

謎の電流帰還 OP アンプ (第 4 回 : 最終回)
付帯要素による周波数特性の変化と安定性の変化を考える

著者: 石井 聡

はじめに

前回は「触ったら火傷をする」ともいえる、右半面ゼロ (Right Half Plane Zero; RHPZ) などというものをを用いて、AD811 の簡易モデルを構成してみました。RHPZ は個人的にはまだ探究中なので、納得できるところまでまとまったら、別の技術ノートで紹介したいと思います。RHPZ は通常の OP アンプ回路でも構成することができますが、その多くの例としてはスイッチング電源で出てきます。

奥様から電子回路技術に対する情熱を教えてください

そのスイッチング電源といえば、スイッチング電源技術で著名な筆者の方がいらっしゃいました。その方は 2017 年 10 月に逝去され、そのことをある同報メールから知ることになりました。

その方は以前 CQ 出版とトランジスタ技術紙上で行った、「アナログ回路デザイン・コンテスト」において、導入記事の筆者として執筆いただき、その際にもキックオフ会でいろいろとディスカッションさせていただいたものでした。またそれ以降も、アナログ・デバイセスが EDN 社のサイト上で運営していた「アナログ電子回路コミュニティ」という電子掲示板でも多くの、それも深い技術的知見に溢れる内容の書き込みをさせていただきました。その投稿を読んでいると「いぶし銀という言葉がふさわしい」と感じたものでした。

そんな数年前のとある日、この方からメールをいただきました。なんと「オーム社から出た (私の執筆した) 『6 日でマスター! 電子回路の基本 66』を購入した」というメールだったのでした。そして「全部読んだ。ここここが間違っている/誤植がある/表現が適切でない」と記載がありました。普通なら少しは嫌な気持ちもするものですが、このようなハイクラスの技術者の方に、こんな初歩的な拙書をすべて読んでいただき、さらにそれに対してご指摘をいただいたことは、感謝以外の何物でもありませんでした (間違っていた部分すべては正誤表をオーム社ウェブ・サイトで掲載しています)。

メールには続けて書いてあります。「君はアナログ電子回路コミュニティで私のことを『先生』とか『大先生』とか書いてくれているが、『先生』とは馬鹿を指しているのだ。『大先生』とは大馬鹿のことを指すのだ。○○ちゃんと呼んでよい」とのこと。この方の謙虚さをも感じさせていただいたものでした。

逝去された報をうけ、長く「一度はお線香を」と思っておりました。2018 年 7 月に知人から住所と奥様の連絡先を教えてください、信州旅行に行くことを口実に妻を連れだし、お線香をあげに (それが旅行の主目的) ご自宅を訪問させていただきました。奥様からご本人の電子技術に対する情熱と謙虚さを伺い、あらためて、あらためて、その偉大さに敬服した次第でした。そしてその戒名がすばらしい…。出していただいたメロンもとても美味しいものでありました。

ご冥福をお祈りしております (合掌)。

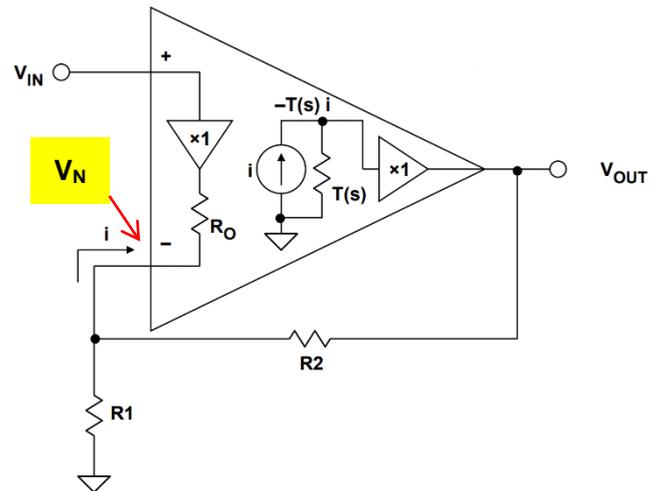


図 1. 一番基本的な電流帰還 OP アンプのブロック図 ([1]の Figure 2 より抜粋。TNJ-056 の図 4 と同じ)

RHPZ の話題は前回で終わりにして

ここまで RHPZ を用いて AD811 の簡易モデルを作ってみました。RHPZ に関する話題は終わりにして、今回は電流帰還 OP アンプ・シリーズの最終回として、別ネタに踏み込んでみます。

反転入力端子に存在する入力抵抗を考慮した伝達関数を求めてみる

図 1 は [1] に掲載されている、一番基本的な電流帰還 OP アンプのブロック図です (TNJ-056 の図 4 と同じ)。二つまえの TNJ-057 では、この図中の反転入力端子に存在する入力抵抗 R_0 を無視して

$$H(s) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(s)}} \quad (1)$$

としてクロード・ループ増幅率 (信号増幅率/伝達関数。以降では伝達関数と呼ぶことにします) を求めてみました。ここで G は目的とする目論見増幅率です。 $T(s)$ は反転入力端子の電流を出力電圧量に変換するためのインピーダンス (トランス・インピーダンス) です。上記の式 (1) や [1] では、変数にはラプラス演算子 s が用いられていますが、これは周波数に変数になる、周波数により変化する、という意味を表しているだけです。そのため周波数 f を使ってこの式を表しても問題ありません。

それではここまで無視してきた、この入力抵抗 R_0 を考慮した伝達関数を求めてみましょう。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-059

[1]には、電流帰還 OP アンプにおいて入力抵抗 R_O を考慮した伝達関数の式が記載されています。それは

$$H(s) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(s)} \left(1 + \frac{R_O}{R_1} + \frac{R_O}{R_2}\right)} \quad (2)$$

