

ブロック線図で考える OP アンプ DC サーボ回路の低域カットオフ周波数（前編）
学びそびれた自動制御理論から意外と解析が難しい回路にアプローチする
著者：石井 聡
はじめに

物事は学んでいけばいくほど、次の課題やら疑問が生じます。今回と次回では、参考文献[1]に紹介されている DC サーボ回路について、その低域カットオフ周波数特性の導出という話題を、回路動作をブロック線図として考えて、周波数特性を求めてみるというストーリーで展開してみたいと思います。

実はこの話題はそれ以降の技術ノートの記事として考えてみる「電流電圧変換回路（IV アンプ）」の周波数特性というネタにもつながっていくものなものでした。そこでもブロック線図として回路動作を考えていきますので、ブロック線図ネタとしては以降の技術ノートも「続きネタ」という感じでしょうか。

遥かなる思い出の自動制御理論

最近の技術ノートは出だしに「ヨタばなし」がだいぶ多いなと書いている本人も思いつつも、また今回も『ブロック線図から考える』ということで、「昔ばなし」をば…。

私は大学生のとき、大学キャンパスの近くのボロ・アパート（それは「アパート」だなんて洒落たものではなかったですが…）に4年間生息していました。途中で別のアパートに脱出しようと思っただけなのに、結局同じところに4年間住み続けてしまいました。キャンパスまではチャリで5分（とても近い…）。

3年次だったかと思いますが、「自動制御」の授業がありました。自動制御理論といえば、ブロック線図とラプラス変換。当時は「一体、どんな使い方が実際の応用ではできるのだろうか？」と半信半疑で講義を受け始めました。それでも講師の方（非常勤の方だったかと。メーカーの方だったような記憶も）の解説は分かりやすく、「これなら理解できそうだ」と思ったものでした。

そしてそれは…、アサイチの授業でした。「出なくては」と毎回思っていました。朝起きるとすでに授業の後半の時間（汗）。勤めるようになってからこの行動を考えれば、呑気な話ですよね。チャリで5分にも関わらず！（笑…さらには費用としての支出、つまり学費を払っているにも関わらず！）

「単位は期末試験を受ければ必ず取れる」という事前情報がありました。たしか少し勉強していたかとは思いますが。試験の日がやってきました。前の夜は「明日の朝は起きよう」と思い布団に入りました。

試験の当日、「はっ」と布団の中で気が付いた（起きた）時間はすでに試験開始後…。以降、再履修もせずに「自動制御」は流してしまいました。

今思えば、きちんと（それもこんな技術ノートを書くならば）勉強しておけばよかったなあと深く後悔しています。それこそ OP アンプや電源回路、つまりアナログ回路は「自動制御／ブロック線図／ラプラス変換」ですからね…。



図 1. 35 年近くぶり。忘れもしない「自動制御」の講義が行われていた講義棟（2019 年夏に撮影）

今回のお題の「DC サーボ回路」

図 2 と図 3 は今回のお題の DC サーボ回路です[1]。図 2 は反転増幅回路構成で図 3 は非反転増幅回路構成です（以降、「反転構成」、「非反転構成」とします）。この技術ノートで考えたいのはこれらの DC サーボの周波数特性、つまり「DC サーボの低域カットオフ周波数」についてです。[1]で紹介されている式は意外と複雑で、また LTspice でシミュレーションしてみても「??」という感じで、「これはこの成り立ちを一度探究してみなければ!」と思わせるものなものでした。

実はそれと併せて、実はなんとも「よこしま（邪）」な考えがありまして…。「最初に示した『IV アンプの周波数特性をブロック線図で考えていく』という話題と関連するから、タイミングとしても丁度よいか!」なんという勝手な台所事情(?)もあるのです（汗）。

なぜ DC サーボが用いられるのだろうか

出力の DC オフセットが気になる回路に DC サーボが用いられます。「サーボを用いずに低ドリフトのゼロ・ドリフト OP アンプを用いてもよいはずだ」という考えが頭に浮かんでもきませんが、周波数特性（高周波・広帯域増幅回路）とか出力電流（重負荷駆動回路）などを考えると、ゼロ・ドリフト OP アンプ単体では構成できないため、DC サーボが用いられるケースも多いことでしょう。図 2 や図 3 の回路も高速 OP アンプのオフセットを低オフセット高精度 OP アンプで補償するという構成にしてあります。

