

謎の電流帰還 OP アンプ（第 2 回）
「利得帯域幅積が一定ではないの？」
著者：石井 聡
はじめに

前回の技術ノート TNJ-056 では、**電流帰還 OP アンプ**についてそのループ・ゲインをまず考え、ループ・ゲインが帰還抵抗 R_2 に反比例していることを示しました。そして明確な理論検討ができるように、原理モデルを構築してみました。今回の技術ノート TNJ-057 では、電流帰還 OP アンプの信号増幅率周波数特性について考えてみたいと思います。

しかし「電流帰還」…、よくできていますね…。よく考えられているものですね。「先達」というのはアタマ良いひとたちだなあと深く感じるところです。

またどうでもよいトリビア探究心がむくむくと

こうなると、「電流帰還という考え方は、誰が、いつ頃に発明したのか？」という、またどうでもよいトリビア探究心がむくむくと沸き上がってきます…。

ちなみにトランジスタ回路でエミッタに抵抗を接続することも「電流帰還」と呼ばれますね。英語では Emitter Degeneration といいます。いつだったか覚えていませんが、英日翻訳をするときにこの「Emitter Degeneration」という単語を初めてみて、「ディ？じえねレーしょん？」「これは何？」と思ったものでした。ネットでサーチしてエミッタ負帰還のことだと分かりました。

さて、閑話休題ということで、「誰が、いつ頃」という本題に戻ってみましょう。

[1]によると、Comlinear にいた David A. Nelson が発明し CLC103 というハイブリッド IC で 1982 年に製品化されたそうです。1982 年…。そのとき私は、ちょうど高校を卒業し、アパート住まいを始めていました。「そんなに古い発明ではないのね」と思う一方で、「若い方は『そんなに昔なんだ』と思うのだろうな」と平成生まれの子供をもつ私としては思ったりするのです。

特許も出願されており、[2]で見ることができます（以下に引用します）。発明者は David A. Nelson と Kenneth R. Saller となっています。特許登録番号は U.S. Patent 4,502,020。タイトルは「Settling time reduction in wide-band direct-coupled transistor amplifiers」（広帯域 DC 結合トランジスタ・アンプにおけるセトリング時間の低減法）というもので、本文中には Current Feedback という用語が多用されています。Abstract [2]には以下の文が記載されています。**これで 1 文**ですから、アメリカでも特許の言い回しというのは…、と思うところです（笑）

Abstract

A wide-band direct-coupled transistor amplifier exhibits greatly improved settling time characteristics as the result of circuitry permitting the use of current feedback rather than voltage feedback in order to reduce the sensitivity of settling time and bandwidth to feedback elements without thereby affecting the manner in which feedback is applied externally by the user, reducing the sensitivity of settling time to the effects of temperature, eliminating saturation and turn-off problems within the amplifier that are related to bias control, to large input

signals, and to high frequency input signals or those having fast rise times, and minimizing the sensitivity of settling time to power supply voltages. [ここでピリオド]

がんばって訳してみましよう（汗）。

【要約】

本発明は、電圧帰還手段を採用せず、帰還要素に依存するセトリング時間と帯域幅への変化感度を低減させることを成す電流帰還手段を代替手段としてその回路構成に採用することを考案することで、当該電圧帰還増幅器にあった、回路設計者が外部に帰還を構成することで生ずる回路動作（manner）に関わる影響を付与することなく、温度変化の影響により生ずるセトリング時間変化への感度特性を低減なさせしめ、バイアス制御や大信号入力ならびに高周波入力信号若しくはそれら信号が含有する飽和やターンオフ問題を排除し、供給電源電圧変動によるセトリング時間変化への感度を低減なさせしめる性能をもち、係るセトリング時間特性の顕著な改善を示す広帯域 DC 結合トランジスタ増幅器を提供するものである。

特許出願文章的に訳してみました（笑）。これまで一文が長いと、「これは言語なのか？」とも思ってしまう（笑）。翻訳にかなりの時間を割いてしまいましたが、以下の太字（bold）にしたところをとっかかりとして訳してみました。

A wide-band direct-coupled transistor amplifier exhibits greatly improved settling time characteristics,

as the result of circuitry permitting the use of current feedback, rather than voltage feedback,

in order to reduce the sensitivity of settling time and bandwidth to feedback elements,

1) ***without thereby affecting the manner*** in which feedback is applied externally by the user,

2) ***reducing the sensitivity*** of settling time to the effects of temperature,

3) ***eliminating saturation and turn-off problems*** within the amplifier that are related to bias control, to large input signals, and to high frequency input signals or those having fast rise times, ***and***

4) ***minimizing the sensitivity*** of settling time to power supply voltages.

