

OPアンプ大全 **第5部**
センサ信号の処理
Chapter-4 Sensor Signal Conditioning

イントロダクション	147
ブリッジ回路	153
歪み, 力, 圧力, 流量の測定	175
ハイ・インピーダンス・センサ	191
温度センサ	231

第 1 章

イントロダクション

Walt Kester / 訳：石井 聡

第5部では、非常に多岐にわたるセンサの種類について、またそれに付随する信号変換処理*1に使われる OP アンプや計装アンプについて解説します。この内容は非常に広範囲ではありますが、ここでは実際のセンサ自体の詳細については取り扱わず、センサ応用に使われる電子回路と信号変換回路の範囲に限定することとします。

厳密に言えば、トランスデューサ (transducer) はある種類のエネルギーを異なる形式に変換するものですが、センサ (sensor) は外部から信号や励振*2を受けて、それを電気信号として取り出すものです。しかしながら実際には、これらの用語は相互に混同されて使われています。

センサとそれに付随する電子回路は、温度、力、圧力、流量、位置、光量などの多岐にわたる物理量を測定するために用いられます。これらの物理量はセンサに対しての励振として働き、センサの出力はその物理量の測定をするための信号として処理されます。ここでは、すべての種類のセンサについてカバーするつもりはありません。ポピュラーなものであり、かつ特にプロセス制御やデータ収集システムに用いられるものを主として取り扱います。

センサはそれ自身では動作しません。センサは信号変換回路と、数多くのアナログもしくはデジタル信号処理回路により成り立っている、大規模システムの一部として用いられます。そのシステムは、例を挙げれば計測システム、データ収集システム、またはプロセス制御システムだったりします。

センサはいくつかの方法で分類することができます。信号変換の観点からは、センサが

*1：【訳注】原著では“signal-conditioning”という用語を用いている。これは、たとえば正確に信号を A-D 変換させたりする前に行う、増幅、フィルタ、アイソレーションなどの前処理をすることを指している。

*2：【訳注】“stimulus”…外部からの刺激、外力の意味。

能動型 (active) か受動型 (passive) であるかに分けることがよいでしょう。能動型センサは、それを駆動するための外部電源が必要になります。能動型センサの例としては、抵抗型のセンサ、たとえばサーミスタや測温抵抗体、歪みゲージ (ストレイン・ゲージ) などがあります。能動型センサと呼ばれるのは、これらには電流を流さねばならないからです。その抵抗値を測定するには、流れた電流に対応する電圧降下を測定することが必要になるためです。その他の方法としては、ブリッジ回路にその素子を使用することが考えられますが、いずれの場合においても外部の電流源や電圧源が必要となります。

一方、受動型 (もしくは自己生成型) センサは、外部の電圧源や電流源がなくても自分自身により電気信号を発生するものです。受動型センサの例としては、熱電対とフォト・ダイオードがあります。それらはそれぞれ、外部回路に依存しない量の熱起電力や光電流を発生させます。

注意すべきことは、これらの「能動/受動」の定義は、センサの電氣的な出力信号を取り出すための外部能動回路が必要であるか (言いかたを替えればセンサ自体がもっていない) という点に着眼しているという点です。熱電対センサが、外部回路なしに出力電圧を発生できるという点を考えれば、このセンサは能動型であると考えerるほうが論理的といえます。しかしながら業界の慣習として見た場合に、上記の考えかたのように、外部回路の必要性のあるなしで定義されているのです。

センサを分類するうえで論理的方法は、その設計されたセンサが測定対象としている「物理量」について着目することです。たとえば、温度センサ、力学センサ、圧力センサ、モーション・センサなどなどです。しかしながら異なる物理量を測定するセンサでも、ほぼ同じタイプの電氣的信号を出力します。実例を挙げれば、測温抵抗体 (RTD ; Resistance Temperature Detector) は抵抗値の変化を示し、ストレイン・ゲージ (strain gage) も抵抗値の変化を示します。測温抵抗体もストレイン・ゲージも、ともにブリッジ回路に挿入されることが多く、それゆえ信号変換回路も非常に似通ったものになります。

〈表 1-1〉センサの特徴の概要

- | |
|--|
| <ul style="list-style-type: none">● センサ (sensor)
信号や励振 (物理量を示すもの) を電気信号に変換する● トランスデューサ (transducer)
ある種類のエネルギーを別のものに変換する● これらの用語は相互によく混同されて使われる● 外部駆動電源が必要なものを能動型センサと呼ぶ
測温抵抗体、ストレイン・ゲージ、など● 外部駆動電源が不要なものを受動型 (自己生成型) センサと呼ぶ
熱電対、フォト・ダイオード、など |
|--|

実際、ブリッジ回路とそれらの信号変換回路は、詳しい検討の必要に値するものといえるでしょう。表 1-1 に、センサの基本性能の概要についてまとめてあります。

多くのセンサ(能動型/受動型どちらでも)のフルスケール出力は相対的に小さい電圧値、電流値、もしくは少量の抵抗値の変化です。そのため、その出力は適切に変換回路で処理され、その後段のアナログ/ディジタル回路がきちんと動作できるようにすることが大切です。このことで回路としての枠組みの考えかたが変わってきており、一般的には信号変換回路と呼ばれるようになってきました。増幅、レベル変換、直流アイソレーション、インピーダンス変換、リニアライズ、フィルタリングなどは基本的な信号変換機能であり、実際にそれらが必要になるでしょう。表 1-2 は、おもなセンサとその出力信号についてまとめてあります。

信号変換がどのような方式であっても、実際にはセンサ自体とその出力信号が回路動作と回路性能の支配的要素になります。用途に対する適切なパラメータという意味でのセンサの正確な特徴づけが(たとえば感度、電圧/電流出力レベル、直線性、インピーダンス、ゲイン、オフセット、ドリフト、時定数、最大電気特性、寄生容量、その他の重要な注意点)、そのセンサ素子がうまく性能を発揮するかまともに動作しないかの違いを決定します。とくに高分解能、高精度、そして低レベルの測定が必要な場合は格別です。

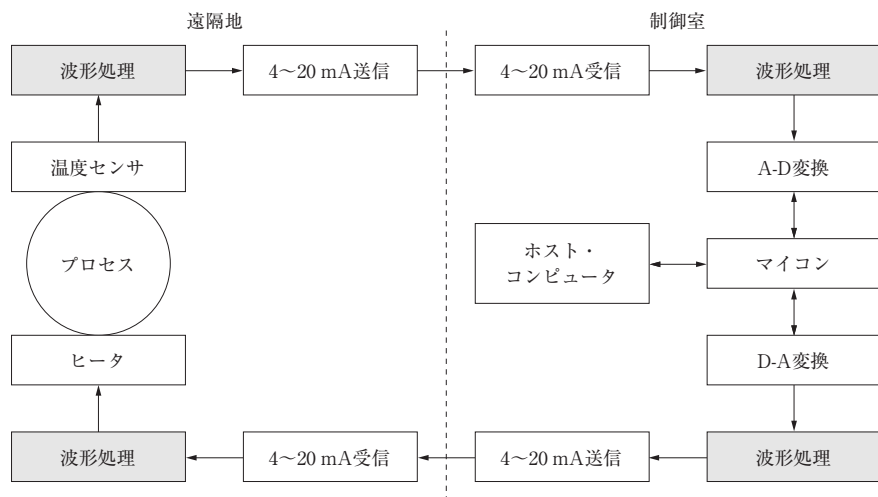
現在の高集積技術により、IC がアナログ/ディジタル両方での信号変換における大きな役割を担うようになってきました。計測用途に特化して設計された A-D (アナログ-ディジタル) コンバータは、プログラマブル・ゲイン・アンプやその他の便利な回路(例を挙げれば測温抵抗体を駆動するための電流源)を内蔵している場合が多く、信号変換回路での外付け部品数を最小にすることができます。

程度はそれぞれ異なるものの、多くのセンサは与えられた励振量に対して非直線的な出力を示します。正確な測定結果を得るために、それらの出力信号はほとんどの場合、リニアライズされなければなりません。設計アプローチの観点からすれば、設計者は二つの方

〈表 1-2〉典型的なセンサとそれらの出力の形態

測定対象	センサ	能動/受動	出力信号
温度	熱電対	受動	電圧
	シリコン	能動	電圧/電流
	測温抵抗体	能動	抵抗
	サーミスタ	能動	抵抗
力/圧力	ストレーン・ゲージ	能動	抵抗
	圧電素子	受動	電圧
加速度	加速度センサ	能動	静電容量
位置	線形電圧差動トランス	能動	AC 電圧
光量	フォト・ダイオード	受動	電流

〈図 1-1〉典型的な工業用途での温度制御ループの例



向からリニアライズについて検討することができます。

アナログ手法はひとつの実現可能な道であり、この手法では「アナログ領域」でのリニアライズ機能を実現することができます。

しかしながら、最近市場に出てきている高性能 A-D コンバータを利用すれば、この直線化の補正をソフトウェアによって効率よくかつ正確に実現できます。この「デジタル領域」でのリニアライズのアプローチは、手調整による退屈な作業（ときには相互に影響する複数のアナログ回路のトリマ調整作業）の必要性をなくしてくれます。

非常に一般的なセンサの用途は、プロセス制御システムに組み込まれるというものです。ひとつの例は物理量、たとえば温度などをコントロールするものでしょう。この場合に、どのように実現すべきかのブロック図の例を図 1-1 に示します。

このシステムでは温度センサの出力は信号変換され、ある距離を伝送され、受信された側で A-D コンバータによりデジタル化されます。マイコンかホストコンピュータが、測定温度が目標値に対して上か下かを判断し、D-A（デジタル-アナログ）コンバータに対してデジタル値を出力します。D-A コンバータ出力は信号整形され、離れた位置に配置されているアクチュエータ（この場合はヒータ）を駆動します。ここでは制御監視室と遠隔制御されるプロセス間は、工業標準である 4～20 mA 電流ループを使ってインターフェースがとられています。

デジタル手法はセンサ出力信号の処理（データ収集，プロセス制御，計測）において，かなり一般的になってきました．8ビット・マイコン（例を挙げれば8051ベースのもの）でも，ほとんどの用途に対して一般的に十分なスピードと処理性能をもっていると言えるでしょう．

A-D変換とマイコンのプログラム性をセンサ回路自身に組み込むことで，自分自身で補正できる機能，リニアライズ機能などをもつ「スマート・センサ」が実現できます．しかしながら，これらのデジタル手法は本書での主題ではありません．それらを理解するためには，参考文献に示されている文献が役に立つと思います．

この第5部の以降の章では，多くの種類のセンサにおけるアナログ手法による信号変換について解説していくことにします．

◆参考文献◆

- (1) Walt Kester, Bill Chestnut, and Grayson King, Smart Sensors, Chapter 9 of Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning, Analog Devices, Inc., 1999, ISBN: 0-916550-20-6.
- (2) Compatibility of Analog Signals for Electronic Industrial Process Instruments, ANSI/ISA-S50.1-1982 (Rev. 1992), <http://www.isa.org>.
- (3) Editors, "Fieldbuses : Look Before You Leap", EDN, November 5, 1998, p.197.
- (4) "MicroConverter Technology Backgrounder", Whitepaper, Analog Devices, Inc., <http://www.analog.com>.
- (5) Scott MacKenzie, The 8051 Microcontroller, 3rd Ed., Prentice-Hall, 1999, ISBN : 0-13-780008-8.

第 2 章

ブリッジ回路

Walt Kester / 訳：石井 聡

この章では、基本的なブリッジ (bridge) の考えかたについて説明していきます。本章の内容を十分に理解するためには、第2部 (第1巻) や第3部で高精度 OP アンプについて説明している部分について理解しておく必要があります。次の第3章では、ストレイン・ゲージ (strain gage) をベースとしたセンサ応用回路の詳細について解説しています。もし、読者が高精度 OP アンプの応用に関する設計上の問題点についてすでに理解しているならば、本章と次章を順番に読み進めてください。

2-1 ブリッジ回路の基礎

抵抗性素子は最も一般的なセンサであるといえます。低価格で、信号変換回路とある程度簡単にインターフェースすることができます。抵抗性素子は、温度、歪み (圧力や曲げ)、光などに対して感度をもつものを作ることができます。これらの基本的素子を用いることで、多くの複雑な物理現象を測定することができます。それらはたとえば、流体/質量流量測定 (二つの校正された抵抗体の差を測定して圧力差を求める) や、結露点/湿度測定 (二つの異なる温度点を測定する) などです。

センサ素子の抵抗値は $100\ \Omega$ 以下から数百 $k\Omega$ までにわたっており、センサ自体の設計と計測対象の物理的環境に依存しています。表 2-1 は、実在する各種センサの抵抗値が広範囲にわたっていることを示しています。たとえば、測温抵抗体 (RTD ; Resistance Temperature Detector) の場合は標準値として $100\ \Omega$ か $1000\ \Omega$ となっており、サーミスタは標準値として $3500\ \Omega$ かそれ以上になっています。

測温抵抗体やストレイン・ゲージのような抵抗性センサは、温度や力といった物理量の変化に対して、相対的に小さいパーセンテージの抵抗変化量を示します。一例をあげれば、プラチナ測温抵抗体の場合は温度係数は約 $0.385\ \%/^{\circ}\text{C}$ となっています。このような場合、

〈表 2-1〉ブリッジで使われるセンサの抵抗値は非常に広いダイナミック・レンジをもつ

- ストレイン・ゲージ：120 Ω ，350 Ω ，3500 Ω
- 重量計，ロード・セル：350 Ω ～3500 Ω
- 圧力センサ：350 Ω ～3500 Ω
- 相対湿度：100k Ω ～10M Ω
- 測温抵抗体 (RTD)：100 Ω ，1000 Ω
- サーミスタ：100 Ω ～10M Ω

1℃単位での正確さを求めるならば、全体の測定精度は100 Ω の測温抵抗体ならば、0.385 Ω よりも良くなくてはなりません。

ストレイン・ゲージは、その全動作範囲における抵抗値の変化量が公称抵抗値の1%程度しかありませんので、これを測定するのは大変です。抵抗性センサを使う場合、小さい抵抗量の変化の正確な測定が一番の重要点になります。

抵抗値測定の簡単な方法は、抵抗体センサに定電流を流し、電圧降下を測定するというものです。これは、正確な電流出力源と正確な電圧測定の両方の技術が必要になります。いかなる電流の変化でも抵抗値の変化として現れてきてしまいます。それに加えて、抵抗体センサでの消費電力は製造業者の規定以内で、できるかぎり少なく制御しなくてはなりません（自己発熱による誤差を発生させないため）。結果として、駆動電流は小さくなくてはならず、小さな駆動電流がこの方法による測定分解能に制限を与えがちになります。

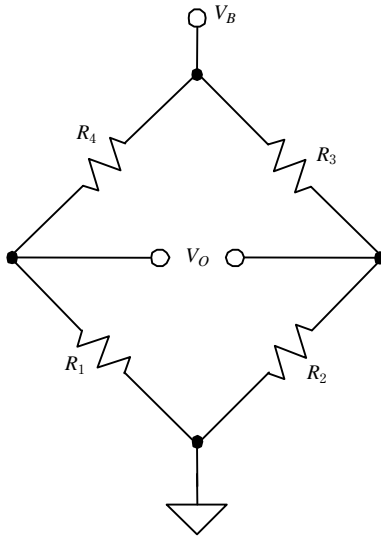
図 2-1 に示す抵抗ブリッジ回路は、少ない抵抗値の変化を正確に測定するための、非常に有効な手段になります。この回路はホイートストン・ブリッジ (Wheatstone bridge) の基本回路（正確には1833年にS. H. Christieが開発）と、その代表的な使用例です。4個の抵抗が菱形を形成し、動作用電圧源 V_B （電流源でも可能）がひとつの対角の端子に結線され、電圧検出器がもう一組の対角の端子に結線されています。検出器は、動作用電圧源 V_B につながれている2個の抵抗による電圧分割回路の端子間の差電圧を測定します。ブリッジ出力電圧 V_O の一般式は図中に示されるような形になります。

上記のようなブリッジの使いかたについては、二つの主要なものがあります。ひとつは平衡検出器というもので、標準抵抗のようなものと比較により、間接的に抵抗値をブリッジで測定するというものです。もうひとつは、抵抗値の違いを電圧出力に比例した値として読み出す機能として利用する方法です。

$R_1/R_4 = R_2/R_3$ である場合、抵抗ブリッジは平衡状態*3であるといえます。この状態は、供給される電圧/電流、交流/直流のモードや、供給する電圧/電流の値、検出器の読

* 3：【訳注】“null”。電圧検出器の読み値がゼロになること。

〈図 2-1〉基本的なホイートストン・ブリッジの出力は縦同士の抵抗値の比が合っている場合に平衡する



●ホイートストン・ブリッジ

$$V_O = V_B \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right)$$

●平衡時

$$V_O = 0 \text{ となるのは } \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \text{ のとき}$$

み出しが電流か電圧か、また検出器のインピーダンスとは無関係になります。したがって、もし R_2/R_3 の比が K として固定された場合、 $R_1 = K \cdot R_4$ のときに平衡状態となります。もし、 R_1 の値が未知で R_4 の値が正確にわかっている可変抵抗器であった場合、 R_1 の大きさは出力が平衡状態になるまで R_4 を調整することで測定できます。一方、センサ型の測定方法では、 R_4 を固定の基準抵抗としておき、ブリッジの外部抵抗（すなわち歪み、温度などのセンサ）の値が $R_1 = K \cdot R_4$ となったときに平衡状態となります。

平衡状態の測定は、おもにフィードバック・システム（電氣的/機械的なものと人によるものを含む）で用いられます。そのようなシステムは、測定するパラメータ（物理量）に対して制御をかけることにより、能動素子（ストレイン・ゲージ、測温抵抗体、サーミスタなど）がブリッジを平衡にするように動作します。

センサ応用の多くはブリッジ回路を採用しています。しかしながら、ブリッジを構成する抵抗値が初期値から変化してしまうと、それは測定すべき変数*4 の変化として測定されてしまいます。このような場合には、抵抗値の変化は出力電圧の変化として現れます。なぜなら、非常に小さい抵抗値の変化が一般的で、駆動電圧 V_B が 10 V（ロード・セル用

