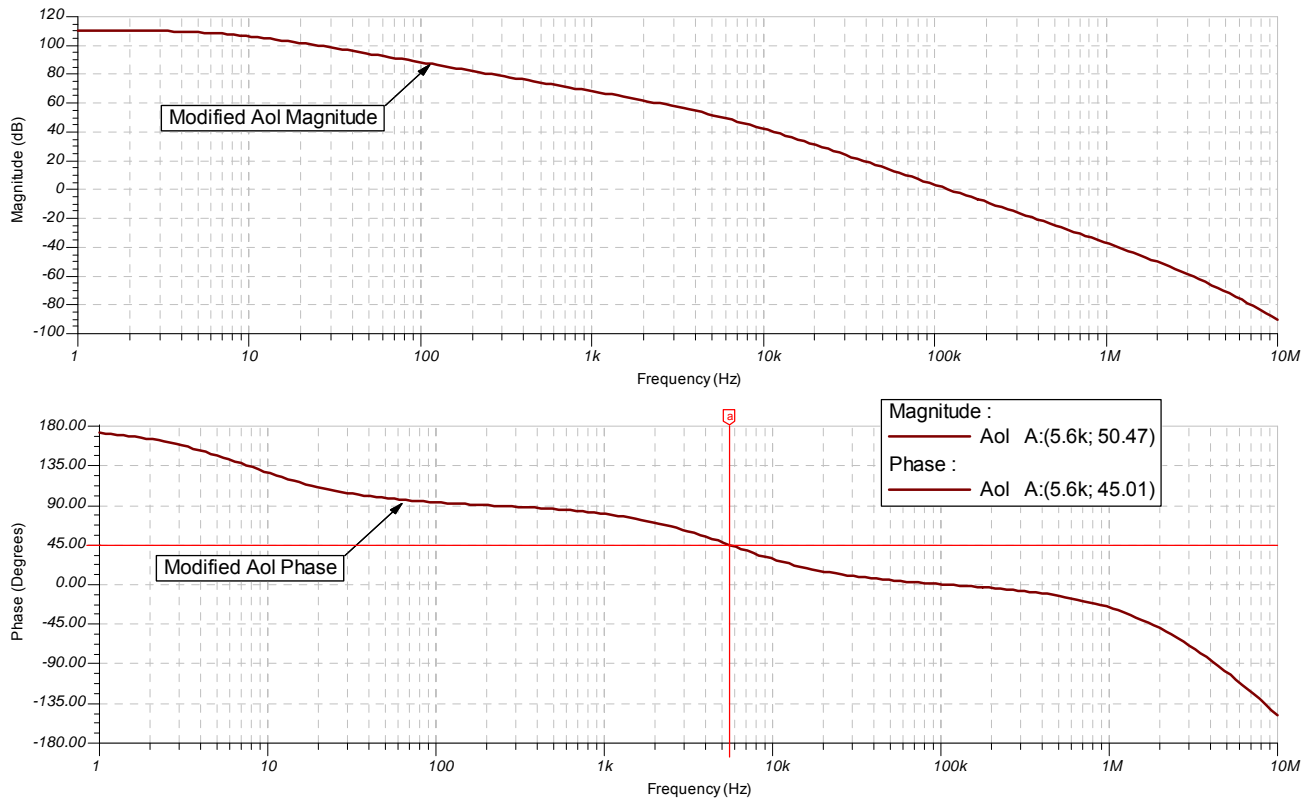


图 6.7：Tina SPICE — 具有 CL 的 Aol 修正电路

图 6.8 证明了我们的一阶分析是正确的。“Aol 修正”曲线图的第二个极点实际位于 5.6kHz 处。我们已经通过一阶分析测算出因 CL 的作用而产生的第二个极点位于 5.45kHz 处。



运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

图 6.8 : Tina SPICE — 具有 CL 的 Aol 修正曲线图

为了验证一阶分析对不稳定性的测算值是正确的，我们进行了环路增益分析，如图 6.9 所示。环路增益相位曲线清晰表明了电路即将出现问题，因为在 fcl 处相位为零。

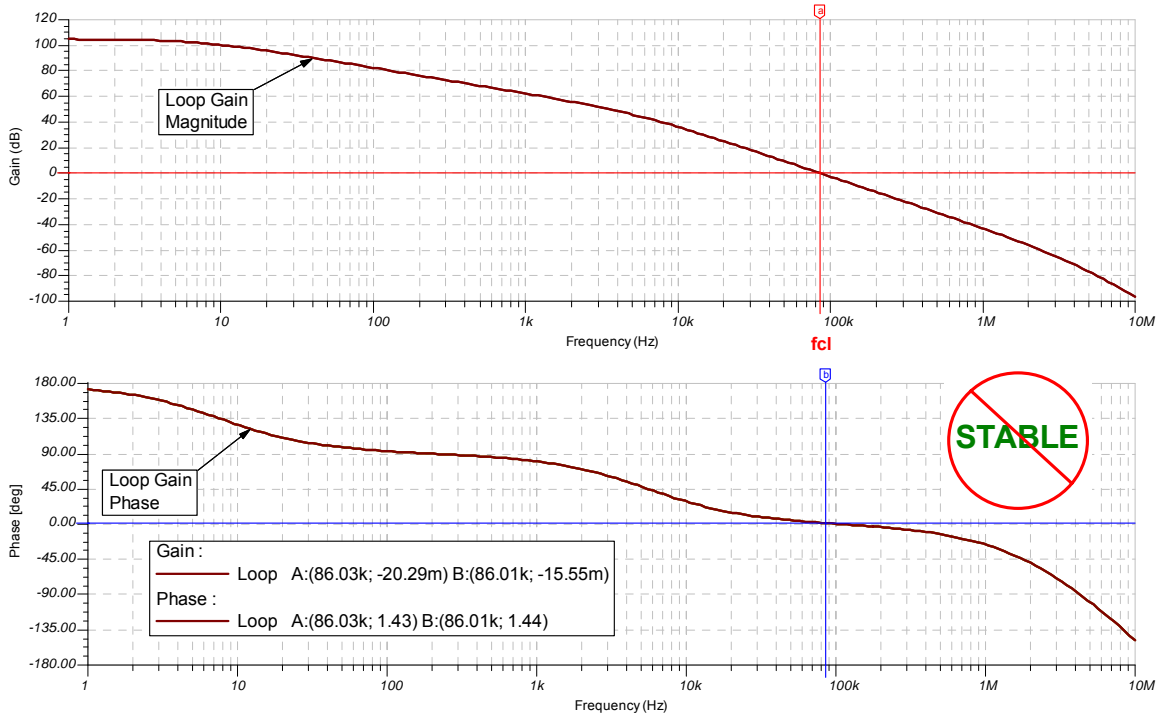


图 6.9 : Tina SPICE — 具有 CL 的环路增益曲线图

图 6.10 是我们将要在 Tina SPICE 上进行实际瞬态稳定性测试电路的详图。与一阶分析一样，根据环路增益曲线图也可测算出不稳定点。为了获得全面信息，我们将观察电路的瞬态响应。

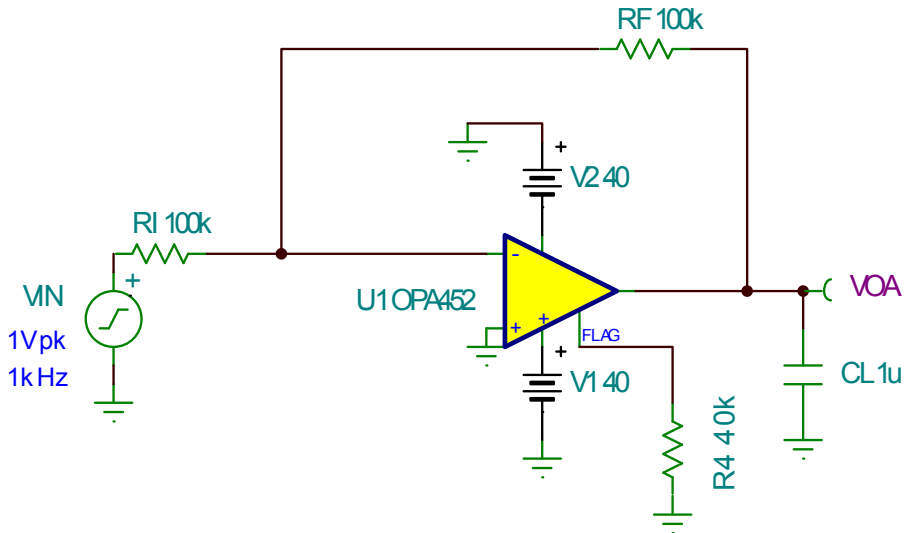


图 6.10 : Tina SPICE - 具有 CL 的瞬态测试

图 6.11 中的瞬态 Tina SPICE 仿真结果表明：如不采取措施，该电路极易出现“不稳定”现象。

运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

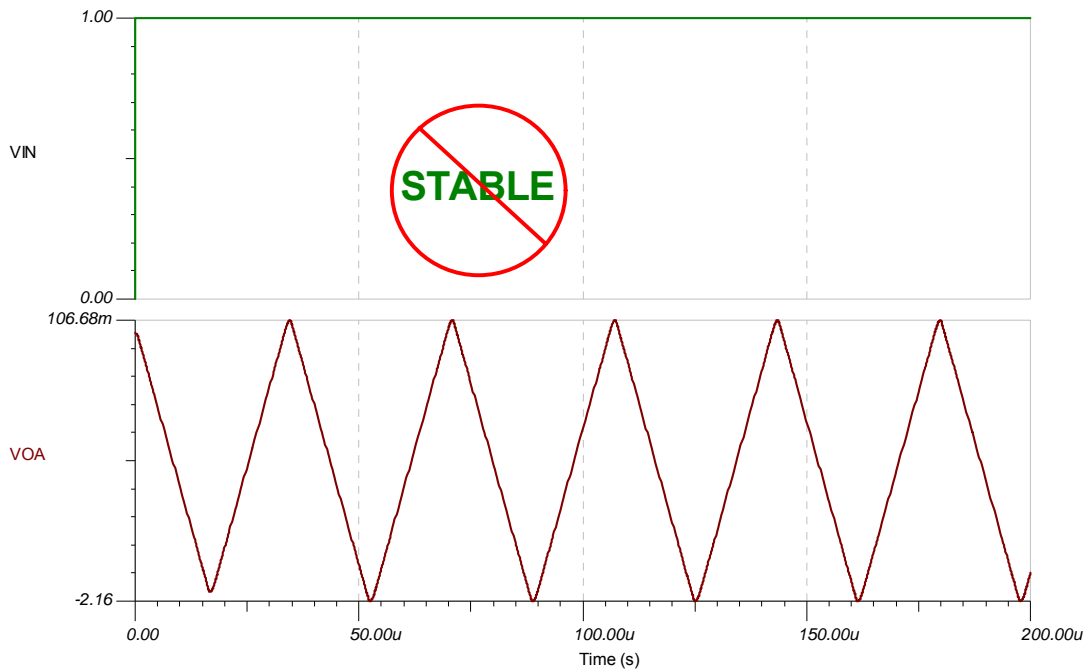


图 6.11 : Tina SPICE - 具有 CL 的瞬态测试结果

在试图对不稳定的容性负载运算放大器电路进行补偿之前，我们需要考虑到：，是否负载电阻会因 R_O 与 CL 相互作用影响“ A_{ol} 修正”曲线图中第二个极点的位置。如图 6.12 所示，负载电阻 RL 与运算放大器输出电阻 R_O 并联，这会提高极点位置的频率。极点的最终位置目前将由并联的 R_O 与 RL 及负载电容 CL 决定。根据我们惯常使用的十倍频程（decade）方法，我们可以由此得出一个非常实用的经验法则。如果 RL 大于 $10R_O$ ，则可以忽略 RL 的影响，第二个极点的位置主要由 R_O 及 CL 决定。

