

Application Note

揭秘过冲及相位裕度之间的关系



Shota Mago

摘要

本应用手册介绍了过冲百分比及交流增益峰值与二阶系统中的相位裕度的相关性。

内容

1 简介.....	2
2 二阶系统的一般传递函数.....	2
2.1 阻尼比.....	2
3 对运算放大器作为二阶系统进行建模.....	4
4 相位裕度与过冲百分比间的关系.....	6
4.1 相位裕度.....	6
4.2 将 $A_{OL} \beta$ 表示成 Φ_{PM}	8
4.3 将 Φ_{PM} 表示成阻尼比.....	9
4.4 相位裕度由过冲百分比表示.....	9
4.5 相位裕度由增益峰值表示.....	10
5 理想二阶系统的仿真.....	13
5.1 相位裕度：30 度.....	13
5.2 相位裕度：45 度.....	15
5.3 相位裕度：60 度.....	16
5.4 相位裕度：75 度.....	18
5.5 具备不同相位裕度（阻尼比）的阶跃响应.....	19
5.6 具备不同相位裕度（阻尼比）的增益峰值.....	20
6 采用运算放大器的仿真示例.....	21
6.1 带同相放大器配置的 OPA392.....	21
6.2 具备单位增益缓冲器配置的 TLV9052.....	24
6.3 具备单位增益缓冲器配置的 OPA206.....	26
7 阶跃响应同交流分析之间相位裕度不匹配的原因.....	28
7.1 传递函数不是二阶系统.....	28
7.2 显示大信号行为的放大器.....	28
7.3 噪声增益在交叉频率范围内并非平坦.....	29
8 总结.....	34
9 参考资料.....	34

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

在许多运算放大器二阶系统中，阻尼比决定时域中的过冲百分比和频域中的增益峰值。本应用手册介绍了二阶系统的相位裕度如何成为阻尼比的函数（可通过阶跃响应估算）。

2 二阶系统的一般传递函数

使用直流增益 K 、阻尼比 ζ 和固有频率 ω_n 可以将二阶系统的一般传递函数描述如下。

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

从方程 1 的分母中，通过求解方程 2 获得方程 3 中所示的极点

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2)$$

$$-\omega_n\zeta \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (3)$$

2.1 阻尼比

从方程 3 中，系统行为根据倾卸比率 ζ 而变化。

每个 ζ 处时域中的阶跃响应计算为反向拉普拉斯变换。

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[G(s)\frac{1}{s}\right] = \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{K\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}\right] \quad (4)$$

2.1.1 欠阻尼 ($0 < \zeta < 1$)

如果 $0 < \zeta < 1$ ，则极点是复数，阶跃响应可按公式 5 计算。该公式包括正弦，这意味着系统具有过冲。

$$y(t) = K \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi) \right\} \quad (5)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)$$

当施加单位阶跃时， $0 < \zeta < 1$ 条件下二阶系统的过冲百分比由下式给出：

$$PO(\text{PercentOvershoot}) = 100e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (6)$$

如方程 6 所示， ζ 决定了过冲百分比。为了证明相位裕度决定了过冲，用户必须确认 ζ 完全取决于相位裕度。

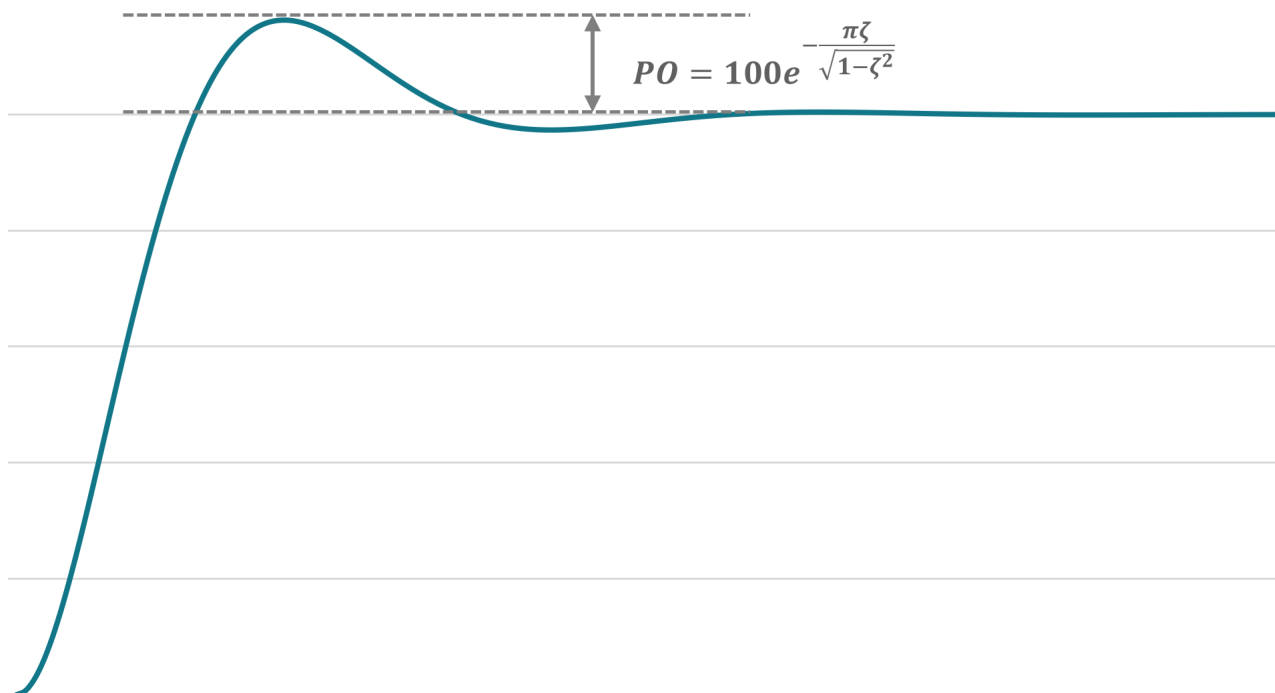


图 2-1. 过冲百分比

在本文档中，只考虑 $0 < \zeta < 1$ ，因为其他条件 ($\zeta = 1$ 和 $\zeta > 1$) 不会出现过冲。

2.1.2 临界阻尼 ($\zeta = 1$)

临界阻尼，其中 $\zeta = 1$ 是过阻尼和欠阻尼之间的边界。

$$y(t) = K \{1 - (1 + \omega_n t) e^{-\omega_n t}\} \quad (7)$$

2.1.3 过阻尼 ($\zeta > 1$)

过阻尼，其中 $\zeta > 1$ 有两个实极点，不会显示振铃。如公式 8 所示，过阻尼系统不包括正弦或余弦，这意味着系统不会表现出任何振铃。

$$y(t) = K \left\{ 1 - \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{-\omega_n (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{-\omega_n (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) t} \right\} \quad (8)$$

3 对运算放大器作为二阶系统进行建模

通常，运算放大器可以大致建模为二阶传递函数，如方程式 9 所示。

$$A(s) = \frac{A_{OL}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (9)$$

其中：

A_{OL} = 直流增益

ω_{p1} = 第一个极点

ω_{p2} = 第二个极点

图 3-1 显示了方程式 9 的增益和相位响应。

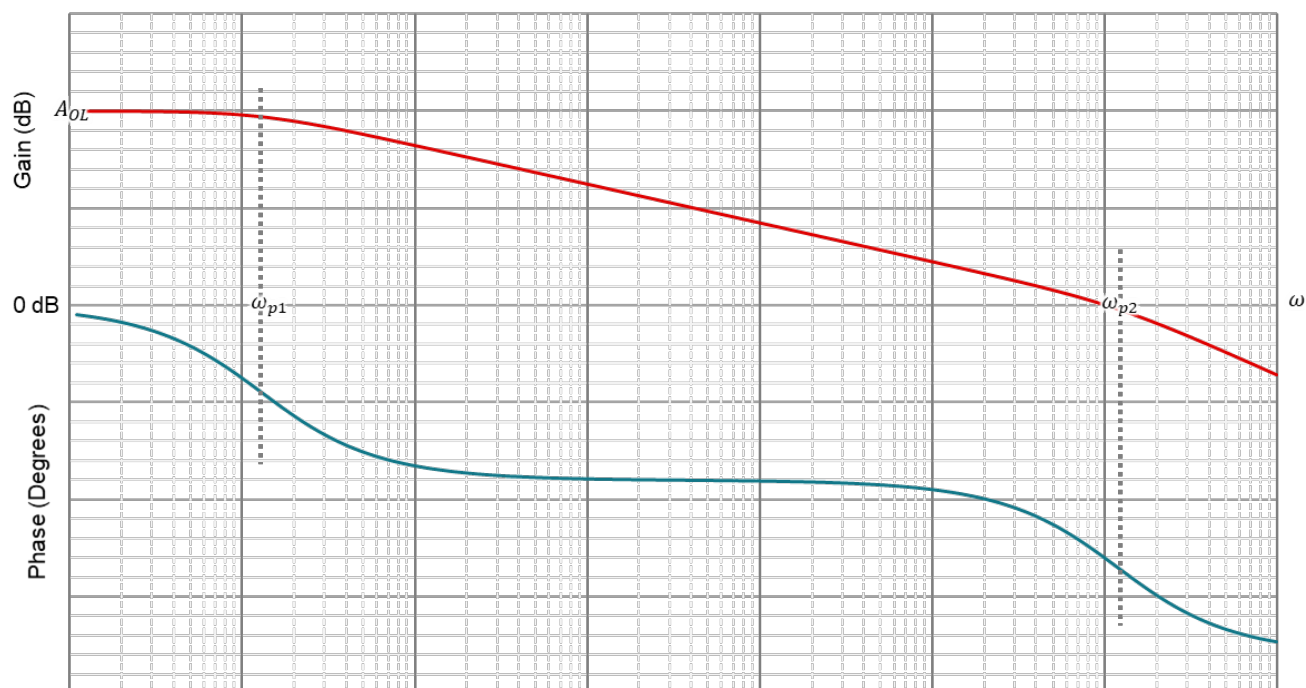


图 3-1. 二阶系统的增益及相位图

图 3-2 示出了一个具有负反馈的运算放大器，其中 β 是反馈因子。

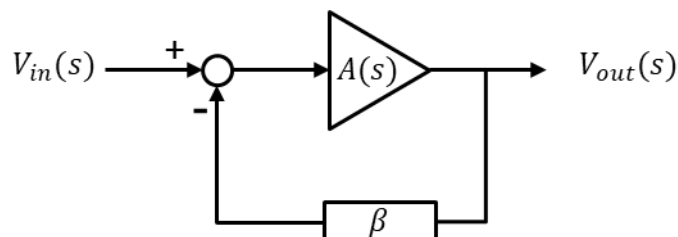


图 3-2. 负反馈

闭环增益， A_{CL} 由下式给出

$$A_{CL}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta} \quad (10)$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{A(s)} + \beta} \quad (11)$$

将方程式 9 代入方程式 11：

$$= \frac{1}{\frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p2}}s^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)s + 1} + \beta \quad (12)$$

$$= \frac{A_{OL}\omega_{p1}\omega_{p2}}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + \omega_{p1}\omega_{p2}(1 + A_{OL}\beta)} \quad (13)$$

通过比较方程式 1 和方程式 13，我们可以得出每个关键参数。

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{p1}\omega_{p2}(1 + A_{OL}\beta)} \quad (14)$$

$$K = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \quad (15)$$

$$\zeta = \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2\omega_n} \quad (16)$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{\omega_{p2}}{\omega_{p1}}} + \sqrt{\frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}}}}{2\sqrt{1 + A_{OL}\beta}} \quad (17)$$

为了简化方程式 17， ω_{p2}/ω_{p1} 的比率表示为 h 。

$$h = \frac{\omega_{p2}}{\omega_{p1}} \quad (18)$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{h} + \frac{1}{\sqrt{h}}}{2\sqrt{1 + A_{OL}\beta}} \quad (19)$$

4 相位裕度与过冲百分比间的关系

要用相位裕度 Φ_{PM} 来表示 ζ ， $A_{OL}\beta$ 必须用公式 19 中 Φ_{PM} 的形式表示。

4.1 相位裕度

相位裕度 Φ_{PM} 计算为系统在交叉频率 ω_c 和 180 度下的相移之间的差值。在二阶系统中，相位滞后由第一个极点 ω_{p1} 和第二个极点 ω_{p2} 引起，如图 4-1 所示。

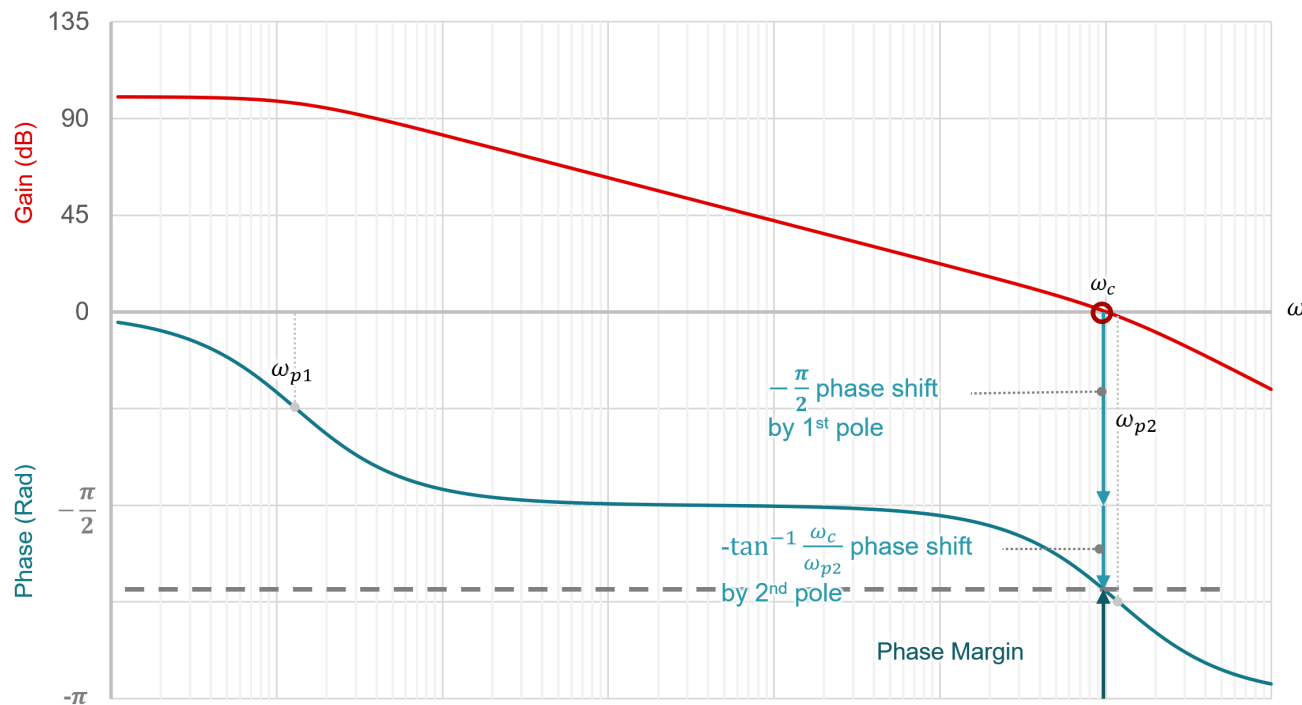


图 4-1. 二阶系统的相位裕度

通常，第一个极点位置远低于交叉频率，从而导致 90 度 ($= \pi/2$) 滞后。

第二个极点的公式为：

$$\frac{1}{1 + \frac{\omega}{\omega_{p2}}j} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2} - \frac{\frac{\omega}{\omega_{p2}}j}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2} \quad (20)$$