* 4：【訳注】物理量。実際のセンサ素子の抵抗値。

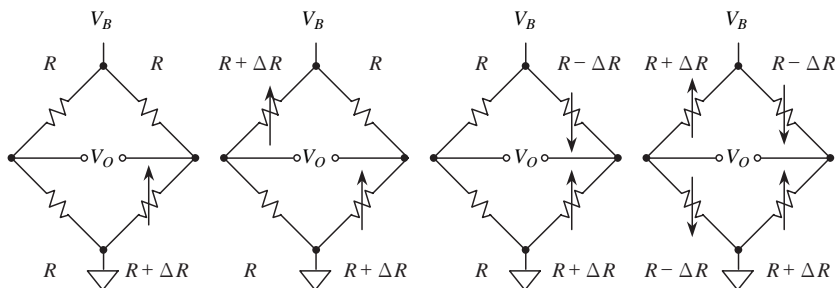
途では一般的な大きさ)であっても、出力電圧の変化は数十 mV 程度と非常に小さいものだからです。

多くのブリッジ用途で、センサ素子が1個だけではないことがあります。2個のセンサ素子を使ったり、場合によってはブリッジ全部の4個の素子がセンサであることもあります。図2-2は4種類の電圧駆動型ブリッジの構成を示したもので、これらは一般的なセンサ用途に最適なものです。この4種類の場合それぞれについて、駆動電圧とブリッジの抵抗値によるブリッジ出力電圧 V_O を表す式を示してあります。図では、すべて定電圧駆動であると仮定しています。ブリッジの出力は必ず V_B に比例していることに注意してください。測定精度は、駆動電圧 V_B の精度よりも良くなることはありません。

それぞれの場合において、ブリッジ内の固定抵抗 R はセンサ素子の公称抵抗値と同じであるとしてあります。センサ素子の公称抵抗値からの変化量は、測定される物理量(たとえばストレイン・ゲージによる歪み測定値、測温抵抗体による温度測定値)に対して比例するとしています。

ブリッジの感度は、駆動電圧に対する出力電圧の最大変化量との比になります。たとえば、 V_B が10 Vであり、ブリッジのフルスケール出力が10 mV だった場合の感度は1 mV/V になります。図2-2の4種類のブリッジ構成において、感度は右にいくにつれて(センサ素子の数が増えるにつれて)大きくなっています。

〈図2-2〉出力電圧の感度と定電圧駆動ブリッジ構成の直線性はセンサ素子の数に依存する



$$V_O: \quad \frac{V_B}{4} \left[\frac{\Delta R}{R + \frac{R}{2}} \right] \quad \frac{V_B}{2} \left[\frac{\Delta R}{R + \frac{R}{2}} \right] \quad \frac{V_B}{2} \left[\frac{\Delta R}{R} \right] \quad V_B \left[\frac{\Delta R}{R} \right]$$

直線性誤差: 0.5% / % 0.5% / % 0 0

(a) 1素子可変

(b) 2素子可変

(c) 2素子可変

(d) 全素子可変

図 2-2 (a) に示す 1 素子だけが変化するブリッジは、測温抵抗体やサーミスタを使用した温度検出用途に最も適しています。この構成は、単一抵抗体ストレイン・ゲージにも同じく使うことができます。すべての抵抗値は通常は等しい値になり、そのうちの 1 個（センサ素子）が ΔR の大きさで変化します。

図中の式に示すように、ブリッジ出力と ΔR との関係は直線ではありません。たとえば、 R が $100\ \Omega$ で ΔR が $0.1\ \Omega$ （抵抗値の 0.1% の変化）である場合、 V_B が 10 V 時のブリッジの出力電圧は 2.49875 mV になります。誤差量は、 $2.50000\text{ mV} - 2.49875\text{ mV}$ で 0.00125 mV となります。この値を 2.5 mV で割ってフルスケールのパーセントとして変換すると、最大出力での直線性誤差は約 0.05% になります。ブリッジの最大出力点での直線性誤差は、原点からフルスケールである最大出力点（フルスケール時のゲイン誤差は含まない）の間の直線で結んだ線からの最悪誤差値として計算されます。

もし、 ΔR が $1\ \Omega$ であった場合（抵抗値の 1% の変化）、ブリッジの出力は 24.8756 mV になり、最大出力点での直線性誤差は約 0.5% になります。1 個のセンサ素子を変化させるブリッジにおける最大出力点での直線性誤差は、式の形で以下のように示されます。

$$1 \text{ 素子可変タイプのブリッジの最大出力点での直線性誤差} = \text{抵抗の変化量の}\% \div 2$$

上記の非直線性はブリッジ自体のものであって、センサ素子のものではないことに注意してください。実際には、多くのセンサはある程度の非直線性をもっています。そのため、最終的な応用においてはそれらを勘案しておかねばなりません。

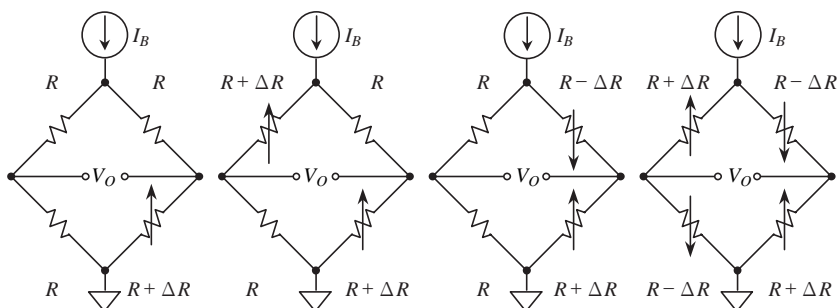
いくつかの用途では、上に説明したセンサの非直線性は許容できるものかもしれませんが、それが許容できない場合には、ブリッジ出力を直線化させる方法はたくさんあります。図中の式に示したように、ブリッジの抵抗変化とブリッジ出力間には一定の決まった相互関係があるため、デジタル・システムのほうでこの直線性誤差をソフトウェアにより除去することができます。また回路テクニックを用いても、ブリッジ出力を直接的に直線化することができます。これらについて以降で説明していきます。

2 素子可変タイプのブリッジでは、二つのケースについて考慮しなければなりません。一つめのケースは、図 2-2 (b) に示すように、向かい合った位置に配置された二つの素子が同じ方向に変化する場合です。例としては、2 個の同一のストレイン・ゲージが隣接して配置されており、その軸方向が同じである場合です。

この場合の非直線性は $0.5\%/ \%$ となります。これは、図 2-2 (a) に示すような 1 素子可変タイプのブリッジの場合と同様です。しかし興味深いことに、感度自体は単一素子を変化させるものと比較して 2 倍の係数に改善されています。二つの素子を変化させるブリッジは、圧力センサや流量計システムでよく見ることができます。

2 素子可変タイプのブリッジの二つめのケースを図 2-2 (c) に示します。このブリッジ

〈図 2-3〉出力電圧の感度と定電流駆動ブリッジ構成の直線性はセンサ素子の数に依存する



$$V_O: \quad \frac{I_B R}{4} \left[\frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{4}} \right] \quad \frac{I_B}{2} \left[\Delta R \right] \quad \frac{I_B}{2} \left[\Delta R \right] \quad I_B \left[\Delta R \right]$$

直線性誤差: 0.25% / %

0

0

0

(a) 1素子可変

(b) 2素子可変

(c) 2素子可変

(d) 全素子可変

は、2個の同一の素子が必要で、それらが反対方向に向かって変化します。これは、2個の同一のストレイン・ゲージの1個を曲げ面の頂点に設置し、もう1個をその反対側に設置する場合に対応します。この方式は直線出力であり、2素子可変タイプの一つめのケースと同様に、図 2-2 (a) の方式と比較して2倍の感度をもっています。この方式を考えたときの違う見方としては、 $R + \Delta R$ の項と $R - \Delta R$ の項がリニア・ポテンショメータの左右それぞれの部分を構成しているのだと考えればよいでしょう。

図 2-2 (d) のように、すべての素子を変化させるブリッジの場合、与えられた抵抗の変化によって最大の信号レベルを出力し、さらに構造上からも直線出力となります。これは、4個の同一のストレイン・ゲージからなるロード・セルに用いる業界標準の構成方法でもあります。同じく、この構成方法は最もポピュラーなブリッジの構成方法でもあります。

図 2-3 に示すように、ブリッジを定電流電源で駆動することもできます。図ではそれぞれ、1素子、2素子、4素子の可変素子構成となっています。電圧供給ブリッジ回路のときと同様に、この図でも感度とアナログ出力レベルを表す式を示してあります。

電流駆動方式は電圧駆動よりも一般的ではありませんが、駆動電源から離れたところに設置されるブリッジを駆動する場合に便利です。その利点の一つは、配線抵抗が測定における誤差にならないことです。もう一つは単純な話で、配線コストが軽減できるということです。また、定電流源による駆動方式では、図 2-3 (a) の1素子可変タイプの場合以外

〈表 2-2〉設計時に考慮すべきブリッジに関する注意点

ブリッジの形式を選択する (1, 2, 4 の可変素子数)

- 電圧駆動か電流駆動かの選定
- 比計測 (レシオメトリック ; ratiometric) 動作
- 駆動電圧もしくは駆動電流の安定度
- ブリッジの感度, フルスケール出力/駆動電圧 ($1 \text{ mV/V} \sim 10 \text{ mV/V}$ が一般的)
- ブリッジのフルスケール出力 ($10 \text{ mV} \sim 100 \text{ mV}$ が一般的)
- 精度, 低雑音増幅, 信号変換技術が必要
- 直線化の技術が必要になる可能性あり
- 遠方に配置されたセンサを用いることは困難が伴う

のすべてのブリッジ回路で, 直線出力動作*5 が可能という利点もあります。

まとめると, 表 2-2 に挙げるように, ブリッジ回路にはさまざまな設計上の注意点があります。基本的な方式を選択したのちに, 駆動電源方式を検討しなければなりません。最初に, 感度に直接的な影響を与える駆動電圧/駆動電流の大きさを決めます。ブリッジ出力のフルスケール値は, 駆動電圧 (もしくは電流) に対して直接的に比例していることを忘れないでください。一般的なブリッジの感度は $1 \text{ mV/V} \sim 10 \text{ mV/V}$ となっています。

駆動電圧を大きくすれば, それに比例した大きなフルスケール出力電圧を得ることができますが, ブリッジでの消費電力を増加させてしまいます。さらに, そのことによりセンサ抵抗体の自己発熱による誤差を誘発してしまう可能性が増します。その一方で, 低い駆動電圧の場合は信号変換回路で大きなゲインが必要になり, 低いレベルの誤差 (たとえばノイズやオフセット電圧) についての感度を上昇させてしまいます。

その絶対量に関わらず, 駆動電圧/駆動電流の安定度はブリッジ出力の全体の精度に直接に影響を与えます。出力を表す式の V_B の項や I_B の項により, それは明白であるといえます。したがって最高の精度を維持するためには, 安定なリファレンス電圧とレシオメトリック (ratiometric ; 比計測) 型の回路駆動技術が必要になります。

比計測とは, 単に電圧駆動ブリッジへの駆動電圧を A-D コンバータ (増幅されたブリッジの出力電圧をデジタル化する A-D コンバータ) のリファレンス入力電圧として使うことで実現できます。電流駆動型ブリッジの場合には, その電流に比例した電圧を使います。この方法により, 絶対的精度と駆動電圧の変動量の関係を副次的なものとすることができます。以下に, 例を示しながら解説していきます。

*5 : 【訳注】ブリッジ回路による誤差が出てこないこと。

2-2 ブリッジ出力の増幅とリニアライズ

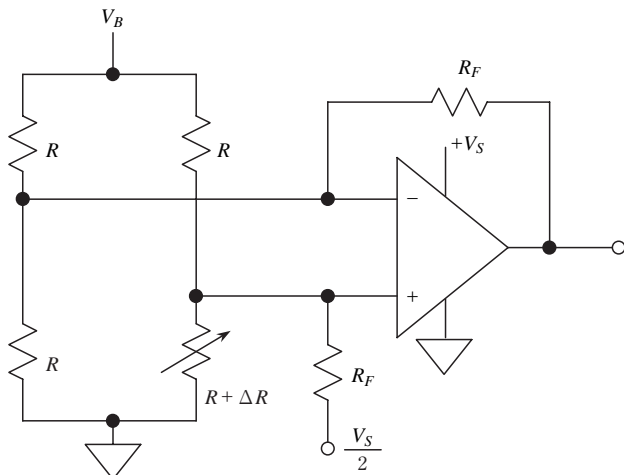
1素子可変型のブリッジ回路の出力は、普通は図2-4に示すような高精度OPアンプ1段で増幅されます。この回路は相対的にシンプルという魅力はありますが、残念ながら全体的な性能としては貧弱です。計算からわかるようにゲインと精度が不十分であり、負荷となる R_F とOPアンプのバイアス電流によりブリッジを不平衡にしてしまいます。抵抗 R_F は最大と同相信号除去性能を確保するために、注意深く選定してマッチングさせなければなりません。

同様に、ゲインを可変することと、同相信号除去性能を最大にすることを同時には実現できません。ゲインはブリッジの抵抗と R_F に依存しています。それに加えて、出力は非直線的であり、この方式にはブリッジ自体のもともとの非直線性を補正する機能はありません。つまり、この回路は精密な測定用途には勧められないということです。

この回路において救いとなるのは、1個のOPアンプで単一電源による動作が可能であるという特長です。非反転入力に接続されている抵抗 R_F は、 $V_S/2$ （この電位はグラウンドでないことが重要）につながっており、このバイポーラOPアンプの出力スイングは、 $V_S/2$ を基準として ΔR の正方向および負方向の双方に動作します。

より良いアプローチは、図2-5に示すように、必要な増幅処理に計装アンプを使うことです。この効果的な回路は、より高いゲイン精度を得ることができ、計装アンプを用いる

〈図2-4〉ブリッジの増幅器として単一OPアンプを用いる例

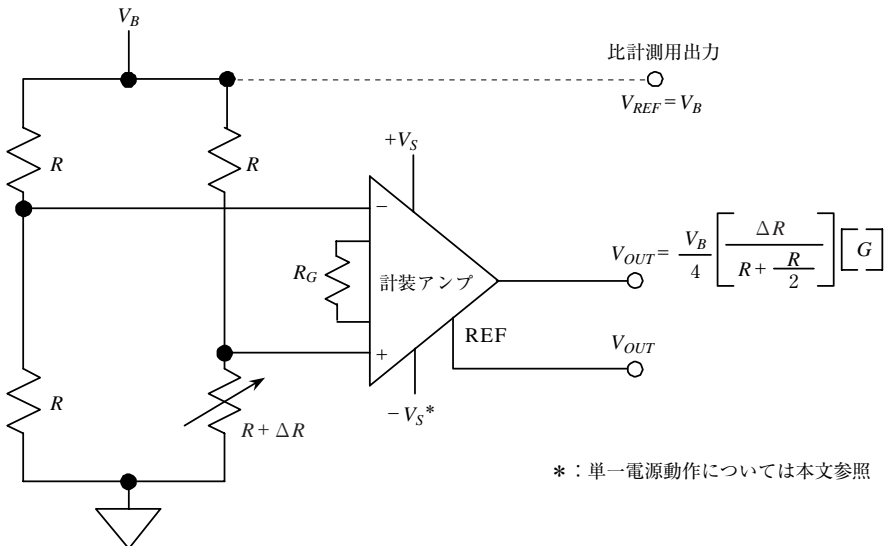


ことで1本の抵抗 R_G でゲインを決定できます。計装アンプの入力部はブリッジ回路に対して個別なハイ・インピーダンス負荷となるため、ブリッジに対しての負荷になったり、ブリッジを不平衡にしたりすることはありません。最新の計装アンプをゲイン 10～1000 で使うことで、素晴らしい同相信号除去特性とゲイン精度を実現できます。

しかし、ブリッジのもともともつ性質により、出力はそれでもまだ非直線になります(図中の式を参照のこと)。先に述べたように、これはソフトウェアによって補正できます。ただし、このことは計装アンプの出力が A-D コンバータによりデジタル化され、その後段にマイクロコントローラかマイクロプロセッサが用意されていることを前提にした場合のことです。

計装アンプは図に示すような2電源でも動作させることができますし、単一の正電源でも動作させることができます。単一電源動作は、図中の $-V_S$ を 0 V にすることで実現できます。これは重要な特徴で、単一電源にすることで、このようなブリッジ回路は計装アンプの入力を $V_B/2$ のレベルにバイアスし、計装アンプのバイアス電圧定格を一般的に満足してくれます。AD620 ファミリのなかの AD623 や AD627 などの計装アンプは、このような単一電源(両電源でも)のブリッジ用途に用いることができ、必要なゲイン、入出

〈図 2-5〉ブリッジ出力の増幅において一般的に有効な手法は安定なゲインと高い同相電圧除去比のために計装アンプを用いることである



力電圧スイング・レベルの要求に応えることができます。

この例では、ブリッジ回路は電圧 V_B で駆動されています。この電圧を A-D コンバータのリファレンス電圧としても用いることができ、その場合はレシオメトリック動作の V_{REF} となります。

このようなブリッジ回路の出力信号を直線化する多くのテクニックが存在します。しかしながら、ブリッジ回路の出力を表す計算式の直線性（先に示したもの）に関する問題と、センサ素子自体の測定対象の物理現象に対応する直線性の問題とを区別することが大切です。たとえば、センサ素子が測温抵抗体である場合、測定用に設定されたブリッジが完璧に十分な直線性をもっていたとしても、測温抵抗体の本来の非直線性のために、その出力は非直線となってしまいます。

ブリッジ回路用のセンサを供給しているメーカは、この非直線性の問題をいろいろな方法で対策しています。それはブリッジ内の抵抗値の変化量を少なくする方式や、ブリッジ内のセンサ素子に補完的な非直線応答を設けて調整する方式、トリム抵抗を用いて直線補完により補正する方法…などです。以下に示す例で重要なことは、ブリッジの方式自体（ブリッジ内にあるセンサ素子ではなく）の、特に直線性誤差について述べているということです。

