

バイポーラ差動入力ペアを持つアンプの歪み特性について

著者：藤森 弘己

ここで紹介する内容は、前に US の ADI 社エンジニアが講演した内容について、別に直接教えてもらったことを日本語にしています。

アンプ回路の基本的な動作に関する解説なので、現在の OP アンプ回路においても全く同じことが応用できます。OP アンプなどのリニア回路では、差動トランジスタのペアが入力段となり、その後ろに増幅段が連なっています。バイポーラ・トランジスタで構成された差動入力段を持つ OP アンプ回路の歪み特性について、その回路アーキテクチャから解析しています。これを読むと、歪み特性に関する電圧フィードバック・アンプ型 OP アンプの基本的な弱点が見えてきます。

一般的にわれわれが知っていることは、信号周波数が高くなると OP アンプの高調波歪み (Distortion) が大きくなるということです。ですからこの特性が重要な時は、OP アンプを使う時は、信号に比べて帯域が広いアンプを選んでいきます。一般的な電圧帰還型 OP アンプは、基本的に積分器としての動作をしています。内部ブロックとしては、入力差動ペアによる gm 段 (トランスインピーダンス段) とそれにつづく増幅段ですが、この増幅段には容量 C が含まれこれが積分器としての特性を決めています (図 1)。この容量は、ジャンクション容量であったり、メタル配線による容量であったりします。下段の C の接続先は、一般的にグラウンドではなくマイナス電源です。

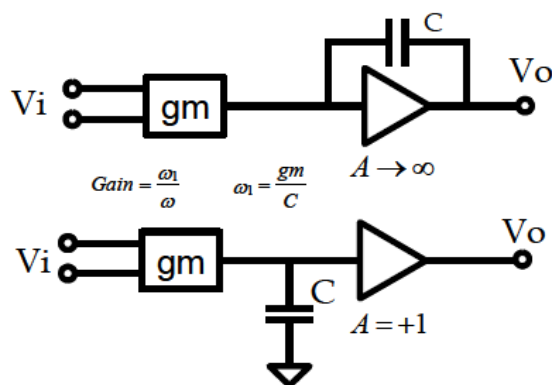


図 1 電圧帰還型 OP アンプの内部モデル

この gm 段と増幅段をもうすこし詳しくしたものが、図 2 です。入力の差動バイポーラ・トランジスタのペアが gm 段です。テール電流 I は、このペアトラに加わる電圧により差動で比率が分割されます。この回路のユニティゲイン帯域は、積分器の C と gm の値により決まります。

ペアトラは、加えられた差動電圧により差電流を発生します。ここでこのトランジスタ・ペアに加わる差動電圧 ΔV とその出力である差動電流の関係を見ると、図 3、および図 4 のようになります。入力 ΔV と差電流 ΔI の関係は、図 3 のように \tanh の関数で表され、その変化率、すなわち gm は、図 4 のように sech の二乗関数で表されます。いずれも双曲線関数となります。実際のトランジスタでは、gm のピークである $\Delta V=0V$ からほんの数 10mV 離れただけで、gm が大幅に低下します。差動ペア全体の電流は、図 6 のように I なので、出力電流はこれ以上にはなりません。 ($-1 < X < +1$) FET は、バイポーラに比べてこの gm 特性が緩やかなので (その代わりにピークが低いのでゲインが低い)、低周波数での歪みを気にするオーディオアンプなどのアプリケーションで使われることがあります。

