

# 第 1 章

## 計装アンプ

Walt Kester, Walt Jung / 訳：細田裕司

特定用途向けの増幅器のなかで最もよく使われるものと言えば、おそらく計装アンプ (instrumentation amplifier) になるでしょう。計装アンプはノイズの多い環境や、大きな同相信号 (通常は交流電源周波数によるもの) がある環境下でも、直流精度と正確なゲインを維持しなければならない産業用計測アプリケーションの多くで広範囲に使用されています。

### 1-1 OP アンプと計装アンプの機能の違い

計装アンプは非常に重要な点で、OP アンプ (operational amplifier) との相違があります。OP アンプとは、抵抗、キャパシタ、場合によってはインダクタからなる外付け部品による帰還回路を使うことで、ユーザがさまざまに特性を変更できる、汎用のゲイン・ブロックにほかなりません。OP アンプを使った回路の構成と機能は、まさに設計者自身が決めるものなのです。

これとは対比的に、計装アンプは機能と動作ゲインの許容範囲という点で制約があるデバイスです。そして多くの点で、計装アンプは OP アンプより、求められる用途に特化したものとなっています。ただ皮肉なことに、現実には計装アンプは複数の OP アンプを使って構成されます。その機能のせいで、計装アンプを誤って OP アンプと呼ぶことはよくあることですが、その逆はめったにありません。計装アンプとは OP アンプの特別なタイプではなく、両者の機能は根本で異なっていることを理解しておかなければなりません。

これら二つのデバイスを区別するには、OP アンプでは帰還回路の柔軟性によって、多種多様な目的に向けて回路を構成できるということを覚えておけばよいでしょう。一方、計装アンプではそうはいきません。計装アンプは、特定の動作範囲内でゲインが設定できるだけです。OP アンプの動作は外付け部品により規定されますが、計装アンプでは一つ

見本

の抵抗か、あるいはピンの選択によりタップを選ぶことで動作ゲインを設定します。

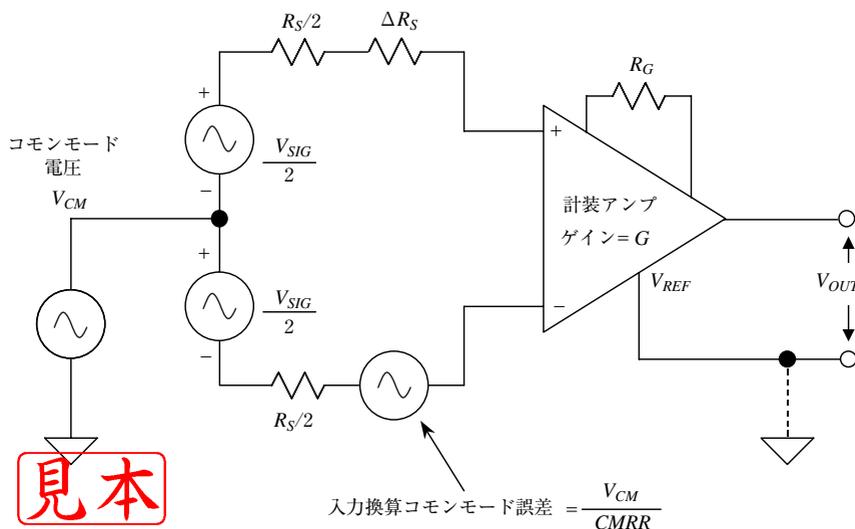
## ●計装アンプの定義

計装アンプとはループの閉じた精密ゲイン・ブロックです。それは図1-1のように、一对の差動入力端子と、基準端子 ( $V_{REF}$ ) を電位基準とするシングルエンド出力をもっています。入力インピーダンスは平衡していて、標準値で  $10^9 \Omega$  ほどの高い値になっています。繰り返しになりますが、OPアンプとは異なり、計装アンプでは内蔵する帰還抵抗ネットワークと (通常は) 1個のゲイン設定抵抗  $R_G$  を使います。さらに異なる点として、内蔵する抵抗ネットワークと  $R_G$  が入力端子から切り離されているという点があります。また、デバイスのピンを選ぶことで (このピンは信号入力とは切り離されている)、内蔵の  $R_G$  をプリセットしてゲインを設定できる計装アンプもあります。標準的な計装アンプのゲインは1~1000の範囲になります。

通常、計装アンプは、REFERENCEあるいは  $V_{REF}$  と名付けられるピンを基準として、出力電圧を発生します。多くのアプリケーションでは、このピンは回路のグラウンドに接続されますが、定格範囲にあるかぎり、それ以外の電位に接続することもできます。この特徴は、電源の中間電位 (5V 単一電源なら 2.5V) を基準にして出力を発生する単一電源動作のアプリケーションで特に有用と言えます。

計装アンプが機能するには、入力のボルト・オーダの同相 (コモンモード; CM) 電圧

〈図1-1〉計装アンプの原理図



を除去しつつ、マイクロボルト・レベルの信号の増幅ができなくてはなりません。これは、計装アンプには同相信号除去 (common mode rejection ; CMR) 能力が必要であるということを示しています。計装アンプの CMR 値は 70 dB ~ 100 dB 以上あるのが普通で、ゲインを高くすれば一般に CMR はさらに良くなります。