〈図 2-6〉1 素子可変タイプのブリッジをリニアライズする方法（その 1）

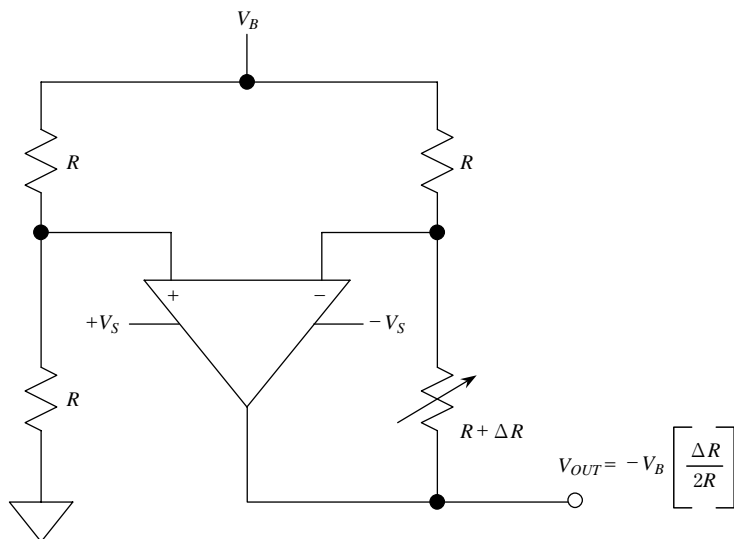


図2-6は、単一素子に変化するブリッジ回路です。この回路でのOPアンプは、ブリッジの平衡状態を強制的に維持するような電圧レベルを出力するように動作します。この1素子可変タイプの例では、OPアンプの帰還抵抗だけが変化し、その他の3個の抵抗値は固定になっています。

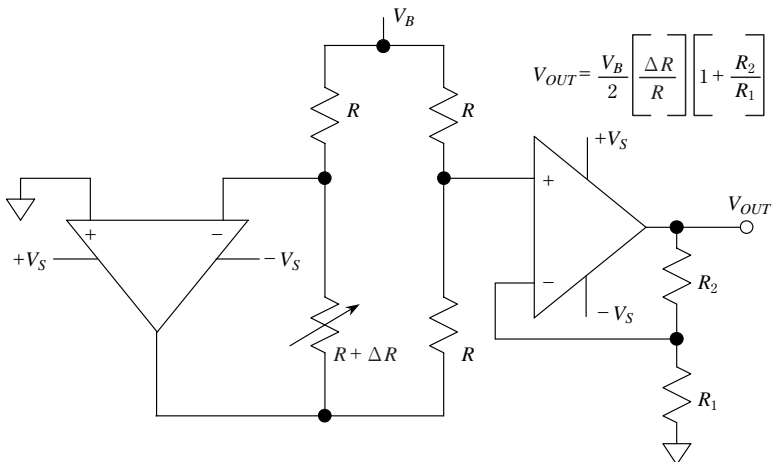
ここではOPアンプの出力はバッファとなっており、ブリッジを平衡にするための、グラウンド・レベルを基準とする低インピーダンスの電圧レベルを出力します。さらに、 $V_B/2$ のブリッジの同相電圧成分をOPアンプの入力部で効果的に除去します。

この回路は可変抵抗（センサ素子）の両端に電圧が直接加わるように動きます。この電圧は、可変抵抗の両端の電圧降下に大きさが等しく、極性が反転しており、そして ΔR に対して直線となります。この回路は、定数が R の3個の抵抗とOPアンプが、可変抵抗に対して定電流を供給するように動作すると考えれば理解できます。これは出力を直線化するための基本的なメカニズムになっています。

この能動型ブリッジは、標準的な1素子可変タイプのブリッジ（図2-2 (a)）の2倍のゲイン感度をもっています。要点は、ブリッジは ΔR が大きい値であっても、ブリッジの差分抵抗/差分電圧出力は直線となることです。しかしながら、ブリッジの出力は相対的に小さい信号なので、このブリッジ出力を補完するために2段目の増幅器が必要になります。さらに、この回路で用いられるOPアンプは両電源のものがが必要です。なぜなら、 ΔR が正の方向に変化した場合、OPアンプの出力はマイナスの方向に振れるようになるためです。

1素子可変タイプのブリッジ回路を直線化できる別の回路として、図2-7に示すものが

〈図2-7〉1素子可変タイプのブリッジをリニアライズする方法（その2）



あります。ブリッジの一番上の接続点には電圧 V_B がかけられています。ブリッジの下
の接続点は左側の OP アンプにより、レベルが補われるように駆動されます。この OP ア
ンプは、可変抵抗素子が $R + \Delta R$ の状態でも V_B/R となる定電流を出力します。

図 2-7 に示した回路では、1 素子可変タイプのブリッジを定電流駆動することが直線性
改善のメカニズムを担っています。また、ブリッジの左側中央の端子は OP アンプにより
グラウンド・レベルに設定されるため、同相電圧を効果的に低減できます。この回路は、
使用する OP アンプの選定を容易にしてくれるというありがたさがあります。もちろん、
高ゲイン、低オフセット、低雑音、そして高い安定性などの性能的な要求は依然として必
要になります。

出力信号はブリッジの右側端子から取り出し、非反転ゲイン段として動作する次段の
OP アンプにより増幅されます。次段の OP アンプをもつことでスケーリング*6 が自由に
できることから、この方式は高いフレキシビリティをもっています。回路全体としての出
力は直線となり、図 2-6 に示した回路と比較しても同様なレベルの感度をもっています。

図 2-7 の回路は、両電源により駆動される 2 個の高精度 OP アンプが必要です。それに
加えて、 R_1 - R_2 の抵抗は回路全体での安定したゲインを実現するために、抵抗比がマッチ
している安定したものを選ぶ必要があります。この回路は 2 個入り高精度 OP アンプ、た
とえば AD708、OP2177、OP213 を用いることで実現可能です。

図 2-6 に示した回路とほとんど同じ回路が、電圧駆動の 2 素子可変型ブリッジを直線化
するためにも利用できます。図 2-8 の回路の構成は、図 2-6 で示した 1 素子可変タイプ用
の回路と比較して、 V_B と OP アンプの非反転入力のための抵抗が可変であることを除いて
同一です（対角にある $R + \Delta R$ の抵抗は同じ方向に変化する）。

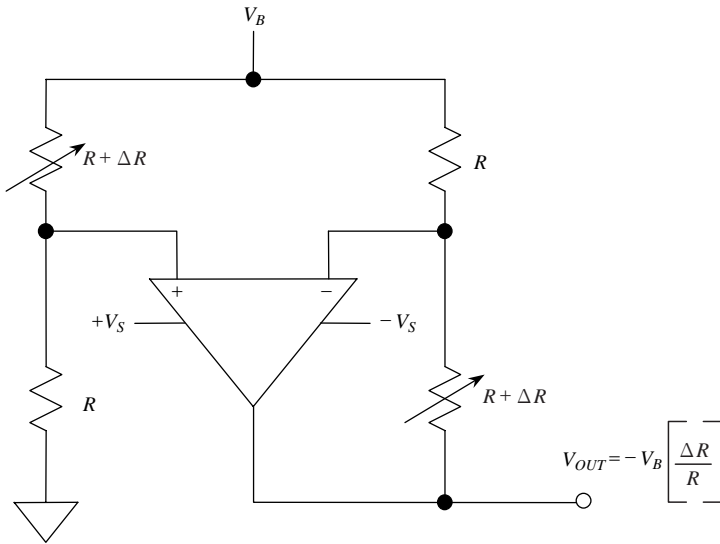
出力の計算式を見ると明らかですが、駆動電圧 V_B が同じなら、この形状の回路は 2 倍
の感度をもっています。両電源で動作する OP アンプがここでも必要となり、さらに増幅
が必要になる場合もあります。

図 2-9 に示す 2 素子可変タイプのブリッジ回路は、1 個の OP アンプ、検出抵抗 R_{SENSE} 、
電圧リファレンス V_{REF} が、検出ブリッジも含むフィードバックの中に入っています。ル
ープ全体は、ブリッジを通る定電流 $I_B = V_{REF}/R_{SENSE}$ を保持するように動作します。ブ
リッジのそれぞれの抵抗を流れる電流は、抵抗値が変化しても一定 ($I_B/2$) になっており、
そのため出力は ΔR に直線比例します。出力は計装アンプにてさらに増幅しています。

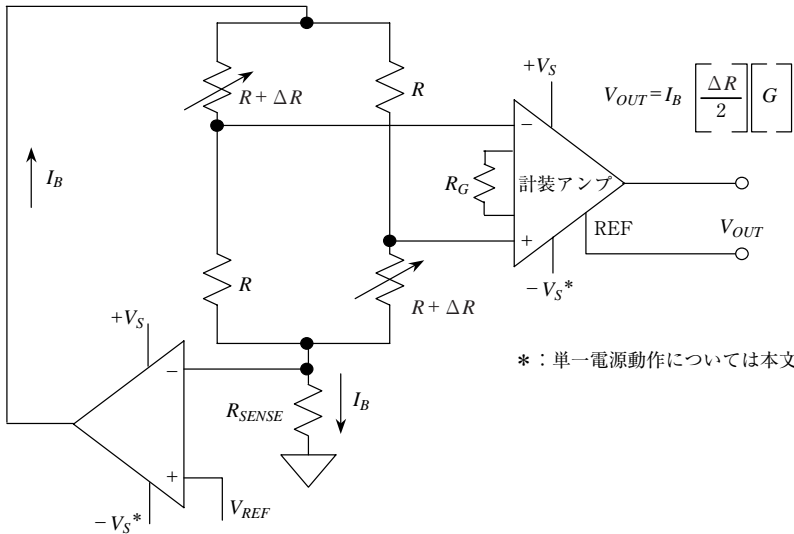
この回路は、OP アンプと信号のレベルを適切に選定することで単一電源での動作が可
能です。もし、A-D コンバータで比計測を行う場合には、 V_{REF} 電圧を A-D コンバータの
基準電圧に使うことができます。

* 6：【訳注】scaling. 必要な増幅度が設定できるという意味。

〈図 2-8〉2 素子可変タイプの電圧駆動ブリッジを直線化させる方法 (その 1)



〈図 2-9〉2 素子可変タイプの電流駆動ブリッジを直線化させる方法 (その 2)



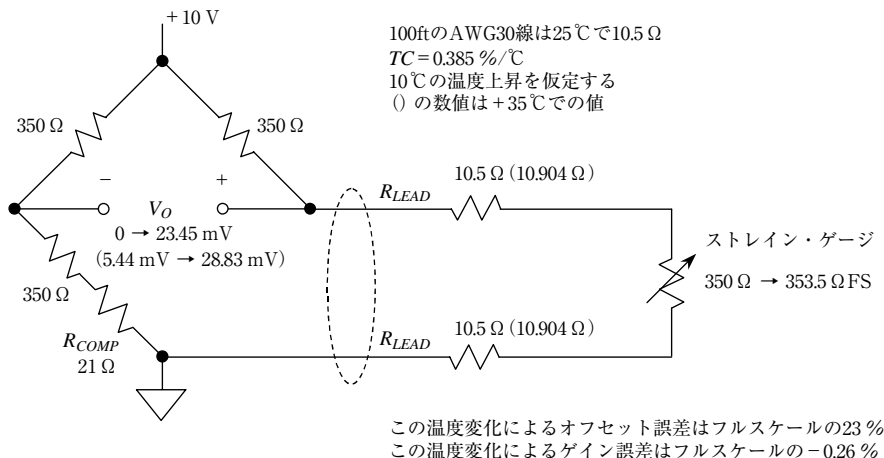
2-3 離れたところに設置したブリッジを駆動する

離れたところに設置されたブリッジに関する最大の問題点は、配線抵抗とノイズのピックアップです。図2-10では、 $350\ \Omega$ のストレイン・ゲージが、100 ft長のAWG30ツイスト・ペア銅線*7により、ブリッジ回路と接続されています。銅線の抵抗は 25°C で $0.105\ \Omega/\text{ft}$ （つまり100 ftで $10.5\ \Omega$ ）となります。全体の銅線の抵抗は $350\ \Omega$ のストレイン・ゲージに直列に接続されることになり、合計で $21\ \Omega$ になります。

銅線の抵抗温度係数は $0.385\ \%/^\circ\text{C}$ です。ここで、ケーブルにおける $+10^\circ\text{C}$ の温度上昇によるブリッジ出力のゲインとオフセット誤差を計算してみましょう。これらの計算は簡単にできます。なぜなら、ブリッジ出力は単純に2個の抵抗分割電圧出力（それぞれ $+10\ \text{V}$ の電源により駆動される）の間の差分量になるからです。

ストレイン・ゲージに荷重がかかって抵抗値が公称値の $350\ \Omega$ から 1% （ $+3.5\ \Omega$ ）だけ大きくなっている場合、フルスケールでのストレイン・ゲージの抵抗値は $353.5\ \Omega$ になります。これはブリッジの出力電圧を $+23.45\ \text{mV}$ だけ増加させます。 $21\ \Omega$ の R_{COMP} 抵抗は、ストレイン・ゲージが $350\ \Omega$ であるとき、配線抵抗を補正してブリッジを平衡にします。 R_{COMP} がないと、ブリッジはストレイン・ゲージ抵抗が $350\ \Omega$ の場合、 $145.63\ \text{mV}$ のオフ

〈図2-10〉離れたところに設置するブリッジ・センサにおける配線抵抗による誤差



*7：【訳注】ft：フィート，1 ft \approx 30 cm。AWG30 \approx ϕ 0.25 mm。

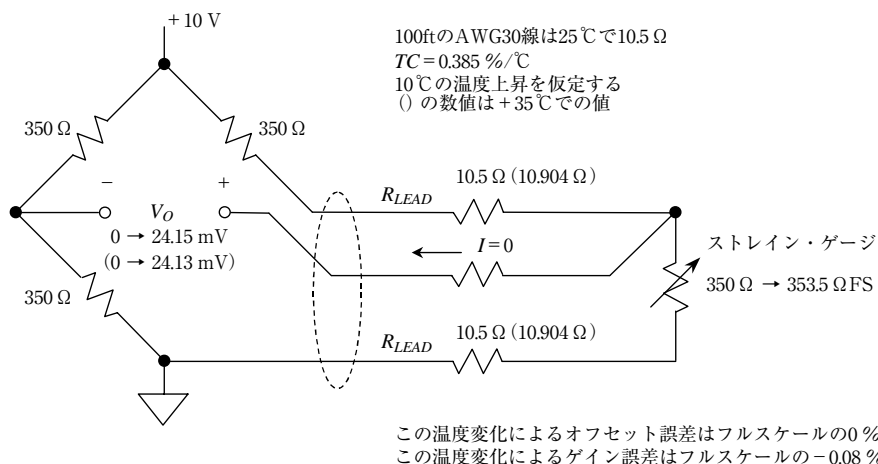
セット電圧を発生させてしまいます。なお、このオフセット電圧はソフトウェアで簡単に補正することができます。しかし、ここでは R_{COMP} を使ってハードウェアで処理する例を示しています。

ここで、常温から 10°C だけ銅線の温度が上がったと仮定します。これは、それぞれの配線抵抗を 0.404Ω ($10.5\Omega \times 0.00385/^{\circ}\text{C} \times 10^{\circ}\text{C}$) ほど上昇させます。図中のカッコ内の数値は、 $+35^{\circ}\text{C}$ での値を示しています。増加した配線抵抗 (2本の配線の両方による) は全体で $+0.808\Omega$ となります。センサに荷重がかかっていない場合、この増加した配線抵抗により、 $+5.44\text{ mV}$ のオフセット電圧をブリッジ出力に発生させます。フルスケールの荷重状態では、ブリッジ出力は $+28.83\text{ mV}$ (荷重なしの状態から $+23.39\text{ mV}$ の変動) となります。

このように、 10°C の温度上昇によって $+5.44\text{ mV}$ のオフセット電圧エラー (フルスケールの $+23\%$)、および -0.06 mV のゲイン誤差 ($23.39\text{ mV} - 23.45\text{ mV}$, フルスケールの -0.26%) を発生させます。これらの誤差は、単に AWG30 の太さの配線材だけによって生じるものであり、ストレイン・ゲージ自体の温度係数による誤差は含んでいません。

ブリッジ出力における配線抵抗の影響を軽減するために、図 2-11 に示すような 3 ワイヤ結線を使用する方法があります。ここでは、ブリッジの出力電圧は入力インピーダンスの高い回路によって測定されると仮定しており、検出用配線には電流がほとんど流れません。検出用配線は抵抗分割による出力電圧を測定することに注意してください。ブリッジ

〈図 2-11〉離れた場所に設置するブリッジの配線抵抗による誤差は 3 ワイヤ・センサ結線により低減できる



の上半分はブリッジ抵抗と配線の抵抗であり、下半分はストレイン・ゲージの抵抗と配線の抵抗です。したがって、定常状態での検出電圧は配線抵抗には無関係になります。ストレイン・ゲージの抵抗値がフルスケール ($353.5\ \Omega$) まで上昇した場合には、ブリッジ出力は $+24.15\ \text{mV}$ まで上昇します。

$25\ ^\circ\text{C}$ から $35\ ^\circ\text{C}$ への温度上昇は、ブリッジのそれぞれの分割抵抗に対しての配線抵抗を $+0.404\ \Omega$ だけ上昇させます。フルスケールのブリッジ出力電圧は、若干の感度ロスにより $+24.13\ \text{mV}$ に減少します。一方で、オフセット誤差はありません。 $10\ ^\circ\text{C}$ の温度上昇によるゲイン誤差はたったの $-0.02\ \text{mV}$ で、フルスケールの $0.08\ \%$ に当たります。これを図 2-10 に示した 2 ワイヤ結線の場合の $+23\ \%$ 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みてください。

3 ワイヤ結線の方法は、離れた場所に設置された抵抗素子 (この素子は 1 素子可変タイプのブリッジでのセンサ素子) に対してうまく動作します。しかしながら、全素子を可変させるタイプのブリッジは、ロード・セルの例を見ればわかるように、一般的には完全に 1 個のモジュールとしてアセンブリされています。これらのブリッジを信号変換の電子回路から離れたところに設置する場合には、精度を維持するために特別な回路テクニックが必要になります。

特に注意すべきことは、ブリッジに供給する駆動電圧の精度と安定性を維持することです。ブリッジは駆動電圧に比例するレベルをそのまま出力してしまうので、駆動電圧のいかなるドリフトもブリッジ出力電圧のドリフトを発生させてしまいます。

