

Application Note

オーバーシュートと位相マージンの関係の説明



Shota Mago

概要

このアプリケーションノートでは、オーバーシュート率と AC ゲインのピークが、二次系の位相マージンとどのように相関しているかを説明します。

目次

1はじめに.....	2
2二次系の一般的な伝達関数.....	2
2.1 減衰比.....	2
3二次系としてのオペアンプのモデル化.....	4
4位相マージンとオーバーシュート率との関係.....	6
4.1 位相マージン.....	6
4.2 $A_{OL}\beta$ を Φ_{PM} として表す.....	8
4.3 Φ_{PM} を減衰比として表す.....	9
4.4 オーバーシュート率で表される位相マージン.....	9
4.5 ゲインのピークで表される位相マージン.....	10
5理想的な二次系のシミュレーション.....	13
5.1 位相マージン:30 度.....	14
5.2 位相マージン:45 度.....	15
5.3 位相マージン:60 度.....	17
5.4 位相マージン:75 度.....	18
5.5 さまざまな位相マージン(減衰比)でのステップ応答.....	19
5.6 さまざまな位相マージン(減衰比)でのゲインのピーク.....	20
6オペアンプを使用したシミュレーション例.....	21
6.1 非反転アンプ構成の OPA392.....	21
6.2 ユニティゲインバッファ構成の TLV9052.....	24
6.3 ユニティゲインバッファ構成の OPA206.....	26
7ステップ応答と AC 解析との間の位相マージンミスマッチの原因.....	28
7.1 伝達関数が二次系ではない.....	28
7.2 大信号動作を示すアンプ.....	28
7.3 クロスオーバー周波数内でノイズゲインがフラットではない.....	29
8まとめ.....	34
9参考資料.....	34

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

多くのオペアンプのような二次系では、減衰比によって時間ドメインでのオーバーシュート率と周波ドメイン数でのゲインのピークが決まります。このアプリケーションノートでは、二次系の位相マージンが減衰比の関数であり、ステップ応答から推定できることを示しています。

2 二次系の一般的な伝達関数

二次系の一般的な伝達関数は、DC ゲイン K 、減衰比 ζ 、および自然周波数 ω_n を使用して以下のように表すことができます。

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

式 1 の分母から、式 2 を解いて 式 3 に示した極を求めます。

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

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

2.1 減衰比

式 3 から、減衰比 ζ に応じてシステムの挙動が変化します。

各 ζ における時間ドメインのステップ応答は、逆ラプラス変換として計算されます。

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

2.1.1 不足減衰 ($0 < \zeta < 1$)

$0 < \zeta < 1$ の場合、極は複素数であり、ステップ応答は式 5 で計算できます。この式には正弦が含まれており、システムにオーバーシュートがあることを意味します。

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

$0 < \zeta < 1$ である 二次系のオーバーシュート率は、単位ステップが印加される場合、次の式で得られます。

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

式 6 が示すように、 ζ がオーバーシュート率を決定します。位相マージンによってオーバーシュートが決定されることを証明するために、 ζ は位相マージンに完全に依存することを確認する必要があります。

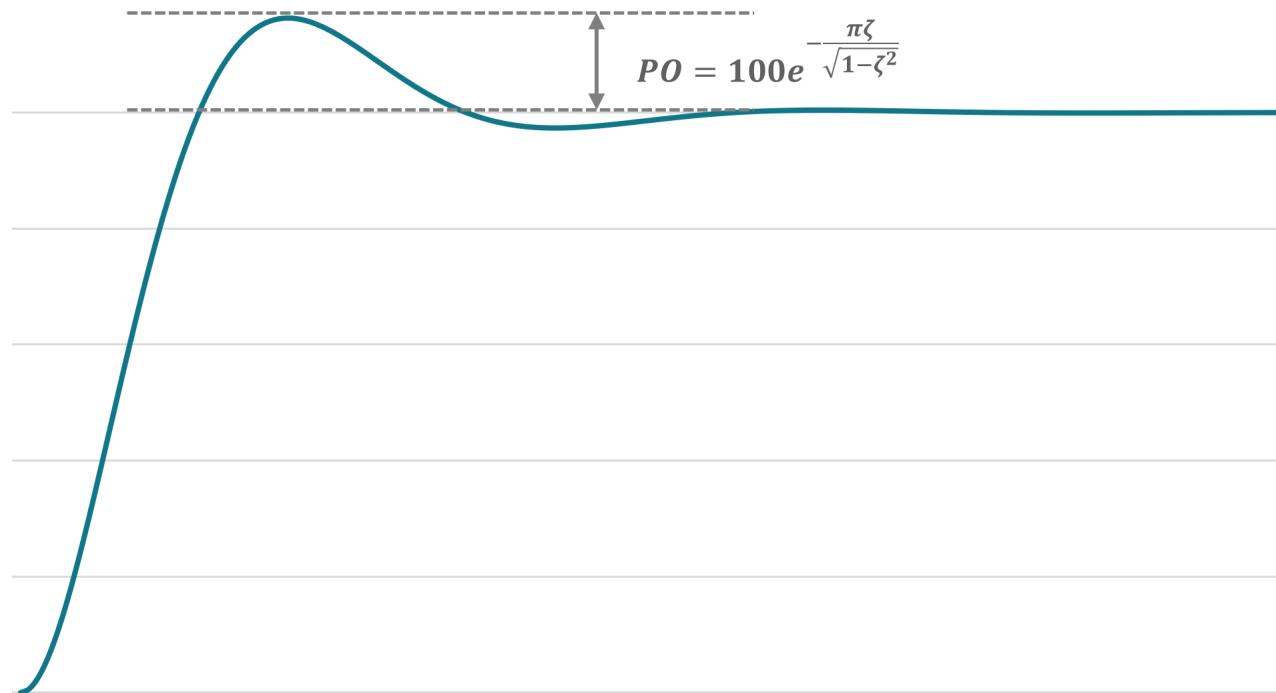


図 2-1. オーバーシュート率

このドキュメントでは、 $0 < \zeta < 1$ だけが考慮されています。これは、他の条件 ($\zeta=1$ および $\zeta>1$) にオーバーシュートが発生しないためです。

2.1.2 臨界減衰 ($\zeta = 1$)

$\zeta=1$ が過剰減衰と不足減衰の境界である場合、臨界減衰。

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

2.1.3 過剰減衰 ($\zeta>1$)

$\zeta>1$ に 2 つの実極が存在し、リンクギングは示されていない場合、過剰減衰。式 8 が示すように、過剰減衰のシステムにはサインやコサインは含まれておらず、システムにリンクギングが発生しないことを意味しています。

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

3 二次系としてのオペアンプのモデル化

一般的に、オペアンプは 式 9 に示すように、二次伝達関数として近似的にモデル化できます。

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

ここで：

A_{OL} = DC ゲイン

ω_{p1} = 第 1 極

ω_{p2} = 第 2 極

図 3-1 に、式 9 のゲインおよび位相応答を示します。

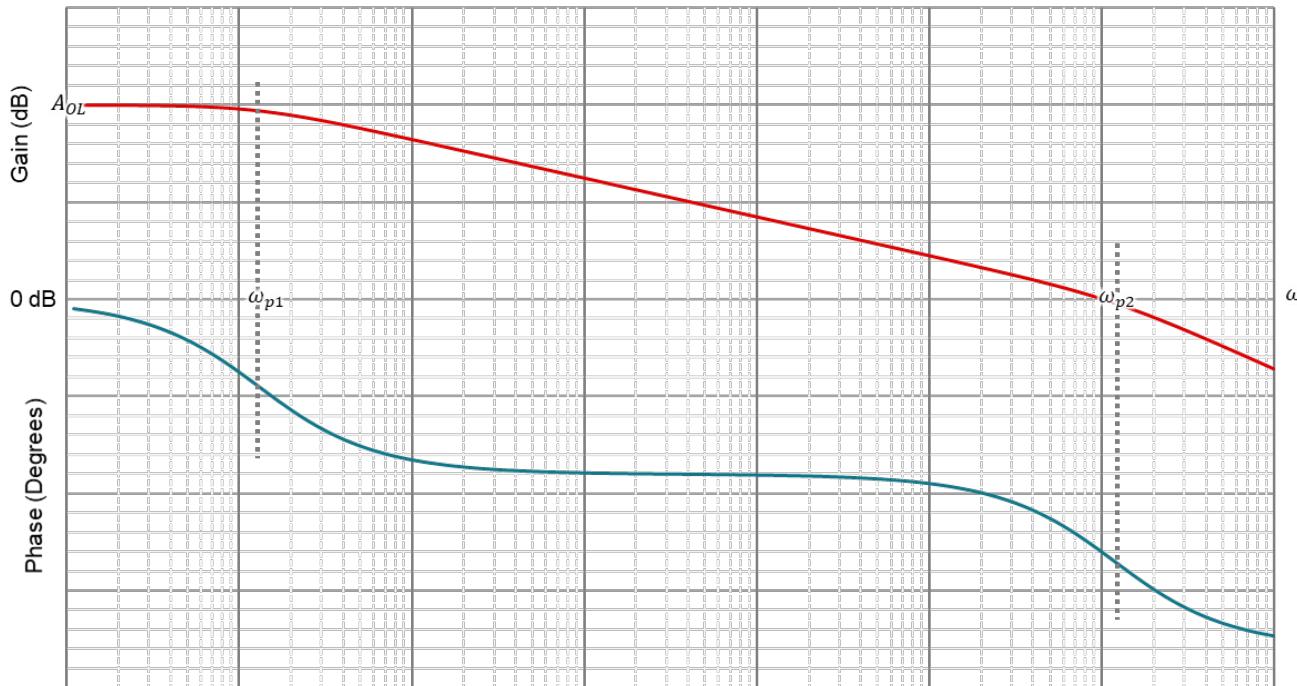


図 3-1. 二次系のゲインおよび位相プロット

図 3-2 は負帰還を備えたオペアンプを示しており、 β はフィードバック係数です。

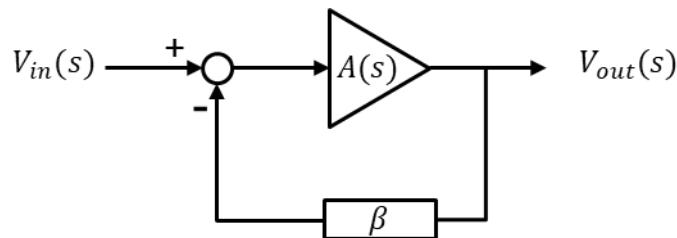


図 3-2. 負帰還

閉ループゲイン A_{CL} は以下から得られます

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

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

式 9 を式 11 に代入:

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

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

式 1 と式 13 を比較して、各主要パラメータを求められます。

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

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

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

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

式 17 を簡略化するために、減衰比 ζ 、 ω_{p2}/ω_{p1} の比は h と表されます。

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

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

4 位相マージンとオーバーシュート率との関係

位相マージン Φ_{PM} の観点で ζ を表すには、 $A_{OL}\beta$ は式 19 の Φ_{PM} の形式で表す必要があります。

4.1 位相マージン

位相マージン Φ_{PM} は、クロスオーバー周波数 ω_c と 180 度でのシステムの位相シフトとの差として計算されます。二次系では、図 4-1 に示すように、第 1 番極である ω_{p1} と第 2 極である ω_{p2} によって位相遅れが発生します。

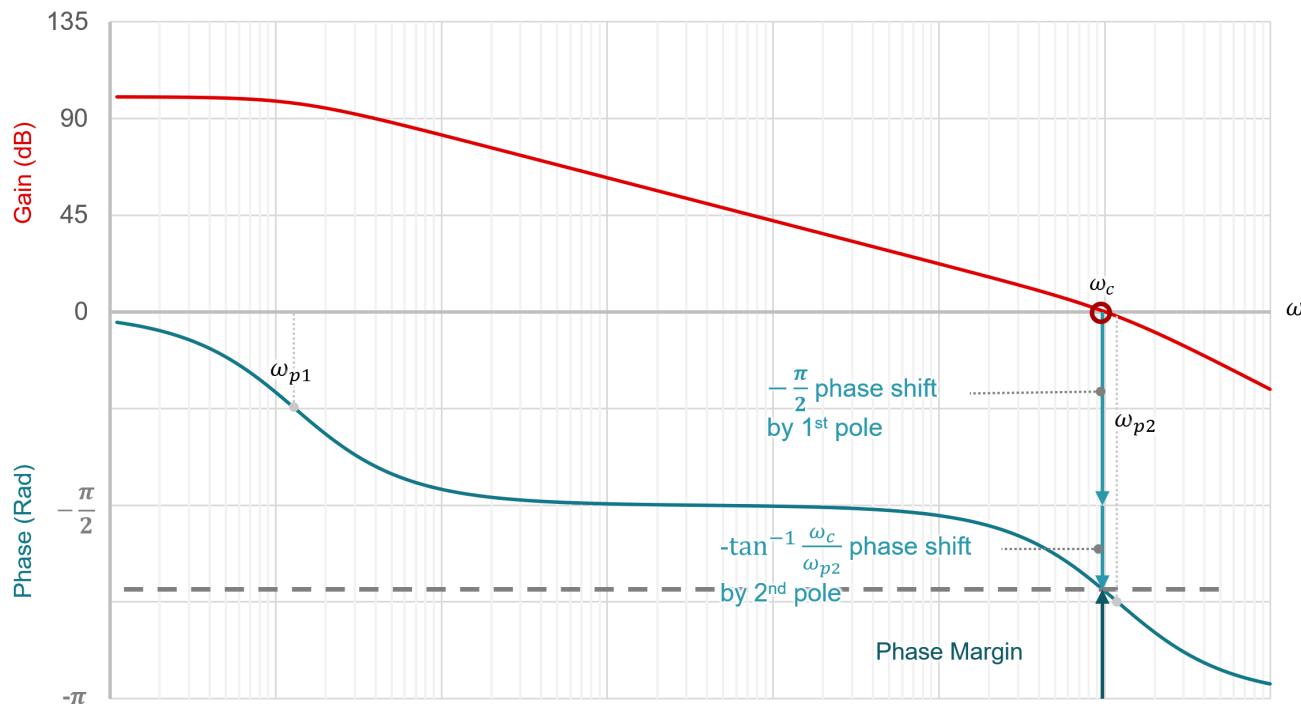


図 4-1. 二次系の位相マージン

一般的に、第 1 極はクロスオーバー周波数よりもはるかに低い位置に配置され、90 度 ($=\pi/2$) の遅れになります。

第 2 極の式は、以下から得られます。

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

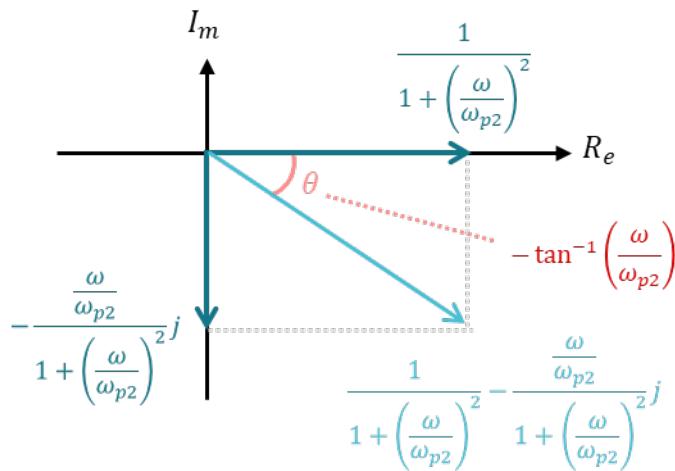


図 4-2. 第 2 極の位相遅れ

図 4-2 に示すように、第 2 極の位相シフトは次のように計算できます。

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

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

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

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

クロスオーバー周波数 ω_C で、ループ ゲインの大きさが 1 に等しい場合、第 2 極による位相シフトは 式 24 からより低くなります。

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

第 1 極と第 2 極によるクロスオーバー周波数での合計位相シフトは、次のように計算できます

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

π と 式 26 の差を計算して、位相マージンを得ます。

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

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

4.2 $A_{OL}\beta$ を Φ_{PM} として表す

クロスオーバー周波数 ω_C では、ループゲイン $A_{(S)}\beta$ は次のように書くことができます

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

式 18 を 式 29 に代入すると 式 30 が得られます。

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

クロスオーバー周波数でのループゲインの大きさは 1 になるため、式 30 は次のように書くことができます。

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

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

式 28 から、 ω_C は次のように表すことができます。

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

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

上記の式を 式 32 に代入して、 Φ_{PM} の関数である $A_{OL}\beta$ を表します。

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

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

4.3 Φ_{PM} を減衰比として表す

$A_{OL}\beta$ は位相マージンと ω_{p2}/ω_{p1} の比である h で表します。式 19 で表される減衰比 ζ に 式 36 を代入します。

