

OPアンプ大全 **第2部**
OPアンプの基礎
Chapter-1 OP Amp Basics

イントロダクション	103
OP アンプの回路構成	129
OP アンプの構造	137
OP アンプの特性仕様	163
高精度 OP アンプ	213
高速 OP アンプ	223

はじめに

第2部では、オペレーショナル・アンプリファイア(operational amplifier；演算増幅器、以下では「OP アンプ」と略す)に使われているもっとも基礎的な技術を中心に解説することとします。OP アンプについておおまかに紹介したあと、現在のOP アンプに使われている二つのまったく異なる技術について解説を行います。

それらは「電圧帰還型」と呼ばれる技術と「電流帰還型」と呼ばれる技術です。この二つの技術は、どちらもOP アンプに使われている技術でありながら、まったく違った性格をもっています。

「電圧帰還型」という技術は、もっとも「クラシック」な技術であり、OP アンプが真空管で作られていた時代、つまり1940年代から1950年代に採用されたものです。さらに、1960年代に実現された最初の半導体を使ったOP アンプにも採用されました。現代においても、OP アンプのもっとも重要な技術として採用され続けている息の長い技術です。

一方、「電流帰還型」技術を使ったOP アンプは、1980年代中ごろになって盛んに開発されるようになりました。その当時、「電圧帰還型」OP アンプでは実現が難しい広帯域のOP アンプを開発するために不可欠な技術だったのです。この二つの技術の違いは、つづく各章のなかで詳しく解説したいと思います。

また、OP アンプの入出力特性に関しても詳細に解説することとします。特に、OP アンプが使われるアプリケーションによっては、これらの特性を十分に吟味しないと、設計された回路で十分な性能が得られない場合が多々あるからです。またある場合においては、OP アンプの特性や目的とするアプリケーション、あるいは使われている半導体プロセスで分類して紹介することも行います。

実用上、今まではアプリケーションによるOP アンプの明確な分類が可能でした。たとえば「高速」対「高精度」、あるいは「単電源」対「両電源」といった非常にわかりやすいカテゴリです。このような分類は、もっともわかりやすいアナログ回路設計における分類法です。しかし、現在ではこれらのカテゴリはある程度重なりあってきています。たとえば、「高速OP アンプ」は「単電源」でも「両電源」でも見つけることができます。また「高速OP アンプ」でありながら「高精度OP アンプ」としても使える、といったようなことが可能になってきています。また、「低消費電力」のOP アンプであっても「高精度OP アンプ」として使えるものもあります。

他の分類法としては、OP アンプの入力段の違いによる分類法があります。たとえば、FET 入力(同じFET 入力でもJFETとMOSFETでさらに分類され、JFETでもNチャネルFETあるいはPチャネルFET、MOSFETでもPチャネルMOSあるいはNチャネ

ル MOS といった分類が可能), またはバイポーラ入力 (バイポーラでも NPN と PNP とに分類可能) といった具合です。また, これらの分類は出力段でも使われます。

したがって, OP アンプの分類は一筋縄ではいかず, 一昔前のように明確に分類できないことがわかりいただけると思います。しかしながら, アプリケーションごとに最適な OP アンプを選択するために, そのアプリケーションに直接関わりがある特性で, OP アンプを分類することもまだ有効であると言えます。それゆえ, たとえば「単電源の OP アンプを使う」といった, 非常にわかりやすいアプリケーションで OP アンプを分類して紹介することも, 場合によっては行うこととします。

以下につづく各章では, 電圧帰還と電流帰還とのそれぞれの回路構成上の違いによって引き起こされる OP アンプの多くの特性の違いを解説してあります。それぞれの回路についての詳細な解説も記載しました。また, 使われるアプリケーションによって, OP アンプに求められる特性は違ってきます。その特性そのものがシステムの特性を決定するので非常に重要です。

この第2部では, バイアス電流や周波数帯域, 歪みなどといった特性を元に, システムに最適な OP アンプを選択するための基礎を解説していきます。

James Bryant, Walt Jung, Walt Kester / 訳: 國頭 延行

第 1 章

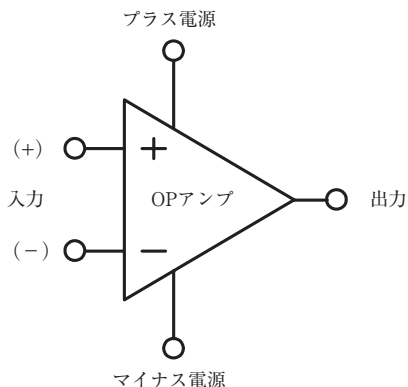
イントロダクション

Walt Jung / 訳：國頭延行

次に続く詳細な節の前に、ここではOPアンプのもっとも基本的な動作について紹介します。ここで議論されるのはもっとも基本的なOPアンプの使いかたに関する事柄です。それらは、「理想OPアンプの特性」、「標準的なOPアンプのフィードバック接続法」、「理想ではないOPアンプ」、「OPアンプのコモンモード・ダイナミック・レンジ」、「単電源および両電源OPアンプの機能的な違い」、そして「OPアンプ選択の手順」です。

OPアンプを使った回路を設計する前に最初に考慮すべき事柄を挙げておきます。それらは、本質的なOPアンプの動作モードの違いと、単電源と両電源のOPアンプとではどちらが設計する回路にとってより良いのか、という2点です。これらを最初に考慮したうえでOPアンプの選択が始まり、そして実際の回路設計が始まります。

〈図 1-1〉 理想 OP アンプとその特性



理想OPアンプの特性：

- ・ 差動入力信号に対するゲインが無限大
- ・ 同相入力信号に対するゲインがゼロ
- ・ オフセット電圧がゼロ
- ・ バイアス電流がゼロ

OPアンプの入力：

- ・ 入力インピーダンスが十分に高い
- ・ バイアス電流が十分に低い
- ・ 差動入力信号に対して反応する
- ・ 同相入力信号に対して反応しない

OPアンプの出力：

- ・ 出力インピーダンスが十分に低い

まず最初にOPアンプは、図1-1に示すように差動入力、シングルエンド出力をもつ増幅器である、ということを明確にしておきましょう。このデバイスはフィードバック素子が接続されることを前提に作られており、そのフィードバック素子によって回路の機能や特性が決まります。フィードバック素子の接続方法によってさまざまな特性をもたせることができるので、「演算増幅器」という名称が与えられています*1。回路の特性が外部素子によって決まるので、「演算増幅器」そのものがどのような構造になっているか、ということはいっさい気にする必要はありません。つまり、この増幅器を使って設計された回路の特性のみを考えればよいわけです。

OPアンプの基本動作は、二つの入力端子に与えられる小信号差動入力信号を処理し、電源電圧の範囲内でシングルエンドに変換された電圧を出力することです。図1-1に理想OPアンプの各特性が記載されています。一方、現実のOPアンプは、このような理想的な特性からはかけ離れており、この「理想特性からかけ離れている」ということが現実のOPアンプの諸特性を理解するうえで非常に役に立ちます。さらに言えば、OPアンプの理想的な特性を議論することで、現実のOPアンプ特性を正しく判断することができるようになります。

図1-1に表された5本の端子は、現実のOPアンプにおいて最小限必要な端子数です。一方で、5本以上の端子をもつOPアンプも存在します（たとえば外部周波数補償端子の付いたものなど）。現実の世界では、5本未満の端子数しかないOPアンプは存在しません。対照的に、「理想OPアンプ」は電源端子は表示されず、4端子図で表現されます*2。

1-1 理想OPアンプの特性

理想OPアンプは、差動入力信号に対して無限大のゲイン (gain ; 利得) をもっています。現実のOPアンプは極めて大きなゲインをもっており、これをオープンループ・ゲイン (open-loop gain) と呼びます。しかしOPアンプを使った回路設計においては、正確な値を知る必要はありません。仕様上ではこのオープンループ・ゲインは、 V_{OUT}/V_{IN} で計算されて、単位のない単なる数値として表されます。さらに一般的には、デシベル (dB) と

*1：実際の「演算増幅器」という名称に関しては、1947年に発行されたラガツィーニらによる古典的な論文[文献(1)]を参照のこと。また、OPアンプを使ったアナログ・コンピュータ技術に関しては、1940年のベル研究所でクラレンス・ローベル (Clarence Lovell) の率いるグループによって最初に考案された (ラガツィーニの文献にも紹介がある)。

*2：このような「理想OPアンプ」は、電源を内部にもっているものと仮定されているため表示されず、二つの入力端子、一つの出力端子、それに出力端子のコモン (グラウンド) 端子の合計4個の端子のみが表記される。

いう単位で表されることが多く、計算式は、 $\text{dB} = 20 \log (V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}})$ となります。たとえば、 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ が 10 の 6 乗という数値になったとすると、dB 表示に直すと 120 dB となります。一般に、高精度 OP アンプの場合のオープンループ・ゲインは 100 ～ 130 dB、広帯域 OP アンプの場合は 60 ～ 70 dB 程度になります。

また、理想 OP アンプでは同相信号が二つの入力端子に接続された場合、そのゲインはゼロになります。このゲインは、同相信号が二つの入力端子に接続されたとき、それらをどれだけ除去できるかという特性を示すことになります。どれだけ同相信号を除去できるかという意味でコモンモード・リジェクション (Common-Mode Rejection ; CMR) と呼ばれ、理想 OP アンプでは無限大になります。現実の OP アンプにおける CMR は、高精度 OP アンプの場合で 130 dB 程度、高速の OP アンプの場合で小さくとも 60 ～ 70 dB 程度になります。

理想 OP アンプは、オフセット電圧がゼロ ($V_{\text{OS}} = 0$) で、二つの入力端子へのバイアス電流はゼロ ($I_B = 0$) となります。現実の OP アンプでは、オフセット電圧は小さいもので数 μV 、大きなもので数 mV 程度になります。バイアス電流に関しては、小さいもので数 fA 程度、大きいもので数 mA になります。このような特性の大きな差異は、OP アンプの内部構造の違いに依存しています。詳しい内容に関しては、第 2 部の後半で詳細に解説します。

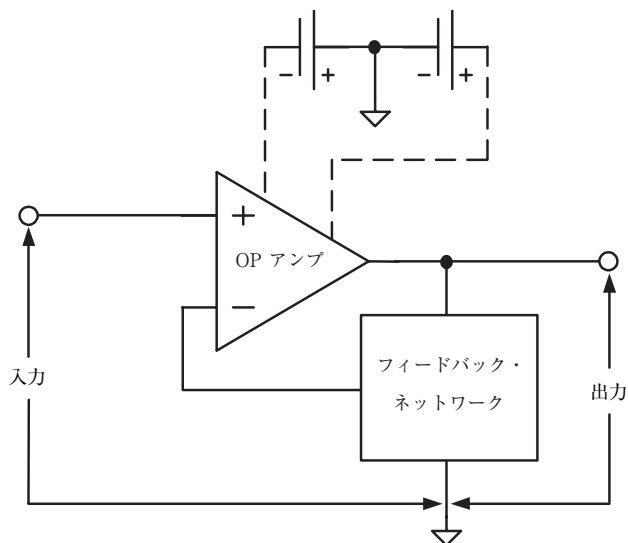
図 1-1 に示されている入力と出力の特性は、上で述べたように簡潔に表すことができます。しかし、さらに OP アンプを使用する場合に気を付けなければならない特性に、「出力部の低いソース・インピーダンス」というものがあります。後でわかるように、OP アンプを使った回路を構成した場合、低いソース・インピーダンスを考慮することで、より有利に回路を組み合わせたことができます。

信号処理を行うアンプを構成する際にこれらの理想特性を見てみると、いくつかの特性が奇異にうつるかもしれません。しかし、OP アンプはフィードバックなしで使うことを想定していない、という非常に重要な命題に辿り着きます。適切な外部のフィードバック・ループがクローズドループ・ゲインと周波数特性を決定するということをぜひ覚えておいてください。

また、すべての現実の OP アンプには正電源と負電源用の端子があることも覚えておいてください。まれなケースとして、特別な接地用の端子をもつものもあります。一般的には、OP アンプの出力電圧は電源電圧の中心電圧が基準になります (注：このキーポイントは OP アンプの基本的なフィードバック・ネットワークについて考察することで、さらに明確になるだろう)。

基本的な OP アンプの接続方法は、図 1-2 のようになります。図 1-2 では、信号が + 入力端子に接続され、「フィードバック・ネットワーク」が出力端子から出力される信号の

〈図1-2〉 フィードバックが施された一般的な OP アンプ回路



一部分を－入力端子に送り出します。この回路こそが、「クローズドループ」をもった OP アンプの動作を決める「フィードバック系」を構成します。「フィードバック・ネットワーク」の構成要素は、抵抗であったり、リアクタンス成分をもった素子であったり、線形/非線形素子であったり、またはそれらの組み合わせであったりと、多種多様な組み合わせが可能です。さらに詳細に解析すると、図1-2で得られる回路のゲイン特性は「フィードバック・ネットワーク」の伝達関数の逆関数になることがわかります。

フィードバックという概念は、OP アンプを使ううえで必須で、かつ重要な事柄です。フィードバックを使うことで、図1-2で示した構成をとる回路のクローズドループ・ゲイン特性は、外部に接続される素子（一般的には受動素子）によって決定されます。そのため、OP アンプそのもののオープンループ特性にはそれほど依存しません。

図1-2のなかで、入力信号 (INPUT) は OP アンプの＋入力端子と、図中ではグラウンド記号として表示されているコモン (基準点) との間に入力されることに注意してください。またこの基準点は、OP アンプの出力端子とフィードバック・ネットワークのコモン端子として機能しているということもぜひ頭に入れておいてください。ここで、出力信号 (OUTPUT) は、OP アンプの出力端子/フィードバック・ネットワークの入力端子とコモン端子の間に出力されます。この事実は、たびたび聞かれる「OP アンプはどこで接地されているのか?」という質問に関する回答にもなります。答えは簡単で、図1-2で示され

ているように、入力やフィードバック・ネットワークそして電源といった構成要素によって間接的に接地されているということです。

入力信号と出力信号が電源に対して基準点をもっていることを強調するために、±電源を図1-2のなかに点線で示してあります。この図から、電源の中間点が入力信号と出力信号の基準になっていることがわかると思います。OP アンプのアプリケーション・ノートなどでは電源が描かれていない場合が多いようですが、実際の回路では電源が必ず接続されていることに留意してください。

1-2 標準的な OP アンプのフィードバック接続

事実上、すべての OP アンプ回路におけるフィードバック接続はそれほど多くありません。よく使われている非反転増幅および反転増幅という二つの構成と、差動増幅構成の三つになります。いま紹介した OP アンプの応用回路構成は、理想 OP アンプの特性を使えば容易に構成できます。無限大のゲイン、入力オフセット電圧が 0 V、バイアス電流が 0 A といった概念を使うことで、標準的な OP アンプのフィードバック接続を構成することが可能です。この節の前半の部分では、実際の OP アンプの各種特性が理想であり、ばらつきがあるものとは考慮されていません。ですが、この後につづく部分では、理想的ではない場合について説明します。さらにこの章の最後に掲載されている参考文献にも、理想 OP アンプではない場合の解説が掲載されているので参考にしてください。

●非反転増幅回路

OP アンプによる非反転増幅回路は、ゲインをもたせることができるボルテージ・フォロワ、または単にボルテージ・フォロワとして知られています。回路構成を図1-3に示します。

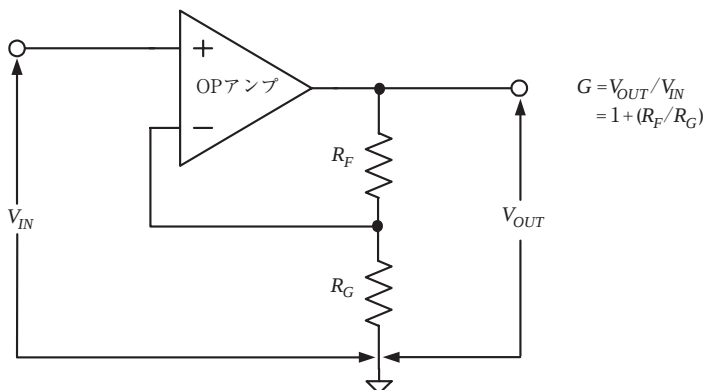
この回路構成では、入力電圧 V_{IN} をゲイン G 倍します。したがって、ゲイン G は以下の式で表されます。

$$G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \dots\dots\dots (2-1)$$

フィードバック抵抗 R_F と R_G は、このボルテージ・フォロワのゲインを決定し、理想 OP アンプの場合、そのゲインは以下の式で表されます。

$$G = \frac{R_F + R_G}{R_G} \dots\dots\dots (2-2)$$

〈図1-3〉 非反転増幅回路 (ボルテージ・フォロフ)



図のなかにも、この式を示しておきました。図1-2と図1-3を比べて見ると、 R_F と R_G はいたって簡単なフィードバック系を構成しており、 V_{OUT} の変動はOPアンプの-入力端子に与えられています(注：この章の文中では、 R_F 、 R_G の代わりに、 Z_F 、 Z_G と表現されている場合もあるが、どちらも正しい表記であり、状況に応じて使い分けている)。

また、 R_F と R_G で構成される抵抗ネットワークについて、別の表現法を使って表してみましょう。この抵抗ネットワークでは、信号は上部の抵抗 R_F から R_G を介して、ある値 β という伝達特性をもって伝えられます。ここで定義する β とは一般的なフィードバック系の伝送特性のことであり、バイポーラ・トランジスタのフォワード・ゲインの β と混同しないようにしてください。この β は式(2-3)のように記述できます。

$$\beta = \frac{R_G}{R_F + R_G} \dots\dots\dots (2-3)$$

このフィードバック・ネットワークは、 V_{OUT} を分圧した信号をOPアンプの-入力端子に戻します。オフセット電圧がゼロで無限大のゲインという理想状態を想定すると、これによって実際のゲインが差し引かれます。つまり、-入力端子の電圧は、OPアンプのフィードバック動作によって強制的に+入力端子にかかっている電圧 V_{IN} と同じ電圧になります。この関係によって、この回路の理想的なゲインの値は簡単に与えられます。すなわち、 β の逆数ということになります。これは、式(2-2)と式(2-3)を比べていただければすぐにわかります。

理想的な非反転増幅器のゲインは $1/\beta$ と等しくなり、次の式で示されます。

$$G = \frac{1}{\beta} \dots\dots\dots (2-4)$$

この非反転増幅器の構成は、OPアンプを使った回路構成のなかでもっとも有用なものの一つと言えます。 V_{IN} から見ればOPアンプの+入力端子は非常に高いインピーダンスをもっているため、 V_{IN} を供給する電圧源にとっては、理想的なインターフェースを提供できます。また、この増幅器のゲインは、 R_F と R_G を選ぶことによって、入力信号源にいかなる影響も与えることなく、自由に調整することができます。

ここでのキーポイントは、 R_F と R_G の興味深い関係にあります。式 (2-2) の関係を満足させるのは、それぞれの抵抗の値ではなく、その比であることに注目してください。 R_F と R_G の比が同じであるかぎりにおいて、非反転増幅器の安定なゲインを得るために、 R_F と R_G の抵抗値に関しては自由に選ぶことができます。

もし、 R_F をゼロとし、 R_G を取り去ってオープンの状態にすると、この非反転増幅器のゲインは1となります。つまり V_{OUT} は V_{IN} とまったく等しい値を取ることになります。この特別な構成をもつ非反転増幅器のことを「ユニティ・ゲイン・フォロワ (unity gain follower)」と呼び、信号源のバッファ・アンプとしてよく使われます。

ここでは、フィードバック・ネットワークを単純な抵抗によって構成する場合を紹介しましたが、すでに述べたようにリアクティブな素子、すなわちコンデンサやコイルといった素子で、 R_F という純抵抗ではなくインピーダンス Z_F で表されるものでもフィードバック・ネットワークを構成することができます。しかし、フィードバック・ネットワークによってOPアンプ自身がバイアスされる場合 (ほとんどがこのケースですが) は、必ず直流を通す経路を設ける必要があることに注意してください。

ここで挙げたOPアンプのフィードバック構成のキーポイントをまとめるために、参考文献 (2) から以下の文章を引用することにします。この文章はOPアンプのフィードバック構成を理解するには非常に有用な文章です。

「加算点」という用語は、OPアンプを使う熱心なアナログ・エンジニアにとって、もっともよく使う言葉の一つでしょう。一般的に、反転入力端子である-入力は、「加算点 (summing point)」と呼ばれています。一方、非反転入力端子である+入力は、「基準点 (reference terminal)」と言われます。しかしながら、線形のOPアンプ・アプリケーションにおいては、反転入力端子 (加算点) の電位は、非反転入力端子 (基準点) とまったく同じ電位となります。これは、OPアンプで構成されたアンプは、自分自身の加算点を基準点と同じ電位に自動的にコントロールするように働くからです。

●反転増幅回路

OP アンプを使った反転増幅回路の構成は、単純に「インバータ (inverter)」とも呼ばれますが、図 1-4 に示すような構成をとります。図 1-3 と図 1-4 を比べてみると、ボルテージ・フォロワの構成とよく似ています。しかし、 V_{IN} が加えられるポイントが違います。反転増幅回路では、入力電圧は、フィードバック・ネットワークを構成する抵抗 R_G の一端に加えられます。また、OP アンプの + 入力端子はグラウンドに接続されます。フィードバック・ネットワークを構成する二つの抵抗 R_F と R_G が、反転増幅回路のゲインを決定します。理想 OP アンプにおいて、この回路のゲイン G は、

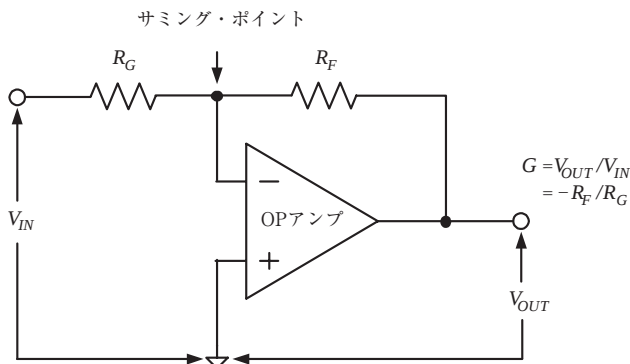
$$G = -\frac{R_F}{R_G} \dots\dots\dots (2-5)$$

で決まります。

図 1-4 にもこの式を書き加えておきました。この回路構成と非反転増幅回路との大きな違いは、式 (2-5) にも示してありますが、入力電圧と出力電圧の符号が反転していることです。ボルテージ・フォロワと同じように、理想 OP アンプのいくつかの特性と、基本的な数式を用いて、式 (2-5) で表されるようにゲインを計算することができます。

この反転増幅器は、OP アンプを使った回路構成のなかでもっとも有用なものの一つです。しかし、非反転増幅器の構成と違って、反転増幅回路は入力電圧 V_{IN} にとって、比較的低い入力インピーダンスを示します。すなわち、 R_G の値ということになります。これは、入力電圧源にとっては有限の入力インピーダンスをもつことになります。また、この回路構成のゲインは、 R_F と R_G の組み合わせでいかようにもなるのですが、実際の回路構

〈図 1-4〉 反転増幅回路 (インバータ)



成で R_G を比較的小さい値に設定してしまうと、大きなゲインを得ようとするところにある限界に達してしまいます。また R_F をゼロにってしまうと、ゲインはゼロとなってしまいます。また R_F をボリュームなどを用いて調整できるようにしておくと、 R_F のダイナミック・レンジの範囲内でゲインをリニアに変化させることもできます。非反転増幅回路のところでも紹介したように、この回路のゲインもフィードバック・ネットワークの比によって決まり、 R_F と R_G の値によって強制的に決まってしまう。

反転増幅回路のゲインは、理想OPアンプの特性、すなわちOPアンプ自身のゲインが無限大であり、入力オフセット電圧がゼロ、バイアス電流がゼロという特性を用いれば、-入力端子は0Vに強制的にコントロールされます。この-入力端子は、入力信号からの電流とフィードバック・ネットワークからの電流との加算点になり、この点が「加算点」と定義されます。また「バーチャル・グラウンド」という言葉もよく用いられます。これは、-入力端子が、接地された基準点である+入力端子と同じ電位をもつからです。

技術的観点から言えば、すべてのOPアンプのフィードバック回路は、「加算点(サミング・ポイント)」をもっています。そればインバータであってもボルテージ・フォロワであっても、それらを組み合わせた回路構成であってもです。この「加算点」は、どの回路構成においても図1-4に示したように、OPアンプの-入力端子に接続されたフィードバック・ネットワークの接合点です。しかしながら、ボルテージ・フォロワの場合、この「加算点」が+入力端子の電圧と同電位になるため、バーチャル・グラウンドにはなりません。

反転増幅回路の特別な回路構成として、 $R_F = R_G$ とした場合があります。この回路は、ゲイン1のインバータと呼ばれます。この回路構成は V_{OUT} のコンプリメンタリ出力、つまり $V_{OUT} = -V_{IN}$ を発生させるために広く用いられています。この回路では R_F と R_G の値が精度よく同じ値であることがもっとも重要になります。そのためには、これらの抵抗を選ぶとき、抵抗値が同じで、温度変動などでも同様に変化する「マッチド・ペア」抵抗を選択してください。

このインバータのパリエーションとして忘れてはならないのが、反転加算回路です。回路構成は図1-4をもとにして説明しますが、入力抵抗として R_{G2} 、 R_{G3} を追加していきます。それぞれの抵抗は、他の電圧源 V_{IN2} 、 V_{IN3} と接続されます。この回路構成を加算増幅器と呼び、 R_G 、 R_{G2} 、 R_{G3} に流れる電流をそのまま R_F に加算していきます。 V_{OUT} には、加算された電流値と R_F の積の反転した値が得られます*3。

*3：参考文献(3)のなかで、ソフトウェアによって記述された初期の汎用OPアンプ回路がこの回路で、タイトルは「加算増幅器」となっている。この増幅器は第二次世界大戦中には連合軍の軍用照準システム「M9」の基本的な部分および火器管制システムにも使われた。またその後の20年間にわたって、真空管式OPアンプの設計に大いに影響を与えた。p.28の図2-2を参照。

● 差動増幅回路

OP アンプを使った差動増幅回路の構成を図1-5に示します。「サブトラクタ (subtractor)」とも呼ばれる場合があります。

ペアになった入力端子を備え、フィードバック・ネットワークの抵抗値がこの増幅器のゲインを決定します。これらの抵抗は R_F と R_G , R_F' と R_G' であり、この差動増幅回路が正常に動作するためには、 $R_F/R_F' \equiv R_G/R_G'$ を満たすようにすべての抵抗がマッチングしている必要があります。この回路では、 V_1 と V_2 に対する個々のゲインとそれらの線形な組み合わせによって、全体のゲインが決まります。

この回路構成は、 V_1 と V_2 の差分成分を増幅するように設計されているので、 $V_{IN} = V_1 - V_2$ となります。したがって、一般的なゲインを表す式は、以下のように表されます。

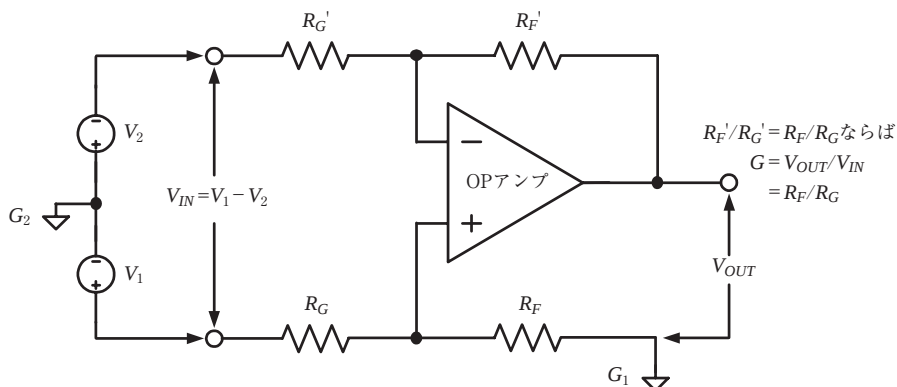
$$G = \frac{V_{OUT}}{V_1 - V_2} \dots\dots\dots (2-6)$$

理想 OP アンプを使うと仮定し、フィードバック・ネットワークの抵抗値の比がマッチングしているとすると、 V_{IN} と V_{OUT} を使って差動ゲイン G を表すと、次のようになります。

$$G = \frac{R_F}{R_G} \dots\dots\dots (2-7)$$

この構成の OP アンプ回路は、 V_1 や V_2 に共通に重畳している電圧を取り除くことができるという大きな特長をもっています。たとえば、ノイズ電圧がグラウンド電位 G_1 と G_2

〈図1-5〉 差動増幅回路 (サブトラクタ)



に重畳していたとします。ノイズは差動増幅器のコモンモード・リジェクション (CMR) によって抑えられます。この CMR は、ここで使われているフィードバック・ネットワークの抵抗値がマッチングしているときにのみ有効に動作します。したがってこの回路を実装するには、精度よく調整された抵抗を使うことが必須です。もう一つの問題点は、入力電圧源 V_1 、 V_2 によって抵抗ネットワークの抵抗値が負荷となるため、入力信号源のソース・インピーダンスが高いと、さらなるエラーの原因を作ってしまうことです。

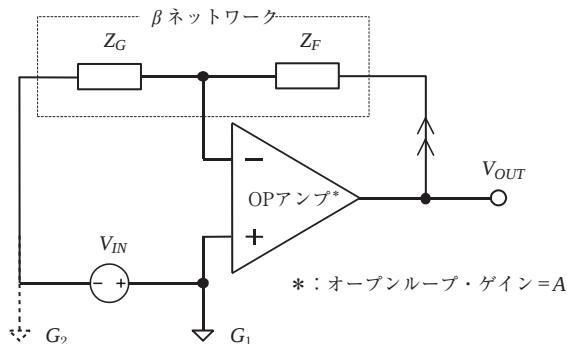
1-3 理想ではないOPアンプ… 有限のゲインによって引き起こされる定常誤差

OPアンプのもっとも素晴らしい特性の一つが、直流における電圧ゲインの大きさです。それほど価格の不高くないOPアンプでも、直流におけるゲインの値は100,000倍 (100 dB) 程度はあり、非常に高精度のバイポーラOPアンプやチョッパ安定型OPアンプでは、10,000,000倍 (140 dB) 以上の値をもっています。ネガティブ・フィードバックを100 dB以上のゲインをもつ直流近辺でかけると、クローズドループの特性は非常に良いものが得られ、回路の特性はフィードバック回路を構成する素子の特性のみで決まります。

これまで述べてきたように、理想OPアンプを用いた回路設計の議論においては、ネガティブ・フィードバックと非常に大きなオープンループ・ゲインという特性を考慮すれば、OPアンプの入力誤差電圧は無限小の値になるという仮定がなりたちます。したがって、オープンループ・ゲインが大きければ大きいほど、この仮定は現実的になります。

しかしながら現実の世界では、OPアンプは有限のゲインしかもっていませんし、誤差

〈図 1-6〉 ゲイン・エラーを解析するための理想ではないOPアンプ回路



がどうしても存在してしまいます。図 1-6 に示す回路では、このエラーがどのような形で回路の特性に影響するかを示しています。この図では、直流におけるオープンループ・ゲインが有限である以外は理想 OP アンプであるとしています。ここで有限のゲインを A と表します。一般的に A_{VOL} とも表記されます。

●ノイズ・ゲイン (NG)

OP アンプ回路を解析するためのまず最初の一步となるのは、ノイズ・ゲインとシグナル・ゲインの違いを理解することです。我々はすでに非反転増幅回路と反転増幅回路の違いについて議論し、それらの回路のゲインがそれぞれ式 (2-2) と式 (2-4) のように表されることを示しました。ここで図 1-6 を見て、非反転増幅回路と反転増幅回路の違いは、リファレンス・グラウンドがどこにあるかの違いであることに注目してください。グラウンド点が G_1 にある場合は反転増幅回路で、グラウンド点が G_2 にあり G_1 がないとすると、この回路は非反転増幅回路になります。

フィードバック経路のみに注目すると、非反転であろうと反転であろうと両回路における違いはないことに注目してください。もっと一般的な議論をするために、フィードバック素子を抵抗ではなく、もっと一般的なシンボルである Z_F と Z_G に置き換えます。またフィードバック回路の減衰率を β とし、これは非反転、反転に関わらず同じ値になります。

$$\beta = \frac{Z_G}{Z_G + Z_F} \dots\dots\dots (2-8)$$

ノイズ・ゲインを「アンプの出力からアンプのフィードバック入力端子に接続されるとき、フィードバック・ネットワークで分割された値の逆数」と定義します。別の言いかたをすると、ネットワークの伝達関数 β の逆数と言えます。これは周波数依存性をもっているものです（この章の後半で説明する）。ここでノイズ・ゲインを NG と略します。すでに述べたように、 β の逆数は理想 OP アンプによる非反転増幅回路のゲインです。OP アンプが有限のゲインしかもたないということを考慮すると、非反転増幅回路のゲインは以下の式のようにになります。

$$G_{CL} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOL}\beta}} \right) \dots\dots\dots (2-9)$$

ここで、 G_{CL} は回路のクローズドループ・ゲインであり、 A_{VOL} は OP アンプの負荷があるときのオープンループ・ゲインを表しています。

式 (2-9) は、理想的なゲインを表す式 (2-4) とほぼ同等であることに注意してください。

すなわち、 $1/\beta$ にかかっている項は、 A_{VOL} が無限大になれば、限りなく1に近付くことで理解できると思います。この項目は、他の参考書のなかでは「誤差要因項」として表現されている場合もあります*4。

反転増幅回路においても、有限なゲインによって引き起こされる誤差要因を表す式を作る必要があるようにも考えられますが、その必要はありません。反転増幅回路も非反転増幅回路も同じフィードバック回路をベースにしており、ノイズ・ゲインは同じ式で表現できます。したがって、式(2-9)を使うことで、両方の誤差解析を行うことができます。単にそれぞれのケースについて β を使って解析を行えばよいわけです。

式(2-9)の右側の誤差項の部分に、ある仮定を導入することで有益な式が得られます。その仮定とは、 $A_{VOL}\beta$ が1より十分に大きいとすることです。そうすると、式(2-9)の誤差項は、式(2-10)のように書けます。

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOL}\beta}} \doteq 1 - \frac{1}{A_{VOL}\beta} \dots\dots\dots (2-10)$$

ゲイン A_{VOL} が有限であることから、誤差項 ε をパーセンテージで表すと、

$$\varepsilon[\%] \doteq \frac{100}{A_{VOL}\beta} \dots\dots\dots (2-11)$$

となります。

●ゲインの安定性

Z_F と Z_G の比をうまく選んでやると、この誤差項を補正することが可能なので、これらの式から導き出されるクローズドループ・ゲインの誤差はそれほど重要ではないと言えます。しかしながら、クローズドループ・ゲインの安定性に関しては、多くのアプリケーションにとってもっとも考慮しなければならない項目です。クローズドループ・ゲイン G_{CL} の不安定性は、温度や負荷の変動によってオープンループ・ゲインが変化することが原因で生じます。

*4：OPアンプが有限のゲインをもつ場合の初期の解析が参考文献(4)と(5)に掲載されている。このなかで、ターマンはオープンループ・ゲインのシンボルを A として表し、ウェストはハロルド・ブラックが用いた μ を用いている。しかしながらゲインの式は、双方とも式(2-9)と同じ結果となっている。

$$\frac{\Delta G_{CL}}{G_{CL}} \doteq \frac{\Delta A_{VOL}}{A_{VOL}} \cdot \frac{1}{A_{VOL}\beta} \dots\dots\dots (2-12)$$

式 (2-12) から、オープンループ・ゲインの変動 (ΔA_{VOL}) は、クロズドループ・ゲインへの影響に限って言えば、 $A_{VOL}\beta$ 項によって軽減されることがわかります。つまり、クロズドループ・ゲインを安定させるためにも、ネガティブ・フィードバックが重要な役割を果たしていることがわかると思います。

●ループ・ゲイン

先ほどの式にあった、 A_{VOL} と β の積は一般に「ループ・ゲイン (loop gain)」と呼ばれ、フィードバック理論ではしばしば用いられる用語です。ネガティブ・フィードバックにおけるクロズドループの特性は、このループ・ゲインの良さと比例します。

「ループ・ゲイン」という言葉は、その測定方法に由来しています。ループ・ゲインを測定するためには、OP アンプの出力端子のところで閉じたフィードバック系を切り離し、そのフィードバック・ループのゲインを測定します。図 1-6 では、アンプの出力部分とフィードバック経路の途中、すなわち矢印で示した部分で測定を行います。ループ・ゲインを概算で求めるために、ネガティブ・フィードバックの効果により $A_{VOL}\beta$ の項が支配的となり、クロズドループのインピーダンス、リニアリティ、ゲイン安定度はすべて無視できるとします。

もう一つの概算方法としては、式 (2-9) を以下のように変形します。

$$\frac{A_{VOL}}{G_{CL}} = 1 + A_{VOL}\beta \dots\dots\dots (2-13)$$

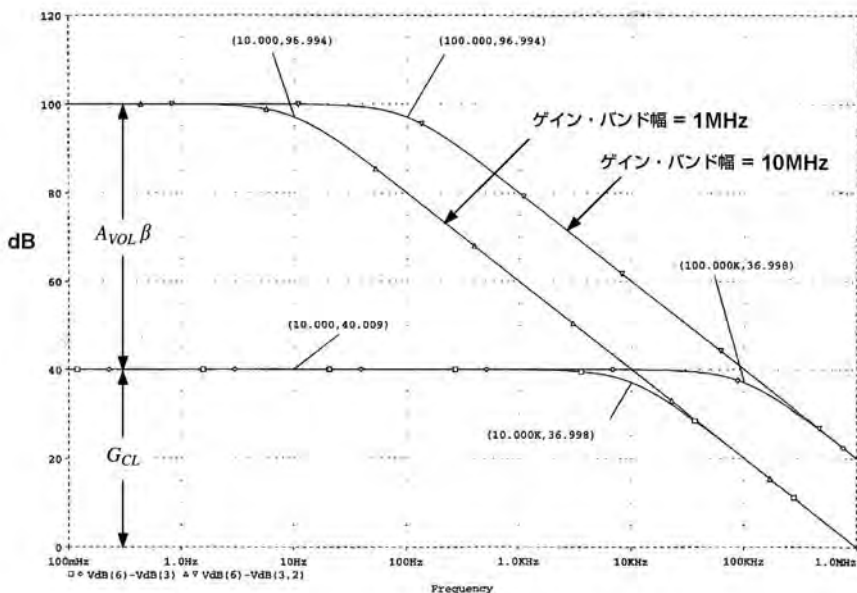
そして、 $A_{VOL}\beta$ が十分に大きいと仮定すると、式 (2-13) は、

$$\frac{A_{VOL}}{G_{CL}} \doteq A_{VOL}\beta \dots\dots\dots (2-14)$$

したがって、このフィードバック回路のループ・ゲイン $A_{VOL}\beta$ は、OP アンプのオープンループ・ゲイン A_{VOL} と回路のクロズドループ・ゲインの単純な比の値 (もしくは dB) で概算値を示すことができます。

ループ・ゲインが、クロズドループを構成する増幅回路の特性を推し量るうえで、非常に重要な要因であることが、いままで行ってきた議論からわかります。目的に応じたループ・ゲイン (もちろん、それは回路が要求するクロズドループ・ゲインに依存する) を獲得することが、オープンループ・ゲインのために求められているのです。

〈図 1-7〉 OPアンプのクロードループ・ゲインとオープンループ特性との相互作用



たとえば、式 (2-14) を使って、 A_{VOL} が 20,000 倍の OP アンプを使った回路で、クロードループ・ゲイン 10 の回路を構成すると、 $A_{VOL}\beta$ は約 2,000 となります。しかし、ループ・ゲイン $A_{VOL}\beta$ を 20 にとると、クロードループ・ゲインは 1,000 となります。最初の例の場合、すなわちループ・ゲイン $A_{VOL}\beta$ を 2,000 としたときの回路のゲイン・エラーは、式 (2-11) から 0.05 % 程度ですが、後者の場合、つまりループ・ゲイン $A_{VOL}\beta$ を 20 にすると回路のゲイン・エラーは、やはり式 (2-11) を使って計算すると 5 % のエラーとなることになります。これから明らかなように、クロードループ・ゲインの大きな回路を作成するためには、式 (2-11) で計算されるクロードループ・ゲインの誤差を考慮し、 $A_{VOL}\beta$ が十分に大きくなるように考慮しなければなりません。

●ループ・ゲインの周波数依存性

これまでは、OP アンプのオープンループ・ゲインは、周波数依存性がないものと仮定してきました。しかし残念ながら、現実の OP アンプではこの仮定は成り立ちません。ここではオープンループ・ゲインの周波数特性と動的な誤差への影響に関する議論から少し

離れて、一般的なループ・ゲインの周波数特性と、定常的なゲイン誤差に関して調べていきたいと思います。

一般的な OP アンプのオープンループ特性と、フィードバックを施してクローズドループ・ゲインを 100 (40 dB) とした OP アンプ回路の特性を重ね合わせて、図 1-7 に示してあります。このボーデ線図*5 では、縦軸がログ・スケール (対数目盛り) となっており、ログ・スケール・データの引き算は通常の数値データの割算に相当します。今日では、OP アンプのオープンループ・ゲインとループ・ゲイン特性は dB で表されることが多いので、ボーデ線図の縦軸をログ・スケールの表記とするのは非常に便利です。

いくつかのキーポイントが、この図から読み取れます。ここでは、二つの特性をもつ仮定の OP アンプ特性がシミュレーションで描かれています。双方とも DC から低い周波数領域では、オープンループ・ゲインは 100 dB (100 kV/V) となっていますが、一方はオープンループにおけるゲイン・バンド幅が 1 MHz、他方はゲイン・バンド幅が 10 MHz となっています。

- それぞれの OP アンプのオープンループ・ゲイン A_{VOL} は、1 MHz と 10 MHz と示してある二つの特性カーブとして図 1-7 上に描かれています。それぞれの特性は、周波数特性が -3 dB となるコーナ周波数を持ち、さらにそれぞれのオープンループ・ゲインは 6 dB/oct. で落ちていきます。それぞれのコーナ周波数は、10 Hz と 100 Hz です。
- オープンループ・ゲイン曲線のどの周波数においても、ゲイン A_{VOL} と周波数 f との乗算結果は一定です。たとえば、100 Hz におけるゲインは 10,000 V/V なので、その乗算値は 1 MHz となります。これを、ゲインと周波数との乗算値が一定のアンプと定義します。すべての電圧帰還型の OP アンプは、この特性を満足します。
- dB 表示の $A_{VOL} \beta$ は、縦軸がログスケールなので、オープンループ・ゲインとクローズドループ・ゲインとの差分になります。低い周波数帯域において、 $A_{VOL} \beta$ は 60 dB と読むことができます。
- $A_{VOL} \beta$ の値は周波数が上がっていくごとに徐々に下がっていきます。これは A_{VOL} が、オープンループ特性のコーナ周波数より上ではレスポンスが落ちていくためです。たとえば、1 MHz のゲイン・バンド幅の OP アンプの場合、100 Hz では $A_{VOL} \beta$ は $80 - 40 = 40$ dB にまで減少します。
- 高いクローズドループ・ゲインをもった OP アンプであっても、周波数が上がれば $A_{VOL} \beta$ の値は落ちてきます。ここでは示していませんが、低い周波数で 60 dB 以上あった

* 5 : アンプのゲインと位相を縦軸に、周波数を横軸にして、ログ-ログ表示する図のことを「ボーデ線図」と呼ぶ。フィードバック・アンプの特性と安定性を示してくれるこの図表は、ベル研究所のボーデ (Hendrick W. Bode) によって開発された。参考文献 (6) を参照。

$A_{VOL} \beta$ はそれ以下の値を示します。

- G_{CL} の値は、基本的にフィードバック素子である Z_F と Z_G の組み合わせで決まります。この値は A_{VOL} の値には比較的影響を受けません。この例では、 $1/\beta$ が 100、つまり 40 dB となり、10 Hz のときの値が図 1-7 上に記載されています。 G_{CL} の値は、 G_{CL} の特性カーブが OP アンプのオープンループの特性カーブに交差し、 $A_{VOL} \beta$ がゼロになるまでは周波数に依存せず一定となっています。
- クローズドループ特性とオープンループ特性が交差する点では、ループ・ゲインはゼロと定義されます。つまり、この点より高い周波数においてはネガティブ・フィードバックはかからなくなります。さらに、周波数が高くなっても、クローズドループ・ゲインの特性はオープンループ・ゲインと同じ特性を示すようになります。
- ここで注意すべき点は、10 MHz のゲイン・バンド幅をもつ OP アンプの場合は、1 MHz のゲイン・バンド幅をもつ OP アンプに比べて、10 倍広いクローズドループ周波数特性をもっていることです。これは、10 MHz の OP アンプではコーナ周波数が 100 Hz、1 MHz の OP アンプでは 10 Hz であるという違いからきています。

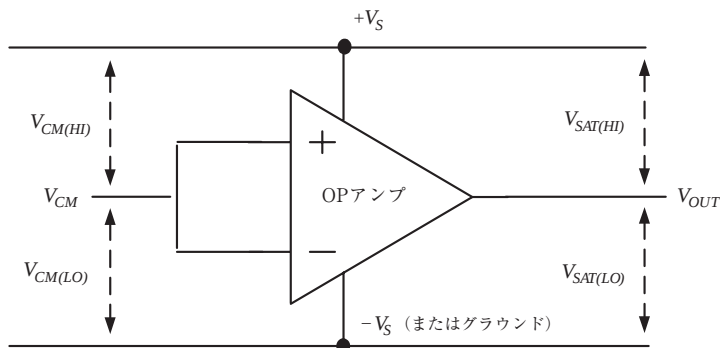
図 1-7 を見てわかるように、いかにオープンループ・ゲインが高い OP アンプであっても、高い周波数におけるオープンループ・ゲイン特性を考慮しないと、間違った結果が得られる場合があることがわかります。図 1-7 でも示されていますが、数 Hz 以上の周波数帯域では OP アンプのオープンループ・ゲインが下がる一方だからです。この場合、クローズドループ・ゲインの安定度や、出力インピーダンスやリニアリティなどの回路パラメータは、OP アンプ自身の高い周波数領域におけるループ・ゲイン特性に依存することがよくわかります。直流におけるオープンループ・ゲインが 100 dB 以上あって、さらに数 MHz の周波数帯域をもつ OP アンプの場合は、100 Hz 程度の低い周波数においても適切なクローズドループ・ゲインを得ることができます。

高い周波数におけるループ・ゲインを改善する直接的な方法は、高い周波数におけるオープンループ・ゲイン特性の良い OP アンプを選択することです。図 1-7 では、二つの異なる周波数帯域をもった OP アンプを例として、その改善の様子が示されています。近年、ゲイン・バンド幅が数 100 MHz の OP アンプも市販されており、適切なフィードバック・ネットワークを用いて増幅回路を構成すると、ビデオ信号や高速通信信号を増幅できるようになっています。

1-4 OP アンプのコモンモード・ダイナミック・レンジ

最初に OP アンプが理想的であるという観点から議論したときには、コモンモード・ダイナミック・レンジに関しては説明をしてきませんでした。しかし、ここでは実用的な観

〈図1-8〉 OP アンプの入出力のコモンモード範囲



点から議論していきたいと思います。実際の OP アンプでは、いくつかの事実から、許される入力および出力のダイナミック・レンジが存在することがわかります。これらは、OP アンプの種類だけではなく、電源電圧によっても変動します。作りたい回路にあわせてダイナミック・レンジを得るために適切な OP アンプを選択するまえに、電源電圧についての考察を最初に行うことにします。

実際の OP アンプは、入力にも出力にも有限の動作電圧範囲があります。最近の OP アンプを使ったシステム設計における電源電圧は急激に下がっており、3～5 V の電圧範囲が一般的になってきています。過去のシステムでは、 ± 15 V (トータルでは 30 V) が一般的でしたが、その値からはかけ離れた値になっています。もし 3～5 V の電源電圧で動作するシステムを設計して、最大のダイナミック・レンジを得るためには、正しい OP アンプを選択することが重要になります。適切な OP アンプを選択するにあたっては、その仕様を十分に検討することが重要ですが、まず最初に実際の OP アンプのダイナミック・レンジの定義を理解することが大切です。

●出力のダイナミック・レンジ

図1-8は、OP アンプの入力端子への入力電圧の制限と出力電圧のダイナミック・レンジの制限を、 $\pm$ 電源との関係で示したものです。どんな OP アンプでも二つの電位をもった電圧で駆動されます。図1-8では、 $+V_S$ で示されている正電圧と、 $-V_S$ で示されている負電圧の二つです。ここでは、入力と出力のコモンモード範囲を、この二つの電圧のどれだけ近くまで到達できるか、ということで定義します。

