

OPAMP安定性設計の古くて新しい方法

ザインエレクトロニクス株式会社
源代 裕治
gendai-yuji@thine.co.jp

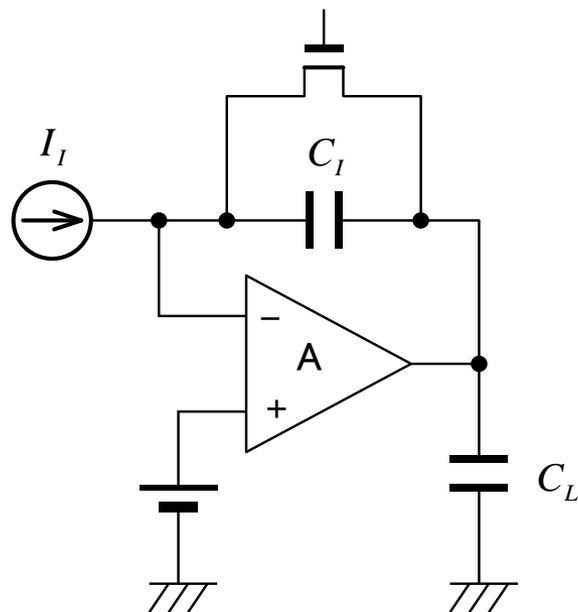
講義の内容

- I. 安定性設計までの長い道
- II. 安定性設計の要諦
- III. 実例と解析
- IV. まとめ
- V. 参考文献

I. 安定性設計までの長い道

旅の始まり

巨大な容量負荷 C_L を、積分器で駆動することが必要になった。
教科書的回路を試したところ、(恐れていた通り)発振してしまった。
ともかく、発振を止めないことには、その先の検討ができない。

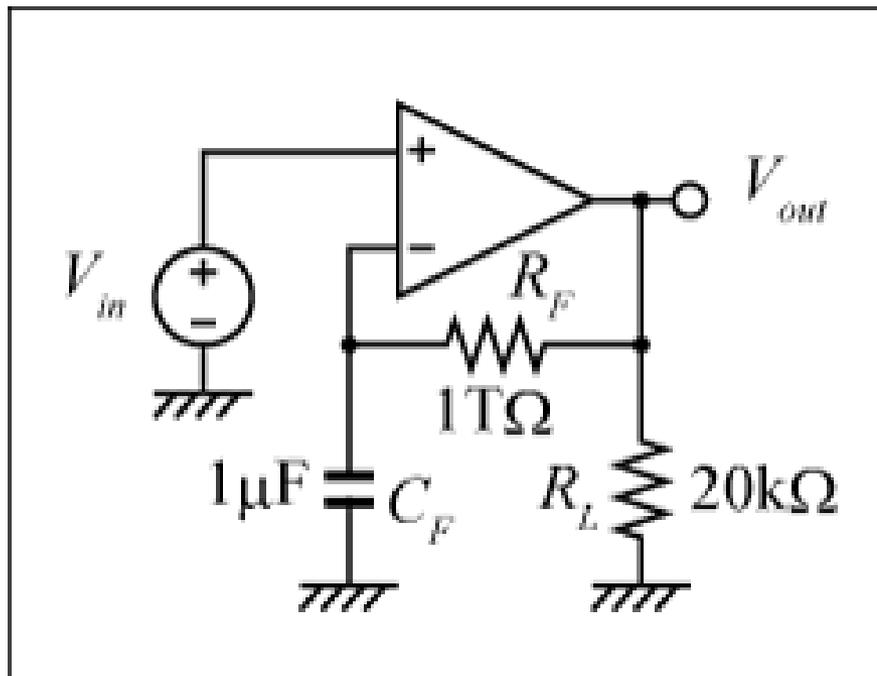


絶対発振しない増幅器
と、確実に発振する発
振器は、アナログ回路
永遠のテーマである。

そこで問題: **積分動作中の安定性**って、どうやってシミュレーションすれば良いのだろう。リセット中の安定性と同じなのだろうか?

OPAMPの安定性を調べるには？

調査用回路は教科書には、なぜか見つけ難い。
WEBで見つけた回路



- 安定性は負帰還を効かせたままでは調べ難い。オープンループにして特性を見る必要がある。しかし単純にループを切るだけでは、DC動作点がずれて特性が変わってしまう。
- この問題を解決するため左図では、帰還路にカットオフが極端に低いLPFを挿入している。

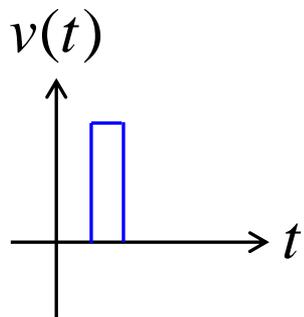
しかしこの方法では周辺回路を変えてしまうため、積分器としての安定性は調べられない。

平成27年演算増幅器設計コンテスト

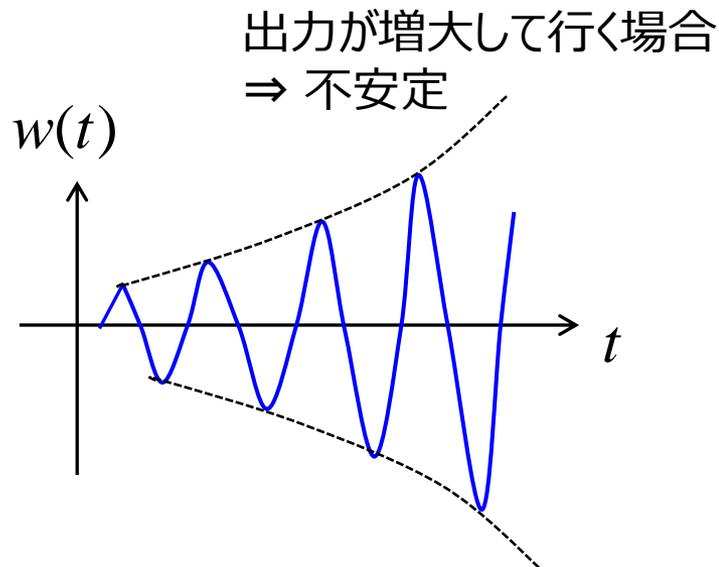
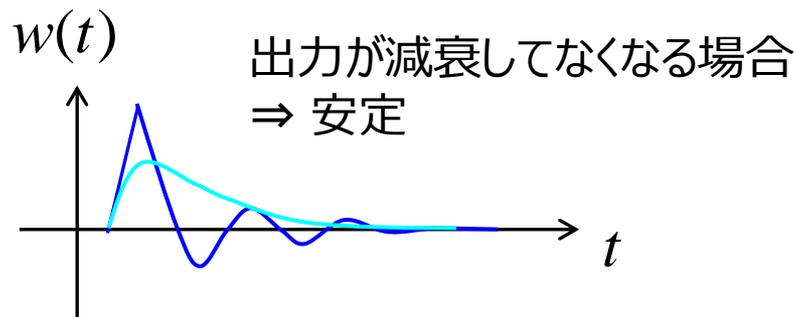
<http://www.ec.ce.titech.ac.jp/opamp/2015/index.html>

募集要項 > シミュレーションの部 > 評価方法 > 位相余裕

安定な回路とは？



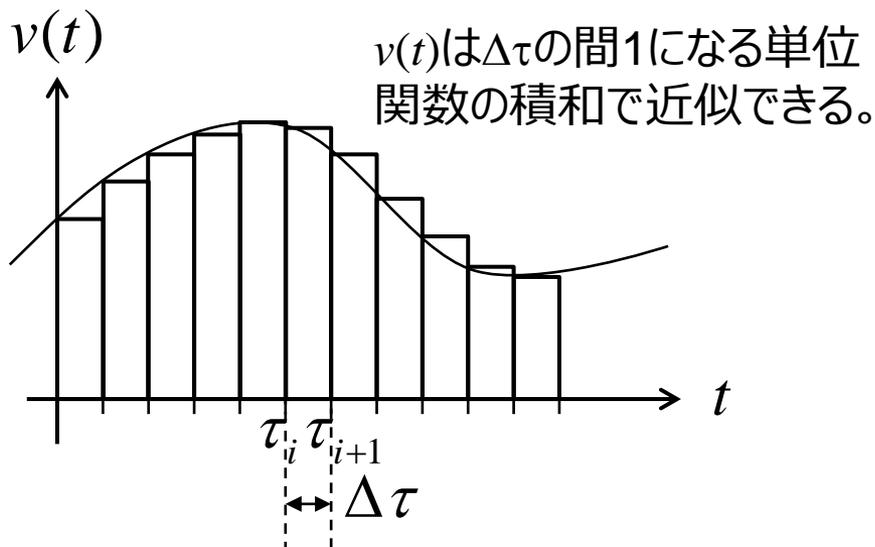
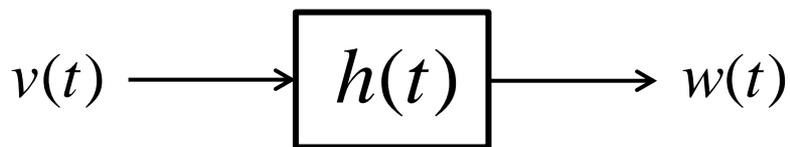
何らかの入力(擾乱)を与えた後、信号を取り去ると、



なお、安定性の定義も一通りでは済まない。例えば積分器は出力のドリフトを戻す性質がないため、本来不安定な系であろう。この場合の安定性は、どう考えれば良いだろうか。

閑話休題:

任意信号に対する応答



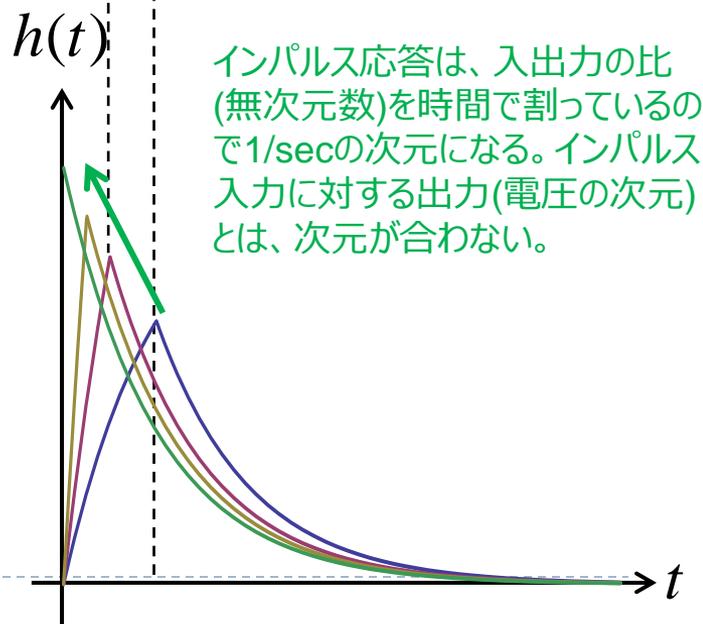
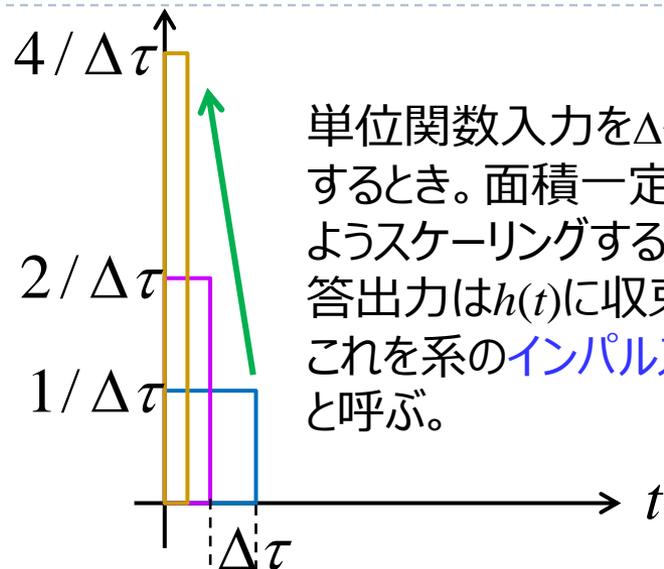
$$v(t) \approx \sum_i v(\tau_i) u_{\Delta\tau}(t - \tau_i)$$

$$w(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_i v(\tau_i) h(t - \tau_i) \Delta\tau$$

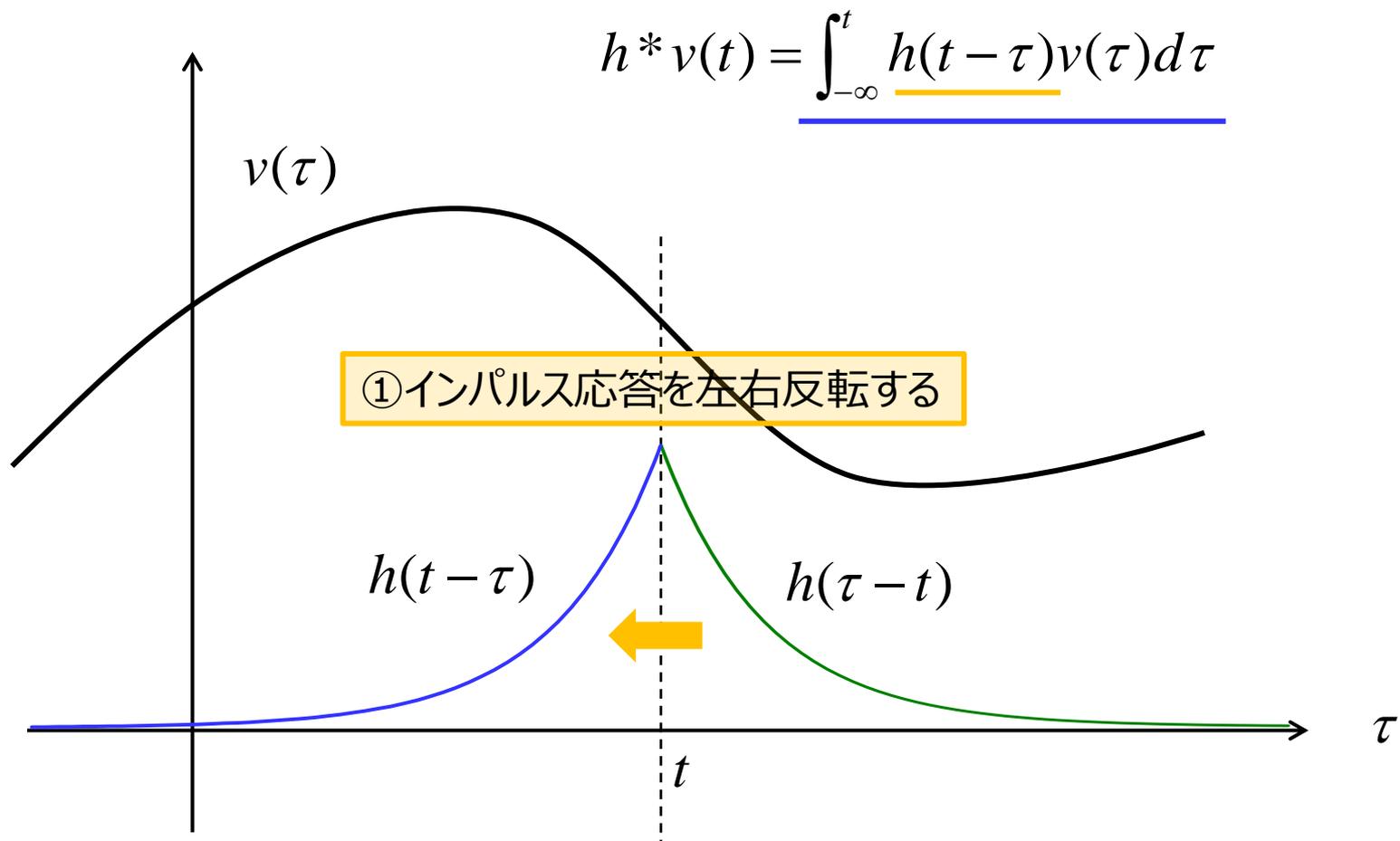
$$= \int_{-\infty}^t h(t - \tau) v(\tau) d\tau \quad \text{--- 畳込みの定義}$$