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

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

一般的に、ほとんどのオペアンプの 第 2 極は第 1 極よりもはるかに高くなるため、 $h \gg 1$ となり、式 38 から 式 39 の近似値になります。

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

式 39 は、 $h \gg 1$ である限り、減衰比は位相マージンに完全に依存することを示しています。これは、オーバーシュートは位相マージンによって決定されることを意味します。

上記の Φ_{PM} の式を解きます。

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

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

$\cot^2 \phi_{PM}$ を x とします。式 41 は次のように書くことができます。

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

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

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

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

ラジアンから度数を取得するには、 $180/\pi$ を乗算します。

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

4.4 オーバーシュート率で表される位相マージン

ζ について 式 6 を解くと、以下の式が得られます。

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

式 47 を 式 46 に代入すると、オーバーシュート率から位相マージンを推定できます。

$$\phi_{PM}(\text{Degrees}) = \frac{180}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{2}{1 + \frac{1}{4 \left(-\frac{\ln \frac{P_0}{100}}{\sqrt{(\ln \frac{P_0}{100})^2 + \pi^2}} \right)^4} - 1}} \quad (48)$$

式 48 を使用して、位相マージンとオーバーシュート率を表す 図 4-3 を描画します。これを使用して、二次系のステップ応答のオーバーシュートから位相マージンを推定できます。

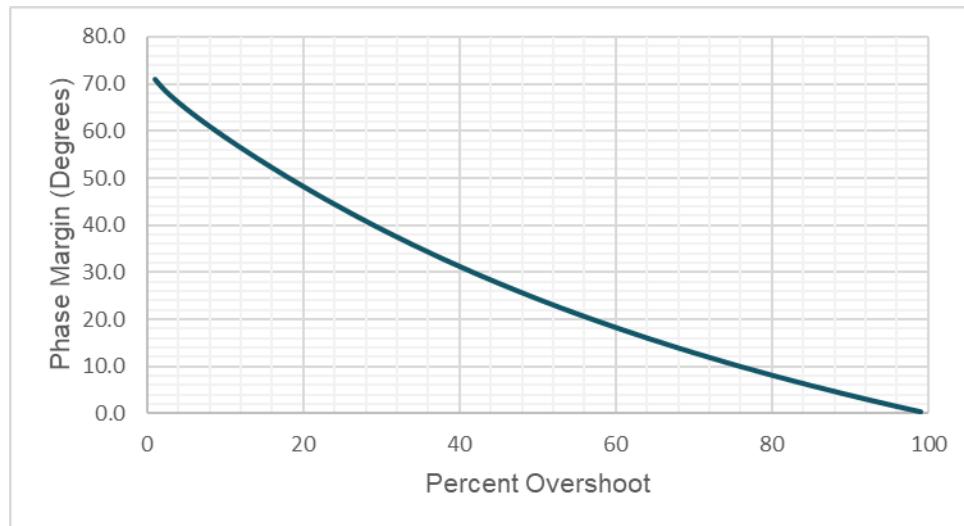


図 4-3. 二次系の位相マージンとオーバーシュート率との関係

表 4-1 に各位相マージンで予測されるオーバーシュート率の例をいくつか示します。

表 4-1. 位相マージンとオーバーシュートとの関係

位相マージン	オーバーシュート
15°	65.9%
30°	41.6%
45°	23.3%
60°	8.8%
75°	0.0%

4.5 ゲインのピークで表される位相マージン

標準的な二次系の周波数応答では、 $\zeta < 1/\sqrt{2}$ の場合にのみ共振が存在します。共振周波数における共振ピーク M_r は、次の式で得られます。

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

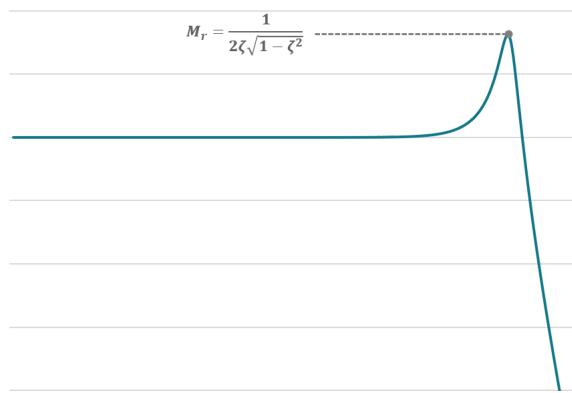


図 4-4. ゲインのピーク

ζ について式 49 を解くと、式 50 が得られます。

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

ζ^2 をyとします。式 50 は次のように書くことができます。

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

yについて解くと次のようになります。

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

$\zeta < 1/\sqrt{2}$ の範囲が想定されるため、より小さい値を取ります。

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

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

式 54 を式 46 に代入します

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

式 55 から、図 4-5 を描くことができます。

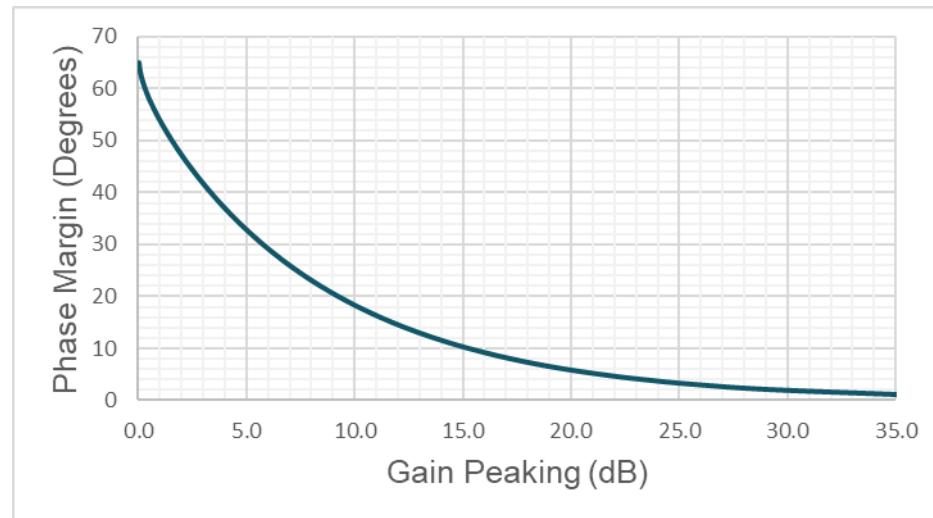

図 4-5. 位相マージンとゲインのピークとの関係

表 4-2 に各位相マージンで予測される AC ゲインのピークの例をいくつか示します。

表 4-2. 位相マージンとゲインのピークとの関係

位相マージン	ゲインのピーク
15°	11.7dB
30°	5.7dB
45°	2.3dB
60°	0.28dB

5 理想的な二次系のシミュレーション

位相マージンとオーバーシュートの関係、および位相マージンとゲインのピークの関係は、PSPICE for TI のラプラス変換部分を使用して確認されました。120dB の DC ゲイン、1MHz のクロスオーバー周波数、および 50% のフィードバック係数 (ノイズ ゲイン 2V/V (6.02dB) に等しい) を持つように設計された理想的な二次系を備えた非反転アンプのモデルを図 5-1 に示します。ステップ応答の場合、0.5V の入力が印加され、目標セトリング出力振幅は 1V です。

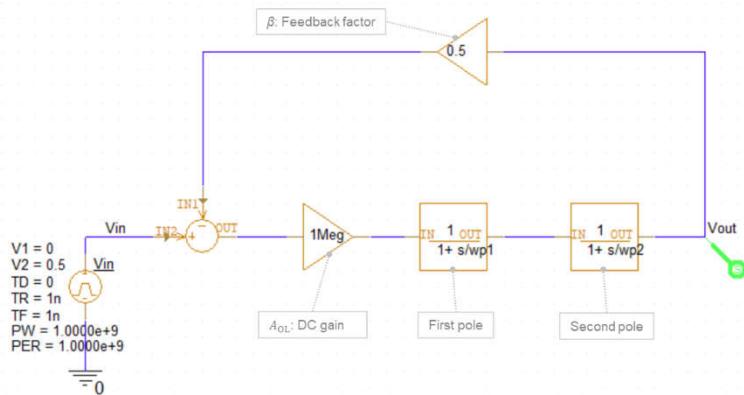


図 5-1. 2V/V ゲインの非反転型アンプをエミュレートした理想的な二次系

上記の条件下で目的の位相マージンを達成するために、第 1 極と第 2 極を以下の表に示す値に設定しました。

表 5-1. 第 1 極と第 2 極の設定

位相マージン	$\omega_{p1} [\text{rad/s}]$	$\omega_{p2} [\text{Mrad/s}]$
30°	25.13	3.63
45°	17.77	6.28
60°	14.51	10.88
75°	13.01	23.45

4 種類の異なる位相マージンで、ステップ応答とゲインのピークをシミュレーションしました。シミュレーション結果は、表 4-1 および 表 4-2 とほぼ一致しています。