この理由から、すべての素子を変化させるブリッジの多くのもの (たとえばロード・セル) は、6 ワイヤ結線を用います。2 本の配線はブリッジ出力へ、別の 2 本はブリッジへの駆動電源供給、そして残りの 2 本は検出用配線として用います。このような、より高い精度を得るために付加的な配線を用いる方法を、ケルビン (Kelvin) 接続、または 4 ワイヤ接続と呼んでいます。この方法を図 2-12 に示します。

この構成では、駆動電圧 V_B をブリッジに直接かけることはできません。しかし、その代わりに、上側の高精度 OP アンプ (ブリッジのプラス側端子の周りに形成される負帰還ループに接続されている) に供給されることになります。延長ケーブルの配線抵抗による若干の電圧降下 $+ \text{FORCE}$ 端子に生じるかもしれませんが、OP アンプは $+ \text{SENSE}$ 結線に負帰還の経路をもっているために、自動的にそれを補正します。その全体的な効果として、離れたところに設置されたブリッジの上側の端子を、 V_B に対して非常に高い精度に維持できます (もちろん使用する OP アンプの性能にも依存する)。下側の高精度 OP アンプも同様です。この OP アンプは、ブリッジのマイナス側端子をグラウンド・レベル (OP アンプに入力されるグラウンド・レベルで規定される) へと駆動します。またここで、 $- \text{FORCE}$ 配線での電圧降下は、 $- \text{SENSE}$ 端子を検出していることにより相対的に

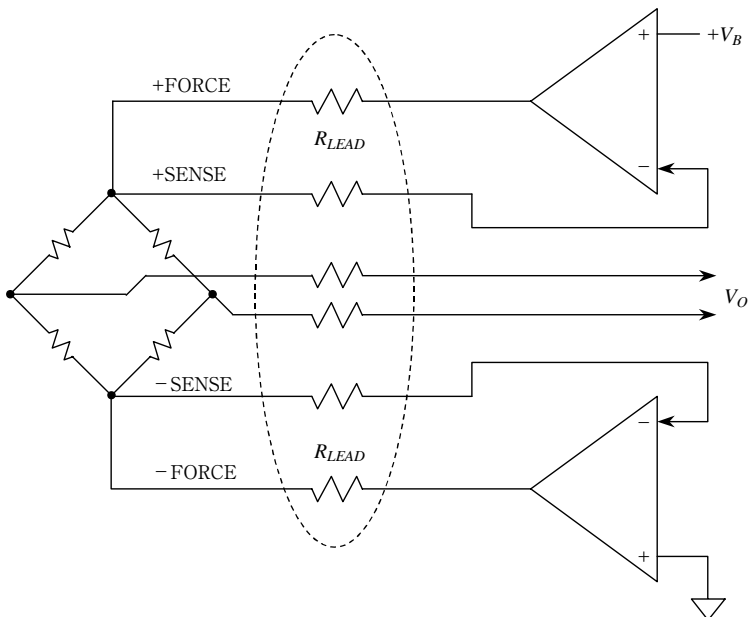
無視できることになります。

検出用配線は双方とも OP アンプのハイ・インピーダンス入力に接続されるため、配線抵抗で電圧降下を生じるバイアス電流による誤差が最小になります。OP アンプは、離れた場所に設置されるブリッジに対して必要な駆動電圧のレベルを維持します。それは、プラス側とマイナス側の検出用配線の電圧が、常に V_B に対して等しくなるように動作しているからです。

注意すべき点は、図の下側の OP アンプは $-$ FORCE の配線を駆動するために出力が負電圧になる必要があるため、両電源駆動タイプでなければならないという点です。また、ブリッジに流れる相対的に高い電流（約 30 mA）のため、OP アンプ出力には電流バッファを付けることが賢明といえます。

ケルビン接続はブリッジでの配線抵抗による電圧降下の誤差を除去しますが、駆動電圧 V_B は基本的に非常に高安定に保つ必要があります。それは、ブリッジの出力電圧に直接に影響を与えるからです。それに加えて、OP アンプは低オフセット、低ドリフト、低雑音でなくてはなりません。また、A-D コンバータの基準電圧として V_B を与えることによ

〈図 2-12〉電圧駆動ブリッジは 6 本のワイヤと高精度 OP アンプを使ったケルビン検出システムにより配線抵抗の誤差を最小にできる



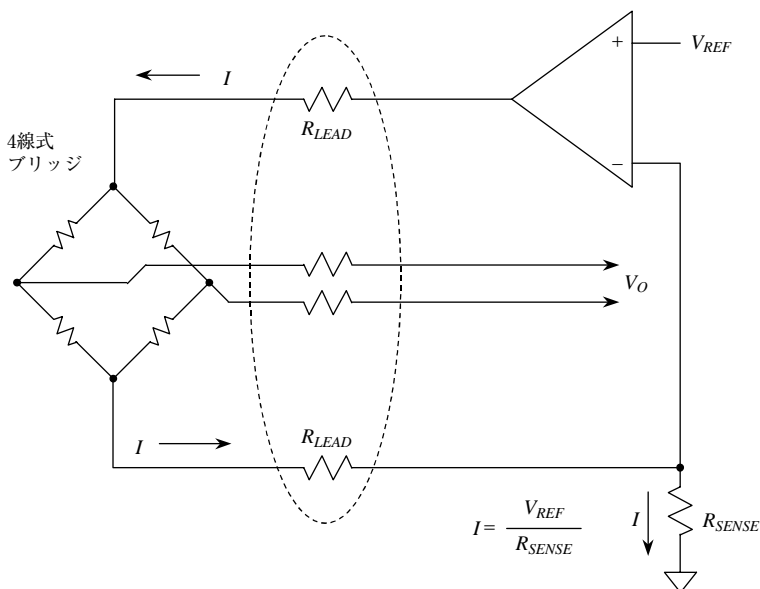
って、比計測動作が行えます。

図2-13に示すブリッジ回路の定電流駆動は、測定精度における配線抵抗の影響を最小にするもうひとつの方法です。この方式では、ブリッジを高い精度の電流 I で駆動します（電流 I の値は図中の式を参照）。この回路のアドバンテージは、1個のOPアンプしか必要としないということです。

しかしながら、基準電源の精度、検出抵抗、OPアンプ、これらすべてが回路全体の精度に対して影響を与えます。OPアンプにはそれなりの精度が必要とされることは明らかですが、注意が必要なのは、数mA以上の駆動電流が必要とときに適切な電流量を供給できるかどうかということです（標準的な350Ωブリッジ回路などの場合）。そのような場合には、OPアンプ出力の電流バッファリングが必要となります。

したがって、このような回路で最高の精度を出すためには、出力バッファ段を付加することが推奨されます。ブリッジへの駆動電流が単極性（単方向）であることから、小信号トランジスタのような簡単なもので実現できます。

〈図2-13〉4ワイヤ接続の電流駆動ブリッジも配線抵抗による誤差を最小にする（配線も簡単）



2-4 システムのオフセットを最小化する

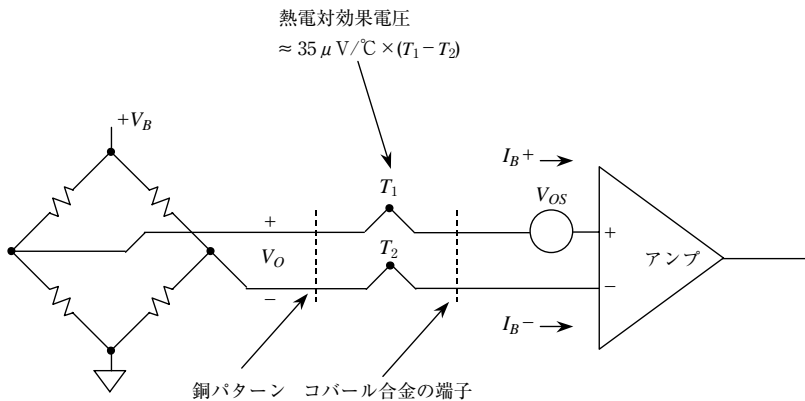
ブリッジ出力のフルスケール出力電圧が20 mV の場合に0.1 %以上の精度を維持するためには、すべてのオフセット誤差を足し合わせたものが20 μ V 未満であることが必要になります。寄生熱電対効果は重要なポイントで、それに対して注意を払わなかった場合には、重大な温度ドリフト誤差を発生させてしまいます。すべての異金属同士の接続は、1℃の温度差によって数 μ Vから数十 μ Vの電圧を発生させます。それは熱電対効果における基本的な現象です。

しかしながら運の良いことに、ブリッジ計測システムでの信号結線は差動信号になっているため、寄生熱電対効果の影響を軽減させることができます。

図2-14は、システムが避けることのできない典型的なオフセット誤差の原因をいくつか示しています。差動信号の経路において、寄生熱電対のペアがあり、その接合点の温度が互いに異なる場合には、信号の精度を低下させてしまいます。この図は、ICアンプのコパル合金*8 端子と銅プリント基板の配線の間に形成される一般的な寄生熱電対を示しています。

この熱電対効果によって発生する電圧は、温度差係数が35 μ V/℃となります。このパッケージとプリント基板配線間の熱起電力は、プラスチック・パッケージと銅のリード・フレームを使用することで大幅に軽減されます。どのようなパッケージが用いられるかに

〈図2-14〉ブリッジ計測システムでの典型的なオフセット電圧の原因



*8：【訳注】Kovar. ウェスティングハウス社 (Westinghouse) の登録商標。

かわらず、信号伝達経路にそったすべての金属対結合は、その部位間の温度差が最小になるように設計しなければなりません。

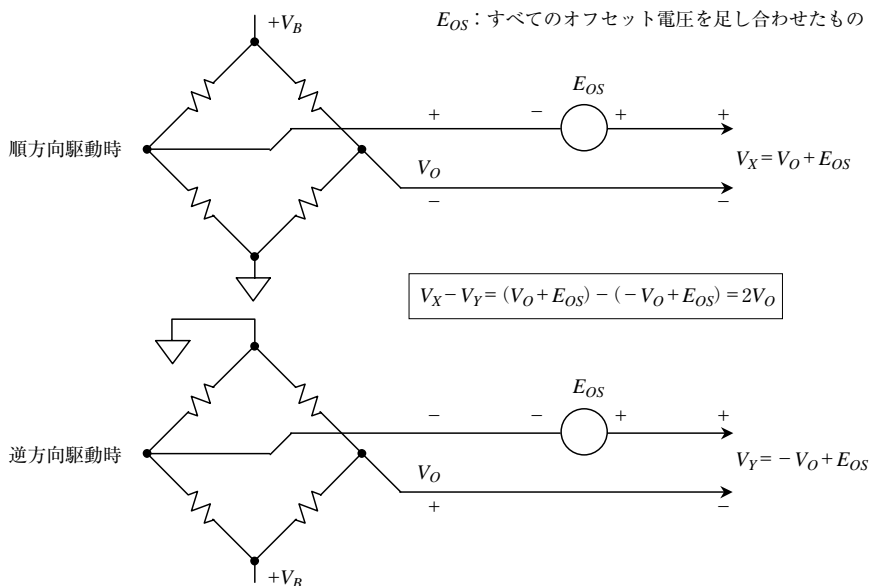
増幅器のオフセット電圧とバイアス電流は、オフセット誤差の原因になります。増幅器のバイアス電流は、信号源インピーダンスを経由して流れています。信号源インピーダンスかバイアス電流のどちらかがアンバランスであると、オフセット誤差を発生させてしまいます。それに加えて、オフセット電圧とバイアス電流は温度の関数になっています。

このような用途には、低オフセット、低オフセット・ドリフト、低バイアス電流、ローノイズ/高精度 OP アンプである AD707 や OP177、OP1177 が必要となるでしょう。場合によっては、チョッパ安定化増幅器（たとえば AD8551/AD8552/AD8554）が最適なこともあります。

図 2-15 に示すような交流によるブリッジ駆動は、ブリッジ出力 V_O に直列に発生するオフセット電圧を効果的に取り除くことができます。

このコンセプトは単純です。全体のブリッジ出力電圧は、図に示されるように 2 段階の順序で測定されます。最初の測定（図中の上）は駆動電圧 $+V_B$ にて上側の端子からブリッジを駆動します。これは、最初の段階の出力 V_X を発生させます。この V_X は、求めるべきブリッジ出力電圧 V_O と全体のオフセット電圧 E_{OS} を足し合わせたものになります。

〈図 2-15〉ブリッジの交流駆動はシステムのオフセット電圧を最小にする



構成に付加されるこの手法は、先に図 2-15 で説明したオフセット・キャンセル回路の使い勝手を大きく広げてくれます。

ただし、H ブリッジを構成する MOSFET がオン抵抗をもつため、交流駆動ブリッジでもケルビン接続を用いなくてはなりません。また、駆動する信号は、図に示すようにオーバーラップしないことも、MOSFET に過大なスイッチング電流が流れないようにするために重要なことです。A-D コンバータ AD7730 は、この交流ブリッジ駆動を実現するためのオーバーラップしない信号を生成する回路をオンチップでもっています。外付けで必要なものは、図 2-16 (b) のスイッチング・ブリッジだけです。

AD7730 は $\Sigma\Delta$ 型の A-D コンバータのファミリのひとつであり、高い分解能 (24 ビット) と内部プログラマブル・ゲイン・アンプをもっており、ブリッジ用途に対して理想的なものです。これらの A-D コンバータは自己校正、システム校正の機能をもっており、それにより A-D コンバータのオフセットとゲイン誤差を最小化することができます。たとえば、AD7730 は $5\text{ nV}/^{\circ}\text{C}$ のオフセット・ドリフトと $2\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ のゲイン・ドリフトです。オフセットとゲイン誤差は、システム校正機能により数 μV まで低減させることができます。

◆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, 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>

第 3 章

歪み，力，圧力，流量の測定

Walt Kester / 訳：國頭延行

物理的な力を測定するために使われる最も一般的な電気的素子には、抵抗体ストレイン・ゲージ、半導体ストレイン・ゲージ、そしてピエゾ効果を使ったトランスデューサがあります。ストレイン・ゲージ (strain gage) は、抵抗体が貼り付けられている基板（キャリアと呼ばれる）の上で生じるキャリア全体の「ゆがみ」を検知することによって、間接的に力の測定を行います。圧力は、適切なトランスデューサを使って力に変換し、その力をストレイン・ゲージを使って電気信号に変換することで測定することができます。流量は、差圧を測定することで機械的な値として計測することができます。ストレイン・ゲージを使ったテクニックを用いて電気信号として処理することができます。これらの原理を表 3-1 にまとめておきます。

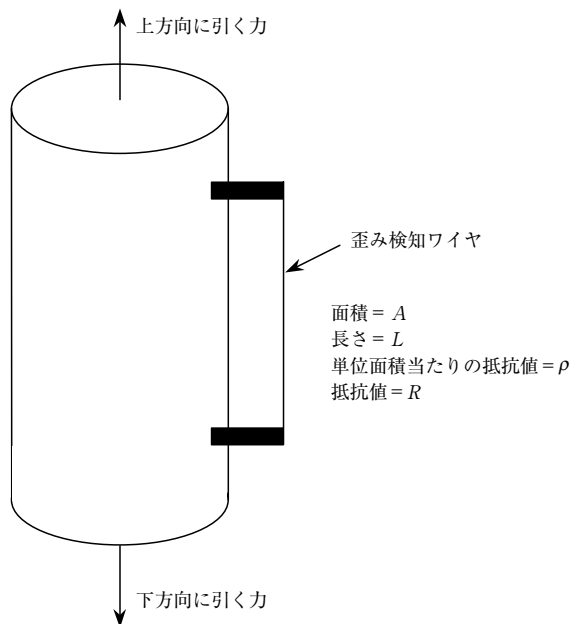
3-1 ストレイン・ゲージ

抵抗体ストレイン・ゲージは、長さの変化により抵抗値が変化するもの、すなわち抵抗素子を使います。抵抗素子を取り付けられている基板に力が加わることにより、その抵抗素子が伸び縮みし、その伸び縮みによって生じた抵抗値の変化を読み取ります。抵抗体ストレイン・ゲージは、おそらく最もよく知られた力から電気量への変換素子と言えるでし

〈表 3-1〉ストレイン・ゲージは多くの物理量を直接的/間接的に測定する基本

- ・歪みの測定：ストレイン・ゲージ，ピエゾ効果を使ったトランスデューサ
- ・力の測定：ロード・セル
- ・圧力の測定：振動板（ダイアフラム）で力に変換し，その力をストレイン・ゲージで測定する
- ・流量の測定：差圧を測定する

〈図 3-1〉非接着型ストレイン・ゲージの動作原理



$$R = \rho \frac{L}{A}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = GF \cdot \frac{\Delta L}{L}$$

GF = ゲージ・ファクタ

金属の場合：2～4.5

半導体の場合：150以上

$$\frac{\Delta L}{L} = \text{マイクロストレイン} [\mu\epsilon]$$

$$1 \mu\epsilon = 1 \times 10^{-6} \text{ cm/cm} = 1 \text{ ppm}$$

よう。

非接着型ストレイン・ゲージは、基板上の2点間に渡したワイヤによって構成されています。そのワイヤの長手方向に力が加わると、ワイヤは伸び縮みします。ワイヤの面積を A 、長さを L 、単位面積当たりの抵抗値（抵抗率）を ρ とすると、伸び縮みしたワイヤの抵抗値 R は式 (5-1) に従って変動します。

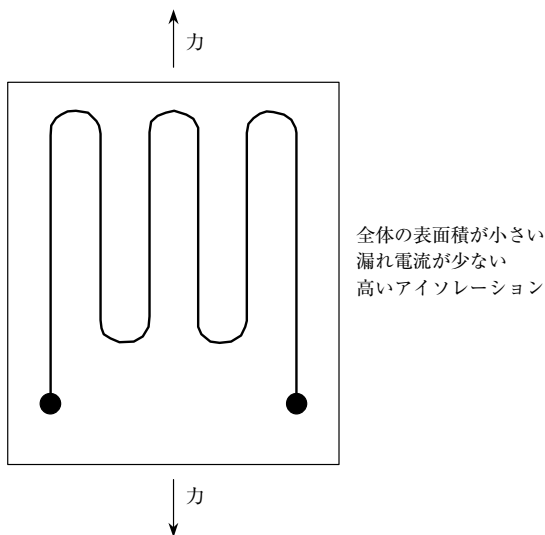
$$R = \rho \frac{L}{A} \quad \dots\dots\dots (5-1)$$