アナログ・デバイセズ株式会社は、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・デバイセズ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。
©2020 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

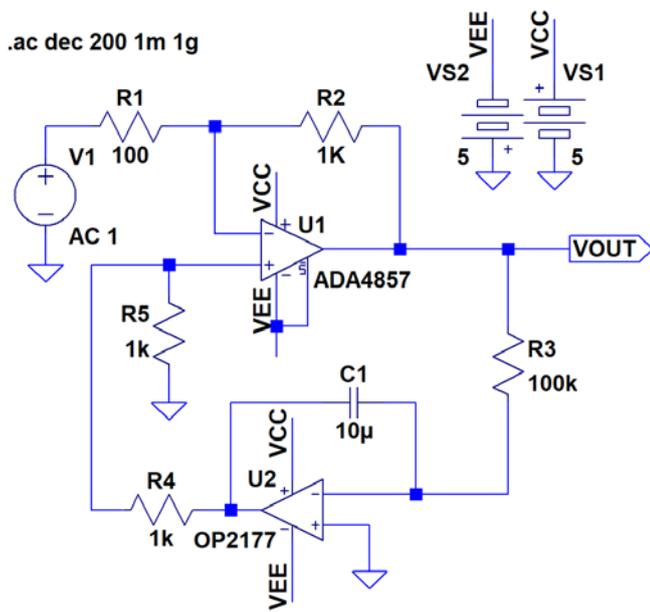


図 2. 反転構成の DC サーボ回路

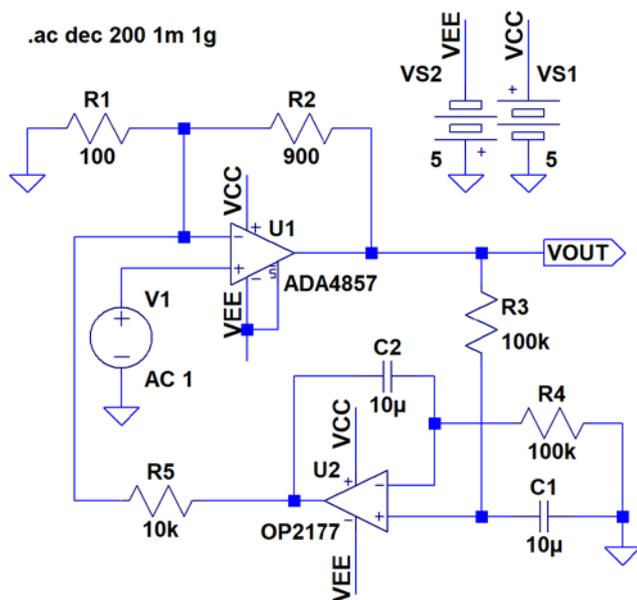


図 3. 非反転構成の DC サーボ回路（最後に示すように紙面の関係で詳細は次回にゆずる）

それでも、稿末の表 1 にアナログ・デバイセズのゼロ・ドリフト OP アンプをピックアップしてみました。これらのアンプはオフセット電圧がかなり低くなっています。ぜひご覧いただきたいと思います。

【注】 [1]によるとこの DC サーボ回路はオンキヨーで「スーパーサーボ方式」という名前を冠してオーディオ・アンプ製品に採用していたとのこと

最初は反転構成の DC サーボ回路のブロック線図を考える

まずは解析が簡単なほうとなる、図 2 の反転構成 DC サーボ回路を考えてみましょう。解析が簡単とはいえ、DC サーボによる「ループ」が形成されています。「果たしてどのように式を立てればよいのか？」という考えがよぎります。

落ち着いて考えれば、この DC サーボ・ループの帰還側の部分、積分回路の部分はそれこそ「負帰還」だと気がつきます。

非反転増幅回路をブロック線図で表してみる

そこでまず、基本に戻ってみましょう。図 4 のような非反転増幅（負帰還）回路に立ち戻って、これを図 5 のようにブロック線図で表してみます。OP アンプの開ループ・ゲイン A と帰還率