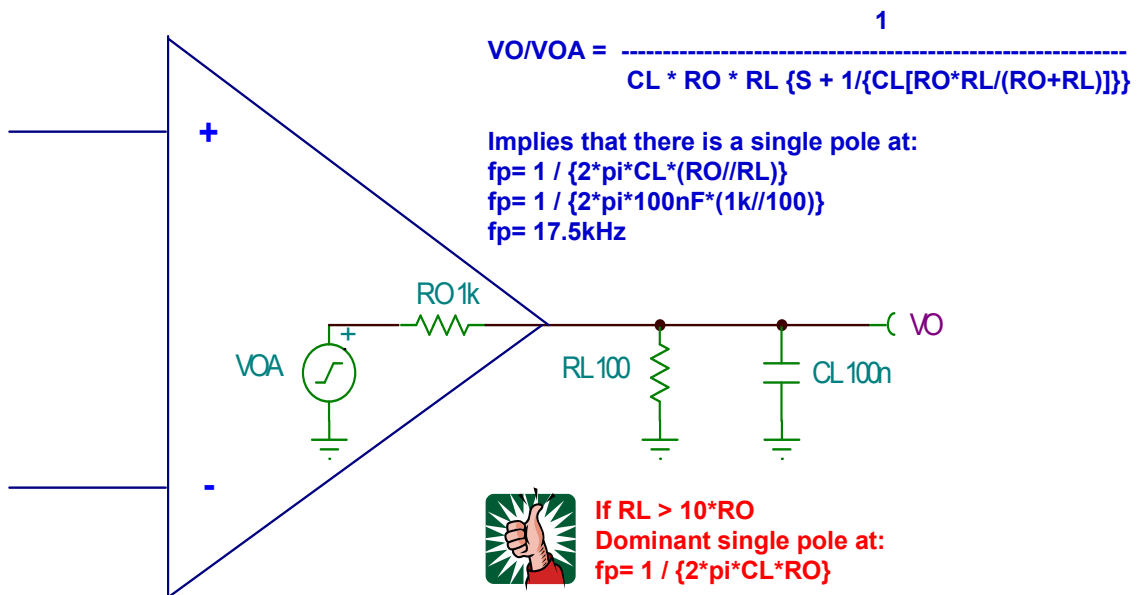


图 6.12 : 是否应考虑 RL 的影响因素？

运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者: Tim Green, 德州仪器

图 6.13 确定了我们的一阶分析，得出了可确定极点位置的 R_O 、 R_L 及 C_L 的配置，正如所测算的那样， R_O 、 R_L 并联与 C_L 共同作用。

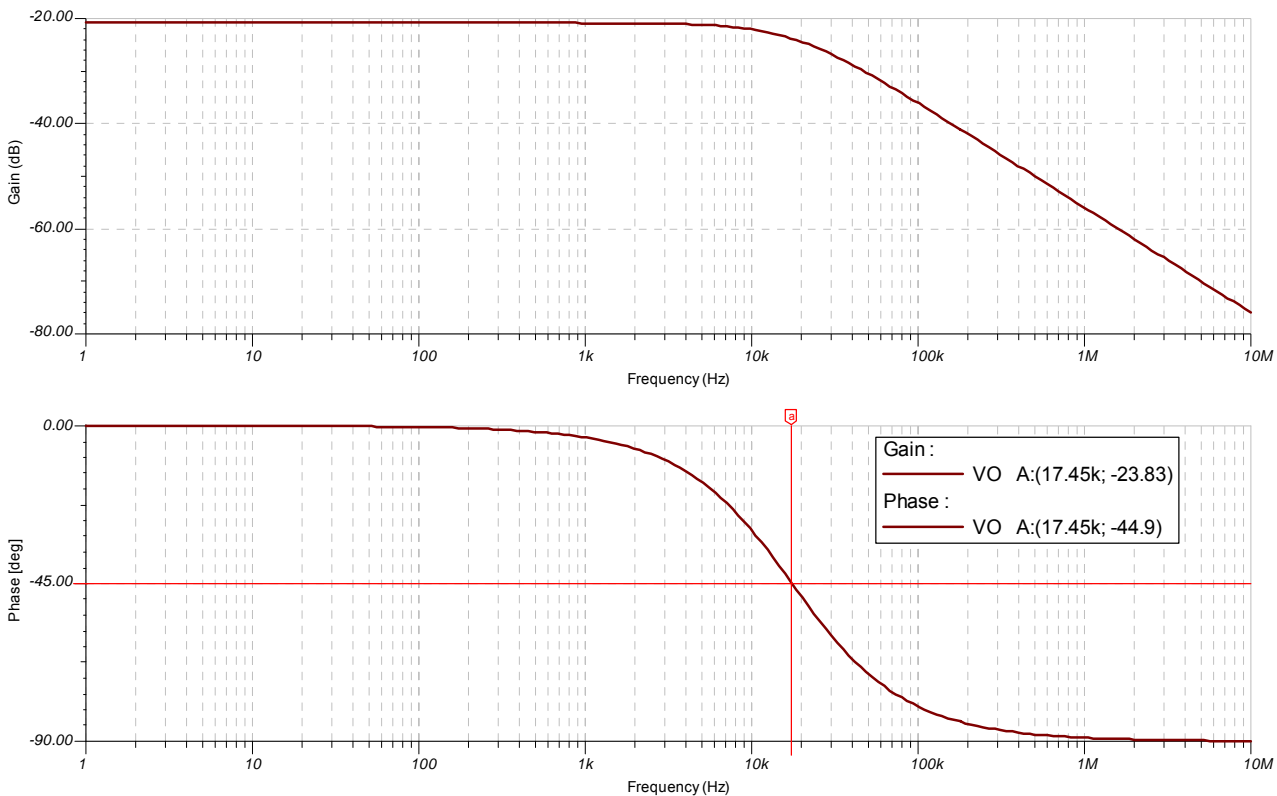


图 6.13 : Tina SPICE - R_O 、 R_L 、 C_L 极点图

R_{ISO} 及 C_L 补偿

如 6.14 所示，我们用于稳定驱动容性负载的运算放大器的第一种方法是：在运算放大器的输出与容性负载 C_L 之间使用隔离电阻 R_{ISO} 。反馈点直接取自于运算放大器的输出。这将在“ A_{ol} 修正”曲线图中产生另一个极点和零点。使用该方法需要考虑的关键因素是从运算放大器流经 R_{ISO} 到负载的电流。该电流将产生 V_{OUT} 与 V_{OA} （运算放大器的反馈点）的比较误差。下列给出的应用将决定该误差值是否可以接受。

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 C_F 、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

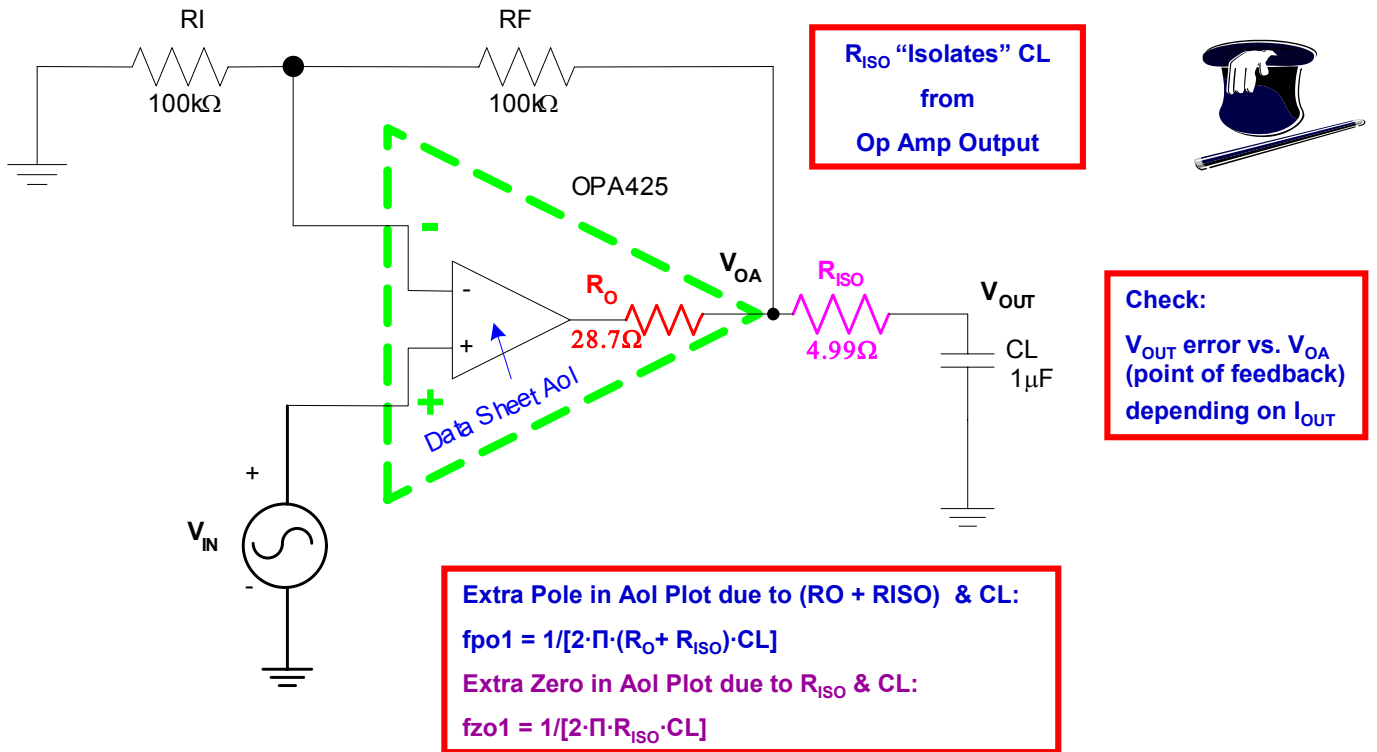
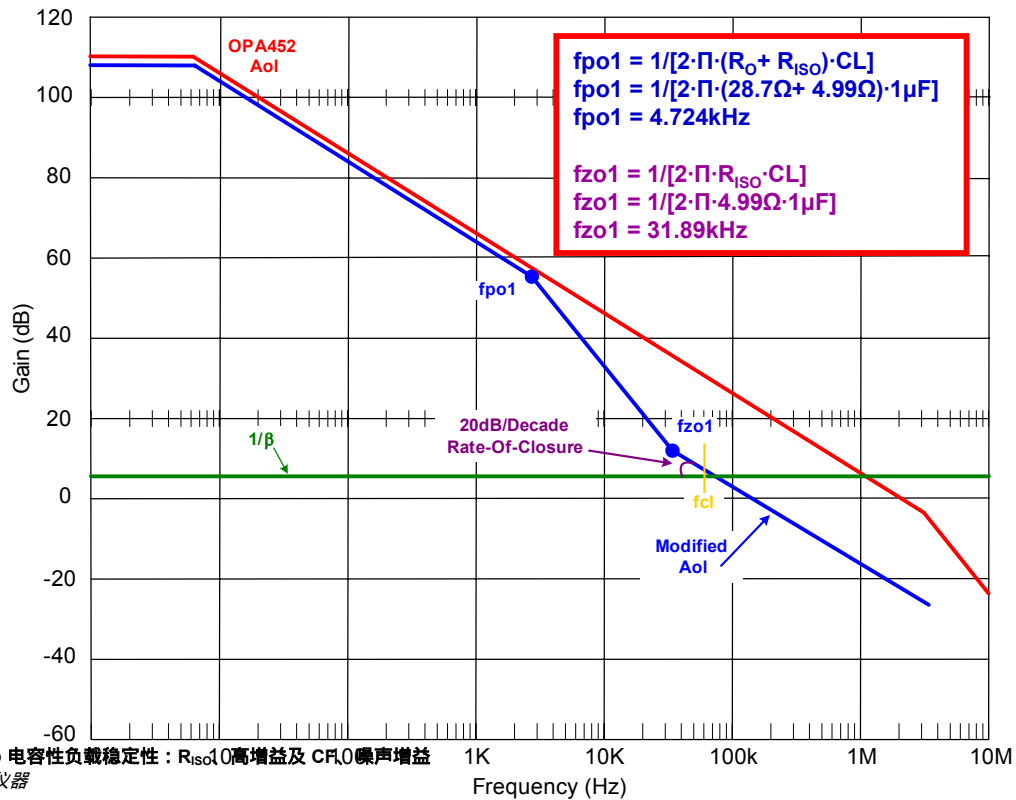


图 6.14 : R_{ISO} 及 CL 补偿

采用 R_{ISO} 及 CL 方法的一阶分析如图 6.15 所示。fpo1 由 R_O 和 R_{ISO} 的总电阻与 CL 相互作用来决定。fzo1 由 R_{ISO} 与 CL 共同决定。从 6dB 的 1/β 图上可以看出，fcl 点的闭合速度为 20dB / decade，并且一阶分析也推算出该速度可保持稳定。