ほとんどの実用的なアプリケーションでは、DC 入力での CMR 仕様だけでは不十分であることを知ることが大切です。産業用途において最も一般的な外部からの妨害といえば、高調波を含めた 50/60 Hz の AC 電力線からのノイズになります。差動測定においては、このタイプの妨害は計装アンプの二つの入力端子の双方に同等に発生するので、これを同相の入力信号であると見ることができます。そのために、DC での値と同様に各周波数における CMR の仕様が重要になります。計装アンプによっては、二つの信号源インピーダンス間に不平衡があると、CMR が劣化することがあるので注意が必要です。アナログ・デバイセズ社の計装アンプでは、信号源のインピーダンスに 1 kΩ の不平衡がある条件で、50/60 Hz での CMR を規定しています。

### ●減算器/差電圧アンプ

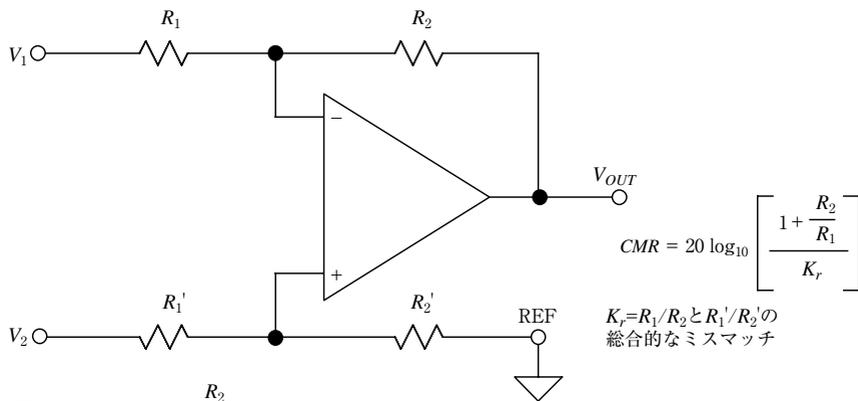
図 1-2 のように、4 本の抵抗と 1 個の OP アンプによって、簡単な減算器 (subtractor) または差電圧アンプ (difference amplifier) と呼ばれる回路を作ることができます。前項で解説した定義によれば、これは真の計装アンプとは言えないことに注意が必要ですが、差動出力からシングルエンド出力へ簡単に変換したい用途では、よく使われる回路です。多用される回路ですので、真の計装アンプのアーキテクチャについて解説するまえに、この回路について詳しく調べて、その根本的な限界について理解しておくことにしましょう。

この簡単な回路には、根本的な問題点がいくつかあります。まず第一に、 $V_1$  と  $V_2$  から見た入力インピーダンスが平衡していません。 $V_1$  から見た入力インピーダンスは  $R_1$  ですが、 $V_2$  から見た場合は  $R_1' + R_2'$  になっています。この回路構成は CMR の観点からしても、大きな問題を含んでいます。なぜなら、信号源のわずかなインピーダンスの不平衡によって実際の CMR が劣化してしまうのです。この問題は、それぞれの入力に (たとえば高精度のデュアル OP アンプなどを使うことで) 特性のよく一致したバッファを直列に入れることで解決が可能です。しかし、これでは回路が複雑になり、またオフセットの変動や直線性の劣化を招くかもしれません。

この回路の第二の問題は、各抵抗の比のマッチングの程度により CMR が一義的に決定され、OP アンプ自体が決めるのではないという点です。同相ノイズを除去するためには、 $R_1/R_2$  と  $R_1'/R_2'$  の抵抗比は、少なくとも一般的な OP アンプの 100 dB を越す CMR と同程度に、厳密にマッチングしてはなりません。ここで、抵抗の絶対値そのものは、それほど重要でないことにも注意しておきましょう。

**見本**

〈図1-2〉OPアンプによる減算器(差電圧アンプ)



$$CMR = 20 \log_{10} \left[ \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{K_r} \right]$$

$K_r = R_1/R_2$  と  $R_1'/R_2'$  の  
総合的なミスマッチ

- $V_{OUT} = (V_2 - V_1) \frac{R_2}{R_1}$
- $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2'}{R_1'}$  高いCMRには厳密なマッチングが必要
- 信号源インピーダンスの影響を受ける
- $R_1$ と $R_2$ の0.1%のミスマッチは66 dBのCMRとなる

同一ロットから4本の1%許容誤差の抵抗を選ぶことで、正味の抵抗比のマッチングとして0.1%を得ることが可能かもしれませんが、これは( $R_1 = R_2$ と仮定して)66 dBのCMRに相当します。しかし、1本の抵抗が他の抵抗より1%値が異なっていたら、CMRはわずか46 dBに低下してしまいます。明らかに、この回路で通常の個別部品の抵抗を使おうとすれば(手作業で合わせ込まないかぎり)、極めて限定された性能しか得ることができません。なぜなら、一般に入手可能な最良の標準RNC/RNR型の抵抗器でも、その許容誤差は0.1%のオーダに過ぎないからです[参考文献(1)を参照]。

一般的に、このタイプの回路のCMRの最悪値は次式によって与えられます[参考文献(2)および(3)を参照]。

$$CMR[\text{dB}] = 20 \log \left( \frac{1 + R_2/R_1}{4K_r} \right) \dots\dots\dots (3-1)$$

ここで $K_r$ は、4本の個別の抵抗器が使われている場合の個々の抵抗の許容誤差です。この式から、同一公称値の1%誤差の抵抗を無選別で4本使うことで累積される許容誤差に対するCMRは最悪の場合、34 dB以上にはならないことがわかります。

