

## 第6章

### 計装アンプとディファレンス・アンプのアプリケーション回路

#### 真の差動出力の計装アンプ回路

図6-1に示すように、AD8222は真の差動出力計装アンプ回路として容易に構成できます。この接続により、+OUTと−OUTの両方で低インピーダンス出力が実現されます。

差動電圧はアンプA1のみによって決まるため、精度仕様（オフセット電圧、オフセット・ドリフト、1/fノイズ）はすべて、アンプA1がシングルエンド・モードで動作している場合と同じです。

アンプA1の差動出力電圧は、次式を満たすように決定されます。

$$V_{DIFFOUT} = V_{+OUT} - V_{-OUT} = (V_{+IN} - V_{-IN}) \times \text{ゲイン}_{A1}$$

出力同相電圧は、 $V_{REF2}$ と $V_{REF1}$ の平均電圧で決まります。

アンプA2の出力同相電圧は、次式を満たすように決定されます。

$$V_{CMOUT} = \frac{(V_{-OUT} + V_{+OUT})}{2} = \frac{(V_{REF2} + V_{REF1})}{2}$$

$V_{REF1}$ ピンと $V_{REF2}$ ピンは特性が異なるため、さまざまなアプリケーション用にリファレンス電圧を容易に設定できます。 $V_{REF2}$ は高インピーダンスですが、製品の電源レールまでの振幅は得られません。一方、 $V_{REF1}$ は低インピーダンスで駆動する必要がありますが、電源レールを300mV超えても動作できます。きわめて一般的な1つのアプリケーションとして、出力同相電圧を差動ADCのスケールの中間電圧に設定する方法があります。この場合、ADCのリファレンス電圧を $V_{REF2}$ 端子に加え、 $V_{REF1}$ 端子にはグラウンドを接続することになります。こうすることで、ADCのリファレンス電圧の半分の出力同相電圧が得られます。

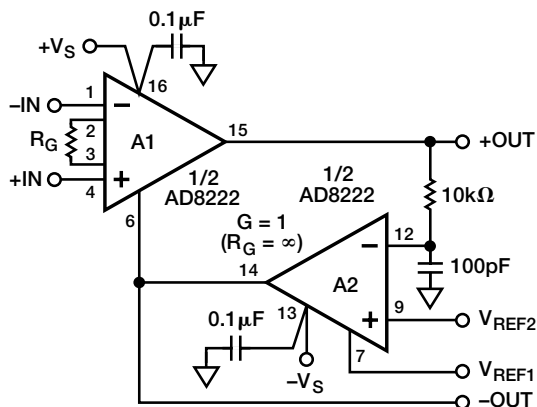


図 6-1. 差動出力の計装アンプ回路

#### ディファレンス・アンプによる高電圧の測定

図6-2は、大きな信号の測定に従来から使用されている2つの方法を示しています。1つは、2抵抗分圧器と出力バッファで構成され、もう1つは値の大きな入力抵抗を用いたインバータで構成されています。どちらの手法も、1つの抵抗だけが電力を消費するため、自己発熱を生じ、また温度変化による抵抗値の変動が大きな非直線性誤差を生み出すという問題を抱えています。これらの手法には、アンプに関する問題も伴います。オフセット電流、オフセット電圧、CMRR、ゲイン誤差、アンプと抵抗のドリフトが組み合わせることにより、システム全体の性能が大幅に低下します。

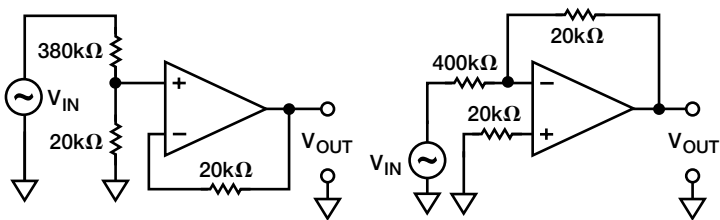


図 6-2. 高電圧を測定するための2つの従来手法

何らかの改善が必要なことは明らかです。図6-3に、400Vを超えるピークtoピーク入力を100万分の5の非直線性誤差で測定できる回路の回路図を示します。この回路は、入力信号を20分の1に減衰し、出力バッファリングも行います。アンプおよび減衰抵抗はすべてAD629のICにパッケージされているため、減衰器の両抵抗は同じ温度になります。増幅段にはスーパーベータ・トランジスタを採用しているため、オフセット電流誤差とバイアス電流誤差は低減されています。また、ノイズ・ゲインはないため（低周波数では100%帰還）、AD629のオフセット電圧とそのドリフトによる誤差の増加はほとんどありません。

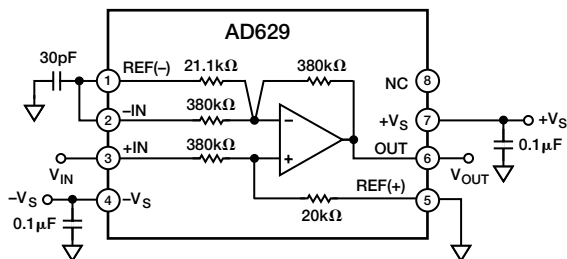


図 6-3. 新しい高電圧測定システム

AD629は、100%帰還ではその機能を果たすことができません。30pFコンデンサによって帰還ゲインに極と零点を追加することで安定性を維持し、システムの帯域幅を最大化しています。極は次式から求められます。

$$f_p = 1 / (2\pi (380k\Omega + 20k\Omega) 30pF) = 13kHz$$

また、ゼロ周波数は次式から求められます。

$$f_z = 1 / (2\pi (20k\Omega) 30pF) = 265kHz$$

図6-4は、400Vp-p入力（上）と20Vp-p出力（下）の性能グラフです。図6-5は、入力信号（50Vp-p/DIV）対出力（5Vp-p/DIV）を示すグラフです。図6-6もクロスプロットのグラフで、入力信号対非直線性を示しています。

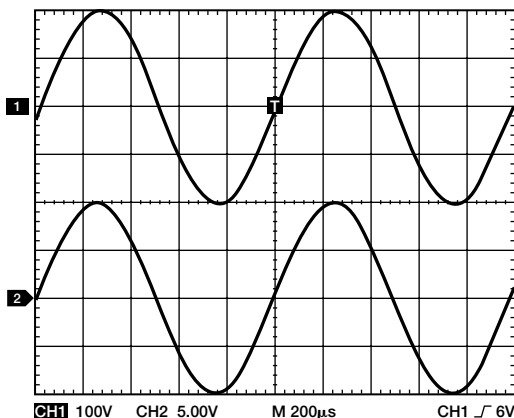


図 6-4. 性能グラフ：上—入力電圧（400Vp-p）、下—出力電圧（20Vp-p）

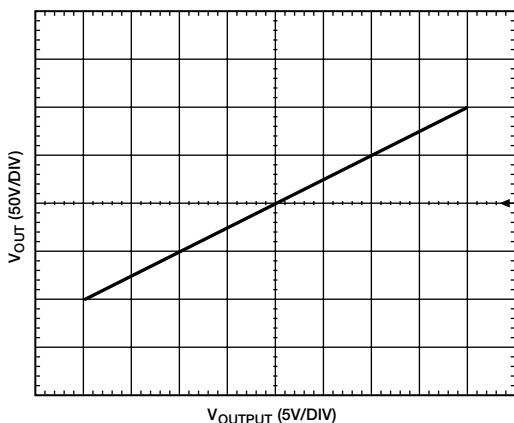


図 6-5. 高電圧測定システムのクロスプロット

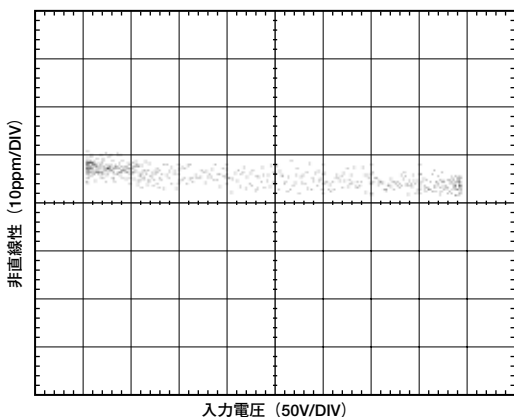


図 6-6. 高電圧測定システムの非直線性誤差  
Y 軸：出力の非直線性誤差（10ppm/DIV）  
X 軸：入力電圧（50V/DIV）

## 高精度の電流源

図6-7は、電流源として構成したAD8553です。電流出力ノードの電圧(図では $I_{OUT}$ )がAD8553の $V_{REF}$ ピンの電圧を決定します。また、AD8553への入力信号 $V_{IN}$ が $R1$ を流れる電流を決定します。結果として、 $R2$ 両端の電圧降下は、次式に従い $V_{IN}$ によって決定されます。

$$VR2 = 2 (V_{IN}/R1) R2$$

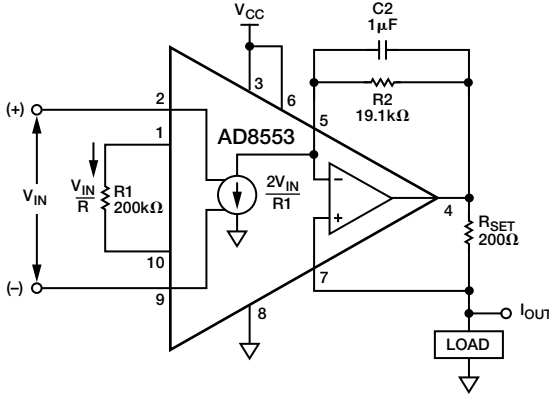


図 6-7. 精度±1mAのDC電流源

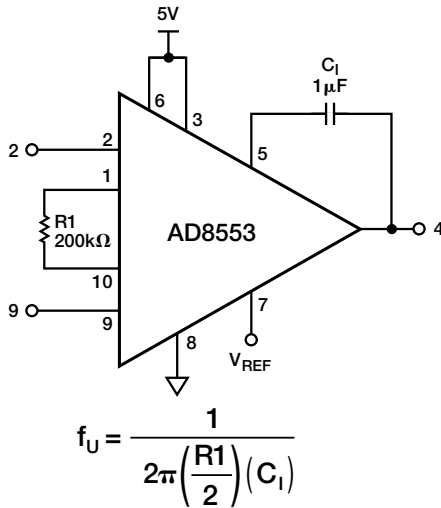


図 6-8. 低周波の差動入力積分器 (PID ループ用)

## PID ループ用積分器

図6-8は、積分器として構成したAD8553です。この構成は、制御システムのPID (比例/積分/微分) ループ内部で使用できます。この場合、 $F_{UNITY} = 1/(\pi(R1)C1)$  において積分器のゲインは1になります。この結果は、AD8553によって $R1$ を流れる電流が2倍になるため、実質抵抗値が $(R1)/2$ になるという事実に基づくものです。この構成の入力オフセット電圧は、システムが定常状態の条件下にあると仮定した場合、 $R1$ の大きさに比例します。したがって、システムが定常状態の条件下にあると仮定した場合の積分器の入力オフセット電圧は、基本的には $R1$ の大きさと、AD8553の内部オフセットで決まります。

これで、 $V_{OUT}$ と $V_{REF}$ の間の電圧は $VR2$ に等しくなります。結果として、この電流源からの出力電流は、 $I_{OUT} = (VR2/R_{SET})$  になります。この電流の値は±1mAの範囲内に収まります。つまり、 $0.8V < V(I_{OUT}) < V_{CC} - 0.8$  (単電源) となります。この順守範囲は、AD8553の $V_{REF}$ ピンのダイナミック・レンジで制限されます。両電源システムの場合、この順守範囲にはグラウンドが含まれます。 $R1$ を調整する場合は、 $R1$ の電流が19μA未満になるようにしてください。また $R2$ の値を調整する場合は、AD8553の4番ピンが有効出力範囲(各電源から75mV)を超えないようにしてください。この電流源を使用すると、ある場所から別の遠隔地に信号を伝達し、その遠隔地でトランスインピーダンス・アンプによって電圧に戻すことができます。

## 優れた高周波数 CMR を備えた複合計装アンプ回路

計装アンプ回路の第1の利点は、同相ノイズの除去が可能です。AD8221とAD8225はともに広いCMR周波数範囲を備えています。多くの計装アンプは、オーディオ範囲を超える周波数ではまともなCMRを備えていません。

図6-9の回路は、同相ノイズ除去比の大きな複合計装アンプです。計装アンプによって、同相ノイズを良好に除去できる周波数範囲が広がっています(図6-10)。この回路は、3つの計装アンプで構成されています。そのうちの2つ、U1とU2は互いに相関性があり、逆位相で接続されています。この2つのデバイスは設計上相関性があるため、マッチングをとる必要がありません。その出力OUT1とOUT2は、もう1つの計装アンプを駆動し、この3番目のアンプが同相信号とアンプの差動信号を除去します。システム全体のゲインは、外付け抵抗を追加して決定できます。外付け抵抗を追加しない場合、システムのゲインは2となります(図6-11)。ゲイン100の回路の性能を図6-12に示します。