运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 高增益及 CF₁₀ 噪声增益

作者: Tim Green, 德州仪器

图 6.15：一阶分析 - R_{ISO} 及 CL 的 Aol 修正曲线

我们将用图 6.16 所示的 Tina SPICE 电路来确定一阶分析的结果。请注意，我们断开了运算放大器负输入端的环路，这样做是为了便于绘制“Aol 修正”曲线及环路增益图。通过检验， $1/\beta$ 为 x2 或 6dB。

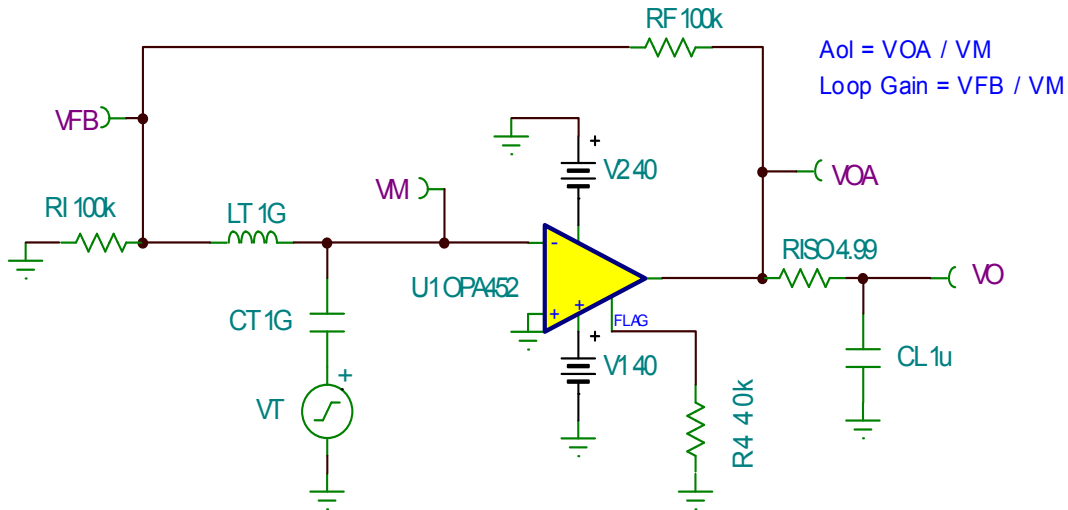


图 6.16：Tina SPICE - R_{ISO} 及 CL 环路

图 6.17 的“Aol 修正”曲线图显示，极点与零点值与我们推算的 $fp01=4.724kHz$ 以及 $fz01=31.89kHz$ 非常接近。

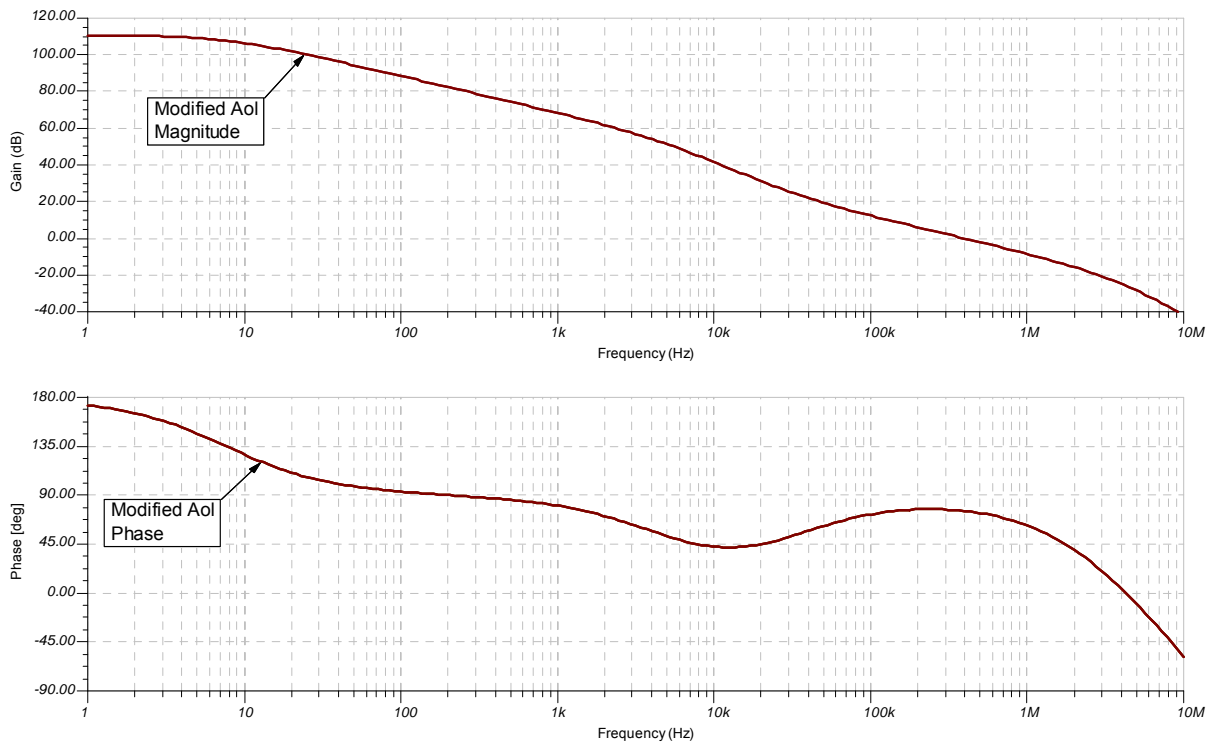


图 6.17：Tina SPICE 中 R_{ISO} 及 CL 的“Aol 修正”曲线

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

环路增益曲线图（如图 6.18 所示）显示，采用 R_{ISO} 及 CL 稳定方法能够实现良好的稳定性。从合成经验法则可以看出，相位裕度在 DC 到 f_{cl} 之间不会低于 45 度。

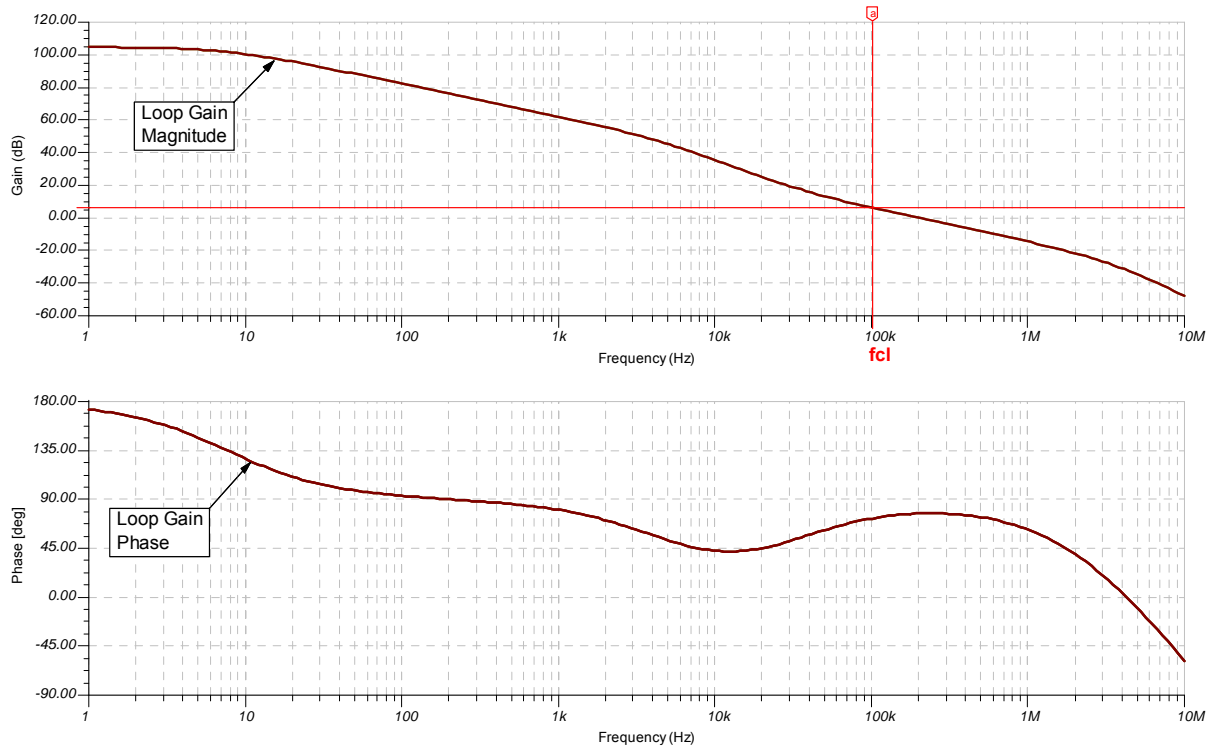
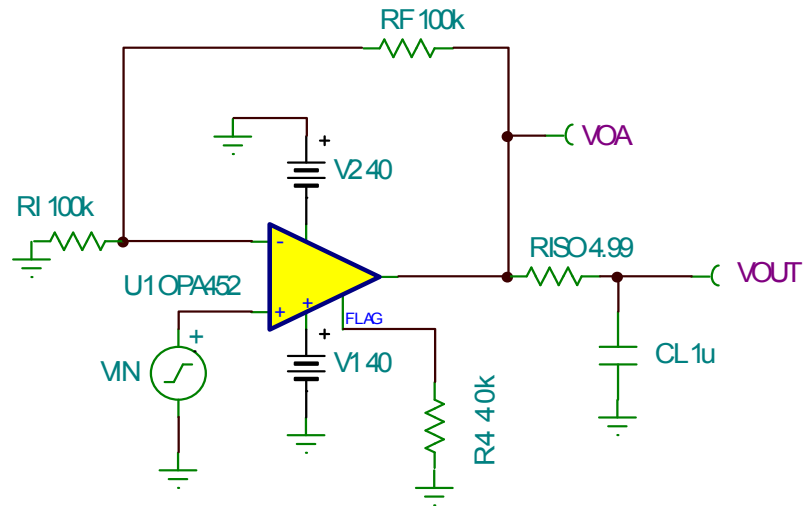


图 6.18 : Tina SPICE - R_{ISO} 及 CL 环路增益

图 6.19 中的 Tina SPICE 电路将运行 V_{OUT} / V_{IN} 传递函数，并重新运行用于瞬态分析的 V_{IN} 函数。



AC Analysis: $V_{IN} = 1V_{pk}$

Transient Analysis $V_{IN} = 100mV_{pk}$, 10kHz, 10nS rise/fall time

图 6.19 : Tina SPICE - R_{ISO} 及 CL 的 V_{OUT} / V_{IN} 电路

若没有一阶分析帮助我们理解该电路工作中的频率表现，那么 R_{ISO} & CL 的 V_{OUT} / V_{IN} AC 传递函数会有些难以理解。如图 6.20 所示，我们需要同时考虑 V_{OA} / V_{IN} AC 传递函数及 V_{OUT} / V_{IN} AC 传递函数。该电路的反馈点来源于 V_{OA} ，因此在 $1 / \beta$ 曲线与 A_{ol} 修正曲线相交前， V_{OA} / V_{IN} 曲线会一直保持平坦。因为没有环路增益，因而在

运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者: Tim Green, 德州仪器

fcl 点, V_{OA} / V_{IN} 将随 A_{ol} 修正曲线开始继续下降。 V_{OUT} / V_{IN} 的情况略有不同。从 DC 至 f_{zo1} , V_{OUT} / V_{IN} 曲线是平坦的。由于 R_{ISO} 及 CL 的单极点作用, 在 R_{ISO} 及 CL 相互作用形成的 f_{zo1} 处, V_{OUT} / V_{IN} 将以 $-20\text{dB} / \text{decade}$ 的闭合速度下降。在 fcl 处环路增益耗尽, 因 A_{ol} 修正曲线的作用 V_{OA} 开始以 $-20\text{dB} / \text{decade}$ 的闭合速度下降。但在 R_{ISO} 及 CL 的作用下, V_{OUT} / V_{IN} 包含额外的极点。所以在 fcl 后 V_{OUT} / V_{IN} 将出现第二个下降极点或以 $-40\text{dB} / \text{decade}$ 的闭合速度下降 (如图 6.20 所示)。