**見本**

この回路に、実際のマッチングの許容誤差が $K_r$ である単一のネットワーク抵抗を使う

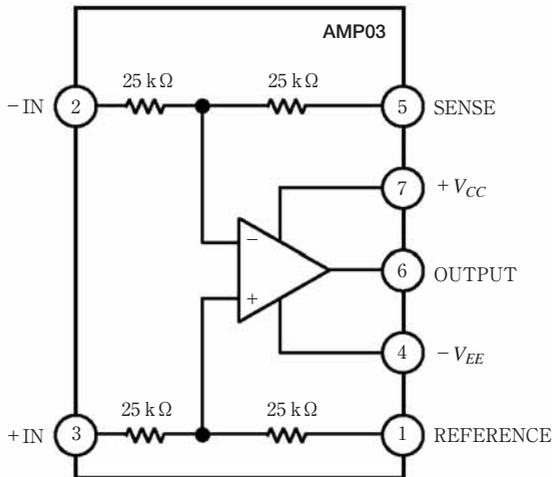
と、先の式は次のようになります。

$$CMR [dB] = 20 \log \left( \frac{1 + R_2 / R_1}{K_r} \right) \dots\dots\dots (3-2)$$

抵抗比の実際のマッチング許容誤差が0.1%として、式(3-2)において $R_1 = R_2$ とすることで、直流でのCMRの最悪値として66 dBが得られます。どちらの場合でも、アンプ自体のCMRは遥かに高いもの(100 dB以上)であると仮定しています。これで明らかのように、このような回路において高いCMRを得るためには、絶対値ならびに温度係数が極めてよく一致している同一サブストレート上に構成された4個の抵抗が必要になります。そのようなネットワーク抵抗として、厚膜あるいは薄膜技術を用いた、抵抗比マッチングが0.01%やそれ以上に良い抵抗をCaddock社やVishay社といったメーカから入手することができます。

簡単な差電圧アンプを実装する場合に、高精度OPアンプと外付けの抵抗ネットワークを使うことによる高コストと基板上に占める面積の増加に甘んじるより、完全モノリシックICによる解決策を探るほうが一般には得策であると言えます。AMP03はまさにそのような目的のための高精度差電圧アンプであり、チップ上にレーザ・トリムされた精密薄膜抵抗ネットワークを搭載しています。このICの構造を図1-3に示します。AMP03Fの標準的なCMRは100 dBであり、小信号帯域幅は3 MHzとなっています。

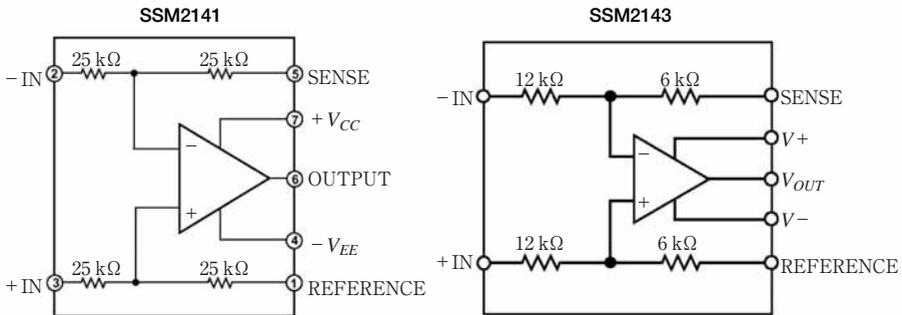
〈図1-3〉AMP03 高精度差電圧アンプ



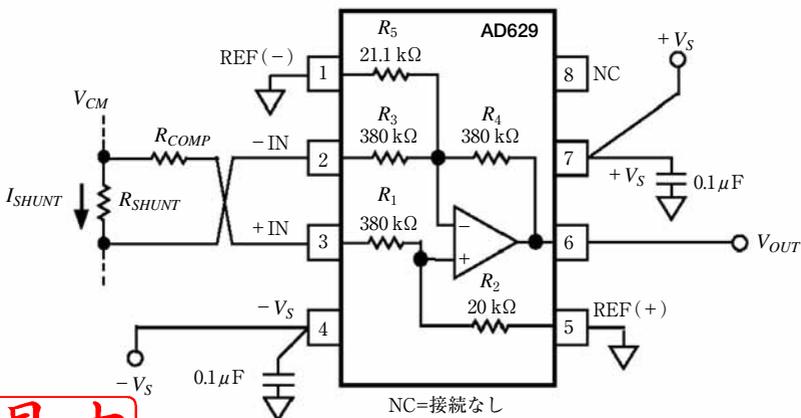
見本

AMP03に類似した機能をもつデバイスがいくつかあります。たとえば、SSM2141/SSM2143 差分増幅器です。これらはオーディオ帯域のライン・レシーバとして設計された姉妹品で(図1-4を参照)、低歪みと(あらかじめ微調整された)高いCMR特性をもっています。SSM2141/2143の正味のゲインは、それぞれ1と0.5になっていて、600Ω平衡のオーディオ信号源に使用するよう設計されています[第4巻(原著ではChapter-6)のオーディオ・アンプの章では、このデバイスに関連してさらに詳しく解説されているので参照のこと]。

〈図1-4〉SSM2141/SSM2143 差電圧アンプ(オーディオ・ライン・レシーバ)