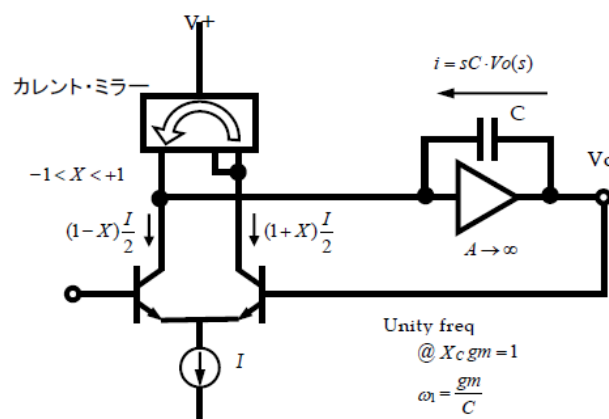


図 2 電圧帰還型 OP アンプ内部動作原理

ここで横軸は差動入力段の電圧差、縦軸はペアに流れる電流の差になります。

アナログ・デバイセズ社は、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。

©2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

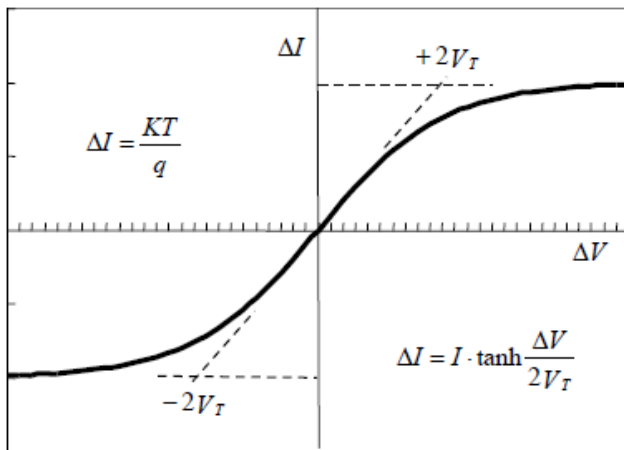


図 3. 差動入力電流特性

gm は、sech の二乗の関数となり、ΔV が 0V を中心とした狭い範囲で大きな値を持ちます。

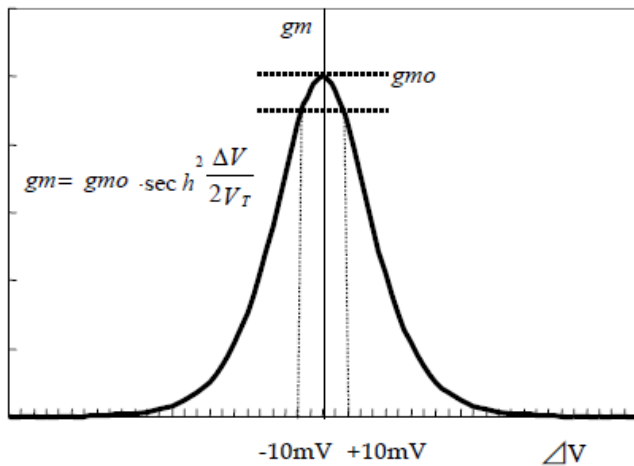


図 4. バイポーラ差動段の gm 特性

ここで、もうすこし差動ペア段に注目すると、トランス・インピーダンス gm は、つぎのように近似することができます。

$$\Delta V \equiv \frac{2KT}{q} \ln \frac{1+X}{1-X} \quad (-1 < X < +1)$$

$$\approx \frac{2KT}{q} \left(X + \frac{X^3}{3} + \dots \right)$$

$$\Delta I = XI$$

もし ΔV が小さい範囲であれば、次の式が成り立ちます。

$$gm = \frac{\Delta I}{\Delta V} \approx \frac{I}{2VT}$$

この考えを前提にしてこれからアンプの歪みについて計算しようとしています。このアーキテクチャによるアンプの Distortion がどれぐらい存在する可能性があるのかを、検討してゆきます。