5.1 位相マージン:30 度

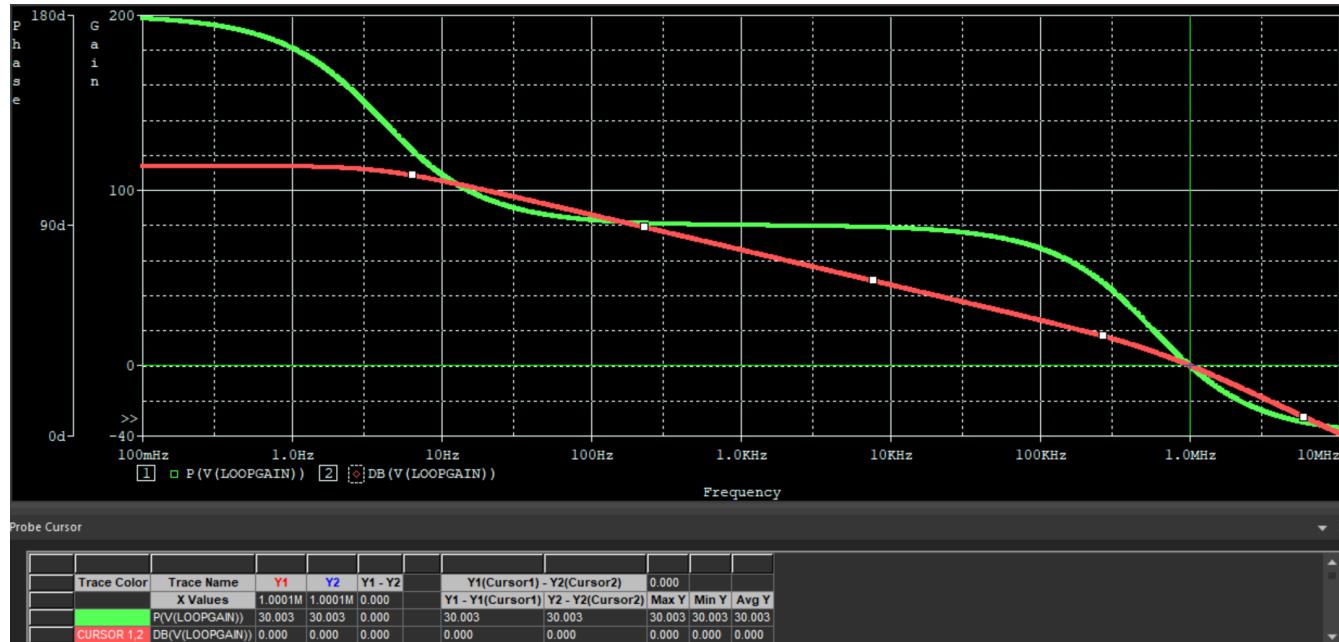


図 5-2. 30° の位相マージンにおけるループ ゲインのボード線図

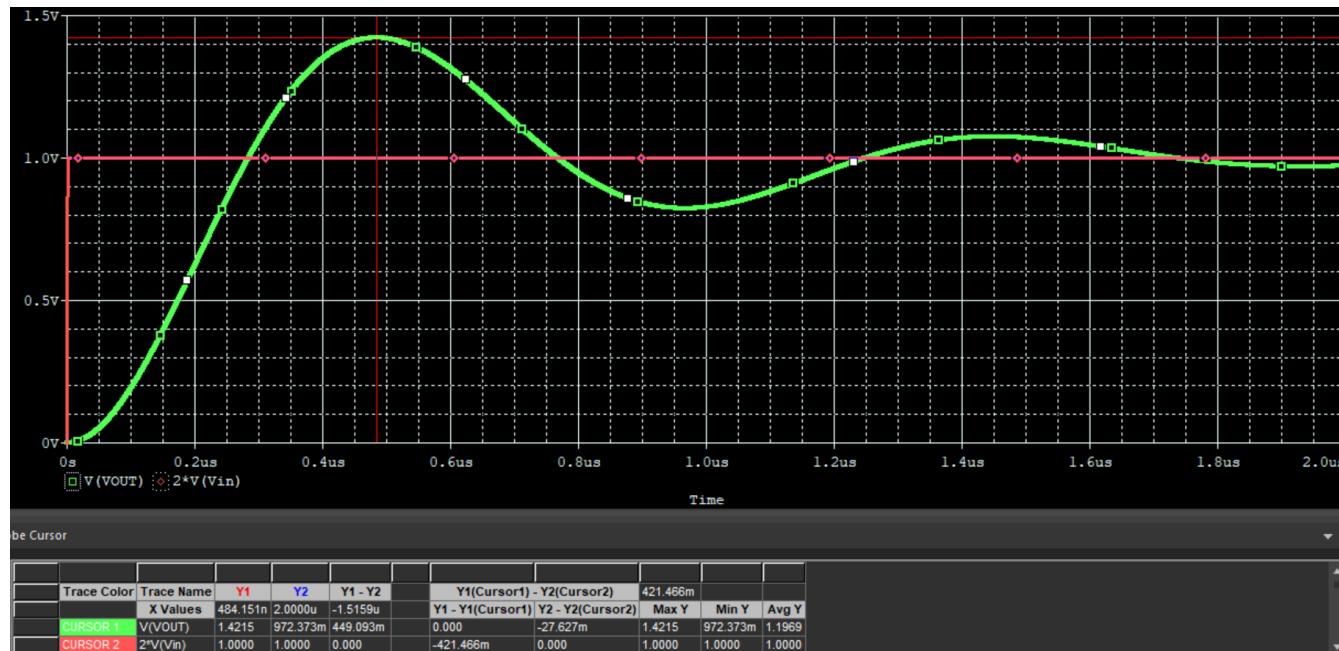


図 5-3. 30° の位相マージン、オーバーシュート率 42.1% でのステップ応答

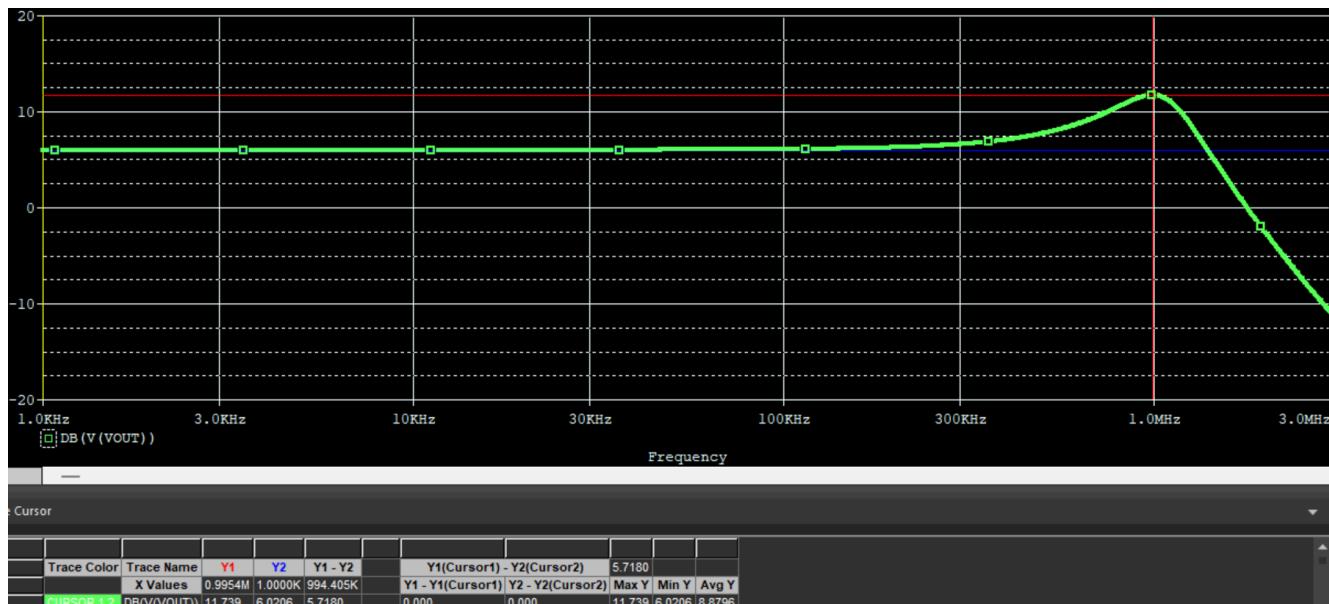


図 5-4. 30° の位相マージン、5.7dB でのゲインのピーク

5.2 位相マージン: 45 度

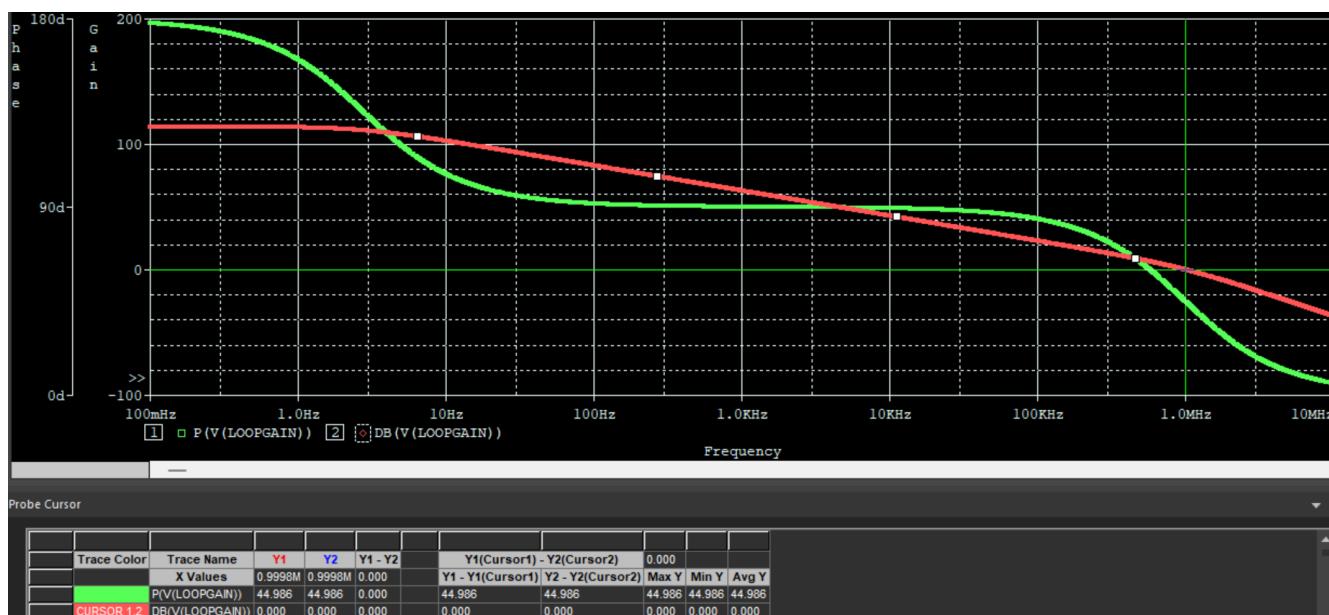


図 5-5. 45° の位相マージンにおけるループ ゲインのボード線図

理想的な二次系のシミュレーション

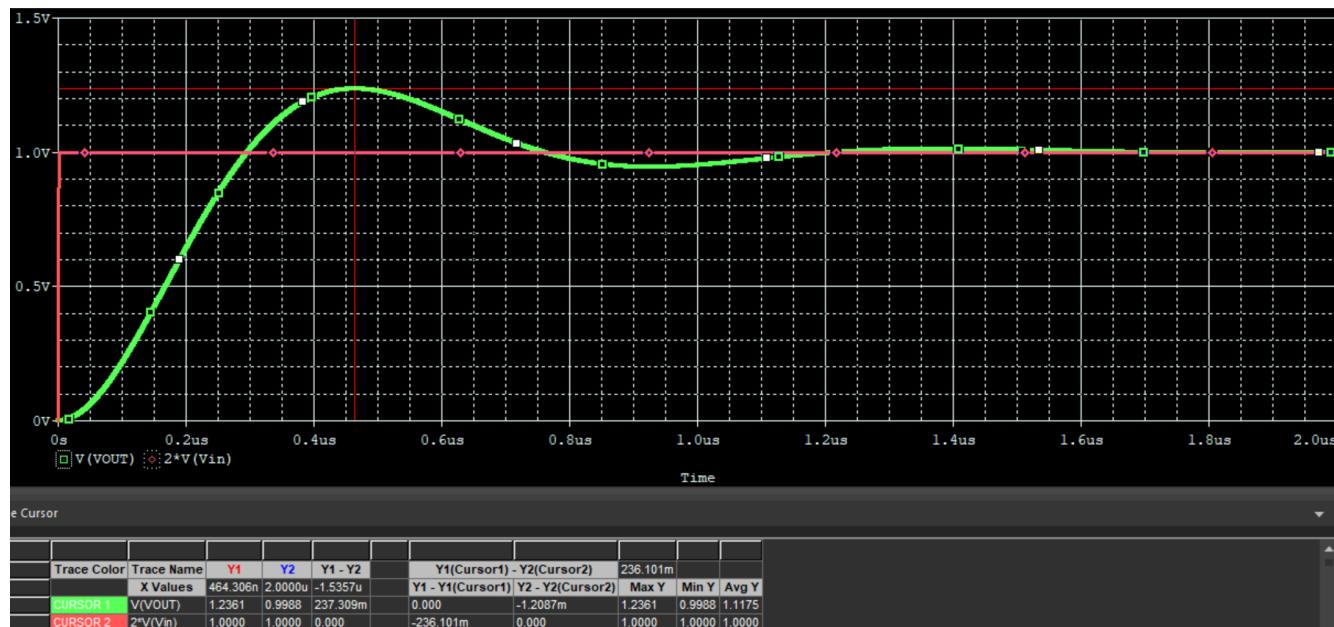


図 5-6. 45° の位相マージン、オーバーシュート率 23.6% でのステップ応答

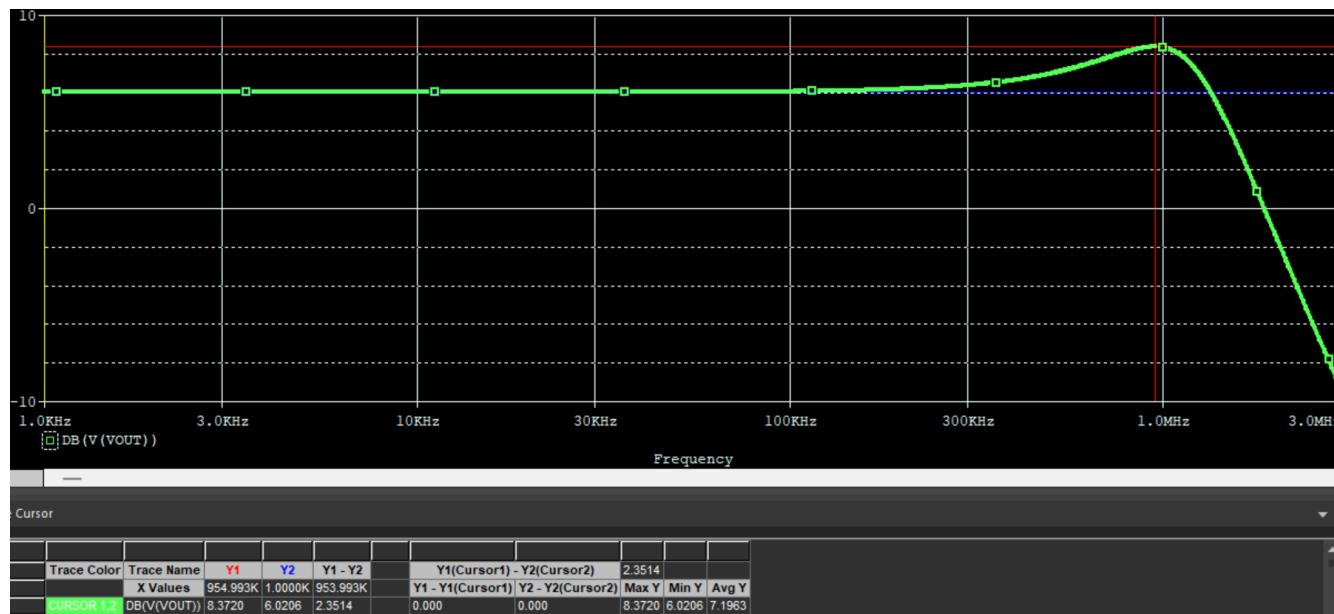


図 5-7. 45° の位相マージン、2.3dB でのゲインのピーク

5.3 位相マージン: 60 度

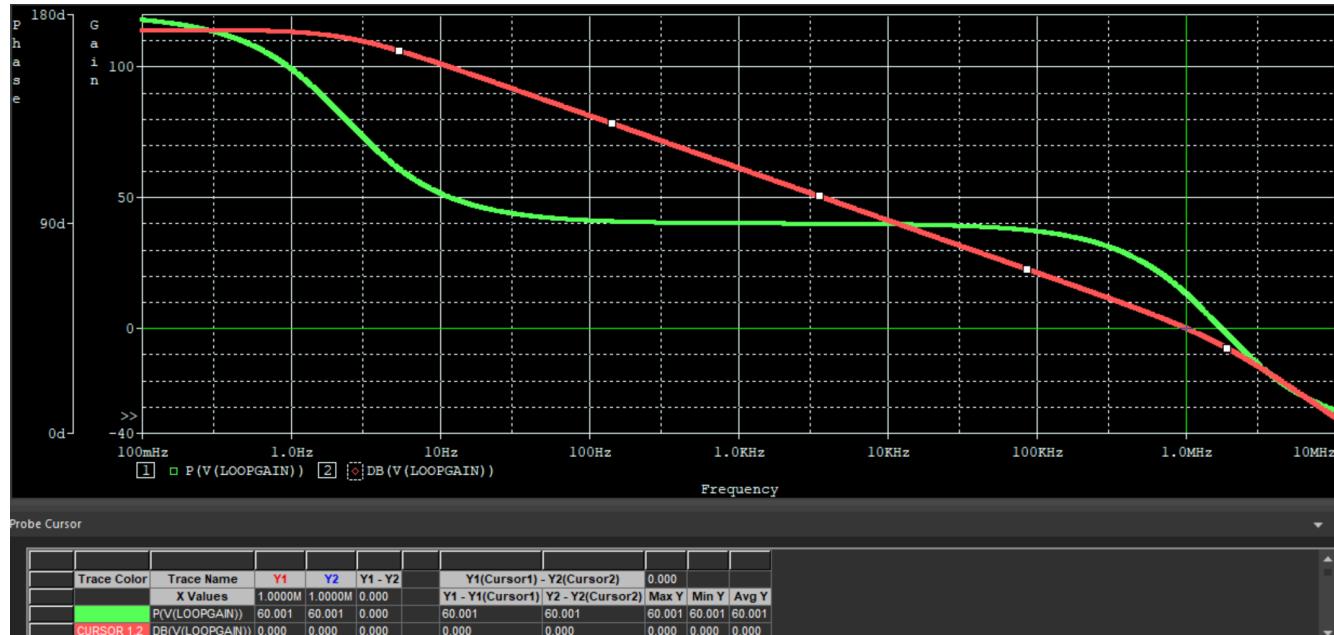


図 5-8. ループゲインのボード線図: 位相マージン 60°

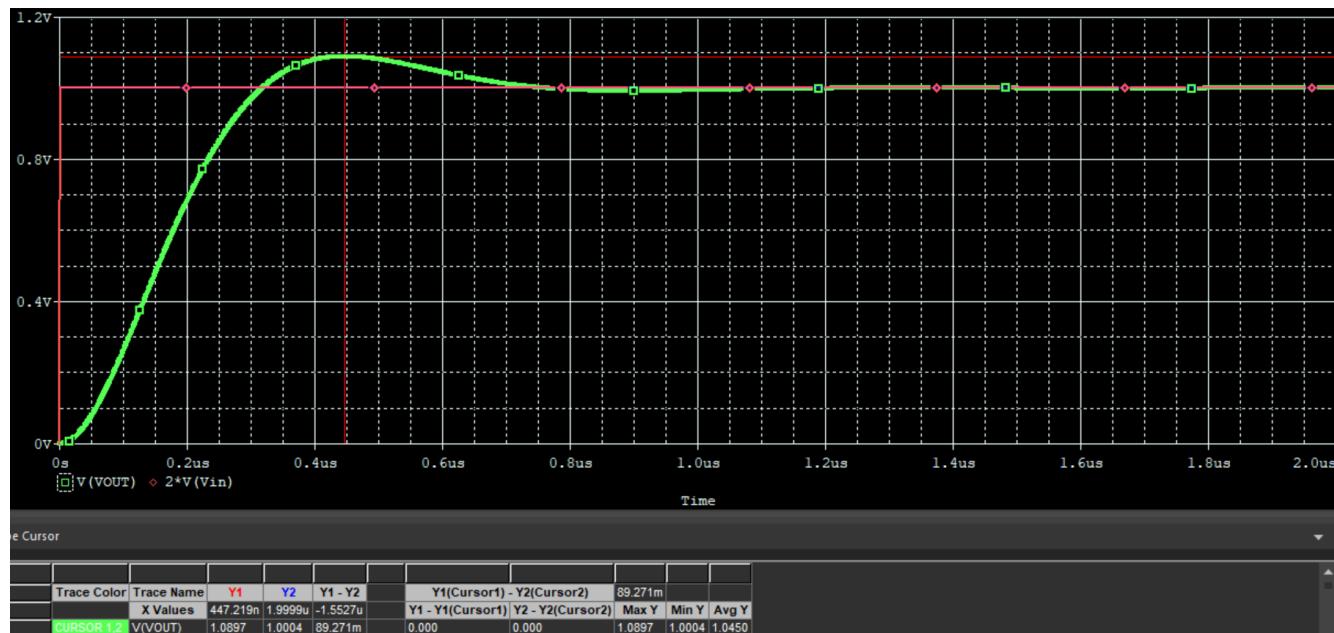


図 5-9. 60° の位相マージン、オーバーシュート率 8.9% でのステップ応答

理想的な二次系のシミュレーション

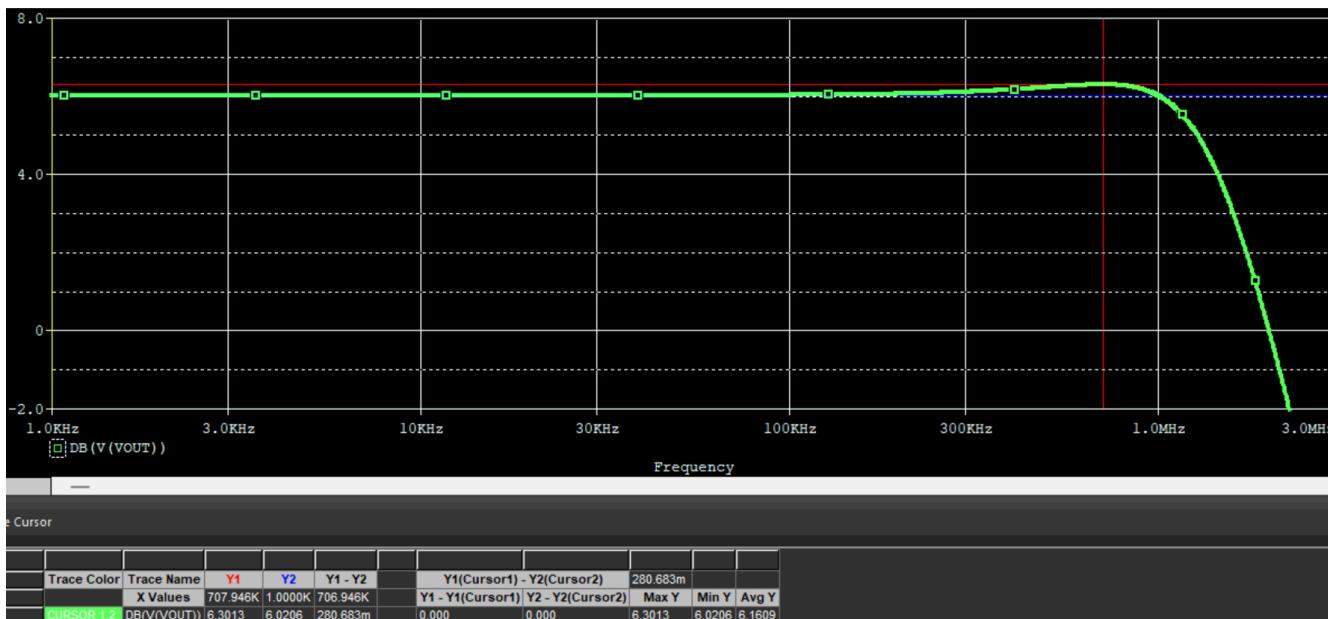


図 5-10. 60° の位相マージン、0.28dB でのゲインのピーク

5.4 位相マージン: 75 度