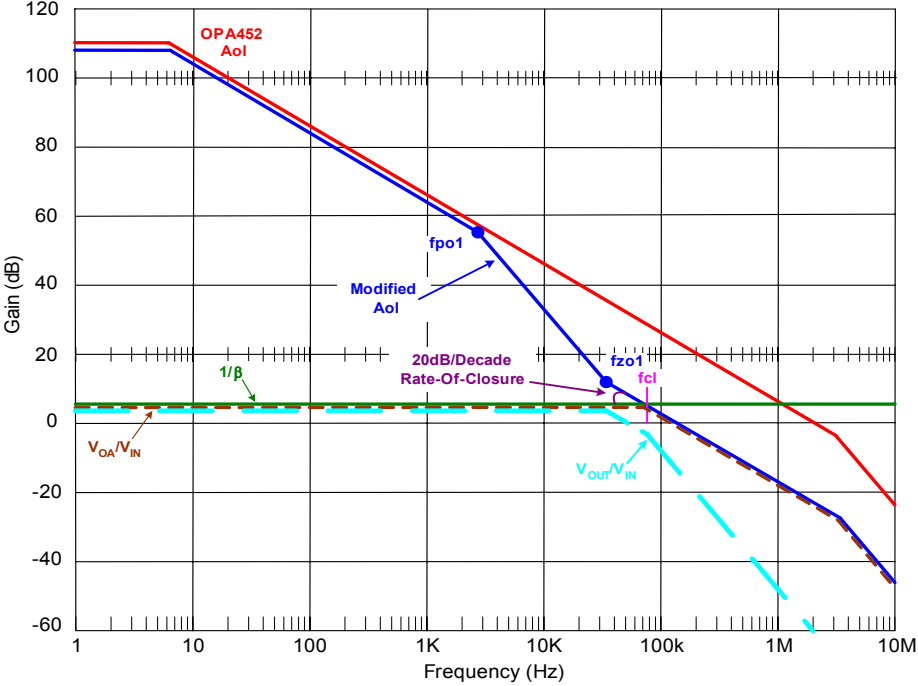
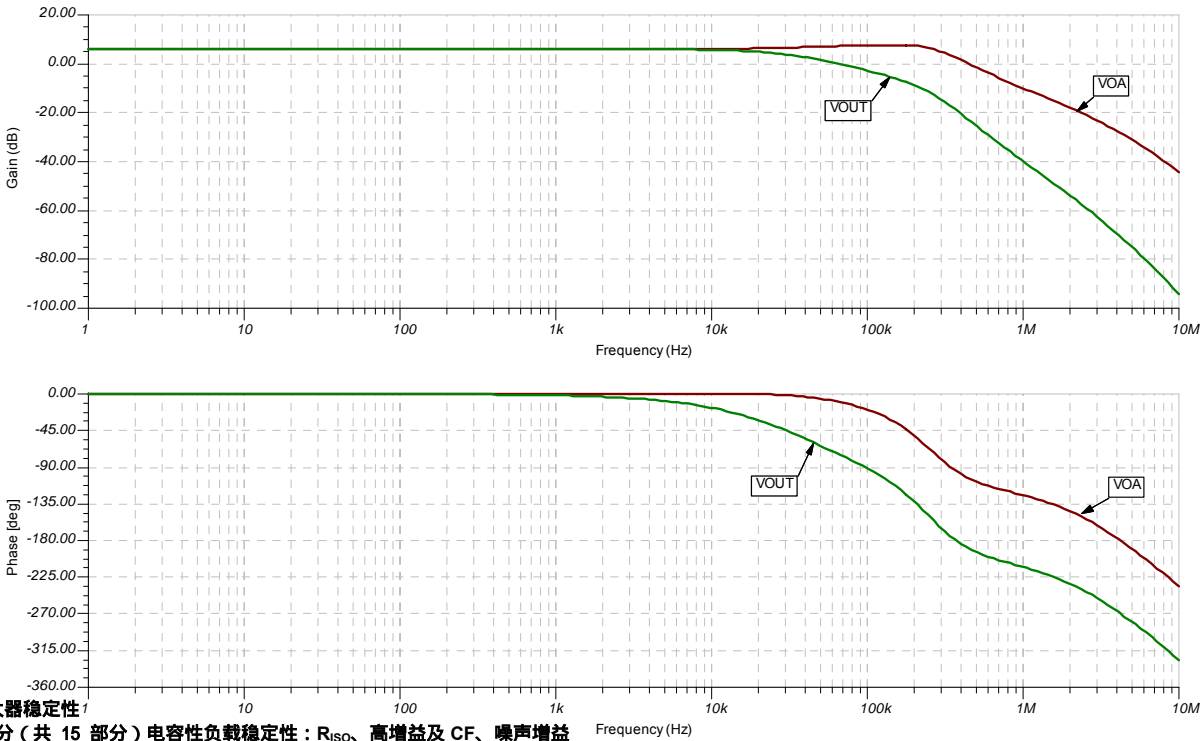


图 6.20 : 一阶 AC 分析 - R_{ISO} 及 CL 的 V_{OUT} / V_{IN} 曲线

Tina SPICE 仿真证实了我们的 V_{OUT} / V_{IN} 及 V_{OA} / V_{IN} 一阶分析结果 (如图 6.21 所示)。



运算放大器稳定性
第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF 、噪声增益
作者: Tim Green, 德州仪器

图 6.21 : Tina SPICE - R_{ISO} 及 CL 的 V_{OUT} / V_{IN} 曲线图

我们通过进行瞬态分析完成最终的稳定性全面检测，其结果与图 6.22 中的测算值一致。通过 V_{OA} 曲线、反馈点，若输出为正则瞬态分析将测算出环路增益相位裕度约为 60 度，若为负值则测算大于 45 度（参见本系列第 4 部分）。SPICE 模型与实际的 IC 特性一致，我们可以看到负输出级与正输出级略有不同。然而，整体稳定性是可靠的。

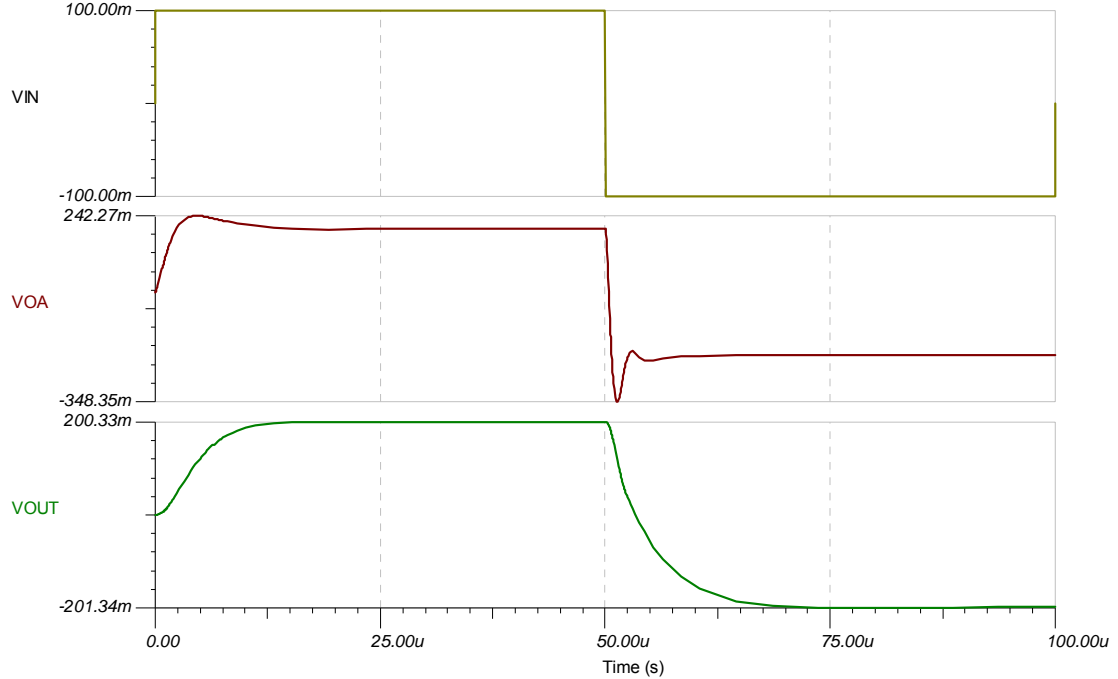
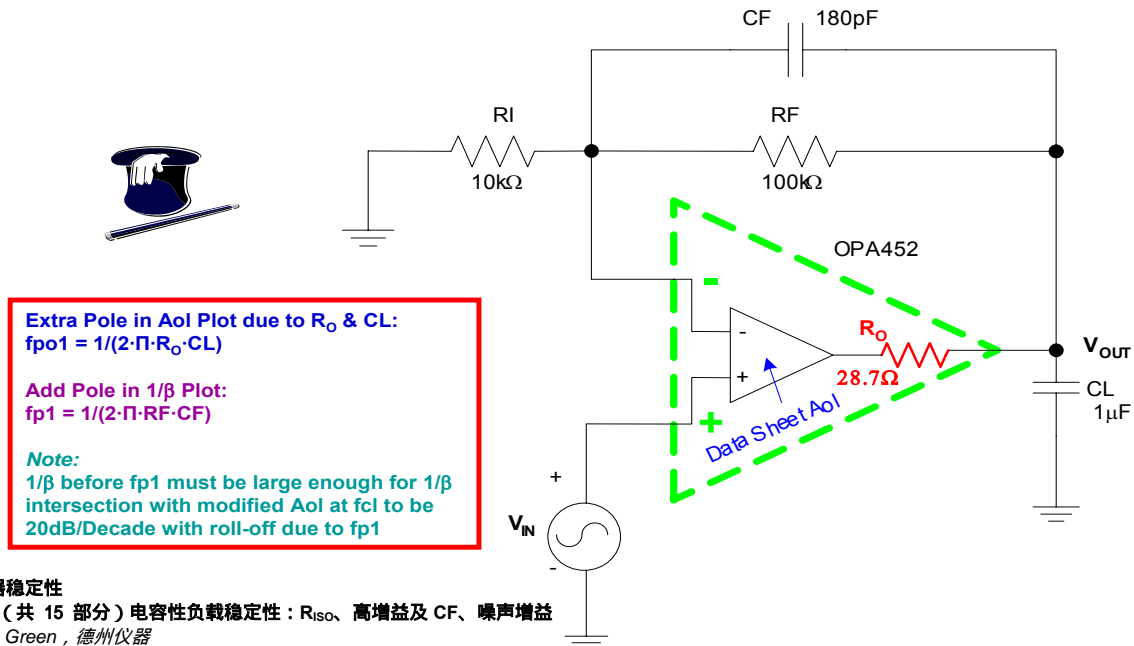


图 6.22 : Tina SPICE - R_{ISO} 及 CL 的 V_{OUT} / V_{IN} 瞬态分析

高增益及 CF 补偿

用于稳定可驱动容性负载的运算放大器的第二种方法是，采用高增益与反馈电容器 CF 。该拓扑如图 6.23 所示。为了更好地理解该方法的工作原理，我们将绘制带有第二个极点（由 R_O 及 CL 形成）的“ A_{ol} 修正”曲线图。在 $1/\beta$ 图中，我们将在相对应的频率位置增加一个极点，该频率位置将导致 $1/\beta$ 曲线与闭合速率为 20dB/decade 的 A_{ol} 修正曲线相交。



运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF 、噪声增益
 作者: Tim Green, 德州仪器

图 6.23：高增益及 CF 补偿

用一阶分析在 A_{ol} 修正曲线中绘制第二个极点 fp_{01} （如图 6.24 所示）。我们通过添加 CF 在 $1/\beta$ 图中增加了一个极点。请注意如何选择 fp_1 才能确保 $1/\beta$ 曲线与 A_{ol} 修正曲线在闭合速率为 20dB/decade 时相交。使用电容器 CF 作为运算放大器的反馈元件， $1/\beta$ 的最小值经检查为 1 (0dB)，原因是 CF 对高频短路且 V_{OUT} 直接反馈到运算放大器的负输入端。通过一阶分析，我们可以测算出稳定电路，而因为直接反馈至 CL 故 V_{OUT}/V_{IN} 传递函数无误差。因为 CF 与 RF 的相互作用，我们测算的 V_{OUT}/V_{IN} AC 传递函数只有一个位于 fp_1 (8.84kHz) 处的下降单极点。该曲线将继续以 -20dB/decade 的闭合速度下降直至环路增益为零的 f_{cl} 处，随后 V_{OUT}/V_{IN} 将随 A_{ol} 修正曲线继续下降。