また、

$$\frac{\Delta R}{R} = GF \frac{\Delta L}{L} \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

の関係が成立し、 GF をゲージ・ファクタ (gage factor) と呼びます。ゲージ・ファクタは、金属で 2.0～4.5、半導体では 150 を越える場合もあります。式 (5-2) で、単位のない

〈図 3-2〉ワイヤ接着型ストレイン・ゲージ



値 $\Delta L/L$ は、そのワイヤに加えられた力によって変動したワイヤの長さの割合を示し、「マイクロストレイン」($1 \mu\epsilon = 10^{-6} \text{cm/cm}$) と表現されます。これは、ppm (parts-per-million；百万分率) と同じ尺度となります。

式 (5-2) からわかるように、ゲージ・ファクタが大きければ、ストレイン・ゲージの抵抗値変化もそれに比例して大きくなります。つまりゲージ・ファクタが大きいということは、ストレイン・ゲージの感度が高いということを意味します。以上のことを、図 3-1 にまとめておきます。

接着型ストレイン・ゲージは、平面状に加工した薄い金属ワイヤまたはフィルム形状にした金属で構成され、それらをベースまたはキャリアと呼ばれる基板上に接着します。基本的な形状を図 3-2 に示します。

このタイプのストレイン・ゲージでは、物理的な歪みを検知する導体(ワイヤ)を、測定したい力が加わる方向、つまり図 3-2 の上下方向に対して長く引き回すことができます。歪み検知ワイヤの抵抗値を測定するための配線が基板に取り付けられ、外部の回路に接続されます。接着型ストレイン・ゲージは比較の実用的であり、前述の非接着型ストレイン・ゲージに比べて広く使われています。

おそらく最も一般的なストレイン・ゲージは、箔型ストレイン・ゲージと呼ばれるものでしょう。この箔型ストレイン・ゲージはフォト・エッチング技術によって作られ、歪み

検知用の金属には、今まで紹介したワイヤ・タイプの歪みセンサと同様の材質のものが使われています。歪み検知に使われる合金は、銅とニッケルの合金（コンスタンタン）、ニッケルとクロムの合金（ニクロム）、ニッケルと鉄の合金、白金とタングステンの合金などです。このような形状のストレイン・ゲージの例を図3-3に示します。

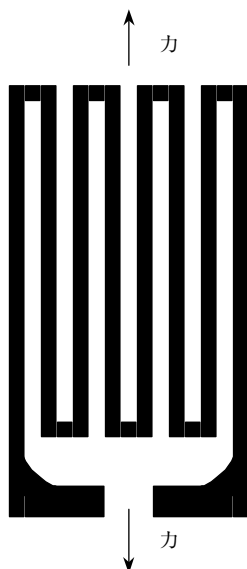
金属ワイヤを使った接着型ストレイン・ゲージでは、金属ワイヤを支える基板に対する金属ワイヤの歪み検知素子の表面積が小さくなります。そのため、ストレイン・ゲージが高温状態に置かれたときの漏れ電流は小さく、また歪み検知素子と基板との間に高い電圧をかけることができます。

一方、箔型ストレイン・ゲージの歪み検知素子は、表面積と断面積の比が大きく、非常に高温下や非常に大きな力が加わった場合でも、金属ワイヤを使ったストレイン・ゲージよりも安定した出力を得られます。大きな表面積と薄い断面積をもつ箔型歪み検知素子は、その歪み検知素子を搭載している基板の温度変化に追従し、歪み検知素子が発生した熱を効率的に放熱することができます。

●半導体ストレイン・ゲージ

半導体ストレイン・ゲージは、シリコンやゲルマニウムといった特定の半導体がつま

〈図3-3〉金属箔型ストレイン・ゲージ



フォト・エッチング技術で作られる
面積が大きい
温度変化に対して安定
厚みが小さい
放熱特性が良い

エゾ効果を用いて歪み検出を行います。半導体のもつピエゾ効果を使うことにより、抵抗ストレイン・ゲージよりも高いゲインと高い出力を得ることができます。

半導体ストレイン・ゲージは、抵抗体ストレイン・ゲージとは違って、力を加えたときの抵抗値の変化を正方向にも負方向にも作成することができます。また、半導体ストレイン・ゲージは、力を加えない状態の抵抗値を比較的大きく保ったままで、物理的形状を小さくすることが可能です。

半導体ストレイン・ゲージで構成されるブリッジ回路は、金属箔ストレイン・ゲージで構成されるブリッジ回路に比べて約30倍の感度をもたせることができます。しかしながら、半導体ストレイン・ゲージを使ったブリッジ回路は周囲温度変動に対して敏感であり、校正が難しいという欠点があります。また、半導体ストレイン・ゲージの歪みに対する抵抗値の出力は非線形になります。精度の良い歪み測定が必要な場面では、金属箔ストレイン・ゲージに比べるとそれほど広く使われているわけではありません。しかし、感度が重要であり、周囲温度の変動が少ない場合には、半導体ストレイン・ゲージのほうが金属箔ストレイン・ゲージよりも有利な場合もあります。

半導体ストレイン・ゲージを使った歪み測定用ブリッジ回路は、金属箔ストレイン・ゲージを使ったものとはほぼ同様の計測システムを構成することができます。また、半導体ストレイン・ゲージの出力が大きいため、それほど神経質な回路構成をとる必要はありません。しかし、トランスデューサとしての精度という観点から比較すると、半導体ストレイン・ゲージは金属箔ストレイン・ゲージよりも劣ります。表3-2に、それらの比較をまとめておきます。

ピエゾ効果を利用した力測定用ストレイン・ゲージは、測定したい力がダイナミックに変動する場合に使用されます。たとえば、測定すべき力が時々刻々と変化し、その力の変動が数ミリ秒単位といった場合です。これらのデバイスは、物理的なストレスが与えられたときに電荷の変動を起こす特性を利用して、センサとして用いられています。実際、ピエゾ効果を用いたストレイン・ゲージは、変位トランスデューサとして使われ、非常に小さな変位にも関わらず極めて大きな電荷を出力します。しかし、ピエゾ効果を利用した変位トランスデューサは、常に弾力性のある素材を測定する力トランスデューサとして用い

〈表3-2〉金属箔ストレイン・ゲージと半導体ストレイン・ゲージの比較

パラメータ	金属箔ストレイン・ゲージ	半導体ストレイン・ゲージ
測定範囲 [$\mu\epsilon$]	0.1 ~ 40,000	0.001 ~ 3000
ゲージ・ファクタ	2.0 ~ 4.5	50 ~ 200
抵抗値 [Ω]	120, 350, 600, ..., 5000	1000 ~ 5000
抵抗精度 [%]	0.1 ~ 0.2	1 ~ 2
大きさ [mm]	0.4 ~ 150 (標準: 3 ~ 6)	1 ~ 5

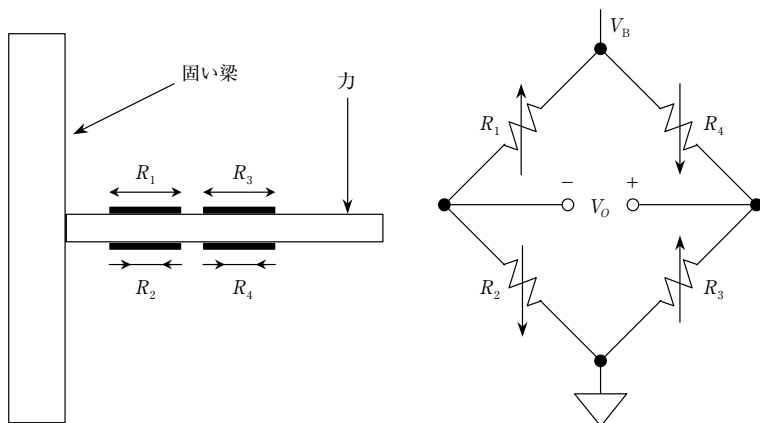
られ、力を加えられることによって生じる変位が、加えられた力と比例していることを前提に使われています。また、ピエゾ素子は振動解析における加速度計のような計測機器では非常に大きな出力電圧を得られるというメリットもあります。ピエゾ素子を使ったセンサについての詳細は次章で詳しく述べることにします。

ストレイン・ゲージは、図3-4の左図のような形状にすることで、上部から加えられる力を測定することができます。この構成では、片持ち式ビーム（梁）は、基板上部から加えられた力によって若干曲げられます。その片持ち式ビーム（梁）の曲がり具合を測定するために、四つのストレイン・ゲージが取り付けられています。基板の上部に二つのストレイン・ゲージが、基板の下部にも二つのストレイン・ゲージがそれぞれ取り付けられています。それら四つのストレイン・ゲージは、図3-4の右図に示すようなブリッジを構成します。ここで第2章を思い出してください。この構成は最大の感度を得ることができ、この回路の特性から線形回路としてふるまいます。また、この構成を使えば、それぞれのストレイン・ゲージの温度ドリフトを相殺することができます。

ストレイン・ゲージは比較的低いインピーダンス素子であるため、必要十分な出力電圧 V_O を得るためには大きな励起電圧 V_B を必要とします。標準的なストレイン・ゲージを用いたロード・セルのインピーダンスは $350\ \Omega$ で、励起電圧 1 V 当たり $3\sim 10\text{ mV}$ のフルスケール電圧 V_O を出力します。

四つの独立したストレイン・ゲージをブリッジ構成としたロード・セルの例を図3-5に示します。励起電圧として 10 V を与えた場合、その感度は 3 mV/V となり、出力される

〈図3-4〉ストレイン・ゲージ・ブリッジを使ったビーム型（梁型）カセンサ

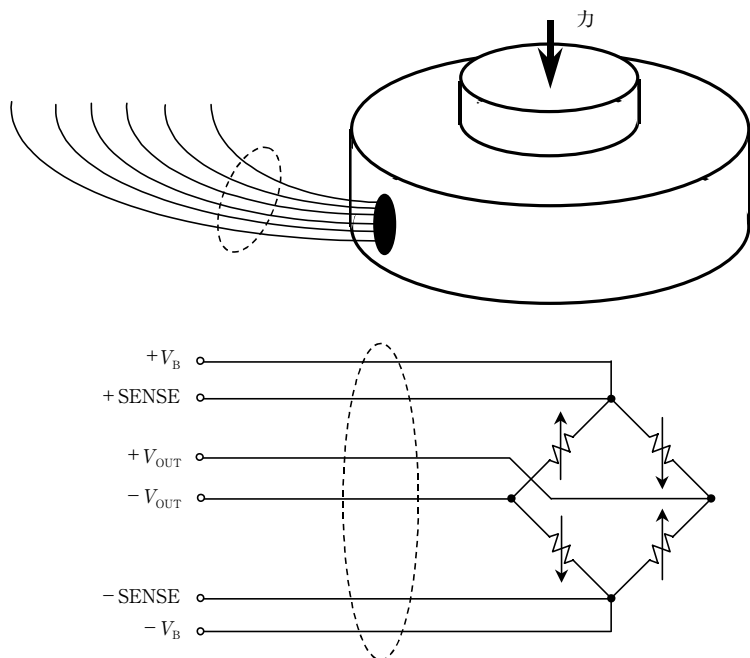


フルスケール電圧は30 mV となります。

ブリッジに与える励起電圧を増やすことによって、このロード・セルの出力電圧を上げることができますが、ストレイン・ゲージが発熱してしまうので、この方法には限界があります。つまり、大きな誤差を含んだ電圧を出力してしまったり、ストレイン・ゲージが壊れてしまうといったようなことが起こります。このような事象を防ぐための一つの方法として、直流電圧による励起ではなく、低いデューティ・サイクルをもつパルス電圧によってブリッジを励起する方法があります。

ほとんどのロード・セルは、図 3-5 に示すような \pm SENSE 端子を装備しています。これは、励起電圧を与えている配線によって引き起こされる電圧降下を補正するために必要不可欠な端子です（第2章で説明したケルビン接続を参照のこと）。ケルビン接続のために、このブリッジ回路では合計6本の配線が必要になります。ロード・セルのなかには、内部に温度補正用の抵抗をもつものもあります。

〈図 3-5〉四つのストレイン・ゲージで構成されるロード・セルの物理的形狀（上図）と電氣的等価回路（下図）



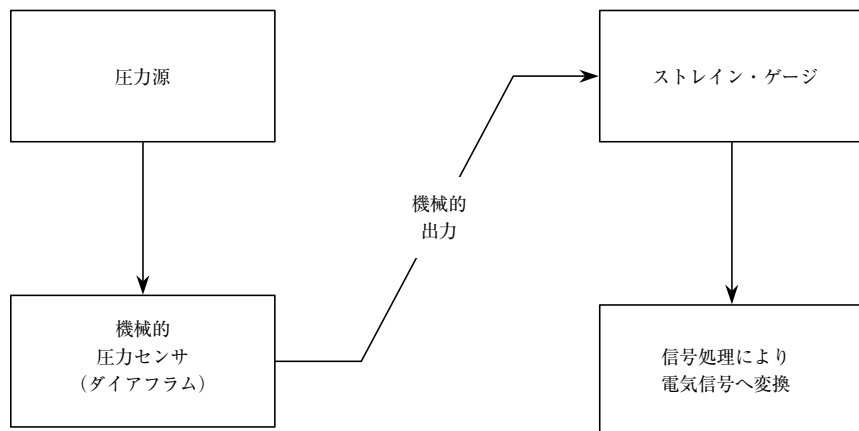
液体やガスの圧力は、各種の圧力トランスデューサによって電氣的に測定することができます。圧力を電氣的な信号に変換する前処理として、機械的な変換器[たとえばダイアフラム (diaphragms), カプセル (capsules), 蛇腹 (bellows), ナノメータ管 (manometer tubes), プルドン管 (Bourdon tubes) など] が使われます。圧力はそれぞれの変換器の長さの変化や距離の変化, もしくは機械的変位によって測定されます。または, 圧力変動によって生じる変換器のある種の動きによって圧力を測定できるものもあります。

これらの機械的なインターフェースからの出力は, ストレイン・ゲージのような力を電気信号に変換するセンサに加えられて, 最終的に電気信号に変換されます。ストレイン・ゲージと違って, ピエゾ効果を使った圧力センサは高い周波数の圧力測定 (たとえばソナーや水晶を使ったマイク) に使われます。図 3-6 に, 圧力測定を行うための一連の流れを示します。

流量には多くの定義があります。たとえば, 質量流量 (mass flow), 体積流量 (volume flow), 層流 (laminar flow), 乱流 (turbulent flow) などです。もし液体の密度が一定であれば, 物体の流れの総量である質量流量が測定すべきもっとも重要な流量になります。体積流量の測定は, 質量流量の代わりとして比較的測定しやすい流量です。流量を間接的に測定するために一般的に使われている一連の方法は, すべて圧力測定を利用しています。

流量は, 流体 (液体やガス) が存在する二つの場所間の圧力の差を比較することによって測定することもできます。この場合, 一つの測定点は流体が動いていない場所である必要があり, もう一つの測定点は流体が動いている場所である必要があります。ピトー管

〈図 3-6〉圧力を電気信号として測定するためにストレイン・ゲージを使う例



(Pitot tubes) は、この原理を使って流量を測定する素子の一つです。流量は一般的な圧力トランスデューサを用いて、それら二つの測定点の差圧を測定することで得られます。

流体が流れている部分に、意図的に狭くした場所を設けることによって生じるベンチュリー効果 (venturi effect) を使って圧力差を測定し、それを使って流量を測定することもできます。さまざまな方法により多くの物理量を検知することになりますが、物理的な力を電気信号に変換するにはストレイン・ゲージをベースとした回路が用いられます。

3-2 ブリッジの信号を処理する回路

この章の残りの部分では、今まで概念的に解説してきたブリッジ回路やストレイン・ゲージの使いかたを、実際のアプリケーションにあてはめて解説していくことにします。

●材料疲労監視用の歪みセンサ・アンプ

図3-7に示したのは、すべての抵抗素子が増加することを前提に作られたブリッジ回路で、材料疲労監視用の歪みセンサとして使われます。ブリッジ回路そのものはユニットとして集積され、曲げや歪みが生じる材料の表面に取り付けられるようになっています。リモート・センシングが可能となるように、抵抗ブリッジは電流駆動構成とし、離れたところに設置されているブリッジ回路は、4芯のシールド・ケーブルを介して信号処理回路に接続されています。基準電圧源 AD589 から出力される高精度の 1.235 V が加えられた高精度 OP アンプ OP177 は、ブリッジ回路に流れる電流を 10 mA になるように自動制御します。さらに、OP177 の出力端子には電流バッファとして PNP トランジスタが取り付けられています。この PNP トランジスタにより OP アンプの発熱を最小化し、電流源としての最高の直線性をもたせています。

ストレイン・ゲージは、1000 $\mu\epsilon$ 当たり 10.25 mV の電圧を出力し、その出力信号を計装アンプ AD620 で増幅しています。この計装アンプのゲインは、1 番端子と 8 番端子間に接続される抵抗 R_G で決まり、通常 100 倍のゲインを得るには 500 Ω を接続することになります。しかし、ストレイン・ゲージの歪み変動が -3500 $\mu\epsilon$ のときの AD620 の出力電圧を -3.500 V、+5000 $\mu\epsilon$ のときは +5.000 V としたいため、図3-7に示す 100 Ω の可変抵抗によって出力電圧の校正を行います。ここでは示していませんが、計装アンプの出力 V_{OUT} は、入力フルスケール範囲 10 V の A-D コンバータによってデジタル化され、デジタル・データとして歪み計測が行われることになります。

