

第3章: センサー

3.1: ポジション・センサー	3.1
線形可変差動変圧器 (LVDT)	3.1
ホール効果磁気センサー	3.6
レゾルバとシンクロ	3.9
インダクトシン	3.13
加速度センサー	3.15
iMEMS® 回転角速度検出ジャイロ・センサー	3.19
ジャイロ・センサーの原理	3.19
コリオリの加速度	3.20
2次元の動き	3.21
容量方式の検出	3.23
衝撃と振動への耐性	3.25
参考文献	3.27
3.2: 温度センサー	3.29
はじめに	3.29
半導体温度センサー	3.31
電流出力温度センサー	3.33
電流および電圧出力温度センサー	3.34
熱電対の原理と冷接点補償	3.38
熱電対測定用のオートゼロ・アンプ	3.45
測温抵抗体 (RTD)	3.47
サーミスタ	3.52
デジタル出力温度センサー	3.56
サーモスタット・スイッチとセットポイント・コントローラ	3.58
マイクロプロセッサの温度モニタリング	3.61
参考文献	3.64
3.3: 電荷結合素子 (CCD)	3.65
参考文献	3.68
3.4: ブリッジ回路	3.69
ブリッジの基礎	3.69
ブリッジ出力の増幅と直線化	3.75
リモート・ブリッジの駆動	3.80
システム・オフセットを最小限に抑制	3.84
参考文献	3.87
3.5: 歪み、力、圧力、流量の測定	3.89
ストレイン・ゲージ	3.89

▣ ベーシック・リニア・デザイン

センサー

3.5: 歪み、力、圧力、流量の測定（続き）

半導体ストレイン・ゲージ	3.92
ブリッジ・シグナル・コンディショニング回路	3.95
参考文献	3.99

第3章: センサー

3.1: ポジション・センサー

線形可変差動変圧器 (LVDT)

線形可変差動変圧器 (LVDT: Linear Variable Differential Transformer) は、正確で信頼性の高い直線距離測定方法です。LVDT は、最新の工作機械、ロボット装置、アビオニクス、コンピュータ化製造方式などの分野に使われています。

LVDT (図 3.1 参照) は位置情報を電気情報に変換するセンサーで、その出力は可動磁心の位置に比例します。この磁心は、円筒状に巻かれた中央の 1 次コイルと、その外側の 2 次コイル (同じく円筒状に巻かれている) で構成される変圧器の内部を、直線状に動きます。1 次巻線は AC 電圧源 (通常は数 kHz) で励磁されて 2 次電圧を誘導しますが、その値は変圧器内の磁心の位置によって変化します。通常、磁心には、非強磁性体のロッドに取り付けやすいようにねじが切られていて、さらにそのロッドが、動きや変位を測定しようとする物体に取り付けられます。

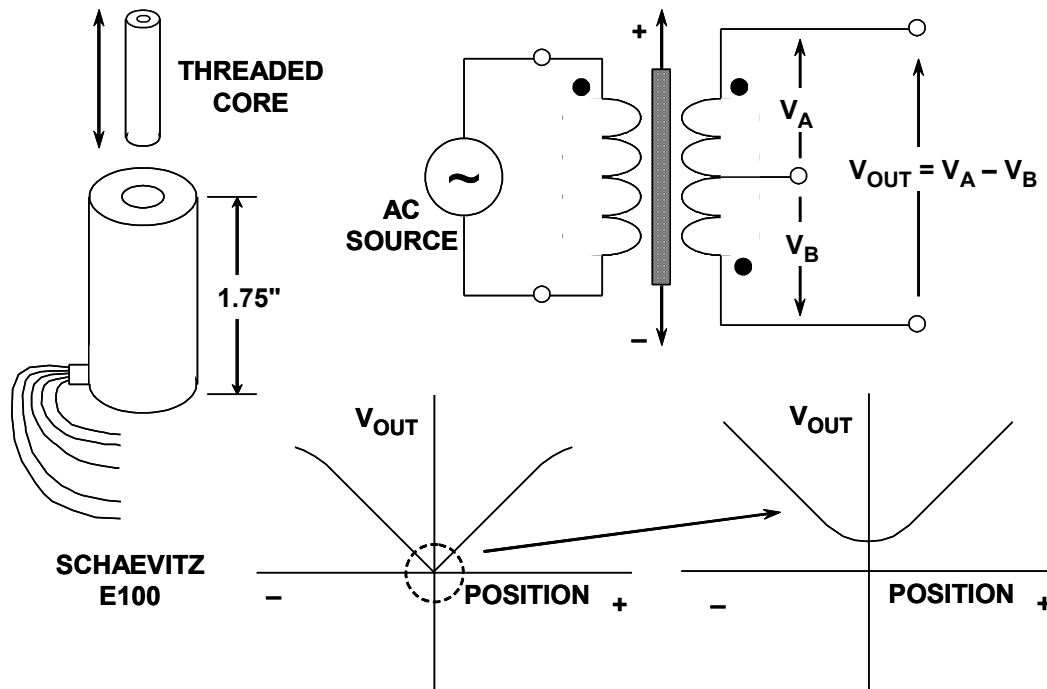


図 3.1: 線形可変差動変圧器 (LVDT)

2 次巻線は互いに位相が異なるように巻かれており、磁心が中央に位置しているときは 2 つの 2 次巻線の電圧が互いに逆方向になって、合計出力電圧はゼロになります。

磁心が中央から移動すると、磁心が移動する方向の 2 次巻線の電圧が増加して、反対側の電圧が減少します。その結果、出力される電圧差は、磁心の位置に従って線形に変化します。設計移動範囲内での出力の直線性（線形性）は非常に優れており、通常、誤差は 0.5 % 以下です。LVDT は優れた精度、直線性、感度、分解能を備えている上に動作がスムーズで、しかも頑丈です。

さまざまな LVDT を使用することで、測定範囲も $\pm 100 \mu\text{m}$ から $\pm 25 \text{ cm}$ まで、広い範囲にわたって選択できます。標準的な励起電圧範囲は $1 \text{ V} \sim 24 \text{ V}_{\text{RMS}}$ 、周波数は $50 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$ です。

ただし実際は、磁心が中央に位置している場合でも、2 つの 2 次巻線のミスマッチや漏れインダクタンスのために、真のヌル値は得られません。さらに、単純に出力電圧 V_{OUT} を測定するだけでは、ヌル位置のどちら側に磁心があるのかが分かりません。

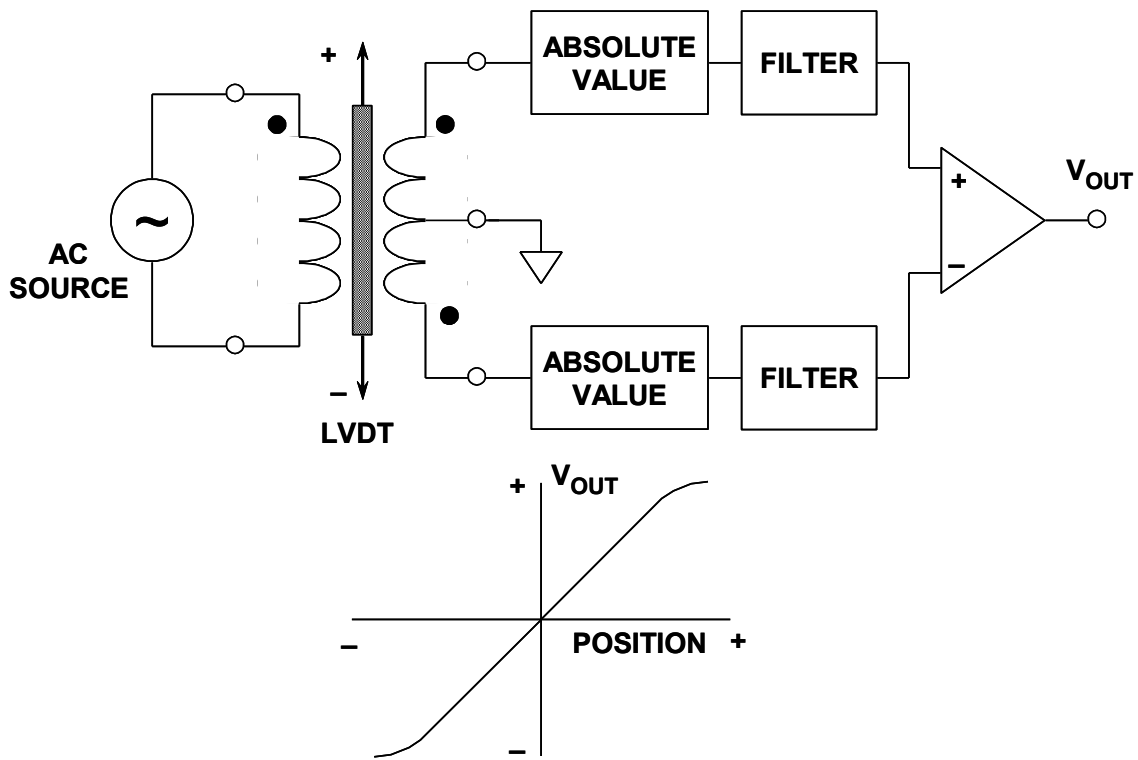


図 3.2: 改良型 LVDT 出力信号処理

これらの課題を解決するシグナル・コンディショニング回路を図 3.2 に示します。この回路では、2 つの出力電圧の絶対値の差を求めています。この手法を使えば、中央位置に対する正負両方の変化を測定することができます。絶対値回路にはダイオード／コンデンサ型の整流器を使うことができますが、図 3.3 に示す高精度整流器の方がより正確で、直線性も優れています。入力は V/I コンバータに加えられ、これによってアナログ乗算器が駆動されます。

作動入力の符号がコンパレータによって検出され、このコンパレータの出力が、アナログ乗算器を介して V/I 出力の符号を切り替えます。最終的な出力は、入力の絶対値を高い精度で再現した値となります。これらの回路は IC 設計者によく理解されており、最新のバイポーラ・プロセスで容易に実装することができます。

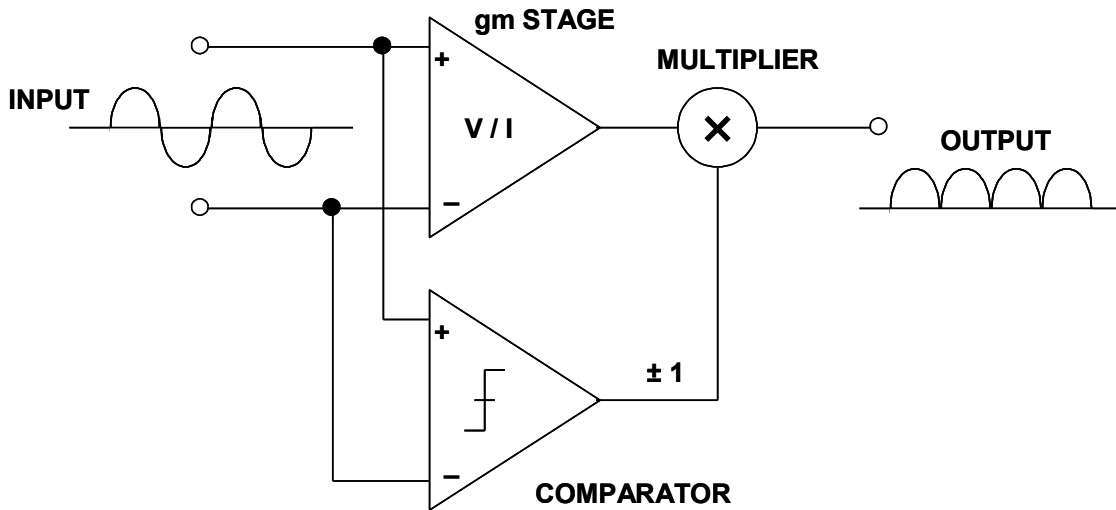


図 3.3: 高精度絶対値回路 (全波整流器)

図 3.4 (簡略図) に示す業界標準の AD598 LVDT シグナル・コンディショナは、必要な LVDT の信号処理をすべて行います。オンチップ励起周波数発振器は、外付けコンデンサを 1 個使用することで、20 Hz ~ 20 kHz の範囲に設定できます。後段に 2 つのフィルタが接続された 2 つの絶対値回路は、A チャンネルおよび B チャンネル入力の振幅を検出するために使われます。次にアナログ回路を使用して、レシオメトリック関数 $[A - B]/[A + B]$ の計算を行います。この関数は、1 次巻線励起電圧の振幅には左右されず、LVDT 出力電圧振幅の合計が動作範囲全体にわたり一定であることを前提としています。これはほとんどの LVDT に当てはまることですが、ユーザーは、LVDT のデータシートに仕様が規定されていないかどうかを、必ずメーカーに確認する必要があります。また、このアプローチには 5 線式の LVDT を使う必要があります。

AD598 の励起電圧は、外付け抵抗を 1 個使用することで、約 $1 V_{RMS} \sim 24 V_{RMS}$ の範囲に設定できます。駆動能力は $30 mA_{RMS}$ です。この回路は位相シフトや絶対信号振幅の影響を受けないので、AD598 は 300 フィートのケーブルを介して LVDT を駆動することができます。V_{OUT} の位置出力範囲は負荷 6 mA のときに $\pm 11 V$ で、最大 1000 フィートのケーブルを介して駆動できます。また、V_A および V_B 入力は 100 mV RMS まで下げることができます。

AD698 LVDT シグナル・コンディショナ (図 3.5 参照) の仕様は AD598 と同様ですが、信号処理の方法がわずかに異なり、同期復調方式を使用しています。シグナル・プロセッサ A と B は、それぞれ絶対値関数部とフィルタで構成されています。A の出力が B の出力で除かれて最終的な出力が求められますが、この出力はレシオメトリックで、励起電圧の振幅とは無関係です。AD698 では、LVDT の 2 次電圧の合計が必ずしも一定ではありません。

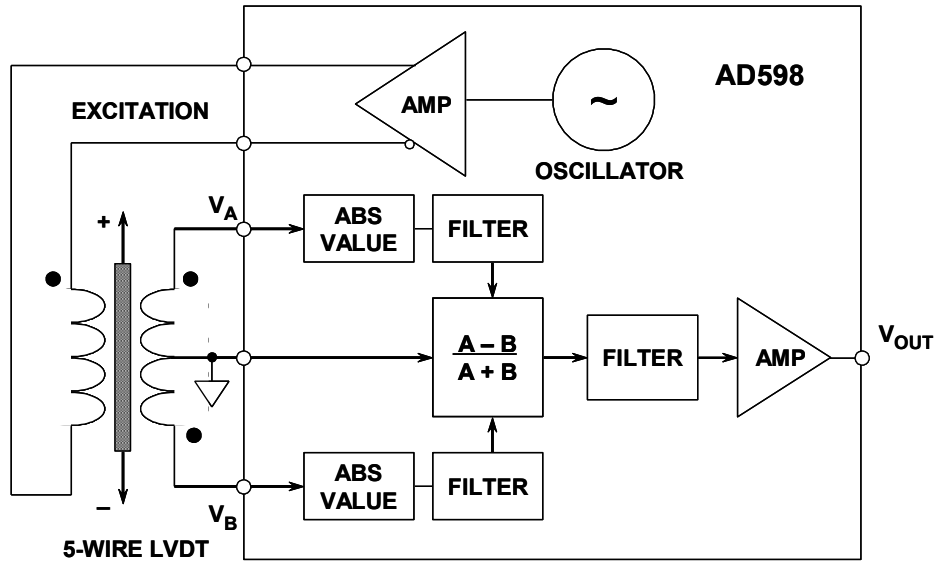


図 3.4: AD598 LVDT シグナル・コンディショナ (簡略図)

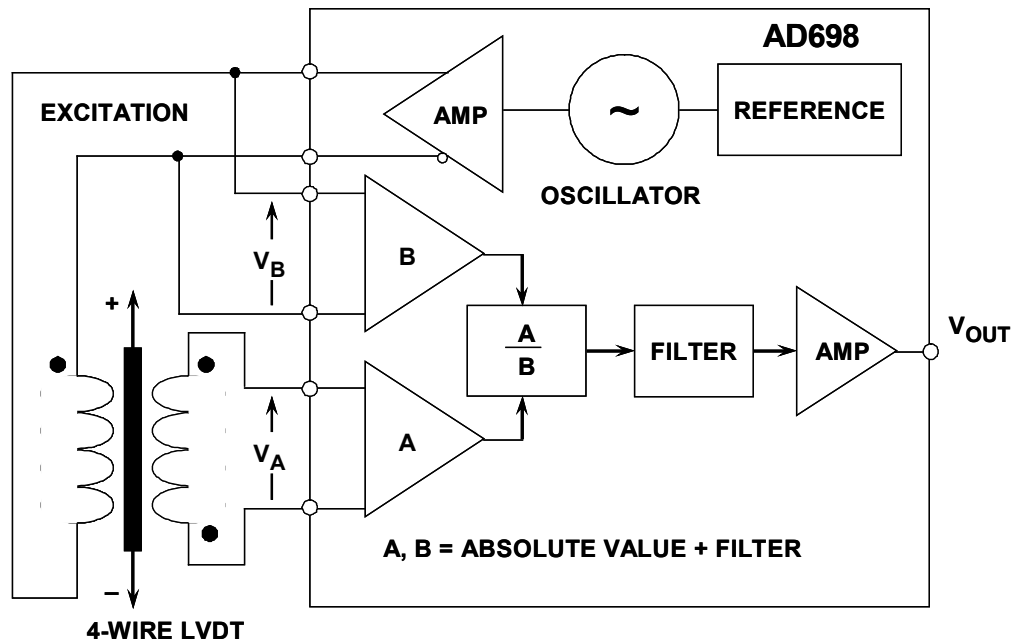


図 3.5: AD698 LVDT シグナル・コンディショナ (簡略図)

AD698 は、図 3.6 に示すように、ハーフブリッジ（単巻変圧器に似ている）LVDT とともに使用することもできます。この構成では合計 2 次電圧が B プロセッサに加えられ、センタータップ電圧が A プロセッサに加えられます。ハーフブリッジ LVDT はヌル電圧を生成せず、A/B の比が磁心の移動範囲を表します。

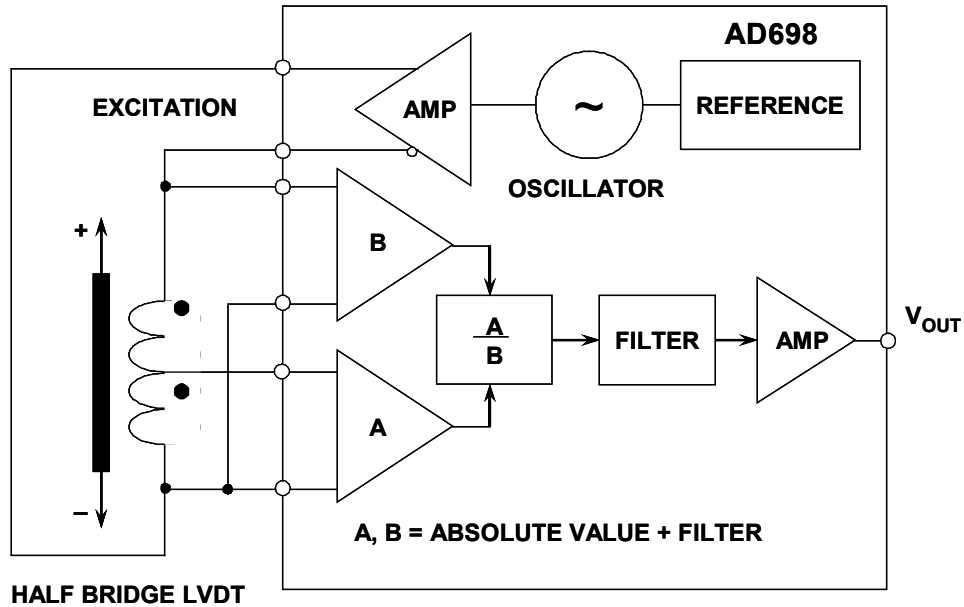


図 3.6: ハーフブリッジ LVDT 構成

LVDT の概念は回転式の形態でも実装することができますが、その場合は**回転式可変差動変圧器** (rotary variable differential transformer: RVDT) と呼ばれます。この場合は軸が LVDT の磁心に相当し、変圧器の巻線はアセンブリの静止部分に巻かれます。ただし、RVDT が直線性を示すのは比較的狭い回転範囲であり、 360° 全周にわたって測定が可能なのではありません。この範囲を超えて回転させることもできますが、標準的な RVDT が直線性を維持できる範囲は、ヌル位置 (0°) から約 $\pm 40^\circ$ の範囲までです。標準的な感度は、周波数 400 Hz ~ 20 kHz、入力電圧範囲 $3 V_{RMS}$ のときに、回転角 1° あたり 2 ~ 3 mV です。 0° 位置は軸とボディにマークされています。

ホール効果磁気センサー

導体（または半導体）中を電流が流れていて、その電流に直角な磁界が存在する場合は、その電流と磁界の組み合わせによって、これらの電流および磁界と直角な方向に電圧が生じます（図 3.7 参照）。この現象はホール効果と呼ばれるもので、E. H. Hall により 1879 年に発見されました。電圧 V_H はホール電圧と呼ばれます。 V_H は、電流密度、磁界、および導体の電荷密度とキャリア移動度の関数です。

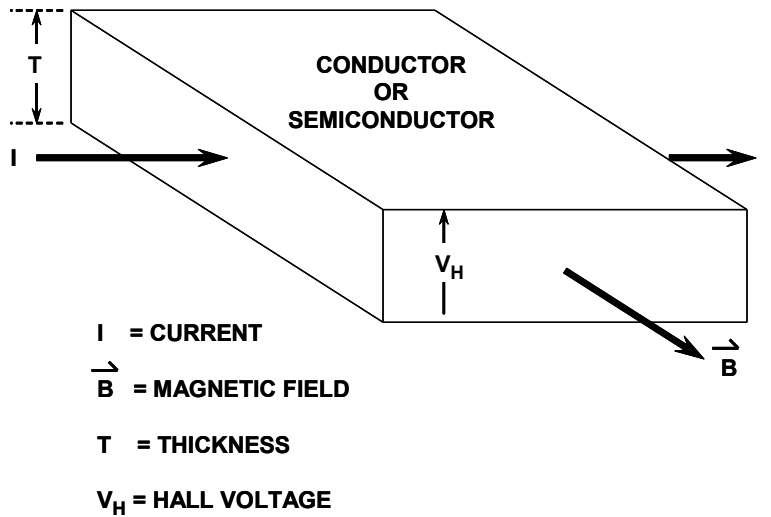


図 3.7: ホール効果センサー

ホール効果は磁界の測定に使用できます（したがって無接点式の電流測定が可能）が、その最も一般的なアプリケーションはモーション・センサーで、この場合は、カムと接点の代わりに固定式のホール・センサーと、可動部分に取り付けた小さなマグネットを使うことで、信頼性が大幅に向上します（カムは摩耗し、接点はアークを発生させたり汚れたりしますが、マグネットとホール・センサーは無接点なので、これらの心配がない）。 V_H は、誘導センサーのように磁界の変化率に比例するのではなく、磁界に比例するので、ホール効果を利用すれば、誘導センサーを使用した場合よりも信頼性の高い低速センサーが得られます。

ホール効果センサーにはいくつかの材料を使用できますが、シリコンを利用すれば、シグナル・コンディショニング回路をセンサーと同一のチップ上に組み込むことができるので有利です。このアプリケーションには CMOS プロセスが一般的です。ホール・センサーを使用すれば、ゲイン・ステージ、およびコンパレータ、図 3.8 に示すように、簡単な回転速度検出器を製作することができます。この回路は、自動車用アプリケーションなどの回転速度検出用に設計されています。回路は磁界のわずかな変化に反応するので、振動を防ぐために、コンパレータにはヒステリシスが組み込まれています。このようなホール・スイッチはいくつかのメーカーが製造しており、幅広く使われています。

この他にも数多くのアプリケーションがありますが、特に、自動車のスロットル、ペダル、サスペンション、バルブなどの位置検出が挙げられます。これらのアプリケーションでは、磁界を直線的に表わすことが求められます。AD22151 はリニア出力磁界センサーで、その出力電圧は、パッケージ上面に垂直に加えられた磁界の大きさに比例します（図 3.9 参照）。AD22151 は、シリコン・ホール・セル特性に伴う温度関連ドリフトを最小限に抑えるために、集積バルク・ホール・セル技術とコンディショニング回路を組み合わせて使用しています。

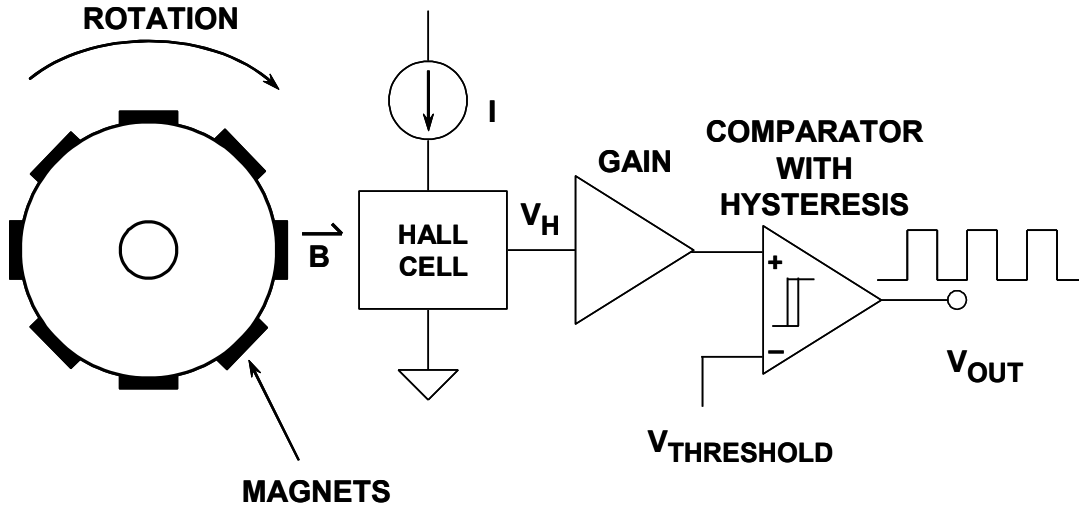
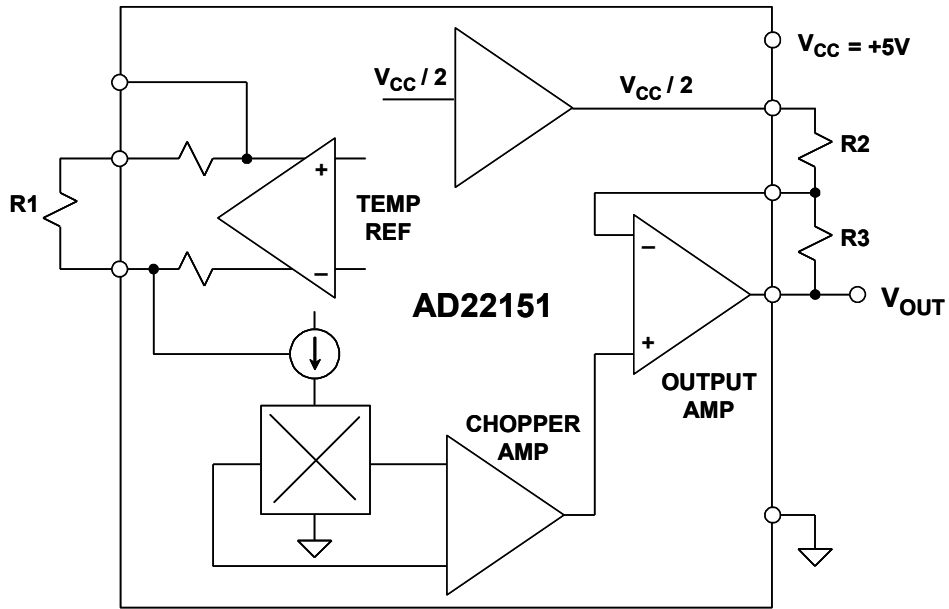


図 3.8: ホール効果センサーを回転速度センサーとして使用

このアーキテクチャは、モノリシック実装の利点を最大限に生かしながら、最小限の外付け部品でさまざまなアプリケーションの要求を満たすことができるように、十分な多機能性を備えています。主な特長の 1 つは、チョップ・タイプのオペアンプと内蔵温度センサーを使用したダイナミック・オフセット・ドリフト補償機能が含まれていることです。このデバイスは +5 V の単電源動作用に設計されており、オフセットとゲイン・ドリフトが小さいので、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ の範囲で使用することができます。温度補償を行えば（抵抗 R_1 により外部的に設定）、ポジション・センサーに利用される数多くの一般的磁性材料に対応することができます。出力電圧範囲とゲインは、外付け抵抗によって簡単に設定できます。代表的なゲイン範囲は、通常、 $2 \text{ mV/Gauss} \sim 6 \text{ mV/Gauss}$ に設定されます。出力電圧は、完全なバイポーラ（反転可能）磁界動作から、完全なユニポーラ磁界検出までの範囲で調整可能です。電圧出力は、ほぼレール to レールのダイナミック・レンジを実現しており（ $+0.5 \text{ V} \sim +4.5 \text{ V}$ ）、大きい容量性負荷に 1 mA の電流を供給することができます。出力信号は、すべての構成において、正の電源レールに対しレシオメトリックです。



$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R3}{R2} \right] \left[0.4mV \right] / \text{Gauss} \quad \text{NONLINEARITY} = 0.1\% \text{ FS}$$

図 3.9: AD22151 リニア出力磁界センサー

レゾルバとシンクロ

工作機械やロボット装置分野のメーカーは、正確な角度情報や回転情報を得るために、レゾルバとシンクロをますます重視するようになってきました。工場アプリケーションは要求が厳しく、小さいサイズ、長期的な信頼性、絶対値の測定、高い精度、低騒音の動作などが求められますが、これらのデバイスは、このようなアプリケーションに優れた効果を発揮します。

代表的なシンクロとレゾルバの例を図 3.10 に示します。シンクロもレゾルバも、固定されたステータ内で回転するシングル巻線のローターを使用します。簡単なシンクロの場合、ステータには 120° 間隔で 3 つの巻線が配置され、それらが電氣的に Y 型に接続されています。レゾルバは、ステータに取り付けられる巻線が 90° 間隔で 2 つだけしかない点が、シンクロと異なります。

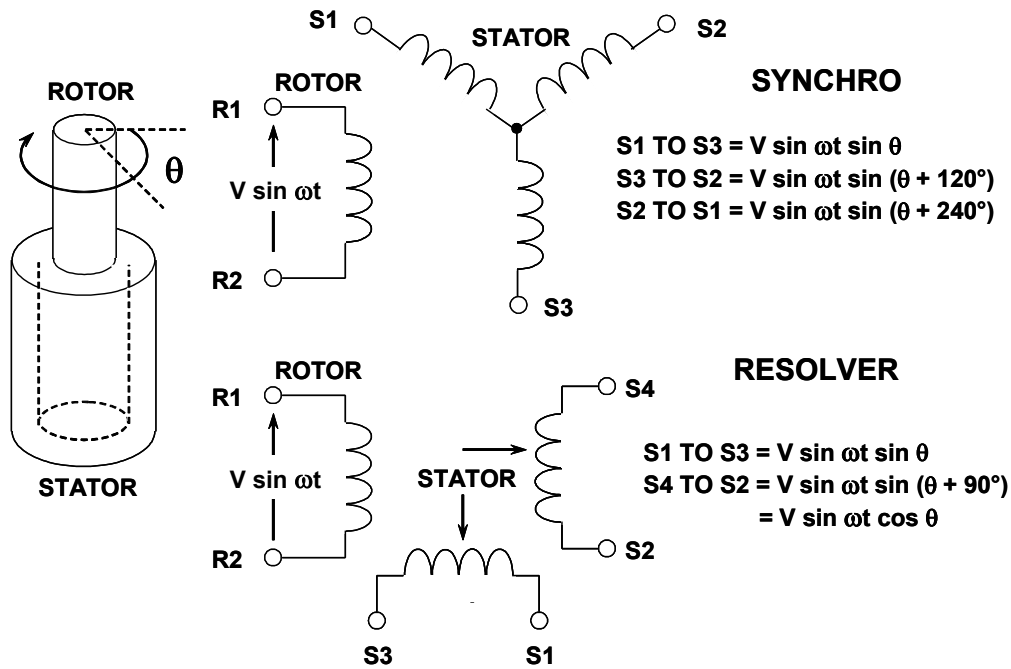


図 3.10: シンクロとレゾルバ

シンクロでは 3 つの巻線を 120° 間隔で配置するので、レゾルバより製造が難しくなり、そのためコストも上昇します。現在では、防衛分野やアビオニクス分野における一定のレトロフィット・アプリケーションを除いて、シンクロの需要は減っています。

これに対し、現在のレゾルバはブラシレス方式のものを使用することができます。これらのレゾルバは、変圧器を使用して、ステータからのローター信号をローターに伝達します。この変圧器の 1 次巻線はステータに組み込まれ、2 次巻線はローターに組み込まれています。その他のレゾルバでは、より一般的なブラシやスリップ・リングを使って、信号をローターの巻線に伝達しています。ブラシレス・レゾルバは、ブラシの破損や脱落の心配がないのでシンクロよりも耐久性に優れており、その寿命を左右する要素はベアリングだけです。

ほとんどのレゾルバは、電圧 $2\text{ V} \sim 40\text{ V}_{\text{RMS}}$ 、周波数 $400\text{ Hz} \sim 10\text{ kHz}$ で機能するように仕様が規定されています。角度の精度は $5\text{ 分} \sim 0.5\text{ 分}$ です（1度は60分、1分は60秒なので、1分は 0.0167° ）。

動作時のシンクロとレゾルバは、回転変圧器に似ています。ローター巻線は、周波数が最大で数 kHz までの AC リファレンス電圧によって励磁されます。任意のステータ巻線に誘導される電圧の大きさは、ローター・コイル軸とステータ・コイル軸間の角度 θ の正弦に比例します。シンクロの場合、任意のステータ端子ペアに誘導される電圧は、接続された2つのコイルにかかる電圧のベクトル和になります。

例えば、シンクロのローターが、その端子 R1 と R2 にかかるリファレンス電圧 $V\sin\omega t$ によって励磁された場合、ステータの端子にかかる電圧は次のようになります。

$$S1 \sim S3 = V \sin\omega t \sin\theta \quad \text{式 3-1}$$

$$S3 \sim S2 = V \sin\omega t \sin(\theta + 120^\circ) \quad \text{式 3-2}$$

$$S2 \sim S1 = V \sin\omega t \sin(\theta + 240^\circ) \quad \text{式 3-3}$$

ここで、 θ は軸の角度です。

レゾルバの場合、ローターの AC リファレンス電圧を $V\sin\omega t$ とすると、ステータの端子電圧は次のようになります。

$$S1 \sim S3 = V \sin\omega t \sin\theta \quad \text{式 3-4}$$

$$S4 \sim S2 = V \sin\omega t \sin(\theta + 90^\circ) = V \sin\omega t \cos\theta \quad \text{式 3-5}$$

3線式シンクロの出力は、スコット T 結線の変圧器を使って、簡単にレゾルバと同じ形式に変換することができます。したがって、以下の信号処理例の説明は、レゾルバ構成に関するものだけです。

代表的な R/D コンバータ (RDC) の機能を図 3.11 に示します。レゾルバの2つの出力は、余弦および正弦乗算器に加えられます。これらの乗算器は、正弦および余弦ルックアップ・テーブルを内蔵しており、乗算機能を持つ D/A コンバータとして機能します。まず、アップ/ダウン・カウンタの現在の状態が、トライアル角度 φ を表すデジタル番号であるものとします。コンバータは、デジタル角度 φ を調整しようとし、連続的に測定対象のアナログ角度 θ に等しくし、これを追跡しようとしています。レゾルバのステータ出力電圧は次のように表されます。

$$V_1 = V \sin\omega t \sin\theta \quad \text{式 3-6}$$

$$V_2 = V \sin\omega t \cos\theta \quad \text{式 3-7}$$

ここで、 θ はレゾルバのローターの角度です。デジタル角度 φ は余弦乗算器に入力され、その余弦に V_1 が乗じられて下に示す項が求められます。

$$V \sin\omega t \sin\theta \cos\varphi \quad \text{式 3-8}$$

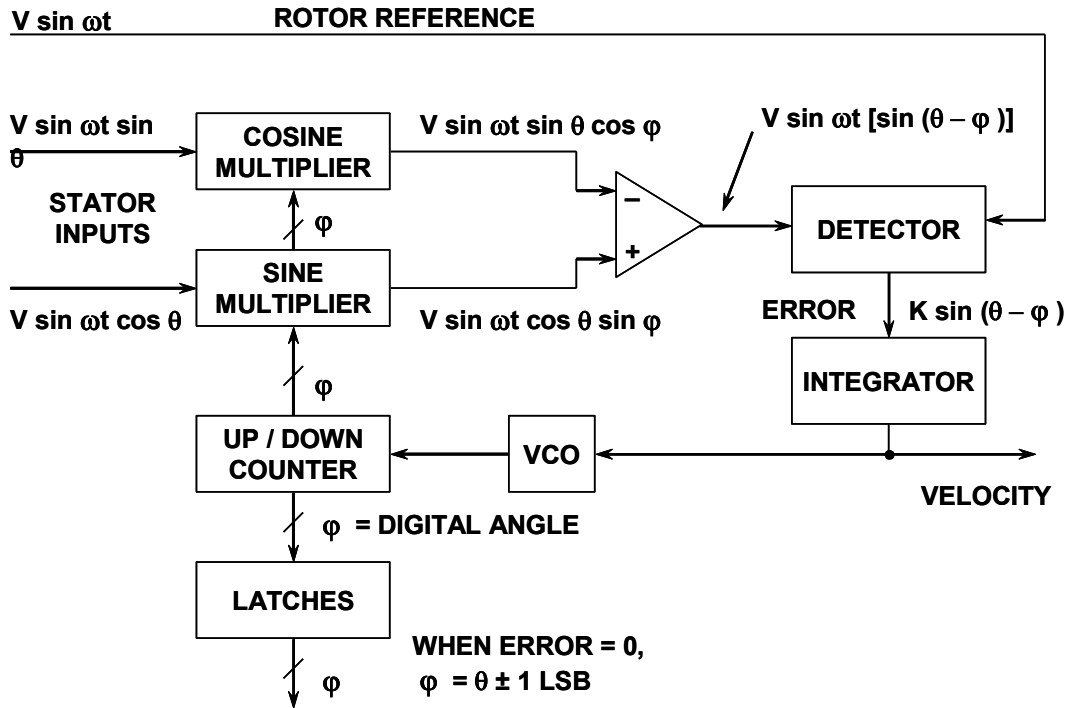


図 3.11: R/D コンバータ (RDC)