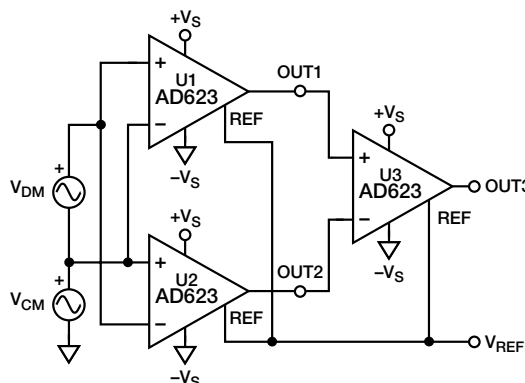


図 6-9. 複合計装アンプ

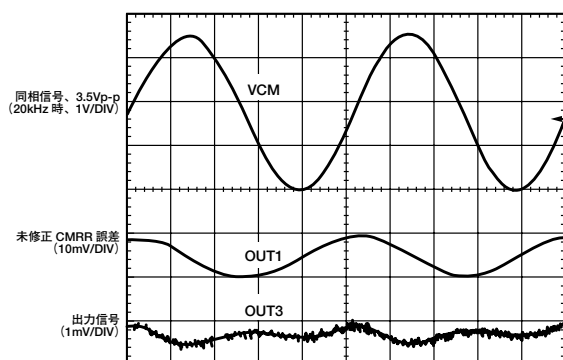


図 6-10. 図 6-9 の回路の CMR (20kHz 時)

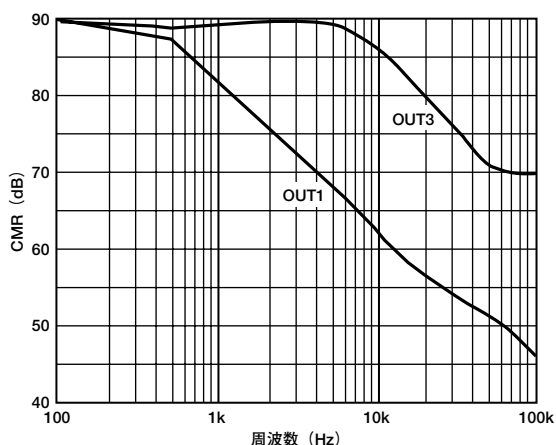


図 6-11. ゲイン 2 における CMR の周波数特性

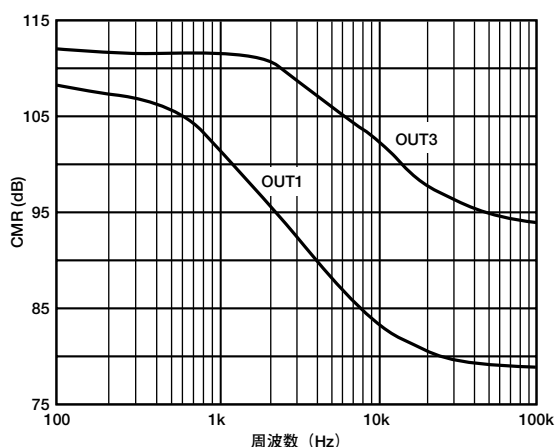


図 6-12. ゲイン 100 におけるシステムの CMR

U1とU2は相関性があるため、同相誤差は同じです。このため、これらの誤差はU3への同相入力信号として現れ、U3がこれを除去します。実際、図6-13に示すように、必要であれば、OUT1とOUT2が直接ADCを駆動できます。このADCの差動入力段が通常、同相信号を除去します。

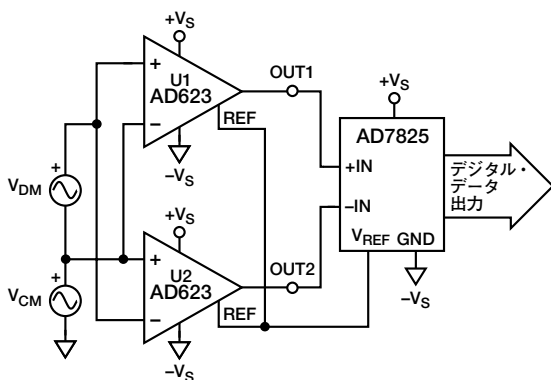


図 6-13. 初段の OUT1 信号と OUT2 信号が ADC を直接駆動でき、この ADC が同相信号を除去する。

## AC 励起を使用した歪みゲージ測定

歪みゲージ測定は、オフセット・ドリフト、 $1/f$  ノイズ、ライン・ノイズに悩まされることがよくあります。1つの解決策として、AC 信号を使用してブリッジを励起するという方法があります。これを図 6-14 に示します。AD8221 は信号を増幅し、AD630AR はそれに同期して波形を復調します。結果は、ブ

リッジのひずみに比例した DC 出力となります。出力信号には、計装アンプや検出器に伴う DC 誤差（オフセットやオフセット・ドリフトなど）は含まれていません。

図 6-14 では、400Hz の信号でブリッジを励起しています。AD8221 の入力信号は AC 電圧です。同様に、AD630 の入力信号も AC ですが、AD630 の後段のローパス・フィルタ端での信号は DC です。

400Hz の AC 信号は整流されて平滑化されます。つまり、DC 誤差は AC 信号に変換され、AD630 によって除去されます。最終的に、高精度の DC 信号が得られます。

AD8221 がこのようなアプリケーションに非常に適している理由は、このアンプが周波数帯域全体にわたって高い CMRR を備えているため、対象の信号は、大きなサイン波の同相電圧に重畳した小信号として現れ、これが増幅されて、かつ同相信号は除去されるからです。標準的な計装アンプでは、約 200Hz で CMRR は低下します。一方、AD8221 は 10kHz を超える帯域でも同相信号を除去します。

AC 信号源を利用できない場合は、スイッチを使用して整流電圧を構築できます。AD8221 の全周波数域にわたる高 CMRR により、整流電圧源に含まれる高周波の高調波は除去されます。

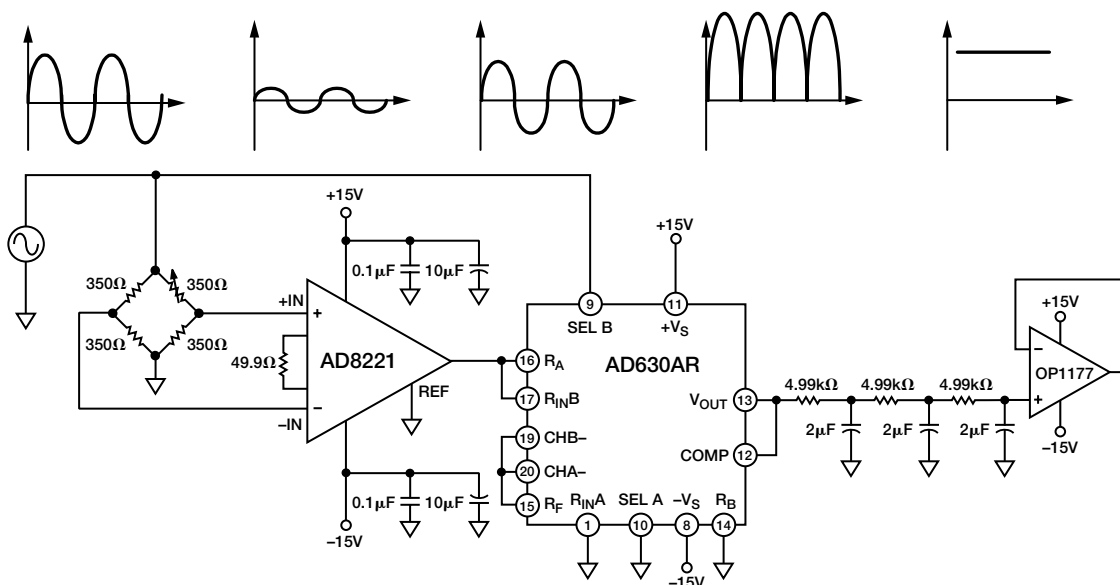


図 6-14. AC 信号を使用した励起

## AD628 高精度ゲイン・ブロックのアプリケーション

AD628は、ディファレンス／スケーリング・アンプとして、またはピン直結の高精度ゲイン・ブロックとして動作します。ADCの前段で使用できるよう特別に設計されたAD628は、入力のスケーリングとバッファリングのアンプとして非常に便利なアンプです。ディファレンス・アンプとしては、最大 $\pm 120\text{V}$ の大きな同相電圧に重畳した微小差動電圧を抽出できます。また、AD628はいくつかのピンを直結することで、プリパッケージ化された高精度ゲイン・ブロックとして機能し、広範囲の高精度ゲインを提供することで、ゲイン・ドリフトやオフセット・ドリフトのきわめて少ない高精度なデータ・アキュイジションが可能となります。

AD628は最小限の外付け部品だけを使用しています。超小型MSOPパッケージにより、これらの機能を市場で最も小型サイズで提供しています。高ゲイン精度と低ドリフトに加えて、きわめて高い同相ノイズ除去が可能で、 $1\text{kHz}$ で $90\text{dB}$ 以上 (typ)、 $100\text{kHz}$ でも $60\text{dB}$ のCMRRを維持しています。

AD628はVREFピンを備え、単電源ADCを駆動するためのDC (ミッドスケール) オフセットを持たせることが可能になります。この場合、ADCのリファレンス・ピンにVREFピンを直結するだけでよく、これにより容易にレシオメトリック動作も可能になります。

### ゲイン・ブロック IC を使用する理由

実際の測定では、ノイズの多い信号源から微弱な信号を抽出することが必要になります。差動測定を行うときでも、大きな同相電圧が頻繁に存在します。一般的なソリューションは、オペアンプ、または少し良い方法として計装アンプを使用し、ある種のローパス・フィルタリングを行ってバックグラウンド・ノイズのレベルを低減するというものです。

この従来の手法の問題は、ディスクリート構成オペアンプ回路の同相ノイズ除去は貧弱で、入力電圧範囲は常に、電源電圧未満であるという点です。差動信号源で使用する際には、モノリシックICを使用した計装アンプ回路によって同相ノイズ除去は改善されます。ただし、信号源が電源電圧より大きい場合や、信号が大きな同相電圧に重畳している場合、標準的な計装アンプは使えません。また、単一の外付けゲイン抵抗を使用した計装アンプは、ゲイン・ドリフトを生じます。さらに、ローパス・フィルタリングには個別のオペアンプといくつかの外付け部品を追加する必要があり、貴重なボードスペースを浪費することになります。

AD628は、ADCとともに、センサ、シャント抵抗、またはデータ・アキュイジションの別のポイントとの間のスケーリング・アンプとして機能することで、前述の一般的な問題を解消できます。入力範囲が最大 $120\text{V}$ であるため、大きな信号や、高い同相電圧に重畳した小さな信号を直接測定できます。

### 単極ローパス・フィルタを備えた標準の差動入力 ADC バッファ回路

図6-15は、非常に高い同相電圧に重畳した差動入力信号を受信するために接続されたAD628を示しています。AD628のゲイン・ブロックには、A1とA2の2つのアンプを内蔵しています。3番ピンはグラウンドに接続されているため、アンプA1はゲイン0.1で動作します。 $100\text{k}\Omega$ の入力抵抗およびその他の設計上の工夫により、AD628は最大 $\pm 120\text{V}$ の同相電圧に重畳した小入力信号を処理できます。

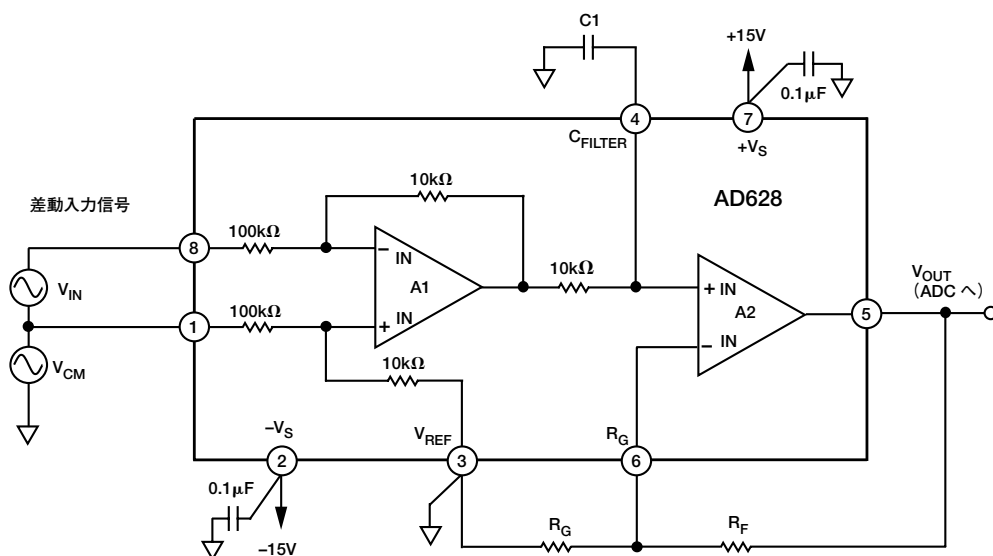


図 6-15. 単極ローパス・フィルタを備えた基本的な差動入力接続

A1の出力は、 $10k\Omega$ 抵抗を介してアンプA2の+入力に接続されています。4番ピンに外付けコンデンサを接続することで、単極ローパス・フィルタリングが可能となります。

### 出力スケール係数の変更

図6-15からわかるように、アンプA2のゲインを変更することで、AD628の出力スケール係数を設定できます。この中立状態のオペアンプは、ユニティ・ゲインより高い任意のゲインで動作させることができます。構成時、0.1と1000の間の回路ゲインを得られるようAD628を設定できます。

A1のゲインが0.1であるため、A1とA2の合成ゲインは次式から求められます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G = 0.1 (1 + (R_F/R_G))$$

したがって、次式が成立します。

$$(10G - 1) = \frac{R_F}{R_G}$$

ADCバッファリングのアプリケーションとして使用するには、ADCを駆動する電圧が、コンバータのフルスケール入力範囲に近くなるようにA2のゲインを選択する必要があります。外付け抵抗