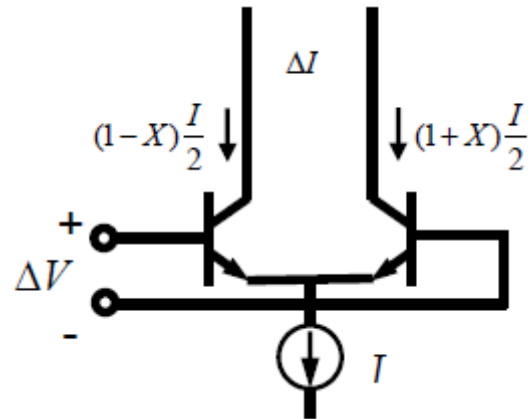


図 5. 入力ペアの差動電流

ここで先に出てきた電圧帰還型 OP アンプのブロック図に戻ります。(図 6) ここでは入力差動ペアに対してサイン波を信号として与えています。この構成のアンプは、積分器として動作するので、出力信号と積分器の C に流れる電流信号は、90 度位相のずれた信号です。

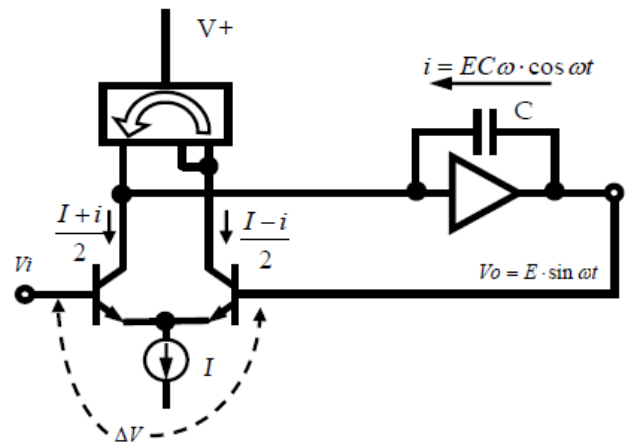


図 6 アンプ全体の動作

ここで入力 Vi=Vo+ΔV です。ΔV と C に流れる電流 I は次のように表されます。

$$Vi = Vo + \Delta V$$

$$\Delta V = VT \ln \frac{I+i}{I-i}$$

$$i = EC\omega \cdot \cos \omega t$$

ここで上のまん中の式を展開すると、

$$\ln \frac{1+i/I}{1-i/I} \approx 2 \left[\frac{i}{I} + \frac{(i/I)^3}{3} + \dots \right]$$

となるので、これを利用して ΔV の近似式を求めます。

$$\Delta V \approx 2V_T \left[\underbrace{\frac{EC\omega}{I} \cos \omega t}_{X'} + \frac{1}{3} \left(\frac{EC\omega}{I} \right)^3 \cos^3 \omega t + \dots \right]$$

ここで

$$\cos^3 \omega t = \frac{3}{4} \cos \omega t + \frac{1}{4} \cos 3\omega t$$

であるので、これを使い上の式を変形すると、

$$\Delta V \approx 2V_T \left[\left\{ \frac{EC\omega}{I} + \frac{1}{4} \left(\frac{EC\omega}{I} \right)^3 \right\} \cos \omega t + \frac{1}{12} \left(\frac{EC\omega}{I} \right)^3 \cos 3\omega t + \dots \right]$$

となります。3次高調波による Distortion は、その注目する周波数 ω における一次の項と三次の項の比率になります。

$$HD_3 \approx \frac{\Delta V @ 3\omega}{V_o @ \omega} = \frac{1}{48} \left(\frac{E}{V_T} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^3 \quad \omega_1 = \frac{gm}{C} \quad gm = \frac{I}{2V_T}$$

ここで実際のアンプで、どれくらい歪みが現れるか計算してみます。

少し以前に一般的だった、汎用 OP アンプを例として考えます。次の条件を例とします。

$\omega_1 = 2\pi \cdot 1 \text{ MHz}$, (Unity Gain BW) $\omega = 2\pi \cdot 20 \text{ KHz}$, (信号周波数), $E=10V$, $V_T=0.026V$

この時の歪みは、

$$HD_3 = \frac{1}{48} \left(\frac{10}{0.026} \right)^2 \cdot \left(\frac{0.02}{1} \right)^3 = 2.47\%$$