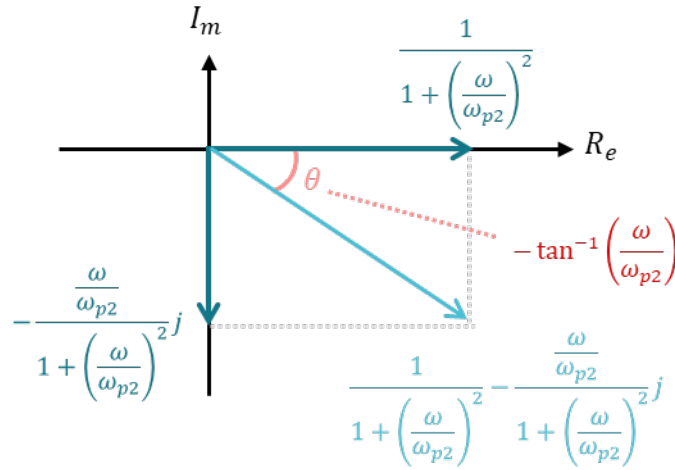


图 4-2. 第二个极点的相位滞后

如图 4-2 所示，第二个极点的相移可以按如下公式计算。

$$\tan \theta = - \frac{\frac{\omega}{\omega_{p2}}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2} \quad (21)$$

$$= - \frac{\omega}{\omega_{p2}} \quad (22)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right) \quad (23)$$

$$= -\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right) \quad (24)$$

在交叉频率 ω_c 下，环路增益幅度等于 1 时，第二个极点的相移从变为低于方程式 24。

$$-\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{p2}}\right) \quad (25)$$

第一个极点及第二个极点在交叉频率处引起的总相移可以计算为

$$-\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{p2}}\right) \quad (26)$$

计算 π 和方程式 26 之间的差值，可得出相位裕度。

$$\phi_{PM} = \pi - \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{p2}}\right) \quad (27)$$

$$= \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_{p2}}\right) \quad (28)$$

4.2 将 $A_{OL} \beta$ 表示成 Φ_{PM}

在交叉频率 ω_c 时，环路增益 $A(s) \beta$ 可以写为

$$A(j\omega_c)\beta = \frac{A_{OL}}{\left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_{p1}}j\right)\left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_{p2}}j\right)} \quad (29)$$

将[方程式 18](#)代入[方程式 29](#)以得到[方程式 30](#)。

$$A(j\omega_c)\beta = \frac{A_{OL}}{\left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_{p1}}j\right)\left(1 + \frac{\omega_c}{h\omega_{p1}}j\right)} \quad (30)$$

由于交叉频率处环路增益的幅度变为 1，[方程式 30](#)可表示为：

$$|A(j\omega_c)\beta| = \frac{A_{OL}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{p1}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{h\omega_{p1}}\right)^2}} \beta = 1 \quad (31)$$

$$A_{OL}\beta = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{p1}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{h\omega_{p1}}\right)^2} \quad (32)$$

在[方程式 28](#)中， ω_c 可表示为：

$$\omega_c = \omega_{p2} \tan\left(\frac{\pi}{2} - \Phi_{PM}\right) \quad (33)$$

$$= \omega_{p2} \cot \Phi_{PM} \quad (34)$$

将上述公式代入[方程式 32](#)，可将 $A_{OL} \beta$ 表示为 Φ_{PM} 的函数。

$$A_{OL}\beta = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p2} \cot \Phi_{PM}}{\omega_{p1}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p2} \cot \Phi_{PM}}{h\omega_{p1}}\right)^2} \quad (35)$$

$$= \sqrt{(1 + h^2 \cot^2 \Phi_{PM})(1 + \cot^2 \Phi_{PM})} \quad (36)$$

4.3 将 Φ_{PM} 表示成阻尼比

现在， $A_{OL\beta}$ 由相位裕度和 h 表示，即 ω_{p2}/ω_{p1} 的比率。将 [方程式 36](#) 代入 [方程式 19](#) 表示的阻尼比 ζ 。

$$\zeta = \frac{\sqrt{h} + \frac{1}{\sqrt{h}}}{2\sqrt{1 + \sqrt{(1 + h^2 \cot^2 \Phi_{PM})(1 + \cot^2 \Phi_{PM})}}} \quad (37)$$

$$= \frac{1 + \frac{1}{h}}{2\sqrt{\frac{1}{h} + \sqrt{\left(\frac{1}{h^2} + \cot^2 \Phi_{PM}\right)(1 + \cot^2 \Phi_{PM})}}} \quad (38)$$

一般而言，大多数运算放大器的第二个极点远高于第一个极点，从而得到 $h \gg 1$ ，以及从 [方程式 39](#) 到 [方程式 38](#) 的近似值。

$$\zeta \approx \frac{1}{2\sqrt{\cot \Phi_{PM} \sqrt{1 + \cot^2 \Phi_{PM}}}} \quad (39)$$

[方程式 39](#) 展示了只要 $h \gg 1$ ，阻尼比就完全取决于相位裕度，这意味着过冲由相位裕度决定。

用上述公式求解 Φ_{PM} 。

$$\cot \Phi_{PM} \sqrt{1 + \cot^2 \Phi_{PM}} = \frac{1}{4\zeta^2} \quad (40)$$

$$\cot^2 \Phi_{PM} + \cot^4 \Phi_{PM} = \frac{1}{16\zeta^4} \quad (41)$$

假设 $\cot^2 \Phi_{PM}$ 为 x 。那么，[方程式 41](#) 可以写为：

$$x^2 + x - \frac{1}{16\zeta^4} = 0 \quad (42)$$

$$x = \cot^2 \Phi_{PM} = \frac{-1 + \sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta^4}}}{2} \quad (43)$$

$$\cot \Phi_{PM} = \frac{1}{\tan \Phi_{PM}} = \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta^4}} - 1}{2}} \quad (44)$$

$$\Phi_{PM}(\text{Radians}) = \tan^{-1} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta^4}} - 1}} \quad (45)$$

要从弧度获得度值，请乘以 $180/\pi$ 。

$$\Phi_{PM}(\text{Degrees}) = \frac{180}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta^4}} - 1}} \quad (46)$$

4.4 相位裕度由过冲百分比表示

通过 [方程式 6](#) 求解 ζ 可得到以下公式。

$$\zeta = -\frac{\ln \frac{PO}{100}}{\sqrt{\left(\ln \frac{PO}{100}\right)^2 + \pi^2}} \quad (47)$$

通过将方程式 47 代入方程式 46，用户可以从过冲百分比估算相位裕度。

$$\Phi_{PM}(\text{Degrees}) = \frac{180}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{2}{1 + \frac{1}{4 \left(-\frac{\ln \frac{PO}{100}}{\sqrt{\left(\ln \frac{PO}{100} \right)^2 + \pi^2}} \right)^4 - 1}}} \quad (48)$$

使用方程式 48，绘制图 4-3，其表示相位裕度与过冲百分比的关系，可用于根据二阶系统中阶跃响应的过冲估算相位裕度。

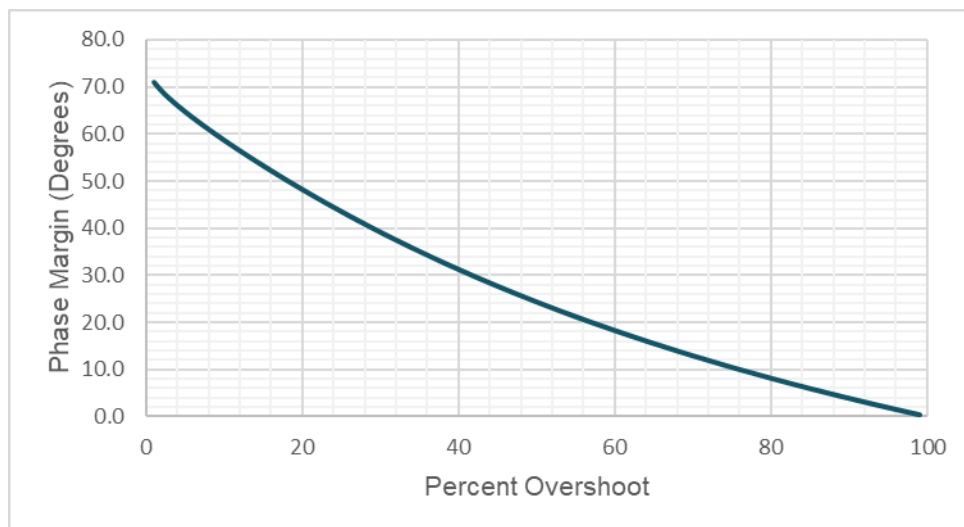


图 4-3. 二阶系统的相位裕度与过冲百分比间的关系

表 4-1 列出了每个相位裕度处的预期过冲百分比的一些示例。

表 4-1. 相位裕度与过冲间的关系

相位裕度	过冲
15°	65.9%
30°	41.6%
45°	23.3%
60°	8.8%
75°	0.0%

4.5 相位裕度由增益峰值表示

在标准二阶系统的频率响应中，仅当 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 时才存在谐振。谐振频率下的谐振峰值 M_r 由下式给出：

$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (49)$$

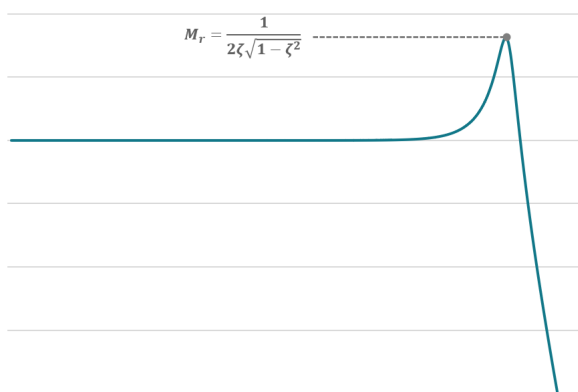


图 4-4. 增益峰值

通过 [方程式 49](#) 求解 ζ 可得到 [方程式 50](#)。

$$\zeta^4 - \zeta^2 + \frac{1}{4M_r^2} = 0 \quad (50)$$

让 ζ^2 为 y 。那么，[方程式 50](#) 可以写为：

$$y^2 - y + \frac{1}{4M_r^2} = 0 \quad (51)$$

求解 y 可得出：

$$y = \zeta^2 = \frac{1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{M_r^2}}}{2} \quad (52)$$

由于假设 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ 的范围，因此取较小的值。

$$\zeta^2 = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{M_r^2}}}{2} \quad (53)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{M_r^2}}}{2}} \quad (54)$$

方法是 [将方程式 54 代入方程式 46](#)

$$\Phi_{PM}(\text{Degrees}) = \frac{180}{\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{\frac{2}{1 + \frac{1}{\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{M_r^2}}\right)^2} - 1}}}{1} \quad (55)$$

从 [方程式 55](#) 中，可以绘制 [图 4-5](#)。

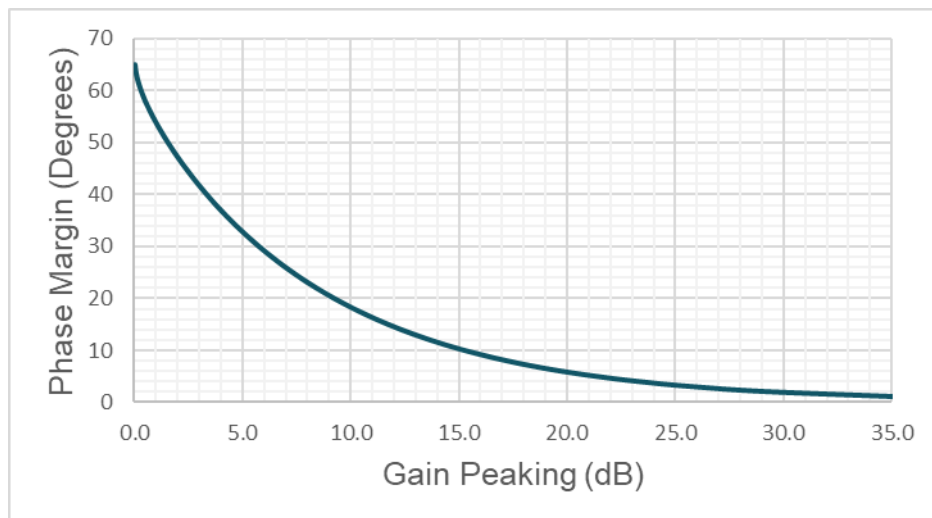


图 4-5. 相位裕度与增益峰值间的关系

表 4-2 列出了每个相位裕度处的预期交流增益峰值的一些示例。

表 4-2. 相位裕度与增益峰值间的关系

相位裕度	增益峰值
15°	11.7dB
30°	5.7dB
45°	2.3dB
60°	0.28dB

5 理想二阶系统的仿真

使用 PSPICE for TI 的拉普拉斯变换部分确认了相位裕度与过冲以及相位裕度与增益峰值之间的关系。图 5-1 示出了具有理想二阶系统的同相放大器模型，该系统设计为具有 120dB 直流增益、1MHz 交叉频率和 50%反馈因子，该因子等于 2V/V (6.02dB) 的噪声增益。对于阶跃响应，施加 0.5V 输入，并且目标稳定输出幅度为 1V。

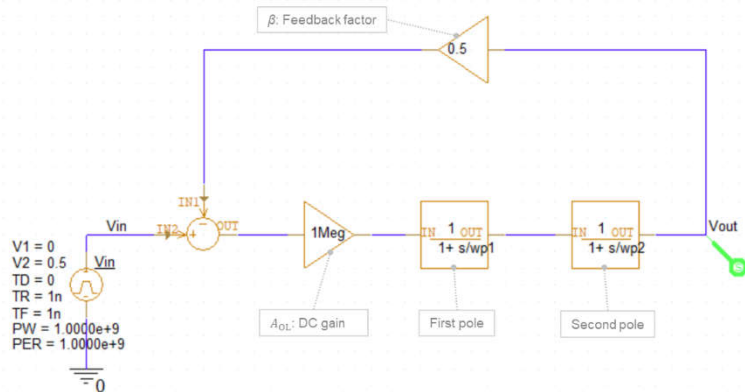


图 5-1. 具有 2V/V 增益的理想二阶系统仿真同相放大器

为了在上述条件下实现预期的相位裕度，第一个极点和第二个极点设置为下表列出的值。

表 5-1. 双极点及第二极点的频率设置

相位裕度	ω_{p1} [rad/s]	ω_{p2} [Mrad/s]
30°	25.13	3.63
45°	17.77	6.28
60°	14.51	10.88
75°	13.01	23.45