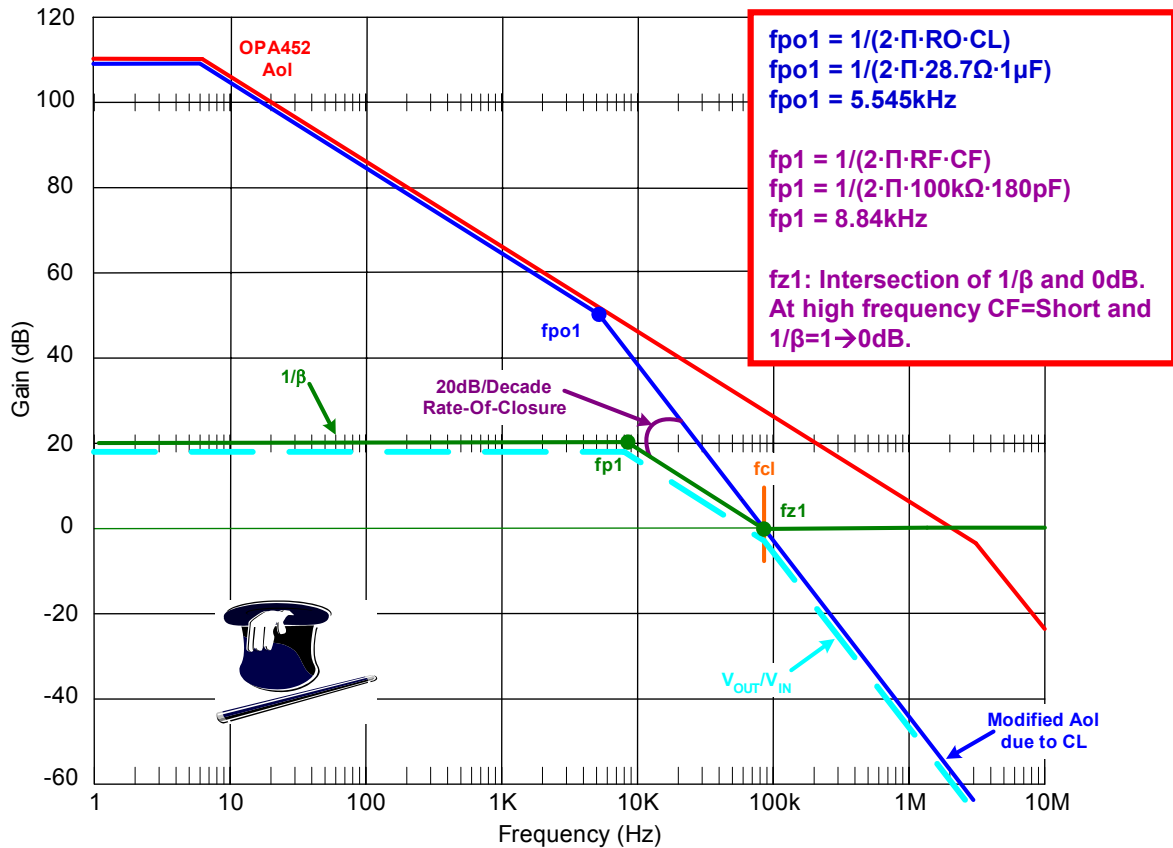


图 6.24：一阶分析 - 高增益及 CF

图 6.25 为用于高增益及 CF 环路测试的 Tina SPICE 电路。同样，断开运算放大器负输入端的环路有助于精确绘制 A_{ol} 修正曲线。

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF 、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

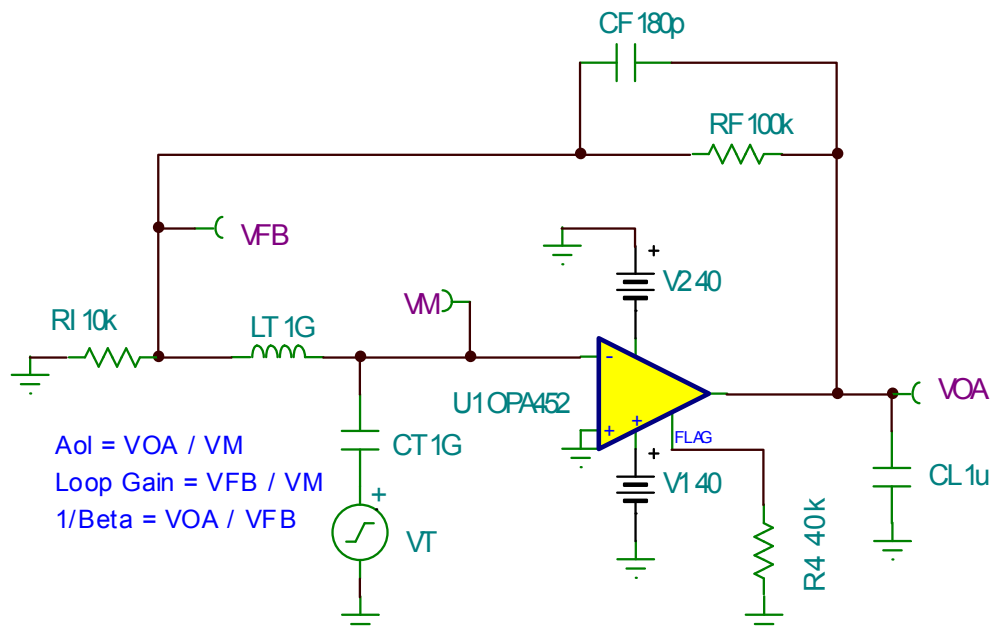


图 6.25 : Tina SPICE - 高增益及 CF 环路

$1/\beta$ 及 A_{ol} 修正曲线如图 6.26 所示，两个曲线与一阶测算的第二个 A_{ol} 极点 f_p (大致位于 5.45kHz) 及 $1/\beta$ 极点 f_{p1} (大致位于 8.84kHz) 直接相关。请注意， $1/\beta$ 曲线从 8.84kHz 继续以 -20dB / decade 的闭合速度下降直到与 0dB 点相交，随后从 0dB 起保持平坦。

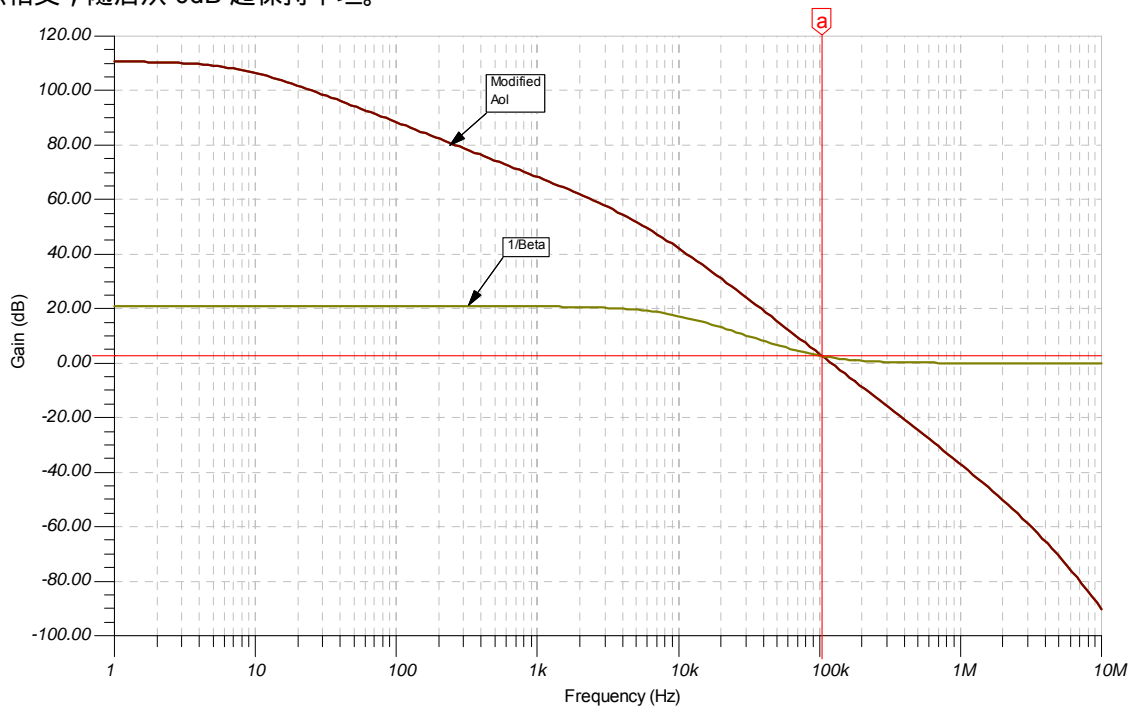


图 6.26 : Tina SPICE - 高增益及 CF 的 A_{ol} 修正与 $1/\beta$ 曲线图

运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者: Tim Green, 德州仪器

如图 6.27 所示，环路增益稳定性及相位裕度良好，从 DC 至 f_{cl} 的相位大于 45 度，这正是我们所需要的。在 f_{cl} 点的相位裕度为 38.53 度。让我们观察一下闭环 AC 响应及瞬态分析等情况，以确定该电路是否符合我们的要求。

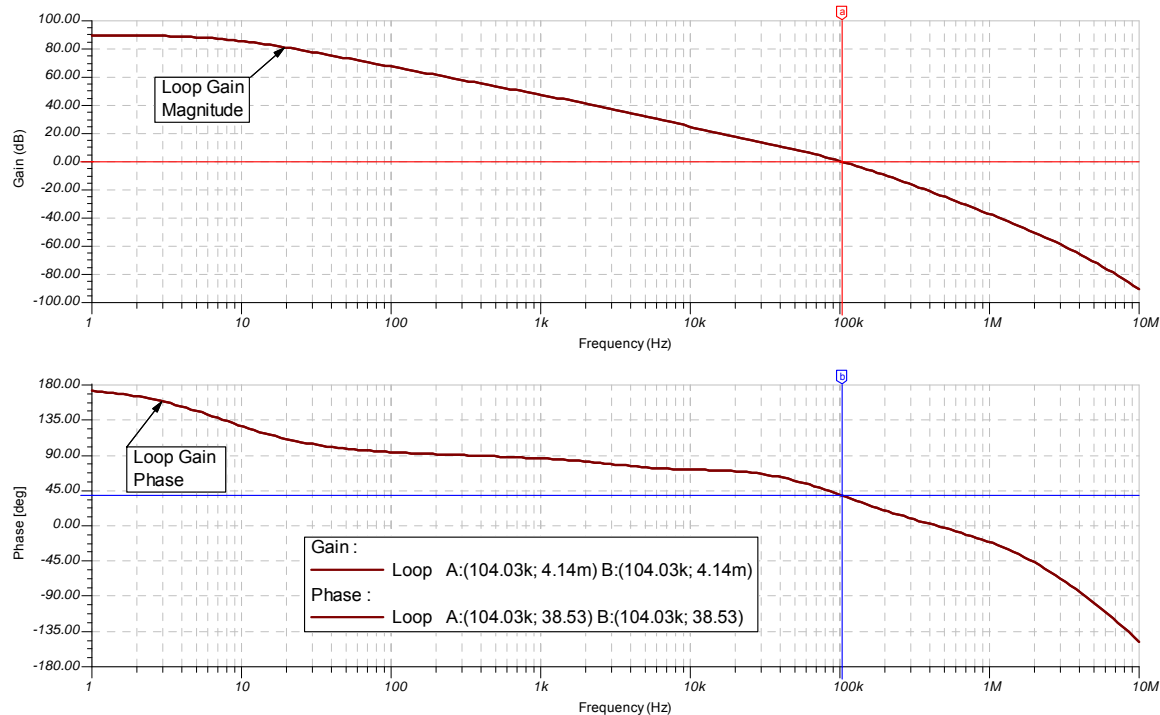
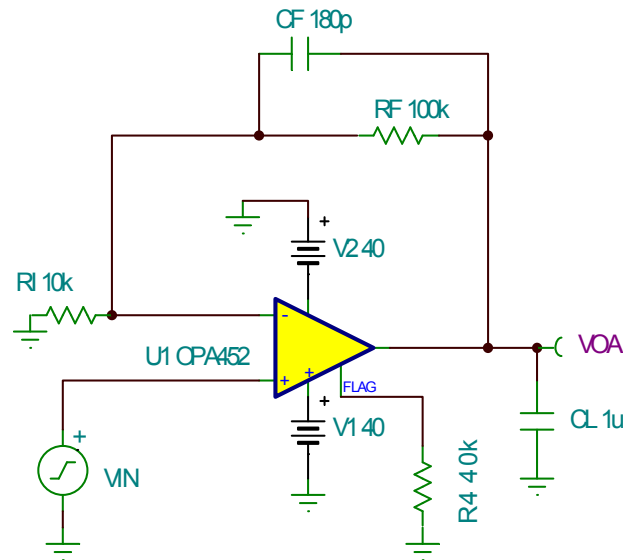