出力電圧 V_{OUT} には二つの制限値があります。ひとつは、どこまで $+V_S$ に近づけるか

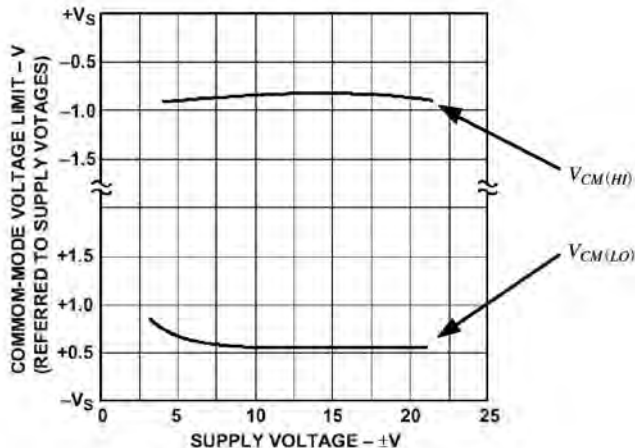
というリミット値，もうひとつは，どこまで $-V_S$ に近づけるかというリミット値です．どこまで高い電圧を出力できるかに関しては， $+V_S - V_{SAT(HI)}$ で定義できます．たとえば， $+V_S$ が5 Vで， $V_{SAT(HI)}$ が100 mVである場合， V_{OUT} の上限値は4.9 Vとなります．一方，どこまで低い電圧まで出力できるかに関しては， $-V_S + V_{SAT(LO)}$ で定義されます．たとえば， $-V_S$ がグラウンド電位 (0 V) で， $V_{SAT(LO)}$ が50 mV の場合は， V_{OUT} の下限値は50 mV となります．

また，OP アンプの内部設計も，この出力コモンモード・ダイナミック・レンジに影響を及ぼします．ですから，出力のダイナミック・レンジを最大にするために， $V_{SAT(HI)}$ と $V_{SAT(LO)}$ を最小にするようにOP アンプを設計することになります．ある種のOP アンプは，そのような構造をもつように設計されています．これは，特に単電源で動作するシステムを設計する場合には重要になります．単電源システムの設計に関してはこの節の後半で説明します．

●入力ダイナミック・レンジ

OP アンプの入力に関しても， V_{IN} のコモンモード・レンジには二つの制限値があります．高いほうの制限値は $+V_S$ に近い値，低いほうの制限値は $-V_S$ に近い値になります．高いほうの制限値は， $+V_S - V_{CM(HI)}$ で計算されます．たとえば， $+V_S$ として5 Vを供給し， $V_{CM(HI)}$ の値が1 Vだとすると， V_{IN} の上限値すなわちコモンモード入力電圧の上限値は， $+V_S - V_{CM(HI)} = 5\text{ V} - 1\text{ V} = 4\text{ V}$ となります．

〈図 1-9〉 OP アンプの入力コモンモード範囲を表した図



$V_{CM(HI)}$ がどのように決められるかを理解していただくために、仮定のOPアンプの特性を図1-9に示しました。図1-9では、上側のカーブが、 $V_{CM(HI)}$ の電源電圧 $+V_S$ に対する変動カーブです。ここで定義したOPアンプは、 $+V_S - V_{CM(HI)}$ で定義されるコモンモード入力電圧範囲で動作します。

実際のOPアンプのコモンモード範囲は、電圧レンジとして示され、 $+V_S$ と $-V_S$ を基準にした値では示されません。たとえば $\pm 15\text{ V}$ で動作している両電源OPアンプの場合は、コモンモード電圧レンジは $\pm 13\text{ V}$ と示されます。入力電圧が低くなった場合も制限電圧があります。これは、図1-9の下のカーブで表される $V_{CM(LO)}$ を使って、 $-V_S + V_{CM(LO)}$ で計算できます。もし、この図1-9で示される特性をもつOPアンプが実在するとすると、図1-9上で $V_S = \pm 15\text{ V}$ のところから $V_{CM(HI)}$ と $V_{CM(LO)}$ とを読み、計算することでコモンモード入力電圧を求めることができます。

単電源で使うときの例として、 $-V_S = 0\text{ V}$ の場合を考えてみましょう。もし $V_{CM(LO)}$ が 100 mV であれば、コモンモード入力の下限は $0\text{ V} + 0.1\text{ V}$ ですから、 100 mV となります。しかしながら、単電源で使うことを前提としているOPアンプの場合、コモンモード範囲の上限と下限は、電源電圧とグラウンド電位近くまで使える場合が一般的です。

これは言い換えれば、 $V_{CM(LO)}$ と $V_{CM(HI)}$ が 0 V であることを示します。つまり、単電源で動作するOPアンプのコモンモード入力電圧範囲は、グラウンドともう一方の電源電圧ぎりぎりまでであると言えます。そして多くの場合、図1-9のようなグラフでコモンモード入力電圧範囲が示されることはなく、一定の電圧値の表形式で示される場合がほとんどです。

1-5 両電源と単電源OPアンプの機能的な違い

OPアンプには電源供給方法の違いで二つの種類があります。設計すべきシステムで最大限の能力を発揮するように、OPアンプの選定を行わなければなりません。古くから、OPアンプは両電源で動作することを前提に設計されたものが多くありました。電源電圧は $\pm 15\text{ V}$ が一般的です。 $\pm 15\text{ V}$ 電源を用いるという習慣は1960年代中盤のIC化OPアンプが登場したころから定着しました。これらのOPアンプの入出力電圧範囲は $\pm 10\text{ V}$ 前後です。しかし比較的低い電源電圧、たとえば $\pm 5\text{ V}$ やそれ以下でOPアンプを動作させようとすると、性能が出なかったり、まったく動かないことが多くあります。ここで紹介したOPアンプは本来両電源で動作することを前提に設計されており、その電源電圧は $\pm 15\text{ V}$ です。このようなOPアンプは、あまりにも低い電圧では正常に動作しないことがあります。

表1-1では、両電源OPアンプと単電源OPアンプの相対的な機能を比較してあります。

〈表 1-1〉 単電源 OP アンプと両電源 OP アンプの相対的な機能比較

性能指標	両電源	単電源
電源の制限	10V 以上のものが多い 10V より低いものは少ない	10V 以下のものが多い 10V 以上のものは少ない
出力電圧レンジ	制限あり	制限少ない
入力電圧レンジ	制限あり	制限少ない
トータルのダイナミック・レンジ	よい	あまりよくない
電圧/電流出力	よい	あまりよくない
高精度	選択の幅が多い	少ないが多くなりつつある
負荷変動に対する強さ	よい	あまりよくない
選択の幅が広い	広い	あまり広くないが広がりつつある

この表では、いくつかの一般的な OP アンプの機能を比較してあり、単電源/両電源 OP アンプの違いが明確になるよう若干誇張してあります。どの性能がより厳しくなるかは、どのタイプの OP アンプを使うかによって決まってきます。

最近では、システム全体の消費電力を小さくし、単電源で動作するという回路の要求の高まりにしたがって、単電源 OP アンプを使うことが一般的になってきました。しかし、これが単電源 OP アンプを使うという強い理由にはなりません。表 1-1 を見直してみると、単電源 OP アンプと両電源 OP アンプの問題を浮き彫りにすることができます。

電源電圧の制限の項目を見てみると、この二つの OP アンプの違いを見たときに、トータルの電源電圧の 10 V 近辺で性能の良し悪しが交差しています。

たとえば単電源 OP アンプでは、入力と出力の電圧ダイナミック・レンジの項目が優れているように作られています。表 1-1 では、最大入出力電圧範囲は、電源電圧のどの程度までダイナミック・レンジとして許されるかが示されています。単電源の OP アンプは、電源電圧に対する入出力電圧のダイナミック・レンジを最大化するように設計されています。たとえば、5 V の単電源で動作する OP アンプでは、出力電圧として 4.8 V までスイングさせることができます。

しかし面白いことに、このような単電源 OP アンプは、高い電源電圧ではなくて比較的低い電源電圧でしか動作しないようになっています。したがって、単電源 OP アンプの入出力電圧のダイナミック・レンジの絶対値は低くなります。たとえば ± 15 V で動作する両電源 OP アンプの場合、出力電圧のスイングは 20 V_{pp} 程度まで得ことができ、5 V の単電源 OP アンプの約 4 倍 (つまり 12 dB) のダイナミック・レンジをもちます。言い換えれば、単電源 OP アンプは、出力電圧のダイナミック・レンジが $1/4$ になってしまうことで、ノイズやドリフトといった入力における誤差要因が、相対的に 4 倍あるいはそれ以上

の影響を出力側に与えてしまうことになります。ここでの両電源 OP アンプと単電源 OP アンプの比較は、実際の OP アンプの仕様を考慮せず、OP アンプを使ったシステムを組み上げたときの一般的な議論を行っていることに留意してください。詳細な OP アンプの仕様に関する事柄は、この第2部の後半で詳細に述べます。

電圧/電流出力に関して言えば、両電源 OP アンプのほうが良い性能を提供してくれます。単電源 OP アンプの場合は、一般的に低い電圧で動作することを第一目的として設計され、電流出力に関しては平凡な特性しかもっていません。

高精度という観点から見ると、システム設計者からの要望で、両電源 OP アンプのほうがより高い性能をもたされてきました。しかし、この前提は徐々に崩れつつあります。たとえば、チョップ方式を使った非常に高安定/高精度な単電源 OP アンプがすでに登場しています。単電源用途の新しい OP アンプが次々と設計されており、高精度という観点で見ても単電源 OP アンプの躍進は素晴らしいものがあります。

負荷に対する耐性は、単電源 OP アンプを使ったシステムではよく問題になります。というのも単電源 OP アンプの出力段の多くは、出力電圧をなるべく多くスイングさせるためにコモン・エミッタあるいはコモン・ソース回路を採用しているからです。この回路構成は、両電源 OP アンプの出力段で一般的に使われているコモン・コレクタ型の回路よりも、負荷に対する出力変動が大きくなります。

世の中には、非常に多くのバリエーションに富んだ両電源 OP アンプが存在します。これは、単電源 OP アンプと比べると、30年以上もまえから両電源 OP アンプの開発が行われてきた結果です。現在の新しい OP アンプの設計は、両電源 OP アンプであっても単電源 OP アンプの特性と互換性をもたせるようになってきました。これは低い電源電圧や、より小さなパッケージを要望する世の中の流れからきています。

1-6 OP アンプの選定条件

OP アンプを使ったシステム・デザインを始めるには、システムに要求される優先度を考慮して OP アンプを選択しなければならないことを常に心がけておく必要があります。これらを表 1-2 にまとめてみました。

実際のところ、表 1-2 の一番上の行に書かれている仕様の一つが、OP アンプを選択するうえでもっとも支配的な項目になるでしょう。OP アンプを使ったシステム設計ができるようになった数十年前においては、電源電圧や OP アンプの形状などは非常に限られており、性能が OP アンプを選択するうえでの一番の条件でした。もちろん今でも、性能を一番に考慮することは重要なことです。しかし現在では、なるべく回路を小さくまとめ、消費電力を小さくすることが求められています。そのため、OP アンプの形状や電源電圧

〈表 1-2〉 OP アンプの選択条件

機能	性能	パッケージ	流通性
1 個入り, 2 個入り, 4 個入り	高精度	形状	コスト
単電源か両電源か	スピード	大きさ	入手性
電源電圧	歪みやノイズ	基板上の占有面積	
	低いバイアス電流 消費電力		

範囲,あるいは一つのパッケージに何個の OP アンプが入っているか,ということも重要な選択基準になりつつあります。一つの例をあげると,システムで 3 V の電源しか使えないとなれば,最初に 3 V で動作する OP アンプを選択し,そのなかからシステムが要求する性能を満たす OP アンプを選んでいく方法をとる必要があります。

もう一つの例として,システムの性能を満足させるために,いくつかの条件をクリアしなければいけない場合もあります。超低入力電流が求められた場合, OP アンプの電氣的性能だけではなく,そのパッケージにも気を配る必要が出てきます。このような場合には, FET 入力でかつガラスを使って密封されたパッケージをもつ OP アンプがおそらく最適でしょう。まずはこの条件を満たしたうえで,他の項目を満足する OP アンプを選びます。同様に,高出力が要求される場合は数ワットの消費電力に耐えられるパッケージをもつ OP アンプを数種類最初に選択し,そして他の性能を満たすものをそのなかから選んでいく必要があります。

ここで紹介した OP アンプの選択条件は,非常に一般的なものです。この後の章では,さらに詳細でかつ実用的なデバイスの選択を行うための OP アンプの形式について紹介していくことにします。

◆参考文献◆

- (1) John R. Ragazzini, Robert H. Randall and Frederick A. Russell, "Analysis of Problems in Dynamics by Electronic Circuits", Proceedings of the IRE, Vol.35, May 1947, pp.444 ~ 452.
- (2) Walter Borlase, An Introduction to Operational Amplifiers (Parts 1-3), September 1971, Analog Devices Seminar Notes, Analog Devices, Inc..
- (3) Karl D. Swartzel, Jr., "Summing Amplifier", US Patent 2,401,779, filed May 1, 1941, issued June 11, 1946.
- (4) Frederick E. Terman, "Feedback Amplifier Design", Electronics, Vol.10, No.1, January 1937, pp.12 ~ 15, p.50.
- (5) Julian M. West, "Wave Amplifying System", US Patent 2,196,844, filed April 26, 1939, issued April 9, 1940.
- (6) Hendrick W. Bode, "Relations Between Attenuation and Phase In Feedback Amplifier Design", Bell System Technical Journal, Vol.19, No.3, July 1940. See also : "Amplifier", US

歴史の一場面

1965年1月、アナログ・デバイセズ社がマット・ローバー (Matt Lorber) とレイ・ステータ (Ray Stata) によって設立されました。設立場所は、アメリカ合衆国マサチューセッツ州ケンブリッジです。モジュール型 OP アンプがアナログ・デバイセズ社の最初の製品でした。当時、ステータは会社運営をこなしながら営業とマーケティングも担当し、多くの OP アンプに関するアプリケーション・ノートを書きました。40年近くたった今でも、彼の書いたアプリケーション・ノートの一部は、アナログ・デバイセズ社のユーザに対して配付されています。

彼が最初に手掛けた OP アンプに関する記事は、“Electromechanical Design” 誌に2回にわたって掲載されたもので、明確で、実用的かつ親切な OP アンプの原理に関する解説がなされています*¹。



レイ・ステータ (Ray Stata) の著作がアナログ・デバイセズ社におけるアプリケーション・ノートの始まり

2番目は、アナログ・デバイセズ社が発行するアプリケーション・ノート “Analog Dialogue” に掲載された “Operational Integrators (演算積分器)” と題された記事で、積分回路を構成するうえで問題となるさまざまな誤差要因、たとえばコンデンサによる誤差を解説した記事です*²。

彼の3番目の記事は、“User's Guide to Applying and Measuring Operational Amplifier Specifications (OP アンプの諸特性の適用と測定)” *³と題された記事で、同じく

Patent 2,173,178, filed June 22, 1937, issued July 12, 1938.

(7) Ray Stata, "Operational Amplifiers-Parts I and II", Electromechanical Design, September, November 1965.

(8) Dan Sheingold, Ed., Applications Manual for Operational Amplifiers for Modeling, Measuring, Manipulating, and Much Else, George A. Philbrick Researches, Inc., Boston, MA, 1965. See also : Applications Manual for Operational Amplifiers for Modeling, Measuring, Manipulating, and Much Else, 2nd Ed., Philbrick/Nexus Research, Dedham, MA, 1966, 1984.

(9) Walter G. Jung, IC Op Amp Cookbook, 3rd Ed., Prentice-Hall PTR, 1986, 1997, ISBN : 0-13-889601-1.

(10) Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, Inc., 1995, ISBN : 0-

COLUMN

“Analog Dialogue”に掲載されました。題名が示すように、OP アンプの仕様を理解するための手助けをし、かつその仕様を確認するためにどのようにテストすべきかを、広範囲にわたって解説してあります。

彼は、アナログ・デバイセズ社のチョップパ型 OP アンプ 201, 202, 203, 210 型に関するアプリケーション・マニュアルの執筆も行いました*4。

彼はまた、“EEE” 誌の “Speaks Out” と呼ばれるインタビュー記事のなかで、ユーザが戸惑ってしまう OP アンプの奇妙な仕様やふるまいについて述べています。左頁の写真はその記事に掲載されたものです*5。

現在、アナログ・デバイセズ社は数多くの OP アンプ製品を世に送り出していますが、ステータが書いた記事のなかで紹介されている初期の製品こそが、この会社のルーツなのです。

* 1 : Ray Stata, "Operational Amplifiers - Parts I and II", Electromechanical Design, Sept., Nov., 1965.

* 2 : Ray Stata, "Operational Integrators", Analog Dialogue, Vol.1, No.1, April 1967. アナログ・デバイセズ社のアプリケーション・ノート AN357 として入手可。

* 3 : Ray Stata, "User's Guide to Applying and Measuring Operational Amplifier Specifications", Analog Dialogue, Vol.1, No.3, September 1967. アナログ・デバイセズ社のアプリケーション・ノート AN356 として入手可。

* 4 : Ray Stata, Applications Manual for 201, 202, 203 and 210 Chopper Op Amps, ADI, 1967.

* 5 : "Ray Stata Speaks Out on 'What's Wrong with Op Amp Specs'", EEE, July 1968.

916550-15-X.

(11) Sergio Franco, Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, 2nd Ed., (Sections 1.2 ~ 1.4), McGraw-Hill, 1998, ISBN : 0-07-021857-9.

謝辞：

この章の一部は 1965 年 9 月発行の「Electromechanical Design」誌に掲載された Ray Stata による記事、「Operational Amplifiers - Part I」を書き直したものである。

またこの章に関して Bob Marwin, Dan Sheingold, Ray Stata, Scott Wayne の各氏から有用なコメントをいただいた。

第 2 章

OP アンプの回路構成

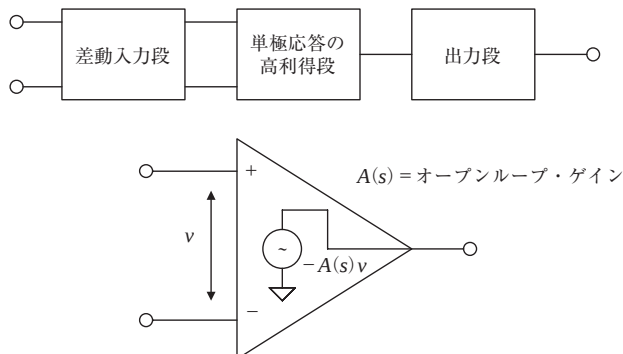
Walt Kester, Walt Jung, Jams Bryant / 訳：中川 伸

前章では、その内部回路に関係なく OP アンプそのものについて調べました。この章では、次章の実際の回路構成についての詳細な検討の下準備として、二つの基本的な OP アンプの回路構成、つまり電圧帰還型 (Voltage FeedBack ; VFB) と電流帰還型 (Current FeedBack ; CFB) について、より詳細な検討をしておきます。

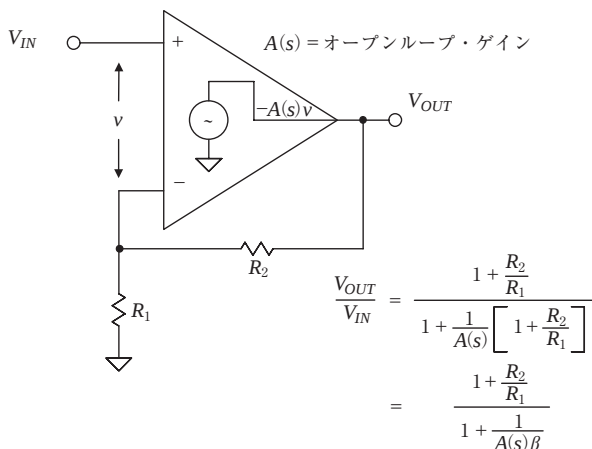
特に述べませんでしたが、前章では、電圧帰還型 OP アンプとそれに関連した計算式を中心に述べました。繰り返しになりますが、基本的な電圧帰還型 OP アンプである図 2-1 (フィードバック・ネットワークなし) と、図 2-2 (フィードバック・ネットワークあり) についてここで再掲します。

重要な点は、フィードバック・ネットワークと有限のオープンループ・ゲイン $A(s)$ によって発生する誤差信号 v は、実際には小さな電圧であることです。

〈図 2-1〉電圧帰還型 OP アンプ



〈図2-2〉 フィードバック・ネットワークをもつ電圧帰還型 OP アンプ



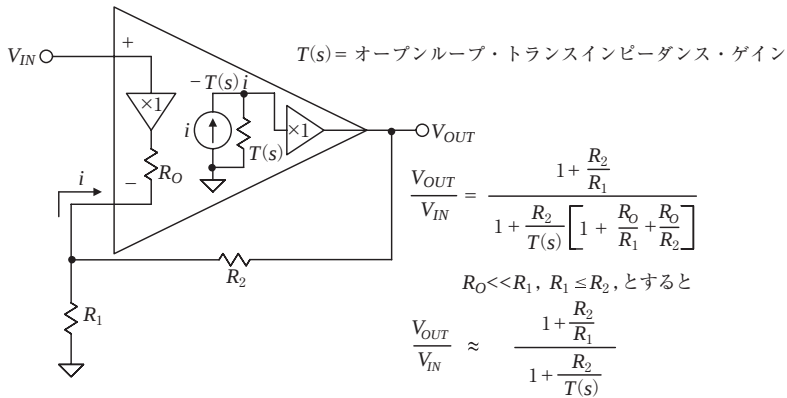
2-1 電流帰還型アンプの基本

基本的な電流帰還型アンプの構造は、図2-3に示すように、ユニティ・ゲインのバッファ・アンプが非反転入力と反転入力に接続されているモデルで表されることに注意しましょう。理想的なケースにおいて、このバッファ・アンプの出力インピーダンスはゼロ ($R_O = 0$) です。そして、誤差信号は小さい電流 i で、それは反転入力に流れます。誤差電流 i は高いインピーダンス $T(s)$ にまるで鏡に映したかのように伝送されることになります。そして、 $T(s)$ 両端に発生する電圧は $T(s) \cdot i$ と等しくなります [ここで、 $T(s)$ はオープンループ・トランスインピーダンス・ゲインと一般に呼ばれている]。

この電圧はバッファされ、OPアンプ出力に接続されます。 R_O がゼロであると仮定した場合、フィードバック・ネットワーク R_1 - R_2 とオープンループ・トランスインピーダンス・ゲイン $T(s)$ からなるクローズドループ・ゲイン (V_{OUT}/V_{IN}) の計算式を導き出すことは簡単です。式はまた、有限の R_O の場合でもまったく容易に導き出すことができます。図2-3には両方の式を示してあります。

電流帰還型 OP アンプは、しばしばトランスインピーダンス OP アンプと呼ばれます。それは、オープンループ・ゲインの変換機能が実際に前述したようなインピーダンス関係にあるからです。しかし、トランスインピーダンス・アンプという用語は、電流-電圧変換器 (I - V コンバータ) のような、より一般的な回路に対して適用されます。この用途では、電流帰還型と電圧帰還型 OP アンプの両方が使われます。したがって、トランスイン

〈図 2-3〉 電流帰還型 OP アンプの構成



ピーダンスという用語を目にしたときは、与えられたアプリケーションによっては若干の注意が必要となります。

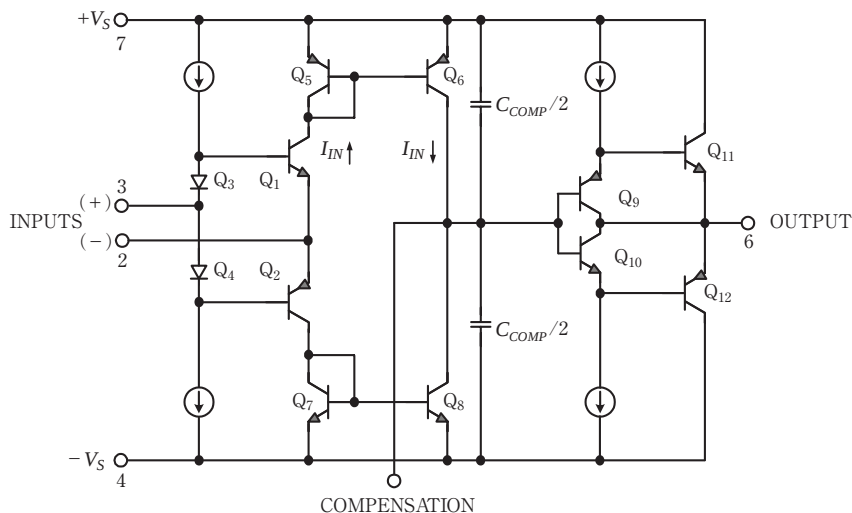
一方、OP アンプの構成について考察するとき、電流帰還型 OP アンプという用語は、誤解しにくい、好適な命名法です。この単純なモデルから、重要ないくつかの電流帰還型 OP アンプの特徴を推理することができます。

- 電圧帰還型 OP アンプと異なって、電流帰還型 OP アンプは、バランス入力をもっていない。そのため、非反転入力が高いインピーダンス、反転入力は低いインピーダンスになる。
- 電流帰還型 OP アンプのオープンループ・ゲインは、電圧帰還型 OP アンプの V/V というよりも、むしろ抵抗の比（トランスインピーダンス・ゲイン）として計測される。
- フィードバック抵抗 R_2 の値を固定し、 R_1 を変えることによって、クローズドループ・バンド幅にあまり影響を及ぼさずに、電流帰還型のクローズドループ・ゲインを変化させることができる。これは、図 2-3 の簡略化された式を調べることによってわかる。分母は、全体的な周波数レスポンスを決定する。そして、もしも R_2 が一定なら、そのときの R_1 を変えても（このことによりゲインが変わる）、分母に影響を及ぼすことはない。それゆえに、バンド幅は比較的一定のままとなる。

高速および低歪の用途において究極の特性が必要な応用では、電流帰還型 OP アンプが主に使われます。基本的な概念は、バイポーラ・トランジスタ回路において、他の条件がすべて同じなら電流のほうが電圧よりも速く切り替えることができるという事実に基づきます。電流帰還型 OP アンプの AC 特性についてのより詳細な説明は、第 5 章に譲ります。

図 2-4 は、1988 年にアナログ・デバイセズ社 (ADI 社) によって紹介された AD846 … 初期の電流帰還型 IC OP アンプの等価回路を表しています [文献 (1)]。この製品はコン

〈図 2-4〉 AD846 電流帰還型 OP アンプの等価回路 (1988 年)



プリメンタリ・バイポーラ (CB) プロセスを用いることにより、高い f_t をもちながら、よくマッチした PNP/NPN トランジスタが利用できるようになったことの恩恵です。

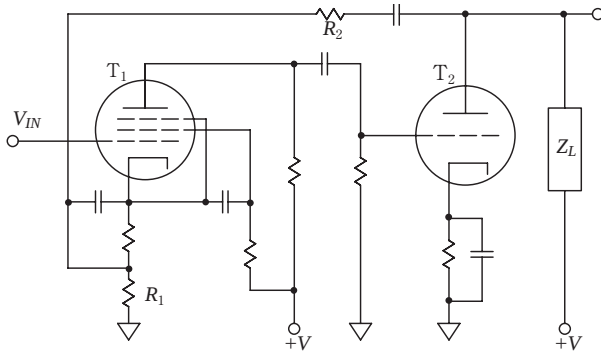
トランジスタ Q_1 - Q_2 は、非反転入力 (3 番ピン) をバッファして、反転入力 (2 番ピン) を駆動します。 Q_5 - Q_6 および Q_7 - Q_8 は、高いインピーダンス点を駆動するカレント・ミラーとして動作します。 C_{COMP} コンデンサは、位相補償に支配的な極として働きます。そして、 Q_9 , Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} は出力バッファを構成しています。電流帰還型アーキテクチャの特徴を引き出すには、高速のコンプリメンタリ・バイポーラ (CB) IC プロセスを必要とします。現代の IC プロセスは、これらを容易になし遂げることができ、アンプ内の信号パスも直結です。

しかし、電流帰還の基本的な概念はずっと初期の真空管フィードバック回路までたどることができます。ネガティブ・フィードバックは入力真空管のカソードに施されていました。フィードバックのためにカソードを使用したことは、図 2-4 における、電流帰還型 OP アンプの低インピーダンス入力 (- 入力) に類似しています。

2-2 真空管を使用した電流帰還型アンプ

図 2-5 は、ターマン (Frederick E. Terman) によるフィードバック・アンプに関する 1937 年の記事からの引用です [文献 (2)]。この 2 段アンプで、AC 結合されたフィードバ

〈図 2-5〉*(2) ターマンによって 1937 年に設計された真空管フィードバック回路。入力インピーダンスの低いカソードへの電流帰還を用いている



Adapted from : Frederick E. Terman, "Feedback Amplifier Design,"
Electronics , January 1937, pp. 12-15, 50.

ック抵抗 R_2 が、入力段の五極管である T_1 の低インピーダンスのカソードに接続されていることに注目してください。これに類似した、初期の真空管回路におけるカソード・フィードバックの実施例は、文献 (3) に見ることができます。

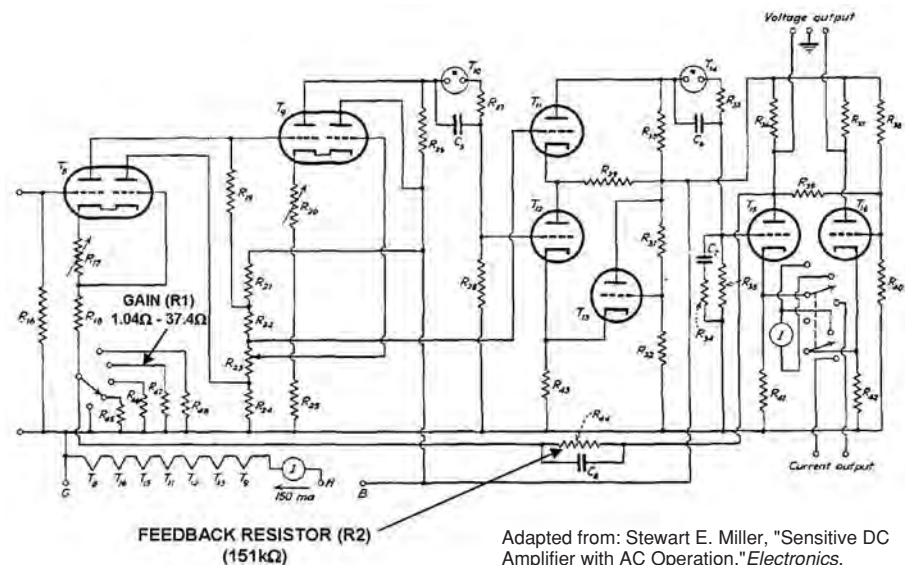
真空管を使用した DC 結合 OP アンプの設計は、いくつかの理由があって困難でした。一つの理由は、適切なレベル・シフタがなかったことでした。多段式の OP アンプは、極めて高い供給電圧を必要とするか、抵抗性のレベル・シフタを原因として生じるゲインロスで苦しみました。1941 年、ミラー (Stewart E. Miller) は、いくつかの真空管アンプ回路のレベル・シフタとして、ガス放電管を使用する方法を解説しています [文献 (4)]。特に興味深い回路を図 2-6 に示します。

図 2-6 のミラーの回路では、 R_2 のフィードバック抵抗と R_1 のゲイン設定抵抗に注目してください。フィードバック入力点は初段管の低いインピーダンスをもつカソードにあることがわかります。ミラーはその著作のなかで、このアンプのクローズドループ・ゲインは、 R_1 のゲイン設定抵抗を $37.4 \Omega \sim 1.04 \Omega$ に変化させることによって、 $72 \text{ dB} \sim 102 \text{ dB}$ に調整できると述べています。

ミラーの回路で本当に面白いところは、図 2-7 に示す、その周波数レスポンスです。クローズドループ・バンド幅が、ほとんどゲイン設定から独立していることに注目してください。この回路は、従来の電圧帰還型 OP アンプのようにゲイン・バンド幅の積が一定の動作とは確かに異なっています。

72 dB ゲインのときのバンド幅は約 30 kHz であり、102 dB ゲイン (30 dB の増加) に変

〈図2-6〉*(4) 電流帰還を使用した1941年の真空管フィードバック回路



更してもバンド幅は約 15 kHz に落ちるだけです。これが電圧帰還型 OP アンプなら、30 kHz で 72 dB ゲインのものから、102 dB ゲイン (30 dB のゲイン増加で 5 オクターブのバンド幅に相当) に変更すれば約 0.9 kHz にまで落ちるはずです。

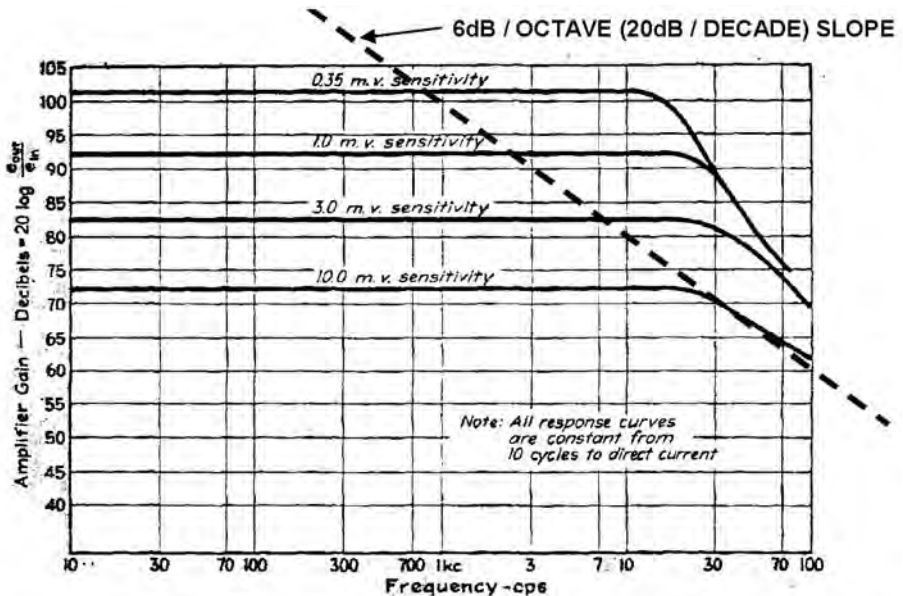
バンド幅がゲインに依存しないことをわかりやすくするため、図 2-7 には標準の電圧帰還型 OP アンプにおける 6 dB/oct. (20 dB/dec.) の傾斜を加えています。

実際の文献では明確に触れていませんが、比較的に一定のバンド幅を有する高速なプログラマブル・ゲイン・アンプの設計例として、電流帰還アンプのふるまいの一般的な応用を例示しています。

トランジスタ回路が真空管回路に最終的にとってかわる 1950 年代後期から 1960 年代半ばまでのころ、カレント・フィードバック・アーキテクチャはある種の高速 OP アンプのために普及するようになりました。図 2-8 は、高速 A-D コンバータ内の構成ブロックとして、1965 年にベル研究所で設計された高速セトリング OP アンプの回路構成です〔文献 (5)〕。

この回路は、高速 AC アンプ (点線で示した枠内) および別の DC サーボ・アンプ・ループ (図示せず) を含んでいるコンポジット・アンプ (組み合わせ型のアンプ) です。フィードバック抵抗 R_2 は、トランジスタ Q_1 の低インピーダンス側であるエミッタに AC 結合しています。高周波特性の優れた PNP トランジスタがなかったため、回路設計ではいく

〈図 2-7〉^{*(4)} 1941 年のフィードバック回路は電流帰還の特性であるゲイン-バンド幅関係を示している



Adapted from: Stewart E. Miller, "Sensitive DC Amplifier with AC Operation," *Electronics*, November 1941, pp. 27-31, 105-109

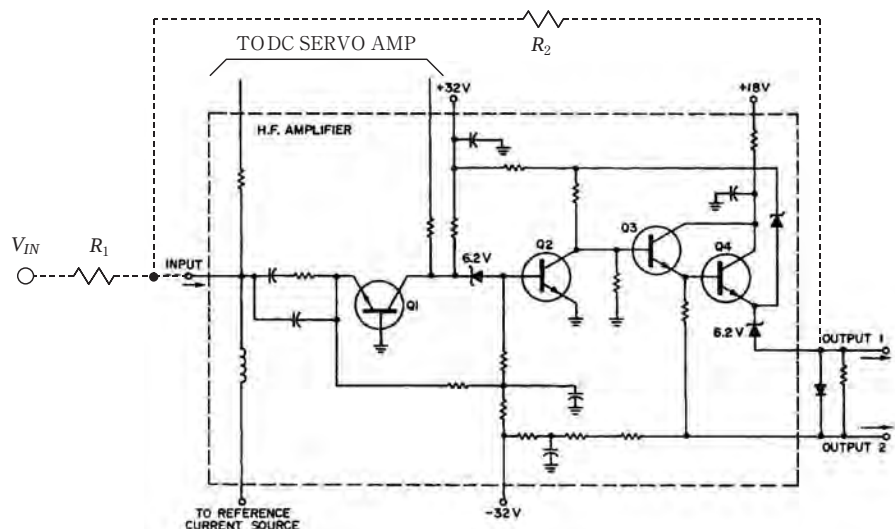
ぶん苦勞しています。そしてまた、ツェナー・ダイオードによるレベル・シフトと、あまり標準的でない電源電圧を必要としました。

電流帰還型 OP アンプを実現させるために必要な、特性のそろった NPN/PNP トランジスタができるようになってきた 1980 年代までに、ハイブリッド回路の製造技術はかなり確立され、急速に拡大しました。1980 年代半ばに紹介された ADI 社の AD9610 および AD9611 ハイブリッドは、これらのデバイスの良い例です。

1980 年代の高速コンプリメンタリ・バイポーラ IC プロセスの発達は、たとえば 1988 年に紹介されたアナログ・デバイセズ社の AD846 (図 2-4 参照) で、PNP/NPN トランジスタを使用した完全な DC 結合の電流帰還型 OP アンプを実現させることが可能となりました [文献 (6)]。

デバイスのマッチングと巧妙な回路設計テクニックは、優れた AC/DC 性能を得るのに、別々のレベル・シフトや扱いにくい供給電圧、または別々の DC サーボ・ループを必要とすることなく、これらの現代的な電流帰還型 IC OP アンプを実現しました。

〈図 2-8〉(*5) ベル研究所にて 1965 年に設計された半導体による電流帰還型 OP アンプ



Adapted from: J. O. Edson and H. H. Henning, "Broadband Codecs for an Experimental 224Mb/s PCM Terminal," BSTJ, Vol. 44, No. 9, November 1965, pp.1887-1950

これらの設計のために、多様な特許が出願されました[文献(7)(8)など]。しかし、基本的な概念が確立されたのは数十年も昔であったことは忘れずにおきましょう。

◆参考文献◆

- (1) Wyn Palmer, Barry Hilton, "A 500V/ μ s 12 Bit Transimpedance Amplifier", ISSCC Digest, February 1987, pp.176 ~ 177, p.386.
- (2) Frederick E. Terman, "Feedback Amplifier Design", Electronics, January 1937, pp.12 ~ 15, p.50.
- (3) Edward L. Ginzton, "DC Amplifier Design Techniques", Electronics, March 1944, pp.98 ~ 102.
- (4) Stewart E. Miller, "Sensitive DC Amplifier with AC Operation", Electronics, November 1941, pp.27 ~ 31, pp.105 ~ 109.
- (5) J. O. Edson and H. H. Henning, "Broadband Codecs for an Experimental 224Mb/s PCM Terminal", Bell System Technical Journal, Vol.44, No.9, November 1965, pp.1887 ~ 1950.
- (6) "Op Amps Combine Superb DC Precision and Fast Settling", Analog Dialogue, Vol.22, No.2, pp.12 ~ 15.
- (7) David A. Nelson, "Settling Time Reduction in Wide-Band Direct-Coupled Transistor Amplifiers", US Patent 4,502,020, Filed October 26, 1983, Issued February 26, 1985.
- (8) Royal A. Gosser, "DC-Coupled Transimpedance Amplifier", US Patent 4,970,470, Filed October 10, 1989, Issued November 13, 1990.

第 3 章

OP アンプの構造

Walt Kester, Jung Walt, James Bryant / 訳: 石戸谷 徹

この章ではOPアンプをその構造の点から説明することになります。そして次の第4章では、OPアンプの特性について解説することになります。特性仕様について議論することは有益なことです。構造への言及を伴うことになるので、最初にどこから論じるべきか決めることは難しいものです。また構造についての議論では、最適化を意図して設計されたOPアンプの特徴的な性能を基準とすることが必要でしょう。

読者の大多数は、OPアンプの仕様について基礎的なことは理解しているでしょうから、最初に構造について解説することになります。以降の解説では読者が、種々の仕様を表す用語について基礎的な知識をもっていることを前提にしています。そうでない読者には、次の第4章を先に読んでおくことをお勧めします。

現在では単一電源で動作するデバイスが、ほとんどすべてのシステム設計に広がっているため、それに関連する設計上の課題から解説することにしてしよう。

3-1 単一電源 OP アンプの課題

この数年にわたって、単一電源動作がマーケットからの要求によりますます重要な必要条件になってきています。自動車、セットトップ・ボックス、カメラ/ビデオ・カメラ、パソコン、ラップトップ・コンピュータなどのアプリケーションがIC供給メーカに、単一電源で動作する各種のリニア素子を、両電源動作デバイスと同じ性能で供給するよう要求しています。消費電力は、電池動作のみならず商用電源で動作するシステムにとっても今はキーとなる要素であり、いくつかの場面ではコストより重要視されます。このことは、低電圧/低消費電流の動作が不可欠であることを示しています。しかしながら同時に、正確さと精密さの要求が低下したわけではなく、ICメーカの設計者は「少ないパワーでより高い性能」という困難に立ち向かうことを強いられているのです。

単一電源のアプリケーションで、増幅器の性能面でもっとも効果があるのは、入力/出力の信号レンジを下げることです。ただし、低い入出力信号を扱うことの結果として、増幅回路は内部および外部の誤差要因にいっそう敏感になります。高精度増幅器での0.1 mV単位のオフセット電圧は、12ビット分解能/10 Vフルスケールにおいては、誤差要因として0.04 LSB未満です。しかし単一電源システムで、オフセット電圧1 mVのレール・ツー・レールの精密増幅器では、5 Vフルスケールで0.6 LSBの誤差を意味します(2.5 Vフルスケールでは1.6 LSB)。

電池から流れる電流を小さく保つには、通常、OPアンプ周辺に高抵抗が使用されます。バイアス電流はそれらの高抵抗を通して流れるため、それらの抵抗に起因する誤差は、増幅器自身のオフセット電圧に等しいかそれより大きくなります。

一部の低電圧単一電源デバイスでは利得精度も低下するため、デバイスの選択には熟考が必要となります。OP07タイプなどのように、120 dB程度のオープンループ・ゲインをもつ多くのOPアンプは通常は2電源で動作します。しかし、精密なアプリケーションに使用される多くの単一電源でレール・ツー・レールのOPアンプがもつオープンループ・ゲインは、軽負荷(10 k Ω 以上)時で25,000倍から30,000倍の間です。たとえば、OP113/213/413ファミリのような選別されたデバイスは高いオープンループ・ゲイン(120 dB以上)をもつので、アプリケーションの要求を満たすことができるでしょう。他の例としては、AD855Xシリーズのようなチョップ・スタビライズドOPアンプもあります。

単一電源動作の増幅回路の設計では、多くのトレードオフがあります。スピード対消費電力(パワー)、ノイズ対消費電力(パワー)、精度対スピードまたは消費電力(パワー)などです。たとえノイズ・フロア(雑音の下限)が一定であっても(ありえないが)、S/N(信号対雑音の比率)は信号振幅が減少するにつれて低下するでしょう。

これらの制限のほかに、 ± 2 電源の増幅器では別に大したことない問題でも、多くの設計上の考慮が重要になってきます。たとえば、S/Nは信号振幅の減少に伴って低下します。もはや「基準グラウンド」を単純に選択できなくなり、ある基準電源がいくつかのデバイスにとってはうまく機能したとしても、他のデバイスでも基準となるとは言い切れないのです。増幅器の電圧雑音は動作電源電流が減少するにしたがって増加し、帯域幅は狭くなります。使用するOPアンプを厳選することで適切な帯域幅と要求される精度を実現することができますが、単一電源/低消費電力の用途ではシステム設計上の工夫が必要なことを意味します。

たいていの回路設計者が、「グラウンド(ground)」を疑問の余地なしと解釈しています。多くのアナログ回路では、グラウンドを基準として入力と出力レンジを決定しています。 ± 2 電源のアプリケーションでは、供給電源電圧を分割した中間点(0 V)がグラウンドとして非常に都合が良く、それぞれの電源電圧方向に供給電圧に等しい出力範囲(ヘッ

ドルーム)があります。そして、通常は0 Vが低インピーダンスのグラウンド・プレーン電圧です。

しかし、単一電源のレール・ツー・レール回路では(従うべき標準がないので)、基準グラウンドは回路の供給電源電圧内のどこかに決められます。基準グラウンドの選択は、信号処理のタイプや増幅器の特性によって決められます。たとえば、基準グラウンドとして負電源電圧を選んだ場合、出力が0 Vまで振れるように設計されたOPアンプのダイナミック・レンジは最適になるでしょう。他方、0 V入力で動作するように設計されていない(A-Dコンバータのような)他のデバイスの入力と互換性をもたせるため、信号をレベル・シフトする必要があるでしょう。

非常に初期の単一電源動作の「ゼロ入力/ゼロ出力」増幅器は、NPNトランジスタに最適化されたバイポーラ・プロセスによって設計されています。PNPトランジスタは、NPN型より帯域幅の狭いラテラルPNPかサブストレートPNPでした。そのため、完全なコンプリメンタリ・プロセスが、新しい種類の単一電源でレール・ツー・レール動作のOPアンプを開発するために必要とされているわけです。新しい増幅器の設計では、信号経路にラテラルPNPやサブストレートPNPトランジスタを使用せず、並列にしたNPNとPNPの入力段を組み合わせることで入力信号をグラウンドから正電源値まで振らせることができるようにしています。さらに、バイポーラNPN/PNPトランジスタのコモン・エミッタ回路、またはNチャネル/PチャネルFETのコモン・ソース回路で設計されるレール・ツー・レール出力段では、コレクタ-エミッタ間飽和電圧、またはドレイン-ソース間のオン抵抗が、負荷電流との関連によって出力信号の振幅を決定することになります。

単一電源増幅器の入力段の特性(コモンモード・リジエクシオン、入力オフセット電圧とその温度係数、ノイズ)は、高精度/低電圧のアプリケーションでは重要です。レール・ツー・レール入力動作の増幅器は、入力の信号値がグラウンドに近くても、ときには増幅器の正電源に近くても、きちんと処理しなければなりません。0 Vから正電源電圧までの入力コモンモード電圧範囲で、最低60 dBのコモンモード・リジエクシオンをもっていれば良い増幅器といえます。供給電圧を越えた信号に対してコモンモード・リジエクシオンをもつ必要はありません。しかし増幅器には、瞬間的な過電圧状態時に自己破壊しないことが求められます。さらに、オフセット電圧が1 mV以下、オフセット電圧ドリフトが $25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下ならば、高精度アプリケーションにとって非常に良い増幅器といえます。入力信号のダイナミック・レンジおよび S/N は、出力信号のダイナミック・レンジおよび S/N と同等かそれ以上でなければならないので、高精度の単電源レール・ツー・レールOPアンプの入力換算雑音レベルは0.1 Hz～10 Hz間の帯域で $5 \mu\text{V}_{\text{pp}}$ 以下であることが必要でしょう。

レール・ツー・レール増幅器の出力段に必要とされる仕様は、低電源電圧のアプリケー

〈表 3-1〉 単一電源 OP アンプの設計にまつわる問題点

単電源が提供するもの	低消費電力
	電池動作の携帯機器への応用の可能性
	単一電圧
設計のトレードオフ	信号振幅を減らすと、オフセット電圧、バイアス電流、有限なオープンループ・ゲイン、雑音などが原因となる誤差への影響度が増加する
	ノイズが多いデジタル部との電源の共用
	増大する信号振幅に対応するレール・ツー・レール入出力
	最善の ± 2 電源 OP アンプ以下の精度(すべての用途についての要求ではない)
	多くの OP アンプが単一電源の仕様をもつが、すべてのアンプがレール・ツー・レールであるわけではない

ションでも広いダイナミック・レンジを維持する必要性の程度によって決定されます。単一電源のレール・ツー・レール増幅器は、(公称負荷の場合で)供給電源電圧より 100 mV 以内の出力電圧振幅を実現すべきです。出力電圧振幅は、出力段の構成と負荷電流に非常に大きく依存します。

一般に、良いレール・ツー・レール出力段の電圧振幅は、負荷が 10 k Ω まで下がってもその定格振幅を維持すべきです。より小さな V_{OL} と、より大きな V_{OH} が望まれます。「ゼロ・スケール」または「フル・スケール」の出力電圧といったシステム仕様は、増幅器の V_{OL} (ゼロ・スケール時) と V_{OH} (フル・スケール時) によって決定されるからです。

単一電源動作のデータ収集システムの大多数は、少なくとも 12～14 ビットの分解能を必要とするでしょうから、すべての負荷条件に対して 30,000 倍より大きいオープンループ・ゲインを示す増幅器が高精度アプリケーションでは良い選択となります。単一電源 OP アンプ設計上の問題を表 3-1 に要約しておきました。

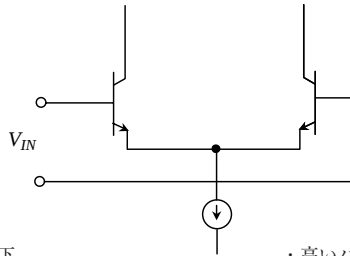
3-2 OP アンプの入力段

必要なインターフェースを適切に設計するために、OP アンプの入力段と出力段を理解しておくことは非常に重要です。入力段と出力段を関連づける特定の理由はありませんので、説明を容易にするために、以下では別々に考察していくことにします。