デジタル角度 ϕ は正弦乗算器にも入力され、 V_2 が乗じられて下に示す項が求められます。

$$V \sin \omega t \cos \theta \sin \phi \tag{式 3-9}$$

これら 2 つの信号は、誤差アンプによってそれぞれ他方の信号との差が取られ、次に示す形の AC 誤差信号が求められます。

$$V \sin \omega t [\sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi] \tag{式 3-10}$$

この式は、簡単な三角関数の公式を使って次のようにまとめることができます。

$$V \sin \omega t [\sin (\theta - \phi)] \tag{式 3-11}$$

検出器は、レゾルバのローター電圧をリファレンスとして使用し、この AC 誤差信号を同期復調します。この結果、DC 誤差信号は $\sin (\theta - \phi)$ に比例します。

この DC 誤差信号は積分器に送られ、その出力が電圧制御発振器 (VCO) を駆動します。さらに VCO は、アップ/ダウン・カウンタが正しい方向でカウントを行うようにします。

$$\sin(\theta - \varphi) \approx 0 \quad \text{式 3-12}$$

これが成り立つ場合は次式が成り立ちます。

$$\theta - \varphi \rightarrow 0 \quad \text{式 3-13}$$

したがって、

$$\varphi = \theta \quad \text{式 3-14}$$

この結果は 1 カウント以内で得られます。したがって、カウンタのデジタル出力 φ は角度 θ を表します。ラッチは、ループのトラッキングを中断することなく、このデータを外部的に転送することを可能にします。

インダクトシン

シンクロとレゾルバは基本的に回転位置を測定するものですが、リード・スクリューを使用すれば、直線位置を測定することができます。もしくは、インダクトシン（Inductosyn™、Farrand Controls, Inc. の登録商標）を使用すれば、直線位置を直接測定することができます。さらに、インダクトシンは正確で耐久性に優れ、過酷な工業用環境に適している上に、オーム接触を必要としません。

直線式インダクトシンは、磁氣的に結合された 2 つの部品で構成されており、動作的には多極レゾルバに似ています（図 3.12 参照）。一方の部品はスケールで、これは、工作機械のベッドなどの 1 つの軸に（例えばエポキシなどで）固定されています。もう一方の部品はスライダで、これは、位置を測定する対象デバイス（たとえば工作機械のキャリア）とともにスケールに沿って動きます。

スケールは、鋼、ステンレス鋼、アルミニウム、あるいはバネ鋼のテープなどを母材とし、それを絶縁層で覆う構造になっています。このスケールには、連続的な矩形波パターンの形態をしたプリント回路トレースが接着されています。このパターンは通常、0.1 インチ、0.2 インチ、または 2 mm ピッチで周期的に配列されています。スライダは長さ約 4 インチで、スケール側の面には 2 つの同じプリント回路トレースが個別に接着されています。これら 2 つのトレースの波形パターンのピッチはスケール側の波形パターンのピッチとまったく同じですが、一方のトレースが、もう一方のトレースに対して 1/4 ピッチだけずらしてあります。スライダとスケールの間には、約 0.007 インチのエア・ギャップが保たれています。

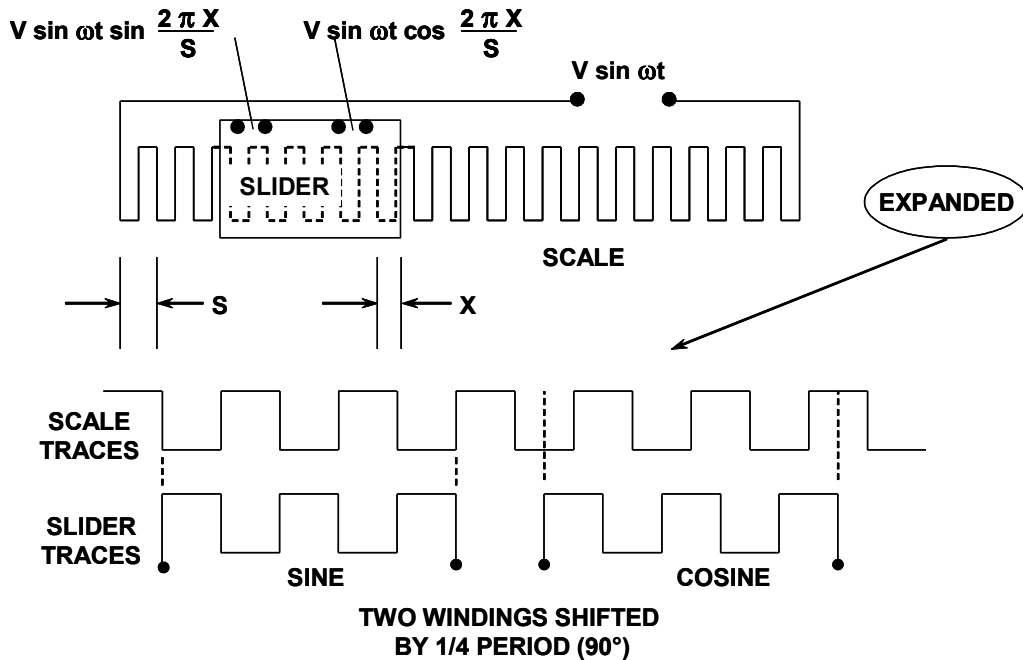


図 3.12: リニアインダクトシン

インダクトシンの動作は、レゾルバの動作に似ています。スケールに正弦波を加えると、この電圧が 2 つのスライダ巻線と結合して、スケールのピッチ内でスライダの間隔の正弦と余弦に比例する電圧が誘起されます。S をパターンピッチ長、X を 1 ピッチ内でのスライダの変位とし、スケールに電圧 $V \sin \omega t$ を加えると、スライダの巻線には以下に示す端子電圧がかかります。

$$V \text{ (sine output)} = V \sin \omega t \sin[2\pi X/S] \quad \text{式 3-15}$$

$$V \text{ (cosine output)} = V \sin \omega t \cos[2\pi X/S]. \quad \text{式 3-16}$$

スライダがスケール・ピッチの距離だけ移動すると、2 つのスライダ巻線によって生じる電圧は、360° 回転するレゾルバによって生じる電圧と同じになります。インダクトシンの絶対方向は、設定された開始点から、どちらかの方向に連続するピッチをカウントすることによって決定されます。インダクトシンは多数のサイクルで構成されているので、曖昧さを回避するために、何らかの粗調整を行う必要があります。これを実際に行う一般的な方法は、ラック・アンド・ピニオンまたはリード・スクリューで動作するレゾルバまたはシンクロを使うことです。

1:1 または 2:1 というレゾルバの極めて効率的な変換に対して、代表的なインダクトシンの変換比は 100:1 程度です。このため、得られるのはミリボルト範囲の 1 組の正弦波出力信号で、通常は増幅が必要です。

スライダの出力信号は複数配置された導体ピッチの平均から求められるので、ピッチのわずかな誤差の影響は最小限に止まります。これは、インダクトシンの高精度を裏付ける重要な理由です。12 ビット RDC との組み合わせにより、リニアインダクトシンは 25 マイクロインチの分解能を容易に実現します。

円形状のローターにスケールをプリントし、円形状のステータにスライダのトラック・パターンをプリントすれば、回転式インダクトシンを作ることができます。このような回転式デバイスは、非常に高い分解能を実現できます。例えば、代表的な回転式インダクトシンは、1 回転あたり 360 サイクルのピッチがあり、12 ビット RDC を使用することができます。このコンバータは、各ピッチを 4096 個のセクターに効果的に分割します。これに 360 ピッチを乗じると、回転式インダクトシンは、エンクロージャを合計で 1,474,560 個のセクターに分割することになります。これは、0.9 秒未満の角度分解能に相当します。回転式インダクトシンでも、リニアインダクトシンの場合と同様に、軸の回転とともに個々のピッチをカウントする手段を用意する必要があります。これは、粗測定の役割を果たすレゾルバを追加することで実現できます。

加速度センサー

加速度センサーは、傾き、慣性力、衝撃、振動の測定に広く使われており、その用途は、自動車、医療、工業用制御を始めとして多岐にわたっています。現代のマイクロマシニング技術は、CMOS プロセスにより、これらの加速度センサーを低いコストと高い信頼性で製造することを可能にしました。アナログ・デバイゼズの iMEMS® (Integrated Micro Electro Mechanical Systems) 加速度センサーは、この技術におけるブレークスルーを実現した製品です。このタイプの加速度センサーを圧電式の電荷出力型加速度センサーと比較した場合の大きな利点は、DC 加速を測定できることです（これらのセンサーは、例えば加速度が 1g で一定している場合の傾き測定に使用できます）。

これらの加速センサーの基本的なユニット・セル・センサーのビルディング・ブロックを、図 3.13 に示します。表面マイクロマシニング構造のセンサー素子は、犠牲酸化層上に多結晶シリコンを蒸着させた後に犠牲層をエッチングにより除去して、センサー素子を浮いた状態で残すことによって作られます。実際のセンサーには、加速度を検出するためのユニット・セルが数十個ありますが、この図では、分かりやすくするために 1 個しか描かれていません。センサーの電気的な基本は、可動ビームの一部であるセンター・プレートと 2 つの固定されたアウター・プレートによって形成される、差動コンデンサ (CS1 と CS2) です。静止時 (加速度が加わっていない状態) には、これら 2 個のコンデンサは同じです。加速度が加わると、ビームはその質量によって一方の固定プレートに近付き、他方の固定プレートから遠ざかります。この容量差の変化が、図 3.14 に示すコンディショニング・エレクトロニクス of the 電気的な基礎を形成しています。

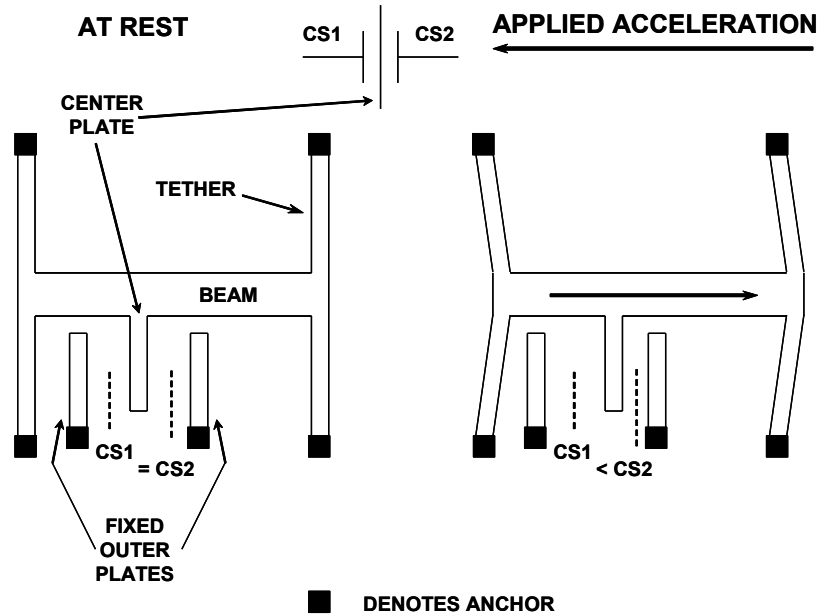


図 3.13: ADXL ファミリーのマイクロマシニング加速度センサー (IC を上から見た図)

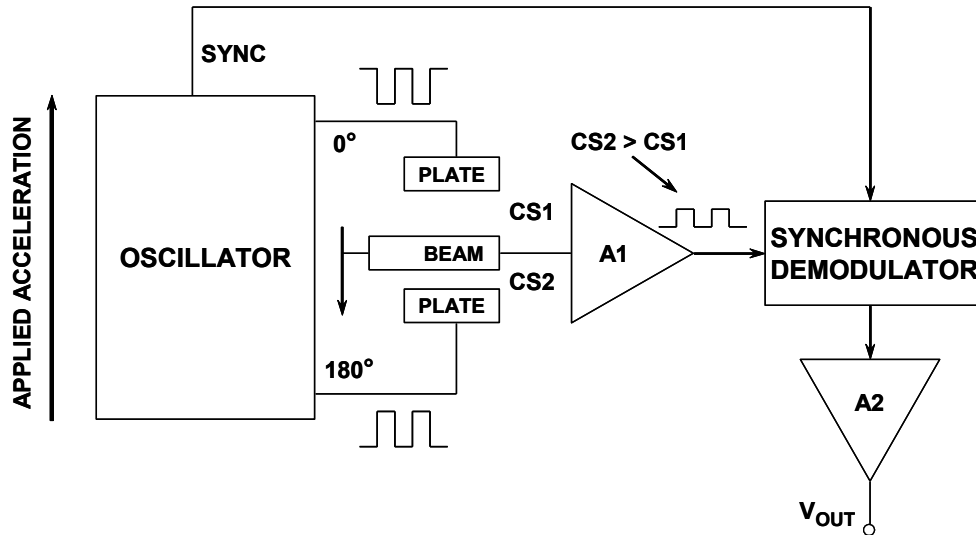


図 3.14: 加速度センサー内部のシグナル・コンディショニング

センサーの固定コンデンサ・プレートは、1 MHz の矩形波によって差動的に駆動されます。これら 2 つの矩形波は振幅は同じですが、位相が 180° ずれています。静止時における 2 つのコンデンサの値は同じなので、電気的な中立位置（つまり、可動ビームに取り付けられたセンター・プレート位置）での電圧出力はゼロです。ビームが動き始めると容量に差が生じ、それによってセンター・プレートに出力信号が生成されます。出力振幅は、センサーに加わる加速度とともに大きくなります。センター・プレートの信号は A1 によってバッファされ、同期復調器に送られます。ビーム動作の方向は信号の位相に影響するので、振幅情報を抽出するために同期復調が使われます。同期復調器出力は、加速度出力電圧 V_{OUT} を出力する A2 によって増幅されます。

低 g 加速度センサーの興味深いアプリケーションの 1 つが、傾きの測定です。傾きに対する加速度センサーの応答を図 3.15 に示します。図の加速度計出力は、 $1g$ フルスケールに正規化されています。加速度計出力は、水平に対する傾き角の正弦に比例します。最大感度は、加速度計の軸が加速度に対して直角になった時に得られます。この方式では、 -90° から $+90^\circ$ までの傾斜角（ 180° までの回転）を測定することができます。しかし、 360° 全周を測定するには、2 軸の加速度センサーを使う必要があります。

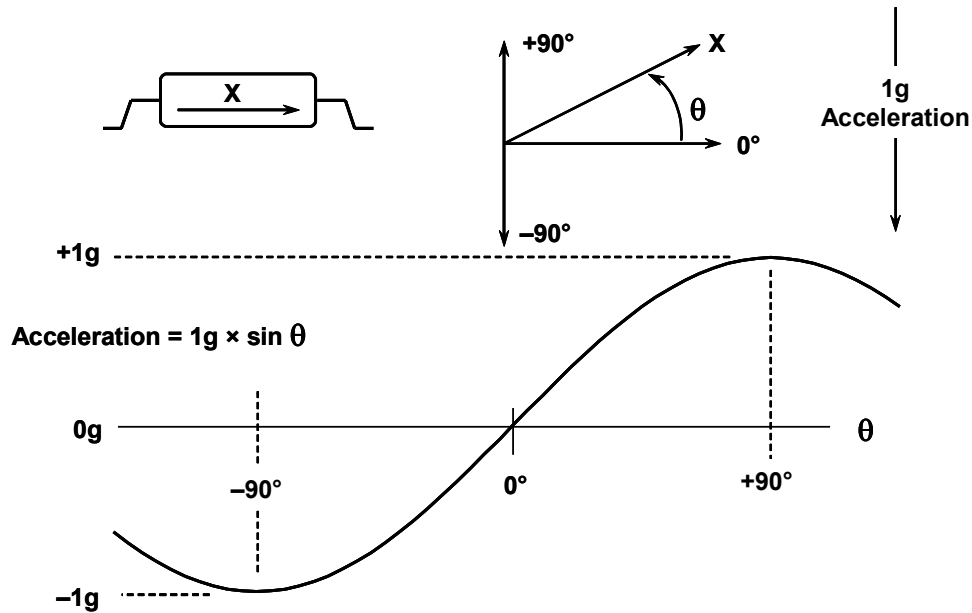


図 3.15: 加速度センサーを使用した傾き測定

図 3.16 は、ADXL202 2 軸 $\pm 2g$ 加速度センサーの簡略ブロック図です。出力はパルスで、そのデューティ・サイクルには加速度情報が含まれています。このタイプの出力はノイズ耐性が高いので非常に便利であり、そのデータは単線で伝送されます。標準的な低コストのマイクロコントローラは、T1 と T2 の間隔の測定に簡単に使用できるタイマーを内蔵しています。これに基づいて、加速度が g 単位で計算されます。

$$A (g) = 8 [T1/T2 - 0.5] \quad \text{式 3-17}$$

デューティ・サイクルが 50 % ($T1 = T2$) の場合、出力は $0g$ です。T2 をすべての測定サイクルで測定する必要はありません。この値を更新する必要があるのは、温度による変化を考慮する場合だけです。時間 T2 は X チャンネルと Y チャンネルの両方によって共有されるので、その測定は 1 つのチャンネルだけで行う必要があります。T2 の長さは、外付け抵抗により、0.5 ms から 10 ms までの範囲で設定できます。

加速度を表すアナログ電圧は、 X_{FILT} 出力と Y_{FILT} 出力からの信号をバッファリングするか、RC フィルタを通じてデューティ・サイクル信号を渡して、その DC 値を再現することによって得ることができます。

1 つの加速度センサーですべてのアプリケーションに対応することはできません。具体的には、低 g 用と高 g 用の両方の加速度センサーが必要です。低 g センサーは傾き測定などのアプリケーションに有効ですが、エアバッグ用衝突センサーなどのアプリケーションには高 g 用の加速度センサーが必要です。

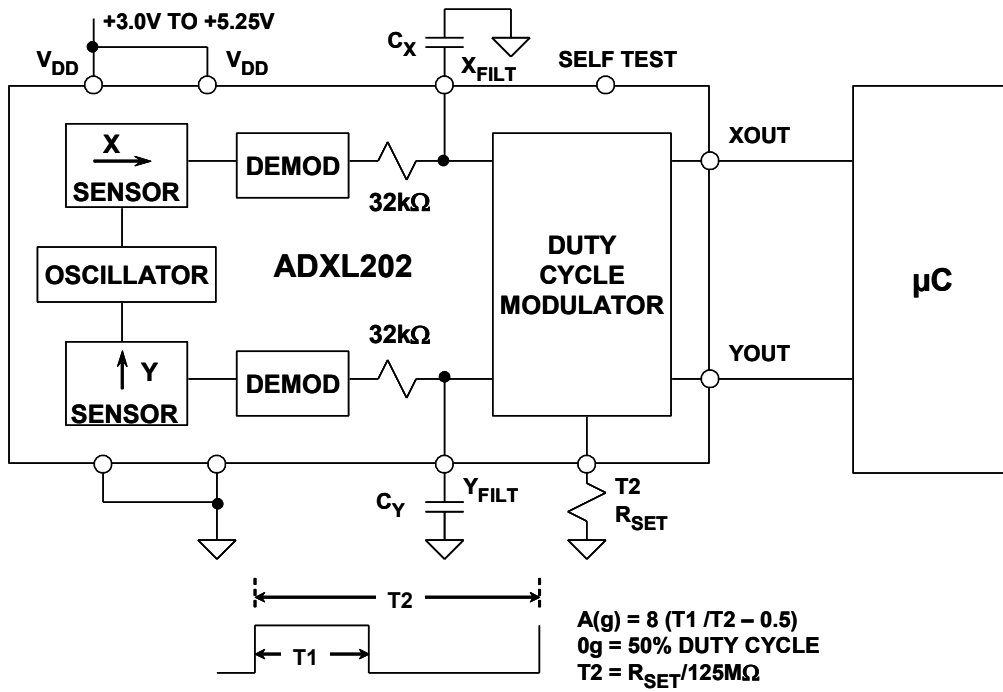


図 3.16: ADXL202 ±2g 2 軸加速度センサー

iMEMS® 回転角速度検出ジャイロ・センサー

フルスケール・レンジがそれぞれ 150°/s と 300°/s の新しい ADXRS150 および ADXRS300 ジャイロは、ジャイロ技術における飛躍的進歩を実現した製品です。集積エレクトロニクス技術を用いたこれら市販初の表面マイクロマシン構造の角速度センサーは、同等の機能を持ついかなるジャイロよりも小型で消費電力も小さく、衝撃や振動にも強くなっています。

ジャイロ・センサーの原理

ジャイロ・センサーは、**角速度**、つまり物体がどれだけの速さで回転しているかを測定するために使用します。通常、回転は、ヨー、ピッチ、ロールの 3 軸のうちの 1 つを基準に測定します。図 3.17 は、平坦な面に取り付けられたパッケージを基準にした感度の各軸を示した図です。ジャイロが通常どのように置かれているかに応じて、その主感度軸は、ヨー、ピッチ、ロールの 3 つの運動軸の 1 つにすることができます。ADXRS150 と ADXRS300 はヨー軸ジャイロですが、取り付け方向を適宜変更すれば、他の軸回りの回転を測定することもできます。例えば、図 3.17 の右側では、ヨー軸デバイスをロール測定用に配置しています。

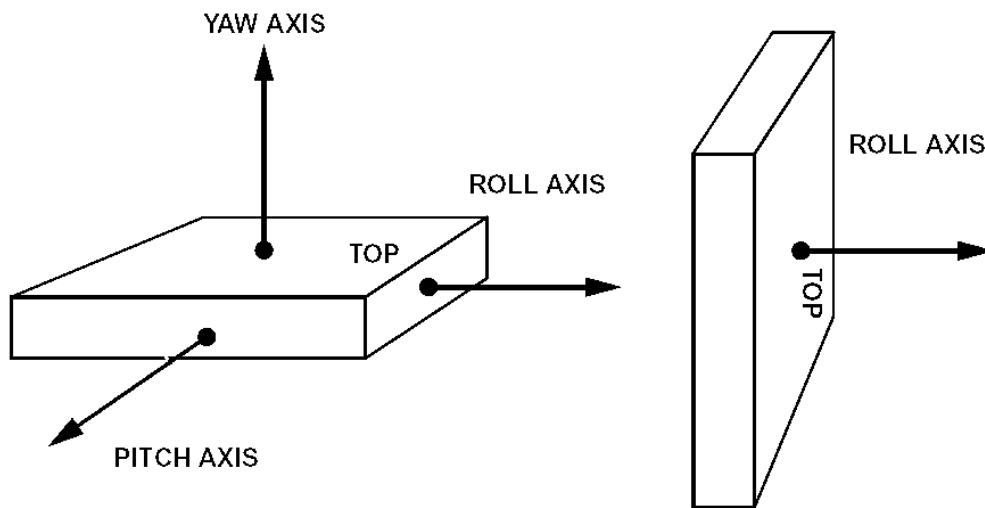


図 3.17: ジャイロの回転感度軸

1 感度軸のジャイロ・センサーは、上の図の右側に示すように、ジャイロを異なる方向で取り付けることによって、他の軸の測定に使用することもできます。上の図では、ADXRS150 や ADXRS300 のようなヨー軸ジャイロを、ヨー軸がロール軸となるように横置きしています。

ジャイロ使用法の一例として、33 1/3 rpm (回転/分) で回転するターンテーブル上に取り付けたヨー軸ジャイロを使い、 $360^\circ \times 33 \frac{1}{3} \text{ rpm} \div 60 \text{ 秒}$ 、つまり 200°/s の定常回転を測定する場合は示します。

ジャイロは、角速度に比例する電圧を出力します。電圧はその感度によって決まり、測定単位はミリボルト／度／秒 ($\text{mV}/^\circ/\text{s}$) です。フルスケール電圧は測定可能な最大角速度を決定するので、このターンテーブルの例に使うジャイロには、少なくとも $200^\circ/\text{s}$ に相当するフルスケール電圧が必要です。フルスケールは、使用可能な電圧スイングを感度で除した値によって制限されます。例えば ADXRS300 は 1.5 V フルスケールで感度は $5\text{ mV}/^\circ/\text{s}$ なので、フルスケールで $300^\circ/\text{s}$ まで対応できます。ADXRS150 のフルスケールは $150^\circ/\text{s}$ でこれより制限されますが、感度は $12.5\text{ mV}/^\circ/\text{s}$ に向上します。

実用的なアプリケーションの一例としては、車にジャイロを搭載して、その車の方向転換速度を測定するという場合が考えられます。車が制御を失ってスピンしていることをジャイロが検知した場合は、差動ブレーキを使って制御を回復します。角速度を時間で積分すれば、角度位置を求めることもできます。これは、GPS の衛星信号を短時間受信できなくなった時に、GPS ベースのナビゲーションを維持する上で特に有効です。

コリオリの加速度

アナログ・デバイゼズの ADXRS ジャイロは、コリオリの加速度を使って角速度を測定します。コリオリ効果は以下のように説明することができます。図 3.16 以降の内容も参照してください。今あなたは、回転するプラットフォームの中心近くに立っているものとし、地面に対するあなたの回転速度は、図 3.18 に示すように矢印の長さで表わします。この状態で、プラットフォームの外周に近い位置まで移動すると、地面に対するあなたの相対速度は、長い青の矢印で示すように大きくなります。あなたの半径方向移動速度によるプラットフォーム接線方向速度の増加率が、コリオリの加速度です（フランスの数学者 Gaspard G. de Coriolis、1792 ~ 1843 による）。

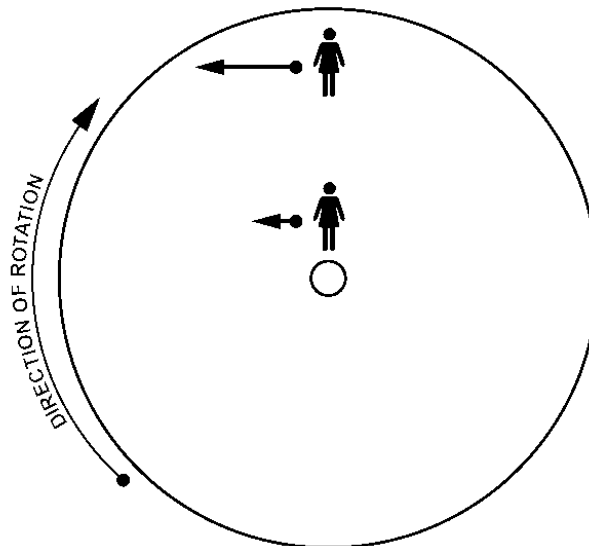


図 3.18: コリオリの加速度の例

Ω を角速度、半径を r とすると、接線方向速度は Ωr です。 r が速度 v で変化する場合は、接線方向加速度 Ωv が生じます。これは、コリオリの加速度の半分です。あとの半分は半径方向速度の方向の変化によるもので、これらを合わせた合計が $2 \Omega v$ になります。あなたの質量を M とすると、プラットフォームはこの加速度を発生させるために $2 M \Omega v$ の力を加える必要があり、質量にはこれに応じた反力が生じます。

2次元の動き

複素平面状の位置座標 $z = r e^{i\theta}$ を考えます。これを時間 t について微分すると、速度は次のように表されます。

$$\frac{dz}{dt} = \frac{dr}{dt} \epsilon^{j\theta} + ir \frac{d\theta}{dt} \epsilon^{j\theta} \quad \text{式 3-19}$$

これら 2 つの項は、それぞれの半径方向および接線方向成分で、後者は角速度により生じるものです。再度これを微分すると、加速度が得られます。

$$\frac{d^2z}{dt^2} = \left[\frac{d^2r}{dt^2} \epsilon^{j\theta} + i \frac{dr}{dt} \frac{d\theta}{dt} \epsilon^{j\theta} \right] + \left[i \frac{dr}{dt} \frac{d\theta}{dt} \epsilon^{j\theta} + ir \frac{d^2\theta}{dt^2} \epsilon^{j\theta} - r \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \epsilon^{j\theta} \right] \quad \text{式 3-20}$$

第 1 項は半径方向の直線加速度で、第 4 項は角加速度によって生じる接線方向成分です。最後の項は r を維持するために必要な向心加速度です。第 2 項と第 3 項は接線方向で、コリオリ加速度の成分です。これらの大きさは等しく、それぞれ、半径方向速度の方向変化と、接線方向速度の大きさの変化によって生じます。角速度と半径方向速度が一定だとすると、

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad \text{式 3-21}$$

および

$$\frac{dr}{dt} = v \quad \text{式 3-22}$$

が成り立ち、最終的に次式が得られます。

$$\frac{d^2z}{dt^2} = 12 \Omega v \epsilon^{i\theta} - \Omega^2 r \epsilon^{i\theta} \quad \text{式 3-23}$$

ここで、角度成分 $i \epsilon^{i\theta}$ は、 θ が正であるものとしてコリオリ加速度 $2 \Omega v$ が接線方向であることを示し、 $-\epsilon^{i\theta}$ は $\Omega^2 r$ 成分が中心方向（つまり向心成分）であることを示します。

ADXRS ジャイロは、上の例で述べた回転するプラットフォーム上を内外に移動する人間に似た共振質量を使用することによって、この効果を利用しています。

この質量はマイクロマシニングによって多結晶シリコンから加工され、一方向にしか共振しないような形で多結晶シリコンのフレームに結合されます。

図 3.19 は、共振質量が回転の外周方向に移動した場合は右方向の加速度を受け、そのフレームには左方向の反力が生じることを示しています。質量が回転の中心方向に移動すると、矢印に示すように右方向の力が生じます。

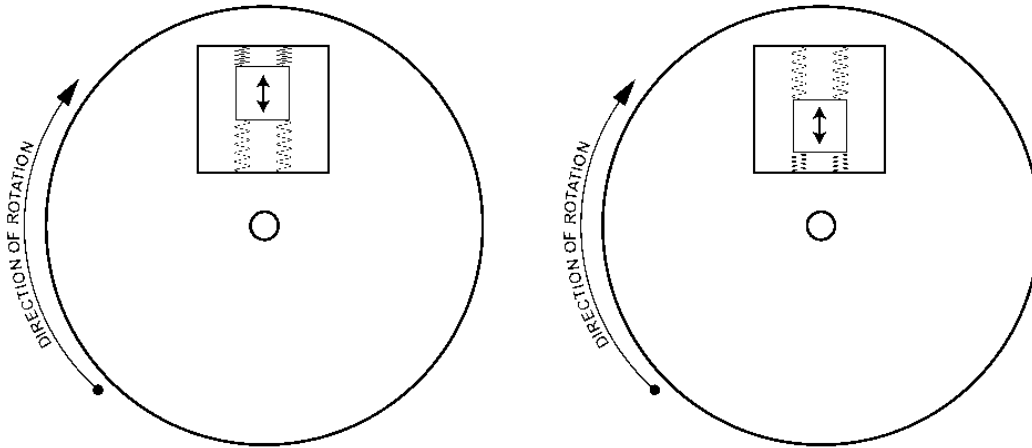


図 3.19: コリオリ効果のデモ 1

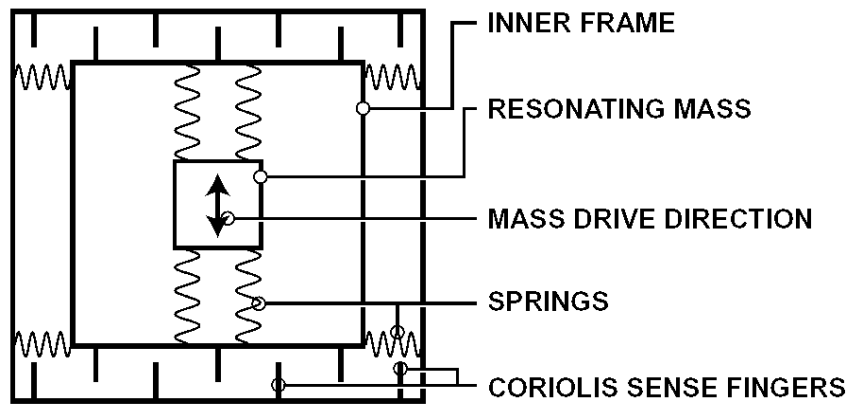


図 3.20: ジャイロの機械的構造図

コリオリの加速度を測定するために、共振質量が格納されたフレームは、図 3.20 に示すように、共振動作に対して 90° の方向を持つスプリングによって基板に結合されています。この図にはコリオリ検出フィンガーも示されていますが、このフィンガーは、図 3.19 に示すように、質量によって生じる力によるフレームの変位を、容量方式で検出するために使用します。

図 3.19 には、フレーム内につるされた共振シリコン質量によるコリオリ効果が示されています。オレンジ色の矢印は、共振質量の状態に基づいて構造に加わる力を表しています。

図 3.21 では、コリオリ効果に反応して、フレームと共振質量が横方向に変位しています。この変位量は、フレーム側にあるコリオリ検出フィンガーと、基板に取り付けられたフィンガーの間の容量変化から決定されます。

さらに、スプリングの剛性を K とすると、反力による変位は $2\Omega vM/K$ となります。

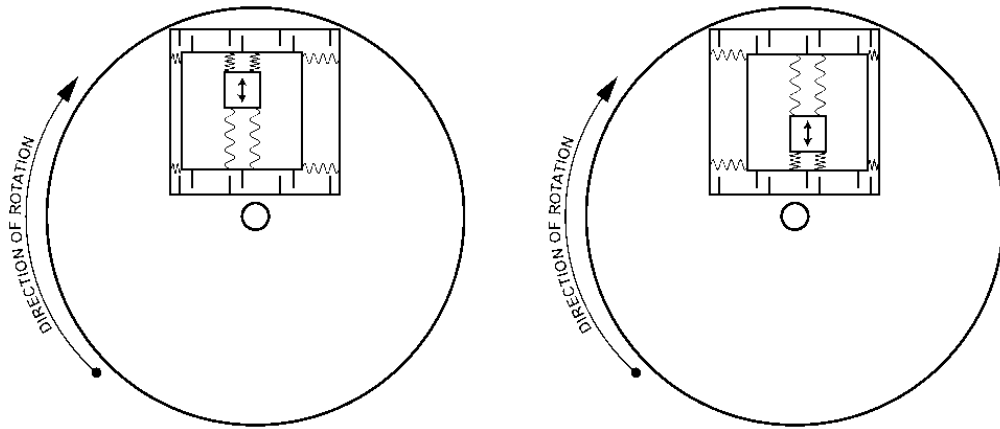


図 3.21: コリオリ効果による変位

全体的な構造を示した図 3.21 は、共振質量の移動と、ジャイロが取り付けられている表面の回転につれて、質量とそのフレームにコリオリの加速度が加わり、振動動作から 90° の方向へ移動することを表しています。回転速度が増加すると質量の変位も大きくなり、それに応じて容量変化から得られる信号も大きくなります。

ジャイロは、その検出軸が回転軸に平行である限り、回転する物体上の任意の位置に任意の角度で置くことができます。以上の説明はこの機能を直感的に理解できるようにすることを意図したもので、ジャイロを配置することによって単純化されています。

容量方式の検出

ADXRS ジャイロでは、図 3.19、20、21 に示すように、コリオリ効果による共振質量とそのフレームの変位を、その共振器に取り付けられた容量式検出素子を通じて測定します。これらの素子は、基板に取り付けられた 2 組の固定式シリコン・ビームの間が指状に配置されたシリコン・ビームで、公称値上は等しいコンデンサを形成します。角速度による変位が生じると、このシステム内の容量に差が生じます。合計容量が C でビームの間隔が g の場合、容量の差は $2\Omega vMC/gK$ で、これは角速度に正比例します。この関係は実際の場合でも極めて正確で、非直線性は 0.1% 未満です。

ADXRS のジャイロ・エレクトロニクスは、わずか 0.00016 オングストローム（16 フェムトメートル）のビーム変位からわずか 12×10^{-21} ファラド（12 ゼプトファラド）の容量変化を検出することができます。実用デバイスでこれを利用できる唯一の方法は、アンプやフィルタなどの電子部品を、機械式センサーと同じダイ上に配置することです。差動信号は共振器の周波数で交流状に変化し、相関付けによってノイズから抽出することができます。

表面上の個々の原子はこのような値よりはるかに大きな距離をランダムに移動しますが、このような原子レベルの変位は、ビーム表面の平均位置として意味を持ちます。コンデンサの表面には 1012 個の原子があるので、それらの原子の動きの統計的平均は、不確実性を 1/106 に減少させます。それでは、なぜ 100 倍の改善を実現できないのでしょうか。その答えは、**空気分子**が構造を動かしてしまうからです。同様に平均しても、その影響ははるかに大きくなります。では、なぜ空気を取り除かないのでしょうか。このデバイスは重さわずか 4 マイクログラムの非常に微細で薄いフィルムなので、真空中では動作しません。そのたわみ部分の幅はわずか 1.7 ミクロンで、シリコン基板の上に浮いた状態で保持されています。空気は構造のクッションの役割を果たしており、激しい衝撃によって破損するのを防いでいます。これは、（最近実証されたように）榴弾砲から誘導弾を発射する際に加わるような衝撃の場合でも同様です。