$R_F$ と $R_G$ を使用して出力スケール係数（つまりA2のゲイン）を設定すると、ゲインの精度が低下し、基本的に抵抗そのものに対してドリフトが生じます。

別の $V_{REF}$ ピンを利用することにより、AD628の出力信号にオフセットを加えて、ADCの入力範囲の中央に来るようにできます。図6-15は $\pm 15V$ の場合を示していますが、回路は $\pm 2.25 \sim \pm 18V$ の両電源で動作できます。この $V_{REF}$ ピンを使用すると、単電源動作も可能になります。この場合は、 $V_{REF}$ を $V_S/2$ に単純にバイアスするだけです。

### 外付け抵抗を使用してAD628を0.1未満のゲインで動作

図6-16に示すように、AD628ゲイン・ブロックを改良して、0.01～0.1の間の任意のゲインを得ることができます。

この接続は、図6-15で示した基本的な広入力範囲回路と同じですが、5番ピンと6番ピンが結合され、また4番ピンとグラウンドの間に外付け抵抗 $R_G$ が接続されています。ピンを結合したことで、アンプA2はユニティ・ゲインで動作します。 $R_{GAIN}$ は、A1の出力に接続されているオンチップ $10k\Omega$ 抵抗とともに分圧器を構成し、A1出力とA2入力間の信号を減衰させています。この接続によるゲインは、 $0.1V_{IN} (R_G / (10k\Omega + R_G))$ に等しくなります。

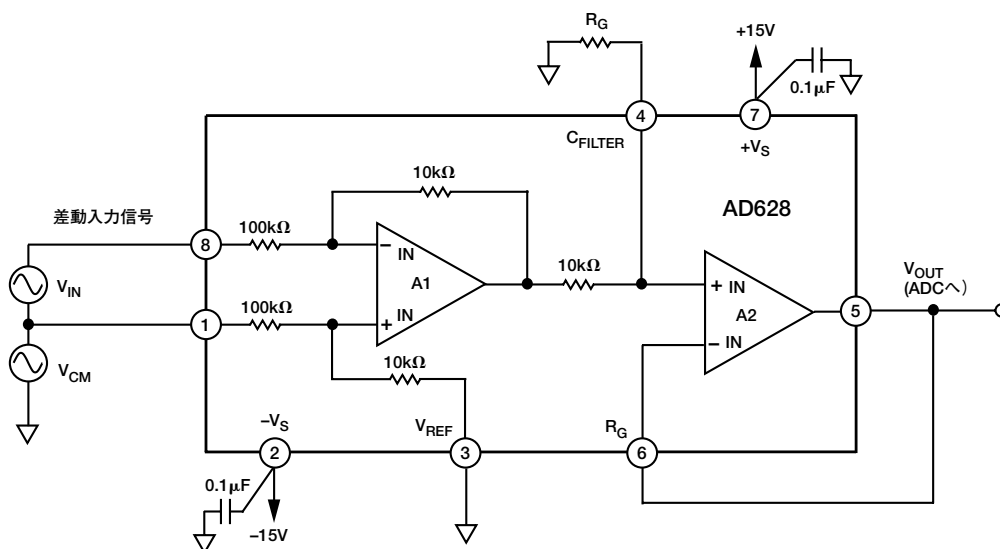


図 6-16. ゲインが 0.1 未満の場合の AD628 接続図

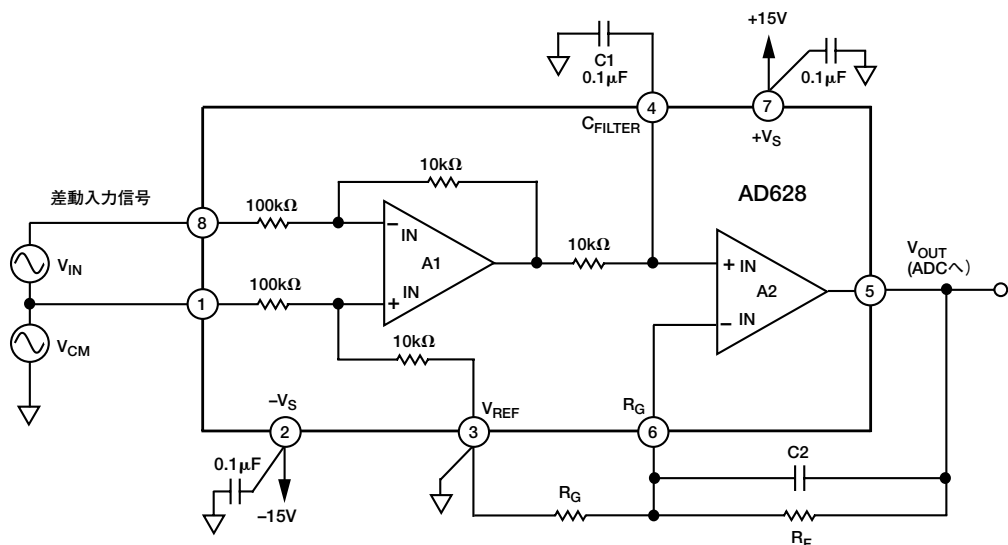


図 6-17. 2 極ローパス・フィルタリングを備えた差動入力回路

## 2 極ローパス・フィルタリングを備えた差動入力回路

図 6-17 に示した回路は、基本的な ADC インターフェース回路に改良を加えたものです。この回路では、追加のコンデンサ (C2) 1 つ分の価格で 2 極ローパス・フィルタリングを追加しています。

前述の回路同様、ローパス・フィルタの最初の極は、A1 の出力に配置された内蔵の  $10\text{k}\Omega$  抵抗と外付けコンデンサ C1 とで設定されます。2 番目の極は、A2 の帰還経路内の外付け RC 時間定数 (抵抗  $R_F$  両端のコンデンサ C2 で構成) で形成されます。この極は、その RC コーナー周波数 ( $1/(2\pi RC)$ ) の上に、単極 LP フィルタに比べて急激な周波数のロールオフを形成することに留意してください。ただし、入力周波数が増大するにつれて、アンプ A2 のゲインは低下してユニティに達し、これ以上には低下しません。このため、アンプ A2 の電圧ゲインは、 $-3\text{dB}$  コーナー周波数以下では  $R_F/R_G$  の比によって決まり、それ以上の周波数ではユニティ・ゲインになります。

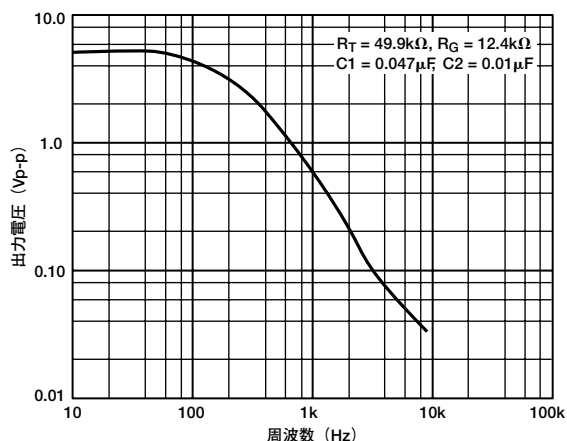


図 6-18. 2 極ローパス・フィルタの周波数応答

図 6-18 は、 $-3\text{dB}$  コーナー周波数が  $200\text{Hz}$  となるように部品を選択したフィルタの出力の周波数特性を示します。コーナー周波数とその約 10 倍の周波数との間に急峻なロールオフがあります。このポイントより上では、2 番目の極の効果は薄まり、減衰率は単極応答の率に近づきます。

表6-1

2 極ローパス・フィルタ  
 入力範囲：10Vp-p フルスケール (5Vp-p 出力の場合)  
 $R_F = 49.9k\Omega$ 、 $R_G = 12.4k\Omega$

| -3dB コーナー周波数 |               |               |               |               |
|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
|              | 200Hz         | 1kHz          | 5kHz          | 10kHz         |
| コンデンサ C2     | 0.01 $\mu$ F  | 0.002 $\mu$ F | 390pF         | 220pF         |
| コンデンサ C1     | 0.047 $\mu$ F | 0.01 $\mu$ F  | 0.002 $\mu$ F | 0.001 $\mu$ F |

表6-2

2 極ローパス・フィルタ  
 入力範囲：20Vp-p フルスケール (5Vp-p 出力に対して)  
 $R_F = 24.3k\Omega$ 、 $R_G = 16.2k\Omega$

| -3dB Corner Frequency |               |                |               |               |
|-----------------------|---------------|----------------|---------------|---------------|
|                       | 200Hz         | 1kHz           | 5kHz          | 10kHz         |
| コンデンサ C2              | 0.02 $\mu$ F  | 0.0039 $\mu$ F | 820pF         | 390pF         |
| コンデンサ C1              | 0.047 $\mu$ F | 0.01 $\mu$ F   | 0.002 $\mu$ F | 0.001 $\mu$ F |

表6-1と表6-2は、さまざまな-3dB コーナー周波数と2種類のフルスケール入力範囲に対する、フィルタ部品の代表値を示します。これらの値は、標準抵抗や標準コンデンサの値に一致するよう概算してあります。コンデンサC1とC2は、高Q値で低ドリフトのデバイスであることが必要です。低グレードの円盤型セラミック・コンデンサは避けるようにしてください。最小のドリフトと最高のセリング時間を実現するには、高品質のNPOセラミック・コンデンサ、マイラ・コンデンサ、またはポリエステル・フィルム・コンデンサを推奨します。

### AD628 を用いた高精度ゲイン・ブロックの構築

実際のデータ・アキュイジション・システムでは、ADCに印加できるだけの大きさまで微弱信号を増幅する必要があります。残

念ながら、ゲイン・ブロックとして構成した場合、一般的なアンプの多くはゲイン誤差とオフセット・ドリフトの両方を生じます。

オペアンプ回路では、通常の2抵抗によるゲイン設定方法では精度とドリフトに限界があります。標準1%抵抗を使用した場合、アンプ・ゲインは2%劣化するおそれがあります。ゲインも、各抵抗のドリフトが異なるため、温度によって変動します。モノリシック抵抗ネットワークを使用して、高精度のゲイン設定を得ることができますが、これらの部品を使用するとコストが上昇し、構成が複雑になり、またボードスペースも余分に必要となります。

図6-19～図6-23に示したゲイン・ブロック回路は、これらの性能上の制約をすべて克服し、非常に安価で、さらに単一のMSOPパッケージによるソリューションが得られます。AD628は、市場で最も小型のICパッケージでこの全機能を提供しています。抵抗はすべてAD628のゲイン・ブロックに内蔵されているため、精度とドリフトのどちらも優れた値を示します。

これらのピン直結 (外付け部品が不要) 回路は、すべて0.2%よりも優れたゲイン精度と、50ppm/°Cよりも良好なTCを備えています。

### +10 または -10 の高精度ゲイン・ブロックとして AD628 を動作

図6-19は、電圧ゲインが+10となるようにAD628高精度ゲイン・ブロックICを接続した回路を示しています。ゲイン・ブロックは、適切なピンをグラウンドなどに直結することでさまざまなゲインを供給するように設定できます。ゲイン・ブロックそのものは、2つの内蔵アンプで構成されています。ゲイン0.1のディファレンス・アンプ (A1) と、それに続く中立状態のバッファ・アンプ (A2) です。

$V_{REF}$  ピン (3番ピン) とグラウンド間に入力信号が加えられます。入力を3番ピンに接続することで、A1の正入力 (V<sub>IN</sub>) の電圧は  $V_{IN}$  (100k $\Omega$ /110k $\Omega$ )、すなわち  $V_{IN}$  (10/11) となります。6番

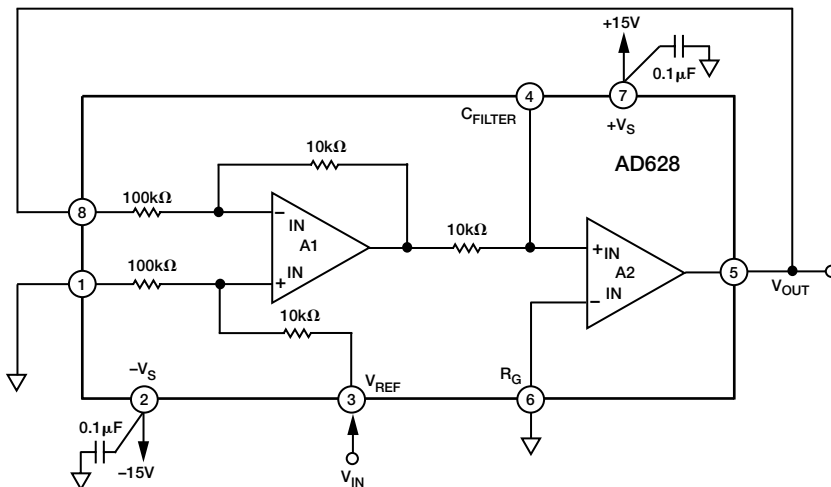


図 6-19. 外付け部品を使用しない、ゲイン+10 の回路

ピンをグラウンドに接続することで、A2の－入力 は0Vとなります。したがって、A2の正入力も、A2の出力からの帰還により強制的に0Vになります。このため、A1の出力も0Vでなければなりません。A1の負入力はA1の正入力と等しくなければならぬため、どちらも $V_{IN}$  (10/11) に等しくなります。

つまり、A2の出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) は、次式から求められます。

$$V_{OUT} = V_{IN} (10/11) (1 + 100k/10k) =$$

$$V_{IN} (10/11) 11 = 10V_{IN}$$

図6-20に示す関連回路は、－10のゲインを供給します。この場合、A2の負入力 (6番ピン) に入力に加えられます。動作はまったく同じですが、入力信号はA2によって180°反転します。3番ピンをグラウンドに接続することで、A1の正入力は0Vになり、帰還によってA1の負入力も強制的に0Vとなります。A1は