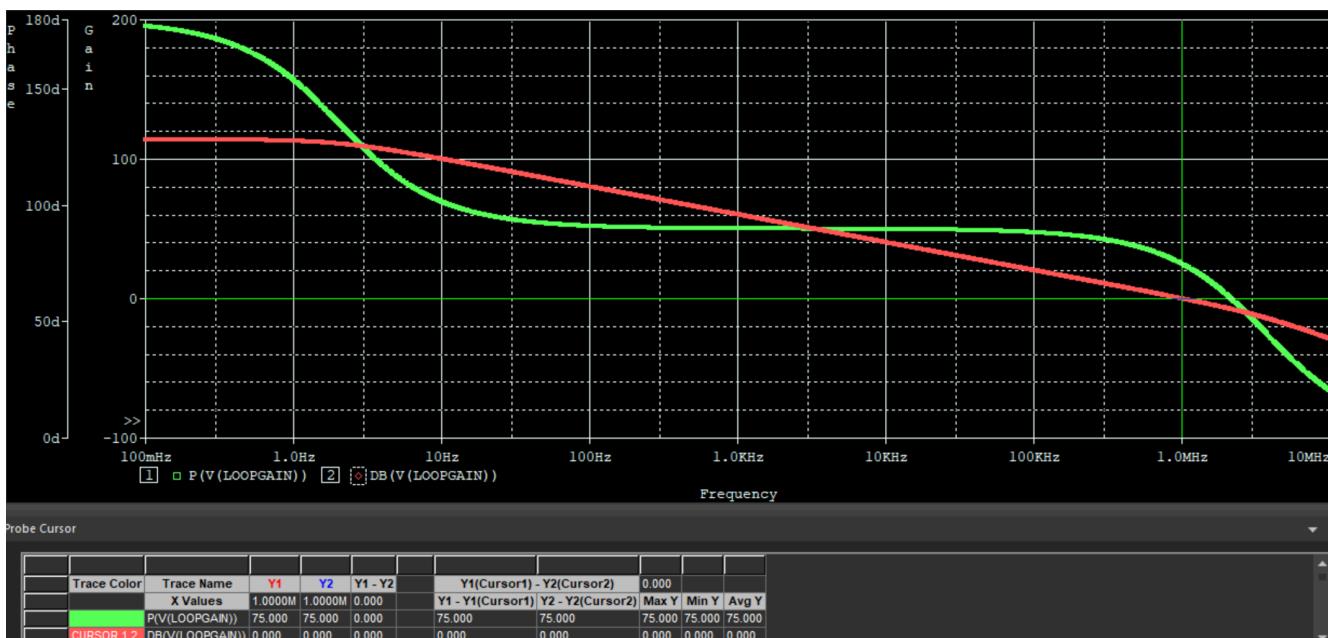


図 5-11. ループ ゲインのボード線図: 位相マージン 75°

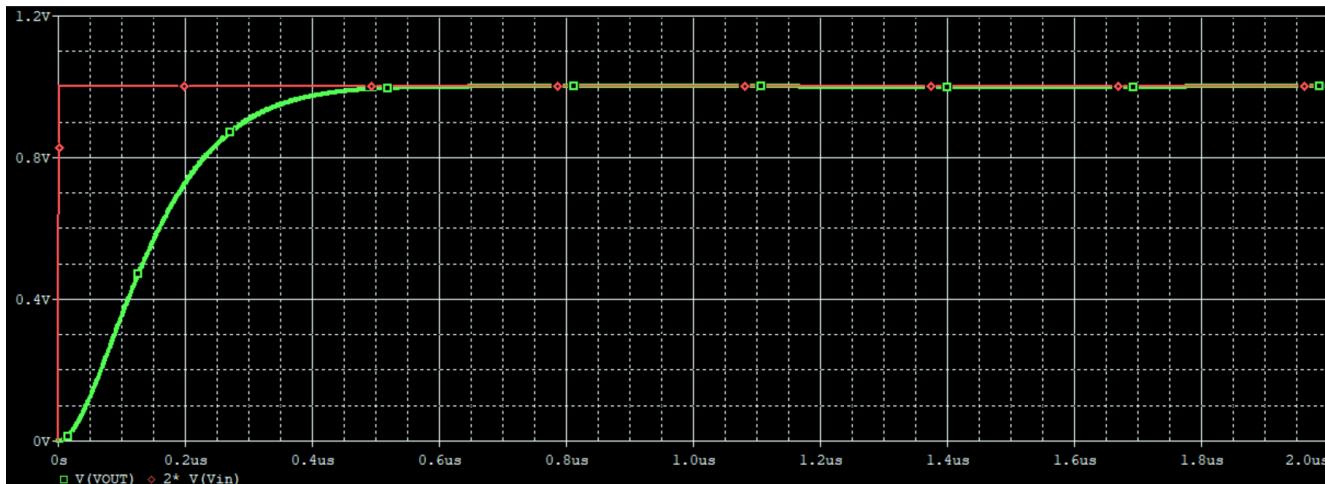


図 5-12. 75° の位相マージンでのステップ応答、オーバーシュートなし

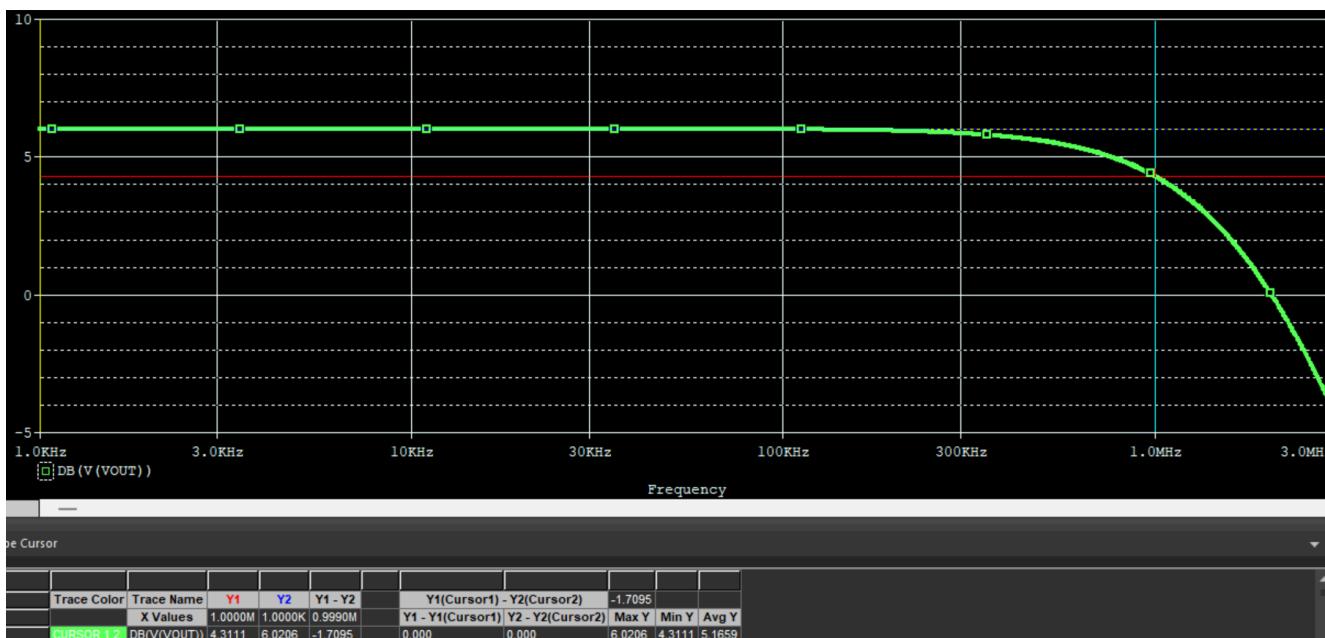


図 5-13. 75° の位相マージンでのゲインのピーク、ピークなし

5.5 さまざまな位相マージン (減衰比) でのステップ応答

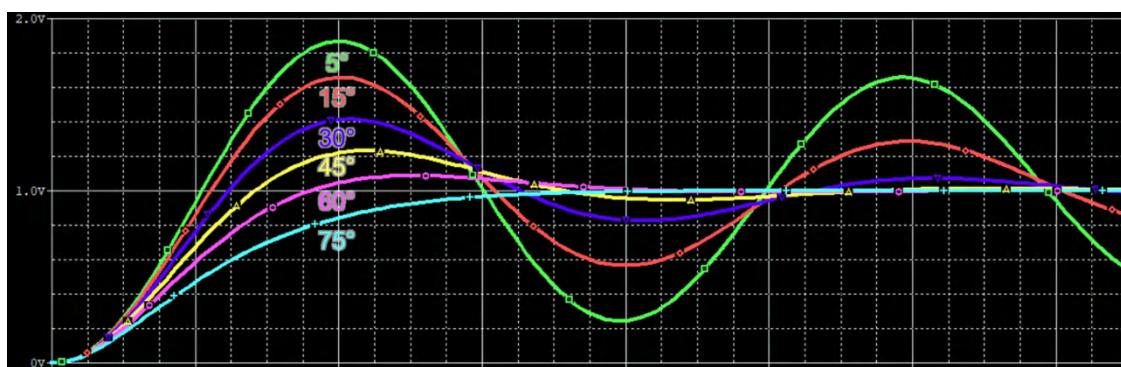


図 5-14. さまざまな位相マージンでのステップ応答

5.6 さまざまな位相マージン(減衰比)でのゲインのピーク

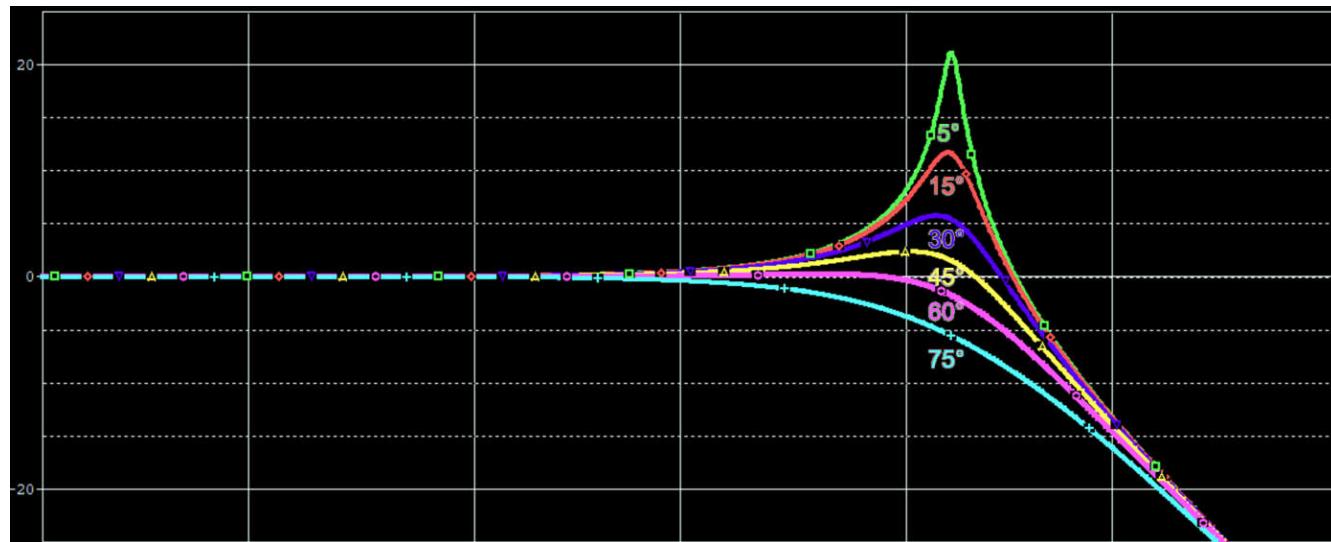


図 5-15. さまざまな位相マージンでのゲインのピーク

6 オペアンプを使用したシミュレーション例

6.1 非反転アンプ構成の OPA392

実際のオペアンプを使用したシミュレーションの例として、OPA392 が 2V/V のノイズ ゲインで使用されています。

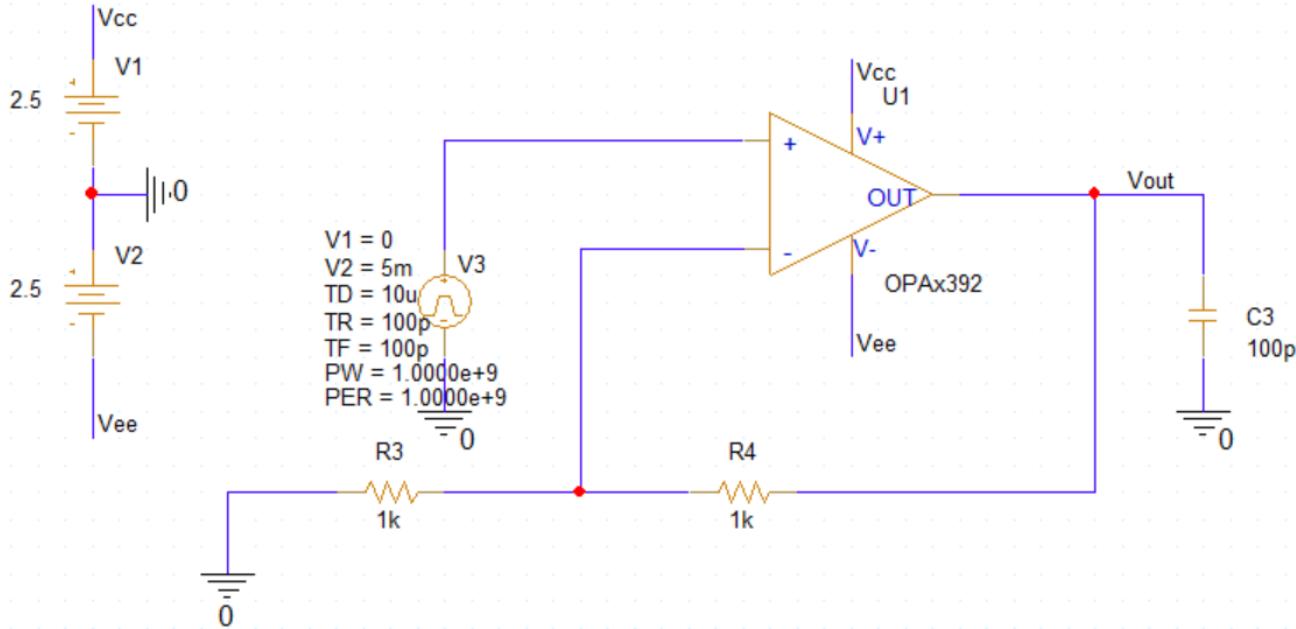


図 6-1. 非反転アンプ構成の OPA392

6.1.1 ステップ応答シミュレーション

図 6-1 に記載した回路のステップ応答を 図 6-2 に示します。オーバーシュート率は $1\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 10\%$ と計算され、これは 58.6 度の位相マージンに対応します。

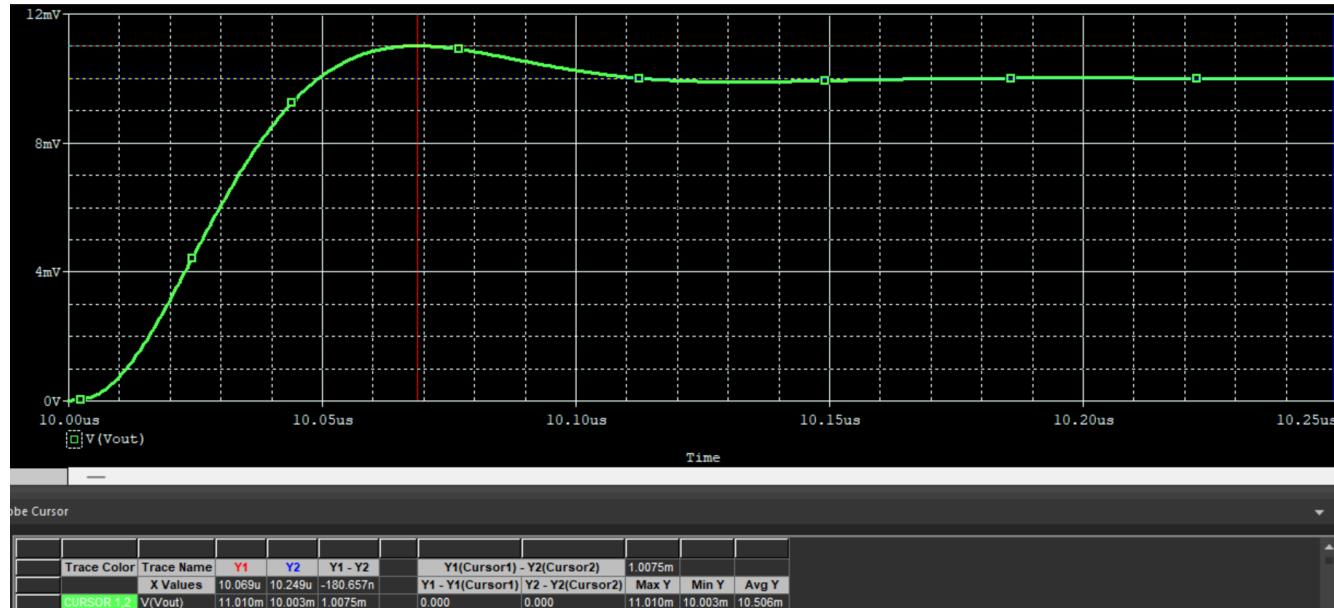


図 6-2. ステップ応答: 非反転アンプ構成の OPA392

