

运算放大器的稳定性

第 2 部分（共 15 部分）：运放网络，SPICE 分析

作者：Tim Green，德州仪器公司

2.0 引言

本系列第 2 部分将着重分析运放电路（尤其是两种常见运放网络）的稳定性。重要的是必须在进行 SPICE 仿真前先进行 1 阶分析（主要用您的经验来进行人工分析）。请记住，如果您不掌握仿真前看到的东西，则电路仿真程序将导致 GIGO（“垃圾进垃圾出”）。我们将用 SPICE 环路增益测试法来进行，以便绘制 Aol 曲线、 $1/\beta$ 曲线及环路增益曲线的波特图。另外，我们还将采用易于构建的运放交流 SPICE 模型，以便对任何运放电路的交流稳定性进行快速分析。

在本系列中，我们将采用称为TINA的通用SPICE仿真软件来分析运放电路的稳定性并给出相应的结果。通常将此软件称为Tina SPICE，您可以在www.designsoftware.com 上找到它的各种版本。尽管所给出的一些SPICE技巧是针对TINA的，但您也会发现，您采用的其他SPICE软件也可从这些技巧中获益。

2.1 SPICE 环路增益测试

图 2.0 为 SPICE 环路增益测试的详细示意图。LT 提供一个直流闭环电路，因为每一个交流 SPICE 分析都要求有一个直流 SPICE 分析。在进行交流 SPICE 分析时，随着频率增加，CT 将逐渐变成短路而 LT 将逐渐变成开路，因此，可用一个 SPICE 程序来运行所有有关运放交流稳定性的信息。利用图 2.0 给出的公式，很容易从 SPICE 后处理上得到运放 Aol、环路增益以及 $1/\beta$ 幅度与相位曲线。尽管有其他一些方法可用来“打破环路”并用 SPICE 来进行交流分析，但图 2.0 所示方法证明是一种误差最小以及在 SPICE 中造成数学差别最小的方法。

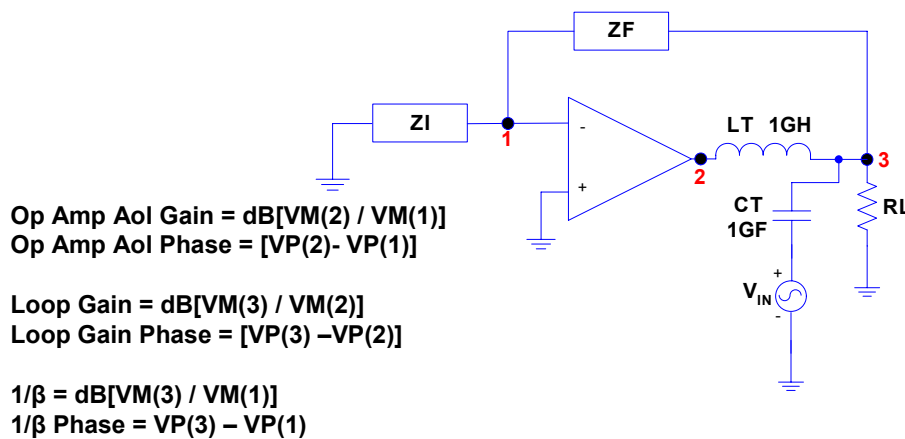


图 2.0 SPICE 环路增益测试

图字：

运放 Aol 增益 = $\text{dB}[\text{VM}(2)/\text{VM}(1)]$

运放 Aol 相位 = $[\text{VP}(2)-\text{VP}(1)]$

环路增益 = $\text{dB}[\text{VM}(3)/\text{VM}(2)]$

环路增益相位 = $[\text{VP}(3)-\text{VP}(2)]$

$1/\beta = \text{dB}[\text{VM}(3)/\text{VM}(1)]$

$1/\beta$ 相位 = $[\text{VP}(3)-\text{VP}(1)]$ 。

2.2 运放网络与 $1/\beta$

图 2.1 给出了两种常见的运放网络——ZI 与 ZF。我们将首先单独对这两种网络进行 1 阶分析，如果与我们的预测结果一致，则再用 Tina SPICE 来对运放电路进行仿真与验证。1 阶分析的关键是采用我们在本系列第 1 部分中介绍的直观器件模型与少许直觉。

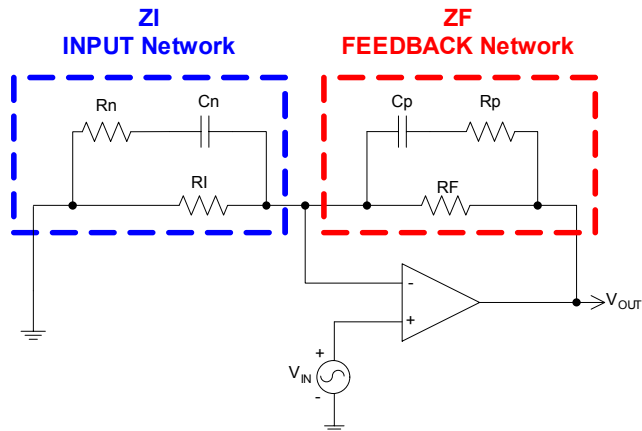


图 2.1 两种常见运放网络：ZI 与 ZF

图字：ZI 输入网络、ZF 反馈网络。

2.2 ZF 运放网络

让我们先对图 2.2 所示ZF网络进行 1 阶分析。这是一个运放电路中的反馈网络，其中Cp在低频上为开路，且低频 $1/\beta$ 变成如图所示的简单 RF/RI 。而在其他极端频率上（例如高频），Cp为短路且高频 $1/\beta$ 变成 $(Rp//RF)/RI$ 。但当 Cp 短路时，由于 $Rp \ll RF$ ，故Rp应在反馈电阻中占优势，因此我们将高频增益近似为 Rp/RI 。请注意，由于在运放反馈路径中有一个电抗元件——电容，因此我们知道在传输函数中的某处必定有几个极点和/或零点。在Cp量值与并联阻抗量值相匹配的频率上（这里RF占优势），我们可以预计在 $1/\beta$ 曲线上会有一个极点。反馈电阻将变小，因此 V_{OUT} 必定开始减小。现在，在Cp量值与串联电阻Rp量值相匹配的频率上，我们预计会有一个零点，因为随着Cp接近短路，净反馈电阻将不再变小，而 V_{OUT} 则会随频率的增加而变得平坦。因此通过 1 阶分析我们可以预测出现极点与零点位置以及低频与高频 $1/\beta$ 幅度。

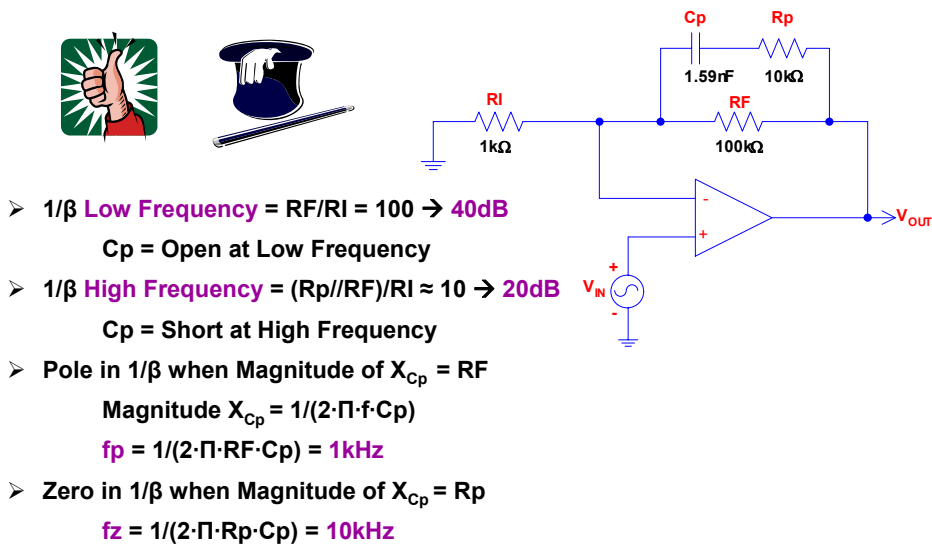


图 2.2 对 ZF 网络的 $1/\beta$ 1 阶分析

图字：

- ◆ $1/\beta$ 低频 = $RF/RI = 100 \rightarrow 40dB$
Cp = 在低频上开路
- ◆ $1/\beta$ 高频 = $(Rp//RF)/RI \approx 10 \rightarrow 20dB$
Cp = 在高频上短路
- ◆ 当 X_{Cp} 值 = RF 时， $1/\beta$ 上有极点
 X_{Cp} 值 =