これが以降に求めていくものの答えなわけですが (汗)、このなりたちを考えてみます。

伝達関数を求めてみる

図1の反転入力端子に流れる電流はキルヒホッフの電流則より

$$i = \frac{V_{OUT} - V_N}{R_2} - \frac{V_N}{R_1} \quad (3)$$

ここに R_O を付加してみます。 V_N は反転入力端子の端子電圧であり、非反転入力端子の電圧を V_{IN} とすると

$$V_N - V_{IN} = iR_O \quad (4)$$

となります。この式(3)と式(4)から V_N を消去すれば、

$$i = \frac{V_{OUT} - iR_O - V_{IN}}{R_2} - \frac{iR_O + V_{IN}}{R_1} \quad (5)$$

電流 i でまとめて

$$i + \frac{iR_O}{R_2} + \frac{iR_O}{R_1} = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{R_2} - \frac{V_{IN}}{R_1} \quad (6)$$

ここで図1の関係

$$V_{OUT} = -T(s) \cdot i \quad (7)$$

を用いれば、

$$\begin{aligned} -\frac{V_{OUT}}{T(s)} \left(1 + \frac{R_O}{R_2} + \frac{R_O}{R_1}\right) &= \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{R_2} - \frac{V_{IN}}{R_1} \\ -\frac{V_{OUT}}{T(s)} \left[1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right)R_O\right] - \frac{V_{OUT}}{R_2} &= -\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right)V_{IN} \\ \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{T(s)} \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)R_O\right]} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{T(s)} \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)R_O\right]} \cdot \frac{R_2}{R_2}$$

として分母・分子に R_2 を掛けます。ここで

$$H(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (9)$$

として伝達関数を定義すれば、

$$H(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{T(s)} \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)R_O\right]} \quad (10)$$

ここで回路の目論見増幅率 (と本稿では表現していません…) を

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

と定義すれば、

$$H(s) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(s)} \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)R_O\right]} \quad (12)$$

として、たしかに式(2)が導かれます。ここで $R_O = 0$ とすれば式(1)が導かれます。また

$$H(s) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(s)} \left(1 + \frac{R_O}{R_1//R_2}\right)} \quad (13)$$

として、 R_1 と R_2 との並列接続とも書き直すことができます。

ここで R_1 と R_2 を大きくすれば、 R_O の影響を低減できると式(13)は示していますが、TNJ-057での検討や、式(13)の分母側の左の R_2 からも、 R_2 を大きくすることで帰還率が低下し、信号増幅率の周波数特性が劣化してしまうことが分かります。そのため、やはり R_O は小さければ小さいほうがよいわけです。

入力抵抗の影響を考えてみる

R_O の影響度は、

$$e = \frac{R_O}{R_1//R_2} \quad (14)$$

です。「直観的に」考えれば、 $R_O < R_1//R_2$ でしょうから「いち・てん・なにがし」です。とても大きな影響度が出るわけでもなさそうです…。

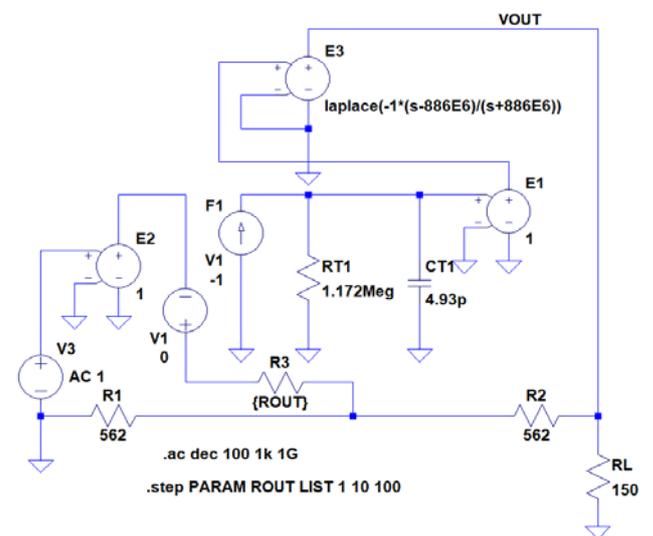


図2. AD811に合わせこんだ簡易モデルに入力抵抗 R_O を追加して、それを変化させてみる ($R_O = 1, 10, 100\Omega$)

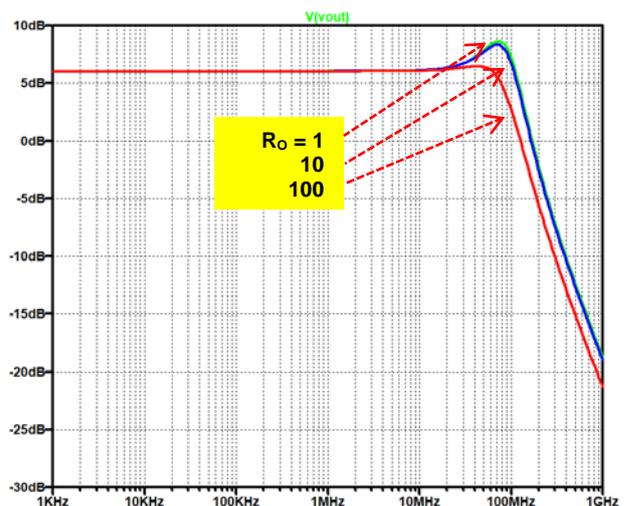


図3. 図2のシミュレーション結果 ($R_O = 1, 10, 100\Omega$)

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-059

このようすをLTspiceでシミュレーションしてみます。シミュレーションする回路を図2に示します。これはAD811に合わせこんだ簡易モデルであるTNJ-058の図11に対して、入力抵抗 R_O を追加したものです。

ここで R_O を変化させてみます。帰還抵抗は $R_1 = R_2 = 562 \Omega$ です。 $R_O = 1, 10, 100 \Omega$ と変化させますが、これは式(14)での $e = 0.0036, 0.036, 0.36$ に相当します。

シミュレーション結果を図3に示します。反転入力の入力抵抗 R_O が 100Ω になっても、周波数特性の劣化が思いのほか少ないことが分かりました…。

「なんだよ、これなら入力抵抗がぼちぼちあっても影響がすくないじゃん」とも思われることでしょう。しかし電流帰還OPアンプの帰還抵抗は、増幅率を変える場合でも R_2 側は固定とし、 R_1 側を変化させるということを思い出していただければと思うのです…。それが本技術ノートのストーリーでありまして…。