6.1.2 ゲインのピークのシミュレーション

ゲインのピークは 0.38dB であり、58.9 度の位相マージンに相当します。

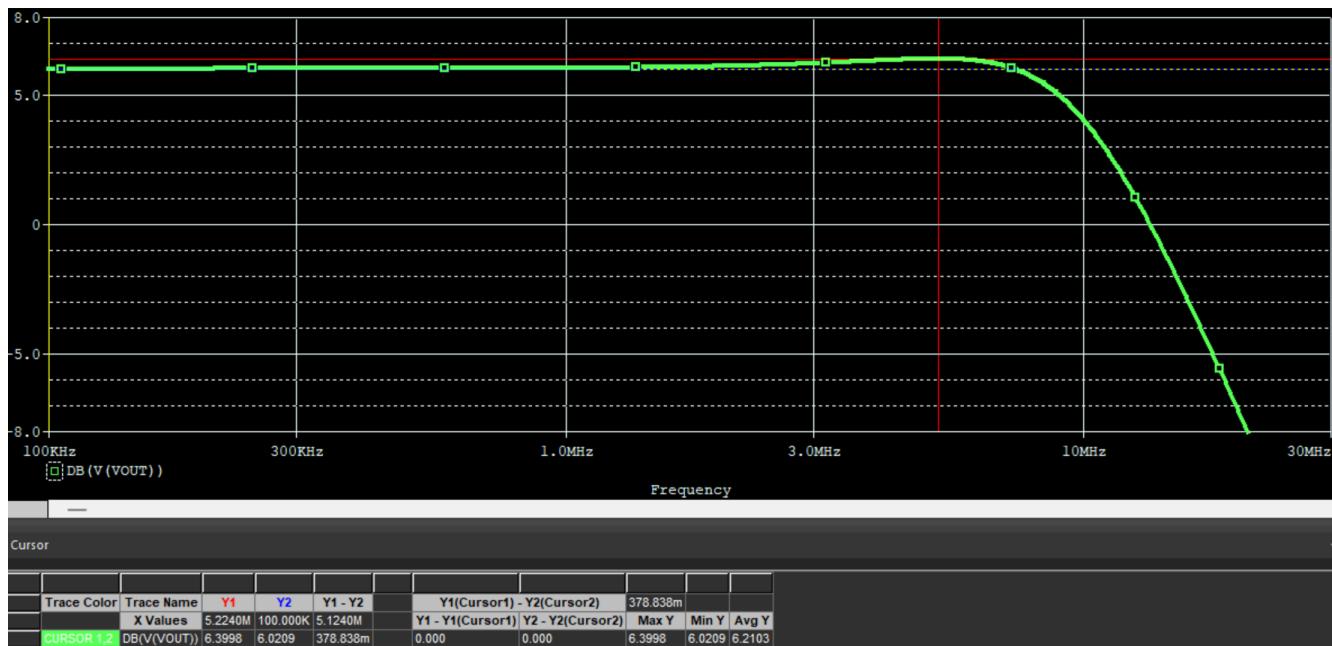


図 6-3. ゲインのピーク: 非反転アンプ構成の OPA392

6.1.3 ループゲインのシミュレーション

真のループゲインを得るために、式 56 に示すように、Middlebrook のループゲイン測定法を使用しました。この方法により、式 56 と図 6-4 に示したテスト回路を使用して、ループを切断することなくループゲイン T を測定できます。

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

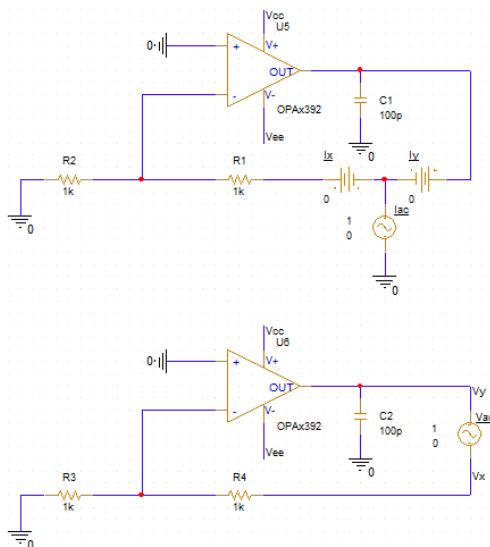


図 6-4. Middlebrook のループゲイン測定

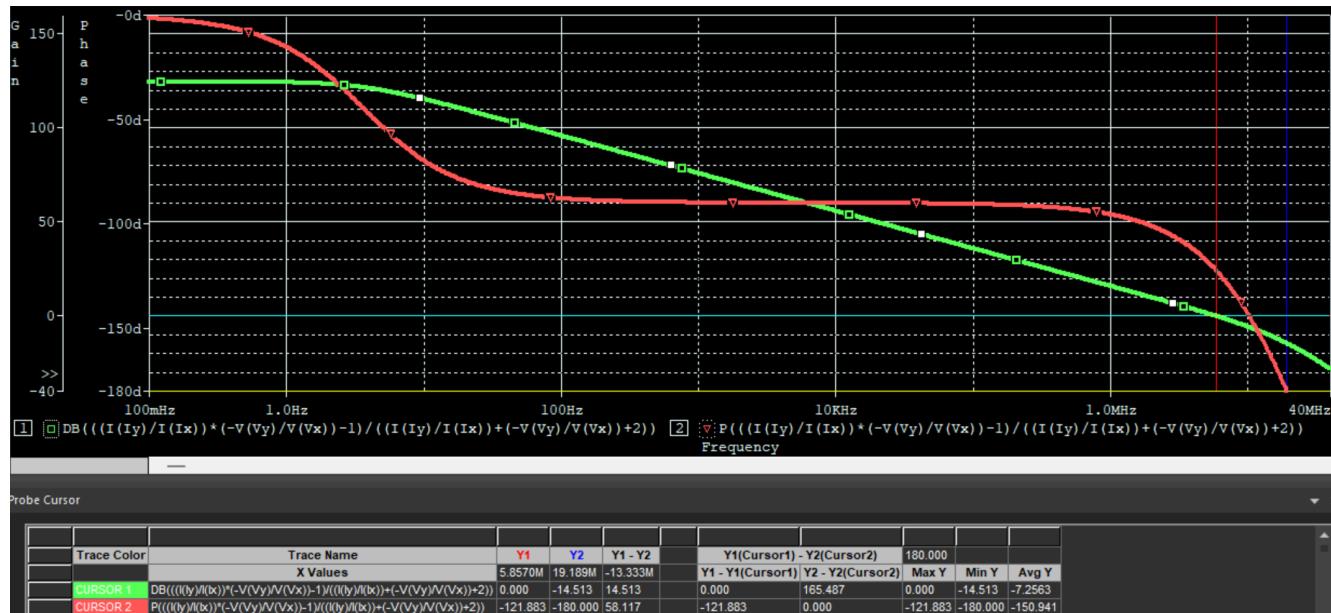


図 6-5. ループゲインのボード線図: 非反転アンプ構成の OPA392

位相マージンは 58.1 度であり、これは、オーバーシュートとゲインのピークに関連する位相マージンの予測値に非常に近い値です。

6.2 ユニティ ゲイン バッファ構成の TLV9052

もう一つの例は、ユニティ ゲイン バッファ構成と 470pF の容量性負荷を備えた TLV9052 を使用することです。

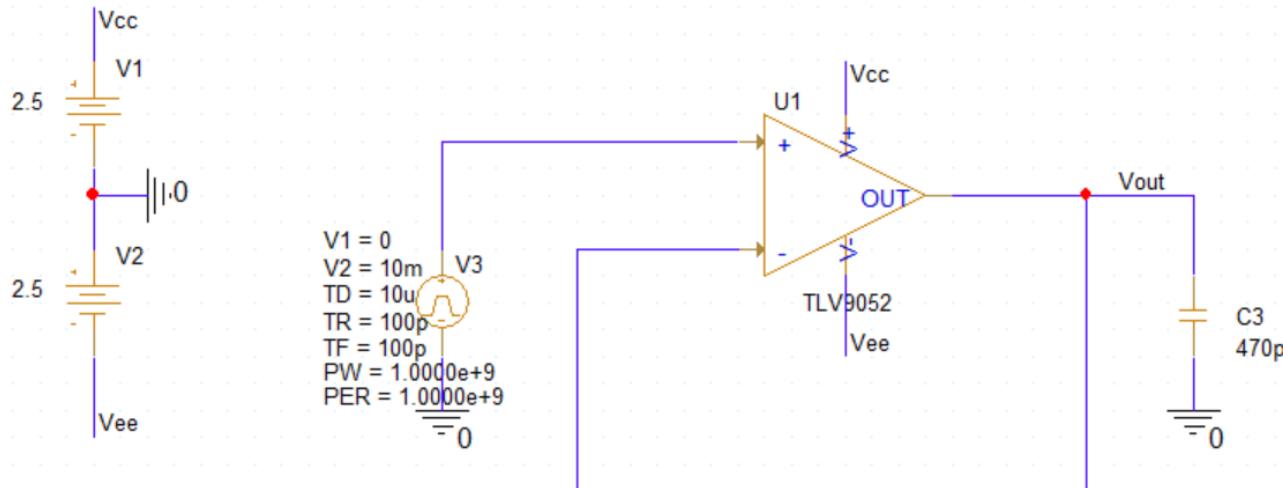


図 6-6. 470pF 容量性負荷の TLV9052 バッファ

6.2.1 ステップ応答シミュレーション

オーバーシュートは $6.37\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 63.7\%$ であり、これは 16.2 度の位相マージンを表しています。