1/10 (0.1) のゲインで動作するため、A1の負入力を強制的にゼロにする必要のあるA2の出力は $-10V_{IN}$ となります。

2つの接続は、入力インピーダンスが異なります。3番ピンを駆動するとき (図6-19)、グラウンドに対する入力インピーダンスは110k $\Omega$ となり、6番ピンを駆動するときには (図6-20)、約50G $\Omega$ となります。いずれの回路も－3dB帯域幅は、10mV入力信号に対しては約110kHz、100mVに対しては約95kHzとなります。

### ＋11の高精度ゲインでAD628を動作

ゲイン＋11の回路 (図6-21) は、ゲインが＋10の場合の接続とほぼ同じですが、1番ピンがグラウンドではなく3番ピンに直結されています。この接続により、並列に結合された内蔵抵抗 (100k $\Omega$ と10k $\Omega$ ) はA1の＋入力に接続されます。このため、 $V_{IN}$ とA1の正入力間の10k $\Omega$ /110k $\Omega$ 分圧器が不要となります。

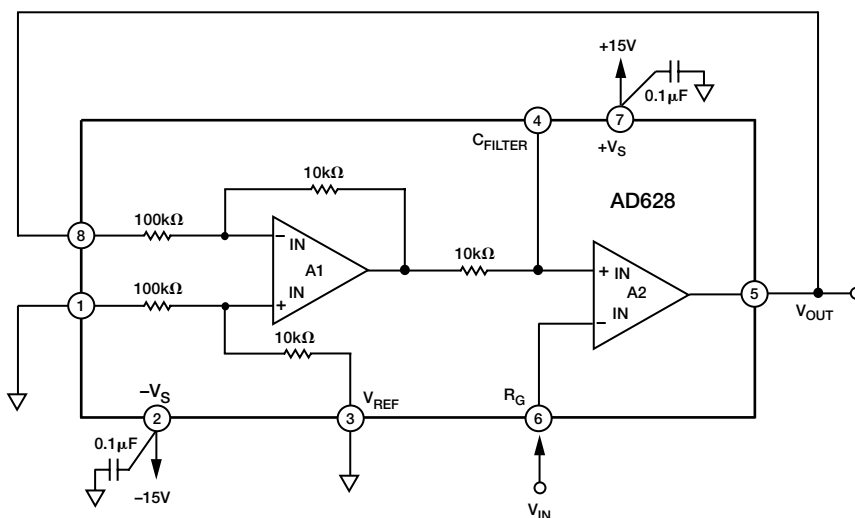


図 6-20. ゲインが－10 の関連回路

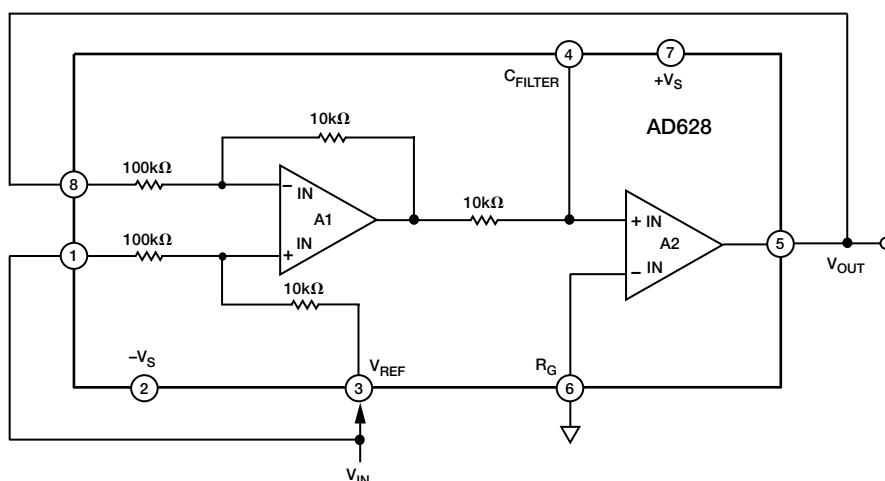


図 6-21. ゲイン＋11 の回路

このように改良したことで、 $V_{IN}$  は約  $9k\Omega$  抵抗を通じて正入力を駆動します。この直列抵抗値は、アンプA1の非常に高い入力インピーダンスに比べれば無視できるものです。8番ピンとA1出力間のゲインは0.1です。したがって、帰還によってA2の出力は強制的に  $11V_{IN}$  に等しくなります。この回路の-3dB帯域幅は、10mV入力信号に対しては約105kHz、100mVに対しては約95kHzとなります。

### ＋1 の高精度ゲインで AD628 を動作

図6-22は、＋1の高精度ゲインを供給するようにAD628を接続した回路を示しています。前述の場合と同様、この接続ではゲイン・ブロックの内蔵抵抗ネットワークを使用して、高いゲイン精度と安定性を得ています。

入力信号は、 $V_{REF}$  ピンに加えられます。1番ピンと8番ピンはグラウンドに接続されているため、入力信号は  $100k\Omega/110k\Omega$  入力減衰器を通過して、A1の＋入力に到達します。電圧は、 $V_{IN} (10/11) = 0.909V_{IN}$  に等しくなります。この点とA1出力間のゲインは  $1 + (10k\Omega/100k\Omega) = 1.10$  になります。したがって、A1の出力電圧は  $V_{IN} (1.10) (0.909) = 1.00$  となります。アンプA2は、ユニティ・ゲイン・バッファとして動作し（5番ピンと6番ピンが接続されているため）、全体としての回路ゲインは＋1となります。

### フィードフォワードを使用した帯域幅ゲイン・ブロックの改善

図6-20の回路をわずかに改良することで、少量の正帰還を加えて帯域幅を改善できます。これを図6-23に示します。4番ピンと1番ピンを接続することによって、アンプA1の出力をその正入りに帰還しています。その結果、ゲインは  $-(10 - 1/11) = -9.91$  となります。

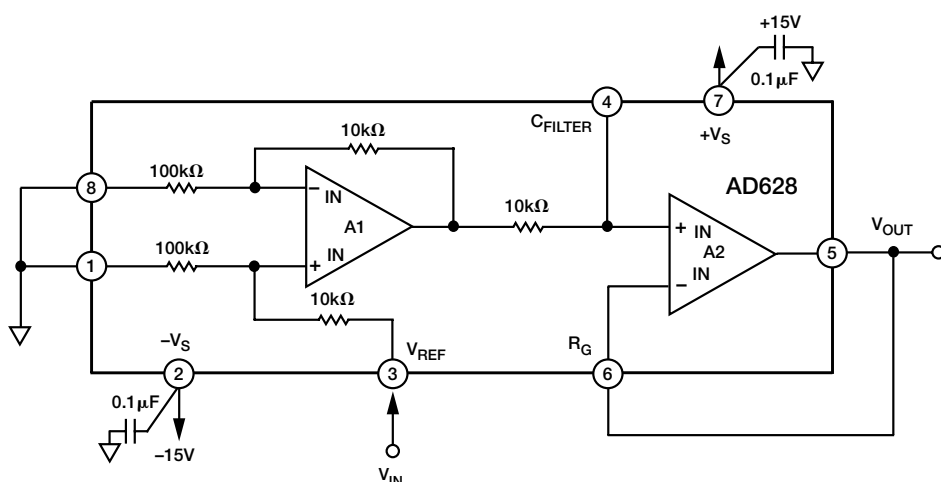


図 6-22. AD628 の高精度＋1 のゲイン

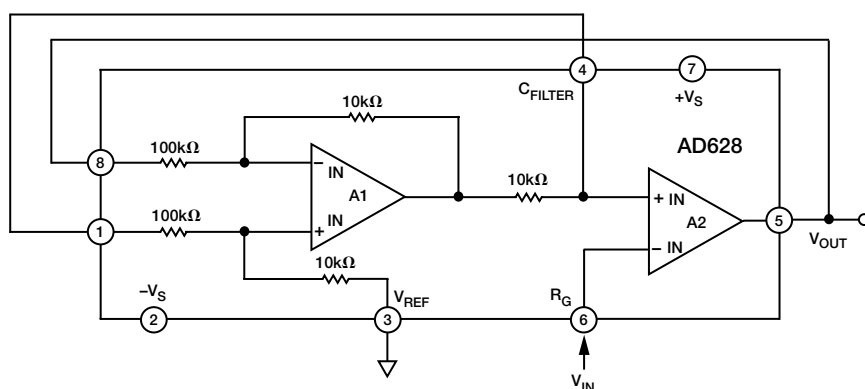


図 6-23. フィードフォワードによる高精度－10 のゲイン・ブロック

回路全体にわたって (A2の出力からA1の負入力まで) 大きな負帰還を加えているため、結果として回路は引き続き安定しています。この接続により、実際には小信号の-3dB帯域幅は、約140kHzになります。これは、図6-17に示した改良前の回路と比べると帯域幅が27%改善されたことになります。ただし、ゲイン精度は±2%に低下します。

## 電流トランスミッタによるグラウンド・ノイズの除去

多くのシステムは、電流フローを使用してリモート計装を制御します。このようなシステムの利点は、たとえグラウンドが同じでなくても、2つのリモート接続された電源で動作させることができる点です。このような場合、入力信号に対して出力が直線であることが必要で、またグラウンド間の干渉をすべて除去する必要があります。図6-24にこの回路を示します。

この回路では、次式が成立します。

$$I_{OUT} = \frac{(V_{IN}/10)}{1k\Omega}$$

$$I_{OUT} = \frac{(V_{IN}/V)}{1k\Omega}$$

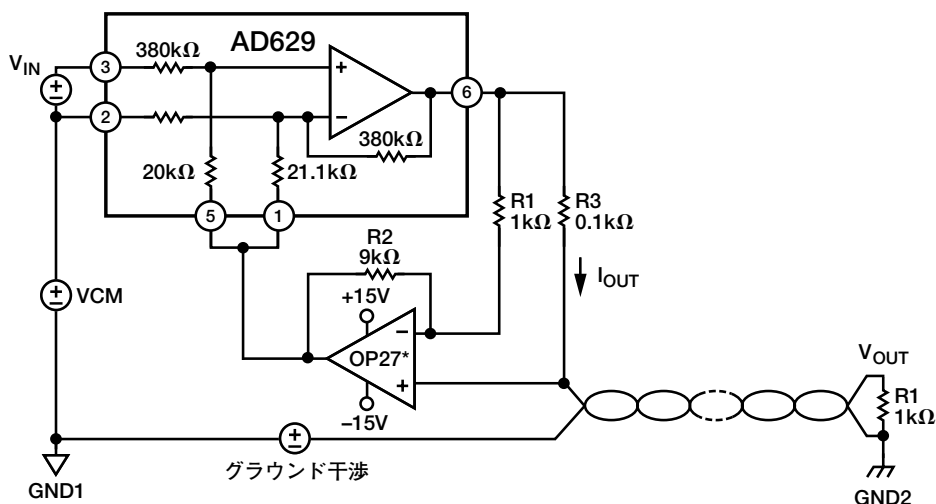
AD629は、同相電圧範囲が非常に高いディファレンス・アンプで、入力信号の3番ピンで駆動されます。伝達関数を次式で表すことができます。

$$V_{OUT} = V_{IN}$$

ここで、 $V_{OUT}$ は6番ピンとそのリファレンス (1番ピンと5番ピン) の間で測定した値、入力  $V_{IN}$  は3番ピンと2番ピンの間で測定した値です。同相信号VCMは除去されます。

6番ピンの電圧を低減するため、ゲイン9のインバータを6番ピンとリファレンスの間に接続しています。インバータでトランスミッタのゲインを設定することにより、10Vの入力に対して6番ピンの電圧が1Vしか変化しないよう、ただし6番ピンとそのリファレンスの間の電圧差が10Vとなるようにします。

OP27の非反転端子とAD629の出力との間のゲインは1であるため、出力電圧  $V_{OUT}$  の関数として出力電流に変調が生じることはありません。スケーリング抵抗R3は100Ωとし、入力信号から1mA/Vを生成しています。



\* 最新のオペアンプ製品とその仕様については、アナログ・デバイセズのウェブサイト [www.analog.com/jp](http://www.analog.com/jp) をご覧ください。

図 6-24. 電流トランスミッタ

OP27を選択した理由は、ノイズ・ゲイン10で、その帯域幅がトランスミッタの性能を損なうことがないからです。図6-25は、出力電圧 $V_{OUT}$ 対入力電圧 $V_{IN}$ の伝達関数を示しています。図6-26は、トランスミッタがグラウンド・ノイズを良好に除去している様子を示したものです。