増幅率を大きくすると入力抵抗で周波数特性が悪化する

ということで、 $R_O = 100 \Omega$ にして目論見増幅率 G を変化させてみましょう。シミュレーションする回路を図4に示します。シミュレーション結果を図5に示します。

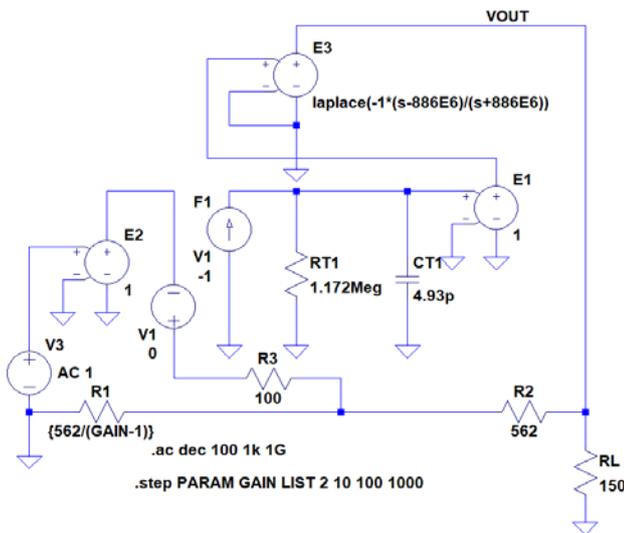


図4. 図2の回路を $R_O = 100 \Omega$ で固定にして目論見増幅率 G を変化させてみる ($G = 2, 10, 100, 1000$)

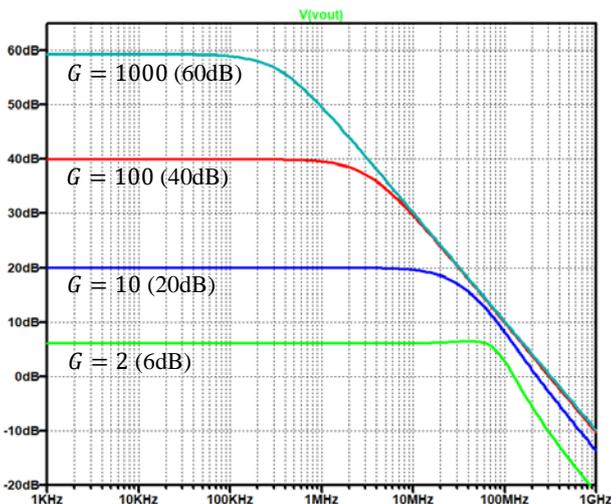


図5. 図4のシミュレーション結果 ($G = 2, 10, 100, 1000$)。目論見増幅率 G を大きくすると周波数特性が大幅に劣化する

TNJ-057の図5の結果と異なり、高域の特性が大幅に劣化していることが分かります。これは結局、目論見増幅率 G を上昇させるために、(R_2 が固定であることから) R_1 の大きさを低下させることで、式(14)において $R_1//R_2$ が低下し、結果的に影響度 e が大きくなっていくということです。このシミュレーションで $G = 1000$ であれば $R_1 = 0.56 \Omega$ となり、その結果 $e = 179$ になり影響度が、「な、なんと!」相当大きくなることも分かります。目論見増幅率 G を上昇させると R_O の影響度が高くなるわけです。

ループ・ゲインでも考えてみる

ループ・ゲインで考えてみます。電流帰還OPアンプ自体の増幅率 A 、つまりトランス・インピーダンス $A = -T(s)$ 自体は一定なので、以降ではその説明は割愛し、帰還率 β

$$\beta = \frac{i}{V_{OUT}} \tag{15}$$

のみを考えます。式(6)から $V_{IN} = 0$ とすれば

$$i + \frac{iR_O}{R_1} + \frac{iR_O}{R_2} = \frac{V_{OUT}}{R_2}$$

$$i \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_O \right] = \frac{V_{OUT}}{R_2} \tag{16}$$

より

$$\beta = \frac{i}{V_{OUT}} = \frac{1}{R_2 \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_O \right]} \tag{17}$$

チェックのため $R_O = 0$ としてみれば

$$\beta \Big|_{R_O=0} = \frac{i}{V_{OUT}} = \frac{1}{R_2} \tag{18}$$

となり、TNJ-056の式(5)と同じになることが分かります。しかしここでは $R_O \neq 0$ ですから、

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_O \tag{19}$$

の分に相当するだけ、帰還率 β が低下してしまうことが分かります。これは式(14)と同じですね。この影響率は級数展開(等比級数の和の公式)を用いて、

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_O \ll 1 \tag{20}$$

という条件(ここまでの検討からすれば、かなりの好条件ではありますが、純粋に数学的な計算ネタだとして…)であれば、

$$\beta = \frac{i}{V_{OUT}} \approx \frac{1}{R_2} \left[1 - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_O \right] \tag{21}$$

と近似できます(繰り返しますが、数学的な計算をして戯れてみただけです…)。やっぱり R_O が小さい方がいいわけですね。

AD811ではどうなるか

図4は自家製回路だったので、あらためて図4に相当するシミュレーション回路をAD811 [2]で作って比較してみましょう。図6がシミュレーション回路です。AD811のデータシートによると、反転入力の入力抵抗 $R_O = 14 \Omega$ (typ)になっています。そこで 100Ω に不足する分の 86Ω を反転入力に付加しています。

シミュレーション結果を図7に示します。図5とかなり近い結果になっていることが分かります。いつもながらですが、この技術ノートは最初から答えを用意しているわけではなく、執筆していきながら探求しているもので、ここでも「なるほどねえ」と思いながらシミュレーション結果を見ているのでした。