という大きな値になります。また入力と出力の位相差は、次のようになります。

$$\begin{aligned} \theta &= \arctan \frac{\Delta V}{V_o} \\ &= \frac{\left[\frac{EC\omega}{I} + \frac{1}{4} \left(\frac{EC\omega}{I} \right)^3 + \dots \right] \cdot 2V_T}{E} \\ &= \left[\frac{C\omega}{I} + \frac{E^2}{4} \left(\frac{C\omega}{I} \right)^3 + \dots \right] \cdot 2V_T \end{aligned}$$

この最後の式の意味は、信号の振幅が増えると位相ずれが増えることを意味していて、振幅の変化 (AM) が位相の変化 (PM) による歪みを生じさせていることになります。また仮に信号振幅が同じだったとしても、その周波数が異なれば、やはり位相が変動されてしまいます。しかもこの位相ずれ θ は、周波数に大してリニアではありません。それぞれ図7を参照してください。

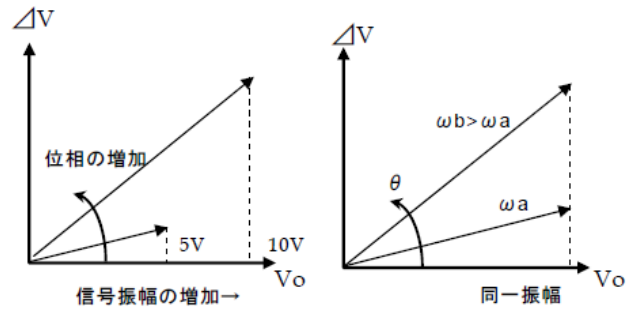


図7 振幅および周波数と位相のずれ

これが、電圧帰還型 OP アンプの大きな弱点のひとつです。gm段に伝達特性が異なる FET を使用することもひとつの方策ですが、その場合 gm 自身は、バイポーラ・タイプよりずっと小さくなり、ゲインが下がってしまいます。お互いの良いところ取りをしようと、入力 gm 段に FET とバイポーラ・トランジスタを平行に接続したバトラーアンプというものも考え出されていますが、根本的解決ではありません。次に改善策のいくつかを、解説したいと思います。

前段までに、一般的なバイポーラの入力ペアを持つアンプの gm 段の動作特性による制限から、このタイプの電圧フィードバック型アンプにおける信号の歪み (Distortion) の増加ということを説明しました。これはバイポーラペアがもつ gm の伝送特性が、sech (双曲線関数) 特性を持ち、大きい gm の範囲が狭い入力電圧に限られることと、電圧帰還オペアンプの内部回路が、基本的に gm 段+積分器で構成されていることに原因がありました。入力信号の周波数や振幅が変わることにより、入力と出力の位相差がモジュレーションされ、歪みの補正を難しくしていました。

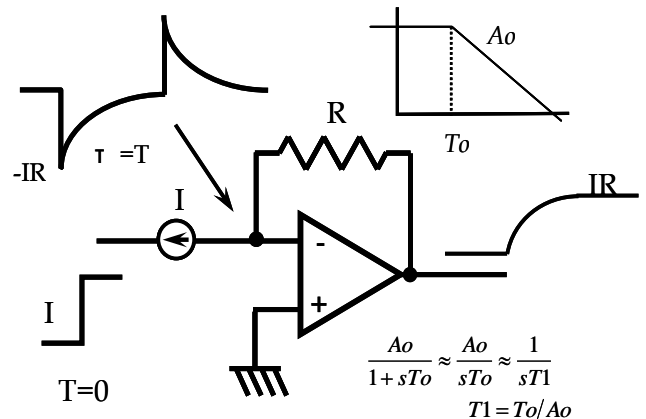


図8 電圧帰還形 OP アンプの入力トランジション

この形のオペアンプには、この歪み特性以外に高速のステップ信号を扱おうとした場合、次のような弱点があります。図8のように入力にステップ信号が加わると、仮想グランドでの動作を期待していても、アンプ出力がセトリングするまではこの状態からはずれ加算ノードはオープン状態となり、内部の電流ソースは飽和状態となります。

