

**コレクタ出力レール TO レール OP アンプの裸出力インピーダンスは
高いはずだが？（中編）****アジフライ…、あいや、局部帰還の效能を味わってみる****著者：石井 聡****はじめに**

前回の技術ノートでは「東京湾アクアライン裏側探検」なるツアー[1]に参加した件をお話ししました。私は千葉県在住なのですが、最近のテレビでは千葉県、それも房総半島あたりの観光地の紹介などがよくされています。これもアクアライン効果なのだろうと、そのようなテレビを見るたびに考えます。

そうです、私の住む千葉県も結構な観光見どころがあるのです！

今回もまたどうでもいい話ですが、「アジフライ」のネタからスタートいたしましょう。

とある晩秋の夕食卓にて

もうすぐ冬の足音が聞こえる、外は冷え冷えとした晩秋の夜の暖かい食卓。「お父さん、あなた明日有給休暇にしたけど、どこに行く？」と、妻と（すでに十分に大人になった）子供が私に問いかけます。その明日は予定もなく一日休みを取っていたのですが、「家でWEBラボの記事でも書いているか」とか、仕事だか趣味だか分からない（笑）弱い頭の思考回路ステート・マシンで考えたことは、「そうだ、久しぶりに千倉の道の駅、潮風王国[2]のアジフライ定食が食いたいな」ということでした。

そのアジフライ定食は、さらにその数年前、テレビで紹介されており、紹介後に何度かその店に訪問したのでした。道の駅の中にあるお店で、市場食堂せん政水産[3]という名前のお店です。

このお店のアジフライは「超巨大」かつ「超ふわふわ」という絶品のもので、最初に食したときは感動さえ覚えたものでした。それこそアジ＝鰯＝味と呼ばれるとおり、アジは味のいい魚として紹介されるものであり、「なんだ魚のフライか」と小ばかにできるものではありません【とはいっても私の子供の頃、肉屋さんから買ってくる2枚にアジをおろしてフライにしたアジフライの骨と味が嫌い、アジフライは苦手であった。アナログ・デバイスに入社後、伊豆にある会社の健康保険組合の保養所で開催された、オフサイト・ミーティング（会議）の昼食でアジフライ定食が出てきた。事前にメニューを聞いていて「アジフライかあ…。嫌いだなあ…。トホホお」と思っていたところ、食べてびっくり。その筆舌に尽くせぬほどの旨さに「アジフライって、こんなに美味しいんだ！」と結構な大人になって思った次第（汗）】。

翌朝のお休みの午前中、現地到着時間 13 時を目標としてクルマでスタートしました。天候はあいにくの曇りから小雨交じりのあまり良い日ではありませんでした。そのため混雑もなく無事に予定通りに現地到着。平日かつ悪天候であることから空いている店内に入り、さっそくアジフライ定食（といっても組みあわせおかずに複数の種類があり、A 定食から E 定食まであります）を注文。出てきたアジフライ（図 1）は今回も大変おいしいものでありました。

道の駅ちくろ潮風王国は、千葉の道の駅でも一番アクセスが遠いと思われる道の駅です。目の前は太平洋で、天気によれば絶景でしょう。また春先であれば、南房総のお花畑なども見ど



図 1. 道の駅ちくろ潮風王国[2]、市場食堂せん政水産[3]の巨大アジフライ。この写真からもアジフライがドデカイことが分かる

ころです。ぜひ南房総にお越しください。観光と合わせてこのようなグルメもいかがでしょうか。

さて、今回の技術ノートでは…**前回の技術ノートにおいて「原理的にはコレクタ出力 OP アンプの出力インピーダンスは高い」ことが分かった**

前回の TNJ-100、今回の TNJ-101、そして次回の TNJ-102 ではレール to レール出力 OP アンプの出力インピーダンスについて検討しています。

レール to レール出力 OP アンプは電源レールいっぱいまで振幅が振れる特長がありますが、それを実現するためにコレクタ出力（エミッタ共通）回路が使用されています。コレクタ出力は一般的にその出力インピーダンスが高いとして教わってきていますが、そのままではこの OP アンプ出力に容量性負荷を接続した場合など、出力での位相遅れが発生し（「位相が廻る」といいますね）、OP アンプ回路が不安定になることが危惧されます。そこでこれら 3 冊の技術ノートでは、この懸念をどのように解決しているかについて深く考えています。

その前編である今回は、解析用の超簡易 NPN トランジスタ動作モデル（Behavior Model）を作ってその正当性について検討し、それを用いた超簡易 OP アンプのコレクタ出力インピーダンスを解析してみました。学校や職場の駆け出しのころ習ってきたように、残念ながら（？）その出力インピーダンスは十分に高いことが判明しました。これでは安定した OP アンプ回路を構築できません…。

アナログ・デバイス株式会社は、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。本誌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。
©2024 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

今回の技術ノートは「コレクタ出力 OP アンプの原理的に高い出力インピーダンスがどのように低減されているか」を見ていく

上記の懸念は、回路技術により解決（完全に解決ではありませんが、「必要十分な範囲で解決している」というところでしょう）されています。それは「局部帰還」というテクニックです。今回も超簡易 NPN トランジスタ・モデルを使いながら、このテクニックについてより深く見ていきましょう。