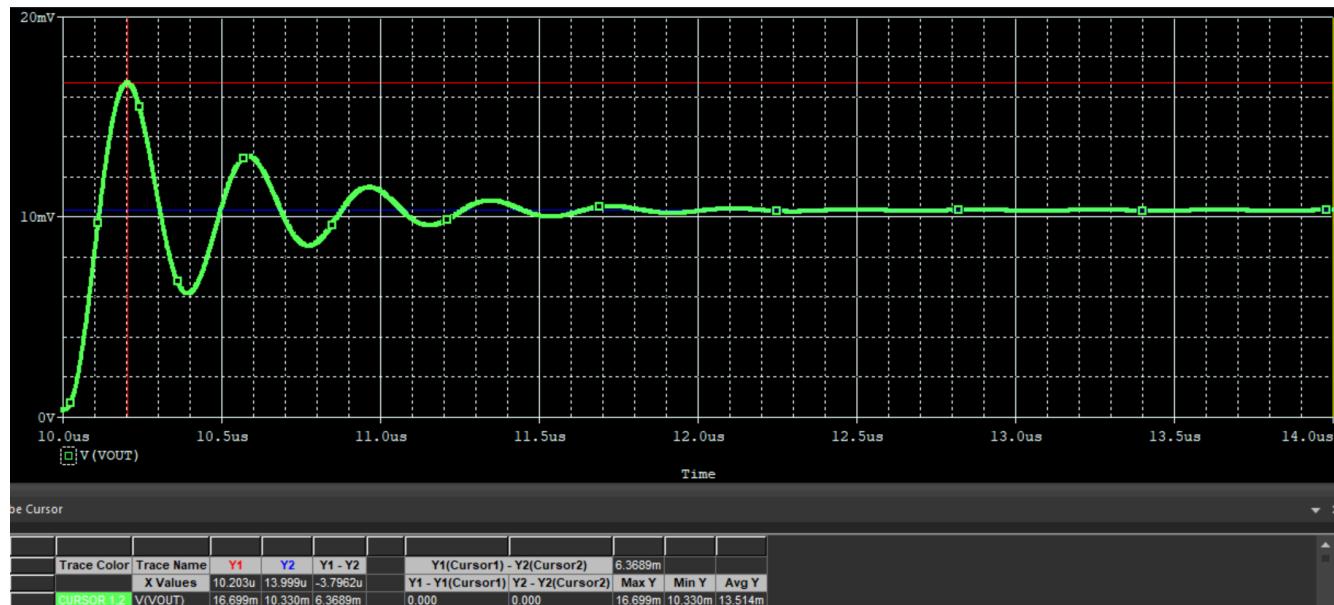


図 6-7. ステップ応答: バッファ構成の TLV9052

6.2.2 ゲインのピークのシミュレーション

ゲインのピークは 11.2dB で、位相マージンは 15.8 度であることを表しています。

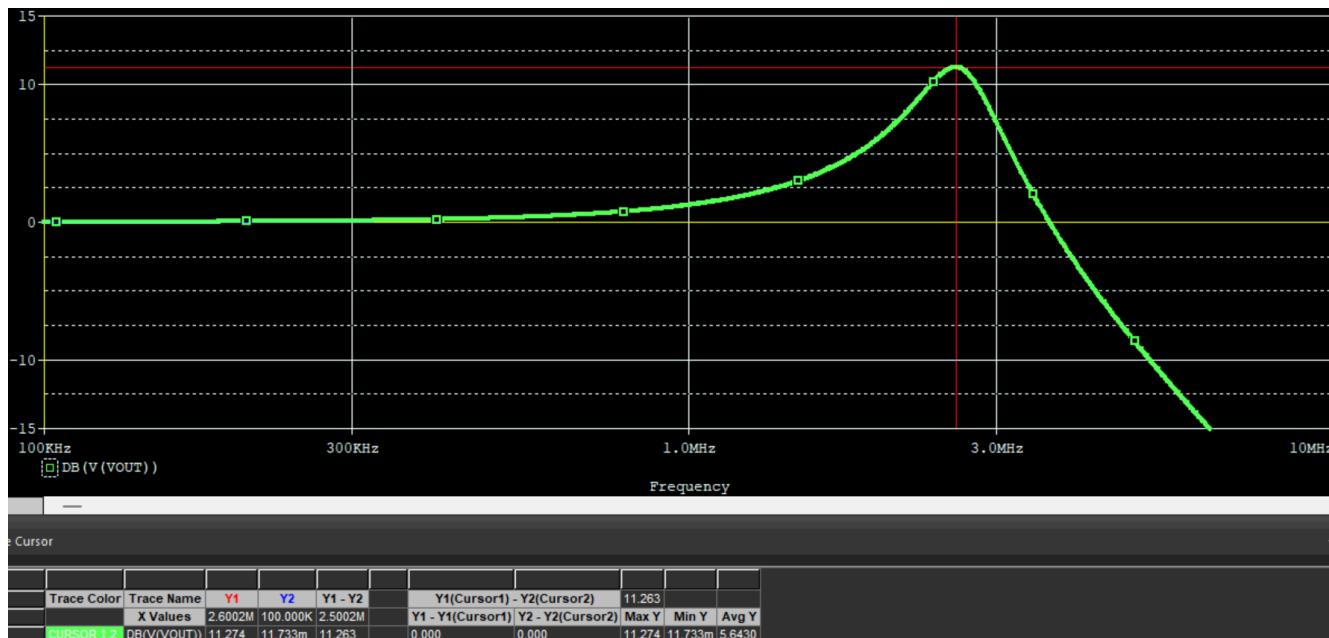


図 6-8. AC ピーク: バッファ構成の TLV9052

6.2.3 ループゲインのシミュレーション

図 6-9 は、Middlebrook ループゲイン測定の結果です。位相マージンは 16 度であり、これは、オーバーシュートとゲインのピークに関する位相マージンの予測値に非常に近い値です。

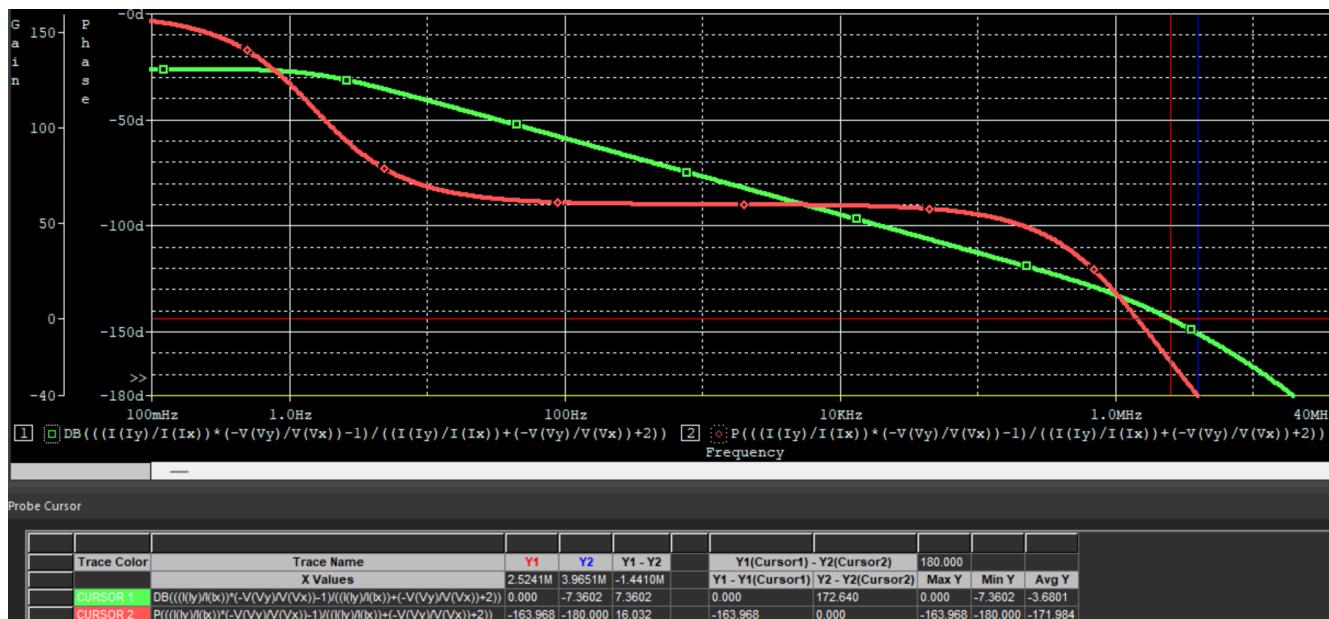


図 6-9. ループゲインのボード線図: バッファ構成の TLV9052

6.3 ユニティ ゲイン バッファ構成の OPA206

もう一つの例は、ユニティ ゲイン バッファ構成と 100pF の容量性負荷を備えた OPA206 を使用することです。

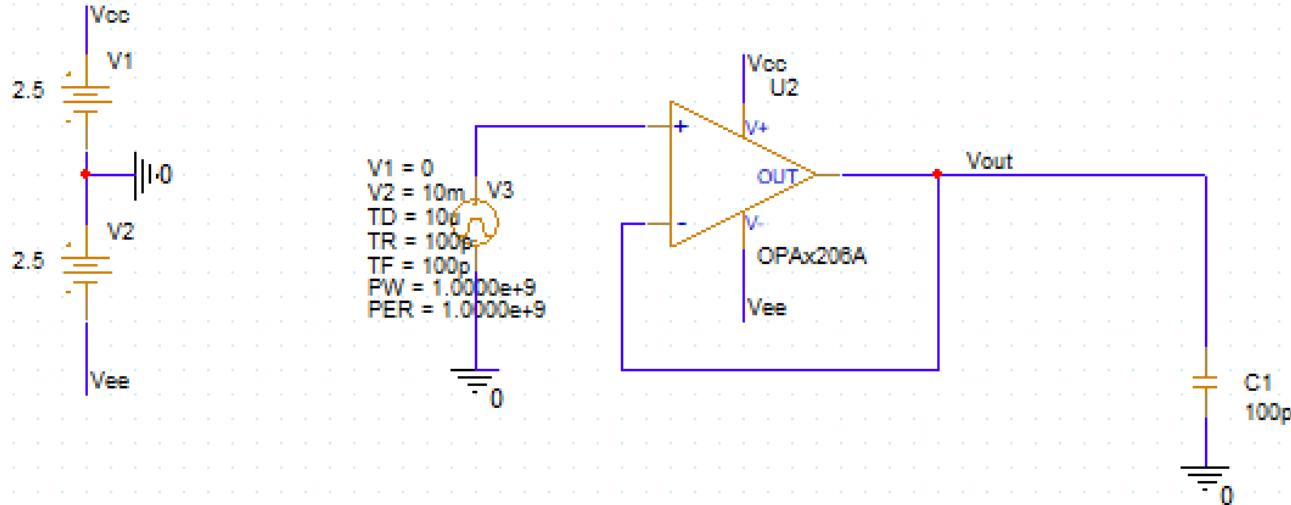


図 6-10. 100pF 容量性負荷の OPA206 バッファ

6.3.1 ステップ応答シミュレーション

オーバーシュートは $2.48\text{mV}/10\text{mV} \times 100 = 24.8\%$ であり、位相マージンが 43.6 度であることを表しています。

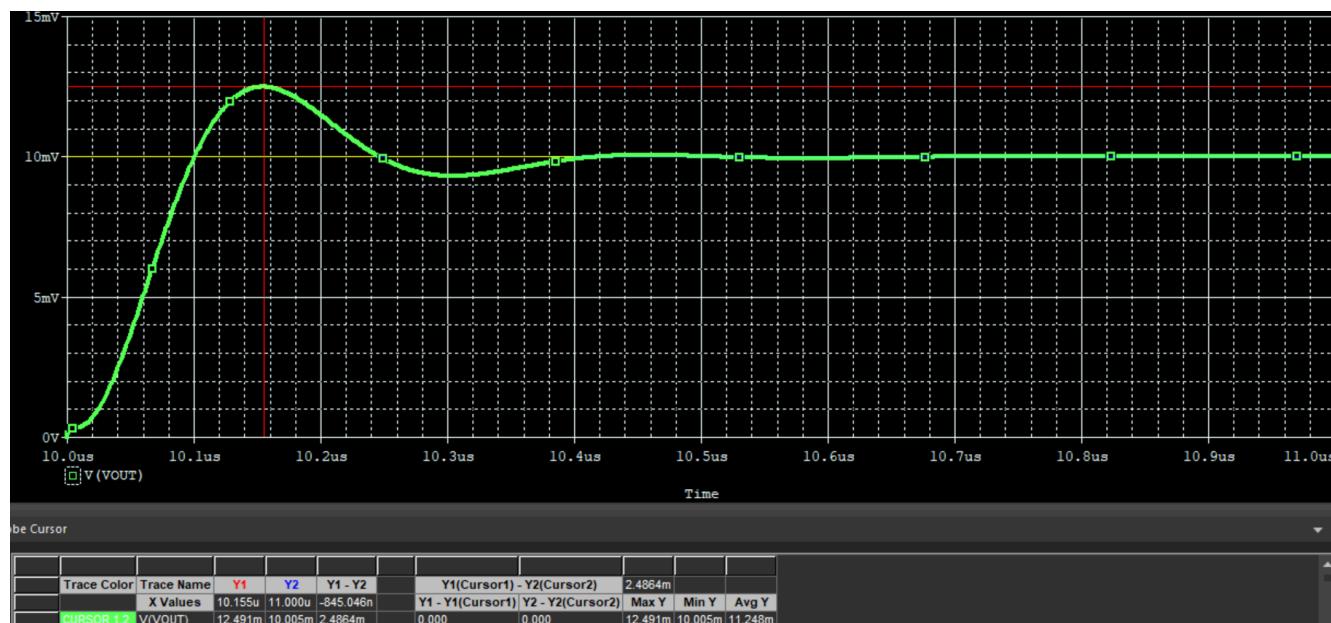


図 6-11. ステップ応答: バッファ構成の OPA206

6.3.2 ゲインのピークのシミュレーション

ゲインのピークは 2.5dB で、位相マージンは 44.2 度であることを表しています。

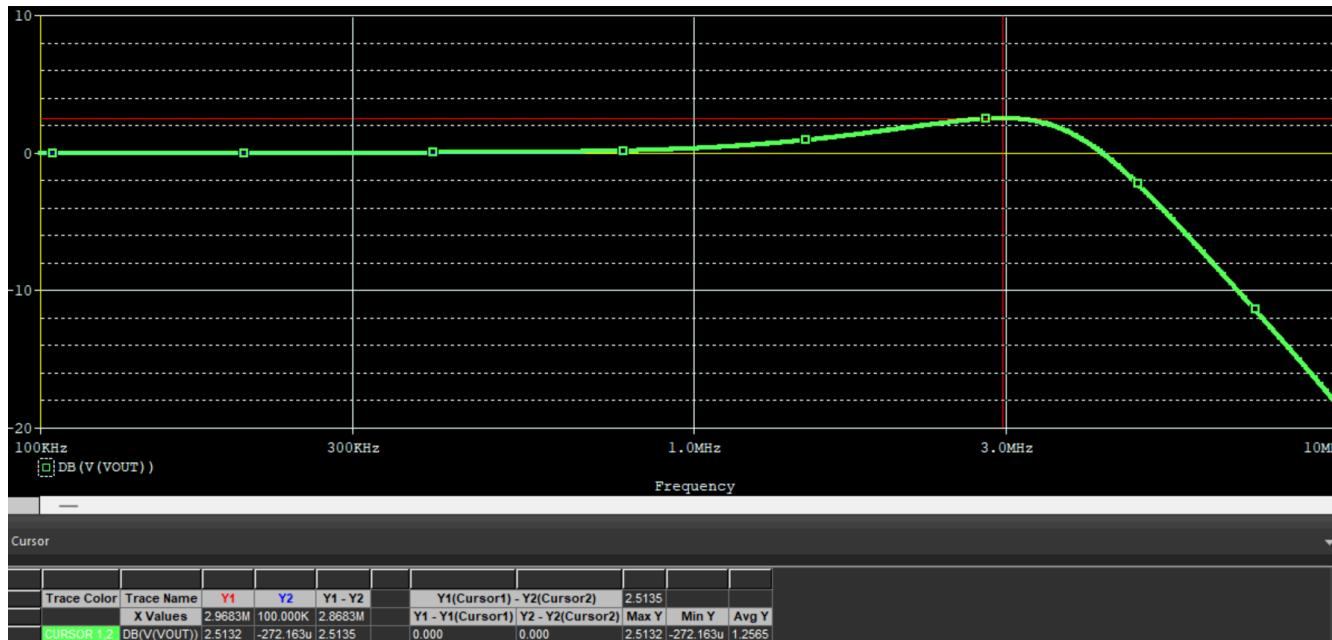


図 6-12. AC ピーク: バッファ構成の OPA206

6.3.3 ループゲインのシミュレーション

図 6-13 は、Middlebrook ループゲイン測定の結果です。位相マージンは 44.6 度であり、これは、オーバーシュートとゲインのピークに関する位相マージンの予測値に非常に近い値です。