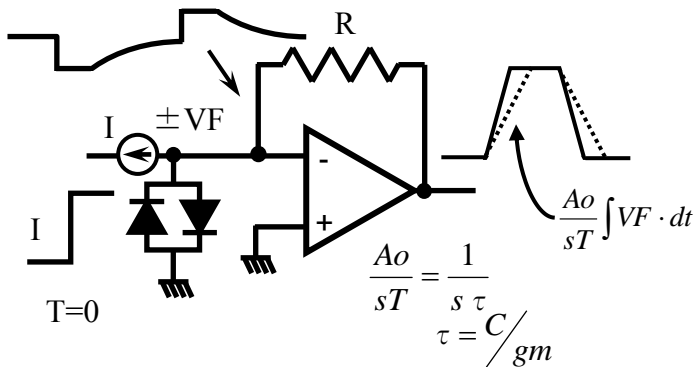


図9 電圧帰還型 OP アンプの入力クランプ

図9のように入力にダイオードクランプをつければ、電流ソースが飽和することはありませんが、スルーレートが制限されます。このスルーレートの問題は、この回路構成での原理的な問題です。g m段の改善によりこの問題を小さくすることはできません。

ここで広帯域アンプのトポロジーとしてよく知られているトランス・インピーダンス・アンプ（電流フィードバック・アンプ）について考えてみます。（図10参照）ご存知のように、このアンプは電圧フィードバック・アンプに似た周辺回路で動作しますが、動作原理が異なり、ゲインはインピーダンスの次元を持ちます。（図11参照）

ここでこの回路の動作特性について、特に帯域に関して検討してゆきます。前の図によれば出力 VOUT は、入力電流 IIN と出力段手前のインピーダンス ZT を用いて図11の下の式のように表され、その時のゲインは DC と AC でそれぞれその下に示される式になります。

$$V_{out} = I_{in} \cdot Z_t$$

$$= I_{in} \cdot \frac{R_t}{1 + s \cdot R_t \cdot C_t}$$

* DC "Gain" = R_t

* HF "Gain" = $\frac{1}{sC_t}$

ここでこのアンプ回路に図12のように R1、R2 というフィードバック回路をつけるとその特性は、次のようになります。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_t R_t}$$

$$V_2 = i \cdot Z_t = \left(\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} \right) \cdot Z_t$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{Z_t}{R_2 + Z_t}$$

if $Z_t \gg R_2$ then

$$= \frac{R_2}{R_1} \text{ (Gain)}$$

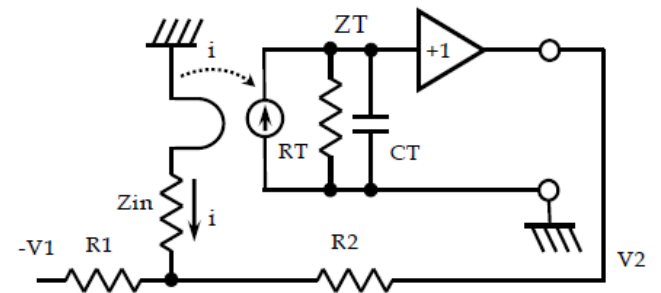


図12 トランスインピーダンス・アンプの帰還動作

AC 的には、よく知られているようにドミナントポールは、内部回路により決まります。また R1 は、帯域を制限する要因ではなくなります。このようにトランスインピーダンス・アンプは、低ひずみで広帯域の優れた特性を持つアンプですが、やはりオールマイティーではありません。このアンプはその動作特性から、次のようなアプリケーションに向いています。