使用四个不同的相位裕度对阶跃响应及增益峰值进行了仿真。仿真结果与表 4-1 和表 4-2 基本一致。

5.1 相位裕度：30 度

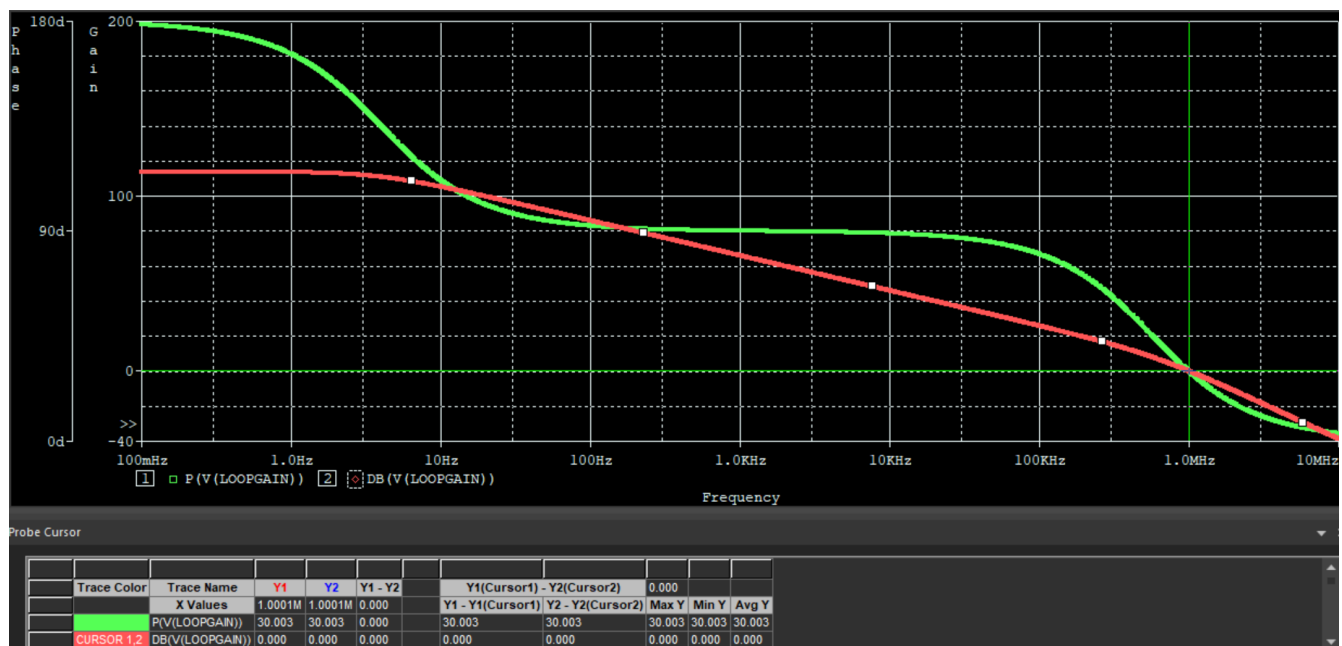


图 5-2. 30° 相位裕度处的环路增益波特图

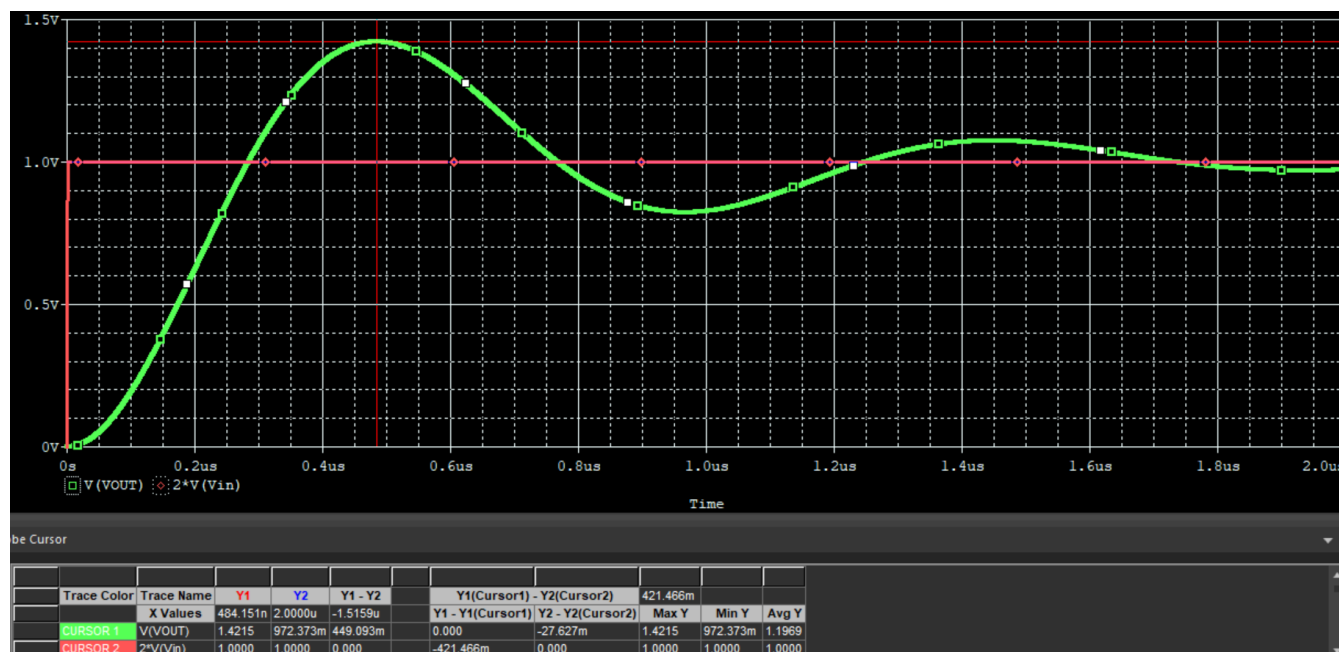


图 5-3. 30° 相位裕度为 42.1% 过冲时的阶跃响应

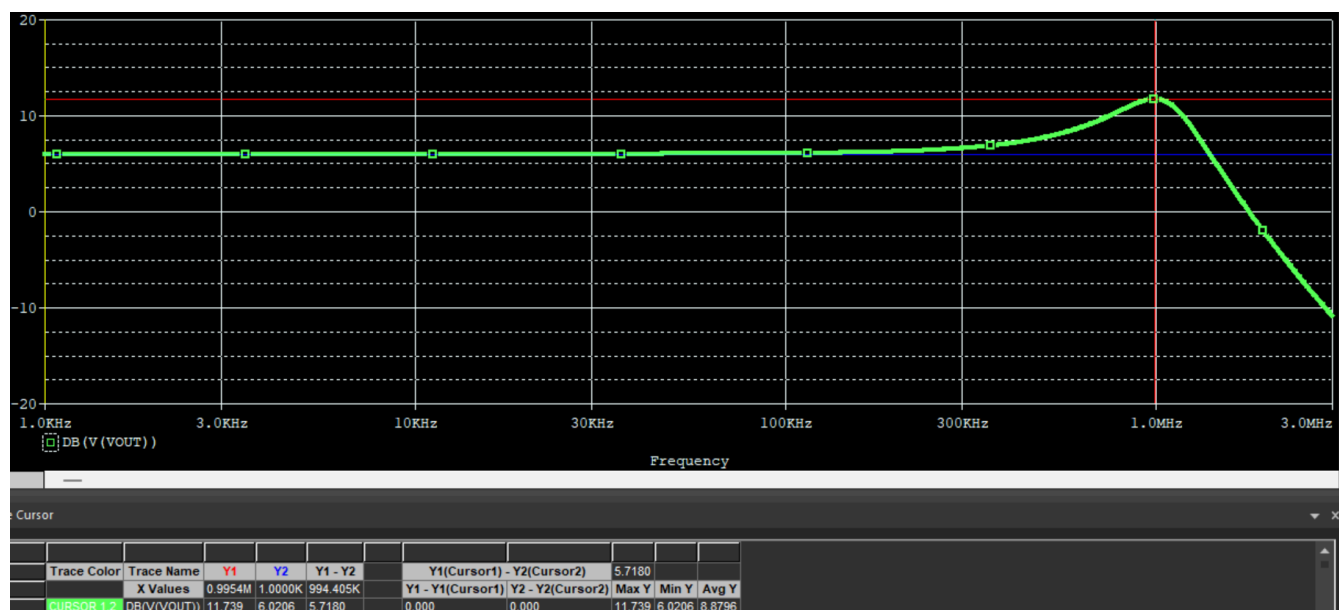


图 5-4. 30° 相位裕度为 5.7dB 时的增益峰值

5.2 相位裕度：45 度

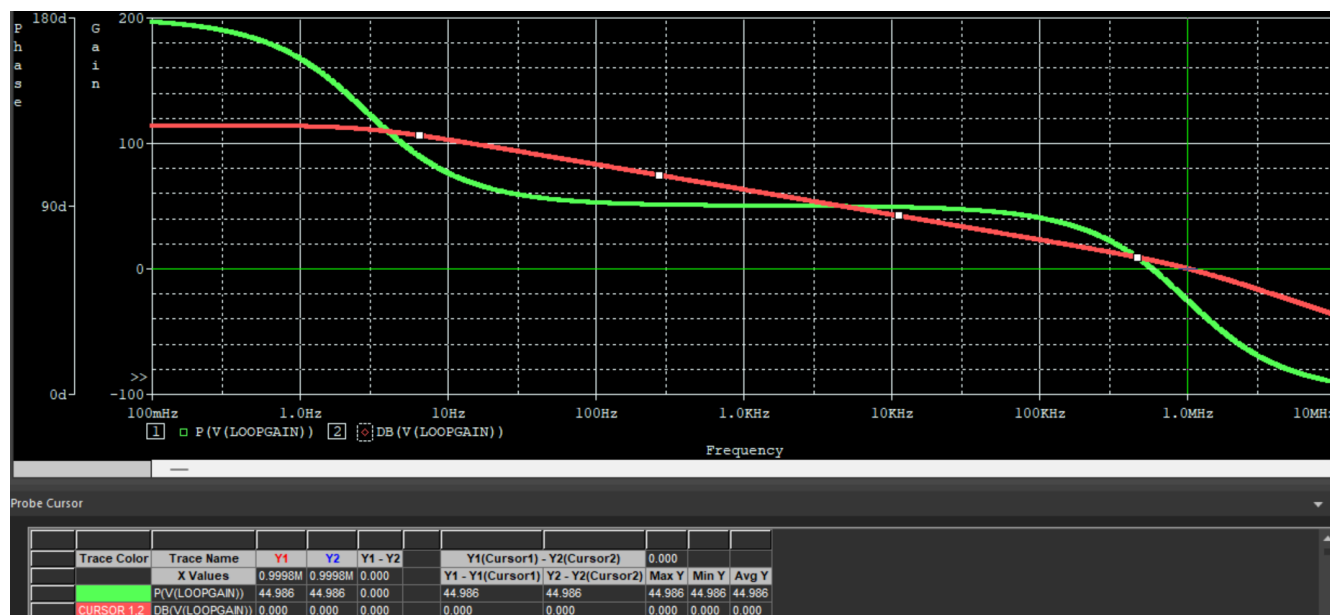


图 5-5. 45° 相位裕度处的环路增益波特图

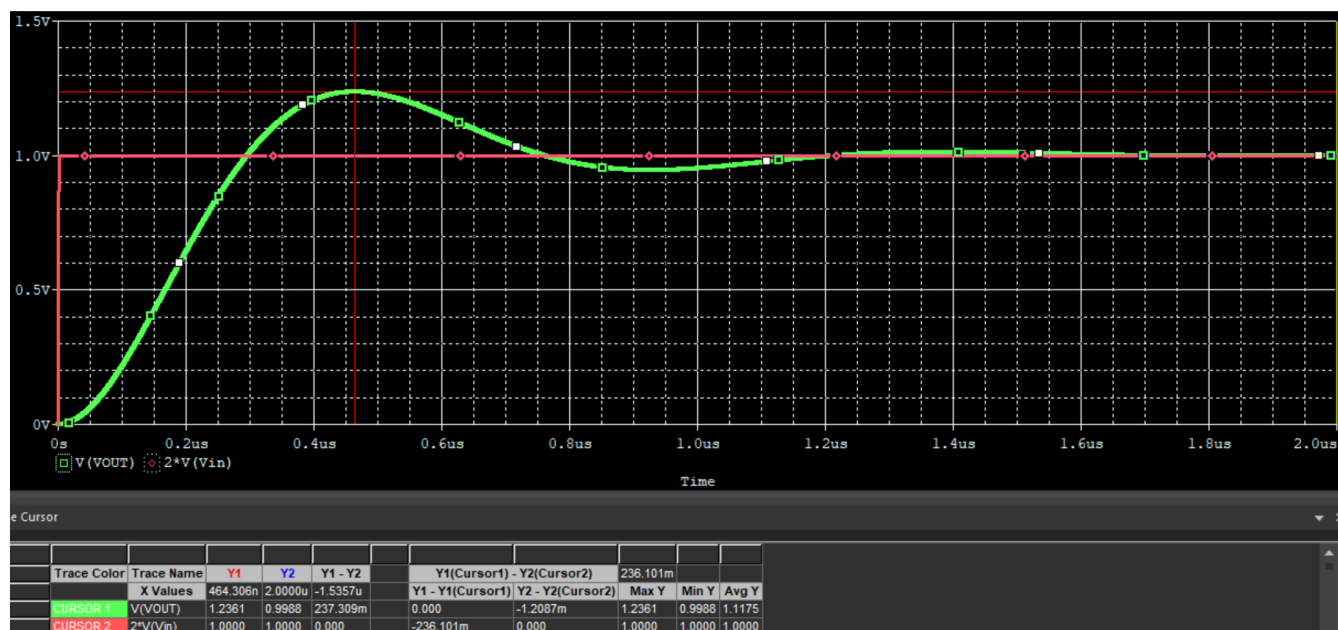


图 5-6. 45° 相位裕度为 23.6% 过冲时的阶跃响应

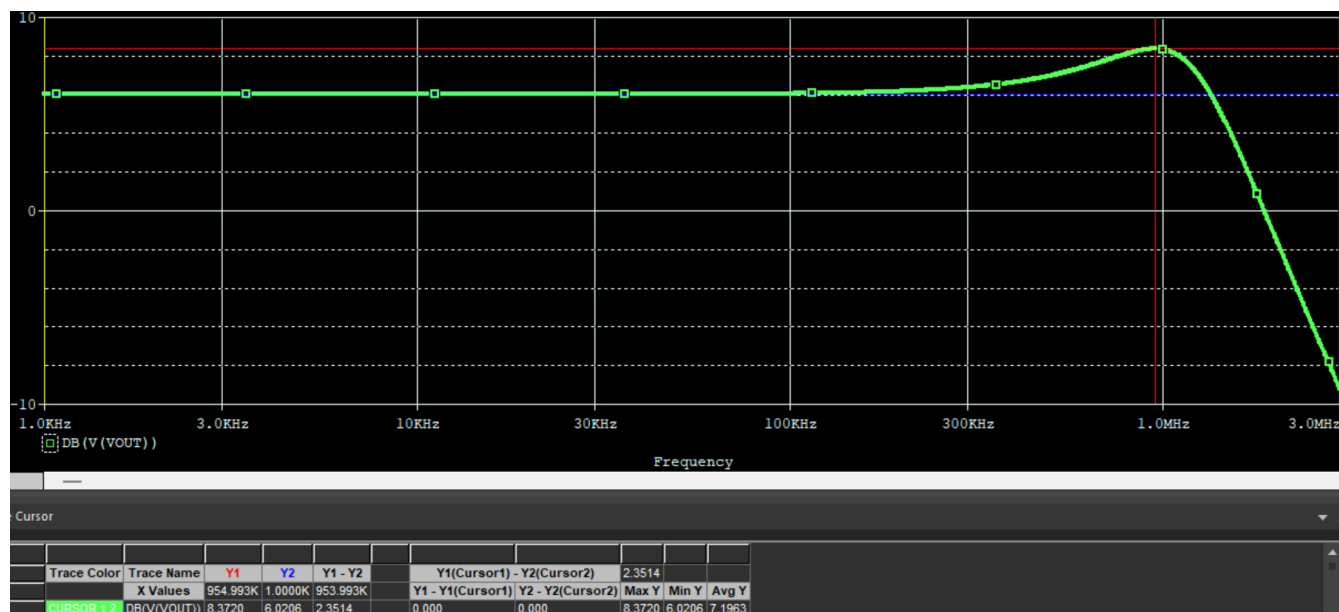


图 5-7. 45° 相位裕度为 2.3dB 时的增益峰值

5.3 相位裕度 : 60 度

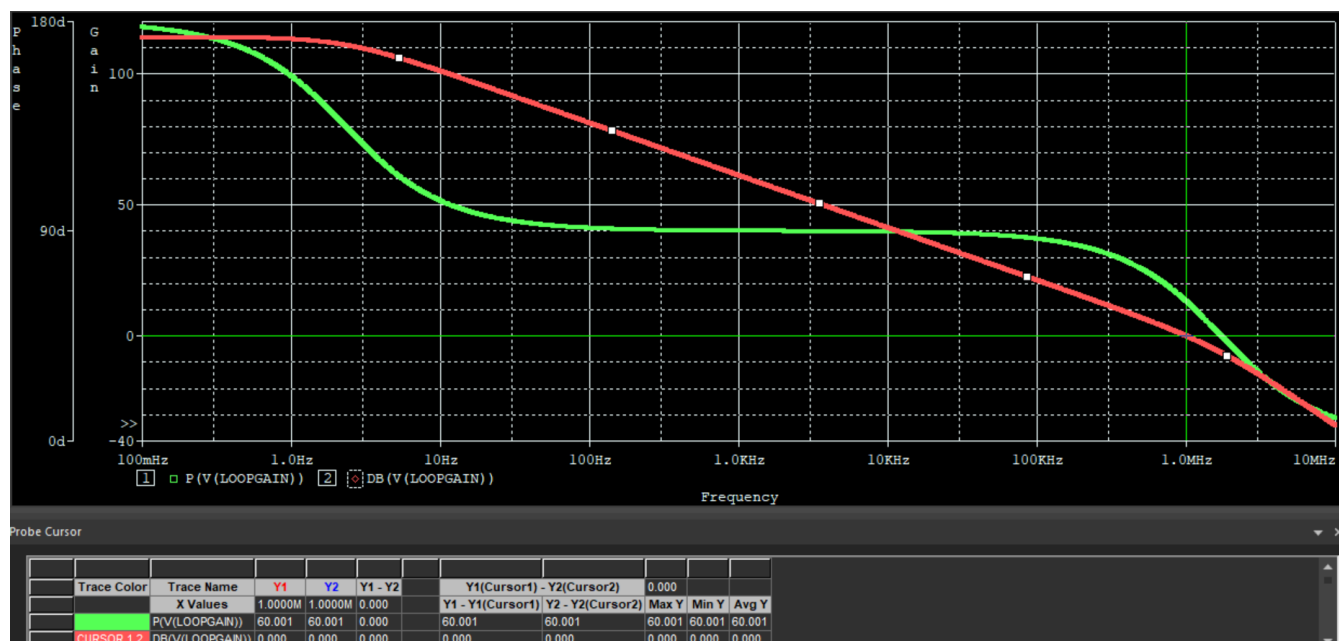


图 5-8. 环路增益的波特图：相位裕度为 60°

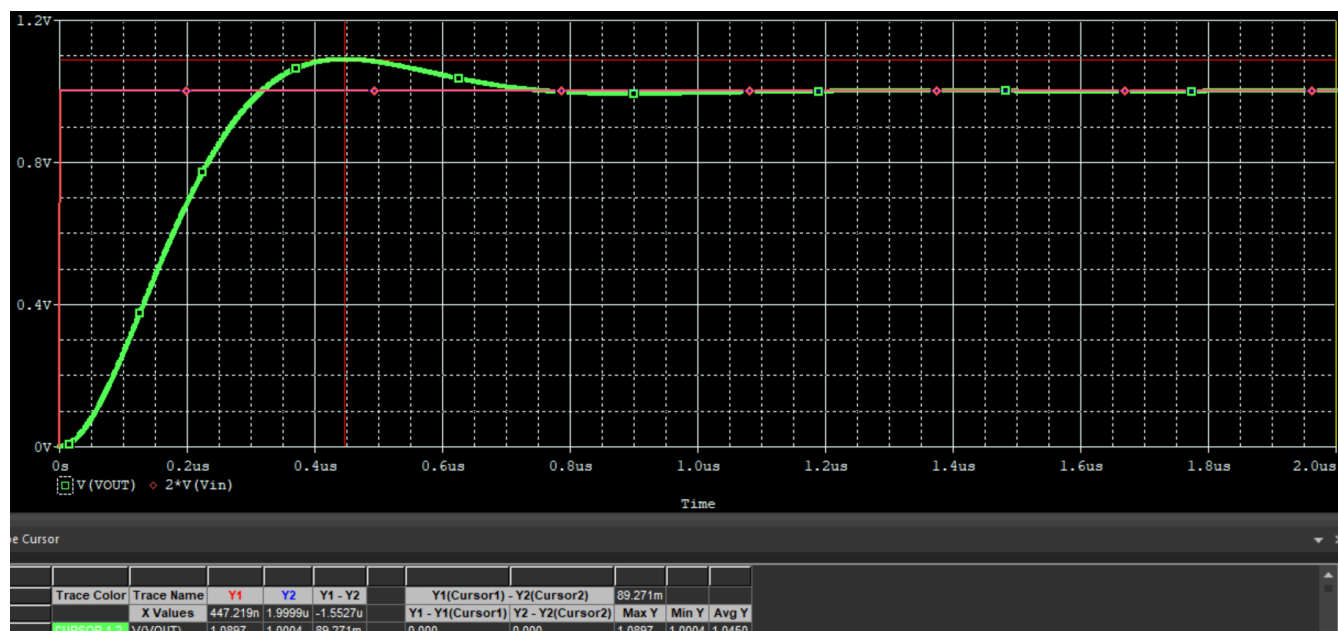


图 5-9. 60° 相位裕度为 8.9% 过冲时的阶跃响应

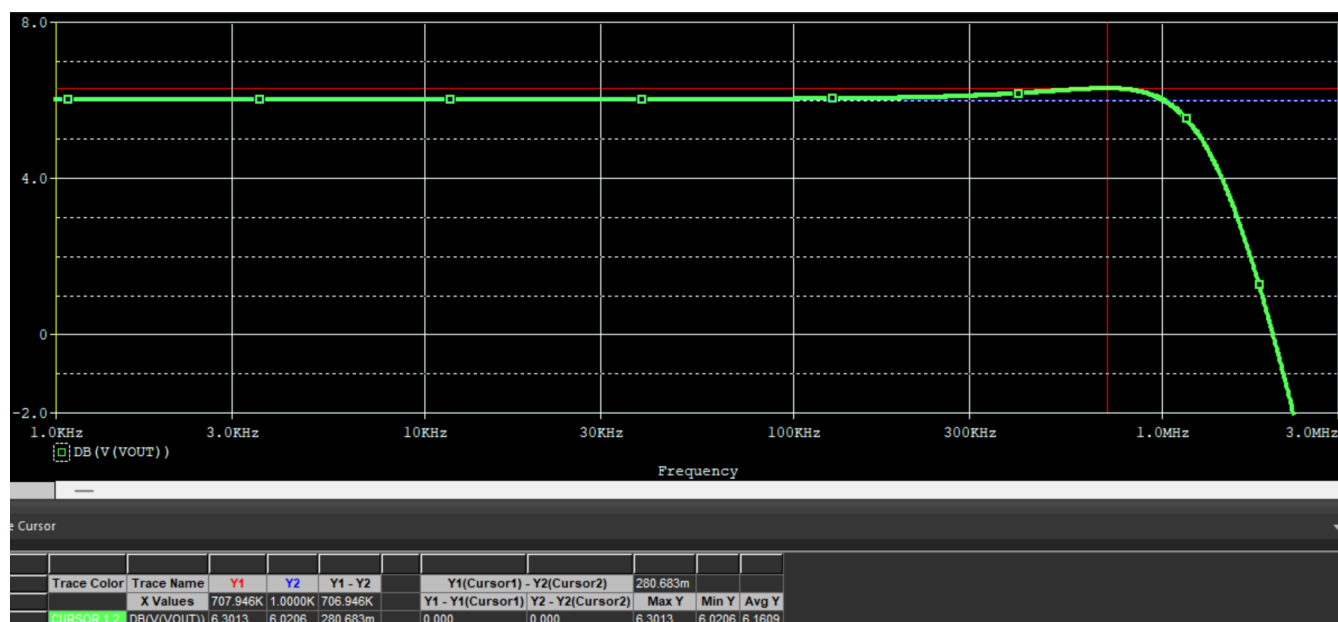


图 5-10. 60° 相位裕度为 0.28dB 时的增益峰值

5.4 相位裕度：75 度

