

ADC 入力バッファアンプの新回路

2005.09.25 Kephis @ nifty . com

最近のADCチップは差動入力となっている。これに対処するのに、良質の差動アンプが求められる。いろいろと考察し、新アンプを提案する。

【 1 . 現状ある回路の問題点】

まず、通常のアンプを調査をおこなう。各ADCチップのメーカーのものは以下のような回路である。

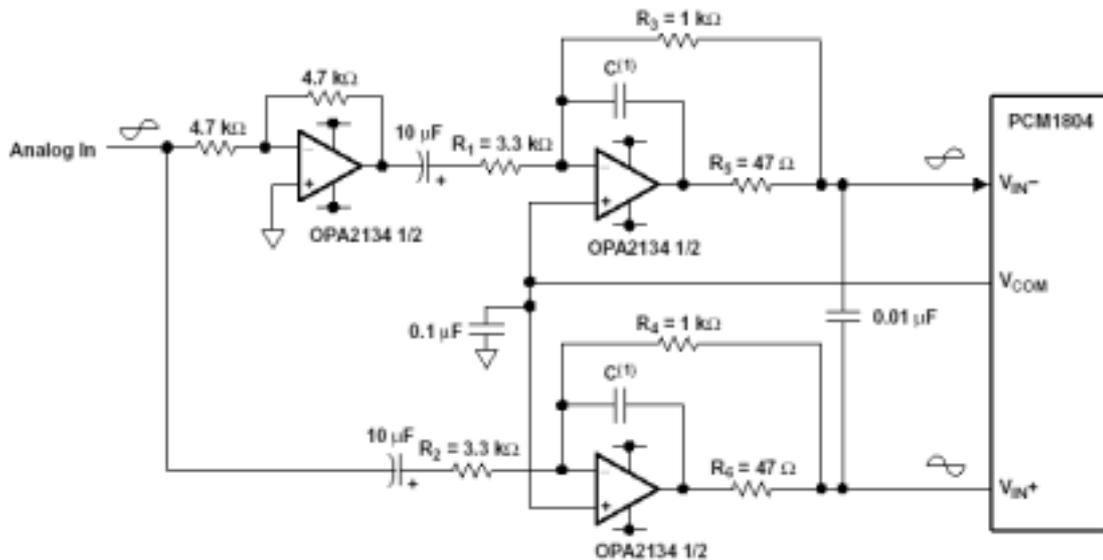


図 1 PCM1804 のデータシートより

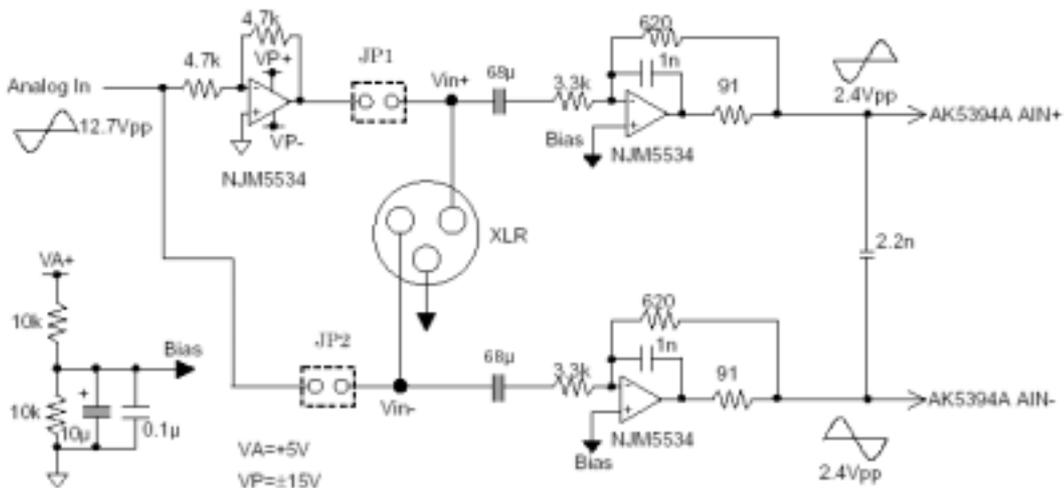


図 2 AK5394 のデータシートより

図 1、図 2 の回路はほぼ同じである。差動信号を作り出すのに、+のラインだけに反転アンプを挿入し、最後に反転バッファにて位相を合わせ、そのバッファに 2 次の LPF 機能を持たせている回路である。また、反転バッファなので + 入力にオフセット

を加えることができ、+2.5V という中点電位を加えることで容易に 2.5V 中心に信号を振らせることができる。

この回路の欠点は、+側のラインに挿入している反転アンプである。この一台のアンプを挿入することで+側だけに遅延時間を発生させ、高周波では±の位相が 180[DEG]でなくなり、高域での CMRR の急激に悪化、またそれによる帯域減少・歪の増加を引き起こす。

また、反転アンプで形成されているため、入力にもう一台フォロワ回路を入れないと、ハイインピーダンスで信号を受けることができない。そうすると、計 4 台のアンプが必要となる。また差動で受けることも考えると、さらにバッファも必要となる。

そこで、ML-9600 はうまい回路（本サイト内参照）である。シングル入力、差動入力両方に簡単に対応でき、なおかつ、±のラインの位相差ができるだけ高域まで 180[DEG]を保てるように、±間の遅延時間差を最小限度に抑えてある。