图 6.27：Tina SPICE - 高增益及 CF 环路增益

我们将采用图 6.28 中的 Tina SPICE 电路来进行 V_{OUT} / V_{IN} 测试。



AC Analysis: VIN = 1Vpk
Transient Analysis VIN = 10mVpk, 1kHz, 10nS rise/fall time

图 6.28：Tina SPICE - 高增益及 CF 的 V_{OUT} / V_{IN} 电路

V_{OUT} / V_{IN} AC 传递函数是我们用一阶分析法测算出来的，如图 6.29 所示。下降单极点大致位于 10kHz 处， V_{OUT} / V_{IN} 以 -40dB / decade 的闭合速度下降，到 100KHz 点（此处的环路增益为零）后， V_{OUT} / V_{IN} 随 AoI 修正曲线继续下降。在 100kHz 附近有一小段平坦区域，可根据具有过渡区域的 AoI 修正曲线图上的实际 1 / Beta 曲线测算出本区域的位置。

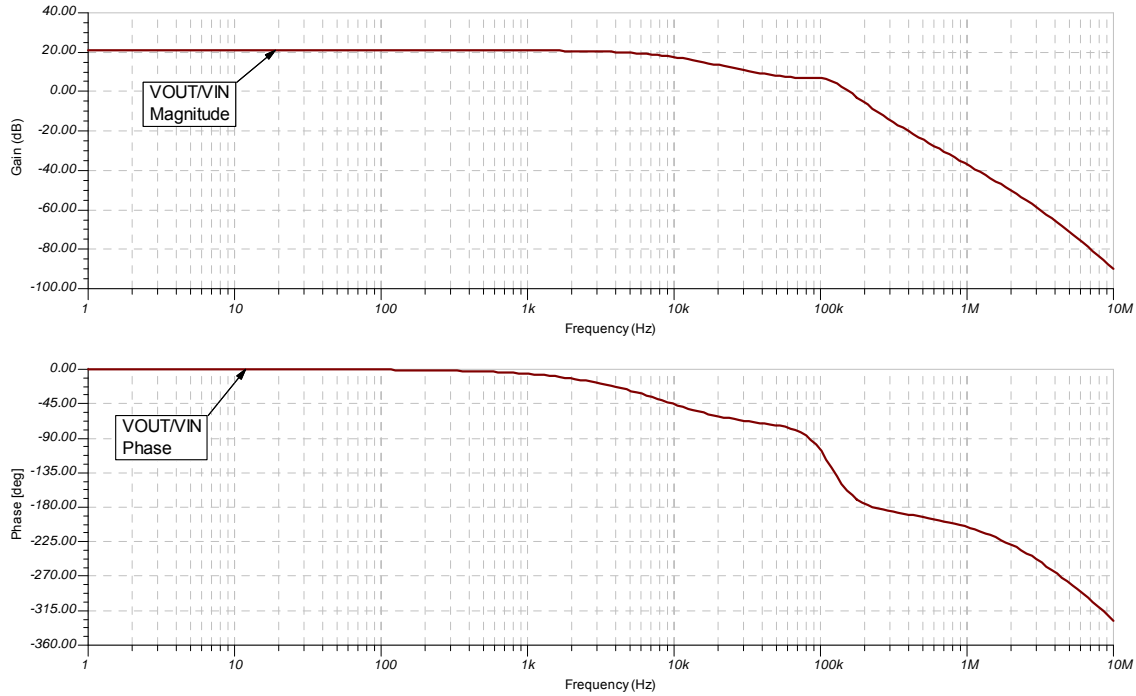


图 6.29 : Tina SPICE - 高增益及 CF 的 V_{OUT} / V_{IN} 曲线

Tina SPICE 瞬态 V_{OUT} / V_{IN} 分析（如图 6.30）显示了无任何过冲或振铃（ringing）的稳定电路。

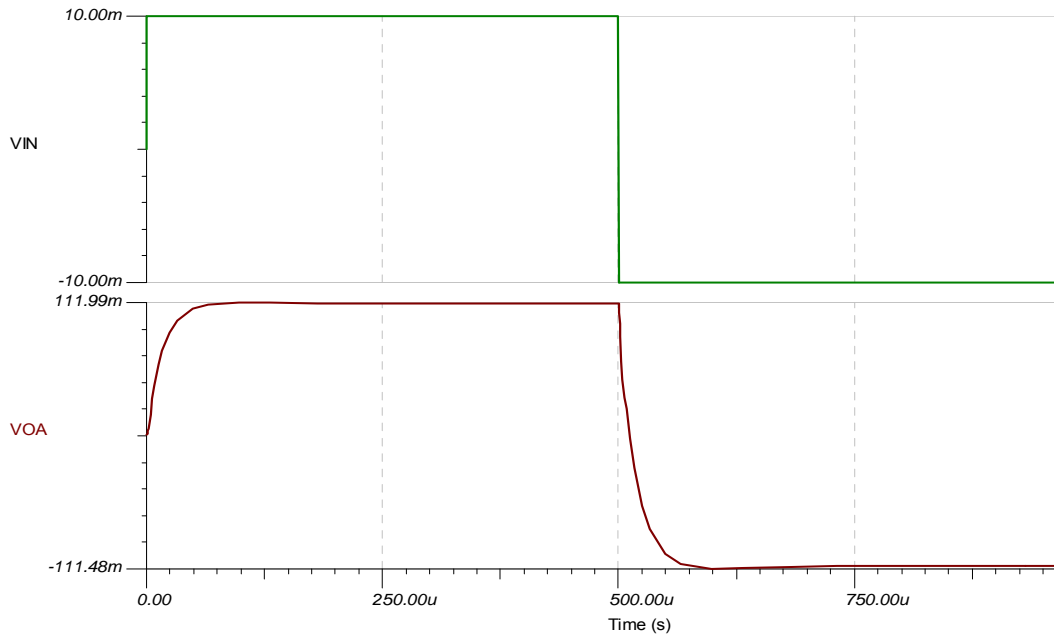


图 6.30 : Tina SPICE - 高增益及 CF 瞬态分析

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

噪声增益补偿

对于稳定驱动容性负载的运算放大器而言，我们采用的第三种方法是噪声增益。该拓扑如图 6.31 所示。通过绘制由 R_O 及 CL 形成的第二个极点的“ A_{ol} 修正”曲线，我们可以了解该方法的工作原理。我们在 $1/\beta$ 曲线上增加一个极点和零点，这样来提高高频段的 $1/\beta$ 增益，使其超过 A_{ol} 修正曲线的第二个极点的位置。 $1/\beta$ 曲线上增加的极点 f_{pn} 的位置由 R_n 及 C_n 设定（如图所示）。不需要计算零点 f_{zn} 的位置，因为我们可以通过绘图（从 f_{pn} 点开始并以 $20\text{dB}/\text{decade}$ 的闭合速度下降直至 DC $1/\beta$ 值）来确定。

因为该方法的确增加了运算放大器电路的整体噪声增益，故称为噪声增益法。任何运算放大器的内部噪声（通常指的是输入）会随着 $1/\beta$ 曲线频率增益的增加而增加，并反映到输出端。

对于反向噪声增益 (Inverting Noise Gain) 配置而言，我们可将该拓扑看作加法放大器。这就很容易看出， V_{OUT}/V_{IN} 就是 R_F/R_I 。 C_n - R_n 网络接地的额外累加对输出电压没有帮助，但却因修正 $1/\beta$ 曲线而限制了电路的整体带宽。这凸显了这样一个事实：要提高运算放大器电路的稳定性就必须以牺牲其带宽为代价。

对于非反向噪声增益 (Non-Inverting Noise Gain) 配置而言，必须确保输入信号源阻抗 R_s 至少比 R_n 小 10 倍，才能保证由 R_n 来决定高频 $1/\beta$ 增益的设置。非反相输入噪声增益拓扑并不一定得出 $V_{OUT}/V_{IN} = 1 + R_F/R_I$ 。能得到一个推论就很不错了。

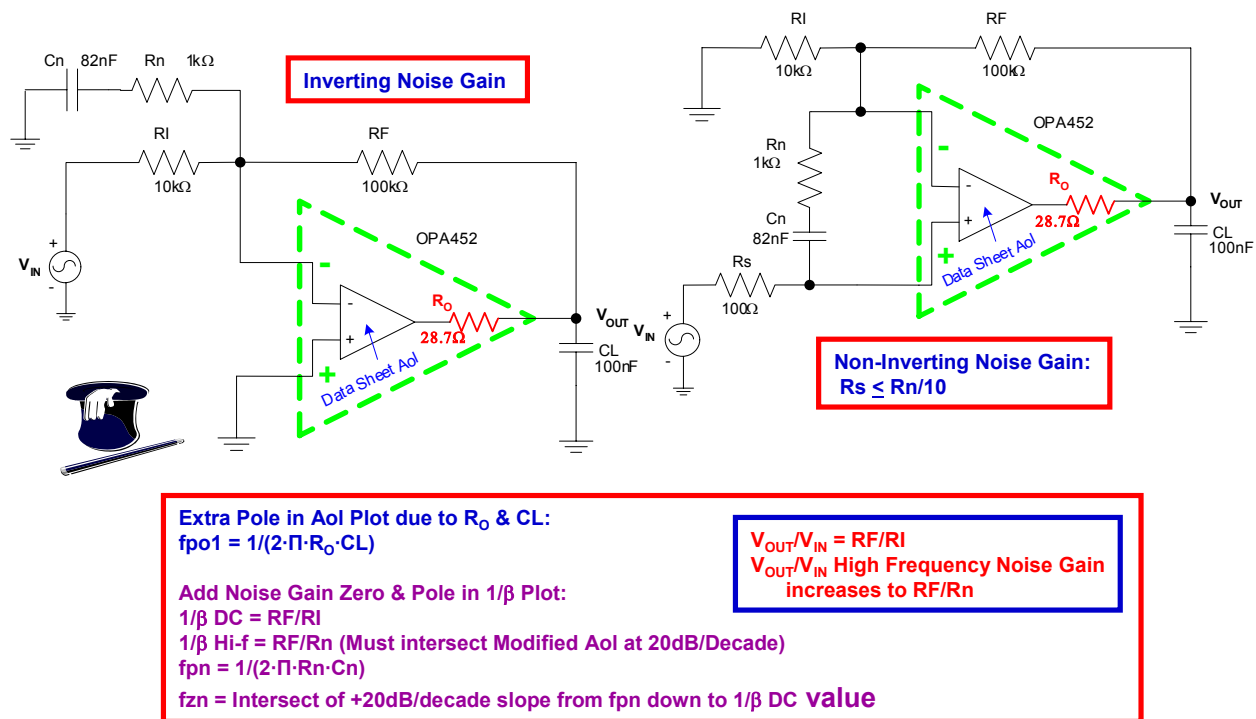


图 6.31：噪声增益补偿

从图 6.32 中，我们推导出非反相输入噪声增益拓扑的 V_{OUT}/V_{IN} AC 传递函数。为了简化分析，我们为 R_n - C_n 网络指定一个单变量名 Z_n 。使用叠加 (Superposition)（参见本系列第 4 部分）及标准运算放大器增益理论，我们将运算放大器视作加法放大器就可以得出 V_{OUT} 。结果是：对任何非反相输入运算放大器配置而言， V_{OUT}/V_{IN} 就等于 $1 + R_F/R_I$ 增益比率。然而 R_n - C_n 将影响 $1/\beta$ 并降低 V_{OUT}/V_{IN} 的带宽，还会增加电路的整体噪声增益。