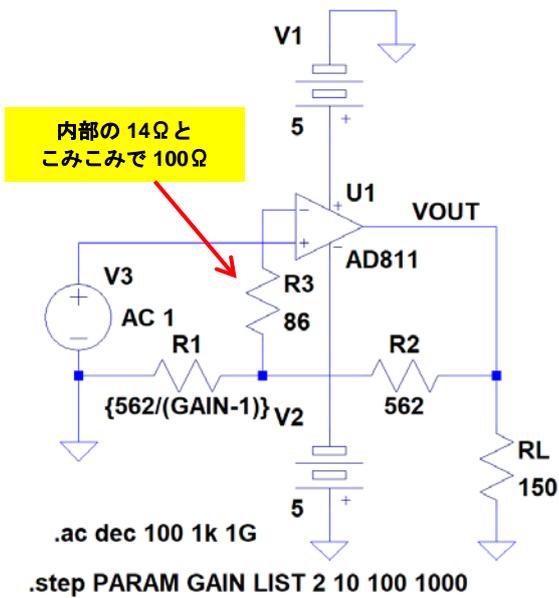


図 6. AD811 で $R_o = 100\Omega$ 相当として目論見増幅率 G を変化させてみる ($G = 2, 10, 100, 1000$)

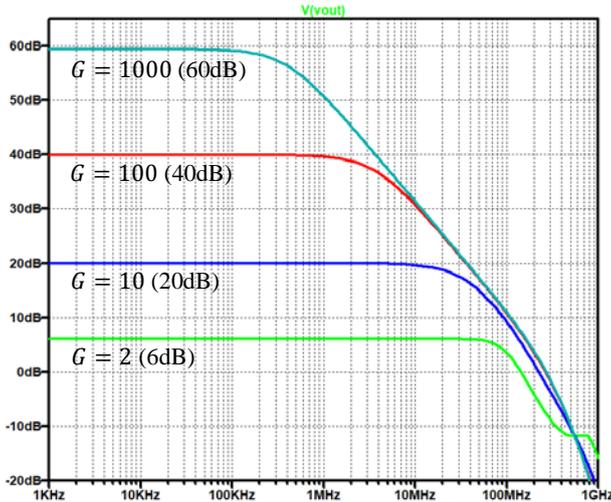


図 7. 図 6 のシミュレーション結果 ($G = 2, 10, 100, 1000$)。図 5 とかなり近い特性になっていることが分かる

入力抵抗を小さくすれば影響は低減する

このように入力抵抗 R_o が回路動作に大きく影響を与えることが分かりました。 R_o が小さければ、極限とすればゼロであれば、電流帰還 OP アンプ回路の伝達関数特性が良好になるわけです。

そのため実際の OP アンプでも、この R_o が小さくなるように、図 1 の $\times 1$ と書いてあるバッファ・アンプをボルテージ・フォロワの構成にして、負帰還をかけてアンプの見かけ上の出力インピーダンス、ここで言うところの反転入力端子の入力抵抗 R_o を低減させるテクニックが使われたりするようです (負帰還をかけることにより、ほぼループ・ゲインぶん、実際は $1/(1 + A\beta)$ だけ出力インピーダンス R_o を低減できるため)。

入力寄生容量があるとどうなるか

つづいて少し話題を変えて、帰還経路に寄生容量があるケースを考えてみます。最初は反転入力端子の寄生容量です。反転入

力端子の寄生容量としては、ここまで説明してきたような構成から考えると、プリント基板の層間容量がまず思い浮かびます。

入力端子間のバッファ・アンプを考えてみると

さきに「図 1 の $\times 1$ と書いてあるバッファ・アンプをボルテージ・フォロワの構成にする」というテクニックがあると説明しました。たしかにこのようにすれば、反転入力端子の入力抵抗 R_o を低減させることができます。ここに入力容量があった場合はどうなるのかを少し考えてみましょう。

この入力端子間の、ボルテージ・フォロワとして帰還のかかったバッファ・アンプを、見かたを変えてみます。図 8 はそのバッファ・アンプをボルテージ・フォロワとして帰還抵抗も含めてモデル化し、反転入力端子の寄生容量を C_p として加えたものです。

これをさらに表現を変えて、図 9 のようにしてみました。帰還抵抗 R_1 と R_2 は、電流帰還 OP アンプ出力が低インピーダンスなので、等価的に R_2 もグラウンドに接続しているものとなり、 R_1 と R_2 の並列接続で表されます。

このように書き直してみるとびっくりです…。出力抵抗 R_o のある増幅系 (バッファ・アンプ自体のゲインは 1 より十分大きいとします) が、ボルテージ・フォロワとして 100% 負帰還をかけられ、さらに出力に容量 C_p がぶらさがっているという回路です…。OP アンプ回路でも「ボルテージ・フォロワで 100% 負帰還」というのが一番発振しやすい回路ですから、このように寄生容量 C_p があり負帰還がかかっていると、この部分で局所的な異常発振が生じてしまう危険性があることが分かります。うーむ、電流帰還 OP アンプは奥深いです!