● バイポーラ入力段

非常に一般的かつ基本的なバイポーラ入力段は、図 3-1 に示すようにバイポーラ・トランジスタのロングテイルド・ペアから構成されています。この構成は多くの利点を持っています。単純な構成でありながら、非常に低いオフセットを示します。反転/非反転入力

〈図 3-1〉 バイポーラ・トランジスタによる入力段



- ・低オフセット：10 μV 以下
- ・低オフセット・ドリフト：0.1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下
- ・温度で変わらない I_B
- ・よく揃ったバイアス電流
- ・低電圧雑音：1 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下

- ・高いバイアス電流：50 $\text{nA} \sim 10\ \mu\text{A}$
- ・(スーパーベータ・トランジスタ：50 $\text{pA} \sim 5\ \text{nA}$ ，しかし複雑で低速)
- ・中程度の電流雑音：1 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ・信号源インピーダンスを揃えるとバイアス電流に起因するオフセット誤差を最小にできる

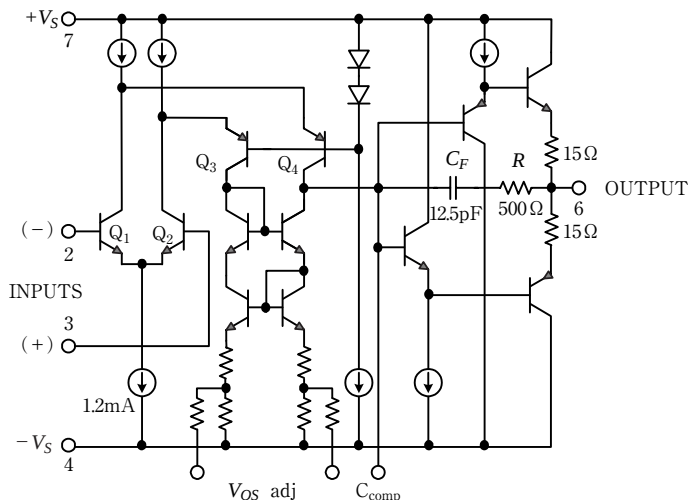
部のバイアス電流はよく揃っており，しかも温度によって大きく変化しません．加えて，レーザ・トリミングによってバイポーラ OP アンプの初期オフセット電圧を最小にすることで，温度範囲でのオフセット変動（ドリフト）も最小にできます．この構成は， $\mu\text{A}709$ のような非常に初期のモノリシック OP アンプで使われていました．また，AD829 や AD8021 などのような現代の高速タイプの OP アンプにも使用されています．この構成は図に示した NPN バイポーラだけでなく，その概念は PNP バイポーラへの使用でも同じように適用されるものです．

1990 年に発表された AD829 の等価回路を図 3-2 に示します．この OP アンプは， Q_1 - Q_2 のバイポーラ差動入力段を採用しており，それは PNP トランジスタの高速ペア Q_3 - Q_4 から成り立つフォールデッド・カスコードによる利得段を駆動します[文献(1)]．これらの PNP トランジスタは，差動-シングルエンド変換回路を構成するカレント・ミラー回路を駆動しています．出力段は，2 段構成のコンプリメンタリ・エミッタ・フォロウです．

AD829 は非補償型で，750 MHz の利得帯域幅をもつ広帯域ビデオ・アンプで， $\pm 5\text{V} \sim \pm 15\text{V}$ の電源で動作します．柔軟性を付加するために，AD829 は内部の補償ノードが外部ピン (C_{COMP}) へ出力されています．したがってユーザは，クロズドループ・ゲインが 20 以下の特定のアプリケーションのために周波数応答特性をカスタマイズすることができます．出力端子と，このインピーダンスの高いノードとの間に接続された RC 回路は，容量性負荷を駆動するときの安定性を向上させます．

+25 $^\circ\text{C}$ における入力バイアス電流は最大 7 μA ，入力電圧雑音は 1.7 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，入力電流雑音は 1.5 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ です．レーザ・ウェハ・トリミングにより，A グレードの場合で入

〈図 3-2〉 OP アンプ AD829 の等価回路



AD829 のバイアス電流： $7 \mu\text{A}_{(\text{max})}$ @ $+25^\circ\text{C}$

入力電圧雑音： $1.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

入力電流雑音： $1.5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

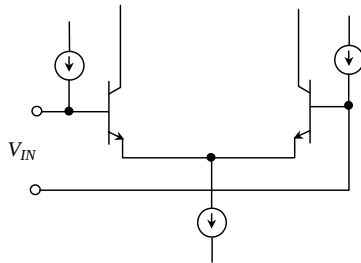
力オフセット電圧を最大 0.5 mV にまで低減しています。入力オフセット電圧のドリフトは代表値で $0.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ です。

図 3-2 のような OP アンプ入力回路の入力バイアス電流は、ロングテイルド・ペアを構成するトランジスタ Q_1 - Q_2 のベース電流です。それは特に高速アンプの場合、コレクタ電流が大きいため、きわめて大きな電流になります。AD829 の場合、代表値で $3 \mu\text{A}$ 程度となります。バイアス電流が補償されていない OP アンプでは(この場合もそうであるが)、バイアス電流は Q_1 - Q_2 のエミッタ電流を h_{FE} で除算した値の $1/2$ に等しくなります。

単純なバイポーラ入力段のバイアス電流は、二つの手段によって低減することができます。その一つは、バイアス電流補償という方法によるもので、これについてはあとで詳しく説明します。

バイアス電流を低減するもう一つの方法は、 Q_1 - Q_2 にスーパーベータ・トランジスタを使用することです。スーパーベータ・トランジスタは、非常に狭いベース領域をもつ特別なプロセスで処理された素子です。この素子は、(通常は数百倍のところ)数千倍から数万倍もの電流利得をもっています。スーパーベータ・トランジスタによる入力段を採用した OP アンプは、大変低いバイアス電流特性を示しますが、周波数特性はさらに制限され

〈図 3-3〉 バイアス電流補償型のバイポーラ入力段



- ・低オフセット電圧：10 μV 以下
- ・低オフセットドリフト：0.1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下
- ・温度的に安定した I_{bias}
- ・低バイアス電流：0.5 ~ 10 nA 以下
- ・低電圧雑音：1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 以下
- ・揃わないバイアス電流（電流の方向が反対になることもある）
- ・電流ノイズが大きい
- ・高周波に不向き
- ・追加インピーダンスがバイアス電流を悪化させ、マッチングしたソース・インピーダンスがオフセット誤差を生じさせる

ます。

スーパーベータ素子の破壊電圧は非常に低いので、過電圧に起因する破損から入力段を保護する付加回路が必要となります（ちなみに、図 3-2 の回路のままでは動作しない）。

スーパーベータ入力バイポーラ OP アンプの例をあげると、AD704/705/706 シリーズと OP97/297/497 シリーズ（それぞれ 1/2/4 個入り）などがあります。これらのデバイスの 25 $^\circ\text{C}$ での代表的なバイアス電流は 100 pA 以下です。

● バイアス電流補償型バイポーラ入力段

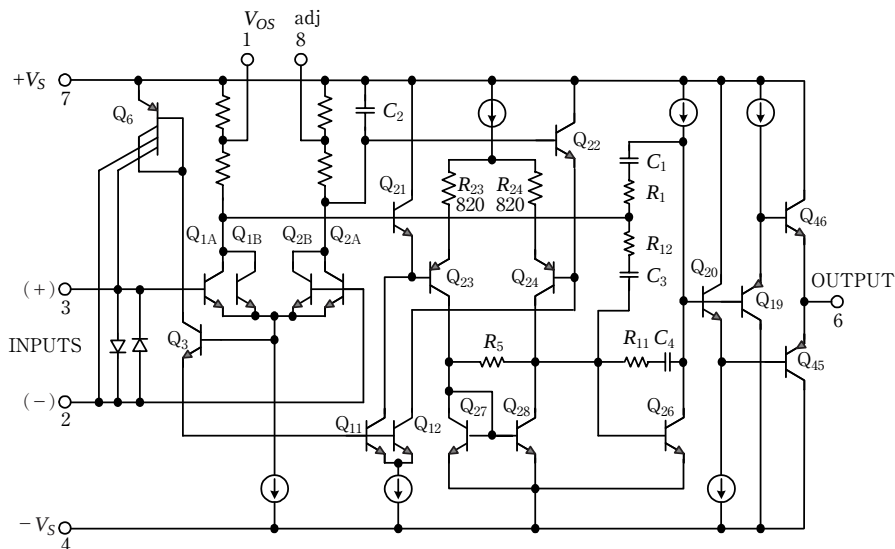
図 3-2 で用いられているような単純なバイポーラ入力段は、大きなバイアス電流を示します。それは、外部から見える電流が実際には二つの入力トランジスタのベース電流だからです。

図 3-3 に示す入力回路では、内部の電流源を通じて必要なバイアス電流が与えられるため、入力端子に流れ込む外部電流はベース電流と電流源との差分の電流だけとなり、その電流は非常に小さくなります。

最も近代的な高精度 OP アンプは、いくつかの内部バイアス電流補償の方法を用いています。よく知られている OP07 と OP27 シリーズがその一例です。

OP27 ファミリーが、バイアス補償型 OP アンプの良い例でしょう [文献 (2) (3)]。OP27 の等価回路を図 3-4 に示しますが、マルチコレクタ・トランジスタ Q_6 が入力トランジスタ Q_1 - Q_2 のための補償用バイアス電流を供給していることがわかります。G グレードの OP27 のバイアス電流の仕様値は、25 $^\circ\text{C}$ において最大 ± 80 nA です。入力雑音電圧は

〈図3-4〉 バイアス補償型入力段を使用した OP アンプ OP27



OP27Gのバイアス電流: $\pm 80 \text{ nA}_{(\text{max})} @ +25^\circ\text{C}$

入力電圧雑音: $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

入力電流雑音: $0.4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

$3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 入力雑音電流は $0.4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。「ツェナー・ザッピング」によってトリミングされたEグレードのOP27の入力オフセット電圧は、 25°C において $50 \mu\text{V}_{(\text{max})}$ まで低減されています[詳しいトリミングの方法については文献(4)を参照]。

バイアス電流補償型入力段は、単純なバイポーラ入力段より多くの良い特徴をもっています。いわく、低雑音電圧、低オフセット、低ドリフトなどです。さらに、その低バイアス電流特性は温度変化に対して非常に安定です。しかし、電流雑音についてはあまり良くありませんし、バイアス電流のマッチングの程度も低いです。

この二つの望ましくない影響は、外部バイアス電流が補償用電流源と入力トランジスタのバイアス電流との差である点に起因するものです。これらの電流は両方とも必然的に雑音成分をもっています。それらの電流は無相関ですから、二つの雑音は「自乗和平方 (root-sum-of-squares)」法で加算されます (DC電流が差し引かれるにも関わらず)。

結果として生じる外部バイアス電流は、二つのほとんど等しい電流の差分なので、正味の電流が定まった極性となる理由はありません。その結果として、バイアス補償型OPア

ンプのバイアス電流は揃わないだけでなく、実際は逆方向に流れ込むことさえありうるのです。たいいていのアプリケーションでは、このことは重要ではありませんが、用途によっては予期しない影響を与えます(たとえば、バイアス補償型 OP アンプで作られたサンプル&ホールド回路の出力ドループの方向は、正負どちらへも向く可能性がある)。

多くの場合、バイアス電流補償機能は OP アンプのデータシート上に記載されず、等価回路図も示されていません。しかし、バイアス電流仕様を見ることで、バイアス補償型であるかどうかを判断することは容易です。もしバイアス電流が「±」値で仕様に明示されているなら、その OP アンプはおそらくバイアス電流補償型です。

留意すべきは、バイアス電流補償型かどうかはオフセット電流仕様(バイアス電流における相違)を調べることで容易に確認できるということです。もし内部バイアス電流補償が行われているなら、オフセット電流はバイアス電流とほとんど同じ大きさでしょう。バイアス電流補償なしなら、オフセット電流はバイアス電流の少なくとも 1/10 以下が通常でしょう。覚えておきたいのは、このような関係はバイアス電流の実際の大きさに関わらず、一般に保たれるということです。

よく知られているように、OP アンプ応用回路において、出力オフセット電圧のバイアス電流による影響は 2 入力信号源抵抗を等しくすることによって打ち消すことができます。しかし、これには重要な要点があります。この方法が有効なのは、バイアス電流補償をしていないバイポーラ OP アンプだけで、入力バイアス電流がよく揃っている場合のことであるという点です。内部バイアス電流補償を内蔵している OP アンプでは通常、どちらか一方の入力に余分な抵抗を付加することは、出力オフセットを悪化させるだけです。

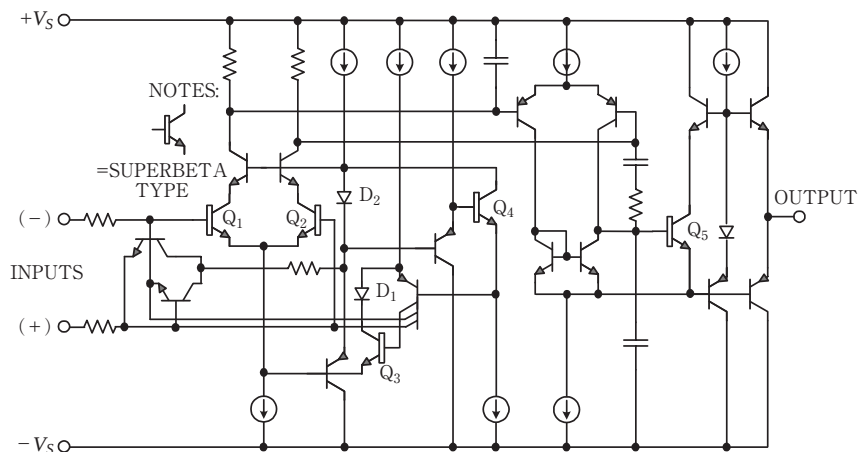
●バイアス電流補償型スーパーベータ・バイポーラ入力段

前述のとおり、OP97/297/497 シリーズは、同じ入力バイアス電流補償回路を採用した高性能スーパーベータ OP アンプです。その結果、これらの入力バイアス電流は 25℃において最大 ± 150 pA を実現しています。このように、バイアス電流の大きさに「±」記号が付いているのは、この増幅器が内部バイアス電流補償を使用していることを表すということに留意してください。

OP97(OP497 の 1/4) の等価回路を図 3-5 に示します。Q₁-Q₂ のスーパーベータ・ペアは、背中合わせに接続した 2 個のダイオードと直列の電流制限抵抗によって、大きな差動入力電圧による破壊から保護されています。同じく、Q₁-Q₂ のペアは、過大なコレクタ電圧に対しても、精巧なバイアスとブートストラップ回路によって保護されています。

これらのクランプ回路と保護回路によって、この OP アンプの入力コモンモード電圧は、使用している電源電圧のフルレンジを越えても大丈夫です。

〈図 3-5〉 スーパーベータ・トランジスタ入力段とバイアス電流報償回路を使用した
OP97, OP297, OP497 シリーズの等価回路



OP497F のバイアス電流: $\pm 150 \text{ pA}_{(\text{max})}$ @ $+25^\circ\text{C}$

入力電圧雑音: $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

入力電流雑音: $20 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$

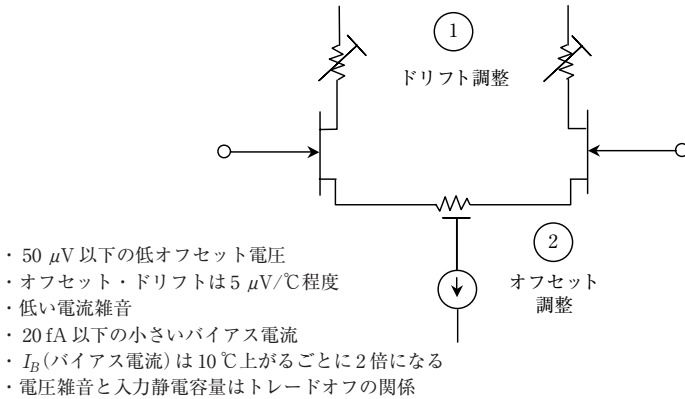
● FET 入力段

FET (Field-Effect Transistor ; 電界効果型トランジスタ) は、バイポーラ接合トランジスタ (Bipolar Junction Transistor ; BJT) よりずっと高い入力インピーダンスをもち、OP アンプの入力段として理想的な素子であるように思われます。しかし、どのようなバイポーラ IC プロセス上でも FET を製造できるというわけではなく、またプロセスが製造可能だとしても、FET 自身がもっている問題が残るのです。

FET は高入力インピーダンス、低バイアス電流、すばらしい高周波特性をもっています (OP アンプでは FET 素子のより低い g_m が高いテイル電流を可能にし、それが最大スルー・レートを増大させる)。また FET は、電流雑音もかなり低いのです。

他方、FET のロングテイルド・ペアの入力オフセット電圧は、相当する BJT のオフセット電圧特性と比べると良くありません。さらに、オフセットを最小にするためのトリミングが、同時にドリフトを最小にしてはくれません。別のトリミング処理が、ドリフトのために必要とされるのです。そして結果として、JFET OP アンプのオフセットとドリフト特性は良いものでも、最良の BJT OP アンプには及びません。OP アンプの FET 入

〈図 3-6〉 接合型 FET (JFET) OP アンプ入力段のオフセット電圧とドリフト調整



力段をトリミングする方法の概要を図 3-6 に示します。

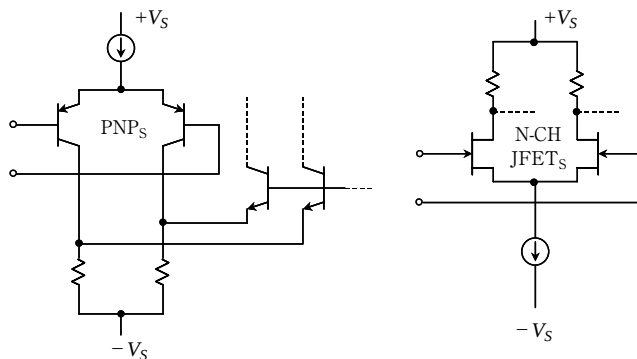
非常に低い電圧雑音の JFET OP アンプを作ることは可能ですが、素子サイズが非常に大きくなるため、入力電圧で変化する非常に大きな入力容量をもつことになります。そのため、電圧雑音と入力静電容量がトレードオフの関係になります。

FET 入力 OP アンプのバイアス電流は、ゲート拡散部の漏れ電流（あるいは MOSFET と類似の特性をもつゲート保護用ダイオードの漏れ電流）です。このような漏れ電流は、チップ温度が 10 $^\circ\text{C}$ 増加すると 2 倍になります。FET 入力 OP アンプの 125 $^\circ\text{C}$ 時のバイアス電流は、25 $^\circ\text{C}$ のときの 1000 倍に大きくなるわけです。これは明らかに、OP アンプ入力段をバイポーラにするか FET にするかを選択するときに重要なポイントです。特に高温におけるアプリケーションでは、バイポーラ型 OP アンプの入力バイアス電流のほうが明らかに小さくなります。

これまでのところ、我々は一般的なあらゆる種類の FET、すなわち接合型 (JFET) と MOS 型 (MOSFET) について取り上げてきました。実際には、バイポーラ/JFET の一体化技術による OP アンプ（すなわち BiFET）のほうが、単に MOSFET (CMOS) 技術を使った OP アンプより、優れた性能を達成しています。ADI 社や他のメーカーも、MOS あるいは CMOS 入力段の高性能 OP アンプを作っていますが、一般にこれらの OP アンプはバイポーラのものより、オフセットやドリフト、電圧雑音、高周波特性で劣っています。ただし電力消費については通常、相当品やより高性能のバイポーラ OP アンプよりいくぶん少なくて済みます。

通常、JFET のピンチオフ電圧は BJT のベース-エミッタ間電圧より高いので、JFET

〈図3-7〉 負レールまでのコモンモード入力可能な PNP/NchJFET の入力段



素子はBJTより高いヘッド・ルームを必要とします。そのため、JFETを1～2Vという非常に低い電源電圧で動作させることは大変に困難です。この点に関してCMOSでは、JFETより少ないヘッド・ルームしか必要としないことが利点となります。

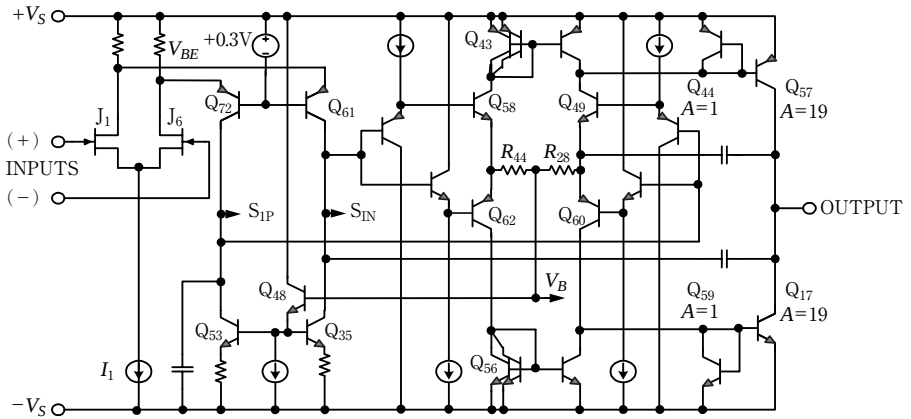
●レール・ツー・レール入力段

今日、コモンモード入力電圧を扱うOPアンプに対する共通の要求があります。そのコモンモード電圧が両電源電圧値までを含むというもので、いわゆるレール・ツー・レールのコモンモード動作です。このような特徴は、あるアプリケーションでは確かに有効ですが、それが絶対的に必須だというアプリケーションはまだ比較的少ないことを認識すべきです。これらのアプリケーションは、コモンモード・レンジが両方の電源電圧まで近接するか、または片方の電源電圧を含むことが必要であるという点で、他の多くのアプリケーションと区別されます。しかし、これらは真のレール・ツー・レール入力動作ではありません。

多くの単一電源アプリケーションでは、供給電圧の一方(通常はグラウンド)まで入力コモンモード電圧範囲を広げることが要求されます。ハイ・サイド/ロー・サイドの電流検出回路などがその一例でしょう。多くの増幅器は0Vのコモンモード入力を処理することができ、それらは図3-7に示すように、PNP差動ペア(あるいはNチャネルJFETペア)を使って容易に設計できます。このようなOPアンプの入力コモンモード範囲は、通常は負レール(マイナス側電源($-V_S$)またはグラウンド)のおよそ200mV下から、正レール(プラス側電源)の約1～2V下まで許容できます。

入力段が同様にNPNトランジスタ(あるいはPチャネルJFET)で設計された場合、入

〈図 3-8〉 AD823 JFET 入力 OP アンプの等価回路



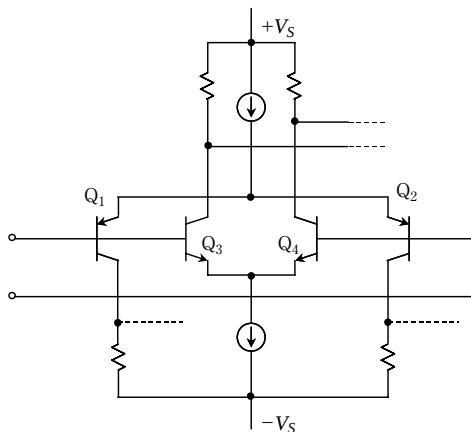
バイアス電流: $25 \text{ pA}_{\text{MAX}} @ +25^\circ\text{C}$
 入力オフセット電圧: $0.8 \text{ mV}_{\text{MAX}} @ +25^\circ\text{C}$
 入力電圧雑音: $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
 入力電流雑音: $1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$

カコモンモード範囲は正レール電圧値を含み、負レールの約 $1 \sim 2 \text{ V}$ 上までとなります。この条件は、ハイ・サイドの電流検出などのようなアプリケーションに適用できます。OP282/OP482 の入力段は P チャネル JFET 入力を使用しており、それらはハイ・サイドの検出に適するように、正レール電圧までを含んでいます。

AD823 は、N チャネル JFET 入力段 (図 3-7 の右) を採用したデュアル・タイプの 16 MHz ($G = +1$) 動作の OP アンプです。AD823 の等価回路を図 3-8 に示します。このデバイスは $+3 \sim +36 \text{ V}$ の単一電源電圧で動作することができ、伝統的な $\pm 5 \text{ V}$ または $\pm 15 \text{ V}$ の正負電源でも動作します。関連ファミリで消費電力が少ないデバイスとして AD820, AD822, AD824 があります。

AD823 の JFET 入力段は、入力コモンモード電圧範囲を負電源電圧の 200 mV 下から、正電源電圧の約 1.5 V 以内まで許容できます。入力オフセット電圧は $+25^\circ\text{C}$ において最大 0.8 mV 、入力バイアス電流は $+25^\circ\text{C}$ において最大 25 pA 、オフセット・ドリフトは $2 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ 、入力電圧雑音は $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。電流オフセット雑音は、たったの $1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ に過ぎません。AD823 は、オフセット電圧/オフセット・ドリフトの両方に対して、レーザ・ウェハ・トリミングを行っています。

〈図3-9〉 真のレール・ツー・レールのバイポーラ・トランジスタ入力段



真のレール・ツー・レール入力段の等価回路を図3-9に示します。留意すべきは、この回路が二つのロングテイルド・ペア、すなわちPNPバイポーラ・トランジスタの Q_1 - Q_2 、NPNトランジスタの Q_3 - Q_4 を使用していることです。同様の入力段は、CMOSペアでも作ることができます。

二つのペア・トランジスタが差動オフセットとバイアス電流を作り出すことに注意してください。入力されたコモンモード電圧が変化すると、増幅器の入力オフセット電圧と入力オフセット電流も同様に変化します。実際、入力コモンモード範囲のほとんど全体に渡って両方の電流源が動作している場合、増幅器の入力オフセット電圧は二つのペアのオフセット電圧の平均になります。

このように、電流源が入力コモンモード電圧によってある点でそれぞれOFFに切り替わる設計では、増幅器の入力オフセット電圧は負電源近くの信号に対するPNPトランジスタ・ペアのオフセット電圧、および正電源近くの信号に対するNPNトランジスタ・ペアのオフセット電圧によって決まります。前述したように、真のレール・ツー・レール入力段はCMOSトランジスタでも構成することができます。たとえば、AD8531/8532/8534 OPアンプ・ファミリがCMOSの実例です。

増幅器の入力バイアス電流はトランジスタの電流利得の関数となりますが、入力されたコモンモード電圧の関数にもなります。その結果、コモンモード入力電圧範囲にわたってコモンモード入力インピーダンスも変化し、両電源の一般的なデバイスと比較して、相対的にコモンモード・リジェクション(CMR)が悪くなります。このような仕様は、レール・ツー・レール入力OPアンプを選ぶとき、特に非反転構成の場合は、慎重に検討しな

ければなりません。入力オフセット電圧、入力バイアス電流、*CMR*についてはコモンモード・レンジの範囲では比較的良好なのですが、NPN-PNP 素子間を動作が移動するような領域では大変悪くなります。

真のレール・ツー・レール増幅器入力段は、コモンモード領域の範囲のどこかで、一方の差動ペアからもう一方の差動ペアに移行する動作を必須として設計されなければなりません。OP191/291/491 ファミリや OP279 のようなデバイスは、正電源の約 1 V 以下付近にコモンモード・クロスオーバーの閾値をもっています（この付近には信号があまり頻繁には現れない）。PNP 差動入力段は、負電源の約 200 mV 以下から正電源の約 1 V 以内まで動作します。このコモンモード範囲内では、増幅器入力オフセット電圧、入力バイアス電流、*CMR*、入力電圧/電流雑音などは、PNP 差動ペアの特性によって一義的に決まります。しかし、クロスオーバー閾値では、増幅器の入力オフセット電圧は NPN/PNP ペアのオフセット電圧の平均になり、その変化は急峻です。

同じく前述したとおり、増幅器のバイアス電流は、入力コモンモード範囲のほとんどの領域で PNP 差動ペアによって決まります。そして、NPN 差動ペアが動作状態になったとき、クロスオーバー閾値で極性と大きさが変化します。

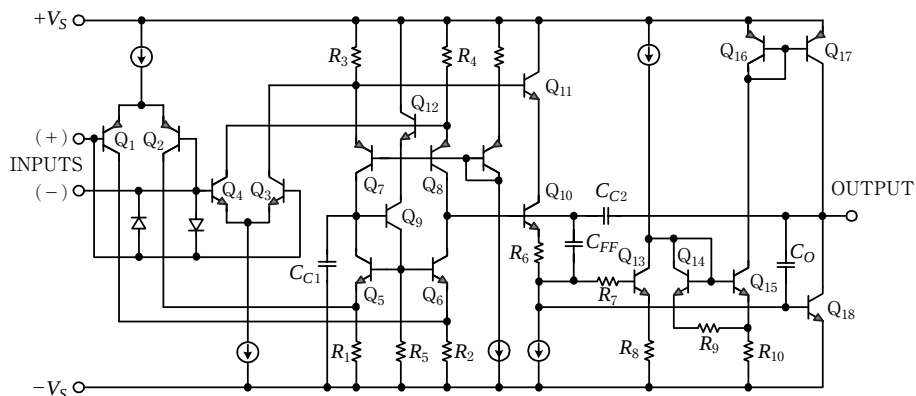
OP184/284/484 ファミリののような OP アンプのレール・ツー・レール入力段の設計は、**図 3-10** に示すように、NPN と PNP トランジスタ・ペアの両方が全体の入力コモンモード電圧範囲のほとんどに渡って動作する状態を活用しています。このようなバイアス方法は、コモンモード・クロスオーバー閾値をもちません。増幅器の入力オフセット電圧は NPN ペアと PNP ペアの平均オフセット電圧となり、入力段の抵抗はレーザ・トリミングされているため、すべての入力コモンモード範囲の間でなめらかな変位となっています。

同様の手法により、入力段の電流を慎重に揃えるように入力トランジスタを設計することで、OP184 ファミリの入力バイアス電流もすべての入力コモンモード範囲の間でなめらかな変化を実現しています。ただし、入力範囲の限界では例外も生じます。たとえば、寄生 P-N 接合でのちょっとした正方向バイアスが原因で、増幅器のオフセット電圧やバイアス電流は急激に増加します。この現象は、どちらか一方の電源レールの約 1 V 以内の入力電圧で起こります。

両方の差動ペアがすべての入力コモンモード範囲で動作状態であれば、増幅器のトランジェント応答はコモンモード範囲の中間を通るときにバイポーラ入力段では 2 倍、JFET 入力段では $\sqrt{2}$ 倍速くなります。これは二つの入力段が動作することで、より高いトランスコンダクタンスを示すためです。

入力段の g_m が増幅器のスルー・レートとユニティ・ゲイン周波数を決定します。そのため、応答時間は PNP 段（信号を正電源レールまで接近させる）か NPN 段（信号を負電源レールまで接近させる）かしてどちらかが強制的にカットオフするとき、入力コモンモー

〈図 3-10〉 真のレール・ツー・レール入力 OP アンプ OP284 の等価回路



ド範囲の限界で少し低下します。トランスコンダクタンスの変化が起こる閾値は、ほぼどちらかの電源レールの1V以内にあり、その動作は入力バイアス電流の変化と同等です。

このようにレール・ツー・レール OP アンプ入力段には多くの癖があるので、真のレール・ツー・レール入力を必要とするアプリケーションでは注意深い評価が必要です。そして、OP アンプは入力オフセット電圧、入力バイアス電流、コモンモード・リジェクション、ノイズ(電圧/電流)などの特性が用途に適合するものを確実に選択することです。

●入力の過電圧に関する注意事項を忘れずに

要求される性能レベルを実現するために、IC OP アンプ内に完全な暴走保護機能を内蔵することは不可能です。ほとんどの OP アンプはいくつかの入力保護をもっていますが、コモンモード電圧と差動電圧の両方に対して過入力からの損傷を防ぐように注意しなければなりません。

たとえば、入力信号が外部のセンサから来るような場合、過大入力に加わる可能性もっとも高くなります。ここでは、この話題について十分な解説をすることができませんので、この重要な問題の詳しい考察については、第5巻の第4章(原著ではChapter7, Section4)を参照してください。

3-3 出力段

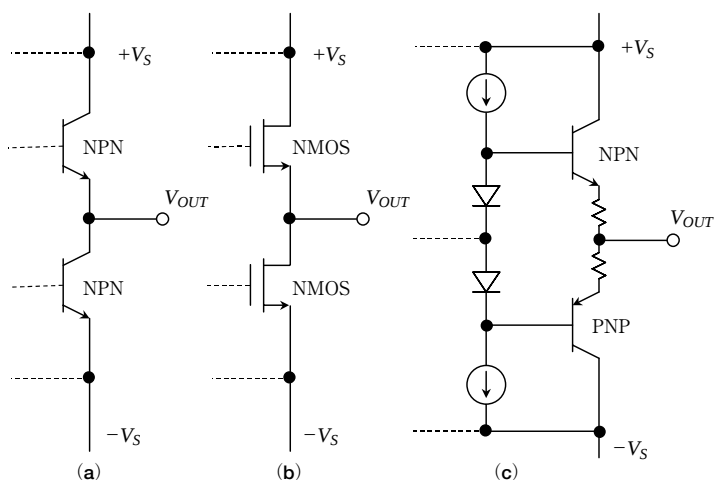
初期の IC OP アンプの出力段は、図 3-11 (a) に示すように、NPN 電流源またはプルダウン抵抗をもった NPN エミッタ・フォロワでした。当然ながら、スルー・レートは、立ち下がり信号に対してよりも立ち上がり信号に対して高速でした。

近代的な OP アンプの出力は、いくつかの種類はあるもののすべてプッシュプル出力で構成されています。多くはまだ非対称型で、一方向に対しては速いスルー・レートを示します。非対称性は、AC 信号に歪みを加える傾向がありますが、通常は PNP トランジスタより速い NPN トランジスタを IC プロセスに使用した結果として生じるものです。そのことは、飽和電圧の点で、出力が片方の電源レールにどれだけ近づくことができるかという能力をも決めることになります。

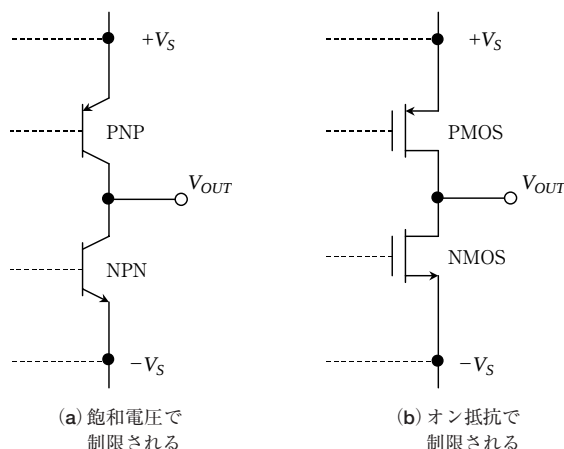
多くのアプリケーションで、出力は一方の電源レールまで振れることが要求され、通常は負の電源レール（単一電源システムではグラウンド・レベル）です。負側レールへのプルダウン抵抗は、出力を負レールに近づけることを可能にしますが（与えられた負荷インピーダンスは十分高いか、レールに接地されているものとする）、速度は遅めになります。FET 電流源を抵抗の代わりに使用することで、この速度を上げることができますが、回路は図 3-11 (b) のように複雑になります。

近代的なコンプリメンタリ・バイポーラ (CB) プロセスでは、よく揃った高速な PNP/NPN トランジスタを容易に利用することが可能です。図 3-11 (c) に示すコンプリメ

〈図 3-11〉 伝統的な OP アンプの出力段



〈図 3-12〉「ほとんど」レール・ツー・レールな出力段の構造



ンタリ・エミッタ・フォロウ出力段は多くの利点をもっていますが、最も優れた点は出力インピーダンスが低いことです。しかし、この段の出力電圧は、両方の電源レールから V_{BE} ぶん低下した値までしか振ることができません。すなわち、単一 +5 V で動作させたときには +1 V ~ +4 V の出力振幅値になります。

図 3-12 に示すコンプリメンタリ・コモン・エミッタ/コモン・ソース出力段は、OP アンプの出力電圧を電源レールぎりぎりまで振ることができます。しかし、この出力段は図 3-11 (c) のエミッタ・フォロウ出力段と比較すると、より高いオープンループ出力インピーダンスをもっています。

しかし実際には、増幅器の高いオープンループ・ゲインと適切なフィードバックによって、アプリケーションにとって十分に低い出力インピーダンスを実現することができます(特に 10 Hz 以下の周波数において)。このようなタイプの出力段について慎重に評価されるべきことは、適切な負荷を含んだアプリケーションのループ・ゲインです。通常、OP アンプは 10 k Ω (またはそれ以上) の負荷抵抗の条件で最小利得が明記されます。注意すべきことは、アプリケーションの負荷が定格負荷より低く落ち込まないようにすることで、さもないと利得精度が失われてしまいます。

さらに注意しなければならないのは、このような出力段をもつ OP アンプは、エミッタ・フォロウ出力タイプと比較して、容量性負荷に対して敏感に影響を受けるということです。このタイプのデバイスのデータシートには、オーバーシュートしない容量負荷の最大値が記載されているので、不安定な動作にならないように注意してください。

作し、負荷を 250 mA で駆動することができます。入力オフセット電圧は +25 °C において最大 25 mV で、電圧ノイズは $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。

このタイプの OP アンプはシンプルなので費用対効果が高く、DC 精度が高くないことはしばしば不利になりません。特に AC 結合の用途においては、逆に高出力駆動能力がプラスに働くでしょう。

●出力段のサージ保護

ほとんどの低速/高精度 OP アンプは、通常はグラウンドまたは電源のどちらか一方との短絡に対して出力段は保護されています。これらの出力電流は 10 mA そこそこに制限されています。これはチップの自己加熱を最小にするという別の利点ももっています（これはチップ上の温度差による DC 誤差を最小にもする）。

もし、OP アンプが高精度と高出力電流との両方を達成するように要求されるなら、精密 OP アンプの自己加熱を最小にするため（ループの中に）別の出力段を用いることが有効です。BUF04 のような単純なバッファ・アンプか、高精度でない OP アンプに属するものが使用可能です。

高速 OP アンプは、スルー・レートと負荷駆動能力に影響を与えてしまうので、低い値で出力電流を制限することができないことに注意が必要です。そのため、たいてい的高速 OP アンプは 50 ~ 100 mA 程度の供給/吸い込みができるようになっています。ほとんどの高速 OP アンプは瞬時短絡のための内部保護をもっていますが、継続的な短絡については素子の接合温度限界を越えてしまいます。使用に際しては注意深く、素子のレイティング仕様を調べる必要があります。

●オフセット電圧のトリミング・プロセス

AD860X CMOS OP アンプ・ファミリでは、通常 CMOS アンプに起因するオフセット電圧を最小にするように、デジタル技術の利点を使用しています。オフセット電圧の調整は素子が封入されたあとで行われます。デジタル・コードが、オフセット電圧を 1 mV 以下（品質等級による）に調整されるように素子に対して入力されます。ウェハでの検査は必要ありません。“DigiTrim”と呼ばれる ADI 社の特許技術は、この機能を果たすために余分な端子も必要としません。これらのデバイスはレール・ツー・レールの入力/出力をもっています（図 3-13 と同様）。NMOS と PMOS の並列な入力段は、両方のペアでオフセット電圧を最小にするように DigiTrim を使って別々に調整されています。AD8602 DigiTrim OP アンプの機能ブロック図を図 3-14 に示します。

DigiTrim は、デジタルで重み付けされた電流源をプログラムすることによってオフセット電圧を調整するものです。このトリミング・データは、特殊なデジタル手順を使

ターン化の過程は、きちんと制御されなくてはなりません。レーザ・トリミング・システムも非常に高価なものです。パッケージング後のトリミングは不可能ですから、パッケージングによる特性変化（パッケージ・シフト）への補償も簡単ではありません。それでもやはり、ウェハ上での薄膜トリミングは、高精度と高い安定性が必要とされる精密集積回路に、連続した正確な調整分解能をもたらしてくれるのです。

ツェナー・ザッピング (Zener zapping) は、回路の構成要素を取り除くため、電圧を加えてトランジスタのベース-エミッタ接合に金属的な短絡回路を作る技術です[文献(4)(6)]。ベース-エミッタ接合は、メカニズムとしては接合部のアバランシェ降伏によるものですが、一般的にはツェナーと呼ばれています。ベース-エミッタ接合部で生じるアバランシェ降伏の際、非常に高い電流密度と局地的な加熱がベース-エミッタの結晶間で急激な金属マイグレーションを発生させ、その接合部に金属的な短絡回路を生じさせます。適切なバイアス（電流、電圧そして時間）をかけることで、この短絡回路は非常に低い抵抗値をもつことになります。ここで、直列に接続されたベース-エミッタ接合部が一連の抵抗と並列に配置されているとすると、選択された接合部のザッピングは抵抗列の一部分を短絡させることになり、それで全体の抵抗値を調整することができます。

パッケージに封入されたICにツェナー・ザッピングを行えば、パッケージングによるオフセット電圧の特性変化も補正することができます。しかしながら、パッケージ封入後のトリミングには余分な端子が必要になります。一方、ウェハ状態でのトリミングには、プローブ用パッドの追加が必要です。プローブ用パッドは、半導体プロセスの微細化に合わせて効率的に縮小することはできません。したがって、トリミングのために必要となるダイ上の面積は、プロセス・ジオメトリにかかわらず比較的一定です。また、トリミングの手法としてバイポーラ・トランジスタ構造が必要とされるため、純粋なMOS構成の製法ではツェナー・ザッピング機能は使えません。このトリミングでは、個々のザッピングが所定の抵抗値になるので、本質的に段階的で不連続（離散的）となります。トリミングの分解能を上げるには、トランジスタ、パッド、端子の追加が必要となるでしょう。そしてそれは、急激に全体のダイおよびパッケージの費用を増大させることになります。この技術は、トリミング構造やプローブ用パッドが、全体のダイ面積のうち比較的小さなパーセンテージですむ、比較的に大きなジオメトリのプロセスで最も費用対効果が良いものです。

ツェナー・ザップ・トリミングの創始者はプレジジョン・モノリシック社 (Precision Monolithics Incorporated ; PMI) であり、1975年に工業用標準OPアンプとしてリリースされたOP07に使用した製造プロセスです[既出文献(6)]。OP07などは ± 15 V電源から動作しなければならず、そのような高電圧動作に対応するために比較的大きなプロセス・ジオメトリを利用しており、プローブ用パッドがダイ面積を著しく増大させることはなかったのです。

リンク・トリミング(link trimming)とは、接続をはずすために金属すなわちポリシリコンを切り取ることです。リンク・トリミングでは、レーザまたは大電流が、並列抵抗素子の短絡部分を破壊するために用いられます。短絡部分を削除すると、結合された素子の実効抵抗が増えます。レーザによる切り取り作業は、薄膜のレーザ・トリミングに類似しています。レーザ・ビームによる局部過熱は、非導電状態への物質的変化を引き起こし、實際上、金属(導電性ポリシリコン)の結合部を切断したのと同様な効果が得られます。高電流によるリンク・トリミング方式は、導電結合部を破壊するという点で、導電部を作成するツェナー・ザッピングとは反対の処理です。

リンク・トリミング手法のほうが、抵抗のレーザ・トリミング手法よりいくぶん小型になる傾向があります。レーザ切断を使用する場合はレーザ特性に合わせてある程度の最適化が必要となるものの、通常は特別な工程も必要としません。高電流トリミング法の場合、ダイの歩留まりが良好であれば、ウェハ上での試験も必要ありません。レーザ切断では特別な接触パッドを必要としませんが、トリム構造はすべてのプロセス・サイズに対応していません。レーザ切断はパッケージング後には実行できず、ダイ上にプローブ用パッドを追加しなければなりません。加えて、パッケージ内で高電流トリムを行うには、パッケージに特別な端子を必要とします。ツェナー・ザッピングと同様に、リンク・トリミングによる調整結果は段階的で不連続です。分解能の改善には別途の構造が必要であり、それはチップ面積と原価を増大させるでしょう。

EEPROMトリミングは特別な用途向けで、トリム用のデータを不揮発性メモリに保存しています。保存されたデータ・ビットは、チップ上のD-Aコンバータを通して調整電流を制御します。メモリ・セルとD-Aコンバータは、プロセス・サイズに対応しています。組み立て後の変化を調整するために、パッケージ内トリミングとユーザ・システム内でのトリミングも可能となっています。もし、歩留まりが適切ならば、ウェハ上での試験は必要ありません。トリミングにも、標準的なミックスド・シグナル用試験装置以上の特別な装置は必要としません。また、トリミング・データには上書きすることができるので、システムの長期間ドリフトを補正したり、新たな要求にシステムの特性を合わせたりするために、定期的に再プログラムすることも可能です。再プログラムの可能回数は、プロセスによって有限ですが、ほとんどのEEPROMプロセスは定期的な再調整を処理するには十分な書き換え回数をもっています。

このトリミング方法は特別な半導体プロセスを必要とします。保存されたデータは、極端に高い動作温度など、一定の条件の下では消失することがあります。また、チップ上のメモリにトリム・データを入力するために、少なくとも1本の特別な接続用パッドまたは端子が必要になります。この技術は非常に薄い酸化膜を必要とするため、MOSベースのプロセスだけで利用可能です。最も大きな欠点は、チップ上のD-Aコンバータのサイズ

〈表 3-2〉 ADI 社のトリミング工程の概要

プロセス	トリミング工程	特別なプロセス	分解能
DigiTrim™	ウェハ/最終テスト	不要	離散的
Laser Trim	ウェハ	薄膜抵抗	連続的
Zener Zap Trim	ウェハ	不要	離散的
Link Trim	ウェハ	薄膜/ポリ抵抗	離散的
EEPROM Trim	ウェハ/最終テスト	EEPROM	離散的

が大きいうことで、しばしばその回路は調節する増幅回路より大きくなるのです。この理由のために EEPROM トリミングは、トリム用の D-A コンバータがダイ面積全体に比較して十分小さなパーセンテージに相当するような、データ変換器あるいはシステム製品に使用されています。

表 3-2 に、ADI 社のトリム方式の鍵となる特徴を要約しておきました。すべてのトリム方式は、高性能リニア IC の製造にそれぞれの役割を担っていると言えるでしょう。

3-4 OP アンプのプロセス技術

OP アンプ・プロセスの幅広い多種多様さを表 3-3 に示します。1960 年代初頭、OP アンプは標準的な NPN を基本としたバイポーラ・プロセスを使用して製造されていました。そのプロセスの PNP トランジスタは極めて低速で、主に電流源とレベル・シフトに使用されていました。

バイポーラ・プロセス上に特性の揃った高速な PNP トランジスタを製造する能力は、OP アンプの回路設計に大きな柔軟性を与えました。最初の P 型エピタキシャルのコンプリメンタリ・バイポーラ (CB) プロセスは、1980 年代半ばに ADI 社によって導入されました。PNP/NPN トランジスタの f_t は、それぞれ約 700 MHz/約 900 MHz であり、ブレークダウン電圧は 30 V でした。1985 年のその原型の導入から、より高速かつ低ブレークダウンをめざし、ADI 社の設計によっていくつかの機能追加を行った CB プロセスが開発されました。たとえば、現状の 5 V CB プロセスは、9 GHz PNP トランジスタと 16 GHz NPN トランジスタを利用可能です。このような CB プロセスは、広い帯域幅を必要とする現在の高精度 OP アンプに使用されています。

ADI 社のコンプリメンタリ・バイポーラ・プロセスで利用できる JFET は、フォト・ダイオードやエレクトロメータ用増幅器のような用途にふさわしい高入力インピーダンスの OP アンプの設計を可能にしました。これらのプロセスは CBFET と略記されます。

〈表 3-3〉 OP アンプのプロセス技術の概要

名 称	特 徴
バイポーラ (NPN ベース)	これがすべての始まり
コンプリメンタリ・バイポーラ (CB)	レール・ツー・レール, 精密, 高速
バイポーラ + JFET (BiFET)	高入力インピーダンス, 高速
コンプリメンタリ・バイポーラ + JFET (CBFET)	高入力インピーダンス, レール・ツー・レール出力, 高速
コンプリメンタリ + MOSFET (CMOS)	低価格 OP アンプ (ADI 社 DigiTrim : CMOS OP アンプのオフセット電圧およびドリフトを最小化)
バイポーラ (PNP) + CMOS (BiCMOS)	バイポーラ入力段は直線性の向上, 低消費電力, レール・ツー・レール出力を可能とする
コンプリメンタリ・バイポーラ + CMOS (CBCMOS)	レール・ツー・レール入力, レール・ツー・レール出力, 良好な直線性, 低消費電力, 高価格

CMOS OP アンプでは、通常はトリミングされたバイポーラや BiFET OP アンプより、大きなオフセット電圧やオフセット・ドリフトが生じます。しかし、前述した ADI 社の DigiTrim 技術は、オフセット電圧を低く、また価格も低くすることができるものです。CMOS OP アンプの電圧ノイズは大きい傾向がありますが、入力バイアス電流は非常に低い特性をもっています。これらは低消費電力と低価格を提供できます (CMOS プロセスは広範に利用されている)。

CMOS プロセスにバイポーラまたはコンプリメンタリ素子を加えることは (BiCMOS あるいは CBCMOS)、コストはかさみますが柔軟性、直線性、低消費電力の特性を向上させます。バイポーラ素子は、入力段に高利得と良好な直線性を与えるために一般的に用いられ、CMOS 素子は出力段のレール・ツー・レール出力のために用いられます。

要約すれば、すべての OP アンプを最適化する唯一の IC プロセスは存在しないということです。プロセス選択の結果としての OP アンプ設計は、アプリケーションでの目標仕様に依存しますが、最終的にはユーザにとって透明性のあるものであるべきです。

◆参考文献◆

- (1) "Video Op Amp," Analog Dialogue, Vol. 24, No. 3, p. 19.
- (2) George Erdi, "Amplifier Techniques for Combining Low Noise, Precision, and High-Speed Performance," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-16, December, 1981 pp. 653 ~ 661.
- (3) George Erdi, Tom Schwartz, Scott Bernardi, and Walt Jung, "Op Amps Tackle Noise-and for Once, Noise Loses," Electronic Design, December 12, 1980.
- (4) George Erdi, "A Precision Trim Technique for Monolithic Analog Circuits," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, December, 1975 pp. 412 ~ 416.
- (5) Richard Wagner, "Laser-Trimming on the Wafer," Analog Dialogue, Vol. 9, No. 3, pp. 3 ~ 5.
- (6) Donn Soderquist, George Erdi, "The OP-07 Ultra-Low Offset Voltage Op Amp," Precision Monolithics AN-13, December, 1975.
- (7) Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-916550-15-X.
- (8) Walt Kester, Editor, High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, ISBN: 0-916550-17-6 (available for download at <http://www.analog.com>).
- (9) Walt Kester, Editor, Practical Analog Design Techniques, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-916550-16-8. (available for download at <http://www.analog.com>).