似たような回路として、黒田徹著・「解析OPアンプ&トランジスタ活用」（CQ出版）に記載されている図3のような回路もある。

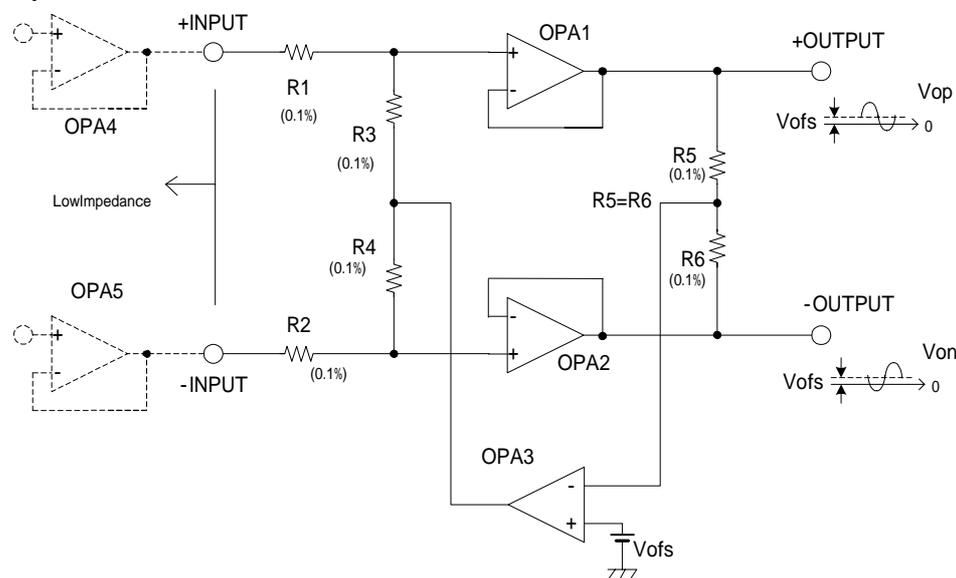


図3 黒田氏の回路

OPA4,5 は黒田氏の回路図中に出てこないが、R1 ~ R4 の高精度抵抗が物語るように、OPA3 の帰還アンプの信号を入力信号と正確にミキシングするため、R1 ~ R4 は高い精度が必要だが、その精度を出すために、OPA4, OPA5 が無ければ入力側にボリュームなどを入れることができない。したがって実用上は OPA4, OPA5 は必須である。

以上の四種類の回路はすべてオペアンプが 4 台以上必要である。これでは多い、もっと少なくしたい。また、ML-9600 や黒田氏の回路のように、高い周波数まで CMRR を確保したい。

この問題を実にシンプルに解決した。決め手は「トランスコンダクタンス・アンプ」にある。

【 2 . 設計した回路】

ポイントは、ML-9600 や黒田氏の回路における帰還アンプの部分をつランスコンダクタンス・アンプに置き換える点にある。「そんなもの、あまり製品になっていないではないか」と心配されるかもしれないが、通常のオペアンプ+Trで作ることができるし、実は昨今のレイル・ツー・レイル型オペアンプはつランスコンダクタンス・アンプ（電流出力型アンプ）に電圧帰還を掛けることで出力インピーダンスを低くして使う、という型のオペアンプなので、これを利用する手もある。ただし、外部より相互コンダクタンスを可変させることはできない。

また、当然、金田式で作るとなれば、GOAを無負荷でつかえば、つランスコンダクタンス・アンプである。

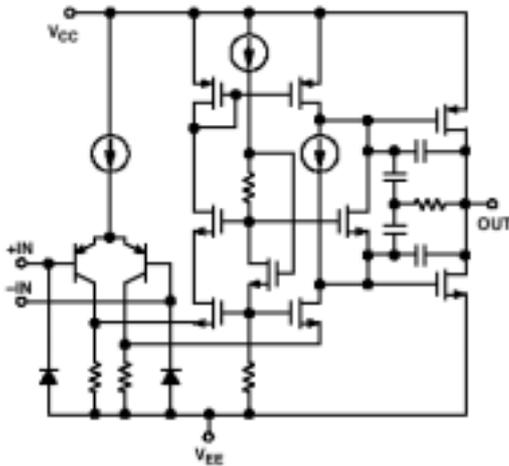


図4 レイル・ツー・レイル型OP281(アデバ)の等価回路

ドレイン出力のプッシュプルになっている。これによって電源電圧まで目いっぱいの大振幅を出力することができる。ちなみに、これらレイル・ツー・レイル型オペアンプの相互コンダクタンスは、データシートに記載されていないが、およそ数10~数100[S]である。

・ -----考え方-----

A. 差動出力回路

高い周波数まで出力の負荷に対する CMRR を確保できる差動出力回路は図 5 のようなごく知られた回路である。この回路は、シングル入力を差動に変換する機能を有するが、OPA2 の+入力を GND に落とさず、逆相信号を加えると、そのまま差動アンプとしても使えるものである。

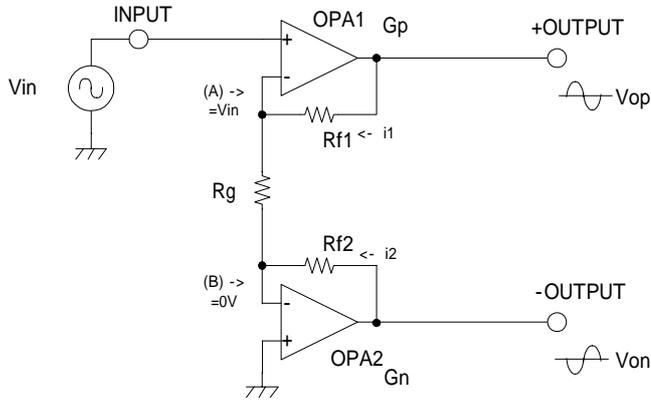


図 5 基本シングル/差動回路

構成 Vin : 信号源

OPA1 : ゲイン G_p を持つ正相アンプ

OPA2 : ゲイン G_n を持つ逆相アンプ

R_{f1}, R_{f2}, R_g : 帰還抵抗

ポジティブ出力側ゲイン G_p は

$$G_p = 1 + R_{f1}/R_g \quad \dots (1)$$

ネガティブ出力側ゲイン G_n は

$$G_n = -R_{f2}/R_g \quad \dots (2)$$

$|G_p| = |G_n| = G$ となるようにすると、

$$R_{f1} + R_g = R_{f2} \quad \dots (3)$$

OPA1 の帰還電流 I_1 がそのまま OPA2 の入力電流となる。このことで、OPA1 の後に反転アンプを入れて - 出力を作り出す方法よりはるかに \pm 間の遅延時間差が少なくなる。また、 R_{f1} に並列に位相補償コンデンサを挿入した場合、このコンデンサは + 出力側の位相を遅らせる働きと、OPA2 の遅延によりもともと遅れ気味の - 出力側の位相を進める働きを同時にすることになり、高域までの CMRR 確保が容易にできる。