- $f_p = \dots = 1\text{kHz}$
 ◆ X_{cp} 值= R_p 时, $1/\beta$ 上有零点
 $f_z = \dots = 10\text{kHz}$

为验证 1 阶分析, 我们用 Tina SPICE 构造的 ZF 分析电路示于图 2.3 中。VIN 设置为直流 0V, 交流源选项则选择为将交流幅度设置为 1。我们的交流分析设置成从 10Hz 至 10MHz, 并要求保留 100 个数据点与幅度/相位数据点用于后处理。为进行“SPICE 环路增益测试”, 我们采用了带方便电压检测点 (N1、N2 及 N3) 的 L1、C1 与 VIN。从此电路上, 我们可看出: $A_{ol} = N2/N1$ 及 $1/\beta = N3/N1$ 。

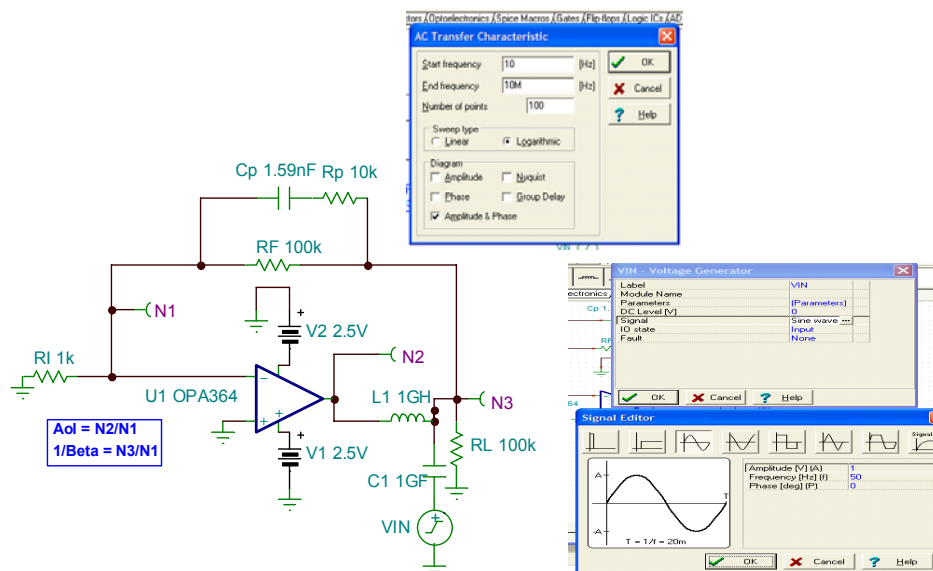


图 2.3 用于 ZF 分析的 Tina SPICE 电路

Tina SPICE 仿真的“默认结果”如图 2.4 所示。没有像我们感兴趣的 ZF $1/\beta$ 曲线与运放 A_{ol} 曲线那么有用。

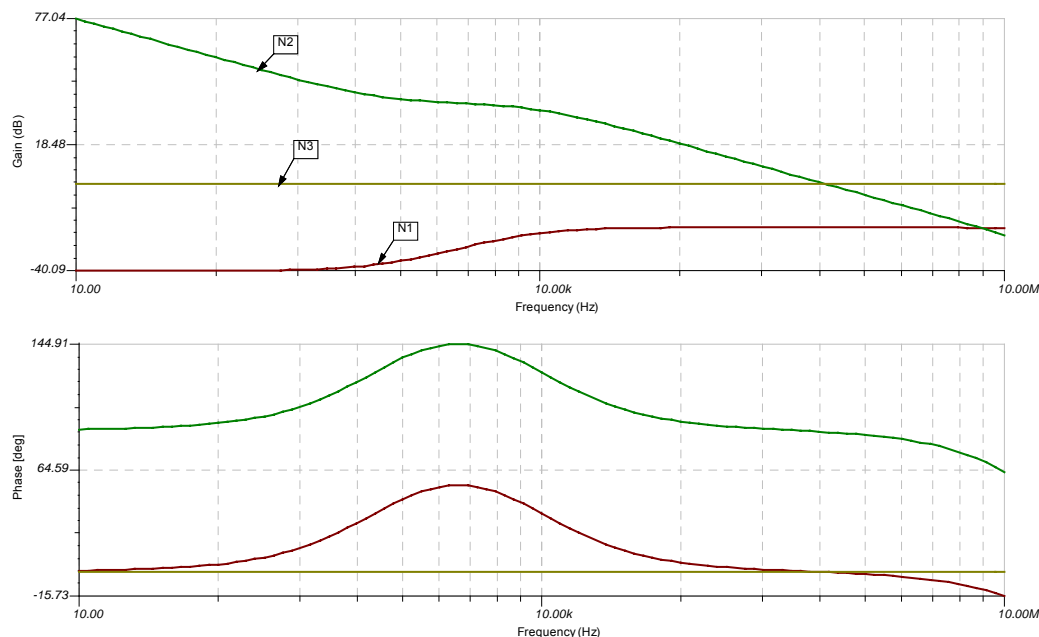


图 2.4 用于 ZF 分析的 Tina SPICE 默认结果

因此为获得所期望的曲线，我们将执行如图 2.5 所示的“后处理计算”。用户自定义函数 **Aol** 被指定为计算公式 $N2/N1$ （用于 **Aol** 曲线），而 **Beta1**（之所以采用这个代号是因为 Tina SPICE 中不认 $1/Beta$ ）则被指定为计算公式 $N3/N1$ （用于 $1/Beta$ 曲线）。

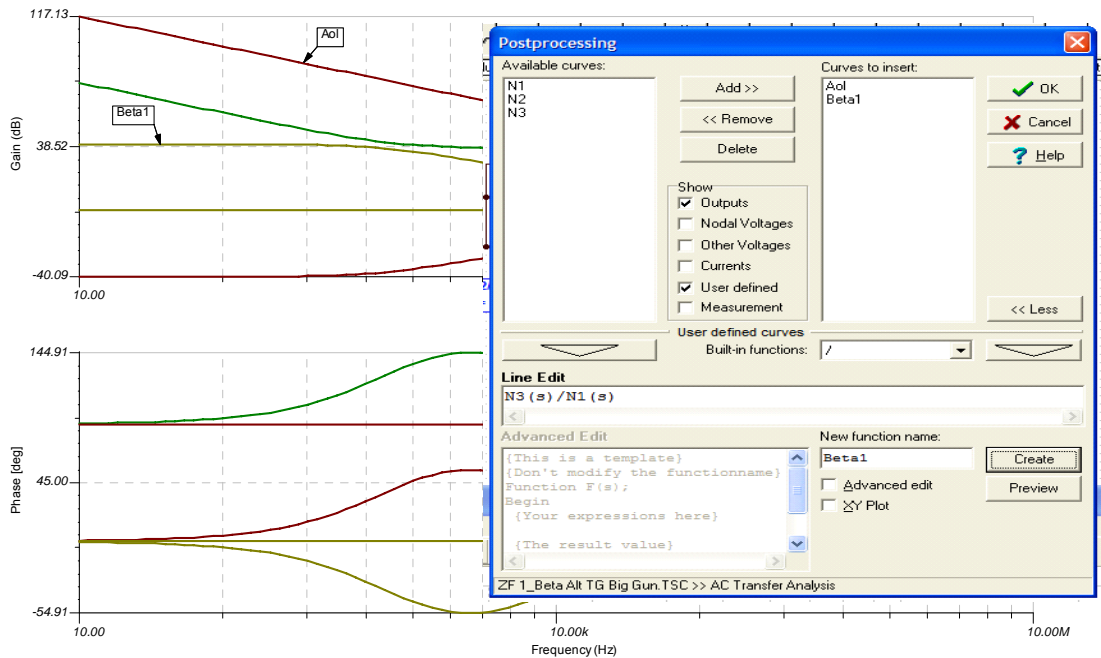


图 2.5 用于 ZF 分析的 Tina SPICE 后处理计算

现在我们得出如图 2.6 所示用于 **Aol** 及 **Beta1** 的计算结果。通过在右击我们不再需要的幅度与相位图中的每一个波形（例如 **N1**、**N2** 及 **N3**），我们能清除所得到的曲线窗口并删除这些不需要的波形。经过这种清理后，再右击每一条曲线的 Y 轴并选择“默认范围”。到目前为止，除我们的曲线不熟悉以及没有使其容易看到 20db/decade 幅度斜线及 45°/decade 相位斜线的刻度外，一切都很好。