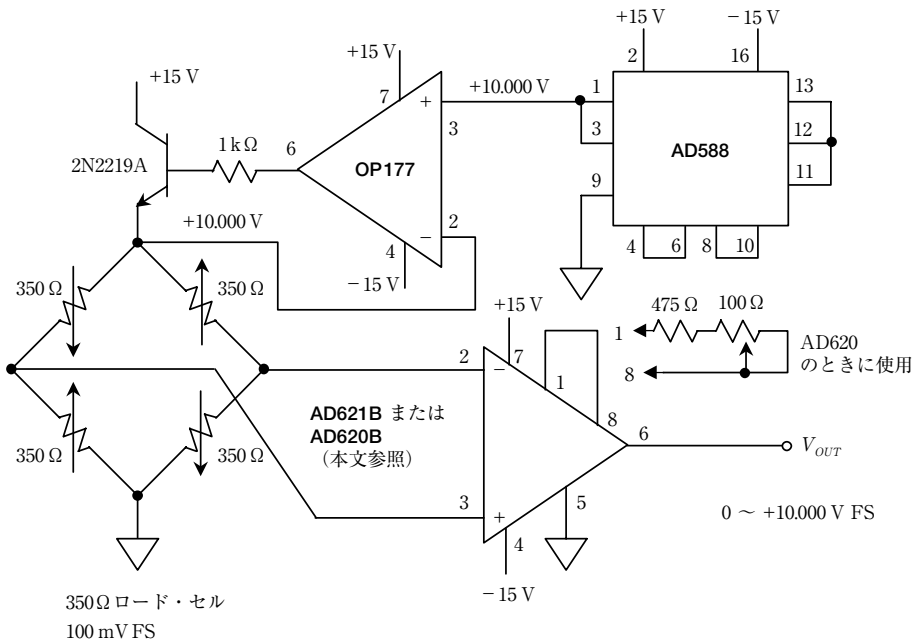
AD620 の入力端子には、0.1 μF のコンデンサが取り付けられています。これは、ブリッジの抵抗値 1 k Ω と組み合わせて EMI/RFI フィルタとして働きます。このフィルタのコーナ周波数は約 1.6 kHz です。

来の性能を十分に発揮させることができます。また、OP177のフィードバック・ループに組み込まれた2N2199Aのエミッタがブリッジ回路の励起ポイントのすぐ近くに配置されているため、ケルビン接続と同等の効果が得られ、配線抵抗によって発生する励起電圧低下による誤差要因を最小限に抑えることができます。また、高精度ツェナー・ダイオード電圧源 AD588 は、励起電圧のドリフトおよび周囲温度変化による変動を最小限に抑えます。

最高の直線性をもたせるために、ブリッジ回路の出力電圧を増幅する回路には低ドリフトの計装アンプが使われています。この回路構成では、さまざまな誤差を発生させる増幅器や抵抗の数を最小限に抑え、高精度で高安定ながら低コストの回路が実現できます。さらに、励起電圧の温度変動係数を低く抑え、計装アンプの温度変動係数を最小にすることも重要です。この二つの係数は、周囲温度の変動に対して回路全体を安定させるために非常に重要な要素となります。

図 3-8 の回路で AD621B を使うと、1 番ピンと 8 番ピンをショートすることで計装アン

〈図 3-8〉ケルビン接続と高安定電圧源による電圧励起回路と、高精度計装アンプを組み合わせた高精度 350 Ω ロード・セル・アンプ



ブとして100倍のゲインを得ることができ、この設定を行ったAD621Bは最も低いゲイン温度変動係数で動作します。このときのゲイン温度変動係数は5 ppm/°Cでしかありません。計装アンプのゲインを100倍に設定すると、ブリッジのフルスケール出力100 mVは10 Vに変換されます。一方、計装アンプとしてAD620Bを採用した場合、ゲイン調整用に475 Ωの固定抵抗と100 Ωの可変抵抗を接続して使います。このときのゲイン温度変動係数は50 ppm/°Cとなり、さらに外付け抵抗(475 Ωと100 Ω可変抵抗)の温度変動係数が加算されます。ここで使われる外付け抵抗は、必要十分な低い温度変動係数をもっている必要があります。

固定ゲインのAD621を使って、非常に低いゲイン温度変動係数を実現したとしても、図3-8に示した回路からの出力電圧を、一定の範囲内に精度良く保つように制御することはできません。非常に低い温度変動係数を維持したままで、回路出力を一定範囲内に精度良く保つためには、ソフトウェアによる自動校正が必要となるでしょう。その他の方法としては、AD588とOP177で構成されている回路に若干の変更を加え、ブリッジへの励起電圧を可変するという方法も考えられます。これは、図3-8で示したようにブリッジ励起電圧を10.000 Vで固定する方法とはまったく正反対の考えかたです。AD588には、外付けの抵抗を取り付けることで基準電圧を可変する機能が備わっており、AD588の出力電圧を変化させることでブリッジの励起電圧を変え、ブリッジの出力電圧を変更し、感度を変えて計装アンプの出力として必要な電圧範囲を柔軟に得ることができます。もちろん、このような回路構成を取る場合は、AD588に取り付ける抵抗は温度変動係数の非常に低いものを選択することが肝要です。

●単電源動作のロード・セル・アンプ

図3-8で示したように、高精度ロード・セルは通常350 Ωのブリッジ回路で構成されています。図3-9に示す回路は、高精度ロード・セル・アンプの構成例ですが、単電源動作という利点をもった回路です。

すでに述べたように、ブリッジの励起電圧は高精度かつ高安定であることが要求されます。これら二つの要素が満たされない場合は測定誤差を引き起こします。図3-9では、高精度の5 Vを発生させることができる電圧リファレンス素子REF195をブリッジ励起用に用いています。REF195の出力電圧温度安定係数は5 ppm/°Cです。また、REF195は接続された負荷に対して30 mAを越える電流を供給することができ、350 Ωのロード・セルが必要とする約14 mAの電流をバッファ・アンプなしで供給することができます。OP213は2個入りのOPアンプで、このOPアンプを使ってゲイン100倍の計装アンプを構成しています。この回路では、いくつかの抵抗を組み合わせ、式(5-3)によってこの計装アンプのゲイン G を決める必要があります。

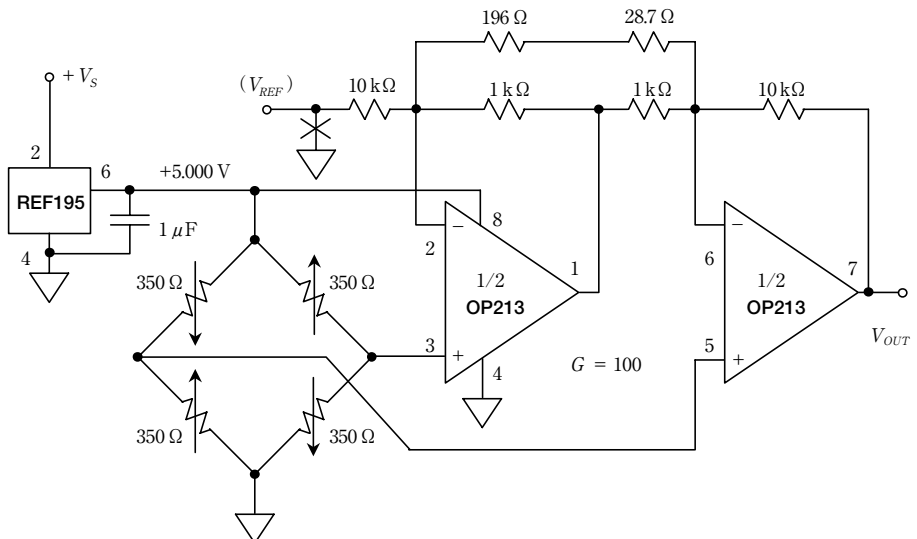
$$G = 1 + \frac{10\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + \frac{20\text{ k}\Omega}{196\text{ }\Omega + 28.7\text{ }\Omega} = 100 \dots\dots\dots (5-3)$$

最適な同相除去比を得るためには、10 k Ω /1 k Ω の比は高精度で合わせ込む必要があります。また、抵抗の精度は $\pm 0.5\%$ 以下のものを使うべきです。さらに、ここで使われているすべての抵抗器は同種類の抵抗器である必要があります。

ブリッジ回路からの出力が0 Vであっても、この回路の出力は0 Vから2.5 mV以内まで振幅がとれます。これは、OP213の最小出力電圧の制限によるものです。したがって、もし出力電圧のオフセット調整が必要な場合は、 V_{REF} にまずプラスの電圧を入力してオフセット調整をスタートし、出力電圧 V_{OUT} の変化がなくなるまで V_{REF} の電圧を徐々に下げていくようにします。この点がアンプの出力変動がなくなる点になります。ただし、OPアンプを単電源で動作させているため、マイナスの電圧を出力するブリッジを使用することはできません。

もし、ブリッジの出力が0 V付近になるときにもアンプの直線性が要求されたり、またはマイナス方向のブリッジ出力電圧も取り扱う必要があるときは、 V_{REF} にグラウンド電位の代わりに、OP213の電源電圧の中間値である安定な2.5 Vの電源を接続する必要がある

〈図 3-9〉単電源動作可能なロード・セル・アンプ



ります。このような構成にすると、アンプからの出力電圧は V_{REF} (この場合は 2.5 V) を中心にして出力されることに留意してください。このようなリファレンス電圧の使いかたの優位点は、 V_{REF} を中心とした出力が得られることです。

24 ビット $\Sigma \Delta$ 型 A-D コンバータ AD7730 は、ブリッジ出力を直接処理するための理想的なデバイスで、インターフェース回路を必要としません [参考文献 (10) 参照]。簡略化した接続図は前章の図 2-16 (p.173) に示してあります。全体の回路は +5 V の単電源で動作し、ブリッジ励起用電圧も AD7730 から供給されます。この A-D コンバータがブリッジに供給しているセンシング機能付きのブリッジ励起電圧は、A-D コンバータのリファレンス電圧として使われているので、ブリッジ励起電圧が変動しても A-D コンバータの出力も同じ比率で変動し、デジタル・データに変換された測定結果に誤差が生じることがありません。また、電源電圧である +5 V 電圧が変動しても、測定精度に影響を与えることはありません。

AD7730 は、内部にゲインをプログラム可能なアンプを内蔵しており、ブリッジのフルスケール出力である ± 10 mV を 16 ビット精度でデジタル・データに変換することができます。また、AD7730 は自己校正機能を持ち、定期的に校正を行うことでオフセットとゲイン誤差を最小にすることができます。

チョッピングまたは AC モードと呼ばれるオプションを使うと、チョッパ・アンプと同様にオフセット電圧と電圧ドリフトを最小限にすることができます。有効入力換算ノイズは $40 \text{ nV}_{\text{RMS}}$ 、または $264 \text{ nV}_{\text{pp}}$ と非常に低い値を達成できます。これは 13 ppm の分解能、つまり 16.5 ビットの有効ビット数に相当します。また、ゲイン直線性も 16 ビットの性能をもっています。

◆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, ISBN: 0916550-05-2.
- (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: 0916550-13-3.
- (5) Harry L. Trietley, *Transducers in Mechanical and Electronic Design*, Marcel Dekker, Inc., 1986.
- (6) Jacob Fraden, *Handbook of Modern Sensors*, 2 nd 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, 4 th Ed., McGraw-Hill, 1990.

(10) Data sheet for AD7730 Bridge Transducer ADC, <http://www.analog.com>

第 4 章

ハイ・インピーダンス・センサ

Walt Kester, Scott Wurcer, Chuck Kitchin / 訳：國頭延行

多くの一般的なセンサの出力インピーダンスは数 M Ω を越えます。そのため、これらのセンサからの出力信号を処理する回路の設計に際しては、十分に注意する必要があります。それは、非常に小さなバイアス電流、少ないノイズ、そして大きなゲインを達成することへの挑戦となります。表 4-1 に示したのは、ハイ・インピーダンス・センサのほんの一例です。

この章の大部分は、ハイ・インピーダンス・センサ用アンプを設計するうえで、最も適した事例の解析と解説に費やされています。その事例とはフォト・ダイオード用プリアンプです。フォト・ダイオード用プリアンプは、ハイ・インピーダンス・センサの信号処理回路の設計に関して考慮すべき数多くの問題点を示してくれます。そして、表 4-1 に列挙したすべてのセンサにとっても、十分に応用できる実用的な解決法を数多く提供してくれます。

またこの章では、ハイ・インピーダンス・センサ用回路の具体例として、ピエゾ効果センサと電荷出力型センサについても解説を行います。

〈表 4-1〉ハイ・インピーダンス・センサの例

フォト・ダイオード用プリアンプ
ピエゾ効果を応用したセンサ
湿度センサ
pH (酸性度) センサ
化学センサ
煙センサ

4-1 フォト・ダイオード用プリアンプの設計

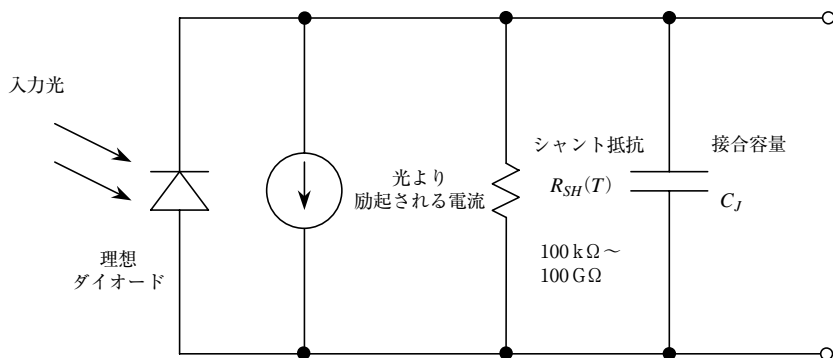
フォト・ダイオードは、入力される光の強度に比例した微小な電流を出力します。フォト・ダイオードが使われるアプリケーションには、比較的低スピードで広いダイナミック・レンジを要求されるものから、高速信号を扱うものまであります。広いダイナミック・レンジと高速な信号処理が要求される例としては、高精度光強度メータや高速光ファイバ・レシーバが挙げられます。

フォト・ダイオードの感度を定義するための一つの標準的な方法は、校正された光源から、特定の光のレベルを照射したときに流れる短絡光電流 (I_{SC}) を示すことです。最もよく使われる光源はタングステンの白熱灯で、色温度を 2850 K に設定したものです。

フォト・ダイオードは 100 fc (fc ; フート・カンデラ*⁸) の照度 (ほぼ曇天での光の強さに相当) にさらされたとき、1 mm² 程度の直径をもつフォト・ダイオードの場合、流れる短絡光電流は数 pA から数百 μ A の範囲でしかありません。

フォト・ダイオードの等価回路を図 4-1 に示します。フォト・ダイオードに流れる電流は、入力される光の強度に対して非常に直線的に変化し、その範囲は $10^6 \sim 10^9$ 程度の広範囲にわたります。したがって、光の強さの絶対値を測定するために用いられます。一方、フォト・ダイオードの順方向電圧は、入力される光の強度によって対数的に変化します。

〈図 4-1〉フォト・ダイオードの等価回路



* : R_{SH} は温度が 10℃ 上昇するごとに半分になる

* 8 : 【訳注】fc (foot-candles) はアメリカで一般的に使われる照度の単位。1 cd (cd ; カンデラ) の光源から 1 ft (ft ; フィート, 1 ft \approx 30 cm) だけ離れた明るさ。1 lx (lx ; ルクス) は、1 cd の光源から 1 m 離れた明るさ。1 fc = 10.76 lx, 1 lx = 0.0925 fc である。

しかしながら、非常に大きな温度変動係数をもっているため、フォト・ダイオードの順方向電圧の変化を高精度の光強度測定に用いることは非常に稀です。

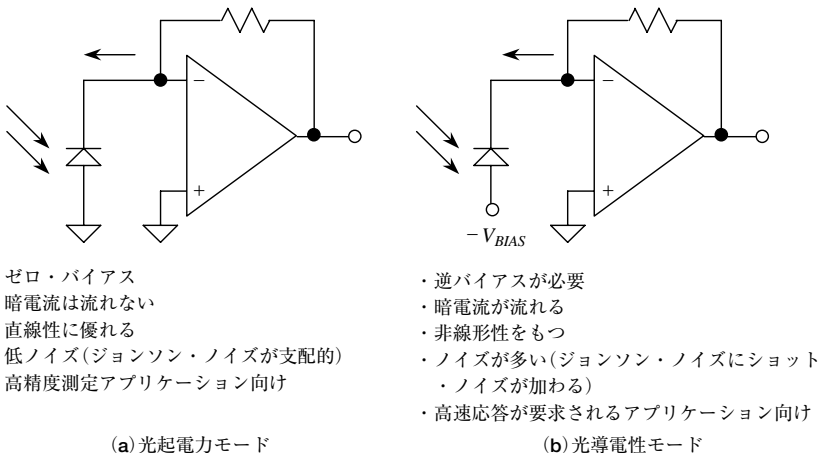
シャント抵抗 R_{SH} は室温で $1000\text{ M}\Omega$ オーダの値をもち、その値は温度が 10°C 上昇するごとに半分になってゆきます。ダイオードの接合容量 C_J は、ダイオードの接合面の面積によりますが、ダイオードにかけられるバイアス電圧によって変動します。接合面積の小さいダイオードの場合、バイアス電圧を 0 V としたときの接合容量の値は 50 pF 程度です。

フォト・ダイオードは二つの基本モードのうち、どちらか一方で動作させる必要があります。それらのモードを図 4-2 に示します。これらは、ゼロ・バイアスで使うモード（光起電力モード； photovoltaic mode）と、逆バイアスをかけて使うモード（光導電性モード； photoconductive mode）の二つです。

最も高精度で直線性の優れた動作を行わせるためには、フォト・ダイオードを光起電力モードで使います。一方、フォト・ダイオードを高速スイッチング動作させるためには、光導電性モードを使います。しかし、その場合には直線性を犠牲にせざるをえません。フォト・ダイオードに逆バイアスをかけた場合、光を当てない場合でも、微小な値の電流が流れます。これを暗電流（dark current）と呼びます。

光起電力モードでは暗電流が流れることがありません。そのため光起電力モードでは、フォト・ダイオードのノイズは基本的に熱に起因するノイズで、等価回路上のシャント抵抗が唯一のノイズ発生源です。光導電性モードでは、暗電流が流れることによりショット・ノイズが発生し、新たなノイズ発生源として追加されてしまいます。一般に、フォ

〈図 4-2〉フォト・ダイオードの動作モード



ト・ダイオードの設計過程において、光起電力モードとして使うか光導電性モードで使うかによって設計が最適化されます。したがって、その両方のモードを兼ね備えたフォト・ダイオードはありません。