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

Use Superposition:

$$V_{OUT} = 0V(-R_F/R_I) + V_{IN}(-R_F/Z_n) + [1 + R_F/(Z_n//R_I)][V_{IN}]$$

$$= -V_{IN}(R_F/Z_n) + V_{IN} + [R_F/(Z_n//R_I)] V_{IN}$$

$$[R_F/(Z_n//R_I)] = R_F/[Z_n R_I/(Z_n + R_I)]$$

$$= (R_F Z_n + R_I R_F) / Z_n R_I$$

$$= R_F Z_n / Z_n R_I + R_I R_F / R_I Z_n$$

$$= R_F/R_I + R_F/Z_n$$

$$V_{OUT} = -V_{IN}(R_F/Z_n) + V_{IN} + [R_F/R_I + R_F/Z_n] V_{IN}$$

$$= -V_{IN}(R_F/Z_n) + V_{IN} + V_{IN}(R_F/R_I) + V_{IN}(R_F/Z_n)$$

$$= V_{IN} + V_{IN}(R_F/R_I)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} [1 + (R_F/R_I)] \rightarrow V_{OUT}/V_{IN} = 1 + (R_F/R_I)$$

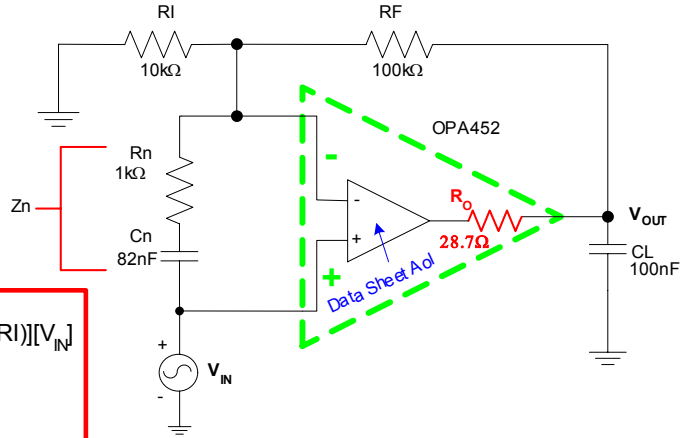


图 6.32：非反相输入噪声增益补偿推论

在图 6.33 中，我们完成了噪声增益示例的一阶分析。首先创建 Aol 修正曲线。已知 DC $1/\beta$ 为 10 (20dB)。为了与 Aol 修正曲线在 20dB/decade 闭合速度区段相交，我们需要将高频 $1/\beta$ 设置为 100 (40dB)。该值是由 R_F/R_n 设定的。我们选择将 f_{pn} 设为比 f_{cl} 小十倍频程。在温度、工作环境以及 IC 工艺发生变化时，这一选择可以确保实现相应的 Aol 移位。经验丰富的 IC 设计师告诉我，在工艺、温度、工作环境等因素变化时，Aol 的移位小于 1/2 的十倍频程。而我更倾向于易于记住的、保守的十倍频程经验法则。如果 Aol 修正曲线向左偏移一个十倍频程，那么将造成 40dB/decade 的闭合速度，且出现不稳定现象！！通过从 f_{pn} 点绘制闭合速度为 20dB/decade 的斜线，直至该斜线与低频 $1/\beta$ 相交，我们就可以轻松得到如图所示的 f_{zn}。对于在 $1/\beta$ 曲线上配置极点与零点的许多十倍频程经验法则，我们从各方面都觉得非常适合，因为这能实现良好的稳定设计。 V_{OUT}/V_{IN} 从 DC 到环路增益为零的 f_{cl} 点是平坦的。从 f_{cl} 点开始， V_{OUT}/V_{IN} 将随着频率的增加相应跟随 Aol 修正曲线下降。

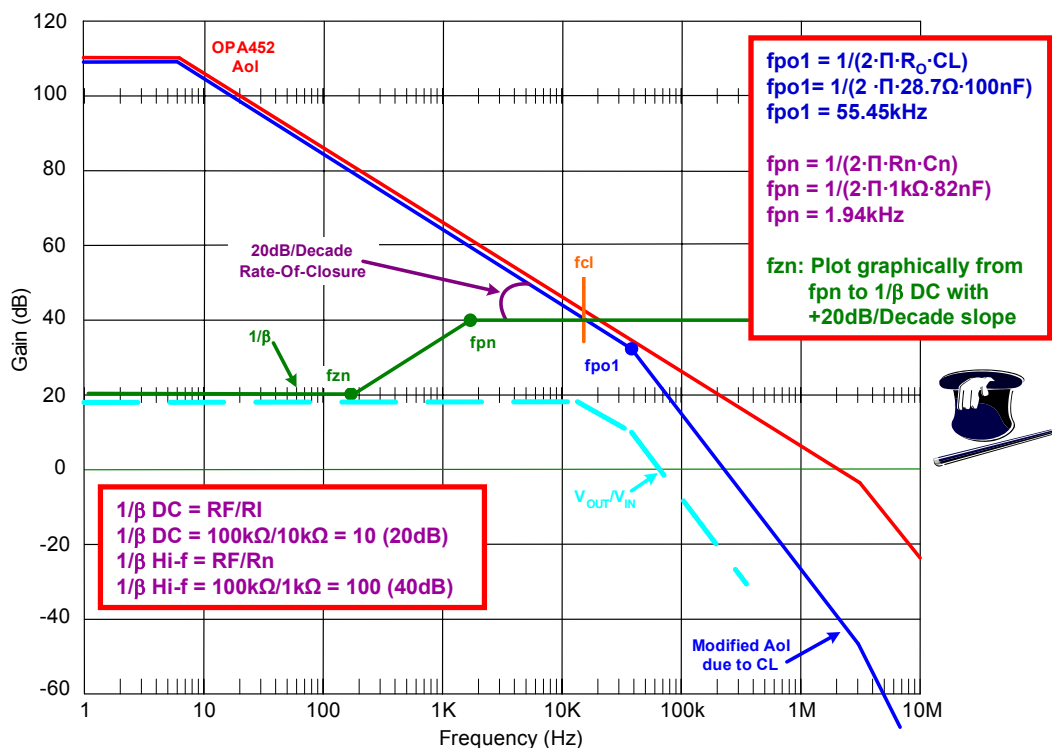


图 6.33：一阶分析 - 噪声增益补偿

在图 6.34 中使用 Tina SPICE 电路来绘制 $1/\beta$ 、Aol 修正曲线图及环路增益图以检验一阶分析是否正确。如以前一样，将环路在运算放大器的负输入端断开，以便绘制 Aol 修正曲线图。

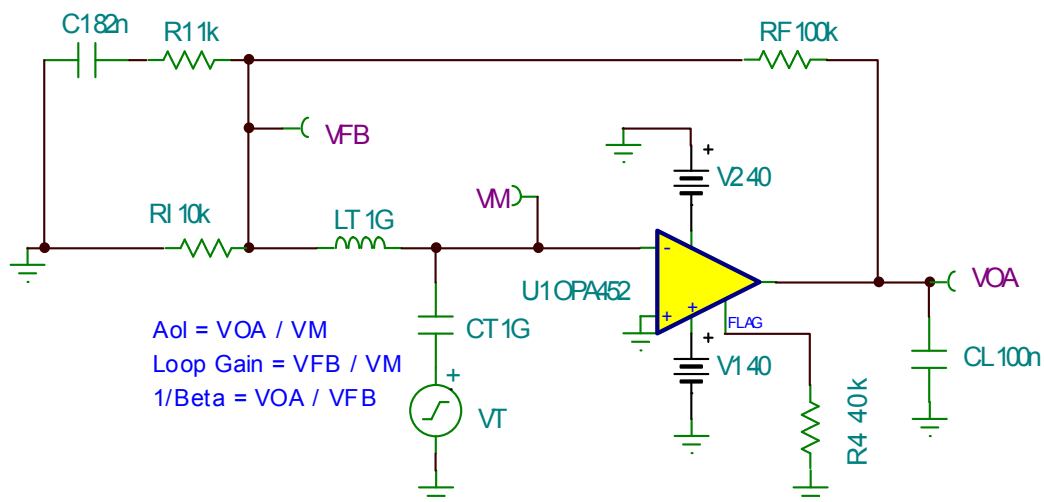


图 6.34：Tina SPICE - 噪声增益环路

Tina SPICE 结果再次与我们的一阶测算相符。图 6.35 的 Aol 修正曲线包含第二个极点（大致位于 55.45kHz 处）。 $1/\beta$ 曲线在低频段为 20dB，在高频段为 40dB，并包含一个位于 1.94kHz 左右的极点以及位于 194Hz 左右的零点。fcl 约为 20kHz，其闭合速度为 20dB / decade。

运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性：Riso、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

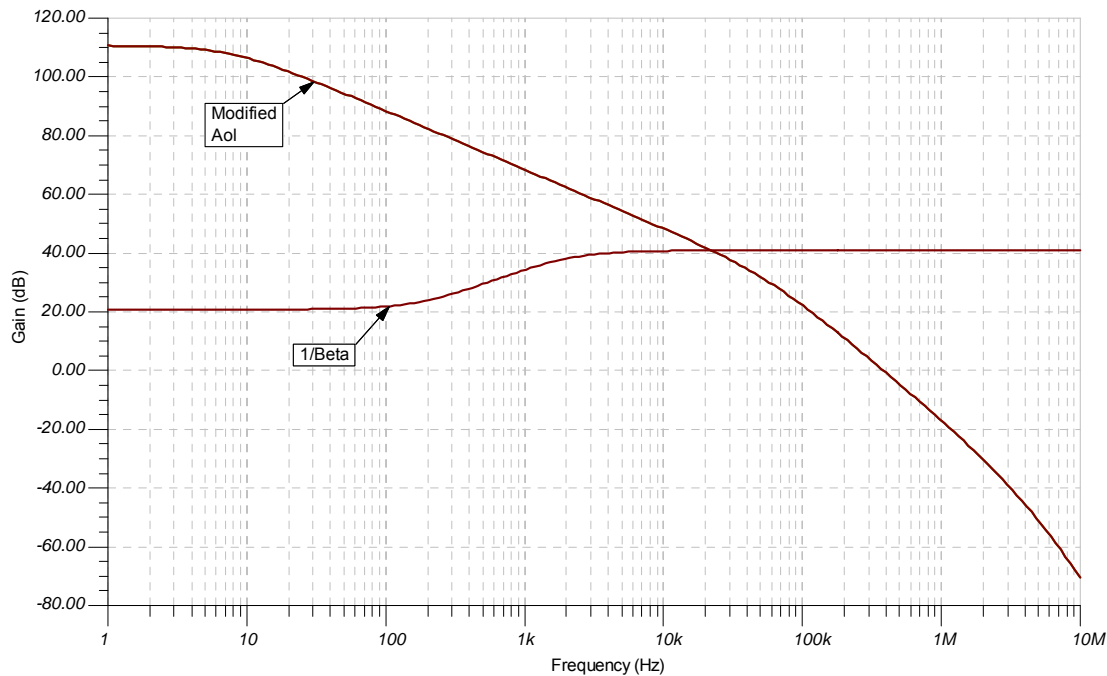
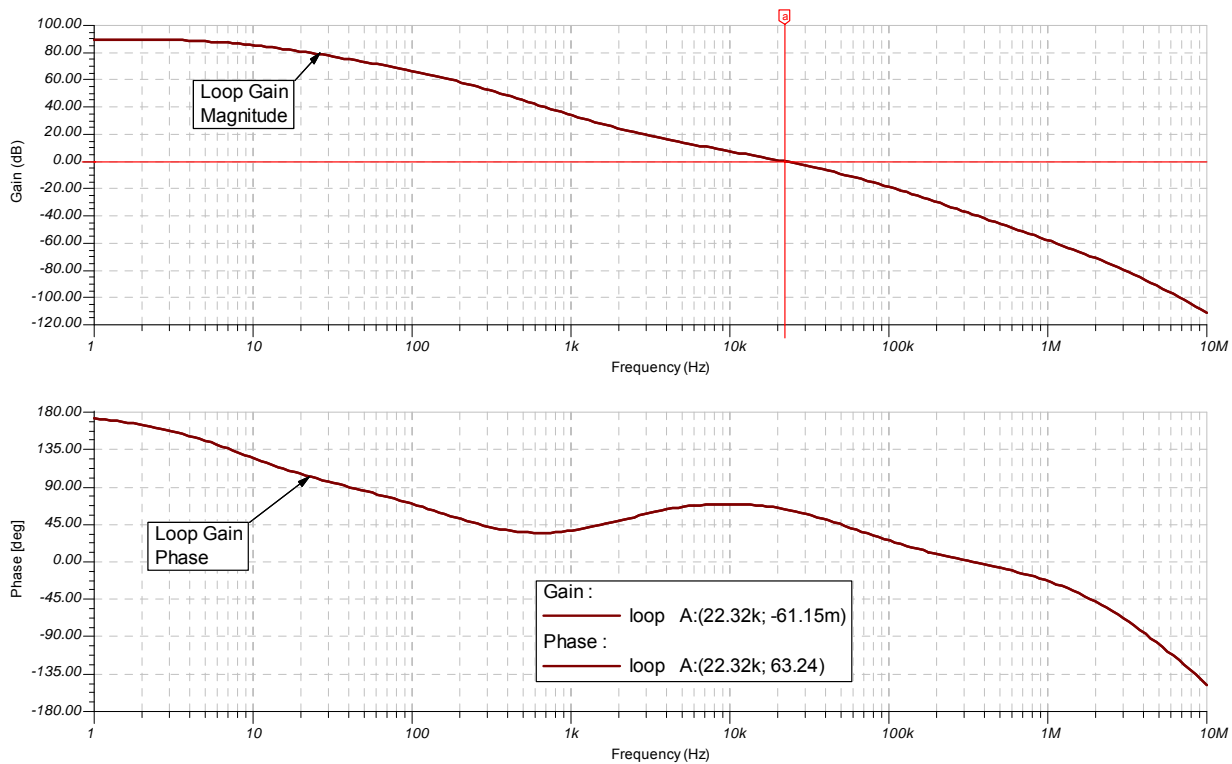