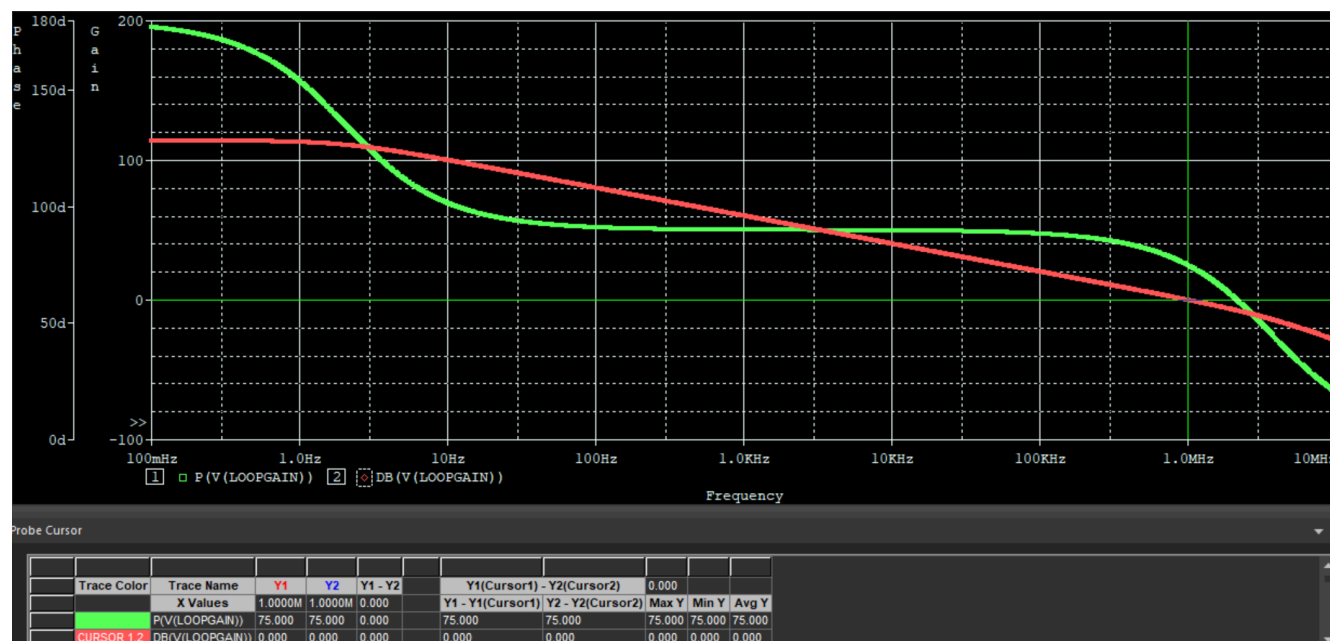


图 5-11. 环路增益的波特图：相位裕度为 75°

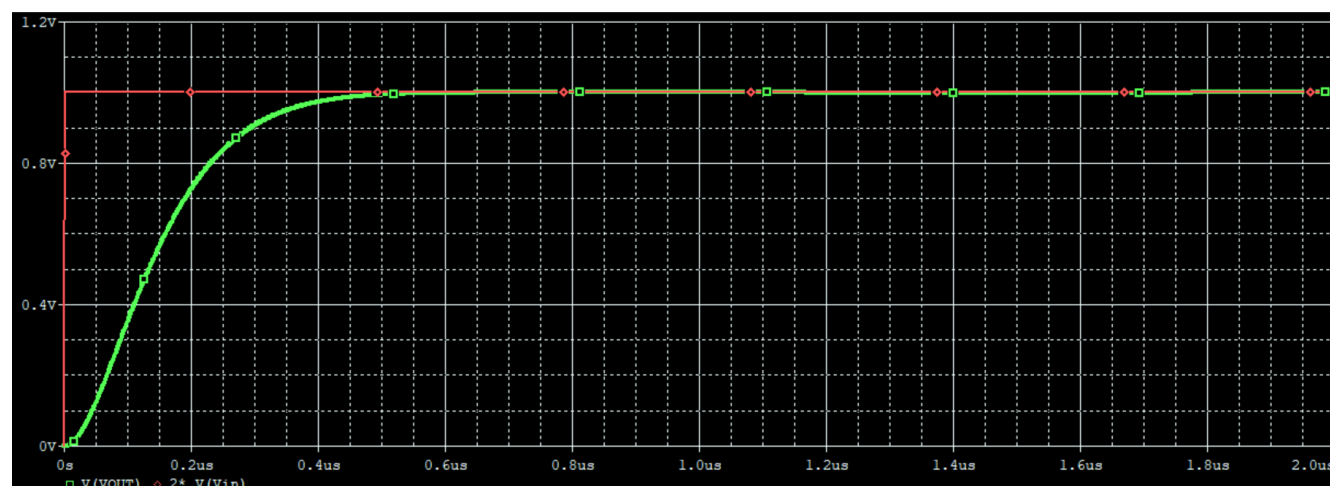


图 5-12. 75°相位裕度下的阶跃响应，无过冲

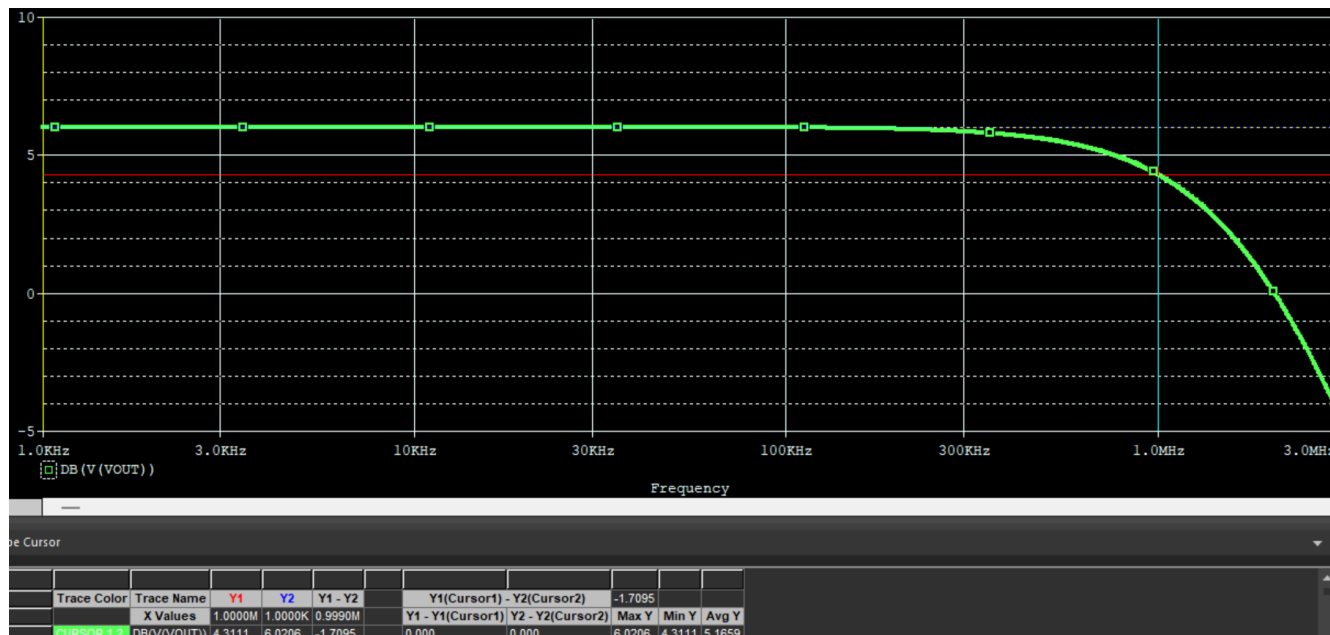


图 5-13. 75°相位裕度处的增益峰值，无峰值

5.5 具备不同相位裕度 (阻尼比) 的阶跃响应

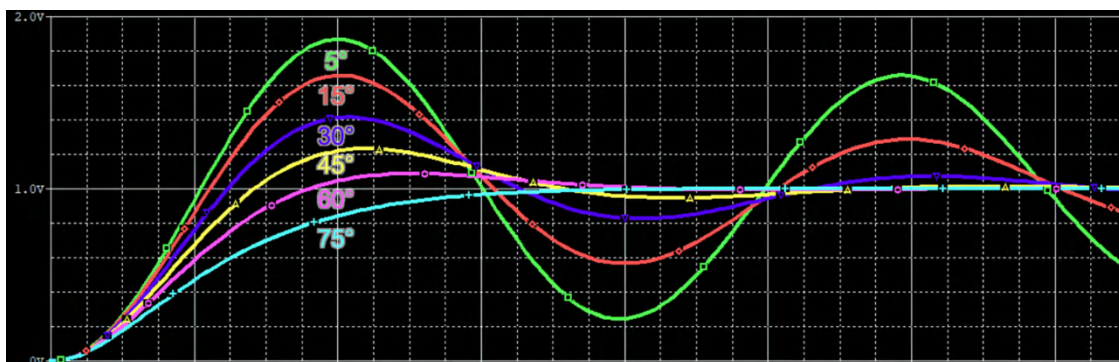


图 5-14. 具备不同相位裕度的阶跃响应

5.6 具备不同相位裕度 (阻尼比) 的增益峰值

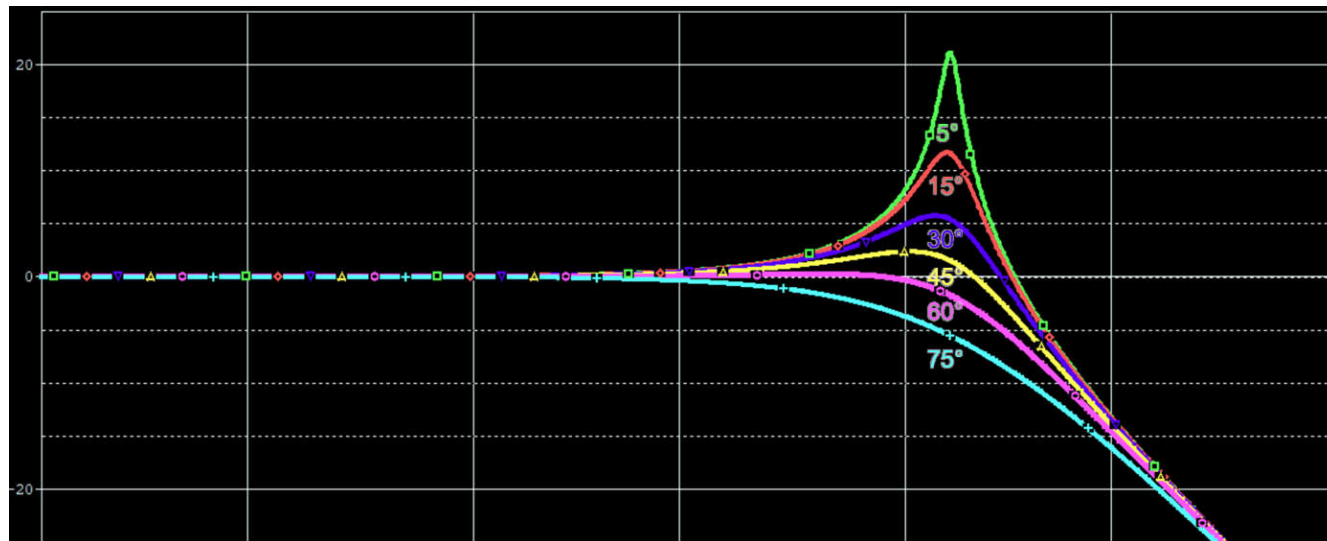


图 5-15. 具备不同相位裕度的增益峰值

6 采用运算放大器的仿真示例

6.1 带同相放大器配置的 OPA392

作为使用实际运算放大器的仿真示例，使用的是噪声增益为 2V/V 的 OPA392。

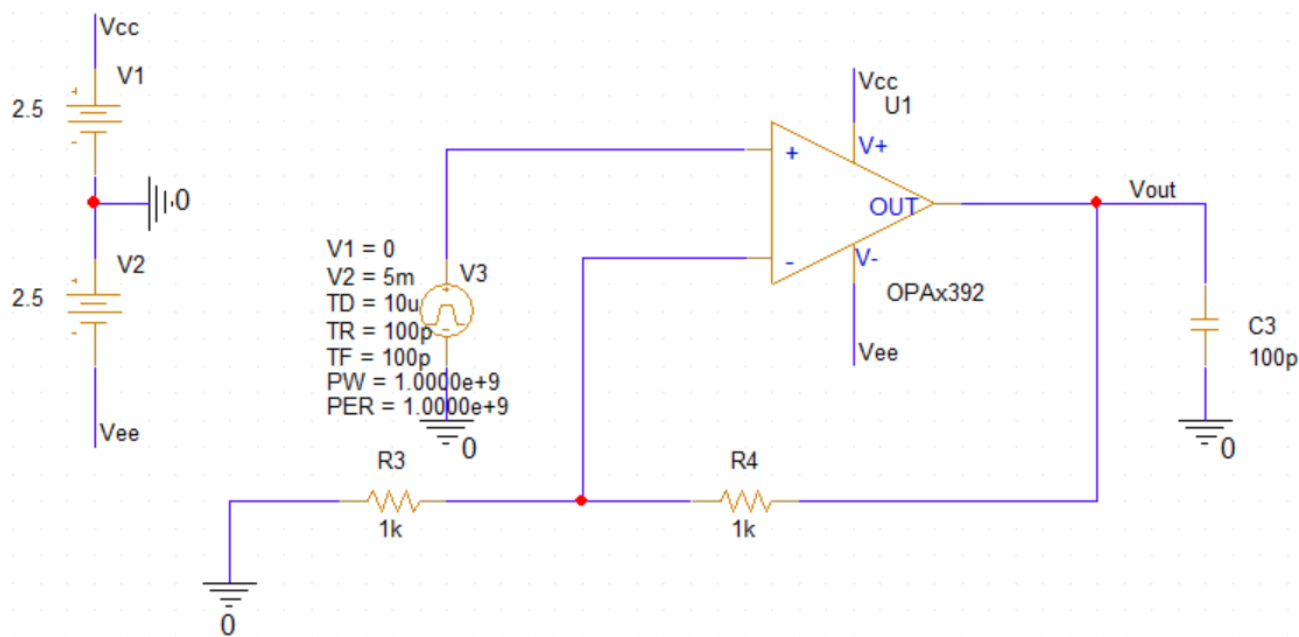


图 6-1. 带非反相放大器配置的 OPA392

6.1.1 阶跃响应仿真

图 6-2 显示了图 6-1 中提到的电路的阶跃响应。过冲百分比计算公式为 $1\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 10\%$ ，对应于 58.6 度的相位裕度。

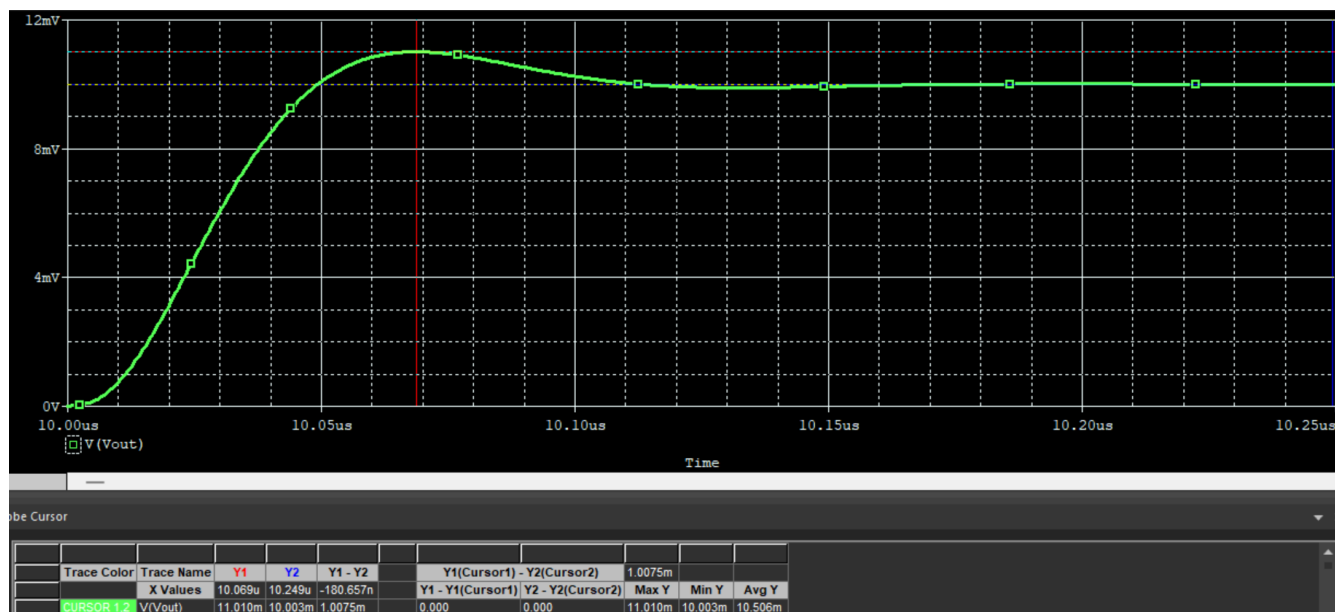


图 6-2. 阶跃响应：具备同相放大器配置的 OPA392

6.1.2 增益峰值仿真