- * 電流・電圧変換回路
- * 反転アンプ回路での最適動作。
- * 低歪み、高速動作
- * 回路のトポロジーとしてはスルーレートの制限がない。

しかしながらその代償として、次のような癖も有しています。

- * 反転・非反転入力は、同一特性ではなく、片側が HiZ、もうひとつが LoZ となります。
- * “I” 入力のノード（反転入力ノード）では大きなオフセット電流が生じます。
- * 反転ノードでの大きな電流ノイズ発生。

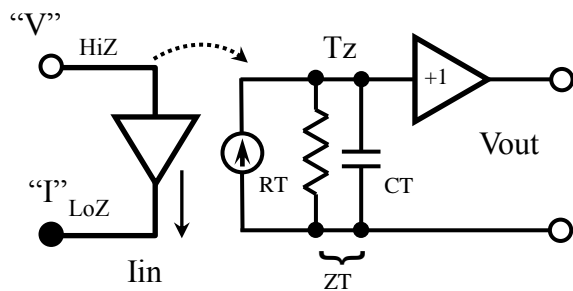


図10 トランスインピーダンス・アンプ

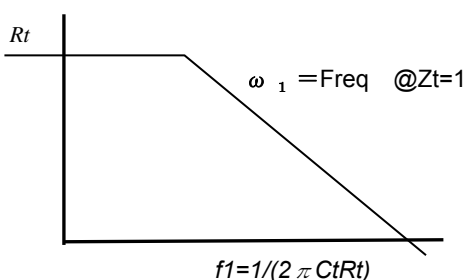


図11 トランスインピーダンス・アンプの周波数特性

これらの問題を解決し、前号で解析した入力バイポーラペアにおける gm の \tanh 特性に起因する歪み特性を改善する回路方式として、次に説明するアクティブフィードバック・アンプを取り上げます。(図 13 参照) このアンプは、バイポーラ差動ペア (FET を使用しても可能) をふたつ入力段に組み込むことで、 gm の \tanh 特性の線形リティを補正し、そこで発生する歪み成分を最少に抑えることを狙った回路です。時々誤解されることですが、このアンプは計装アンプではありません。

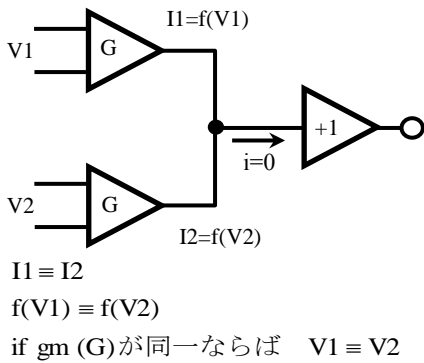


図 13 アクティブフィードバック・アンプ

ここで入力段の G は、入力信号の振幅が大きい時の gm を表します。ふたつの入力、回路特性が全く同じものを使用します。この gm 段は図 14 のように、等価なバイポーラペアがふたつ並列に接続されたもので、電圧・電流の変換と特性が同じであれば、適切なフィードバックをかけることにより、お互いの \tanh 特性を補正しあうことになり、良好な線形リティを得ることが可能です。実際の回路では、このふたつの gm 段と出力アンプの間には、このペアのためのバイアス電流を供給するための、コモンベースのフォロワーPNP トランジスタと、それにつづくカレントミラー回路が入っています。

このバイアス回路にはそれぞれ $2 \times I$ の電流が流れるようにされており、半分がバイポーラペアへ、半分がカレントミラー回路へ流れます。それぞれのペアは、同じテール電流 I で動作します。このフォロワー回路とカレントミラー回路には配線上、およびプロセス上の構成から発生する寄生容量成分が存在します。これらの容量成分が、このアンプの動作速度を制限する要因になります。従ってこのアンプの回路ブロックは図 15 の左側のようにあらわされます。図 15 を用いてアンプの動作を説明します。