图 6.35 : Tina SPICE - 噪声增益 Aol 修正及 $1/\beta$ 曲线图

图 6.36 的环路增益曲线证实了在 fcl 处相位裕度为 63.24 度的电路是稳定的。在 100Hz 与 1kHz 之间有相位略低于 45 度的情况，但因数值较小可以不用考虑。



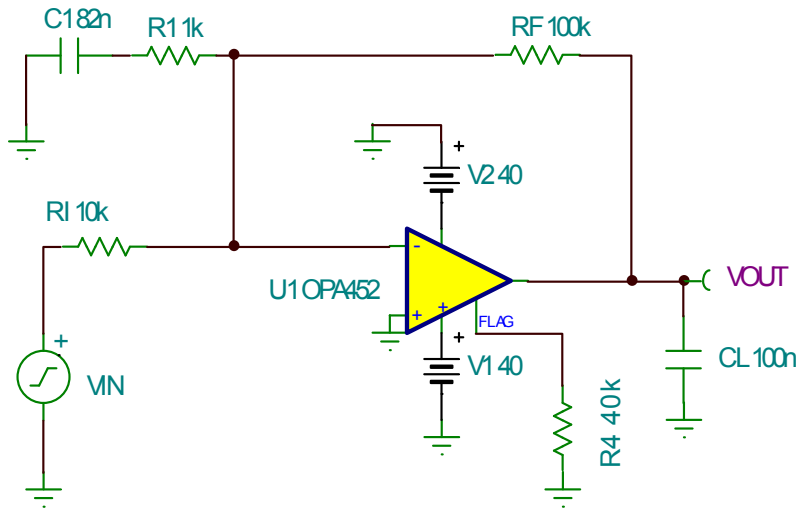
运算放大器稳定性

第 6 部分 (共 15 部分) 电容性负载稳定性: R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者: Tim Green, 德州仪器

图 6.36 : Tina SPICE - 噪声增益环路增益

图 6.37 中的电路用于 V_{OUT} / V_{IN} AC 传递测试及瞬态测试。

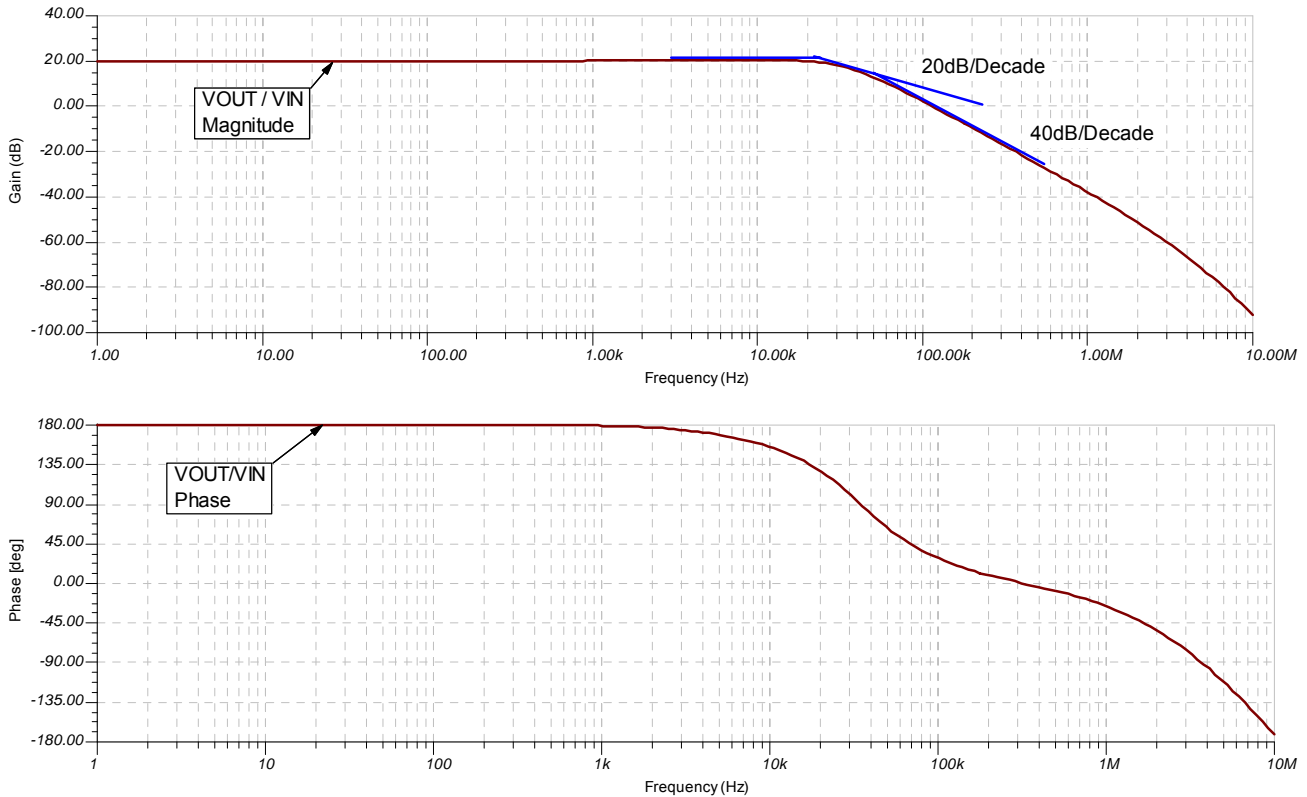


AC Analysis VIN = 1Vp

Transient Analysis VIN = 10mVpk, 5kHz, 10ns rise/fall time

图 6.37 : Tina SPICE - 噪声增益的 V_{OUT} / V_{IN} 电路

图 6.38 中的 V_{OUT} / V_{IN} AC 传递函数显示其在响应过程中几乎未出现突峰情况。正如测算的一样，我们在从 ~20kHz（在此处环路增益为零）到 ~50kHz（在此处 Aol 修正曲线再次以 -40dB / decade 的闭合速度突变）期间测算出了闭合速度为 -20dB / decade 的斜率。



运算放大器稳定性

第 6 部分（共 15 部分）电容性负载稳定性： R_{ISO} 、高增益及 CF、噪声增益

作者：Tim Green，德州仪器

图 6.38 : Tina SPICE - 噪声增益 V_{OUT} / V_{IN}

在图 6.39 中，根据微小的过冲及无下冲情况，瞬态 V_{OUT} / V_{IN} 测试的相位裕度与约 60 度的相位裕度相关联（参见本系列第 4 部分对真实瞬态稳定性测试及二阶瞬态曲线的详细解释）。

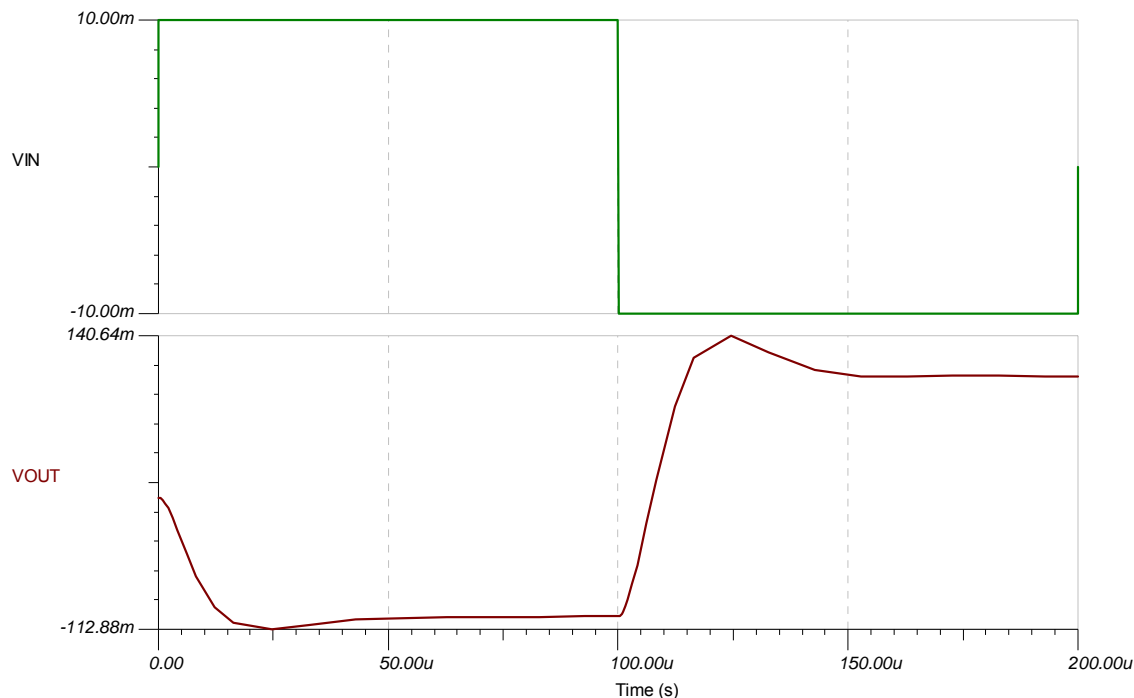


图 6.39 : Tina SPICE - 噪声增益的 V_{OUT} / V_{IN} 瞬态分析

本部分介绍了“保持容性负载稳定的六种方法”中的三种，即 R_{ISO} 、高增益及 CF 以及噪声增益。对于每种方法，我们都能够针对可驱动容性负载的运算放大器进行稳定电路的分析、合成及仿真。第 7 部分将介绍噪声增益与 CF 以及输出引脚补偿方法。第 8 部分将介绍第六种方法，即具有双通道反馈的 R_{ISO} 。

德州仪器 (TI) 的 Burr-Brown 产品部现已推出免费版本的 Tina SPICE。其包含几乎所有的 Burr-Brown 及 TI 运算放大器模型，并可在同一个电路中运行多达两个运算放大器模型。如欲获得 Tina-TI SPICE 的详细信息，敬请登陆网址：www.ti.com/tina-ti

参考文献：

1. 《直观的运算放大器——从基本原理到实际应用》修订版，作者：Frederiksen、Thomas M.；纽约 McGraw-Hill 出版公司 1988 年版；
2. 《Burr-Brown 运算放大器——设计与应用》，编辑：Tobey、Graeme、Huelsman；纽约 McGraw-Hill 出版公司 1971 年版。