$$= h^* v(t) \quad \text{--- 畳込みの記号}$$

$$u_{\Delta\tau}(\tau) / \Delta\tau$$



畳込みの図的イメージ



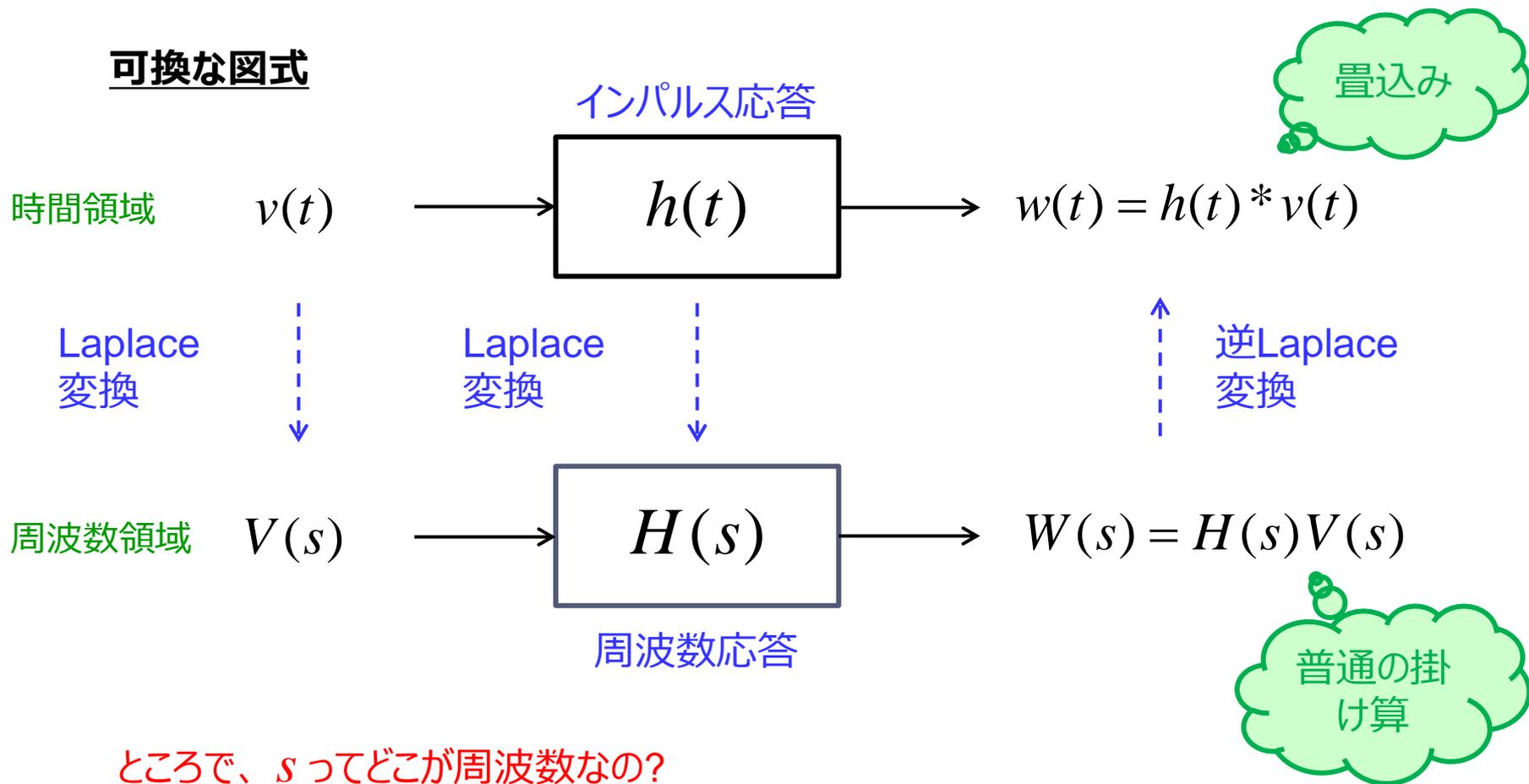
左右反転しないで掛けて積分したものは、**相互相関**と呼ばれる。

Laplace変換の要点

時間領域の応答と周波数領域の積
は相互変換可能(同型)である。

定義式 $V(s) = \int_0^{\infty} v(t) \exp(-st) dt$

可換な図式



ところで、 s ってどこが周波数なの？

伝達関数の量的評価

s が純虚数 $j\omega$ として、伝達関数とその定義式から計算する。

$$H(j\omega) = \int_0^{\infty} h(t) \exp(-j\omega t) dt$$

$$= \int_{-\infty}^u h(u - \tau) \exp(j\omega(\tau - u)) d\tau$$

$$= \exp(-j\omega t) \int_{-\infty}^t h(t - \tau) \exp(j\omega\tau) d\tau$$

$$\therefore h * \exp(j\omega t) = H(j\omega) \exp(j\omega t)$$

伝達関数 $H(s)$ に $s = j\omega$ を代入すると交流特性が求まる。逆に正弦波に対する周波数特性から伝達関数を得ることができる。

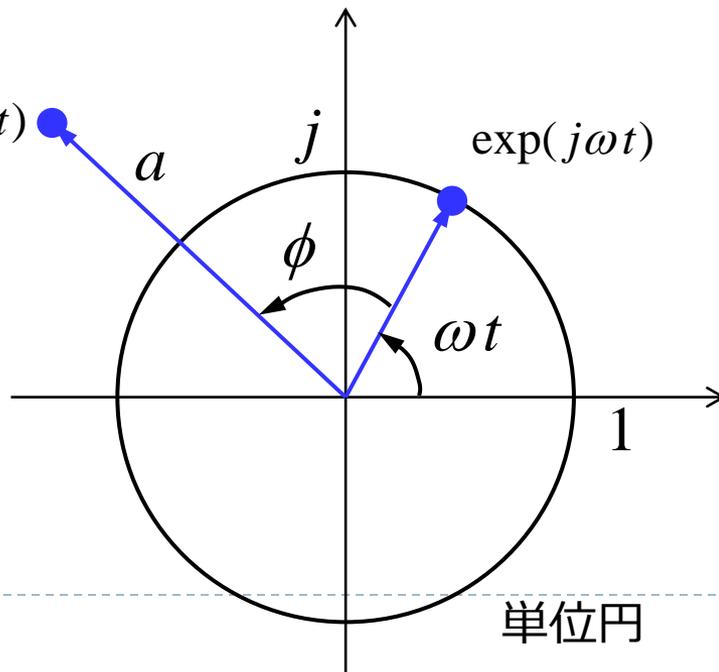
$t = u - \tau$ と変数変換

$u = t$ と変数変換

畳込みの定義式

複素平面上の解釈

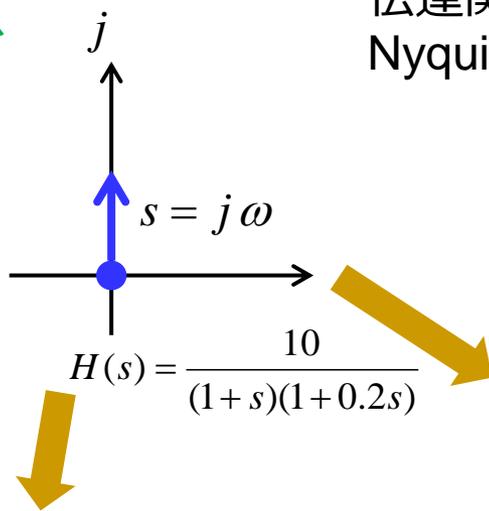
ゲイン a と位相 ϕ は角周波数 ω だけで決まる。時刻 t に依らない。



正弦波入力の出力は、やはり正弦波である。入出力の位相差と振幅比は、その周波数での伝達関数の値である。

Bode線図とNyquist線図

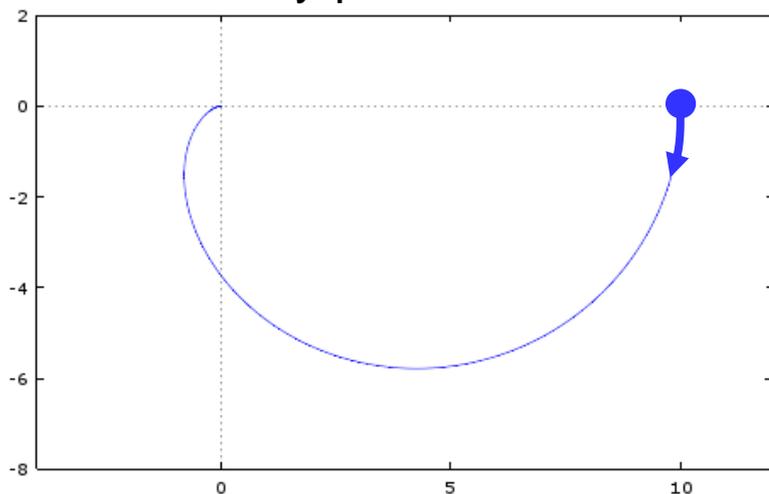
信号は複素平面上、
原点から出発して虚
軸上を上向きに動く



伝達関数は複素数値である。それを図的に表現するため
Nyquist線図やBode線図が用いられる。

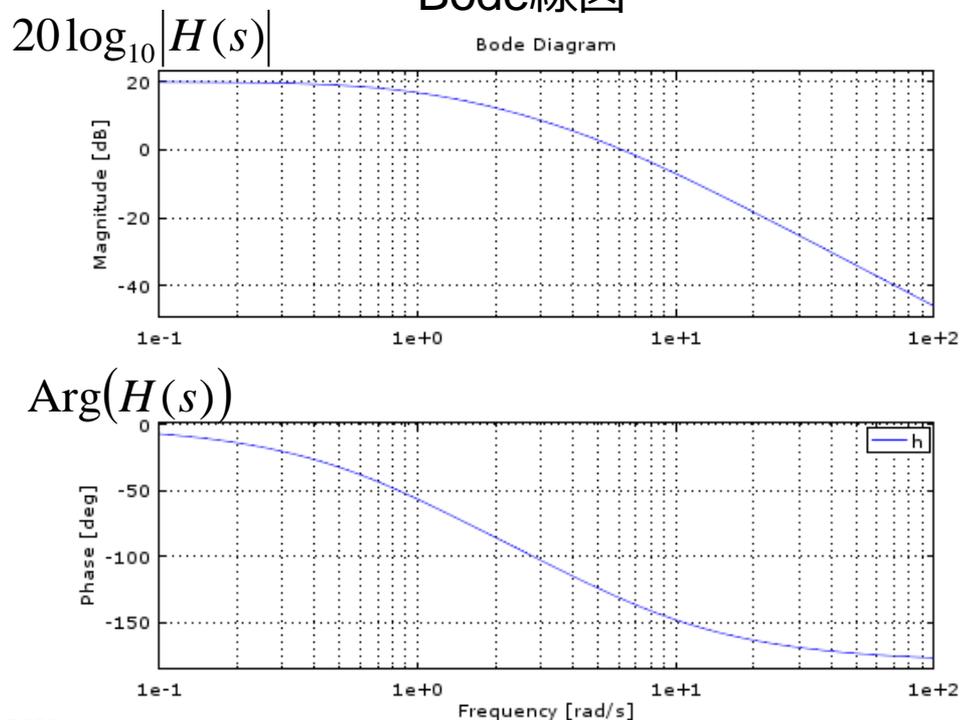
$H(j\omega)$ を複素平面
にプロット

Nyquist線図



$H(j\omega)$ を絶対値(dB)と位相
(deg)に分けてプロット

Bode線図



RCLのLaplace変換

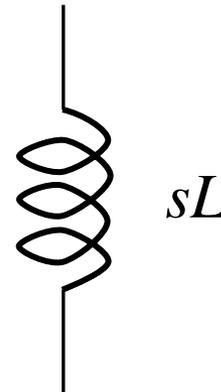
回路方程式を立ててLaplace変換する代わりに、先にLaplace変換してから回路方程式を立てて良い。

オームの法則は電気回路論では法則ではなく、抵抗素子の定義である。

$$v = Ri \longrightarrow V = RI$$



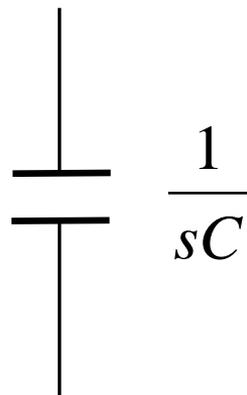
$$v = L \frac{di}{dt} \longrightarrow V = sLI$$



双対



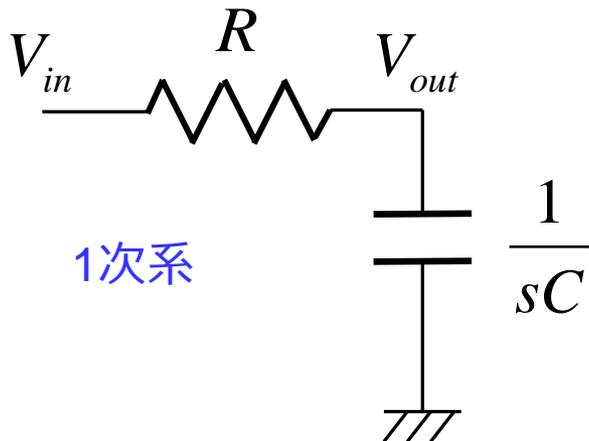
$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} \longrightarrow sV = \frac{1}{C} I$$



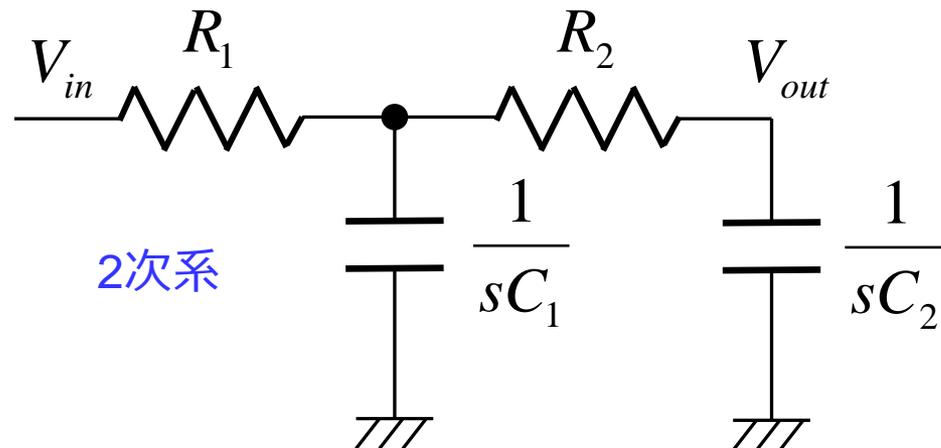
周波数領域では、RとCやLとの違いは素子定数の周波数s依存性だけである。そこで、直流に対し求めた抵抗分圧の式が、この定数置き換えだけでRLCネットワークにそのまま使える。これを利用することで伝達関数を計算できる。

Rの双対は?

RC回路の伝達関数例



$$H_1(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + sRC}$$



$$H_2(s) = \frac{1}{1 + (R_1C_1 + R_1C_2 + R_2C_2)s + R_1C_1R_2C_2s^2} \neq \frac{1}{1 + R_1C_1s} \cdot \frac{1}{1 + R_2C_2s}$$

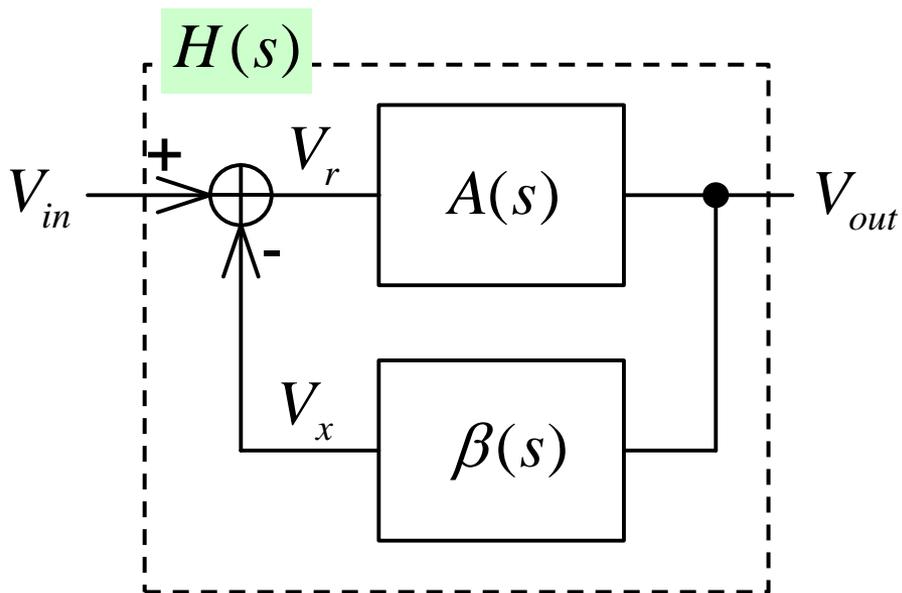
- RCLネットワーク(等価回路で電流源が入っても)の伝達関数は一般に s の有理関数となる。その係数は全て実数である。
- ネットワークの縦列接続は、一般には各段の伝達関数の積にはならない。

演習問題

- ▶ Laplace変換で、時間領域での応答(すなわち畳込み)と周波数領域での積が同型に対応することを説明しなさい。
- ▶ 伝達関数 $H(s)$ に $s=j\omega$ の代入をすると、入力交流信号 $\exp(j\omega t)$ に対する応答出力が $H(j\omega) \exp(j\omega t)$ となることを説明しなさい。また入力出力の虚部同士を比較することで、入力 $\sin(\omega t)$ に対する出力がどう表現されるか考えなさい。(ヒント: $H(j\omega)$ を絶対値と位相で見ると良い)
- ▶ 電気回路で素子定数を周波数特性を持った表記(抵抗 R 、容量 $1/(sC)$ 、インダクタ sL)とすると、抵抗分圧の式から伝達関数が求まることを説明しなさい。

II. 安定性設計の要諦

帰還制御系の周波数領域での定式化



OPAMPは負帰還回路として実装する。その特性を、まずは制御系の一般論を用い定式化する。
アンプゲインを $A(s)$ 、フィードバックゲインを $\beta(s)$ とする。両者の積 $A(s)\beta(s)$ は、**ループゲイン** (もしくは開ループ伝達関数や一巡伝達関数など) と呼ばれる。

信号間の方程式

$$V_r = V_{in} - V_x$$

$$V_x = \beta(s) V_{out}$$

$$V_{out} = A(s) V_r$$

帰還誤差

$$V_r = \frac{1}{1 + A(s)\beta(s)} V_{in}$$



$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)}$$

閉ループ伝達関数

安定性定理

安定性定理:

安定であるための必要十分条件は、 $H(s)$ のポールが全て左半面にあること

有理関数(=多項式の比)である伝達関数の分母分子それぞれを因数分解したときの p_i をポール(極)、 z_i をゼロ(零)と呼ぶ。

伝達関数

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a \prod_i (s - z_i)}{\prod_i (s - p_i)} = \sum_i \frac{a_i}{s - p_i}$$

逆Laplace変換してインパルス応答を求めると

$$h(t) = \sum_i a_i \exp(p_i t)$$

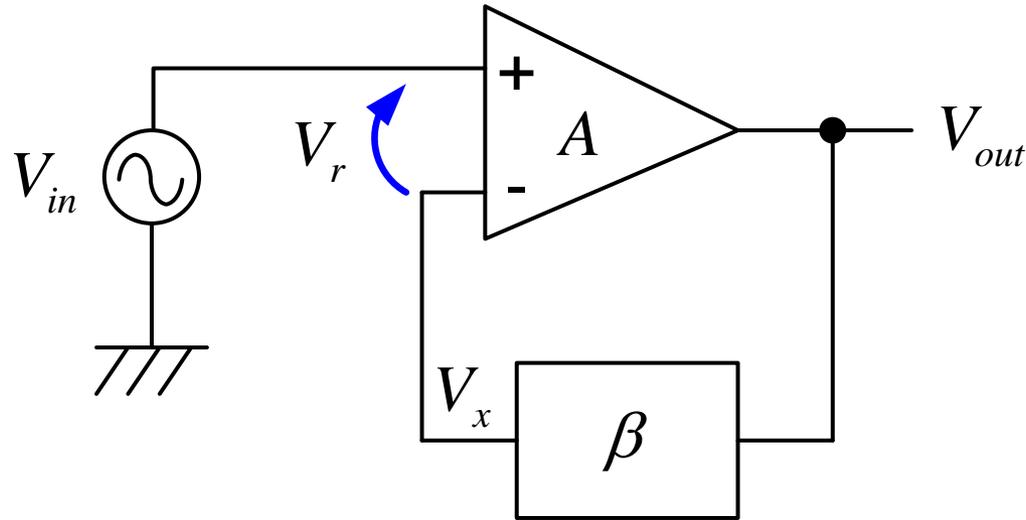
$h(t)$ は $t \rightarrow \infty$ で、 p_i の実部が負(複素平面上の左半面にある)なら0に収束する。