, と **and** で列挙（enumerate）だと読み解きました。しかしこんな文章は日本語でもトホホですね…。without thereby は特許（法律？）表現のようで、単純に not で置き換えればよいようです。

アナログ・デバイセス株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセス社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2019 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-057

電圧帰還 OP アンプでの信号増幅率周波数特性

図1は帰還回路をもつ増幅系のブロック図です。 $A(f)$ はOPアンプ自体の増幅率、帰還率 β は**電圧帰還 OP アンプであれば**、これまでこの技術ノートなどで説明してきたとおり、

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

です。これより得られるこの帰還増幅系の伝達関数 $H(f)$ は

$$H(f) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A(f)}{1 + A(f)\beta} \quad (2)$$

となることも多くの方がご存知のことかと思えます。この式を変形してみましょう。まず分母・分子を $A(f)$ で割ります。

$$H(f) = \frac{A(f)/A(f)}{[1 + A(f)\beta]/A(f)} = \frac{1}{\frac{1}{A(f)} + \beta} \quad (3)$$

さらに分母・分子を β で割ります。

$$H(f) = \frac{1/\beta}{\left[\frac{1}{A(f)} + \beta\right]/\beta} = \frac{1/\beta}{\frac{1}{A(f)\beta} + 1} \quad (4)$$

ここで分子の $1/\beta$ を式(1)で置き換えてみると、

$$H(f) = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}{\frac{1}{A(f)\beta} + 1} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{1}{A(f)\beta} + 1} = \frac{G}{1 + \frac{G}{A(f)}} \quad (5)$$

ここで G はこの回路で本来得られるべき（非反転回路としての）増幅率で

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta} \quad (6)$$

ここでこの式(5)の分子の G が、「この回路の本来の増幅率」だと思ってください。この技術ノート・シリーズでは、以降、**目論見増幅率**と表現します。なお $A(f) \cdot \beta$ がループ・ゲインになります。一方で式(5)の分母の

$$1 + \frac{G}{A(f)} \quad (7)$$

は目論見増幅率 G が増加すると、この大きさも増加することになります。また $A(f)$ も周波数 f が増加すれば低下してくることになり、式(7)の大きさも増加します。

ここであるアンプを採用したとすれば、 G の条件は変われども、当然ながら $A(f)$ の変化状況は変わりません。そうすれば、

「目論見増幅率 G が増大すると、式(5)の分母の大きさが増加する」

ということになり、

「目論見増幅率 G の増大で、式(5)の $H(f)$ のカットオフ周波数（増幅率が低減しはじめる周波数）が低くなってくる」

ということになります。

電圧帰還 OP アンプ AD8601 で周波数特性をシミュレーションしてみる

図2の電圧帰還 OP アンプ **AD8601**（TNJ-056 で用いたもの）の回路で、帰還抵抗 R_2 を.step コマンドで6ステップ変化させることで目論見増幅率 G を変化させ（ $G = 0\text{dB}$, 10dB , 20dB , 30dB , 40dB , 50dB ）、周波数特性の変化を見たようすを図3に示します、当然のごとく、よく見るOPアンプ増幅回路の周波数特性になっていることが分かります。これを「利得帯域積（Gain Bandwidth Product; GBW）が一定」と説明することは、ご存知の方も多いでしょう。

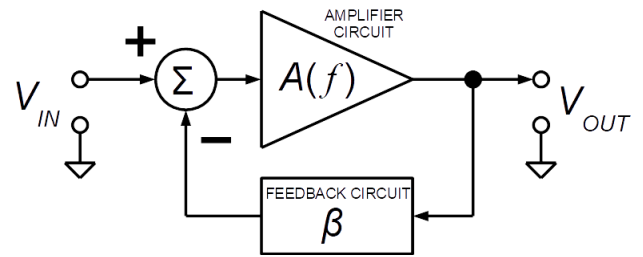
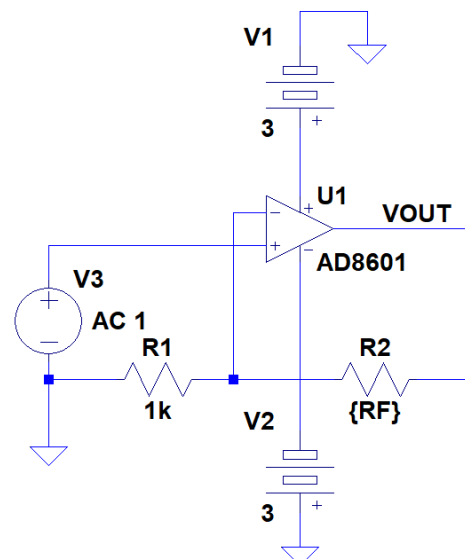