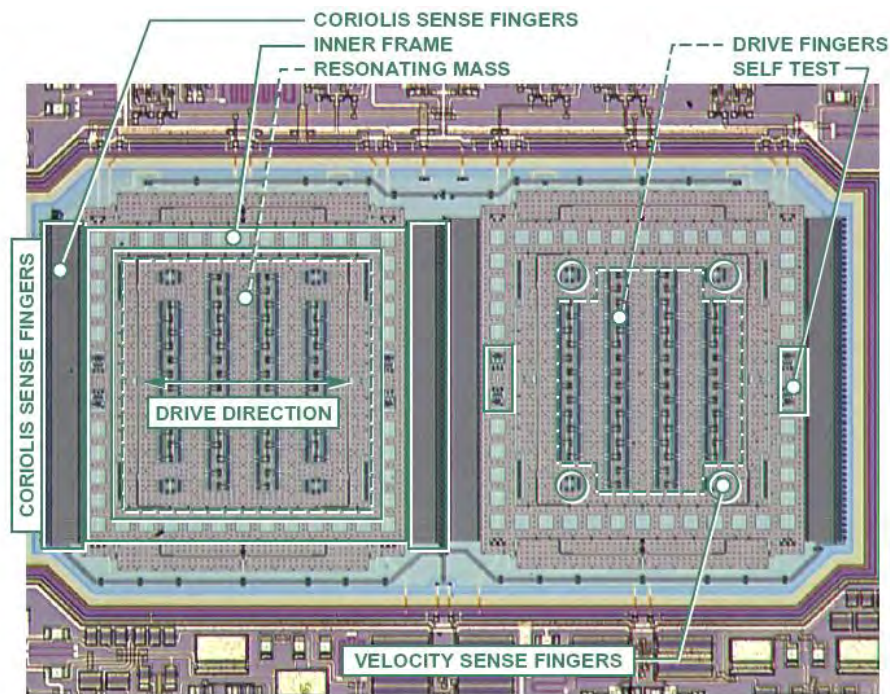


図 3.22: 機械式センサーの写真

ADXRS ジャイロには、環境による衝撃や振動を除去するために、差動検出を可能にする構造が 2 つ含まれています。図 3.22 にこれを示します。

電子部品と機械的素子を集積化すれば、所定の性能レベルに対するコストとサイズを最小限に抑えることができるので、このような集積化は、ADXRS150 や ADXRS300 のような製品の鍵となる部分です。図 3.23 は ADXRS ダイの写真で、機械式速度センサーとシグナル・コンディショニング・エレクトロニクスを集積化に焦点を当てたものです。

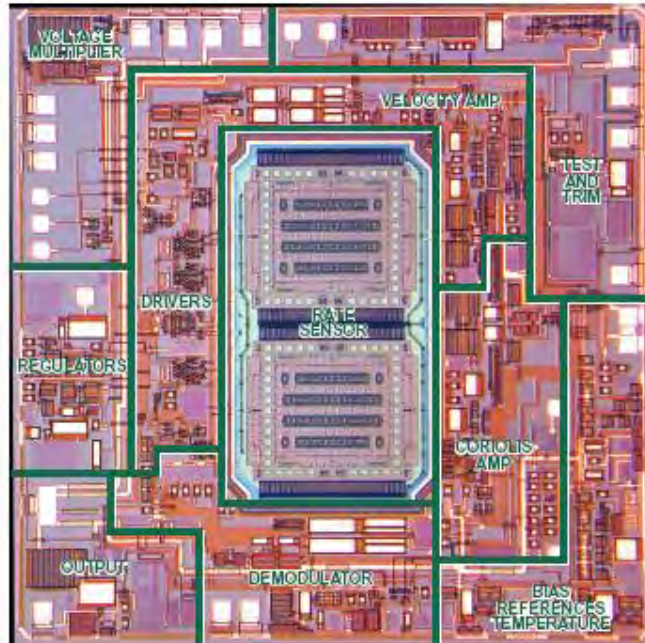


図 3.23: ADXRS ジャイロ・ダイの写真

ADXRS150 と ADXRS300 は、ユーザーの製品の開発と製造を容易にする業界標準のパッケージに組み込まれています。セラミック・パッケージの 32 ピン・ボール・グリッド・アレイ (BGA) は幅 7 mm、奥行き 7mm、高さ 3 mm で、少なくとも、同様の性能を備えた他のジャイロの 1/100 のサイズに抑えられています。また、その小さいサイズに加え、消費電力もわずか 30 mW で、他の同クラスのジャイロよりはるかに少ない値です。小型のサイズと低消費電力の組み合わせにより、これらのジャイロは、玩具のロボット、スクーター、ナビゲーション・デバイスなどのコンシューマ・アプリケーションに最適な製品となっています。

衝撃と振動への耐性

ジャイロ・ユーザーにとって最も大きな懸念の 1 つは、衝撃や振動が存在する環境においても、そのデバイスが高い信頼性の下に正確な角速度出力信号を提供できるかどうかです。このようなアプリケーションの一例が自動車用のロールオーバー（横転）検出で、この場合ジャイロは、乗用車（または SUV）がロールオーバーしているかどうかを検出するために使われます。いくつかのロールオーバー現象は、縁石などの別の物体による衝撃によって発生し、車体に衝撃を与えます。衝撃がジャイロ・センサーを飽和させるようなもの場合は、ジャイロがフィルタによってその衝撃を除去できないと、エアバッグが展開しない恐れがあります。同様に、路上の凹凸による衝撃や振動によって回転信号が生成された場合は、不要な時にエアバッグが展開してしまう結果となりますが、これは極めて危険です。

以上述べたように、ADXRS ジャイロは角速度検出に新たなアプローチを採用して、最大 1,000 g までの衝撃を除去することを可能にしました。これらのジャイロは、2 個の共振器を使用して信号を差動検出し、角運動に関係のない同相の外部加速度を除去します。この方法を採用している理由の 1 つは、ADXRS ジャイロが衝撃や振動に対して高い耐性を備えているためです。図 3.22 に示す 2 つの共振器はそれぞれ機械的に独立しており、逆位相で動作します。結果として、これらの共振器は同じ大きさの回転を測定しますが、逆方向で出力します。したがって、角速度の測定には 2 つのセンサー信号の差が使われます。このため、両方のセンサーに影響する回転以外の信号は相殺されます。これらの信号は、非常に感度の高いプリアンプの前にある内部配線内で結合されます。したがって、極端な過負荷となるような加速度が電子回路に達することはほとんどなくなり、大きな衝撃が加わった場合でも、シグナル・コンディショニング回路は角速度出力を維持することができます。この方式では、2 つのセンサーが互いに正確にマッチングされ、互いのコピーとして高い精度で製造されていることが求められます。

参考文献

1. Herman Schaevitz, "The Linear Variable Differential Transformer", **Proceedings of the SASE**, Volume IV, No. 2, 1946.
2. Dr. Ernest D.D. Schmidt, "Linear Displacement - Linear Variable Differential Transformers – LVDTs", Schaevitz Sensors, <http://www.schaevitz.com>.
3. E-Series LVDT Data Sheet, Schaevitz Sensors, <http://www.schaevitz.com>.
Schaevitz Sensors is now a division of Lucas Control Systems, 1000 Lucas Way, Hampton, VA 23666.
4. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.
5. Harry L. Trietley, **Transducers in Mechanical and Electronic Design**, Marcel Dekker, Inc., 1986.
6. AD598 and AD698 Data Sheet, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>.
7. Bill Travis, "Hall-Effect Sensor ICs Sport Magnetic Personalities", **EDN**, April 9, 1998, pp. 81-91.
8. AD22151 Data Sheet, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>.
9. Dan Sheingold, **Analog-Digital Conversion Handbook, Third Edition**, Prentice-Hall, 1986.
10. F. P. Flett, "Vector Control Using a Single Vector Rotation Semiconductor for Induction and Permanent Magnet Motor's", **PCIM Conference, Intelligent Motion, September 1992 Proceedings**, Available from Analog Devices.
11. F. P. Flett, "Silicon Control Algorithms for Brushless Permanent Magnet Synchronous Machines", **PCIM Conference, Intelligent Motion, June 1991 Proceedings**, Available from Analog Devices.
12. P.J.M. Coussens, et al, "Three Phase Measurements with Vector Rotation Blocks in Mains and Motion Control", **PCIM Conference, Intelligent Motion, April 1992 Proceedings**, Available from Analog Devices.
13. Dennis Fu, "Digital to Synchro and Resolver Conversion with the AC Vector Processor AD2S100", Available from Analog Devices.
14. Dennis Fu, "Circuit Applications of the AD2S90 Resolver-to-Digital Converter, AN-230", Analog Devices.
15. Aengus Murray and P. Kettle, "Towards a Single Chip DSP Based Motor Control Solution", **Proceedings PCIM - Intelligent Motion**, May 1996, Nurnberg Germany, pp. 315-326. Also available at <http://www.analog.com>.
16. D. J. Lucey, P. J. Roche, M. B. Harrington, and J. R. Scannell, "Comparison of Various Space Vector Modulation Strategies", **Proceedings Irish DSP and Control Colloquium**, July 1994, Dublin, Ireland, pp. 169-175.
17. Niall Lyne, "ADCs Lend Flexibility to Vector Motor Control Application", **Electronic Design**, May 1, 1998, pp. 93-100.

18. Frank Goodenough, "Airbags Boom when IC Accelerometer Sees 50g," **Electronic Design**, August 8, 1991.

3.2: 温度センサー

はじめに

現代の電子機器において温度の測定は極めて重要であり、ラップトップ・コンピュータや、高い集積度でパッケージ化された回路を持ち、大量の電力を消費してそれを熱の形で放出するその他の携帯機器では、特にその傾向が強くなります。システムの温度に関する情報は、バッテリー充電の制御や、高価なマイクロプロセッサの損傷防止にも使用できます。

小型でハイパワーの携帯機器は、多くの場合、ジャンクション温度を適正なレベルに保つために、ファンで冷却を行っています。バッテリー寿命をできるだけ延ばすために、ファンは、必要な時だけ作動させる必要があります。ファンを正確に制御するには、適切な温度センサーからの限界温度に関する情報が重要です。

プロセス制御アプリケーションや計測アプリケーションといったその他の測定システムでも、正確な温度測定値が求められます。ほとんどの場合、センサー出力は低レベルなうえに非直線性なので、その後の処理を行うことができるように、出力に適切な調整を加えて増幅してやる必要があります。

IC センサーを除き、すべての温度センサーの伝達関数は非直線性です。過去には、センサーの非直線性を補正するために、複雑なアナログ・コンディショニング回路が設計されました。これらの回路の多くは、必要な精度を実現するために、手動による補正や高精度の抵抗を必要としました。しかし今日では、高分解能の ADC によって、センサー出力を直接デジタル化することが可能です。直線化と補正はその後でデジタル的に実施し、それによってコストを削減するとともに複雑化を回避します。

測温抵抗体 (RTD) は正確ですが、励起電流が必要であり、一般にブリッジ回路の形で使われます。サーミスタは感度が最も良好ですが、非直線性も最も大きくなります。しかし、バッテリー温度や、その他のシステム内限界温度の測定などの携帯機器のアプリケーションでは、サーミスタが最も一般的です。

現代の半導体温度センサーは、およそ $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ ~ $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ の動作範囲において、高い精度と高い直線性を備えています。内部アンプは、その出力を $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ といった使いやすい値に変換します。これらのセンサーは、温度範囲の広い熱電対の冷接点補償回路にも使用できます。半導体温度センサーは、温度以外にも複数のハードウェア・モニタリング機能をこなす多機能 IC に組み込むことができます。

最も一般的なタイプの温度トランスデューサと、その特性を図 3.24 に示します。

THERMOCOUPLE	RTD	THERMISTOR	SEMICONDUCTOR
Widest Range: -184°C to +2300°C	Range: -200°C to +850°C	Range: 0°C to +100°C	Range: -55°C to +150°C
High Accuracy and Repeatability	Fair Linearity	Poor Linearity	Linearity: 1°C Accuracy: 1°C
Needs Cold Junction Compensation	Requires Excitation	Requires Excitation	Requires Excitation
Low-Voltage Output	Low Cost	High Sensitivity	10mV/K, 20mV/K, or 1μA/K Typical Output

図 3.24: 温度センサーのタイプ

半導体温度センサー

現代の半導体温度センサーは、およそ $-55\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +150\text{ }^{\circ}\text{C}$ の動作温度範囲で高い精度と高い直線性を発揮します。また、内部アンプが、その出力を $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ といった使いやすい値に変換し、温度範囲の広い熱電対の冷接点補償回路にも使用できます。

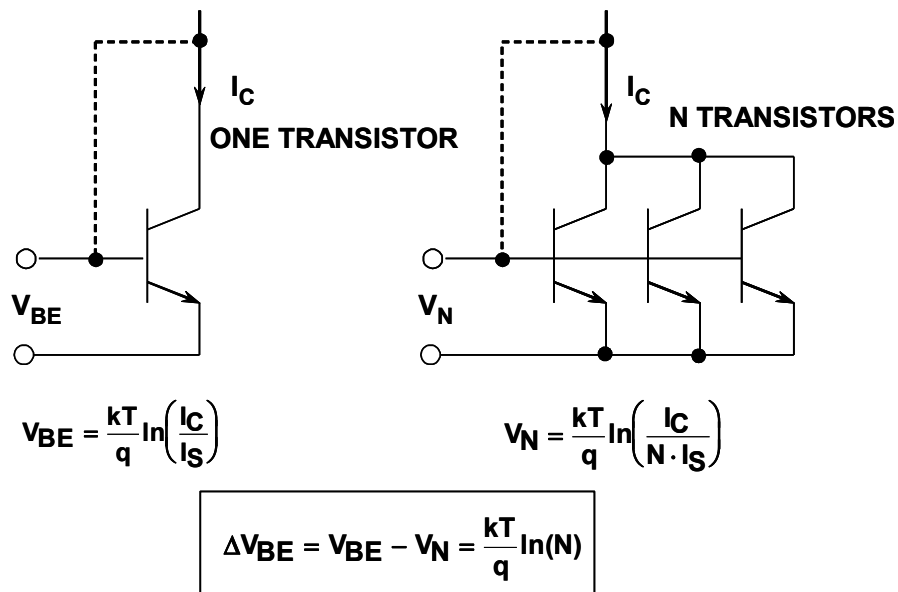
すべての半導体温度センサーは、バイポーラ接合トランジスタ (BJT) のベース-エミッタ間電圧とコレクタ電流の関係を利用しています。

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad \text{式 3-24}$$

ここで、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 q は電子の電荷、 I_S はトランジスタの形状と温度に関係する電流です (これらの式では、コレクタに少なくとも数百 mV の電圧がかかると仮定し、Early 効果を見捨てています)。

最初のトランジスタ (図 3.25 参照) と同じトランジスタを N 個使用し、合計電流 I_C がこれらに均等に流れるようにすると、新しいベース・エミッタ間電圧は次式で与えられます。

$$V_N = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right) \quad \text{式 3-25}$$



INDEPENDENT OF I_C, I_S

図 3.25: 半導体温度センサーの基本的関係

これらの回路では電流 I_S の温度依存度が大きいので、どちらも単体では使われませんが、1 つの BJT と N 個の BJT の電流が同じ場合は、これら 2 つのベース・エミッタ電圧の差の式は絶対温度に比例し、 I_S を含みません。

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right) \quad \text{式 3-26}$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \left[\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right) \right] \quad \text{式 3-27}$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{\left(\frac{I_C}{I_S}\right)}{\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)} \right] = \frac{kT}{q} \ln(N) \quad \text{式 3-28}$$

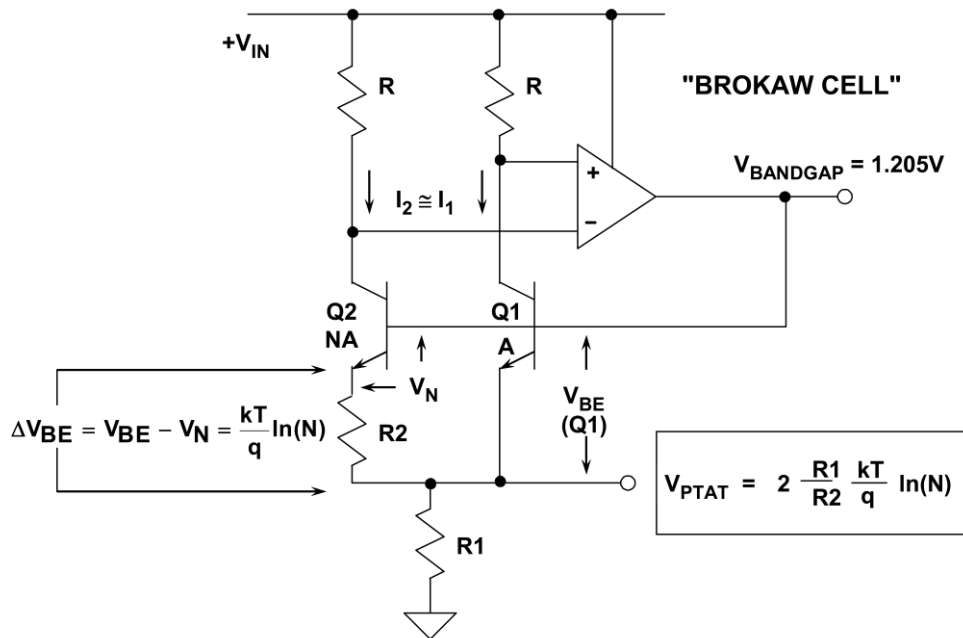


図 3.26: 典型的なバンドギャップ温度センサー

図 3.26 に示す回路は上の式を実装したもので、「ブロコウ・セル (Brokaw Cell)」と呼ばれます (参考文献 10 参照)。電圧 $\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N$ は、抵抗 R_2 の両端に現れます。したがって、 Q_2 のエミッタ電流は $\Delta V_{BE}/R_2$ です。オペアンプのサーボ・ループと抵抗 R によって、 Q_1 にも同じ電流が流れます。

Q1 と Q2 の電流は等しく、これらの電流は合計されて抵抗 R1 に流れます。これに対応して R1 の両端に生じる電圧は絶対温度 (PTAT) に比例し、次式で与えられます。

$$V_{PTAT} = \frac{2R1(V_{BE} - V_N)}{R2} = 2 \frac{R1}{R2} \frac{kT}{q} \ln(N) \quad \text{式 3-29}$$

バンドギャップ・リファレンス電圧 $V_{BANDGAP}$ は Q1 のベースに現れますが、これは V_{BE} (Q1) と V_{PTAT} の合計です。 V_{BE} (Q1) は絶対温度 (CTAT) と相補的な関係にあり、この電圧と V_{PTAT} を合計すると、バンドギャップ電圧は温度に対して一定になります ($R1/R2$ の比と N を適切な値に設定してバンドギャップを 1.205 V にした場合)。この回路は基本的なバンドギャップ温度センサーで、半導体温度センサーに広く使われています。

電流出力温度センサー

このタイプの温度センサーは、絶対温度に比例する電流を出力します。このデバイスは、4 V ~ 30 V の電源電圧に対し、絶対温度に比例する電流を出力する高インピーダンスの定電流レギュレータとして動作し、標準的な伝達関数は $1 \mu A/^{\circ}K$ です。これは、 $25^{\circ}C$ では回路に $298 \mu A$ の電流が流れることを意味します。

AD590 のような電流出力温度センサーは、リモート・センシング・アプリケーションに特に有効です。これらのデバイスは高インピーダンスで電流を出力するので、長い配線による電圧降下の影響を受けません。また、この出力特性はこの種のデバイスの多重化を容易にし、図に示すように、簡単なロジック・ゲートによって電流を切り替えることができます。

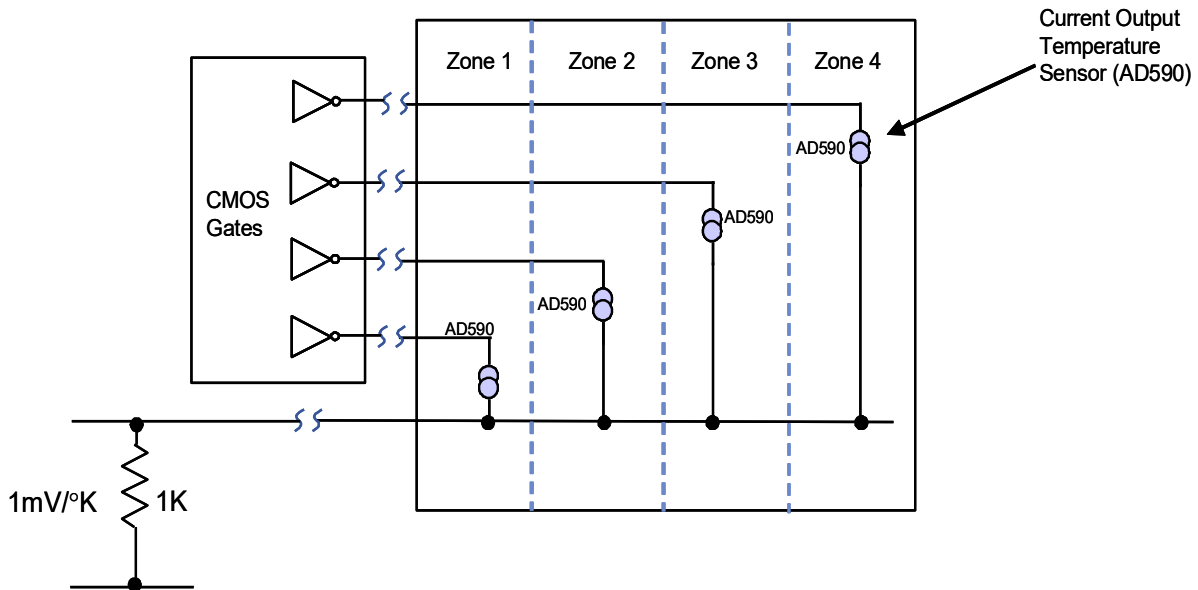


図 3.27: 多重化 AD590 アプリケーション

電流および電圧出力温度センサー

上に述べたバンドギャップ温度センサーの説明に示されている概念は、電流出力または電圧出力を生成するさまざまな IC 温度センサーの基礎として用いることができます。

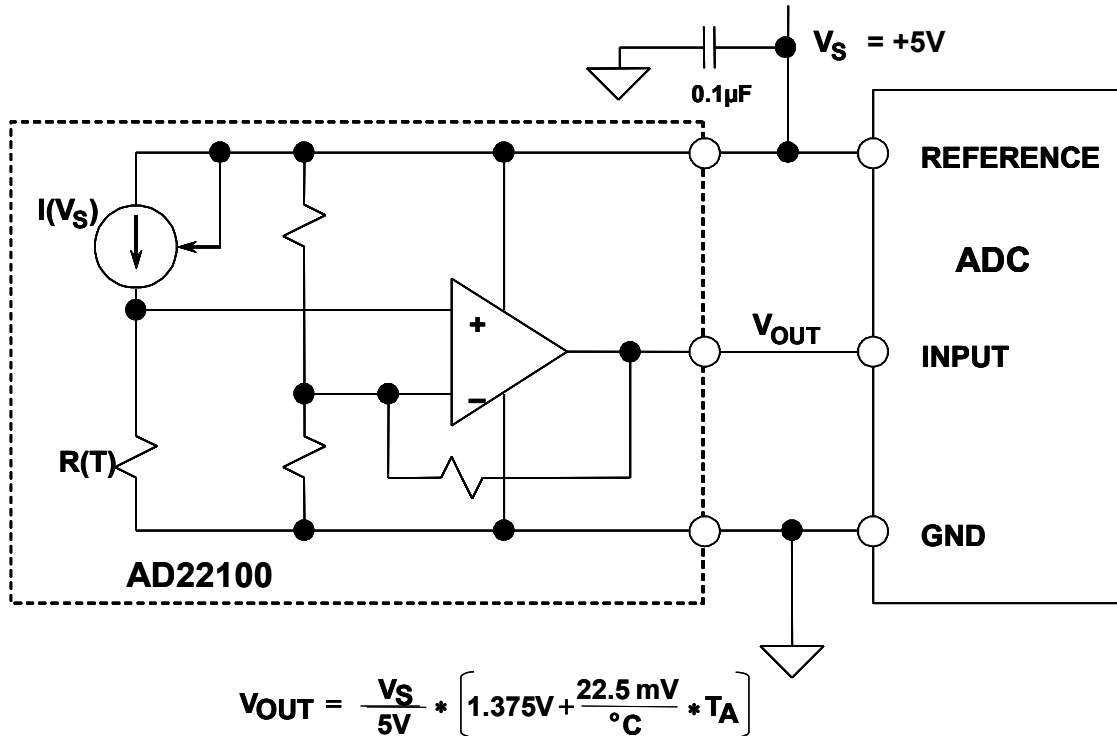


図 3.28: レシオメトリック電圧出力センサー

場合によっては、温度センサーの出力と電源電圧の関係をレシオメトリックにした方がよいことがあります。AD22100（図 3.29 参照）の出力は、電源電圧（公称 5 V）に対しレシオメトリックで、その関係は次式で表されます。

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{5V} * \left[1.375 \text{ V} + \frac{22.5 \text{ mV}}{^{\circ}\text{C}} * T_A \right] \quad \text{式 3-30}$$

図 3.28 に示す回路は AD22100 電源を ADC に対するリファレンスとして使用しているため、高精度の電圧リファレンスは不要です。

温度センサーの熱時定数は、センサーが温度ステップ変化の最終値の 63.2 % に達するのに必要な時間、と定義されます。図 3.29 は、SOT-23-3 パッケージを使用した ADT45/ADT50 シリーズのセンサーを 0.338" × 0.307" の銅 PC ボードにハンダ付けした時の熱時定数を、空気流速の関数として示した図です。流速が 0（静止状態）から 100 LFPM まで増加する間に、時定数が 32 秒から 12 秒に急降下している点に注意してください。基準点としては、攪拌された油槽内での ADT45/ADT50 シリーズの熱時定数が 1 秒未満です。これは、熱時定数の大部分がケースによって決まることを示しています。

これらのセンサーの電源ピンは、リードの短い（できれば表面実装）0.1 μF のセラミック・コンデンサをできるだけ電源ピンに近い位置に取り付けて、グラウンドにバイパスする必要があります。これらの温度センサーは、非常に小さい電源電流で動作する上に、非常に過酷な電気的環境にさらされる可能性があります。EMI/RFI がこれらのデバイスに与えるの影響を最小限に抑えることが重要です。RFI がこれらの温度センサーに与える影響は、内部 IC 接合部による高周波ノイズを整流するために生じる、出力電圧の異常な DC シフトとして現れます。高周波の放射ノイズや伝導ノイズが存在する環境でデバイスを使用する場合は、値の大きいタンタル電解コンデンサ (> 2.2 μF) を 0.1 μF セラミック・コンデンサと並列に取り付けると、ノイズ耐性が向上します。

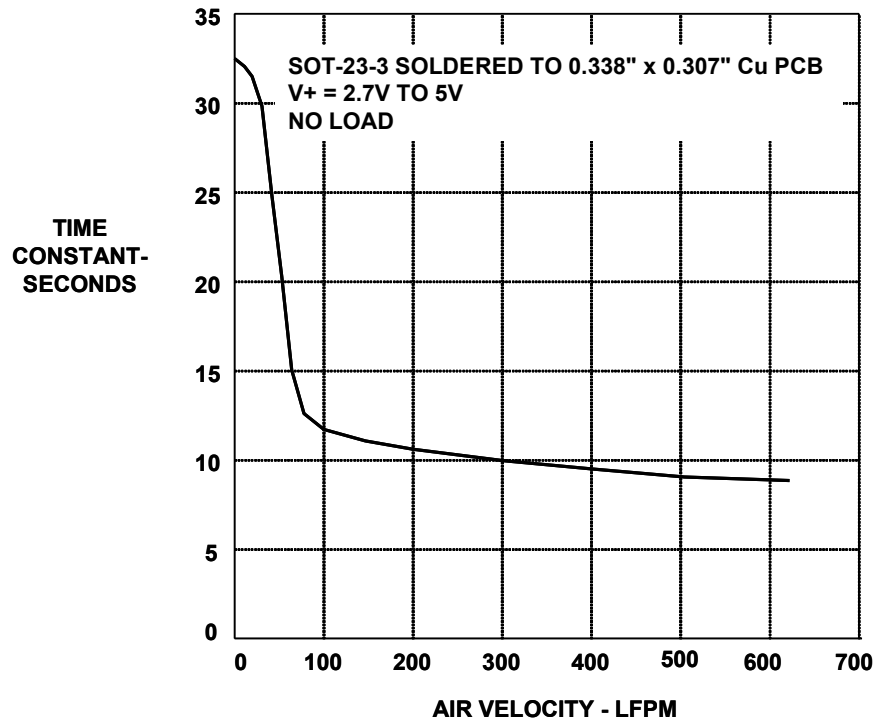


図 3.29: 強制空冷時の SOT-23-2 パッケージの熱応答

熱電対の原理と冷接点補償

熱電対は小型で耐久性に優れ、比較的安価な上に、すべての温度センサーの中で最も広い温度範囲にわたって動作します。特に、過酷な環境下での非常な高温（最大 +2300 °C）の測定に有効です。しかし、熱電対の出力はミリボルト単位に過ぎないので、その後の処理のために高精度の増幅が必要です。また、後述する冷接点補償（Cold-Junction Compensation: CJC）手法を使用する必要があります。熱電対は他の多くのセンサーよりも直線性に優れており、その非直線性についても十分な特性付けがなされています。いくつかの一般的な熱電対を図 3.30 に示します。熱電対に使われる最も一般的な金属は、鉄、プラチナ、ロジウム、レニウム、タングステン、銅、アルメル（ニッケルとアルミニウムの合金）、クロメル（ニッケルとクロムの合金）、コンスタantan（銅とニッケルの合金）です。

JUNCTION MATERIALS	TYPICAL USEFUL RANGE (°C)	NOMINAL SENSITIVITY (μV/°C)	ANSI DESIGNATION
Platinum (6%)/ Rhodium-Platinum (30%)/Rhodium	38 to 1800	7.7	B
Tungsten (5%)/Rhenium - Tungsten (26%)/Rhenium	0 to 2300	16	C
Chromel - Constantan	0 to 982	76	E
Iron - Constantan	0 to 760	55	J
Chromel - Alumel	-184 to 1260	39	K
Platinum (13%)/Rhodium-Platinum	0 to 1593	11.7	R
Platinum (10%)/Rhodium-Platinum	0 to 1538	10.4	S
Copper-Constantan	-184 to 400	45	T

図 3.30: 一般的な熱電対

熱電対に使われる一般的な 3 本の電圧-温度曲線を図 3.31 に示します。これは、基準接点温度を 0 °C 一定とした場合の図です。図に示した熱電対のうちではタイプ J 熱電対が最も感度が良く、所定の温度変化に対して最も大きい出力電圧が得られます。これに対し、タイプ S は最も低感度です。これらはシグナル・コンディショニング回路を設計する際に考慮すべき最も重要な特性であり、熱電対の出力信号は比較的小さいため、これらの回路には、低ノイズ、低ドリフト、高ゲインのアンプが必要になります。

熱電対の動作を理解するには、温度変化に対する応答の非直線性を考慮する必要があります。図 3.31 には、いくつかの熱電対タイプにおける测温接点温度と電圧出力の関係が示されています（どのタイプでも、基準冷接点は 0 °C に保たれています）。

応答が直線的でないことは明らかですが、非直線性がどのような特性なのかは明確ではありません。

図 3.32 は、センサーの接点温度に伴うゼーベック係数（センサー接点温度の変化に伴う出力電圧の変化 — つまり、温度に対する出力の 1 次導関数）の変化を示したグラフです（この場合も基準接点は 0 °C に保つものとします）。

特定温度範囲での測定に熱電対を使用する場合は、その範囲内におけるゼーベック係数の変化ができるだけ小さい熱電対を選ぶ必要があります。

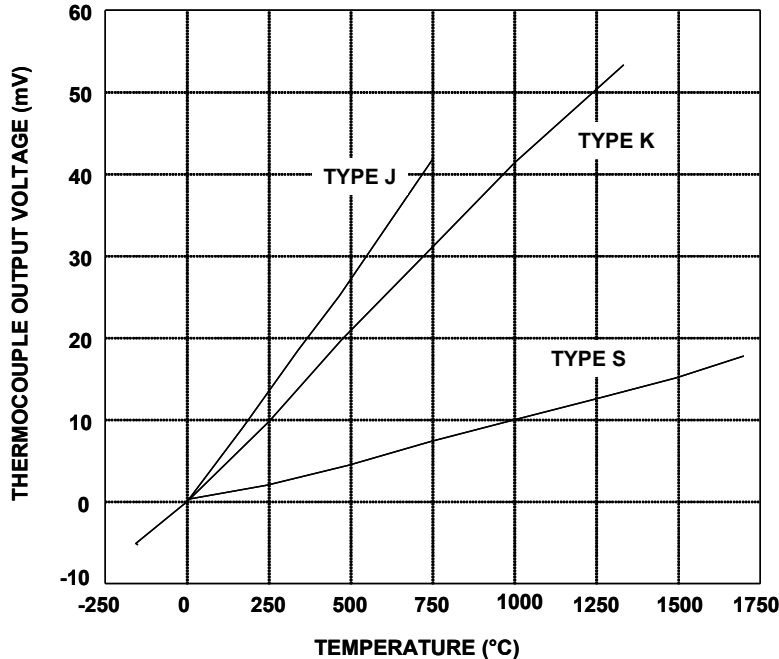


図 3.31: タイプ J、K、S 熱電対の出力電圧

例えば、200 ~ 500 °C におけるタイプ J 熱電対のゼーベック係数の変化は 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 未満で、この範囲の測定に最も適しています。

熱電対に関するこれらのデータは、2 つの目的に役立ちます。第一に、図 3.30 には、システム設計者が表を一見しただけで、タイプ S 熱電対が最も広い有効温度範囲を持つ一方、タイプ J 熱電対がより高感度であることが分かるように、3 つの熱電対タイプの範囲と感度が示されています。第二に、ゼーベック係数は、熱電対の直線性に関するクイック・ガイドとして使用することができます。図 3.31 を使用すれば、システム設計者は、そのゼーベック係数の直線性から、400 °C ~ 800 °C の温度範囲にはタイプ K 熱電対を、900 °C ~ 1700 °C の温度範囲にはタイプ S 熱電対を選ぶことができます。絶対的な温度値ではなく温度変化が重視されるアプリケーションでは、熱電対のゼーベック係数の挙動が重要です。

これらのデータは、関連するシグナル・コンディショニング回路にどのような性能が必要なのかも示してくれます。

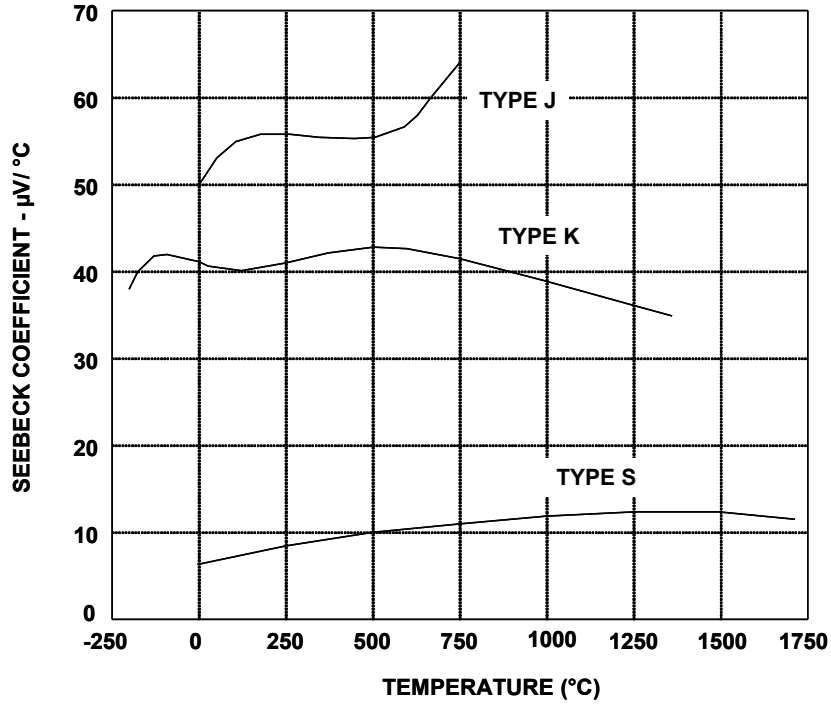


図 3.32: 熱電対のゼーベック係数の温度特性

熱電対をうまく利用するには、その基本的な原理を理解する必要があります。図 3.33 の図について考えてみましょう。

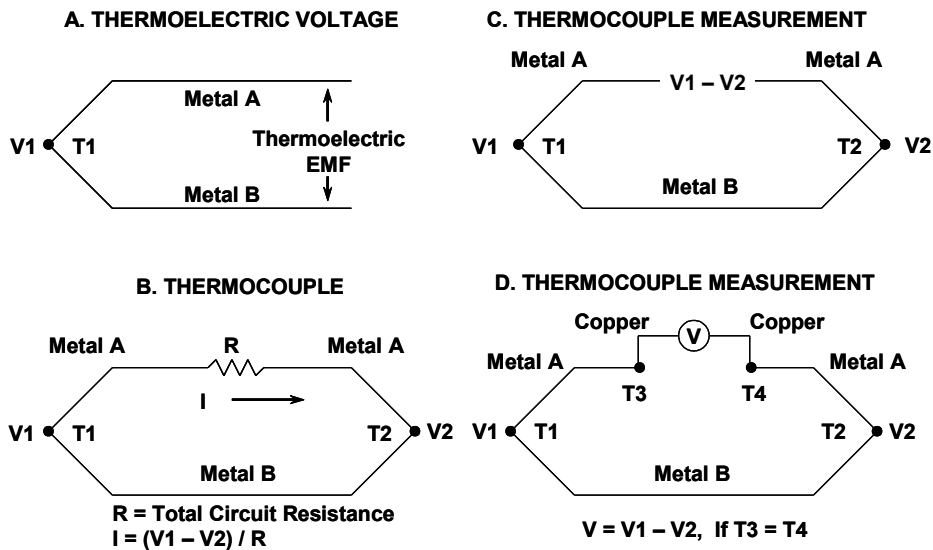


図 3.33: 熱電対の基礎

絶対零度より高い温度で 2 つの異なる金属を接合すると、これらの金属の間には電位差が生じ（「熱起電力」または「接触電位差」）、その値は接点温度の関数になります（図 3.33A）。2 本のワイヤを 2 箇所接続すると、2 つの接点が形成されます（図 3.33B）。これら 2 つの接点の温度が異なる場合は回路に起電力が生じ、この起電力と回路の合計抵抗値によって決まる量の電流が流れます（図 3.33B）。ここで一方のワイヤを切断すると、この部分の電圧は回路の熱起電力に等しく、この電圧を測定すれば、それを基に 2 つの接点間の温度差を計算することができます（図 3.33C）。ただし、熱電対は 2 つの接点間の温度差を測定するものであって、1 つの接点の絶対的な温度値を測定するものではないという点に常に留意する必要があります。測定できるのは測温接点の温度だけで、これは、他方の接点（「基準」接点または「冷」接点と呼ばれます）の温度が分かっている場合に限られます。