B. 同相オフセットをかける

図5の回路に、±出力、同じ方向にオフセットをかけるにはどうしたらよいだろうか。OPA2の+入力から電圧を加えたのでは、±出力、逆にオフセットが出るのでそれは間違え。

その方法は、図5のRgの midpoint 電位点に電流源から電流を注入すると可能である(図6)。

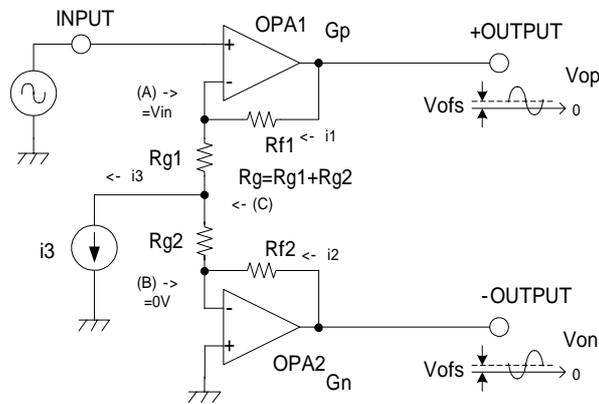


図6 電流源によるオフセット付加

構成 Vin : 信号源

OPA1 : ゲイン G_p を持つ正相アンプ

OPA2 : ゲイン G_n を持つ逆相アンプ

$R_{f1}, R_{f2}, R_{g1}, R_{g2}$: 帰還抵抗

i_3 : 出力オフセット電流

V_{ofs} : 出力オフセット電圧

$$i_1 = V_{(A)} / (R_{g1} + R_{g2}) + R_{g2} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) = V_{in} / (R_{g1} + R_{g2}) + R_{g2} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) \\ = (V_{in} + R_{g2} \cdot i_3) / (R_{g1} + R_{g2}) \quad \dots (4)$$

$$V_{op} = i_1 \cdot R_{f1} + V_{in} \\ = R_{f1} (V_{in} + R_{g2} \cdot i_3) / (R_{g1} + R_{g2}) + V_{in} \\ = \{ R_{f1} / (R_{g1} + R_{g2}) + 1 \} V_{in} + R_{f1} \cdot R_{g2} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) \quad \dots (5)$$

$$i_2 = i_1 - i_3 = V_{in} / (R_{g1} + R_{g2}) + i_3 \{ R_{g2} / (R_{g1} + R_{g2}) - 1 \} \\ = (V_{in} - R_{g1} \cdot i_3) / (R_{g1} + R_{g2}) \quad \dots (6)$$

$$V_{on} = -i_2 \cdot R_{f2} \\ = -R_{f2} (V_{in} - R_{g1} \cdot i_3) / (R_{g1} + R_{g2}) \\ = -V_{in} / (R_{g1} + R_{g2}) + R_{f2} \cdot R_{g1} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) \quad \dots (7)$$

i_3 の増加分によって V_{op} 出力電圧が増加した分 (V_{op} オフセット分) の絶対値と、 i_2 の増加分によって V_{on} 出力電圧が増加した分 (V_{on} オフセット分) の絶対値とが等しくなるようにする。そのためには

$$R_{g2} \cdot i_3 \cdot R_{f1} = | - R_{g1} \cdot i_3 | \cdot R_{f2}$$

$$R_{g2} \cdot R_{f1} = R_{g1} \cdot R_{f2} \quad \dots (8)$$

$$\text{ただし、} R_g = R_{g1} + R_{g2} \quad \dots (9)$$

G が決まれば、 R_{f1} (または R_{f2}) を決定する事により、(1)、(3)、(8)、(9) のそれぞれの式から R_{g1} と R_{g2} を求める事が出来る。

$$R_{g1} = R_{f1} / (2G - 1) \quad \dots (10)$$

(1) 式より

$$R_g = R_{g1} + R_{g2} = R_{f1} / (G - 1) \quad \dots (1)'$$

(1)'、(8) 式より

$$R_{g2} = R_{f1} [G / \{(G - 1) \cdot (2G - 1)\}] \quad \dots (11)$$

(以上の様に、 R_{f1} と G を決めてれば、全てが決まる。)

ただし、さらに簡単に計算するには、 G 及び R_{f1} 、 R_{f2} 、 R_g が決定した時点で R_g を $R_{f1} : R_{f2}$ に分割して R_{g1} 、 R_{g2} とすることと、(10)、(11) 式とは等価であるので、 $R_{f1} : R_{f2}$ の比で計算しても良い ($R_{f1} : R_{f2} = R_{g1} : R_{g2}$)。

なお、 V_{op} 、 V_{on} に加算される i_3 によるオフセット電圧 V_{ofs} は、(5)、(7) 式の下線部分に相当し、それらは等しくなり、

$$V_{ofs} = R_{f1} \cdot R_{g2} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) = R_{f2} \cdot R_{g1} \cdot i_3 / (R_{g1} + R_{g2}) \quad \dots (12)$$

であり、 i_3 の関数であらわされる。

これらの条件を満たす定数を選ぶことによって、図5の回路に、 \pm 同相のオフセット V_{ofs} がかかる。これで、基本的にADCの入力バッファをつくることは可能であることがわかる。

C. 帰還により精度・CMRR を高める

電流源を利用すると、図5の回路に同相のオフセットをかけられるということは、この電流源をトランスコンダクタンス・アンプの出力として、出力全体にバランスをとる帰還ループをそのトランスコンダクタンス・アンプを利用してつくることで、高いCMRRを得られることが予想される。

そして考えたのが、図7。

$R_{s1} = R_{s2}$ という2本の抵抗によって \pm 出力の電圧の midpoint 電位を検出してそこが 0V になるように R_{g1} 、 R_{g2} の結合点に電流を注入する。