謝辞：

種々の OP アンプの回路図への有益なコメントを、OP アンプ設計者の Derek Bowers 氏、Jim Butler 氏、JoAnn Close 氏、Scott Wurcer 氏から提供していただいた。

第 4 章

OP アンプの特性仕様

Walt Kester, Walt Jung, James Bryant / 訳：北村 透

この章では、OP アンプの基本的な特性仕様について解説します。用途によってそれぞれの特性の重要度は決まります。たとえばオフセット電圧やオフセット電圧ドリフト、オープンループ・ゲインは高精度センサ用の信号処理回路においては非常に重要ですが、高速回路ではそれほど重要ではありません。高速回路ではバンド幅やスルー・レート、そして歪みが重要な特性となります。

OP アンプのほとんどの仕様の意味は回路方式により異なるわけではありません。しかし、電圧帰還型 OP アンプと電流帰還型 OP アンプはよく似た誤差要因と特性をもっていますが、応用によっては異なる検討が必要です。本章では、特性が回路方式によって大きく異なる場合は別々に述べることにします。

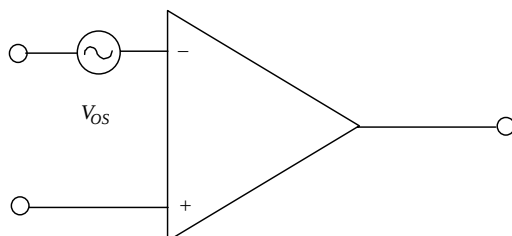
4-1 入力オフセット電圧 V_{OS}

理想的には、OP アンプの二つの入力電圧が完全に同じならば出力電圧は 0 V です。しかし実際には、出力を 0 V にするためには入力に小さな差動電圧を加える必要があります。この電圧を入力オフセット電圧 V_{OS} と呼びます。

入力オフセット電圧は図 4-1 に示すように、OP アンプの反転入力端子に直列接続された電圧源 V_{OS} でモデル化できます。 V_{OS} によって発生する出力オフセット電圧は、入力オフセット電圧に直流ノイズ・ゲインを掛け算することで求めることができます [図 1-3 および式 (2-2) を参照, pp.107 ~ 108]。

チョップ・スタビライズド OP アンプの V_{OS} は 1 μV 以下 (AD8551 シリーズ) であり、もっとも精度の高いバイポーラ OP アンプ (スーパーベータ入力あるいはバイアス補償された品種) は 25 μV 以下 (OP177F) です。FET OP アンプで高精度にトリミングされた品種はオフセット電圧が約 100 μV (AD8610B) であり、トリミングされていない CMOS

〈図4-1〉入力オフセット電圧



- オフセット電圧：出力がゼロとなるようにOPアンプの入力に差動電圧を加えられた電圧
- 範囲：
 - チョッパ・スタビライズドOPアンプ：1 μV 以下
 - 汎用OPアンプ：50～500 μV
 - 最も良いバイポーラOPアンプ：10～25 μV
 - 最も良いFET OPアンプ：100～1000 μV
 - 高速OPアンプ：100～2000 μV
 - 調整されていないCMOS OPアンプ：5000～50000 μV
 - DigiTrim CMOS OPアンプ：1000 μV 以下

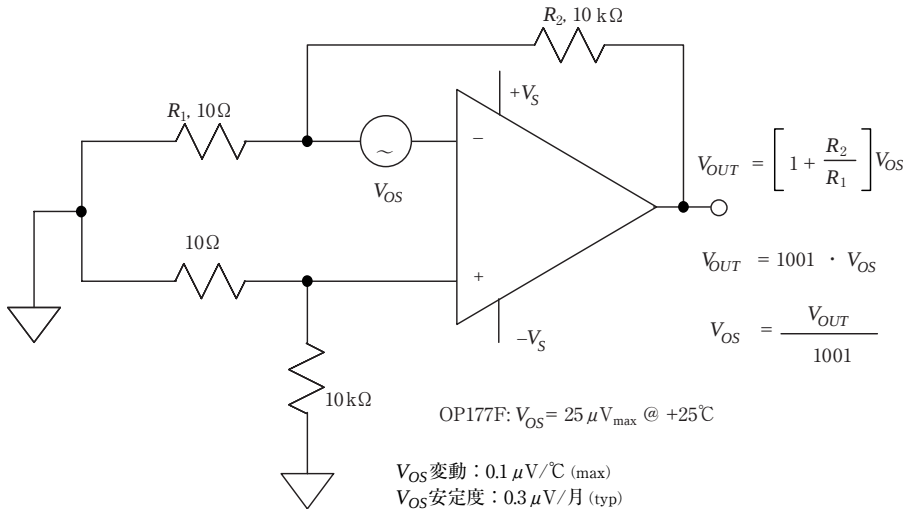
OPアンプのオフセット電圧は5～50 mVです。一方、DigiTrim CMOS OPアンプのオフセット電圧は1 mV以下（AD8605）です。一部の高速OPアンプを除けば、一般的な高精度OPアンプの V_{OS} は0.5 mV以下です。

数 μV のオフセット電圧を測定するためには、誤差の少ない回路が必要となります。図4-2に、オフセット電圧を測定するための標準回路を示します。この回路は、入力オフセット電圧を1001倍のノイズ・ゲインで増幅します。回路の出力電圧を正確なDMMで測定します。入力換算オフセット電圧（RTI）は、測定回路の出力電圧をノイズ・ゲインで除算すれば得られます。入力抵抗が低い場合、バイアス電流がオフセット電圧に与える影響を無視することができます。たとえば、10 Ω の抵抗に流れる2 nAのバイアス電流は、入力換算で0.02 μV の誤差を発生するに過ぎません。

この回路は非常に簡単ですが、実装上の注意を払わなければ高精度OPアンプの正しい評価はできません。もっとも大きな誤差要因は、異種金属の接点で発生する熱電効果によるものです。熱電効果は2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ から40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以上の電圧を発生します。この回路の反転入力回路の熱電効果を打ち消すために、非反転入力回路にダミー抵抗が接続されていることに注意してください。

回路の精度はプリント基板上のレイアウトと機械的配置により決定されます。回路はできるだけ対称となるように配置し、かつ、熱電効果による電圧が反対の極性になるような注意が必要です（抵抗のリードはたとえば基板の銅配線のような同じ金属に接続されてい

〈図 4-2〉入力オフセット電圧の測定



るとして)。それぞれの接続点の温度が同じだと仮定すれば誤差はキャンセルされます。短い接続は熱勾配を最小とし、測定精度の向上に役立ちます。

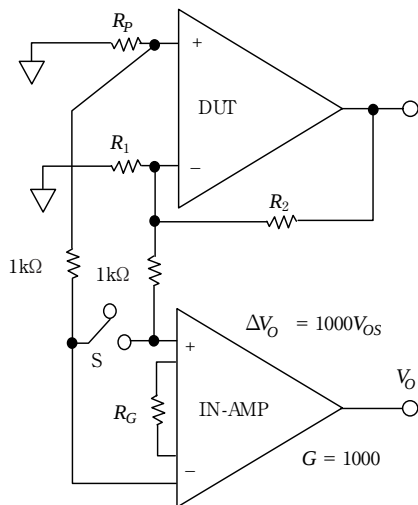
熱電対接続点と同じ温度で安定するように、空気の流れは最小でなければなりません。場合によっては、回路は外部の空気の流れの影響をなくするために小さなケースの中に実装する必要があります。回路は水平に実装しなければなりません。ボードが垂直に実装されると対流が発生し、部品の上に空気の流れが発生します。

オフセット電圧の温度特性測定はさらに困難です。発泡性の熱絶縁体と小さなボックスかプラスチック・バッグの中に試験対象アンプを入れると、寄生熱電対をクロスして発生する熱勾配による恒温槽内の空気の流れを避けることができます。低温試験のためには乾燥した窒素雰囲気物が推奨されます。温風/冷風タイプのヒータ/クーラを利用して、アンプ周辺に局所的な温度サイクルをかける方法もありますが、この手の装置は空気の流れを作ってしまう、問題を起こしやすいので注意が必要です。

図 4-2 の回路でいろいろな種類の OP アンプをテストすることができます。小さな抵抗 (10Ω) はバイアス電流による誤差を最小にします。もうひとつの V_{OS} の測定方法を図 4-3 に示します。この回路は比較的バイアス電流の大きな場合や、反転/非反転入力回路の入力バイアス電流がバランスしていない場合 (電流帰還型 OP アンプ) に適しています。

この測定方法では、IN-AMP (Instrumentation Amplifier ; 計装アンプ) は抵抗を介し

〈図 4-3〉計装アンプを利用した入力オフセット電圧の測定方法



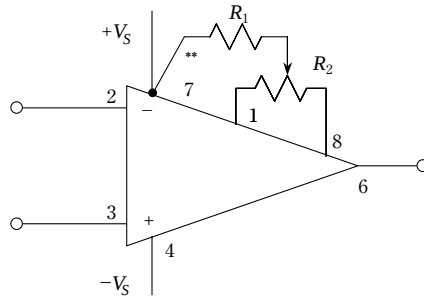
てOPアンプの両入力に接続され、測定に必要なゲインを得ています。IN-AMP自体のオフセット電圧(Sを閉じたときに測定される)は、最終的に V_{OS} から減算しなければなりません。ちなみに、後述する図4-8の入力バイアス電流測定回路では、バイアス電流と無関係にオフセット電圧の測定を行うことができます。

●オフセット調整(内部回路による調整)

多くのシングルOPアンプはオフセット調整端子を備えています。この機能を使うためには、図4-4に示すように、二つのピン間にポテンショメータを接続し、ポテンショメータのワイパ(摺動子)は抵抗を介して片方の電源に接続します。ポテンショメータのワイパが誤った電源に接続されると、OPアンプは恐らく壊れてしまいますので、OPアンプを変更するときには注意が必要です。調整の感度を最小にするために、正しく設計されたOPアンプのオフセット調整幅は最大 V_{OS} のせいぜい2～3倍以内であるということに留意してください。ただし、OPアンプのオフセット調整端子の電圧ゲインは、入力端子よりも高いことに注意が必要です。つまり、これらのピンからノイズが入力されないようにしなければなりません。離れた位置にポテンショメータを置いて、長いリード線で接続するような配置は避けなければなりません。

すでに述べたように、OPアンプのオフセット電圧の温度ドリフトはオフセット調整に

〈図 4-4〉オフセット調整端子の使いかた



- ・ ** : ワイバの接続はOPアンプにより $+V_S$ あるいは $-V_S$
- ・ R の値はOPアンプのデータシートを参照のこと。
- ・ 入力オフセットのゼロ調整用。システム全体のオフセットを調整してはいけない。
- ・ オフセット調整端子から出力へのゲインは高い。ノイズを少なくすること。
- ・ 不適切なオフセット調整はオフセット電圧の温度依存を大きくする。FET入力では1mVのオフセット調整は $4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ に相当する。

よって変化します。よって、内部オフセット電圧調整回路は、システム全体のオフセット調整ではなく、調整しようとするOPアンプ単体のオフセットのみを調整するようにしなければなりません。なぜならば、この回路でシステム全体のオフセット調整を行うとドリフト特性の悪化を招くからです。ドリフトの悪化は、FET入力OPアンプで1mVのオフセット調整あたり $4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 程度となります。通常、オフセット電圧を減らすためには、適切な型式のOPアンプ、または上位ランクのOPアンプを選択するほうがよいといえます。

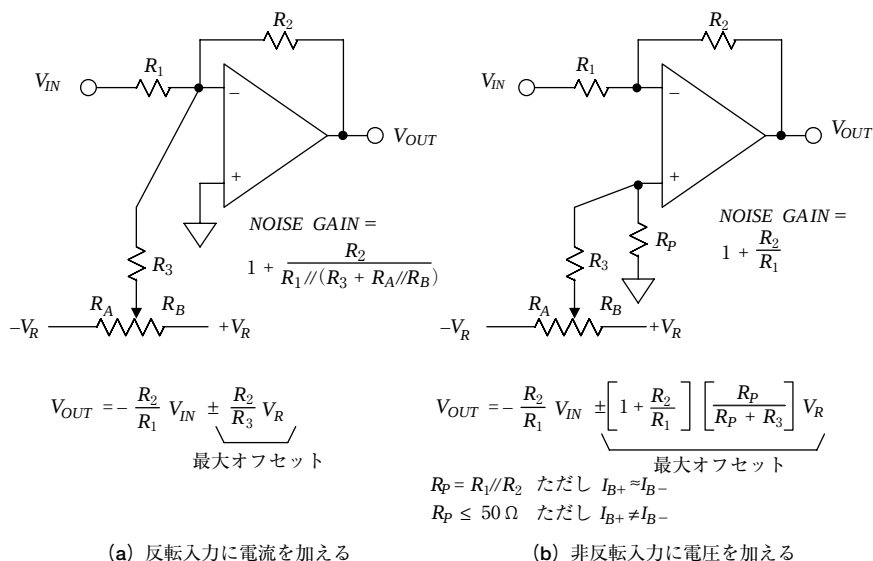
●オフセット調整（外部回路による調整）

OPアンプがオフセット調整ピンを備えていない場合（デュアル/クワッド・タイプは通常備えていない）、OPアンプやシステムのオフセット電圧を調整しなければならないときには、外部回路を使って調整することができます。この方法は、D-Aコンバータのようにプログラマブル電圧でオフセットを調整するときに有効です。

図4-5 (a) に示すように、反転増幅回路の反転入力に電流を加える方法は一番簡単な方法です。この方法の弱点は、ポテンショメータと R_3 の並列回路によりノイズ・ゲインが増加する可能性があることです。ノイズ・ゲインの増加は、 R_3 を R_1 と R_2 の並列抵抗値よりも十分大きくできるように $\pm V_R$ を大きくすることで抑えることができます。安定でノイズのない電源であれば、そのまま $\pm V_R$ として利用できます。

図4-5 (b) は、非反転入力に小さなオフセット電圧を加えて調整する方法を示しています。この回路はノイズ・ゲインの増加がないという点で図4-5 (a) の回路より好ましいと

〈図4-5〉反転増幅回路の外部オフセット調整法



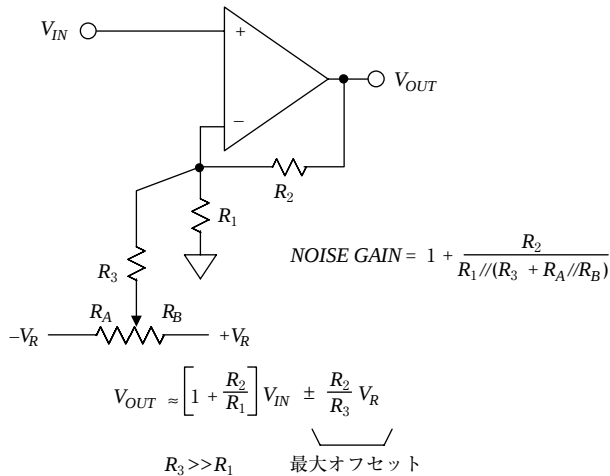
言えます（しかし R_p が必要）．もし、OPアンプの入力バイアス電流が一致しているならば、 R_p の値は R_1 と R_2 の並列抵抗値と同じにします（オフセット電圧の増加を最小とするため）．あるいは、 R_p は 50Ω 以下にすべきです．もっと大きな値にするのであれば、コンデンサで高周波をバイパスするとよいでしょう．

図4-6に示す回路は、非反転増幅回路でOPアンプに小さなオフセットを加えるときに利用できます．この回路は R_3 を R_1 に比較して十分に大きくしたとき、小さなオフセット調整回路として良好に動作します． R_3 を R_1 に比較して十分に大きくなっていないと、ポテンショメータの調整により回路ゲインが変動することに注意してください． R_3 が低インピーダンスの電圧源 $\pm V_R$ に接続されるならば、ゲインは安定となります．

●入力オフセット電圧ドリフトとエージング効果

入力オフセット電圧は温度とともに変化します．これは温度係数 TCV_{OS} ，一般的にはドリフトとして知られています．すでに述べたように、オフセット電圧ドリフトはOPアンプのオフセット電圧調整に影響されますが、オフセット電圧を最小にすれば $0.1 \mu V/^\circ C$ 程度に減少します（OP177Fの代表値）．一般的な高精度OPアンプのオフセット電圧ドリフトは $1 \sim 10 \mu V/^\circ C$ の範囲です．ほとんどのOPアンプは TCV_{OS} が規定されていますが、動作温度範囲における V_{OS} の最大値として規定されているOPアンプもあります．そのよ

〈図 4-6〉非反転増幅回路の外部オフセット調整法



うな規定は利用価値が低いと言えます。なぜならば、 TCV_{OS} の傾きが一定であること（単一増加性）が保証されないからです。

オフセット電圧は時間経過，すなわちエージングによっても変化します。エージングは一般的に $\mu\text{V}/\text{月}$ あるいは $\mu\text{V}/1000$ 時間で規定されます。エージングは経過時間ではなく，経過時間の平方根に比例します。そのため， $1 \mu\text{V}/1000$ 時間は約 $3 \mu\text{V}/\text{年}$ に相当します（ $9 \mu\text{V}/\text{年}$ ではない）。

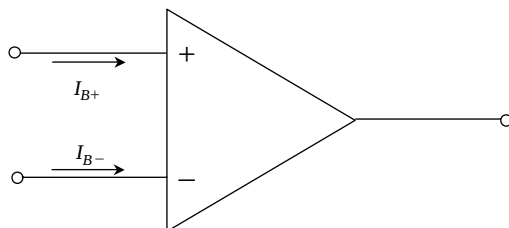
OP177Fの長時間安定度は約 $0.3 \mu\text{V}/\text{月}$ です。これは最初の30日間が経過したあとの規定です。最初の数時間を除くと，このデバイスの最初の30日間のオフセット電圧の変化の代表値は $2 \mu\text{V}$ 以下です。

4-2 入力バイアス電流 I_B

理想的にはOPアンプの入力端子には電流は流れません。実際には二つの入力に入力バイアス電流 I_{B+} と I_{B-} が流れます（図4-7参照）。

I_B の範囲は，AD549エレクトロメータの 60 fA （およそ $3 \mu\text{s}$ に1個の電子に相当する）から高速OPアンプで流れる数十 μA の間です。トランジスタあるいはFET入力のパラメータ・ペアを利用したシンプルな入力回路をもつOPアンプのバイアス電流は一定

〈図 4-7〉OPアンプの入力バイアス電流



- ダイナミック・レンジが大きい
- I_B はデバイスにより60 fA ($3\mu\text{s}$ あたり1個の電子)～数 μA
- I_B がマッチングしたOPアンプもあるがそうでない場合もある
- I_B がほとんど温度係数をもたない入力回路もあるが、FET OPアンプは I_B が 10°C ごとに2倍になる
- I_B が異なる極性に流れるOPアンプもある

の極性です。もっと複雑な構成をもつOPアンプ（入力バイアス補償型あるいは電流帰還型OPアンプ）は、内部の二つ以上の電流源の差から発生するバイアス電流が流れるため、異なる方向に電流が流れることがあります。

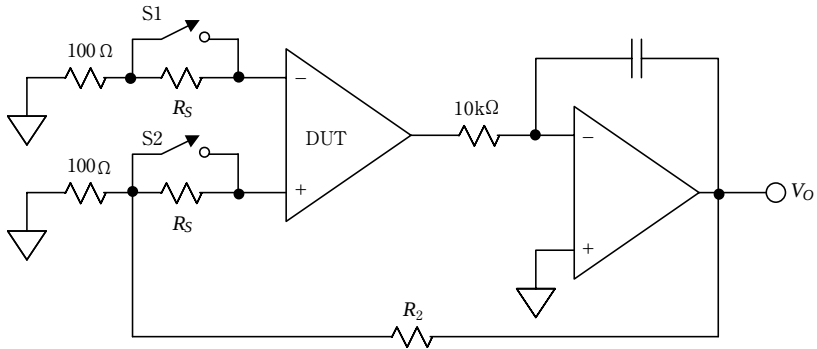
バイアス電流は外部インピーダンスに流れることにより電圧を発生し、システム誤差の要因となります。たとえば、入力信号のソース・インピーダンスが1 M Ω のボルテージ・フォロワを考えてみましょう。 I_B が10 nAだと10 mVの誤差を発生します。この程度の誤差でも、通常のシステムでは無視できません。

もし、設計者が I_B のことを忘れて、入力をコンデンサでカップリングすると回路はまったく動作しません。 I_B が十分に小さければ、不確かな出力ながらもカップリング・コンデンサを充電するまでの間は動作するかもしれません。したがって、どのようなOPアンプ回路であっても、 I_B の影響を無視してはなりません。この教訓は反転増幅回路についても言えます。

入力バイアス電流（あるいは入力オフセット電圧）は、図4-8の回路で測定することができます。 I_B を測定するために、 $I_B \times R_S$ で表される見かけ上のオフセット電圧を発生させるために、被測定デバイス（DUT）の入力端子と直列に大きなインピーダンス R_S を接続します。もし、実際の V_{OS} が事前に測定されていたならば、 R_S の変更による見かけ上の V_{OS} を簡単に計算することができます。この結果、 I_{B+} と I_{B-} が求まります。 I_B は二つの電流の平均、 $I_B = (I_{B+} + I_{B-}) / 2$ で表されます。

入力オフセット電流 I_{OS} は、 I_{B-} と I_{B+} の差、つまり $I_{OS} = I_{B+} - I_{B-}$ で計算されます。代表的な R_S の値は100 k Ω （バイポーラOPアンプ用）から1000 M Ω （FET OPアンプ用）です。

〈図 4-8〉入力バイアス電流の測定



$R_S \gg 100\ \Omega$ (100 k Ω TO 1G Ω)

S1 を閉じると I_{B+} の測定

S2 を閉じると I_{B-} の測定

両方を閉じると V_{OS} の測定

両方を開けると I_{OS} の測定

$$V_O = \left[\frac{R_2}{100} \right] V_{OS} + \left[1 + \frac{R_2}{100} \right] I_{B+} R_S - \left[1 + \frac{R_2}{100} \right] I_{B-} R_S$$

I_{OS} は、 I_{B+} と I_{B-} が最初から十分にマッチングしているときにのみ意味をもちます。ほとんどの電圧帰還型 OP アンプはこの例に該当します。しかしながら、本質的に I_{B+} と I_{B-} が異なる電流帰還型 OP アンプの場合には意味をもちません。

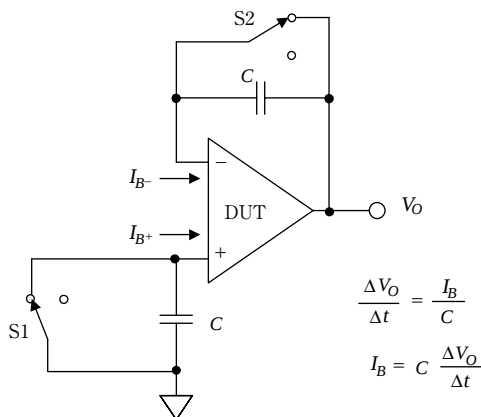
非常に小さな入力バイアス電流は積分法により測定されます。測定するバイアス電流をコンデンサで積分し、出力電圧の変化率を測定します。コンデンサと回路のリーク電流が無視できるほど小さければ (10 fA 以下では難しくなる)、試験回路の出力電圧の変化率から電流は直接計算できます。図 4-9 に概念図を示します。S1, S2 のどちらか一方のスイッチを閉じ、もう一方を開とすることで、 I_{B+} あるいは I_{B-} を測定することができます。

コンデンサには、テフロンやポリプロピレンなどの低誘電体損失の素材を使ったものを利用しなければなりません。

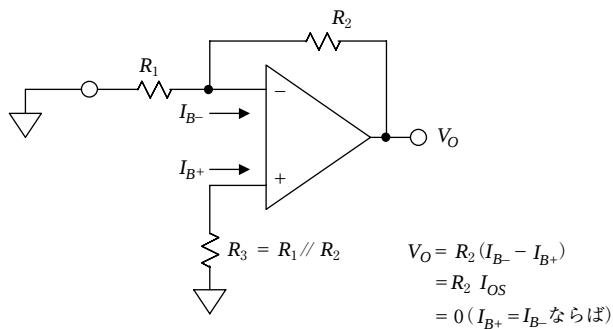
● バイアス電流の影響の除去 (外部回路)

OP アンプのバイアス電流がよく一致している場合 (すでに述べた例のように内部でバイアス電流が補償されていない一般的なバイポーラ OP アンプの場合)、バイアス補償用抵抗 R_3 ($R_3 = R_1 // R_2$) に発生する非反転入力電圧降下 V_{B+} が、反転入力 R_1 と R_2 の並列

〈図4-9〉微小バイアス電流の測定

S1 を開くと I_{B+} の測定S2 を開くと I_{B-} の測定

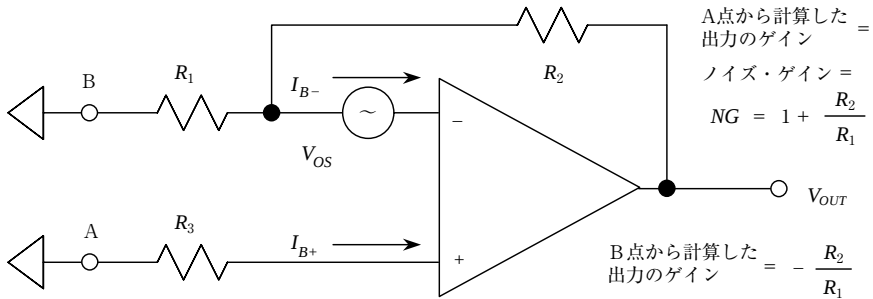
〈図4-10〉実際の回路における入力電流の影響除去

 V_{OS} は無視している

抵抗に発生する電圧降下を補償します。図4-10に示すように、オフセット電圧の発生を最小にすることができます。

R_3 が1k Ω 以上の場合、ノイズの増加を防ぐためにコンデンサでバイパスしなければなりません。また、このようなバイアス補償はバイアス電流が一致していない場合は利用できないばかりでなく、特性の劣化を引き起こします。

〈図 4-11〉OP アンプの総合的なオフセット電圧のモデル



$$\blacklozenge \text{ オフセット (RTO)} = V_{OS} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + I_{B+} \cdot R_3 \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] - I_{B-} \cdot R_2$$

$$\blacklozenge \text{ オフセット (RTI)} = V_{OS} + I_{B+} \cdot R_3 - I_{B-} \left[\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right]$$

バイアス電流の影響補正

$$\text{オフセット (RTI)} = V_{OS} \quad \text{もし } I_{B+} = I_{B-} \text{ かつ } R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \text{ ならば}$$

● I_B と V_{OS} による出力オフセット誤差の計算

図 4-11 に示した式により、すべてのオフセット電圧とバイアス電流誤差によって発生したオフセット電圧を OP アンプの入力 (RTI) あるいは出力 (RTO) に換算することができます。入力換算値を選ぶか出力換算値を選ぶかは好みの問題です。

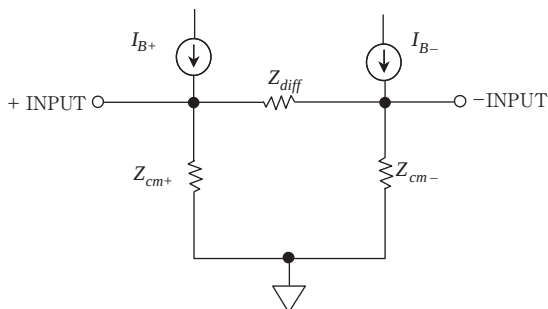
入力換算値は、OP アンプのオフセット誤差を入力信号と比較するとき便利です。出力換算値は、OP アンプがドライブする次段の誤差と比較するときに利用されます。

どんな場合でも、出力換算値は入力換算値にノイズ・ゲイン $(1 + R_2/R_1)$ を乗算すれば得られます。

オフセット誤差についての解説のまとめとして、誤差を最小とする方法を再掲しておきます。

- バイアス電流によるオフセット電流を最小にするために、入力抵抗と帰還抵抗の値を最小にする。
- 内部バイアス補償をしていない電圧帰還型 OP アンプの場合、バイアス補償抵抗を利用する。ノイズを最小にするために、この抵抗はバイパスすること。
- 電圧帰還型 OP アンプが内部入力バイアス電流補償を利用している場合は、外部補償抵抗を利用してはならない。

〈図 4-12〉入力インピーダンス (電圧帰還型 OP アンプ)



- Z_{cm+} と Z_{cm-} はコモンモード入力インピーダンス。データシートに記載された値は片方の回路の入力インピーダンスで、 Z_{cm+} と Z_{cm-} はほとんど同じ値である。 Z_{diff} は差動入力インピーダンスである。
- これらは非常に高い抵抗 ($10^5 \sim 10^{12} \Omega$) と小さなキャパシタ (25 pF 程度のこともある) の並列回路。
- ほとんどの回路で Z_{cm-} は負帰還により低い値となる。

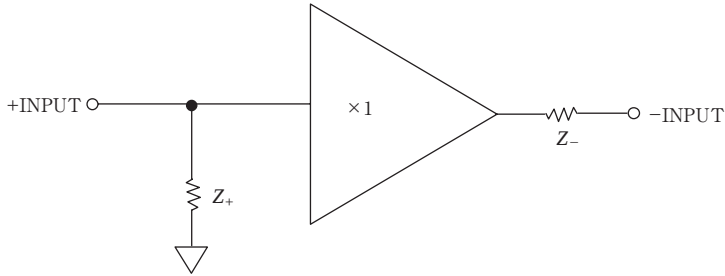
- オフセット調整が必要なとき、内部で誘起されるドリフト要因を最小にするため、外部調整回路を用いる。
- オフセット調整をしたくないなら、ドリフトとオフセットの最小値が規定された高精度 OP アンプを選択する。
- 高性能低ドリフト回路では熱電効果に注意し、温度がバランスするようにレイアウトする。

4-3 入力インピーダンス

電圧帰還型 OP アンプでは通常、コモンモードとディファレンシャル・モードの入力インピーダンスが規定されています。一方、電流帰還型 OP アンプは通常、それぞれの入力とグラウンド間のインピーダンスが規定されています。いろいろなモデルが電圧帰還型 OP アンプで利用されていますが、モデルが提供されていない場合には図 4-12 のモデルを利用するのが安全です。このモデルの入力バイアス電流は、無限大の抵抗をもつ電流源から流れ込みます。

コモンモード入力インピーダンスのデータシートでの規定 (Z_{cm+} と Z_{cm-}) は、どちらか一方の入力とグラウンド間のインピーダンスです (入力を短絡したときのインピーダンスではない)。ディファレンシャル入力インピーダンス (Z_{diff}) は、二つの入力間のインピーダンスです。これらのインピーダンスは、非常に高い値 ($10^5 \sim 10^{12} \Omega$) の抵抗性インピーダンスに並列に容量 (一般的には数 pF、場合によっては 20 ~ 25 pF) が接続された形で

〈図 4-13〉入力インピーダンス (電流帰還型 OP アンプ)



- Z_+ は高い抵抗 ($10^5 \sim 10^9 \Omega$) と小さなキャパシタの並列回路
- Z_- は低いリアクティブなインピーダンス (L あるいは C) で $10 \sim 100 \Omega$

す。ほとんどの OP アンプ応用回路において、反転入力インピーダンスは負帰還によって非常に低い値になるため、 Z_{cm+} と Z_{diff} だけが重要です。

電流帰還型 OP アンプの入力インピーダンスは図 4-13 に示すようにさらに簡単です。 Z_+ は抵抗性で高い値 ($10^5 \sim 10^9 \Omega$) で通常、並列容量をもちます。一方、 Z_- はリアクティブ (デバイスによって L 性であったり C 性であったりする) で、デバイスの種類によって決まる $10 \sim 100 \Omega$ の値を取ります。

4-4 OP アンプのノイズ・ゲインと信号ゲインの取り扱い ●

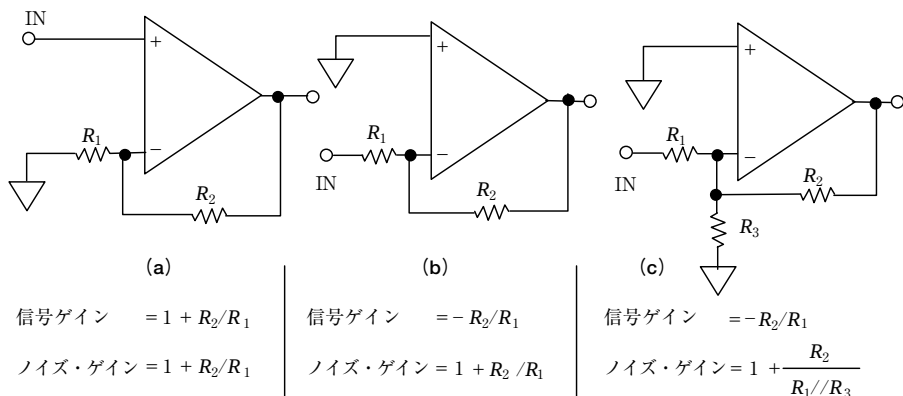
図 4-14 に示す OP アンプと二つの抵抗 R_1 、 R_2 が直接接続された回路を考えてみましょう。 R_1 と R_2 は必ずしも抵抗である必要はありません。インピーダンス Z_1 と Z_2 でもかまいません。

もし、図 4-14 (a) に示すように、 R_1 を接地して非反転入力に信号を加えると信号ゲイン $1 + (R_2/R_1)$ が得られます。図 4-14 (b) に示すように、非反転入力を接地して R_1 に信号を加えると信号ゲイン $-R_2/R_1$ が得られます。どちらの場合でも、OP アンプ自体の電圧ノイズ (入力オフセット電圧を含む) に対するゲインは $1 + (R_2/R_1)$ となります。これが、第 2 部のはじめで述べた OP アンプのノイズ・ゲインです (p.114 参照)。

ここで、回路のノイズ・ゲインと信号ゲインは必ずしも一致しないことを示しました。ノイズ・ゲインと信号ゲインが別々の値を取りうるということは、ユーザにとって便利な場合があります。

ここで重要なことは、ノイズ・ゲインは回路の安定性に関係があるということです。信

〈図4-14〉信号ゲインとノイズ・ゲインの取り扱い



- OPアンプの電圧ノイズとオフセット電圧はノイズ・ゲイン倍されて出力される。
- 信号ゲインではなく、ノイズ・ゲインが安定度の評価に関係する。
- (c)の回路の信号ゲインは他の回路と同じだが、ノイズ・ゲインが大きいためにより安定。しかし、ノイズが増え、出力オフセット電圧は大きい。

号ゲインを変えずにノイズ・ゲインを変えることが可能なので、信号ゲインを一定にしたまま、やや不安定なOPアンプ増幅段を安定にすることがあります。

たとえば図4-14 (b) の反転増幅回路を考えてみましょう。図4-14 (b) の回路に三つ目の抵抗を追加すると図4-14 (c) の回路となります。反転入力からグラウンドに接続されたダミー抵抗 R_3 は、ノイズ・ゲインを $1 + (R_2 / (R_1 // R_3))$ に増加させます。しかし、信号ゲインは $-R_2/R_1$ のままです。

この回路は、S/Nを悪化させ、ループ・ゲインを減少させ、そして入力オフセット電圧感度を悪化させますが、不安定な反転増幅回路を安定にすることができます。

4-5 オープンループ・ゲインと オープンループ・ゲインの非直線性

ほとんどの電圧帰還型OPアンプのオープンループ・ゲイン（通常 A_{VOL} とか A_V と表記される）は非常に大きいものです。通常、100,000～1,000,000の値を取り、高精度品ではこの値のさらに10～100倍の値です。高速OPアンプのオープンループ・ゲインは低く、数千以下のゲインでは高精度の要求を満たせません。オープンループ・ゲインは温度に対して不安定で、そして同一タイプのデバイスであってもデバイス間のばらつきが多いため、

オープンループ・ゲインは十分余裕がなければなりません。

電圧帰還型 OP アンプでは、電圧入力対電圧出力なのでオープンループ・ゲインは無次元であり、単位は必要ありません。しかしながら、データシートでは小さな有効数字を利用できるように、V/V ではなく V/mV、あるいは V/ μ V で表されます。また、電圧ゲインは $\text{dB} = 20 \times \log A_{VOL}$ で計算される dB で表されることもあります。したがって、1 V/ μ V は 120 dB を意味します。

電流帰還型 OP アンプは電流入力対電圧出力であり、オープンループ・トランスインピーダンス・ゲインは V/A、あるいは Ω (k Ω または M Ω) で表されます。この値は通常は数百 k Ω ~ 数十 M Ω です。

負帰還回路の基本的な理論から、高精度を維持するためには、高精度アンプの DC オープンループ・ゲイン A_{VOL} は高くなければなりません。クローズドループ・ゲインの計算式から、有限なゲインが発生するエラーを検討することができます。有限なゲインをもつ回路のクローズドループ・ゲイン G_{CL} は次式で表されます。

$$G_{CL} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOL}\beta}} \right) \dots\dots\dots (2-15A)$$

ノイズ・ゲイン NG は $1/\beta$ に等しいため、この式は別の形で表すことができます。右辺の二つの項を NG を用いて表すと、次のようになります。

$$G_{CL} = \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}} \dots\dots\dots (2-15B)$$

式 (2-15A) と式 (2-15B) は等価であり、どちらの式を利用してもかまいません。すでに述べたように、ノイズ・ゲイン (NG) は OP アンプの入力に直列に接続された微小電圧源のゲインであり、非反転増幅回路の理想的な信号ゲインです。式 (2-15A) と式 (2-15B) において、 A_{VOL} が無限大であればクローズドループ・ゲイン G_{CL} とノイズ・ゲイン $1/\beta$ は完全に一致します。

一方、 $NG \ll A_{VOL}$ で A_{VOL} が有限な場合、クローズドループ・ゲイン誤差 E_{CL} は次のように見積もることができます。

$$E_{CL} \doteq \frac{NG}{A_{VOL}} \cdot 100[\%] \dots\dots\dots (2-16)$$

〈表 4-1〉 オープンループ・ゲインの変化がもたらすクローズドループ・ゲインの不確定性

理想的なクローズドループ・ゲイン $= 1/\beta = \text{ノイズ・ゲイン (NG)}$
現実のクローズドループ・ゲイン $= \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOL}\beta}} \right) = \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}}$
クローズドループ・ゲイン誤差 $\approx \frac{NG}{A_{VOL}} \times 100 \quad (NG \ll A_{VOL})$
【例1】 $A_{VOL} = 2,000,000$, $NG = 1,000$ とすると… ゲイン・エラー [%] $\approx 0.05\%$
【例2】 A_{VOL} が 300,000 まで減少すると… ゲイン・エラー [%] $\approx 0.33\%$ ・クローズドループ・ゲインの不確定さ $0.33\% - 0.05\% = 0.28\%$

式 (2-16) は NG を $1/\beta$ と置き換えると、すでに述べた式 (2-11) と同じです。これもまた、どちらを利用するかはユーザの選択です。

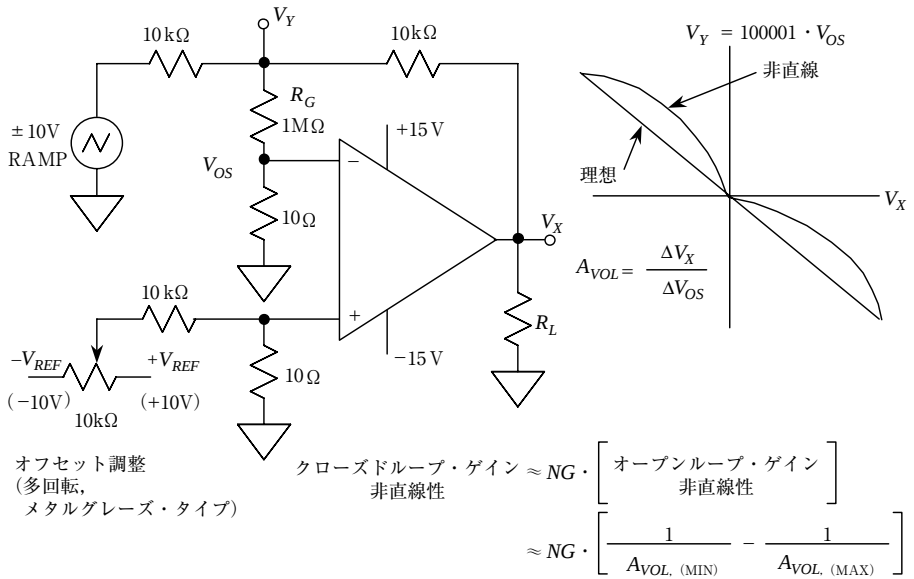
式 (2-16) から、百分率で表されたゲイン・エラーはノイズ・ゲインに比例することがわかります。よって、ノイズ・ゲインが小さい場合は、 A_{VOL} が有限であるために発生する誤差の影響は少ないわけです。ゲイン関連の重要な項目を例を用いて示します。

表 4-1 において【例 1】は、 NG が 1000 でオープンループ・ゲインが 200 万の場合、クローズドループ・ゲイン誤差は約 0.05 % となっています。もし、オープンループ・ゲインが全温度範囲で負荷条件/出力電圧に無関係に一定であれば 0.05 % の誤差は簡単に校正でき、システム・ゲイン・エラーとはならないことに注意してください。しかしながら、オープンループ・ゲインが変化すれば、それに伴ってクローズドループ・ゲインも変化します。これはゲインの不確定性を意味します。

【例 2】では A_{VOL} が 300,000 まで減少し、ゲイン・エラーが 0.33 % となっています。この場合、クローズドループ・ゲインの不確定性は 0.28 % です。ほとんどの応用例において、十分なオープンループ・ゲインをもつ OP アンプを利用していれば、ゲイン抵抗の誤差が絶対ゲイン誤差の最大の要因です。不十分なオープンループ・ゲインにより発生するゲインの不確定性は校正できないことに注意しなければなりません。

OP アンプのオープンループ・ゲインが変化する最も一般的な原因は、出力電圧の変化と負荷の変化です。入力信号レベルの変化がもたらすオープンループ・ゲインの変化は、システム校正で除去できないクローズドループ・ゲイン伝達関数の非直線性をもたらしま

〈図 4-15〉オープンループ・ゲインの非直線性を測定する回路



す。ほとんどの OP アンプ応用回路は、一定の負荷に接続されているため、負荷の変化による A_{VOL} の変化は重要ではありません。しかし、高負荷電流の場合、出力信号レベルによる A_{VOL} の変化は増加します。

この非直線性の程度はデバイスのタイプにより大きく変化しますが、一般的にデータシートには規定されていません。 A_{VOL} の最小値の規定は必ずあるので、これを参照して A_{VOL} の高い OP アンプを選択すればゲイン非直線性誤差の発生を最小にできます。ゲイン非直線性は OP アンプのデザインにより、さまざまな原因で発生します。一般的な原因の一つは熱帰還 (thermal feedback) です (たとえば高温の出力段から入力段に熱が帰還される)。もし温度の変化が非直線性の唯一の原因であるならば、出力の負荷を最小にすることにより減少させることができると推定されます。このことは、非直線性を無負荷で測定し、負荷を接続したときの値と比較することで確認できます。

オシロスコープの X-Y 表示を利用した DC オープンループ・ゲインの非直線性を測定する回路を図 4-15 に示します。誤差を最小にするため、すでにオフセット電圧測定回路のところで述べた注意点に気をつける必要があります。回路は信号ゲインが -1 に構成されています。オープンループ・ゲインは、出力電圧の変化を入力オフセット電圧の変化で割った値として定義されます。大きな A_{VOL} の場合、出力電圧の全振幅に対し、実際のオ

フセット電圧の変化は数 μV と微小です。そのため、 $10\ \Omega$ と $R_G(1\text{M}\Omega)$ で構成された分圧器で点 V_Y の電圧を次式のように設定します。

$$V_Y = \left(1 + \frac{R_G}{10\Omega}\right) V_{OS} = 100001 \cdot V_{OS} \dots\dots\dots (2-17)$$

R_G の値は、 V_{OS} の予想値から見積もって、 V_Y が測定可能な電圧となるように選択します。

$\pm 10\text{V}$ のランプ波形発生器出力は信号ゲインで -1 倍に増幅され、OPアンプ出力 V_X を $+10\text{V}$ から -10V まで変化させます。オフセット電圧がゲイン倍されるため、初期オフセット出力電圧をゼロとするためにオフセット調整用ポテンショメータが付け加えられています。 $\pm 10\text{mV}$ までの入力オフセット電圧を調整できるように抵抗の値は選択されています。出力ドリフトを避けるために、ポテンショメータの両端電圧はAD688などの安定な 10V 基準電源を利用します。そして、ランプ波形発生器の周波数を低く、数百 mHz 以下にしなければなりません。なぜならば、オープンループ・ゲインのコーナ周波数(OP177では 0.1Hz である)は非常に低いからです。

図4-15の右の図は V_X に対する V_Y のプロットを示します。もしゲインの非直線性がなければ、グラフは一定の傾きをもった直線となり、 A_{VOL} は次式で計算されます。

$$A_{VOL} = \frac{\Delta V_X}{\Delta V_{OS}} = \left(1 + \frac{R_G}{10\Omega}\right) \frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y} = 100001 \cdot \left(\frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y}\right) \dots\dots\dots (2-18)$$

もし非直線性があるならば、 A_{VOL} は出力信号によって変化します。オープンループ・ゲイン非直線性の概算値は、出力電圧の全範囲における A_{VOL} の最大値と最小値から計算されます。

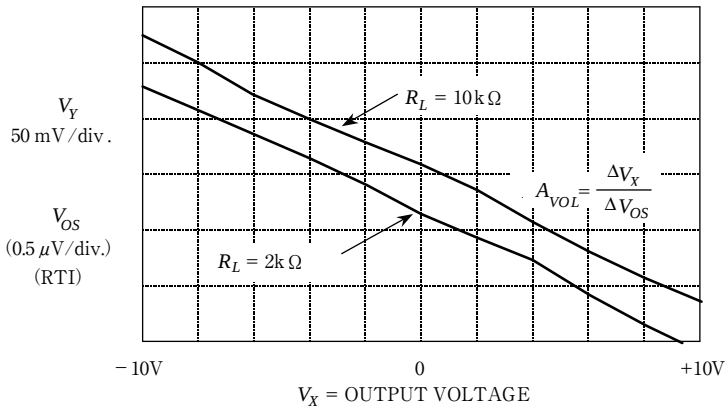
$$\text{オープンループ・ゲイン非直線性} = \frac{1}{A_{VOL(\min)}} - \frac{1}{A_{VOL(\max)}} \dots\dots\dots (2-19)$$

クローズドループ・ゲイン非直線性は、オープンループ・ゲイン非直線性にノイズ・ゲイン NG をかけることにより得られます。

$$\text{クローズドループ・ゲイン非直線性} = NG \left(\frac{1}{A_{VOL(\min)}} - \frac{1}{A_{VOL(\max)}} \right) \dots\dots\dots (2-20)$$

理想的には、 $V_{OS}-V_X$ プロットは一定の傾きをもった直線となり、そしてその逆数のグラフがオープンループ・ゲイン A_{VOL} となります。傾きのない水平な線が無限大のオープンループ・ゲインを示します。実際のOPアンプではサーマル・フィードバックなど、非直線性により全出力範囲にわたって傾きは一定になりません。実際、傾きの極性が変わる

〈図 4-16〉OP177 のゲイン非直線性



$$A_{VOL(average)} \approx 800万$$

$$A_{VOL(max)} \approx 910万, A_{VOL(min)} \approx 570万$$

$$\text{オープンループ・ゲイン非直線性} \approx 0.07 \text{ ppm}$$

$$\text{クロズドループ・ゲイン非直線性} \approx NG \times 0.07 \text{ ppm}$$

こともあります。

図 4-16 は高精度 OP アンプ OP177 の V_X - V_Y (および V_{OS}) のプロットです。このプロットは二つの異なる負荷抵抗、2 kΩ と 10 kΩ の場合を示しています。傾きの逆数は両端の点で計算され、 A_{VOL} の平均値は 8,000,000 です。 A_{VOL} の最大値と最小値はそれぞれおよそ 9,100,000 と 5,700,000 と測定できます。これはオープンループ・ゲイン非直線性 0.07 ppm に相当します。ノイズ・ゲインが 100 なので、クロズドループ・ゲイン非直線性は約 7 ppm です。