〈図1-5〉高い同相電圧を取り扱えるAD629 差電圧アンプを使った電流検出回路



見本

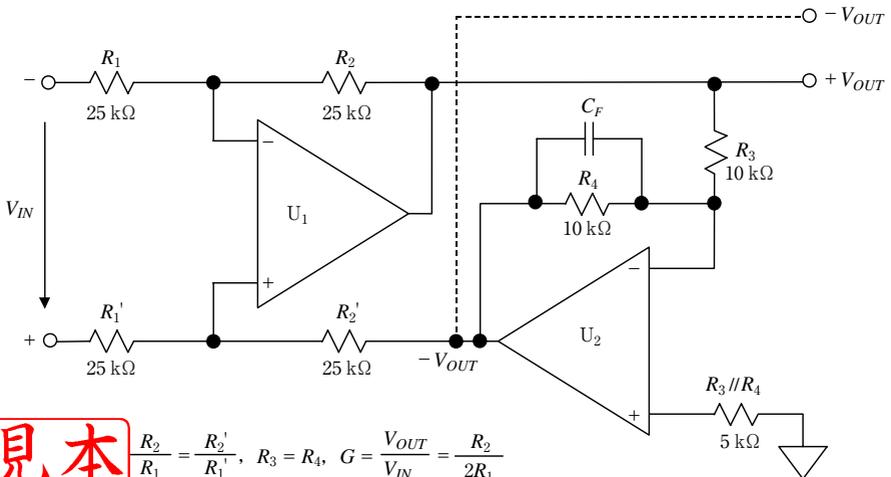
$$V_{CM} = \pm 270 \text{ V} \quad (V_S = \pm 15 \text{ V})$$

単純な構成の差電圧アンプの興味深い派生品として、高い同相入力電圧に対して最適化された AD629 差電圧アンプがあります。これを電流検出に使った代表的な回路を図 1-5 に示します。AD629 はゲイン 1 の差動-シングルエンド増幅器です。電源電圧  $\pm 15\text{V}$  で、 $\pm 270\text{V}$  の同相電圧を扱うことができ、小信号帯域は  $500\text{kHz}$  となっています。

高い同相電圧レンジは、 $R_1$  と  $R_2$  の分圧器により非反転入力 (3 番ピン) を 20 分の 1 に減衰することで得られています。反転入力部では、抵抗  $R_5$  は  $R_5$  と  $R_3$  の並列合成値が  $R_2$  と等しくなるように選ばれています。回路のノイズ・ゲインは  $20 [1 + R_4 / (R_3 // R_5)]$  で与えられ、差動入力電圧に対するゲインを 1 にしています。 $R_1$  から  $R_5$  の薄膜抵抗器をレーザーによってウェハ・トリミングすることで、AD629B では  $500\text{Hz}$  で最小でも  $86\text{dB}$  の  $CMR$  を得ています。アプリケーションにおいて、両入力での信号源インピーダンスを平衡させるのは有効な手法であり、ダミー抵抗  $R_{COMP}$  を電流検出シャント抵抗  $R_{SHUNT}$  の値に等しくなるように選びます。

BBC のデビッド・パート (David Birt) は、信号源に対する負荷効果について、簡単なライン・レシーバ回路の解析を行いました [参考文献 (4) を参照]。そこで、図 1-6 に示すように変更を加えた平衡回路形式を提案しています。ここで、 $U_1$  の増幅段は図 1-2 と同様に 4 本の抵抗ネットワークを使っていますが、一方でゲイン 1 の反転アンプ  $U_2$  経由で帰還される信号が、従来はグラウンドに接続されていた  $R_2'$  のリファレンス点を駆動しています。このことには二つの効果があります。それは、非反転と反転入力部分での入力

〈図 1-6〉プッシュプル・フィードバックを用いた平衡型差電圧アンプ



電流の大きさが等しくなり、ゲインが半分になることです。

図1-2と比較して抵抗比を見るとわかるように、図1-6の回路の $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ へのゲインは $1/2$ 、つまり $-6$  dBです。しかしながら、新しい回路形式では $U_2$ から反転した出力 $-V_{OUT}$ も得られます。

この回路の同相信号範囲は図1-2と同様ですが、すべての抵抗値が等しければ(片方の出力に対して測ったとして)  $CMR$ はおよそ2倍になります。反転増幅器の抵抗比 $R_3/R_4$ は出力バランスに影響しますが、 $CMR$ には影響しません。図1-2と同様に、この回路では精密な抵抗比を必要としますので、ゲインを変更するのは容易ではありません。

この回路は、二つあるフィードバック経路によって、差動入力信号に関して $U_1$ の入力をゼロに保持するように動作します。しかし、同相信号は $U_1$ に印加され、回路の同相信号範囲は $[1 + (R_2'/R_1')] \times V_{CM(U1)}$ となります。また、差動入力抵抗は $R_1 + R_1'$ となります。

図1-6を見てわかるように、この回路は左側の簡単なライン・レシーバと、右側に付け加えられた反転増幅器に分けることができます。このように、図1-2のような既存のライン・レシーバは適当な反転増幅器 $U_2$ を付け加えるだけで、完全に平衡した回路構成に変換することができるのです。これによって、入力電流をバランスさせるだけでなく、平衡した出力信号も得られます。

たとえば、SSM2141ライン・レシーバとOP275は、この手法を試すのによい組み合わせになります[参考文献(5)参照。この回路に関するより詳細な解説は第4巻(原著ではChapter-6)にあるオーディオ増幅器の章を参照のこと]。