しかし、熱電対によって生成された電圧を測定することは、それほど簡単ではありません。図 3.33C の回路に電圧計を接続した場合を考えてみましょう（図 3.33D）。電圧計を接続すると、電圧計に接続されたワイヤによってさらに熱電接点が形成されます。追加的に形成されたこれらの接点がともに同じ温度であるとすると（何度であるかは問題になりません）、「中間金属の法則」により、これらの接点がシステムの合計起電力に影響することはありません。しかし、これらの接点の温度が異なる場合は、誤差が発生します。これは、あらゆる異種金属の接触面には熱起電力が生じるからです（これらには、銅／はんだ、コバルト／銅 [コバルトは IC のリードフレームに使われる合金]、アルミニウム／コバルト [IC 内のボンディング部分] などの接合面が含まれます）。実際の回路では問題がさらに複雑になることは明らかであり、測温接点と基準接点を除き、回路内の熱電対周辺にあるすべての接点ペアが同じ温度となるように、細心の注意を払う必要があります。

熱電対は、非常に小さい値ですが電圧を発生させます。したがって電源は不要です。しかし、図 3.33D に示すように、2 つの接点（測温接点の T_1 と基準接点の T_2 ）が必要です。 $T_2 = T_1$ の場合は $V_2 = V_1$ で、出力電圧は $V = 0$ です。多くの場合、熱電対の出力電圧は基準接点温度 0°C で定義されるので（このため冷接点 [cold junction] と呼ばれ、英語では *ice point junction* と呼ばれることもある）、 0°C における熱電対の出力電圧は 0V です。したがって、システムの精度を維持するには、基準接点を適切な温度にする必要があります（必ずしも 0°C とする必要はない）。このような必要性に対する概念的に単純なアプローチを、図 3.34 に示します。氷槽や水槽は比較的容易に実現できますが、維持面で非常な困難を伴います。

今日では、氷点基準とそれに伴う不便な氷槽や水槽は、一般に電子回路に置き換えられています。図 3.35 に示すように、別の種類の温度センサー（多くの場合は半導体センサーだがサーミスタの場合もある）が冷接点の温度を測定し、このセンサーを使って熱電対回路に電圧をかけることで、実際の冷接点温度とその理想値（通常は 0°C ）の差を補償します。理想的には、補償電圧が必要な電圧差と正確に一致する必要があります。これが、図に示された電圧が KT_2 （ここで K は単純な定数）ではなく $f(T_2)$ (T_2 の関数) になっている理由です。

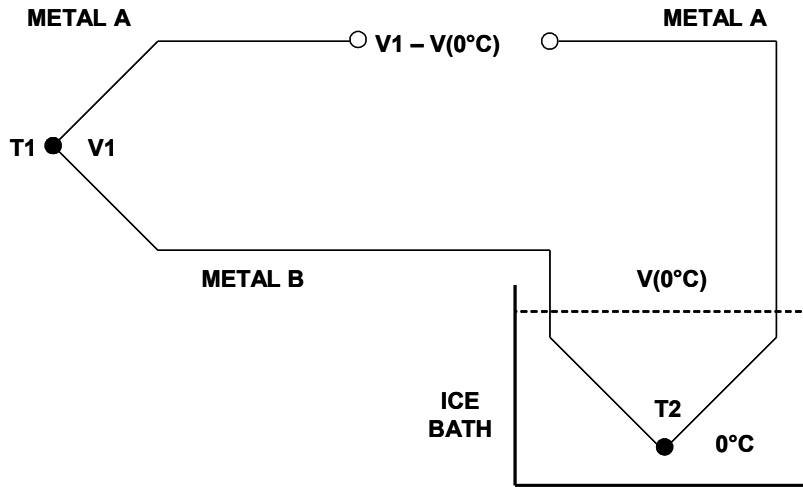


図 3.34: 典型的な冷接点補償
氷点 (0°C) 基準接点の使用

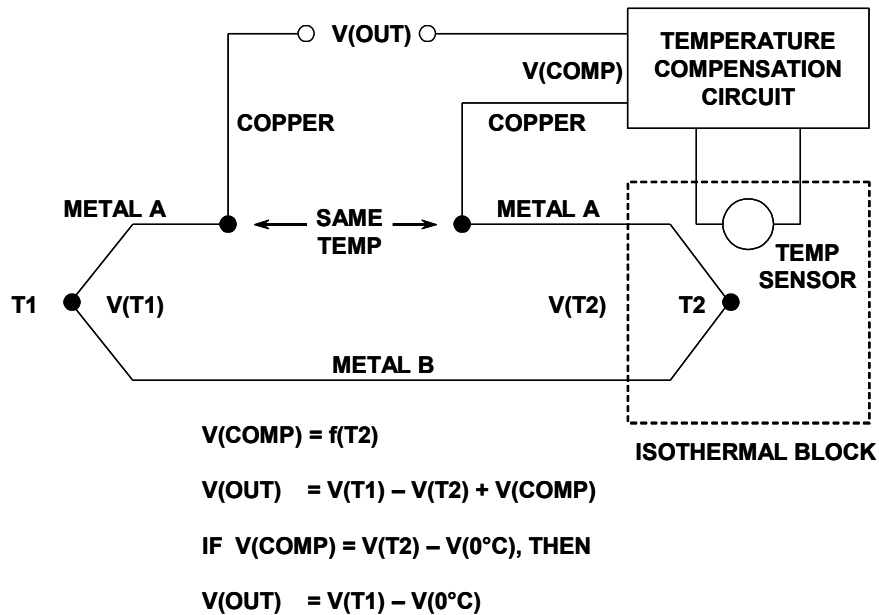


図 3.35: 温度センサーを使用した冷接点補償

実際には、冷接点の温度が 0 °C から数十度を超えてずれすることは稀であり、変化も ±10 °C 程度に過ぎないので、より複雑な実際の回路に対して線形近似 ($V = KT_2$) を行っても十分な精度を確保することができ、多くの場合はこの方法が取られます (測温接点 T °C、基準接点 0 °C の熱電対の出力電圧の式は $V = K_1T + K_2T^2 + K_3T^3 + \dots$ という形の多項式ですが、ほとんどの一般的な熱電対では、 K_2 、 K_3 などの係数が非常に小さい値に止まります)。

参考文献 8 と 9 には、さまざまな熱電対におけるこれらの係数値が記載されています)。

電子式冷接点補償を用いる時は、追加的な熱電対ワイヤをなくして、図 3.36 に示す配置の等温ブロック内で熱電対のリードを終端するのが一般的な方法です。金属 A と銅の接続、および金属 B と銅の接続が同じ温度であれば、これらの接続は、図 3.35 における金属 A と金属 B の熱電対接点と同じです。

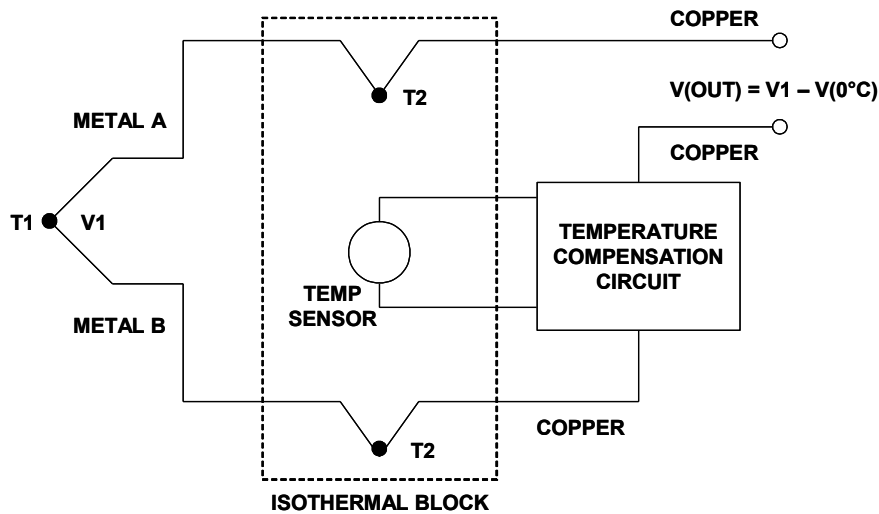


図 3.36: 熱電対端子を等温端子台で接続

図 3.37 に示す回路は、冷接点補償を行いながら、0 °C ~ 250 °C の温度範囲に合わせてタイプ K 熱電対の出力を調整します。この回路は +3.3 V ~ +12 V の単電源で動作し、10 mV/°C の出力電圧伝達特性が得られるように設計されています。

タイプ K 熱電対のゼーベック係数は約 41 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ です。したがって冷接点には、温度係数 10 mV/°C の TMP35 電圧出力センサーを、抵抗 R1 および R2 とともに使用します。これらの抵抗は、逆方向の冷接点温度係数 -41 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ を得るためのものです。これは、回路のプリント基板トレースと熱電対のワイヤの間の等温冷接点接続に測定温度誤差が生じるのを防ぎます。この補償は、20 °C ~ 50 °C の範囲の回路周囲温度において、極めて良好に機能します。250 °C の測定温度範囲におけるこの熱電対の出力電圧変化は、10.151 mV です。必要とされる回路の出力フルスケール電圧変化は 2.5 V なので、回路のゲインは 246.3 に設定されています。R4 の値を 4.99 k Ω にすると、R5 の値は 1.22 M Ω になります。R5 の最も近い 1 % 値は 1.21 M Ω なので、フルスケール出力電圧を微調整するために、R5 とともに 50 k Ω のポテンショメータを使用します。OP193 は単電源オペアンプですが、その出力段はレール to レールではなく、グラウンドより約 0.1 V 高い値までしか下がりません。このため、5 V の定格電力に対して約 0.1 V の出力オフセット電圧を供給するために、R3 を回路に追加します。OP193 の出力を基準に測定を行う時は、このオフセット (10 °C) を引く必要があります。

R3 は断線時の熱電対保護の役割も果たし、熱電対が断線した場合は、出力電圧を強制的に 3 V より大きい値に保ちます。抵抗 R7 は OP193 の DC 入力インピーダンスのバランスをとり、0.1 μF のフィルム・コンデンサは非反転入力へのノイズ結合を軽減します。

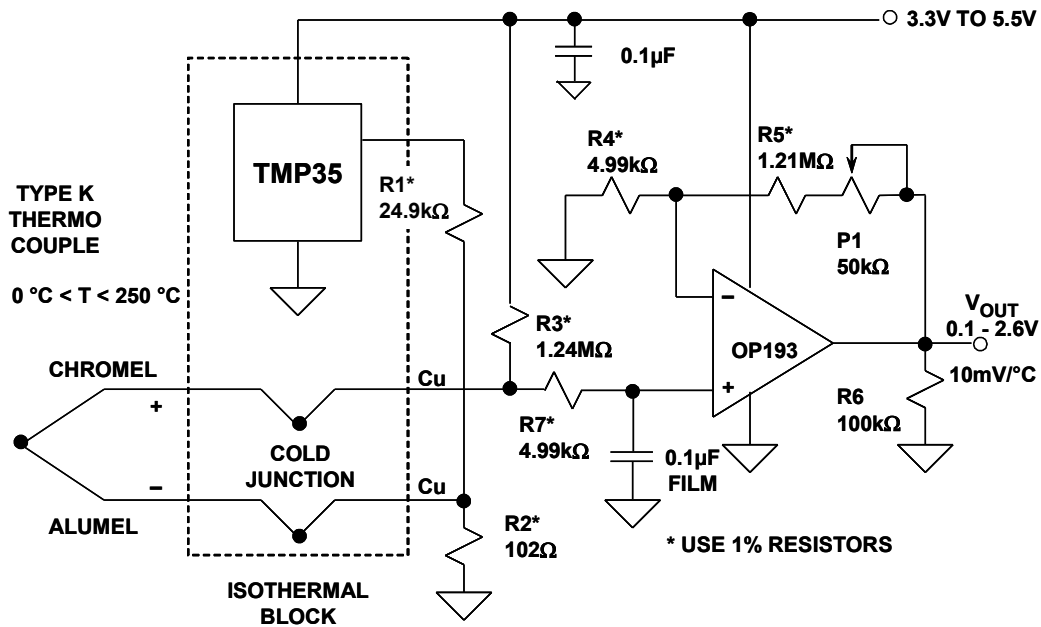


図 3.37: 温度センサーを使用した冷接点補償 (TMP35)

AD594/AD595 は、計装アンプと熱電対冷接点補償回路をモノリシック・チップにまとめたフル機能のデバイスです (図 3.38 参照)。このデバイスは、0 °C リファレンスとあらかじめ補正されたアンプを組み合わせ、熱電対信号から高いレベルの出力 (10 mV/°C) を直接取り出します。ピン・ストラッピング・オプションは、線形アンプ補償回路、あるいは固定式またはリモート式のセットポイント制御を使用するスイッチ出力セットポイント・コントローラとして使用することを可能にします。また、その補償電圧を直接増幅するために使用できるので、出力 10 mV/°C のスタンドアロン型摂氏温度トランスデューサの役割も果たします。このようなアプリケーションでは、IC チップと熱電対の冷接点を同じ温度にすることが非常に重要ですが、これは通常、両者を互いに近い位置に配置して、あらゆる熱源から分離することによって実現されます。

AD594/AD595 には熱電対故障アラームが組み込まれており、一方または両方の熱電対リードが断線した場合に、これを知らせてくれます。アラーム出力は柔軟な形式を備えており、TTL も駆動できます。このデバイスは単電源 (+5 V 程度) で使用できますが、負電源を搭載することによって 0 °C 未満の温度も測定することができます。自己発熱を最小限に抑えるために、無負荷の AD594/AD595 は 160 μA の電源電流で動作しますが、±5 mA の電流を負荷に供給することも可能です。

AD594 は、レーザー・ウェーハ・トリミングによりタイプ J (鉄/コンスタンタン) 熱電対の特性に合わせてあらかじめ補正されており、AD595 はタイプ K (クロメル/アルメル) に合わせてレーザー・トリミングされています。

抵抗を追加することによって、他の熱電対タイプに合わせて回路の再補正を行うことができるように、温度トランスデューサの電圧とゲインを制御するための抵抗を、パッケージ・ピンに接続することができます。これらの端子を使用すれば、熱電対アプリケーションやサーモメータ・アプリケーション用に精密な補正を行うことも可能です。AD594/AD595 には 2 つの性能等級があります。C バージョンと A バージョンの補正精度は、それぞれ $\pm 1^\circ\text{C}$ と $\pm 3^\circ\text{C}$ です。これらはともに、 $0 \sim +50^\circ\text{C}$ の冷接点で使用するよう設計されています。図 3.38 に示す回路は、タイプ J 熱電対 (AD594) またはタイプ K 熱電対 (AD595) からの直接出力を提供し、 $0 \sim +300^\circ\text{C}$ の温度を測定することができます。

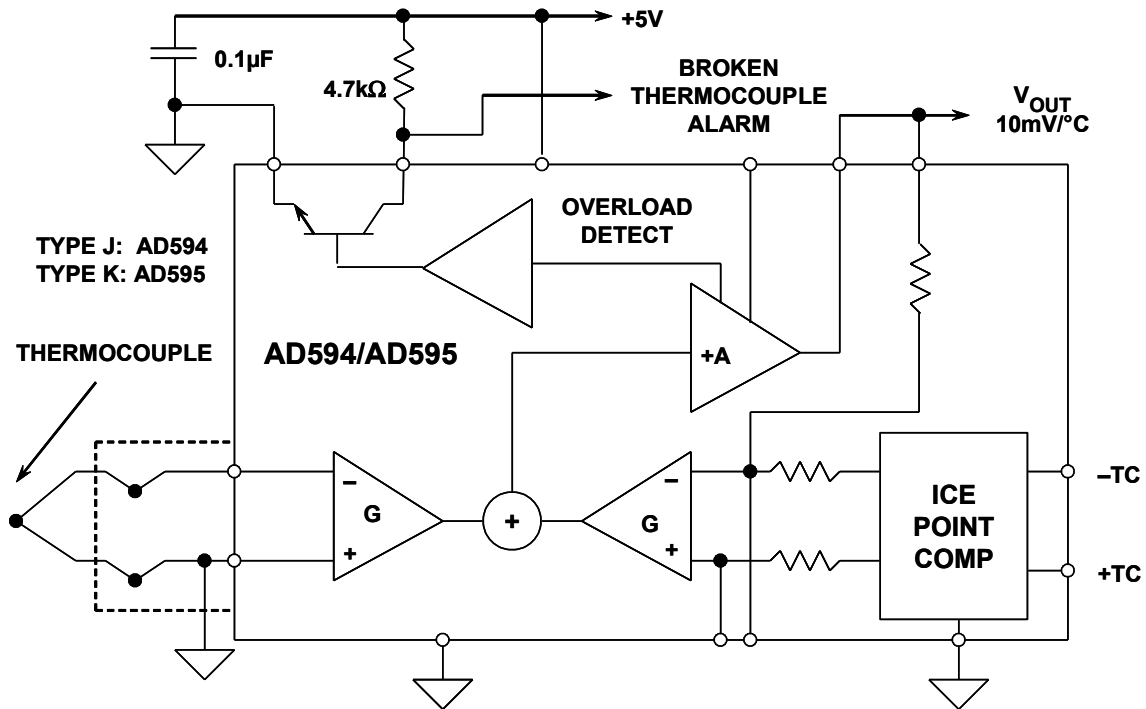


図 3.38: 冷接点補償機能を備えた AD594/AD595 モノリシック熱電対アンプ

AD596/AD597 はモノリシック・セットポイント・コントローラで、加熱炉制御アプリケーションのような高温環境下での使用に合わせて最適化されています。このデバイスの冷接点はタイプ J/K 熱電対の補償と増幅を行い、温度に比例した内部信号を生成します。これらのデバイスは、タイプ J/K 熱電対信号から直接電圧出力 ($10\text{mV}/^\circ\text{C}$) が得られるように設定できます。デバイスは 10 ピンの金属缶にパッケージされており、 $+25^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$ の周囲温度範囲で動作するように調整されています。AD596 は、タイプ J 熱電対の推奨温度範囲である $-200^\circ\text{C} \sim +760^\circ\text{C}$ の全域をカバーする熱電対信号を増幅します。また、AD597 は、 $-200^\circ\text{C} \sim +1250^\circ\text{C}$ のタイプ K 入力を処理することができます。これらの補正精度は周囲温度 60°C の時に $\pm 4^\circ\text{C}$ で、周囲温度安定性仕様は $+25^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$ で $0.05^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$ です。

以上で説明した熱電対アンプは、いずれも熱電対の非直線性の補償は行わず、コンディショニングと電圧の増幅だけを行います。

AD77XX ファミリーのような高分解能 ADC を使用すれば、熱電対出力を直接デジタル化することができるので、図 3.39 に示すように、マイクロコントローラを使って伝達関数を線形化することが可能です。ADC への 2 つの多重化入力、熱電対電圧と冷接点センサー出力を直接デジタル化するために使われます。入力 PGA のゲインは 1 ~ 128 にプログラム可能で、ADC の分解能は 16 ~ 22 ビットです（それぞれの値は、選択した ADC によって異なります）。マイクロコントローラは、冷接点補償と線形化の両方の計算を行います。

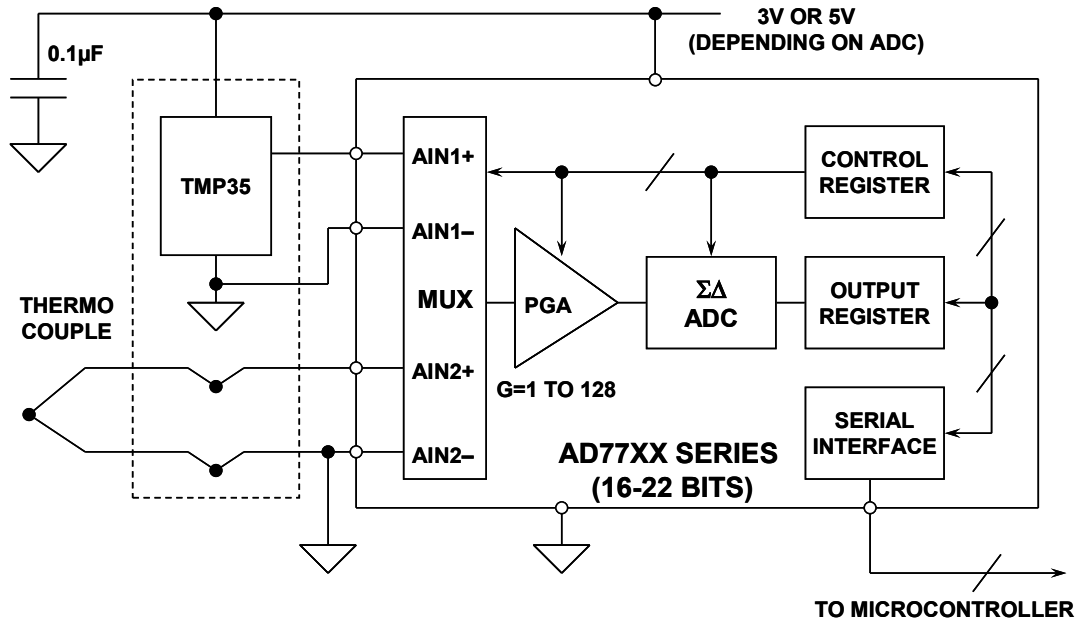


図 3.39: AD77XX ΣΔ ADC を冷接点補償用の TMP35 温度センサーとともに使用

熱電対測定用のオートゼロ・アンプ

以上に述べたデバイスに加えて、アナログ・デバイセズは、熱電対出力とブリッジ出力の増幅用に設計された、オートゼロ方式の計装アンプ AD8230 を発売しました。オートゼロ方式の採用によって、この製品のオフセット電圧ドリフトは $50 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ 未満に抑えられていますが、これは、標準的な熱電対によって生成される信号のわずか $1/1,000$ に過ぎません。これにより、熱電対信号を極めて正確に測定することができます。さらに、この計装アンプのアーキテクチャは、熱電対を使用して温度を測定する際によく現れる同相電圧を除去します。通常この製品は、システム・マイクロコントローラ内で補償された 1 つの温度基準点を使用する一連の熱電対を必要とするアプリケーションに使われます。その他のアプリケーションには、極めて高精度のブリッジ・トランスデューサを使用した測定が含まれます。

オートゼロ方式はオフセットとドリフトを動的に打ち消すための手法で（ダイナミック・キャンセレーション）、入力換算電圧オフセットを μV レベルに、電圧オフセット・ドリフトを $\text{nV}/^\circ\text{C}$ レベルにまで減らします。ダイナミック・オフセット・キャンセレーションの利点は、低周波ノイズ、特に $1/f$ 成分が減少することです。

AD8230 は、オートゼロ・トポロジを使用し、それを高い同相信号除去と組み合わせた計装アンプです。内部信号パスは、アクティブな差動サンプル&ホールド段（プリアンプ）と、それに続く差動アンプ（ゲイン・アンプ）で構成されています。オフセットとドリフトを最小限に抑えるために、どちらのアンプもオートゼロ機能を実装しています。完全差動方式を採用しているため、寄生ノイズと温度の影響に対する信号の耐性が向上します。アンプのゲインは 2 個の外付け抵抗で設定できるので、TC マッチングが容易です。

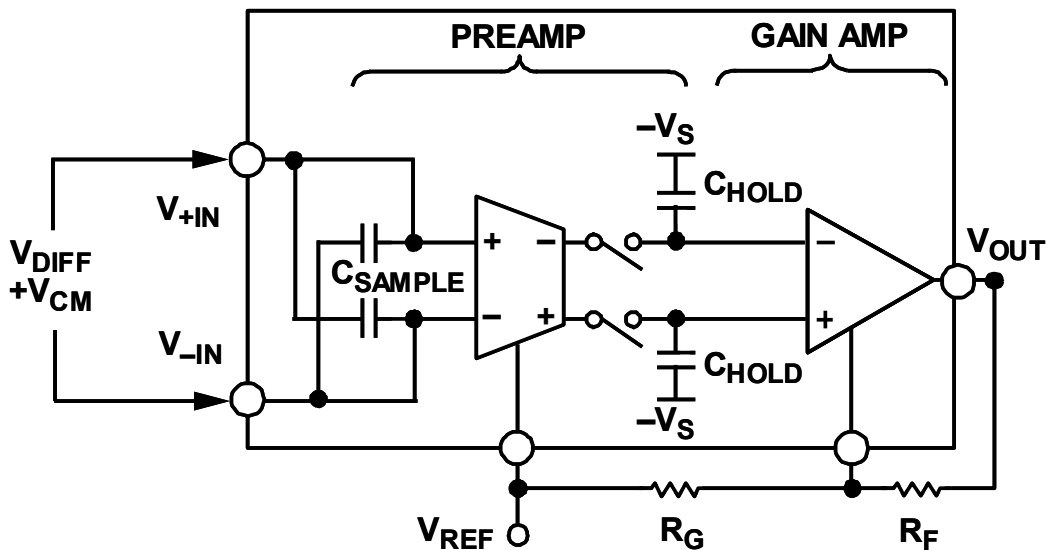


図 3.40: サンプリング・フェーズのフェーズ A

オンチップの 6 kHz 発振器とロジックで信号のサンプリング・レートを制御し、必要なクロック・フェーズをオーバーラップなく生成します。機能説明を簡略化するため、2 つの連続したクロック・フェーズを内部動作の順序に A と B に区別し、図 3.40 と図 3.41 にそれぞれ示します。

フェーズ A の時は、サンプリング・コンデンサが入力に接続されます。入力信号の電圧差 V_{DIFF} は、サンプリング・コンデンサ C_{SAMPLE} の両端電圧として保存されます。サンプリング・コンデンサは電圧差だけを保持するので、同相電圧は除去されます。この間はゲイン・アンプがプリアンプに接続されていないので、その出力は、図 3.40 に示すように、それ以前にサンプルされて C_{HOLD} に保持されている入力信号によって設定されるレベルを維持します。

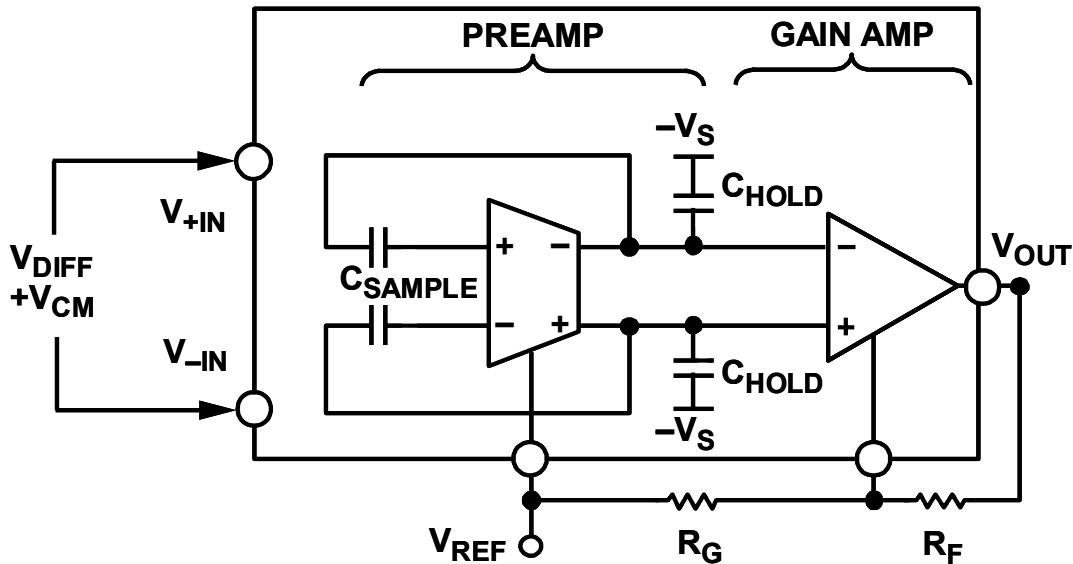


図 3.41: サンプリング・フェーズのフェーズ B

フェーズ B では、ホールド・コンデンサに差動信号が送られて、 C_{HOLD} に保存されている値を更新します。プリアンプの出力は、リファレンス電位 V_{REF} によって決定される同相電圧に保持されます。このようにして、AD8230 は差動信号のコンディショニングを行い、出力電圧レベルを設定することができます。ゲイン・アンプは、ホールド・コンデンサ C_{HOLD} に保存された更新信号のコンディショニングを行います。

AD8230 は、図に示すように、熱電対のコンディショニングに使用することができます。この回路のフロント・エンドには、電圧過負荷保護回路と RFI フィルタが備わっています。入力過負荷保護回路は、BAV199 ダイオードによって各入力に実装されます。

測温抵抗体 (RTD)

測温抵抗体 (RTD) は、温度とともに抵抗値が変化するセンサーです。RTD は通常、セラミック製のポビンに白金 (Pt) ワイヤを巻き付けた構造をしており、広い温度範囲にわたって熱電対よりも正確かつ直線的な挙動を示します。100Ω RTD の温度係数とタイプ S 熱電対のゼーベック係数を図 3.42 に示します。全範囲 (およそ -200 °C ~ +850 °C) にわたって、RTD の方が高い直線性を示しています。したがって、RTD の方が直線化は容易です。

- **Platinum (Pt) the Most Common**
- **100Ω, 1000Ω Standard Values**
- **Typical TC = 0.385% / °C,**
0.385Ω / °C for 100Ω Pt RTD
- **Good Linearity - Better than Thermocouple,**
Easily Compensated

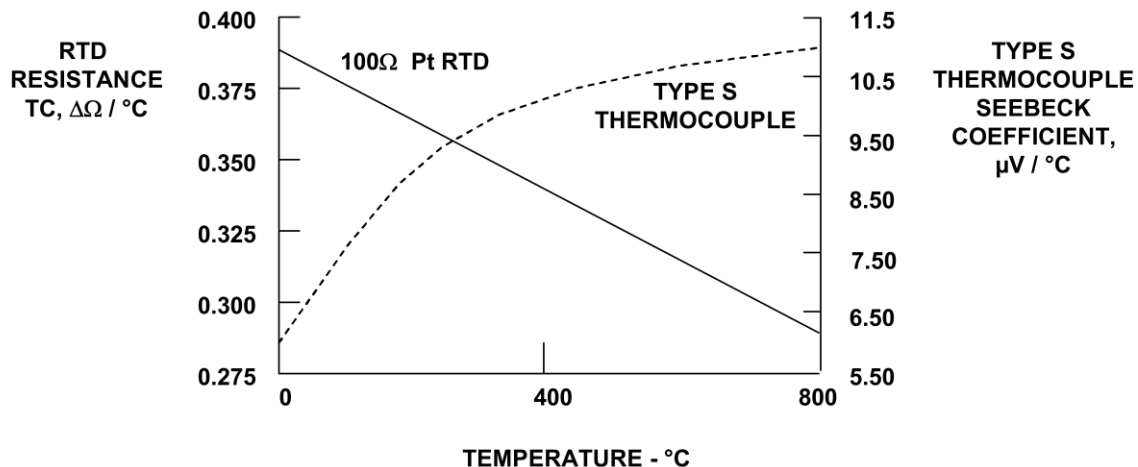
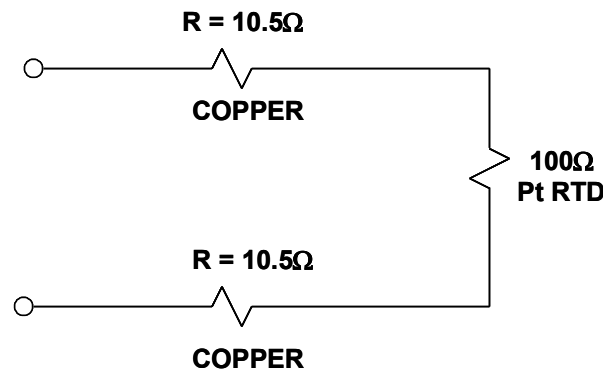


図 3.42: 測温抵抗体 (RTD)

しかし、熱電対と異なり RTD は受動センサーでなので、出力電圧を生成するには電流を供給する必要があります。RTD は温度係数が 0.385 %/°C という低い値なので、熱電対に使用すると同様な高性能のシグナル・コンディショニング回路が必要ですが、RTD における電圧降下は熱電対の出力電圧よりもはるかに大きな値となります。システム設計者は、より高い出力が得られる大きな値の RTD を選ぶことができますが、値の大きい RTD は応答時間が遅くなります。さらに、RTD のコストは、銅のリード線を使用する熱電対のコストより高くなりますが、終端接合部による熱電効果が精度に影響することはありません。そして最後に、RTD の抵抗は絶対温度の関数なので、冷接点補償が不要です。

RTD に電流を流すと熱が発生するので、励起電流使用時には注意が必要です。この自己発熱は RTD の温度を変化させて、測定誤差として現れてきます。したがって、シグナル・コンディショニング回路の設計時には、自己発熱が 0.5 °C 未満となるように注意を払う必要があります。メーカーは、さまざまな RTD 値とサイズに対して、静止空気中と流動空気中における自己発熱誤差の仕様値を定めています。自己発熱による誤差を減らすには、必要なシステム分解能に対して最小の電流を使用し、許容できる応答時間が得られる範囲で最大の RTD 値を選ぶ必要があります。

測定誤差を発生させる可能性のあるもう 1 つの影響は、RTD リード線に生じる電圧降下です。値の小さい 2 線式 RTD では温度係数と RTD 抵抗の絶対値がともに小さいので、これは特に重要です。RTD をシグナル・コンディショニング回路から離れた位置に置く場合は、リード線抵抗が数オームから数十オームになる可能性があり、さらにわずかな値のリード線抵抗でも、温度測定値に大きな誤差を発生させる恐れがあります。この点を明らかにするために、いま、30 ゲージの銅線を使用する 100 Ω の白金 RTD が、コントローラのディスプレイ・コンソールから 100 フィート（約 30 m）離れた位置に置かれているものとします。30 ゲージの銅線の抵抗は 0.105 Ω/ft で、図 3.43 に示すように、RTD に接続された 2 本の銅線は回路に合計 21 Ω の抵抗を発生させることとなります。この追加抵抗は、実に 55 °C の誤差を測定値に発生させることとなります。リード線の温度係数は追加的な誤差を発生させ、しかもその測定誤差はかなりの大きさになることが見込まれます。リード線抵抗の影響をなくすには、4 線方式を使用します。



RESISTANCE TC OF COPPER = 0.40%/°C @ 20°C

RESISTANCE TC OF Pt RTD = 0.385%/°C @ 20°C

図 3.43: 長さ 100 フィート、30 ゲージのリード線を接続した 100 Ω の Pt RTD

図 3.44 では、RTD の接続に、ケルビン接続とも呼ばれる 4 線接続方式が使われています。RTD の FORCE リード線を通じて一定の電流が回路に流れ、RTD 本体の両端にかかる電圧は SENSE リード線を介してリモート測定されます。測定装置は DVM または計装アンプとすることができ、測定装置が高入力インピーダンスか低入力バイアス電流（あるいはその両方）であれば、高い精度を得ることができます。SENSE リード線に大きな電流は流れないので、この方式はリード線長の影響を受けにくくなります。

誤差源は、定電流源の安定性と、アンプまたは DVM の入力インピーダンスおよびバイアス電流です。

通常、RTD は 4 抵抗ブリッジ回路で構成されます。ブリッジ出力は、その後の処理のために計装アンプによって増幅されます。ただし、AD77XX シリーズなどの高分解能の測定 ADC を使用すれば、RTD 出力を直接デジタル化することができます。このような方法でデジタル的に直線化が可能なので、それによってアナログ回路に関する要求を緩和することができます。

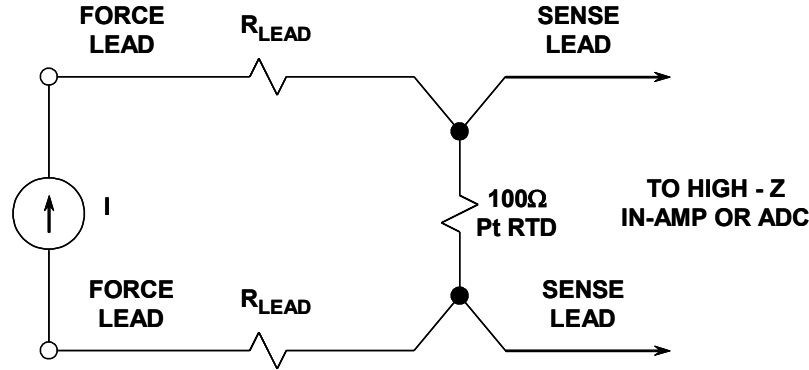


図 3.44: Pt RTD への精密測定用 4 線接続 (ケルビン接続)

400 μ A 励起電流源で駆動する 100 Ω Pt RTD を図 3.45 に示します。出力は、AD77XX シリーズの ADC 1 個でデジタル化します。この RTD 励起電流源は、6.25 k Ω の抵抗を介して、ADC 用の 2.5 V リファレンス電圧も生成します。入力電圧もリファレンス電圧も、ともに励起電流に対してレシオメトリックに変化するので、励起電流の変動が回路の精度に影響することはありません。ただし、測定時の誤差を避けるために、6.25 k Ω の抵抗は温度係数が小さいものを使用する必要があります。ADC と入力 PGA (ゲイン 1 ~ 128) の分解能が高いので、コンディショニング回路を追加する必要はありません。

ADT70 は全機能内蔵型の Pt RTD シグナル・コンディショナで、1 k Ω の RTD 使用時に 5 mV/ $^{\circ}$ C の電圧を出力します (図 3.46 参照)。Pt RTD と 1 k Ω のリファレンス抵抗は、いずれも 1mA のマッチングされた電流源で励起されます。これにより、およそ -50 $^{\circ}$ C ~ +800 $^{\circ}$ C の範囲で温度測定を行うことができます。