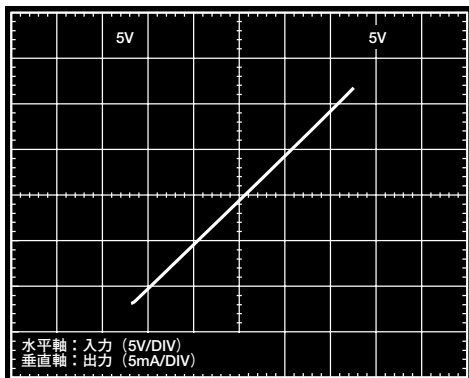


図 6-25. 伝達関数

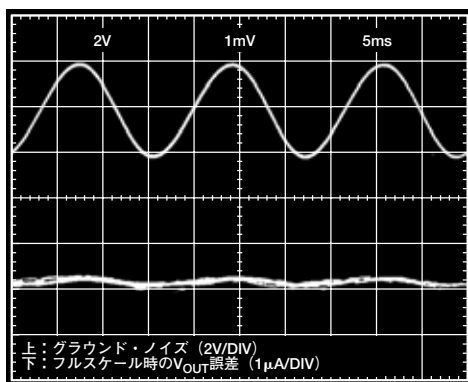


図 6-26. 干渉の除去

## 高レベル ADC のインターフェース

図6-27の回路は、両電源で動作する±10Vの大きなレベルのアナログ入力と、単電源で動作する低レベルの差動入力ADCとの間のインターフェースを提供する回路です。

この図に示すように、2つのディファレンス・アンプAD628は逆相で接続されています。差動出力 $V_1 - V_2$ は、次式の入力信号を減衰したものです。

$$V_1 - V_2 = \frac{(V_A - V_B)}{5}$$

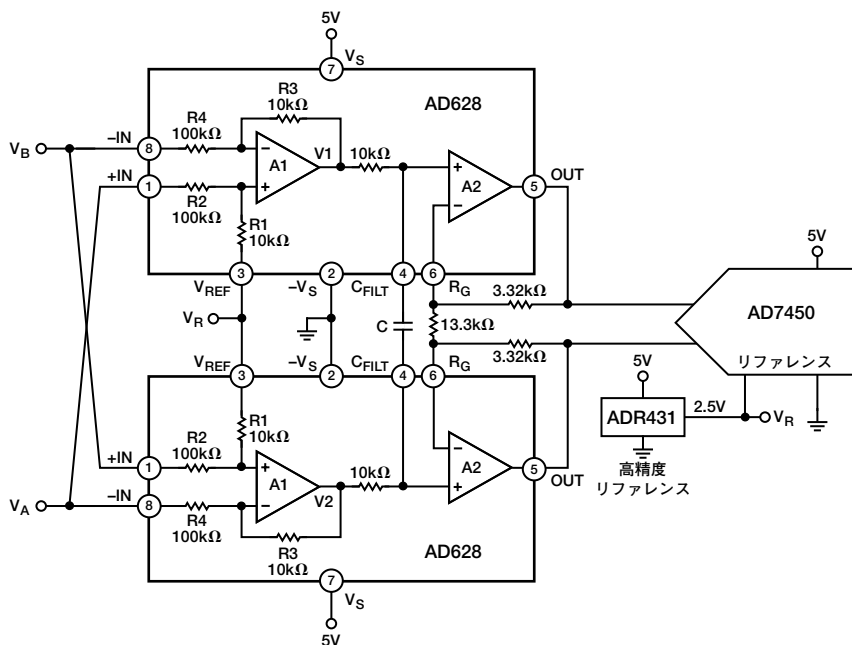


図 6-27. このADC インターフェース回路は、5V 単電源で動作しながら、± 10V の差動信号を減衰してレベル・シフトしている

ディファレンス・アンプは、入力 $V_A$ と $V_B$ に重畳された同相電圧を除去します。リファレンス電圧 $V_R$ は、**ADR431**によって生成され、ADCとアンプによって共用されていますが、これによって出力同相電圧を設定します。 $C_{FILT}$ ピンの両端に配置された単一のコンデンサ $C$ は、差電圧信号 $V_1-V_2$ をローパスでフィルタリングします。 $-3dB$ の極周波数は、 $f_p=1/(40,000\times\pi\times C)$ となります。差動信号は1.5倍に増幅されます。結果として、この回路全体のゲインは $3/10$ となります。

図6-28は、10V入力信号(上)、各AD628の出力端の信号(中)、および差動出力(下)を示しています。この構成の利点は、単純なADCとのインターフェース接続をはるかに上回るものです。各AD628の誤差には相関性がないため、この回路により、同相ノイズ除去比、オフセット電圧、ドリフト、ノイズなどの仕様は $\sqrt{2}$ 倍に改善されています。

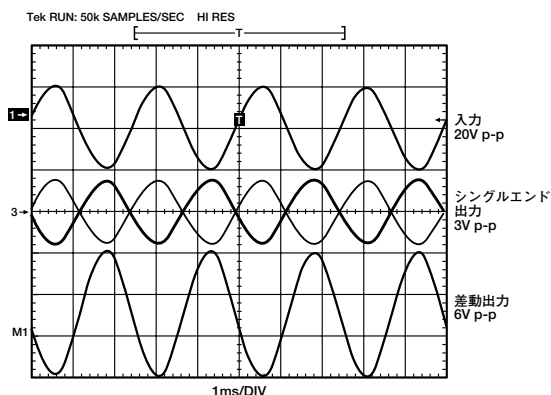


図 6-28. 各波形は、10Vの入力信号(上)、各 AD628 の出力端の信号(中)、差動出力(下)を示す

出力は85dBのSNRを示します(図6-29)。2つのAD628は、12ビット差動入力ADCである**AD7450**とインターフェース接続されます。**AD7450**は、ディファレンス・アンプの出力端の残留同相信号を容易に除去します。図6-30は、AD628の出力端の同相誤差を示します。

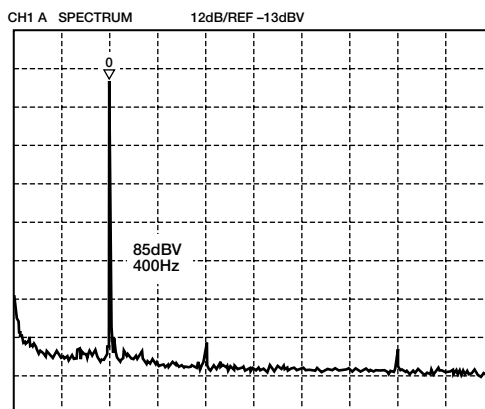


図 6-29. 図 6-27 の回路の SNR は 85dBV

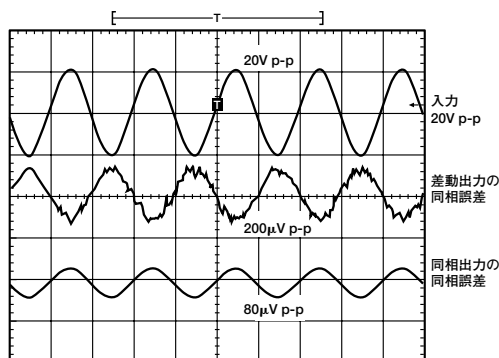


図 6-30. 同相入力(上)の測定値は20Vp-p、差動出力の同相誤差(中)は20μVp-p、同相出力の誤差(下)は80μVp-p

1番上の波形は10Vの同相入力信号です。中央の波形は150μVの測定値ですが、これは2つのAD628出力を差動で測定した同相誤差です。1番下の波形は80μVの測定値ですが、結果として得られる同相誤差です。

## 高速非反転加算アンプ

図6-31の回路図は、複数の入力と1つのシングルエンド出力を備えた一般的な加算アンプの回路図です。これは反転アンプの1種になります。ポイントXは仮想グラウンドで、サミング・ジャンクションと呼ばれます。この回路の伝達関数を次式で表すことができます。

$$V_o = - \left[ \left( \frac{R_f}{R_1} \right) V_1 + \left( \frac{R_f}{R_2} \right) V_2 + \left( \frac{R_f}{R_3} \right) V_3 \right]$$

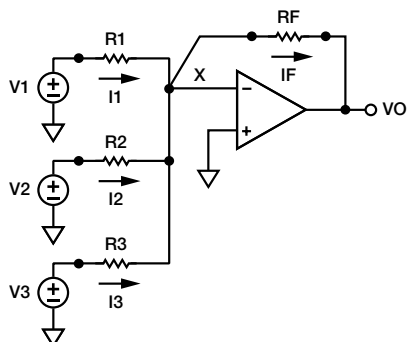


図 6-31. 従来の加算アンプ

この式からわかるように、出力は各入力に重付けをした合計であり、重みは抵抗比で決まります。すべての抵抗値が等しければ、この回路によって入力の反転和が得られます。

$$V_o = - (V_1 + V_2 + V_3)$$

$V_o = (V_1 + V_2 + V_3)$  という結果が必要な場合は、ゲイン-1のインバータを追加する必要があります。さらに、この回路には多くの問題があります。たとえば、入力インピーダンスが低いということや、正入力と負入力でインピーダンスが異なるということなどです。また、低帯域幅での使用に限られ、厳密にマッチングのとれた抵抗が必要となります。

図6-32は、高速加算アンプの回路図で、4つもの入力電圧を加算でき、出力の符号を変えるためのインバータが不要です。この回路は、オーディオやビデオのアプリケーションに有用です。回路は低価格で高速な3つの計装アンプで構成され、最初の2つのアンプは入力信号とインターフェース接続され、加算された合計が3つ目のアンプの出力（グラウンドが基準）として得られます。入力インピーダンスが非常に高く、ネットワークの出力に現れる信号は非反転です。

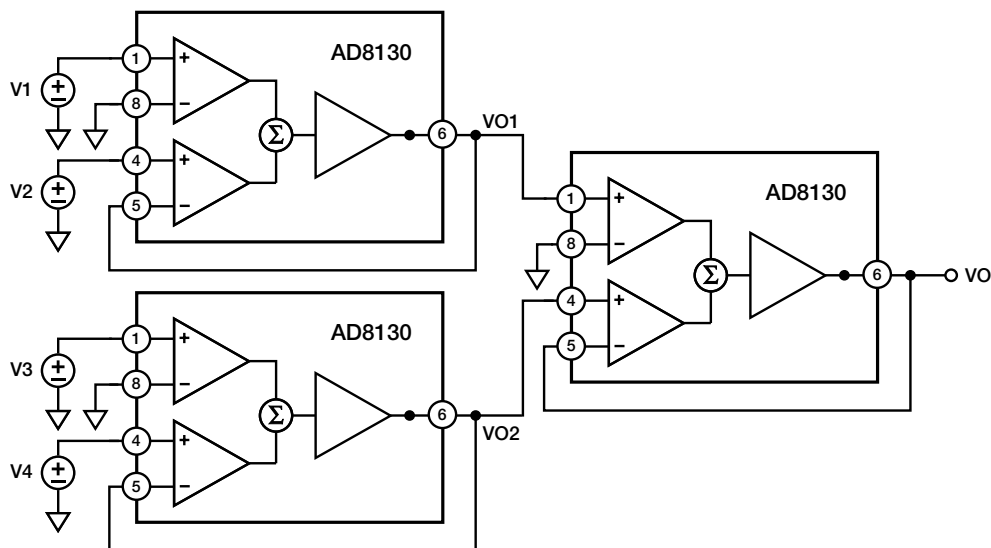


図 6-32. 高入力インピーダンスの加算回路

図 6-33 は、1MHz における性能グラフです。一番上の波形は、4 つのすべての入力信号です。中央のパターンは、V1 と V2 の入力の合計です。一番下のパターンはシステムの出力で、4 つすべての入力の合計です。

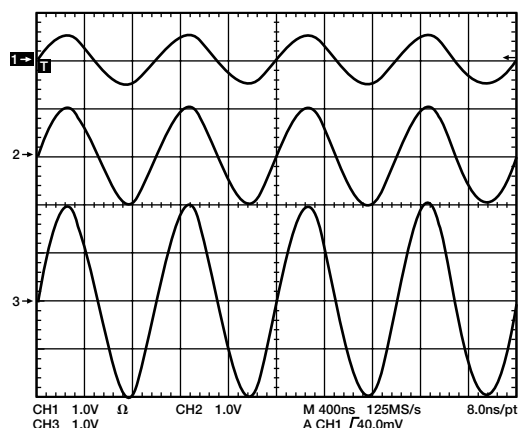


図 6-33. 図 6-32 の回路の性能グラフ

図 6-34 は、図 6-32 のシステムの高帯域幅を表しています。グラフから、-3dB ポイントが約 220MHz であることがわかります。

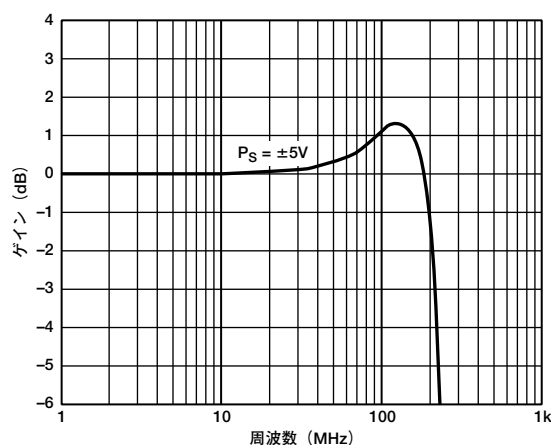
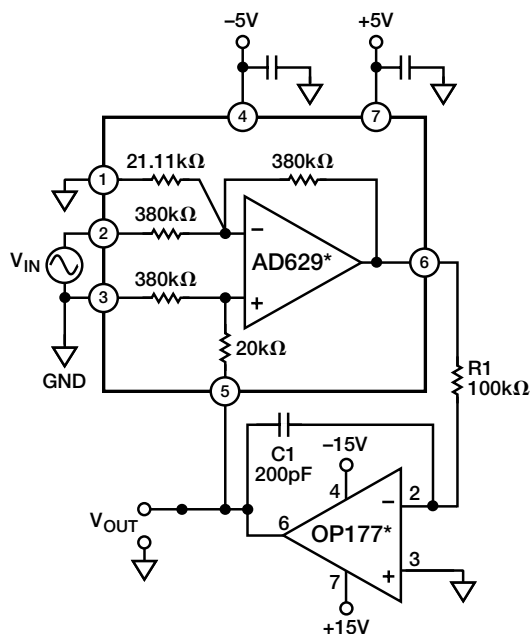


図 6-34. 図 6-32 の加算回路の周波数応答

## 高電圧モニタ

高精度の高電圧モニタを図 6-35 に示します。



\* 最新のオペアンプ製品の品番と仕様については、  
アナログ・デバイセズのウェブサイト  
[www.analog.com/jp](http://www.analog.com/jp)をご覧ください。