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

により、入出力間の伝達関数 H として

$$H = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (2)$$

というよく見る公式が得られることとなります。この式の考え方を、実はそのまま図 2 の回路に適用すればよいのです。とはいえ図 2 の DC サーボ回路は、U1 自体の反転増幅回路（帰還抵抗）と積分回路により、帰還経路が 2 重になっており複雑ですね。それではひとつずつ考えてまいりましょう。

【準備】反転増幅回路のブロック線図モデルで小手調べ

図 2 のブロック線図を求めたいのですが、いきなり複雑な（図 2 に相当する）ブロック線図を示すと拒否反応も起きがちでしょう。そこで、図 4 と図 5 の関係はよく見るものとしても、図 2 の一部であり、また当たり前のように使っている図 6 のような反転増幅回路をどのようにブロック線図として表せばよいかを、以降の小手調べとして示してみよう。

とはいえ反転増幅回路のブロック線図は「はて？ どう考えれば」と思うところではないでしょうか。そういう私も自動制御理論を履修していなかったためか（笑…そんなこともないでしょうが）、結構長いあいだ答えを見つけられませんでした。

それこそ「反転増幅回路のノイズ・ゲインは、同じ帰還抵抗値での非反転増幅回路のノイズ・ゲインと同じ」なんて呪文も存在することから、混乱する話題ではないでしょうか。

ここではこの解析を「重ね合わせの理」で考えてみます。まず図 6 の出力電圧を

$$V_o = 0$$

とします。

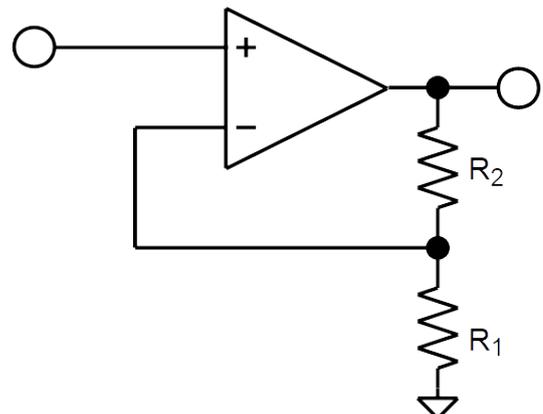


図 4. 非反転増幅回路

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-062

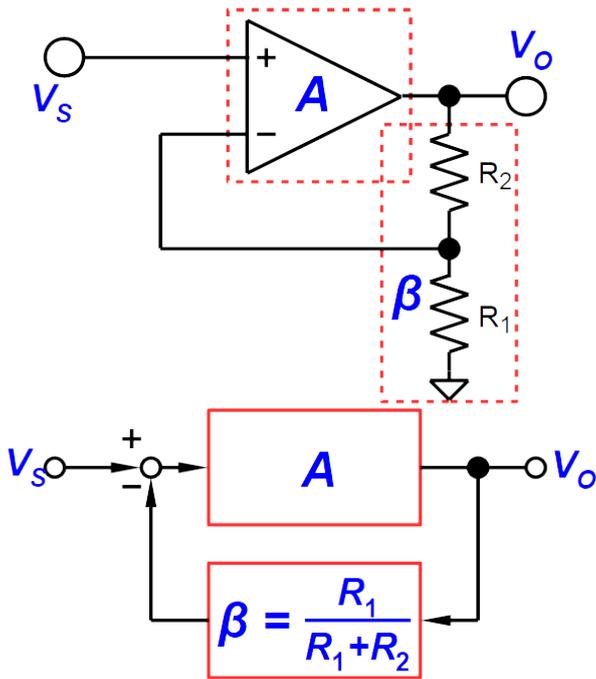


図 5. 非反転増幅回路をブロック線図で表してみる

と計算でき、これは図 7 のように図 5 の非反転増幅回路のブロックの前段に $R_2/(R_1 + R_2)$ の分圧回路があり、これが極性反転し帰還されるモデルになることが分かります [式(11)中のカッコ内の部分は式(2)と図 5 に相当します]。さらにこれを回路図的に表してみたものを図 8 に示します。