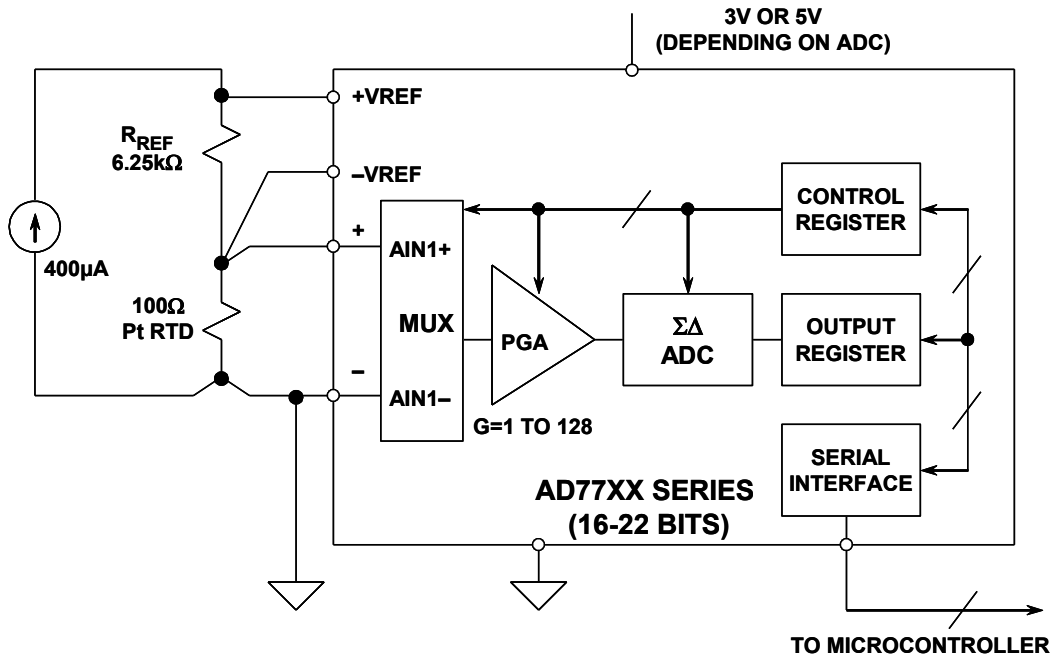


図 3.45: Pt RTD と高分解能 $\Sigma\Delta$ ADC のインターフェース

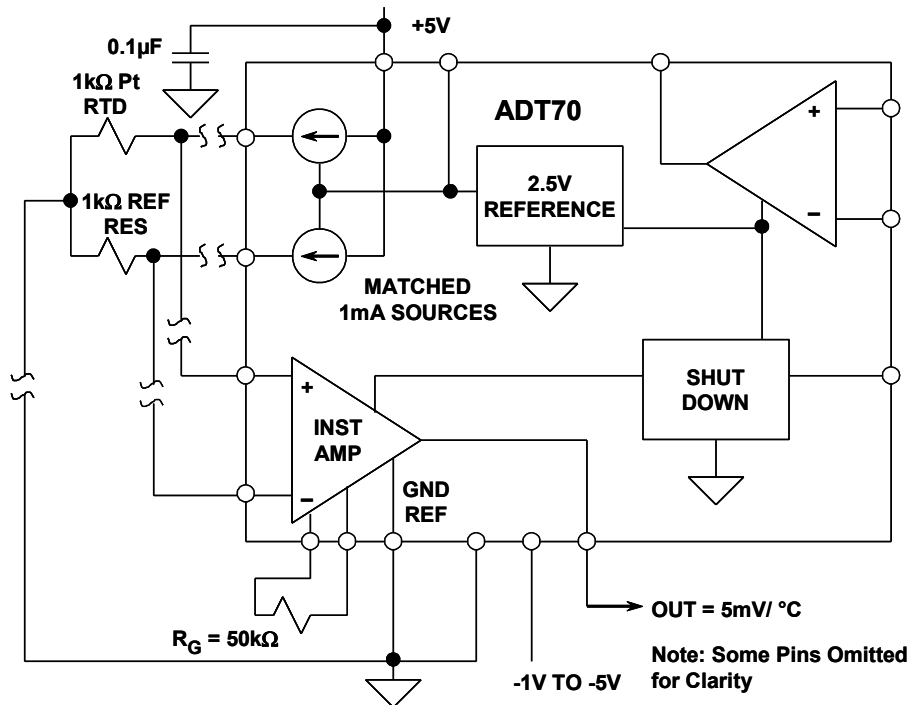


図 3.46: ADT70 を使用した Pt RTD のコンディショニング

ADT70 はマッチングされた電流源を 2 つ備えています。高精度のレール to レール出力計装アンプ (2.5 V リファレンス) と、汎用のレール to レール出力オペアンプです。ADT71 は、内部電圧リファレンスが省略されている点を除いて ADT70 と同じです。バッテリー電源装置用に、静止電流を 3 mA から 10 μ A に減らすシャットダウン機能が組み込まれています。Pt RTD と ADT701 で構成するシステムのゲインやフルスケール・レンジは、計装アンプに接続した高精度の外付け抵抗によって設定します。汎用オペアンプは、内部電圧リファレンスのスケールリング、Pt RTD 断線信号や過熱ウォーニングの提供、ヒーター・スイッチング信号の提供、あるいはユーザー定義によるその他の外部コンディショニングに使用することができます。ADT70 は $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ の動作温度範囲で仕様が規定されており、20 ピンの DIP パッケージおよび SOIC パッケージで提供されます。

サーミスタ

サーミスタは、機能的には RTD に似た低価格の感温抵抗で、正または負の温度係数を持つ個体半導体材料で構成されています。正の温度係数を持つデバイスもありますが、最も一般的に使われるのは負の温度係数を持つサーミスタです。温度変化に伴う NTC (Negative Temperature Coefficient: 負の温度係数) サーミスタの抵抗値の変化を図 3.47 に示します。サーミスタは高い非直線性を示しますが、これまで述べた 3 つの温度センサーの中で最も感度が良好です。

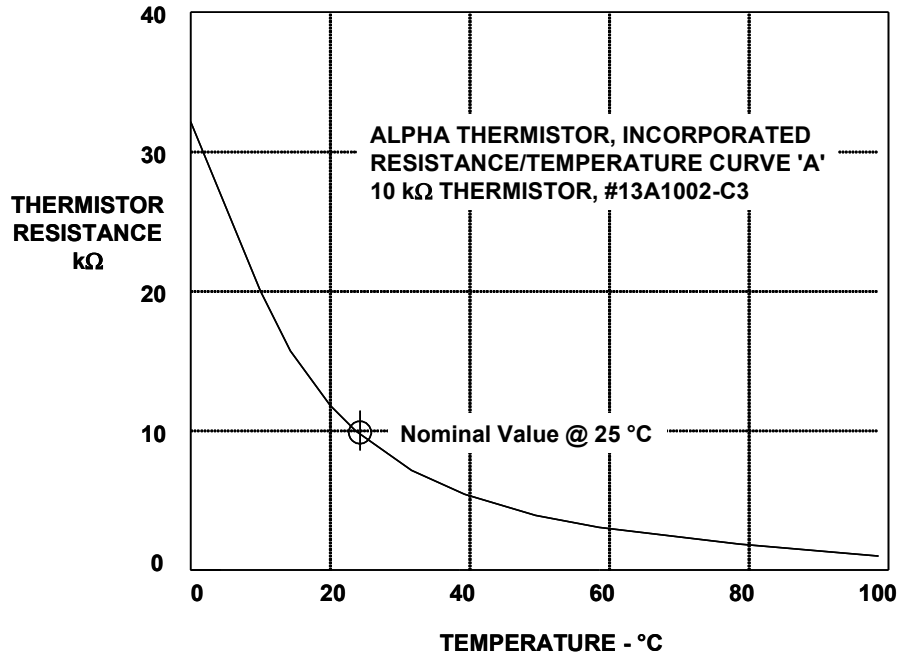


図 3.47: 10 kΩ の NTC サーミスタの抵抗特性

サーミスタは感度が高いので（一般に 25 °C で -44,000 ppm/°C 程度、図 3.46 参照）、RTD や熱電対では測定できないような微小な温度変化でも検出することができます。この高い感度は RTD と比較して大きな利点であり、サーミスタでは 4 線ケルビン接続を行ってリード線誤差を補償する必要がありません。この点を明確にするために、25 °C における温度係数の代表値が -44,000 ppm/°C の 10 kΩ の NTC サーミスタを、先に挙げた例の 100 Ω の Pt RTD の代わりに使用した場合を考えてみます。この場合、21 Ω の合計リード線抵抗によって生じる測定誤差は、0.05 °C 未満です。これは、RTD 使用時の誤差の約 1/500 です。

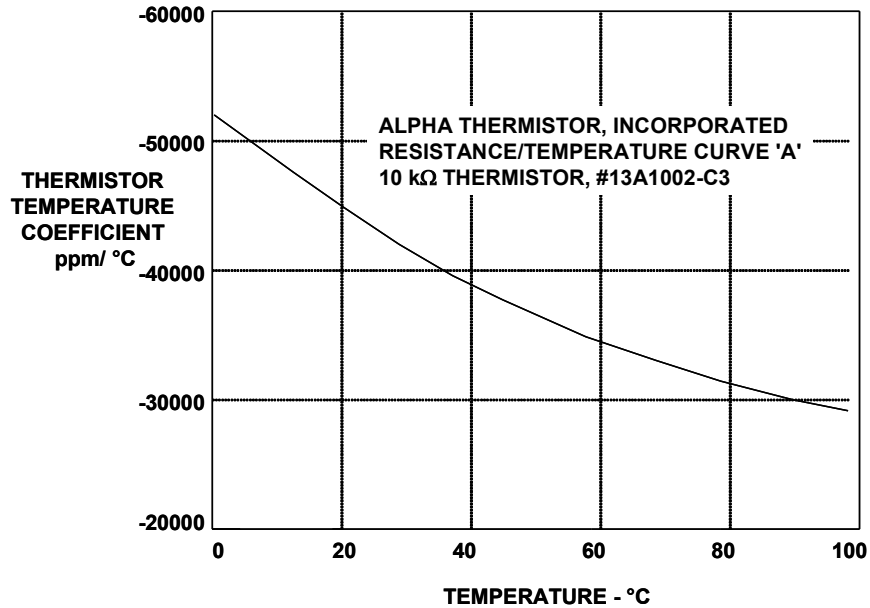


図 3.48: 10 kΩ の NTC サーミスタの温度係数

サーミスタは温度に対する感度が高いのですが、その特長を生かすにはそれなりの対価が求められます。図 3.46 に示すように、サーミスタの温度係数は、RTD の場合のように温度の上昇とともに直線的には減少しません。したがって、ごく限定的な温度範囲を除いて直線化処理が必要になります。また、サーミスタは高温時に損傷しやすいので、その使用はせいぜい数百度の範囲に制限されます。サーミスタは熱電対や RTD に比べて構造が脆弱なので、破損や接着の剥離を避けるために、取り付け手順にも注意が必要です。サーミスタはサイズが小さいので応答時間が短いのですが、熱容量も小さいため、自己発熱誤差の影響を受けやすくなります。

サーミスタ自体は非常に安価で、高感度の温度センサーです。しかし、すでに示したように、その温度係数は 25 °C では -44,000 ppm/°C ですが、100 °C では -29,000 ppm/°C まで変化します。この非直線性は温度測定における最大の誤差源であるばかりでなく、直線化手法を使用しなければ、有効なアプリケーションが非常に狭い温度範囲に制限されてしまいます。

サーミスタを広い温度範囲にわたって使用できるのは、システム設計者が、直線性を改善するための感度低下を許容できる場合に限られます。サーミスタを直線化する方法の 1 つは、固定抵抗を使って単純に分流することです。サーミスタに固定抵抗を並列接続すると、直線性が大幅に向上します。図 3.47 に示すように、サーミスタと抵抗の並列接続により、サーミスタ単体の場合と比較して、温度に伴う変化がより直線的になります。また、この組み合わせでも、感度は熱電対や RTD より良好です。この方法の主な欠点は、直線化できる範囲が狭いことです。

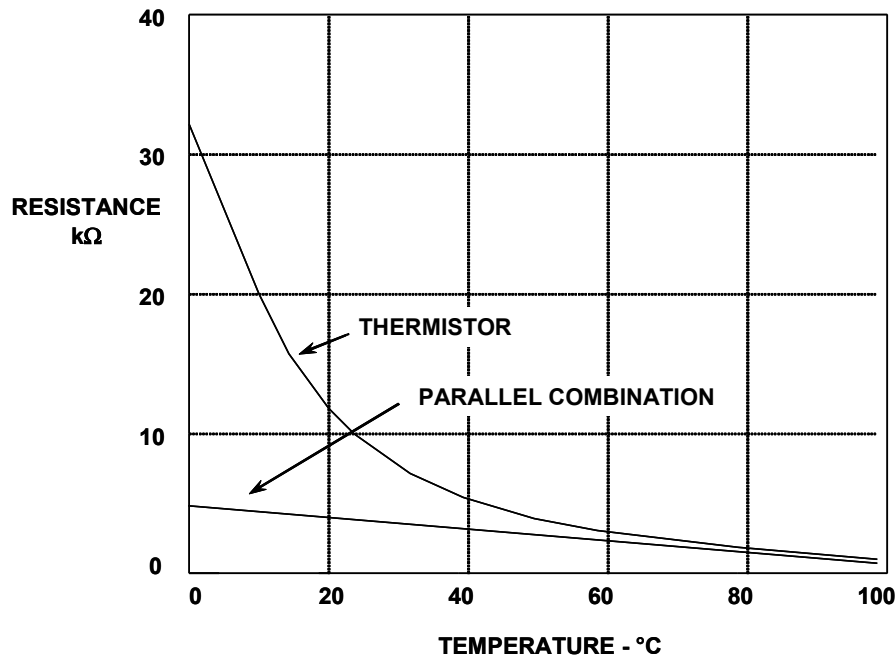


図 3.49: 5.17 kΩ の分流抵抗を使った NTC サーミスタの直線化

固定抵抗の値は次式で算出できます。

$$R = \frac{RT2 \cdot (RT1 + RT3) - 2 \cdot RT1 \cdot RT3}{RT1 + RT3 - 2 \cdot RT2}, \quad \text{式 3-31}$$

ここで、RT1 は測定範囲内の最低温度 T1 におけるサーミスタの抵抗値、RT3 は測定範囲内の最高温度 T3 におけるサーミスタの抵抗値、RT2 は中間温度 T2、つまり $T2 = (T1 + T3) / 2$ におけるサーミスタの抵抗値です。

標準的な 10 kΩ の NTC サーミスタでは、0 °C で $RT1 = 32,650 \Omega$ 、35 °C で $RT2 = 6,532 \Omega$ 、70 °C で $RT3 = 1,752 \Omega$ です。この場合、R の値は 5.17 kΩ になります。シグナル・コンディショニング回路に必要な精度は、回路の直線性によって異なります。上の例では、回路の非直線性は $-2.3 \text{ }^\circ\text{C} / +2.0 \text{ }^\circ\text{C}$ です。

この回路の出力を ADC に加えれば、図 3.51 に示すように、さらに直線化を行うことができます。サーミスタ回路の出力は約 $-10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ の勾配を示していますが、これは 12 ビット ADC の分解能で十分なことを示唆しています。

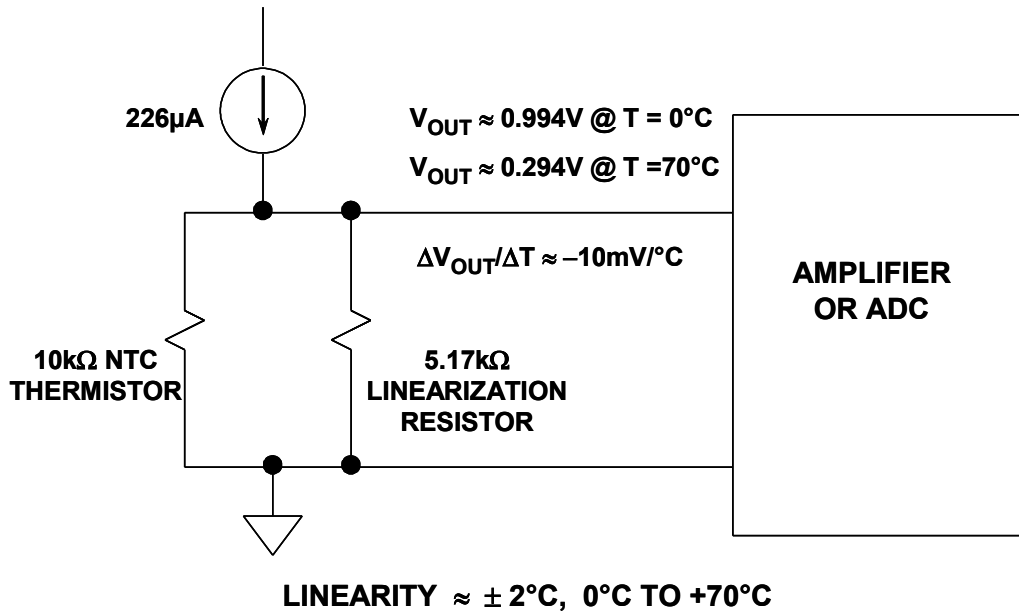


図 3.50: 直線化されたサーミスタ・アンプ

デジタル出力温度センサー

デジタル出力の温度センサーは、アナログ出力のセンサーと比較していくつかの利点を備えており、特にリモート・アプリケーションに適しています。リモート・センサーと測定システムの間を電氣的に絶縁するために、光アイソレータを使用することもできます。電圧出力温度センサーによって駆動されるVFコンバータがこの機能を実現しますが、より高度な機能を備えたICも使用できるようになっています。これらのICはより効率的で、性能的にもいくつかの利点があります。

TMP03/TMP04 デジタル出力センサー・ファミリーには、電圧リファレンス、 V_{PTAT} ジェネレータ、シグマ・デルタ ($\Sigma\Delta$) ADC、クロック源が搭載されています (図 3.49 参照)。センサー出力は、1次 $\Sigma\Delta$ モジュレータ (「チャージ・バランス」式 A/D コンバータとも呼ばれる) によってデジタル化されます。このコンバータは、時間領域のオーバーサンプリングと高精度のコンパレータを利用し、極めてコンパクトな回路で12ビットの有効精度を実現します。

$\Sigma\Delta$ モジュレータの出力は独自の技術を使ってエンコードされ、マーク/スペース比フォーマット (図 3.50 参照) のシリアル・デジタル出力信号が得られます。この出力は、任意のマイクロプロセッサで摂氏または華氏に容易にデコードし、単線で簡単に転送することができます。最も重要なのは、このエンコーディング方法はクロックに依存しないので、他の変調技術には普通に見られる主要誤差源を避けられるということです。公称出力周波数は +25 °C の時に 35 Hz で、デバイスは 10 ms の固定されたハイレベル・パルス幅 (T1) で動作します。

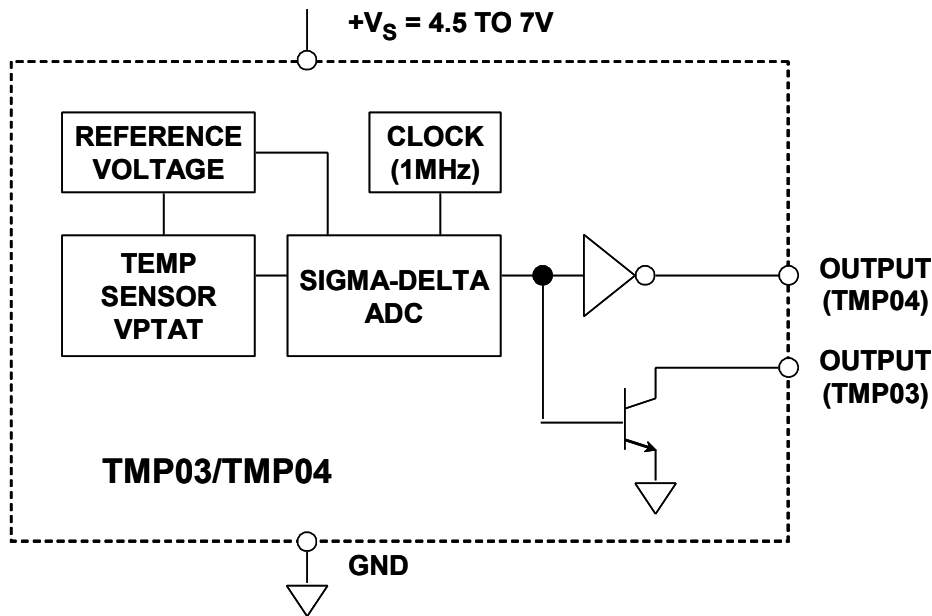
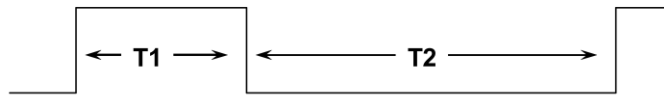


図 3.51: デジタル出力温度センサー: TMP03/04



$$\text{TEMPERATURE } (^{\circ}\text{C}) = 235 - \left(\frac{400 \times T1}{T2} \right)$$

$$\text{TEMPERATURE } (^{\circ}\text{F}) = 455 - \left(\frac{720 \times T1}{T2} \right)$$

- T1 Nominal Pulse Width = 10ms
- $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ Error Over Temp, $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ Non-Linearity (Typical)
- Specified -40°C to $+100^{\circ}\text{C}$
- Nominal T1/T2 @ 0°C = 60%
- Nominal Frequency @ $+25^{\circ}\text{C}$ = 35Hz
- 6.5mW Power Consumption @ 5V
- TO-92, SO-8, or TSSOP Packages

図 3.52: TMP03/TMP04 の出力フォーマット

TMP03/TMP04 の出力はデジタル・パルスのストリームで、温度情報はマーク／スペース比の中に含まれており、以下の式で表されます。

$$\text{Temperature } (^{\circ}\text{C}) = 235 - \left(\frac{400 \times T1}{T2} \right) \quad \text{式 3-32}$$

$$\text{Temperature } (^{\circ}\text{F}) = 455 - \left(\frac{720 \times T1}{T2} \right). \quad \text{式 3-33}$$

80C51 や 68HC11 などの一般的なマイクロコントローラはオンチップ・タイマーを内蔵しており、TMP03/TMP04 のマーク／スペース比を簡単にデコードできます。80C51 への代表的なインターフェースを図 3.51 に示します。Timer 0 と Timer 1 で示される 2 つのタイマーは、長さ 16 ビットです。12 分周された 80C51 のシステム・クロックがタイマー源となります。通常、システム・クロックは水晶発振器から得られるので、タイミング測定は非常に正確です。また、センサーの出力はレシオメトリックなので、実際のクロック周波数はあまり重要ではありません。多くの場合、マイクロコントローラのクロック周波数は、シリアル・ポーレートなど、何らかの外部的なタイミング制約によって決定されるので、この点は重要です。

センサー・インターフェースのソフトウェアは単純です。マイクロコントローラが I/O ポート P1.0 をモニタして、センサー出力の立上りエッジで Timer 0 をスタートさせます。マイクロコントローラは P1.0 のモニタを続け、センサー出力がローになると、Timer 0 をストップさせて Timer 1 をスタートさせます。出力がハイに戻ると、センサーの T1 時間と T2 時間が、それぞれレジスタ Timer 0 と Timer 1 に入力されます。さらにソフトウェア・ルーチンが上記の式に示す変換係数を用いて、温度を計算します。

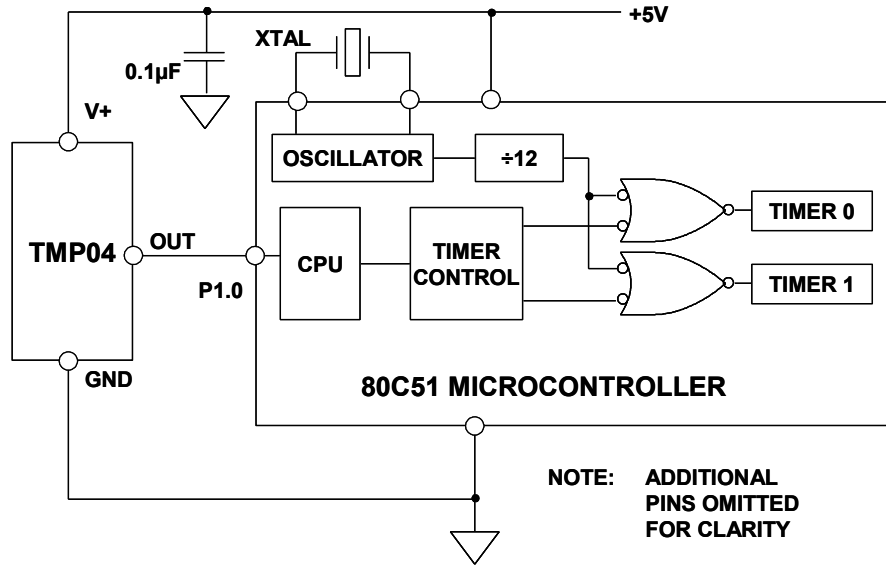


図 3.53: TMP04 とマイクロコントローラのインターフェース

サーモスタット・スイッチとセットポイント・コントローラ

コンパレータとともに使用する温度センサーは、サーモスタット・スイッチとして使用できます。AD22105 などの IC は低価格でこの機能を提供することができ、1 個の外付け抵抗を使い、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ の温度範囲に対し 2°C の精度でセットポイントをプログラムすることができます（図 3.52 参照）。このデバイスは、周囲温度がユーザーによりプログラムされたセットポイント温度を超えると、オープン・コレクタ出力をアサートします。ADT05 には約 4°C のヒステリシスがあり、これが高速な温度のオン/オフ・サイクリングを防止します。ADT05 は $+2.7\text{V} \sim +7.0\text{V}$ の単電源で動作するように設計されており、バッテリー電源アプリケーションや工業用制御システムへの利用に適しています。また、低消費電力 ($200\ \mu\text{W} @ 3.3\text{V}$) なので、自己発熱誤差を最小限に抑えて、バッテリー寿命を最大限まで延ばすことができます。内部に $200\ \text{k}\Omega$ のプルアップ抵抗を必要に応じて組み込めば、CMOS 入力などの軽負荷の駆動が容易になります。

セットポイント抵抗の値は、次式で決定されます。

$$R_{\text{SET}} = \frac{39\text{M}\Omega^{\circ}\text{C}}{T_{\text{SET}}(^{\circ}\text{C}) + 281.6^{\circ}\text{C}} - 90.3\text{k}\Omega. \quad \text{式 3-34}$$

セットポイント抵抗は、 R_{SET} ピン（ピン 4）と GND ピン（ピン 5）の間に直接接続する必要があります。グラウンド・プレーンを使う場合は、この抵抗はプレーンのできるだけ近い位置に直接接続することができます。

セットポイント抵抗には、ほぼあらゆるタイプの抵抗を使用できますが、その初期許容誤差と熱ドリフトは、プログラムされたスイッチング温度の精度に影響します。

ほとんどのアプリケーションでは、1%の金属皮膜抵抗を使用すれば、コストと精度の最良のトレードオフを実現できます。 R_{SET} の値を計算しても、通常、この計算値は規定の許容誤差を持つ市販標準品の抵抗値と一致しません。2個の抵抗を直列または並列に接続して合成抵抗を構成すれば、この合成抵抗値を計算値にできるだけ近づけることができます。

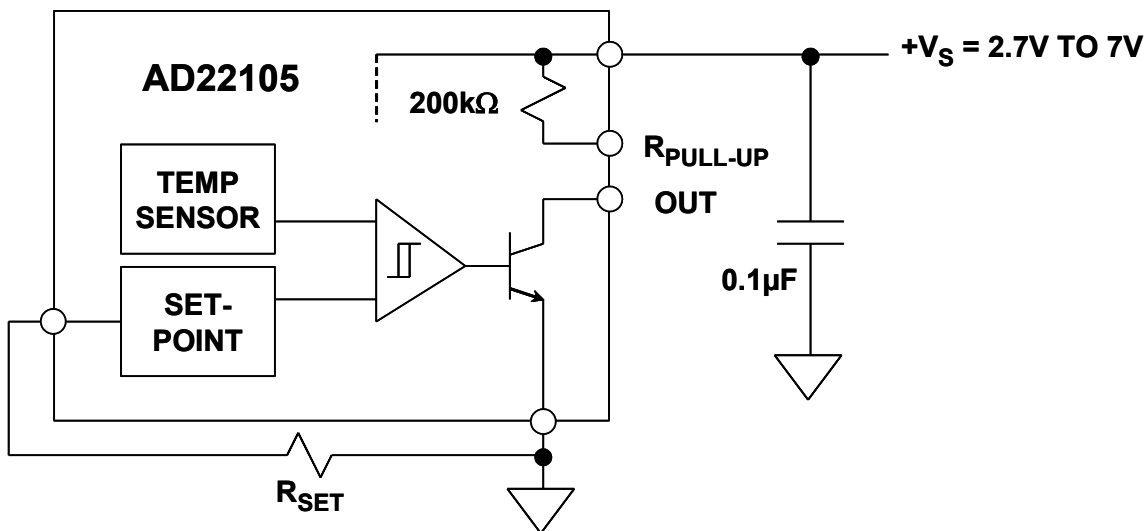


図 3.54: AD22105 サーモスタット・スイッチ

TMP01 はデュアル・セットポイント・コントローラで、PTAT 出力電圧も生成します（図 3.53 参照）。また、デバイスが特定の温度範囲を超えた場合や下回った場合は、2 つある出力のどちらかを使って制御信号も生成します。上下の温度トリップ・ポイントとヒステリシス・バンドは、ユーザーが選択した外付け抵抗によって決定されます。

TMP01 は、マッチングされたコンパレータのペアと組み合わせたバンドギャップ電圧リファレンスで構成されています。リファレンスは、2.5 V の一定出力と、5 mV/K の正確な温度係数を持つ PTAT 出力電圧の両方を提供します。+25°C における PTAT 出力電圧は 1.49 V（公称値）です。コンパレータは、VPSTAT と外部的に設定された温度トリップ・ポイントを比較して、それぞれの閾値のどちらかを越えている場合は、オープン・コレクタ出力信号を生成します。

ヒステリシスも外付け抵抗チェーンによってプログラムされ、2.5 V リファレンスから流れる合計電流によって決定されます。この電流はミラーされて、コンパレータのトリップ後に、適切な極性のヒステリシス・オフセット電圧を生成するために使われます。コンパレータは並列に接続されており、これによってヒステリシスのオーバーラップをなくし、隣接するトリップ・ゾーン間で不規則な遷移が起こらないようにしています。

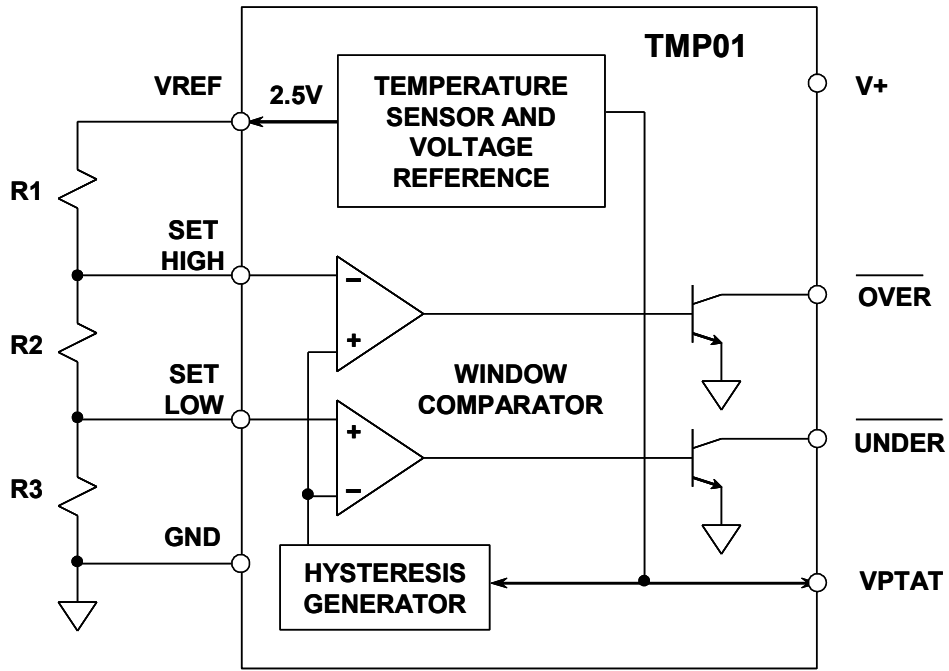


図 3.55: TMP01 プログラマブル・セットポイント・コントローラ

マイクロプロセッサの温度モニタリング

今日のコンピュータにはシステムのクラッシュやロックアップを招く可能性のある要素がたくさんありますが、その中でもハードウェアとソフトウェアの両方が正常に動作することが求められます。ハードウェア・モニタリングの目的は、コンピューティング・システム内の重要な項目をモニタして、問題が発生した時に是正措置を講じることにあります。

マイクロプロセッサの電源電圧と温度は、ともに極めて重要なパラメータです。電源電圧が指定された最小レベルを下回った場合は、電圧が許容できるレベルに戻るまで、その後の動作を停止する必要があります。「ブラウンアウト」状態（電圧低下状態）では、マイクロプロセッサをリセットした方が良いでしょう。パワーアップ時やパワーダウン時にマイクロプロセッサをリセットするのも、よく使われる方法です。電源電圧が低い場合は、バッテリー・バックアップへの切り替えが必要になることがあります。

低電圧状態では、チップ・イネーブル（Chip Enable）信号を外部メモリに送らないことにより、マイクロプロセッサによる外部 CMOS メモリへの書き込みを行わないようにすることが必須です。

多くのマイクロプロセッサは、「ウォッチドッグ」信号を周期的に出力するようにプログラムすることができます。この信号をモニタリングすれば、プロセッサとそのソフトウェアが正しく機能しているかどうか、プロセッサがエンドレス・ループに陥っていないかが分かります。

ハードウェア・モニタリングの必要性によって、従来「マイクロプロセッサ監視回路」と呼ばれている IC が、いくつも作られてきました。これらの IC は、上述の機能の一部またはすべてを実行します。これらのデバイスには、シンプルな手動リセット・ジェネレータ（パウンス防止機能付き）から、温度センサーや ADC を内蔵したマイクロコントローラ・ベースの全機能内蔵型モニタリング・サブシステムまで、さまざまな種類があります。アナログ・デバイゼズの ADM ファミリーの製品は、特に、さまざまなシステムに要求される各種のマイクロプロセッサ監視機能を実行するためのデバイスです。

Pentium マイクロプロセッサでは、CPU 温度が極めて重要です。このような理由から、すべての新型 Pentium デバイスには、実際のチップ温度をモニタするために設計された、オンチップの基板 PNP トランジスタが組み込まれています。基板 PNP のコレクタは基板に接続されており、ベースとエミッタは Pentium II の 2 本の独立したピンに接続されています。

ADM1021 マイクロプロセッサ温度モニタは、特にこれらの出力を処理して、電圧を、チップ温度を表すデジタル・ワードに変換するように設計されています。ADM1021 のアナログ信号処理部分の簡略図を図 3.54 に示します。

温度を測定するために使用する手法は、先に述べた「 ΔV_{BE} 」の原理と同じです。2 つの異なる電流（ I と $N \cdot I$ ）が検出用トランジスタに加えられて、それぞれの電圧が測定されます。ADM1021 の公称電流値は $I = 6 \mu A$ 、 $N = 17$ 、 $N \cdot I = 102 \mu A$ です。

ベース・エミッタ電圧の変化 ΔV_{BE} が PTAT 電圧で、これは次式で得られます。

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln(N). \quad \text{式 3-35}$$

図 3.54 は、マイクロプロセッサの温度モニタリング用に、基板トランジスタを外付けのセンサーとして使用した場合の図ですが、ディスクリート・トランジスタでも同様に良好な結果が得られます。ディスクリート・トランジスタを使用する場合は、コレクタを、グラウンドではなくベースに接続する必要があります。グラウンド・ノイズが測定に干渉するのを防ぐために、より大きな負の値を示すセンサー端子はグラウンド基準とせず、内部ダイオードによってグラウンドより高い値にバイアスされます。センサーがノイズの多い環境で動作する場合は、オプションで、コンデンサをノイズ・フィルタとして追加することができます。その値は通常 2200 pF 程度ですが、3000 pF を超えないようにする必要があります。

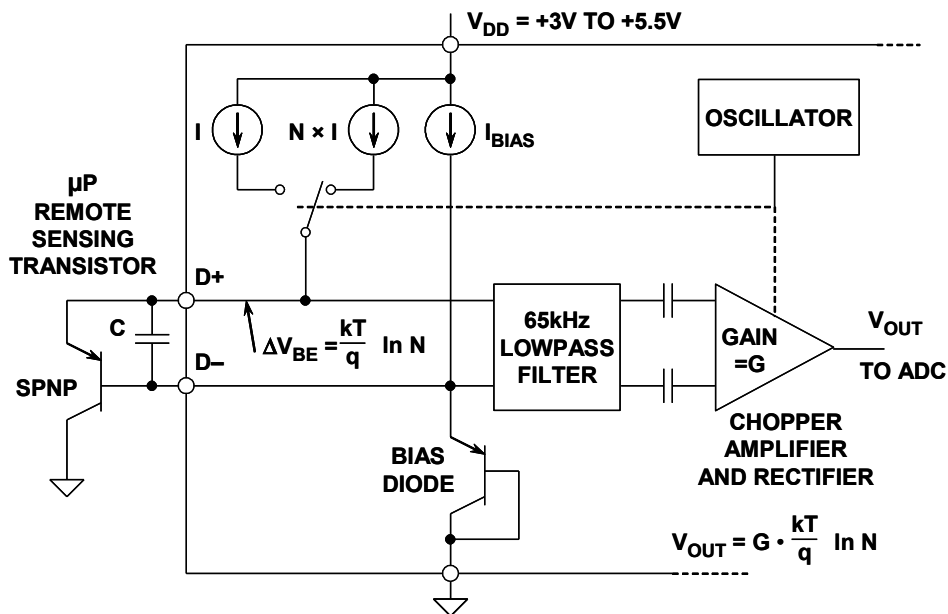


図 3.56: ADM1021 マイクロプロセッサ温度モニタの入力信号コンディショニング回路

ΔV_{BE} を測定するために、検出トランジスタは動作電流 I と $N \cdot I$ の間で切り替えが行われます。得られる波形にはノイズを除去するために 65 kHz のローパス・フィルタがかけられ、その後、増幅機能と同期整流機能を実行するチョップ安定化アンプへ送られます。得られる DC 電圧は ΔV_{BE} に比例し、8 ビット ADC でデジタル化されます。また、ノイズの影響をさらに減らすために、16 測定サイクルの結果を平均することによってデジタル・フィルタリングを行います。

加えて、ADM1021 はオンチップ温度センサーを内蔵しているので、そのシグナル・コンディショニングと測定が、同じ要領で実行されます。

ADCの1 LSBが1°Cに相当するので、理論的にADCは-128°Cから+127°Cまで測定できることとなりますが、デバイスの最大定格の関係上、実際の最小測定値は-65°Cに制限されます。図3.55に示すように、ローカルおよびリモート温度測定の結果はローカルおよびリモート温度値レジスタに保存されて、ローカルおよびリモートの上限値/下限値用リミット・レジスタにプログラムされていた限界値と比較されます。オンチップ温度またはリモート温度が範囲を超えると、/ALERT出力がこれを知らせます。この出力は、割り込み、またはSMBusアラートとして使用することができます。

シリアル・システム管理バス（SMBus）を介して、リミット・レジスタをプログラムすることができ、さらにデバイスの制御と設定も行うことができます。すべてのレジスタの内容も、SMBusによって読み出すことができます。制御および設定機能は、以下の操作で構成されます。すなわち、デバイスの通常動作とスタンバイ・モードの切り替え、/ALERT出力のマスキングとイネーブル、および0.0625 Hz ~ 8 Hzの範囲で設定可能な変換レートの選択です。

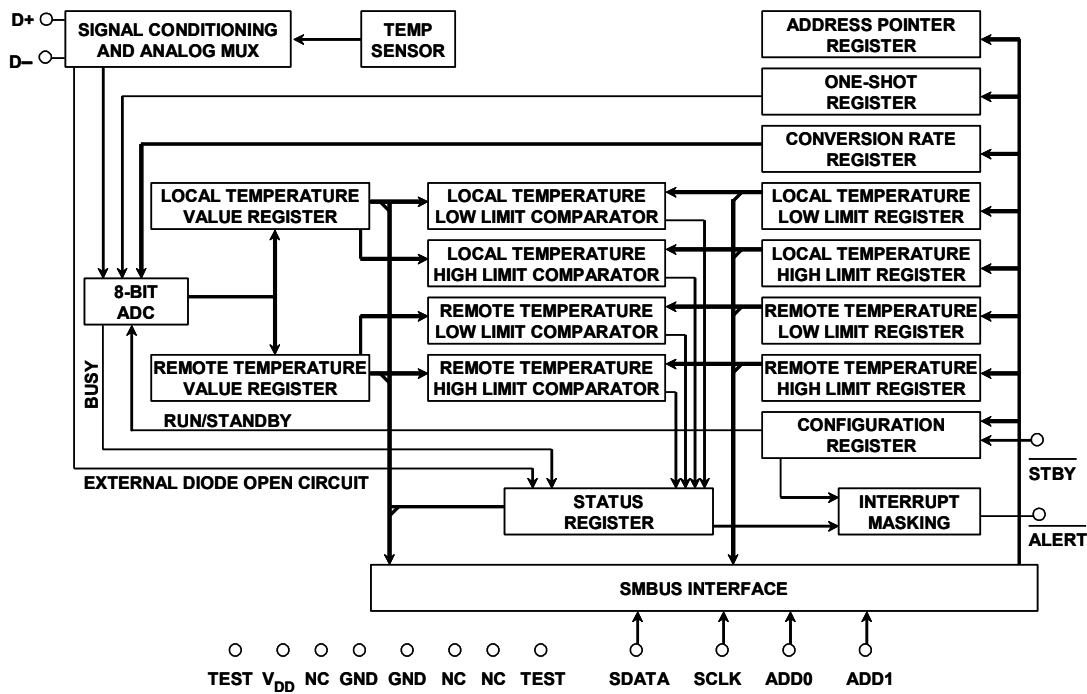


図 3.57: ADM1021 の簡略機能ブロック図

参考文献

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, **Transducer Interfacing Handbook**, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, **1992 Amplifier Applications Guide**, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, **System Applications Guide**, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Dan Sheingold, **Nonlinear Circuits Handbook**, Analog Devices, Inc.
6. James Wong, *Temperature Measurements Gain from Advances in High-precision Op Amps*, **Electronic Design**, 15 May 1986.
7. *OMEGA Temperature Measurement Handbook*, Omega Instruments, Inc.
8. **Handbook of Chemistry and Physics**, CRC.
9. Paul Brokaw, *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Voltage Reference*, **IEEE Journal of Solid State Circuits**, Vol. SC-9, December, 1974.