図 6-35. 高電圧モニタ

積分器 (OP177) がディファレンス・アンプ (AD629) の周りに負帰還を供給し、強制的にその出力を 0V に保持します。反転入力に接続されている分圧器がディファレンス・アンプの同相電圧を  $V_{IN}/20$  に設定します。積分器の出力で測定出力である  $V_{OUT}$  は、同相電圧を維持するために必要な電流を供給します。R1 と C1 は、システムの帯域幅を 200kHz に補正します。

伝達関数は  $V_{OUT} = V_{IN}/19$  となります。たとえば、400Vp-p の信号を入力すると、21Vp-p の出力が生成されます。

図6-36は、システムの非直線性の測定値が、400Vp-pの全入力範囲にわたって20ppm未満であることを示しています。システムのノイズは、入力を基準として約550nV/√Hzで、これは300kHzの帯域幅にわたって2mVのピーク・ノイズ電圧（フルスケールの10ppm）となります。

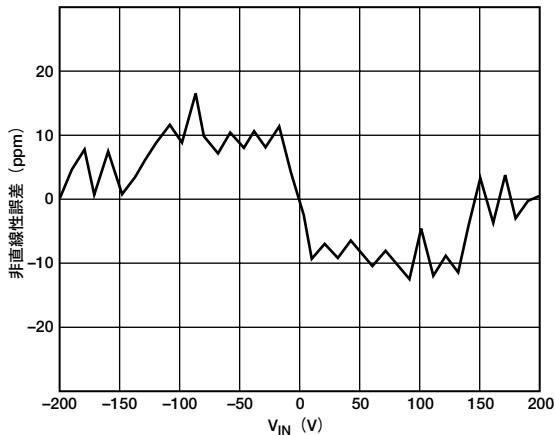


図 6-36.  $V_{IN}$  対 非直線性誤差

## 高精度な 48V バス・モニタ

電話機の電源は、通常 48V の DC 電源とバッテリーアレイで構成されます。バッテリーは AC 電源ラインの停電中にバックアップ電力を供給し、48V の DC 電圧を調整する役割を果たします。

定格値は-48Vですが、電話線上のDC電圧は-40～-80Vの範囲で変化し、サージや変動の影響を受けます。電源での電圧調整は、遠隔の電圧レベルにはほとんど影響せず、サージ、電圧低下、その他のライン障害による機器の故障が検出されるとは限りません。

リモートの通信機器から電源情報を取り込むためには、時には屋外の温度条件下で、精度の高い電圧測定が必要になります。高同相電圧ディファレンス・アンプは、電流を監視する用途に使用されてきましたが、この汎用的なアンプを分圧器として使用することで、電圧レベルのリモート監視が可能になります。

図6-37は、-48V電源から電力を供給される2つの集積回路だけを使った高精度モニタを示しています。低価格トランジスタとツェナー・ダイオードを組み合わせ、15Vの電圧をアンプに供給しています。

AD629は、自己完結型の高同相電圧ディファレンス・アンプです。この図の接続により、差動入力電圧を約19V低減し、高精度分圧器として機能します。ループの安定性を確保するには、さらにアンプを追加する必要があります。

OP777ARの出力がAD7476を駆動します。

この回路には、他の代替ソリューションに比べていくつかの利点があります。AD629のレーザ・トリミング分圧抵抗により、本質的に完全なマッチングと温度に対する追従を実現しています。-40～-80Vにおける直線性誤差は、ほぼ測定不能ほど小さいレベルです。図6-38と6-39は、この回路の直線性と温度ドリフトの曲線です。

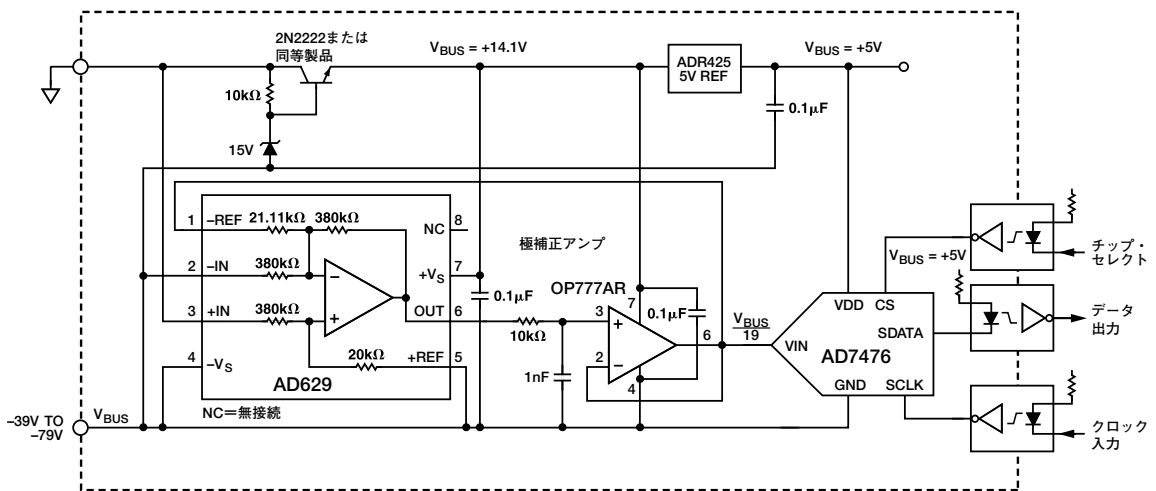


図 6-37. -48V 配電バスの高精度リモート電圧測定

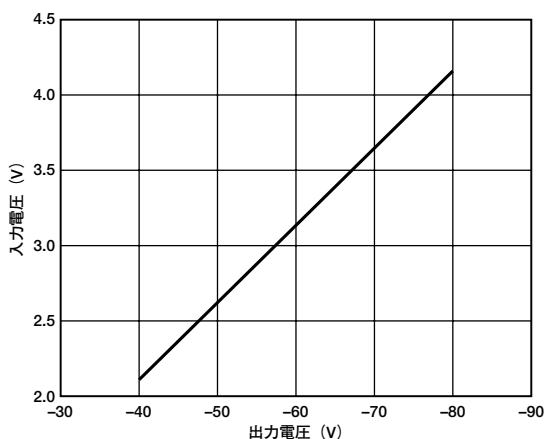


図 6-38. 48V バス・モニタ回路の入力の直線性 対 出力

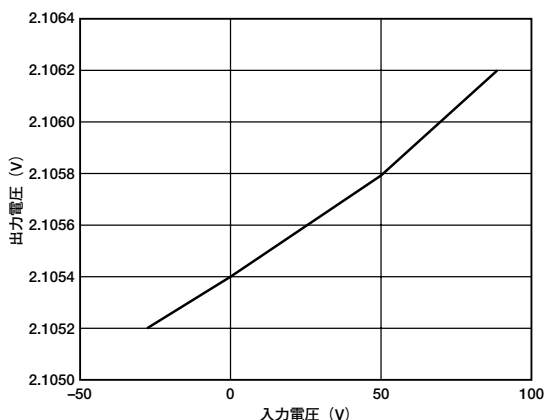


図 6-39. 48V バス・モニタの温度ドリフト

## ローサイド・スイッチによるハイサイド電流の検出

AD8202 の代表的なアプリケーションとして、ソレノイドの開放を PWM 制御するためにソレノイドを流れるハイサイド電流を測定するというものがあります。中でも代表的なアプリケーションに、油圧トランスミッション制御やディーゼル噴射制御があります。

この種のアプリケーションには、2つの代表的な回路構成が使用されます。

この場合、PWM 制御スイッチはグラウンドを基準にしています。誘電性の負荷（ソレノイド）が電源に結合されています。また抵抗性のシャントがスイッチと負荷の間に配置されています（図 6-40 を参照）。シャントをハイサイド側に配置する利点は、スイッチがオフの間もシャントはループ内にあるため、再循環電流を含む全電流を測定できるという点です。さらに、ハイサイドに接するシャントのグラウンドへの短絡が検出できるため、診断性能が強化されます。

この回路構成では、スイッチが閉じているとき、同相電圧は負レール近傍にまで降下します。スイッチが開くと、誘導性負荷の両端の反転電圧は、クランプ・ダイオードによって 1 ダイオード降下分だけバッテリーより高い電圧に同相電圧を保持します。

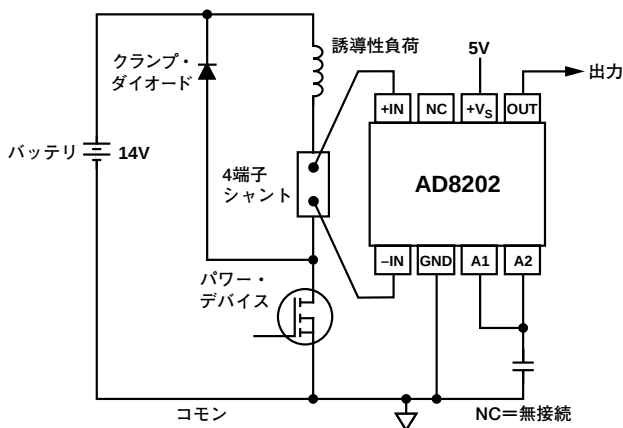


図 6-40. ローサイド・スイッチ

## ハイサイド・スイッチによるハイサイド電流の検出

この構成により、ソレノイドが不意に起動したり、過度に腐食したりするおそれが最小限になります(図6-41を参照)。この場合、スイッチとシャントがともにハイサイド側にあります。スイッチをオフにすると、バッテリーが負荷から切り離されるため、グラウンドに短絡して損傷することを防ぐとともに、再循環電流の測定を継続して診断を行うことができます。大部分の時間、電源を負荷から切り離しておくことで、負荷とグラウンド間の差動電圧による腐食を最小限に抑えることができます。

ハイサイド・スイッチを使用すると、スイッチが閉じているときには、バッテリー電圧は負荷に接続されるため、同相電圧はバッテリーの電圧にまで上昇します。この場合、スイッチが開くと、誘導性負荷の両端の反転電圧は、クランプ・ダイオードによって1ダイオード降下分だけバッテリーより低い電圧に同相電圧を保持します。

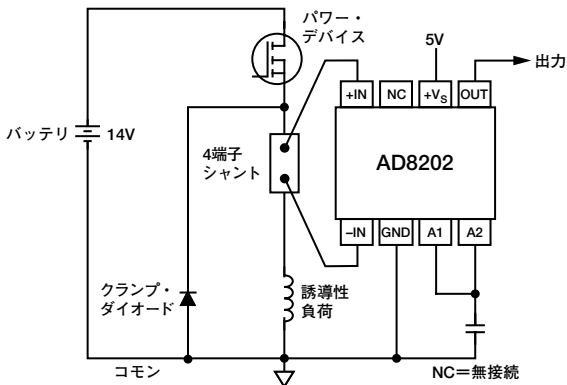


図 6-41. ハイサイド・スイッチ

### モータ制御

AD8210の代表的なアプリケーションとして、Hブリッジ・モータ制御の制御ループでの用途があります。この場合、Hブリッジの中間にAD8210を配置することで(図6-42を参照)、モータに接続して利用可能なシャントを用いて、両方向の電流を正確に測定できます。

これはグラウンド基準のオペアンプよりも優れたソリューションになります。このようなアプリケーションでは通常、グラウンドは安定したりファレンス電圧ではないからです。グラウンド・リファレンスが不安定であるために、グラウンド基準の単純なオペアンプを用いた測定は不正確になります。

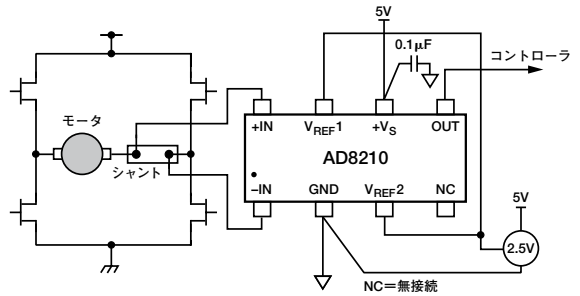


図 6-42. モータ制御のアプリケーション

AD8210は、Hブリッジが切り替わってモータの方向が変わるため、両方向の電流を測定します。AD8210の出力は、外部リファレンスの両方向モードに設定されています。

### ブリッジ・アプリケーション

計装アンプは、従来型の4抵抗ホイートストン・ブリッジを利用したトランスデューサからの小信号電圧出力をバッファリングして増幅するために幅広く使用されています。

#### 従来型のブリッジ回路

図6-43は、従来型の抵抗ブリッジからの信号を増幅するように構成されたAD627を示しています。この回路は、両電源、単電源のいずれのモードでも機能します。通常、ブリッジは、計装アンプの駆動に使用する電圧と同じ電圧で励起されます。ブリッジの底部を計装アンプの負電源(通常0V、-5V、-12V、-15Vのいずれか)に接続することで、入力同相電圧が電源電圧の最適な中間位置に来るように設定されます。特に入力信号がバイポーラである場合は、REFピンの電圧も電源電圧の中間に設定することが望めます。ただし、REFピンの電圧はアプリケーションに合わせて変更できます。入力範囲が( $V_{REF}$

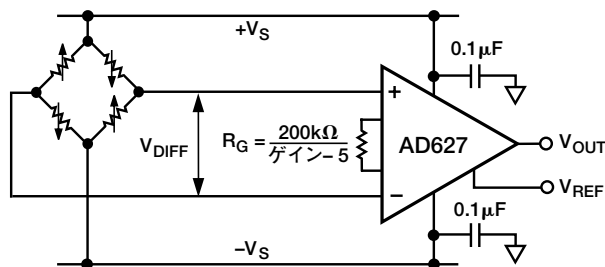


図 6-43. 低電力アプリケーション用の従来型のブリッジ回路

$\pm V_{IN}$ )であるADCの $V_{REF}$ ピンにREFピンを結合する場合がよい例です。AD627の利用可能な出力振幅 ( $-V_S+100\text{mV}$ )  $\sim$  ( $+V_S-150\text{mV}$ ) において、最大プログラマブル・ゲインは単純にこの出力範囲を入力範囲で割った値となります。