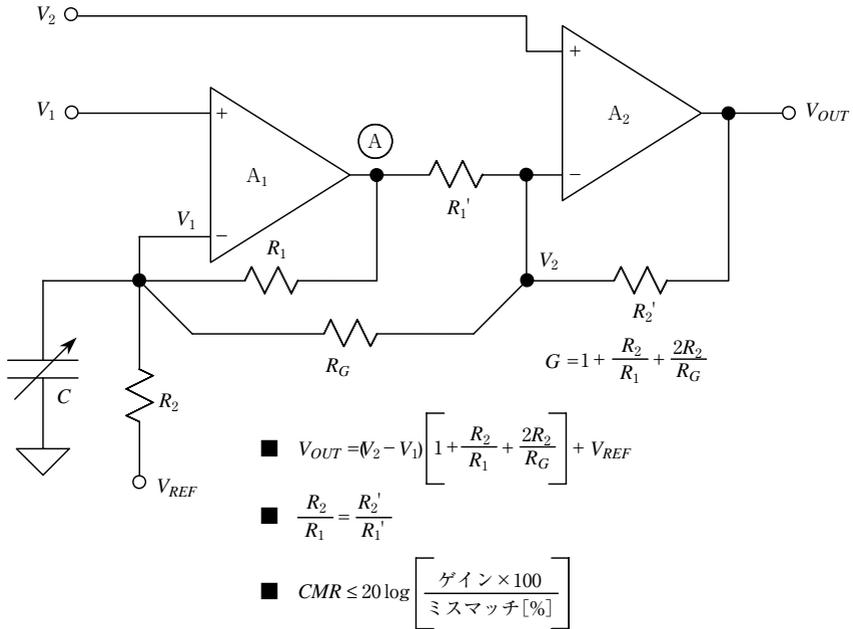
## 1-2 計装アンプの回路構成

先に述べた簡単な差電圧アンプは非常に有用(とりわけ高い周波数において)ですが、大部分の高精度な用途において必要とされる性能はありません。多くの場合、平衡した高入力インピーダンスと高い $CMR$ の点で、真の計装アンプを使うほうがはるかに適切です。

### ● 2個のOPアンプを使った計装アンプ

はじめに述べたように、計装アンプはOPアンプを利用したものであり、よく使われる2種類の基本的な回路構成があります。一つは2個のOPアンプを用いたものであり、もう一つは3個のOPアンプを用いたものになります。図1-7に示す回路は、2個のOPアンプを使った計装アンプとして広く知られているものです。ほとんどの場合、マッチングが良いため、**見本**からOP297やOP284といったデュアルOPアンプICが使われます。抵抗には、通常は同一チップ上のレーザ・トリミングされた薄膜抵抗が使用されます。計装

〈図 1-7〉2個のOP アンプによる計装アンプ



アンプのゲインは、外部抵抗  $R_G$  によって簡単に設定できます。  $R_G$  が無い場合、ゲインは単純に  $1 + R_2/R_1$  で与えられます。実際のアプリケーションでは、  $R_2/R_1$  の比が必要最小ゲインになるように選びます。

2個のOPアンプによる計装アンプの入力インピーダンスは本質的に高いので、信号源インピーダンスが高く、また不平衡であっても許容できます。直流での  $CMR$  は、  $R_1/R_2$  と  $R_1'/R_2'$  のマッチングの程度によって制約を受けます。4個の抵抗のいずれかにミスマッチがある場合、直流の  $CMR$  は次式ようになります。

$$CMR \leq 20 \log \left( \frac{\text{ゲイン} \times 100}{\text{ミスマッチ} [\%]} \right) \dots\dots\dots (3-3)$$

このように、回路の最終的な  $CMR$  は計装アンプの動作ゲインに比例して増加するので、より高いゲインに設定することは高性能を得る有効な手立てとなります。

ゲイン設定抵抗の抵抗比と温度係数の双方の一致を求めるならば、IC化された計装アンプが最適です。シリコン・ウェハ上に形成された薄膜抵抗器の初期許容誤差は  $\pm 20\%$  に及びますが、製造工程でレーザー・トリミングされた抵抗間の抵抗比の誤差は  $0.01\%$



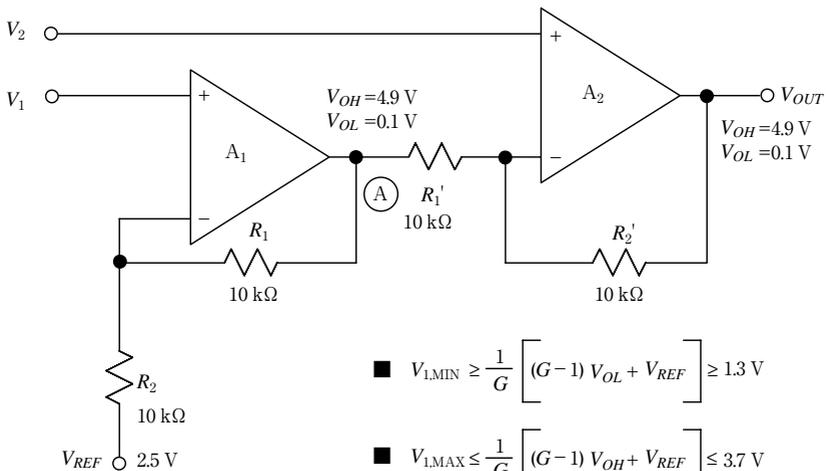
(100 ppm)まで減らすことができます。さらに、薄膜抵抗間の温度係数のトラッキング誤差は本質的に小さく、代表値で3 ppm/°C (0.0003%/°C)以下となります。