このように反転増幅回路も非反転増幅回路をベースにモデル化できるわけです。さきにした『反転増幅のノイズ・ゲインは非反転のものと同じ』というのも、このモデルからそのしくみを理解できることとなります。

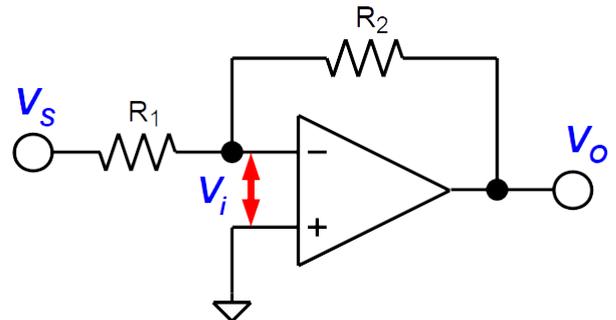


図 6. 反転増幅回路

入力電圧を V_s 、OP アンプの反転入力端子の電圧（端子間電圧）を V_{i1} とすると、

$$V_{i1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \quad (3)$$

つぎに入力電圧を

$$V_s = 0$$

とします。このとき反転入力端子の（端子間の）電圧 V_{i2} は、

$$V_{i2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad (4)$$

重ね合わせにより

$$V_i = V_{i1} + V_{i2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad (5)$$

OP アンプの開ループ・ゲインを A とすれば

$$V_o = -AV_i \quad (6)$$

です。これを式(5)に代入すると

$$-\frac{V_o}{A} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad (7)$$

また帰還率 β を式(1)と同じだとして [式(1)の再掲]、

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (8)$$

とすれば

$$-\frac{V_o}{A} - \beta V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \quad (9)$$

$$-\left(\frac{1}{A} + \beta\right) V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \quad (10)$$

これから伝達関数 H は

$$H = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{A}{1 + A\beta}\right) \quad (11)$$

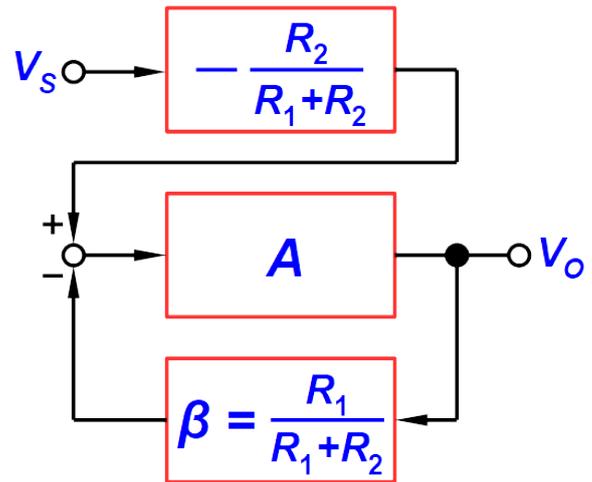


図 7. 反転増幅回路をブロック線図で表してみる

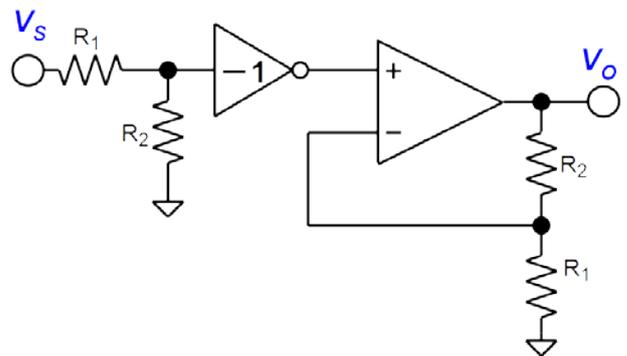


図 8. 図 7 のブロック線図を回路図的に表してみる

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-062

反転構成の DC サーボ回路のブロック線図を描いてみる

反転増幅回路のブロック線図が理解できたところで、つづいていよいよ図2の反転構成のDCサーボ回路をブロック線図で表してみましょう。これを図9に示します。U1の反転増幅の経路(信号入力から出力に向かっての構成)は、図7を用いて表すことができます(図中では帰還経路1としてしています)。