この非直線性の測定は、ほとんどの高精度 DC 回路において適用できます。また、オーディオのように広い帯域の応用においても適用できます。たとえば、図 4-15 の X-Y 表示方法は、非適切な設計をされた OP アンプの出力段のクロスオーバー歪みを簡単に示すことができます。

4-6 OP アンプの周波数応答

OP アンプの周波数応答を議論するときには種々の項目を考えなければなりません。いくつかの項目は電圧帰還型アンプにも電流帰還型アンプにも関連し、いくつかの項目はそのどちらか一方だけに関係します。通常、OP アンプのタイプによって変わる内容は小信

号特性であり、大信号特性は両方のOPアンプに適用できます。

大信号の定義は、極（ポール）で決定される小信号特性と異なり、出力のスルー・レートによって出力電圧が周波数で制限される領域です。OPアンプの種類によって異なる小信号特性を考えるまえに、大信号特性について考えてみましょう。

●周波数応答…スルー・レートとフルパワー・バンド幅

アンプのスルー・レート (slew rate ; SR) は出力電圧の最大変化率のことで、V/s (通常は V/ μ s) で表されます。すでにOPアンプが立ち上がりとしち下がり異なるスルー・レートを示すことを述べましたが、ここでは、十分に高速なOPアンプは対称なスルー・レートを示すと仮定します。

周波数 f 、最大振幅が $2V_p$ のサイン波形を考えてみると、出力電圧は次の式で示されます。

$$V(t) = V_p \sin 2\pi ft \quad \cdots \cdots \cdots (2-21)$$

このサイン波形は、ゼロを横切る点で最大変化（傾き）を示します。この最大変化は次のように示されます。

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f V_p \quad \cdots \cdots \cdots (2-22)$$

この信号を歪みなしに再生するためには、OPアンプの出力はこのレート（あるいはさらに速いレート）で応答しなければなりません。OPアンプが出力の最大変化、つまりスルー・レートに達したときをスルー・リミッティング(あるいはレート・リミッティング)といいます。スルー・リミッティングが発生しない最大信号周波数は、スルー・レートに比例し、信号振幅に逆比例します。そこで、ある一定の出力電圧でスルー・リミッティングが発生しない最大周波数を、OPアンプのフルパワー・バンド幅 (full-power bandwidth ; FPBW) と定義できます。式 (2-22) において、アンプの最大ピーク振幅を $2V_p$ とし、 dV/dt をアンプのスルー・レート SR とし、 f について解くと次のようになります。

$$FPBW = \frac{SR}{2\pi V_p} \quad \cdots \cdots \cdots (2-23)$$

スルー・レートとフルパワー・バンド幅は、電源電圧とアンプが駆動する負荷（特に容量性負荷）にも依存します。

スルー・レートとフルパワー・バンド幅について、重要な項目を表4-2にまとめておき

〈表 4-2〉 スルー・レートとフルパワー・バンド幅

- ・スルー・レート＝OPアンプの出力電圧の変化の最大傾き
- ・範囲：数V/ μ s～数千V/ μ s
- ・サイン波の場合

$$V_{out} = V_p \sin 2\pi ft$$

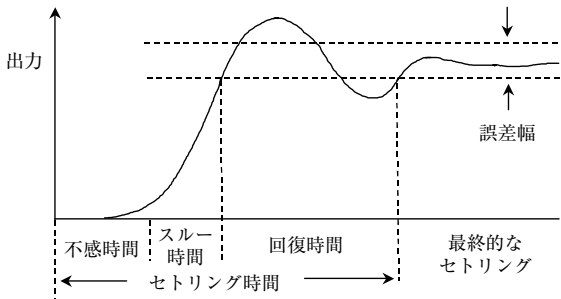
$$dV/dt = 2\pi V_p \cos 2\pi ft$$

$$(dV/dt)_{\max} = 2\pi f V_p$$
- ・もし、 $2V_p = \text{OPアンプの出力振幅の最大値ならば}$

$$SR = (dV/dt)_{\max} = 2\pi F_{PBW} \cdot V_p$$

$$F_{PBW} = SR / 2\pi V_p$$

〈図 4-17〉セトリング時間



- 誤差幅は通常は変化幅の百分率で表される。たとえば0.1%，0.05%，0.01%，など。
- セトリング時間は非直線である。たとえば0.01%へのセトリング時間は0.1%へのセトリング時間の30倍かかる。
- 製造メーカはしばしば、OPアンプの特性が見かけ上よくなるような誤差幅を選択する。

ました。一例をあげれば、1V ピーク出力の1MHz のサイン波を再現するためには、最低6.28V/ μ s のSRが必要となります。

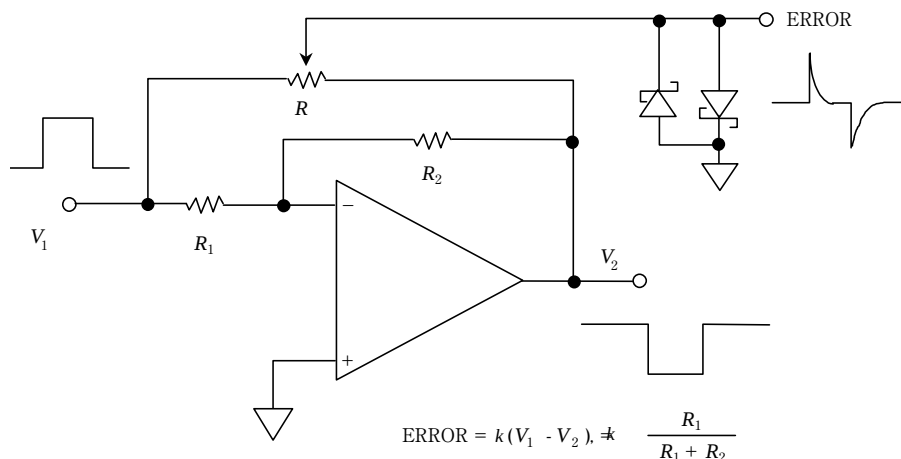
実際のOPアンプはスルー・リミットに達するまえに歪みが増加するため、現実的には、実際の回路において表に示した値よりSRが大きなデバイスを選択する必要があります。

●周波数応答…セトリング時間

OPアンプのセトリング時間は図4-17に示されるように、入力ステップ状の入力変化に対する出力の応答が、入力パルスの立ち上がり(下がり)スタート時点から規定された誤差範囲に入るまでの時間と定義されます。

D-Aコンバータとは異なり、OPアンプには原理的な誤差はありません(D-Aコンバー

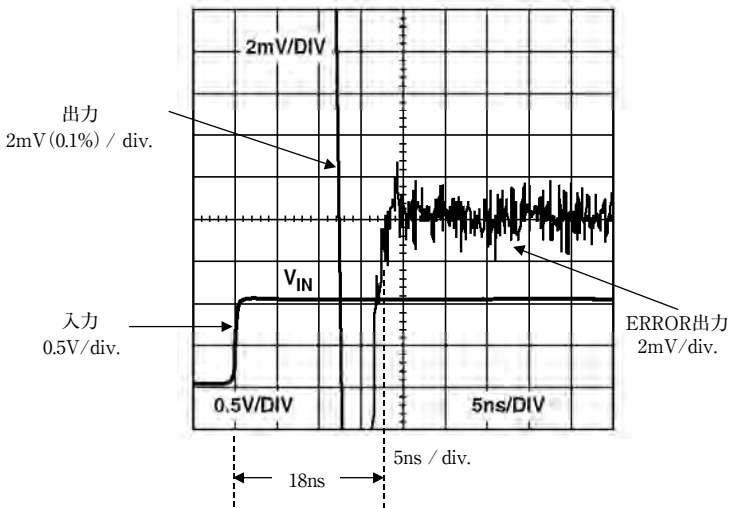
〈図4-18〉疑似サミング・ノードを利用したセトリング時間の測定



タには1 LSB,あるいは ± 1 LSBの誤差範囲が存在する)。よって、誤差範囲は他の定義,たとえばステップ幅(1 V, 5 V, 10 V, など)とともに定義されます。何が選択されるかはOPアンプの性能に依存するため、デバイスごとに選択される値が異なり、デバイスごとの比較を難しくしています。またセトリングは線形でなく、種々の異なる時定数が関与しています。初期の誘電体分離プロセス(DIプロセス)にその例を見ることができます。それらのOPアンプはフルスケールの1%に非常に速くセトリングしましたが、10ビット精度(0.1%)にセトリングするためには、ほとんど無限の時間が必要でした。同様に、いくつかの非常に高精度なOPアンプは0.025%に数 μs でセトリングしますが、0.001%以上の値にセトリングするには、サーマル・エフェクト(thermal effect)により数十msが必要です。

サーマル・エフェクトにより、短時間のセトリング時間(一般にnsオーダー)と長時間のセトリング時間(一般に μs あるいはmsオーダー)に大きな違いが発生するので注意が必要です。多くのACアプリケーションにおいては長時間のセトリングは重要ではありませんが、もしそれを重要視する場合には、短時間のセトリングとはまったく異なる時間軸で測定する必要があることに留意してください。

精度の高いセトリング時間の測定は非常に難しいものです。波高が平坦な高精度で低ノイズの高速パルスが発生するためには、非常に注意深い作業が必要です。また、オシロスコープの入力を高感度レンジに設定すると、そのフロントエンドは大振幅のステップ電圧

〈図 4-19〉AD8039 のセトリング時間を直接測定した結果 ($G=+2$)

によりオーバードライブされてしまいます。

図 4-18 に示す回路で、反転増幅回路の OP アンプのセトリング時間を測定することができます。「疑似サミング・ノード」の信号 (ERROR 出力) は、入力 V_1 と出力 V_2 の信号の差、つまり誤差信号を k 倍した値に相当します。

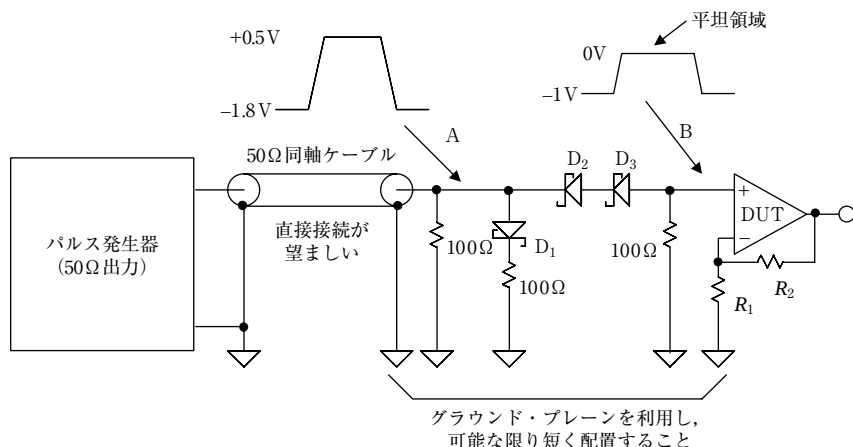
この回路を信頼性よく動作させるためにはたくさんの工夫が必要です。浮遊時定数を最小にするために抵抗値は低くなければなりません。逆接続したショットキー・ダイオードによるクランプはオシロスコプのオーバードライブを防ぎ、高感度測定を可能にします。ここで、 $R_1 = R_2$ であれば $k = 0.5$ となります。よって、10 V 入力の 0.1 % に相当する ERROR 出力の振幅は 5 mV に相当します。

場合によっては信号を増幅するために、疑似サミング・ノードの後に非常に高速なアンプが用いられます。測定の有効性を確保するために、OP アンプ製造メーカの試験回路と同一の回路でセトリング時間の測定を行われなければなりません。

最新のデジタル・オシロスコプは入力のオーバードライブに強く、ERROR 出力の波形を直接測定することができますが、事前にそのオシロスコプの取扱説明書を注意深く検討し、確認する必要があります。直接測定ならば、非反転モードと反転モードの両方の測定が可能です。AD8039 のフラット・パルス入力に対する出力例を図 4-19 に示します。0.1 % へのセトリング時間は約 18 ns であることがわかります。

このようなセトリング時間の測定を実施するためには、適切な平坦度のパルスを生ずるで

〈図 4-20〉簡単な平坦パルス発生器

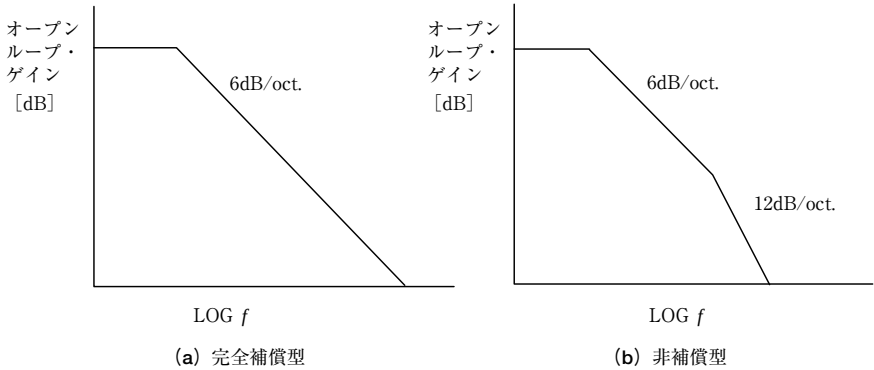


きるパルス・ジェネレータを利用しなければなりません。たとえば、0.1%へのセトリング時間が20 nsのOPアンプを測定するためには、印加パルスは5 nsで0.05%以内にセトリングする必要があります。

そのような信号発生器は高価ですが、図 4-20 に示すような簡単な回路と適度に出力がフラットな発生器で、フラット・パルスを作ることができます。

図 4-20 の回路は、 D_1 - D_2 - D_3 が低容量ショットキー・バリア・ダイオードであり、すべての接続のリード長が最小であるときに最高の動作をします。回路とパルス・ジェネレータ間を短い50 Ω同軸ケーブルで接続することもできますが、パルス・ジェネレータの出力に直接テスト・フィクスチャを接続すると最良の結果が得られます。パルス・ジェネレータはA点において立ち上がりが5 ns以内に-1.8 Vから+0.5 Vになるよう調整します(DUTのセトリング時間は20 ns程度と仮定する)。立ち上がり時間が短すぎるとリングを発生し、長すぎる立ち上がり時間はDUTの立ち上がりを遅くします。そのため、実際の回路において最高の結果を得るには最適化が必要となります。パルス・ジェネレータの出力でA点が0 V以上となると D_1 が導通を開始し、そして D_2 / D_3 は逆バイアスされます。DUT入力のB点の信号が0 V付近だと、 D_2 - D_3 の直列接続回路の漏れ電流と浮遊容量を無視すれば、DUTの入力は確実に平坦です。ダイオード D_1 と直列に接続された100 Ωの抵抗はA点のパルスが正の間、約50 Ωにターミネートします。

〈図 4-21〉電圧帰還型 OP アンプの周波数特性



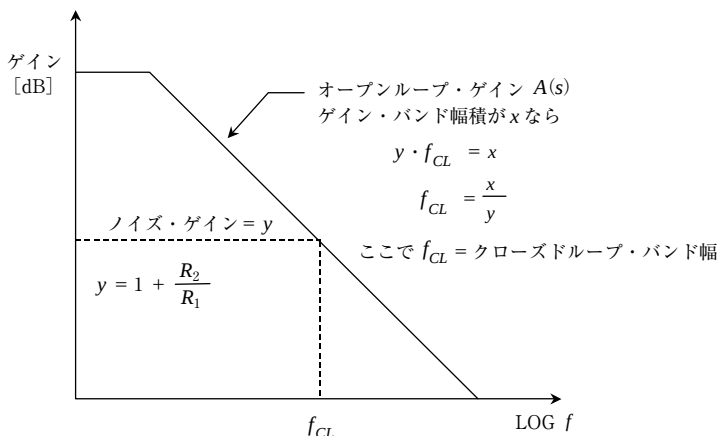
●周波数応答…電圧帰還型 OP アンプの利得帯域幅積

図 4-21 に電圧帰還型 OP アンプのオープンループ・ゲイン-周波数特性を示します。この特性には二つの種類があります。図 4-21 (a) に最も一般的な、高い DC ゲインがユニティ・ゲインまで、かなり低い周波数から 6 dB/oct. で減衰する例を示します。これは古典的な単極（シングル・ポール）応答です。一方、図 4-21 (b) に示すアンプは極（ポール）が二つあり、ゲイン特性はしばらくの間は 6 dB/oct. で減衰し、そしてその後は 12 dB/oct. で減衰します。図 4-21 (a) のアンプは位相補償型（あるいは unconditionally stable 型）として知られており、ノイズ・ゲインが 1 の状態で利用可能です。このタイプのアンプは出力から反転入力へ帰還（容量性帰還も含む）を 100% かけても安定です。

この点について図 4-21 (b) のアンプと比較してみましょう。この OP アンプを、ゲイン-周波数特性が 6 dB/oct. から 12 dB/oct. に変化する点より低いノイズ・ゲインで利用すると、帰還回路の位相シフトが大きすぎて発振してしまいます。このタイプのアンプは「ゲイン $x\text{ dB}$ 以上で安定」と特徴づけられ、 x は 6 dB/oct. と 12 dB/oct. の変化点でのゲインです。もちろん、ここではノイズ・ゲインについて述べています。安定なゲインは 2～25 程度であり、通常「ゲイン 5 で安定」などといわれます。これらの非補償型 OP アンプは補償型 OP アンプより広い利得帯域幅積を示し、他の特性は同等です。そのため非補償型 OP アンプは、設計上の若干の複雑さがあるにもかかわらず利用されています。しかしながら、補償型 OP アンプと異なり、出力から反転入力へ直接に容量性の帰還をかけて利用することはできません。

両方のタイプがともに 6 dB/oct. の周波数特性を示す周波数範囲において、クローズドループ・ゲインと 3 dB ゲイン・バンド幅の積は一定であり、この値は利得帯域幅積

〈図 4-22〉電圧帰還型 OP アンプの利得帯域幅積



(Gain-BandWidth product ; *GBW*) と呼ばれ、OP アンプの良さを示す特性のひとつです。

たとえば、 x MHz の *GBW* の OP アンプにおいて、ノイズ・ゲインが 1 の周波数のクローズドループ周波数帯域は x MHz で、ノイズ・ゲインが 2 の場合は $x/2$ MHz です。つまり、ノイズ・ゲインが y であれば周波数帯域は x/y MHz です (図 4-22)。クローズドループ・バンド幅は、ノイズ・ゲインの平坦な値とオープンループ・ゲインの交わる周波数となります。

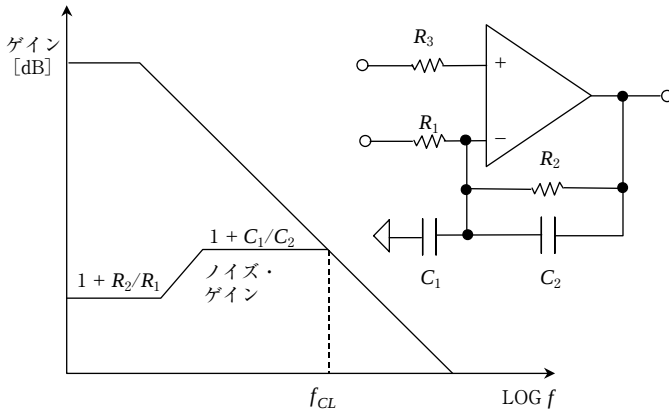
上記の例は、帰還回路は抵抗で構成されていると仮定しています。しかし、実際にはそのような場合は例外であり、OP アンプの安定性を確保するために帰還容量が必要となります。

図 4-23 は典型的な例であり、OP アンプの反転入力に C_1 が接続されています。この容量は OP アンプの内部容量とそのほかに発生しうる外部浮遊容量を合計したものです。この容量は常に存在し、ノイズ・ゲインの伝達関数に極 (ポール) を発生させます。

最終的なノイズ・ゲイン特性の傾きと、オープンループ・ゲイン特性の交点が、システムの安定性を決定します。安定性を確保するには、最終的なノイズ・ゲインはオープンループ・ゲイン特性が 6 dB/oct. (20 dB/dec.) 以下の点で交わらなければなりません。帰還容量 C_2 を加えることにより、ノイズ・ゲインの伝達関数にゼロを作り、回路を安定にさせることができます。図 4-23 において、クローズドループ・バンド幅 f_{CL} はノイズ・ゲインがオープンループ・ゲインと交わる点です。

ノイズ・ゲインのボード線図は、OP アンプの安定性を解析するために非常に有効なツールです。ボード線図の作成は比較的単純です。ノイズ・ゲインと安定性についてのこれ

〈図 4-23〉抵抗とリアクタンス素子で構成された電圧帰還型 OP アンプのノイズ・ゲインのボーデ線図



以上の議論は本章の目的から外れるので、ボーデ線図の解析と作成の取り扱いについては文献 (1) に譲ります。2 次の特性をもつシステムのノイズ解析については、本章の後半で述べることにします。

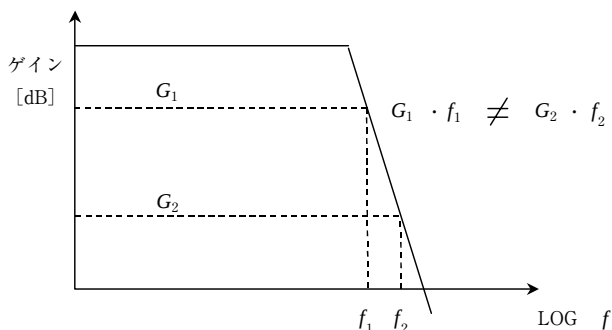
●周波数応答…電流帰還型 OP アンプ

電流帰還型 OP アンプは、電圧帰還型と異なるふるまいをします。容量性帰還や出力から反転入力への直接帰還をかけると、不安定になります。電流帰還型 OP アンプは、一般に最大バンド幅を与える最適な帰還抵抗の値が存在します。この抵抗値は電源電圧により変化するので、デバイスのデータシートを参照してください。帰還抵抗を増加させるとバンド幅は減少します。反対に、帰還抵抗を減少させるとバンド幅は広がりますが、アンプは不安定になります。

図 4-24 に示すように、ある与えられた帰還抵抗 (R_2) の電流帰還型 OP アンプのクロードループ・ゲインは、ノイズ・ゲインによって大きく影響を受けることはありません。それゆえ、電流帰還型 OP アンプに利得帯域幅積を適用することはできません。なぜならば GB 積が一定でないからです。電流帰還型 OP アンプの応用において、必要とされるクロードループ・ゲインを得るために、そのデバイスに適切な帰還抵抗 (R_2) と接地抵抗 (R_1) が選択されます。ゲインと R_2 および R_1 との関係は、電圧帰還型 OP アンプの場合と一致します (図 2-3 参照, p.131)。

一般に、電流帰還型 OP アンプのデータシートには、すべてのゲインと電源電圧にわたって、最大バンド幅を得られる推奨抵抗値の一覧表が記載されています。

〈図 4-24〉電流帰還型 OP アンプの周波数特性



- 最適な特性を得るための帰還抵抗は一定。大きな値は帯域を狭くし、小さな値は不安定な動作を引き起こす。
- 帰還抵抗が固定であれば、ゲインの変更はバンド幅にほとんど影響を与えない。
- 電流帰還型OPアンプは一定の利得帯域幅積をもたない。

●帯域幅の平坦度

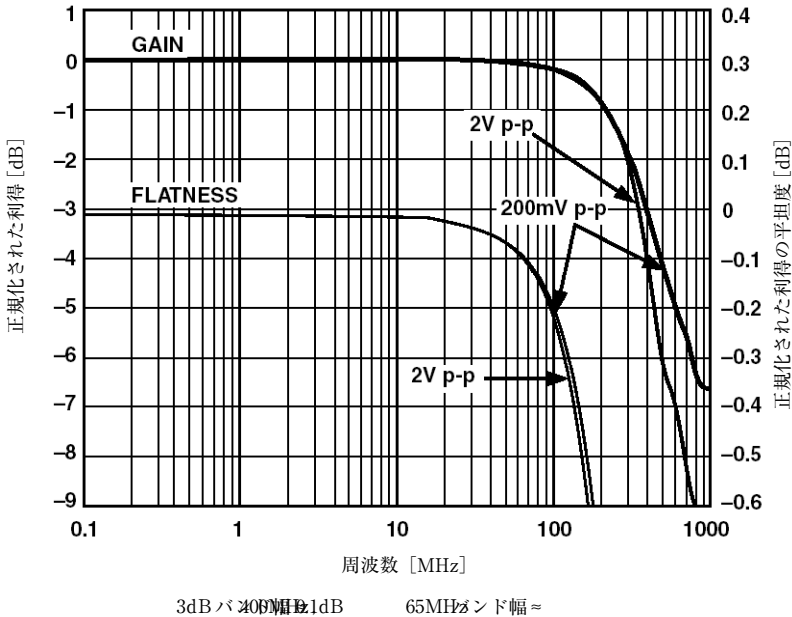
プロ用ビデオ機器のように要求の厳しいアプリケーションでは単に-3 dB バンド幅を規定するだけでは不十分で、規定された最大周波数にわたって平坦なゲインと位相の直線性が求められます。具体的には、習慣的に0.1 dB バンド幅、あるいは0.1 dB バンド・フラットネスが規定されます。後者は、0.1 dB バンド幅で規定された周波数まで0.1 dB 以上のゲインのリプルがないことを意味します。

ビデオ用バッファ・アンプは通常、3 dB と 0.1 dB バンド幅が規定されています。例として、図 4-25 に AD8075 (3 回路入りビデオ・バッファ) の周波数特性を示します。

3 dB バンド幅が約 400 MHz であることに注意してください。これは、左側に書かれた縦軸目盛り (1 dB/div. スケール) に対応する “GAIN” と表記されたグラフにより読み取れます。

“FLATNESS” のグラフは、0.1 dB/div. スケールの右側の縦軸目盛りで表されます。このスケールにより 0.1 dB バンド幅を読み取ることができ、この場合は 65 MHz となります。ここで 3 dB バンド幅と 0.1 dB バンド幅には大きな違いがあることがわかります。65 MHz / 0.1 dB 程度の特性を得るためには、(通常の 3 dB バンド幅の測定方法で) 400 MHz バンド幅のアンプが必要となるわけです。

ここで、これらの特性は 75 Ω の出力インピーダンスと 75 Ω で終端されたケーブル、つまり 150 Ω の抵抗性負荷を駆動するときに適用されることに注意が必要です。アンプの出力に容量性負荷を接続すると周波数特性にピークを生じさせるため、避けなければなりません。

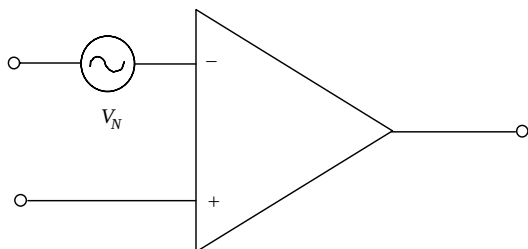
〈図 4-25〉AD8075 の 3 dB/0.1 dB バンド幅 ($G=2$, $R_L=150\ \Omega$)

4-7 OPアンプのノイズ

この節では外部ノイズではなく OPアンプの内部で発生するノイズについて述べます。外部ノイズも重要ですが、それらについては第5巻（原著では Chapter 7）で詳細に述べることにし、この章ではもっぱら内部ノイズについて検討します。

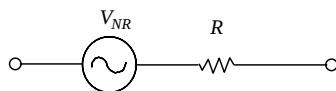
OPアンプには、二つの入力間に差動で現れる電圧ノイズと、それぞれの入力に現れる二つの電流ノイズ源の三つのノイズ源があります。図 4-26 に単純な OPアンプの電圧ノイズ・モデルを示します。三つのノイズ源は事実上無相関です（それぞれ独立である）。二つの電流ノイズの間にはほんの少しの相関がありますが、相関は大変小さいために、実際のノイズ解析で考慮する必要はありません。これらの三つの内部ノイズ源に付け加え、OPアンプのゲインを設定するための外部抵抗のジョンソン・ノイズを考慮する必要があります。

〈図 4-26〉入力電圧ノイズ



- 入力電圧ノイズはバンド幅に依存し、 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ で表される(ノイズ雑音密度)
- 通常の範囲は $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}} \sim 20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

〈図 4-27〉抵抗のジョンソン・ノイズ



- すべての抵抗は次式で表す電圧ノイズ V_{NR} を発生する

$$V_{NR} = \sqrt{4kTBR}$$

$$T: \text{絶対温度, } T = T_C [^\circ\text{C}] + 273.15$$

$$B: \text{バンド幅 [Hz]}$$

$$k: \text{ボルツマン定数 } (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K})$$
- 1000Ω の抵抗は 25°C において $4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ のノイズを発生する

すべての抵抗は、

$$V_{NR} = \sqrt{4kTBR}$$

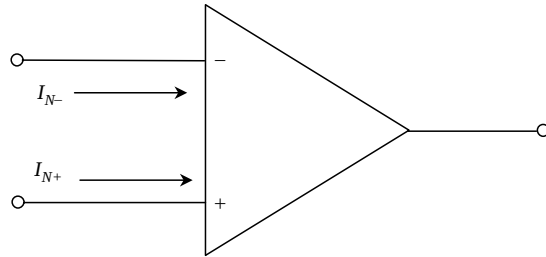
k : ボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T : 絶対温度, B : バンド幅, R : 抵抗値

というジョンソン・ノイズを発生します。これは本質的な属性で、ジョンソン・ノイズを発生しない抵抗を得ることはできません。単純なモデルは図 4-27 のように示されます。

無相関なノイズの電圧は自乗和の平方根、つまり V_1, V_2, V_3 のノイズ電圧は $\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}$ で加算されます。ノイズ電力はもちろん単純に加算されます。ノイズ電圧は自乗和で計算されるため、他のノイズより 3～5 倍大きいノイズが支配的で、その他のノイズは通常は無視できます。このことからノイズの見積りを簡単にすることができます。

種々の OP アンプの電圧ノイズは $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下 $\sim 20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, あるいはそれ以上の値

〈図 4-28〉入力電流ノイズ



- 通常の範囲： $0.1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}} \sim 10\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 電圧帰還型OPアンプの反転入力と非反転入力の電流ノイズは無相関（事実上）で、振幅はほぼ同じ
- 単純なBJTあるいはJFET入力回路では電流ノイズはバイアス電流のショット・ノイズであり、バイアス電流から計算できる
- バイアス電流補償型入力あるいは電流帰還型OPアンプの電流ノイズは計算できない
- 電流帰還型OPアンプの二つの入力電流ノイズは一致しない、 $1/f$ コーナ周波数も異なる

です。サイズの大きな（したがって入力容量の大きい）入力トランジスタを利用した低ノイズのJFET OPアンプ（AD743/AD745 など）を製作することも可能ですが、一般にバイポーラ OPアンプはJFETのものより低い電圧ノイズを示す傾向があります。電圧ノイズはデータシートに記載されており、他のパラメータから推察することはできません。

電流ノイズは入力回路の構造によりさらに大きく異なります。その値は、約 $0.1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ （JFET エレクトロメータ OPアンプ）から数 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ （高速バイポーラ OPアンプ）の範囲です。その値は必ずデータシートに規定されているとはかぎりませんが、単純なBJTやJFETの場合、電流ノイズはバイアス電流のショットキー・ノイズ（ショット・ノイズ）なので、入力に流れるバイアス電流から計算することができます。

ショット・ノイズの周波数密度は単純に $\sqrt{2I_B q} / \sqrt{\text{Hz}}$ で表せ、 I_B はバイアス電流（アンプの）で、 q は電子の電荷（ $1.6 \times 10^{-19}\text{C}$ ）です。バイアス補償型 OPアンプや電流帰還型 OPアンプのように、二つの内部電流の差が外部バイアス電流となる場合はこのように計算することはできません。単純な電流ノイズのモデルを図 4-28 に示します。

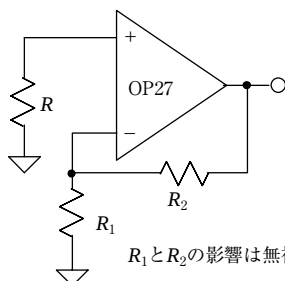
電流ノイズは、電流がインピーダンスに流れて電圧ノイズを発生します。OPアンプ回路の入力抵抗を低く保つことは、電流ノイズの影響を小さくすることに役立ちます（このことは同様にオフセット電圧を最小にすることにも役立つ）。

それゆえ、周辺回路のインピーダンスにより、最適な低ノイズ OPアンプを選択すべきです。このことを、いくつかのインピーダンスの実例とともに解説します。

電圧ノイズが低く（ $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ）、電流ノイズが大きい（ $1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ）OPアンプである、

〈図 4-29〉異なる信号源インピーダンスで支配的なノイズ源

【例】OP27

電圧ノイズ = $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 電流ノイズ = $1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $T = 25^\circ\text{C}$  R_1 と R_2 の影響は無視する

ノイズ源	抵抗値		
	0	3k Ω	300k Ω
アンプの電圧ノイズ	3	3	3
抵抗に流れるアンプの電流ノイズ	0	3	300
抵抗のジョンソン・ノイズ	0	7	70

入力換算ノイズ [$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$]

支配的なノイズ源を強調

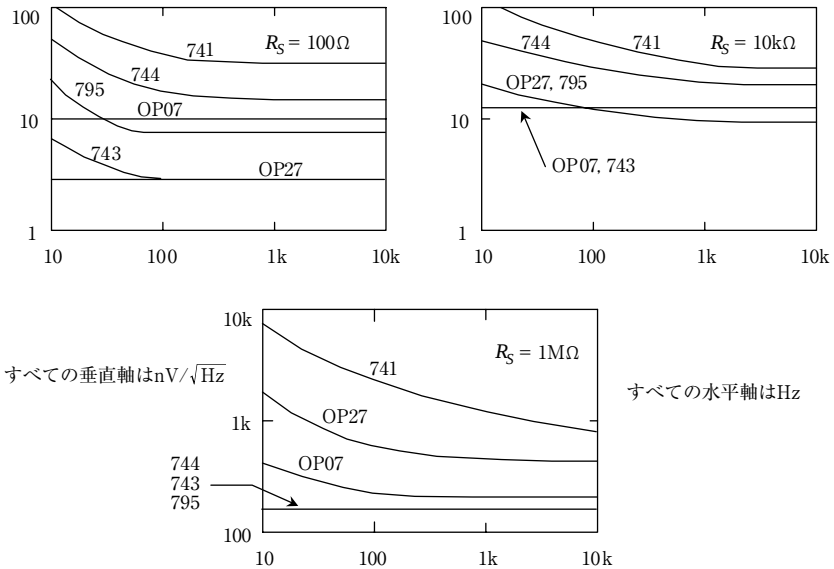
OP27の例を考えてみましょう。信号源の内部インピーダンスがゼロの場合は、図 4-29 中の表の左に示されるように電圧ノイズが支配的です。信号源の内部インピーダンスが $3\text{k}\Omega$ の場合は、図 4-29 中の表の中央に示されるように、 $1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の電流ノイズが $3\text{k}\Omega$ に流れて発生するノイズは電圧ノイズと同じ値であり、 $3\text{k}\Omega$ の抵抗のジョンソン・ノイズ $7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ が支配的となります。信号源の内部インピーダンスが $300\text{k}\Omega$ の場合は、電流ノイズが占める部分が 100 倍の $300\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ となり、電圧ノイズは変わらず、そしてジョンソン・ノイズ（この値は抵抗の平方根に比例する）は 10 倍となります。したがって電流ノイズが支配的となります。

上記の例は、低ノイズの OP アンプを選択した場合、出力ノイズは信号源インピーダンスに依存し、信号源インピーダンスが高インピーダンスの場合は常に電流ノイズが支配的であることを示します。

図 4-30 から、異なる信号源インピーダンス R_S において異なるアンプが最適であることは明白であるといえます。低インピーダンス回路において、比較的大きな電流ノイズが影響しないため、安価な OP27 のような低電圧ノイズ・アンプが最適な選択といえます。中程度の信号源インピーダンスではジョンソン・ノイズが支配的ですが、一方、信号源インピーダンスが大きい場合は AD549 や AD795 のように可能なかぎり電流ノイズが小さい OP アンプを選択する必要があります。

最近まで BiFET アンプは比較的電圧ノイズが大きい（電流ノイズはとても少ないが）ため、低インピーダンス回路より高インピーダンス回路の低ノイズ用途に適していました。

〈図 4-30〉アンプによって異なる最適な信号源インピーダンス

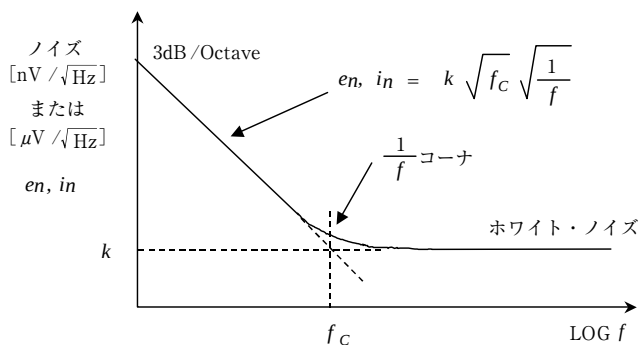


しかし AD795, AD743, AD745 では電圧ノイズも電流ノイズも大変小さくなっています。AD795 の規格は 10 kHz において $10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $0.6\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, そして AD743/AD745 の規格は 10 kHz において $2.9\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $6.9\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ です。これらのアンプを利用すれば、広い信号源インピーダンスに渡り、ローノイズ回路を設計することができます。

アンプのノイズ・フィギュアは、あるアンプのノイズを、同じ条件に置かれた完全にノイズのないアンプ (訳注: 抵抗のジョンソン・ノイズが唯一のノイズ源である回路) のノイズと比較した量 (単位は dB) です。この定義は高周波やビデオのように、50 Ω あるいは 75 Ω で終端される伝送ラインが一般的な分野で有効ですが、一方、その他の一般的な電子回路では意味をもちません。通信分野におけるノイズ・フィギュアの詳細については第 4 巻 (原著では Chapter 6) で述べます。電圧ノイズ・スペクトラム密度や電流ノイズ・スペクトラム密度は一般的な規格で、ほとんどの場合において有効です。

ここまでのところ、ノイズをホワイト雑音 (スペクトラム密度が周波数により変化しない) であると仮定してきました。このことは OP アンプのほとんどの周波数範囲に渡って適用できます。しかし、低い周波数領域においてノイズ・スペクトラム密度は図 4-31 のように 3 dB/oct. で増加します。この領域において、電力スペクトラム密度は周波数に逆比例します。そのため、電圧ノイズ・スペクトラム密度は周波数の平方根に逆比例します。

〈図 4-31〉OPアンプのノイズの周波数特性



- $1/f$ コーナ周波数はOPアンプのノイズ特性の良さを示す（低いほうが良い）
- 代表的な範囲：2Hz～2kHz
- 電圧ノイズと電流ノイズの $1/f$ コーナ周波数は一致しない

このことから、このノイズは一般的に $1/f$ ノイズと呼ばれています。ただし文献によっては、古い呼称であるフリッカ・ノイズをいまだに利用しているものもあります。

ノイズの増加が始まる周波数は、 $1/f$ コーナ周波数 (f_c) として知られ、特性の良さを表す指標であり、この値は低いほうが良いといえます。 $1/f$ コーナ周波数はある特定のアンプにおいて、電圧ノイズと電流ノイズで一致するとはかぎらず、電流帰還型 OP アンプでは三つの $1/f$ ノイズ、いわゆる入力電圧ノイズ、反転入力電流ノイズ、非反転入力電流ノイズがあります。

電圧あるいは電流ノイズ・スペクトラム密度の一般式を下に示します。

$$e_n, i_n = k \sqrt{f_c} \sqrt{\frac{1}{f}} \dots\dots\dots (2-24)$$

k ：ホワイト電流/電圧ノイズ・レベル， f_c ： $1/f$ コーナ周波数

最もすぐれた低周波ローノイズ・アンプのコーナ周波数は 1～10 Hz であり，JFET デバイスや汎用の OP アンプでは 100 Hz 以下です。一方，超高速アンプでは高速の要求を達成するために，数百 Hz あるいは 1 kHz～2 kHz という劣った値となっています。このことは，そのようなデバイスが目的とする高い周波数において重要ではありませんが，オーディオ帯域，特にイコライザとして使用するときに影響します。

●ポップコーン・ノイズ

ポップコーン・ノイズは、オーディオ・システムを通じて再生させるとポップコーンを作るときのような音がするために、そのように呼ばれています。このノイズは10 ms以上の時間間隔でランダムに発生する、オフセット電圧のランダムな階段状の変化が原因です。このノイズは、不適当なプロセス上の取り扱いや品質の悪いシリコン材料によって引き起こされるシリコン・チップ上の格子欠陥や過度の汚れによって発生します。

モノリシック OP アンプが初めて紹介された1960年代、ポップコーン・ノイズが支配的なノイズ源でした。しかし今日では、ポップコーン・ノイズの原因は良く理解され、材料の純度は上がり、シリコン表面の汚れは少なく、ポップコーン・ノイズに対する生産試験の信頼性が高まったため、OPアンプ製造メーカが実用上ポップコーン・ノイズのない製品を出荷することは何ら難しくありません。このため、最近のほとんどのOPアンプの解説書では触れられなくなりました。

●ノイズの実効値に関する考察

すでに述べたように、雑音密度は周波数の関数です。ノイズの実効値を求めるためには、対象となる帯域の雑音密度カーブを積分しなければなりません。

1/fノイズの周波数範囲において、 f_L から f_C までの周波数帯域のノイズの実効値は次式で求まります。

$$V_{nRMS}(f_L, f_C) = v_{nw} \sqrt{f_C} \sqrt{\int_{f_L}^{f_C} \frac{1}{f} df} = v_{nw} \sqrt{f_C \log_e \frac{f_C}{f_L}} \quad \dots\dots\dots (2-25)$$

v_{nw} : ホワイト・ノイズの周波数範囲における雑音密度

f_L : 1/fノイズ周波数範囲で対象となる帯域の最小周波数

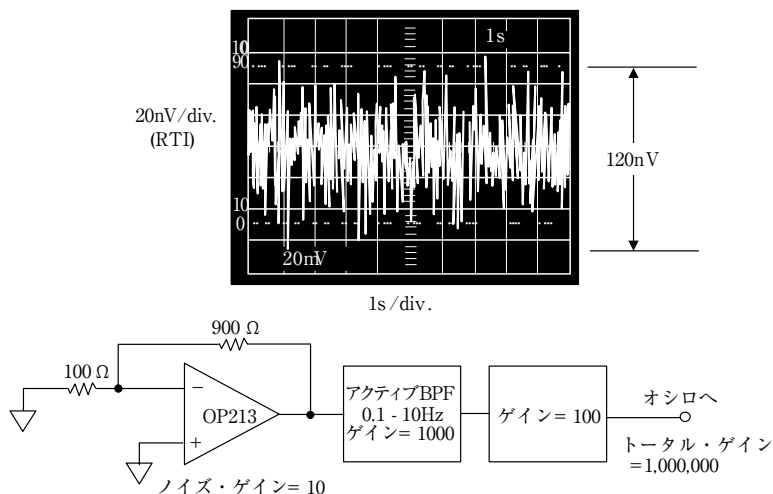
f_C : 1/fノイズのコーナ周波数

次の例は、 f_C から f_H に広がるホワイト・ノイズ周波数範囲を対象としています。この帯域のノイズの実効値は次の式で与えられます。

$$V_{nRMS}(f_C, f_H) = v_{nw} \sqrt{f_H - f_C} \quad \dots\dots\dots (2-26)$$

f_L から f_H までのノイズの実効値を得るために、式 (2-25) と式 (2-26) をまとめます。

〈図 4-32〉OP213 の 0.1Hz ～ 10Hz でのノイズはピーク・ツー・ピークで 120nV 以下



$$V_{nRMS}(f_L, f_H) = v_{nw} \sqrt{f_C \log_e \frac{f_C}{f_L} + (f_H - f_C)} \quad \dots\dots\dots (2-27)$$

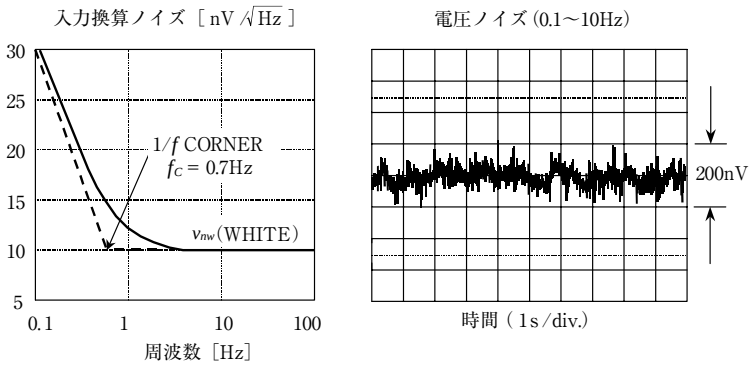
多くの場合、低周波数のピーク・ツー・ピークのノイズは 0.1 ～ 10 Hz の帯域で定義され、OP アンプと測定器の間に 0.1 ～ 10 Hz のバンドパス・フィルタを入れて測定されます。

図 4-32 は OP213 の例ですが、この測定は 1 s/div. の時間軸のオシロスコープによる波形写真で示されます。

0.1 ～ 10 Hz のバンド幅で測定された 1/f ノイズを電圧ノイズ密度に関連付けることができます。図 4-33 の左側の図は OP177 の入力電圧ノイズ密度を示し、右側の図は 0.1 ～ 10 Hz でのピーク・ツー・ピークのノイズのオシロスコープ写真です。 $f_L = 0.1$ Hz, $f_H = 10$ Hz, $f_C = 0.7$ Hz, $v_{nw} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を代入することにより、式 (2-26) で 0.1 ～ 10 Hz の積算されたノイズの実効値の計算ができます。答えは約 33 nV_{RMS}, あるいは 218 nV_{p-p} (実効値を 6.6 倍して求められる。後述する説明を参照) と求めることができます。この値はオシロスコープの写真から測定された 200 nV とよく一致しています。

高い周波数領域において同式の数値対数を含む項は無視でき、ノイズの実効値は次式で表されます。

〈図 4-33〉OP177 の入力電圧ノイズ



$$\blacklozenge V_{n,rms}(f_L, f_H) = v_{nw} \sqrt{f_C \ln \left[\frac{f_C}{f_L} \right] + (f_H - f_C)}$$

$$\blacklozenge f_L = 0.1\text{Hz}, f_H = 10\text{Hz}, v_{nw} = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}, f_C = 0.7\text{Hz} \text{ とすると}$$

$$\blacklozenge V_{n,rms} = 33\text{nV}$$

$$\blacklozenge V_{n,pp} = 6.6 \times 33\text{nV} = 218\text{nV}$$

$$V_{nRMS}(f_H, f_L) \doteq v_{nw} \sqrt{f_H - f_L} \dots\dots\dots (2-28)$$

そして、 $f_H \gg f_L$ であれば、

$$V_{nRMS}(f_H) \doteq v_{nw} \sqrt{f_H} \dots\dots\dots (2-29)$$

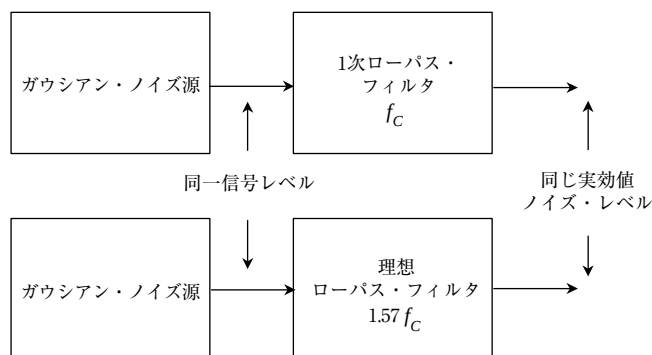
一方、一部の OP アンプ (OP07 や OP27) は高い周波数において電圧ノイズがいくらか増加する特性を示します。そのため、この近似式を用いて高い周波数のノイズを計算するときは、OP アンプの電圧ノイズ-周波数特性が平坦かどうか注意深く検討しなければなりません。

$1/f$ ノイズ帯域だけが関係する低周波数領域においては、 $f_C \gg (f_H - f_L)$ となり、ノイズの実効値は次式のようになります。

$$V_{nRMS}(f_H, f_L) = v_{nw} \sqrt{f_C \log_e \frac{f_H}{f_L}} \dots\dots\dots (2-30)$$

直流からの動作が要求されるとき、この $1/f$ ノイズをフィルタで減衰させることはで

〈図 4-34〉等価ノイズ帯域幅



$$\text{等価ノイズ帯域幅} = 1.57 \times f_C$$

きないことに注意する必要があります。 $f_H = 0.1 \text{ Hz}$ と $f_L = 0.001 \text{ Hz}$ を代入しても、 $18 \text{ nV}_{\text{RMS}}$ あるいは $119 \text{ nV}_{\text{pp}}$ の $1/f$ ノイズが生じます。

重要な点は、長時間に渡って多くの測定結果を平均化しても、理論的に $1/f$ ノイズの実効値を減少させることはできません。このノイズをさらに減少させる方法は、低周波ノイズを除去するチョッパ・スタビライズド OP アンプを利用することです。