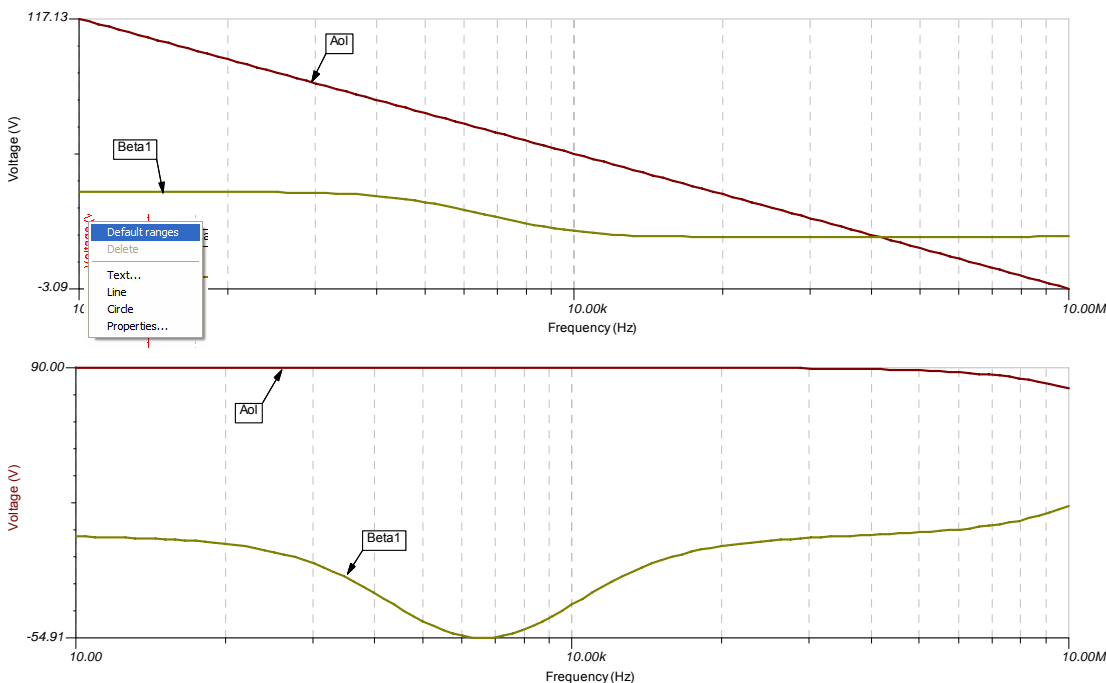


图 2.6 Tina SPICE 默认定标——用于 ZF 分析的后处理

如图 2.7 所示，有一个“频率再定标”技巧可使我们能方便地在 x 轴上得到频率的最佳十倍频程分辨率。右击 x 轴并选择“属性”，将弹出一个窗口。现在选择用于定标的正确“滴答”数的奥秘是计算所绘出的频率范围种的十倍频程数并加 1。如上所述，对于 10Hz -10MHz 的频率范围，有 6 个十倍频程（亦即：10 至 100、100 至 1k、1k 至 10k、10k 至 100k、100k 至 1M 以及 1M 至 10M）。现在频率轴看起来就像是我们熟悉的半对数曲线。

➤ Right click on X-Axis. Select “Properties”

➤ # Ticks = # Decades + 1

i.e. 10Hz-10MHz → 6 decades

Ticks = 6 + 1 = 7

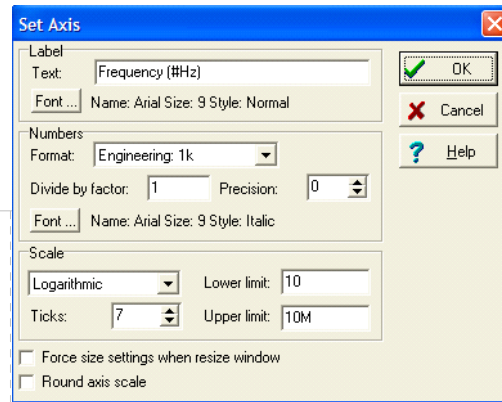
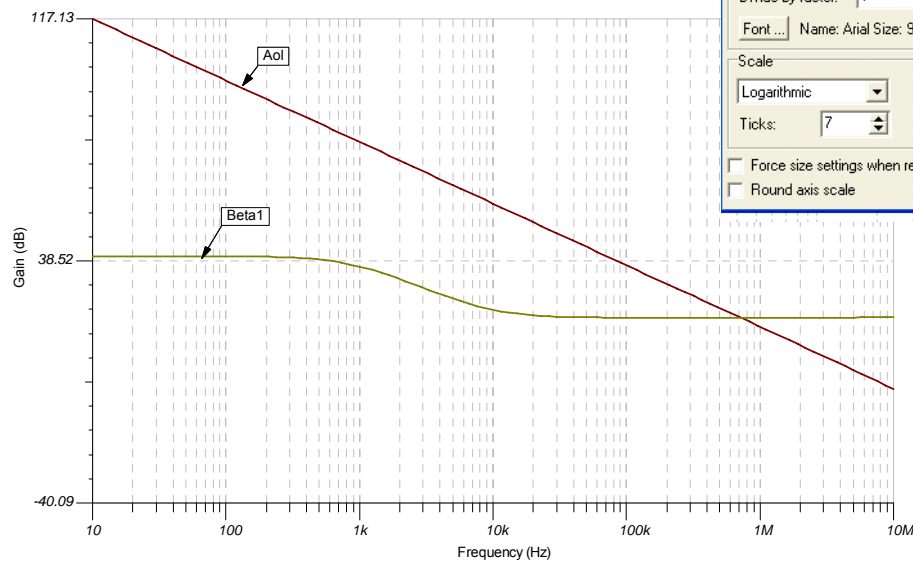


图 2.7 ZF 分析的 Tina SPICE 频率再定标

图字：右击 X 轴，选择“属性”、滴答数=十倍频程+1、例如 10Hz-10MHz=6 个十倍频程、滴答数=6+1=7

现在，我们希望对幅度曲线的 y 轴进行再定标，以获得更加熟悉的 20dB/格刻度。我们的“增益再定标”技巧如图 2.8 所示。右击 y 轴并选择“属性”，将弹出一个窗口。现在选择用于定标的适当“滴答”数的奥秘是，先将“下极限”设置为最近，即使增加 20dB 也小于所示的默认“下极限”。然后再将“上极限”设置为最近，即使增加 20dB 也大于所示的默认“上极限”。从新的“下极限”上减去新的“上极限”并除以 20。将结果加 1，我们即算出了获得我们熟悉的 20dB/格 y 轴定标所需的适当“滴答”数。

- Right click on Y-Axis again and select “Properties”
- Lower Limit = Nearest 20dB < Min Gain (i.e. -20dB < Min Gain)
- Upper Limit = Nearest 20dB > Max Gain (i.e 120dB > Max Gain)
- # Ticks = [Upper Limit – Lower Limit]/20 + 1
Ticks = [120- (-20)]/20 + 1 = 8