正負電源を使用している場合、通常  $V_{REF}$  はグラウンドへ直接接続されます。単一電源動作の用途では、 $V_{REF}$  は通常、電源電圧の半分に等しい電位の低インピーダンス電圧源に接続されます。図1-8において、 $V_{REF}$  からノードAまでのゲインは  $R_1/R_2$  に等しく、ノードAから出力へのゲインは  $R_2'/R_1'$  になります。抵抗比のマッチングが完全であれば、この関係により  $V_{REF}$  から出力へのゲインは1になります。CMRを劣化させないためには、 $V_{REF}$  の電圧源インピーダンスが低いことが重要です。

2個のOPアンプを使う構成の計装アンプの大きな欠点の一つは、同相信号電圧の入力範囲と設定ゲインがトレードオフの関係にあるということです。図の  $A_1$  のOPアンプは、 $V_1$  端子の信号を  $(1 + R_1/R_2)$  倍に増幅しなければなりません。もし、 $R_1 \gg R_2$  ならば(図1-7のような低ゲインの場合)、 $V_1$  端子にかかる同相信号が大きいと  $A_1$  が飽和してしまい、所望の差動信号を増幅するだけの電圧振幅の余裕がなくなってしまうことでしょう。高ゲインでは( $R_1 \ll R_2$  の場合)、A点にはゲインに応じてより大きな電圧振幅の余裕があるので、より大きな同相入力電圧に耐えることができます。

この回路の交流におけるCMRは、 $V_1$  端子から  $V_{OUT}$  端子までの信号経路に  $A_1$  による

◀図1-8▶単一電源動作の2個のOPアンプを使った計装アンプの動作時の制限 ( $V_S = +5V$ ,  $G = 2$ )



$$\blacksquare V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} \left[ (G-1) V_{OL} + V_{REF} \right] \geq 1.3 \text{ V}$$

$$\blacksquare V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} \left[ (G-1) V_{OH} + V_{REF} \right] \leq 3.7 \text{ V}$$

$$\blacksquare |V_2 - V_1|_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 2.4 \text{ V}$$

**見本**  $V_{REF} = \frac{V_S}{2} + V_{OL} = 2.5 \text{ V}$

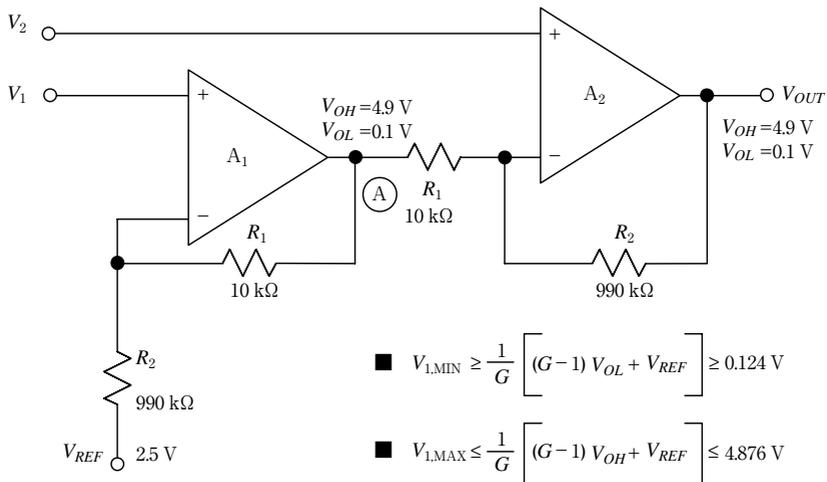
位相ずれが付け加わるので、一般的に良くありません。さらに、二つのアンプは異なるクローズドループ・ゲインで動作していて、帯域幅が異なります。図1-7に示したように小容量のトリマ・コンデンサを追加することで、交流でのCMRを多少改善できます。

$R_G$ が付いていない、ゲインの低い( $G = 2$ )単一電源動作の2 OPアンプ型の計装アンプ回路を、図1-8に示します。同相および差動の入力信号は、 $A_1$ や $A_2$ を飽和させない電圧範囲に制限されなければなりません。この例では、OPアンプは電源レールの近傍、0.1 V以内までリニアリティを保つとして、この出力の最大値と最低の制限をそれぞれ $V_{OH}$ 、 $V_{OL}$ と表すことにします。これらの出力電圧の飽和による制約は、単一電源動作のレール・ツー・レール出力OPアンプ(たとえばAD822など)では一般的な値です。

図1-8内の式を用いると、 $A_1$ を飽和させないためには $V_1$ の電圧が1.3 V ~ 2.4 Vの間にある必要があります。 $V_{REF}$ 端子が $V_{OH}$ と $V_{OL}$ の平均値(2.5 V)に接続されていることに注意しましょう。これにより、2.5 Vを基準電位とした $V_{OUT}$ に対して両極性の差動入力動作が可能になります。

図1-9には、ゲインを高くした( $G = 100$ )、単一電源動作の2 OPアンプ型の計装アンプ回路を示しています。同じ式を用いると、 $V_1$ 端子の電圧は今度は0.124 V ~ 4.876 Vの間で振れることができます。両極性の入出力を考慮して、ここでも $V_{REF}$ を2.5 Vとして

〈図1-9〉 図1-8の単一電源動作の計装アンプの $V_s = +5\text{ V}$ 、 $G = 100$ のときの制約



$$\blacksquare V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} \left[ (G-1) V_{OL} + V_{REF} \right] \geq 0.124 \text{ V}$$

$$\blacksquare V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} \left[ (G-1) V_{OH} + V_{REF} \right] \leq 4.876 \text{ V}$$

$$\blacksquare \left| V_2 - V_1 \right|_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 0.048 \text{ V}$$