プリント基板設計において、余計な入力寄生容量を低減させるには、IC のパッド下層のグラウンド・プレーンをその部分だけ抜くというテクニックがあります。

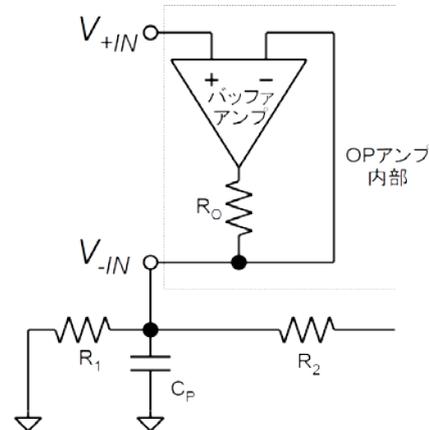


図 8. ボルテージ・フォロワとして負帰還のかかった入力端子間のバッファ・アンプと入力端子寄生容量

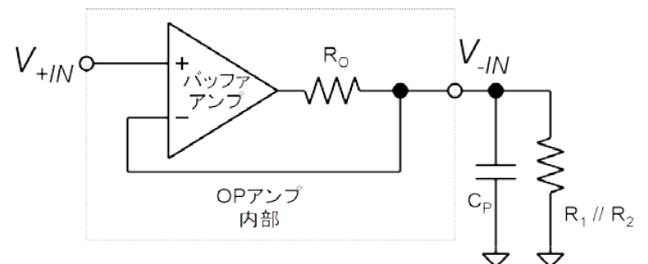


図 9. 図 8 の回路を書き換えてみた

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-059

入力端子間のバッファ・アンプが健全だとしてさらに考えてみる

上記のように「入力端子間のバッファ・アンプをボルテージ・フォロワの構成にするテクニック」は、局所的な異常発振という問題を孕(はら)んでいることが分かりました。

AD811 が入力端子間でボルテージ・フォロワとして帰還が形成されているかはデータシートからは判別できません(スペックとしての反転入力の入力抵抗 $R_0 = 14\ \Omega$ (typ)からすれば、帰還が構成されていないと推測されます)。

つづいてその問題が無い、バッファ・アンプが健全だという状態を仮定して、この寄生容量 C_P が回路動作に対してどのように影響を与えるかを考えてみましょう。

R_1 と C_P は並列に接続されていますから、式(17)の系の帰還率は

$$\beta = \frac{1}{R_2 \left[1 + \left(\frac{1}{Z_{IN}} + \frac{1}{R_2} \right) R_0 \right]} \quad (22)$$

ここで R_1 と C_P の並列接続である Z_{IN} を

$$Z_{IN} = \frac{\frac{R_1}{sC_P}}{R_1 + \frac{1}{sC_P}} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_P}} \quad (23)$$

とします。式(22)に代入してみると、

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{R_2 \left[1 + \left(\frac{sC_P R_1 + 1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_0 \right]} \\ &= \frac{1}{R_2 \left[1 + \left(sC_P + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_0 \right]} \end{aligned} \quad (24)$$

となり、分母に s がありますから、これはポールが構成される(遅れ要素が構成される)ことになり、寄生容量 C_P により位相遅れが生じることを意味しています。

以降、単に式で進めてもあまり意味がないので、AD811 のループ・ゲインのシミュレーションから、位相余裕が現実の回路でどのように変わっていくかをみてみましょう。

図 10 は AD811 を用いた、また寄生容量 C_P が形成されたループ・ゲインのシミュレーション回路です。 $C_P = 0\text{pF}, 1.25\text{pF}, 2.5\text{pF}, 5\text{pF}, 10\text{pF}$ としてあります。1.25pF、2.5pFあたりが IC のパッドで生じる容量レンジのあたりですね。

ポールの周波数は高いところに移動する

シミュレーション結果を図 11 に示します。70MHz 付近でループ・ゲインが 0dB となるクロスオーバー周波数になっていますが、10pF であっても位相遅れの増大分はそれほど大きくありません。 $R_1 = 562\ \Omega$ と $C_P = 10\text{pF}$ とでポールが形成されるだろう周波数を計算してみると、28MHz となりますが、シミュレーション結果からは、あまり影響を与えるようすもないと気がつきます…。

実際のポールの周波数の導出のため、式(24)の分母を取り出し、

$$1 + \left(sC_P + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) R_0 = 0$$

から

$$1 + sC_P R_0 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_2} = 0$$

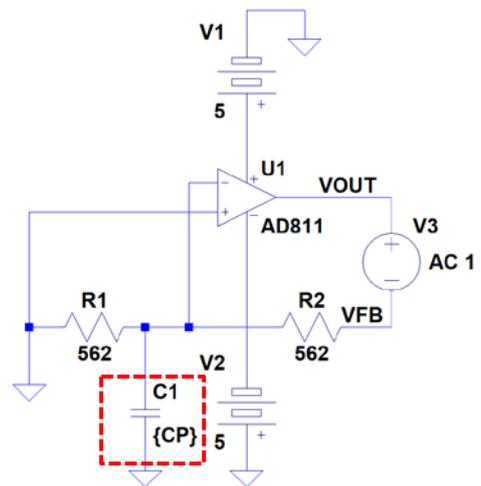
$$sC_P R_0 = - \left(1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_2} \right)$$

$$s = - \frac{1}{C_P} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (25)$$

この式(25)から分かることは、ポールの周波数を決めるのは、 R_1, R_2 だけではなく、 R_0 も関係してくるということです。さらに R_0 の大きさは R_1, R_2 と比べると小さいため、式(25)中での影響度が大きくなるということです。つまり実際のポールの周波数は、直観的に考えられる帰還抵抗と寄生容量 C_P とで形成されるものより高く、 R_0 の大きさが深く関わってくるため(目論見増幅率を高くして R_1 を小さくした場合は、以下に示すように少し変わりますが)、それと寄生容量 C_P とで生じるポールが高い周波数に移動するということになるわけですね。

電流帰還 OP アンプの解説では「寄生容量 C_P は出来るだけ小さく」という記述がされていますが、このシミュレーション結果は、影響はそれほど大きくなさそうだと想定されるものであります。

また、電流帰還 OP アンプ増幅回路の目論見増幅率を上昇させることを考えれば、帰還抵抗の構成として R_2 を一定にした状態で、 R_1 を低下させていくわけですから、ポールの周波数がさらに高いところに行くことになります。寄生容量 C_P の影響度はさらに軽減されるだろうと予想できることになります。



```
.ac dec 100 20MEG 200MEG
.step PARAM CP LIST 0 1.25p 2.5p 5p 10p
```