增益峰值为 0.38dB，对应于 58.9 度的相位裕度。

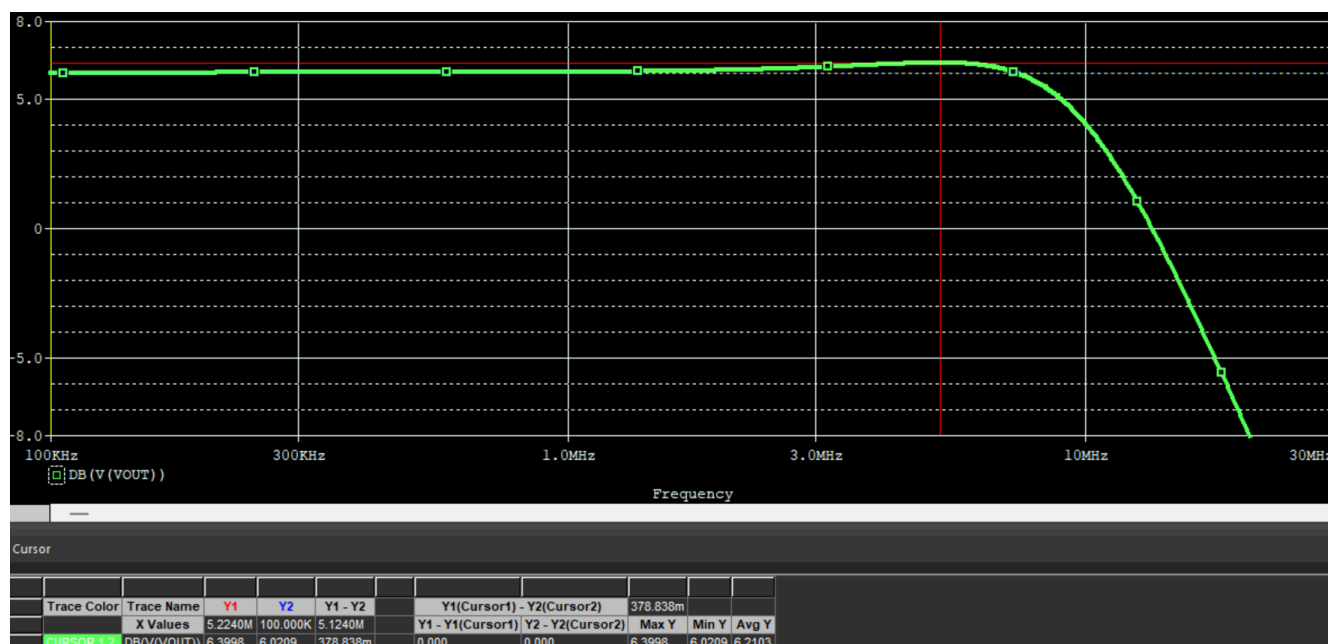


图 6-3. 增益峰值：具备同相放大器配置的 OPA392

6.1.3 环路增益仿真

为了获得真正的环路增益，使用了 Middlebrook 的环路增益测量方法，如方程式 56 所示。此方法允许用户使用方程式 56 和图 6-4 中所示的测试电路测量环路增益 T 而不中断环路。

$$T = \frac{-\frac{V_y}{V_x} \times \frac{I_y}{I_x} - 1}{-\frac{V_y}{V_x} + \frac{I_y}{I_x} + 2} \quad (56)$$

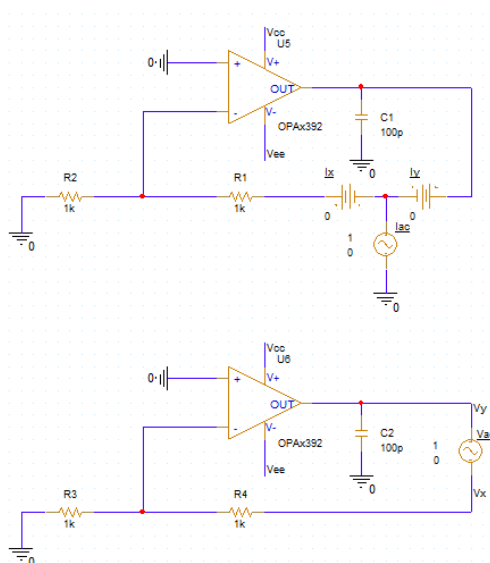


图 6-4. Middlebrook 的环路增益测量

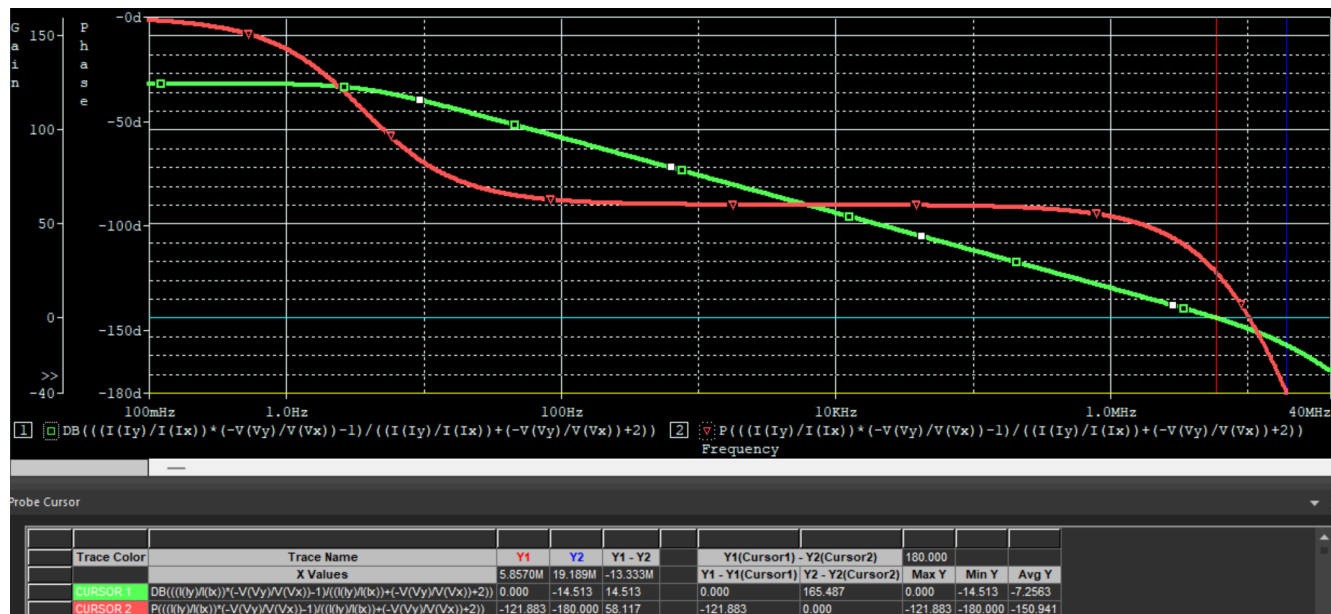


图 6-5. 环路增益的波特图：具备同相放大器配置的 OPA392

相位裕度为 58.1 度，非常接近与过冲和增益峰值相关的预期相位裕度。

6.2 具备单位增益缓冲器配置的 TLV9052

另一个示例使用了具备单位增益缓冲器配置和 470pF 电容负载的 TLV9052。

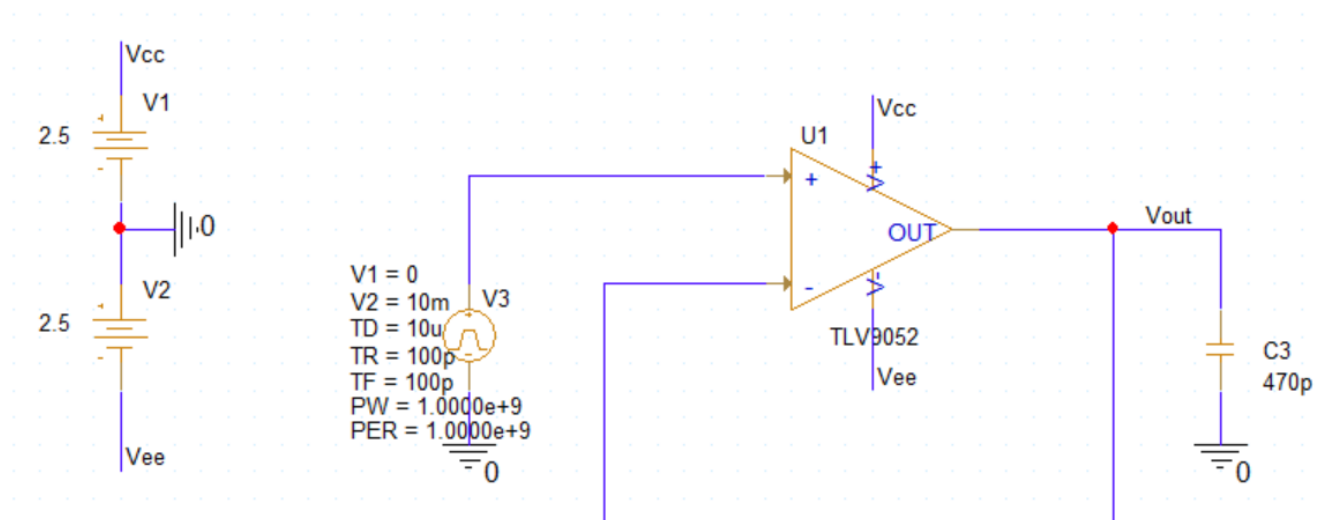


图 6-6. 具备 470pF 电容负载的 TLV9052 缓冲器

6.2.1 阶跃响应仿真

过冲为 $6.37\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 63.7\%$ ，代表 16.2 度的相位裕度。