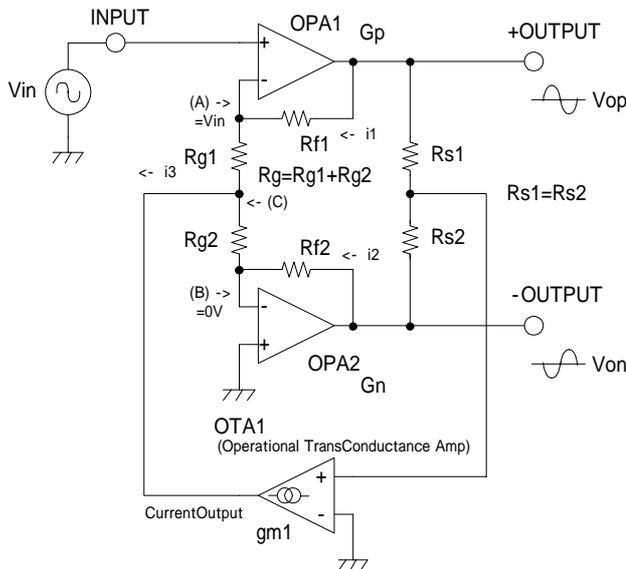


図7 新提案回路（基本形）

構成 Vin：信号源

OPA1：ゲイン G_p を持つ正相アンプ

OPA2：ゲイン G_n を持つ逆相アンプ

$R_{f1}, R_{f2}, R_{g1}, R_{g2}$ ：帰還抵抗

R_{s1}, R_{s2} ：加算抵抗 ($R_{s1} = R_{s2}$)

OTA1：相互コンダクタンス g_{m1} を持つトランスコンダクタンスアンプ

(5), (7)式より、 $V_{op} = -V_{on}$ となるようにフィードバックがかかる。よって(5)式+(7)式より

$$0 = V_{in}(R_{f1} - R_{f2} + R_{g1} + R_{g2}) / (R_{g1} + R_{g2}) + i_3(R_{f1} \cdot R_{g2} + R_{f2} \cdot R_{g1}) / (R_{g1} + R_{g2})$$

$$i_3 = -V_{in}(R_{f1} - R_{f2} + R_{g1} + R_{g2}) / (R_{f1} \cdot R_{g2} + R_{f2} \cdot R_{g1}) \dots (13)$$

(13)式を(5)式に代入

$$V_{op} = V_{in} [R_{f2} \{ (R_{f1} + R_{g1} + R_{g2}) R_{g1} + R_{f1} \cdot R_{g2} \}] / \{ (R_{g1} + R_{g2}) (R_{f1} \cdot R_{g2} + R_{f2} \cdot R_{g1}) \} \dots (14)$$

(13)式を(7)式に代入

$$V_{on} = V_{in} [-R_{f2} \{ (R_{f1} + R_{g1} + R_{g2}) R_{g1} + R_{f1} \cdot R_{g2} \}] / \{ (R_{g1} + R_{g2}) (R_{f1} \cdot R_{g2} + R_{f2} \cdot R_{g1}) \} \dots (14)'$$

つまり、図7の回路は(14)式により、 $R_{f1}, R_{f2}, R_{g1}, R_{g2}$ の抵抗によってゲインが決まるが、 $V_{op} = -V_{on}$ が保たれ、その振幅バランスの精度は、 R_{s1}, R_{s2} にのみ依存し、ゲインを設定する四つの抵抗 $R_{f1}, R_{f2}, R_{g1}, R_{g2}$ の精度には依存しない。

この回路で、 V_{op} と V_{on} に同相のオフセットをかける場合、 $R_{f1}:R_{f2} = R_{g1}:R_{g2}$ の比率を守った状態（つまり、 V_{ofs} の精度はこれらの抵抗に依存する）で、OTA1の-入力端子にオフセット分のDC電圧を加えればよい（図8a）。DCレベルは安定化される。

図5の回路の様に(10)式や(11)式を満たす必要はない。ゲインは(14)式、出力 V_{op} , V_{on} の AC 成分の振幅は大きさは同じで位相反転となる。

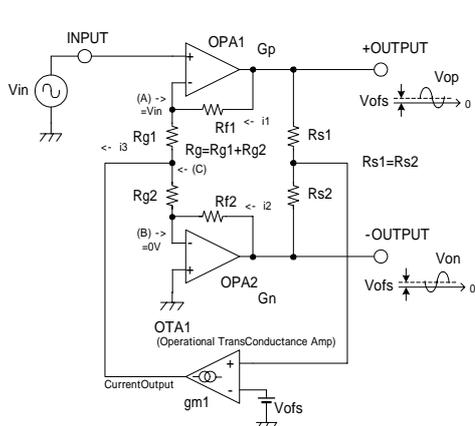


図8a 図7にオフセットを付加

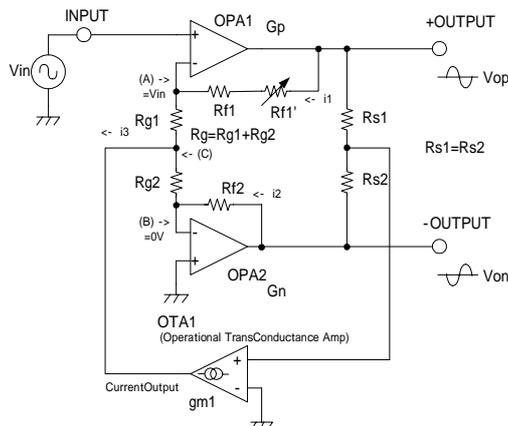


図8b 可変ゲイン

また、 R_{f1} , R_{f2} , R_{g1} , R_{g2} のどれか一箇所に直列にボリュームを入れ、それを調整すれば、 V_{op} と V_{on} が逆相・同振幅を保ったまま、ゲインを調整することが可能である。

図8bでは R_{f1} にボリューム R_{f1}' を挿入した例。 R_{f1}' を可変すると、±出力のゲインが両方同時に同振幅で変化する。

そのときのゲインは(14), (14)' 式に基づく。

これを利用すれば、同相・同振幅を保ったままの可変ゲインアンプを作ることが極めて容易にできる。

さらに、図8cには、差動入力とシングル入力の切り替えタイプを示す。

OTA1による安定化がなければ、この回路は多数の定数を同時に切り替えなければならない。たとえば、 $R_{f1}=R_{f2}$, $R_{g1}=R_{g2}$ にする必要がある。しかし、OTA1による安定回路が効いているので、図8cのように単純に-入力をGNDに落とす/落とさないを切り替えるだけでシングル入力か差動入力かを切り替えることができる。