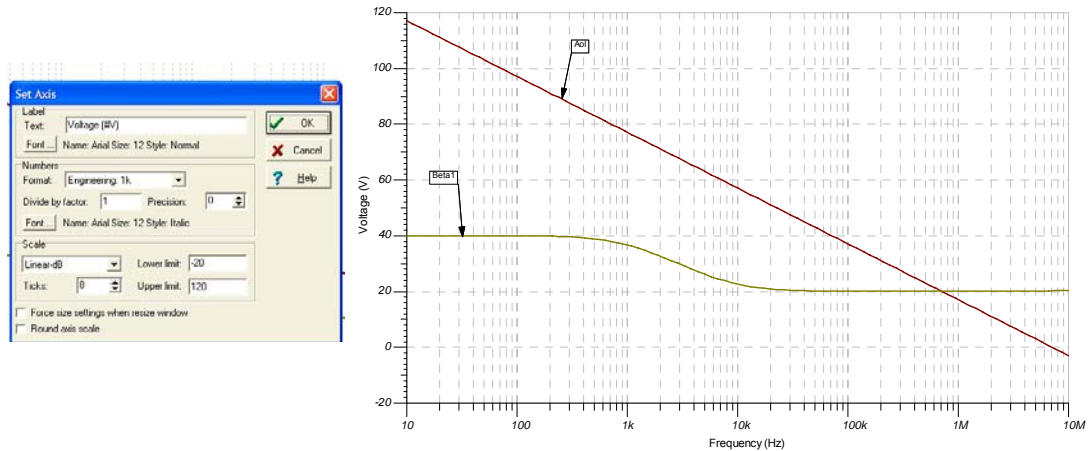


图 2.8 ZF 分析的 Tina SPICE 增益再定标

图字：右击 y 轴然后选择“属性”、下极限=最近 20dB< 最小增益（例如 -20dB< 最小增益）、上极限=最近 20dB> 最大增益（例如 120dB>最大增益）、滴答数=（上极限一下极限）/20+1、滴答数=[120-(-20)]/20+1=8

此外，为便于对相位曲线读数，我们将 y 轴再定标为更为熟悉的 45°/格刻度。我们的“相位再定标”技巧如图 2.9 所示。右击 y 轴并选择“属性”，将弹出一个窗口。现在选择用于定标的适当“滴答”数的奥秘是，先将“下极限”设置为最近，即使增加 45°也小于所示的默认“下极限”。然后再将“上极限”设置为最近，即使增加 45°也大于所示的默认“上极限”。从新的“下极限”上减去新的“上极限”并除以 45。将结果加 1，我们即算出了获得我们熟悉的 45°/格 y 轴定标所需的适当“滴答”数。

- Right click on Y-Axis again and select “Properties”
- Lower Limit = Nearest 45 degrees < Min Phase (i.e. -90 degrees < Min Phase)
- Upper Limit = Nearest 45 degrees > Max Phase (i.e +180 degrees > Max Phase)
- # Ticks = [Upper Limit – Lower Limit]/45 + 1
Ticks = [90- (-90)]/45 + 1 = 5

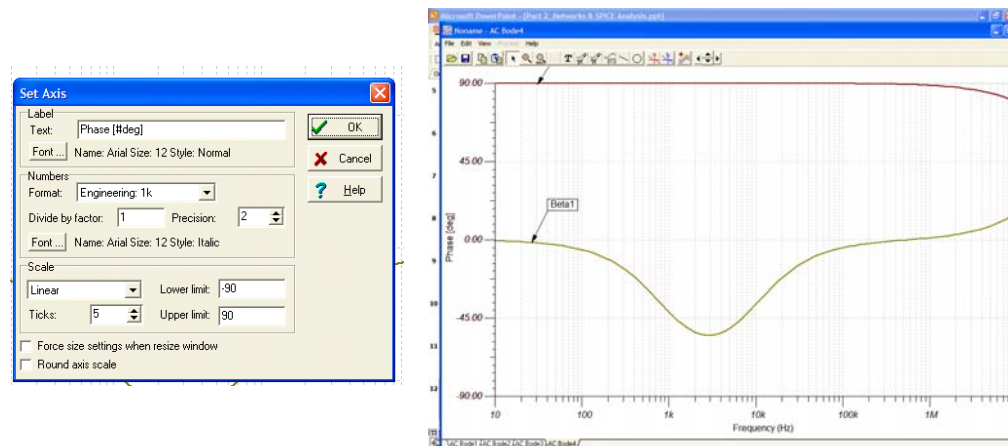


图 2.9 ZF 分析的 Tina SPICE 相位再定标

图字：右击 y 轴然后选择“属性”、下极限=最近 45° < 最小相位（例如 -90° < 最小相位）、上极限=最近 45° > 最大相位（例如 $+180^\circ$ > 最大相位）、滴答数=（上极限一下极限）/45+1、滴答数=[90-(-90)]/45+1=5

ZF 最佳定标 Tina SPICE 仿真结果示于图 2.10。紫线表示我们的 1 阶分析预测。游标设置成偏离低频 $1/\beta$ - 3dB 处与偏离高频 $1/\beta$ +3dB 处的精确幅度差。1 阶分析结果与预测虽然不精确，但肯定优于强大及直观的交流稳定性分析结果。

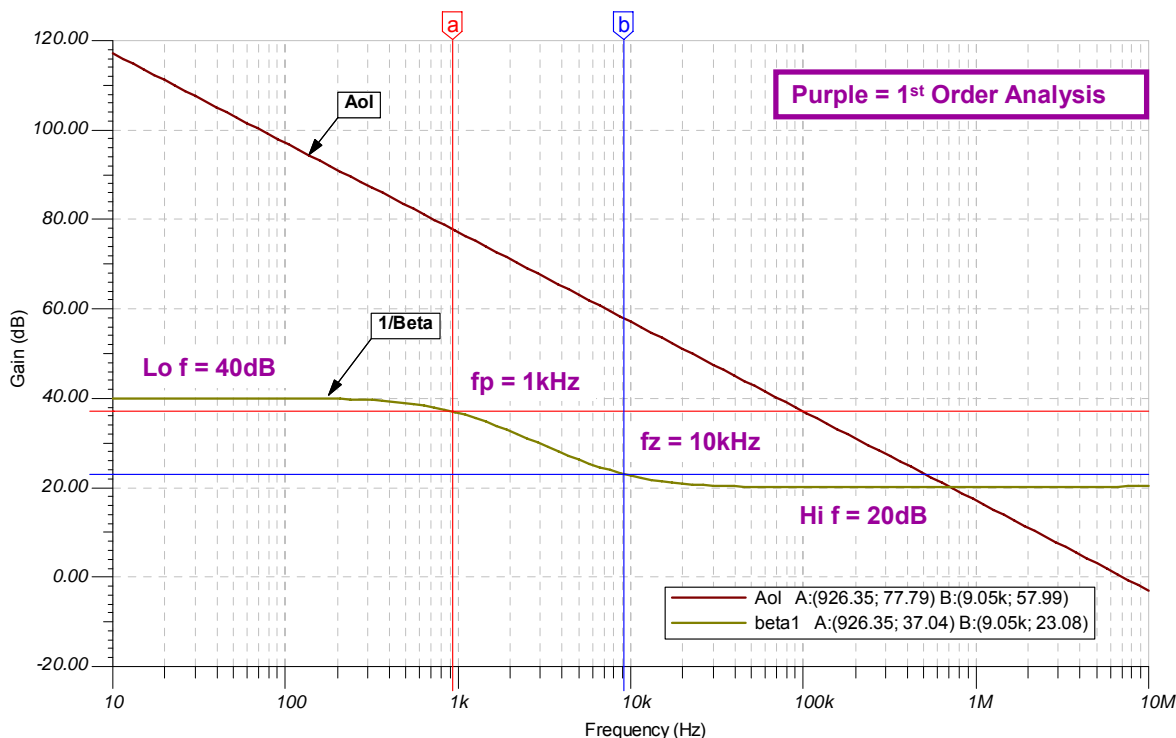
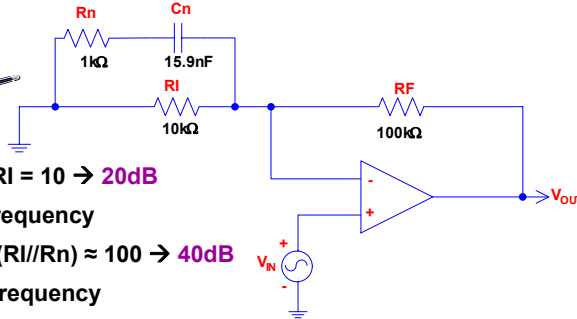