**見本**  $V_{REF} = \frac{V_{OH} + V_{OL}}{2} = 2.5 \text{ V}$

います。

以上のように、単一電源動作の通常の2 OP アンプ型の計装アンプ回路のアーキテクチャには、本質的な制約があることがわかります。これは、設定したゲインに対して許容できる同相入力範囲が制約されるということです。あるいは逆に、設定した同相入力範囲に対して設定可能なゲインの範囲が制約されると見ることもできます。

仮に OP アンプが完全で出力の飽和電圧がゼロであったとしても、図 1-7～図 1-9 で示した基本的な 2 OP アンプ型の回路構成では、必要なゲインと同相入力電圧を両立できない状況がいくらかでも起きます。

まとめると、ゲインの大小にかかわらず、単一電源で動作するこの計装アンプの基本構成では、同相入力電圧がゼロであってはならないということになります。単一電源動作でのこれらの制約を解消する唯一の方策は、計装アンプのアーキテクチャを変更することになります。

## ● 2個の OP アンプを使用する単一電源動作の計装アンプ AD627

ここまでで述べてきた同相入力についての制約は、基本回路にいくつかの重要な変更を施すことで解消できます。図 1-10 に示す回路は、これらの変更が組み込まれた AD627 計装アンプのアーキテクチャです。

この回路では、2個の OP アンプのそれぞれは、エミッタ接地 PNP トランジスタによる入力段とそれに続く増幅段により構成されていて、それぞれを  $Q_1/A_1$ 、 $Q_2/A_2$  と示してあります。PNP トランジスタはゲインを得るだけでなく、入力信号を約 0.5 V \*1 正側にレベル・シフトしていて、同相入力は負電源ラインから 0.1 V 低い電圧まで許容されます。許容できるプラス側の最大入力電圧は正電源ラインから 1 V 低い電圧です。

AD627 計装アンプはレール・ツー・レール出力が可能で、広い電圧範囲で動作します (+2.7 V ~ ±18 V)。外付けのゲイン設定抵抗  $R_G$  なしでは、最小ゲインは 5 になります。この外付け抵抗によって、1000 までのゲインが設定できます。単一 3 V 電源、 $G = 5$  で動作させた AD627B の CMR は、60 Hz において信号源の不平衡が 1 kΩ の場合で 85 dB が得られます。

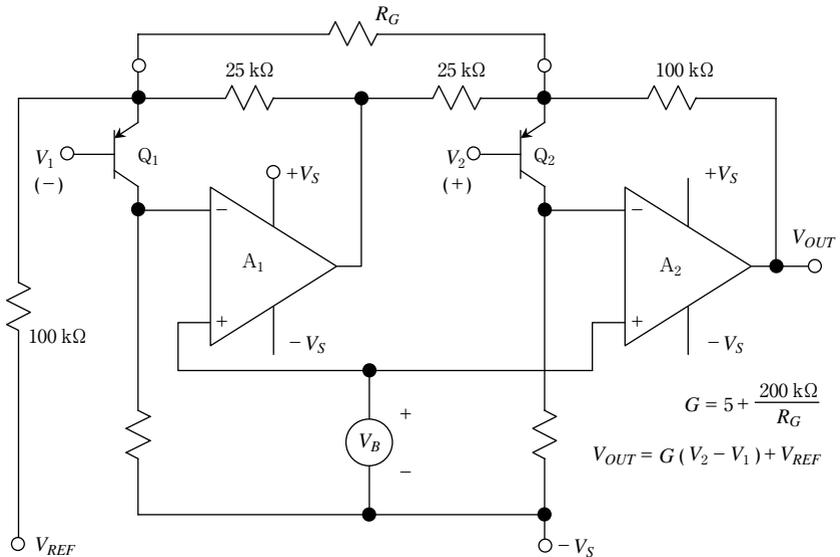
AD627 は 2 OP アンプ型の計装アンプではありますが、図 1-7 の基本形とは違って CMR が周波数特性の制約を受けないことは大事なポイントです。特許取得の回路により、AD627 の CMR は、従来の個別部品による 2 OP アンプ型の計装アンプで得られるよりもずっと高い周波数まで一定に保たれているのです。

AD627 のデータシートでは、許容できる入出力電圧範囲をゲインと電源電圧の関数と

**見本**

\*1 (注) トランジスタ  $Q_1$  と  $Q_2$  の  $V_{BE}$

〈図 1-10〉AD627 計装アンプのアーキテクチャ



して詳しく説明しています [参考文献 (7) を参照]。それに加えて、アナログ・デバイセズ社の Web サイトでは、AD627 を含む多くの計装アンプについて、これらのパラメータによる計算をサポートする対話型設計ツールを使うことができます。

AD627 の仕様のポイントを表 1-1 にまとめておきます。AD627 は低消費電力の単一電源動作可能なデバイスとして設計されていますが、一般的な  $\pm 15 \text{ V}$  といった高い電源電圧でも優れた性能を発揮します。