U2の伝達関数の式 [INT(f)とします] は、図6のような単純な反転増幅回路のR₁, R₂により形成される増幅率

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (12)$$

と同じ考え方で、R₂ = 1/(j2πfC)と置くことで、

$$INT(f) = -\frac{1}{R_3} \cdot \frac{1}{j2\pi f C} \quad (13)$$

と表すことができます。式中のR₃は図2の積分回路U2の入力抵抗です。U2の積分回路は信号極性が反転しますので(反転増幅回路と同じなので)、マイナスの符号をつけています。

この積分回路U2の出力はR₄, R₅により形成される分圧回路で

$$INT(f) = -\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{1}{j2\pi f C} \quad (14)$$

として分圧されます。この部分は図9では帰還経路2としてしています。これらにより、全体の伝達関数が得られます。

ここで重箱の隅をつついて積分回路U2について、f → 0を考えると、INT(f) → ∞となってしまいます…。OPアンプの開ループ・ゲインは有限なので、本来は低域の周波数ではINT(f)は有限値となります。まあ今回の検討ではこれを考えないこととしておきます(開ループ・ゲインは一般的に十分に大きいので)。ラプラス演算子 (s = j2πfと置いて…) を使えば

$$INT(f) = -\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{sCR_3} \quad (15)$$

とすることもできますが、あまり気にしないでいただければと…。なお図9はラプラス演算子で示してあります。

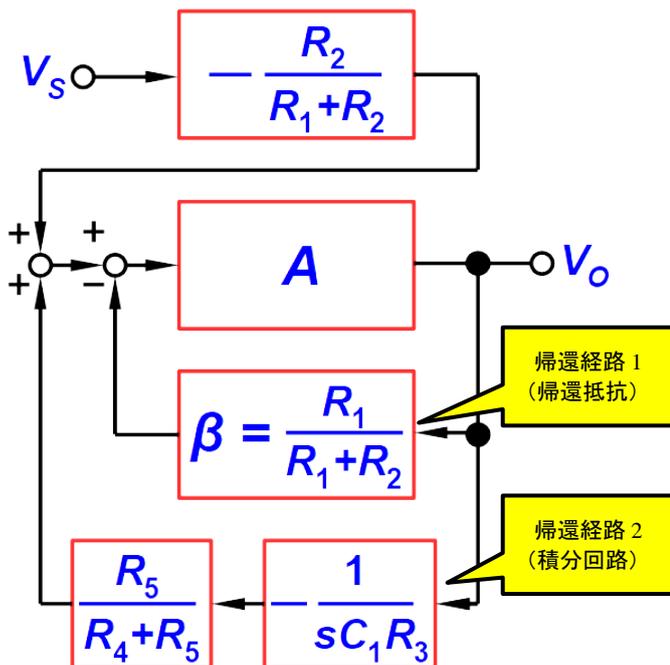


図9. 反転構成のDCサーボ回路をブロック線図で表してみる (その1)

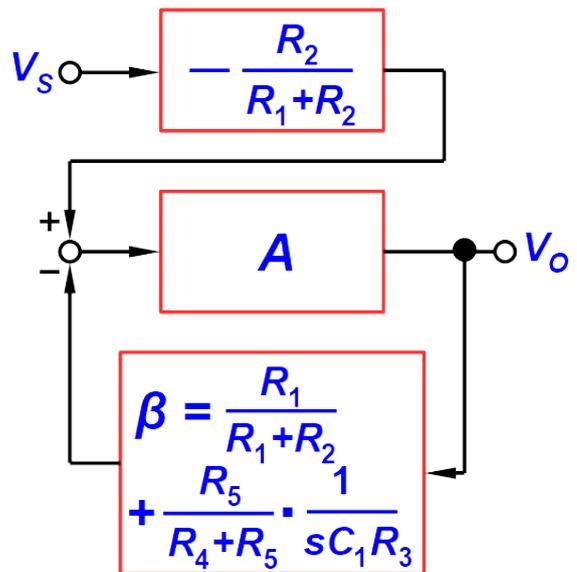


図10. 反転構成のDCサーボ回路をブロック線図で表してみる (その2)