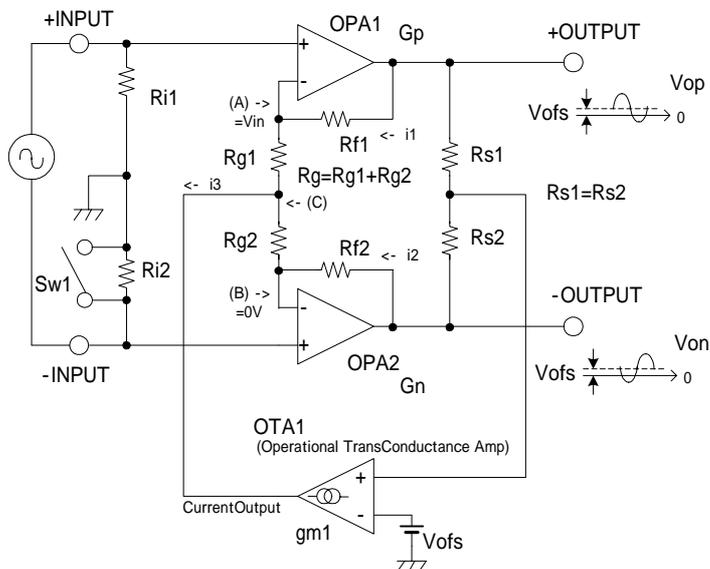


図8c 差動/シングル入力切替タイプ

D.OTA1 による音質劣化の低減

ここから先は、音質の影響の話として、以上のようにトランスコンダクタンス・アンプ OTA1 の効力によって極めて高精度を得ることができたのだが、このトランスコンダクタンス・アンプは音質を悪くする可能性は十分にある。この影響を極力排除したい場合にはどうしたらよいか。

そこで考えたのが、図 9。低周波のみで OTA1 の帰還を動作させる。カットオフ周波数を可聴周波数以下に抑える。可聴周波数では OTA1 による帰還がかかっていないので、CMRR の向上は期待できない。また、 R_{s1}, R_{s2} 以外の各所の抵抗にも高精度が必要となる。しかし、 \pm 出力の DC レベルでは絶えず V_{ofs} に固定される。

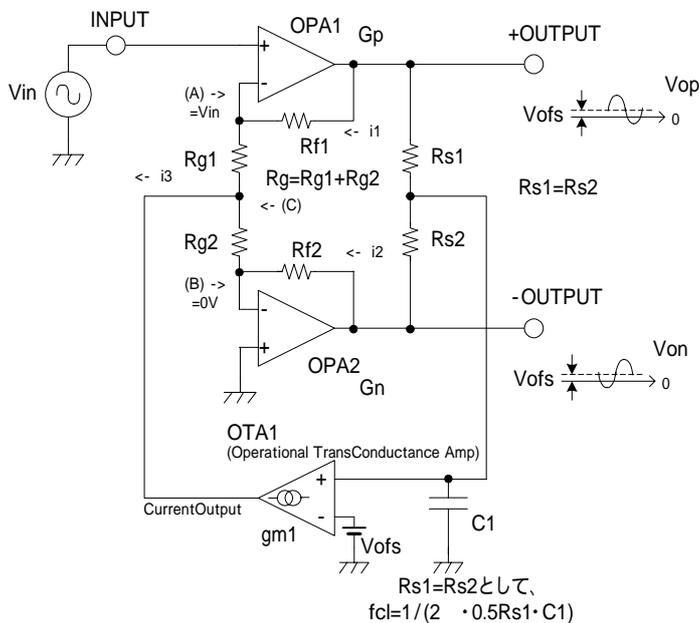


図 9 帰還ループフィルタ付き

構成 Vin : 信号源

OPA1 : ゲイン G_p を持つ正相アンプ

OPA2 : ゲイン G_n を持つ逆相アンプ

$R_{f1}, R_{f2}, R_{g1}, R_{g2}$: 帰還抵抗

R_{s1}, R_{s2} : 加算抵抗 ($R_{s1}=R_{s2}$)

OTA1 : 相互コンダクタンス g_{m1} を持つトランスコンダクタンスアンプ

C_1 : 帰還部フィルタコンデンサ

低周波 (f_{cl} 以下) では、(14)式によってゲインが決定し、また、 V_{op}, V_{on} の DC レベルも OTA1 による帰還ループで決定される。

f_{cl} 以上の周波数では、 V_{op}, V_{on} の出力は安定化されず、図 6 の回路と等価になり、ゲインの式も (1) (2) (3) 式によって決定される (ただし $R_g=R_{g1}+R_{g2}$)。抵抗値設定がかなり面倒になる。

この時、OTA1のマイナス入力に基準電圧をかけると、出力 V_{op} , V_{on} に基準電圧と同じ電圧のオフセットを生じる。

ただし、 \pm OUTPUTの振幅バランスおよびオフセット量 V_{ofs} は、 R_{f1} , R_{f2} , R_{g1} , R_{g2} に依存する。これらの抵抗の精度も要求される。