現実のフィルタは有限なロールオフ特性をもつため、実際には規定された周波数以外からの影響なしに、規定された帯域のノイズを測定することは事実上不可能です。幸運なことに、1次のローパス・フィルタから生じる測定誤差は容易に計算できます。1次フィルタのカットオフ周波数 f_C より高い周波数帯域のノイズは、コーナ周波数を $1.57f_C$ にします。同様に2次のフィルタの見かけ上のコーナ周波数はおおよそ $1.2f_C$ です。通常、2次以上のフィルタの誤差補正係数は無視することができます。最終的な周波数帯域は、等価ノイズ帯域幅と呼ばれます (図 4-34 参照)。

ノイズの実効値 (RMS) を尖頭値 (p-p) に変換したいことがときどきあります。そのためには、ノイズに関する統計的な特性を理解しておく必要があります。ガウシアン・ノイズと実効値ノイズについて、ある電圧を越える値が生じる確率はその電圧が高いほど急速に減少することが統計的にいえます。しかしながら、その確率は決してゼロにはなりません。

したがって、表 4-3 に示すように、ある与えられたノイズの実効値に対して算出した尖頭値を越える電圧が発生する時間の割合を予測することはできますが、越えることのない尖頭値を算出することはできません。

〈表 4-3〉実効値と尖頭値の比

予測した尖頭値 [V]	予測した尖頭値を越える電圧が発生する時間の割合
$2 \times V_{\text{RMS}}$	32 %
$3 \times V_{\text{RMS}}$	13 %
$4 \times V_{\text{RMS}}$	4.6 %
$5 \times V_{\text{RMS}}$	1.2 %
$6 \times V_{\text{RMS}}$	0.27 %
$6.6 \times V_{\text{RMS}}^*$	0.10 %
$7 \times V_{\text{RMS}}$	0.046 %
$8 \times V_{\text{RMS}}$	0.006 %

*：最も一般的に使われる係数は6.6である

それゆえ、ノイズに関する仕様を尖頭値で表現する場合は、常に時間の制約とともに記載されます。前述の実効値の6.6倍は適切な値であり、この値を越える電圧が発生する時間はたったの0.1%です。

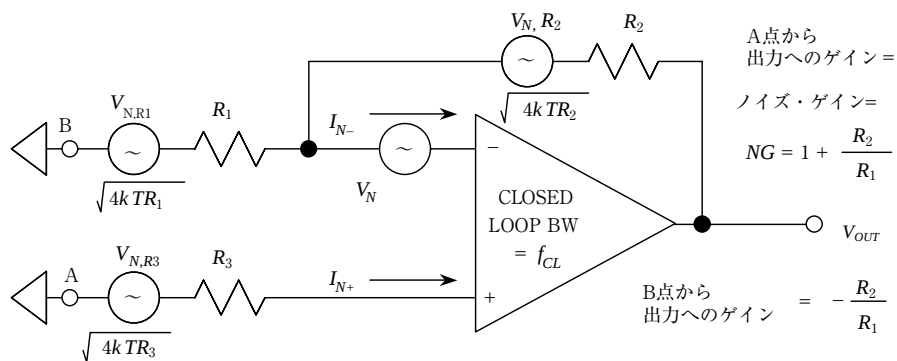
●トータル出力ノイズの計算

ノイズを考慮する際に、あるノイズ源の1/3～1/5以下のノイズ源をすべて無視しても、小さな誤差しか発生しないことはすでに述べました。このとき、それぞれのノイズ電圧を回路の同じ点で評価する必要があります。あるOPアンプ回路のノイズ特性を解析するとき、回路のそれぞれの要素がノイズに与える影響を評価し、どの要素がもっとも影響を与えるかを決定しなければなりません。このあとの計算を簡単にするために、ノイズ電圧値ではなく、雑音密度を利用して、計算式からバンド幅を無視できるようにします（雑音密度は一般に $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ で表され、1 Hzのバンド幅のノイズに等しい）。

図 4-35 に示すような、1 個の OP アンプと 3 個の抵抗 (R_3 はノード A の信号源抵抗を表す) からなる増幅回路には、六つのノイズ源があります。それは、三つの抵抗のジョンソン・ノイズ、OP アンプの電圧ノイズ、そして OP アンプの二つの入力電流ノイズです。それぞれの信号源は、アンプのノイズ出力にそれぞれ影響を与えます。ノイズは一般に入力換算ノイズ (Referred To the Input ; RTI) として規定されますが、入力換算ノイズを求めるために、まず出力換算ノイズ (RTO) を求め、その値をアンプのノイズ・ゲイン (信号ゲインではない) で除算したほうが、より簡単に求められることもあります。

表 4-4 では、図 4-35 のそれぞれのノイズ源が、どのように OP アンプの出力に反映されるかを詳細に解析しています。ここでは反転入力電流ノイズの影響について、さらに詳細に述べます。電流 I_{N-} は、予想に反して R_1 には流れません。なぜならばアンプの帰還回路は反転入力電位を変化させないように動作するため、反転入力端子の電流は R_2

〈図4-35〉1次系のOPアンプのノイズ・モデル



$$RTI \text{ NOISE} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_N^2 + 4kTR_3 + 4kTR_1 \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]^2 + I_{N+}^2 R_3^2 + I_{N-}^2 \left[\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right]^2 + 4kTR_2 \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]^2}$$

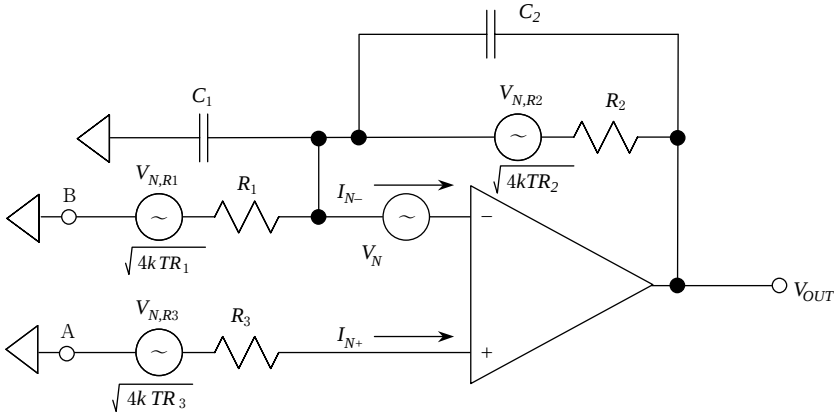
$$RTO \text{ NOISE} = NG \cdot RTI \text{ NOISE}$$

$$BW = 1.57 f_{CL}$$

〈表4-4〉ノイズ源とその出力換算の係数

ノイズ源 (電圧値表記)	OPアンプ出力に換算するための係数
R_3 のジョンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_3}$	ノイズ・ゲイン $1 + R_2/R_1$
R_3 から反転入力への電流ノイズ $I_{N+} \times R_3$	ノイズ・ゲイン $1 + R_2/R_1$
入力電圧ノイズ V_N	ノイズ・ゲイン $1 + R_2/R_1$
R_1 のジョンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_1}$	R_1 入力から出力へのゲイン $-R_2/R_1$
R_2 のジョンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_2}$	1
R_2 から反転入力への電流ノイズ $I_{N-} \times R_2$	1

〈図 4-36〉リアクティブ素子を含む OP アンプ回路のノイズ (2 次系)



にのみ流れるようになり、結果として $I_{N-} \times R_2$ の出力電圧をもたらすからです。 I_{N-} が R_1 と R_2 の並列回路に流れ、そしてノイズ・ゲイン倍に増幅された電圧として考えることもできますが、結果はまったく同じです。計算が複雑になるだけです。

三つの抵抗のジョンソン・ノイズ電圧は、すでに表 4-4 の式に表されています。すべての抵抗は $\sqrt{4kTBR}$ (k はボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T は絶対温度, B はバンド幅 [Hz], R は抵抗 [Ω]) で表されるジョンソン・ノイズを発生します。 1000Ω の抵抗は、 25°C において $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ のジョンソン・ノイズを発生するという関係は容易に覚えることができます。

ここまでの解析では、帰還回路は純抵抗性で、ノイズ・ゲインは周波数に対して平坦であると仮定していました。このことはほとんどの応用において適用できますが、しかし帰還回路がリアクティブ素子 (通常はキャパシタ) を含むとノイズ・ゲインは周波数帯域内で一定ではなく、ノイズの合計値を計算するためにはより複雑な手法を利用しなければなりません [特に文献 (2) および第 2 巻の第 3 部、第 4 章、4-4 (原著では Chapter 4, Section 4.4) を参照のこと]。

図 4-36 に示す回路は 2 次系で、キャパシタ C_1 は信号源の容量、反転入力端子の浮遊容量、OP アンプの入力容量などの合成容量を示しています。 C_1 はノイズ・ゲインの変化点を発生させます。 C_2 は安定性を確保するために付け加えたキャパシタです。

C_1 と C_2 があるために、ノイズ・ゲインは周波数の関数となり、高い周波数でピークをもちます (C_2 はダンピング・ファクタの小さな 2 次系を構成するように選択されたと仮定する)。単純に $R_1 C_1 = R_2 C_2$ を満足すれば、平坦なノイズ・ゲインが達成できると述べて

〈表 4-5〉2次系のノイズ源とその出力換算の係数/積分帯域

ノイズ源 (電圧値表記)	OPアンプ出力に換算するための係数/積分帯域幅	
R_3 のジョーンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_3}$	ノイズ・ゲイン 周波数の関数	クローズドループ・バンド幅
R_3 から非反転入力への電流ノイズ $I_{N+} \times R_3$	ノイズ・ゲイン 周波数の関数	クローズドループ・バンド幅
入力電圧ノイズ V_N	ノイズ・ゲイン 周波数の関数	クローズドループ・バンド幅
R_1 のジョーンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_1}$	B点から出力へのゲイン - R_2/R_1	$1/2 \pi R_2 C_2$
R_2 のジョーンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_2}$	1	$1/2 \pi R_2 C_2$
R_2 から反転入力への電流ノイズ $I_{N-} \times R_2$	1	$1/2 \pi R_2 C_2$

いる文献もあると思います。

しかし、電流-電圧変換回路において、 R_1 は通常は高抵抗であり、上記の方法はうまくいきません。この場合、信号帯域を最大にすることはやや複雑で、本書の第6章と第2巻、第4章の4-4 (原著では Chapter4, Section4-4) で詳細を述べます。

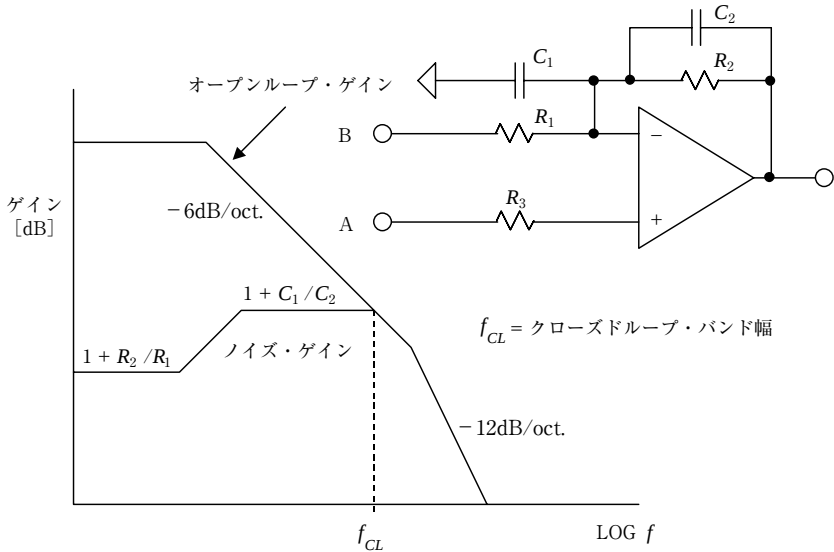
入力 A に加えられた直流信号のゲイン (B は接地されるとして) は $1 + R_2/R_1$ であり、これは低域におけるノイズ・ゲインです。高域においては、入力 A からみた出力ゲインは $1 + C_1/C_2$ となります (高域ノイズ・ゲイン)。

クローズドループ・バンド幅 f_{CL} は、オープンループ・ゲインとノイズ・ゲインが交わる点です。入力 B に加えられた直流信号 (A は接地されるとして) のゲインは $-R_2/R_1$ であり、カットオフ周波数は R_2 と C_2 で決定されます。B から見た出力のバンド幅は $1/(2\pi R_2 C_2)$ となります。

非反転入力の電流ノイズ I_{N+} は R_3 に流れて $I_{N+} \times R_3$ のノイズ電圧となり、OPアンプのノイズ電圧 V_N 、 R_3 のジョーンソン・ノイズ $\sqrt{4kTR_3}$ と同様に、周波数依存性をもったノイズ・ゲインで増幅されます。 R_1 のジョーンソン・ノイズは $1/(2\pi R_2 C_2)$ の帯域に渡って $-R_2/R_1$ 倍され、 R_2 のジョーンソン・ノイズはまったく増幅されないまま $1/(2\pi R_2 C_2)$ のバンド幅に渡って出力に直接加算されます。反転入力の電流ノイズ I_{N-} は R_2 にのみ流れ、 $1/(2\pi R_2 C_2)$ の帯域に渡って $I_{N-} \times R_2$ という電圧となってアンプの出力に現れます。

これらの六つのノイズの寄与を考えると、 R_1 、 R_2 、 R_3 が小さければ電流ノイズとジョーンソン・ノイズの影響は最小となり、その結果、主たるノイズはOPアンプの電圧ノイズとなります。抵抗を増加させると、ジョーンソン・ノイズと電流ノイズによって発生した電圧ノイズが増加します。

〈図 4-37〉代表的な 2 次系のノイズ・ゲイン



もし、電流ノイズが小さければ、ジョンソン・ノイズが主たる電圧ノイズの供給源となります。ジョンソン・ノイズは抵抗値の平方根で増加しますが、電流ノイズは抵抗値に比例して増加するため、抵抗を増加させると最後には電流ノイズによる電圧ノイズが支配的になります。

ここまでで解析してきたノイズのふるまいは、入力がノード A に接続されようとノード B に接続されようと影響を受けません（他方のノードは接地されるか出力抵抗の低い電圧源に接続されるとする）。このことが、OP アンプの電圧ノイズ V_N から見た非反転ゲイン $(1 + Z_2/Z_1)$ が、OP アンプの「ノイズ・ゲイン」と称される理由です。

2 次系の OP アンプ回路の出力実効値ノイズの合計を計算するためには、表 4-5 に示すように、適当な周波数範囲にわたって積算された六つのノイズ電圧を、それぞれのゲインで掛け算する必要があります。

関連するすべての出力の自乗和の平方根が、出力ノイズの実効値となります。幸いなことに、この面倒な計算はもっとも影響している要素を想定して適当な仮定を行うことにより、単純化することができます。

すでに述べましたが、代表的な 2 次系のノイズ・ゲインを図 4-37 に示します。ノイズの積分計算は二つの過程で簡単に計算することができましたが、ピーキングがあるために、ノイズ・ゲインが $1 + C_1/C_2$ となる高周波領域の入力電圧ノイズにより、出力ノイズはほ

とんど決定されます。これが代表的な2次系の応答です。

入力電流ノイズと R_1 および R_2 で発生するノイズは、 $1/(2\pi R_2 C_2)$ の周波数帯域に渡って積分されるにすぎません。

4-8 OPアンプの歪み

OPアンプのダイナミック・レンジを定義する方法はいくつかあります。最も一般的な方法は高調波歪み、全高調波歪み(THD)、あるいは全高調波歪み+ノイズ($THD+N$)を明確にすることです。

通信システムに関連するほかの規格、たとえば相互変調歪み(IMD)、インターセプト・ポイント(IP)、スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ($SFDR$)、マルチトーン電力比($MTPR$)などは第4巻の第4章(原著ではChapter 6, Section 4)で述べられています。この節では、高調波歪みと THD 、 $THD+N$ について述べます。

全高調波歪みを構成する歪みは、通常、基本波の5次あるいは6次までの歪みの自乗和の平方根で計算されます。多くの場合は、第2高調波と第3高調波を計算するだけで、誤差を無視できる程度にできます。 THD および $THD+N$ の定義を表4-6に示します。

$THD+N$ はノイズを含みますが、 THD の測定はノイズの項を含まないことに注意してください。 $THD+N$ の測定においては、ノイズは測定する全周波数帯域にわたって積分されます。オーディオ用途の周波数帯域は通常100 kHz程度が選ばれます。狭帯域用途では、ノイズはフィルタによって低減できます。

一方、測定帯域内の高調波と混変調は除去できないので、それらがシステムのダイナミック・レンジを制限します。

〈表4-6〉 THD と $THD+N$ の定義

◆ V_S : 信号振幅 (実効値)
◆ V_2 : 第2高調波の振幅 (実効値)
◆ V_n : n 次高調波の振幅 (実効値)
◆ V_{noise} : 全測定帯域幅のノイズの実効値
◆ $THD+N = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \cdots + V_n^2 + V_{noise}^2}}{V_S}$
◆ $THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \cdots + V_n^2}}{V_S}$

4-9 同相信号除去比 (CMRR) と電源変動除去比 (PSRR)

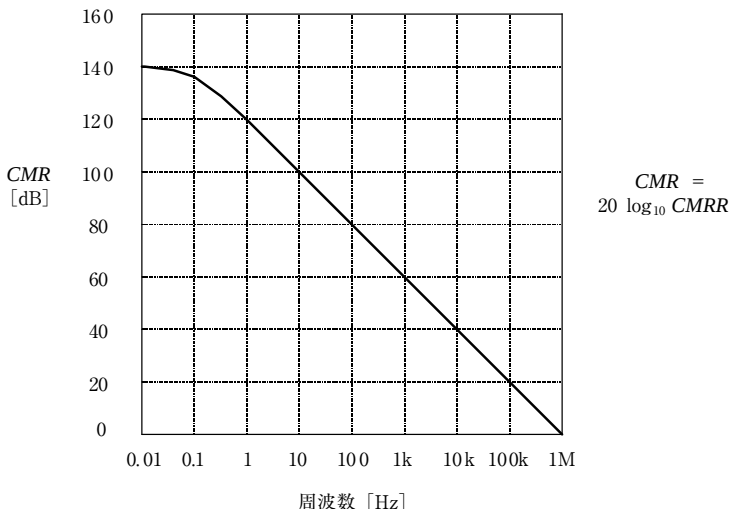
OP アンプのそれぞれの入力に同じ信号を加えたら、差動入力電圧は変化しないため、出力は変化しないはずですが、実際には、同相電圧の変化は出力の変化をもたらします。OP アンプの同相信号除去比 (Common-Mode Rejection Ratio ; CMRR) は、同相ゲインと差動ゲインの比です。たとえば、差動入力電圧 y V が出力電圧の 1 V の変化をもたらし、同相電圧 x V の変化が同様に 1 V の変化をもたらすならば、CMRR は x/y です。同相信号除去比が dB で表されるとき、同相信号除去 (Common-Mode Rejection ; CMR) と呼ばれます。代表的な低周波での CMR は 70 ~ 120 dB ですが、高い周波数領域では CMR は低下します。多くの OP アンプの規格表には、図 4-38 に示す OP177 の例のように、CMR-周波数特性のグラフが掲載されています。

図 4-39 に示すような非反転モードの OP アンプ回路は、CMRR に相当する出力オフセット電圧を発生します。

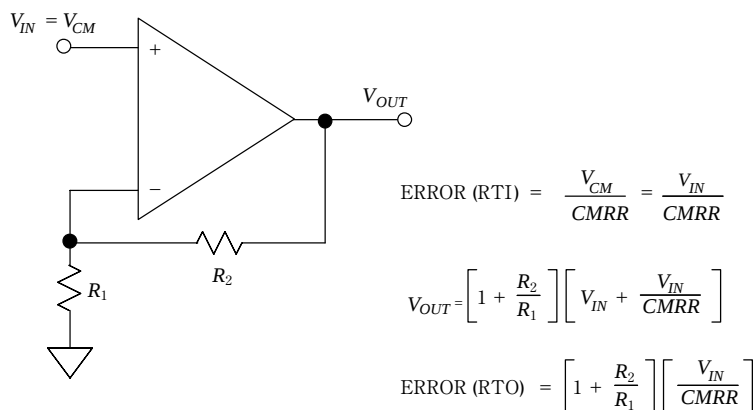
反転モードの OP アンプ回路は、両方の入力が接地 (仮想接地) されているので、コモンモード電圧が発生しないため CMRR 誤差は無視できます。

同相信号除去比はいくつかの方法で測定することができます。図 4-40 に示す方法は、OP アンプを差動アンプ構成とするために 4 本の高精度抵抗を使用しています。同一信号

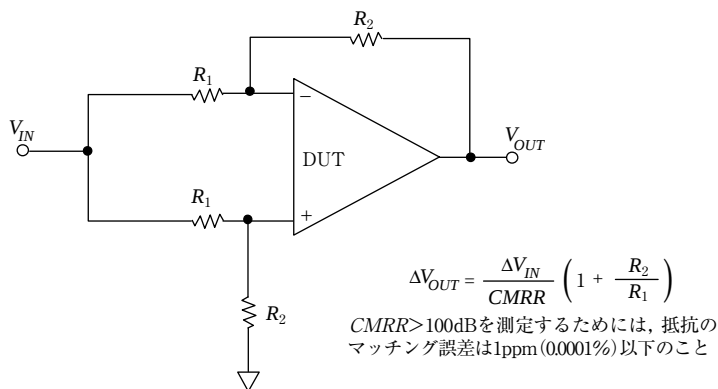
〈図 4-38〉OP177 の同相信号除去 (CMR)



〈図 4-39〉同相信号除去比 (CMRR) に起因するオフセット誤差の計算



〈図 4-40〉簡単な同相信号除去比 (CMRR) の試験回路



をそれぞれの入力に加え、出力の変化を測定します。無限大の $CMRR$ をもつアンプであれば出力の変化は発生しないはずですが、この回路に伴う不都合な点は、抵抗比のマッチングがOPアンプの $CMRR$ と同じように重要であることです。0.1% の mismatches の抵抗を組み合わせると、 CMR はたったの 66 dB となります。たとえどんなに良い OP アンプを使ってもです。ほとんどの OP アンプの低周波における CMR が 80 ~ 120 dB ですから、この回路は $CMRR$ の測定にはほとんど役立たないことは明らかです（しかしながら、抵抗の mismatches を測定する回路としては素晴らしい）。

〈図 4-41〉 高精度抵抗を必要としない CMRR の試験回路

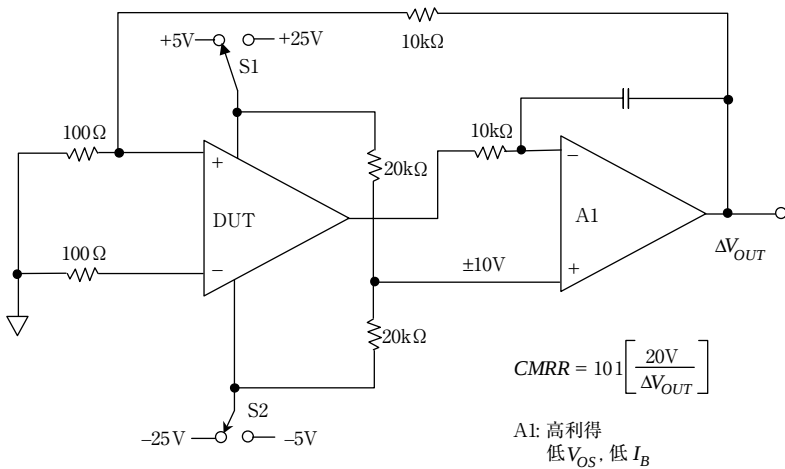


図 4-41 に示す少しだけ複雑な回路ならば、正確なマッチング抵抗を利用せずに CMRR を測定できます。この回路において、電源電圧の切り替えによって同相電圧は変化します（この回路は実験設備で簡単に実現でき、同じ回路に異なる電源を接続することにより電源変動除去比も測定することができる）。

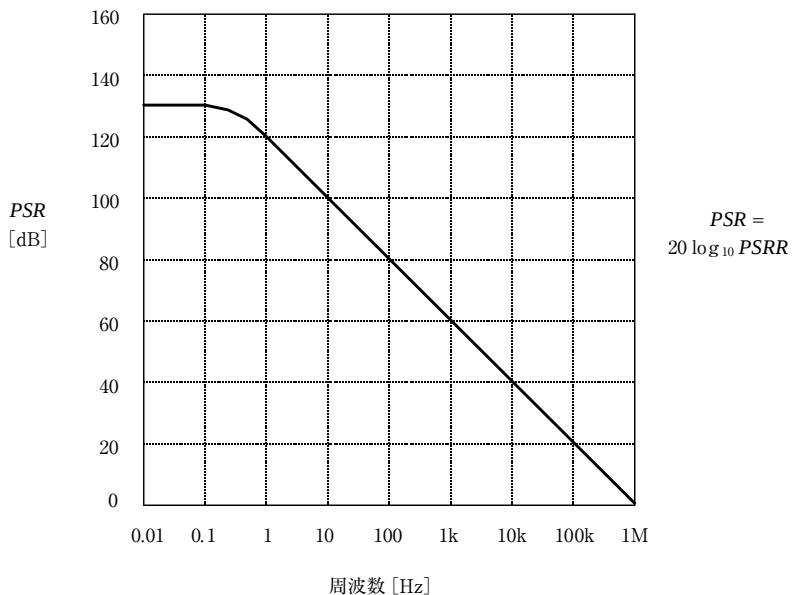
図に示した回路は、 $\pm 15\text{ V}$ の電源電圧で、同相電圧範囲が $\pm 10\text{ V}$ の OP アンプを試験するための値です。その他の電源電圧や同相電圧範囲の場合は、電源電圧を適当な値に変えることにより適用できます。積分アンプ A1 としては、OP97 シリーズなどの、高いゲインと低い V_{OS} 、そして低い I_B のものがが必要です。

OP アンプの電源電圧が変化しても、出力は変化しないはずですが、実際には変化します。電源変動除去比 (Power Supply Rejection Ratio ; PSRR) の規格は CMRR の規格と同じように定義されます。もし電源電圧 $x\text{ V}$ の変化が、同相電圧 $y\text{ V}$ の変化と同様の出力電圧の変化をもたらすならば、PSRR は x/y です。PSRR の定義では、異なる極性の電源は同じ値で反対方向に変化することを仮定しています。そうでなければ、この変化は電源電圧の変化とともに同相電圧の変化を発生し、解析は相当に複雑になります。このように影響することが、正負電源間の見かけ上の PSRR の差となる原因です。

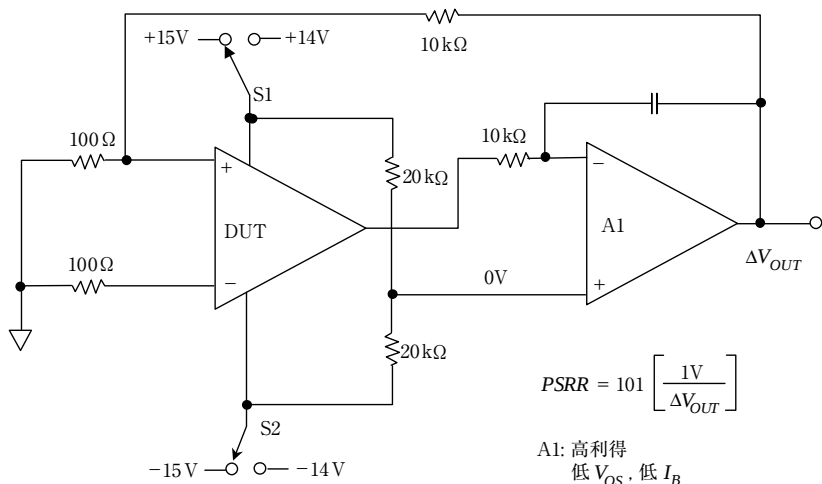
OP177 の代表的な PSR 特性を図 4-42 に示します。CMRR を測定するための試験回路を図 4-43 のように変更すると、PSRR を測定することができます。

ここでは、電源電圧を対称に 1 V だけ変化させています。他の適当な値を用いてもかまいません。

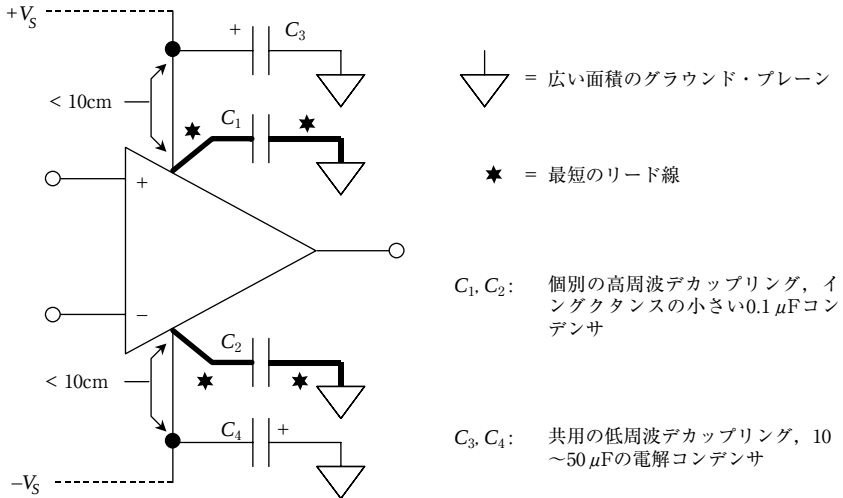
〈図4-42〉OP177の電源変動除去(PSR)



〈図4-43〉電源変動除去比(PSRR)を測定する試験回路



〈図 4-44〉OP アンプの低周波と高周波でのデカップリング方法



●電源とデカップリング

PSRRに周波数依存性があるため、OP アンプの電源は十分にデカップリングしなければなりません。低周波用として、数個のデバイスごとに、正負の電源にそれぞれ $10 \sim 50 \mu\text{F}$ のキャパシタを接続して共用できますが、接続の長さは 10 cm (基板上の配線長) より長くしてはいけません。

高周波用としては、個々の IC に $0.1 \mu\text{F}$ 程度のキャパシタを短い配線長/リード線で (低インダクタンスで) 接続して、電源をデカップリングする必要があります。これらのキャパシタは、OP アンプの負荷に流れる高周波電流の帰還路となります。代表的なデカップリング方法を図 4-44 に示します。バイパスとデカップリングに関しては第 5 巻 (原著では Chapter 7) で詳しく述べています。

●電源と消費電流

OP アンプには接地端子がありません。電源の規格は、 $\pm x \text{ V}$ と表されることもありますが、実際には $2 \times x \text{ V}$ と表されても同様です。重要なことは、同相電圧と出力範囲は電源に対して相対的なものであるということです。この仕様は、OP アンプのデータシートでは対照表あるいはグラフで記載されています。

データシートには、ある電源範囲 (たとえば $+3 \sim \pm 16.5 \text{ V}$) で OP アンプが動作すると記載され、いくつかの電源電圧で特性を規定しているため、ユーザはその間の電圧で動作

させたときの特性を推定することができます。最小電源電圧が高いデバイスは、たいいていの場合、機能上の限界電圧が存在する内部構成（ツェナー・ダイオード）を採用したデバイスです。

データシートには消費電流も記載されています。電源ピンに流れ込む電流は、もう一方の電源ピンかあるいは出力端子から流れ出ます。もし出力が開放されているならば、消費電力は供給電圧と電流から簡単に計算することができます。負荷に電流が流れている場合、素子の消費電力を得るためには、まず全消費電流を計算し、次に負荷の消費電流を引き算するのが一番簡単です（もし負荷が中間電位に接地されているならば、負荷電流は電源からグラウンドに流れ、もう一方の電源には流れない）。

通常、データシートには熱抵抗と最大接合温度が記載され、これらの値から消費電力の限界を計算することができます。消費電流と放熱の詳細については、第5巻の第7章、7-5節（原著ではChapter7, Section7-5）で述べています。

◆参考文献◆

- (1) James L. Melsa and Donald G. Schultz, Linear Control Systems, McGraw-Hill, 1969, pp.196 ~ 220, ISBN:0-07-041481-5.
- (2) Lewis Smith and Dan Sheingold, "Noise and Operational Amplifier Circuits", Analog Dialogue, Vol.3, No.1, pp.1, 5 ~ 16. See also: Analog Dialogue 25th Anniversary Issue, pp.19 ~ 31, 1991.
- (3) Thomas M. Frederiksen, Intuitive Operational Amplifiers, McGraw-Hill, 1988, ISBN:0-07-021966-4.
- (4) Walter G. Jung, IC Op Amp Cookbook, 3rd Ed., Prentice-Hall PTR, 1986, 1997, ISBN:0-13-889601-1.
- (5) J. K. Roberge, Operational Amplifiers-Theory and Practice, John Wiley, 1975, ISBN:0-471-72585-4.
- (6) D. Stout, M. Kaufman, Handbook of Operational Amplifier Circuit Design, New York, McGraw-Hill, 1976, ISBN:0-07-061797-X.
- (7) J. Dostal, Operational Amplifiers, Elsevier Scientific Publishing, New York, 1981, ISBN:0-444-99760-1.
- (8) Paul R. Gray and Robert G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 3rd Edition, John Wiley, 1993, ISBN:0-471-57495-3.
- (9) Sergio Franco, Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, 2nd Ed., McGraw-Hill, 1998, ISBN:0-07-021857-9.
- (10) Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, Inc., 1995, ISBN:0-916550-15-X.
- (11) Walt Kester, Editor, Practical Analog Design Techniques, Analog Devices, 1995, ISBN:0-916550-16-8, (available for download at <http://www.analog.com>).
- (12) Walt Kester, Editor, High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, ISBN:0-916550-17-6, (available for download at <http://www.analog.com>).

第 5 章

高精度 OP アンプ

Walt Kester, Walt Jung / 訳：北村 透

この章では、高精度な信号処理回路での OP アンプの利用上の問題点について詳細に検討します。高精度用途においては OP177 が「ゴールド・スタンダード」として利用されていますが、OP777, OP727, OP747 はレール・ツー・レールで、OP1177, OP2177, OP4177 はさらに小さなパッケージで、OP177 とほぼ同様な性能をもちます。

高精度 OP アンプでは 10^6 以上のオープンループ・ゲインが得られ、同相除去比、電源除去比も同程度の値です。OP177 のような両電源 OP アンプのオフセット電圧は $25 \mu\text{V}$ 未満で、オフセット・ドリフトは $0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 未満ですが、単電源のバイポーラ高精度 OP アンプの性能はこれより若干劣ります。低電力/低電圧の用途では、これらをトレードオフする必要があります。一方、最新のチョッパ・スタビライズド OP アンプは、ノイズ以下のオフセット電圧とオフセット電圧ドリフトを、単電源かつレール・ツー・レール入出力で達成しています。ただし、チョッパ・スタビライズド OP アンプには本章の後半で述べる固有な問題があります。

直流オープンループ・ゲイン、オフセット電圧、電源電圧除去比 (*PSR*) と同相信号除去比 (*CMR*) を考慮しただけで高精度 OP アンプの選択をしてはなりません。アンプの交流特性は、低周波数領域の用途においても、前述の諸特性と同様に重要です。オープンループ・ゲイン、*PSR*、*CMR* は、すべて低周波数のコーナ周波数に関係があるので、コーナ周波数が低周波数領域で検討すべき内容に影響を与え、DC 特性から予想される特性以上の誤差を発生します。たとえば、DC でオープンループ・ゲインが 10^7 、ゼロクロス周波数が 1 MHz のアンプは、コーナ周波数が 0.1 Hz となります。ですから、オープンループ・ゲインは実際に利用する信号周波数でどのような値をとるかを考慮しなければなりません。1 次のゼロクロス周波数 f_u 、信号周波数 f_{sig} 、オープンループ・ゲイン $A_{\text{VOL}}(f_{\text{sig}})$ (信号周波数 f_{sig} における) の関係は次式で与えられます。

$$A_{VOL(f_{sig})} = \frac{f_u}{f_{sig}} \dots\dots\dots (2-31)$$

前述の例を適用すると、100 kHzにおけるオープンループ・ゲインは10、10 Hzでは100000です。利得帯域幅積が一定の関係は電圧帰還型OPアンプだけに適用できます。電流帰還型OPアンプには利用できませんが、電流帰還型OPアンプが高精度用途で利用されることはまれです。

使用する周波数におけるオープンループ・ゲインの低下は、オーディオ帯域で歪みの増加をもたらすことがあります。電源周波数とその高調波周波数におけるCMRやPSRの低下も、同様に誤差の原因となることがあります。

プロセス（バイポーラ、コンプリメンタリ・バイポーラ、BiFET、CMOS、BiCMOSなど）と構成（741タイプ、計装アンプ、チョッパ・アンプ、絶縁アンプなど）の異なるさまざまな型番のデバイスのなかから、特定の信号処理用途に向けた正しいOPアンプを選択するのは簡単ではありません。

さらに、単電源回路においては、入力電圧の範囲と出力電圧の制限をなくすために、さらに多くの高精度OPアンプの選択が可能になっています。オフセット電圧とノイズが入力信号に占める割合は、ますます増加してきています。

設計を補助するために、セレクション・ガイドや特性検索がWebサイト (<http://www.analog.com>)、あるいはCD-ROMで提供されています。一般的な高精度OPアンプの性能一覧を表5-1に示します。

〈表5-1〉高精度OPアンプの特性

入力オフセット電圧：100 μ V 以下
入力オフセット電圧ドリフト：1 μ V/℃ 以下
入力バイアス電流：2nA 以下
入力オフセット電流：2nA 以下
直流オープンループ・ゲイン：1 000 000 以上
利得帯域幅積：500kHz～5MHz
常に信号周波数におけるオープンループ・ゲインを確認すること
1/fノイズ (0.1Hz～10Hz)：1 μ V _{pp} 以下
広帯域ノイズ：10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 以下
CMR, PSR：100dB 以上
トレードオフ：単電源動作、低消費電流

5-1 高精度 OP アンプの直流誤差の解析

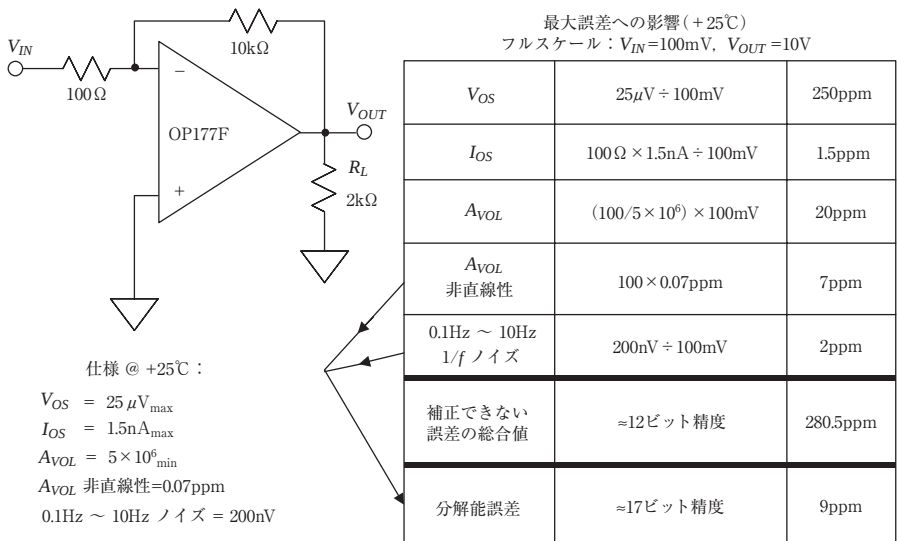
高精度 OP アンプ回路の定量誤差解析の概念を明らかにするために、図 5-1 に OP177F の室温における解析を示します。OP アンプはゲイン 100 の反転増幅回路を構成しています。重要な項目を図中に示してあります。ここでは、100 mV フルスケールの入力、つまり 10 V の出力信号を仮定しています。誤差要因はフルスケールに対して正規化され、百万分率 (ppm) で表されています。ちなみに、百万分率の値は 10^{-4} を掛けることでパーセント値に変換できます。

V_{OS} や I_{OS} によるオフセット・エラーと有限な A_{VOL} に起因するゲイン・エラーは、システム校正により除去することができることに注意しましょう。しかしながら、オープンループ・ゲインの非直線性によって発生する誤差は、校正により除去することができず、これに起因する相対精度誤差のことを分解能誤差と呼ぶことがあります。

分解能誤差の 2 番目の要因は $1/f$ ノイズです。このノイズは常に存在し、測定の不確定性を増加させます。室温におけるこの回路全体の相対誤差は 9 ppm、すなわち 17 ビット精度に相当します。

代表的な単電源 OP アンプの特性と「ゴールド・スタンダード」である OP177 の比較を、

〈図 5-1〉 高精度 OP アンプ OP177F の直流誤差の定量解析



〈表 5-2〉 高精度単電源 OP アンプの特性一覧

型番	V_{OS} (max)	V_{OS} TC	A_{VOL} (min)	ノイズ(1kHz)	入力	出力	消費電流(max)
OP293	250 μ V	2 μ V/ $^{\circ}$ C	200k	5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0, 4V	5mV, 4V	20 μ A
OP196/296/496	300 μ V	2 μ V/ $^{\circ}$ C	150k	26nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	R/R	"R/R"	60 μ A
OP777	1000 μ V	1.3 μ V/ $^{\circ}$ C	300k	15nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0, 4V	"R/R"	270 μ A
OP191/291/491	700 μ V	5 μ V/ $^{\circ}$ C	25k	35nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	R/R	"R/R"	350 μ A
*AD820/822/824	1000 μ V	20 μ V/ $^{\circ}$ C	500k	16nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0, 4V	"R/R"	800 μ A
**AD860 1/2/4	600 μ V	2 μ V/ $^{\circ}$ C	20k	33nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	R/R	"R/R"	1000 μ A
OP184/284/484	150 μ V	2 μ V/ $^{\circ}$ C	50k	3.9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	R/R	"R/R"	1350 μ A
OP113/213/413	175 μ V	4 μ V/ $^{\circ}$ C	2M	4.7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0, 4V	5mV, 4V	3000 μ A
OP177F ($\pm$ 15V)	25 μ V	0.1 μ V/ $^{\circ}$ C	5M	10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	N/A	N/A	2000 μ A

* : JEET入力, ** : CMOS

消費電流順に一覧を作成,
特記なき場合、仕様は25 $^{\circ}$ C,
 V_S =5Vにおける代表値.

表 5-2 に示します.