図1. 帰還回路をもつ増幅系のブロック図



.ac dec 100 0.01 100MEG
.step PARAM RF LIST 0.1 2.16k 9k 30.6k 99k 315k

図2. 電圧帰還 OP アンプ AD8601 を用いて目論見増幅率 G を変えて周波数特性を確認するシミュレーション回路（ $G = 0\text{dB}$, 10dB , 20dB , 30dB , 40dB , 50dB ）

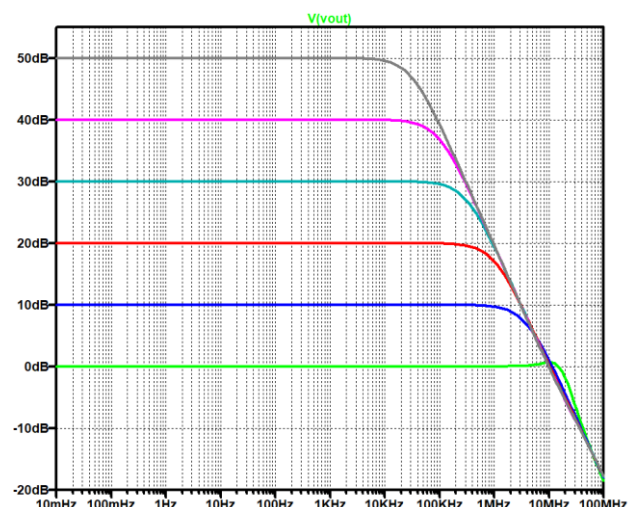


図3. 図2のシミュレーション結果。電圧帰還 OP アンプ AD8601 を用いて目論見増幅率 G を変えると周波数特性が変化する

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-057

電流帰還 OP アンプでの信号増幅率周波数特性

電流帰還 OP アンプ AD811 で周波数特性をシミュレーションしてみる

同じ条件で、電流帰還 OP アンプ AD811 を用いてシミュレーションをしてみましょう。電源電圧は AD811 のスペックに合わせて $\pm 5V$ にしました。シミュレーション回路を図 4 に示します。

電流帰還 OP アンプでは帰還抵抗 R_2 の大きさに最適推奨値があります。これは以降の技術ノートで理由を示していきますが、ひとつ前の技術ノート TNJ-056 でも「電流帰還 OP アンプでは帰還抵抗でループ・ゲインが変わる」として、そのことをチラ見せていました…。

シミュレーション結果を図 5 に示します。 $G = 20dB$ 程度までの条件では、な、なんと、周波数特性はほとんど同じままです…。電圧帰還 OP アンプとは異なる特性ですね。「利得帯域幅積 (GBW) は G により一定ではない」ということになります。

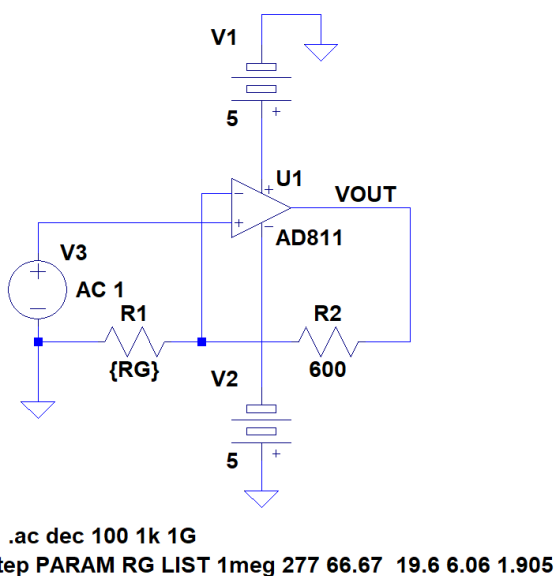


図 4. 電流帰還 OP アンプ AD811 を用いて目論見増幅率を変えて周波数特性を確認するシミュレーション回路 ($G = 0dB, 10dB, 20dB, 30dB, 40dB, 50dB$)