といっても技術ノートのページ数が足りなくなってしまったので、次回の TNJ-102 に続きます！

検討の海に飛び込むには準備体操が大切

準備その 1（ダイオード接続での出力インピーダンス）

図 2 のダイオード接続された回路のコレクタ出力インピーダンス r_{OUT} を考えます。これはトランジスタをダイオード接続にした回路です。なお[4]で示すアーリー効果（Early Effect）により有限のコレクタ出力インピーダンスになる項は当分の間、無視して考えます。またこの技術ノート・シリーズでは説明の都合上、図 3 のコレクタ出力容量 C_{ob} はゼロにしています。

さて、この回路に電圧 v_{IN} を加えることで電流 i_{IN} が流れれば、もしくは電流 i_{IN} を加えることで電圧 v_{IN} が生じれば、コレクタ出力インピーダンス r_{OUT} は

$$r_{OUT} = \frac{v_{IN}}{i_{IN}} \quad (1)$$

なお電流 i_{IN} はベース電流 i_B とコレクタ電流 i_C の合算なので

$$i_{IN} = i_B + i_C \quad (2)$$

ここでベース・エミッタ間電圧 v_{BE} ($v_{BE} = v_{IN}$) からベース電流 i_B を得るために、前回も示した r_π というものを導入します（これはトランジスタのハイブリッド π モデルで用いられるもの）。この r_π は呼び名がないようで、「アールパイ」と呼ぶようです。この技術ノートでは「ベース入力相当抵抗」と呼ぶことにします。なおベースに存在するベース広がり抵抗は小さいので無視しています。

$$i_B = \frac{v_{BE}}{r_\pi} \quad (3)$$

$$v_{BE} = i_B r_\pi \quad (4)$$

という関係であることから、エミッタ接地電流増幅率 h_{FE} は

$$h_{FE} = \frac{i_C}{i_B} = \frac{i_C}{v_{BE}/r_\pi} = \frac{i_C}{v_{BE}} r_\pi = g_m r_\pi \quad (5)$$

と表すことができます。さらにこの式の後半、

$$\frac{i_C}{v_{BE}} r_\pi = g_m r_\pi \quad (6)$$

を変形していくと、

$$\frac{i_C}{v_{BE}} = g_m \quad (7)$$

$$i_C = g_m v_{BE} \quad (8)$$

であり、図 2 のトランジスタはダイオード接続なので $v_{BE} = v_{IN}$ となるので

$$i_C = g_m v_{IN} \quad (9)$$

式(2)に式(3)と式(9)を代入すると

$$i_B + i_C = \frac{v_{IN}}{r_\pi} + g_m v_{IN} = \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right) v_{IN} \quad (10)$$

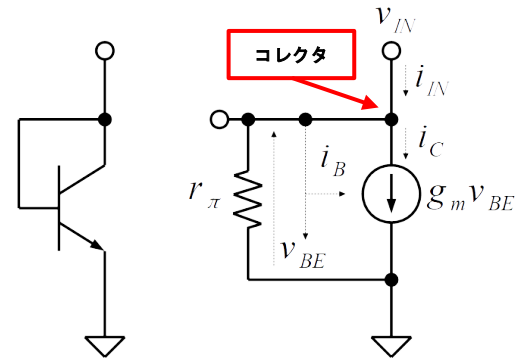


図 2. ダイオード接続されたトランジスタのコレクタ側のインピーダンスを計算してみる

ここから式(1)を使ってコレクタ出力インピーダンスを求めると

$$r_{OUT} = \frac{v_{IN}}{i_{IN}} = \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + g_m} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} \quad (11)$$

また式(5)から

$$r_\pi = \frac{h_{FE}}{g_m} \quad (12)$$

$$g_m r_\pi = h_{FE} \quad (13)$$

なので式(11)に代入すると

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} = \frac{r_\pi}{1 + h_{FE}} \quad (14)$$

とも表すことができます。ここでとくに CMOS トランジスタでは $r_\pi = \infty$ なので、

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} = \frac{1}{1/r_\pi + g_m} \Big|_{r_\pi = \infty} = \frac{1}{g_m} \quad (15)$$

と計算することができます。バイポーラ・トランジスタでも $r_\pi \gg 1$ なので、上記の式は凡そとして成り立ちます。

これを前回導入した G モデルを使った超簡易トランジスタを用いてシミュレーションしてみましょう。図 3 はこのシミュレーション回路です。コレクタ・ベース間を直結しており、ダイオード接続になっています。コレクタには直流 $20\mu\text{A}$ を I1 から流しておきます。シミュレーション結果を図 4 に示します。シミュレーション方法は前回示した方法のとおりで、AC ソース 1A を目的とする端子に加えることで、得られた電圧値自体がインピーダンスそのものとなります。

これも前回説明したとおりですが、 $i_C = 20\mu\text{A}$ と設定しているので、相互コンダクタンス g_m は以下の式から、

$$g_m = i_C \frac{q}{kT} \quad (16)$$

$g_m = 772\mu\text{S}$ となります。ここでの変化要素は i_C のみです（それ以外は物理定数）。これから

$$r_{OUT} = \frac{1}{g_m} = 1295\Omega \quad (17)$$

準備その 2（局部帰還接続での出力インピーダンス）

つづいてダイオード接続だったコレクタ・ベース間にインピーダンス Z が接続された場合（図 5）の出力インピーダンスを考えます。これを「局部帰還接続」と呼ぶことにしましょう。ここでのベース電流 i_B' は

$$i_B' = \frac{v_{IN}}{r_\pi + Z} \quad (18)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