图 2.10 ZF 分析的 Tina SPICE 最佳定标结果

图字：紫线=1 阶分析

2.2 运放网络 ZI

让我们先对图 2.11 所示 ZI 网络进行 1 阶分析。这是一个运放电路中的输入网络，其中 C_n 在低频上为开路，且低频 $1/\beta$ 变成如图所示的简单 RF/RI 。而在其他极端频率上（例如高频）， C_n 为短路且高频 $1/\beta$ 变成 $(RF//RI)/R_n$ 。但当 C_p 短路时，由于 $R_n \ll RI$ ，故 R_n 应在输入电阻中占优势，因此我们将高频增益近似为 RF/R_n 。请注意，由于在运放输入路径中有一个电抗元件——电容，因此我们知道在传输函数中的某处必定有几个极点和/或零点。在 C_n 量值与并联阻抗量值相匹配的频率上（这里 RI 占优势），我们可以预计在 $1/\beta$ 曲线上会有一个零点。输入电阻将变小，故 V_{OUT} 开始增加。现在，在 C_n 量值与串联电阻 R_n 量值相匹配的频率上，我们预计会有一个极点，因为随着 C_n 接近短路，净输入电阻将不再变小，而 V_{OUT} 则会随频率的增加而变得平坦。因此通过 1 阶分析，我们可以预计出现极点与零点位置以及低频与高频 $1/\beta$ 幅度。



- $1/\beta$ Low Frequency = $R_F/R_I = 10 \rightarrow 20\text{dB}$
 C_n = Open at Low Frequency
- $1/\beta$ High Frequency = $R_F/(R_I//R_n) \approx 100 \rightarrow 40\text{dB}$
 C_n = Short at High Frequency
- Zero in $1/\beta$ when Magnitude of $X_{C_n} = R_I$
 Magnitude $X_{C_n} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_n)$
 $f_z = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_I \cdot C_n) = 1\text{kHz}$
- Pole in $1/\beta$ when Magnitude of $X_{C_n} = R_n$
 $f_p = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_n \cdot C_n) = 10\text{kHz}$

图 2.11 ZI 的 $1/\beta$ 1 阶分析

图字:

- ◆ $1/\beta$ 低频 = $R_F/R_I = 10 \rightarrow 20\text{dB}$
 C_n = 在低频上开路
- ◆ $1/\beta$ 高频 = $R_F/(R_I//R_n) \approx 100 \rightarrow 40\text{dB}$
 C_n = 在高频上短路
- ◆ 当 X_{C_n} 值 = R_I 时, $1/\beta$ 上有零点
 X_{C_n} 值 =
 $f_z = \dots\dots = 1\text{kHz}$
- ◆ X_{C_n} 值 = R_n 时, $1/\beta$ 上有极点
 $f_p = \dots\dots = 10\text{kHz}$

为验证 1 阶分析, 我们用 Tina SPICE 构造的 ZI 分析电路示于图 2.12 中。VIN 设置为直流 0V, 交流源选项则选择为将交流幅度设置为 1。我们的交流分析设置成从 10Hz 至 10MHz, 并要求保留 100 个数据点与幅度/相位数据点用于后处理。为进行“SPICE 环路增益测试”, 我们采用了带方便电压检测点 (N1、N2 及 N3) 的 L1、C1 与 VIN。从此电路上我们可看出: $Aol = N2/N1$ 及 $1/\text{Beta} = N3/N1$ 。

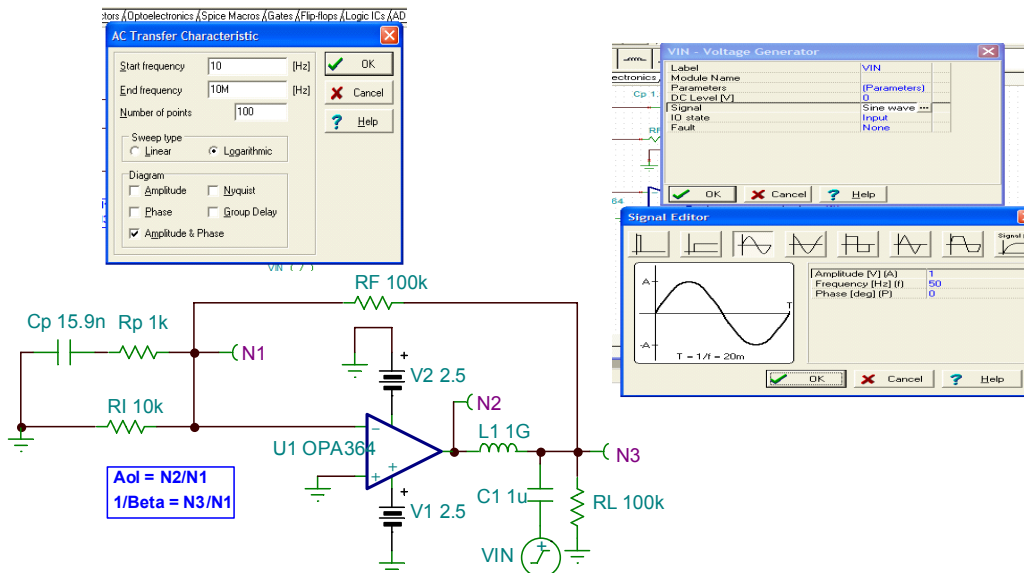


图 2.12 用于 ZI 分析的 Tina SPICE 电路

ZI 最佳定标 Tina SPICE 仿真结果示于图 2.13。紫线表示我们的 1 阶分析预测。游标设置为偏离低频 $1/\text{Beta}$ +3dB 处与偏离高频 $1/\text{Beta}$ -3dB 处的精确幅度差。1 阶分析结果与预测虽不精确，但肯定优于功能强大及直观的交流稳定性分析结果。