さて積分回路U2は極性が反転しています。この信号はU1の非反転入力端子側に帰還されていますが、極性が反転しているため、結果的には負帰還動作することになります。

そのため図9はさらに図10のように書き換えることができます。そうすると帰還経路1(帰還抵抗)と帰還経路2(積分回路)の二つの負帰還回路が合算されるようにモデル化できます。この帰還条件を図5に相当するあたりで式(2)の各変数に当てはめてみれば、OPアンプの開ループ・ゲインAと、帰還経路

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{sCR_3} \quad (16)$$

として表すことができます。

反転構成のDCサーボ回路の伝達関数を考える

伝達関数を計算してみる

そうすると式(2)から

$$H(s) = \frac{A}{1 + A \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{sCR_3} \right)} \quad (17)$$

ここでAはOPアンプの開ループ・ゲインですが、低域の周波数のみしか考えないので、定数かつ十分に大きい値として考え、A = ∞とするとH(s)は

$$H(s) = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{sCR_3}} \quad (18)$$

となります。-3dBの低域カットオフ周波数は

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{sCR_3} \quad (19)$$

から(実数部と虚数部が等しい条件であることから)

$$s = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{CR_3} \quad (20)$$

と計算でき、s = j2πfから

$$f_{Low-3dB} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{2\pi CR_3} \quad (21)$$

として計算できます。 $s = j2\pi f$ が大きくなると（周波数が高くなると）、式(18)の分母の第1項が残り

$$H(s) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (22)$$

に収束して、帰還経路 1 で形成される（常識的な）反転回路の増幅率で動作することも分かります。

周波数特性をシミュレーションしてみる

見てお分かりのとおり、図2はLTspiceのシミュレーション回路図ですね…（笑）。ここまでの計算が正しいかどうか、シミュレーションしてみましょう。図11はシミュレーション結果で、-3dB 低域カットオフ周波数のところにマーカーを置いてあります。0.861 Hz になっています。図2の定数から計算した結果として $f_{Low-3dB} = 0.875 \text{ Hz}$ になりますから、若干は誤差がありますが、ここまでの検討が正しいことが分かりました。

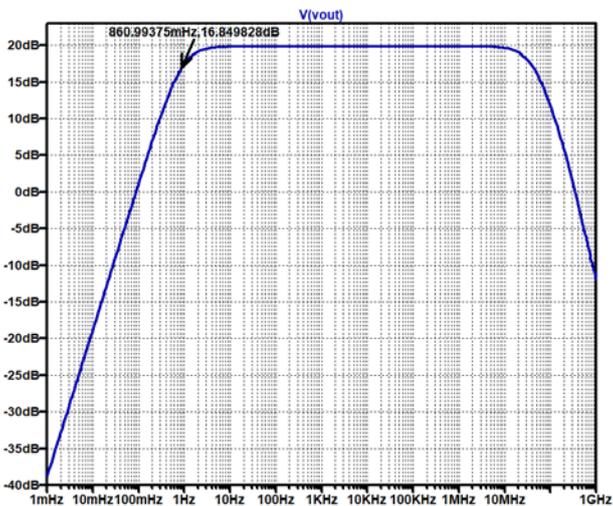


図 11. 反転構成の DC サーボ回路（図 2）の周波数特性をシミュレーションしてみる

また式(21)から分かることは、低域カットオフ周波数は帰還抵抗や分圧抵抗に依存していることです…。なんだか不思議な気がします、面白いものですね。

ちなみにここで使用した、信号経路用 OP アンプは ADA4857-1/-2 という OP アンプで、参考までにご紹介しておくと、

ADA4857-1 オペアンプ、高速、超低歪み、低消費電力、低ノイズ

<https://www.analog.com/jp/ada4857-1>

【概要】

ADA4857 は、ユニティ・ゲインで安定動作する、高速、低歪み、ロー・ノイズ、高スルーレートな特性を持つ電圧帰還型アンプです。10MHz での SFDR -88dB を備えた ADA4857 は、超音波、ATE、アクティブ・フィルタあるいは AD コンバータのドライバなどのアプリケーションに最適なソリューションです。アナログ・デバイセズ社独自の次世代 XFCB プロセスと革新的なアーキテクチャにより、このような高性能なアンプが実現可能になりました。