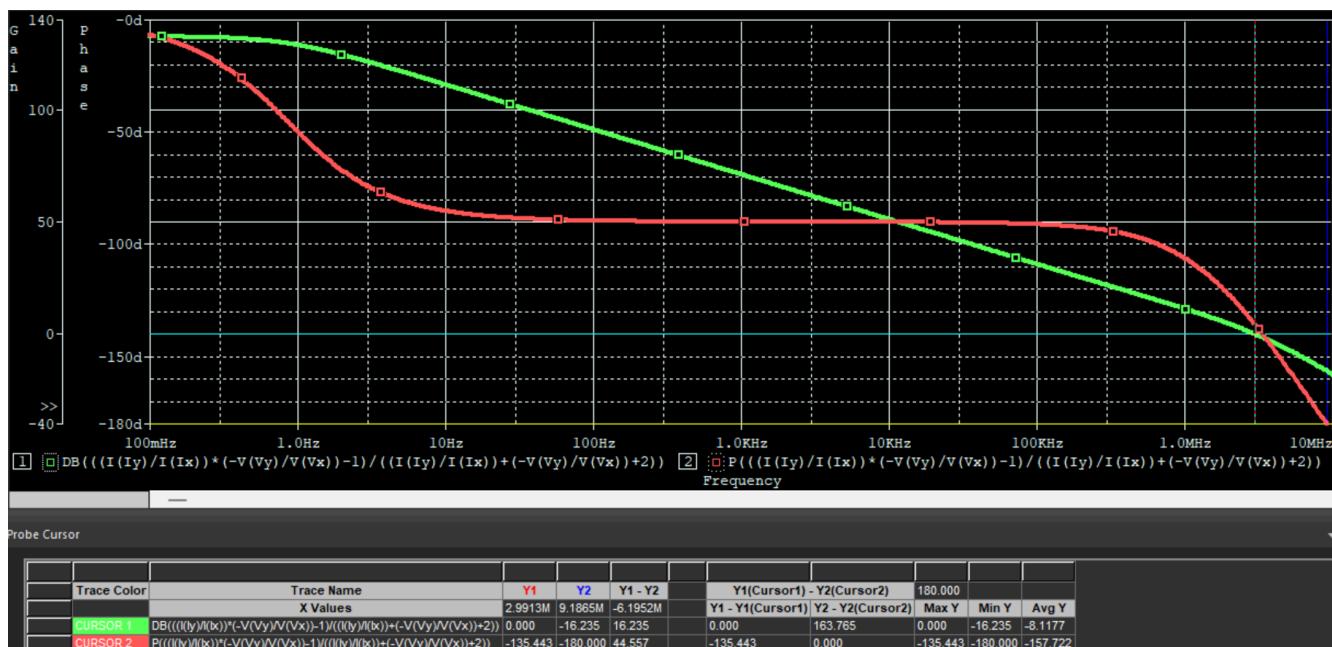


図 6-13. ループゲインのボード線図: バッファ構成の OPA206

7 ステップ応答と AC 解析との間の位相マージン ミスマッチの原因

7.1 伝達関数が二次系ではない

図 4-3 と 図 4-5 は、2 つの極で構成され、ゼロがない二次系を想定して導き出されています。システムに極またはゼロが追加されると、誤差が発生する可能性があります。

7.2 大信号動作を示すアンプ

出力電圧が大きすぎると、大信号動作につながり、小信号動作がマスクされて、誤差が発生する可能性があります。一般的に、ステップ応答出力の変更は 10mV ~ 20mV にすることをお勧めします。

回路のシミュレーション結果は 図 6-6 に示されていますが、入力振幅が異なります。以前は 10mV ステップが適用されていましたが、このシミュレーションでは 1V ステップが適用されています。この結果、回路構成が同一でも、10mV ステップが印加された条件 (63.7% から 58.7% へ) に比べてオーバーシュートは減少しました。

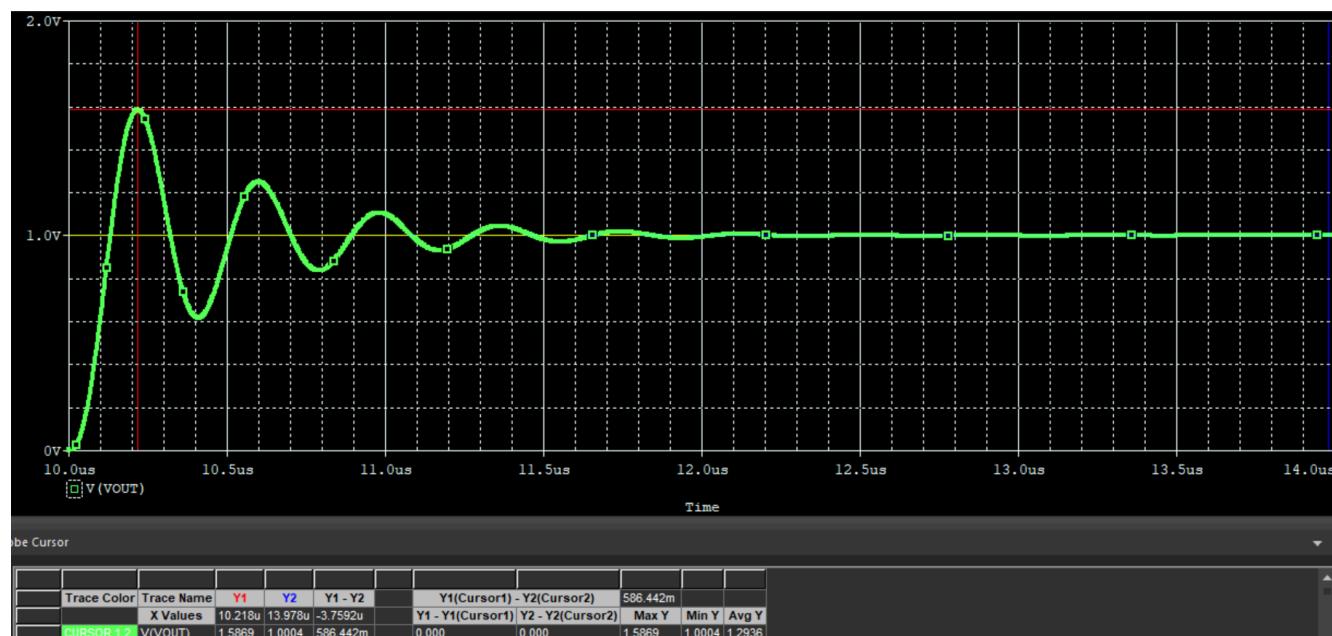


図 7-1. 大信号動作でのステップ応答

7.3 クロスオーバー周波数内でノイズ ゲインがフラットではない

クロスオーバー周波数内でノイズ ゲインがフラットではない場合、オーバーシュートは予想される結果と異なる可能性があります。フィードバック係数（ノイズ ゲイン）が周波数全体にわたって一定でない場合、ゲインのピークが変化する可能性があります。たとえば、大きな帰還抵抗と寄生入力容量によって引き起こされるゼロが、ノイズ ゲイン内のクロスオーバー周波数内に存在する場合、高周波のノイズ ゲインは増加します。これにより、システムが二次系であっても、図 4-3 と図 4-5 のグラフが無効になります。

以下に、二次系で位相マージンが同じであっても、オーバーシュートは異なる可能性がある例を示します。

図 7-2 のステップ応答を 図 7-3 に示します。シミュレートされたオーバーシュート率は 37.4% であり、これは予測される位相マージン 33.1 度を表します。図 7-4 は AC 解析シミュレーションで、33.3 度の位相マージンを示しています。

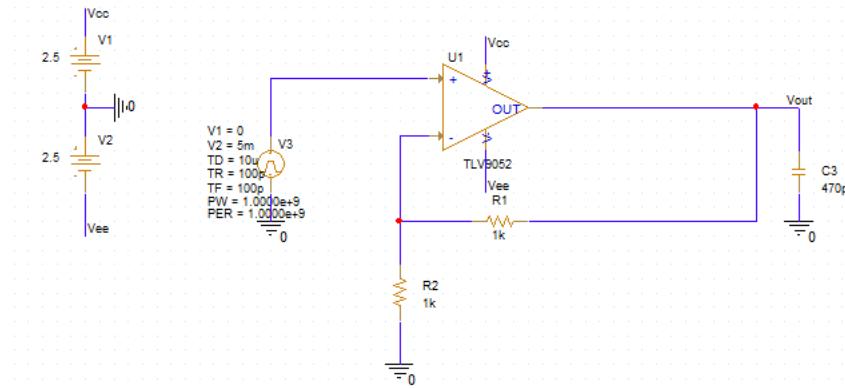


図 7-2. 容量性負荷を持つ低帰還抵抗の非反転アンプ

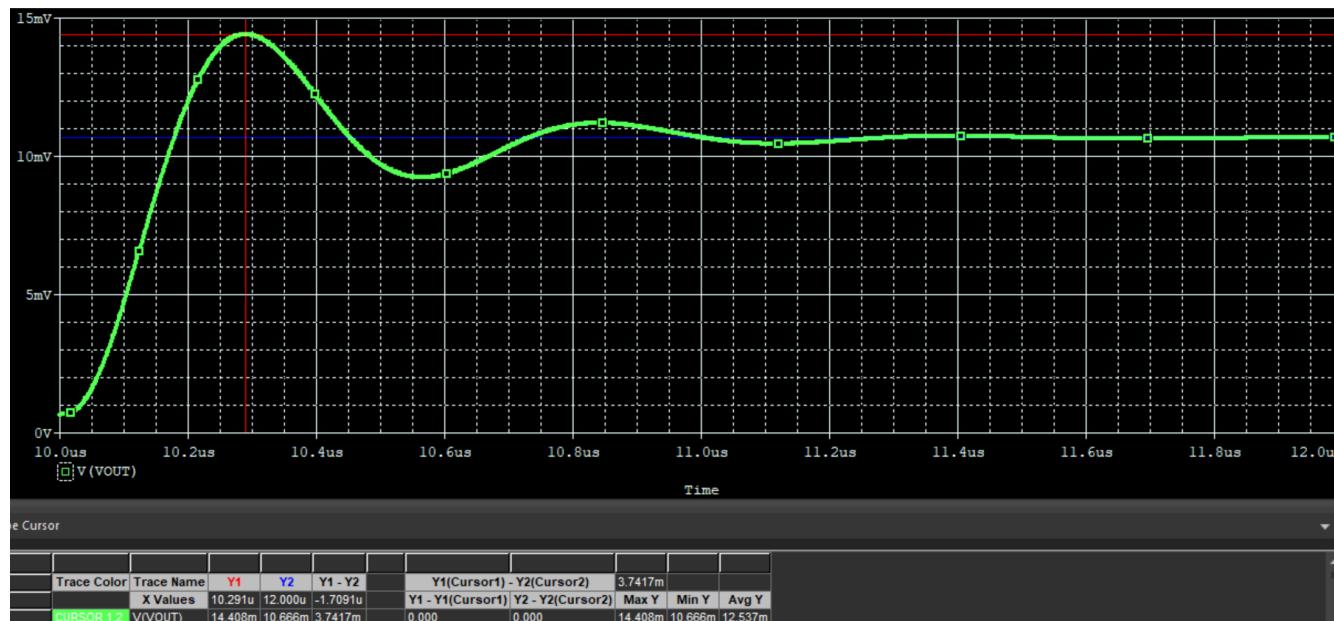


図 7-3. ステップ応答 (容量性負荷を持つ低帰還抵抗)

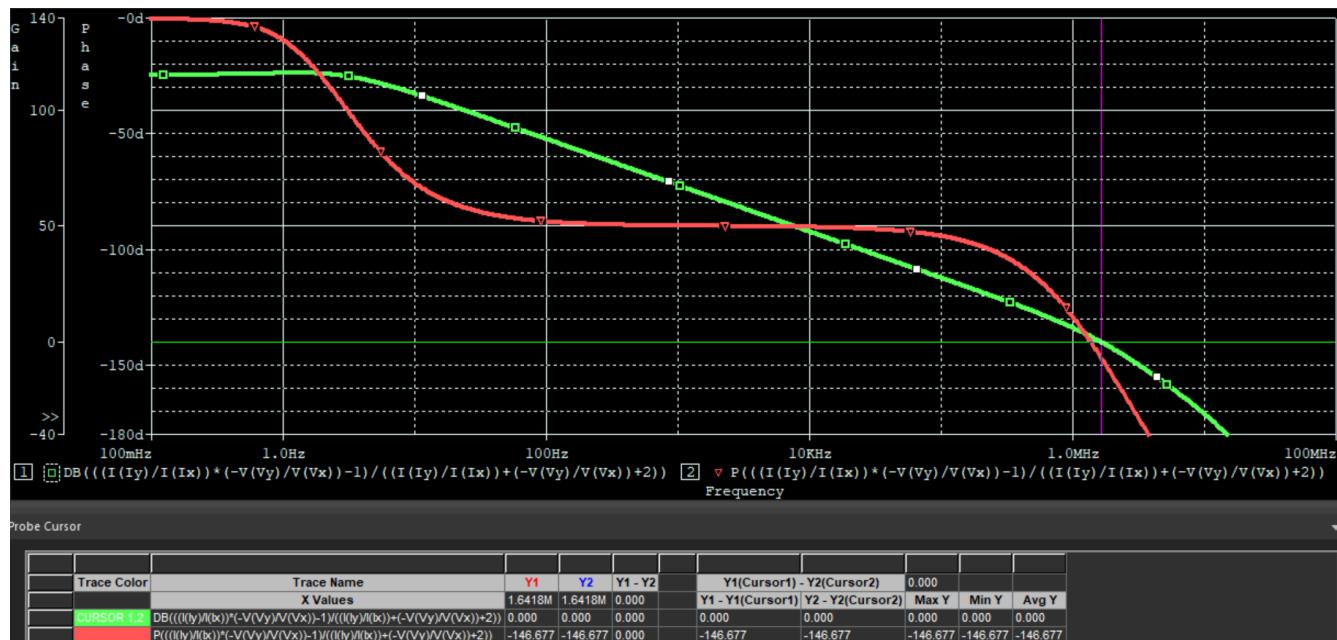


図 7-4. ループゲイン:33° の位相マージン(容量性負荷を持つ低帰還抵抗)

一方、図 7-6 に示すように図 7-5 には約 33 度の位相マージンがあり、これは図 7-2 と同じです。しかし、図 7-2 と図 7-5 の位相マージンが同じであるにもかかわらず、図 7-7 のステップ応答は 53% のオーバーシュートを示しており、これは図 7-3 よりもはるかに大きいです。