3.3: 電荷結合素子 (CCD)

電荷結合素子 (CCD) には、フォトサイトあるいはピクセルと呼ばれる多数の小型フォトセルが含まれており、1 列 (リニア・アレイ) またはマトリクス状 (エリア・アレイ) に配置されています。CCD エリア・アレイは一般にビデオ・アプリケーションに使われ、リニア・アレイはファックス、グラフィック・スキャナ、パターン認識装置などに使われます。

リニア CCD アレイは 1 列のイメージ・センサー素子 (フォトサイト、あるいはピクセルと呼ばれる) で構成され、これらの素子に物体や文書からの光が当てられます。1 回の露出の間、各フォトサイトには受けた光の量に比例する電荷が生じます。これらのフォトサイト電荷パッケージは、その後、転送ゲートを介してアナログ・シフト・レジスタに同時に送られます。このシフト・レジスタ上の電荷パッケージは、電荷検出器 (ストレージ・コンデンサ) とバッファ・アンプ (ソース・フォロワ) に、クロックに同期してシリアルに送信され、そこで一連の光依存性出力電圧レベルに変換されます (図 3.56 参照)。1 回の露出による電荷パッケージが電荷検出器にクロックに同期して送信されている間に、新たな露出が行われます。通常、アナログ・シフト・レジスタは 1 ~ 10 MHz の周波数で動作します。

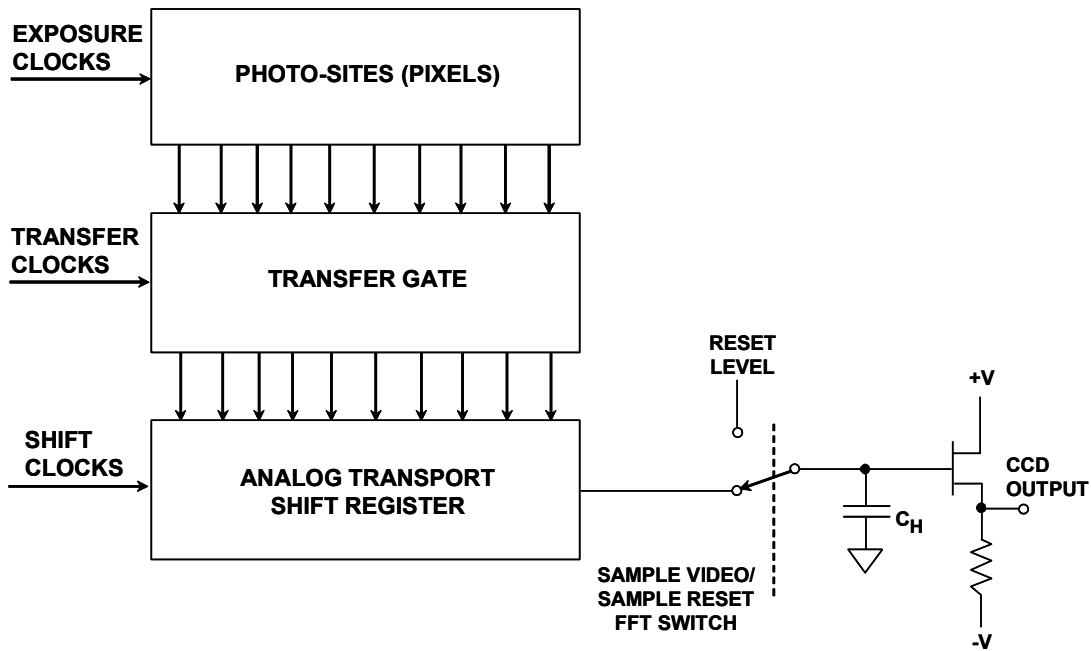


図 3.58: リニア CCD アレイ

電荷検出器の読み出しサイクルは、リセット・パルスによって開始されます。FET スイッチは、このリセット・パルスによって、出力ストレージ・コンデンサを既知の電圧に設定します。スイッチング FET の容量性フィードスルーは、図 3.57 に示すように、出力にリセット・グリッチを発生させます。この後スイッチが開いてコンデンサを分離し、最後のピクセルからの電荷がコンデンサに放出されて電圧が変化します。

図 3.59 に示すリセット電圧と最終的な電圧 (ビデオ・レベル) の差が、ピクセル内の電荷量を表します。CCD 電荷は 10 electron (エレクトロン) 程度で、代表的な CCD の出力感度は $0.6 \mu\text{V}/\text{electron}$ です。ほとんどの CCD の飽和出力電圧は 1 V 程度です (参考文献 16 参照)。

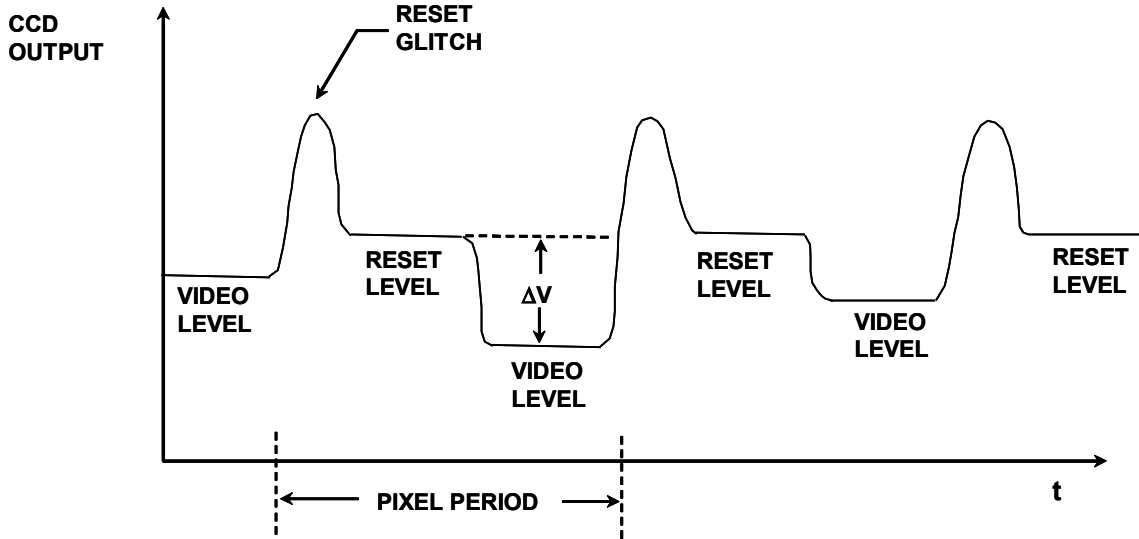


図 3.59: CCD の出力波形

CCD は一般に MOS プロセスで作られるので、オンチップ・シグナル・コンディショニングの能力に制約があります。したがって CCD 出力は、通常、外部コンディショニング回路によって処理されます。

CCD 出力電圧は小さく、ほとんどの場合はノイズに埋もれています。最大のノイズ源は、FET リセット・スイッチの抵抗の熱雑音です。このノイズの標準的な値は $100 \sim 300 \text{ electron rms}$ です (約 $60 \sim 180 \text{ mV}_{\text{rms}}$)。このノイズは CCD 出力レベルのサンプル間変動として発生し、所定のピクセル周期内では、リセット・レベルとビデオ・レベルの両方に共通です。このノイズの影響を軽減するために、**相関ダブル・サンプリング** (CDS) と呼ばれる手法がよく使われます。CDS 手法を実装した 2 つの回路の例を図 3.60 に示します。上の回路では、CCD 出力が両方の SHA を駆動します。リセット期間終了時には、SHA1 がリセット電圧レベルを保持します。ビデオ期間終了時は、SHA2 がビデオ・レベルを保持します。2 つの SHA 出力は差動アンプに加えられ、そこで一方から他方の値が引かれます。この方式では両方の SHA 出力が安定している時間が短く、両出力の差が ΔV を表すので、差動アンプは迅速にセトリングしなければなりません。

もう 1 つの配置を図 3.58 の下側に示します。この配置では、3 つの SHA を使用して、より高速の動作を実現したり、差動アンプのセトリングに、より多くの時間をかけたりできるようにしています。この回路では、SHA2 と SHA3 への入力に同時にビデオ・レベルが生じるように、SHA1 がリセット・レベルを保持します。ビデオ・クロックを SHA2 と SHA3 に同時に加えると、SHA2 への入力のリセット・レベルになり、SHA3 への入力がビデオ・レベルになります。

この配置は、差動アンプのピクセル周期全体 (SHA2 および SHA3 のアキュイジション時間より短い) をセトリングさせることを可能にします。

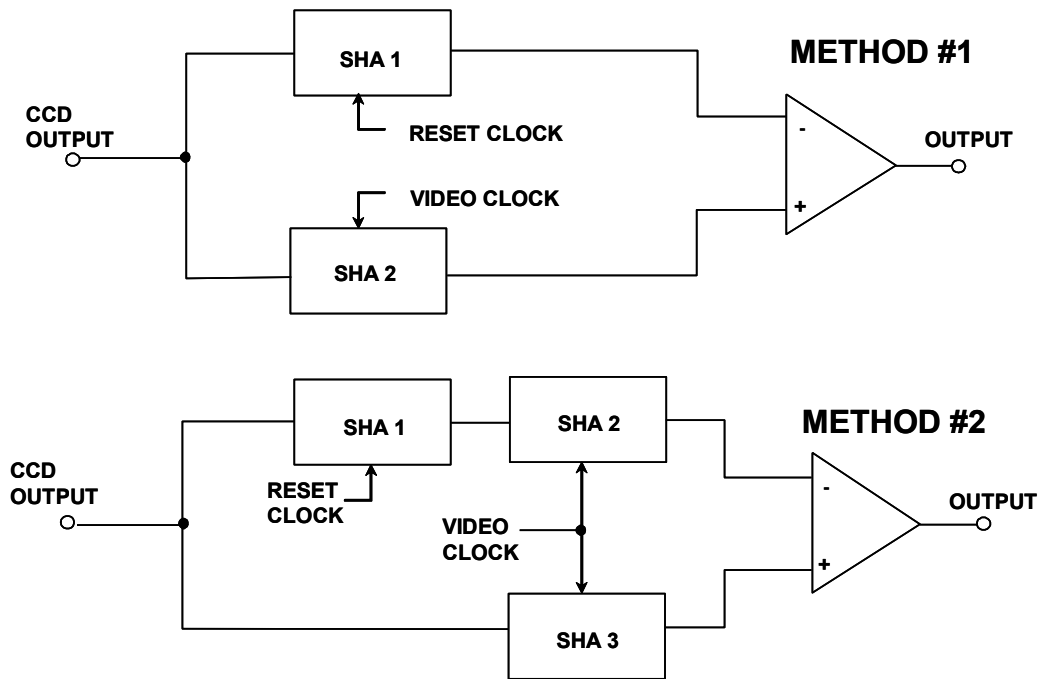


図 3.60: 相関ダブル・サンプリング (CDS)

参考文献:

1. Walt Kester, Editor, **1992 Amplifier Applications Guide**, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
2. Walt Kester, Editor, **System Applications Guide**, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
3. **Optoelectronics Data Book**, EG&G Vactec, St. Louis, MO, 1990.
4. Silicon Detector Corporation, Camarillo, CA, Part Number SD-020-12-001 Data Sheet.
5. **Photodiode 1991 Catalog**, Hamamatsu Photonics, Bridgewater, NJ
6. Ralph Morrison, **Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, Third Edition**, John Wiley, Inc., 1986.
7. Henry W. Ott, **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Second Edition**, John Wiley, Inc., 1988.
8. *An Introduction to the Imaging CCD Array*, Technical Note 82W-4022, Tektronix, Inc., Beaverton, OR., 1987.
9. **Handbook of Chemistry and Physics**, CRC.

3.4: ブリッジの基礎

ブリッジの基礎

この項では、基本的なブリッジ回路の概念について解説します。これらの概念についての理解を深めるには、第 1 章に示した高精度オペアンプに関する説明を合わせて参照する必要があります。読者が、高精度オペアンプ・アプリケーションの設計に関する各種の事項をすでに理解している場合は、ここに示す各項を順番に読み進めることができます。

抵抗素子は、最も一般的なセンサーに分類できます。これらの素子は安価で、比較的容易にシグナル・コンディショニング回路に接続することができます。抵抗素子は、温度、（圧力や曲げなどによる）歪み、あるいは光の影響を受けやすい傾向があります。これらの基本的な素子を使って、流体や質量流（2つの補正済み抵抗間の温度差を検出することにより求める）、露点湿度（2つの異なる温度点を測定することにより求める）といった、多くの複雑な物理現象を測定することができます。

◆ Strain Gages	120Ω, 350Ω, 3500Ω
◆ Weigh-Scale Load Cells	350Ω - 3500Ω
◆ Pressure Sensors	350Ω - 3500Ω
◆ Relative Humidity	100kΩ - 10MΩ
◆ Resistance Temperature Devices (RTDs)	100Ω, 1000Ω
◆ Thermistors	100Ω - 10MΩ

図 3.61: 広いダイナミック・レンジを備えたブリッジ回路用センサー抵抗

センサー素子の抵抗値は、センサーの構造と測定対象の物理環境に応じて、100 Ω 未満から数百 kΩ までの範囲にわたることがあります。各種アプリケーションにおける広範なセンサーの抵抗値を図 3.59 に示します。例えば、RTD は通常、100 Ω または 1000 Ω です。また、サーミスタは 3500 Ω 以上のものが一般的です。

RTD やストレイン・ゲージなどの抵抗センサーの場合、温度や力といった物理変数の変化に対する抵抗の変化率は、比較的小さい値です。例えば、白金 RTD の温度係数は約 0.385 %/°C です。したがって、100 Ω の RTD を使用する場合、温度を 1 °C の単位まで正確に測定するには、全体的な測定精度が 0.385 Ω よりはるかに良くなってはなりません。

ストレイン・ゲージには測定上の大きな課題があります。これは、ストレイン・ゲージの全動作範囲に対する標準的な抵抗値の変化量が、公称抵抗値の 1 % に満たないためです。

したがって、抵抗センサーを使用する場合は、小さい抵抗変化を正確に測定することが非常に重要です。抵抗値を測定する簡単な方法は、抵抗センサーに一定電流を強制的に流して、電圧出力を測定することです。これには、正確な電流源と正確な電圧測定手段の両方が必要です。電流の変化は、抵抗の変化として解釈されます。さらに、自己発熱による誤差が生じないように、抵抗センサーの消費電力が小さく、なおかつメーカーの推奨に従ったものでなければなりません。結果として駆動電流が小さくならないので、この方法の分解能は制限される傾向にあります。

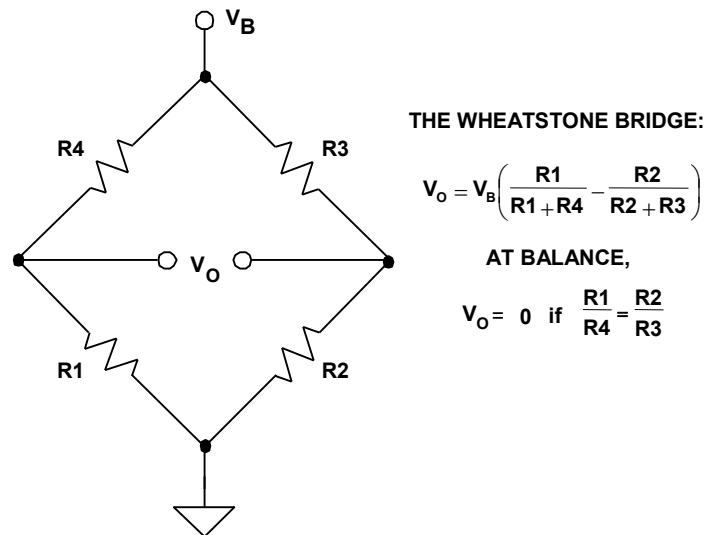


図 3.62: 両辺の抵抗比が一致すると基本的なホイートストン・ブリッジの出力はヌルになる

図 3.60 に示す抵抗ブリッジは、小さい抵抗変化を正確に測定するための有効な方法を提供します。これは基本的なホイートストン・ブリッジであり（実際は 1833 年に S. H. Christie が開発）、その代表的な例でもあります。これは、四角形に接続された 4 個の抵抗、一方の対角に接続された電源電圧 V_B （あるいは電流）、およびもう一方の対角に接続された電圧検出器で構成されています。検出器は、電源電圧 V_B に接続された 2 つの分圧器出力間の差を測定します。図には、ブリッジ出力 V_O の一般的な形態が示されています。

このようなブリッジを動作させる主な方法は 2 つあります。1 つはヌル検出器として動作させる方法で、この場合ブリッジは、同様の標準抵抗と比較することによって間接的に抵抗を測定します。あるいは、比例電圧出力の形で抵抗差を直接示すデバイスとして使用することもできます。

$R1/R4 = R2/R3$ の場合、励起モード（電流または電圧、あるいは AC または DC）、励起の大きさ、指示値のモード（電流または電圧）、もしくは検出器のインピーダンスに関わらず、この抵抗ブリッジはヌルであると言えます。

したがって、 R_2/R_3 の比が K に固定されている場合は、 $R_1 = K \cdot R_4$ の時にヌルとなります。 R_1 が未知で R_4 が正確に定められた可変抵抗である場合は、出力ヌルの状態になるまで R_4 を調整することによって、 R_1 の大きさを求めることができます。逆に、センサー・タイプ測定では R_4 を固定リファレンスとすることができ、この場合は、外部変数（歪みや温度など）の大きさが $R_1 = K \cdot R_4$ を満たす時にヌル状態となります。

ヌル測定は、主に電子機械的素子や人的要素を伴う帰還システムに使われます。これらのシステムは、測定するパラメータに影響を与えることによって、能動素子（ストレイン・ゲージ、RTD、サーミスタなど）が強制的にブリッジのバランスをとるようにします。

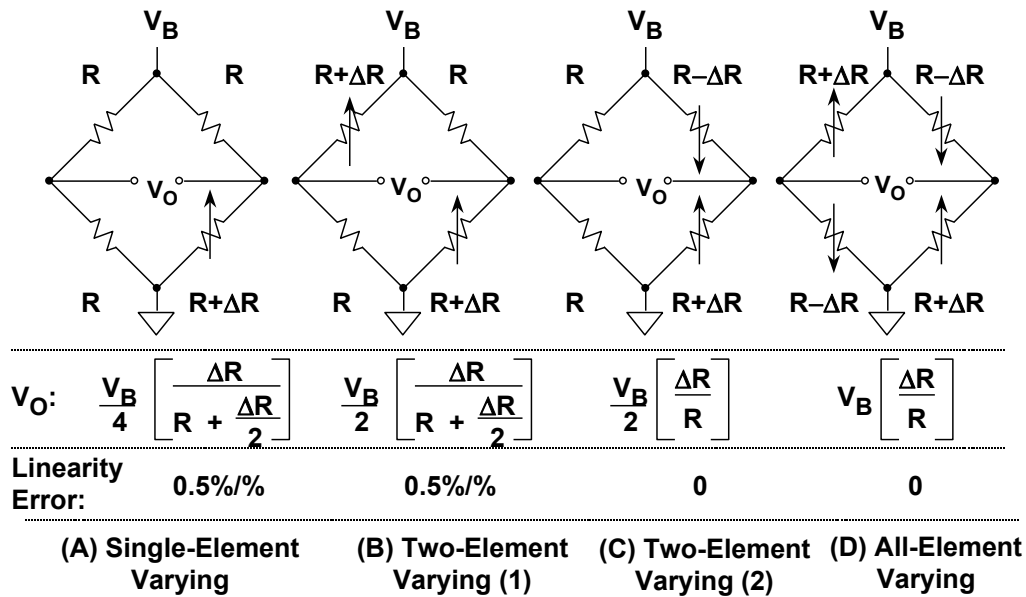


図 3.63: 一定電圧駆動ブリッジ構成の出力電圧の感度と直線性は、能動素子の数によって異なる

しかし、ブリッジを採用するセンサー・アプリケーションの多くでは、ブリッジ内の 1 つまたは複数の抵抗の初期値からのずれが、被測定変数の大きさ（あるいは変化）を示す値として測定されます。これらの場合は、出力電圧変化が抵抗の変化を示します。一般的に抵抗の変化は非常に小さいので、励起電圧が $V_B = 10 \text{ V}$ （ロードセル・アプリケーションにおける標準的な値）であっても、出力電圧の変化は数十ミリボルト程度です。

多くのブリッジ・アプリケーションでは、可変素子が 1 つだけということはありません、2 つあるのが普通です。あるいは、4 つすべてが可変という場合もあります。上の図 3.61 には、センサー・アプリケーションに最も適した 4 つの電圧駆動ブリッジが示されています。これら 4 つのケースでは、 V_O を表すそれぞれの式が、ブリッジの出力電圧を、励起電圧とブリッジの抵抗値に関係付けます。いずれのケースも、一定電圧 V_B で駆動することを前提としています。ブリッジ出力は常に V_B に正比例するので、測定精度が励起電圧の精度を上回ることはありません。

それぞれのケースにおいて、固定ブリッジ抵抗「R」の値は可変抵抗の公称値に等しくなるように選ばれます。可変抵抗の公称値からの変動は、歪み（ストレイン・ゲージの場合）や温度（RTD の場合）といった被測定量に比例することが前提です。

ブリッジの感度は、出力電圧の最大予想変化量と励起電圧の比です。例えば、 $V_B = 10\text{ V}$ でブリッジのフルスケール出力が 10 mV の場合、感度は 1 mV/V です。図 3.61 の場合、感度は左から右へ向かって、あるいは可変素子の数が増えるに従って向上すると言えます。

図 3.61A の 1 素子可変ブリッジは、RTD またはサーミスタを使用する温度検出に最も適しています。この構成は 1 抵抗ストレイン・ゲージにも使われます。すべての抵抗は同じ公称値ですが、そのうちの 1 つ（センサー）は ΔR だけ変化します。式が示すように、ブリッジ出力と ΔR の関係は線形ではありません。例えば、 $R = 100\ \Omega$ で $\Delta R = 0.1$ （0.1% の抵抗値変化）の場合、 $V_B = 10\text{ V}$ に対するブリッジの出力は 2.49875 mV です。誤差は、 $2.50000\text{ mV} - 2.49875\text{ mV}$ 、つまり 0.00125 mV です。これを 2.5 mV で割ってフルスケールの % に変換すると、% で表したエンドポイント直線性誤差が得られます。その値は約 0.05% です（ブリッジのエンドポイント直線性誤差は、原点と FS 時のエンドポイントを結んだ直線からのずれを % FS で表したワースト誤差として計算されます。つまり、FS ゲイン誤差は含まれません）。 $\Delta R = 1\ \Omega$ （抵抗値の 1% の変化）の場合のブリッジ出力は 24.8756 mV で、これは約 0.5% のエンドポイント直線性誤差を表します。1 素子ブリッジのエンドポイント直線性誤差は、次のような形の式で表されます。

$$1 \text{ 素子可変ブリッジエンドポイント直線性誤差} \approx \text{抵抗の変化率} (\%) \div 2$$

上記の非直線性はブリッジ自体の非直線性であって、センサーの非直線性ではないという点に注意する必要があります。実際にはほとんどのセンサーが、仕様に規定された一定量の非直線性を内包しているので、最終的な測定にはこれを考慮する必要があります。

一部のアプリケーションでは、上に述べたブリッジの非直線性を許容できる場合があります。しかし、許容できない場合でも、ブリッジを直線化するためのさまざまな方法があります。ブリッジの抵抗変化とその出力の間には固定された関係があるので（式を参照）、デジタル・システムの直線性誤差はソフトウェアを使用して除去することができます。また、回路技術を使用してブリッジ出力を直接直線化することもできます。これらの技術について、以下で簡単に説明します。

2 素子可変ブリッジの場合は、考慮すべきケースが 2 つあります。ケース 1（図 3.61B）では、対辺にある素子の両方が同じ方向に変化します。一例として、2 つの同じストレイン・ゲージの軸を平行にして、互いに隣接させて取り付けられた場合が挙げられます。

このケースの非直線性は $0.5\%/\%$ で、図 3.61A の 1 素子可変ブリッジの場合と同じです。しかし興味深いことに、その感度は 1 素子可変セットアップの場合の 2 倍に向上します。2 素子可変ブリッジは、圧力センサーや流量計システムに多く見られます。

2素子可変ブリッジのもう1つのケース（ケース2）は、図3.61Cに示されたものです。このブリッジには、**反対方向に変化する2つの等しい素子**が必要です。これは2つの同じストレイン・ゲージに相当します。可撓面の**上側に1つを取り付け、下側にもう1つを取り付け**ます。この構成はこれで線形となり、2素子可変のケース1同様、感度は図3.61Aに示す構成の**2倍に向上**します。この構成のもう1つの見方は、 $R+\Delta R$ 項と $R-\Delta R$ 項が線形ポテンシオメータの2つの部分を構成していると考えられます。

図3.61Dの**全素子可変ブリッジ**は、与えられた抵抗変化に対するほとんどの信号を生成し、本質的に線形です。また、4つの同じストレイン・ゲージで作られたロードセルの、業界標準構成でもあります。したがって、この構成が最も一般的なブリッジ構成の1つとして使われていることもうなずけます。

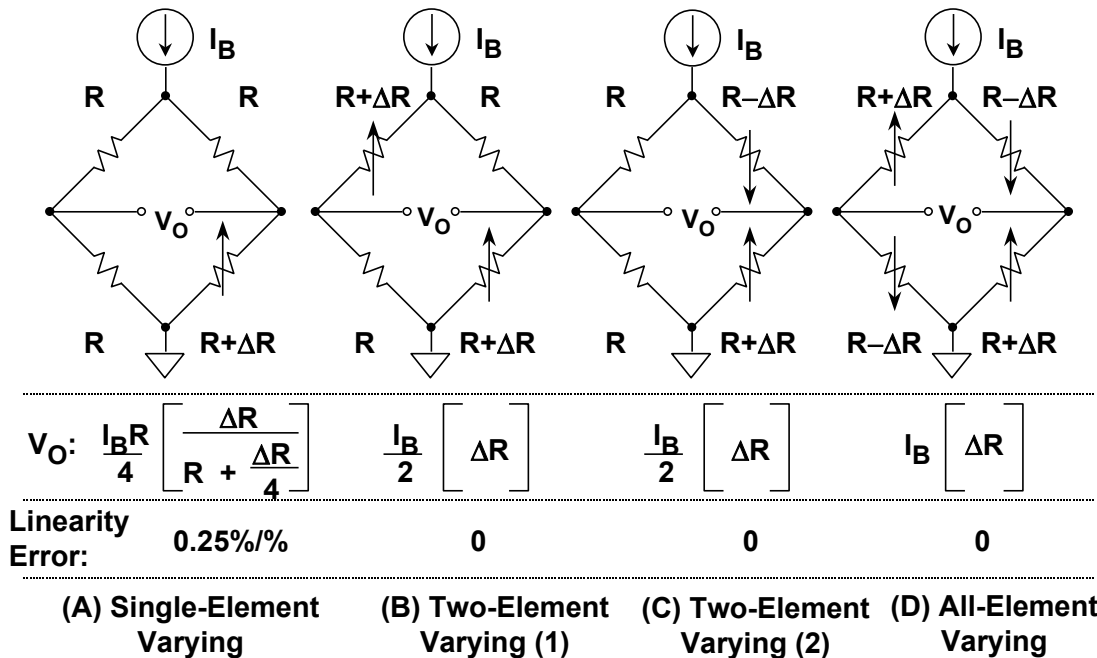


図 3.64: 一定電流駆動ブリッジ構成の出力電圧の感度と直線性も、能動素子の数によって異なる

ブリッジは、それぞれ1個、2個、2個、および4個の能動素子に対応する図3.62の各構成に示すように、定電流源で駆動することもできます。電圧駆動ブリッジの場合同様、アナログ出力の式が感度とともに示されています。

電流駆動は電圧駆動ほど一般的ではありませんが、ブリッジが励起源から離れたところに置かれている場合に有利です。利点の1つは、配線抵抗が測定誤差を発生させないことであり、もう1つは、配線がシンプルでコストがかからない点です。また、定電流励起では、図3.62Aの1素子可変の構成を除いて、すべてのブリッジ構成が線形になる点にも注意が必要です。

要するに、ブリッジ回路に関しては、下の図3.63に示すように設計上の課題が数多くあります。基本的な構成を選択した後は、励起方法を決定する必要があります。

励起電圧または励起電流の値は感度に直接影響するので、まずこれを決定しなければなりません。フルスケールのブリッジ出力は、励起電圧（または電流）に正比例するという点に留意してください。標準的なブリッジ感度は $1 \text{ mV/V} \sim 10 \text{ mV/V}$ です。

励起電圧を大きくすればそれに比例してフルスケール出力電圧も大きくなりますが、ブリッジの消費電力も大きくなり、結果として、センサー抵抗の自己発熱誤差が生じる可能性が高くなります。これに対し、励起電圧の値が小さい場合はコンディショニング回路のゲインを大きくする必要があり、ノイズやオフセット電圧といった低レベル誤差の影響も受けやすくなります。

- ◆ **Selecting Configuration (1, 2, 4 - Element Varying)**
- ◆ **Selection of Voltage or Current Excitation**
- ◆ **Ratiometric Operation**
- ◆ **Stability of Excitation Voltage or Current**
- ◆ **Bridge Sensitivity: FS Output / Excitation Voltage**
 $1 \text{ mV} / \text{V}$ to $10 \text{ mV} / \text{V}$ Typical
- ◆ **Fullscale Bridge Outputs: 10mV - 100mV Typical**
- ◆ **Precision, Low Noise Amplification / Conditioning**
Techniques Required
- ◆ **Linearization Techniques May Be Required**
- ◆ **Remote Sensors Present Challenges**

図 3.65: ブリッジに関する検討事項の数が設計の選択に影響

出力の式の V_B 項と I_B 項から明らかなように、その絶対レベルに関わらず、励起電圧または電流の安定性は、ブリッジ出力の全体精度に直接影響します。したがって、最大限の精度を確保するには、安定したリファレンスまたはレシオメトリックな駆動方法、もしくはその両方が求められます。

ここで、「レシオメトリック」とは、電圧駆動ブリッジのブリッジ駆動電圧（電流駆動ブリッジの場合は電流に比例した電圧）を、増幅されたブリッジ出力電圧をデジタル化する ADC へのリファレンス入力として使用することを言います。このように、励起電圧の絶対精度と安定性は 2 次誤差になります。以下の例にこの点を詳しく示します。

ブリッジ出力の増幅と直線化

1 素子可変ブリッジの出力は、図 3.64 のように接続した 1 個の高精度オペアンプで増幅できます。この回路は比較的シンプルなので魅力的な選択肢ですが、残念ながら全体的精度が劣ります。そのゲイン予測可能性と精度が芳しくない上に、 R_F とオペアンプのバイアス電流による負荷のために、ブリッジのバランスが崩れてしまいます。 R_F 抵抗は、最大限の同相ノイズ除去 (CMR) を実現するために、慎重に選択してマッチングを行う必要があります。また、最大限の CMR を実現する一方で、異なるゲイン・オプションを選択できるようにすることは困難です。ゲインはブリッジ抵抗と R_F に依存します。さらに、構成がブリッジの本質的な非線形性に影響することはないので、出力は非線形です。以上からして、高精度アプリケーションにこの回路を使用することは推奨できません。

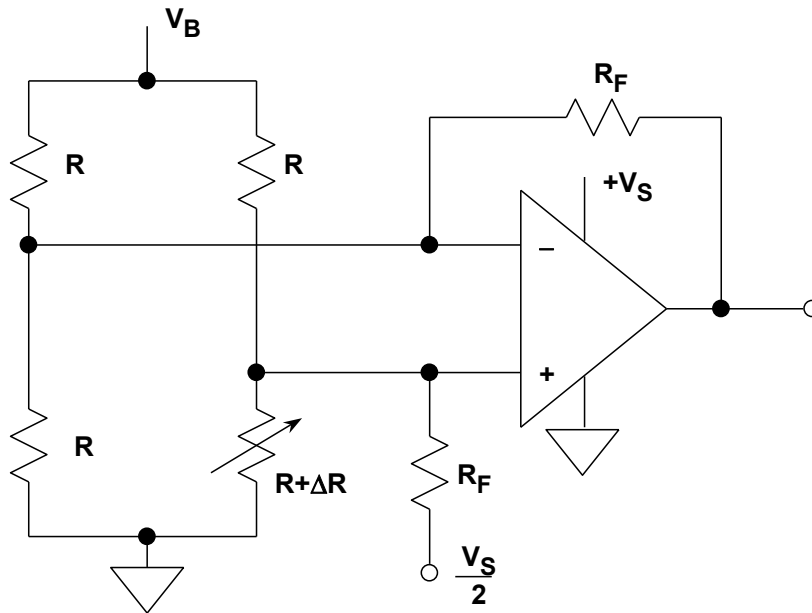


図 3.66: 1 個のオペアンプをブリッジ・アンプとして使用

しかし、この回路の長所は、オペアンプを 1 個使用すれば単電源動作が可能なことです。 $V_S/2$ を基準としたバイポーラ・オペアンプ出力シングで正負両方の ΔR 値に対応できるように、非反転入力に接続された R_F 抵抗は (グラウンドではなく) $V_S/2$ に戻すことに注意してください。