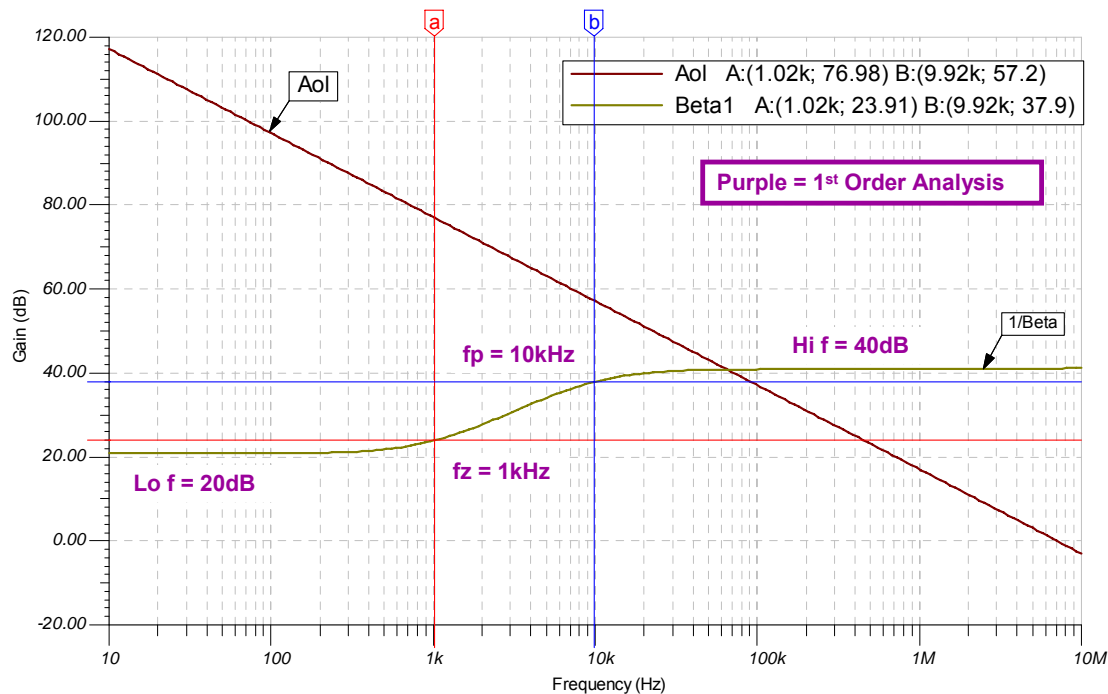


图 2.13 ZI 分析的 Tina SPICE 最佳定标结果

图字：紫线=1 阶分析

2.3 简单运放交流 SPICE 模型

正如我们所看到的，SPICE 可以是一种用来检查 1 阶分析的强大分析工具。但对于交流稳定性分析，它要求我们用运放模型来构建电路。有时我们没有 SPICE 模型，但却拥有我们准备使用的运放数据资料。例如，假设我们没有 OPA364（单电源、RRIO 及 CMOS 运放，由德州仪器公司提供的 Burr-Brown 产品）的运放模型。其数据资料给出的开环增益与相位曲线如图 2.14 所示。CMOS 运放的共同特点是，低频开环幅度与负载无关。这就是上面给出的默认 10kΩ 与 100kΩ 负载例子。从该曲线的相位部分，我们用“对数定标技术”（参见本系列第 1 部分）可确定 -45° 处于的频率为 29Hz。OPA364 的统一增益带宽在 7.4MHz 频率上测得。我们首先用双极点方法来制定一个简单运放交流模型。我们将在相位下降为 -135° 的频率上设置第二个极点 fp1。

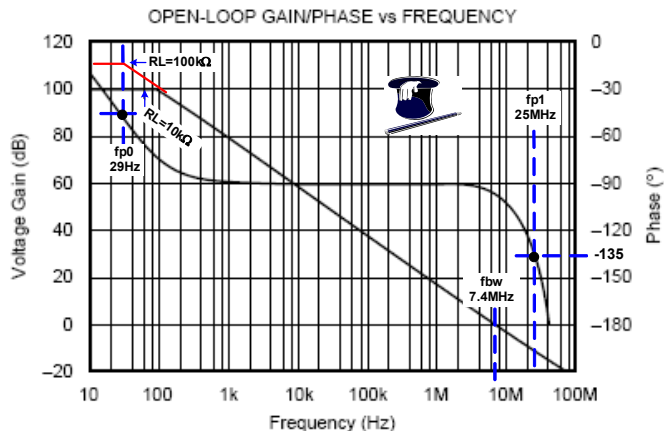


图 2.14 简单运放模型：OPA364 数据资料曲线

图字：开环增益/相位比频率、电压增益、相位、频率。

图 2.15 为 OPA364 的简单运放交流 SPICE 模型。关键频率器件为用来形成 fp0 与 fp1 的元件。请注意，压控电压源 VCV1、VCV2 及 VCV3 在频率元件之间提供完美的缓冲，并防止它们互相作用或加载。其他重要元件是 RO。RO 为运放交流小信号、开环输出阻抗。我们将在本系列的第 3 部分详细对其进行详细研究——我们将讨论如何从厂商提供的数据资料或通过测量来获得 RO。对于我们目前的讨论，我们将给此 OPA364 交流模型的 RO 分配一个 160Ω 的值。此模型将在 SPICE 快速运行，且如果我们主要关心的是获得一种稳定性良好的设计，则它能为我们提供所需的一切。图 2.15 还显示，我们通过带方便电压检测点（VM、VOA 及 VOUT）的 LT、CT 及 VIN 来使用“SPICE 环路增益测试”。从该电路我们可看出 $Aol = VOA / VM$ 。

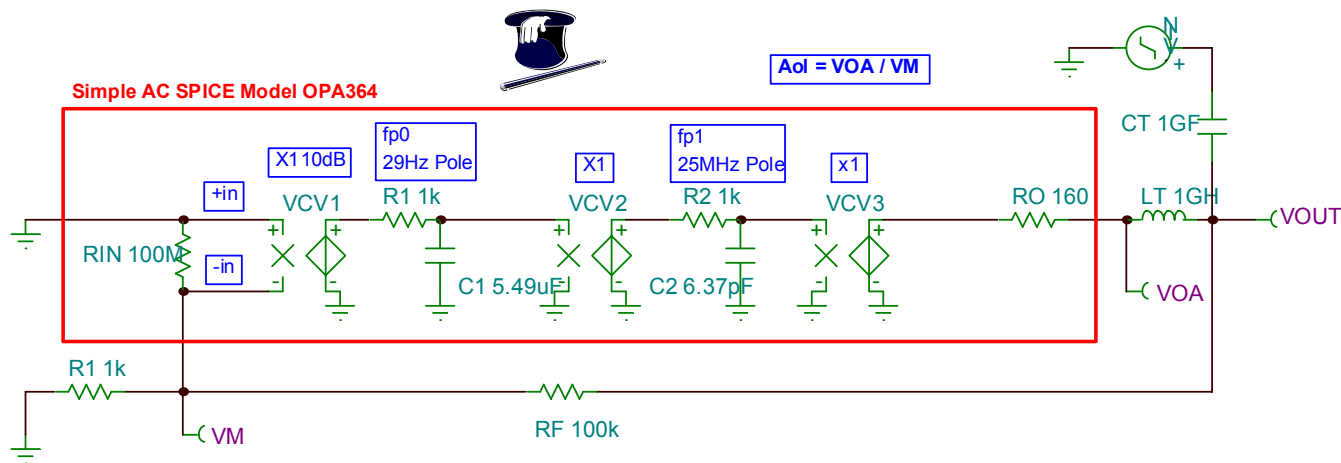


图 2.15 简单运放模型：交流 SPICE 模型

简单运放交流 SPICE 模型的最佳定标 Tina SPICE 仿真结果示于图 2.16 中。SPICE 仿真的相位结果从 180° 开始并下降至 0° ，而典型数据资料曲线显示相位则从 0° 开始并下降至 -180° 。这是因为大多数曲线都被看成是信号从运放正相输入至输出的结果。由 SPICE 执行后处理计算后所得到的结果以 180° 相位系数而告终，这是因为我们计算时用 VOA（运放电压输出）除以 VM（意味着 -1 系数或 180° 相位的运放反相输入）。为将此结果与数据资料进行比较，我们将 y 轴上的每一个值减去 180° 。在上述相位曲线中，我们发现，在 8.68MHz 统一增益带宽频率上的 70.82° 读数，等于数据资料开环增益/相位曲线上的 -109.18° ($70.82 - 180$)。这接近前一张图中的数据资料曲线在 $\text{fbw}=7.4\text{MHz}$ 处的相移。如果我们希望模型与 $\text{fbw}=7.4\text{MHz}$ 精确匹配，则我们可能需要稍微减少低频 Aol 的幅度。