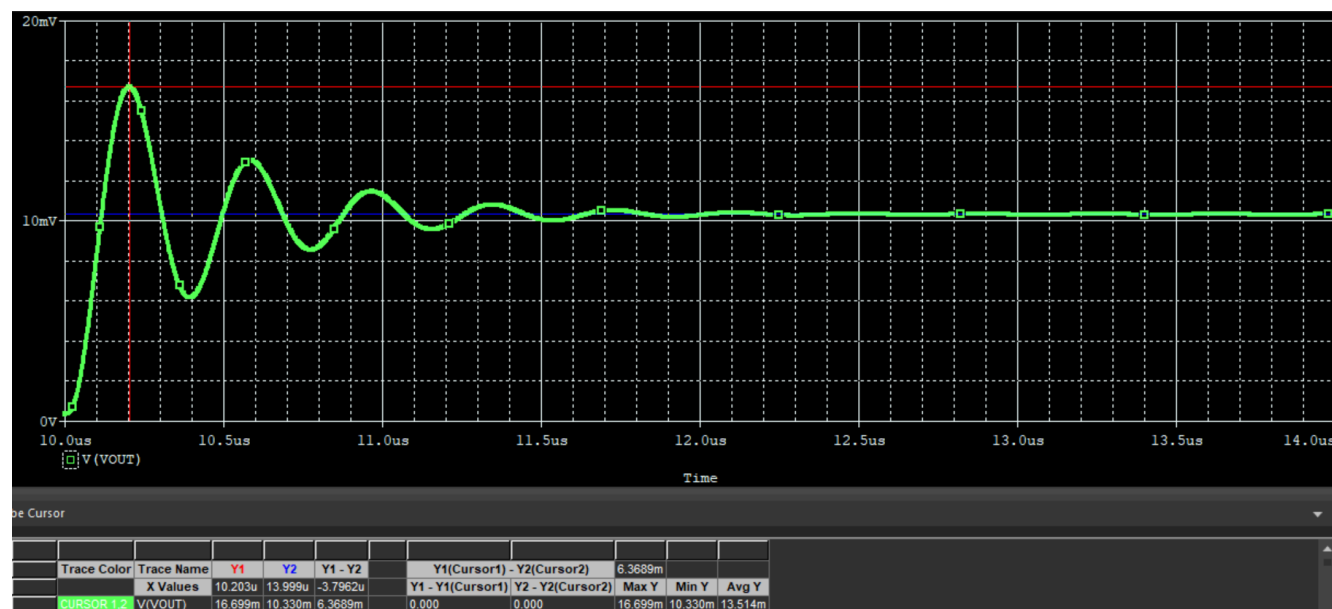


图 6-7. 阶跃响应：具备缓冲器配置的 TLV9052

6.2.2 增益峰值仿真

增益峰值为 11.2dB，代表 15.8 度的相位裕度。

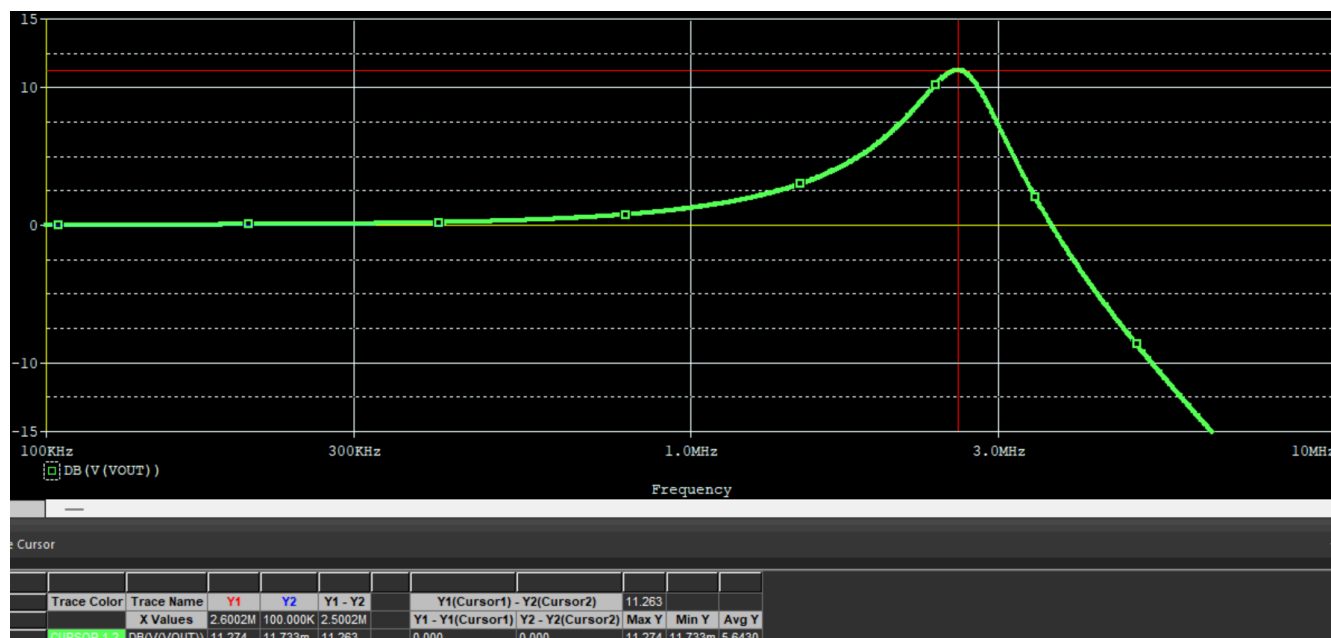


图 6-8. 交流峰值：具备缓冲器配置的 TLV9052

6.2.3 环路增益仿真

图 6-9 是 Middlebrook 环路增益测量的结果。相位裕度为 16 度，非常接近与过冲和增益峰值相关的预期相位裕度。

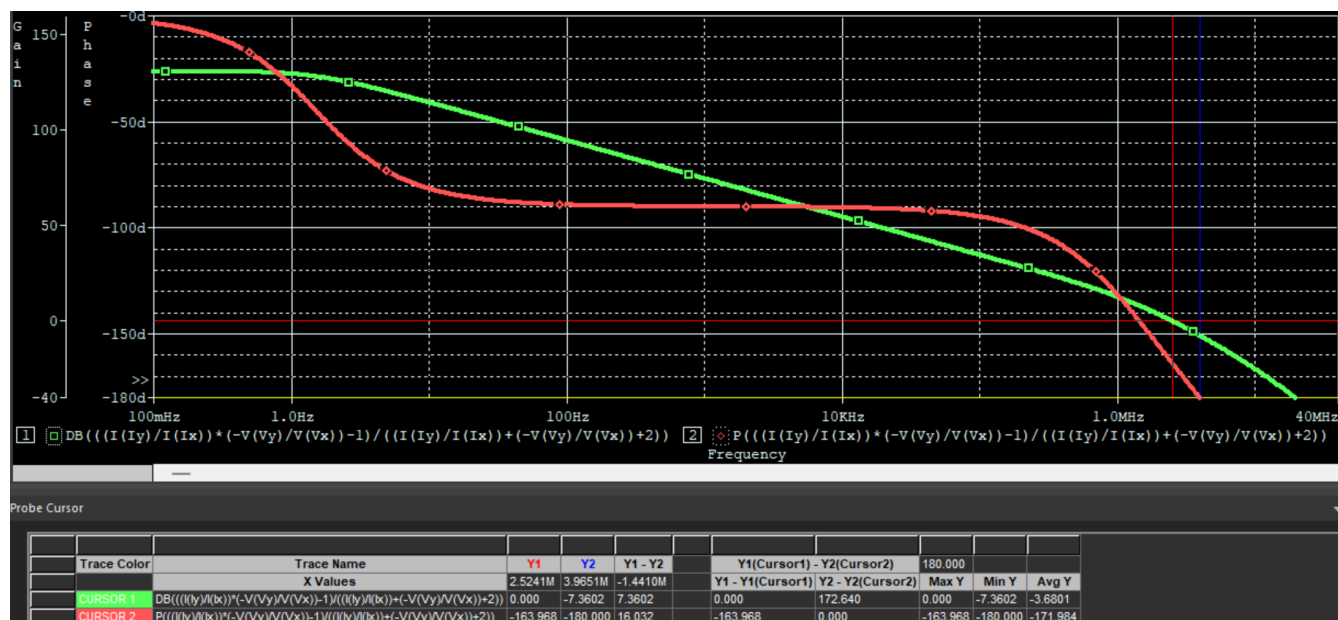


图 6-9. 环路增益的波特图：具备缓冲器配置的 TLV9052

6.3 具备单位增益缓冲器配置的 OPA206

另一个示例使用了具备单位增益缓冲器配置和 100pF 电容负载的 OPA206。

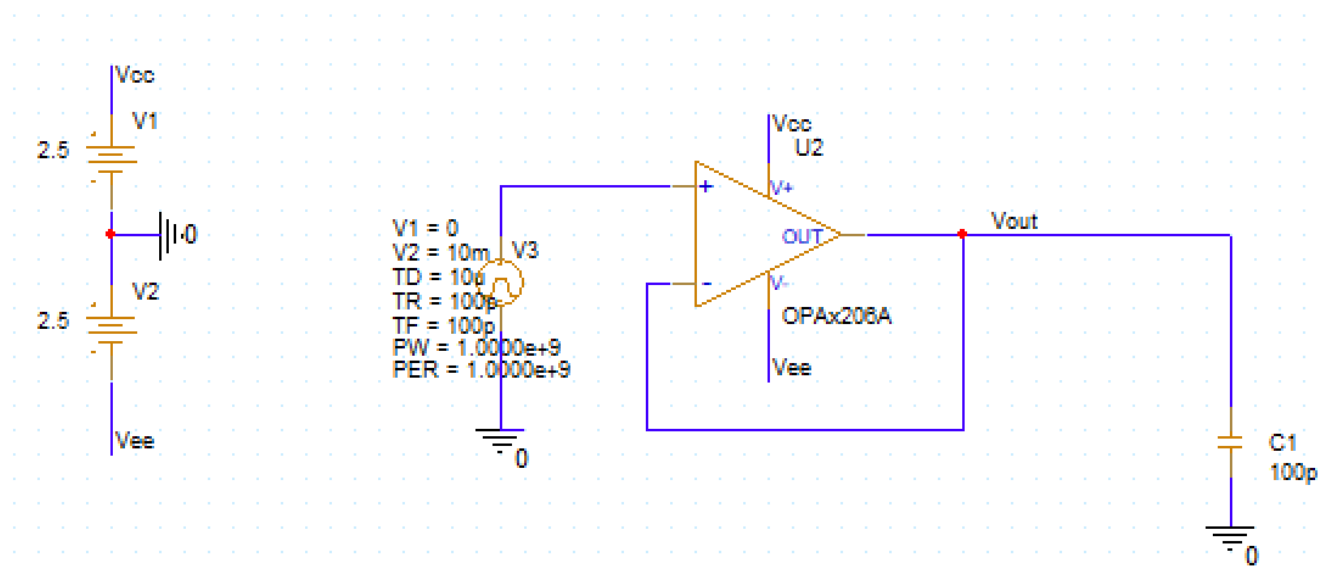


图 6-10. 具备 100pF 电容负载的 OPA206 缓冲器

6.3.1 阶跃响应仿真

过冲为 $2.48\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 24.8\%$ ，代表相位裕度 43.6 度。