表4-2は、小型フォト・ダイオード (SD-020-12-001, Silicon Detector 社) の光感度の一覧です。このフォト・ダイオードの基本的な感度は $0.03 \mu\text{A}/\text{fc}$ で、図4-3に示す回路に接続することを想定して選択しました。この一覧表が示すように、このフォト・ダイオードは 10^6 ものダイナミック・レンジをもっていることになります。

フォト・ダイオードの電流を利用しやすい電圧に変換するために一般的に使われている方法は、バイアス電流の小さな OP アンプを使って電流-電圧変換回路を構成することです。その例を図4-3に示します。フォト・ダイオードのバイアス電圧は OP アンプの仮想グラウンドを使って 0 V に固定し、そのうえでフォト・ダイオードに流れる電流を電圧に変換します。最大感度が必要なとき、このアンプは 30 pA という非常に微小な電流を検知しなければなりません。このことは、帰還抵抗の値を非常に高くしなければならないということと、OP アンプのバイアス電流は非常に小さくなければならないことを意味しています。

たとえば、図4-3で示した電流 (30 pA) がフォト・ダイオードから出力された場合、帰還抵抗が 1000 M Ω ですから、出力としては 30 mV の電圧が得られます。これより大きな値の抵抗を使うのは非現実的なので、最大感度が必要な場合でも 1000 M Ω を使うこととします。1000 M Ω を使えば、フォト・ダイオードの電流が 10 pA の場合の出力電圧は 10 mV、10 nA の場合は 10 V の出力電圧が得られます。この回路は、60 dB のゲインを達成しているわけです。フォト・ダイオードに入力される照度がさらに大きくなった場合は、より小さな値をもつ帰還抵抗を使って、アンプ自身のゲインを落とす必要があります。最大感度をもたせたこの回路では、晴天の新月時の明るさ (0.001 fc) から満月の夜の明るさ (0.1 fc) までは比較的容易に判別することができます。

できるだけ大きなゲインを得るために、ここでは二つの回路を直列接続するよりも一つの回路だけを使ったということに注意してください。これはアンプの信号対ノイズ比 (SN比) をなるべく大きく取るためです。もし帰還抵抗の値を半分にすると、出力電圧は

〈表4-2〉光の強さとフォト・ダイオードに流れる電流値 (光起電力モード, SD-020-12-001)

天候条件や時間帯	照度 (単位: fc)	フォト・ダイオード電流
晴天	1,000	30 μA
曇天	100	3 μA
夕方	1	0.03 μA
満月の夜	0.1	3000 pA
新月で雲がない夜	0.001	30 pA

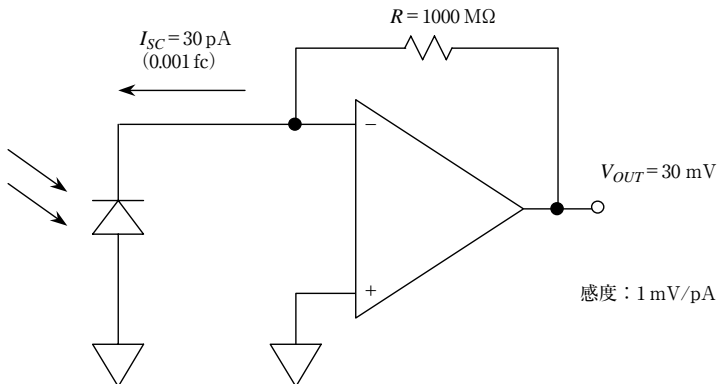
半分になります。一方、帰還抵抗から発生するノイズ ($\sqrt{4kTRB_W}$) は $1/\sqrt{2}$ にしかありません。使っている OP アンプのクロズドループ・バンド幅が同じであると仮定した場合、SN比は 3 dB 悪くなるのです。したがって、これから行う回路解析において、帰還抵抗の値が全体のノイズ特性に対して大きな影響を与える一つの要素であることがわかってきます。

数十 pA の範囲の出力レベルをもつフォト・ダイオードからの出力を正確に測定するためには、OP アンプ自身のバイアス電流は数 pA を越えるものであってはなりません。このことは、OP アンプの選択範囲をかなり狭めてしまいます。業界標準となっている OP07 は、オフセット電圧が非常に小さい ($10 \mu\text{V}$) バイポーラ型 OP アンプですが、そのバイアス電流は 4 nA (4000 pA!) です。バイアス電流補正を行ったスーパーベータ・バイポーラ型 OP アンプ (たとえば OP97) でさえも、室温でのバイアス電流は 100 pA 程度になり、やはりフォト・ダイオード用プリアンプには適しません。しかしながら、FET OP アンプに比べると、周囲温度が 10°C 上昇してもバイアス電流が 2 倍になるようなことはないので、非常に高温状態に晒されるアプリケーションに使える可能性はあります。

ここでは、フォト・ダイオード用プリアンプは、限られた周囲温度範囲でのみ動作させるという理由から、JFET 入力 of 計測用グレードの OP アンプを選択しました。表 4-3 に、いくつかの一般的な計測用 FET 入力 OP アンプの特性をまとめておきました。

表 4-3 からわかるように、OP アンプによっては、 25°C における最大バイアス電流の仕様は数 pA \sim 100 fA の範囲であり、さらに選択すべきいくつかのパッケージ形状が示されています。後に説明しますが、OP アンプの動作時に生じるバイアス電流の観点から考えると、パッケージの選択が最終的な回路の性能に大きく影響を与えます。パッケージの

〈図 4-3〉低バイアス電流 OP アンプと非常に高い値をもつ帰還抵抗を使った電流-電圧変換回路の簡略図



AD795JR に代わってさらに良い特性を得るために、AD549 を使うこともできます。AD549 は、ガラスで封入された TO-99 パッケージを使っています。TO-99 パッケージは、非常に低い漏れ電流を達成することができるので、最も優れた特性を得ることができます。詳しくはこの後に説明します。

フォト・ダイオードの電流は pA オーダで測定されるため、実際の回路を基板上に作り込むためには、漏れ電流が流れる可能性のある経路に対して細心の注意を払う必要があります。これを理解するための簡単な例として、プリント基板上のトレースの例を考えてみましょう。このプリント基板は高品質できれいに洗浄されたガラス・エポキシのプリント基板で、その上に 0.05 インチ (約 1.27 mm) 間隔で平行なトレースが 1 インチ (約 25 mm) の長さで走っているとしましょう。二つの平行なトレース間に形成される絶縁体の漏れ抵抗は、周囲温度 125 °C で約 $10^{11} \Omega$ という高い値を示します。単純にオームの法則を適用してみると、この平行に走っているトレースに 15 V のバイアス電圧が印加されたとすると、このトレース間には 150 pA の電流が流れることになります。つまり、本来測定したい信号であっても 150 pA より小さい信号であれば、すべてこの漏れ電流で覆い隠されてしまいます。非常に小さいレベルの電流を発生するフォト・ダイオードが接続されている回路には、このような寄生電流を最小化するためのあらゆる方策を取る必要があります。しかしながら、寄生電流はおびただしい数の原因によって発生し、そのうちのいくつかはなぜ発生するのか、一見してわかりにくいものもあります。

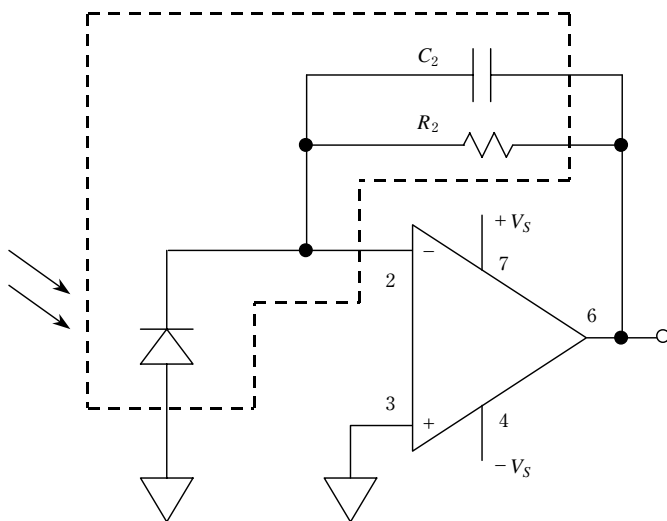
図 4-5 は、フォト・ダイオード用プリアンプの回路について漏れ電流の観点から回路素子を描いてあり、その部分を点線で囲んであります。帰還抵抗は漏れ電流の観点から最も危険な素子であり、かつ抵抗として精度は 1 %、温度変動係数は 50 ppm/°C 程度の性能が要求されます。 R_2 には、セラミックやガラス基板上に薄膜または金属酸化膜を形成した抵抗が適しています。また、言うまでもありませんが、その抵抗体上に何らかの導体成分が存在すると実効的な抵抗値が小さくなり、ゲイン誤差の原因になります。そのような理由から、このような非常に抵抗値の高い抵抗器はしばしばガラスに封入され、特別な取り扱いが必要になります。ここに示した条件に合致する非常に高い値をもつ抵抗器に関しての情報は、この章の巻末にある参考資料の部分にリストアップしてあります [参考文献

〈表 4-3〉フォト・ダイオード用プリアンプに適した計測用グレードの JFET 入力 OP アンプの電気的特性

型番	$V_{OS(max)}$ *	$TC V_{OS(typ)}$	$I_{B(max)}$ *	0.1 ~ 10Hz ノイズ (typ)	パッケージ
AD549K	250 μ V	5 μ V/°C	100 fA	4 μ V p-p	TO-99
AD795JR	500 μ V	3 μ V/°C	3 pA	1 μ V p-p	SOIC
AD820B	1000 μ V	2 μ V p-p	10 pA	2 μ V/°C	SOIC, DIP

* : 25 °C 時の仕様

〈図 4-5〉フォト・ダイオード・プリアンプにおける最も注意すべき漏れ電流が発生する経路と回路素子 (点線内)



(15) ~ (17)].

補償用のコンデンサ C_2 を使う場合、誘電体損失ができるだけ小さいものを選んでください。一般的に、誘電体としてテフロンやポリプロピレン、ポリスチレンを使ったフィルム・コンデンサが使われます。

OP アンプの加算点へのすべての接続は、できるかぎり短く、清潔に保ち、組み立て時に発生する化学物質や何らかの残留物が残らないように細心の注意を払ってください。もしフォト・ダイオードとプリアンプをケーブルで接続する場合は、長さはできるだけ短くし、ケーブルの絶縁体はテフロンかまたは同等の誘電体損失をもつ絶縁体を用いたケーブルを使ってください。

ここまでまでに示した配慮は、おもに精度を最適化して、さらに漏れ電流を最小限に抑え込むことを主眼にしています。しかし、この回路を悩ませる難解な漏れ電流が発生する場所が他にも二つ存在します。しかも、その漏れ電流源は一見して明確にわかるようなものではありません。それらは、OP アンプのパッケージのピン配列に起因する寄生的な漏れ電流で、OP アンプのパッケージに存在する二つの入力端子（一般的には2番ピンと3番ピン）と、その端子に隣接するすべての端子間に発生する漏れ電流のことだからです。まず、高いインピーダンスをもっている2番ピンへの漏れ電流を考えてみましょう。

OP アンプの1番ピンは、アプリケーションによってはアクティブな機能をもたせていない場合もあるのですが(図4-5でも1番ピンは示されていない)、パッケージ上の1番ピンから2番ピンへの漏れ電流はこの回路の性能を低下させてしまいます。一方、3番ピンはグラウンドに接続されるので、4番ピンと2番ピンとの間に発生する漏れ電流を防止することができます。しかし、もし1番ピンが非常に高い電位をもっている場合(たとえばDIP形状のAD820BNの1番ピンにオフセット調整のために必要な電圧が印加されているとき)、重大な漏れ電流が1番ピンと2番ピンの間に発生してしまいます。一方、SOICパッケージのAD795JRでは、1番ピンがパッケージ内部でどこにも接続されていないので、この問題に関しては考慮しなくても大丈夫です。このように、OPアンプのパッケージとピン配置に着目することで、明確になる漏れ電流源が存在します。

DIPパッケージのAD820BNに関して説明した現象は、この回路に特有の現象ではありません。なぜなら、多くのOPアンプで1番ピンにオフセット調整用の機能が備わっているため、この状況は2番ピンに接続されている高いインピーダンス源に対して電流が漏れていくような状況を作り出します。また、このような状況はボルテージ・フォロワ回路でも存在し、漏れ電流は回路の性能に悪い影響を及ぼします。また、特定のボルテージ・フォロワ回路接続を行った場合においては、反転回路接続の場合よりも、漏れ電流が回路に対して悪い影響を及ぼす場合もあります。ボルテージ・フォロワ回路の場合の漏れ電流は、ほとんどは $-V_S$ が接続されている4番ピンからハイ・インピーダンス入力3番ピンに流れ込みます。しかしながら幸いなことに、これら二つの漏れ電流に関する問題を制御する非常に効果的な方法が存在します。それは、「ガーディング(guarding)」を使うことです。

「ガーディング」は、プリント基板上に存在する大きな電圧勾配から、アンプの敏感な入力部を絶縁することによって寄生的な漏れ電流を減らすために用いられます。この方法は、高電圧源と敏感なアンプの入力端子の間に導電性の障壁や遮蔽物を挿入することによって実現します。この導電性の障壁は漏れ電流を遮断し、漏れ電流を導電性の障壁に誘導して流し去ってしまうことにより、敏感な端子に漏れ電流が流れ込むのを防ぎます。実装上、ガードは低いインピーダンスをもつ導体で、入力ラインや電極の周りを完全に囲うように配置します。そしてガード電極は、保護したい電極やラインと同じ電位にバイアスされます。

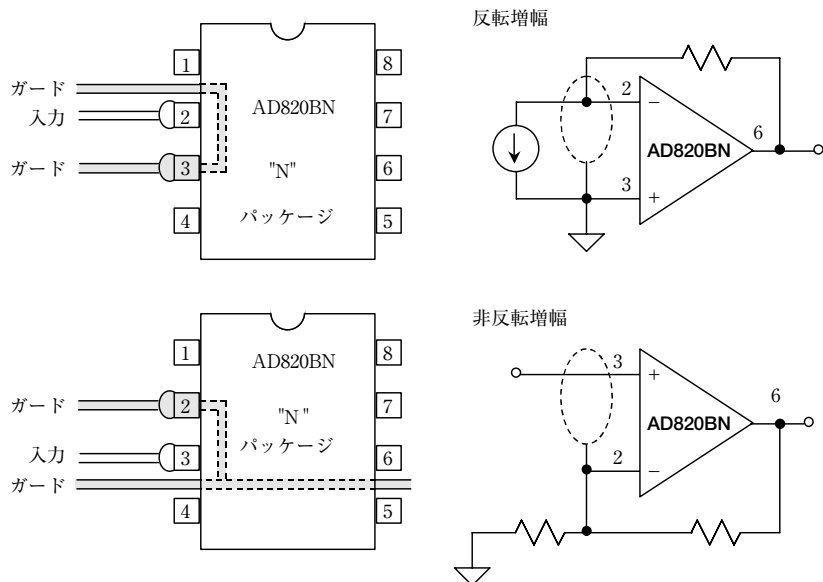
低いインピーダンス特性をもつガード用の導体は、漏れ電流をOPアンプ回路に影響を及ぼさないように流し去ってしまいます。ガード用導体を、保護したい電極と同電位にバイアスするのは、ガード用導体そのものと保護したい電極の間で予期しない漏れ電流が流れる可能性を低くしてくれます。また、アンプの動作モードによって、適切なガード技術を選択する必要があります。すなわち、図4-5に示したような反転増幅器モードか、非反

転増幅器モードかによって適切な方法を選ぶ必要があります。

図4-6は、OP アンプ AD820 用のプリント基板でのガーディングの配置ですが、上に描かれている図は、OP アンプが反転増幅器として動作している場合で、下に描かれている図は、OP アンプが非反転増幅器として動作している場合を示しています。このレイアウトは、DIP パッケージ用で、1 番ピンと 4 番ピンの間に比較的高い電位が存在する OP アンプにも同様に適用することができます。標準的な DIP 形状のパッケージが使われているときは、0.1 インチ (2.54 mm) のピン間隔を利用して、隣り合うピン間にプリント基板上でガード・トレースを引くことができます。この方法は、DIP パッケージの OP アンプに最も有効な方法で、保護したい部分を低いインピーダンスのガーディング用の配線パターンで完全に囲い込んでしまうことができます。

反転増幅器モード (図4-6 の上図) では、3 番ピンがグラウンドに接続されたガード配線パターンと接続され、そのガード配線パターンが OP アンプの反転入力 (2 番ピン) を取り囲んでいます。そして、そのガード配線パターンは入力信号のトレースと平行に配置されています。フォト・ダイオード用プリアンプの場合、このガード配線パターンは、信号を出力する素子 (つまりフォト・ダイオード) とフィードバック接続点を囲むように配置

〈図4-6〉DIP パッケージの OP アンプによる反転アンプおよび非反転アンプに対するガード技術

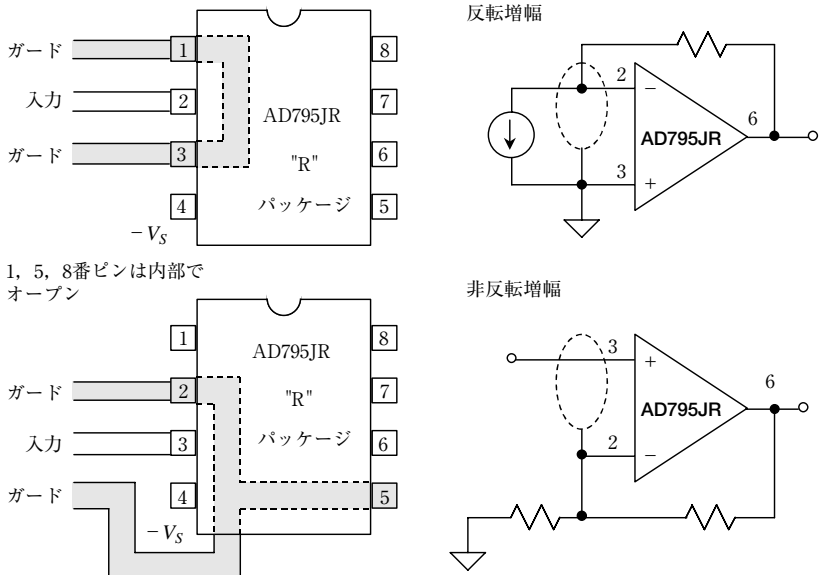


します。ケーブルを使って信号をアンプに入力する場合、ガード配線パターンはケーブルの芯線が接続されるパッドまで延ばします。ボルテージ・フォロワの場合(図4-6の下図)、ガード電圧はフィードバック抵抗の分岐点に現れる電圧であり、2番ピン、つまりこのアンプのフィードバック信号入力ノードに接続されています。フィードバック電圧の分岐点のインピーダンスが、直接グラウンドに接続されたときのインピーダンスより十分に低くなくても、このガーディングは十分に有効です。たとえこの部分のインピーダンスが1 k Ω 程度であったとしても、3番ピンの入力インピーダンスに比べると非常に小さな値だからです。反転増幅器モードと非反転増幅器モードの両方において、ガード配線パターンは両面プリント基板の表面と裏面の両方に配置すべきです。また、表面と裏面にあるガード配線パターンは、いくつかのビアを介して接続します。