これよりはるかに良い方法は、図 3.65 に示すように、必要なゲインを得るために計装アンプを使用することです。この効率的な回路は、より高いゲイン精度を提供します。通常、この場合は 1 個の抵抗 (R_G) を使って計装アンプのゲインを設定します。このアンプはブリッジ・ノードに 2 つの高インピーダンス負荷を提供するので、ブリッジの均衡を崩したり負荷を発生させたりすることはありません。ゲインが 10 ~ 1000 の最新計装アンプ・デバイスを使用することで、この回路により、優れた同相ノイズ除去とゲイン精度を実現することができます。

ただし、ブリッジの本質的な特性のために、出力はやはり非線形です (式を参照)。すでに述べたように、これはソフトウェアで補正することができます (計装アンプ出力は A/D コンバータを使ってデジタル化され、マイクロコントローラまたはマイクロプロセッサで処理されるものとします)。

計装アンプは、図に示すようなデュアル電源か、あるいは正の単電源で動作させることができます。図では、これは $-V_S = 0$ に相当します。この種のすべてのブリッジ回路は計装アンプ入力を $V_B/2$ にバイアスしますが、一般に、これはアンプのバイアス要件に見合った電圧範囲なので、前記の事実は大きな利点です。AD623、AD627 といった AD620 ファミリーの計装アンプは、ゲインおよび入力/出力電圧スイングに関する制限事項が守られる限り、単電源（またはデュアル電源）ブリッジ・アプリケーションに使用することができます。

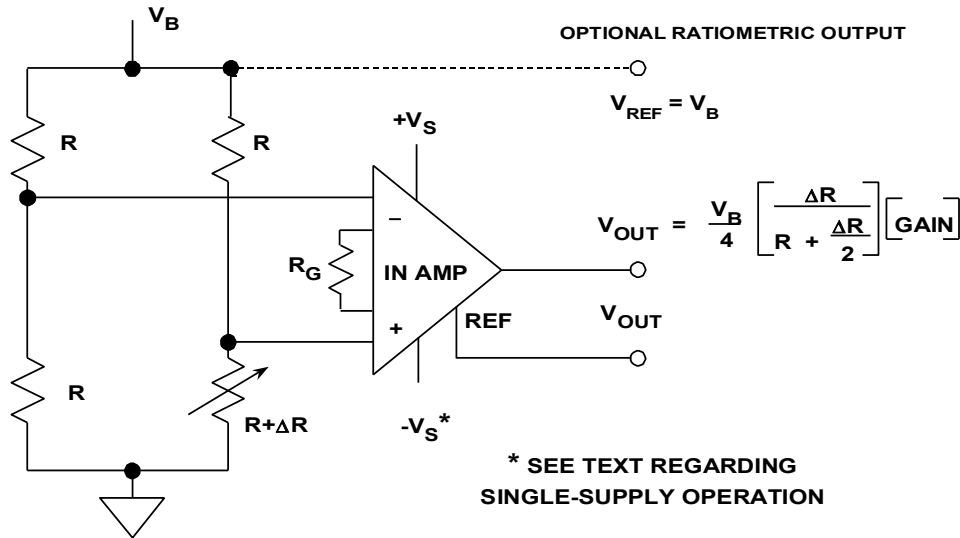


図 3.67: 一般的にブリッジの増幅用として好まれる方法は、安定したゲインと高い CMR のために計装アンプの使用です

この例に示すブリッジは、電圧 V_B による電圧駆動です。この電圧は必要に応じて ADC リファレンス電圧として使用することができ、その場合は追加出力 V_{REF} にもなります。

ブリッジ出力の線形化にはさまざまな手法を使用できますが、（前に述べた）ブリッジの式の直線性と、検出する現象に対するセンサー応答の直線性を区別することが重要です。例えば、能動センサー素子が RTD の場合、測定を行うために使用するブリッジの直線性は十分に妥当な範囲ですが、RTD デバイスが本質的に非線形なので、出力は依然として非線形のままです。ブリッジを採用するセンサーのメーカーは、ブリッジ内の抵抗スイングを小さく保つ、ブリッジの能動素子に補完的な非線形応答を組み込む、1 次補正で抵抗による微調整を行うといった方法を含め、さまざまな方法で非直線性の問題に対応しています。以下に示す例で対応しているのは、（ブリッジ内のセンサー素子ではなく）ブリッジ構成自体の直線性誤差です。

図 3.66 は 1 素子可変能動ブリッジ回路で、この場合はオペアンプが強制的にブリッジのヌル状態を作り出します。この 1 素子可変回路ではオペアンプの帰還抵抗だけが可変で、残り 3 個の抵抗は固定です。

ここで使われているように、オペアンプ出力は、バッファされたグラウンド基準の低インピーダンス出力をブリッジ測定用に提供し、オペアンプ入力での $V_B/2$ CM ブリッジ成分を効果的に抑制します。

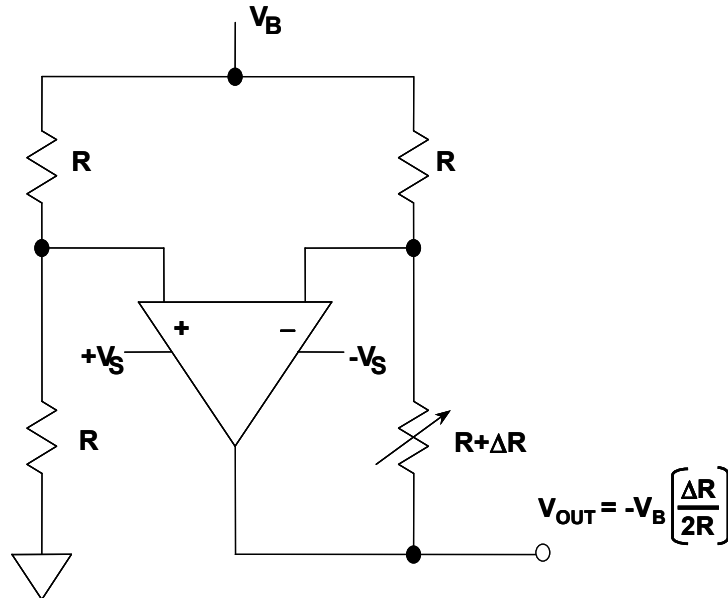


図 3.68: 1 素子可変ブリッジの直線化（方法 1）

この回路は、可変抵抗が接続される辺に直列に電圧を加えることによって機能します。この電圧は、可変素子にかかる増加電圧と大きさが同じで極性が反対であり、 ΔR に対して線形です。図から分かるように、値が「R」の 3 個の固定抵抗とオペアンプは、可変抵抗を流れる定電流を駆動するように動作します。これが、直線化された出力を生成する基本的なメカニズムです。

標準的な 1 素子可変ブリッジ（図 3.62A）に対し、この能動ブリッジの感度ゲインは 2 です。鍵となる点は、 ΔR の値が大きくても、ブリッジの増加抵抗／電圧出力が線形になることです。しかし、出力信号はやはり比較的小さいままなので、通常は、このブリッジの後にもう 1 つアンプを接続する必要があります。また、この回路に使用するオペアンプはデュアル電源とする必要がある、という点にも注意してください。これは、 ΔR が正の状態では、その出力を負にしなければならないからです。

1 素子可変ブリッジを直線化するためのもう 1 つの回路を、図 3.67 に示します。このブリッジのトップ・ノードは、電圧 V_B で励起されます。ブリッジの下側は、可変抵抗素子 $R + \Delta R$ に流れる電流を一定値 V_B/R に保つ左側のオペアンプによって、補完的な方法で駆動されます。図 3.66 の回路同様、1 素子可変抵抗を一定電流で駆動することで、直線性を改善することができます。また、ブリッジ左側のセンター・ノードがオペアンプのグラウンド基準になっているという事実によって、この構成は CM 電圧を効果的に抑制します。これには、オペアンプの選択基準がいくぶん緩和されるという利点があります。もちろん、高ゲイン、低オフセット／ノイズ、高安定性といった性能パラメータが依然として重要であることは、言うまでもありません。

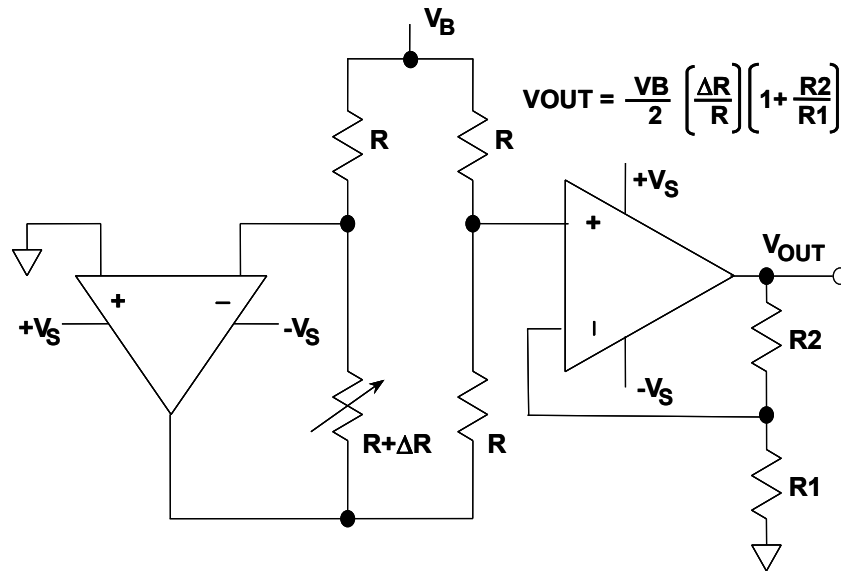


図 3.69: 1 素子可変ブリッジの直線化 (方法 2)

出力信号はブリッジの右辺から取られ、非反転ゲイン段として接続された、もう 1 つのオペアンプによって増幅されます。2 つめのオペアンプがあることでスケージングの自由度が高くなるので、非常に柔軟な構成が可能です。最終的な出力は線形で、ブリッジ出力換算感度も図 3.66 の 1 素子可変回路と同等です。

図 3.67 の回路には、デュアル電源で動作するオペアンプが 2 個必要です。さらに、全体的なゲインを正確かつ安定したものとするには、R1 と R2 の抵抗ペアが、正確に比率を合わせた安定したタイプのものでなければなりません。この回路は、AD708、OP2177、あるいは OP213 といったデュアル高精度オペアンプを使用して、実用的な回路とすることができます。

電圧駆動の 2 素子可変ブリッジを直線化するための類似回路は、図 3.67 の基本回路から直接改造することができます。図 3.68 に示すこの形態の回路は、 V_B とオペアンプの (+) 入力との間の抵抗も可変（つまり、対辺にある両方の $R + \Delta R$ 抵抗が同様に可変）になっている点を除いて、前に示した 1 素子可変のケースと同じです。

加える電圧 V_B が同じ場合、この形態の回路の感度は 2 倍になることが、出力の式から明らかです。この場合もデュアル電源のオペアンプが必要で、ゲインを大きくする必要もあります。

図 3.70 に示す 2 素子可変ブリッジ回路は、オペアンプ、検出抵抗、電圧リファレンスを 1 個ずつ使用して、それらを検出ブリッジを含む帰還ループ内に組み込んでいます。このループの最終的な効果は、ブリッジに流れる電流を一定値 ($I_B = V_{REF}/R_{SENSE}$) に維持することです。ブリッジの各辺を流れる電流は抵抗の変化に伴って一定 ($I_B/2$) に維持されるので、出力は ΔR の線形関数になります。計装アンプはゲインを追加します。

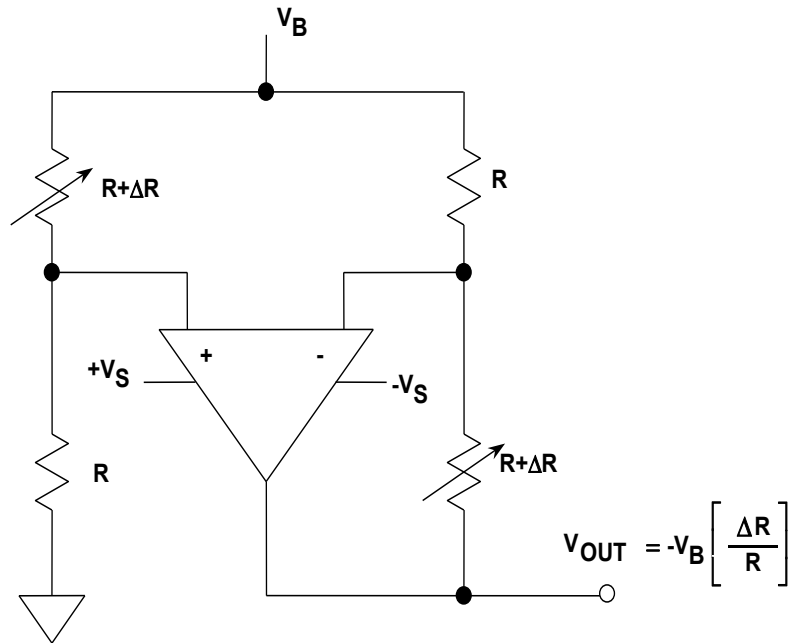


図 3.70: 2 素子可変電圧駆動ブリッジの直線化 (方法 1)

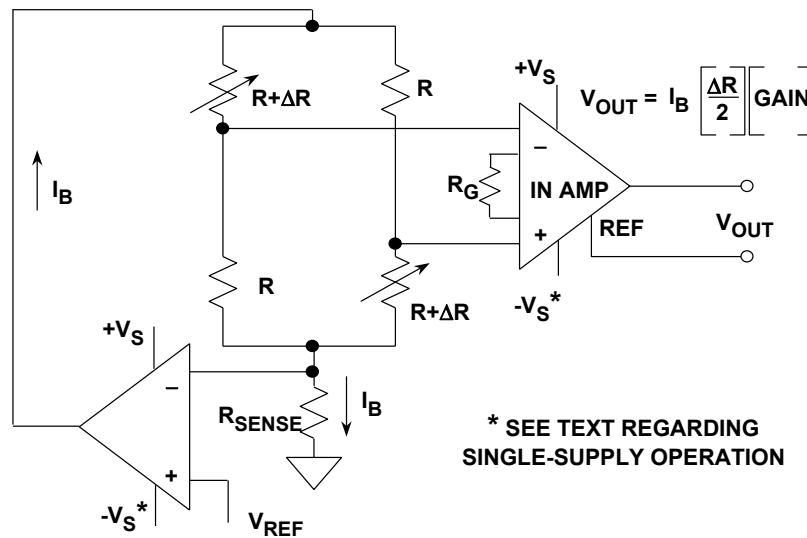


図 3.72: 2 素子可変電流駆動ブリッジの直線化 (方法 2)

この回路は、適切な振幅と信号レベルを選択することにより、単電源で動作させることができます。ADC をレシオメトリックに動作させたい場合は、 V_{REF} 電圧を使って ADC を駆動することができます。

リモート・ブリッジの駆動

ブリッジを離れた位置に置く場合の最大の問題が、配線抵抗とノイズ・ピックアップです。図 3.71 に、長さ 100 フィート、30 ゲージの銅製ツイスト・ペア線によってブリッジ回路の残り部分に接続した 350 Ω のストレイン・ゲージを示します。配線抵抗は 25 °C で 0.105 Ω/ft、あるいは 100 フィートあたり 10.5 Ω です。したがって、350 Ω のストレイン・ゲージと直列に接続されたリード線の合計抵抗は、21 Ω です。銅線の温度係数は 0.385 %/°C です。ここでは、ケーブルの温度が +10 °C 上昇した場合のブリッジ出力のゲインとオフセット誤差を計算します。ブリッジの出力電圧は、それぞれが +10 V の電源で駆動される 2 つの分圧器の単純な出力差なので、これらの計算は容易です。

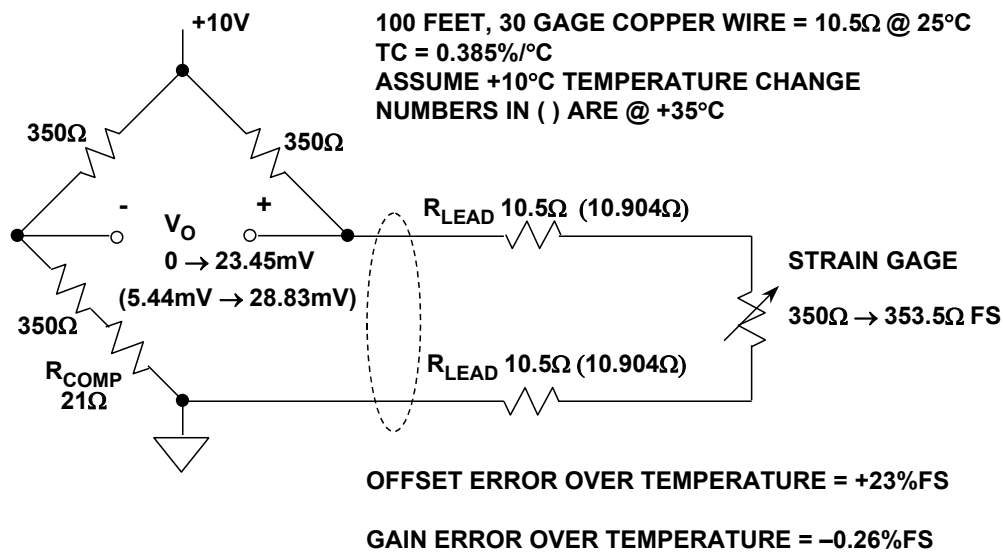


図 3.73: リモート・ブリッジ・センサーの誤差に関する配線抵抗

公称値 350 Ω を超えるストレイン・ゲージ抵抗のフルスケール変動（変形に伴うもの）は +1 %（+3.5 Ω）で、これは、+23.45 mV のブリッジ出力電圧を発生させるフルスケール・ストレイン・ゲージ抵抗 353.5 Ω に対応する値です。追加された 21 Ω の R_{COMP} 抵抗は、ストレイン・ゲージ抵抗が 350 Ω の場合に、配線抵抗を補償してブリッジのバランスを取ります。R_{COMP} がないと、ブリッジには、350 Ω の公称ストレイン・ゲージ抵抗に対して 145.63 mV の出力オフセット電圧が生じます。このオフセットはソフトウェアを使用しても簡単に補償できますが、この例では R_{COMP} を使います。

ケーブル温度は、公称室温より +10 °C 高い値まで上昇するものとし、この場合、各リード線の合計抵抗値は +0.404 (10.5 Ω × 0.00385/°C × 10 °C) 増加します。注記：図に示すカッコ内の値は +35 °C における値です。合計追加リード線抵抗（リード線 2 本の合計）は +0.808 Ω です。歪みのない状態では、この追加リード線抵抗が、ブリッジ出力に +5.44 mV のオフセットを発生させます。フルスケールの歪みによるブリッジ出力は +28.83 mV です（歪みゼロの状態からの変化は +23.39 mV）。

したがって、温度の上昇によって生じるオフセット電圧誤差は +5.44 mV（フルスケールの +23 %）で、ゲイン誤差は -0.06 mV（23.39 mV - 23.45 mV）、つまりフルスケールの -0.26 %です。これらの誤差は 30 ゲージの配線だけによって発生するもので、ストレイン・ゲージ自体の温度係数誤差は含まれていないことに注意してください。

配線抵抗がブリッジ出力に及ぼす影響は、図 3.72 に示す 3 線式接続によって最小限に抑えることができます。ここでは、高インピーダンス・デバイスでブリッジ出力電圧を測定することに注意してください。したがって、検出用リード線に電流は流れません。検出用リード線は分圧器の電圧出力を測定します。上半分はブリッジ抵抗とリード線抵抗、下半分はストレイン・ゲージ抵抗とリード線抵抗です。したがって、公称検出電圧はリード線抵抗に関係しません。ストレイン・ゲージ抵抗がフルスケール（353.5 Ω）まで増加すると、ブリッジ出力は +24.15 mV まで増加します。

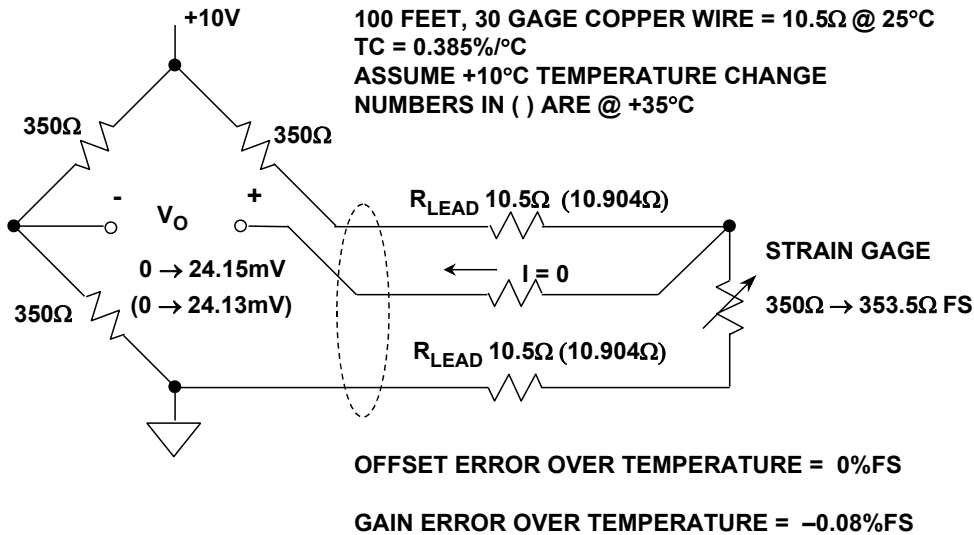


図 3.74: リモート・ブリッジの配線抵抗誤差を減少させる 3 線式センサー接続

温度が +35°C まで上昇すると、分圧器の各半分のリード線抵抗が +0.404 Ω 増加します。感度が少し低下するのでフルスケール・ブリッジ出力電圧は +24.13 mV に減少しますが、オフセット誤差はありません。したがって、+10°C の温度上昇によるゲイン誤差は -0.02 mV（フルスケールの -0.08 %）に過ぎません。これを、図 3.72 に示す 2 線式接続における +23 % のフルスケール・オフセット誤差および -0.26 % のゲイン誤差と比較してください。

この 3 線接続法は、1 素子可変ブリッジの 1 辺を構成する抵抗素子を、ブリッジ本体から離れた位置に置く場合に有効です。しかし、全素子可変ブリッジは、ロードセルのように 1 つの完全なアセンブリに組み込まれているのが普通です。これらのブリッジをコンディショニング・エレクトロニクスから離れた位置に置く場合は、精度を維持するために特別な手法を使う必要があります。

特に問題となるのは、ブリッジ励起電圧の精度と安定性を維持することです。ブリッジ出力は励起電圧に正比例し、励起電圧にドリフトがあると、それに対応して出力電圧にもドリフトが発生します。

このため、ほとんどの全素子可変ブリッジ（ロードセルなど）は、ブリッジ出力に 2 本のリード線、ブリッジ励起に 2 本のリード線、そして検出用に 2 本のリード線の 6 線式アセンブリになっています。これらの追加リード線によって実現される精度向上の利点を最大限に生かすため、下の図 3.73 に示すように、ケルビン検出あるいは 4 線検出と呼ばれる方法が使われます。

このセットアップでは、駆動電圧 V_B はブリッジに直接加えられず、代わりにブリッジの (+) 端子からの帰還ループ内に接続された、上側高精度オペアンプの入力に接続されます。リモート・ケーブルの +FORCE リード線抵抗で大きな電圧降下が予想されますが、オペアンプには +SENSE リード線を通る帰還パスがあるので、この電圧降下はオペ・アンプが自動的に補正します。最終的な効果は、リモート・ブリッジの上側ノードのレベルが V_B に正確に維持されることです（もちろん、使用するオペアンプの能力内において）。下側の高精度オペアンプについても同様で、ブリッジの (-) 端子を、オペアンプの入力グラウンド・リファレンスによって確立されるグラウンド・レベルに駆動します。この場合も、検出は -SENSE 端子で行うので、-FORCE リード線の電圧降下はあまり問題になりません。

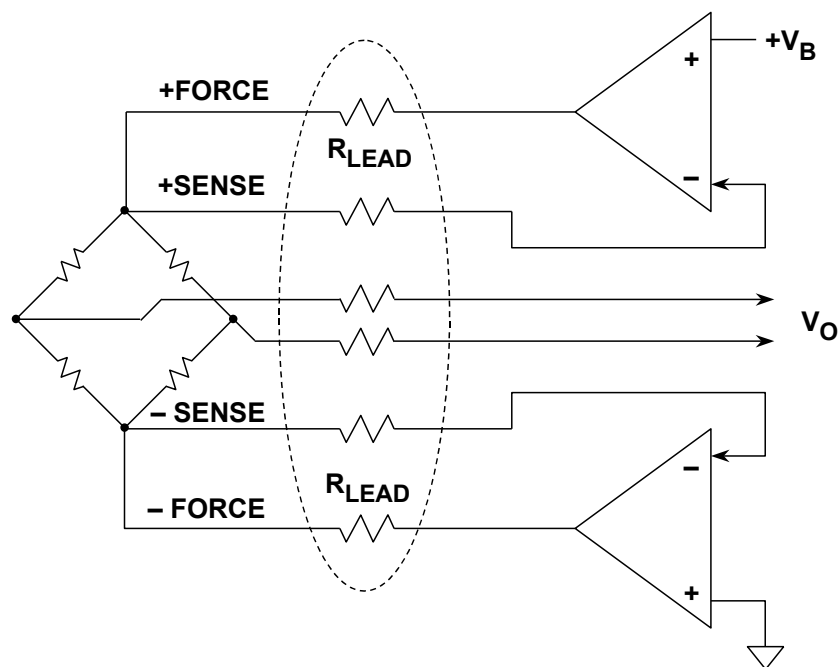


図 3.75: 6 線式電圧駆動ブリッジ接続と高精度オペアンプを使用するケルビン検出システムが、リード線抵抗による誤差を最小限に抑制

どちらのケースでも、検出ラインが高インピーダンスのオペアンプ入力に接続されているので、リード線抵抗での電圧降下により引き起こされたバイアス電流による誤差が最小限に抑えられます。オペアンプがリモート・ブリッジにおける必要励起電圧を維持して、(+) 検出リードと (-) 検出リードの間で測定される電圧を、常に V_B に保ちます。

注記 - 注意すべき点は、FORCE リードを駆動するとオペアンプ出力が負になるので、下側オペアンプはデュアル電源で動作させる必要があるということです。ブリッジ内の電流は比較的大きいので（約 30 mA）、この回路では、オペアンプ出力に電流バッファ段を設けることを推奨します。

ケルビン検出はブリッジ配線抵抗の電圧降下による誤差をなくしますが、基本的な駆動電圧 V_B はブリッジ出力電圧に直接影響するので、やはり高い安定性を備えていなければなりません。さらに、オペアンプは、低オフセット、低ドリフト、低ノイズでなければなりません。レシオメトリック動作は、 V_B を使って ADC リファレンス入力を駆動することにより、必要に応じて簡単に追加することができます。

下の図 3.74 に示す定電流励起法は、配線抵抗による測定精度への影響を最小限に抑えるための、もう 1 つの方法です。このシステムは、図中の式に示す比率の高精度電流 I をブリッジに流します。図 3.74 に示す回路の長所は、使用するアンプが 1 個だけであることです。

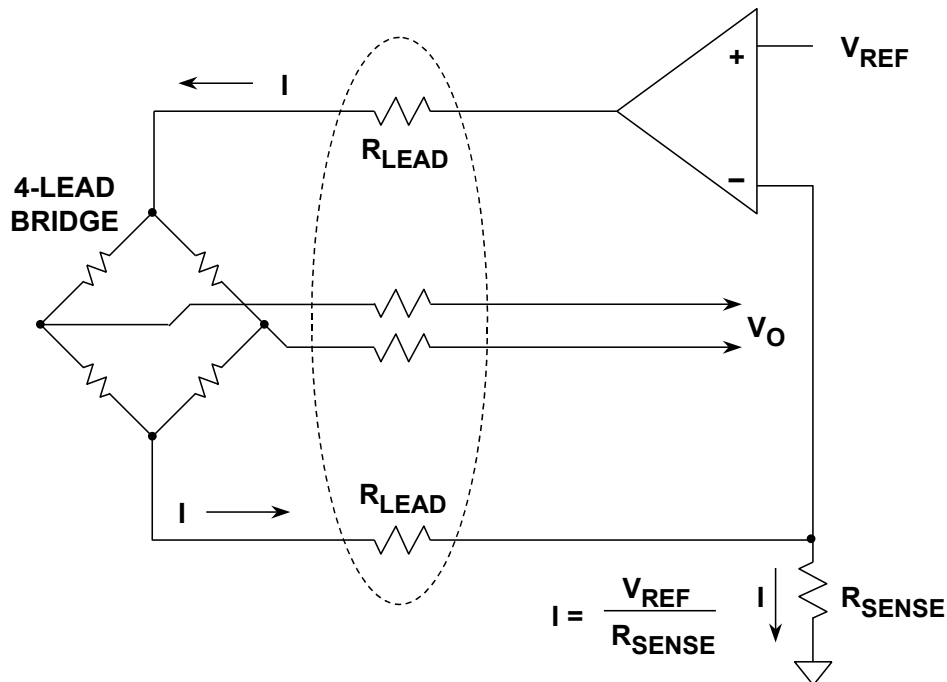


図 3.76: 4 線式電流駆動ブリッジ方式もワイヤ・リード抵抗による誤差を最小限に抑えるほか、配線も単純になる

しかし、全体的な精度には、リファレンスの精度、検出抵抗の精度、オペアンプの精度がすべて影響します。オペアンプに精度が必要なことは明らかですが、必ずしも明らかであるとは言えないことの 1 つに数えられるのが、（標準的な 350 Ω ブリッジにおいて） I が数 mA を超えた場合は十分な量の電流を供給する必要があるということです。このような場合も、やはりオペアンプの電流バッファリングを行うのが妥当です。

したがって、この回路で最大限の精度を実現するには、バッファ段を設けることが推奨されます。ブリッジ駆動は単方向なので、これは小型トランジスタと同様に単純な作業です。

システム・オフセットを最小限に抑制

20 mV のフルスケール・ブリッジ出力電圧に対する精度を 0.1 % 以下の値に維持するには、すべてのオフセット誤差の合計を 20 μ V 未満にする必要があります。その端的な例が寄生熱電対で、十分な注意を払わないと、寄生熱電対が重大な温度ドリフト誤差を発生させる恐れがあります。すべての異種金属接続は、1°C の温度差につき数マイクロボルトから数十マイクロボルトの電圧を発生させます。これは、熱電対に関わる基本的な事実であり、避けることのできない現象です。

しかし幸いなことに、ブリッジ測定システム内の信号接続は差動です。この事実は、寄生熱電対の影響を最小限に抑えるために利用することができます。

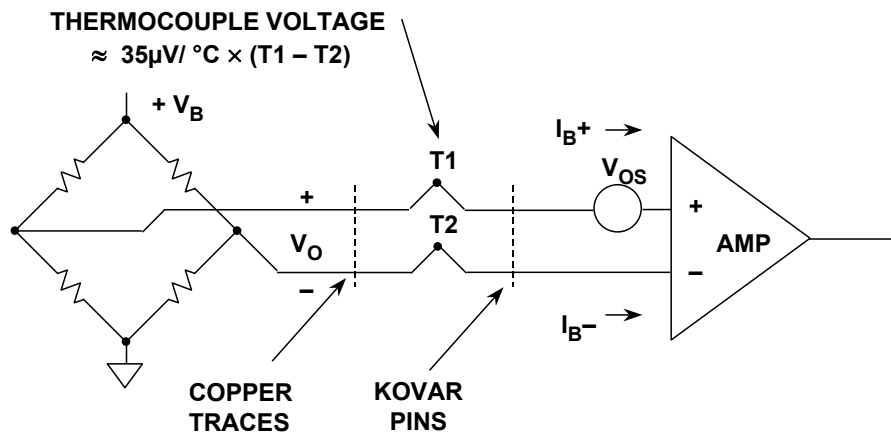


図 3.77: ブリッジ測定システム内の代表的なオフセット電圧源

システムに内在する、回避できないいくつかの代表的なオフセット誤差源を図 3.75 に示します。差動信号パス内では、実際に接点温度の異なる熱電対ペアだけが信号品質を低下させます。図は、銅のプリント回路基板トレースと IC アンプのコバルト製ピンの中に形成される代表的な寄生接点を示しています。

この熱電対電圧は、1°C の温度変化につき約 35 μ V です。パッケージと PC トレース間のこの熱電対電圧は、銅製リードフレームのプラスチック・パッケージを使用すると大幅に減少します（推奨）。どのようなパッケージを使用するかに関わらず、信号パスに沿ったすべての金属接続は、両側の金属の温度差が最小限になるように設計する必要があります。

さらに、アンプのオフセット電圧とバイアス電流もオフセット誤差の発生源となります。アンプのバイアス電流は、ソース・インピーダンスを通じて流れなければなりません。ソース抵抗やバイアス電流に不均衡があると、オフセット誤差が生じます。さらに、オフセット電圧とバイアス電流は温度の関数です。

AD707、OP177、あるいは OP1177 のような、高性能、低オフセット、低オフセット・ドリフト、低バイアス電流、低ノイズの高精度アンプが必要になります。場合によっては、AD8551/AD8552/AD8554 などのチョッパ安定化アンプが解決策となることもあります。

下の図 3.76 に示すような AC ブリッジ励起は、ブリッジ出力 V_O に直列に現れるオフセット電圧の影響を、効果的に除去することができます。

この概念は単純であり、以下のように説明できます。真のブリッジ出力電圧は、図に示すように 2 段階のシーケンス条件下で測定されます。最初の測定（上）では、 V_B の励起電圧を使いトップ・ノードでブリッジを駆動します。これにより、最初の測定出力 V_A が得られます。ここで V_A は、ブリッジの必要出力電圧 V_O と真のオフセット誤差電圧 E_{OS} の合計です。

2 回目の測定（下）ではブリッジ励起の極性が反転して、2 回目の測定 (V_B) が行われます。 V_A から V_B を引くと $2V_O$ が得られ、図に示した数式から分かるように、オフセット誤差項 E_{OS} は相殺されます。

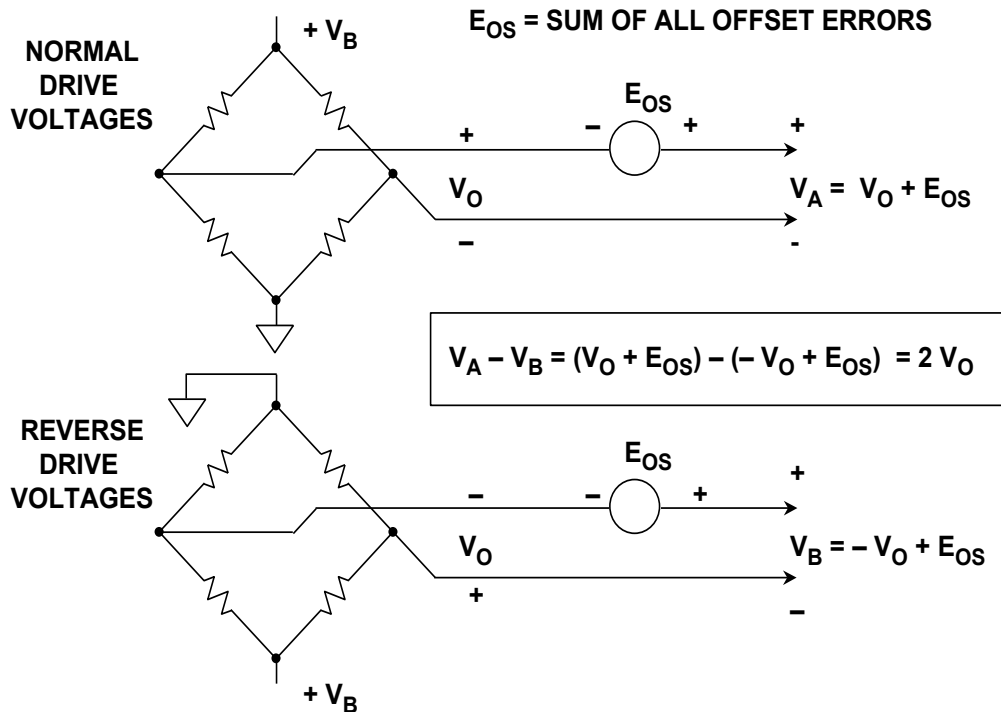


図 3.78: AC ブリッジ励起がシステム・オフセット電圧を最小限に抑制

この手法を完全に実現するには、AD7730（参考文献 5 参照）のような高精度の測定 ADC や、減算を行うマイクロコントローラが必要なことは明らかです。

レシオメトリックなリファレンスが必要な場合、ADC はリファレンス電圧の極性変化にも対応でき、なおかつその大きさを検出できなければならないことに注意してください。AD7730 はこの機能を備えています。

ブリッジ回路手法の非常に強力な組み合わせを図 3.77 に示します。これは高性能 ADC の一例です。図 3.77A は基本的な DC 駆動のレシオメトリック手法で、ケルビン検出と組み合わせることで配線抵抗による誤差が最小限に抑えられているので、正確な励起電圧は不要です。

AD7730 測定 ADC は 5 V の単電源で駆動でき、この場合はリモート・ブリッジの励起にもこの電源を使用できます。ADC へのアナログ入力とリファレンス入力は、高インピーダンスで、完全な差動入力です。ブリッジの +SENSE 出力と -SENSE 出力を ADC に対する差動リファレンス電圧として使用することによって、実際のブリッジ励起電圧が変動した場合でも、測定精度が低下することはありません。