図 10. AD811 で寄生容量が付加されたときのループ・ゲインをシミュレーションする回路

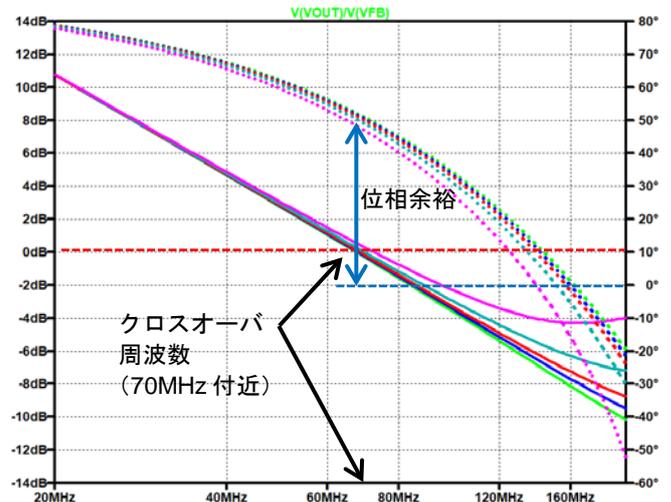


図 11. 図 10 のシミュレーション結果

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-059

電圧帰還 OP アンプの帰還容量に相当する容量があるとどうなるか

つづいて、電圧帰還 OP アンプで良く用いられる、位相補償用帰還容量を、電流帰還 OP アンプで使用した場合にどうなるかシミュレーションで見てみましょう。

電圧帰還 OP アンプで位相余裕を増加させる方法、OP アンプを発振させない方法として、図 12 のような回路をよく見かけます。図中に赤枠で囲んだ補償用帰還容量を接続することで、帰還経路で進み位相を形成し、ループ・ゲインでの位相余裕を改善させるというものです。

まあ難しいことを考えなくても「OP アンプが発振気味なら、ここにコンデンサを入れるといいよ」という、テクニク的な話しのものであります。

ちなみに図 12 の回路では（電圧帰還 OP アンプが使われているとして）、目論見増幅率 $G = +2$ であるため、大きく位相進みを形成することができず、実は進み位相補償の効果は限定的です。目論見増幅率 G を大きくすると効果が増大してきます（この辺の話題はまた別の技術ノートにて…）。

電流帰還 OP アンプでは逆効果だ！

ということで、この図 12 の回路を用いて、電流帰還 OP アンプ AD811 で帰還容量 C_F を 0pF, 1.25pF, 2.5pF, 5pF, 10pF としたループ・ゲインのシミュレーション結果を図 13 に示します。ここではクロスオーバー周波数付近を拡大し、10MHz から 1GHz のあたりでシミュレーションして表示させています。

この結果は驚異的です…。電圧帰還 OP アンプとは全く異なっていますね！とくに C_F が 2.5pF を超えたあたりでは、同図(a)のようにループ・ゲインが再度持ち上がり、高い周波数にクロスオーバー周波数が移動していることが分かります。さらに厄介なのは、 C_F を大きくすると同図(b)のように、位相の回転が低い周波数に移動することも分かります。

入力寄生容量 C_p の場合と同じように、ここでも式計算を少しがんばってみると、式(22)を用いて

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{Z_F \left[1 + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_F} \right) R_O \right]} \\ &= \frac{1}{Z_F + \left(\frac{Z_F}{R_1} + 1 \right) R_O} = \frac{1}{Z_F \left(1 + \frac{R_O}{R_1} \right) + R_O} \end{aligned} \quad (26)$$

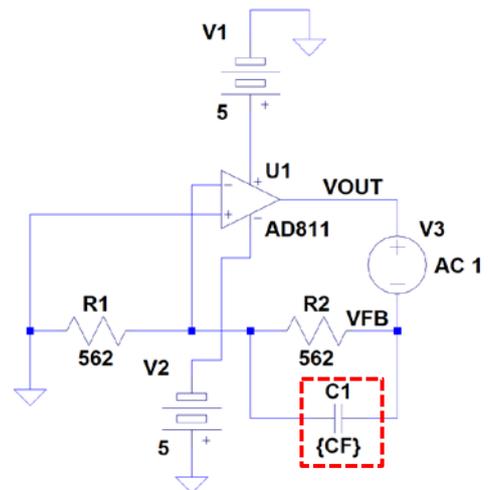
ここで Z_F は R_2 と C_F の並列接続で

$$Z_F = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{sC_F}} = \frac{R_2}{sC_F R_2 + 1} \quad (27)$$

です。式(26)に代入してみると、

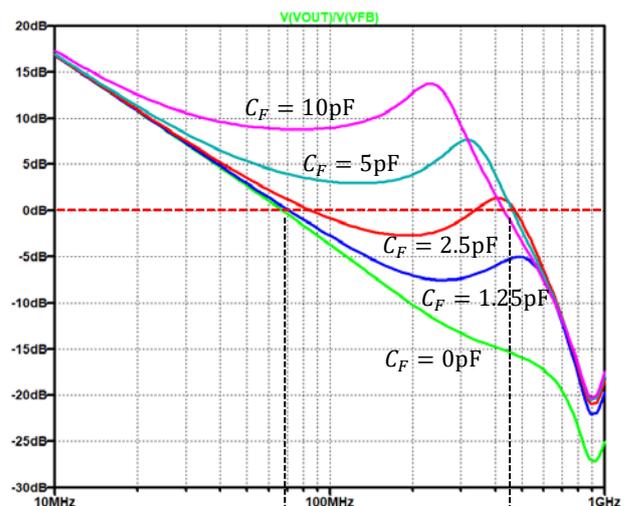
$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{\frac{R_2}{sC_F R_2 + 1} \left(1 + \frac{R_O}{R_1} \right) + R_O} \\ &= \frac{sC_F R_2 + 1}{R_2 \left(1 + \frac{R_O}{R_1} \right) + R_O (sC_F R_2 + 1)} \\ &= \frac{sC_F R_2 + 1}{sC_F R_O R_2 + R_O + R_2 \left(1 + \frac{R_O}{R_1} \right)} \end{aligned} \quad (28)$$