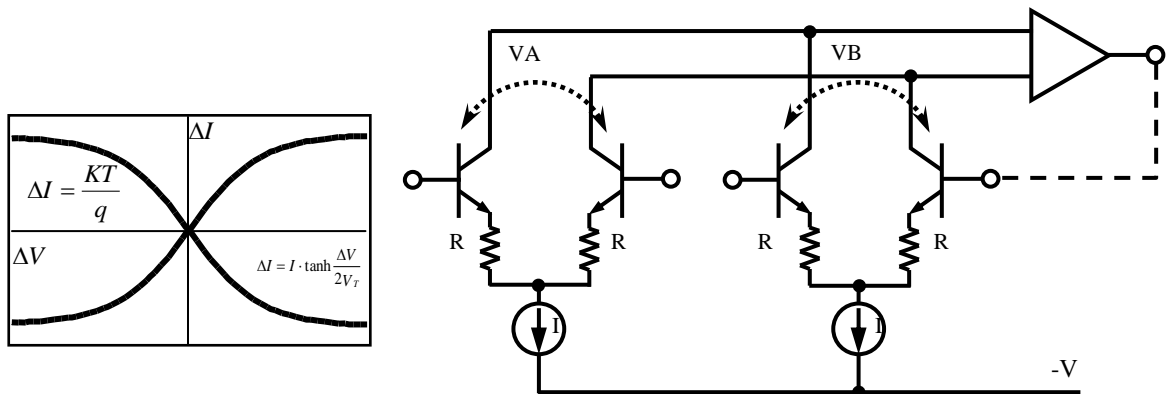


図 14 二つの入力差動ペアによる特性

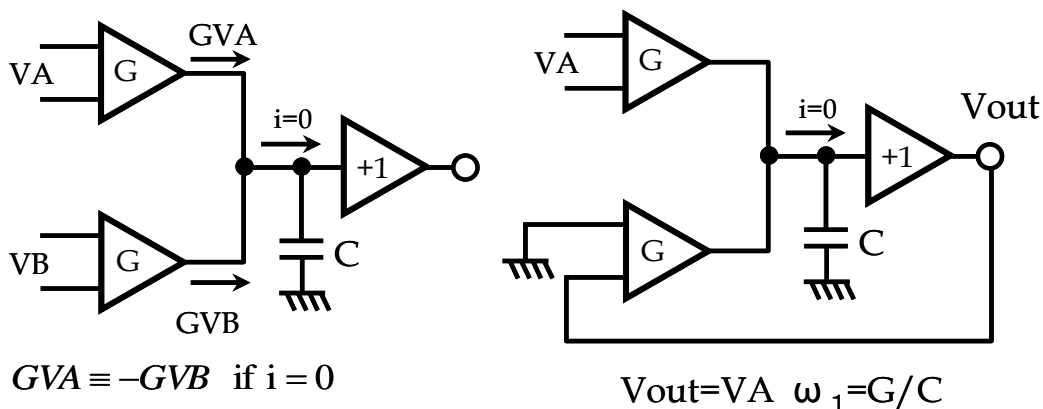


図 15 アクティブフィードバック・アンプの動作

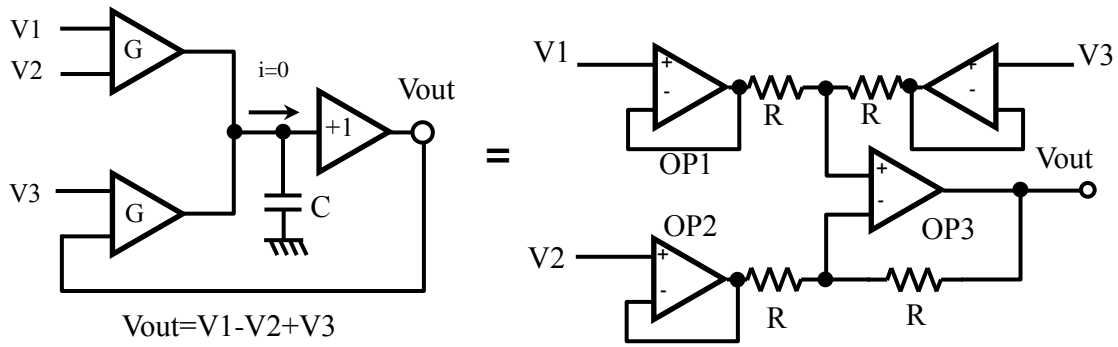


図 16 OPアンプ回路との比較

ここで、出力アンプの入力バイアス電流が小さく、ゼロと考えることができれば、ふたつの入力段より出力される電流は同じ大きさ、逆の向きになると釣りあいます。(オフセットは無視する) 図の C は、先に説明した内部の寄生容量です。ここで右図のように帰還をかけると、バッファアンプの出力は、VA と等しくなって釣りあいます。入力是完全な差動入力となり、接続しだいで反転、非反転が可能です。これは、ふたつの入力段の入力電圧が等しくなることで、出力の電流値がバランスするからです。同じように下側の入力段のグランドに落ちている側に信号を入れるとその回路は次のように動作します。(図 16) この回路動作は、右の図にあるように、4 個のオペアンプと抵抗で構成する回路と等価ですが、それぞれの抵抗のマッチングが CMRR 性能に大きく影響を与え、またアンプ 3 がゲイン 2 倍で動作するため、帯域は 1/2 になります。