この規則は簡単であるが、実際には回路からポールを求めることは難しい。

部分分数
に展開

OPAMP回路でループゲインを求めることの難しさ

帰還誤差 V_r を直接観測できないことが、OPAMPの安定性設計を面倒なものにしている。



原理的にはOPAMP入力の差分が V_r に一致する筈である。ところが実回路には入力オフセットが存在し、通常 V_r より遥かに大きい。そのためシミュレーションですら、入力差分から V_r を推測することは現実的でない。

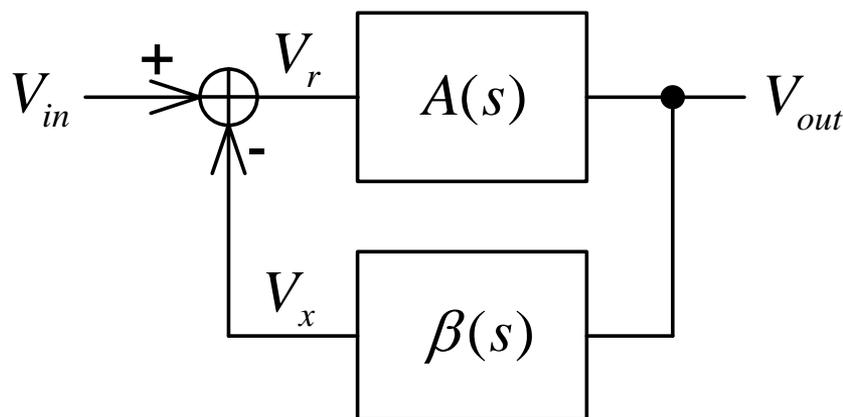
そこでループゲインを求めるにはどこかでループを切断する必要があるが、そうすると電気回路の双方向性のため、ループゲイン自体が変化してしまう困難がある。

OPAMP回路向きの安定性検証回路

帰還誤差 V_r は、OPAMPの負入力側に電圧源を挿入することで見えるようになる。

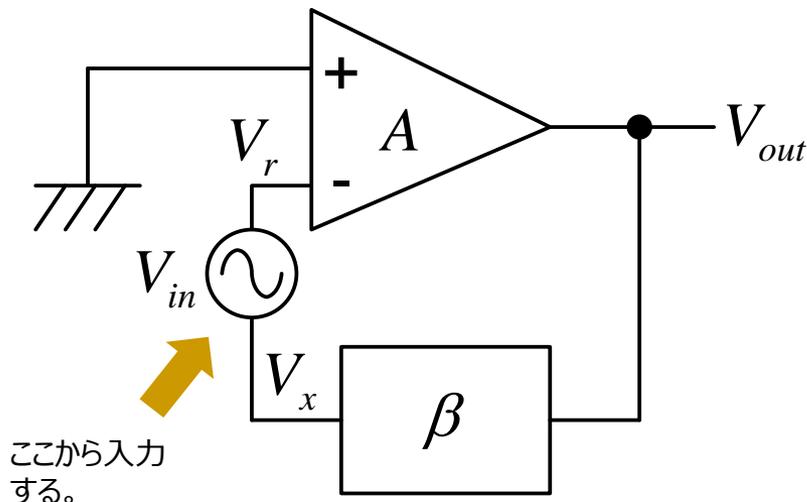
Kris Lokere, "Solutions - LTspice IV : オペアンプ回路の安定性,"
<http://www.linear-tech.co.jp/solutions/4449>

帰還制御系ブロック図



- 挿入電源に電流が流れなければ、正確なループゲインが得られる。(OPAMPでは通常妥当な仮定である。)
- V_{in} のAC振幅を1、DC振幅を0とすれば、AC解析とTransient解析を同一回路で実行できる。

シミュレーションベンチ

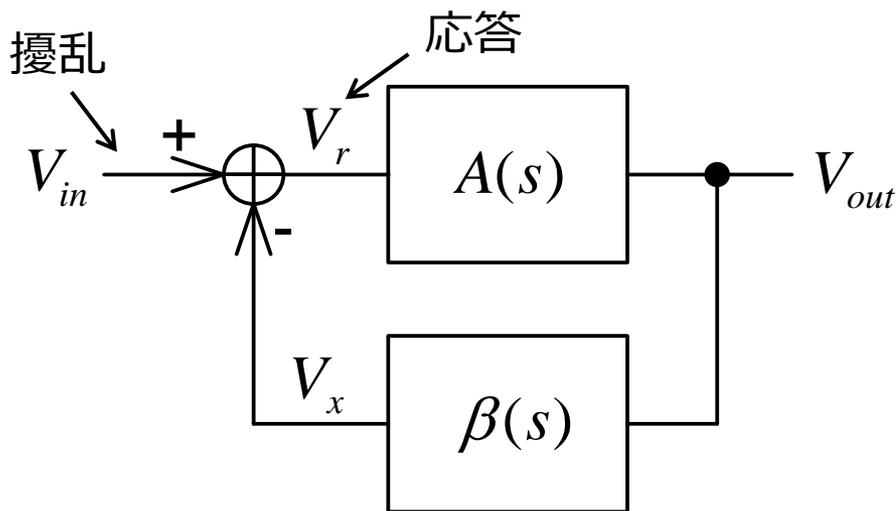


$$V_r = \frac{1}{1 + A\beta} V_{in}$$

$$-\frac{V_x}{V_r} = A\beta$$

安定性の量的評価

入力 V_{in} を系の安定性をかき乱す原因と見做すと、ループを戻ってきた V_r がその結果である。これが十分小さければ、システムは安定と考えられる。



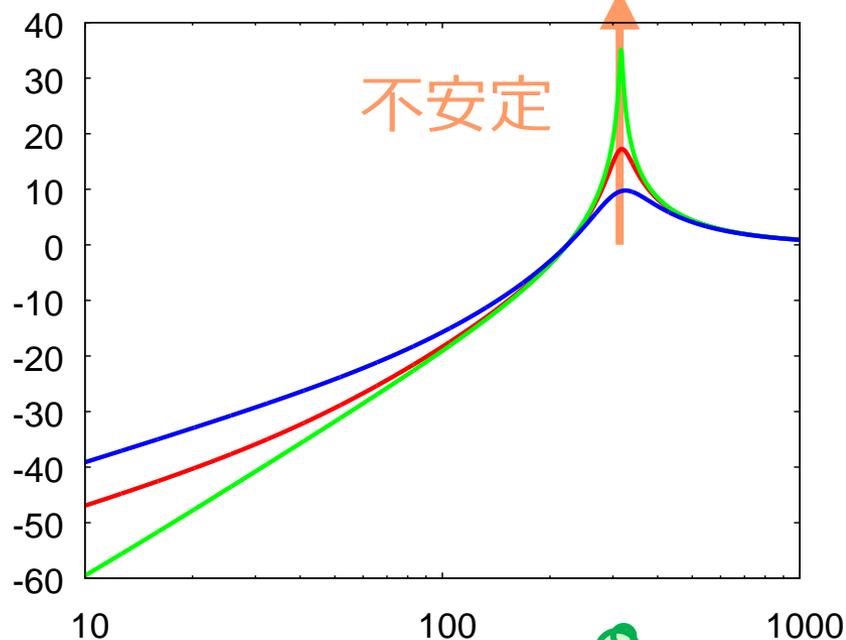
$$V_r = \frac{1}{1 + A\beta} V_{in}$$

安定性因子

(本講座での用語であり、一般的な名称ではない。)

安定性因子のピークが小さいほど安定である。

安定性因子の周波数特性(例)



安定性因子のピーク位置はAC解析で簡単に求まる。

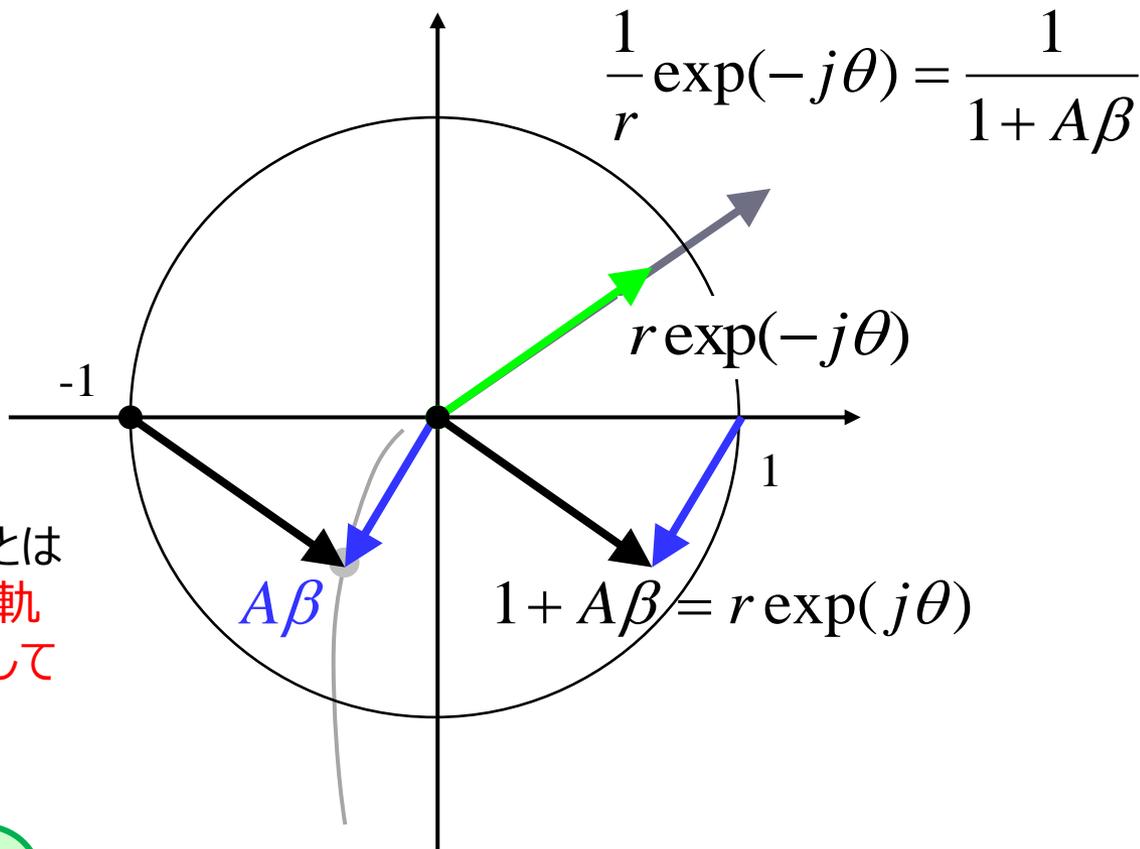
Nyquist線図と安定性因子

安定性因子を

$$\frac{1}{1 + A\beta} = \frac{1}{A\beta - (-1)}$$

と変形すると、-1点から $A\beta$ 点へ引いたベクトルの逆数であることが分かる。

安定性因子が十分小さいということは、 $A\beta$ のNyquist線図(ループゲインの軌跡)が-1から十分離れた所を通過しているということである。



逆に
 $A\beta = -1$ を
Barkhausen
の条件という。

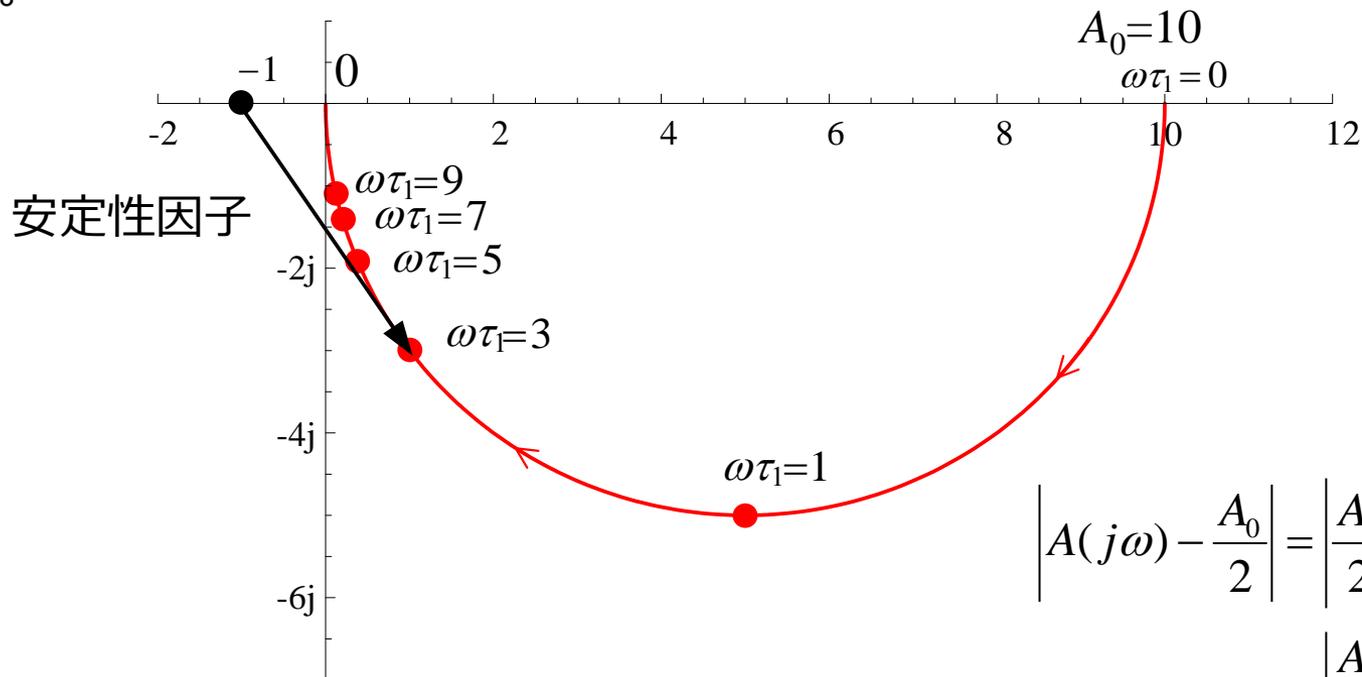
複素平面上の四則:

複素数 a と b の和はベクトル和で表される。
差 $a - b$ は、 b から a へのベクトルになる。
積は、絶対値の積と位相の和で表される。
逆数は絶対値の逆数と位相の符号反転になる。
商は逆数の積で考えれば良い。

1次系のNyquist線図

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega\tau_1}$$

当面 $\beta=1$ で考える。OPAMPの場合、時定数 τ_1 は正の実数と考えて良い。



$$\begin{aligned} \left| A(j\omega) - \frac{A_0}{2} \right| &= \left| \frac{A_0(1 - j\omega\tau_1)}{2(1 + j\omega\tau_1)} \right| \\ &= \left| \frac{A_0}{2} \right| \end{aligned}$$

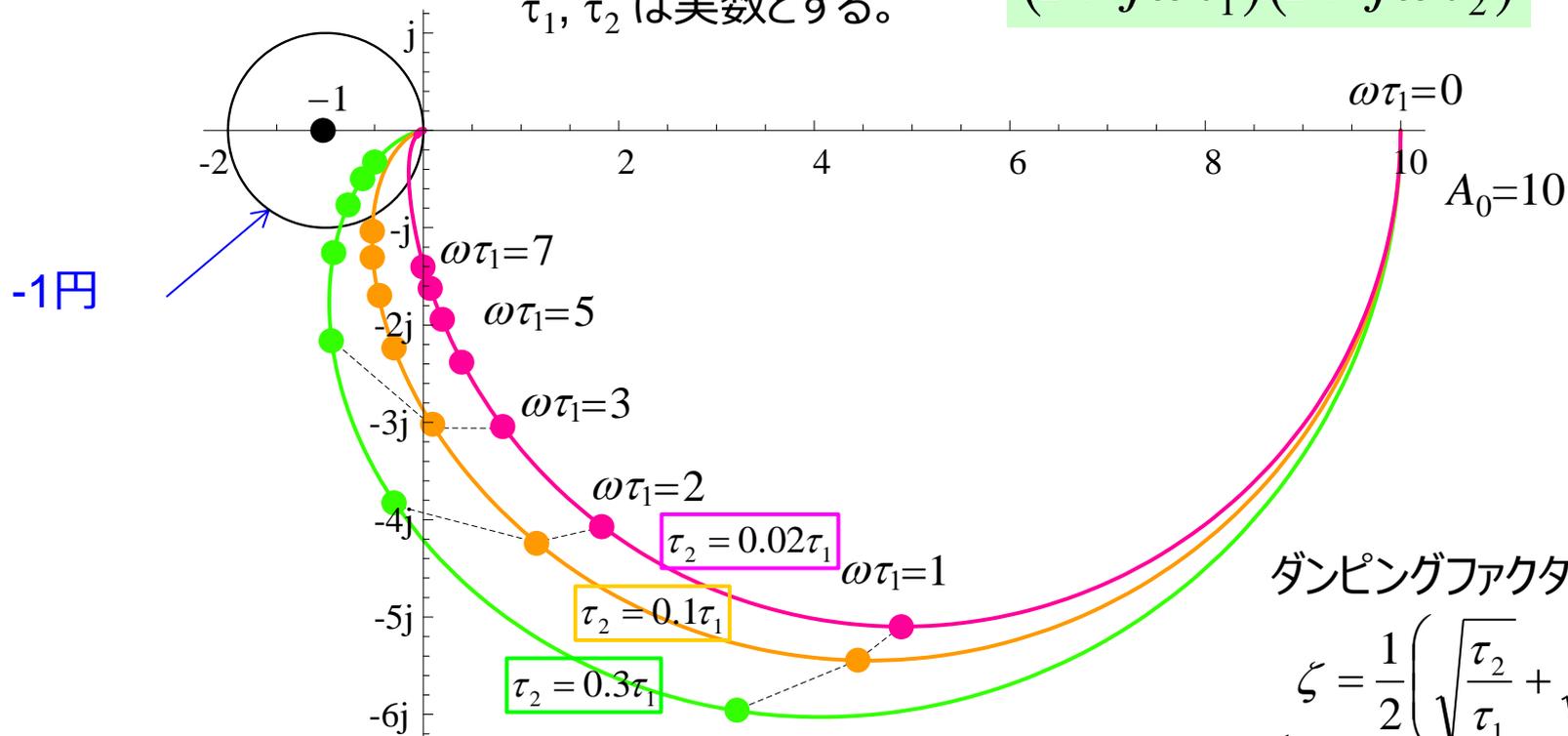
- A_0 を始点とし、原点を終点とする。
(DCゲインに始まり、感度0になって終わる)
- $A_0/2$ を中心とする半円上を通る。
- 形状は時定数によらない。
- $\omega\tau_1$ が軌跡上の位置を決める。
- -1点を通過しないので、いつでも安定である。