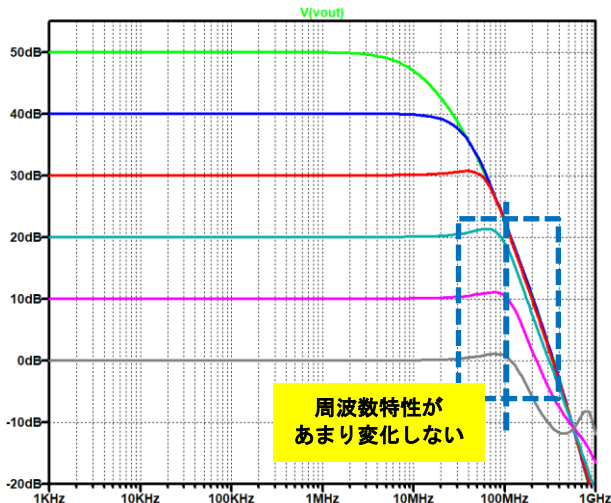


図 5. 図 4 のシミュレーション結果。電流帰還 OP アンプ AD811 を用いて目論見増幅率を変えると $G = 20dB$ 程度までは周波数特性が変化しない

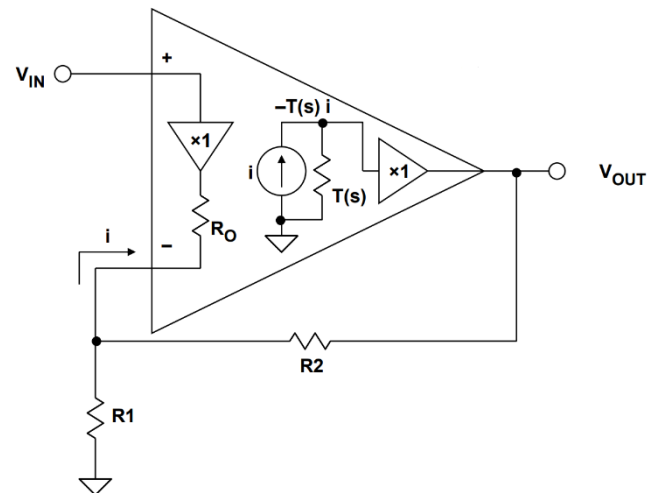


図 6. 一番基本的な電流帰還 OP アンプのブロック図 ([3]の Figure 2 より抜粋。TNJ-056 の図 4 と同じ)

電流帰還 OP アンプの入出力伝達関数を求めてみる

図 6 に一番基本的な電流帰還 OP アンプのブロック図を示します。これは[3]の Figure 2 から抜粋したものであり、TNJ-056 でも図 4 として紹介したものです。まずは R_O を無視して、この回路の入出力伝達関数 $H(f)$ を求めてみます。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

$$i = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{R_2} - \frac{V_{IN}}{R_1} \quad (8)$$

また電流量 i がインピーダンス (トランス・インピーダンスと呼びます) $T(s)$ に流れることにより、 V_{OUT} 出力の電圧量

$$V_{OUT} = -T(s) \cdot i \quad (9)$$

に変換されます。この図 6 では、反転入力端子に電流が流れ込む極性をプラスと定義し、それをインピーダンス $T(s)$ が逆極性で電流・電圧変換するよう定義されていることから、マイナスの符号をつけているのです。

式(9)を式(8)に代入し、変形させると

$$\begin{aligned} \frac{V_{OUT}}{T(s)} + \frac{V_{OUT}}{R_2} &= \frac{V_{IN}}{R_2} + \frac{V_{IN}}{R_1} \\ \left[\frac{1}{T(s)} + \frac{1}{R_2} \right] V_{OUT} &= \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) V_{IN} \\ \left[\frac{R_2 + T(s)}{R_2 T(s)} \right] V_{OUT} &= \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) V_{IN} \\ H(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) \left[\frac{R_2 T(s)}{R_2 + T(s)} \right] \\ &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[\frac{T(s)}{R_2 + T(s)} \right] = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{R_2 + T(s)}{T(s)}} = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(s)}} \quad (10) \end{aligned}$$

ここで s はラプラス演算子 (定常状態なら、 $s = j\omega = j2\pi f$ とおけます) なので、

$$H(f) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(f)}} = \frac{G}{1 + \frac{1}{LG}} \quad (11)$$

というかたちで電流帰還アンプの伝達関数周波数特性を定義することができます。ここで LG はループ・ゲインで

$$LG = A \cdot \beta = \frac{T(f)}{R_2} \quad (12)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-057