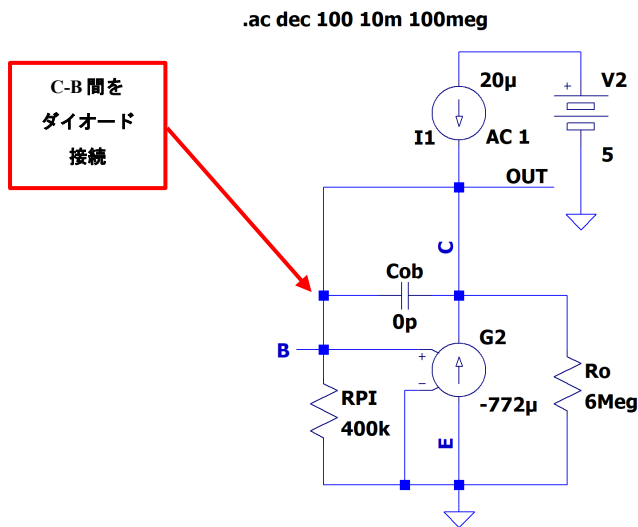


図 3. ダイオード接続されたトランジスタのコレクタ側のインピーダンスをシミュレーションしてみる LTspice の回路

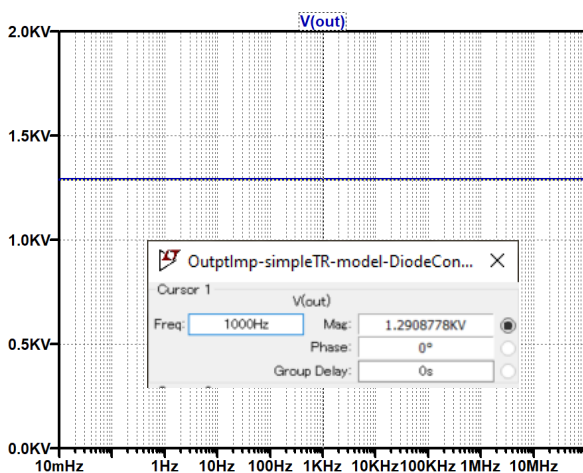


図 4. 図 3 のシミュレーション結果。1291Ω になっている。計算からも $1/g_m = 1295\Omega$ であり、合致していることが分かる

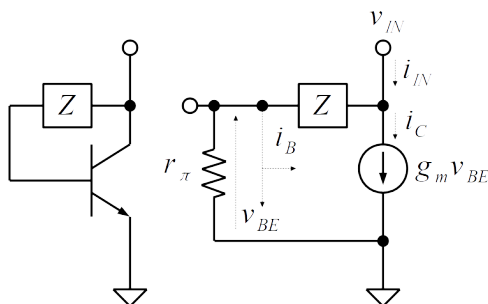


図 5. コレクタ・ベース間にインピーダンスZが接続されたトランジスタのコレクタ側のインピーダンスを計算してみる

に低下します。ダイオード接続時のベース電流 i_B からの低下量を、係数 γ (低下率/低下係数) を用いて

$$i'_B = \gamma i_B \quad (19)$$

と表しておきます。ダイオード接続だったときのコレクタ電流 [式(8)]

$$i_C = g_m v_{BE} \quad (8) \text{再掲}$$

がダイオード接続ではなく、インピーダンスZが接続され、ベース電流 i'_B に低減していた場合、 v_{BE} は式(4)から

$$v'_{BE} = i'_B r_\pi = \gamma i_B r_\pi = \gamma v_{BE} \quad (20)$$

に低下します。この低下率 γ は接続されたインピーダンスZとベース入力相当抵抗 r_π により形成される分圧率ともいえる

$$\gamma = \frac{r_\pi}{r_\pi + Z} \quad (21)$$

と書くこともできます。式(8)を **変形** しインピーダンスZが接続された場合として修正して、

$$i'_C = g_m v'_{BE} = g_m \gamma v_{BE} = \gamma i_C \quad (22)$$

ここで、コレクタ電流はもともと i_C だったものが、低下率 γ にて低下します。ここから式(1)と式(2)

$$r_{OUT} = \frac{v_{IN}}{i_{IN}} \quad (1) \text{再掲}$$

$$i_{IN} = i_B + i_C \quad (2) \text{再掲}$$

を使って、インピーダンスZが局部帰還接続された場合を考えると

$$\begin{aligned} r'_{OUT} &= \frac{v_{IN}}{i'_{IN}} = \frac{v_{IN}}{i'_B + i'_C} = \frac{v_{IN}}{\gamma i_B + \gamma i_C} = \frac{v_{IN}}{\gamma (i_B + i_C)} \\ &= \frac{r_{OUT}}{\gamma} \end{aligned} \quad (23)$$

なお v_{IN} は加える電圧なので、インピーダンスZが接続されても変化するものではありません。式(14) から

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} = \frac{1}{1/r_\pi + g_m} \Big|_{r_\pi=\infty} = \frac{1}{g_m} \quad (24)$$