これを差動入力にする場合、 $R_{f1}=R_{f2}$ 、 $R_{g1}=R_{g2}$ にする。

E. フィルタ兼用

以上の回路は、すべて2次LPFを兼用可能である。図10に、図9をフィルタ化した回路を示す。

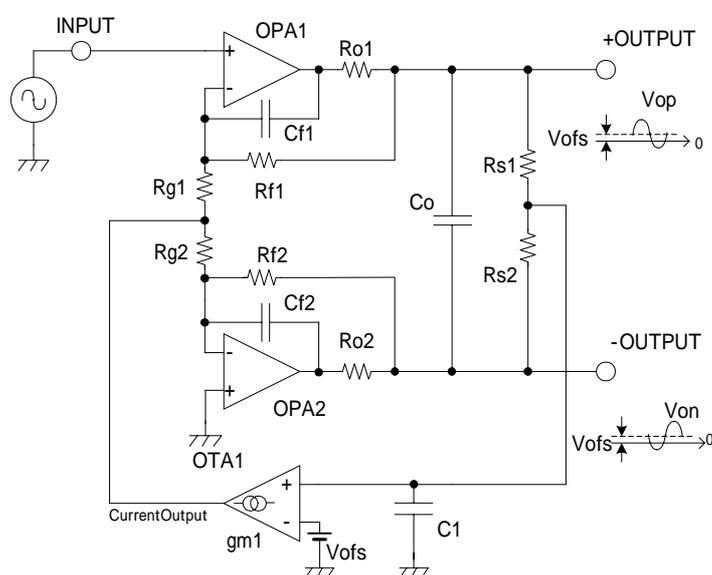


図10 フィルタ兼用回路

これは、ADCのアンチ・エイリアジングに使用できる。

【 3 . 新提案回路をシミュレーションで確認】

図 8 a の回路を実際のモデルを利用してシミュレーションした。

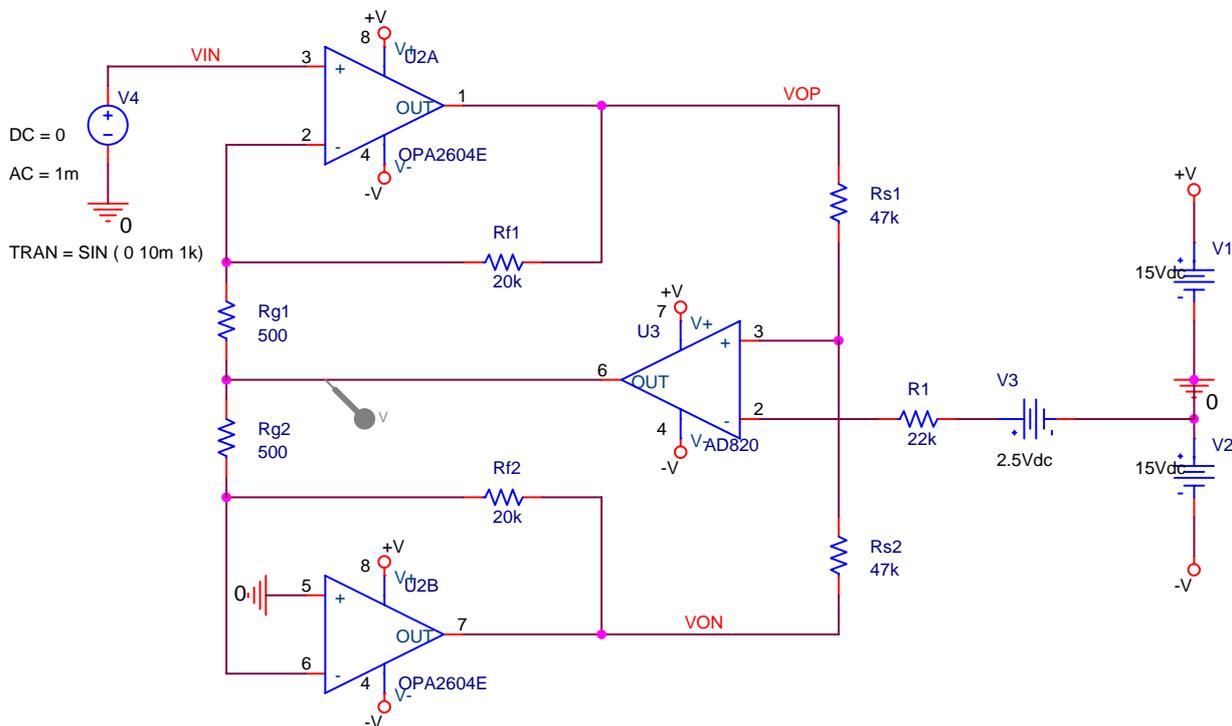


図 1 1 シミュレーションした回路

AD820 は、FET 入力型のレール・ツー・レール型オペアンプである。これをトランスコンダクタンス・アンプとして用いる。Rg1, Rg2 から AD820 の出力ピンを見たインピーダンスはきわめて高い。

この回路は本来トランスコンダクタンス・アンプによる安定化回路がないと、Rf2 は 21k で、Rg1=487.7 、Rg2=512.2 でなければ、±の出力の大きさが合わない。しかしこのトランスコンダクタンス・アンプのおかげでシミュレーション結果：図 1 2 では安定化がはかれ、逆相・同振幅である。

DC レベルを ± 出力とも同じ電圧に合わせるには、先に書いたとおり、Rg1:Rf1 = Rg2:Rf2 の比率を守れば、どのような値でもよい。

片側出力までのゲインを(14)式から計算すると、20.5 倍となる。ゲインの計算だけは少々厄介となる。入力電圧は 10mVp、シミュレーション結果の出力振幅は ±とも、およそ 410mVpp なので、 $410 / (10 * 2) = 20.5$ とぴったり合う。