-1点との最小
距離は1

2次系のNyquist線図

$$\frac{A_0}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}$$

τ_1, τ_2 は実数とする。



ダンピングファクタ

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \right)$$

で決まるとも言える。

- 形状は時定数比 τ_2/τ_1 によって決まる。
- いつでも安定であるが、時定数が近い程-1点近くを通過する。
- -1円は安定性因子が1になる境界を示す。
(-1円内を正帰還領域と呼ぶことがあるが、不適切な用語であろう。)

伝達関数の周波数変換

経験的にアンプの帯域を伸ばすと不安定になりやすい。これから安定性は周波数に依存すると考えがちである。1次ポールだけを高域に持って行くと確かに安定性が悪くなるが、これはNyquist線図の形状が変わるからである。

全てのポールを移動する相似変換 $s \rightarrow cs$ を考えよう。この変換はNyquist線上のどこにいるかを変えるだけで、形状は変えない。そこで安定性も不変である。

例えば2次系の場合

$$\begin{aligned} A(cs) &= \frac{A_0}{(1 + cs\tau_1)(1 + cs\tau_2)} \\ &= \frac{A_0}{1 + (\tau_1 + \tau_2)cs + \tau_1\tau_2c^2s^2} \end{aligned}$$

分母が $1 + 2\zeta s + s^2$ と表せるよう
 $\tau_1\tau_2c^2 = 1$ となる c を選ぶと

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \right)$$

と計算される。

そこで、

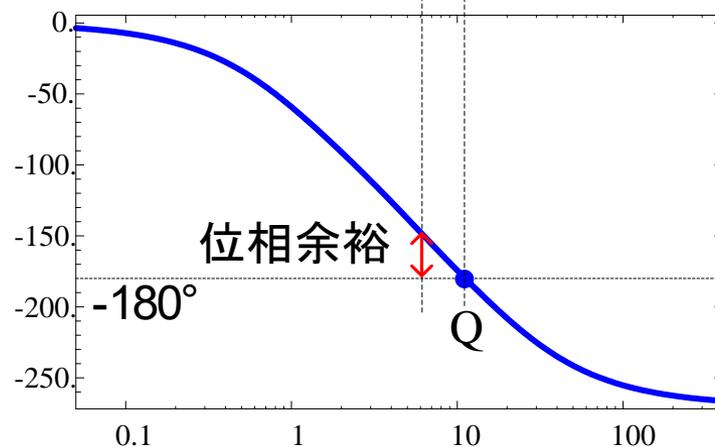
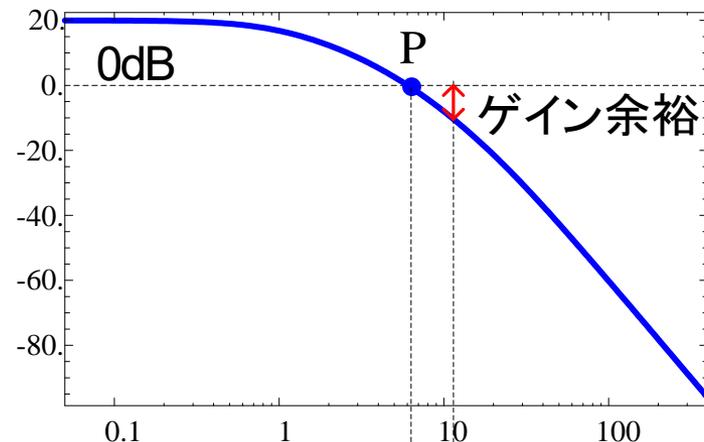
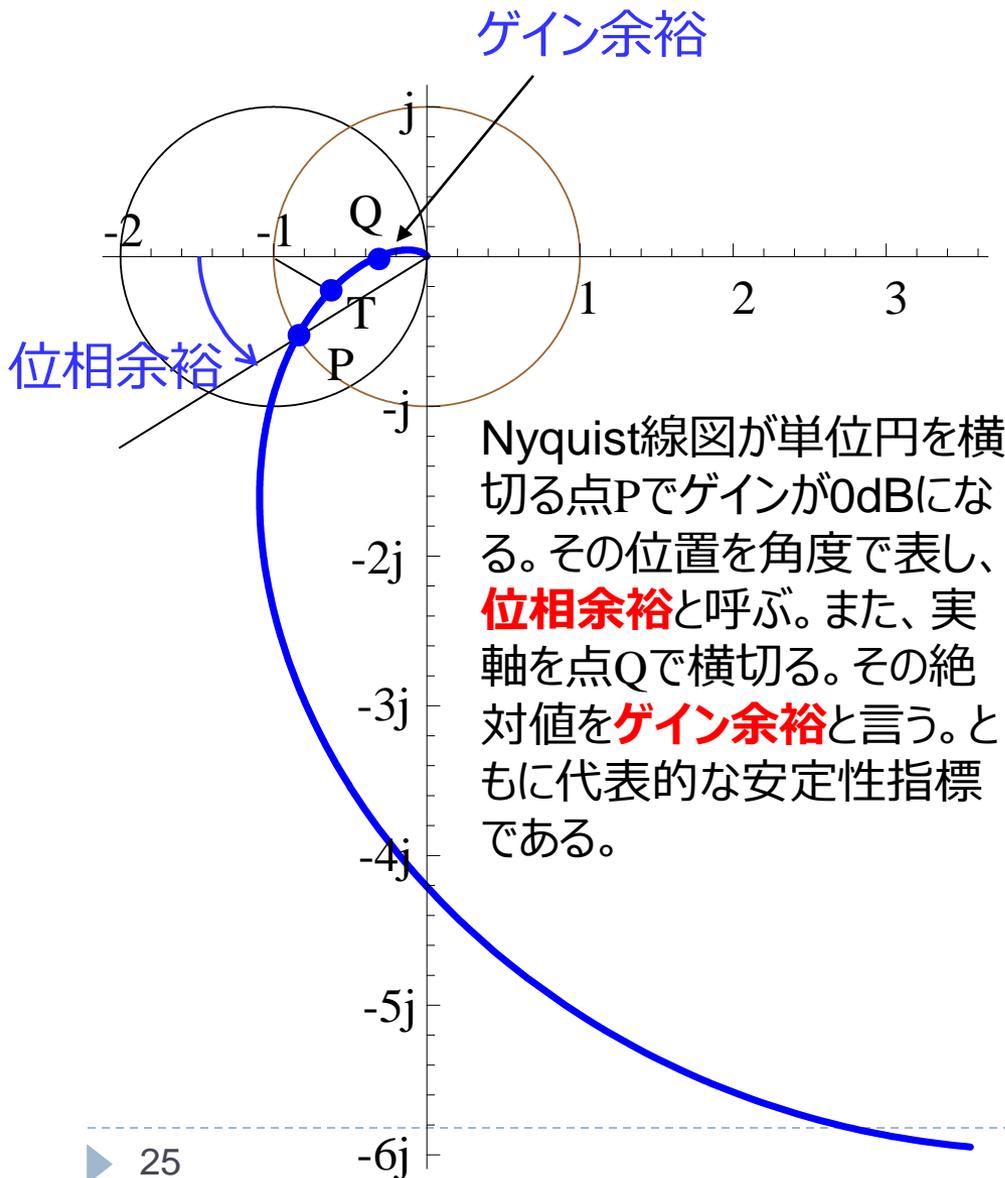
$$\tau_1 \rightarrow \frac{\tau_1}{c}, \tau_2 \rightarrow \frac{\tau_2}{c} \quad \text{----- 時定数変換}$$

と置替えると、 $A(cs)$ は $A(s)$ に戻る。

安定性は、時間の単位の取り方に依らない特性なのである。

Bode線図の解釈

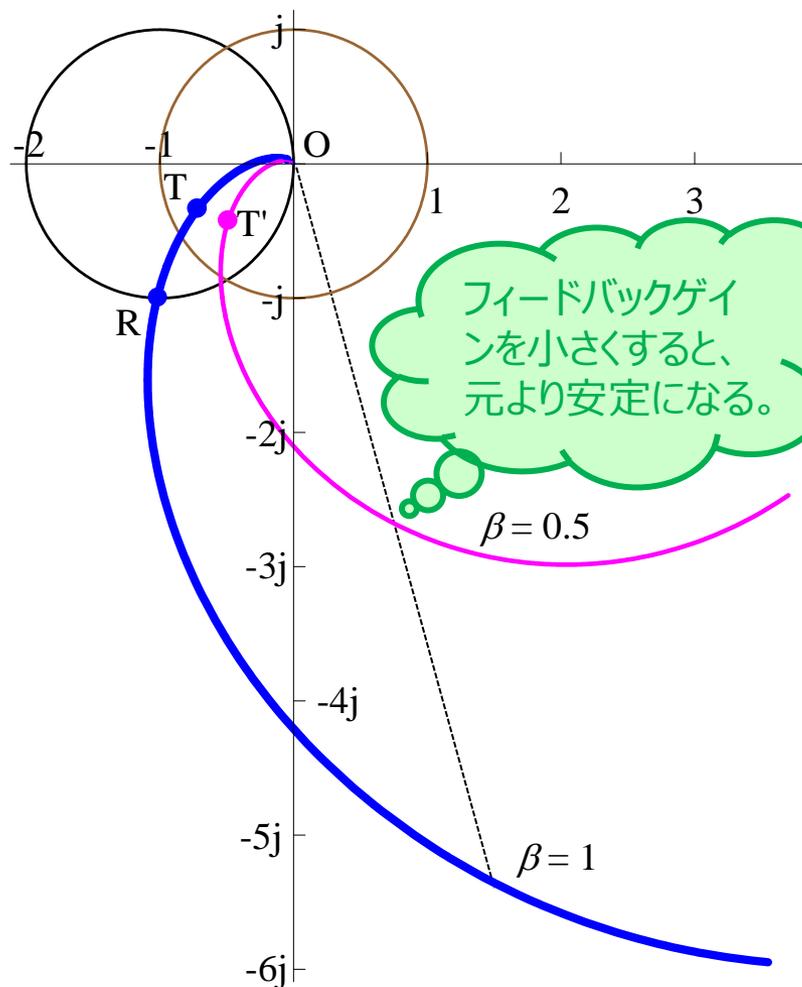
$$A(s) = \frac{10}{(1+s)(1+0.2s)(1+0.05s)}$$



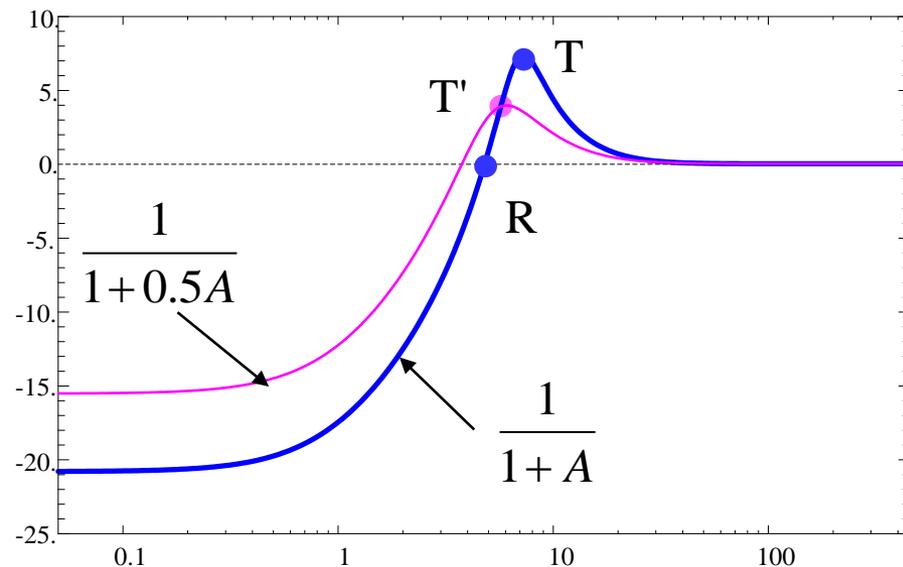
Bode線図の対応を上図に示す。
-1点との最接近点Tは上図では特徴点として見えない。

Nyquist線図の解釈

$$A(s) = \frac{10}{(1+s)(1+0.2s)(1+0.05s)}$$



安定性因子のBode線図



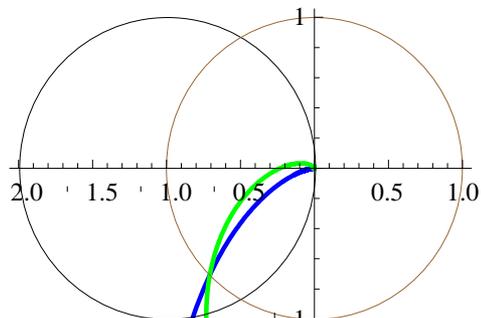
安定性因子のBode線図を描くと、-1点との最接近点Tは、そのピークとして表れる。その大きさは、最接近距離の逆数である。Nyquist線図だけでは分かり難いピーキング周波数も、Bode線図からは直読できる。

安定性因子ピーク値は、ゲイン余裕や位相余裕より、直接的な安定性指標である。

位相余裕基準

同一位相余裕でも、-1点に最接近する距離は異なり得る。

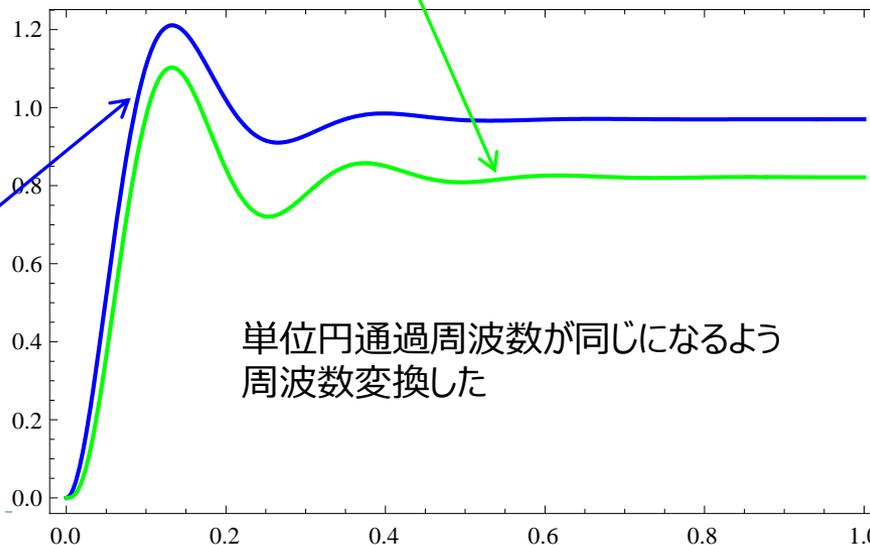
例えば、2段アンプと3段アンプでは、かなり様子が違うようだ。



人為的な例として、ポール位置を先に決めて、DCゲインで位相余裕が45°になるよう調整したふたつの伝達関数を示す。ステップ応答でも、安定性は異なるように見える。

$$A_3(s) = \frac{4.60542}{(1+s)(1+0.5s)(1+0.1s)}$$

バッファ接続のステップ応答

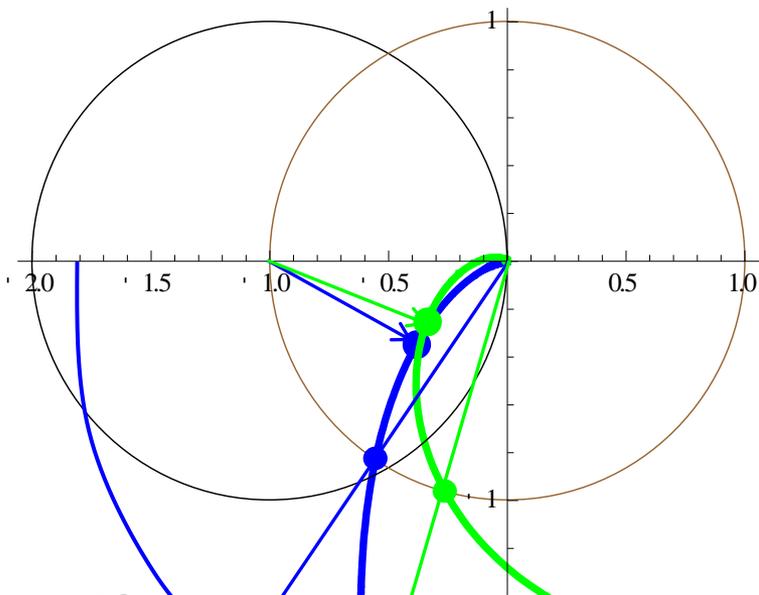


$$A_2(s) = \frac{32.5387}{(1+s)(1+0.05s)}$$

単位円通過周波数が同じになるよう周波数変換した

最接近基準

ゲインを調整して、最接近距離を合わせた伝達関数



56°

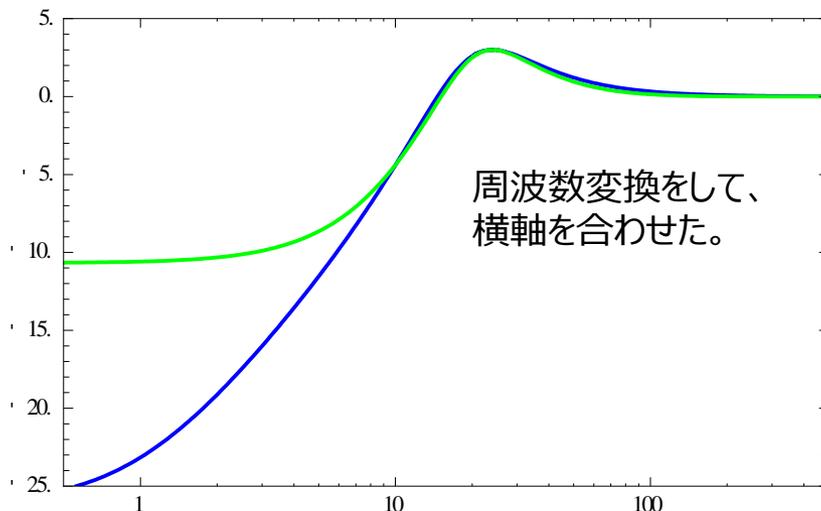
$$A_3(s) = \frac{2.42}{(1+s)(1+0.5s)(1+0.1s)}$$