ふたつの伝達関数を比較してみる

それでは電圧帰還増幅の伝達関数 [式(5)] と電流帰還増幅の伝達関数 [式(11)] を比較してみましょう。

電圧帰還増幅は

$$H(f) = \frac{G}{1 + \frac{G}{A(f)}} \quad (5) \text{ 再掲}$$

であり、「**目論見増幅率 G の増大によって、 $H(f)$ のカットオフ周波数（増幅率が低減しはじめる周波数）が低くなってくる**」ということが、式から分かるものでした。

一方で**電流帰還増幅**は

$$H(f) = \frac{G}{1 + \frac{R_2}{T(f)}} \quad (11) \text{ 再掲}$$

であり「 **$H(f)$ のカットオフ周波数は目論見増幅率 G には依存しない**」ということが、な、なんと…、分母に G が無いことから分かります。ある OP アンプを採用したとすれば、その増幅回路の伝達関数 $H(f)$ は、 R_2 の変化にのみ依存するのですね。

図 5 を見るとおり、 $G = 30\text{dB}$ を超えるあたりではさすがに周波数特性が低下していますが（これは追って理由を考えてみたいと思います）、それ以下の G では「 **$H(f)$ のカットオフ周波数は目論見増幅率 G には依存しない**」結果となっています。

これが電流帰還 OP アンプのとても強固な強みなのです。

電流帰還 OP アンプ回路での帰還抵抗の選定

電流帰還 OP アンプでのいちばん基本的な帰還抵抗の選定方法は、図 4 の抵抗 R_2 を、その OP アンプに対して最適なものとして「一意に決められた大きさ」を使用し、それから目的の目論見増幅率 G が得られるように R_1 を決めることです。

しかし現実には複雑な要素がいろいろと絡み合って（ R_O の影響が大きいと考えられますが）、それぞれの目論見増幅率 G に最適な（一意ではない）抵抗値がデータシートに示されています。

図 7 に AD811 のデータシート [4] に Table 3 として記述のある、「-3 dB Bandwidth vs. Closed-Loop Gain and Resistance Values」というものを示してみました。 R_2 （図 7 中では R_{FB} ）の最適値はそれぞれ Closed-Loop Gain（本技術ノートで言うところの目論見増幅率 G ）ごとに若干ですが変化していることが分かります。

また電源電圧ごとでも、最適な抵抗値が変化しているところも興味深いところです。

単純な話をすれば、「データシートどおりの定数をお使いいただくのがベストです」ということなのですが…。

帰還抵抗値を変えるとどうなる

ここでまたまた「じゃあ、データシートどおりの定数を使わないとどうなるのか?」と思うのではないのでしょうか。

それをシミュレーションで見てみましょう。この回路図を図 8 に示します。 $G = +2$ に設定してあります。図 7 に示した Table 3 には明示されていませんが、ビデオ用途を考え、またデータシート中の各部に記載のある 150Ω の負荷条件として、 $R_L = 150\Omega$ を接続してあります。基準となる定数は、同 Table (図 7) で $\pm 5\text{V}$ 電源で $G = +2$ の設定時の推奨値、 562Ω としています。この抵抗値を .param コマンドで変数 k を用いて、0.1 倍から 10 倍まで変化させてみます。とくに帰還抵抗 R_2 の大きさがポイントです。

シミュレーション結果を図 9 に示します。抵抗値（とくに R_2 ）を変化させると、推奨抵抗値の半分の大きさでは大きなピーキングが観測され、抵抗値が大きすぎると周波数特性が適切に得られていないようすがシミュレーション結果から分かります。

ピーキングが大きいことは位相余裕が少ないということ、OP アンプ増幅回路が不安定になってきているということです。

面白いものですね。式(11)のとおり目論見増幅率 G は（それほど高い増幅率でなければ）周波数特性には影響を与えませんが、帰還抵抗の選定では特性に大きな変化がみられるのですね。

抵抗をさらに小さくしていくとピーキングが低減していますが、これは反転入力端子の入力抵抗 R_O と OP アンプの出力インピーダンス（まあ、それでもデータシートによるとオープン・ループ状態で 9Ω と小さいものではありませんが）などによる影響かと考えられます。