なお、この回路は動作確認のために行ったものであり、A / D の全段のアンプとしての性能が出ているかや音質などに関しては一切考えていない。

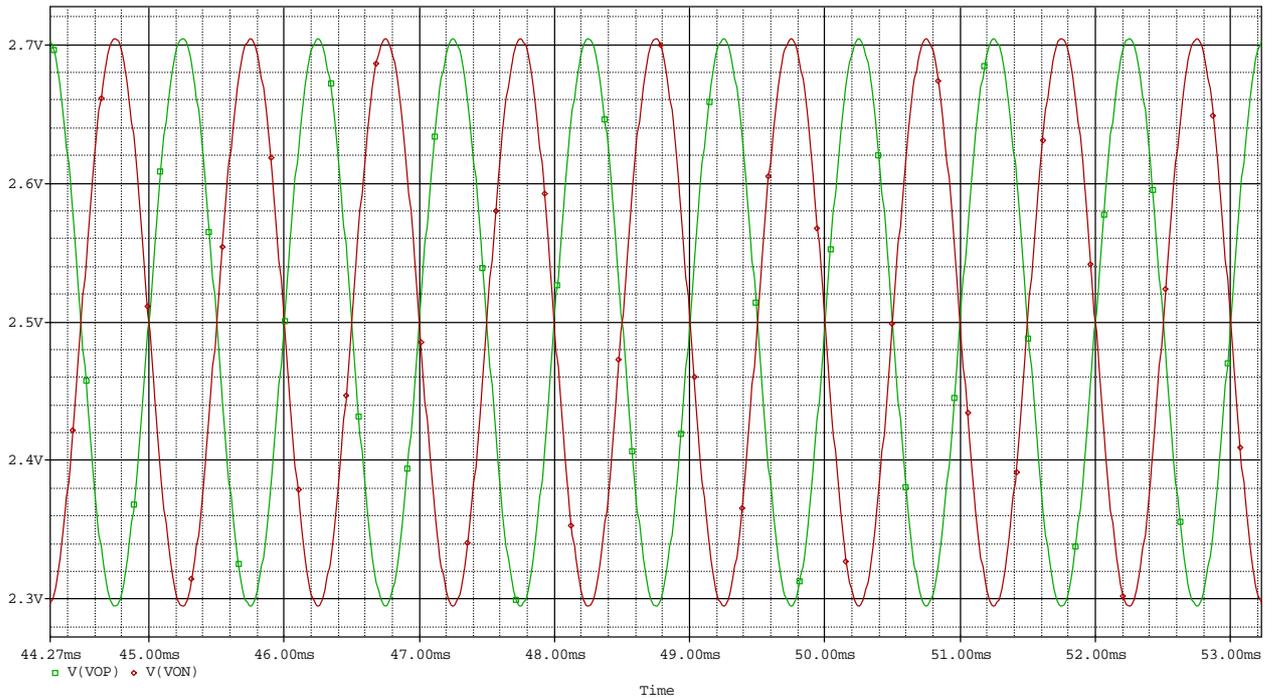


図 1 2 シミュレーション結果

このように、シミュレーションによって、本回路の動作が証明された。また、レイル・ツー・レイル型オペアンプがトランスコンダクタンス・アンプとして動作することも確かめられた。