### 単電源データ・アキュイジション・システム

図6-44のブリッジ回路は、+5V電源によって励起されます。したがって、ブリッジからのフルスケール出力電圧 ( $\pm 10\text{mV}$ ) は、2.5Vの同相レベルになります。AD623は、この同相電圧成分を除去し、入力信号を100倍 ( $R_{GAIN}=1.02\text{k}\Omega$ ) 増幅します。その結果、出力信号は $\pm 1\text{V}$ となります。

この信号がAD623のグラウンド・レールに流れ込まないようにするためには、REFピンの電圧は少なくとも1Vに上げる必要があります。この例では、ADC AD7776の2Vリファレンス電圧を使用して、AD623の出力電圧を $2\text{V} \pm 1\text{V}$ にバイアスしています。この値はADCの入力範囲に対応しています。

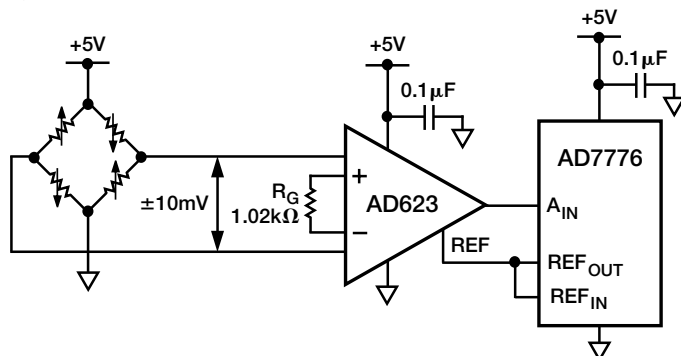
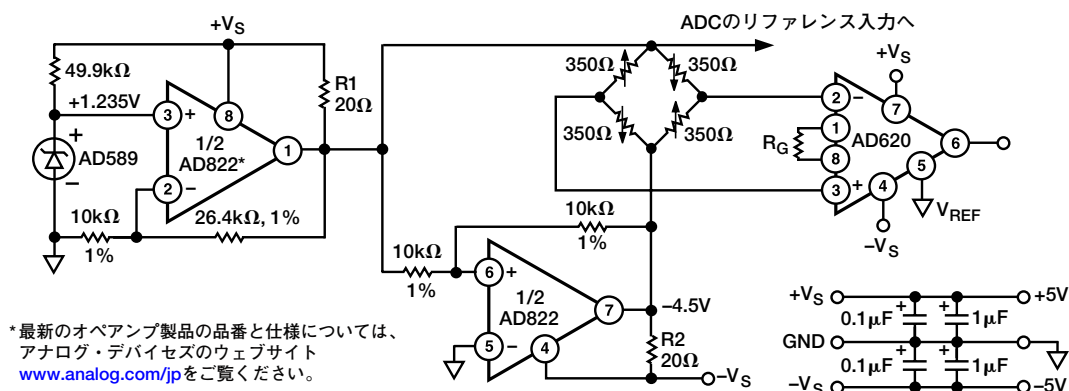


図 6-44. 単電源データ・アキュイジション・システム



\*最新のオペアンプ製品の品番と仕様については、  
アナログ・デバイセズのウェブサイト  
[www.analog.com/jp](http://www.analog.com/jp)をご覧ください。

図 6-45. 低ドロップアウトのバイポーラ・ブリッジ・ドライバ

### 低ドロップアウトのバイポーラ・ブリッジ・ドライバ

AD822は、350Ωのホイートストン・ブリッジの駆動に使用できます。図6-45では、AD822の半分を使用して、1.235V低電力リファレンスのAD589をバッファリングしています。+4.5V出力は、ADCのフロントエンドの駆動に使用できます。AD822の残りの半分は、ユニティ・ゲインのインバータとして構成され、別のブリッジの入力電圧 ( $-4.5\text{V}$ ) を生成しています。

抵抗R1とR2は、ブリッジ励起のための定電流を供給します。低電力計装アンプAD620は、ブリッジの差動出力電圧を調整するために使用します。AD620のゲインは、外付け抵抗 $R_G$ を使用してプログラム可能で、次式から求められます。

$$G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$$

## トランスデューサ・インターフェース・アプリケーション

計装アンプは長年、トランスデューサ・アプリケーションのプリアンプとして使用されています。高品質のトランスデューサは通常、高精度な直線出力を提供しますが、出力レベルは非常に低く、高出力インピーダンス特性を備えています。このため、自身のノイズの影響が信号ノイズに影響しないような高ゲインのバッファまたはプリアンプを使用する必要があります。さらに、代表的なトランスデューサは高出力インピーダンスであるため、計装アンプは低入力バイアス電流を備えていることが要求されます。

表6-3は、一般的なトランスデューサ数種類についての代表特性を示しています。

大部分のトランスデューサは低速であるため、計装アンプの帯域幅要件で十分です。また、ほとんどのアプリケーションについて、ユニティ・ゲイン時の小信号帯域幅は1MHzで十分です。

### 心電図の信号調整

AD8220は、次世代ECGのための優れた入力アンプです。小型、周波数の全範囲にわたる高CMRR、レール to レール出力、JFET入力などの特性は、このアプリケーションに最適です。皮膚で測定した電位は0.2~2mVの範囲になります。AD8220は、このような体表面の電位を測定する場合の一般的な問題の多くを解決します。AD8220の高CMRRは、ライン・ノイズや手術室内の機器が発する高周波EMIの形で混入される同相信

号を除去できます。レール to レール出力により広いダイナミック・レンジが実現し、他の計装アンプを使用した場合よりも高いゲインが得られます。JFET入力は、5pFもの大きな入力容量値が備わっています。AD8220の前段に直列入力抵抗を使用することで、自然なRCフィルタが形成され、高周波ノイズを低減できます(第5章のRF干渉の項「計装アンプ回路のRFI整流誤差の低減」を参照)。また、AD8220のJFET入力は、超低入力バイアス電流と無電流ノイズという特性を備えており、大きなインピーダンスが存在することの多いECGアプリケーションで有効です。MSOPパッケージとAD8220の最適なピン配置により、フットプリントの小型化とレイアウトの効率化が可能となり、次世代のポータブルECGへの道を開きます。

図6-46は、ECG回路図の例を示します。AD8220の後段に、4.7 $\mu$ Fコンデンサと1M $\Omega$ 抵抗からなる0.03Hz ハイパス・フィルタが接続され、これによって電極間に生じるDCオフセットが除去されます。AD8618によって追加されるゲイン50により、0~5VのADC入力範囲を利用できます。アクティブな5次ローパス・ベッセル・フィルタが、約160Hzよりも大きな信号を除去します。バッファOP2177は、AD8220のゲイン設定抵抗の中間点から取り出した同相電圧をバッファリングし、反転および増幅します。この右足駆動回路は、同相信号を反転して人体に戻すことで同相信号を相殺しています。OP2177の出力に接続された499k $\Omega$ の直列抵抗によって、体内へ流れ込む電流を制限します。

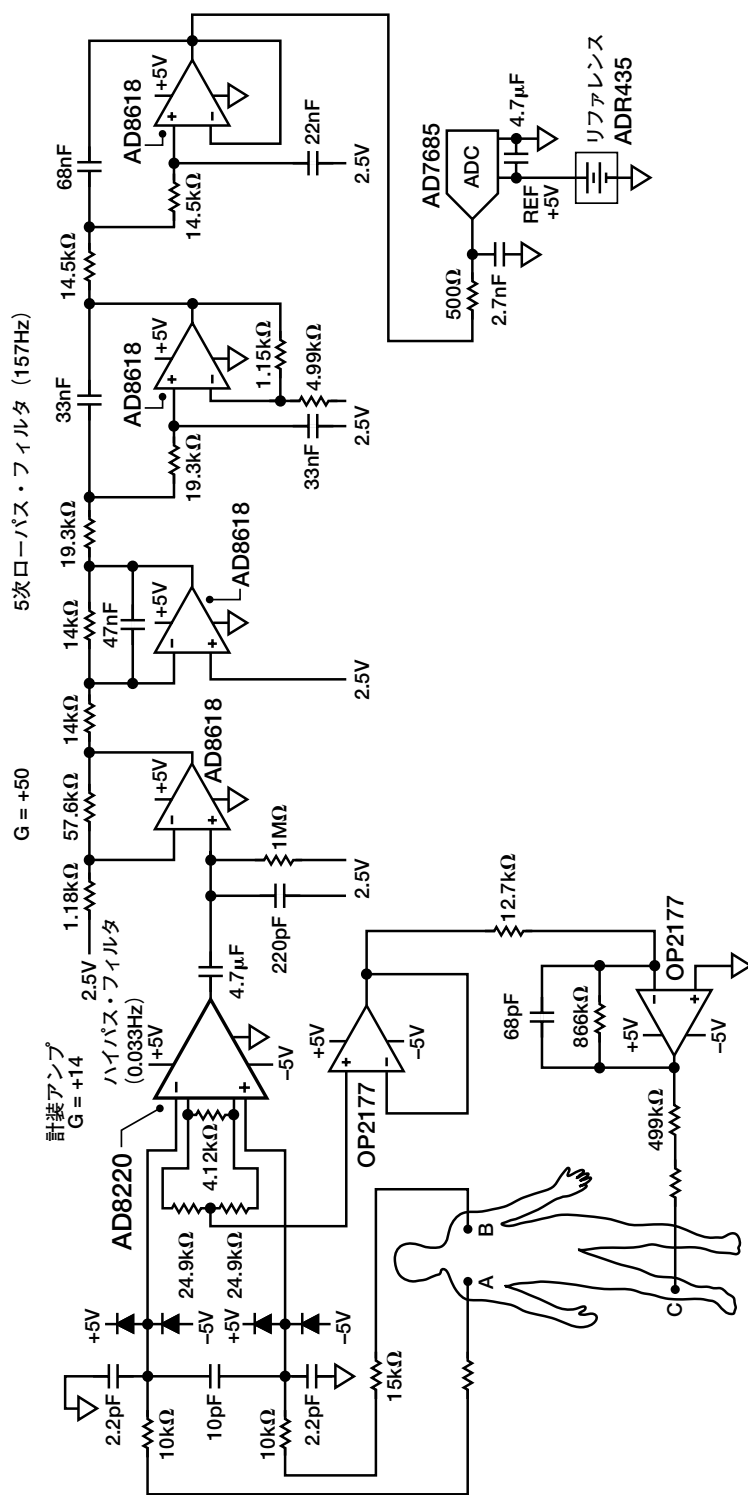


図 6-46. ECG 回路図の例

表6-3. トランスデューサの代表特性

| トランスデューサの種類                     | 出力のタイプ                                                       | 出力インピーダンス                | 推奨されるアナログ・デバイセズの計装アンプ/ディファレンス・アンプ                                                    |
|---------------------------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| サーミスタ                           | 温度による抵抗の変化 (−TC)、<br>4% /°C (@ + 25°C)、<br>高い非直線性出力、単電源      | 50Ω ~ 1MΩ<br>(@ + 25°C)  | AD620、AD621、AD623、<br>AD627、AD629、AD8221、<br>AD8225                                  |
| 熱電対                             | 低インピーダンス信号源、<br>10 ~ 100μV/°C、<br>mV 出力レベル<br>(@ + 25°C、単電源) | 20Ω ~ 20kΩ<br>(10Ω typ)  | AD620、AD621、AD623、<br>AD627、AD8221、AD8222、<br>AD8230                                 |
| 測温抵抗体 (RTD)<br>(ブリッジ回路構成)       | 温度に対して低インピーダンス信号源<br>(+ TC)、0.1 ~ 0.66% /°C、<br>単電源または両電源    | 20Ω ~ 20kΩ<br>(@ 0°C)    | AD620、AD621、AD623、<br>AD627、AD8221、AD8225、<br>AD8230、AD8250、AD8251、<br>AD8555、AD8556 |
| レベル・センサ<br>サーマル・タイプ<br>フロート・タイプ | サーミスタ出力 (低)、<br>可変抵抗、mV ~ 数 V の出力、<br>単電源                    | 500Ω ~ 2kΩ<br>100Ω ~ 2kΩ | AD626、AD628、AD629、<br>AD8225、AD8553                                                  |
| ロードセル<br>(歪みゲージ・ブリッジ)<br>(重量測定) | 可変抵抗、2mV/V 励起、<br>0.1% 標準フルスケール変化、<br>単電源または両電源              | 120Ω ~ 1kΩ               | AD620、AD621、AD8221、<br>AD8222、AD8225、AD8230、<br>AD8555、AD8556                        |
| 電流検知 (シャント)                     | 低抵抗値出力、高同相電圧                                                 | 数 Ω (以下)                 | AD626、AD628、AD629、<br>AD8202、AD8205                                                  |
| EKG モニタ<br>(単電源、ブリッジ構成)         | 低レベル差動、出力電圧、<br>標準 5mV 出力、<br>単電源または両電源                      | 500kΩ                    | AD620、AD621、AD623、<br>AD627、AD8220、AD8221、<br>AD8222、AD8225、AD8553                   |
| フォトダイオード・センサ                    | 光強度に応じて電流が増加、<br>1pA ~ 1μA の I <sub>OUTPUT</sub> 、<br>単電源    | 10 <sup>9</sup> Ω        | AD620、AD621、AD622、<br>AD623、AD627、AD8220、<br>AD8221、AD8222、AD8555                    |
| ホール・センサ                         | 5mV/kg ~ 120mV/kg                                            | 1Ω ~ 1kΩ                 | AD620、AD621、AD622、<br>AD623、AD627、AD8221、<br>AD8222、AD8230、AD8250、<br>AD8251         |