が

$$\begin{aligned} r'_{OUT} &= \frac{r_\pi}{\gamma (1 + g_m r_\pi)} = \frac{1}{\gamma \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right)} \Big|_{r_\pi=\infty} \\ &= \frac{1}{\gamma g_m} = \frac{r_{OUT}}{\gamma} \end{aligned} \quad (25)$$

となります。局部帰還の接続状態や周波数で γ が変化することにより、以下のことが (ここまでのまとめとして) 分かります。

準備その3 (ここまでのまとめ)

コレクタ出力は、コレクタ・ベース間の接続状態により、その出力インピーダンスが

- ① コレクタ・ベース間が未接続の場合には、低下係数 $\gamma = 0$ となり、帰還がなくなる。出力インピーダンスは

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{\gamma (1 + g_m r_\pi)} = \frac{1}{\gamma \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right)} \Big|_{\gamma=0} = \infty \quad (26)$$

で無限大になる。しかし実際はアーリー効果 [4] が存在することにより、有限な抵抗値になる

- ② コレクタ・ベース間に有限のインピーダンスZが接続された場合 (局部帰還が施された場合) には、低下係数 $0 < \gamma < 1$ となり、出力インピーダンスは

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{\gamma (1 + g_m r_\pi)} = \frac{1}{\gamma \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right)} \Big|_{r_\pi=\infty} = \frac{1}{\gamma g_m} \quad (27)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

で、 $1/g_m$ の大きさが $1/\gamma$ ($\gamma \leq 1$) が係数となり、 γ が大きくなるに従い、低下してくる

- ③ ダイオード接続（直結もしくはインピーダンス Z がショート状態）の場合は、低下係数 $\gamma = 1$ （低下しない）となり、出力インピーダンスは

$$r_{OUT} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} = \frac{1}{1/r_\pi + g_m} \bigg|_{r_\pi = \infty} = \frac{1}{g_m} \quad (28)$$

まで低減する

このように「エミッタ共通のコレクタ出力であっても、出力インピーダンスは、接続状態や周波数により大きく変化する」ということが分かります。

このようにLTspiceを用いて実際にシミュレーションしてみましょう。図6はコレクタ・ベース間にインピーダンス Z (C1の10pFのコンデンサ) が接続されたトランジスタのコレクタ側のインピーダンス r_{OUT} をシミュレーションしてみるLTspiceの回路です。

シミュレーションの結果を図7に示します。低い周波数では R_o で形成される6M Ω が支配的になり ($\gamma = 0$ の状態)、周波数が上昇してくるとそれに応じて出力インピーダンスが低下してくるようになります。

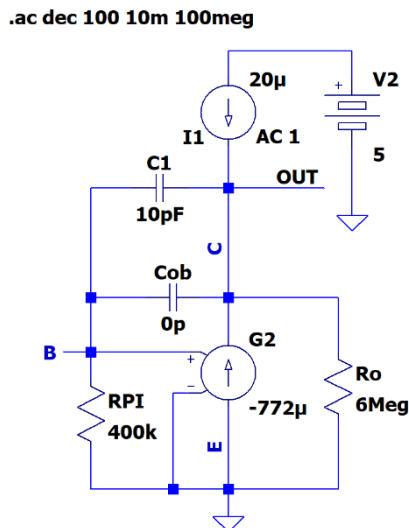


図6. コレクタ・ベース間にインピーダンス Z (10pFのコンデンサ) が接続された超簡易トランジスタのコレクタ側のインピーダンスをシミュレーションしてみるLTspiceの回路

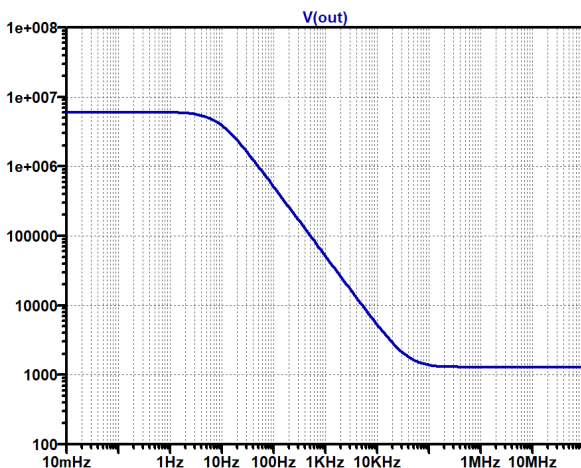


図7. 図6のシミュレーション結果

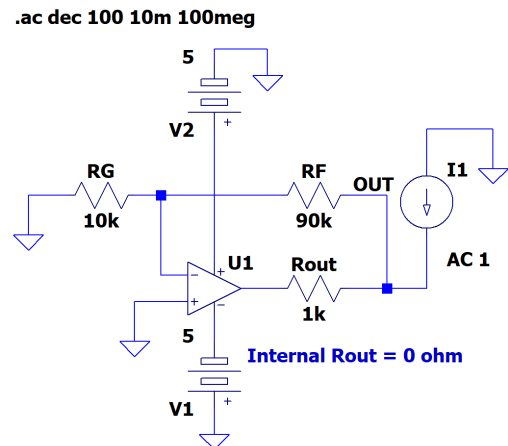


図8. 出力に接続されている $R_{out} = 1k\Omega$ が帰還により見かけ上どのように低下するかをシミュレーションする回路 ($A_{OL} = 1Meg$, $GBW = 10MHz$)