位相余裕 75°

最接近距離は
どちらも -3dB

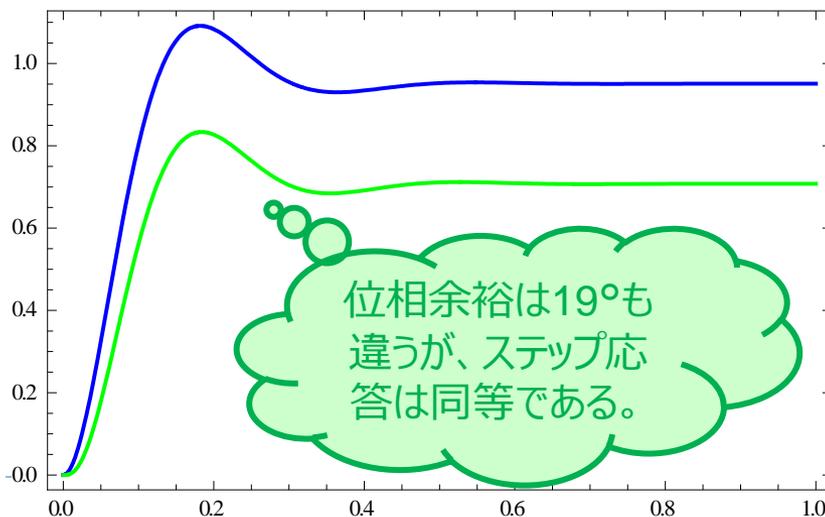
$$A_2(s) = \frac{19.4}{(1+s)(1+0.05s)}$$

安定性因子 $1/(1+A)$ のBode線図



周波数変換をして、
横軸を合わせた。

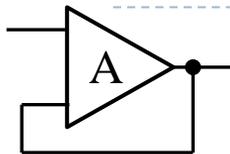
バッファ $A/(1+A)$ のステップ応答



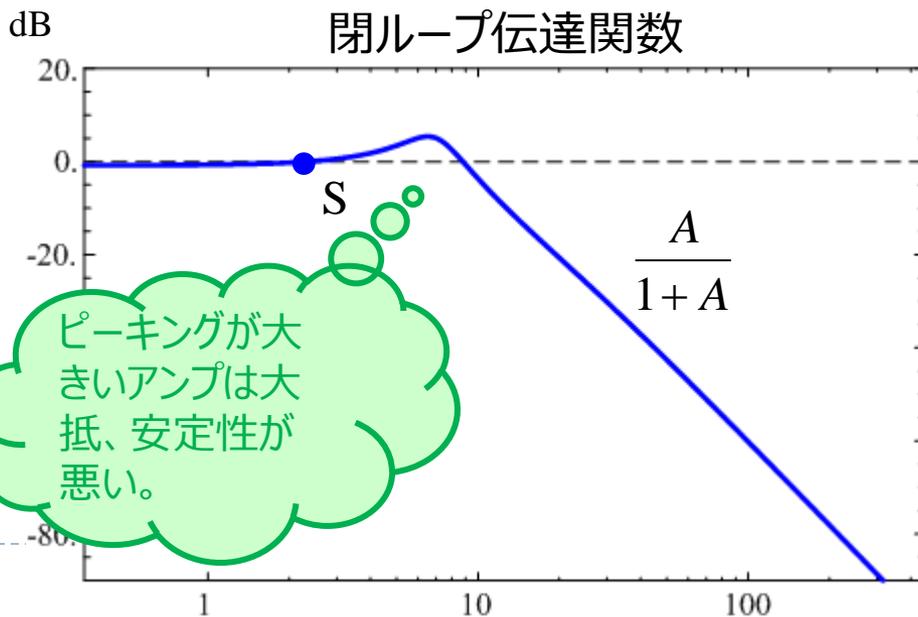
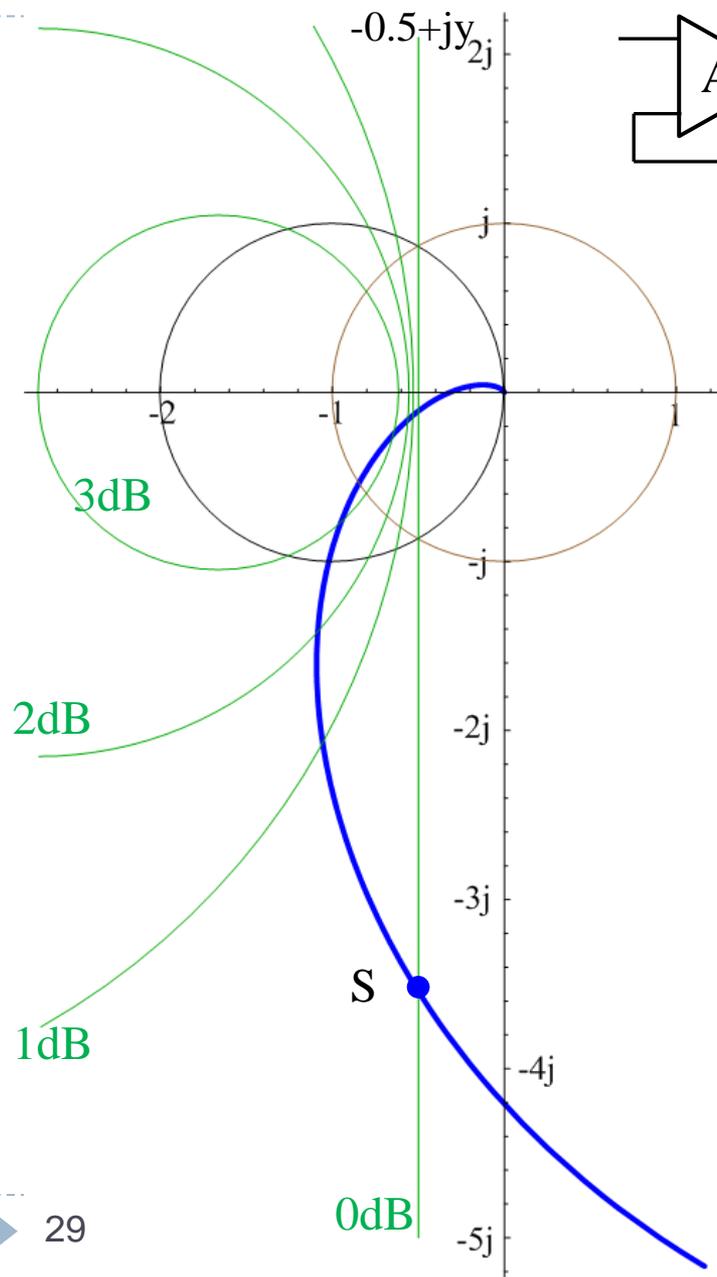
位相余裕は19°も
違うが、ステップ応
答は同等である。

バッファ接続での安定性

$$A(s) = \frac{10}{(1+s)(1+0.2s)(1+0.05s)}$$



バッファ接続($\beta=1$)の閉ループ伝達関数 $A/(1+A)$ はNyquist線図で、分母が-1点からの距離、分子が原点からの距離を示す。両者は $x=-0.5$ から出る垂線との交点 S で同じ長さになる。ここでゲインが0dBになる。一般に、2点からの距離の比が同じ点は Appolloniusの円になることが知られている。左図に、1dB、2dB、3dBのAppolloniusの円を示した。Nyquist線図からもピーキング特性が想像できるのである。



ポールの効果

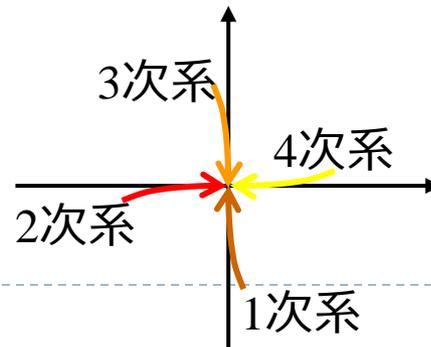
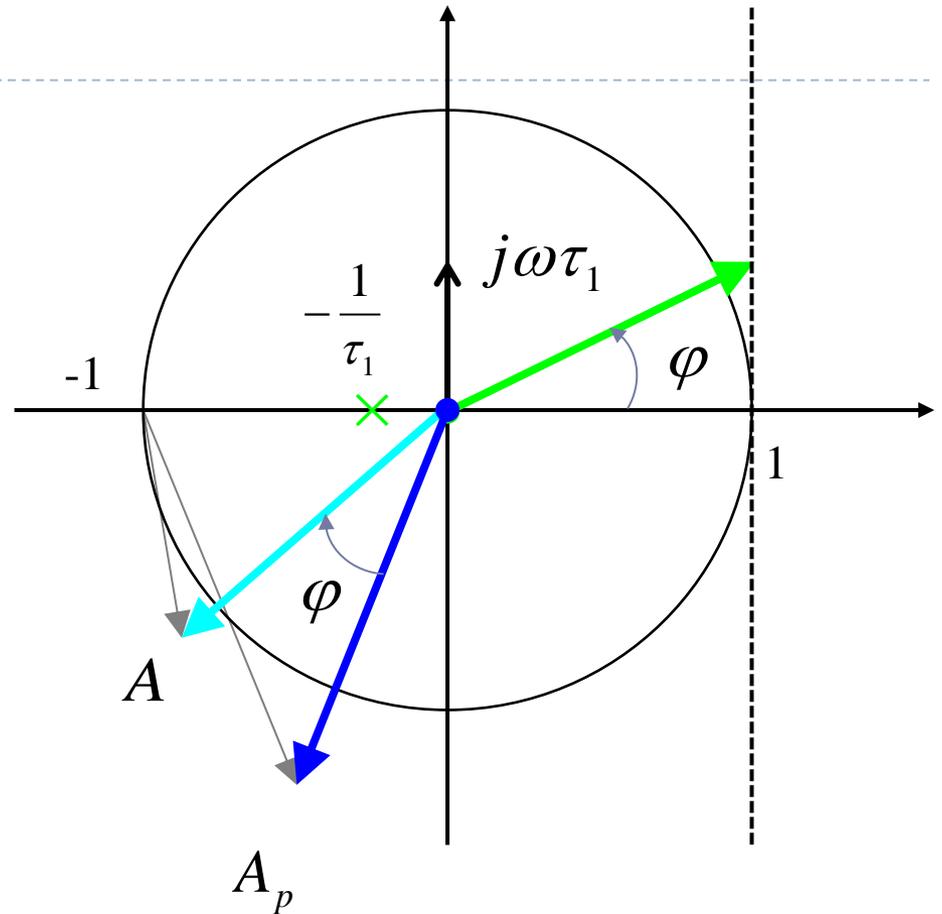
高次の伝達関数の特性を見るため、アンプゲインA からポールを抜き出して

$$A(s) = \frac{A_p(s)}{1 + s\tau_1}$$

と表してみる。 A_p はこのポールがなかったときの伝達関数である。一般には τ_1 は正なので、ポール $-1/\tau_1$ は負になる。

ω が0付近にあるとき(低周波)では、 $j\omega\tau_1$ は原点付近にとどまる。 ω が十分大きくなってくると $j\omega\tau_1$ が原点から離れて上向きに動き始める。その初期、 $1 + j\omega\tau_1$ は大きさは1に近いまま、位相角だけが ω に比例して大きくなる。 A_p にその逆数を掛けるということは、Nyquist線図では-1点に近づける側に変形することである。

⇒ ポールが増える度に不安定になる。



原点付近の拡大:
ポールがひとつ増える度に90°余分に回ってから原点に収束する。

ゼロの効果

一巡伝達関数 A からゼロを抜き出して

$$A(s) = A_p(s)(1 + s\tau_2)$$

と表してみる。 A_p は残りの因子である。
ポールと違い τ_2 は正にも負にもなる。

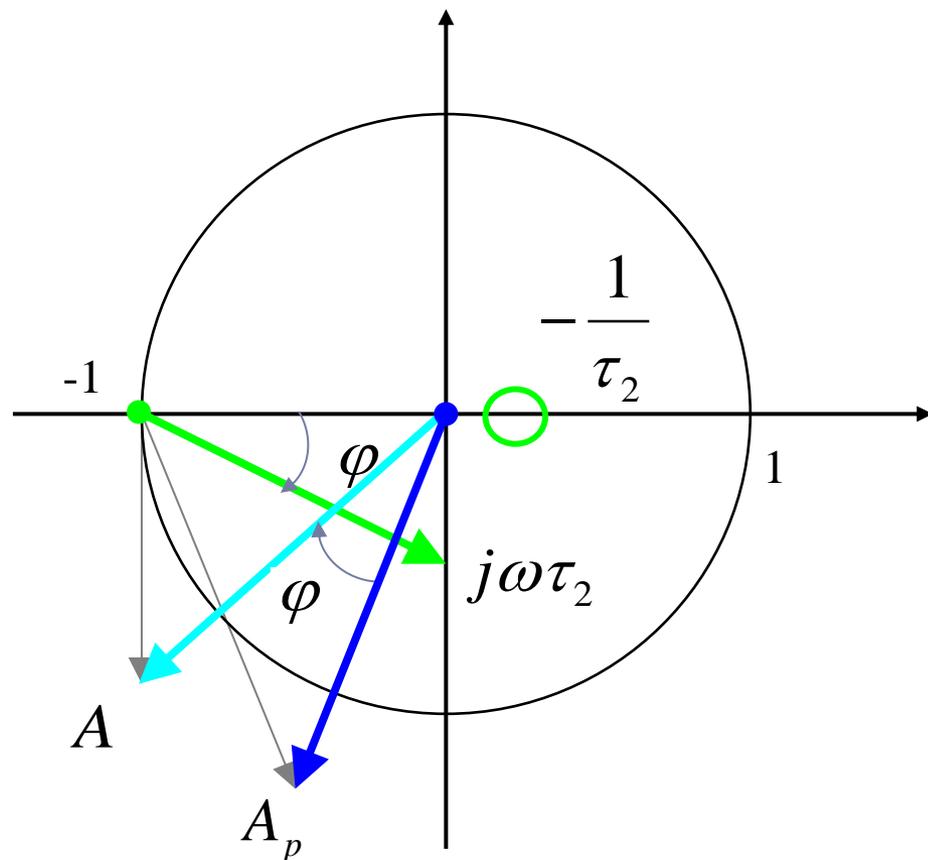
$(1+s\tau_2)$ のゼロは

$\tau_2 > 0$ なら左半面、
 $\tau_2 < 0$ なら右半面

にある。後者の場合を右図に示す。右半面のゼロが A_p の位置を左方向に回転させ、-1点に接近させる様子が観測される。

⇒ 右半面ゼロ(Right Half Plane Zero: **RHPZ**)は不安定要因

逆に、左半面ゼロは安定化に寄与する。



この章のまとめ

- ▶ OPAMP回路の負入力側に電池を挿入することで、実回路での安定性をシミュレーションできる。
 - ▶ AC解析で挿入した電池の両端電圧比を求めると、それがループゲインとなる。またOPAMP入力側信号が安定性因子となる。
- ▶ 安定性因子のピークが小さいほど安定である。その大きさや周波数位置はBode線図から簡単に求まる。
 - ▶ ループゲインのNyquist線図で、その軌跡が-1点に最接近する距離の逆数が、安定性因子ピーク値である。
 - ▶ Bode線図の位相余裕やゲイン余裕は、Nyquist線図でも特徴点になる。これらは最接近点とは異なる位置にあるため、安定性因子ピークとは一意に対応しない。軌跡の形状により異なるのである。