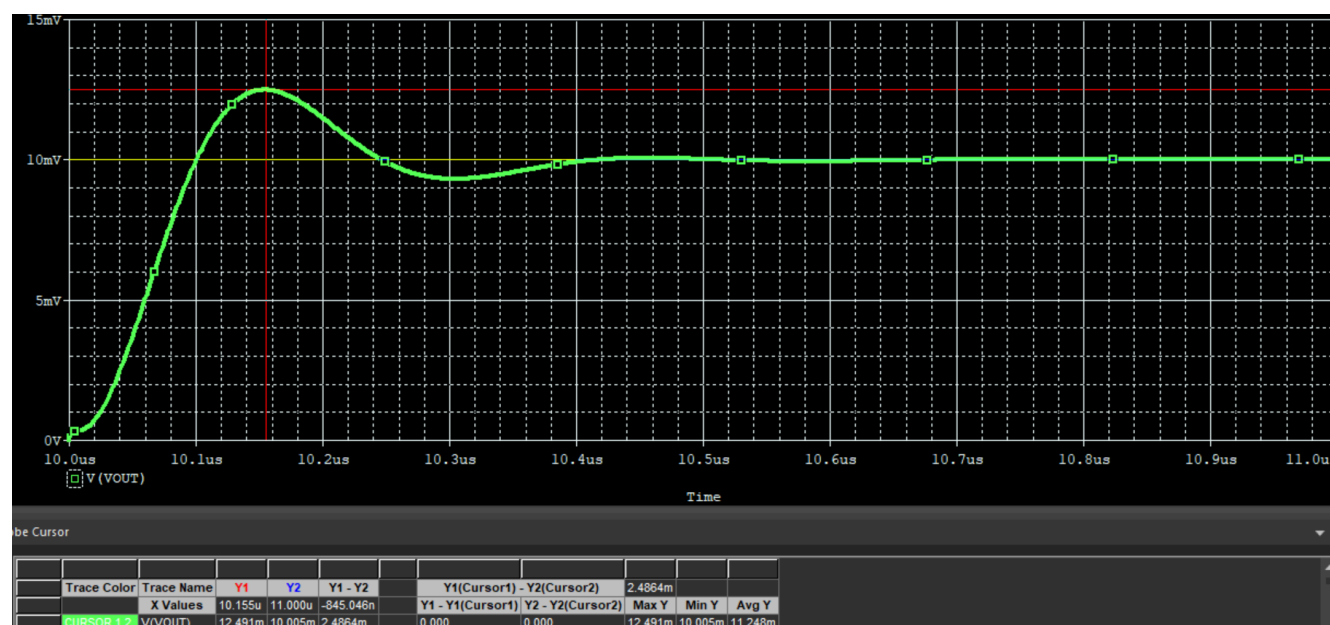


图 6-11. 阶跃响应：具备缓冲器配置的 OPA206

6.3.2 增益峰值仿真

增益峰值为 2.5dB，表示相位裕度为 44.2 度。

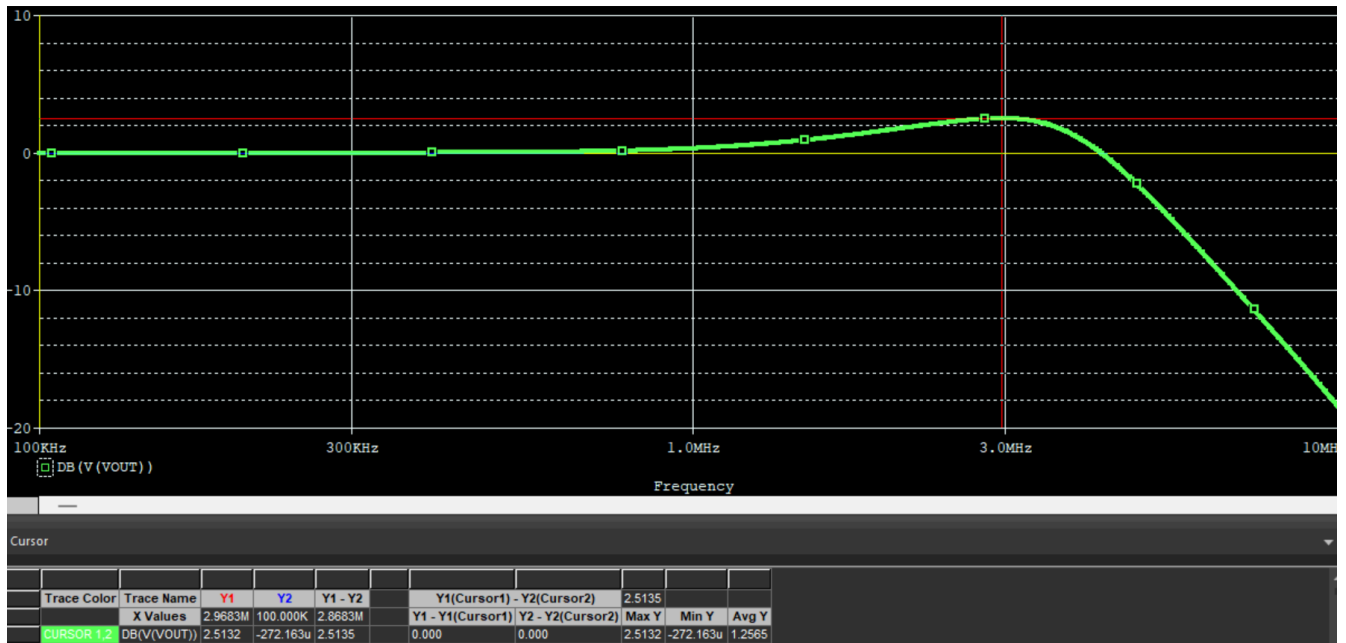


图 6-12. 交流峰值：具备缓冲器配置的 OPA206

6.3.3 环路增益仿真

图 6-13 是 Middlebrook 环路增益测量的结果。相位裕度为 44.6 度，非常接近与过冲和增益峰值相关的预期相位裕度。

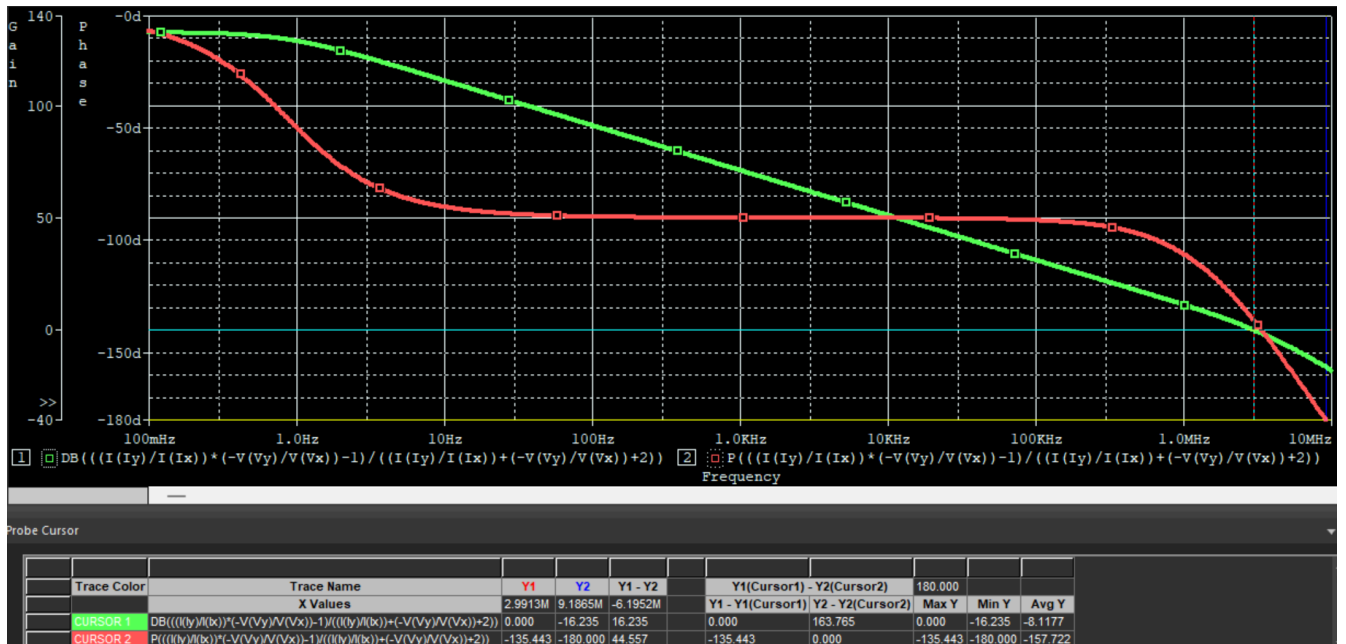


图 6-13. 环路增益的波特图：具备缓冲器配置的 OPA206

7 阶跃响应同交流分析之间相位裕度不匹配的原因

7.1 传递函数不是二阶系统

图 4-3 和图 4-5 是在假设具有二阶系统（由两个极点组成，没有零点）的情况下得出的。如果系统包括额外的极点或零点，则可能会导致一些误差。

7.2 显示大信号行为的放大器

如果输出电压过大，会导致大信号行为，从而掩盖小信号行为，继而导致误差。通常，建议将阶跃响应输出从 10mV 更改为 20mV。

电路的仿真结果如图 6-6 所示，但输入振幅不同。之前施加了 10mV 阶跃，但对于该仿真，施加了 1V 阶跃。因此，与施加 10mV 阶跃的条件（从 63.7% 降至 58.7%）相比，即使电路配置相同，过冲也会减小。

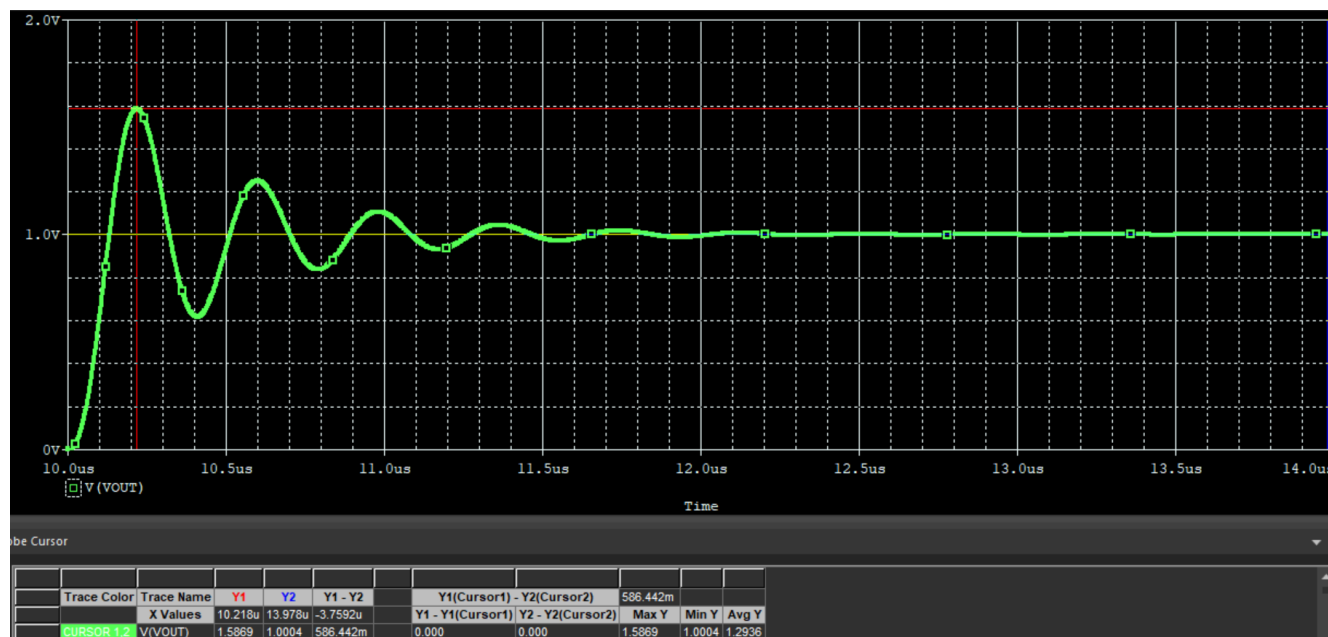


图 7-1. 具有大信号行为的阶跃响应

7.3 噪声增益在交叉频率范围内并非平坦

如果噪声增益在交叉频率范围内不平坦，则过冲可能与预期结果不同。当反馈因子（噪声增益）在整个频率范围内不恒定时，可能会导致增益峰值发生变化。例如，若在噪声增益的交叉频率范围内存在由大反馈电阻和寄生输入电容引起的零点，则高频噪声增益会增加。这会使图 4-3 和图 4-5 的图形无效，即使系统是二阶系统也是如此。

下面是一个示例情况，即使在二阶系统中的相位裕度相同，过冲也可能不同。

图 7-3 示出图 7-2 的阶跃响应。仿真的过冲百分比为 37.4%，表示 33.1 度的预期相位裕度。图 7-4 是交流分析仿真，显示了 33.3 度的相位裕度。

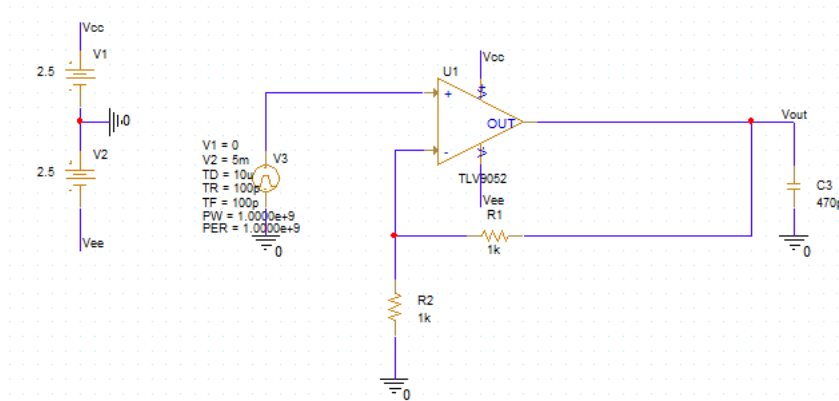


图 7-2. 具有低反馈电阻器及电容负载的同相放大器

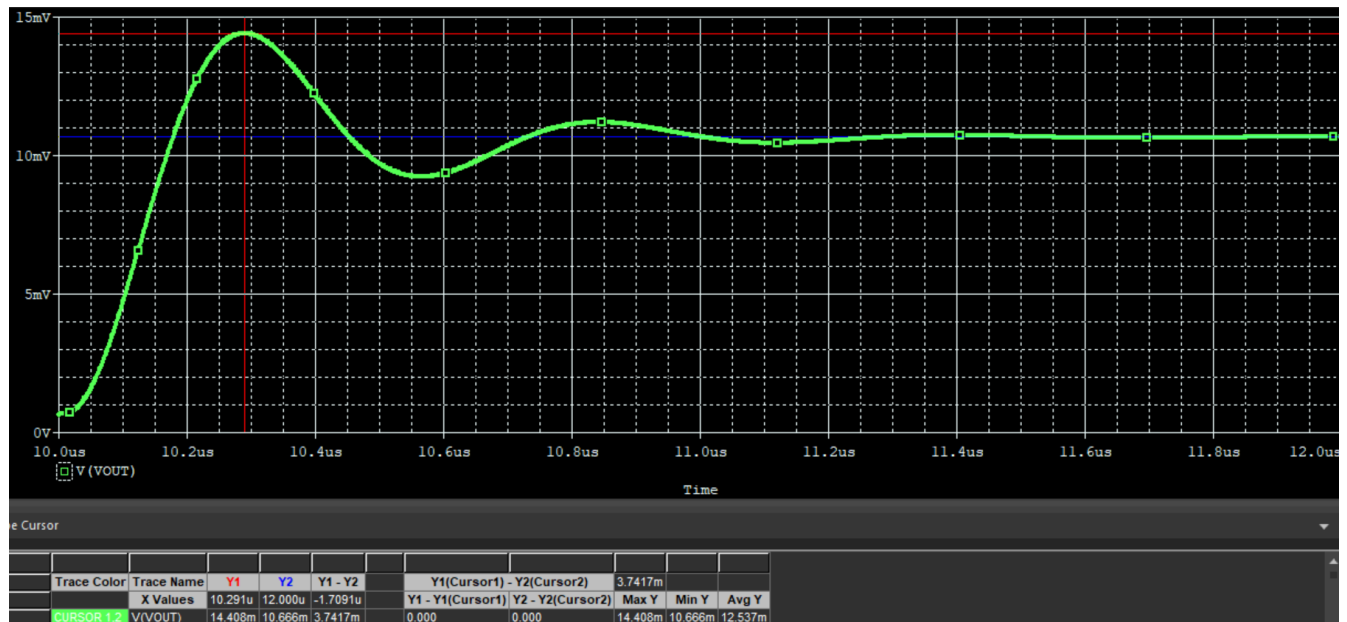


图 7-3. 阶跃响应（带电容负载的低反馈电阻器）

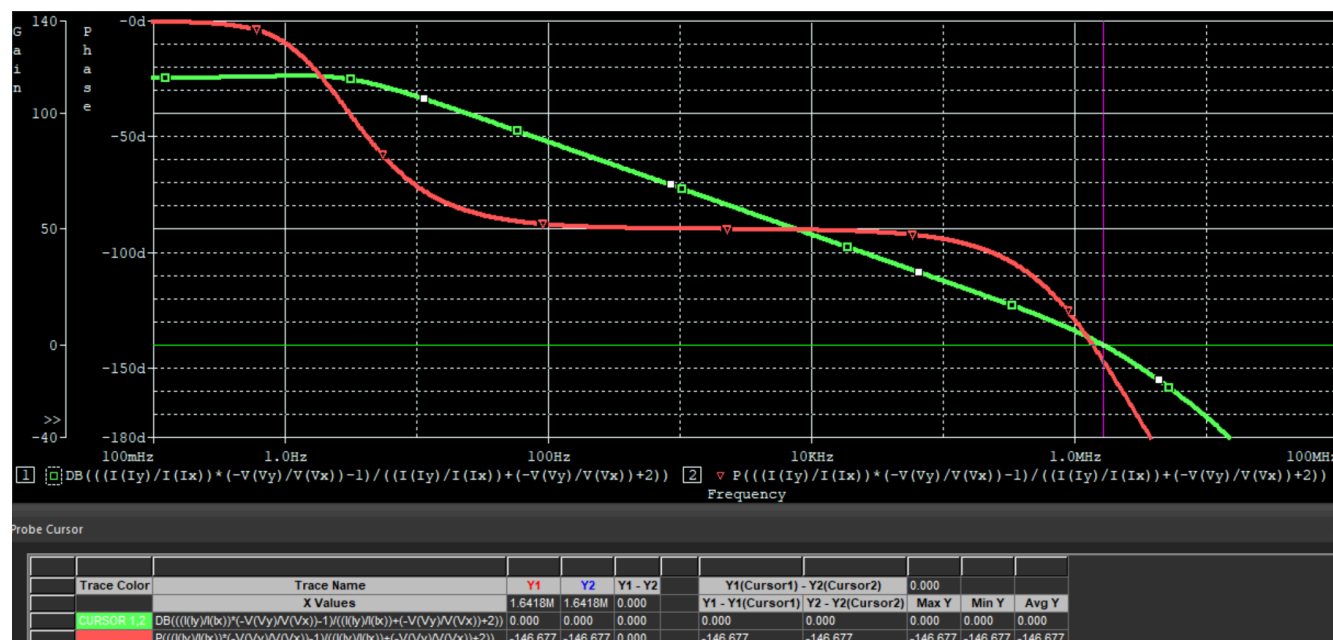


图 7-4. 环路增益：33° 相位裕度（带电容负载的低反馈电阻器）

同时，图 7-5 还具有大约 33 度的相位裕度，如图 7-6 所示，与图 7-2 相同。然而，图 7-7 的阶跃响应显示了 53% 的过冲，尽管图 7-2 和图 7-5 具有相同的相位裕度，但该过冲远大于图 7-3。