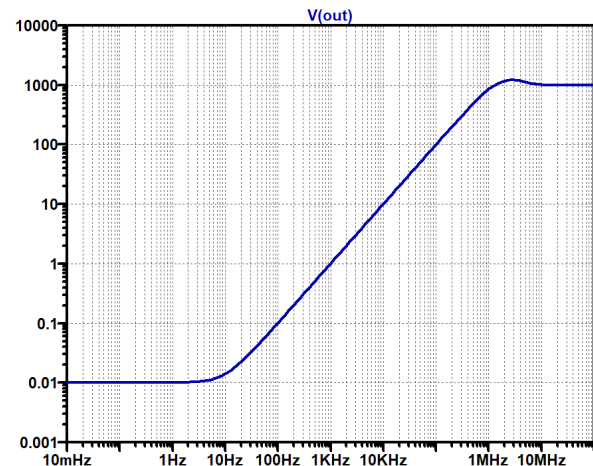


図9. 図8のシミュレーション結果。低い周波数においてはループ・ゲインで出力インピーダンスが低下し (0.01 Ω)、高い周波数においてはループ・ゲインが低下することで元来の出力インピーダンスの1k Ω が出力に現れる

OPアンプ回路においても負帰還により出力インピーダンスが低減する

前回、今回、次回のWEBラボの技術ノートは、「トランジスタに局部帰還を施した場合に、出力インピーダンスが低下する・変化する」という話しをしています。

しかし局部帰還は、一般のOPアンプにおいて「負帰還をかけることにより出力インピーダンスが低下する」という話しと「全く同じ」といっても過言ではありません。仕組みとしては同じなのです。これを途中の寄り道として、(ここでは少しだけ)説明してみましょう。

図8はLTspiceで作った非反転増幅回路です(本来、非反転入力端子に接続されるべき信号源は描いていません)。OPアンプ出力に $R_{out} = 1k\Omega$ の抵抗が接続されています。この抵抗が負帰還によりどのように見かけ上低下するかを見てみましょう。なおこのOUTに $I1 = 1A$ を加えることで出力インピーダンスを得る作戦です(前回のTNJ-100で説明したとおり。図6も同じ)。

OPアンプの素性は、オープン・ループ・ゲイン $A_{OL} = 1Meg$ 、利得帯域幅 $GBW = 10MHz$ 、帰還率 β

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

$$\beta = \frac{R_G}{R_F + R_G} = \frac{10k}{90k + 10k} = 0.1 \quad (29)$$

この帰還率は非反転増幅回路の増幅率 $A_{CL} = 10$ の逆数になります。ちなみに前回の TNJ-100 で記号 β をトランジスタの電流増幅率 h_{FE} だとしていましたが、ここでは OP アンプの帰還率の慣例的な記号として同じ β を用いています。

これにより、ループ・ゲイン $A_{OL} \beta = 0.1\text{Meg} = 100,000$ 、ループ・ゲインの -3dB 周波数 $= 10\text{Hz}$ になります。

OUT 端子の出力インピーダンスをシミュレーションした結果を図 9 に示します。答えを言ってしまうと、出力インピーダンス Z_{OUT} は

$$Z_{OUT} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL} \beta} \quad (30)$$

になります。低い周波数では $A_{OL} \beta = 0.1\text{Meg} = 100,000$ なので、

$$Z_{OUT} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL} \beta} = \frac{1,000}{1 + 100,000} \cong 0.01 \quad (31)$$

出力インピーダンスの変化点はループ・ゲインが $A_{OL} \beta < 1$ になる -3dB 周波数 $= 10\text{Hz}$ になっています。高い周波数では帰還による低減が効かなくなりますので $Z_{OUT} = 1k\Omega$ になります。

この式(30)の詳細な導出は、次回の TNJ-102 で行ってみたいと思います。

局部帰還つき回路を解析する

さて、つづいて超簡易 OP アンプ回路、前回の図 5、図 8、図 10 の回路にある、超簡易トランジスタに 10pF のコンデンサで局部帰還を施した図 10 の回路を考えてみましょう。

ボルテージ・フォロワ回路を解析する

この図 10 は 100 % 帰還をかけたボルテージ・フォロワです。この周波数特性を一応見ておきましょう。これはとくにどうだ、というものではなく、単なる参考程度に見てください。

シミュレーション結果を図 11 に示します。前回の TNJ-100 の図 7 と比較して、周波数特性が若干低下しています。これはコレクタ出力容量 C_{ob} が 2pF から 10pF になったことと等価であること、 10pF の局部帰還が（次回詳しく示しますが）ミラー効果により周波数特性を決定する支配的要因になっているからです。