ADA4857 は、帯域幅 850MHz、スルーレート 2,800V/ μ s を備え、セトリングは 15ns で 0.1% まで到達します。広い電圧範囲（5V~10V）を備えているため、ADA4857 は高いダイナミックレンジ、高精度、速度を必要とするシステムにおいて、理想的な製品候補の一つといえます。

（後略）

高速 OP アンプゆえ、入力オフセット電圧は高めで、データシートには $\pm 2\text{mV typ}$ と記載されています。図 2 の回路はこの U1 の ADA4857 の周波数特性で動作します。

一方で DC 補正用 OP アンプは勝手知ったる OP2177 で、

OP2177 オペアンプ、デュアル、高精度、ロー・ノイズ、低入力バイアス電流

<https://www.analog.com/jp/op2177>

【概要】

OPx177 ファミリーは、超高精度でシングル、デュアル、クワッドのアンプが揃っており、極めて小さなオフセット電圧およびドリフト、低入力バイアス電流、低ノイズ、低消費電力を特長としています。1000pF を超える容量性負荷に対して、外部補償なしで安定した動作が可能です。供給電流はアンプあたり 30V で 500 μ A 以下です。内部の 500 Ω 直列抵抗は入力を保護し、入力信号がどちら側の電源電圧から数ボルトを超えても、位相反転なしで動作します。

（後略）

高精度 OP アンプゆえ、入力オフセット電圧は低めで、データシートには 15 μ V typ と記載されています。図 2 の回路はこの U2 の OP2177 のオフセット誤差を基準にして動作することになります。

つづいて難関の非反転構成の DC サーボ回路を考えたいところだが…

この TNJ-062 で非反転構成の DC サーボ回路まで検討して 1 回で終わりにしようと思って書き出しましたが、あっという間に紙面が埋まってしまいました。そこで非反転構成の DC サーボ回路の検討は次の技術ノートに譲ることとしました。

この技術ノートの最後として、ここまで検討した図 2 の反転構成の DC サーボ回路に、10mV のステップ電圧を加えたときの出力でのオフセット補正動作のようすをシミュレーションしたものを図 12 に示して、一旦この技術ノートは終わりにさせていただきます。

なお最初に示したように、最終頁に、アナログ・デバイセズのゼロ・ドリフト OP アンプをピックアップしたものをリストにしてみました。高精度 OP アンプの OP2177 の入力オフセット電圧が 15 μ V typ でかなり低いと示しましたが、それよりもさらに低いオフセット電圧になっていることが分かります。

図 2 の U2 の DC 補正用 OP アンプをこれらゼロ・ドリフト OP アンプに変えれば、さらに低い出力オフセットの DC サーボを形成することもできます。

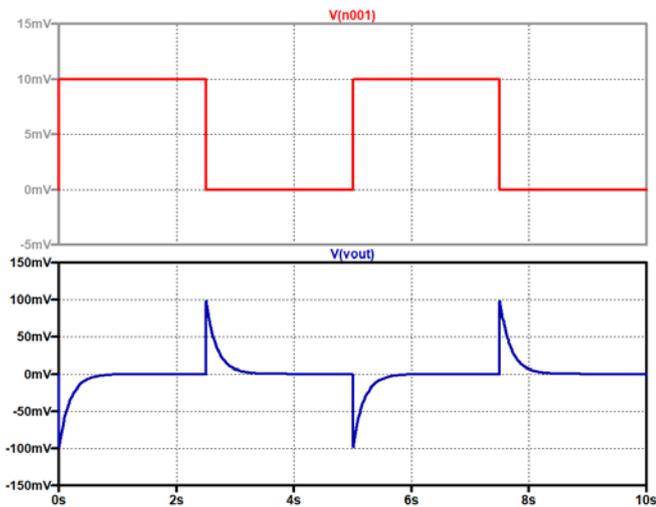


図 12. 反転構成の DC サーボ回路 (図 2) の補償動作をシミュレーションしてみる

ときは経ち・ときを経て

ということで図 1 は私が通った大学キャンパスのご紹介でしたが、その最寄り駅も 35 年ほどのときを経て、大きく変遷しました。当時の中央線は地上に線路がありました (これを「地平鉄道」というそうですね[2])。ときは経ち、ときを経て、現在は図 13 のように高架鉄道となっています…。当時のホームのようすは今でも思い出される…。そしてあの飲み屋、あの食堂…。