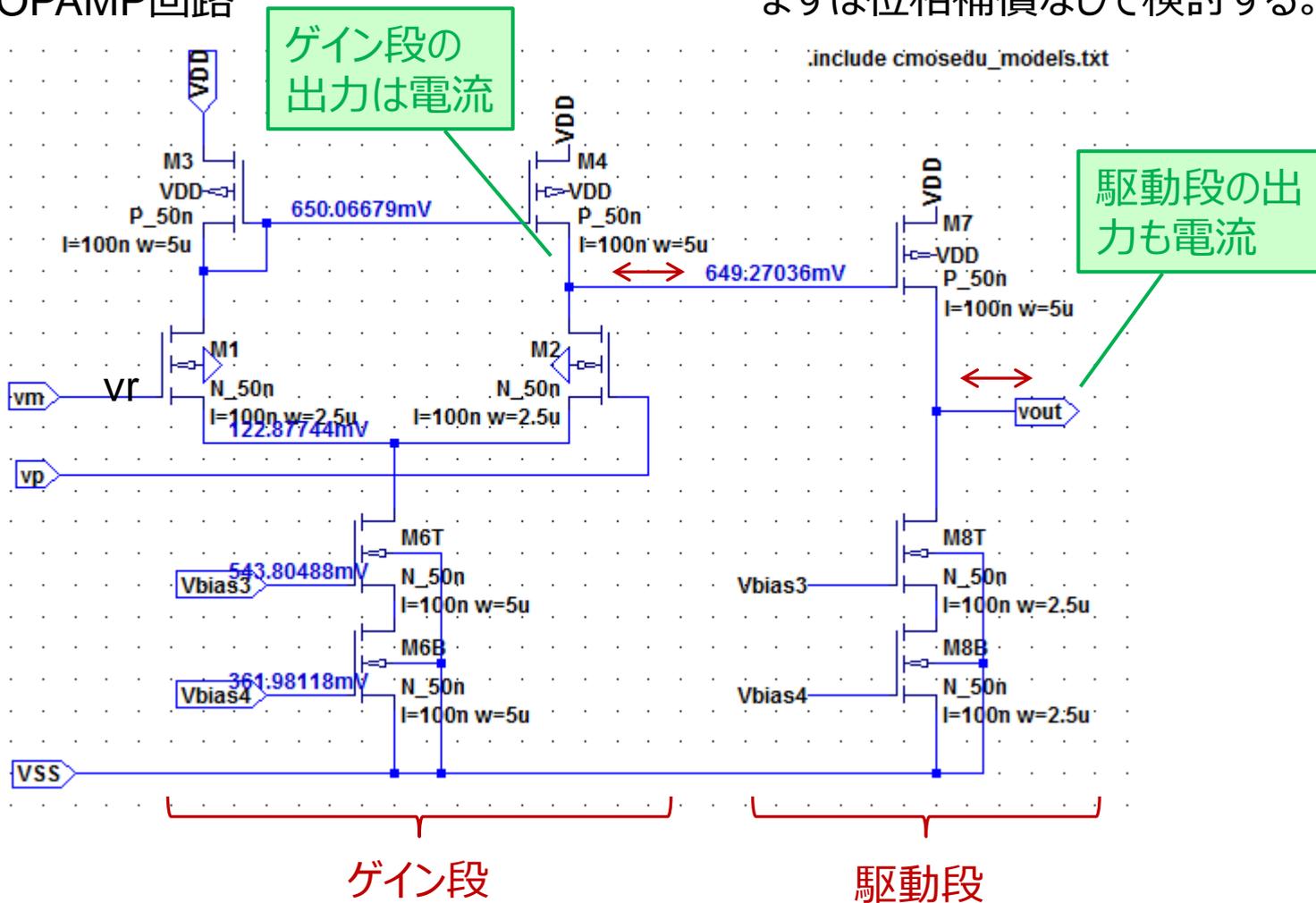
III. 実例と解析

OPAMP回路例

R. Jacob Baker,
"CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, Third Edition,"
IEEE Press, 2010.

教科書のOPAMP回路

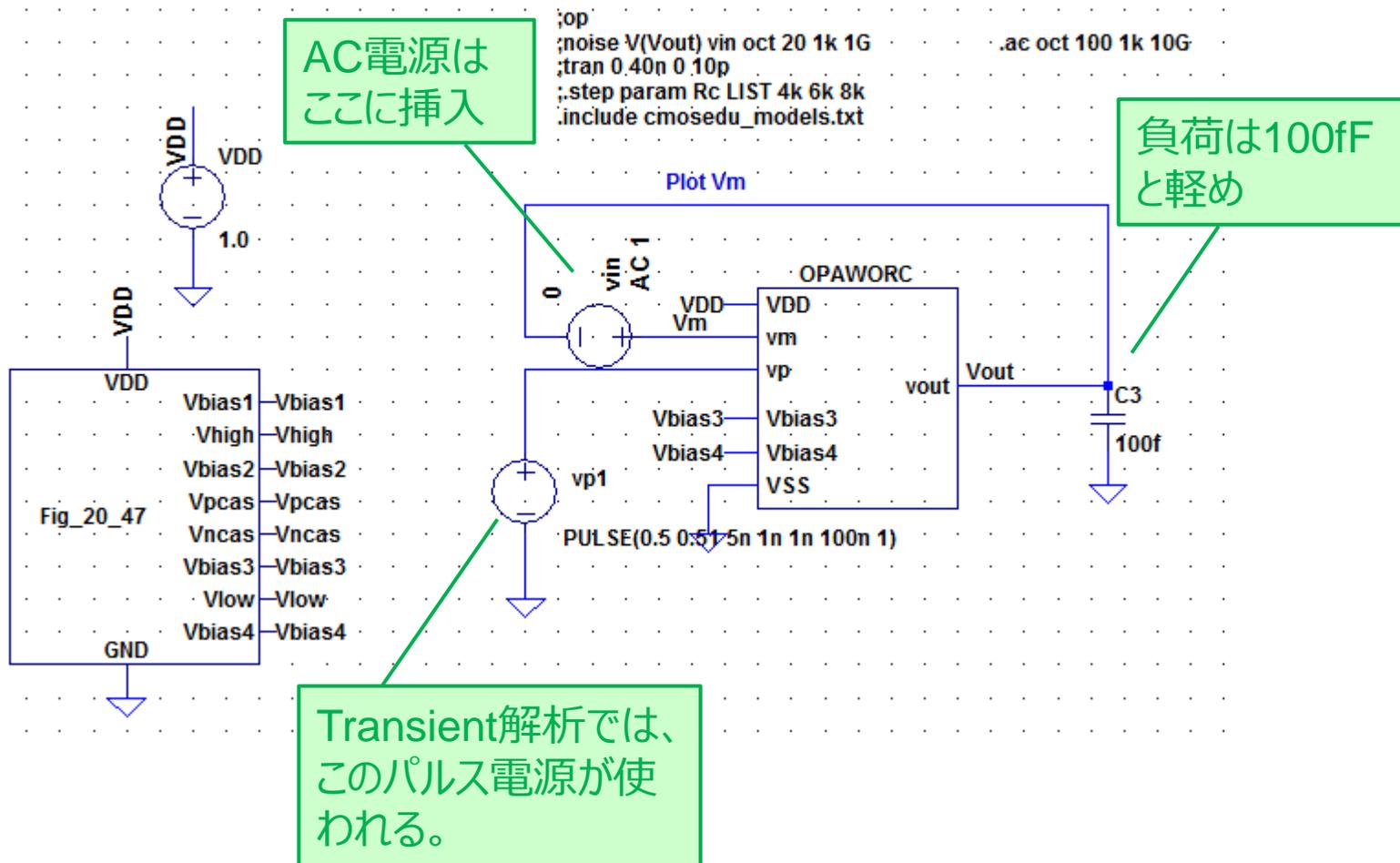
まずは位相補償なしで検討する。



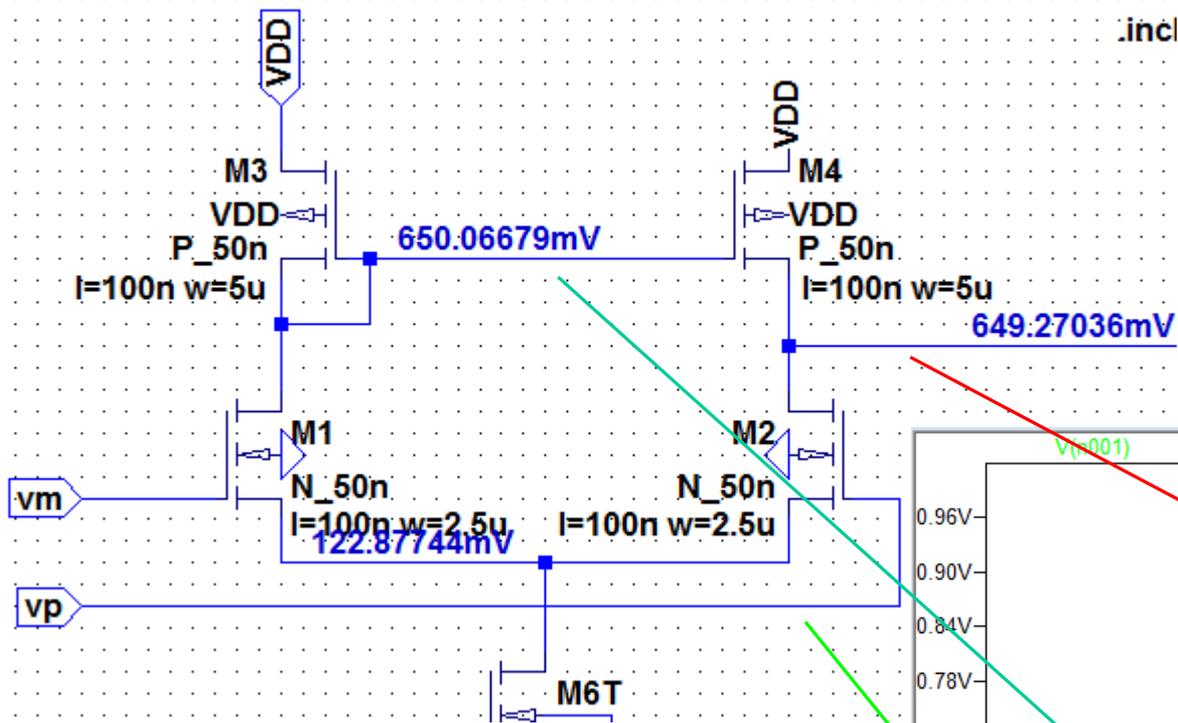
良く使われる回路形式なので教材には適する。

ただしこの回路に限って言うと、低電圧トランジスタを使った1V動作狙いに無理があり、全く使い物にならない。

シミュレーションベンチ

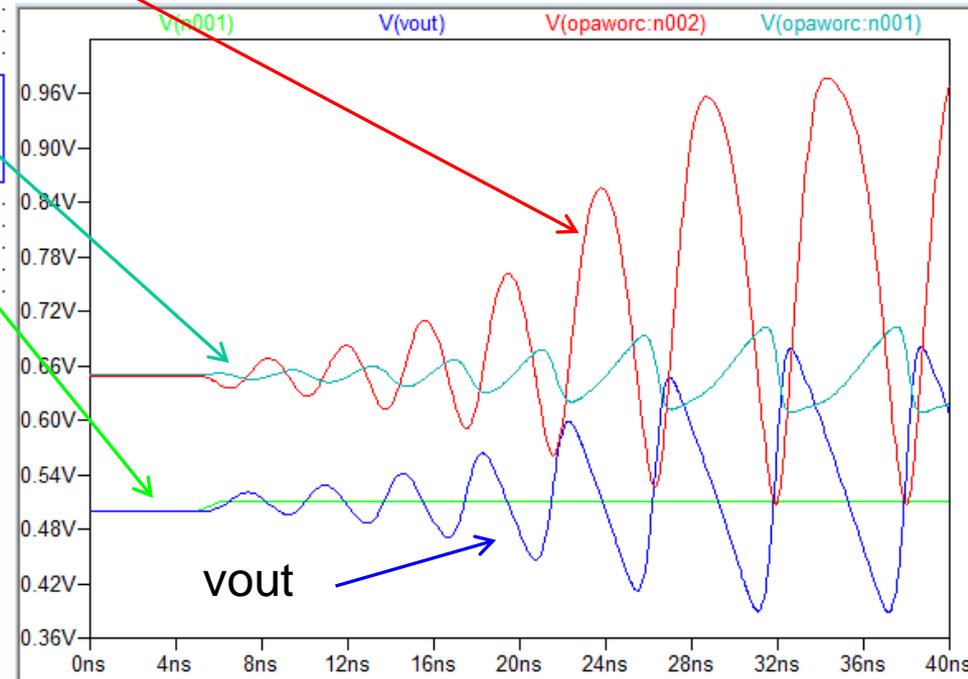


ステップ応答

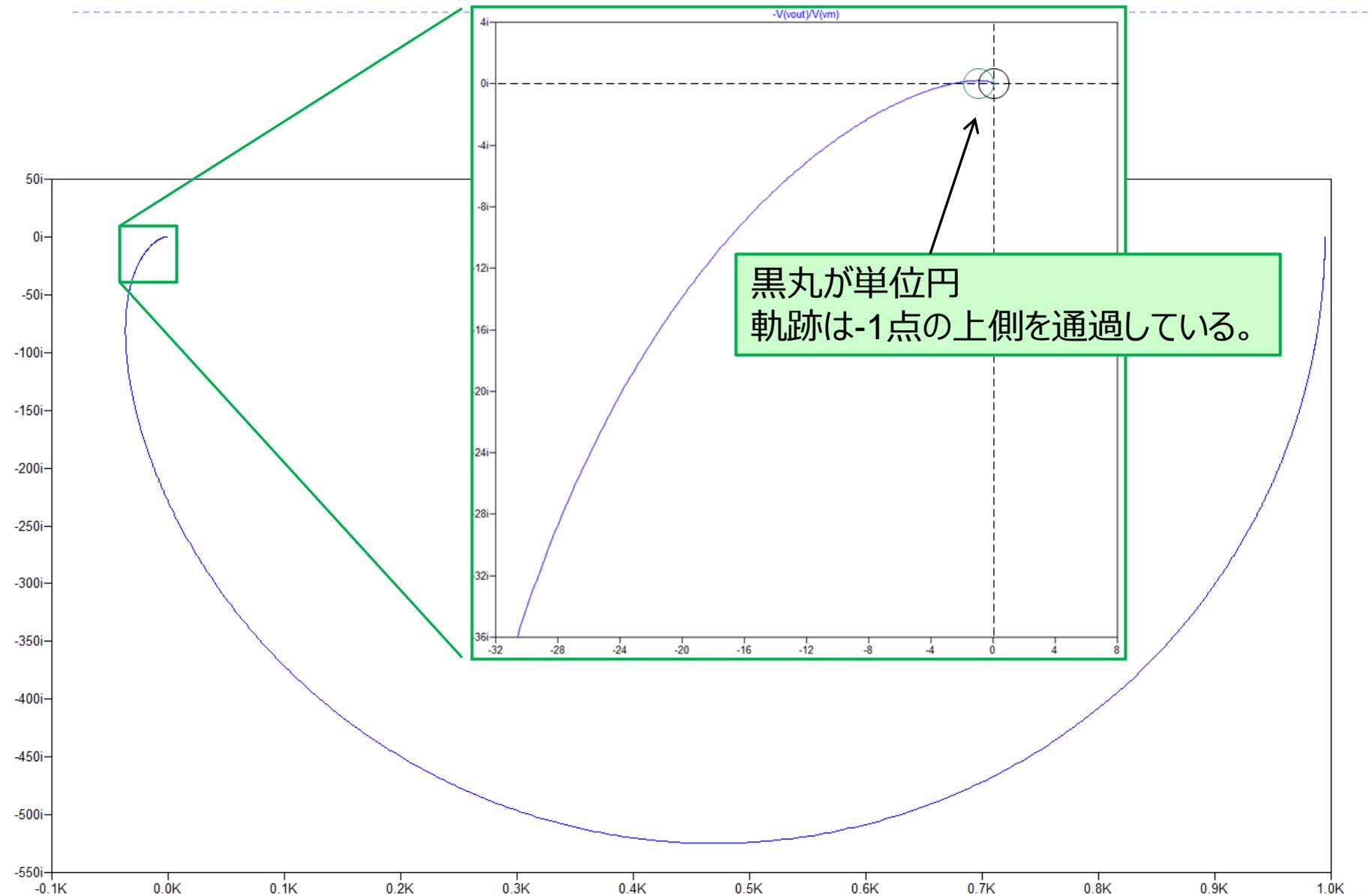


vpにステップ入力を入れた。

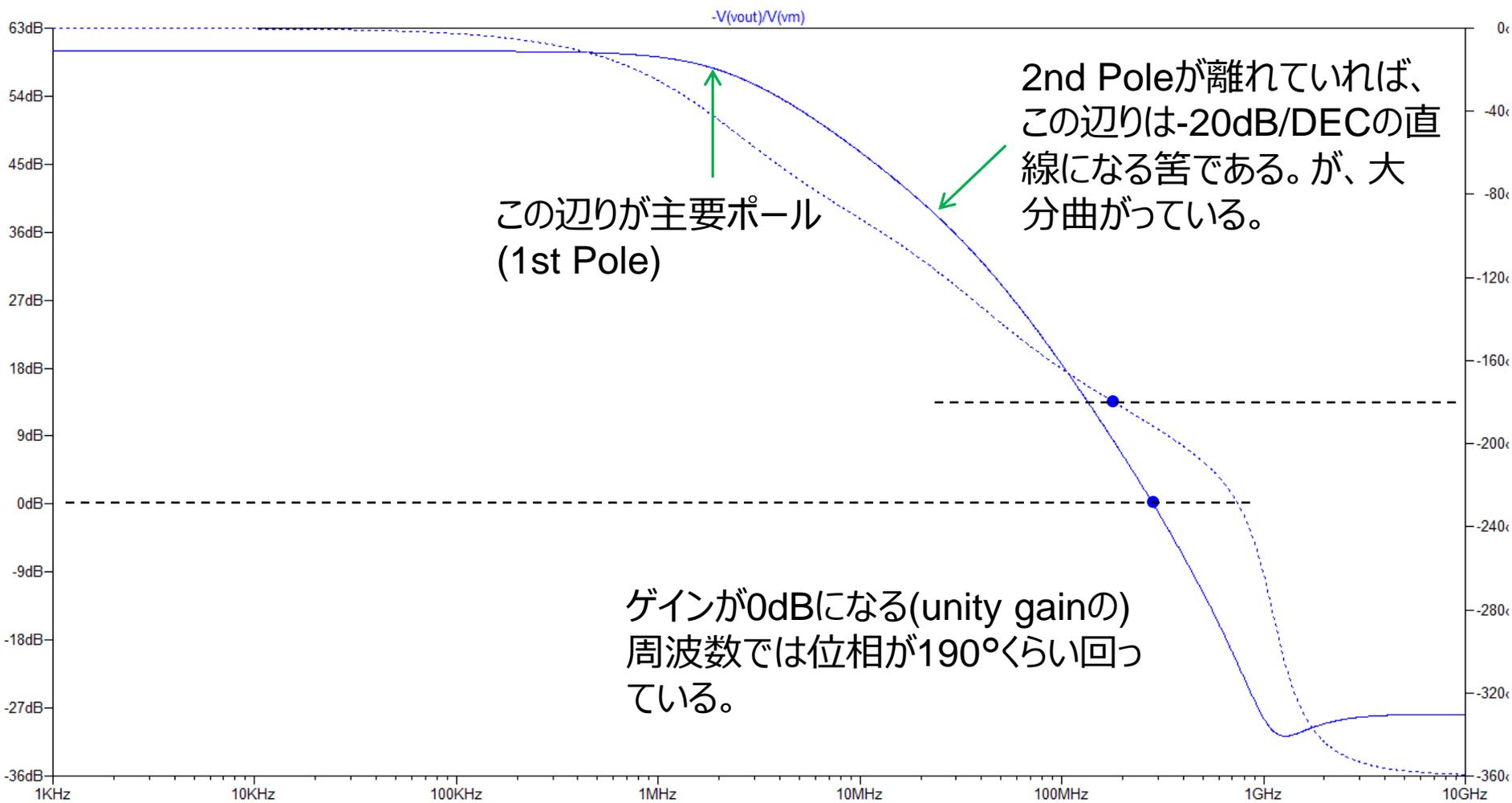
回路が発振したとき、各部の波形を追いかけても、どこが原因かの手がかりはつかめない。発振は全体としての特性だからである。



Nyquist線図

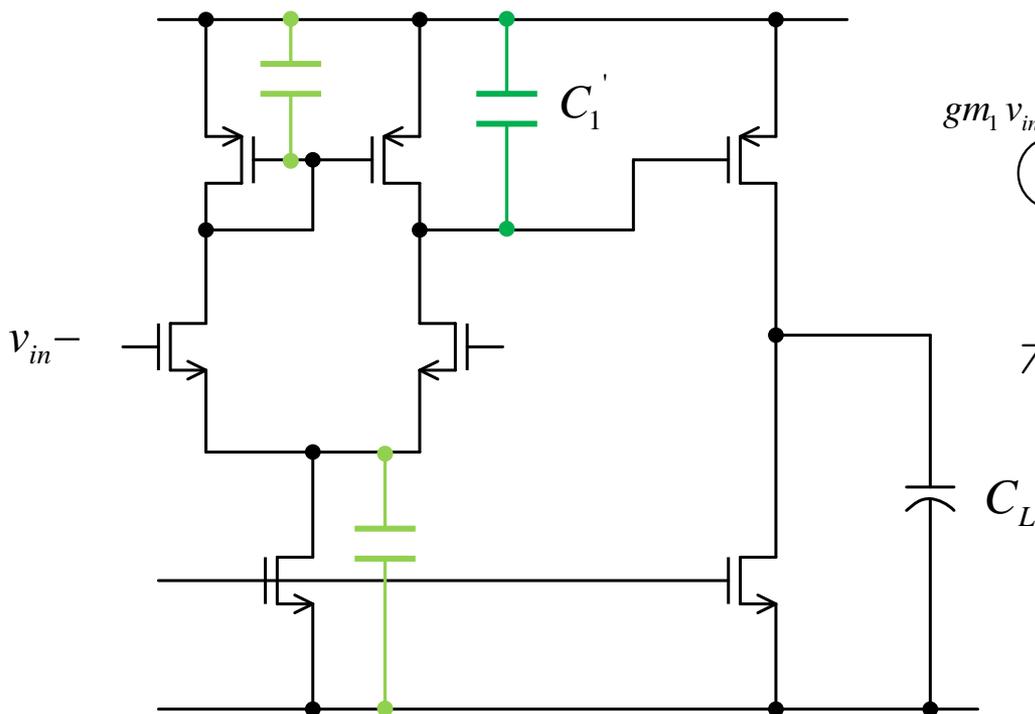


Bode線図

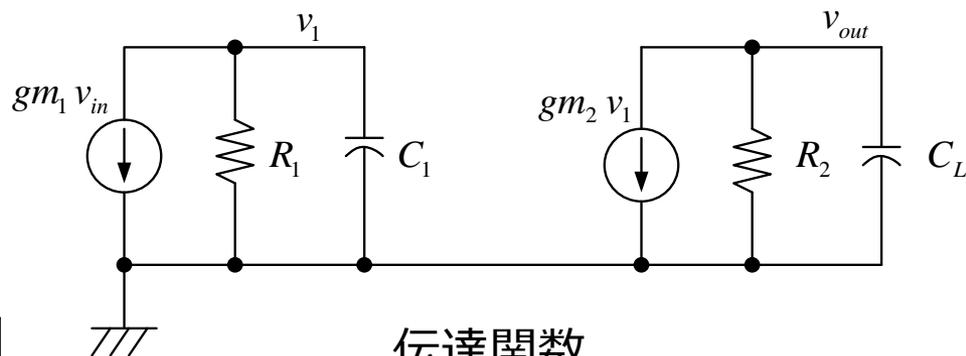


ポールは何処に

ポールある所、容量あり。が、全ての容量が**見える**ポールを作る訳ではない。



単純化した等化回路



伝達関数

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{gm_1 R_1 gm_2 R_2}{(1 + C_1 R_1 s)(1 + C_L R_2 s)}$$