となり、ポールが一つ、ゼロが一つできることが分かります…。これらが図 13 の結果になっているわけなのですね…。

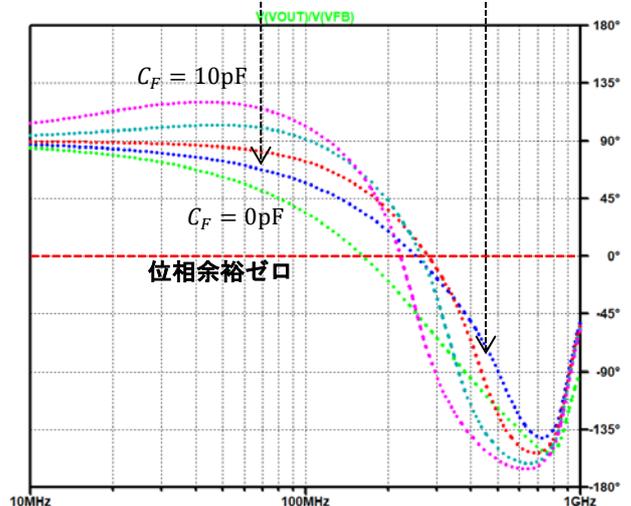


```
.ac dec 100 10MEG 1G
.step PARAM CF LIST 0 1.25p 2.5p 5p 10p
```