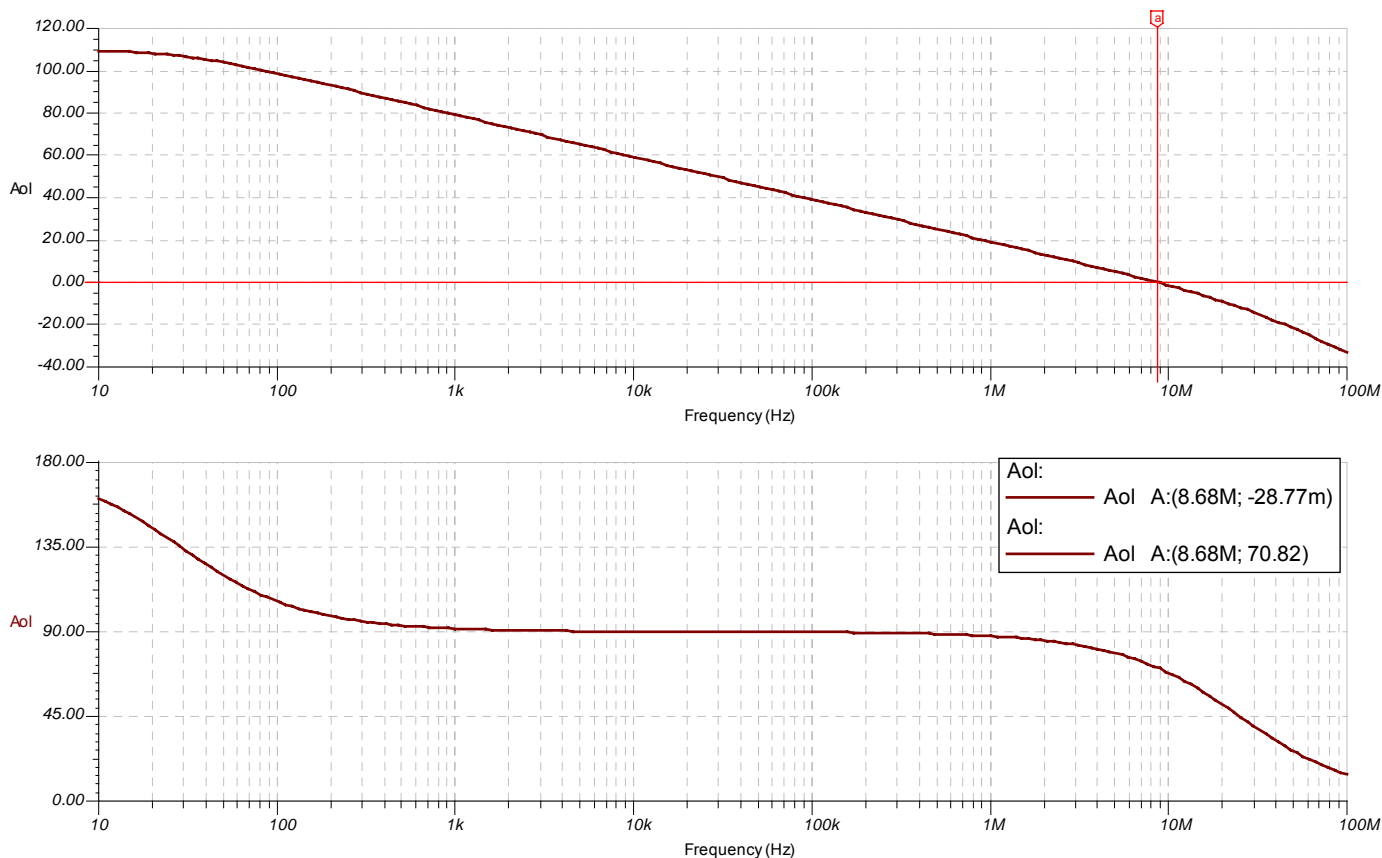


图 2.16 简单运放模型：交流 SPICE 仿真结果

2.3 详细运放交流 SPICE 模型

现在，如果我们想复制 OPA364 的高频相位影响，我们可以创建一个详细运放 SPICE 模型。在图 2.17 所示的数据资料开环增益/相位曲线图上，我们以多倍 $-45^\circ/\text{decade}$ 斜率画出几条相位斜线。此信息使我们能计算出需在何处放置更高阶极点我们才能获得如图所示的响应。

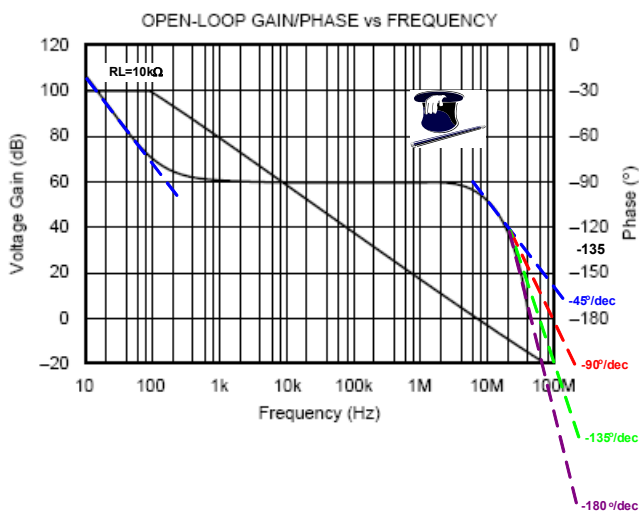


图 2.17 详细运放模型：OPA364 数据资料曲线

图字：开环增益/相位比频率、电压增益、相位、频率。

从图 2.17，我们能将相位斜率信息转换为可产生这种响应的器件。在图 2.18 中，我们将 $fp0$ 置于在前一张图中的数据资料曲线上相位为 -45° 的频率上，而将 $fp1$ 置于开环相位为 -135° 的频率上。从图 2.17 可看出，从 20MHz

开始，必定有 $-180^\circ/\text{decade}$ 的斜率。 $-45^\circ/\text{decade}$ 的斜率则来自 fp1 。因此，由于极点对低于和高于实际极点位置十倍频程处的频率有相位影响，因此我们知道在 20MHz 以上十倍频程处，我们必须拥有 3 个额外极点才能得到所需的斜率。这可以图形显示为 ftp3 (fp3 处的三个极点)。从 20MHz 开始的斜线一定为 $-45^\circ/\text{decade}$ ，且经过一个十倍频程，我们将看到 ftp3 的实际位置 (200MHz)。这种图形技术使我们很容易综合所需的相位响应，并绘出各极点和/或零点之和。