今回の回路で動作が不安定なのは $C_1 R_1$ と $C_L R_2$ の比が近いからであろう。(後者の方が大きいのではないかと思う。)

後段は設計の自由度が低いので、安定化は大抵 C_1 を増やす方向で検討することになる。

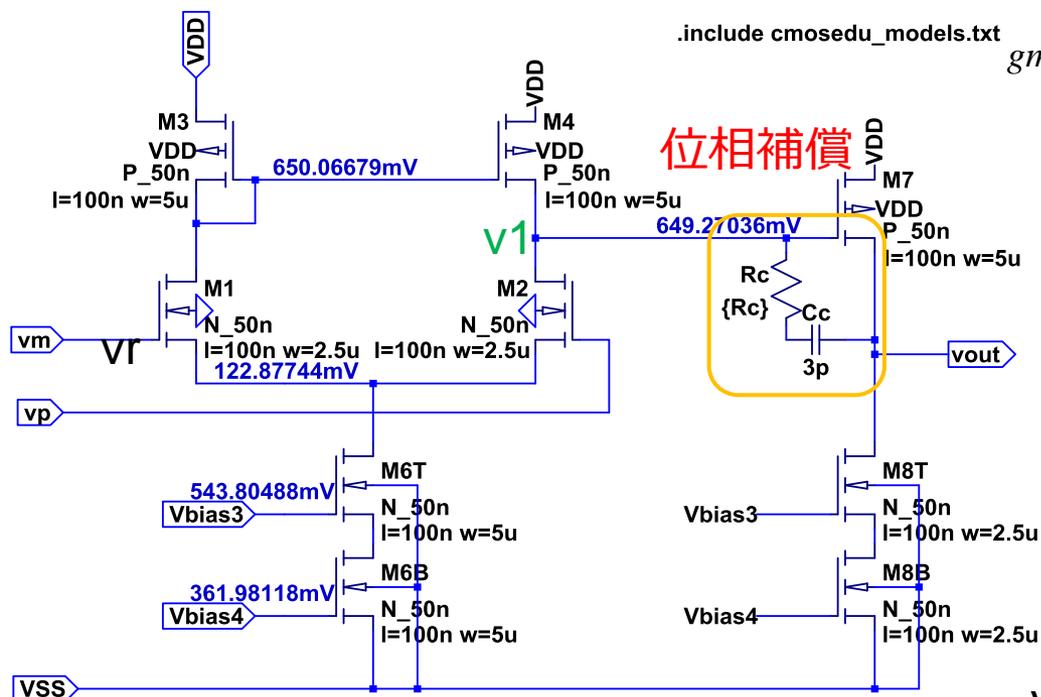
→帯域はぐっと下がってしまう。

寄生容量は他にいくつもある。

多数のポールを少数にまとめて、大局的な挙動を見ている。

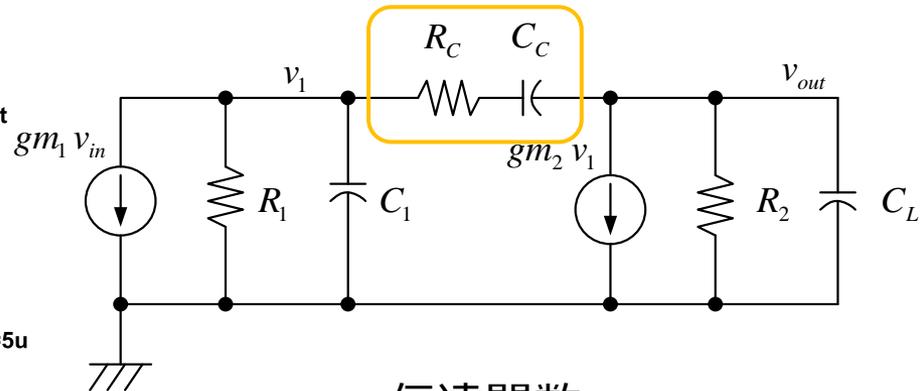
ポール位置を想像しながらでない安定性調整はできないが、それでも主要ポールとは**見かけ**だけのものかも知れないとも感じている。

位相補償



補償容量 C_c は帯域要求から決める。ここでは3pFを用いた。
補償抵抗 R_c の最適値は、パラメトリックシミュレーションで調べることにする。

位相補償



伝達関数

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{gm_1 R_1 gm_2 R_2 (1 + C_c (R_c - 1/gm_2) s)}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3}$$

$$a_1 = C_1 R_1 + C_L R_2 + C_c (R_1 gm_2 R_2 + R_1 + R_2 + R_c)$$

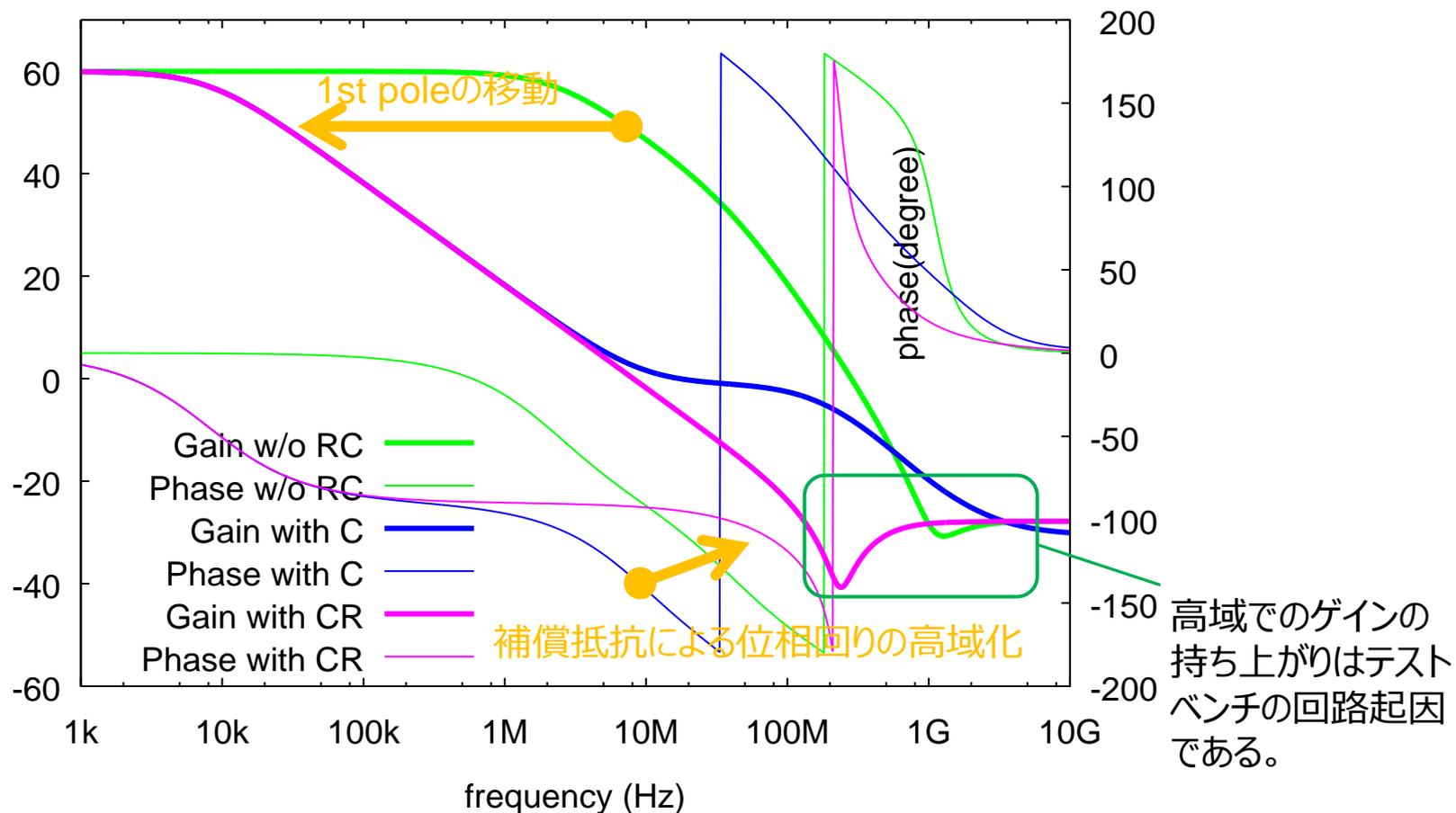
$$a_2 = C_1 R_1 C_L R_2 + (C_1 R_1 R_2 + C_L R_2 R_1 + C_1 R_1 R_c + C_L R_2 R_c) C_c$$

$$a_3 = C_1 R_1 C_L R_2 C_c R_c$$

v_1 点と電源間に容量をつなげば C_1 を増やせるが、左図のように出力との間に繋ぐ構成の方がずっと多く用いられる。これは v_1 点と v_{out} が逆極性なので、容量の割りに実効が大きい(Miller効果)からである。

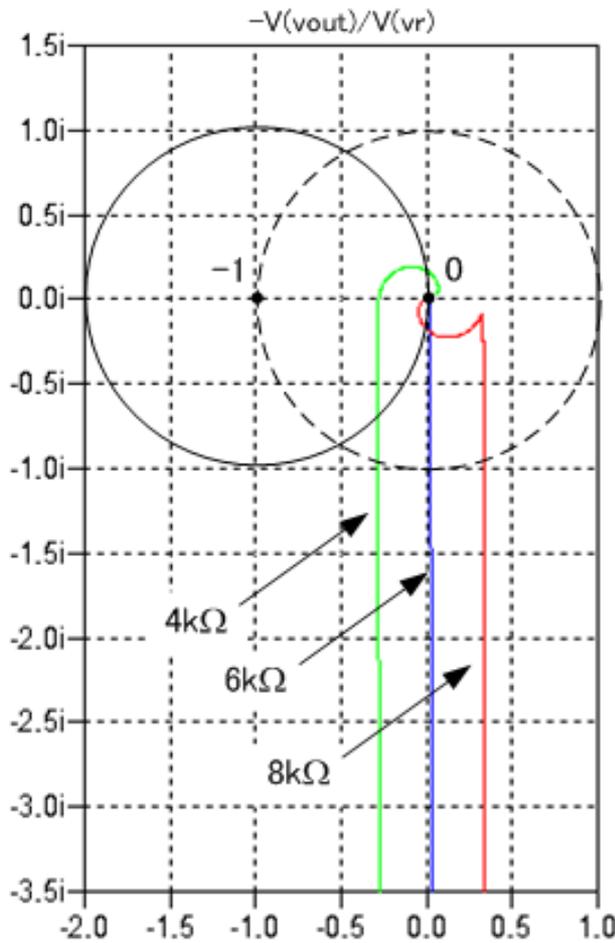
C_c をしばしばミラー容量と言うが、単純に C_1 を大きくしている訳ではない。伝達関数の分母の次数がひとつ上がり、分子にゼロが発生している。回路動作を誤解しかねない呼称と思う。

位相補償のBode線図



補償容量がない場合、 $C_c=3\text{pF}$ のみを用いた場合、さらに $R_c=6\text{k}\Omega$ を追加した場合のBode線図を示す。1st Poleは3桁低周波側に移動しているが、2nd Poleが置き換わっているかも知れない。ユニティゲイン付近の位相回りは補償容量ではなく補償抵抗で調整している。

位相補償時の原点付近のNyquist線図

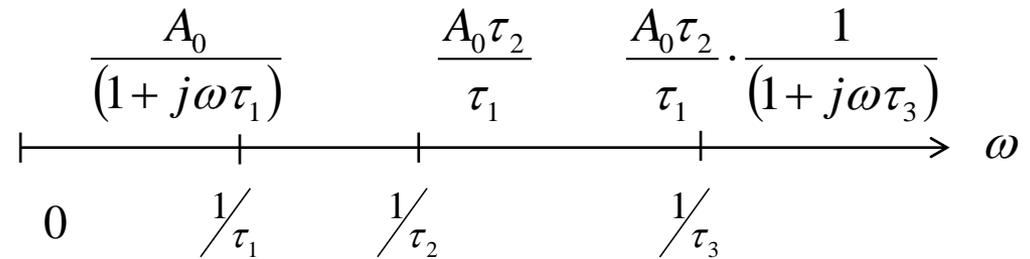


$R_c=4k\Omega$ だと補償不足で、ナイキスト線図が-1円に入り込む。その分-1点との最小距離が小さくなり V_r のボード線図でゲインのピーキングとなって観測される。

想定される伝達関数

$$A(\omega) = \frac{A_0(1 + j\omega\tau_2)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)}$$

τ_1, τ_2, τ_3 が離れていると、 $A(j\omega)$ は ω に応じた近似式を持つ。 $1/\tau_2$ と $1/\tau_3$ の間で、実数に近くなる周波数帯がある。



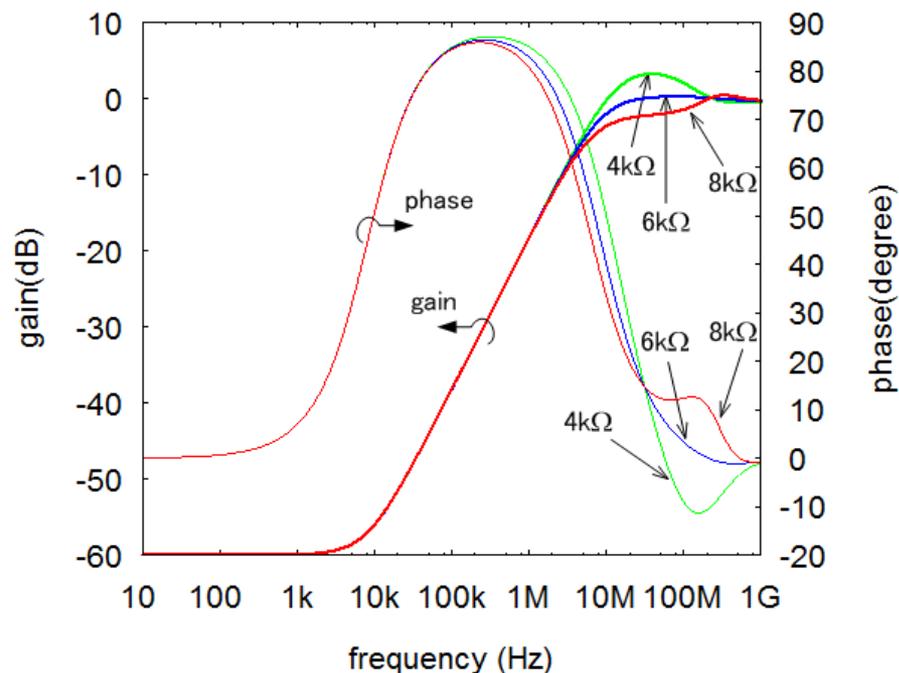
τ_2 は補償抵抗 R_c により調整可能である。

$$\tau_2 = \left(R_c - \frac{1}{g_{m2}} \right) C_c$$

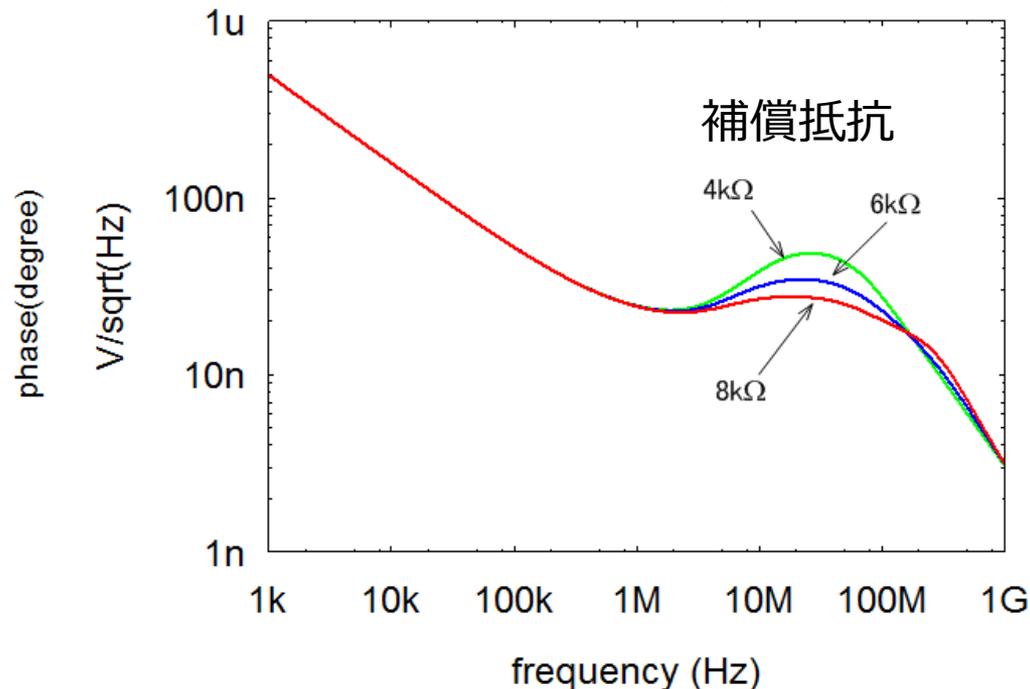
一方、 $\tau_2=\tau_3$ となるように選ぶとポールゼロ・キャンセルで、 $A(\omega)$ を1次系に出来る。