図 13. 中央線某駅の高架鉄道駅のようす。私が学生だったときはひなびた地上駅だった。それこそ「隔世の感」

参考文献

- [1] 遠坂 俊昭; 計測のためのアナログ回路設計, CQ 出版社
 [2] 地平鉄道, こひつじの家, https://isok.jp/rail/term/term_ti/groundrl.htm

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-062

表 1. アナログ・デバイセズのゼロ・ドリフト OP アンプ

品番	オフセット 電圧	オフセット 電圧 温度ドリフト	アンプ 個数	帯域幅	スルーレート	バイアス 電流 (max)
ADA4528-1	0.3 μV	2 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	3.4 MHz	500 mV/ μs	200 pA
ADA4528-2	0.3 μV	2 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	3.4 MHz	500 mV/ μs	250 pA
LTC2050HV	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC2050	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC2052	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC2052HV	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC2051	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC2051HV	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	3 MHz	2 V/ μs	75 pA
LTC1151	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	2 MHz	2.5 V/ μs	100 pA
LTC1150	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	2.5 MHz	3 V/ μs	100 pA
LTC1051	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	2.5 MHz	4 V/ μs	65 pA
LTC1053	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	2.5 MHz	4 V/ μs	65 pA
LTC1050	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	2.5 MHz	4 V/ μs	30 pA
LTC1052	0.5 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.2 MHz	4 V/ μs	30 pA
LTC2057	0.5 μV	15 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.5 MHz	1.2 V/ μs	200 pA
LTC2057HV	0.5 μV	15 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.5 MHz	1.2 V/ μs	200 pA
LTC2055	0.5 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	500 kHz	500 mV/ μs	150 pA
LTC2055HV	0.5 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	500 kHz	500 mV/ μs	150 pA
LTC2054	0.5 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	500 kHz	500 mV/ μs	150 pA
LTC2054HV	0.5 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	500 kHz	500 mV/ μs	150 pA
LTC2058	0.5 μV	25 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	2.5 MHz	1.6 V/ μs	100 pA
ADA4638-1	0.5 μV	80 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.5 MHz	1.5 V/ μs	90 pA
ADA4522-1	0.7 μV	2.5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	2.7 MHz	1.7 V/ μs	150 pA
ADA4522-4	0.7 μV	2.5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	2.7 MHz	1.7 V/ μs	150 pA
ADA4522-2	0.7 μV	4 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	2.7 MHz	1.7 V/ μs	150 pA
AD8630	1 μV	2 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	2.5 MHz	1 V/ μs	300 pA
AD8629	1 μV	2 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	2.5 MHz	1 V/ μs	100 pA
AD8628	1 μV	2 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	2.5 MHz	1 V/ μs	100 pA
AD8551	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
AD8552	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
AD8554	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
AD8571	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
AD8572	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
AD8574	1 μV	5 nV/ $^{\circ}\text{C}$	4	1.5 MHz	400 mV/ μs	50 pA
LTC1152	1 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	700 kHz	500 mV/ μs	100 pA
ADA4051-1	2 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	125 kHz	60 mV/ μs	70 pA
ADA4051-2	2 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	125 kHz	60 mV/ μs	70 pA
LTC1049	2 μV	20 nV/ $^{\circ}\text{C}$	1	800 kHz	800 mV/ μs	50 pA
LTC1047	3 μV	10 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	200 kHz	200 mV/ μs	30 pA
AD8639	3 μV	30 nV/ $^{\circ}\text{C}$	2	1.5 MHz	2 V/ μs	75 pA