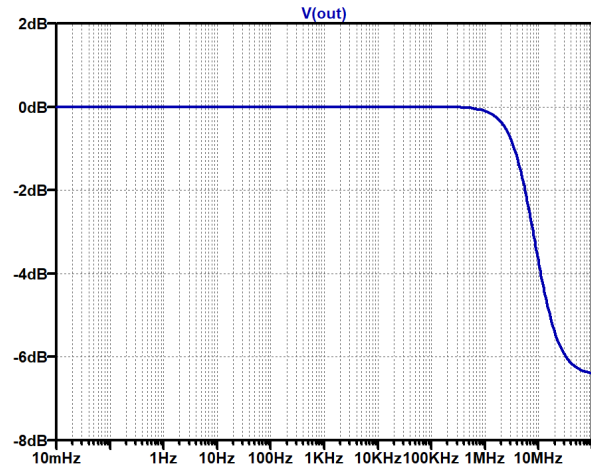
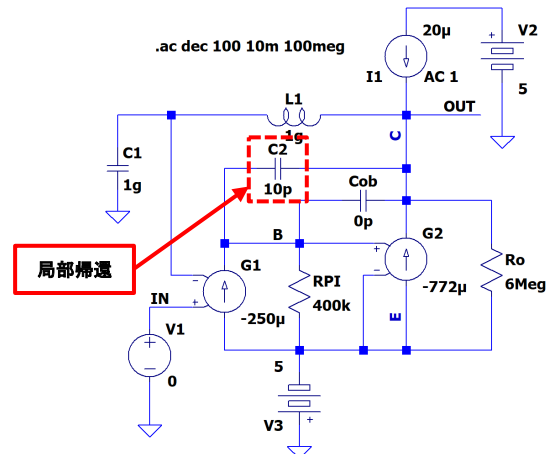


図 11. 図 10 の局部帰還をかけた簡易ボルテージ・フォロワの周波数特性を AC 解析で確認してみた。前回の図 7 と比較して周波数特性が若干低下している



トランジスタ・モデルのG2で極性反転するので、G1の係数をマイナスにしてある

図 12. 超簡易トランジスタ・モデルを用いた 10pF の局部帰還つき超簡易 OP アンプの帰還量を相当小さくしてオープン・ループ・ゲインをシミュレーションしてみる回路（前回の図 8 と同じ構成）

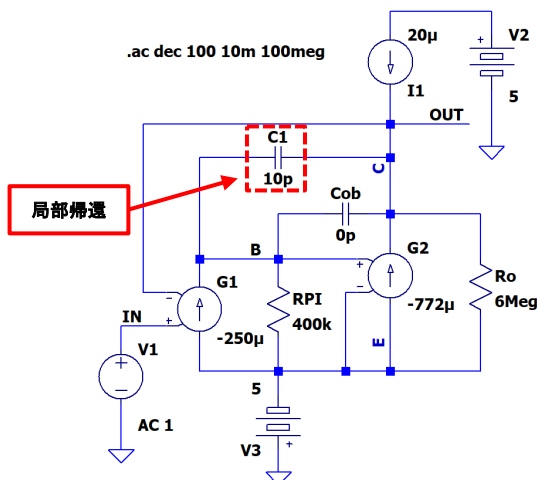
オープン・ループ・ゲインを解析する

つづいて図 12 は図 10 の OP アンプ回路の帰還量を相当小さくして（帰還量から計算される増幅率を相当大きくして）、回路のオープン・ループ・ゲインを測定するシミュレーション回路です。前回 TNJ-100 の図 8 と同じ回路です。

シミュレーション結果を図 13 に示します。 10pF の局部帰還を施した図 10 で周波数特性が低下していることと同様、オープン・ループ・ゲインについても -3dB となる周波数特性が前回の図 9 と比較しても低下しています。

10pF で局部帰還が施された超簡易 OP アンプ・モデルの出力インピーダンス

つづいてこの回路のままで（回路が問題なくバイアス条件を維持した状態で）、超簡易 OP アンプ・モデルの出力インピーダンス（裸の出力インピーダンス）を測定するシミュレーション回路図を図 14 に示します。この出力インピーダンス測定のシミュレーションでも 1A の電流量をコレクタ端子に加えることで、そこで生じた電圧降下出力インピーダンスと同一になる、というテクニックを用いています。



トランジスタ・モデルのG2で極性反転するので、G1の係数をマイナスにしてある

図 10. 超簡易トランジスタ・モデルを用いた超簡易 OP アンプに 10pF の局部帰還をかけた回路。回路全体では 100 % 帰還をかけてボルテージ・フォロワにしてある。また $C_{ob} = 0\text{pF}$ にしてある

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

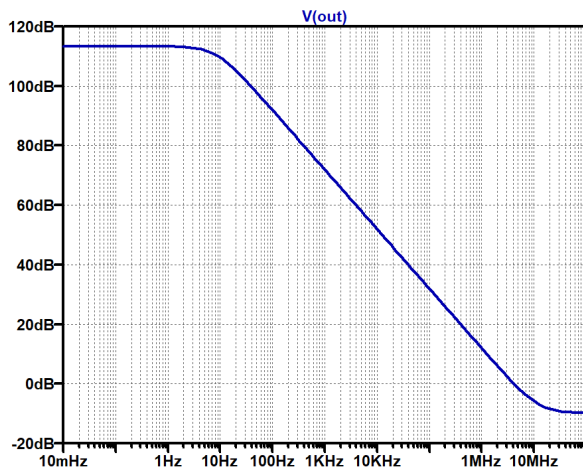
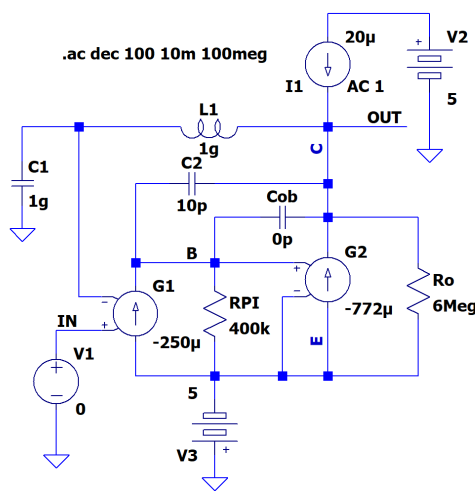