Table 3. -3 dB Bandwidth vs. Closed-Loop Gain and Resistance Values

$V_S = \pm 15\text{ V}$			
Closed-Loop Gain	R_{FB}	R_G	-3 dB BW (MHz)
+1	750 Ω		140
+2	649 Ω	649 Ω	120
+10	511 Ω	56.2 Ω	100
-1	590 Ω	590 Ω	115
-10	511 Ω	51.1 Ω	95
$V_S = \pm 5\text{ V}$			
Closed-Loop Gain	R_{FB}	R_G	-3 dB BW (MHz)
+1	619 Ω		80
+2	562 Ω	562 Ω	80
+10	442 Ω	48.7 Ω	65
-1	562 Ω	562 Ω	75
-10	442 Ω	44.2 Ω	65
$V_S = \pm 10\text{ V}$			
Closed-Loop Gain	R_{FB}	R_G	-3 dB BW (MHz)
+1	649 Ω		105
+2	590 Ω	590 Ω	105
+10	499 Ω	49.9 Ω	80
-1	590 Ω	590 Ω	105
-10	499 Ω	49.9 Ω	80

図 7. AD811 の -3 dB Bandwidth vs. Closed-Loop Gain and Resistance Values（データシートの Table 3 を引用 [4]）

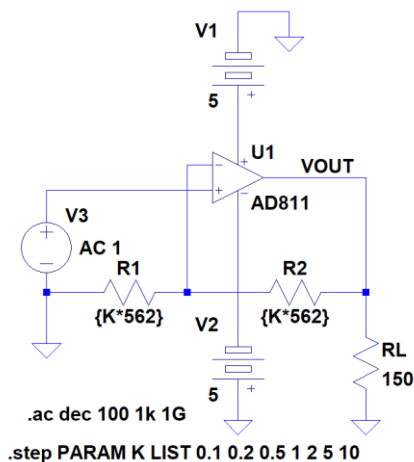


図 8. AD811 を $G = +2$ で帰還抵抗値を変えたときの周波数特性をシミュレーションする回路

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-057

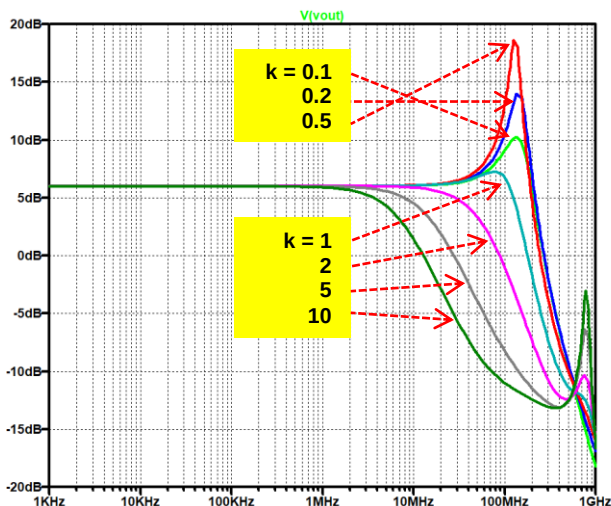


図 9. 図 8 のシミュレーション結果。抵抗値を変えるとピーキングが出来たり、周波数特性の劣化がみえる

特性変化の原因はループ・ゲインの変化

図 9 の特性の大きな変化はループ・ゲインの変化が原因です。式(12)から帰還抵抗 R_2 の大きさを小さくすると、ループ・ゲインが上昇することが分かります。

それによりループ・ゲインが 1、つまり 0dB になるクロスオーバー周波数も上昇し、インピーダンス $T(s)$ 以外により形成される、ドミナント・ポールよりも高い周波数にある寄生的な要因によるセカンダリ・ポールなどが位相余裕に影響を与えてくることが特性変化の原因です（これは以降で引き続き考えていきます）。

図 9 の結果から、「① 抵抗値（とくに R_2 に関して）を小さくしすぎるとピーキングが生じる」し、「② 抵抗値を大きくしすぎると周波数特性が低下する」ということが分かります。

これが「それぞれの目論見増幅率 G に最適な抵抗値（特に R_2 の抵抗値）がデータシートに示されています」という話しの理由なわけですね。

電流帰還 OP アンプを初めて取り扱うときに、この「帰還抵抗 R_2 の抵抗値には最適値が」という話を不思議に思うところですが、このように検討してみれば、というか「ループ・ゲインが帰還抵抗 R_2 の抵抗値により変わるのだ」という事実が理解できれば、「そりゃそうだな」と納得できることではないでしょうか。

電流帰還 OP アンプの簡易モデルで評価してみる

TNJ-056 の図 7 で電流帰還 OP アンプの簡易モデルを作りました。これを使って、図 9 で得られたようなピーキングがでるものか見てみましょう。というか、答えを先に言ってしまうと、この簡易モデルは位相回転が 90° 遅れまでしか至らないので、図 9 で得られたようなピーキングは発生しないのです。