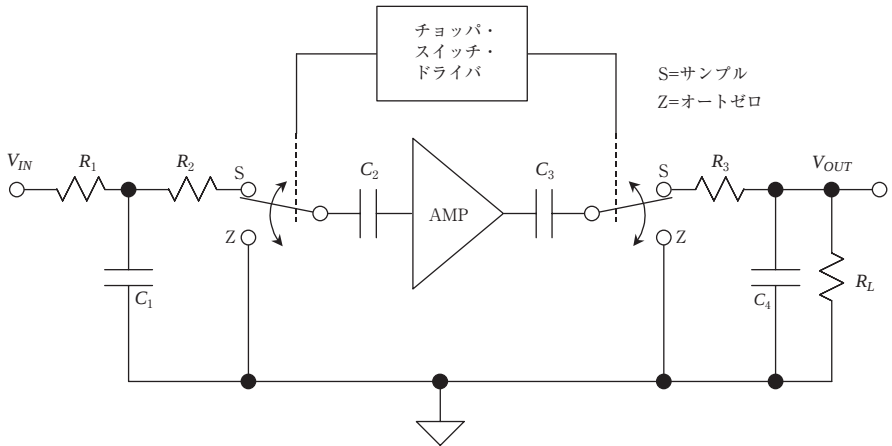
いろいろな点ですぐれた特性を示すチョッパ OP アンプは、表 5-2 には含まれていません。チョッパ・アンプについては次節で説明します。

5-2 チョッパ・スタビライズド・アンプ

チョッパ・スタビライズド・アンプはオフセットとドリフトを最小にする唯一の解決策です。もっとも安定なバイポーラ・アンプは、25 μ V のオフセット電圧と 0.1 μ V/ $^{\circ}$ C のドリフトを示します。チョッパ・スタビライズド・アンプは、5 μ V 以下のオフセット電圧とほとんど測定できないくらい低いオフセット・ドリフトを実現しますが、いくつかの欠点があります。

基本的なチョッパ・アンプの回路を図 5-2 に示します。スイッチが Z の位置（オートゼロ）にあるとき、 C_2 と C_3 はそれぞれアンプの入力と出力のオフセット電圧まで充電されます。スイッチが S ポジション（サンプル）にあるとき、 V_{IN} は R_1 , R_2 , C_2 , アンプ, C_3 , R_3 で形成された経路を通して V_{OUT} に接続されます。チョッピング周波数は通常、数百 Hz から数 kHz です。この回路はサンプリング回路なのでエイリアシングを避けるために、

〈図 5-2〉 古典的なチョッパ・スタビライズド・アンプ



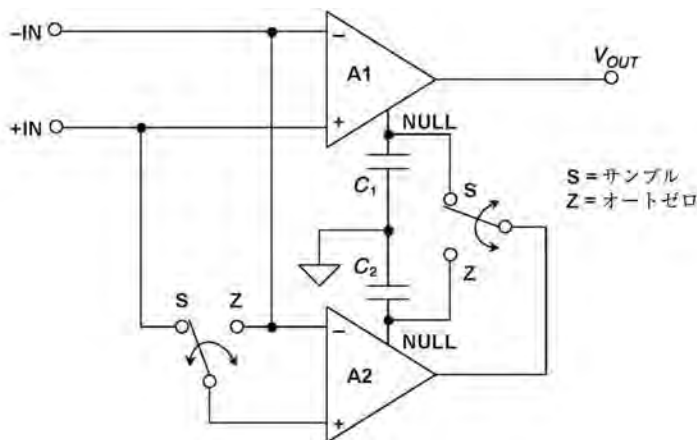
入力信号はチョッピング周波数の1/2以下でなければなりません。 R_1 - C_1 の組み合わせはアンチエイリアシング・フィルタを構成します。また、定常状態になったあとは、スイッチ・サイクル中の電荷の移動は最小であると仮定します。出力コンデンサ C_4 と負荷 R_L は、オートゼロ・サイクル中に V_{OUT} の低下が最小となるように選択します。

図5-2に示した基本的なチョッパ・アンプはエイリアシングを避けるために入力フィルタが必要であり、低い周波数の信号でなければ増幅できません。これに対して、もっともよく利用されるチョッパ・スタビライズド・アンプの構成を図5-3に示します。この回路においてA1はメイン・アンプであり、A2はヌル・アンプです。

サンプル・モード(スイッチがSのポジション)のとき、ヌル・アンプA2はA1の入力オフセット電圧をモニタし、A1のNULLピンに補償電圧を印加し、A1の出力をゼロにします。しかしながら、A2にも同様にオフセット電圧があるため、A1のオフセット電圧をヌル動作にするまえに、A2自身のオフセットを補正する必要があります。このオフセット補償は、一時的にA2をA1から切り離し、A2の入力を短絡し、A2の出力をA2のNULLピンに接続するオートゼロ・モード(スイッチがZポジション)によって実現しています。オートゼロ・モードの間、A1の補償電圧は一時的に C_1 によって保持されます。同様に、 C_2 はA2の補償電圧をサンプル・モードの間だけ保持します。最新のチョッパ・スタビライズド・アンプICは C_1 と C_2 をオンチップ化しています。

この構成では、入力信号は常にA1を介して出力に接続されています。つまり、A1の

〈図 5-3〉最新のチョッパ・スタビライズド・アンプの構成



帯域が全体の信号帯域を決定し、古典的なチョッパ・スタビライズド・アンプのように信号帯域がチョッピング周波数の1/2に制限されることはありません。しかしながら、スイッチ動作はチョッピング周波数の過渡信号を発生するため、入力信号を変調し、混変調歪みを発生する可能性があります。

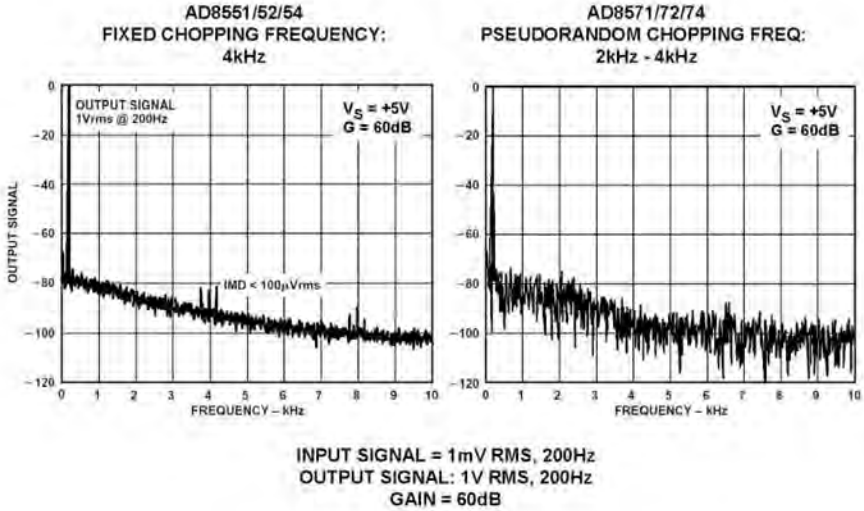
単電源のチョッパ・スタビライズド・アンプである AD8571/72/74 シリーズは、混変調歪みの影響を事実上無視できるほど小さくするために、スプレッド・スペクトラムという特許技術を利用しています。

これらのデバイスは、2 kHz～4 kHz のチョッピング周波数掃引された信号によって擬似ランダム・チョッピングを行っています。図 5-4 は 4 kHz の固定周波数チョッピングを利用した古典的なチョッパ・スタビライズド・アンプ (AD8551/52/54) と擬似ランダム周波数チョッピングを利用した AD8571/72/74 の比較を示します。

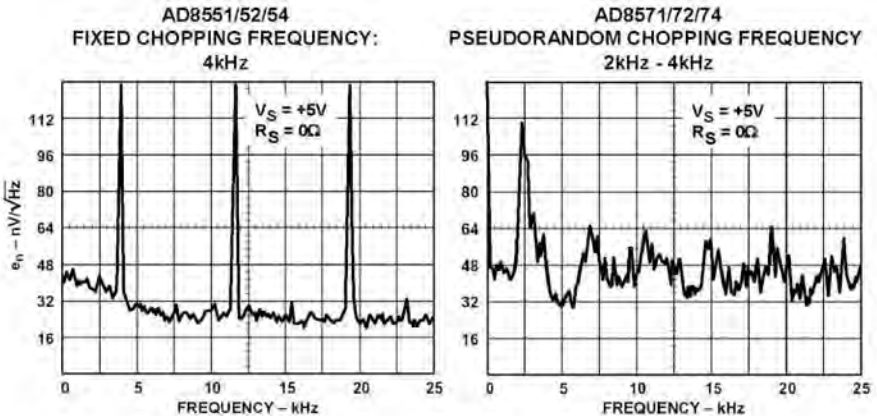
固定周波数チョッピングと擬似ランダム周波数チョッピングの電圧ノイズの比較を図 5-5 に示します。固定周波数チョッピングのノイズ出力を見ると、4 kHz の偶数次高調波のピークが明らかですが、擬似ランダム周波数チョッピングでは、平均ノイズ電圧は高くなりますが、ノイズ・スペクトラムは平坦化されています。

AD8571/8572/8574 シリーズのチョッパ・スタビライズド・アンプは、単電源動作、入出力レール・ツー・レール、低オフセット電圧と低オフセット・ドリフトを同時に実現しています。すでに述べたとおり、擬似ランダム周波数チョッピングにより入力信号の混変調は最小になっています。電圧保持用コンデンサは IC に内蔵され、デカップリング・コン

〈図 5-4〉 混変調積 (固定周波数と擬似ランダム周波数チョッピング)



〈図 5-5〉 電圧ノイズのスペクトラム密度 (固定周波数と擬似ランダム周波数チョッピングの比較)



デンサ以外の外付けコンデンサは不要です。このデバイスの主要特性を表 5-3 に示します。

チョッパ・スタビライズド・アンプを利用するときは、十分な注意が必要です。デバイスの低オフセット/低オフセット電圧ドリフト特性を引き出すために、外部回路による寄生熱電対効果を避けなければなりません。熱電対効果に関する一般的な注意は第 2 巻、第

〈表 5-3〉 AD8571/72/74 チョップ・スタビライズド入出力レール・ツー・レール OP アンプ

単電源動作：+ 2.7V ~ + 5V
入力オフセット電圧 (代表値)：1 μ V
入力オフセット電圧ドリフト (代表値)：0.005 μ V/°C
CMR, PSR：130dB
電源電流：750 μ A
過負荷回復時間：50 μ s
入力電圧ノイズ：50nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
擬似ランダム周波数チョッピング方式
利得帯域幅積：1.5MHz

3部の第4章(原著ではChapter4, Section4-5)を, 受動部品については第5巻の第1章(原著ではChapter7, Section7-1)を参照してください。

5-3 チョップ・スタビライズド OP アンプのノイズに関する考察

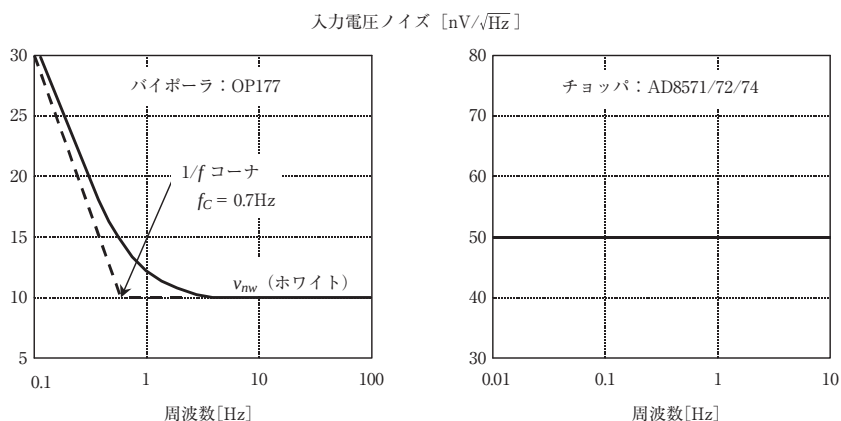
チョップ・スタビライズド OP アンプの $1/f$ ノイズについて考えてみましょう。もし、チョッピング周波数が入力ノイズの $1/f$ コーナ周波数より十分に高ければ、チョップ・スタビライズド OP アンプはサンプルごとに $1/f$ ノイズを連続的に除去します。したがって理論上、チョップ・スタビライズド OP アンプには $1/f$ ノイズがありません。しかしながらチョップ動作は通常、高精度バイポーラ OP アンプの入力ノイズより大きな広帯域ノイズを発生します。

図 5-6 に高精度バイポーラ OP アンプ(OP177)と AD8571/72/74 チョップ・スタビライズド OP アンプのノイズの比較を示します。グラフの下を表にいろいろな帯域におけるピーク・ツー・ピークのノイズ値を示します。

図のデータから、周波数帯域を狭くすると、チョップ・スタビライズド OP アンプのノイズはどんどん小さくなりますが、バイポーラ OP アンプのノイズはホワイト・ノイズと $1/f$ コーナ周波数で決定された限界に漸近していくことに注目してください。極めて低い周波数領域 (0.01 Hz 以下) で、チョップ・スタビライズド OP アンプのノイズ特性はバイポーラ OP アンプに勝ることを銘記しておいてください。

$1/f$ ノイズがないというチョップ・スタビライズド OP アンプの利点を活用するために、フィルタリングが必要となります。そうしなければ、チョップ・スタビライズド OP アンプのノイズの総合値は、低ノイズのバイポーラ OP アンプより大きくなります。チョップ・スタビライズド OP アンプは、 $1/f$ ノイズを除去することができるため、低オフセット/低ドリフトが必要な用途で利用されます。

〈図5-6〉 バイポーラとチョップ・スタビライズドOPアンプのノイズの比較



ノイズ帯域	バイポーラ (OP177)	チョップ (AD8571/72/74)
0.1Hz~10Hz	$0.238\mu\text{V p-p}$	$1.3\mu\text{V p-p}$
0.01Hz~1Hz	$0.135\mu\text{V p-p}$	$0.41\mu\text{V p-p}$
0.001Hz~0.1Hz	$0.120\mu\text{V p-p}$	$0.130\mu\text{V p-p}$
0.0001Hz~0.01Hz	$0.118\mu\text{V p-p}$	$0.042\mu\text{V p-p}$

◆参考文献◆

- (1) Walt Kester, Editor, 1992 Amplifier Applications Guide, Analog Devices, 1992, ISBN : 0-916550-10-9.
- (2) Walt Kester, Editor, Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Analog Devices, 1999, ISBN : 0-916550-20-6.
- (3) Data Sheet for AD8551/AD8552/AD8554 Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers. <http://www.analog.com>
- (4) Data Sheet for AD8571/AD8572/AD8574 Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers. <http://www.analog.com>
- (5) Data Sheet for OP777/OP727/OP747 Precision Micropower Single-Supply Operational Amplifiers. <http://www.analog.com>
- (6) Data Sheet for OP1177/OP2177/OP4177 Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers. <http://www.analog.com>

第 6 章

高速 OP アンプ

Walt Kester / 訳：石井 聡

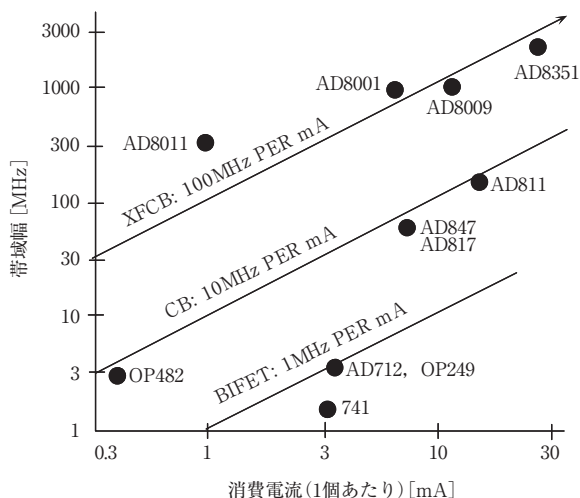
高速アナログ信号処理の用途、たとえばビデオや通信用途には、広い帯域幅、高速のセトリング・タイム、低い歪みと雑音、高出力電流、良好な DC 特性、そして低電圧動作などの性能をもつ OP アンプ素子が必要とされます。これらのデバイスはゲイン・ブロック、伝送線ドライバ、A-D コンバータのプリアンプ、電流-電圧変換器などに広く使われています。より低い電力で、より広い帯域幅を実現することは、今日の携帯用かつバッテリー動作の通信機器では、まさしくその性能を決定する要素です。ここ数年の高速リニア回路の非常に早い進歩は、IC プロセスの研究開発だけでなく回路方式の改良によるものがコアになっています。

消費電流を性能指標の基準とした、増幅器の帯域幅に関しての高速プロセスの進歩を図 6-1 に示します (2 回路/3 回路/4 回路入り素子の場合、1 回路あたりの消費電流で示されている)。アナログ・デバイセズ社は、BiFET プロセスで AD712 (3 mA の消費電流で 3 MHz の帯域幅…1 mA あたり 1 MHz の性能) を作り上げました。

CB (Complementary Bipolar) プロセス (AD817, AD847, AD811 など) では、消費電流に関して 10 MHz/mA の性能を出しています。CB プロセスの PNP 型トランジスタの f_t は約 700 MHz で、NPN 型トランジスタの f_t は約 900 MHz です。アナログ・デバイセズ社において、CB プロセスは 1985 年に導入されました。

アナログ・デバイセズ社の次のコンプリメンタリ・バイポーラ・プロセスは“XFCB” (eXtra Fast Complementary Bipolar) と呼ばれる高速動作の誘電体分離プロセスで、1992 年に導入されました。このプロセスは PNP トランジスタにおいて 3 GHz、対応する NPN トランジスタでは 5 GHz の帯域をもち、先進的な回路方式との相乗効果により、驚異的に低い静止消費電流でコストパフォーマンスに優れた新しいレベルの OP アンプを実現しました。このプロセスにおいての性能指標のめやすは一般的には 100 MHz/mA ですが、AD8011 OP アンプはこの章の後半で詳解する独特な 2 段構成の電流帰還方式により、

〈図6-1〉プロセスにおける増幅器の帯域幅対消費電流の関係（アナログ・デバイセズ社）



1 mA の消費電流で 300 MHz の帯域幅をもっています。

より高速な CB プロセス，たとえば“XFCB 1.5”（5 GHz PNP，9 GHz NPN）や“XFCB 2”（9 GHz PNP，16 GHz NPN）が，低電源電圧製品用にアナログ・デバイセズ社で開発されました。AD8351 は差動の低歪 RF 増幅器（図 6-1 参照）であり“XFCB 1.5”プロセスにより製造され，12 dB の利得で 2 GHz の帯域をもっています。より新しいコンプリメンタリ・バイポーラ・プロセスでは，より高い f_t に最適化されるようになるでしょう。

要求される用途に対して，適切な高速 OP アンプを賢く選択するためには，多くの OP アンプの回路方式の理解とともに，それらの間のトレードオフをも理解することが必要になります。非常に多く用いられている二つの回路方式として，電圧帰還方式と電流帰還方式があります。これらの方式の概要については，ここまでの章で説明されてきました。しかしながら以降の説明では，この二つの回路方式の周波数特性の側面を，より詳細に取り扱っていきます。

6-1 電圧帰還型 OP アンプ

回路構成により電圧帰還型 OP アンプと電流帰還型 OP アンプとは区別されています。低周波用途では電圧帰還型 OP アンプはたしかに非常にポピュラといえますが，高い周波数の用途では電流帰還型 OP アンプにいくつかのアドバンテージがあります。電流帰還型

OP アンプについては後で詳しく説明するとして、ここでは最初に、従来からある電圧帰還型の構成について説明していきます。

初期の IC の電圧帰還型 OP アンプは、すべて NPN トランジスタでのプロセスにより作られてきました。これらのプロセスは NPN トランジスタに対して最適化されてきたので、ラテラル型の PNP トランジスタは相対的に貧弱な性能でした。これらの性能の劣る PNP トランジスタを使った初期の電圧帰還型 OP アンプの例としては、709 や LM101, 741 などがあります（本書の第 1 部を参照）。

ラテラル型の PNP トランジスタは一般的には電流源、レベル・シフトやその他の機能的にクリチカルにならない用途だけに用いられてきました。それらのプロセスを用いて製造された、典型的な電圧帰還型 OP アンプの単純化された構成を図 6-2 に示します。

入力段は、バイポーラ・ペア (Q_1, Q_2) か FET ペアにより構成される差動ペア（ときにはロングテイルド・ペアと呼ばれる）となっています。この g_m （相互コンダクタンス）段は小信号差動入力電圧 v を電流 i に変換し、その伝達関数はコンダクタンスである単位、 $1/\Omega$ （すなわちモー）にて規定されます。小信号エミッタ抵抗 r_e は、小信号 g_m の逆数におよそ等しい値になります。

単一バイポーラ・トランジスタの小信号 g_m は、以下の式により与えられます。

$$g_m = \frac{1}{r_e} = \frac{q}{kT} I_C = \frac{q}{kT} \cdot \frac{I_T}{2} \quad \dots\dots\dots (2-32)$$

$$g_m \doteq \frac{1}{26 \text{ mV}} \cdot \frac{I_T}{2} \quad \dots\dots\dots (2-33)$$

I_T ：差動ペアのテイル電流， I_C ：コレクタの静状態のバイアス電流 ($I_C = I_T/2$)，

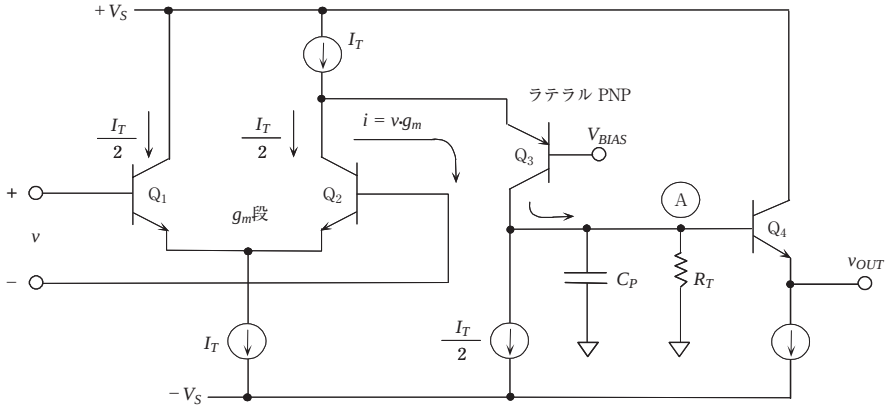
q ：電荷量， k ：ボルツマン定数， T ：絶対温度

25℃では $V_T = kT/q = 26 \text{ mV}$ となる（熱電圧 V_T と一般的に呼ばれる）。

これから見ていくように、増幅器のゲイン帯域積 f_u は、 $g_m/2\pi C_P$ (C_P は第 1 ポール*1 の周波数を決定するための容量) に等しくなります。この理由から、テイル電流 I_T は絶対温度に比例するようになります。この電流は r_e の変動に追従するようになり、結果的に温度に依存しない g_m を作ることになります。 C_P を温度変動に対して無理なく一定化させることは比較的簡単です。

*1：【訳注】原著では“dominant pole”と表記している。基本的には第 1 ポールのことなので、以降はそうに訳している。

〈図 6-2〉すべて NPN IC プロセスで作られた電圧フィードバック OP アンプ



$$g_m = I_C \cdot \frac{q}{kT}$$

$$V_{OUT} = \frac{i}{j\omega C_P} = v \cdot \frac{g_m}{j\omega C_P} @ \text{HF}$$

g_m 段の Q_2 のコレクタ出力は、ラテラル型 PNP トランジスタ (Q_3) のエミッタをドライブします。 Q_3 が信号の増幅に使わずに、単にレベル・シフトに用いられる (つまり Q_2 のコレクタでの信号の電流変化は Q_3 のコレクタに現れる) ということに注意しなくてはなりません。 Q_3 のコレクタ電流はハイ・インピーダンスのノード①に電圧として現れ、 C_P は増幅器の第 1 ポールを決定します。 エミッタ・フォロワ Q_4 により低インピーダンスの出力が得られます。

ハイ・インピーダンスのノード①の有効負荷は、抵抗 R_T と第 1 ポールを決定する容量 C_P との並列接続となります。 小信号出力電圧 v_{out} は、小信号電流 i と、 R_T と C_P の並列接続によるインピーダンスとの掛け算となります。

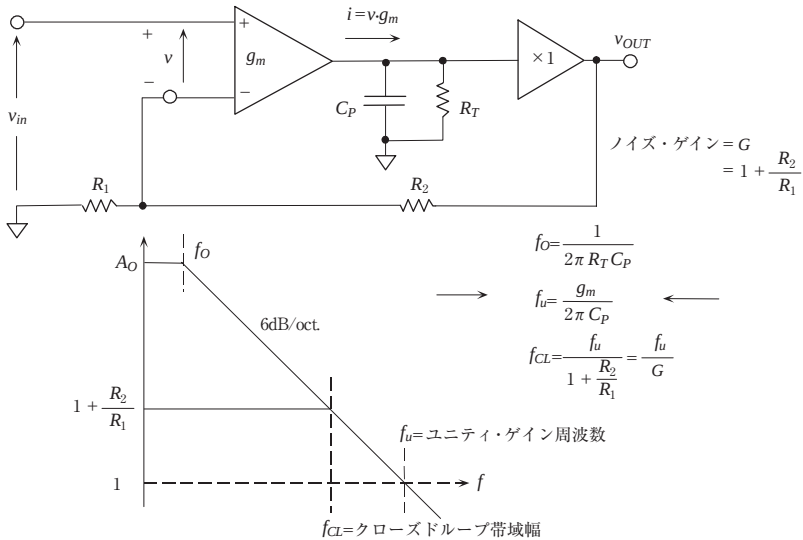
図 6-3 は、単純化したシングル・ステージ増幅器のモデルと、それに対応するボーデ線図です。 ボーデ線図は log-log スケールでわかりやすいように書かれています。

低域のカットオフ周波数 f_0 は以下ようになります。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_T C_P} \dots\dots\dots (2-34)$$

ここで、高域の周波数特性は単に g_m と C_P により決定され、

〈図 6-3〉 電圧帰還型 OP アンプのモデルとボーデ線図



$$v_{out} = v \cdot \frac{g_m}{j\omega C_P} \dots\dots\dots (2-35)$$

となり、ユニティ・ゲイン帯域幅の周波数 f_u は $|v_{out}| = |v|$ のときになります。 $\omega = 2\pi f_u$, $|v_{out}| = |v|$ とすれば、式 (2-35) は f_u について解くことができ、

$$f_u = \frac{g_m}{2\pi C_P} \dots\dots\dots (2-36)$$

となります。ここで、回路の入力電圧 v_{in} と出力電圧 v_{out} のクローズドループ状態での関係を求めるために、フィードバック理論を以下のように用いることができます。

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{j\omega C_P}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \dots\dots\dots (2-37)$$

OP アンプの 3 dB クローズドループ帯域幅の周波数 f_{cl} では、以下の式は正しいこととなります。

$$\frac{2\pi f_{cl} C_P}{g_m} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 \quad \dots\dots\dots (2-38)$$

したがって、

$$f_{cl} = \frac{g_m}{2\pi C_P} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) \quad \dots\dots\dots (2-39)$$

または、

$$f_{cl} = \frac{f_u}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad \dots\dots\dots (2-40)$$

これは基本的な電圧帰還型 OP アンプの特性を示しています。クロードループ帯域幅とクロードループ・ゲインを掛け合わせた値は一定になります。それはつまり、電圧帰還型 OP アンプは、一定のゲイン・バンド幅積を使用周波数範囲のほとんどの領域でもっているということです。

先に示したように、(非補償型と呼ばれる) 電圧帰還型 OP アンプはユニティ・ゲインで安定ではありませんが、ある最小の(ある程度高めの)量のクロードループ・ゲインで動作するように設計されています。しかしながら、これらの OP アンプでさえも動作が安定になる領域では、ゲイン・バンド幅積は比較的一定となっています。

それでは、以下の典型的な例、 $I_T = 100 \mu A$ 、 $C_P = 2 \text{ pF}$ のときを考えてみましょう。ここで、下記の計算が得られます。

$$g_m = \frac{I_T / 2}{V_T} = \frac{50 \mu A}{26 \text{ mV}} = \frac{1}{520 \Omega} \quad \dots\dots\dots (2-41)$$

$$f_u = \frac{g_m}{2\pi C_P} = \frac{1}{2\pi \times 520 \times 2 \times 10^{-12}} = 153 \text{ MHz} \quad \dots\dots\dots (2-42)$$

ここで大信号時の回路の応答について考慮しなければなりません。スルー・レート SR は、単純に得られる全充電電流 $I_T/2$ を第1ポール容量 C_P で割ったものになります。以下の考察で例を示してみます。

$$I = C \frac{dv}{dt}, \quad \frac{dv}{dt} = SR, \quad SR = \frac{I}{C} \dots\dots\dots (2-43)$$

$$SR = \frac{I_T/2}{C_P} = \frac{50 \mu A}{2 \text{ pF}} = 25 \text{ V}/\mu s \dots\dots\dots (2-44)$$

OP アンプの最大振幅帯域幅 (*FPBW* ; full-power bandwidth) は下記の式により計算することができます。

$$FPBW = \frac{SR}{2\pi A} = \frac{25 \mu V/\mu s}{2\pi \times 1V} = 4 \text{ MHz} \dots\dots\dots (2-45)$$

A : 出力信号のピーク振幅

2 V_{p-p} の出力のサイン波形を仮定したとすると(高速用途では間違いなく現実的な仮定), 小信号でのユニティ・ゲイン・バンド積が 153 MHz であっても, たった 4 MHz の *FPBW* しか得られません。2 V_{p-p} 出力のサイン波では, 歪みの発生は実際の *FPBW* 周波数よりかなり低いところで始まります。 *FPBW* を 153 MHz とするためには, スルー・レートを約 40 倍に向上させなくてはなりません。これを実現する唯一の方法は, 入力段の差動ペアのテイル電流 *I_T* を同じ係数だけ増やすことです。このことは, 160 MHz の *FPBW* を実現するためには, 4 mA のバイアス電流が必要ということを示しています。ここで *C_P* は固定の値 2 pF で, 設計の制約によりそれより低くできないと仮定しています。これらの計算を表 6-1 に要約しておきました。

実際には OP アンプの *FPBW* は, 満足できる歪み性能 (一般的には 5 ~ 20 MHz において 55 ~ 80 dBc, ただし実際のシステム要求は非常に多岐である) を達成するために, 最大出力周波数のおよそ 5 ~ 10 倍でなければなりません。

しかし注意しなくてはならないのは, テイル電流の上昇は *g_m* の正比例の上昇を招き, それが *f_u* の上昇を引き起こします。 *f_u* が大きく上昇することで起こる不安定性を阻止するために, Q₁ と Q₂ のエミッタに直列に抵抗を挿入することによって *g_m* を低減できます (このエミッタ負帰還あるいはディジェネレーションと呼ばれるテクニックは, *g_m* の伝達関数を直線化することに貢献し, それゆえ歪みを低減する)。

ここでの解析は, 従来型のバイポーラ電圧帰還型 OP アンプのおもな非効率性は, 静止状態消費電流を比例的に上昇させずに高いスルー・レートを実現することができないからだということを指摘しています。なお, ここで *C_P* は固定の値とし, 2 ~ 3 pF の現実的な値であるとしています。

〈表 6-1〉電圧帰還型 OP アンプの帯域幅とスルー・レートの計算例

◆ $I_T = 100 \mu\text{A}$, $C_P = 2\text{pF}$ と仮定する

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \mu\text{A}}{26\text{mV}} = \frac{1}{520\Omega}$$

$$f_u = \frac{g_m}{2\pi C_P} = 153\text{MHz}$$

◆ スルー・レート SR

$$SR = \frac{I_T/2}{C_P} = \frac{50 \mu\text{A}}{2\text{pF}} = 25\text{V}/\mu\text{s}$$

2 V_{p-p} 出力 ($A = 1\text{V}$) が必要ななら,

$$FPBW = \frac{SR}{2\pi A} = \frac{25 \mu\text{V}/\mu\text{s}}{2\pi \times 1\text{V}} = 4\text{MHz}$$

◆ $FPBW = 160\text{MHz}$ を得るためには I_T を 4mA に増やさなければならない

◆ エミッタ負帰還抵抗を挿入して g_m を減らす

このことは、この構成を用いて設計された高速 OP アンプが不十分な性能であることを示唆するものではなく、単に、同程度の性能をより低い静止状態消費電流にて得られる回路設計のテクニックがあるということです。これは、1 mW の消費電力でさえ大切にしなければならない電池駆動の携帯機器などの場合は非常に重要です。

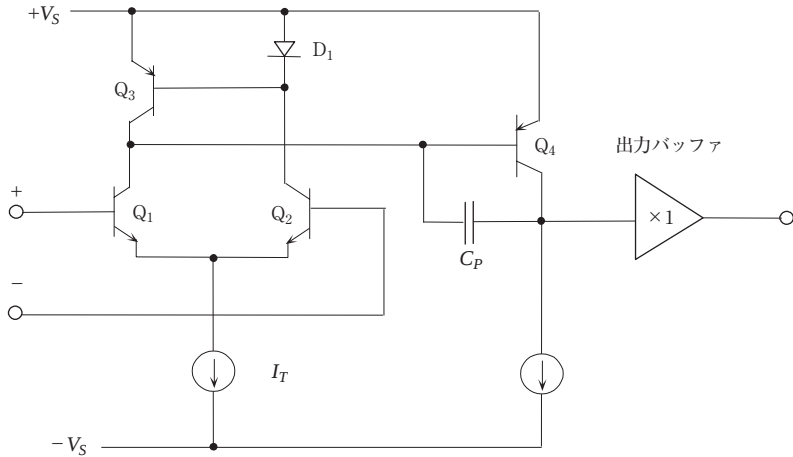
●コンプリメンタリ・バイポーラ・プロセスにより設計された電圧帰還型 OP アンプ

NPN トランジスタと同様な高い性能の PNP トランジスタをもつコンプリメンタリ・バイポーラ (CB) プロセスの出現により、図 6-4 の等価回路に示すような、電圧帰還型 OP アンプの構成がポピュラになってきました。

入力の差動ペア (Q_1 , Q_2) はカレント・ミラー (Q_3 と D_1) が負荷になることに注意してください。 D_1 は単純化のためにダイオードとして示していますが、実際にはダイオード接続された Q_3 特性にマッチした PNP トランジスタであり、そのベースとコレクタが接続されています。この単純化表記は、この章の以降に掲載する多くの回路図で用いています。エミッタ・コモンのトランジスタ Q_4 は 2 段目の電圧ゲイン段として動作します。

PNP トランジスタはコンプリメンタリ・バイポーラ・プロセス上に作り込まれている

〈図 6-4〉 2 段の利得段をもつ電圧帰還型 OP アンプ



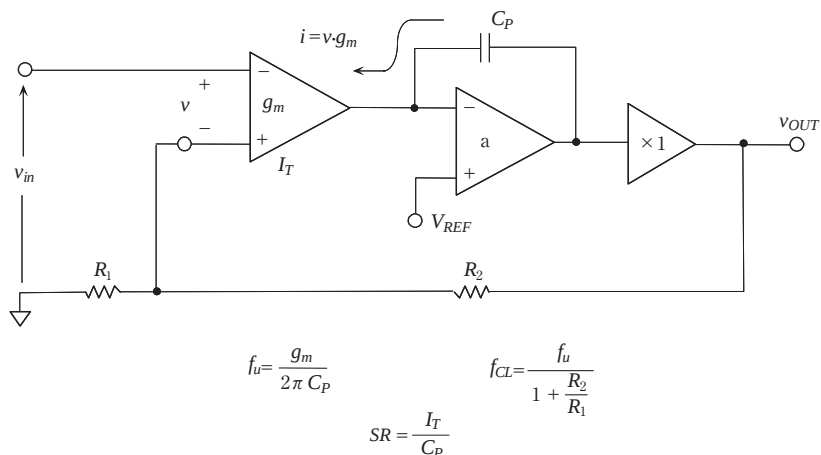
ので、高い性能をもち、NPN トランジスタとマッチングしています。したがって電圧利得を得るのに適しています。図 6-4 の増幅器の第 1 ボールは C_P により決定され、ゲイン段として利得をもつ Q_4 と内部帰還容量 C_P によりミラー積分回路となります。利得 1 倍の出力バッファは、一般にはコンプリメンタリ・エミッタ・フォロワで構成されます。

この 2 段構成の電圧帰還型 OP アンプのモデルを図 6-5 に示します。ユニティ・ゲイン帯域幅 f_u は、入力段の g_m と第 1 ボールを作る容量 C_P により決定されることに注意してください。この二つのゲイン段は直流オープンループ・ゲインを上昇させますが、それでも最大のスルー・レートは入力段のテイル電流量により $SR = I_T/C_P$ として制限されます。

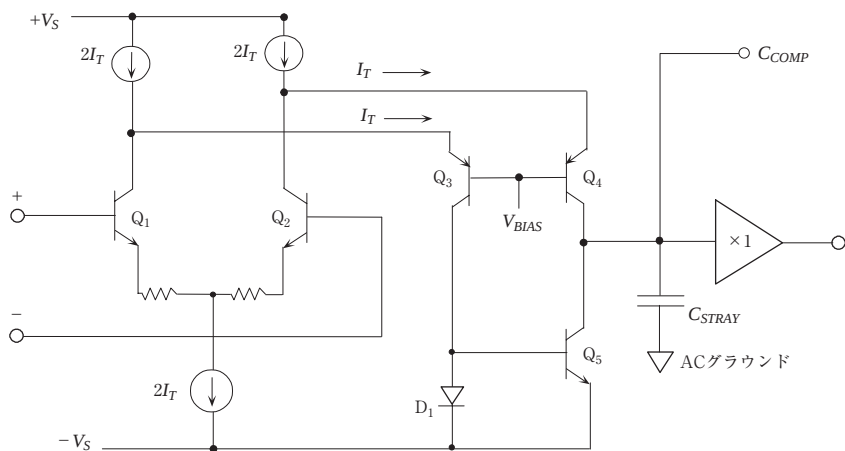
ここで示したような増幅段 2 段の構成は、高精度かつ高速の電圧帰還型 OP アンプとして、広く用いられています。初期の高速、高速セトリング時間の FET モジュール OP アンプで、同様な構成のデュアル FET 入力段が使われていたことが思い出されます（本書の第 1 部「OP アンプの歴史」を参照）。

ほかのポピュラな電圧帰還型 OP アンプの回路構成としては、図 6-6 に示すフォールデッド・カスコードが挙げられます。工業標準となっているビデオ・アンプのファミリ (AD847) はこの構成をとっています。この回路は同じく CB プロセスにおいて得られる高速 PNP トランジスタを利用しています。 Q_1 と Q_2 のコレクタの差動信号電流は、PNP カスコード・ペアのトランジスタのエミッタに注入されます（それでフォールデッド…折り重なったカスコードと呼ばれる）。 Q_3 と Q_4 のコレクタはカレント・ミラー回路の D_1 と Q_5 が負荷となり、電圧利得は Q_4 、 Q_5 の接続部で得られます。この単一段の構成では、高

〈図 6-5〉 2 段電圧帰還型 OP アンプのモデル

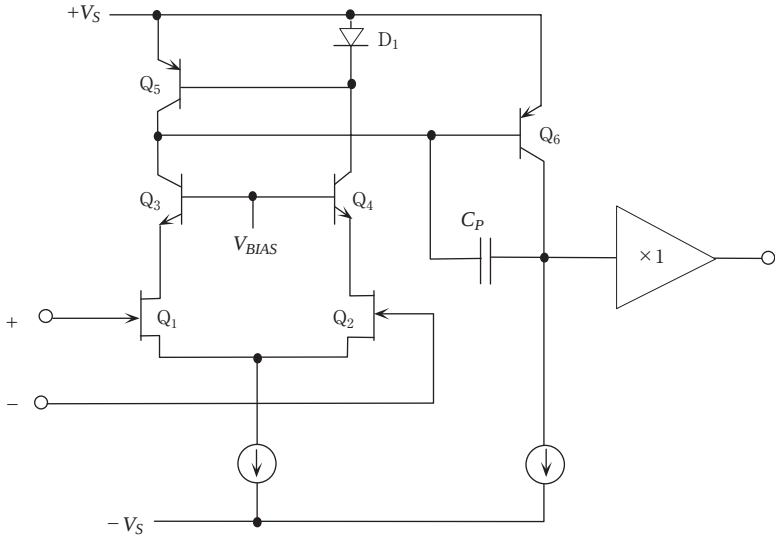


〈図 6-6〉 AD847 ファミリー, フォールドド・カスコードの簡略化した回路図



いインピーダンスの Q_4 , Q_5 接続点の接合容量 (C_{STRAY}) を補償のために用いています。この設計のいくつかのバリエーションでは、この部分を外部端子に引き出してあり、必要に応じて容量を付加することが可能です。

〈図 6-7〉 AD845, BiFET 16MHz OP アンプの単純化された回路図



Q_1 と Q_2 のエミッタ負帰還抵抗がなければ、さらには外部に補償容量をつけなければ、この回路は高いクロードループ・ゲインのときでしか安定ではありません。しかし、このファミリでもユニティ・ゲイン補償バージョンがあり、それらは適切な量のエミッタ負帰還がなされています。

CBプロセスでのJFETの有用性は、単に入力バイアス電流が低いということだけでなく、バイポーラ入力段で見られたような g_m と I_T の間で考えなくてはならないスルー・レートのトレードオフを改善してくれるという利点もあります。図 6-7 は AD845 (16 MHz OP アンプ) の回路を単純化して示しています。JFET は、バイポーラ・トランジスタよりも、テイル電流あたりの g_m が低いのです。このFETの低い g_m は、安定性を維持するために C_P を増やすことなしに、入力部のテイル電流 (スルー・レートでもある) を増やすことができます。

このように一見すると貧弱な性能のJFETですが、それはまさしく我々が必要としている高速/高スルー・レートの入力段に求められているものでした。一般的なJFETでは g_m の値はおおよそ $I_S/1\text{ V}$ (I_S はソース電流) であり、バイポーラ・トランジスタの $I_C/26\text{ mV}$ よりかなり低く、FETの g_m はバイポーラの $1/40$ です。このことは、JFETが入力段に使われたとき、与えられた g_m に対してより多くのテイル電流を流せるため、より大きいスルー・レートを得られるということになります。

●新しい電圧帰還型 OP アンプの構成…カレント・オン・デマンド，低電力，そしてスルー・レートの改善

最近まで OP アンプの設計者たちは，上述したような入力 g_m 段の静止状態消費電流とスルー・レートと歪み特性の間のトレードオフを考えなくてはなりませんでした．アナログ・デバイセズ社では，回路の静止状態消費電流を低く保ちながら，第1ボールの容量 C_P を充放電するための「カレント・オン・デマンド^{*2}」回路のコア技術の特許化しました．動的な消費電流ぶんは入力信号の速い変化度に比例し，その電流は静止状態消費電流に上乘せられます．

基本的なコア単位で単純化した回路を図 6-8 に示します．クワッド・コア (g_m 段) は，図示されているように，それぞれのエミッタが相互に接続されたトランジスタ Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 から成り立っています．ここで，反転入力にプラス側の立ち上がり電圧が印加されたと考えてください．この電圧は Q_1 に正比例した電流を流し，それはカレント・ミラー Q_5 を経て C_{P1} に供給されます．この Q_1 を流れる電流は同じく Q_4 を経て C_{P2} に供給されます．

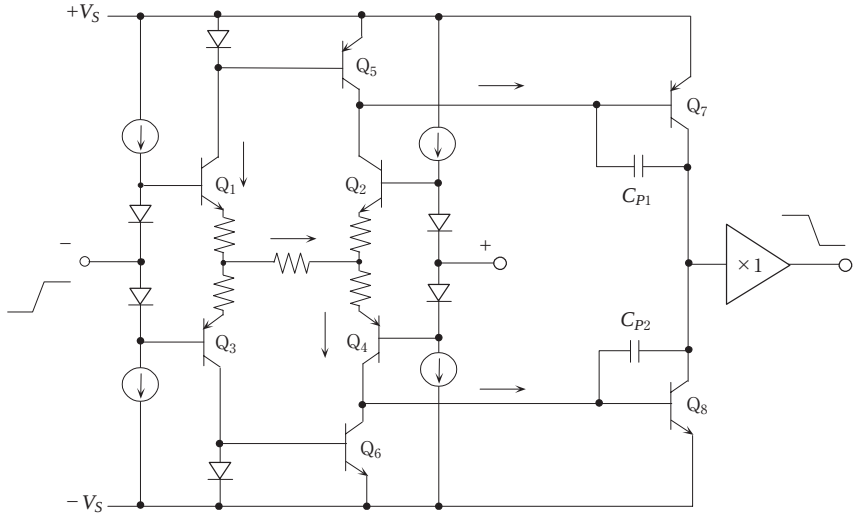
ダイナミック・レンジのリミット点では， Q_2 と Q_3 は相互に OFF 状態になっています． C_{P1} と C_{P2} の充放電電流は，クワッド・コアのバイアス電流に制限されるものではないということに注意してください．しかしながら実際には，図示されているような H 形抵抗ネットワークを形成する小さな電流制限抵抗が必要です． Q_7 と Q_8 は 2 番目のゲイン段 (Q_5 と Q_6 のコレクタから差動でドライブされる) を形成し，その出力はユニティ・ゲインのコンプリメンタリ・エミッタ・フォロワによりバッファされます．

クワッド・コア構成は特許化されており (図 6-8 では示されていない)，この回路が静止状態消費電流を決定します [文献 (1)]．この構成を用いた新しい電圧帰還型 OP アンプがいくつか発売されてきており，高周波での卓越した低歪み特性，帯域幅，そしてスルー・レートを，表 6-2 に示す静止状態消費電流のレベルで実現しています．

AD9631, AD8074, AD8047 はゲイン +1 で最適化されています．一方，AD9632, AD8075, AD8048 はゲイン +2 で最適化されています．

同じクワッド・コア構成は，レール・ツー・レール出力，ゼロ・ボルト入力許容，単一電源の OP アンプである AD8041 の回路の 2 段目で使われています．その入力段は差動 PNP ペアで，入力コモンモード信号を負電源電圧の 200 mV 下まで使うことができます．AD8042 と AD8044 は，おのおの AD8041 の 2 個入り，4 個入りバージョンです．

* 2 : 【訳注】“current-on-demand”…「必要に応じて電流を供給する」という意．原著では 1 語として表現してあるので，訳ではカタカナ表記とした．

〈図 6-8〉 カレント・オン・デマンド「クワッド・コア」電圧帰還型 g_m 段

〈表 6-2〉 高速の電圧帰還型 OP アンプ

型番	消費電流	帯域幅	スルー・レート	歪み
AD9631/32 (1)	17mA	320MHz	1300V/ μ s	- 72dBc@20MHz
AD8074/75 (3)	8mA	600MHz	1600V/ μ s	- 62dBc@20MHz
AD8047/48 (1)	5.8mA	250MHz	750V/ μ s	- 66dBc@5MHz
AD8041 (1)	5.2mA	160MHz	160V/ μ s	- 69dBc@10MHz
AD8042 (2)	5.2mA	160MHz	200V/ μ s	- 64dBc@10MHz
AD8044 (3)	2.8mA	150MHz	150V/ μ s	- 75dBc@5MHz
AD8039 (2)	1.5mA	300MHz	425V/ μ s	- 65dBc@5MHz
AD8031 (1)	0.75mA	80MHz	30V/ μ s	- 62dBc@1MHz
AD8032 (2)	0.75mA	80MHz	30V/ μ s	- 72dBc@1MHz

* : () の中はパッケージ内の OP アンプの個数。消費電流が少なくなっていく順に並んでいる。

6-2 電流帰還型 OP アンプ

それでは、高速 OP アンプとしてポピュラな電流帰還型 OP アンプの構成について、より深く考えてみましょう。先に説明してきたように、回路の考えかたは数十年前から提案されてきました。しかしながら、その回路構成のアドバンテージを最大限に発揮させるに

は、現代の高速コンプリメンタリ・バイポーラ・プロセスが必要でした。

長い間バイポーラ・トランジスタ回路では、ほかの条件が同一であれば、電流は電圧より早く切り替えられることが知られていました。これは非飽和動作のエミッタ結合ロジック(ECL)や電流出力型D-Aコンバータ素子の基礎をなすものです。電流がスイッチングする端子のインピーダンスを低く保つことは、高速動作における最大の損失となるストレイ容量の影響を最小化することに有効です。カレント・ミラーは、わずかな遅延でいかに電流がスイッチできるかの良い例です。

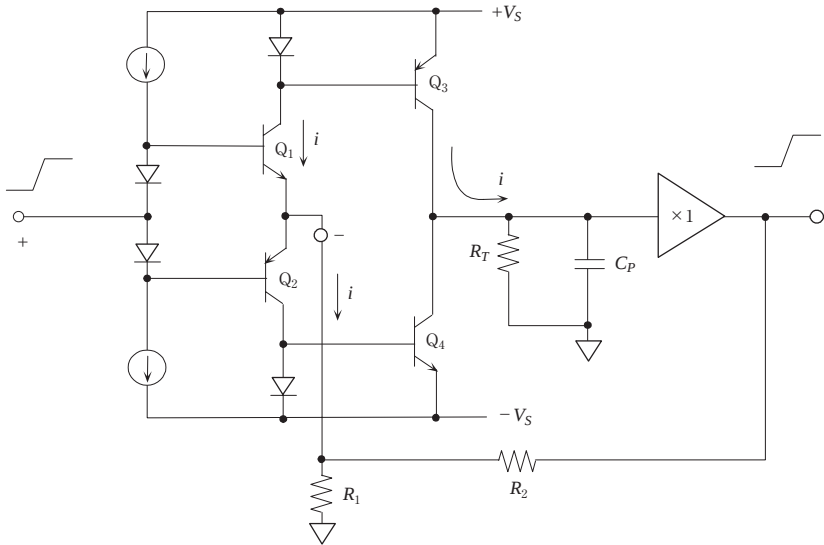
電流帰還型OPアンプの技術は、これらの電流切り替えについての基礎的原理を単純に応用しているだけです。単純化された電流帰還型OPアンプを図6-9に示します。非反転入力端子はハイ・インピーダンスで、コンプリメンタリ・エミッタ・フォロワのバッファ Q_1 と Q_2 により反転入力端子に直接バッファリングされています。エミッタ抵抗が低い(理想的にはゼロと仮定できる)ため、反転入力端子の入力インピーダンスはかなり低くなる(およそ $10 \sim 100 \Omega$)ことに注意してください。これは電流帰還型と電圧帰還型の基本的な相違であり、同じく電流帰還型OPアンプにとっての非常にユニークな先進的特徴でもあります。

Q_1 と Q_2 のコレクタ出力はカレント・ミラーをドライブします。そのカレント・ミラー回路は反転入力端子の電流をハイ・インピーダンスの端子(R_T と C_P でモデリングされる)へと反映します。ハイ・インピーダンスの端子はコンプリメンタリ形式で構成されるユニティ・ゲインのエミッタ・フォロワによりバッファされます。出力から反転入力端子へのフィードバック(帰還)は、反転入力端子の入力電流をゼロにするように動作します。それゆえ、「電流帰還」という用語で表現されるわけです。理想的な場合には、反転入力端子のインピーダンスがゼロであるため、この入力端子には小信号電圧は発生しないことに注意してください。単に小信号電流だけです。

それでは、プラス側の立ち上がり電圧が電流出力型OPアンプの非反転入力端子に印加されたときを考えてみます。 Q_1 はただちに外部のフィードバック抵抗に、入力に正比例する電流を発生させ、それはカレント・ミラーとして動作する Q_3 によりハイ・インピーダンス端子に伝達され、誤差電流となります。ハイ・インピーダンス端子に発生する電圧は、この電流量と等価インピーダンスとの掛け算になります。従来の電圧帰還型OPアンプでは伝達関数が電圧比という無単位のものであるのに対して、伝達関数がインピーダンスであるということに注意してください。このことは、トランスインピーダンスOPアンプという用語の起源でもあります。

このハイ・インピーダンス端子に供給される誤差電流は、入力段のテイル電流に制限されないということにも注意してください。言いかたを変えれば、従来の電圧帰還型OPアンプと異なり、理想電流帰還型OPアンプにはスルー・レートの制限がないということ

〈図 6-9〉 単純化された電流帰還型 OP アンプ



す。カレント・ミラーは電源からカレント・オン・デマンドにより電流を供給します。それにより、負帰還ループは非反転入力端子の誤差電流がゼロになるように、出力電圧を制御します。

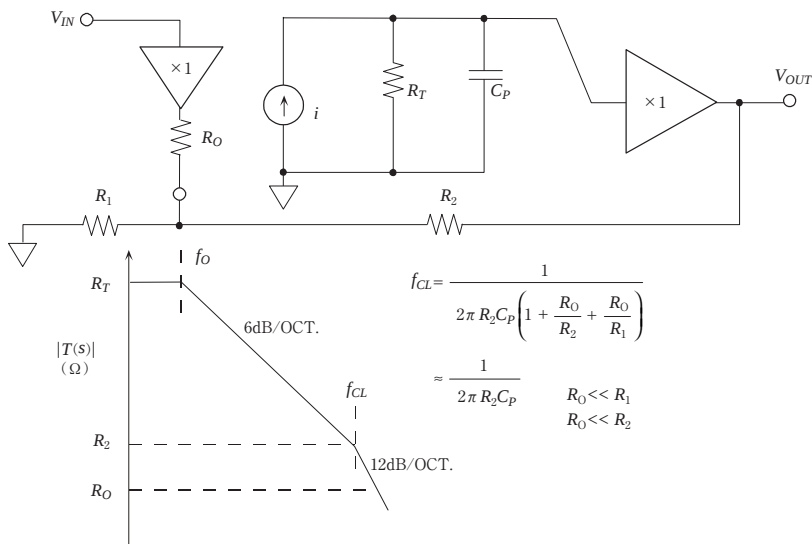
電流帰還型 OP アンプのモデルを図 6-10 に、対応するボーデ線図とともに示します。ボーデ線図は log-log スケールでプロットされ、オープンループ・ゲインはトランスインピーダンス $T(s)$ として Ω の単位で表記されています。

入力バッファの有限の出力インピーダンスは R_O としてモデルされています。入力の誤差電流は i です。負帰還理論を適用すると、OP アンプの伝達関数を以下のように求めることができます。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\omega C_F R_2 \left(1 + \frac{R_O}{R_2} + \frac{R_O}{R_1} \right)} \dots\dots\dots (2-46)$$

OP アンプのクローズドループ 3 dB 帯域幅周波数 f_{cl} では、以下の式が当てはまります。

〈図 6-10〉 電流帰還型 OP アンプのモデルとボーデ線図



$$2\pi f_{cl} C_P R_2 \left(1 + \frac{R_O}{R_2} + \frac{R_O}{R_1}\right) = 1 \quad \dots\dots\dots (2-47)$$

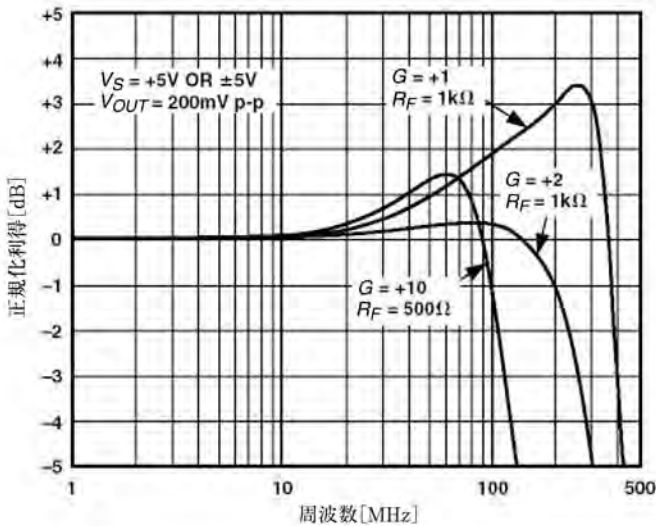
f_{cl} について解くと,

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi C_P R_2 \left(1 + \frac{R_O}{R_2} + \frac{R_O}{R_1}\right)} \quad \dots\dots\dots (2-48)$$

となります。 $R_O \ll R_2$, $R_O \ll R_1$ の条件だと式は単純化でき,

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi C_P R_2} \quad \dots\dots\dots (2-49)$$