図 12. AD811 に電圧帰還 OP アンプで用いられる帰還容量が追加されたときのループ・ゲインをシミュレーションする回路

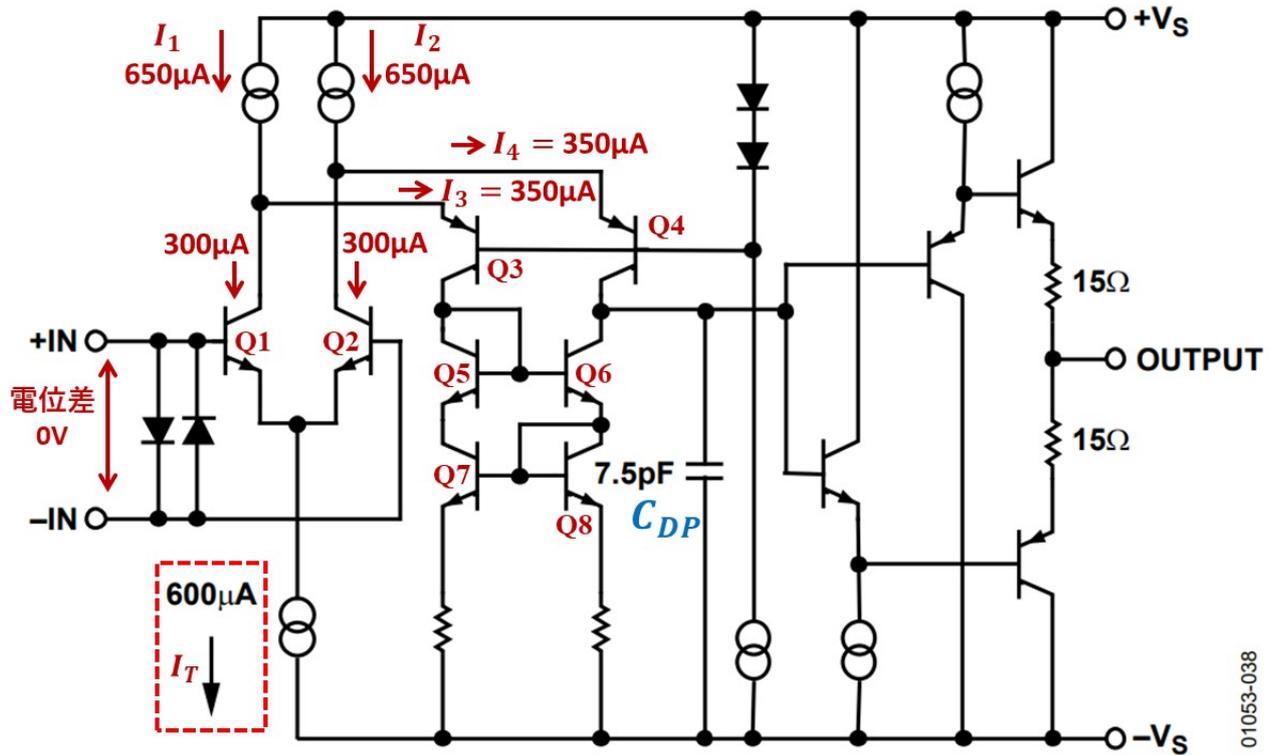


(a) ループ・ゲインの振幅



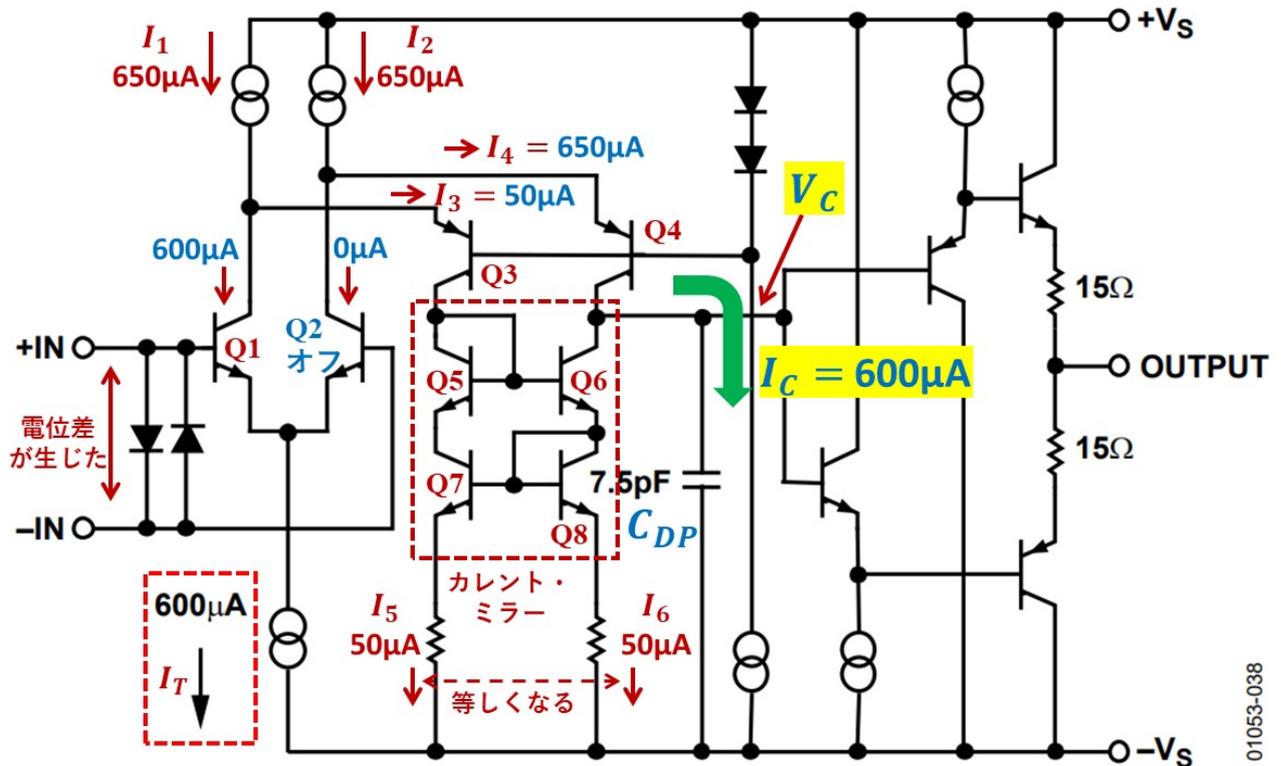
(b) ループ・ゲインの位相

図 13. 図 12 のシミュレーション結果



01053-038

図 14. 電圧帰還 OP アンプ AD8022 の簡易等価回路 [3] ($650 \mu A$ というのは仮説値)



01053-038

図 15. 図 14 において入力に電位差が生じて Q2 がオフし Q1 に最大電流が流れた状態で容量 C_{DP} が充電される

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-059

電流帰還 OP アンプにおけるスルー・レート制限

電流帰還 OP アンプでは高速なスルー・レートを実現できます。このことを説明して、この電流帰還 OP アンプ・シリーズも終わりにしましょう。

まずは電圧帰還 OP アンプでのスルー・レート制限を考える

図 14 は電圧帰還 OP アンプ AD8022 の簡易等価回路 [3] です。

差動増幅回路の下側の定電流回路（赤枠）は、一定のテイル電流 $I_T = 600 \mu\text{A}$ を流すように動作しています。

差動増幅回路の上側のふたつの定電流回路には、同一の定電流 I_1, I_2 ($I_1 = I_2$) が流れます。これを $650 \mu\text{A}$ と仮定しましょう。この電流それぞれの一部は Q1, Q2 に流れ、のこりが Q3, Q4 に流れます。差動増幅回路の非反転入力端子 +IN、反転力端子 -IN の間が同じ電位だと、 $I_3 = I_4$ ($350 \mu\text{A}$) になります。

差動増幅回路の片側がオフになると補償容量は定電流で充放電される

つづいて図 15 のように、+IN と -IN の間に電位差が生じ、たとえば大きな電位差により Q2 がオフしたときを考えてみます。Q2 に流れる電流がゼロになると、Q1 に流れる電流量が増加し、Q1 にテイル電流 I_T の $600 \mu\text{A}$ が全て流れます。このとき $I_3 = 50 \mu\text{A}$ 、 $I_4 = 650 \mu\text{A}$ になります。

Q5, Q6 と Q7, Q8 はカレント・ミラーと呼ばれる回路であり、ここを流れる電流 I_5, I_6 は等しくなります。 $I_3 = 50 \mu\text{A}$ であることから、 $I_3 = I_5 = I_6 = 50 \mu\text{A}$ となり、 $I_4 = 650 \mu\text{A}$ と $I_6 = 50 \mu\text{A}$ の差分 ($600 \mu\text{A}$) が、電圧帰還 OP アンプの周波数特性（ドミナント・ポール）を決定する補償容量 C_{DP} [F] を充放電する電流 I_C として現れてきます。

この差分 $600 \mu\text{A}$ は、いわゆる「回路が振り切った状態」での電流で、テイル電流と等しくなります。これが容量 C_{DP} を充電する最大電流となります。容量 C_{DP} はこの定電流で充電されることにより、この容量の端子電圧 V_C は

$$V_C(t) = \frac{I_C t}{C_{DP}} \quad (29)$$

で時間 t に応じて、一定変化で上昇（下降）することになります。これがスルー・レートのしくみです。

つまり電圧帰還 OP アンプのスルー・レートは、定電流回路（図 14 の赤枠）のテイル電流量から決まってくるのです。

電流帰還 OP アンプではこの制限が存在しない

電流帰還 OP アンプでは、図 1 に示したように、またこれまで長く説明してきたように、反転入力端子の電流を出力電圧量に変換するためのトランス・インピーダンス $T(s)$ (R_T, C_T) がドミナント・ポールを決定します。しかし、この $T(s)$ の容量 C_T を充電するための（電圧帰還 OP アンプで存在する）テイル電流に相当する制限はありません。反転入力端子の電流をカレント・ミラーでコピーした電流で、とくに制限なく、 $T(s)$ の容量 C_T が充電されるからです。

これにより電流帰還 OP アンプは、スルー・レートという点でも高速性能を実現できています。

まとめ

全体で 4 冊のノートとして説明してまいりました電流帰還 OP アンプ。検討を始める前は謎な部分が多いなと思っていましたが、いろいろ検討を進めていくと、基本的な回路理論を応用していけば、かなりのところまで解析ができるということが分かりました。

参考文献

- [1] Tutorial MT-034, Current Feedback (CFB) Op Amps, Analog Devices
- [2] AD811 Datasheet, Analog Devices
- [3] AD8022 Datasheet, Analog Devices