〈表 1-1〉AD627 計装アンプの重要な仕様

- ・ 広い電源電圧範囲：  $+2.7 \text{ V} \sim \pm 18 \text{ V}$
- ・ 入力電圧レンジ：  $-V_S - 0.1 \text{ V} \sim +V_S - 1 \text{ V}$
- ・ 消費電流：  $85 \mu\text{A}$
- ・ ゲイン範囲：  $5 \sim 1000$
- ・ 最大入力オフセット電圧 (AD627B)：  $75 \mu\text{V}$
- ・ 最大オフセット・ドリフト (AD627B)：  $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
- ・ ゲイン誤差：  $10 \text{ ppm}$
- ・  $\text{CMRR} @ 100 \text{ Hz}$ ：  $85 \text{ dB}$  (ソース・インピーダンス  $1 \text{ k}\Omega$ ,  $G = 5$ )
- ・ 入力ノイズ電圧：  $3 \mu\text{V}_{\text{p-p}}$  ( $0.1 \text{ Hz} \sim 10 \text{ Hz}$ ,  $G = 5$ )

見本

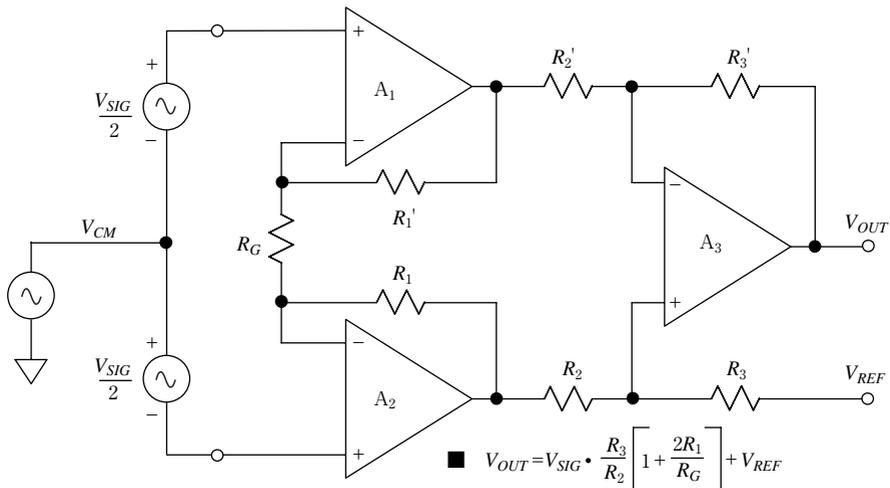
### ● 3個のOPアンプを使った計装アンプ

二番目によく目にする計装アンプのアーキテクチャは、**図1-11**に示されるように3個のOPアンプを使う基本構成になっています。この回路は一般に、3 OPアンプ型計装アンプと呼ばれています。

抵抗  $R_G$  により、このアンプ全体のゲインが決定されます。計装アンプによっては、この部分が内蔵抵抗であったり、外付け抵抗であったり、あるいは(ソフトウェアやピンの接続による)プログラマブルな抵抗であったりします。この回路構成での  $CMR$  は、 $R_3/R_2$  と  $R_3'/R_2'$  の抵抗比のマッチングに依存します。さらに、同相信号は設定ゲインにかかわらずなく、増幅されません。これは、OPアンプの入力端子間がほぼ同電位であるので  $R_G$  の両端に同相電圧が発生せず、この抵抗に同相電流が流れないからです。

$A_1$ - $A_2$  のアンプにおいて差動ゲインと同相ゲインの比が大きいことの結果として、理論上この計装アンプの  $CMR$  は、ゲインに比例して増加します。すべての設定ゲインで、大きな同相信号 ( $A_1$ - $A_2$  の OPアンプの動作範囲であることが条件) を扱うことが可能になっています。さらに、この回路構成の対称性により、入力アンプでの同相誤差は、それが同程度ならば、出力段の減算アンプにより相殺される傾向になります。これらの特徴により、この3 OPアンプ型の計装アンプ回路構成が最良の性能を発揮するものとして広く使

〈図1-11〉3 OPアンプ型計装アンプ



$$\blacksquare V_{OUT} = V_{SIG} \cdot \frac{R_3}{R_2} \left[ 1 + \frac{2R_1}{R_G} \right] + V_{REF}$$

$$\blacksquare R_2 = R_3 \text{ ならば、 } G = 1 + \frac{2R_1}{R_G}$$

**見本**

$$\blacksquare CMR \leq 20 \log \left[ \frac{\text{ゲイン} \times 100}{\text{ミスマッチ}[\%]} \right]$$

われているのです。

古典的な3 OPアンプ型の計装アンプの回路構成は、多くのモノリシックIC化された計装アンプで用いられてきました[参考文献(8)と(9)を参照]。内部の3個のOPアンプの良好なマッチングに加えて、レーザ・トリムされた薄膜抵抗器を使うことで、より優れたマッチングの抵抗比とゲイン精度が、個別の精密OPアンプと抵抗ネットワークで回路を組む場合よりはるかに低コストで可能になりました。AD620はモノリシックIC化された計装アンプ技術の優れた代表例です[参考文献(10)を参照]。図1-12にその回路を簡略化して示します。

AD620は非常によく使用される計装アンプであり、 $\pm 2.3\text{V} \sim \pm 18\text{V}$ の電源電圧で性能が規定されています。1kHzでの入力ノイズは $9\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ しかありません。Q<sub>1</sub>とQ<sub>2</sub>にはスーパーベータ・トランジスタを使うことで、最大入力バイアス電流はわずか1nAになっています。

過大入力に対しては、トランジスタQ<sub>1</sub>とQ<sub>2</sub>のエミッタ・ベース間に接続されたダイオードと400Ωの電流制限用の薄膜抵抗によって保護されています。ゲインGは式(3-4)に示すように外付けの抵抗R<sub>G</sub>で設定されます。

〈図1-12〉AD620計装アンプの簡略化した回路