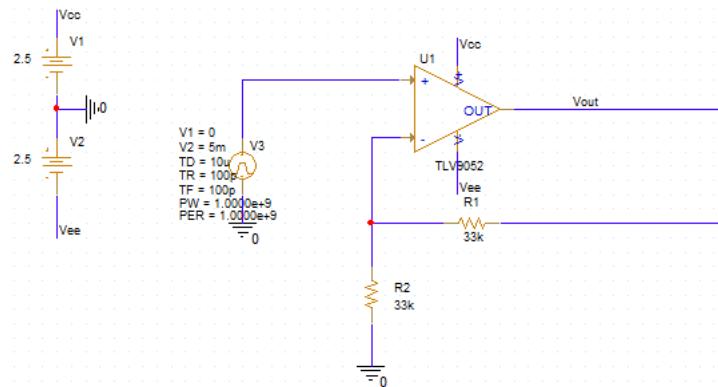


図 7-5. 高帰還抵抗を持つ非反転アンプ

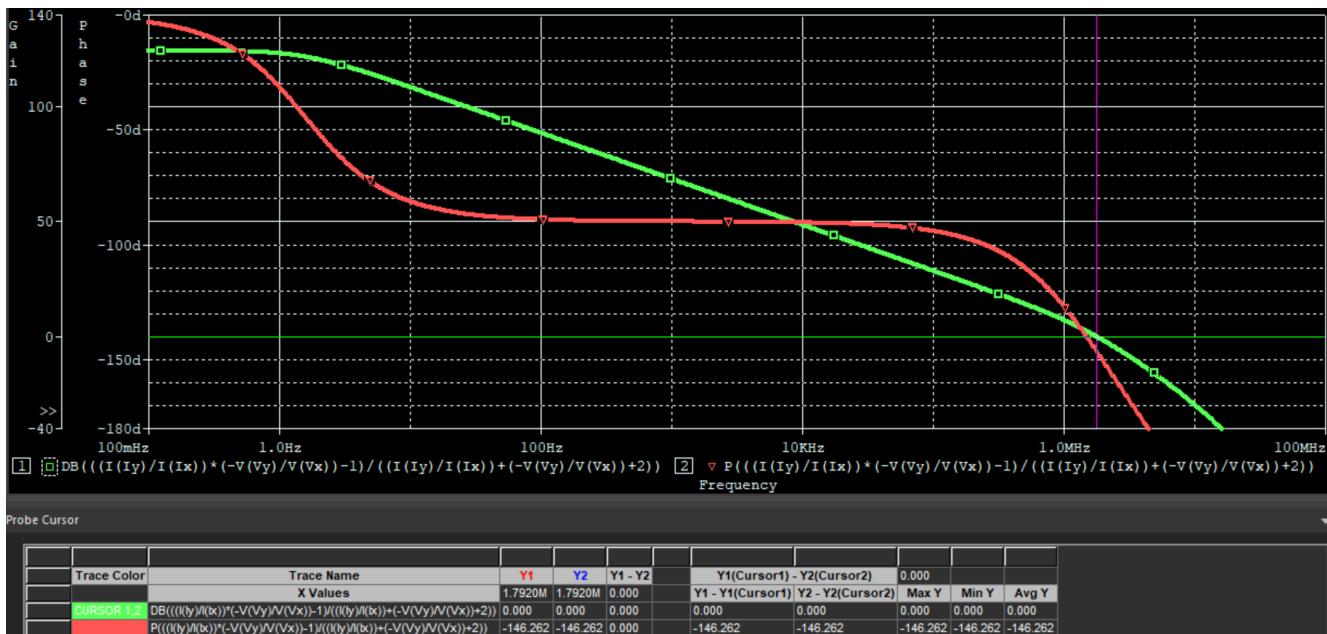


図 7-6. ループゲイン:33° の位相マージン(帰還抵抗が大きい場合)

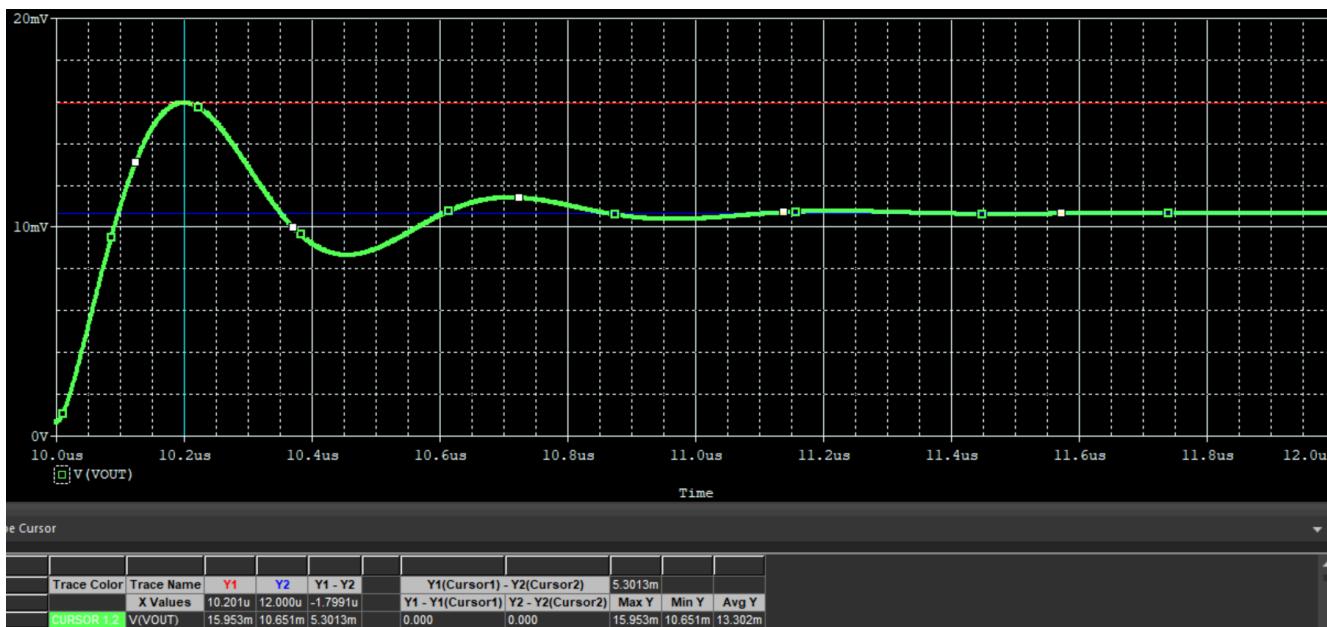


図 7-7. ステップ応答(帰還抵抗が大きい場合)

図 7-8 に、簡略化した 図 7-2 の回路図を示します。第 2 極は、オペアンプの出力インピーダンスと容量性負荷によって発生します。一方で、図 7-5 には容量性負荷はありませんが、より大きな帰還抵抗を使用しているため、図 7-9 などの入力容量に対する感度が高くなります。この場合、第 2 極が帰還抵抗と入力容量によって発生しています。

図 7-5 の場合、図 7-10 に示すように、入力容量により高周波でのノイズゲインは増加しますが、図 7-2 のノイズゲインは図 7-11 に示すように全周波数帯域にわたってフラットなままでです。これにより、図 7-12 に示すようにゲインのピークが増加し、位相マージンが同じであってもオーバーシュートが大きくなります。

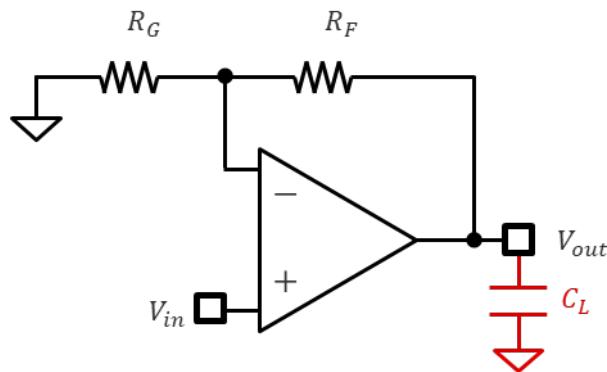


図 7-8. 第 2 極が容量性負荷によって発生

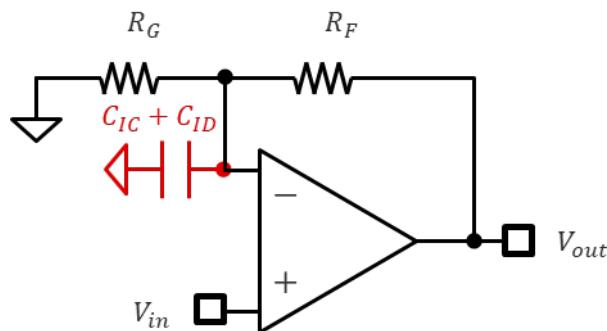


図 7-9. 第 2 極が寄生入力容量によって発生

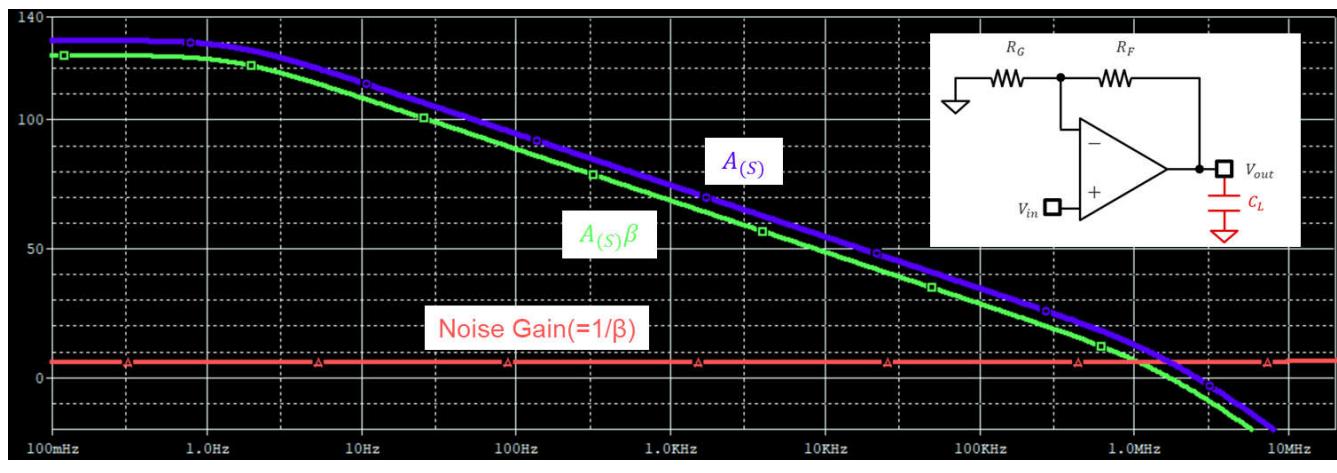


図 7-10. 周波数応答(容量性負荷を持つ低帰還抵抗)

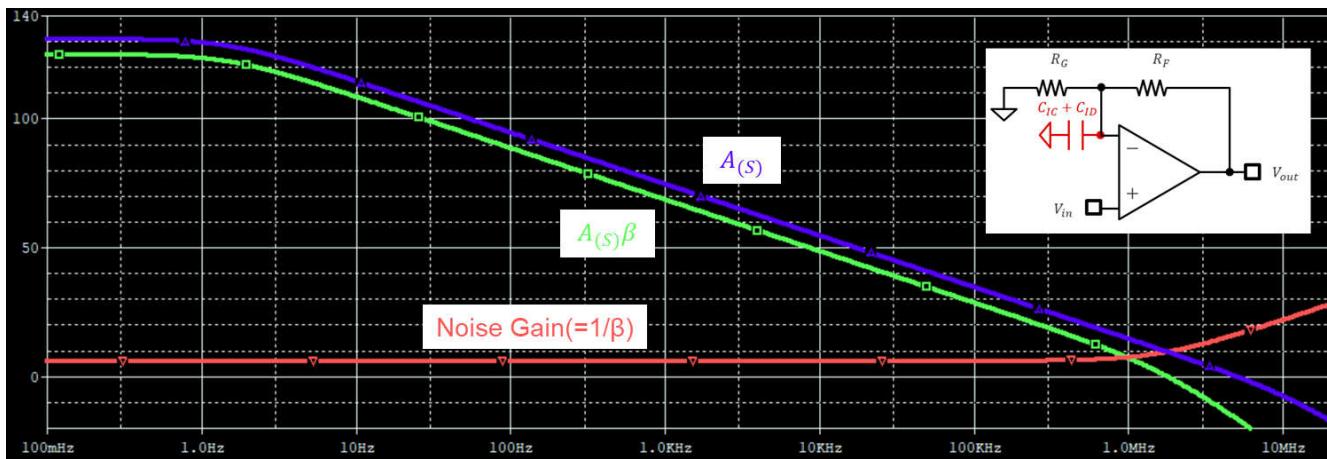


図 7-11. 周波数応答 (帰還抵抗が大きい場合)

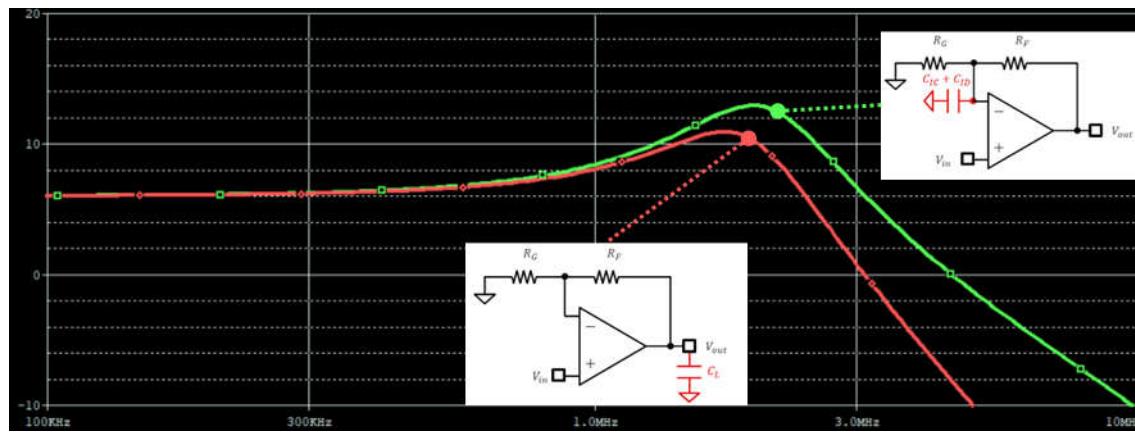


図 7-12. ゲインのピーク差

8 まとめ

このドキュメントは、PSPICE for TI を使った理論的な計算およびシミュレーションにより、ステップ応答におけるオーバーシュート率または二次系のゲインのピークから、位相マージンを間接的に推定できることを裏付けています。

9 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、[OPAx392 高精度、低オフセット電圧、低ノイズ、低入力バイアス電流、レールツーレール I/O、e-trim™ オペアンプ データシート](#)
2. テキサス インスツルメンツ、[OPA206 入力過電圧保護、4µV、0.08µV/°C、低消費電力のスーパー ベータ、e-trim™ オペアンプ データシート](#)
3. テキサス インスツルメンツ、[TLV9052 5MHz, 15V/µs 高スルーレートの RRIO オペアンプ、データシート](#)
4. R. D. Middlebrook, Measurement of loop gain in feedback systems, International Journal of Electronics, vol.38, 1975年4月, p. 485 ~ 512
5. テキサス インスツルメンツ、『[安定性解析のためのオペアンプの出力インピーダンスのモデル化](#)』、アナログ アプリケーション ジャーナル
6. テキサス インスツルメンツ、[TI プレシジョン ラボ 安定性セクション、ビデオ](#)
7. テキサス インスツルメンツ、[PSPICE for TI、シミュレーションツール](#)

重要なお知らせと免責事項

TIは、技術データと信頼性データ(データシートを含みます)、設計リソース(リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Webツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したもので、(1)お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2)お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3)お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月