図 13. 図 12 の 10pF の局部帰還をかけた超簡易 OP アンプのオープン・ループ・ゲインを AC 解析で確認してみた



トランジスタ・モデルのG2で極性反転するので、G1の係数をマイナスにしてある

図 14. 超簡易トランジスタ・モデルを用いた 10pF の局部帰還つき超簡易 OP アンプの帰還量を相当小さくして出力インピーダンスをシミュレーションしてみる回路 (図 12 と同じ構成。VOUT の電圧値がそのままインピーダンスになる)

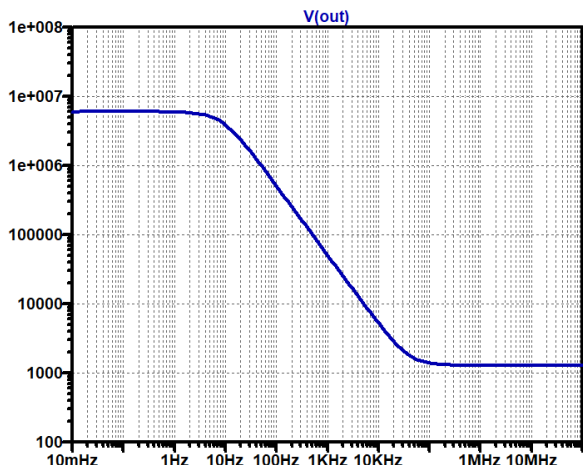


図 15. 図 14 の 10pF の局部帰還をかけた回路で超簡易 OP アンプの出力インピーダンスを AC 解析でシミュレーションしてみた

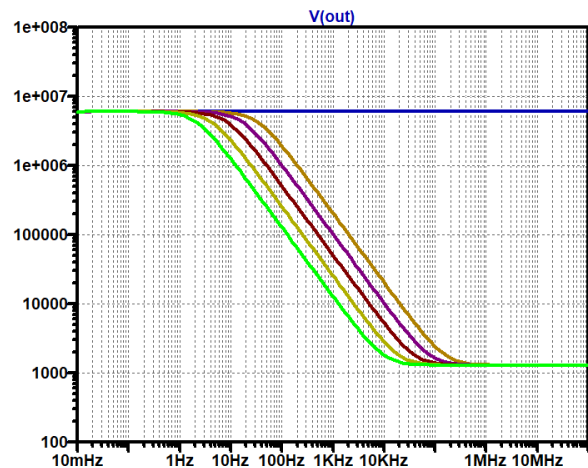


図 16. 図 14 の局部帰還をかけた簡易 OP アンプ回路で局部帰還の容量を .step で変化させてシミュレーションしてみた。容量が増加するとロールオフを始める周波数の低下が早まること分かる (上から 0pF, 2.5pF, 5pF, 10pF, 20pF, 40pF)。帰還容量 0pF ではインピーダンスの低下は見られない

シミュレーション結果を図 15 に示します。出力インピーダンスは数 Hz のあたりから低下を始め、数 100kHz を超えたあたりでは 1,300Ω くらいに低下・安定しています。このグラフは図 6 で示した、超簡易トランジスタのコレクタ・ベース間にインピーダンス Z (10pF のコンデンサ) が接続された回路のコレクタ側のインピーダンスをシミュレーションしたもの (図 7) とほとんど同じになっていることが分かります。

図 15 でマーカーをあてて 1MHz 付近のインピーダンスの大きさを測定してみると、1,292Ω になっています。式(17)で示した、

$$r_{OUT} = \frac{1}{g_m} = 1295\Omega \quad (17) \text{再掲}$$

というトランジスタのダイオード接続で得られるコレクタ出力抵抗と同じになっています。これは当然のことですが、図 14 の C2 が高周波でショート相当になるため、このような大きさになるわけです。「式(21)の γ が $\gamma = 1$ になる」ということもできます。

出力インピーダンスを .step でさらに解析する

つづいて C1 の容量を 0pF、2.5pF、5pF、10pF、20pF、40pF として .step コマンドで複数の条件でシミュレーションしてみました。これを図 16 に示します。局部帰還容量値が大きくなっていくと、出力インピーダンスとロールオフを始める周波数がそれぞれ低下するポイントが低くなっていることが見て取れます。