まあそれでも一応やってみましょう。図 10 はこの簡易モデルを使って、図 8 と同じ条件の増幅回路を形成したようすです。

これまでのこの簡易モデルでは、非反転入力にはグラウンドに接続されているものとして、表記していませんでした。ここでは信号の入出力特性を示すために、図 10 に示すようにバッファ E2 を追加して高インピーダンスな入力端子を構成し、そこをこの OP アンプ簡易モデルの非反転入力端子としました。

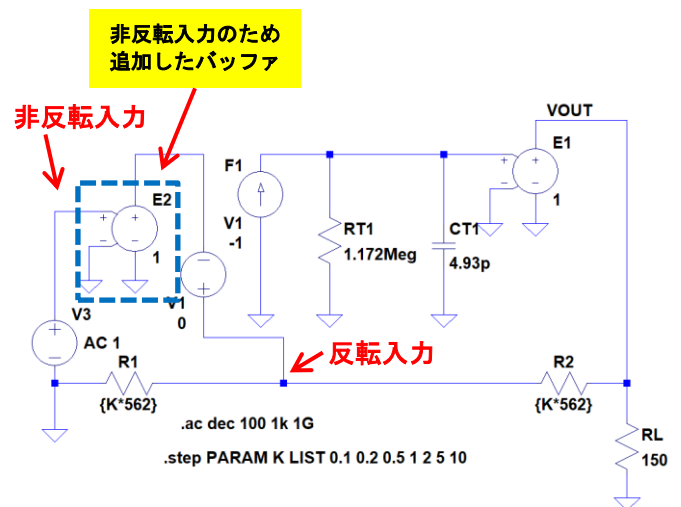


図 10. AD811 $G = +2$ に相当する回路を簡易モデルを使って形成したシミュレーション回路

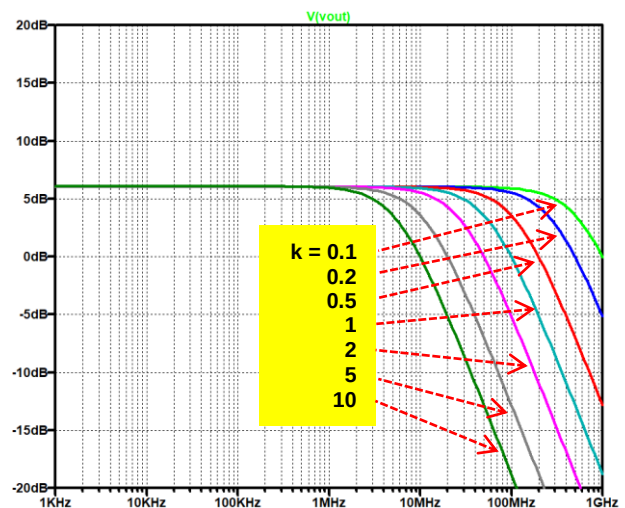


図 11. 図 10 のシミュレーション結果。抵抗値を変えても帯域幅が変化するのでピーキングがみえない

シミュレーション結果を図 11 に示します。抵抗値 R_2 を変えることで周波数帯域は変化しますが、図 9 で見たようなピーキングは出ていません。このモデルであれば、帰還抵抗を低下させていけば無限に高速な（広帯域な）電流帰還アンプができるわけです（笑）。

これは結局、上記に示したように、この簡易モデルは RC 1 個つづのインピーダンス $T(s)$ のみしか存在しない 1 次遅れ系であり、位相遅れが 90° までしか回らないので、位相余裕が 90° のままで変化しないことから、このような結果になるわけです。

一応、位相余裕もみてみましょう。図 12 は図 10 の回路を、ループ・ゲインを測定する回路に変えてみたものです。シミュレーション結果を図 13 に示します。これは TNJ-056 の図 8 での抵抗値を変えたシミュレーション結果に、ループ・ゲインの位相特性も表示させたものに相当します。たしかに位相回転が 90° 遅れまでにとどまっており、位相余裕は 90° になっています。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-057