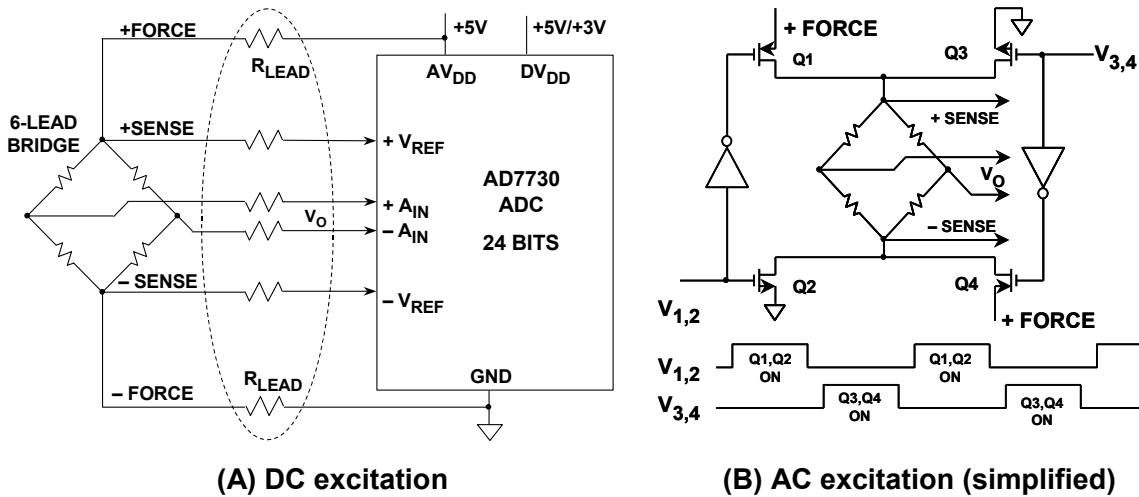


図 3.79: AD7730 ADC を使用することで、レシオメトリック DC または AC 動作とケルビン検出を組み合わせることが可能

AD7730 の AC ブリッジ動作を実現するために、図 3.77B に示すように、P チャンネルおよび N チャンネル MOSFET の H 型ブリッジ・ドライバを構成することができます（注記 - Micrel MIC4427 などの専用ブリッジ・ドライバ・チップを使用できる）。前述した図 3.76 の説明に概要を示したように、図 3.77A に示す AD7730 構成の基本的機能に追加されたこの方式は、オフセット相殺回路の有効性を大幅に向上させます。

H 型ブリッジ MOSFET のオン抵抗のために、これらの AC ブリッジ・アプリケーションではケルビン検出を使用する必要があります。注記に示したように、MOSFET スwitching 電流が過大になるのを防ぐために、ドライバ信号がオーバーラップしていないことも重要です。AD7730 ADC には、この AC ブリッジ励起を実現するために必要な駆動信号をオーバーラップなく生成するためのオンチップ回路が組み込まれています。追加する必要があるのは、図 3.77B に示したようにスイッチング・ブリッジだけです。

AD7730 は、高分解能（24 ビット）で、プログラマブル・ゲイン・アンプ（PGA）を内蔵したシグマ・デルタ（ $\Sigma\Delta$ ）ADC ファミリーの 1 つで、ブリッジ・アプリケーションに最適です。これらの ADC は自己補正機能とシステム構成機能を備えているので、ADC によるオフセット誤差とゲイン誤差を最小限に抑えることができます。例えば、AD7730 には 5 nV/°C のオフセット・ドリフトと 2 ppm/°C のゲイン・ドリフトがあります。このシステム補正機能を使えば、オフセット誤差とゲイン誤差を数マイクロボルトまで減らすことができます。

参考文献: ブリッジ回路

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, **Transducer Interfacing Handbook**, Analog Devices, Inc., 1980, ISBN: 0-916550-05-2.
3. Sections 2, 3, Walt Kester, Editor, **1992 Amplifier Applications Guide**, Analog Devices, 1992, ISBN: 0-916550-10-9.
4. Sections 1, 6, Walt Kester, Editor, **System Applications Guide**, Analog Devices, 1993, ISBN: 0-916550-13-3.
5. Data sheet for **AD7730 Bridge Transducer ADC**, <http://www.analog.com>

3.5: 歪み、力、圧力、流量の測定

ストレイン・ゲージ

力の測定に使われる最も一般的な電氣的素子には、抵抗ストレイン・ゲージ、半導体ストレイン・ゲージ、圧電トランスデューサなどがあります。ストレイン・ゲージは、較正されたキャリアに力が加わって生じる変位を測定することによって、その力を間接的に測定します。圧力は、適切なトランスデューサを使って力に換算することができ、さらにストレイン・ゲージの手法を使って圧力を測定することができます。流量は圧力差測定によって決定でき、この場合もストレイン・ゲージ技術を利用することができます。これらの原理を下の図 3.78 に示します。

- ◆ **Strain:** **Strain Gage, PiezoElectric Transducers**
- ◆ **Force:** **Load Cell**
- ◆ **Pressure:** **Diaphragm to Force to Strain Gage**
- ◆ **Flow:** **Differential Pressure Techniques**

図 3.80: ストレイン・ゲージは、さまざまな物理的測定の直接的または間接的な基礎となる

抵抗ベースのストレイン・ゲージは抵抗素子を使用しますが、この抵抗素子は、その素子が取り付けられているベース部分に力が加わって圧縮や引張りが生じると、長さが増減します（従って抵抗も変化します）。これは恐らく、力を電氣的変数に変換するための、最も良く知られているトランスデューサです。

非接着型ストレイン・ゲージは、2 点間に張られたワイヤで構成されています。このワイヤ（断面積 = A、長さ = L、抵抗率 = ρ）に力が加わるとワイヤが伸び縮みし、次式に従い、力に比例して抵抗値が増減します。

$$R = \rho L / A \qquad \text{式 3-36}$$

および

$$\Delta R / R = GF \cdot \Delta L / L \qquad \text{式 3-37}$$

ここで、GF = ゲージ率です（金属では 2.0 ~ 4.5、半導体では 150 以上）。

この式で、無次元量 $\Delta L / L$ はワイヤに加わる力の大きさを表す量で、百万分率（ppm）と同じマイクロストレイン（ $1 \mu\epsilon = 10^{-6} \text{ cm/cm}$ ）で表されます。

式 3-37 から、ゲージ率が大きければそれに比例して抵抗変化も大きくなることが分かります。つまりこれは、ストレイン・ゲージの感度が向上することを示唆しています。これらの概念の概要を下の図 3.79 に示します。

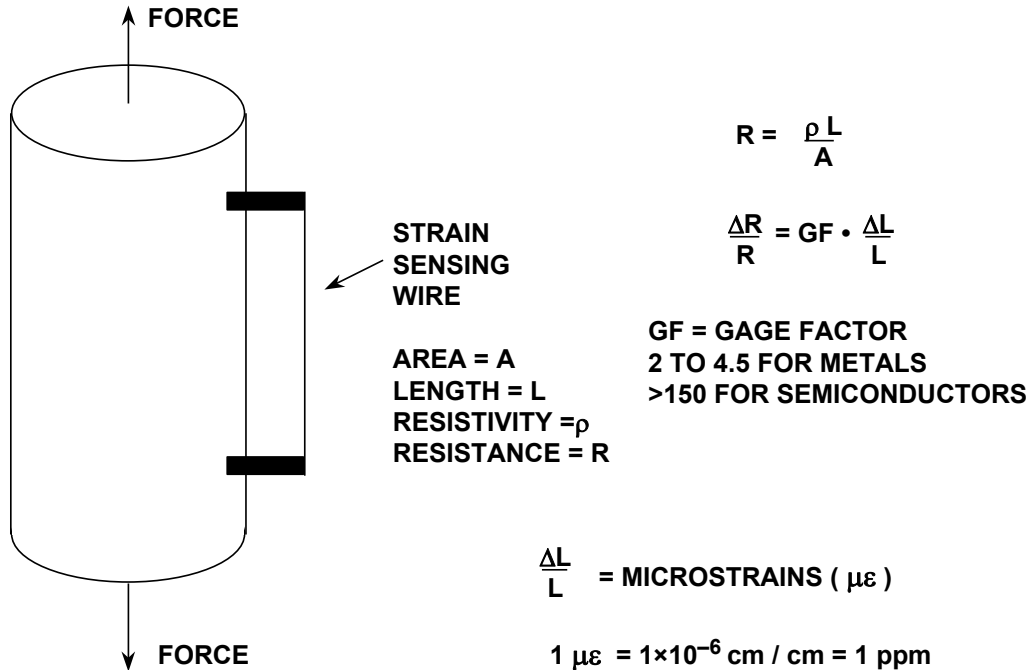


図 3.81: 基本的な非接着型ストレイン・ゲージの動作原理

接着型ストレイン・ゲージは、同一平面上に配置された細いワイヤや導電性フィルムをベースまたはキャリアに接続する形で構成されています。このタイプのゲージの基本的形態を図 3.80 に示します。

このストレイン・ゲージは、通常、導体の長さができるだけ測定応力の方向を向くように（つまり応力軸方向に）取り付けられます。リード線はベースに取り付けられ、接続できるように取り出されています。接着型デバイスは前述の非接着型デバイスよりもはるかに実用的であり、また、より広い範囲で使われています。

恐らく最も一般的なのはフォトエッチング技術によって製造されるフォイルタイプ・ゲージですが、金属はワイヤ・タイプと同様のものが使われています。代表的な合金は、銅・ニッケル（コンスタンタン）、ニッケル・クロム（ニクロム）、ニッケル・鉄、プラチナ・タングステンなどです。このタイプのストレイン・ゲージを図 3.81 に示します。

ワイヤ検出素子を持つゲージは試験片に対する表面積が小さいので、高温時に生じるリーク電流が小さく、検出素子と試験片間の絶縁電位を大きくすることができます。これに対し、フォイル検出素子は、表面積と断面積の比が大きく、非常な高温時や低温時、あるいは長時間負荷が加わる状態での安定性が増します。また、表面積が大きく断面積が小さい（薄い）ということは、デバイス温度が試験片温度に追従しやすくなり、自己発熱を放出しやすくなります。

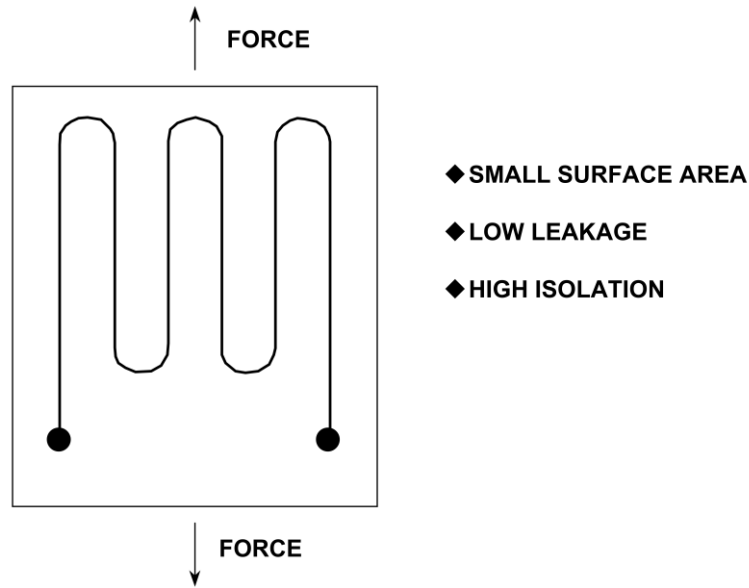


図 3.82: 接着型ワイヤ・ストレイン・ゲージ

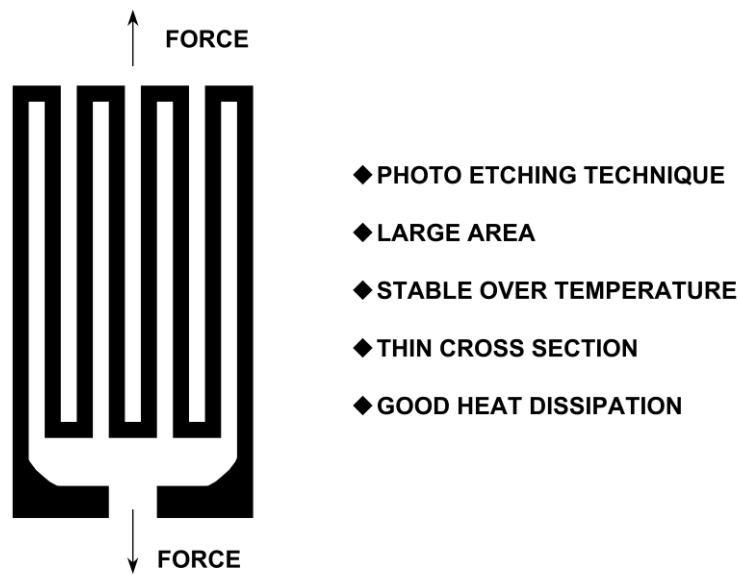


図 3.83: 金属フォイル・ストレイン・ゲージ

半導体ストレイン・ゲージ

半導体ストレイン・ゲージは、より高い感度と出力レベルを実現するために、シリコンやゲルマニウムといった一部の半導体材料が持つピエゾ抵抗効果を利用しています。

半導体ゲージは、歪みが生じた時に正または負の変化が生じるように作ることができます。これらのゲージは、高い公称抵抗値を維持しながら、物理的に小さくすることが可能です。

半導体ストレイン・ゲージ・ブリッジは、金属フィルムを使用するブリッジの 30 倍の感度を実現できますが、温度の影響を受けやすく補償が難しいという欠点があります。また、歪みに伴う抵抗の変化も非線形です。これらのデバイスは、高精度が求められる用途では、より安定性の高い金属フィルム・デバイスほど広くは使われていませんが、感度が重視され、しかも温度変化が小さいような場合には有利です。

装置構成は金属フィルム・ブリッジと同様ですが、信号レベルが大きくトランスデューサの精度が低いので、要求はそれほど厳しくありません。金属型ストレイン・ゲージと半導体型ストレイン・ゲージの性能比較の概要を図 3.82 に示します。

PARAMETER	METAL STRAIN GAGE	SEMICONDUCTOR STRAIN GAGE
Measurement Range	0.1 to 40,000 $\mu\epsilon$	0.001 to 3000 $\mu\epsilon$
Gage Factor	2.0 to 4.5	50 to 200
Resistance, Ω	120, 350, 600, ..., 5000	1000 to 5000
Resistance Tolerance	0.1% to 0.2%	1% to 2%
Size, mm	0.4 to 150 Standard: 3 to 6	1 to 5

図 3.84: 金属型ストレイン・ゲージと半導体型ストレイン・ゲージの比較

ストレイン・ゲージは、図 3.82 に示すように力の測定に使用できます。この場合は、加わった力によって片持ちビームがわずかに変形します。ビームの変形の測定には 4 個のストレイン・ゲージが使われ、2 個を上面側に、2 個を底面側に取り付けます。これらのゲージは 4 素子ブリッジの構成で接続されます。この構成では最大の感度が得られ、また本質的に線形ですが、このことは前のセクションで述べました。この構成では、各ストレイン・ゲージの温度ドリフトの 1 次補正を行うこともできます。

ストレイン・ゲージは低インピーダンス・デバイスなので、妥当なレベルの出力電圧を得るには、かなり大きな励起電力が必要です。代表的なストレイン・ゲージ・ベースのロードセル・ブリッジのインピーダンスは 350 Ω で、1 ボルトの励起電圧に対して 3 ~ 10 ミリボルト・フルスケールの感度が得られるように仕様値が規定されています。

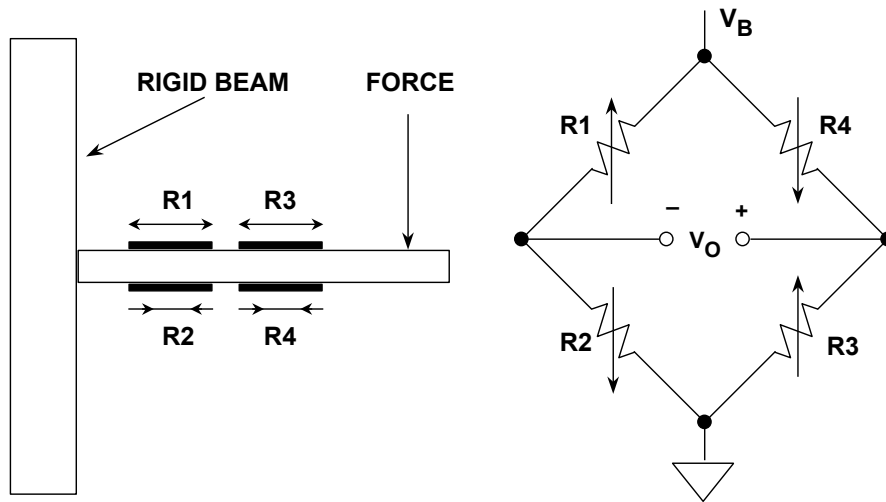


図 3.85: ストレイン・ゲージ・ブリッジを使ったビーム荷重センサー

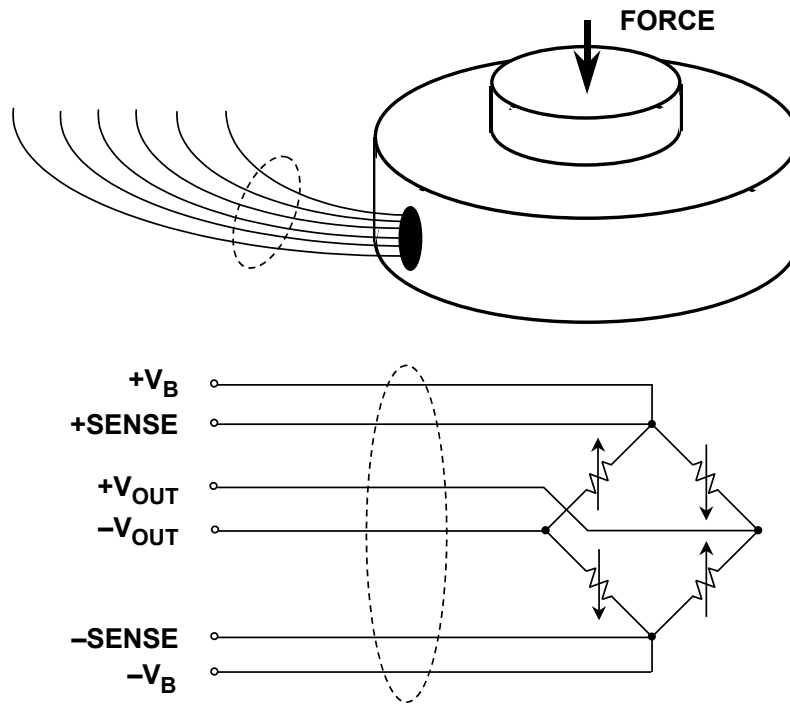


図 3.86: 4 個のストレイン・ゲージで構成されるロードセルを物理的に表現した図 (上) と電氣的に表現した図 (下)

ロードセルは、図 3.84 に示すように、ブリッジとして配置された 4 個のストレイン・ゲージで構成されています。定格 3 mV/V で 10 V のブリッジ励起電圧では、フルスケール荷重時で 30 ミリボルトの信号が得られます。

ブリッジの駆動電圧を大きくすると出力も大きくなりますが、この方法における重大な制約は自己発熱で、これは大きな指示誤差を発生させたり、場合によってはデバイスを損傷させたりすることがあります。この制約を回避する 1 つの方法は、励起に低デューティ・サイクルのパルス駆動信号を使用することです。

多くのロードセルには、図に示すように \pm SENSE 接続があります。これは、配線における DC 電圧降下をシグナル・コンディショニング・エレクトロニクスで補償できるようにするためのものです（前のセクションで説明したケルビン検出）。これによって、高度な計測機能を備えたブリッジのワイヤ数は合計 6 本になります。一部のロードセルは、これに加えて、さらに温度補償用の抵抗を内蔵しています。

液体や気体の圧力は、さまざまな圧カトランスデューサによって電氣的に測定されます。図 3.85 に示すように、対応する長さ、距離、または変位を測定することによって圧力を測定したり、あるいは発生した動作によって圧力変化を測定したりする場合には、さまざまな機械的変換器（ダイアフラム、カプセル、ベローズ、マンメータ、ブルドン管など）が使われます。

この機械的インターフェースの出力が、さらにストレイン・ゲージや圧電トランスデューサなどの電氣的変換器に加えられます。ストレイン・ゲージと異なり、通常、圧電カトランスデューサは高周波圧力測定（ソナー・アプリケーションやクリスタル・マイクなど）に使われます。

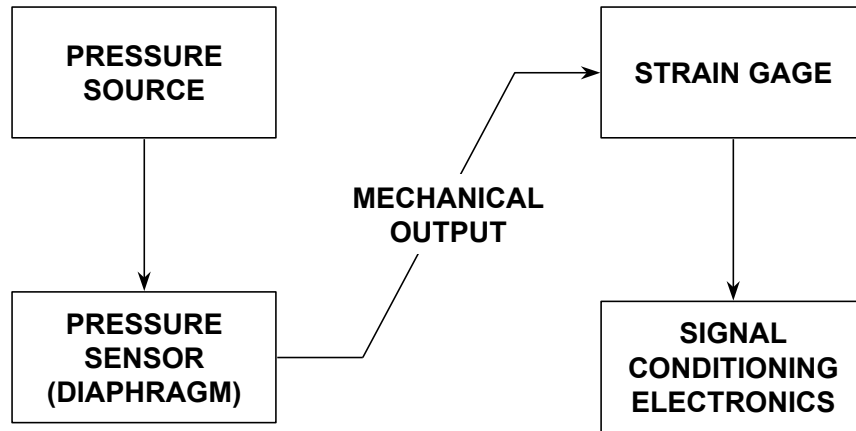


図 3.87: 圧力センサーは間接圧力測定用にストレイン・ゲージを使用

流れを定義する方法は数多くあります（質量流、体積流、層流、乱流など）。通常は流れる物質の量（質量流）が最も重要であり、流体の密度が一定の場合は質量流の測定が有効な代替的手段となり、一般に実行も容易です。流量の間接的測定によく使われるトランスデューサの 1 つが、圧力を測定するタイプです。

流量は、流れを構成する媒体の 2 点（1 つが静止点で、もう 1 つが流れの中）の圧力差を取って求めることができます。

ピトー管はこの機能を実現するために使われる装置の一種で、標準的な圧力トランスデューサを使って圧力差を測定することにより、流量を求めます。

圧力差は、流れを制限することによるベンチュリー効果を使用した流量測定にも使用できます。検出する物理的パラメータは広い範囲におよびますが、エレクトロニクス・インターフェースのほとんどは、ストレイン・ゲージをベースとしています。

ブリッジ・シグナル・コンディショニング回路

このセクションの残りの部分では、ここまで総括的に説明してきたブリッジとストレイン・ゲージの概念が適用されるアプリケーションについて述べます。

全素子可変ブリッジ回路の一例が、図 3.86 に示す疲労モニタリング用歪み検出回路です。ブリッジ全体が 1 つのユニットにまとめられており、歪みまたは変形を測定する表面に取り付けることができます。リモート検出を容易にするために、電流モードのブリッジ駆動が使われます。離れた位置に置かれたブリッジは、4 線式シールド・ケーブルを通じてコンディショニング・エレクトロニクスに接続されます。OP177 高精度オペアンプが、ブリッジ電流を 10mA にサーボ制御しますが、このオペアンプは AD589 のリファレンス電圧 1.235V で駆動されます。オペアンプの電流バッファリングには、オペアンプの自己発熱を最小限に抑えてゲイン直線性を最大限まで高めるために、PNP トランジスタの方式が採用されています。

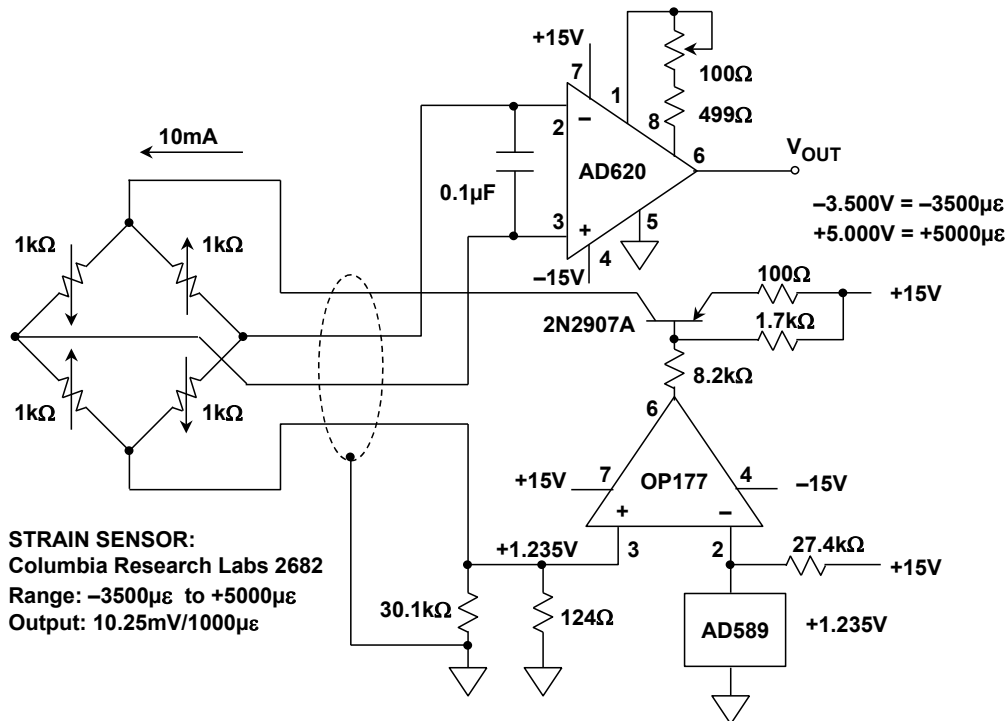


図 3.88: リモート電流駆動の 1 kΩ ブリッジ、バッファ付き高精度オペアンプ・ドライバ、高精度計装アンプによる 100X ゲイン段を使用する高精度ストレイン・ゲージ・センサー・アンプ

このストレイン・ゲージの出力は $10.25 \text{ mV}/1000 \mu\epsilon$ です。信号は AD620 計装アンプによって増幅され、このアンプは、 500Ω の実効抵抗 R_G によって 100 倍のゲインに設定されます。フルスケール電圧補正は、 100Ω のゲイン調整用ポテンシオメータを、 $-3500 \mu\epsilon$ のセンサー歪みに対する指示値が -3.500 V 、 $+5000 \text{ V}$ の歪みに対する指示値が $+5.000 \text{ V}$ となるように調整することによって設定されます。指示値はさらに、フルスケール入力範囲が 10 V の ADC によってデジタル化されます。

AD620 の入力ピン間に接続された $0.1 \mu\text{F}$ のコンデンサは、 $1 \text{ k}\Omega$ のブリッジ抵抗とともに、EMI/RFI フィルタとしての役割を果たします。このフィルタのコーナー周波数は約 1.6 kHz です。

もう 1 つの例は、図 3.87 に示すロードセル・アンプ回路です。この回路は、多くの代表的なブリッジの主力製品に应用されています。ロードセル・アンプ回路は 350Ω の標準的なロードセルとのインターフェースを形成し、 $310 \text{ mV}/\text{V}$ より広い範囲の標準的なブリッジ感度に対応できるように設定できます。

10.000 V のブリッジ励起電圧は、AD588 の 10 V リファレンスから得られ、OP177 と 2N2219A でバッファリングされます。2N2219A は OP177 の帰還ループ内に置かれ、必要なブリッジ駆動電流 (28.57 mA) を供給します。これにより、オペアンプの性能が低下しないことが保証されます。ブリッジに使われるケルビン検出方式は配線抵抗による誤差を低く抑え、高精度ツェナー・ダイオード・リファレンス AD588 が、温度変化に伴う励起のドリフトとスケールリングを最小限に抑えます。

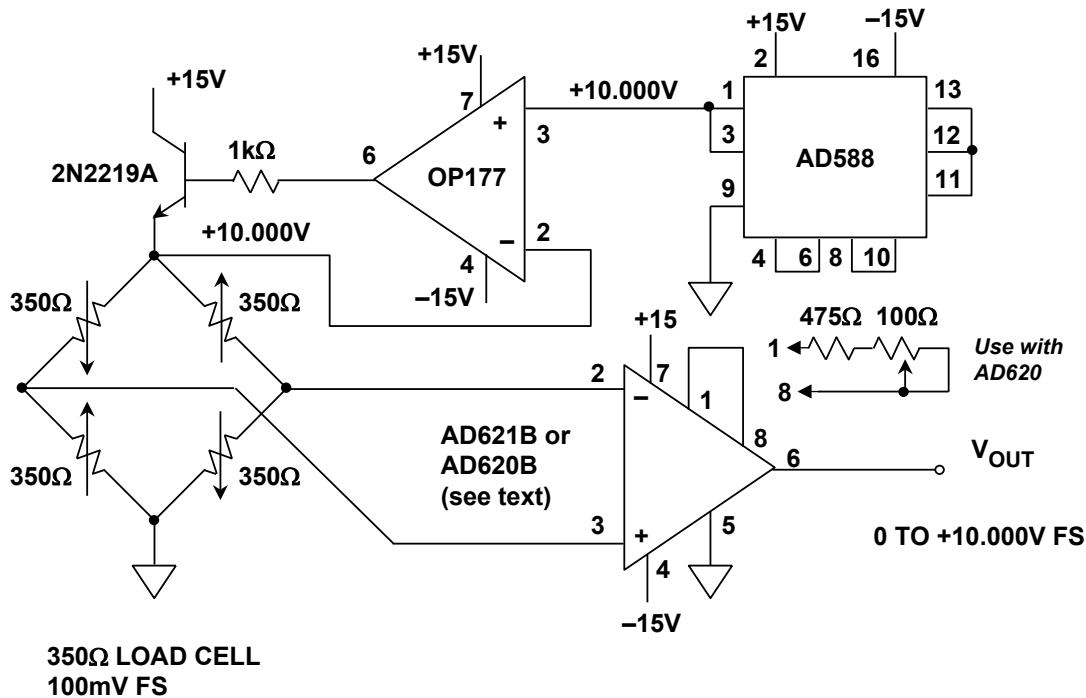


図 3.89: ケルビン検出と高精度計装アンプを使用する
バッファ付き電圧駆動構成の高精度 350Ω ロードセル・アンプ

最大限の直線性を確保するために、低ドリフトの計装アンプがゲイン段として使われています。この設計の重要な抵抗とアンプの数は最小限に止められており、実装全体が正確で安定し、コスト効果の高いものになっています。励起電圧を低くすることに加えて、安定性に関するもう 1 つの要求は、計装アンプ・ゲイン TC を最小限に抑えることです。温度に対する回路のスケールリングを安定させるには、どちらの係数も極めて重要です。

図に示すように AD621B 計装アンプを使用した場合は、計装アンプ・ゲイン TC を最小にするために、高精度ゲイン値 100 (ピン 1-8 のジャンパにより設定) にスケールリングを合わせます。AD621B の仕様は、わずか 5 ppm/°C という非常に低いゲイン TC で規定されています。ゲイン 100 の場合は、100 mV のフルスケール・ブリッジ出力が公称 10 V 出力に変換されます。あるいは、475 Ω の固定抵抗とゲイン調整用の 100 Ω のポテンショメータで構成されるオプションのゲイン回路とともに、AD620B を使用することもできます。これにより計装アンプのゲイン TC は 50 ppm/°C となり、TC 用の外付け部品 (通常、これらの温度係数値は小さい) が加わります。

最も小さい TC が得られるのは AD621 の設定を固定ゲインとした場合ですが、この場合は全体的なスケールリングを直接制御することができません。ソフトウェアによる自動補正ルーチンを介してスケールリングを行えば、TC を極めて低い値とすることができます。あるいは、AD588 と OP177 でリファレンス/オペアンプ段を構成すれば、(図に示す 10.000 V 固定に対して) 励起電圧を可変にすることができます。リファレンス電圧ドライバのゲインを可変にすれば、ブリッジにかかる励起電圧を効果的に変化させて、システム全体を柔軟にスケールリングさせることができます。もちろん、これらの方式を実装するにあたっては、抵抗の TC を低くすることが不可欠です。

先に示したように、高精度ロードセルは通常、350 Ω のブリッジとして構成されます。図 3.88 は高精度ロードセル・アンプを示したもので、その回路は、単電源から電源が供給されるという利点を備えています。

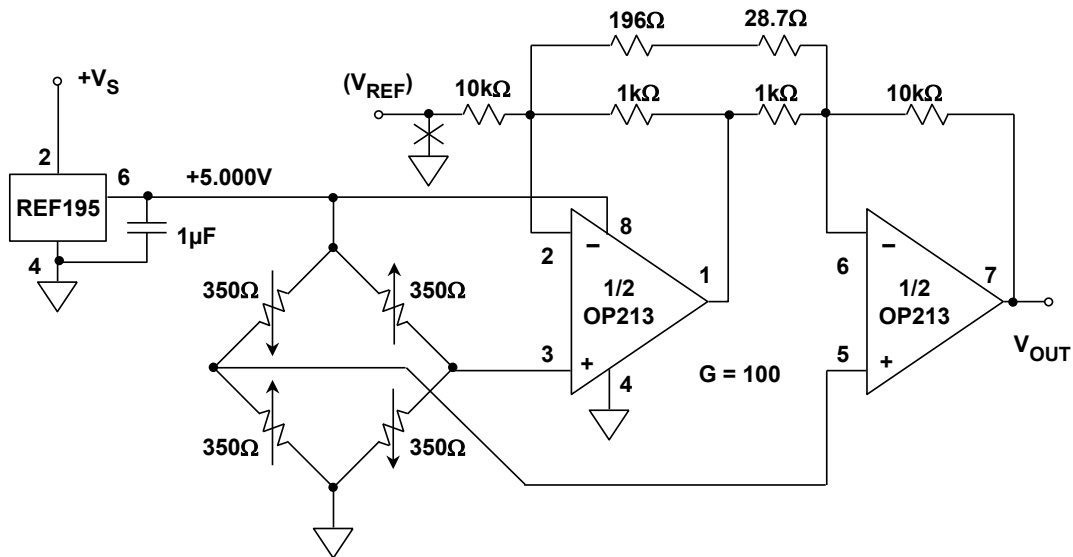


図 3.90: 単電源ロードセル・アンプ

先に述べたように、ブリッジ励起電圧は正確かつ安定したものでなければならず、そうでない場合は測定誤差が生じる恐れがあります。この回路では、ブリッジ駆動に高精度の REF195 5 V リファレンスが使われており、TC がわずか 5 ppm/°C に抑えられています。

REF195 リファレンスは 30 mA を超える電流を負荷に供給することもできるので、バッファなしで 350 Ω のブリッジ（約 14 mA）を駆動することができます。2 つの OP213 は 2 個のオペアンプからなるゲイン 100 の計装アンプとして構成されており、抵抗回路が次式にしたがってゲインを設定します。

$$G = 1 + \frac{10\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega} + \frac{20\text{k}\Omega}{196\Omega + 28.7\Omega} = 100$$

式 3-38

CMR を最適値とするには、10 kΩ/1 kΩ の抵抗比が正確にマッチングされている必要があります。許容誤差の値が互いに近い（±0.5 % 以内）抵抗を使い、すべての抵抗を同じタイプのものに揃えてください。

ブリッジ出力信号をゼロ・ボルトにするには、アンプのスイングが 0 V ±2.5 mV 以内でなければなりません。これは OP213 の最小出力限度です。したがって、オフセット調整が必要な場合は、正電圧 V_{REF} から調整を開始して、出力（V_{OUT}）が変化しなくなるまで V_{REF} を減少方向に調整する必要があります。これは、アンプがスイングを制限するポイントです。この回路は単電源設計なので、アンプは、極性が負の入力信号を検出できません。

ゼロ・ボルト入力あるいはその周辺で直線性が求められる場合、あるいは負極性の信号を処理しなければならない場合は、V_{REF} を、グラウンドではなく中間値（2.5 V）の安定電圧に接続することができます。V_{REF} がグラウンドでない場合、出力は V_{REF} を基準としなければなりません。このような基準の取り方の利点は、V_{REF} に対して出力がバイポーラになることです。

AD7730 24 ビット・シグマデルタ（ΣΔ）ADC はブリッジ出力の直接コンディショニングに最適で、インターフェース回路が必要ありません（参考文献 10 参照）。簡略接続図を図 3.77A に示します（再出）。回路全体は、ブリッジ励起電圧でもある +5 V の単電源で動作します。検出されるブリッジ励起電圧は ADC リファレンスとしても使われるので、測定はレシオメトリックです。+5 V 電源の変動が測定精度に影響することはありません。

AD7730 はプログラム・ゲイン・アンプを内蔵しており、±10 mV のフルスケール・ブリッジ出力を 16 ビット精度にデジタル化することができます。AD7730 は自己補正機能とシステム補正機能を備えているので、定期的な再補正によってオフセット誤差とゲイン誤差を最小限に抑えることができます。

「チョップ」モードまたは AC モード・オプションはオフセット電圧とドリフトを最小限に抑え、チョップ安定化アンプと同様の動作を提供します。有効入力電圧ノイズ RTI は、RMS で約 40 nV、ピーク to ピークで約 264 nV です。これは 13 ppm、つまり約 16.5 ビットの分解能に相当します。ゲイン直線性も約 16 ビットです。

参考文献: 歪み、力、圧力、流量の測定

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, **Transducer Interfacing Handbook**, Analog Devices, Inc., 1980, ISBN: 0-916550-05-2.
3. Sections 2, 3, Walt Kester, Editor, **1992 Amplifier Applications Guide**, Analog Devices, 1992, ISBN: 0-916550-10-9.
4. Sections 1, 6, Walt Kester, Editor, **System Applications Guide**, Analog Devices, 1993, ISBN: 0-916550-13-3.
5. Harry L. Trietley, **Transducers in Mechanical and Electronic Design**, Marcel Dekker, Inc., 1986.
6. Jacob Fraden, **Handbook of Modern Sensors, 2nd Ed.**, Springer-Verlag, New York, NY, 1996.
7. **The Pressure, Strain, and Force Handbook, Vol. 29**, Omega Engineering, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, 1995. <http://www.omega.com>
8. **The Flow and Level Handbook, Vol. 29**, Omega Engineering, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, 1995. (<http://www.omega.com>)
9. Ernest O. Doebelin, **Measurement Systems Applications and Design, 4th Ed.**, McGraw-Hill, 1990.
10. Data sheet for **AD7730 Bridge Transducer ADC**, <http://www.analog.com>

注記