次に低周波のみ、OTAが働く回路を、アナログ・ビヘービア・モデルをつかってシミュレーションしてみた。

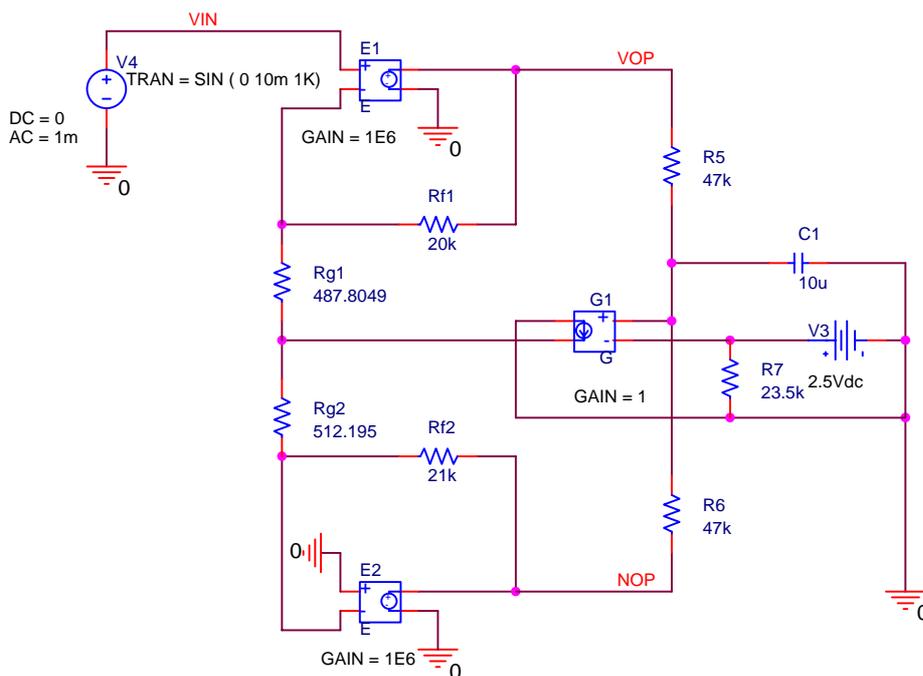


図 1 3 低周波のみ、OTA (G 1) を働かせる

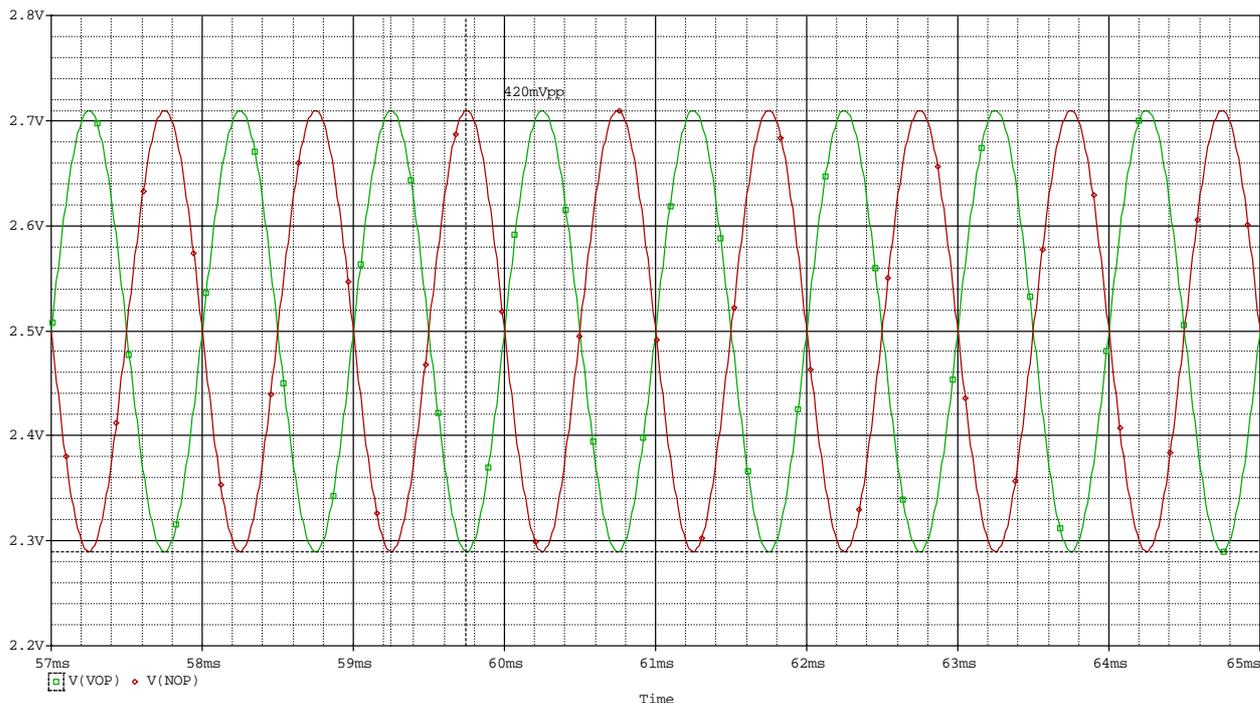


図 1 4 図 1 3 のシミュレーション結果

$R_{f1} : R_{g1} = R_{f2} : R_{g2}$ にすると、上図のように図 1 2 と同様の波形を得ることができる。 R_{f1} と R_{f2} とはイコールではないことに注意する。 f_c 0.68Hz である。この場合のゲインは、+側は $\{1 + R_{f1}/(R_{g1}+R_{g2})\} = 21$ 倍、当然 - 側も $R_{f2}/(R_{g1}+R_{g2}) = 21$ 倍である。20mVpp(10mVp)の入力に対して、420mVpp(±片側)の出力であり、計算値とあっている。

R_{g1} と R_{g2} は、割り切れない数値となったが、実際にはここに可変抵抗を入れてオフセット調整(±出力差を 0V にするための)を兼ねてしまうことで調整できる。

G_1 は 1[S]以上ないと、なかなか正確に出力 DC 電圧を設定できないようである。

次に、カットオフ以下の周波数、0.1Hz の信号の応答をシミュレーションした。

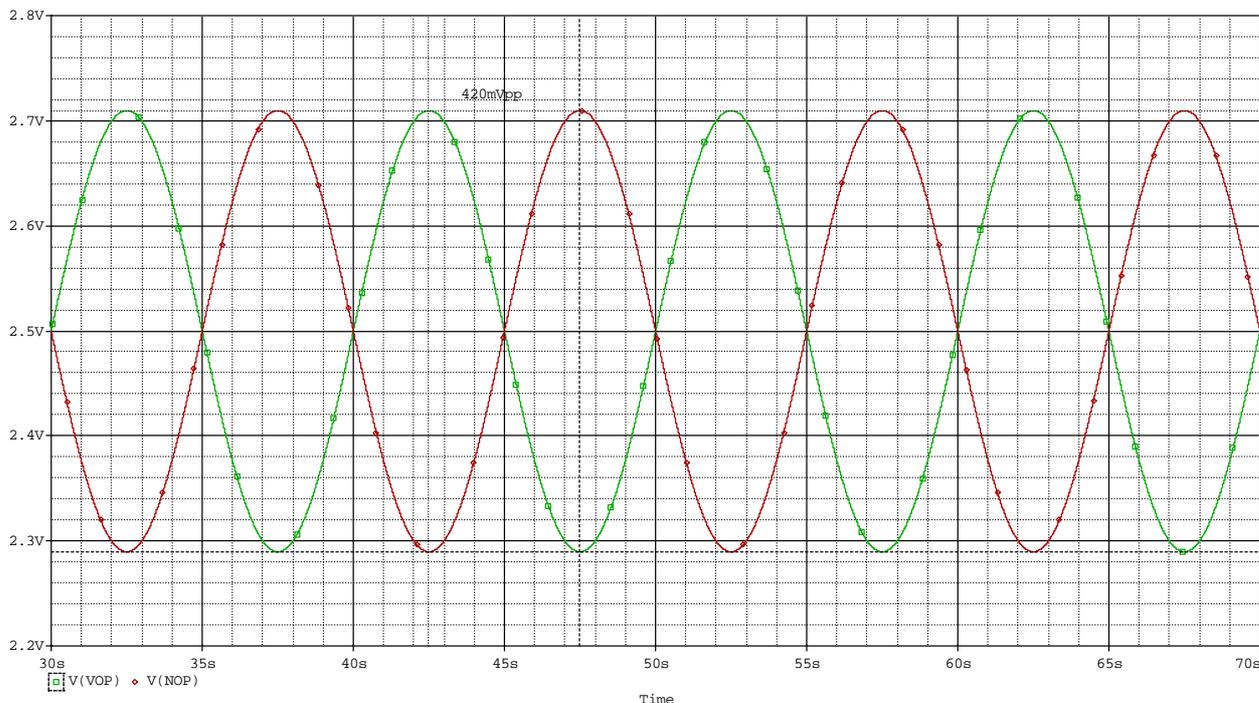


図 1 5 図 1 3 の回路で 0.1Hz のシミュレーション

ほぼ同じ振幅である。各抵抗の精度が十分にあれば、低周波のみ O T A による帰還をきかせるだけで低周波から高周波まで正確に動作する。

【 4 . まとめ】

以上のように、電圧増幅アンプ（オペアンプ）2 台、トランスコンダクタンス・アンプ（O T A）1 台の計 3 台のアンプだけで、ハイインピーダンスで直接入力信号を受け、正確な D C オフセットを ± 両方の出力にかけた状態でシングル信号～差動信号を作り出す回路ができた。過去の同様の機能のアンプと比較してアンプの台数が少なく、その分信号ロスの少なく差動信号を作り出せる。台数の少なさはコスト・パフォーマンスにも役立つ。

この回路はシングル信号を差動に変換するだけではなく、定数の変更無しに差動入力にも対応できる。

その条件（シングル/差動入力を定数変更無しで切り替える）を捨てれば、低周波のみでの安定化を考え、トランスコンダクタンス・アンプを可聴周波数以下のみで動作させることで、音声帯域ではトランスコンダクタンス・アンプの影響を極力避けた状態で同等の機能を作り出せることもわかった。ただし、この場合は抵抗の精度が重要となる。

更に差動出力に 2 次の L P F の機能も併せ持たせることも可能である。

この回路は A D C の入力バッファのみならず、さまざまなバリエーションによって、差動回路の安定化のあらゆる個所に応用可能である。