3つの計装アンプを使用して3つの別々の出力を供給し、患者の状態を監視します。最適なアナログ・デバイス製品としては、計装アンプのAD8221、AD627、AD623があり、またバッファとして使用できる、オペアンプのAD8641、AD8642（デュアル）、AD8643（クワッド）があります。各計装アンプの後段にはハイパス・フィルタが接続され、信号からDC成分を取り除きます。計装アンプの1つを省いて3つ目の出力をソフトウェア（またはハードウェア）の計算で求めるというのも一般的な方法です。

患者が危険にさらされないようにするため、この回路には絶縁などの適切な安全措置を講じる必要があります。

## 遠隔負荷の検出手法

図6-47は、センス・ピンとリファレンス・ピンを使用して、回路内の寄生電圧降下による誤差を最小限に抑えたユニティ・ゲインの計装アンプの回路を示しています。多量の出力電流が予想され、かつ回路から離れた場所の負荷を検出する必要がある場合、配線パターンや電線の抵抗値による電圧降下から誤差が生じるおそれがあります。このような電圧降下は、50Ωなどの低抵抗負荷の場合に特に問題となります。

センス端子は、計装アンプの出力段の帰還経路を形成し、通常は計装アンプの出力に直接接続されます。同様に、リファレンス端子は、計装アンプの出力振幅を決めるリファレンス電圧を設定します。この接続により、計装アンプの帰還ループ内にIRドロップをもたらし、実質的にIR誤差を除去します。

この回路は、3MHz以上の3dB帯域幅を実現します。25kΩ抵抗によってツイスト・ペア線間の有効容量はいずれも計装ア

ンプの出力から分離されていますが、ツイスト・ペア線とグラウンド間の有効容量は、安定性を維持するために最小限に抑える必要があります。このため、この回路には非シールド・ツイスト・ペア・ケーブルを推奨します。長いシールド・ケーブルを駆動する必要のある低速アプリケーションでは、AMP03デバイスの代わりにAMP01を使用してください。AMP01は、最大1μFの容量負荷を駆動できますが、AMP03は数百pFの駆動が限界です。

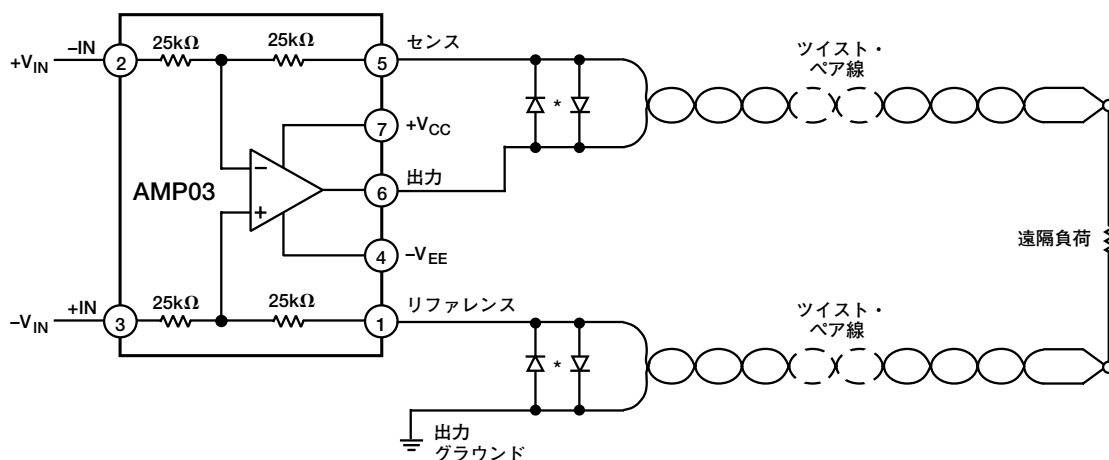
## 高精度の電圧／電流コンバータ

図6-48は、高精度の電圧／電流コンバータを示しています。このコンバータのスケール係数は標準1%精度金属皮膜抵抗値を使用して、正確なディケード比率で容易にプログラムできます。AD620は、標準5V電源電圧により最高精度で動作します。AD620の静止電流はわずか900μAですが、AD705を追加することで380μAの消費電流が加算されます。

## 電流センサ・インターフェース

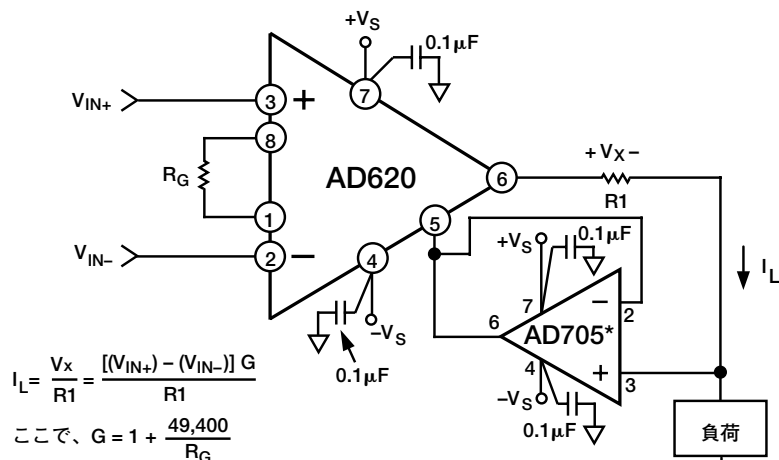
図6-49は、低レベル電流を検出するための斬新な回路を示しています。この回路は、AD626の大きな同相電圧範囲を利用しています。測定対象の電流は、抵抗 $R_s$ の両端で検出されます。 $R_s$ の値は、1kΩ未満で、かつこの抵抗両端の平均差動電圧が通常100mVとなるように選択する必要があります。

フルスケールの+4Vを出力するためにゲイン40を使用しますが、このゲインは、検出抵抗の許容誤差を吸収できるように+20%の調整が可能です。少なくとも10%のオーバーレンジ（+4.4V）を許容できるだけの十分なヘッドルームがあります。



\*ダイオード1N4148はオプションです。これらのダイオードは、センス・ラインやリファレンス・ラインが負荷から切り離された場合に、出力電圧が急増することを制限するためのものです。

図 6-47. 遠隔負荷を検出するための結線図



\*最新のオペアンプ製品の品番と仕様については、  
アナログ・デバイセズのウェブサイト[www.analog.com/jp](http://www.analog.com/jp)をご覧ください。

図 6-48. ±5V 電源で動作する高精度の電圧／電流コンバータ

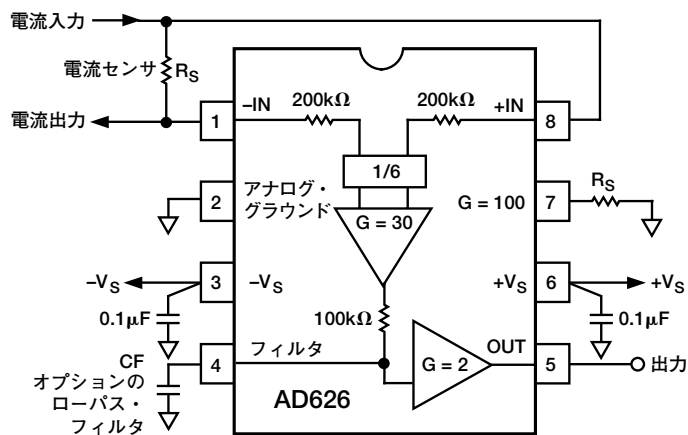
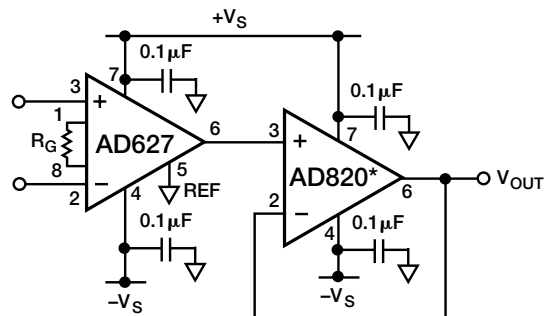


図 6-49. 電流センサのインターフェース

## 出力バッファリング機能付きの低電力計装アンプ

**AD627** 低電力計装アンプは、 $20\text{k}\Omega$  以上の負荷インピーダンスを駆動できるように設計されていますが、さらに重い負荷に対しては、低出力電圧振幅で最大  $20\text{mA}$  を供給できます。 $20\text{mA}$  を超える出力電流が必要な場合は、図 6-50 に示すように、**AD820** などの高精度低電力オペアンプで **AD627** の出力をバッファリングする必要があります。このオペアンプは、 $600\Omega$  という小負荷を駆動しながら、 $0 \sim 4\text{V}$  振幅の出力が可能です。**AD820** を追加することで計装アンプは負荷から分離されるため、温度による影響を大幅に低減できます。



\*最新のオペアンプ製品の品番と仕様については、  
アナログ・デバイセズのウェブサイト  
[www.analog.com/jp](http://www.analog.com/jp)をご覧ください。

図 6-50. 低電力計装アンプの出力バッファ

4 ～ 20mA 単電源レシーバ

図 6-51 は、4 ～ 20mA トランスデューサからの信号をマイクロコントローラ内蔵 12 ビット ADC である ADuC812 にインターフェース接続する方法を示しています。4 ～ 20mA トランスデューサからの信号はシングルエンドです。したがって、最初にこの電流を、簡単なシャント抵抗によってコンバータの高インピーダンス・アナログ入力電圧に変換する必要があります。ただし、トランスデューサへのリターン経路上になんらかのライン抵抗があると、電流に依存したオフセット誤差が加わります。このため、電流を差動的に検出する必要があります。この回路例では、24.9Ω のシャント抵抗が、AD627 に対して 100mV (4mA 入力の場合) ～ 500mV (20mA 入力の場合) の範囲の最大差動入力電圧を生成します。ゲイン抵抗がない場合、AD627 は 500mV の入力電圧を 5 倍増幅して 2.5V を生成します。これは、ADC のフルスケール入力電圧になります。4mA のゼロ電流はコード 819 に相当し、LSB の大きさは 0.61mV です。

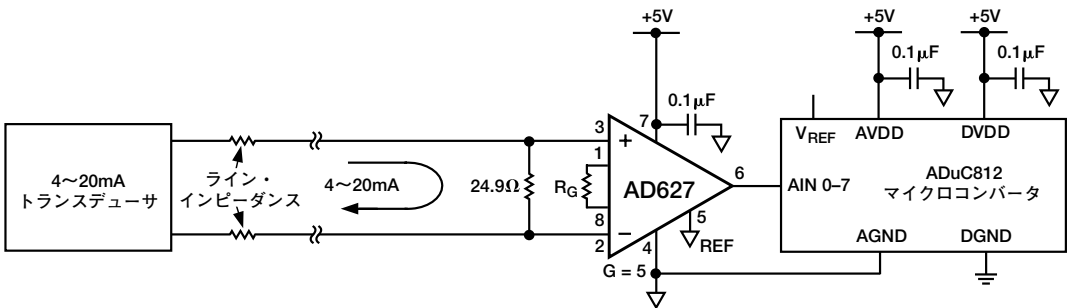


図 6-51. 4 ～ 20mA レシーバ回路

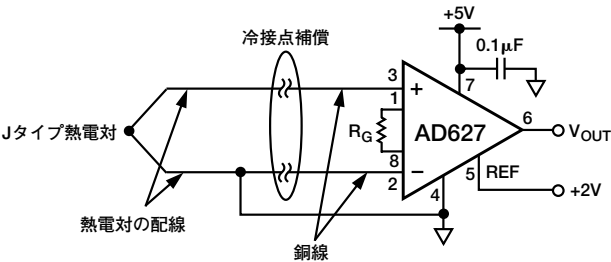


図 6-52. 低電力、単電源の計装アンプを使用した熱電対アンプ

単電源熱電対アンプ

AD627 の同相入力電圧範囲はグラウンドよりも 0.1V 下にまで広がっているため、同相成分がほとんどない小さな差動信号を測定できます。図 6-52 は、J タイプ熱電対の片端をグラウンドに接続した熱電対アプリケーションを示しています。J タイプ熱電対は、 $-200 \sim +200^{\circ}\text{C}$  の温度範囲に対して  $-7.890 \sim +10.777\text{mV}$  の範囲にわたる電圧を出力します。

AD627 のゲインを 100 にプログラムし ( $R_G = 2.1\text{k}\Omega$ )、AD627 の REF ピンに 2V の電圧を加えることで、AD627 の出力電圧は、グラウンド基準で 1.110 ～ 3.077V の範囲となります。

特殊製品

アナログ・デバイセズはいくつかの特殊製品を販売しています。その多くは、オーディオ市場向けに設計されたもので、一部の計装アンプで役立ちます。表 6-4 は、これらの製品の一部を示します。

表 6-4. アナログ・デバイセズが提供する特殊製品

| 製品番号    | 名称          | 帯域幅                | CMR (DC) | 電源                          | 特長                  |
|---------|-------------|--------------------|----------|-----------------------------|---------------------|
| SSM2141 | 差動ライン・レシーバ  | 3MHz               | 100dB    | $\pm 18\text{V}$            | 高 CMR、オーディオ減算器      |
| SSM2143 | 差動ライン・レシーバ  | 7MHz ( $G = 0.5$ ) | 90dB     | $\pm 6 \sim \pm 18\text{V}$ | 低歪み、オーディオ減算器        |
| SSM2019 | オーディオ・プリアンプ | 2MHz ( $G = 1$ )   | 74dB     | $\pm 5 \sim \pm 18\text{V}$ | 低ノイズ、低歪み、オーディオ計装アンプ |