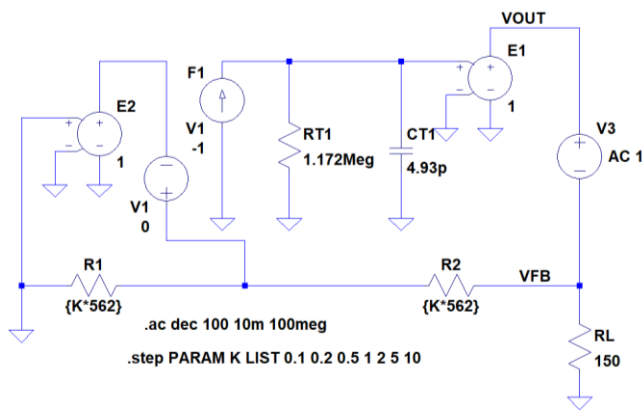


図 12. 図 10 の AD811 $G = +2$ に相当する簡易モデルのループ・ゲインを測定するシミュレーション回路

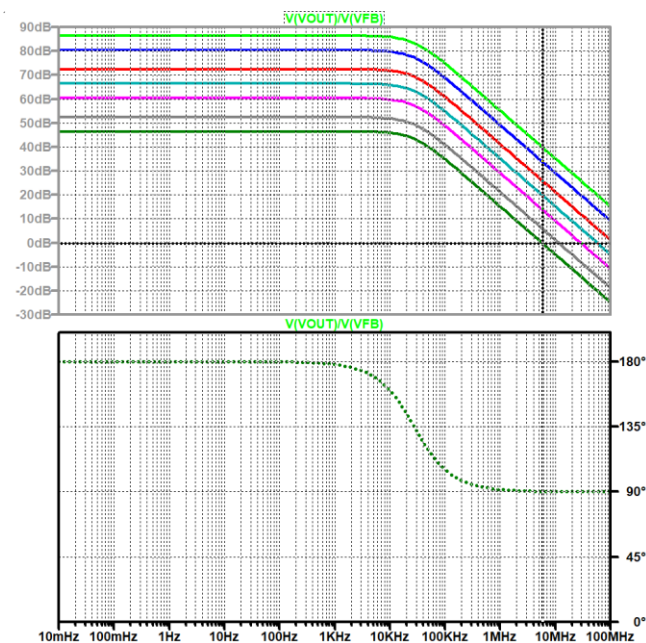


図 13. 図 12 のシミュレーション結果。位相が 90° 遅れでとどまっており、位相余裕は 90° で十分にある（ゲインのプロットは上から $k = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5, 10$ ）

簡易モデルでは AD811 で生じるピーキングが表現できない

この結果から分かることは、この簡易モデルでは AD811 で生じていた（図 9 で示した）ピーキングを表現できないということです。先にも示したように、位相余裕が 90° までしか低下しないので、当然ですが…。そうすると図 6 のブロック図は、電流帰還 OP アンプの本来のようすを的確にモデル化できていないこととなります…。

続いての技術ノートでは

今回の技術ノートでは、電流帰還 OP アンプを用いた増幅回路において、信号増幅率特性が目論見増幅率（この技術ノートでは「目論見」なんて用語を使いましたが…）を変えてもあまり変化しないことを説明しました。

また帰還抵抗に最適値が（原理的には R_2 に）あることを AD811 の OP アンプでシミュレーションで確認してみました。抵抗値を小さくしていくとループ・ゲインが増大し、位相余裕が低減す

ることが原因となり、ピーキングが生じます。抵抗値を大きくしていくとループ・ゲインが低減することで、周波数特性が劣化します。

抵抗値を小さくしていくと動作が不安定になっていく原因は「位相余裕」だとはお話ししたものの、さきの TNJ-056 で定義した簡易モデルでは、この位相余裕の低下を表現できていないことも明白となりました。

そこで次の技術ノートでは、この簡易モデルを AD811 のパラメータに近づけていくことを考え、帰還抵抗 R_2 に最適値が確かであることを、改良型簡易モデルを用いて探究していきたいと思います。

ちなみに最初の特許的表現を書いていくなかで、[5]のような記事を発見しました。この技術ノートの技術的なネタには何ら関係ありませんけれども、ご紹介しておきます。なお最初の特許的表現は、これまで自らが特許出願した経験に基づくもので、[5]を仔細に参照したものでもありませんけれども…。

参考文献

- [1] Current-feedback operational amplifier, Wikipedia, https://en.wikipedia.org/wiki/Current-feedback_operational_amplifier
- [2] David A. Nelson, Kenneth R. Saller; Settling time reduction in wide-band direct-coupled transistor amplifiers, Patent No. US4502020A, found in Google Patents, <https://patents.google.com/patent/US4502020>
- [3] Tutorial MT-034, Current Feedback (CFB) Op Amps, Analog Devices
- [4] AD811 Datasheet, Analog Devices
- [5] 横井俊夫; 特許ライティングのための言語学, Japio YEAR BOOK 2009, pp. 148-153, (社) 日本特許情報機構, http://www.japio.or.jp/00yearbook/files/2009book/09_2_08.pdf