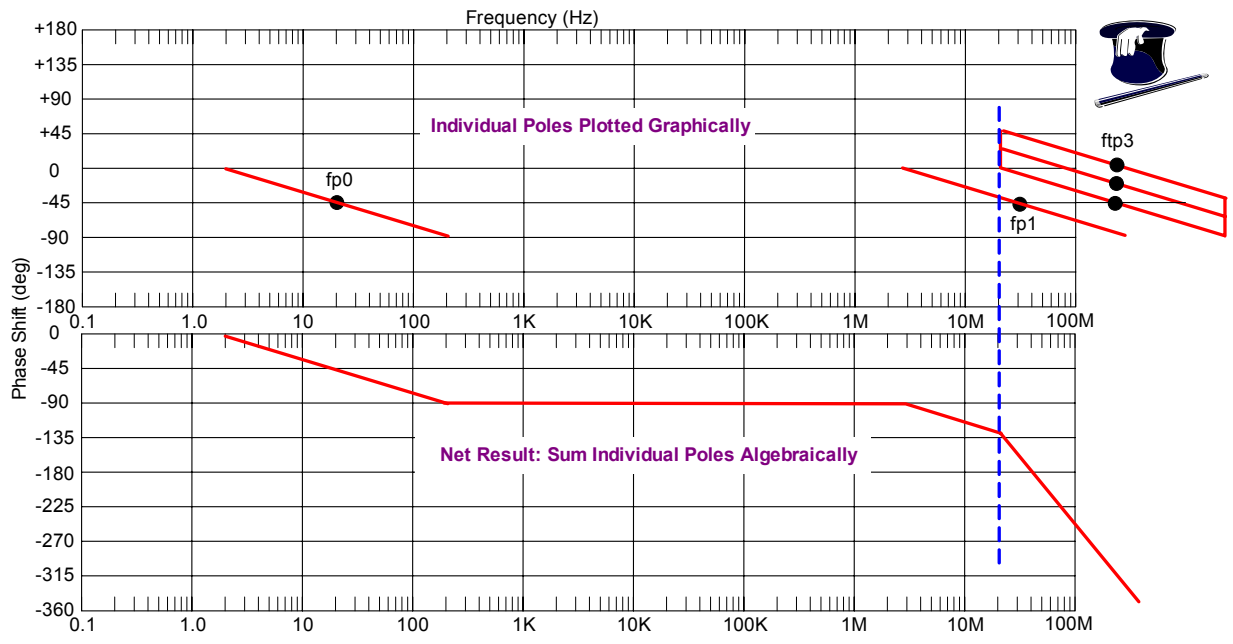


图 2.18 详细运放模型：Aol 相位响应图

图字：所绘出的单个极点、净结果：单个极点代数之和。

详细运放交流模型增加 3 个高频极点来与数据资料开环增益/相位曲线匹配，如图 2.19 所示。

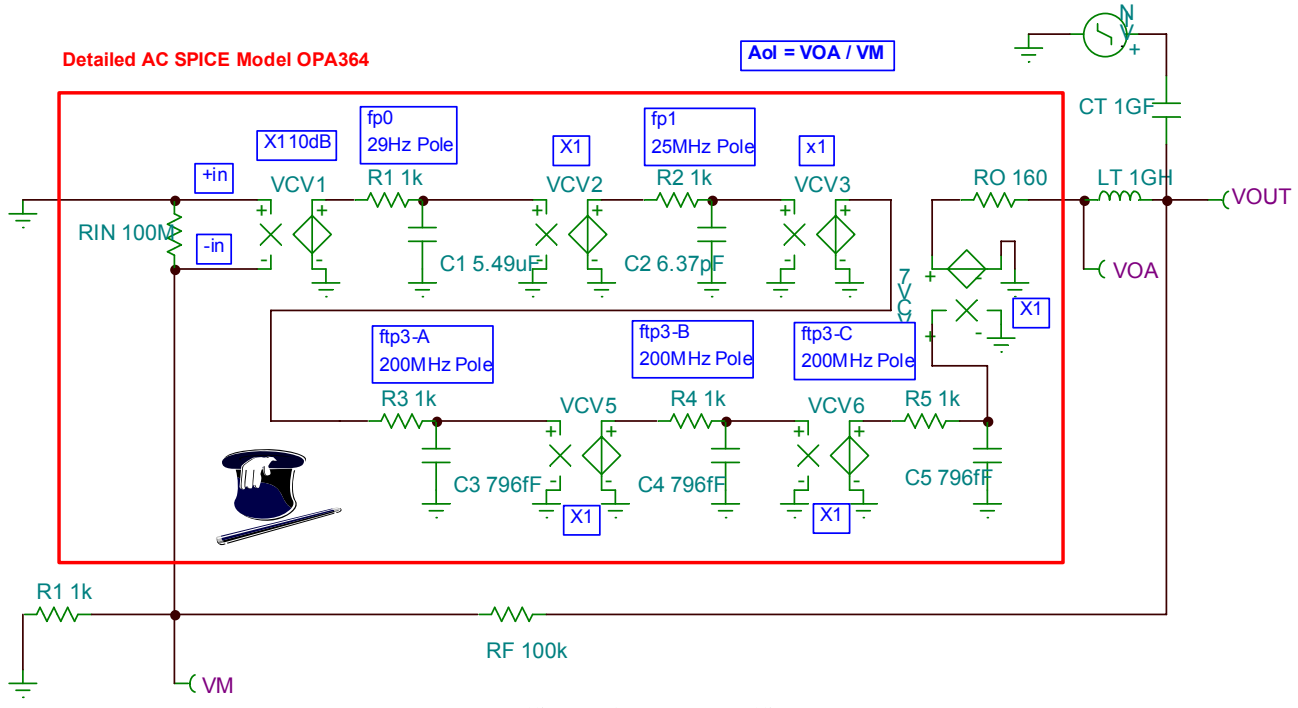


图 2.19 详细运放模型：交流 SPICE 模型

详细运放交流 SPICE 模型的最佳定标 Tina SPICE 仿真结果示于图 2.20 中。如果将这些结果与数据资料开环增益/相位曲线进行比较，我们会发现，我们的详细运放交流 SPICE 模型得到的结果与资料上给出的结果非常接近。对于大多数运放稳定性分析而言，简单运放交流 SPICE 模型已经够用。但当性能与带宽要求提高时，我们也拥有可对运放高频相移进行建模的更精确方法。

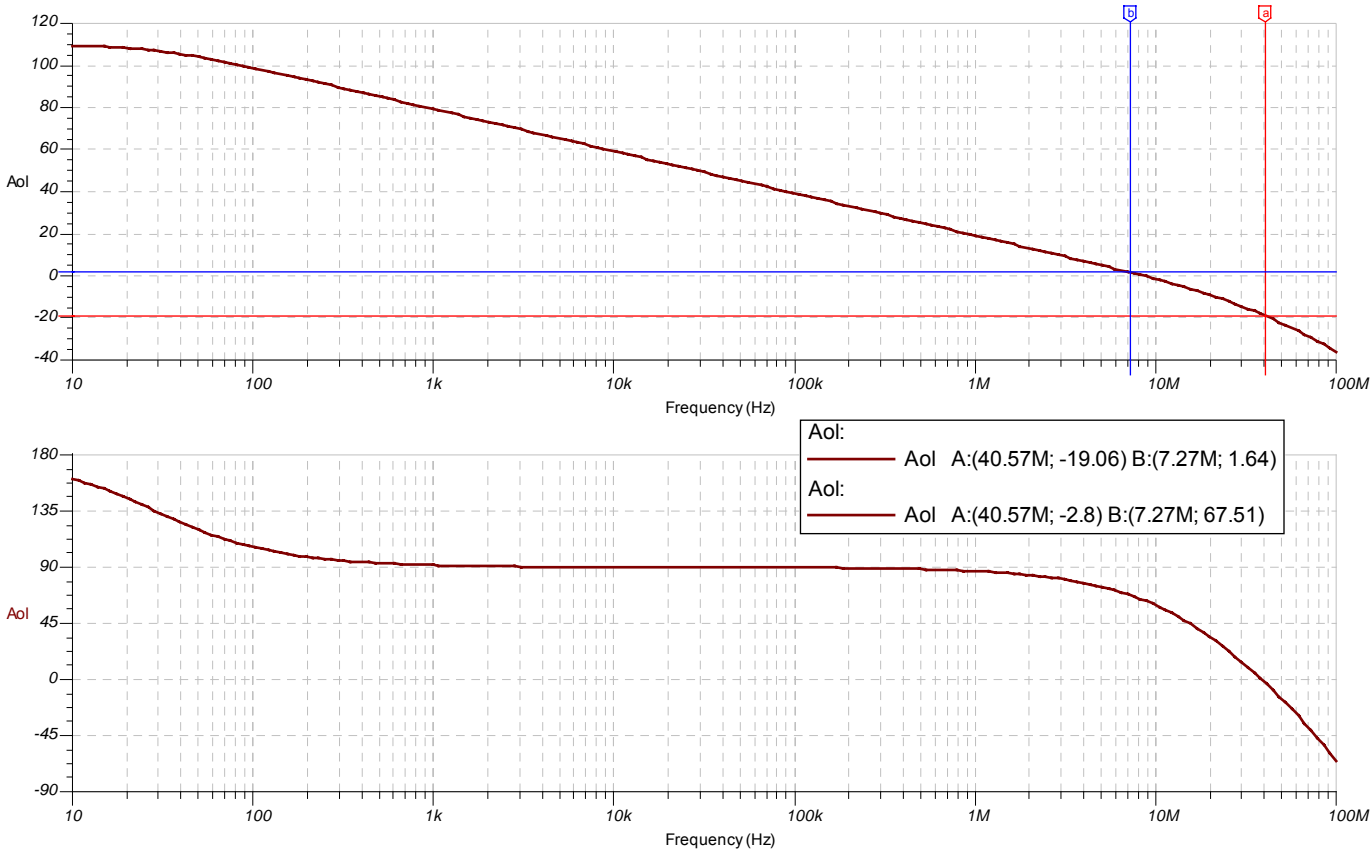


图 2.20 详细运放模型：交流 SPICE 仿真结果

2.4 附录：空白幅度与相位曲线

为便于进行 1 阶分析，本部分的最后两页给出了一张空白幅度与相位曲线图。