ここまでのシミュレーションで分かることは、

「局部帰還を施すことにより、OP アンプ出力 (トランジスタのコレクタ) のインピーダンスが低下してくる」

「局部帰還の容量を増加させると、出力インピーダンスの低下が始まる周波数が低減してくる」

ということです。これは準備その 3 の②、式(27)で示したとおりです。局部帰還の接続状態 (容量の増加 = リアクタンスの低下) で γ が上昇することにより、出力インピーダンスが低下してくるということと合致しているわけですね。

局部帰還つき回路に負帰還をかけてみる

今回の技術ノートの最後のシミュレーションとして、ここまで分かったこと「トランジスタに局部帰還を施した場合に、出力インピーダンスが低下する、変化する」に対して、その外部に

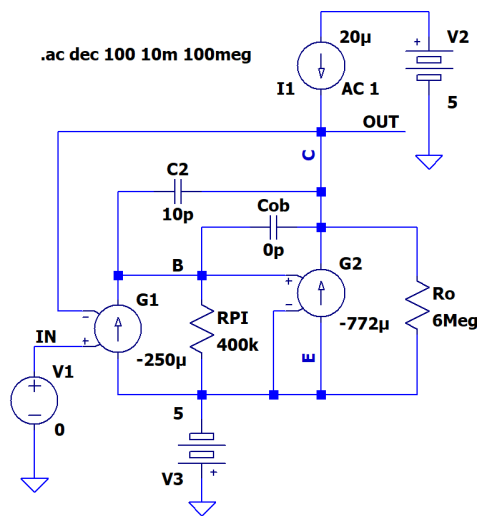
アナログ電子回路技術ノート

TNJ-101

負帰還をかけたときにどのように出力インピーダンスが変化するかをみてみましょう。図 17 は図 14 の回路を 100% 負帰還に変更してボルテージ・フォロワとした出力インピーダンスをシミュレーションする回路です。回路としては図 10 と同じになります。

この回路で出力インピーダンスをシミュレーションした結果を図 18 に示します。局部帰還で高域の出力インピーダンスが低くなりますが低域は高いままだったものが、100% 負帰還をかけることにより、低い周波数でも出力インピーダンスが低下していることが分かります。

また周波数が高くなっていくにしたがい、回路のループ・ゲインが低下してくることにより、出力インピーダンスが上昇してきますが、局部帰還により出力インピーダンスが $2k\Omega$ 弱で頭打ちになっていることが分かります。



トランジスタ・モデルのG2で極性反転するので、G1の係数をマイナスにしている

図 17. 超簡易トランジスタ・モデルを用いた 10pF の局部帰還つき超簡易 OP アンプの帰還量を 100% にしてボルテージ・フォロワとして出力インピーダンスをシミュレーションしてみる回路 (図 10 と同じ構成。VOUT の電圧値がそのままインピーダンスになる)

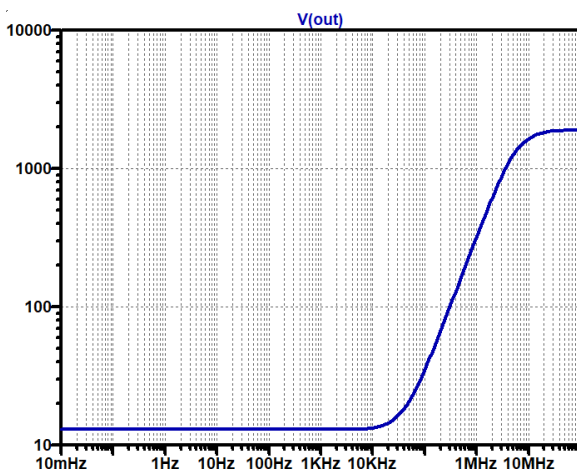


図 18. 図 17 の 10pF の局部帰還をかけたボルテージ・フォロワで超簡易 OP アンプの出力インピーダンスを AC 解析でシミュレーションしてみた

このくらいの出力インピーダンスになれば、OP アンプの出力回路としてコレクタ出力 (エミッタ共通) 回路を用いても動作しそうだと感じられるのではないのでしょうか (でも、まだ続きです)。

さいごに

前回、レール to レール出力 OP アンプではトランジスタのコレクタが出力となっており、トランジスタのコレクタ出力インピーダンスが高いという話題からスタートしました。この点からレール to レール出力 OP アンプの裸の出力インピーダンスも高いだろうことが予想され、実際に超簡易 NPN トランジスタ・モデルを用いてシミュレーションしてみると危惧したとおりということが分かりました。

今回はこの危惧は「局部帰還」というテクニックによりある程度解決され、出力インピーダンスが低減することを説明しました。また (とくに帰還量の大きいボルテージ・フォロワの場合では) 負帰還によりさらに出力インピーダンスが低下することもシミュレーションから分かりました。

次回はこれら複数の話題について、最終回としてさらに深く考察してみたいと思います。

参考文献

- [1] 探検概要 | 東京湾アクアライン裏側探検, https://www.umihotaru.com/ait_tanken/about_tours.html
- [2] 道の駅ちくら 潮風王国 | 千葉県南房総市千倉町の道の駅, <https://shiokaze-oukoku.jp/>
- [3] 市場食堂 せん政水産, <https://hakudai.com/senmasa/>
- [4] 大川電子設計; アーリー電圧, <http://okawa-denshi.jp/techdoc/3-3-11TRearlyvolt.htm>