が得られます。この式を評価してみると、電流帰還型 OP アンプのクローズドループ帯域幅は、第1ポールである内部容量 C_P と外部の帰還抵抗 R_2 により決定され、利得を決定する抵抗 R_1 には無関係であるということがただちにわかります。この一定の帯域幅を利得にかかわらず維持することができる能力は、電流帰還型 OP アンプが広帯域のプログラマ

〈図 6-11〉 AD8011 の周波数特性 ($G=+1, +2, +10$ の場合)

ブル・ゲイン・アンプとして理想的であるということを示します。

クロードループ帯域幅は外部帰還抵抗 R_2 に対して逆比例しているため、電流帰還型 OP アンプは通常は特定の R_2 に対して最適化されています。 R_2 を最適値より大きくすることは周波数帯域幅を減少させ、最適値より小さくすることは異常発振や高い周波数での寄生ポールによる不安定性を生じさせることになります。

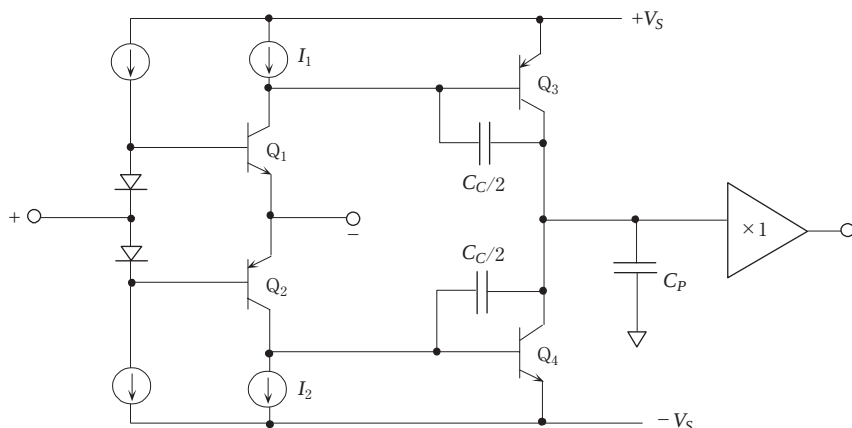
AD8011 電流帰還型 OP アンプの周波数特性を、図 6-11 にクロードループ・ゲインの値を変化 (+1, +2, +10 として) させて示します。クロードループ帯域幅は、利得が +10 であってさえも、いまだに 100 MHz を越えていることに注意してください。利得が +1 の場合に発生しているピーキングは、非反転動作とした広帯域電流帰還型 OP アンプでは一般的なことで、主として反転入力端子のストレイ容量がその原因です。このピーキングは若干大きめの帰還抵抗を用いて、帯域幅を犠牲にすることにより減少させることができます。1995 年に発表された電流帰還型 OP アンプ、AD8011 はいまだに最新技術レベルの性能を示しています。そのおもな仕様を表 6-3 に示します。

従来の電流帰還型 OP アンプは、カレント・ミラーを用いた単一ゲイン段の方式に制限されてきました。AD8011 (およびこのファミリのほかの製品) は従来の電流帰還型 OP アンプと異なり、2 段構成のゲイン段を用いています。これを図 6-12 に示します。

〈表 6-3〉 AD8011 の主要なスペック

- ・ 1mA の消費電流 (+5V, または $\pm 5V$ 電源)
- ・ 利得 1 のとき, 300MHz の帯域幅
- ・ 2000V/ μ s のスルー・レート
- ・ 29ns のセトリング・タイム (0.1%)
- ・ ビデオ用途での性能
 - 差動ゲイン誤差 DP : 0.02%
 - 差動位相誤差 DP : 0.06°
 - 25MHz 帯域幅: -0.1dB
- ・ 歪み
 - 70dBc@5MHz
 - 62dBc@20MHz
- ・ +5V, $\pm 5V$ 動作で完全に規定されている

〈図 6-12〉 2 段構成の電流帰還型 OP アンプ



AD8011 の出現まで, 完全コンプリメンタリの 2 段構成の電流帰還型 OP アンプは, 消費電力が非常に高いため現実的ではありませんでした。AD8011 は特許化 [文献 (2)] されたコンプリメンタリ増幅器のペア (Q_3 と Q_4) により構成される 2 段目の利得段を採用しています。それらはカレント・ミラーとして接続されておらず, エミッタ接地のゲイン段として構成されていることに注意してください。電流ソース (I_1 と I_2) の詳細設計とそれらに対応するバイアス回路は, この 2 段構成の電流帰還型回路を具現化するキーとなっています。それは増幅器の消費電流を低く保ち, かつ高速の振幅変化時に要求される広範囲の

出力電流の変化に対して、カレント・オン・デマンドでの電流供給性能をもっています。

今後の2段構成の増幅器の進化は、同じ消費電力におけるより広いオーバーオールでの帯域幅であり、それはより低い信号歪とより重い外部負荷をドライブできる能力をもつことを意味します。

いままでのところで、電流帰還型 OP アンプのいくつかのキーとなる特徴を学んできました。一番重要なポイントは、与えられたコンプリメンタリ・バイポーラ IC プロセスにおいて、電流帰還型の構成は一般に電圧帰還型と同じ静的消費電流量の場合、より高い $FPBW$ を得られるということです。それは、より低い歪み特性を得られるということでもあります。なぜなら、電流帰還型 OP アンプにはスルー・レートによる制限が実際には存在していないからです。このことにより、フルパワー帯域幅と小信号帯域幅がほぼ等しくなります。

次に重要な特徴は、電流帰還型 OP アンプの反転入力端子のインピーダンスが非常に低いということです。このことは、OP アンプを I - V 変換として反転動作で使用するときにアドバンテージとなります。つまり電圧帰還型に比較して、反転入力端子の容量による影響度が低いということです。

三番目の特徴は、電流帰還型 OP アンプのクローズドループ帯域幅が、内部容量 C_P と外部帰還抵抗 R_2 にて決定され、利得を決定する抵抗 R_1 とはほぼ無関係であるということです。

電流帰還型 OP アンプの仕様例を表 6-4 に示します。この表では、OP アンプの消費電

〈表 6-4〉電流帰還型 OP アンプの仕様の例

型番	消費電流	帯域幅	スルー・レート	歪み
AD8009 (1)	14mA	1000MHz	5500V/ μ s	- 80dBc@5MHz
AD8023 (3)	10mA	250MHz	1200V/ μ s	$DG = 0.06\%$, $DP = 0.02^\circ$
AD8001 (1)	5.0mA	600MHz	1200V/ μ s	- 65dBc@5MHz
AD8002 (2)	5.0mA	600MHz	1200V/ μ s	- 65dBc@5MHz
AD8004 (4)	3.5mA	250MHz	3000V/ μ s	- 78dBc@5MHz
AD8013 (3)	4.0mA	140MHz	1000V/ μ s	$DG = 0.02\%$, $DP = 0.06^\circ$
AD8072 (2)	3.5mA	100MHz	500V/ μ s	$DG = 0.05\%$, $DP = 0.1^\circ$
AD8073 (3)	3.5mA	100MHz	500V/ μ s	$DG = 0.05\%$, $DP = 0.1^\circ$
AD8012 (2)	1.7mA	350MHz	2250V/ μ s	- 66dBc@5MHz
AD8014 (1)	1.2mA	400MHz	4000V/ μ s	- 70dBc@5MHz
AD8011 (1)	1.0mA	300MHz	5500V/ μ s	- 70dBc@5MHz
AD8005 (1)	0.4mA	270MHz	1500V/ μ s	- 53dBc@5MHz

*：() の中はパッケージ内の OP アンプの個数。消費電流が少なくなっていく順にリストしてある。

〈表 6-5〉電流帰還型 OP アンプのまとめ

- 同じプロセス、同じ消費電力での電圧帰還型 OP アンプと比較して、電流帰還型はより高い $FPBW$ と低い歪み特性を得ることができる
- 電流帰還型 OP アンプの反転入力端子のインピーダンスは低く、非反転入力端子のインピーダンスは高い
- 電流帰還型 OP アンプのクロースドループ帯域幅は、第1ポールを決定する内部容量と、外部帰還抵抗により決定され、利得を決定する抵抗とはほぼ無関係である

流が少なくなっていく順にリストされています。

表 6-5 に、電流帰還型 OP アンプの一般的な特徴についてまとめておきました。

6-3 OP アンプの帰還容量の影響

図 6-13 (a) に示すような、単純な単一ポールのローパス・フィルタで周波数特性を改善するため、電圧帰還型 OP アンプの帰還ループ内にコンデンサを使うことは非常に一般的です。安定性と位相マージンを解析するために、得られたノイズ・ゲインをボード線図上にプロットします。系の安定性は、ノイズ・ゲインの全体の傾斜とオープンループ・ゲインが交差する点で決定されます。

特別な条件なしに安定となるには、ノイズ・ゲインのプロットはそれが 12 dB/oct. の傾斜になるまえに、オープンループ応答のプロットと交差しなければなりません。この図の場合、傾斜が 6 dB/oct. のところで交差しており、安定状態であることを示しています。図 6-13 (a) で示されたケースでは、周波数応答での第2ポールは、 f_u よりかなり高い周波数で発生していることに留意してください。

図 6-13 (b) に示す電流帰還型 OP アンプの場合は、ボード線図を描くのにトランスインピーダンス・ゲイン $T(s)$ が用いられている以外は、同じ解析手法が使われています。

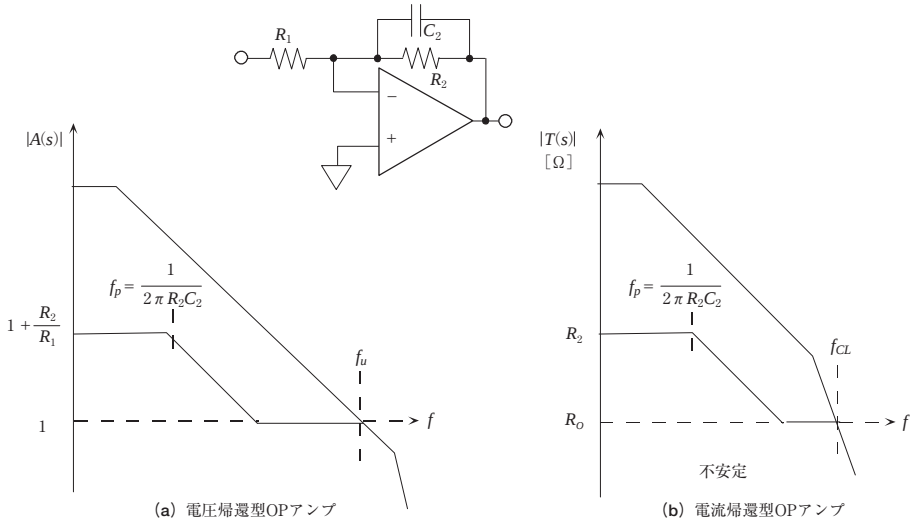
しかし、電流帰還型 OP アンプでのノイズ・ゲインの定義は (安定性解析を目的とする場合)、図 6-14 に示すように反転入力端子に雑音電流源を接続したものと再定義しなければなりません。この電流は、電流帰還型 OP アンプの「電流ノイズ・ゲイン」であると定義したインピーダンスとして出力に現れます。電流ノイズ・ゲイン C_{NG} は、

$$C_{NG} \equiv R_O + Z_2 \left(1 + \frac{R_O}{Z_1} \right) \dots\dots\dots (2-50)$$

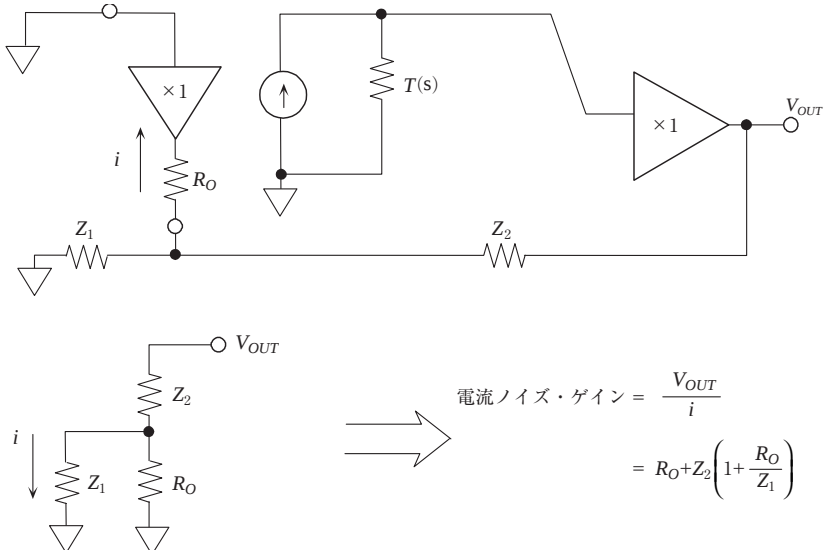
と表せます。

それでは、図 6-13 (b) に戻って電流帰還型 OP アンプの電流ノイズ・ゲインのプロッ

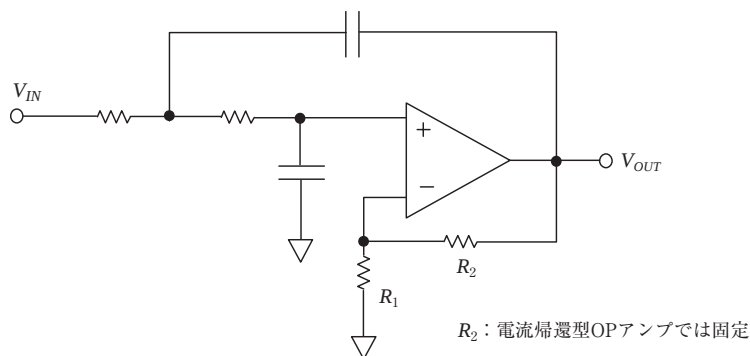
〈図 6-13〉 帰還コンデンサをつけた場合の電圧帰還型/電流帰還型のノイズ・ゲインによる安定性解析



〈図 6-14〉 電流帰還型 OP アンプの安定性解析に用いる電流「ノイズ・ゲイン」の定義



〈図 6-15〉 サレン-キー型フィルタの構成



トをよく見てみましょう。低周波では、電流帰還の電流ノイズ・ゲインは単純に R_2 です (これは R_O は Z_1 か Z_2 に対して十分に低いと仮定している)。第1ポールは R_2 と C_2 で決定されます。周波数が連続して上昇していくにしたがい、 C_2 は回路をショートするようになり、すべての反転入力端子の電流は R_O を通して流れるようになります (再度、図 6-14 を参照)。

普通、電流帰還型 OP アンプは指定の帰還抵抗 R_2 に対して最高の性能が出るように最適化されています。トランスインピーダンス $T(s)$ に付加される複数のポールは、 R_2 で決められるクロズドループ帯域幅 f_{cl} の周波数の上に発生します。電流帰還型 OP アンプの電流ノイズ・ゲインとオープンループ・ゲイン $T(s)$ は、 $T(s)$ の傾斜が 12 dB/oct. のところで交差します。これは電流帰還型 OP アンプの不安定性と発振の可能性を示しています。

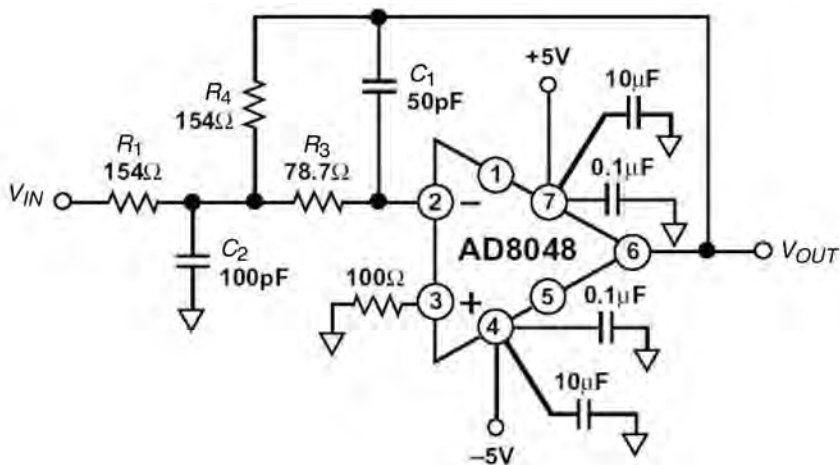
このことは、電流帰還型 OP アンプは、単純なアクティブ積分回路やローパス・フィルタなどの、帰還ループに容量を必要とする回路構成には向いていないという理由になります。

しかしながら、電流帰還型 OP アンプはある種のアクティブ・フィルタに使うことができます。それは帰還回路部に容量を必要としない、図 6-15 に示すようなサレン-キー型の回路などです。

その反面、電圧帰還型 OP アンプは非常にフレキシブルに各種アクティブ・フィルタを構成することができます。AD8048 を使った多重帰還型 20 MHz ローパス・フィルタの例を図 6-16 に示します。

一般にアクティブ・フィルタの増幅器は、フィルタ自体の帯域幅の少なくとも 10 倍以上の帯域をもっていることが要求されます。増幅器自体の位相シフトによる問題を避ける

〈図 6-16〉 AD8048 電圧帰還型 OP アンプを用いた多重帰還型 20MHz ローパス・フィルタ



ためです。

このフィルタ設計の詳細は AD8048 のデータシートで見ることができます [アクティブ・フィルタの設計については、第3巻 (原著では Chapter 5) にも含まれている]。

6-4 高速の電流-電圧変換器と反転入力端子の入力容量の影響

高速の OP アンプは、電流-電圧変換器、たとえば高速フォト・ダイオード用プリアンプや電流出力型 D-A コンバータのバッファなどの用途に非常に使いやすいといえます。典型的な電圧帰還型 OP アンプを I - V 変換器として使用した例を図 6-17 に示します。

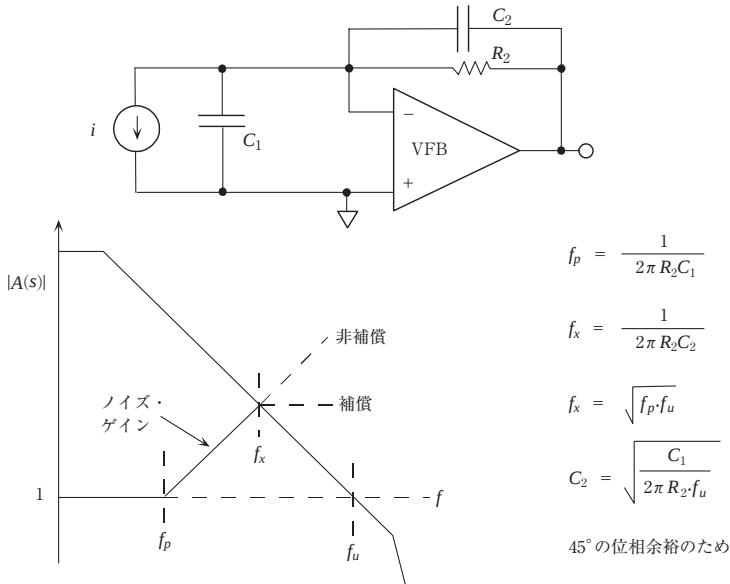
全入力容量 C_1 は、ボーデ線図上に示されるノイズ・ゲイン伝達関数に周波数 f_p としてポールを形成します。それは下記の式で与えられます。

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \dots\dots\dots (2-51)$$

もし補償をしていない場合、交差する周波数 f_x での位相シフトは不安定性と発振を引き起こします。帰還容量 C_2 を挿入し、 f_x にゼロ点を導入することで回路を安定化させ、 45° の位相余裕度を生み出すことができます。

ゼロ点の位置は下記の式で与えられます。

〈図 6-17〉 電圧帰還型 OP アンプを使用した電流-電圧変換器の入力容量の補正



$$f_x = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \dots\dots\dots (2-52)$$

C_2 を付加することは実際にポールの周波数を若干低減させますが、この効果は $C_2 \ll C_1$ であれば無視できます。周波数 f_x は、 f_p と OP アンプのユニティ・ゲイン帯域幅周波数 f_u との間の幾何平均となり、次のように表せます。

$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_u} \dots\dots\dots (2-53)$$

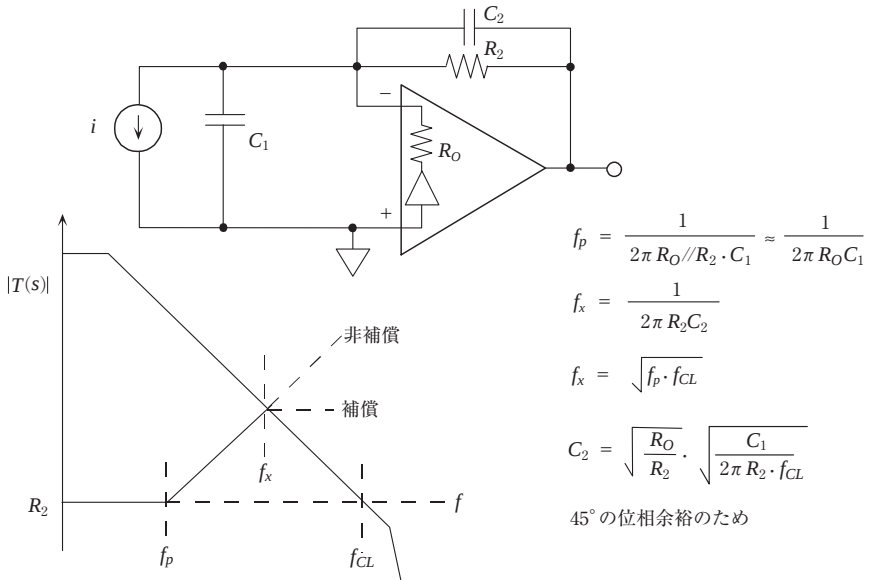
式 (2-52) と式 (2-53) を組み合わせて、 C_2 について解くと、

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_1}{2\pi R_2 f_u}} \dots\dots\dots (2-54)$$

となり、この C_2 の値は 45° の位相余裕度を生み出します。2 倍に容量を増やすと、位相余裕度は 65° まで増えます [文献 (2)]。

実際には、最適な C_2 の値は実験的に少しずつ変化させ、出力のパルス応答を最適化しながら決定します。

〈図 6-18〉 電流帰還型 OP アンプを用いた電流-電圧変換器



同様な解析は、図 6-18 に示すように電流帰還型 OP アンプでも適用することができます。しかしこの場合は、低い反転入力端子のインピーダンス R_O が入力容量の影響度を大幅に低減させます。実際、ゼロの入力インピーダンスをもつ理想電流帰還型 OP アンプでは、どんな値の入力容量に対してもまったく影響されません。

C_1 によりできるポールは周波数 f_p に現れます。

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_O // R_2)C_1} \doteq \frac{1}{2\pi R_O C_1} \dots\dots\dots (2-55)$$

このポール周波数は、一般に電圧帰還型の場合と比較してかなり高いところにあり、そしてそのポールが OP アンプのクロードループ帯域幅よりも高い周波数で発生している場合には完全に無視することができます。

次に、周波数 f_x において、容量 C_2 を挿入することによるゼロ補償を紹介します。

$$f_x = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \dots\dots\dots (2-56)$$

電圧帰還型 OP アンプの場合と同様に、 f_x は f_p と f_{cl} との間の幾何平均となり、

$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_{cl}} \dots\dots\dots (2-57)$$

式 (2-56) と式 (2-57) を組み合わせて、 C_2 について解くと、

$$C_2 = \sqrt{\frac{R_O}{R_2}} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{2\pi R_2 f_{cl}}} \dots\dots\dots (2-58)$$

となります。

式 (2-58) と、電圧帰還型 OP アンプに要求される C_2 についての同様な式 (2-54) とを比較することで、この回路構成で電流帰還型 OP アンプを用いた場合の大きなアドバンテージが見えてきます。つまり、もし R_2 で最適化された電流帰還型 OP アンプのクロズドループ帯域幅が、電圧帰還型 OP アンプのユニティ・ゲイン帯域幅と等しい場合、電流帰還型の補償容量 C_2 の大きさは $\sqrt{R_2/R_O}$ の項に応じて小さくできます。

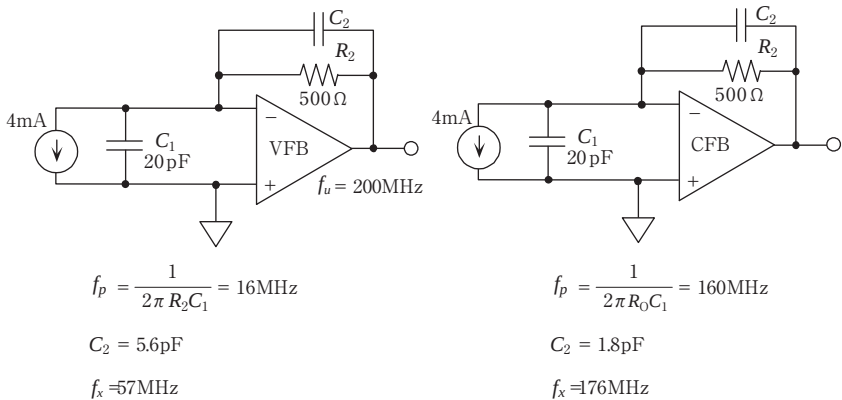
実際の応用例での比較を図 6-19 に示します。D-A コンバータのフルスケール時の出力電流が 4 mA で、OP アンプの反転入力端子の全容量は 20 pF、帰還抵抗は 500 Ω です。電圧帰還型 OP アンプの場合、 C_1 によるポールは 16 MHz に現れます。5.6 pF の補償容量が 45° の位相マージンを得るために必要になり、そして信号帯域幅は 57 MHz になります。

しかし電流帰還型 OP アンプの場合は、反転入力端子の低い入力インピーダンス ($R_O = 50 \Omega$) によるポールは 160 MHz に現れ、必要となる補償容量は約 1.8 pF になり、対応する信号帯域幅は 176 MHz になります。実際にはポールの周波数は OP アンプのクロズドループ帯域幅に非常に近くなり、たぶん補償をしないままですることができます。

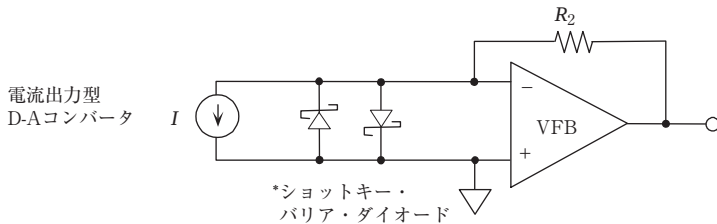
電流帰還型 OP アンプを反転動作で使用した場合、反転入力端子の入力容量に対して OP アンプは相対的に影響を受けにくくなることに注意してください。一方で、非反転動作の場合、反転入力端子のほんの数 pF のストレイ容量でも非常に大きなゲイン・ピークと不安定性を発生させてしまいます。

電流帰還型 OP アンプの反転入力端子の低い入力インピーダンスの有効性は、高速な電流出力型 D-A コンバータの出力を I - V 変換器としてバッファするような場合に発揮されます。ステップ状の電流変化 (D-A コンバータのスイッチングによるグリッチ) が電圧帰還型 OP アンプの反転入力端子に印加された場合、信号が OP アンプを通してその出力に伝播して負帰還が回復するまで、大きな過渡電圧を発生させることになります。図 6-20 に示すように、逆方向に接続されたショットキー・ダイオードが、この電圧スイングを制限するのによく使われます。これらのダイオードは、低容量で物理的に小さいデバイスでなくてはなりません。それらの容量が全入力容量に足し合わされるためです。

〈図 6-19〉電流帰還型 OP アンプを I - V 変換器に用いた場合は OP アンプは入力容量に比例した影響は受けない



〈図 6-20〉電流帰還型 OP アンプの反転入力端子の低い入力インピーダンスは高速 D-A コンバータの過渡動作の低減に寄与する



*：反転入力インピーダンスは低いので電流帰還型 OP アンプでは必要はない

一方、電流帰還型 OP アンプでは、帰還ループが応答する*4 まえであっても、高速スイッチング電流にとって低いインピーダンス R_0 を示し、そのため入力部にダイオードを付けなくても過電圧の出力を制限できます。これは I - V 変換器のセトリング・タイムを大幅に向上させます。

*4：【訳注】原著では「閉じる」となっているが、意味合いとしては「応答」である。

6-5 電圧帰還型と電流帰還型OPアンプでのノイズの比較 ●

高速OPアンプの多くの用途では、出力の全RMS (Root Mean Square) ノイズが一般的に問題になります。高い周波数帯域幅が使用されるため、出力のRMSノイズの主たる要因はホワイト・ノイズであり、 $1/f$ ノイズは無視することができます。

150 MHzを越えるような帯域幅をもつ典型的な高速OPアンプや、バイポーラ電圧帰還型OPアンプの入力段は、 $2 \sim 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ の入力ノイズ電圧をもっています。

電圧帰還型OPアンプでは一般的に、反転入力と非反転入力端子の入力ノイズ電流は等しく、ほとんどの場合にそれぞれの相関がありません。広帯域OPアンプの典型的な値としては、 $0.5 \sim 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の範囲となります。入力バイアス電流の補正回路が付加されると、バイポーラ入力段の入力ノイズ電流は上昇します。なぜなら、それらのノイズ電流は非相関であり、それゆえ、そのバイポーラ入力段のもともとのノイズ電流に足し合わされるからです (RSS ; Root Sum Square, 二乗合計の考えかたで)。しかしながら高速OPアンプでは、バイアス電流の補正はまれにしか行われません。

電流帰還型OPアンプの入力ノイズ電圧は、ほぼ同じ帯域幅をもつ電圧帰還型OPアンプと比較して低い傾向があります。これは電流帰還型OPアンプの入力段は、電流を多く流して動作しており、そのためにエミッタ抵抗が低く、つまり電圧ノイズを低減させます。一般的な電流帰還型OPアンプの入力ノイズ電圧は $1 \sim 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ の範囲となります。

電流帰還型OPアンプの入力ノイズ電流は、電圧帰還型OPアンプのそれより大きになっています。それは一般にバイアス電流が高いレベルであるからです。電流帰還型OPアンプの反転入力端子と非反転入力端子の電流ノイズは異なっています。それは、入力回路の構成のユニークさのためであり、それぞれ別々に評価しなければなりません。多くの場合、反転入力端子のノイズ電流のほうが大きくなります。電流帰還型OPアンプの典型的な入力ノイズ電流は、 $5 \sim 40 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ の範囲となります。これは R_1 が非常に小さい高利得での用途以外では、支配的な要因になりえます。

出力ノイズに対して支配的となるノイズ源は、OPアンプのクロードループ・ゲインと、フィードバックおよびフィードフォワード抵抗の大きさに大きく依存します。クロードループ・ゲインが大きい場合、OPアンプの電圧ノイズは出力ノイズの主要因となります。低利得の場合には、入力ノイズ電流の影響をも考えなくてはなりません。そしてそれは特に、電流帰還型OPアンプの場合には支配的になります。

高速OPアンプ回路のフィードフォワード/フィードバック抵抗の値は、 100Ω 弱～ $1 \text{ k}\Omega$ 強あたりの範囲になると考えられます。それゆえ、仕様上の値とクロードループ・ゲインを知ることなしに、全出力ノイズに対してのそれらの影響を一般化することは困難といえます。

〈表 6-6〉 高速 OP アンプのノイズについてのまとめ

- ◆電圧帰還型 OP アンプ
 電圧ノイズ： $2 \sim 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
 電流ノイズ： $0.5 \sim 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ◆電流帰還型 OP アンプ
 電圧ノイズ： $1 \sim 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
 電流ノイズ： $5 \sim 40 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- ◆信号源からのノイズは、信号源インピーダンスが 100Ω 以下の場合は無視できる
- ◆電圧ノイズは高い利得のときに支配的になる
- ◆ノイズ信号源が出力に出てくる。そして合成 (RSS ; Root Sum Square, 二乗合計) される
- ◆誤差は高い周波数での大きなピーキングを発生させる

ノイズの計算をするベストな方法は、すべてのノイズ源を含み、それらの計算を自動的に実行するような、簡単なパソコン用プログラムを作成することです。いままで説明してきた公式はこのような目的に対して使うことができます (再度、図 4-35 を参照)。ほとんどの高速 OP アンプの用途では、信号源インピーダンスのノイズは信号源インピーダンスが 100Ω 以下であるなら無視することができます。

表 6-6 に、高速 OP アンプのノイズ特性についてまとめておきます。

6-6 高速 OP アンプの DC 特性

高速 OP アンプは帯域幅とセトリング時間に対して最適化されており、低い周波数帯における高精度 OP アンプに見られるような精密な DC 特性はありません。とはいえ、高速 OP アンプはかなり実用的な DC 特性をもっています。

高速バイポーラ入力段の OP アンプの入力オフセット電圧は、まれにトリミングされているものがあります。その入力段のオフセット電圧のマッチングはすばらしく、 $5 \sim 15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ のオフセット温度係数で、 $1 \sim 3 \text{ mV}$ の範囲内となっています。

電圧帰還型 OP アンプの入力バイアス電流 (入力バイアス電流補正回路のない場合) は、(+) 入力端子と (-) 入力端子でほぼ等しく、 $1 \sim 5 \mu\text{A}$ の範囲にあります。入力バイアス電流によって生じる出力オフセット電圧は、実効的な信号源抵抗 R_3 を、 R_1 と R_2 の並列接続として計算される抵抗値と等しくすることで打ち消すことができます。

ここまで説明してきたように、この方法は電圧帰還型 OP アンプのうちバイアス電流補償がされているもの、つまりそれらの入力端子に電流発生源が別途付加されている OP アンプについては正しく働きません。この場合は、全バイアス電流を等しくしたり、同じ極性にする必要はありません。

〈表6-7〉高速OPアンプのオフセット電圧についてのまとめ

- ◆高速バイポーラ OP アンプの入力オフセット電圧
電圧帰還，電流帰還：1～3mV
オフセット・ドリフトの範囲：5～15 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
- ◆高速バイポーラ OP アンプの入力オフセット電流
電圧帰還型：1～5 μA
電流帰還型：5～15 μA
- ◆バイアス電流のキャンセル手法は以下の場合には動作しない
バイアス電流補正された OP アンプ
電流帰還型 OP アンプ

一般に電流帰還型 OP アンプは，非相関で等しくない入力バイアス電流をもちます．それは，(+) 入力端子と (-) 入力端子が完全に異なる構成で作られているからです．この理由により，外部でバイアス電流をキャンセルさせる方法は使えません．電流帰還型 OP アンプの入力バイアス電流は5～15 μA の範囲で，一般的に反転入力端子のほうがバイアス電流は大きくなっています．

表6-7 に，高速 OP アンプでのオフセットについての考察をまとめておきます．

◆参考文献◆

- (1) Roy Gosser ; Wide-Band Transconductance Generator, US Patent 5,150,074, filed May 3, 1991, issued September 22, 1992.
- (2) Roy Gosser ; DC-Coupled Transimpedance Amplifier, US Patent 4,970,470, filed October 10, 1989, issued November 13, 1990.
- (3) James L. Melsa and Donald G. Schultz ; Linear Control Systems, McGraw-Hill, pp.196～220, 1969. ISBN : 0-07-041481-5.
- (4) Thomas M. Frederiksen ; Intuitive Operational Amplifiers, McGraw-Hill, 1988. ISBN : 0-07-021966-4.
- (5) Sergio Franco ; Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, 2nd Ed., McGraw-Hill, 1998. ISBN : 0-07-021857-9.
- (6) Walt Kester, Editor ; High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996. ISBN : 0-916550-17-6 (<http://www.analog.com> にてダウンロード可能).
- (7) AD8011 300 MHz, 1 mA Current Feedback Amplifier, データシート (<http://www.analog.com>).

索引

■ あ行

アーツ, M.	19
アナログ・コンピュータ.....	26
アナログ・ダイアログ誌.....	55
アナログ・デバイセス社.....	53
アラン, ロジャー.....	92
イオン打ち込み.....	85
位相補償	65, 67, 187
位相補償コンデンサ.....	68
インターシル社.....	85
イントロニクス社.....	54
インバータ	110
ウーサー, スコット.....	87
ウィルソン, ガース.....	74
ウェスタン・エレクトリック社.....	15
ウォールマン, H.....	19
エージング効果	168
エミッタ・フォロワ	153
エルディ, ジョージ.....	74, 76
エレクトロニク・デザイン.....	92
エレクトロメータ.....	87
演算増幅器	104
オーディオン.....	12
オープンループ・ゲイン	104, 176, 188
オープンループ・トランスインピーダンス・ ゲイン.....	130, 177
オッホ, ヘンリー.....	27
オフセット誤差	208
オフセット調整	166
オフセット電圧	156
オフナー, フランクリン.....	22
オペレーショナル・アンプリファイア.....	12, 30
オン抵抗	155
温度係数	168

■ か行

カウンツ, ルー.....	86
ガウセン, ピーター.....	74
加算増幅器.....	27
加算点	109
ガス放電管	133
カソード・フォロワ.....	24
カソード結合.....	23
カソード補償.....	18
カデガン, ジョン.....	56
過電圧	152
カルマー, デビッド.....	85
カレント・オン・デマンド	234
カレント・ミラー	236
帰還容量	242
疑似サンギング・ノード	185
基準点	109
疑似ランダム周波数チョッピング	219
キルビー, ジャック.....	46
ギンズトン, E. L.....	18
グッディナフ, フランク	92
グラウンド	138
グラニーノ, コーン.....	33
グランドフェスト, ハリー.....	25
クレス, デイブ.....	91
クローズ, ジョアン.....	87
クローズドループ	106
クローズドループ・ゲイン	177
クローズドループ・バンド幅	188
クワッド・コア	234
クワッド・タイプ.....	69
ゲーテンハバー, モシェ.....	80
ゲイン	104
ゲイン・エラー.....	117, 178
ゲインの安定性	115

ゲルマニウム・トランジスタ	45
高精度	213
高速	223
高速セトリング OP アンプ	134
高調波歪み	206
コーナ周波数	118
ゴールドバーク, ハロルド	23
誤差要因項	115
コニグスバーク, (R. L.)	37
コモンモード・クロスオーバ	151
コモンモード・ダイナミック・レンジ	119
コモンモード・リジェクション	105
コモンモード信号	22
コモンモード入力インピーダンス	174
コンピュータ・ラボ社	57
コンプリメンタリ・コモン・エミッタ	154
コンプリメンタリ・コモン・ソース	154
コンプリメンタリ・バイポーラ・プロセス	160

■ さ行

サージ保護	156
サイライト素子	36
雑音密度	201
差動アンプ	21
差動回路	21
差動ゲイン	207
差動増幅回路	112
差動入力段	23
サブトラクタ	112
サミング・ポイント	111
サリバン, ダグラス	83
サレン-キー型フィルタ	244
サントス, フランシスコ・ドス	91
シェインゴールド, ダン	37, 53, 56
シグナル・ゲイン	114
シャノン, クロード	29
シャーフ, ブラッド	90
ジャンクション・アイソレーション	89
集積回路	46

周波数応答	181
出力オフセット	173
出力換算ノイズ	201
出力段	153
出力ノイズ	201
出力のダイナミック・レンジ	120
シュミット, オットー	22
ジュリー, レーベ	30
消費電流	211
ショックレー, ウィリアム	45
ショット・ノイズ	193
ジョフエ, ライオネル	23
ジョンストン, デニス	24
ジョンソン・ノイズ	192
シリコン・トランジスタ	46
信号ゲイン	175
信号源インピーダンス	194
信号レンジ	138
真のレール・ツー・レール入力段	150
スーパーベータ・トランジスタ	71
スーパーベータ・バイポーラ入力段	145
ステータ, レイ	53, 126
スナイダー, リード	76
スプレッド・スペクトラム	218
スミス, ルイス	53
スモール, ジェームス	27
スルー・リミッティング	182
スルー・レート	182, 228
スワーツェル, カール	27
正帰還	16
生体計測アンプ	21
成長接合型シリコン・トランジスタ	46
接地	106
セトリング時間	183
ゼロ・スケール	140
全高調波歪み	206
尖頭値	201
ソリッドステート	45
ソロモン, ジェームズ	70, 72

■ た行

ターマン, フレデリック	18, 132
ダーリントン, シドニー	27
帯域幅	190
ダイナミック・レンジ	206
タウンゼンド, ジェフ	91
単一電源 OP アンプ	137
単電源	122
直流誤差	215
直流差動アンプ	25
チョッパ・スタビライズド・アンプ	216
チョッパ型アンプ	32
ツェナー・ザッピング	75, 158
ツェナー・ダイオード	79
ティール, ゴードン	46
定常誤差	113
低電力	234
デイビス, W.	72
ディファレンシャル入力インピーダンス	174
デカップリング	211
テキサス・インスツルメンツ社	48, 86
デュアル・タイプ	69
デュアル・トランジスタ	54
デュアル FET	54
テレサ, コーン	33
テレサイン社	52
テレヘン, B. D. H.	16
電圧可変キャパシタ	51
電圧帰還型	129
電圧帰還型 OP アンプ	187, 224
電圧ノイズ・スペクトラム密度	195
電位計	87
電源	211
電源変動除去比	207
電子管チョッパ型 OP アンプ	32
電流帰還型	129
電流帰還型 OP アンプ	189, 235
電流-電圧変換	245
電流ノイズ・ゲイン	242

トーニーズ, J. F.	22
同相ゲイン	207
同相信号除去比	207
トップゲート FET	89
ドブキン, ボブ	91
トランジスタ	45
トランスインピーダンス・アンプ	130
ドリフト	168
トリミング工程	160

■ な行

ナイキスト, H.	18
ナショナル セミコンダクター社	65
入力インピーダンス	174
入力オフセット電圧	163
入力換算オフセット電圧	164
入力換算ノイズ	201
入力電流ノイズ	193
入力のダイナミック・レンジ	121
入力バイアス電流	169
ネクサス・リサーチ研究所	50
熱帰還	179
熱電圧	225
ノーブル, ロジャー	50
ノイズ, ロバート	46
ノイズ	191, 250
ノイズ・ゲイン	114, 175, 188, 205
ノイズ・フィギュア	195
ノイズの実効値	197
ノバ・デバイセズ社	76

■ は行

バー, ロバート・ページ	48
バー・ブラウン社	48
バーウエン, ディック	54
パーキンソン, デビッド	27
パーゲン, C. M.	25
パーチャル・グラウンド	111
パーディーン, ジョン	45
パーナム, D. H.	24

- パールマン, アラン49, 50
 バイアス電流キャンセル回路86
 バイアス電流補償143
 バイアス補償171
 ハイブリッド IC58
 ハイブリッド型 OP アンプ47
 バイポーラ入力段140
 バウワーズ, デレク75
 ハスキー, ハリー37
 パターソン, オマー35
 バトラー, ジム87
 バラクタ・ブリッジ型 OP アンプ51
 バリー, G. E.19
 ハリス, E. J.25
 ハリス社91
 パルマー, ウィン92
 反転増幅回路110
 反転入力端子109
 ピーズ, ボブ49
 ヒギンズ, H. C.27
 ビショップ, P. O.25
 歪み206
 非直線性176, 180
 非反転増幅回路107
 非反転入力34
 非反転入力端子109
 非補償型187
 ファーンズレイ, ラリー74
 フィードバック104
 フィードバック・アンプ15
 フィードバック・ネットワーク105
 フィリップス, N. V.16
 フィルブリック, ジョージ26, 35, 52
 フェアチャイルド・セミコンダクター社46
 フェアチャイルド社63
 フォールデッド・カスコード232
 フォックスボロー社26
 フォレスト, リー・ド12
 負帰還15
 プッシュ・プッシュ信号22
 プッシュプル153
 ブデリ, ロバート30
 ブラウン, トーマス48
 フラガー, デイブ68
 ブラック, ハロルド15
 ブラッテン, ウォルター45
 ブラッドレイ, フランク33
 フル・スケール140
 フルパワー・バンド幅182
 ブルベーカー18
 ブルムレイン, アラン22
 プレーナ・プロセス46
 プレシジョン・モノリシック社74, 158
 フレデリクセン, T.70
 フレミング, J. A.12
 プロコウ, ポール89
 フロスト, シーモア32
 プロセス技術160
 分解能誤差215
 平坦度190
 ペインター, ヘンリー53
 ヘルニ, ジーン46
 ボーデ, H. W.18
 ボーデ線図118
 ホイットニー, デイブ92
 ボイト, ポール15
 砲弾誘導器27
 飽和電圧155
 ボゴウシアン, ウィリアム27
 ポップコーン・ノイズ197
 ホルスト, パー26
 ボルテージ・フォロウ35, 107

■ ま行

- マイディーク, モデスト76
 マクフィー, リチャード25
 マシューズ, B. H. C.21
 マッコイ, ロウレイ33
 マルター, ボブ49
 ミラー, スチュワート18, 133

ミラウェイ, スチープ	88
メサ・プロセス	46
メツツァー, ロバート	24
モジュール型OP アンプ	47
モデル 111, 118,	54
モデル 121	54
モデル 142	54
モデル 180, 183	54
モデル 210, 211, 220	54
モデル 232, 233, 260	54
モデル 301, 302, 303	53
モデル 310, 311	53
モデル 44, 45, 48	56
モデル 50	57

■ や行

誘電体分離プロセス	88, 91
ユニティ・ゲイン	227
ユニティ・ゲイン・フォロワ	109

■ ら行

ラーファン, ジョディ	89
ラガツィーニ, ジョン	30
ラッセル, ロッド	70, 85
リー, P.	72
リーブス社	32
理想OP アンプ	103
利得	104
利得帯域幅積	187
リニア・テクノロジー社	74
リヒター, ワルサー	24
両電源	122
リンク・トリミング	159
ルーディン, マルフ	74
ループ・ゲイン	116
ループ・ゲインの周波数特性	118
レーザ・ウェハ・トリミング	78, 157
レーザ・トリミング	75
レート・リミッティング	182
レール・ツァー・レール	139

レール・ツァー・レール出力	90
レール・ツァー・レール出力段	155
レール・ツァー・レール入力段	148
レベル・シフト	133
レベル・シフト	18, 24
ローデル, ジェリー	37
ローバー, マット	53, 126
ロスマンディ, ベラ	37
ロベル, クラレンス	27
ロングテイルド・ベア	22

■ わ行

ワイドラー, ボブ	63, 98
-----------	--------

■ 数字

1/fコーナ周波数	196
1/fノイズ	196
1次系	202
2次系	205
2段電圧帰還型	232

■ アルファベット・記号

AC フィードバック・アンプ	18
AD108	74
AD301AL	70
AD3354	58
AD503	83
AD504	76
AD506	83
AD508	76
AD509	91
AD513	85
AD515	88
AD516	85
AD517	76
AD518	91
AD542	86
AD544	86
AD545	88
AD546	90

AD547	87	CA3130	86
AD548	87	CA3140	86
AD549	88, 89	CBFET	160
AD642	86	CB プロセス	90, 160
AD644	86	CFB	129
AD648	87	CMR	105
AD704	76	CMRR	207
AD705	76	DC アンプ	18
AD706	76	DigiTrim	156, 161
AD707	80	EEPROM トリミング	159
AD708	80	FET OP アンプ	56
AD711	87	FET 入力	83, 146
AD712	87	FPBW	182, 229
AD713	87	GAP/R 社	35, 47
AD741	70	GBW	188
AD743	90	g_m	225
AD744	92	HA2500	91
AD745	90	HOS-050	57
AD795	90	HOS-060	58
AD8001	92	I_B	169
AD8011	239	ICL8007	85
AD8039	185	JFET	147
AD8048	245	K2-P	36
AD8075	191	K2-W	35
AD811	92	LF155	85
AD820	91	LF156	85
AD822	91	LF157	85
AD823	91, 149	LH101	69
AD824	91	Lightning Empiricist	36
AD829	92, 141	LM101	65
AD840	92	LM101A	69
AD845	233	LM102	72
AD846	92, 132	LM107	69
AD847	92	LM108	72
AD8531	155	LM110	72
AD8551	218	LM112	73
AD8571	218	LM118	91
AD8602	157	LM148	69
ADLH0032	58	LM201	65
BiFET	147	LM218	91

LM301	65	OP777	82
LM318	91	OP97	74, 146
LM324	70	OPA111	88
LM358	70	OP アンプの誕生	29
LT1008	74	OP アンプの出力	103
LT1012	74	OP アンプの入力	103, 140
M9	26, 29	P2	52
MC1458	69	P45	49
MC1556	72	P65	49
MC1558	69	Palimpsest	36
MC4741	69	PM1008	74
Micro-Gee Products, Inc.社	37	PM1012	74
MOSFET	147	PMI 社	74
mSOIC	82	PP65	51
MSOP	82	PSRR	207
Op Amp Labs 社	37	RCA 社	86
OP05	78	r_e	225
OP06	78	SC-70	82
OP07	79	SOIC	82
OP08	74	SOT-23	82
OP1177	83	SP2A	52
OP12	74	SSS725	74, 78
OP15	86	THD	206
OP16	86	TL06x	86
OP17	86	TL07x	86
OP177	80, 199, 210, 215	TL08x	86
OP213	198	TO-8	59
OP2177	83	TSSOP	83
OP249	87	VFB	129
OP27	80, 144, 194	V_{OS}	163
OP297	75	XFCB	92, 223
OP37	80	$\mu A702$	63
OP4177	83	$\mu A709$	63
OP497	75	$\mu A725$	74, 77
OP727	82	$\mu A740$	85
OP747	83	$\mu A741$	68
OP77	80	$\mu A748$	69