この回路の V2 をグランドに接続すると、 $V_{out} = V_1 + V_3$ という加算回路になります。またこのアクティブフィードバック・アンプを使用すると、外部に抵抗等を使用せずに、ゲイン 2 倍の回路を組むことができ、その際の帯域の減少はありません。図 17 は、ゲインが 1 倍での使用を考えた構成ですが、ゲインが必要な場合は、図 18 のようにフィードバック回路を構成すれば、通常のアンプのように抵抗の比率でゲインを決めることができます。このようにアクティブフィードバック・アンプは、非常に汎用性の高いゲインブロックとして利用することが可能で、入力の回路構成が完全な差動であるため、大変使い勝手が良くなっています。

このアンプは、ゲインが 1 倍、-1 倍あるいは 2 倍の時は、外部に抵抗等を使用せず、接続だけで構成することもできます。また最初に述べたように、バイポーラ gm 段に起因するひずみを小さくすることができ、高い帯域まで非常に良好な歪み特性を備えます。

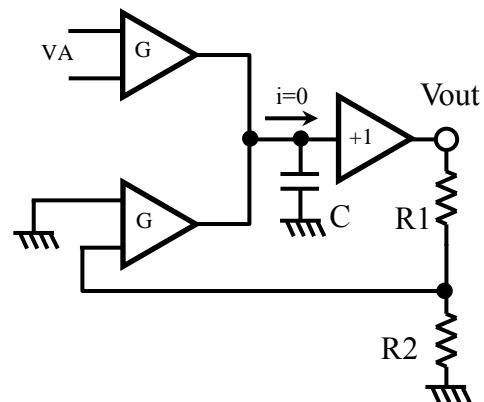


図 18 非反転アンプ回路

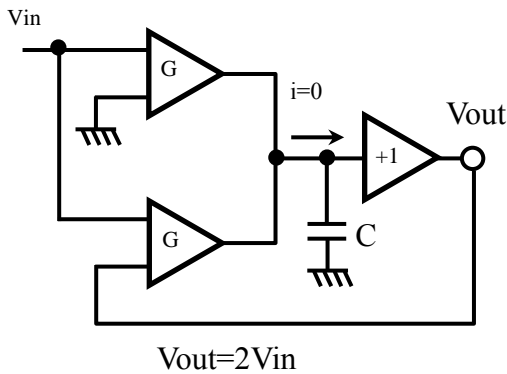


図 17 ユニティゲイン・アンプ回路