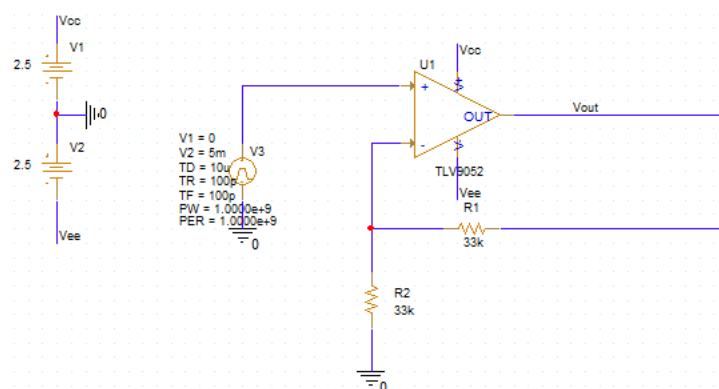


图 7-5. 具有大反馈电阻器的同相放大器

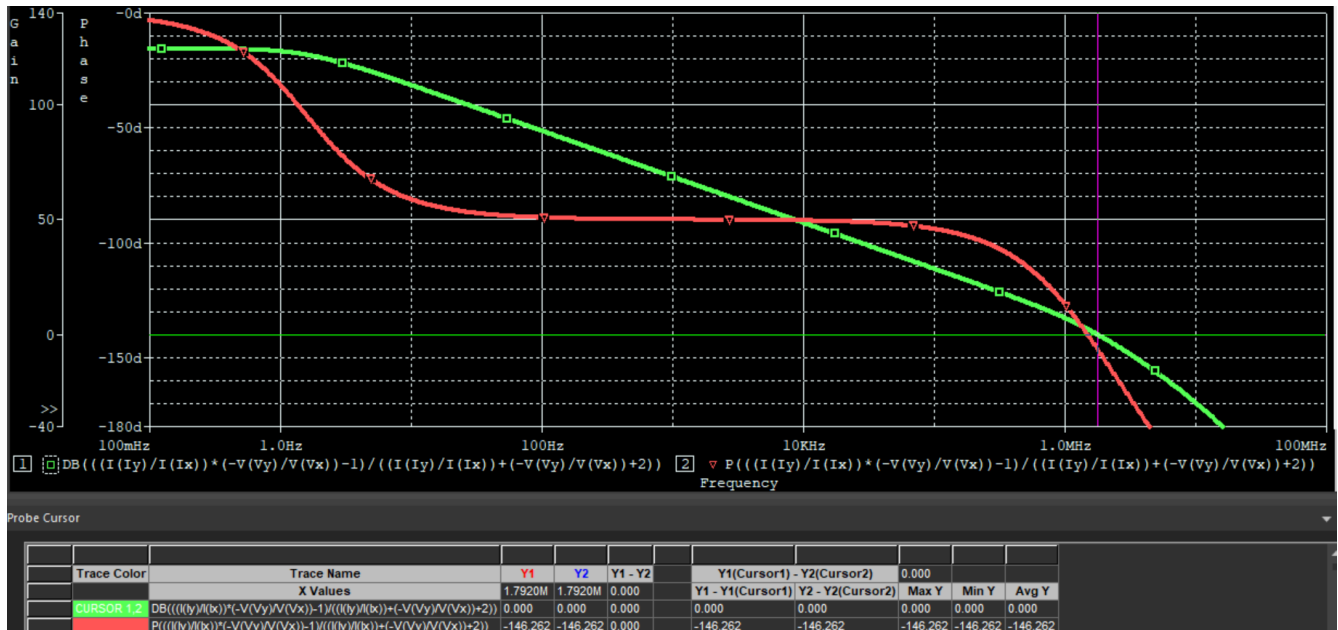


图 7-6. 环路增益：33° 相位裕度（大反馈电阻器）

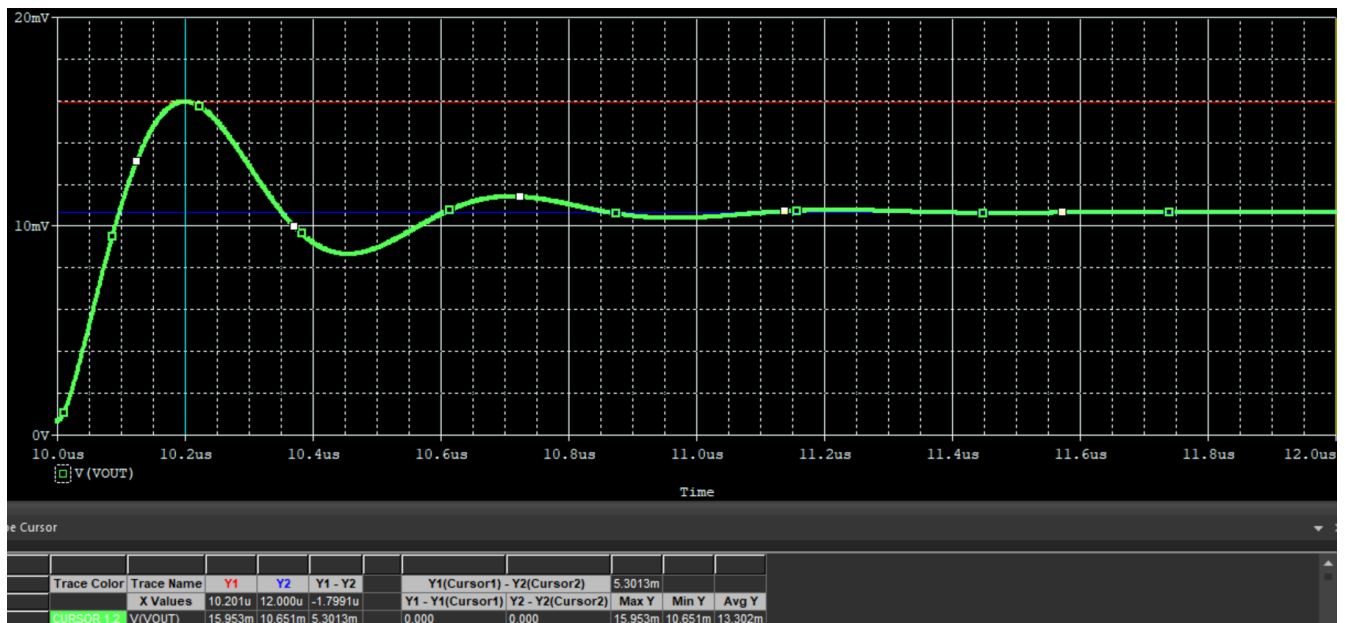


图 7-7. 阶跃响应（大反馈电阻器）

图 7-8 示出了图 7-2 的简化原理图。第二极由运算放大器的输出阻抗和电容负载引起。同时，图 7-5 没有电容负载，但它使用更大的反馈电阻器，这使得它对类似图 7-9 的输入电容更加敏感。在本例中，第二个极点由反馈电阻器和输入电容引起。

对于图 7-5，高频下的噪声增益由于图 7-10 中的输入电容而增加，而如图 7-11 所示，图 7-2 的噪声增益在整个频率范围内保持不变。如图 7-12 所示，这会导致增益峰值增大，即使相位裕度相同，会导致更大的过冲。

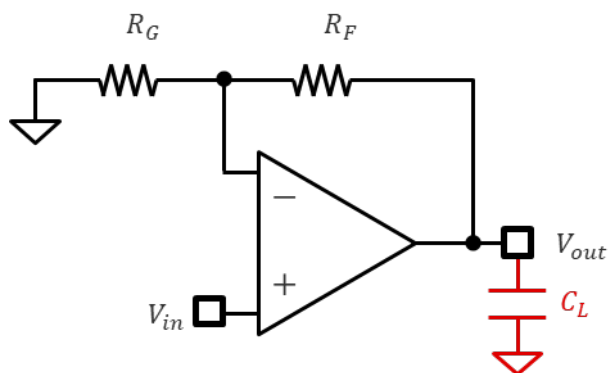


图 7-8. 第二极点由电容负载引起

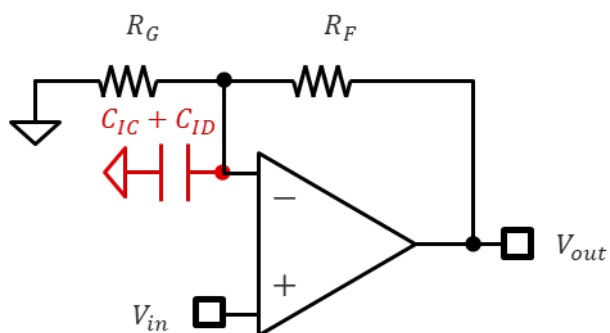


图 7-9. 第二个极点由寄生输入电容引起

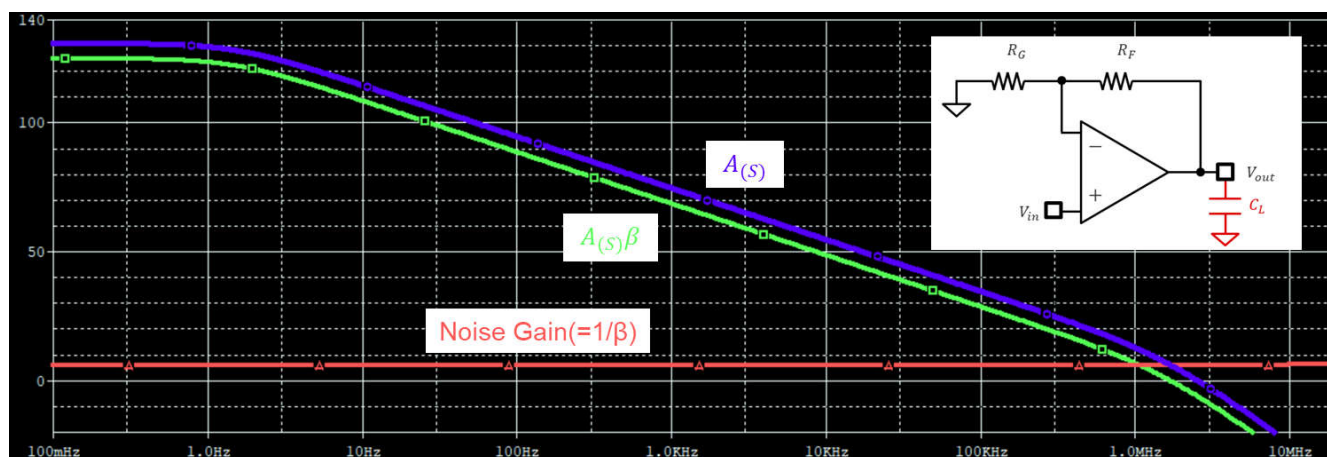


图 7-10. 频率响应 (带电容负载的低反馈电阻器)

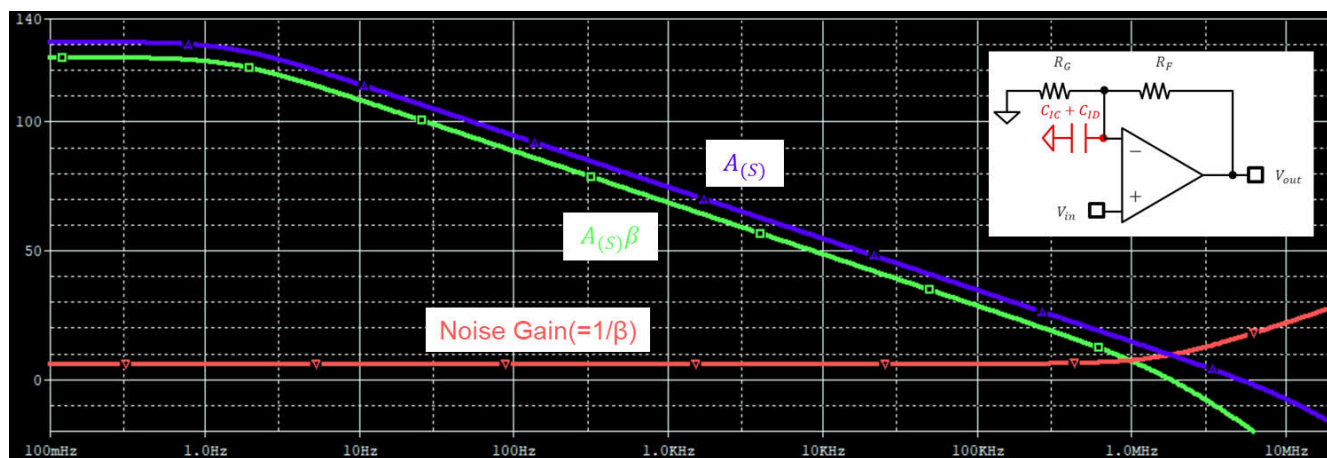


图 7-11. 频率响应 (大反馈电阻器)

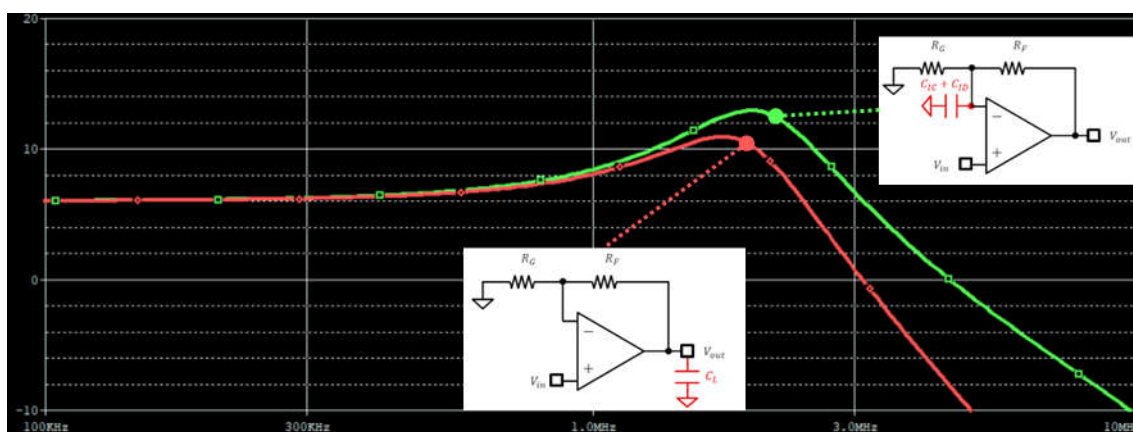


图 7-12. 增益峰值差

8 总结

本文档确认，通过使用 **PSPICE for TI** 的理论计算和仿真，可以根据阶跃响应中的过冲百分比或二阶系统中的增益峰值间接估算相位裕度。

9 参考资料

1. 德州仪器 (TI), [OPAx392 低失调电压、低噪声、低输入偏置电流、轨到轨 I/O、e-trim™ 精密运算放大器](#), 数据表。
2. 德州仪器 (TI), [OPA206 具有输入过压保护功能的 4μV、0.08μV/°C 低功耗超 β e-trim™ 运算放大器](#), 数据表。
3. 德州仪器 (TI), [TLV9052 5MHz、15V/μs 高压摆率 RRIO 运算放大器](#) 数据表。
4. R.D.Middlebrook, 反馈系统中环路增益的测量, 《国际电子学杂志》, 第 38 卷, 1975 年 4 月, 第 485-512 页
5. 德州仪器 (TI), [对运算放大器的输出阻抗建模已用于稳定性分析](#), 模拟应用期刊。
6. 德州仪器 (TI), [TI 高精度实验室稳定性部分](#), 视频。
7. 德州仪器 (TI), [PSPICE for TI](#), 仿真工具。

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