安定性因子f特とノイズf特の類似

vrのボード線図



voutのノイズf特



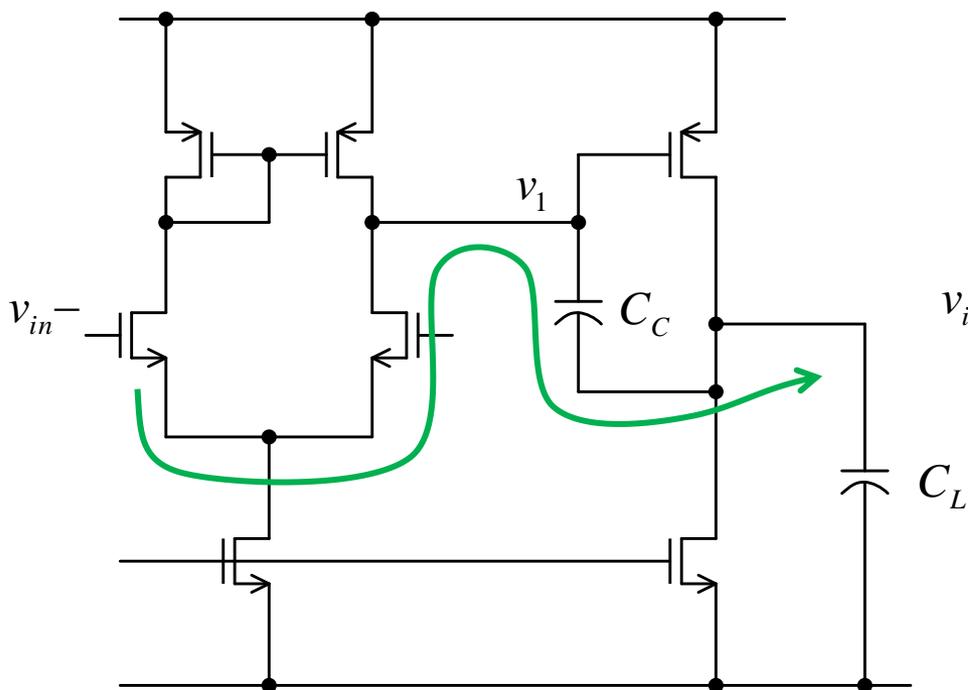
誤差信号 v_r のピーキングと出力ノイズ v_{out} のピーキングは、形状が似ていることが多い。

これは概ね広帯域な多数のノイズ源が、安定性因子(ピーキング付近の周波数では大きさが ~ 1)倍されて重ね合わさって観測されるからであろう。

高域にノイズピーキングがあるときは、安定性が悪いと疑うべきである。

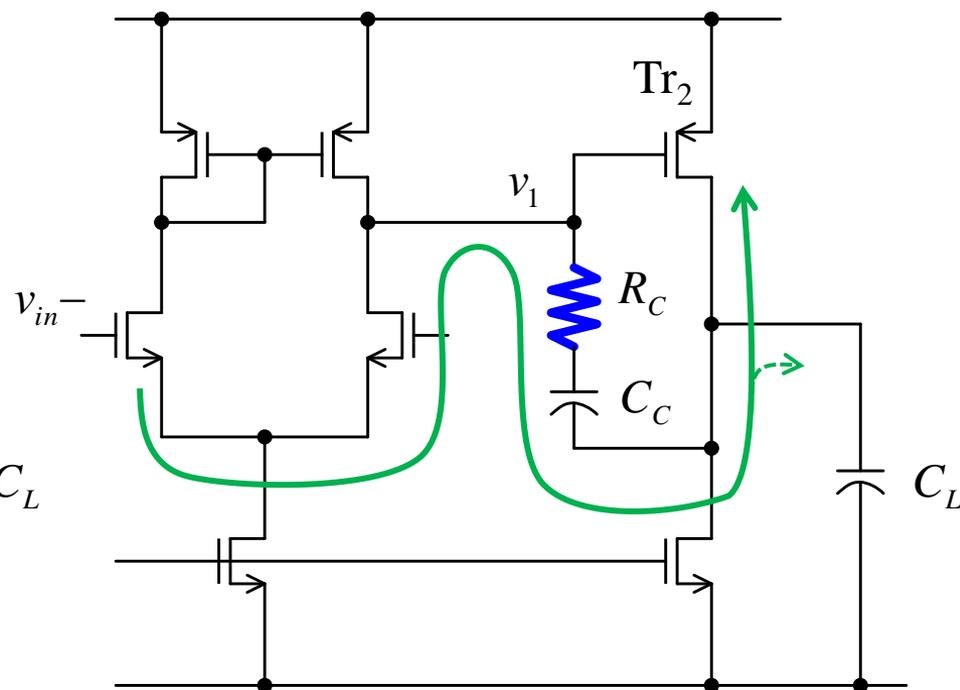
ゼロの起源

補償容量 C_C を入れると反転入力から直接出力へ至るパスが出来る。極性が反転しないのでRHPZとなる。



スルー電流はDC的には入力差動対が発生するものであるが、高周波ではおそらく寄生容量も寄与する。

補償抵抗 R_C を入れると、スルー電流が v_1 を持ち上げ、 Tr_2 がそれを吸収するようになる。



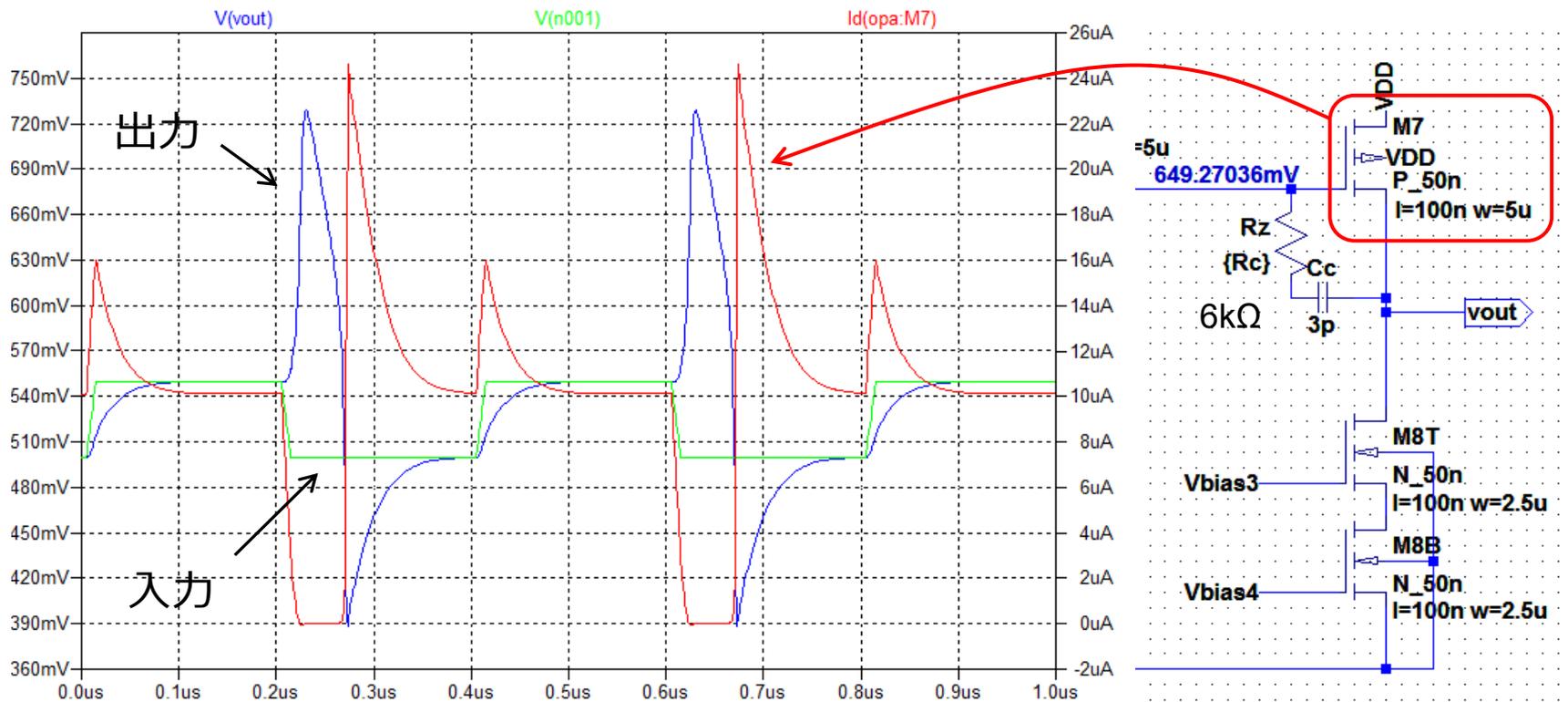
Tr_2 の相互コンダクタンスを gm_2 とすると

$$R_C = \frac{1}{gm_2}$$

のときスルー電流が全て Tr_2 に吸収される。

Transient解析も必須

Transient解析だけで安定性設計をすることは、見通しが悪くて不適切である。一方AC解析だけで設計してしまうと、大入力で全く異なる特性になる状況を見落としてしまう危険がある。

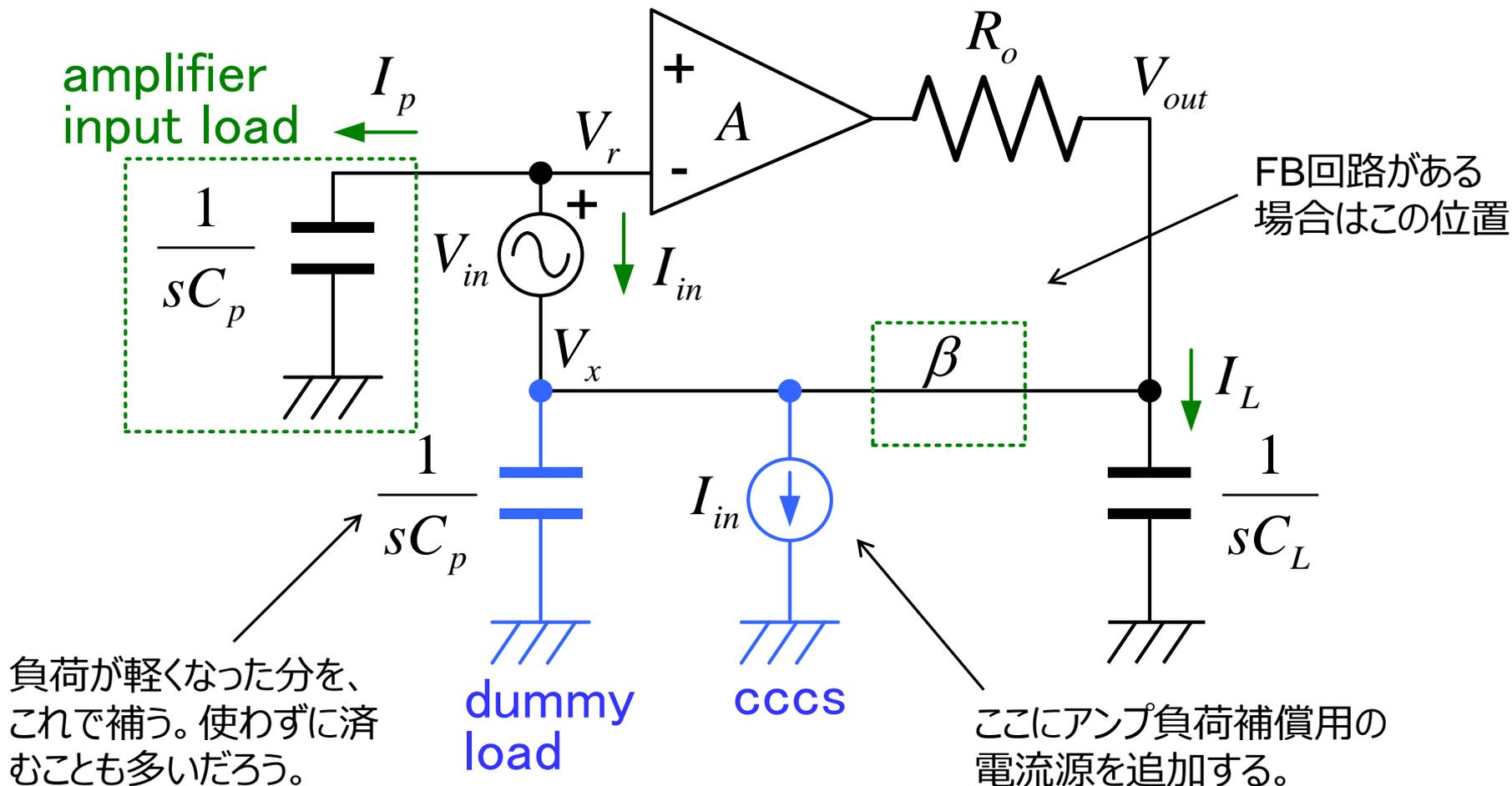


今回の回路では、入りに50mV振幅の矩形波を入ただけで、出力に大きなひげが発生した。内部波形を調べると、入りの立下りで出力トランジスタM7が完全にオフしていた。

Transient解析ではこのように、トランジスタの動作点が極端な状態にならないことを確認することが肝要である。

入力負荷の補正法

V_{in} に電流が流れることが、誤差の原因であった。ならば、その電流が V_{in} の手前で吸収されるようにすれば良い。このアイデアを下図で例示する。その一般化も容易であろう。



補正回路の動作

補償回路を入れない時の回路方程式

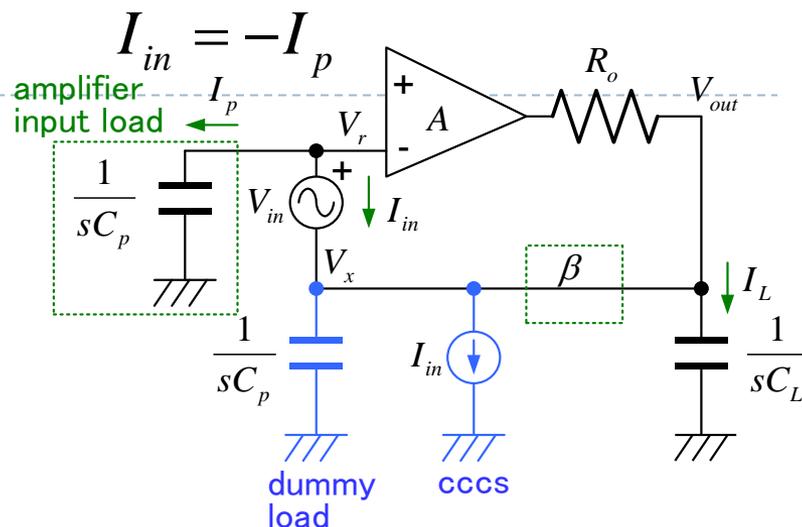
$$\begin{cases} -AV_r - R_o(I_p + I_L) = V_{out} \\ I_L = sC_L V_{out} \\ I_p = sC_p V_r \end{cases}$$

から、その伝達関数は

$$\frac{V_{out}}{V_r} = -\frac{1 + sR_o C_p}{1 + sR_o C_L}$$

となる。 s を無限大にしたとき、原点ではなく $-C_p/C_L$ に収束する。

補償電流源を追加し、 V_{in} に流れる電流をそこに吸収する。これは駆動抵抗 R_o から見ると負荷電流 $I_p=0$ と等価である。すなわちアンプ入力負荷 $C_p=0$ と同じになる。



電流補償後の伝達関数は

$$\frac{V_{out}}{V_r} = -\frac{1}{1 + sR_o C_L}$$

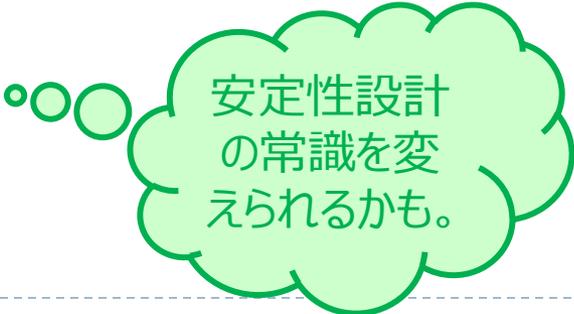
と変化する。

無くなった C_p は V_{in} の反対側にアンプ入力のダミー回路を置くことで回復できる。最終的に

$$\frac{V_{out}}{V_r} = -\frac{1}{1 + sR_o (C_L + C_p)}$$

IV. まとめ

- ▶ OPAMP回路の安定性設計に、Bode線図とNyquist線図の両方を活用する方法を示した。
- ▶ シミュレーションベンチとしてOPAMP入力に電源を入れる方法を紹介した。この方法は実動作回路でNyquist線図を描けるという優れたものである。
- ▶ この方法でも、入力負荷が大きくなると誤差が無視できなくなる。その影響を実用的に十分補償するシミュレーションベンチの作り方を考案した。
- ▶ 安定性指標として、位相余裕より-1点最接近基準の方が優れている様子を示した。
- ▶ 卒論のテーマにいかが。



安定性設計
の常識を変
えられるかも。

V. 参考文献

1. 源代裕治, "ナイキスト線図を用いたオペアンプ安定性設計," 電気学会 電子回路研究会資料 ECT-15-046, Jul. 2015.
 - ▶ 本講義の元になった研究発表である。今回の資料で包括したので、特に参照する必要はないだろう。
2. Neag, et. al. "Comparative Analysis of Simulation-Based Methods for Deriving the Phase- and Gain-Margins of Feedback Circuits With Op-Amps," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Regular Papers, vol. 62, no. 3, pp. 625–634, Mar. 2015.
 - ▶ OPAMP安定性を調べる手法を総括した論文である。主要文献が引用されているので、研究の取り掛かりとしてお勧めする。
3. Steinmetz, "Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena," Electrical World and Engineer, 3rd Ed. 1900.
 - ▶ 交流理論の創始者による著書。Laplace変換とは独立に開発された事実を示すために引用した。(Laplace変換が電気回路の分野にどのように導入されてきたかは良く分かっていない。)
4. Bode, "Network Analysis and Feedback Amplifier Design," D. Van Nostrand Company Inc., 1945.
 - ▶ 負帰還理論の開拓者の一人による著書。これを読むと当初はBode線図だけでなくNyquist線図も同様に活用されていたことが分かる。-1点との距離が安定性に効くことが明記されているが、その最小値ではなく、なぜか位相余裕という間接指標が用いられている。
5. OPAMP回路を扱った任意の教科書
 - ▶ 例えば Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits," McGraw-Hill, 2001.