SOIC 表面実装パッケージのOP アンプに対してガーディングを行う場合、その方法は少し複雑になります。なぜかと言うと、SOIC の0.05 インチ (1.27 mm) のピン間隔では、そのピン間にプリント基板上のトレースを通すことができないからです。しかし少なくとも、反転増幅器の場合に関しては、有効なガーディングの実装方法が存在します。図4-7に好ましい方法を示します。

SOIC パッケージを採用したAD795は、1番ピン、5番ピン、8番ピンは内部で接続さ

〈図4-7〉SOIC パッケージのOP アンプでの反転増幅器および非反転増幅器に対するガード技術



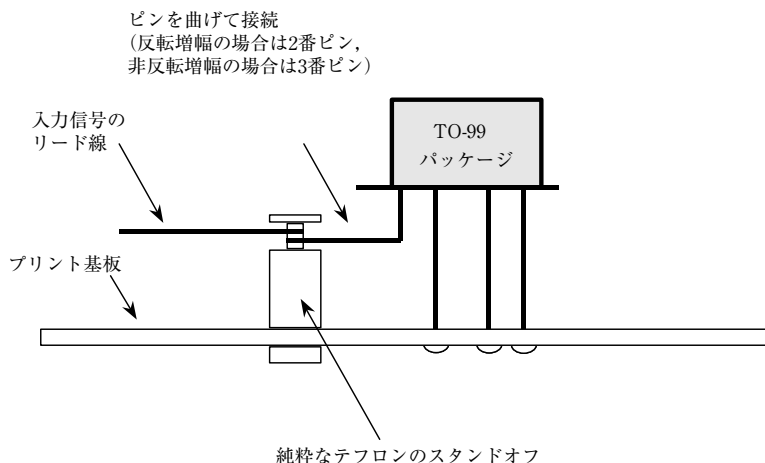
れないでオープンになっているので、図 4-7 に示したように信号パターンを走らせるために使うことができます。それゆえ、反転増幅器(図 4-7 の上図)では、ダミー・ピンである 1 番ピンと入力端子である 3 番ピンが接地されたガード配線パターンとして働き、ガーディングは完全に有効です。

ボルテージ・フォロワ(図 4-7 の下図)の場合は、ガード配線パターンが $-V_S$ を囲むように走らせなければなりません。そのため、4 番ピンと 3 番ピン間の漏れ電流に対するガードは完全ではありません。したがって、SOIC パッケージの OP アンプを使って高入力インピーダンスのボルテージ・フォロワ回路を構成するのは、適切なガーディングが不可能なために一般的にはお勧めできません。この警告に対する一つの例外は、単電源 OP アンプ、たとえば AD820 をボルテージ・フォロワとして使う場合です。この場合、4 番ピンはデフォルトでグラウンド電位となり、ある程度のガーディングを成立させることができます。

極端にバイアス電流が低いアプリケーションの場合、たとえばバイアス電流 100 fA という性能をもつ AD549 を使う場合、図 4-8 に示すように、高いインピーダンスをもつ入力信号を純粋なテフロン製のスタンドオフ絶縁端子を使って、OP アンプの入力端子に接続すべきです。純粋なテフロンとは、削り出しで形を作り上げた「ひとかたまり」になったテフロンのことで、テフロンを原料とした粉末を固めたようなものではないということです。

もしも機械的構造や製造工程が許せば、OP アンプの敏感な入力端子は、プリント基板

〈図 4-8〉純粋なテフロン製スタンドオフを使った入力ピンの絶縁技術



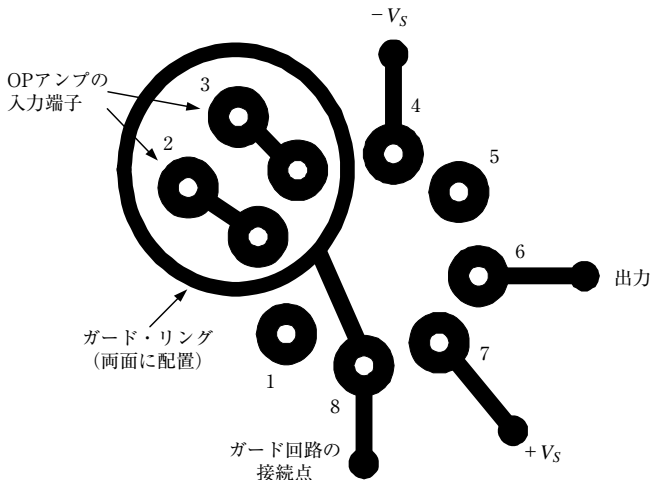
の穴にはんだ付けするよりも、テフロン製のスタンドオフに直接はんだ付けすべきです。

AD549KHのようなTO-99パッケージのOPアンプでは、二つのガーディング方法を選択することができます。一つの方法は、図4-8に示したように、テフロン製スタンドオフを使ってOPアンプの入力端子を接続する方法です。もう一つの方法は、図4-9に示すようなプリント基板のレイアウトを使う方法で、TO-99パッケージならではの方法です。

この方法では、入力端子とフィードバック抵抗の分岐点を完全に囲むようなガード・リングを作れます。このリングは、OPアンプを覆っている金属ケースと8番ピンを介して接続します。そしてガード・リングは、アプリケーションに合わせて、グラウンド電位あるいはフィードバック抵抗の分岐点に接続します。この実装方法はさらに改造を施すことができます。図4-9に示したガード・リングの内側にテフロン製スタンドオフを立てて、そのテフロン端子を介して敏感な入力端子を接続すると、さらに素晴らしい特性を達成することができます。

漏れ電流を最小にするためには、プリント基板の汚れを慎重に落としたあと、高品質のコーティング材を使って、湿気やほこりに対するシールドを行う必要があります。さらに、すべての回路はグラウンドに接続された金属のシールド板で囲い、寄生的な信号を拾わないようにすれば、さらに漏れ電流を減らすことができます。

〈図4-9〉TO-99パッケージのデバイスでは入力ピンである2番ピンと3番ピンを囲むようにガード・リングを設置できる（この図はプリント基板裏面を示したもの）

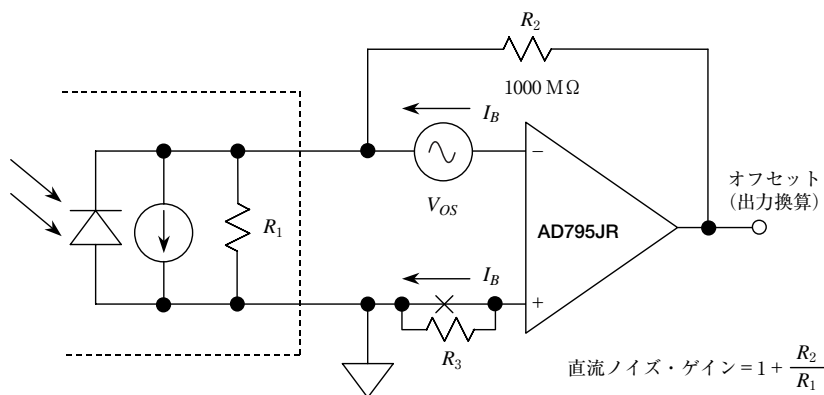


4-2 プリアンプのオフセット電圧とドリフト解析

フォト・ダイオード用プリアンプの回路を、オフセット電圧とバイアス電流の観点からモデル化した図を図4-10に示します。この回路では二つの重要なことがらを考慮する必要があります。第一は、フォト・ダイオードのシャント抵抗 (R_1) で、その抵抗値は温度の関数になるということです。その変化率は、温度が 10°C 上昇すればシャント抵抗の値は半分になります。室温が 25°C の場合には $R_1 = 1000\text{ M}\Omega$ ですが、温度が 70°C になると、その抵抗値は $43\text{ M}\Omega$ まで下がってしまいます。この変化は回路のノイズ・ゲインに多大な影響を与え、それゆえ出力オフセット電圧にも大きな影響を与えます。この例では、 25°C における DC ノイズ・ゲインは2ですが、 70°C では24まで上昇してしまいます。

第二は、OP アンプのバイアス電流で、これは温度が 10°C 上昇するたびに2倍になります。バイアス電流は、出力のオフセット電圧を発生させ、その値は $I_B \times R_2$ で計算できます。周囲温度が 70°C の場合、バイアス電流は 72 pA まで上昇し、周囲温度が 25°C のときのバイアス電流が 3 pA であることを考えると非常に大きな変化です。一般的には、非反転入力端子とグラウンドの間に、 $R_1//R_2$ の値をもつ抵抗 R_3 を挿入することで、バイアス電流の変化によって発生するオフセット電圧を補償することができます。しかしながら、 R_1 が温度によって変化するため、この方法は有効ではありません。さらに、もし R_3 を使ったとしたら、 R_3 とそれに流れるバイアス電流によって予期しないバイアス電圧がフォ

〈図4-10〉AD795JR を使ったフォト・ダイオード用プリアンプのオフセット誤差モデル



- ・ I_B は、温度が 10°C 上がるごとに2倍になる
- ・ R_1 は温度が 25°C のときは $1000\text{ M}\Omega$ (これはフォト・ダイオードのシャント抵抗)
- ・ R_1 は 10°C の温度上昇で抵抗値は半分になる
- ・ R_3 は I_B をキャンセルするための抵抗として使うことはできない

ト・ダイオードに印可されてしまいます。このようなバイアス電流は、フォト・ダイオードの応答に非線形性を発生させてしまいます。したがって R_3 の使用は、直線性の観点からは望ましいものではありません。

プリアンプの出力換算オフセット誤差電圧のトータル値を表 4-4 にまとめておきます。70℃におけるトータル誤差電圧は 87.2 mV になります。高温下でのこの誤差のおもな原因は、もちろん OP アンプのバイアス電流の変化にあります。

OP アンプ自体の温度上昇を最小限にして、オフセット・ドリフトを最小限にするためのいくつかの方策が存在します。OP アンプ内部の温度上昇を避けるために、OP アンプの電源電圧を下げることもできます。OP アンプの電源電圧を下げることによって、OP アンプ内部の電力消費を下げるができるからです。また、外部にオフセット電圧をゼロにする回路を付加すれば、初期のオフセット電圧誤差を最小に抑え込むことも可能です。

●熱電対効果によって発生する電位は入力オフセット電圧源となる

第 1 章で解説したように、種類の異なる金属が電氣的に接続され、その二つの金属間に熱が加わると電位が発生します（この現象を積極的に利用したものを熱電対と言い、温度測定に用いられる）。たとえば、プリント基板上の銅配線とコバール (kovar) という合金で作られている TO-99 パッケージの入力ピンとが接続されると、二つの異種金属の接点で形成されます。もし周囲温度が変動すると、これらの金属間には $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ のオフセット電圧が発生します。

通常、プリント基板に部品を取り付けるはんだでさえも、プリント基板上のパターンとは異なる合金で作られているため、熱による電位の発生が見られます。たとえば、錫を多く含む鉛-錫はんだを銅製のトレースとのはんだ付けに使った場合、 $1 \sim 3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ の熱による電位の発生が見られます [詳しくは参考文献 (8) を参照のこと]。カドミウム-錫はんだを使った場合は、熱による電位の発生を $0.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ まで抑えることができますが、カドミウムを含むため人間の健康を害するという理由からあまり用いられません。他の可能性としては、熱起電力の低いはんだを使うことです。これは、Sn10Pb90 のような錫の含有

〈表 4-4〉AD795JR を使ったフォト・ダイオード用プリアンプのオフセット電圧のまとめ

項 目	0℃	25℃	50℃	70℃
V_{OS}	0.575 mV	0.500 mV	0.575 mV	0.635 mV
ノイズ・ゲイン	1.1	2	7	24
V_{OS} 誤差 (出力換算)	0.6 mV	1.0 mV	4.0 mV	15.2 mV
I_B	0.6 pA	3.0 pA	18.0 pA	72.0 pA
I_B 誤差 (出力換算)	0.6 mV	3.0 mV	18.0 mV	72.0 mV
トータル誤差 (出力換算)	1.2 mV	4.0 mV	22.0 mV	87.2 mV

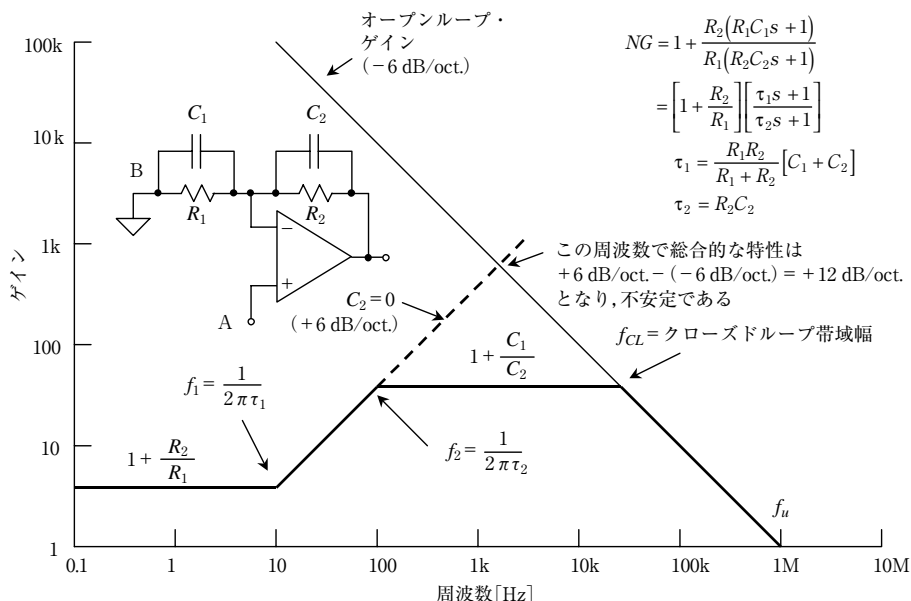
量の少ないはんだです。

予期しないうちに形成されてしまう熱電対の問題を解決するための一般的に有効な手段は、OP アンプ IC の反転入力ピンと非反転入力ピンが同一の材料で作られているかを確認することと、これら二つのピン周辺のプリント基板のレイアウトが熱的に同じになるように工夫することです。すべての要素が熱的な観点から平衡状態にあるようにしておくことが重要です。たとえば、フォト・ダイオード用プリアンプで採用したように、反転入力端子に絶縁特性を良くする目的でテフロン製スタンドオフを使った場合、非反転入力端子にも反転入力端子と同様の方法を用いるべきです。これによって、考えられる熱による影響を最小限にとどめ、熱的な平衡状態を得ることができます。

4-3 プリアンプの AC 特性の設計と 周波数帯域および安定度

プリアンプの AC 特性の設計で鍵となるのは、周波数の関数である回路のノイズ・ゲイン (noise gain ; NG) をよく理解することです。ゲインと周波数をログ・ログ・スケール

〈図 4-11〉一般化されたノイズ・ゲインのボーデ線図



でプロットすると、解析が比較的簡単になります(図4-11参照)。このような図を「ボード線図(Bode plot)」と呼びます。ノイズ・ゲインとは、OPアンプの入力端子のうちのどちらか一方に微小な電圧源を接続したときに計測されるゲインであり、また図4-11のA点に(B点が接地されていると仮定して)信号を入力したときの非反転アンプのゲインと同じ値をもちます。フォト・ダイオード用プリアンプでは、フォト・ダイオードから流れてくる電流は、図4-11の C_2/R_2 ネットワークに流れます。しかしながら、ここで重要なのは信号ゲインとノイズ・ゲインを分離して考えることです。信号がどこに入力されているかに関わらず、ノイズ・ゲインが実際の回路の安定性を決めるからです。

ノイズ・ゲイン特性とオープンループ・ゲイン特性が交差する周波数におけるノイズ・ゲインとOPアンプのオープンループ・ゲイン特性によって得られる「総合的な特性*9」によって、このシステムの安定度が決定されることに注意してください。このシステムが絶対的な安定度を得るには、ノイズ・ゲイン特性がオープンループ特性と交差する周波数での総合的な特性が+12 dB/octave (+20 dB/decade) 未満である必要があります。図4-11で、破線($C_2 = 0$)で示されたノイズ・ゲイン特性では、オープンループ特性と交差する周波数からの特性は+12 dB/octave となり、そのためシステム全体としては不安定となります。これが、フィードバック容量が存在しない場合に生じる回路システムの不安定要素になります。

ボード線図を使って、ノイズ・ゲインの変化点とノイズ・ゲインの値を決定するための一般的な計算式も図4-11中に示してあります。この図は、周波数を上げていった場合に、ノイズ・ゲインがどのように変化するかを確認するために有用です。低い周波数では、この回路のノイズ・ゲインは $1 + (R_2/R_1)$ になり、図では10 Hz以下の低い周波数で一定の値を示しています。ここで、この回路における二つの重要な時定数 τ_1 と τ_2 が示されています。最初の時定数 τ_1 は、ノイズ・ゲインの伝達関数ではゼロとしてふるまい、コーナ周波数 f_1 を作り出します。ここで f_1 は、 $f_1 = 1/(2\pi\tau_1)$ となり、 $\tau_1 = R_1//R_2 \times (C_1 + C_2)$ で計算されます。簡単に言えば、この周波数 f_1 は、低い周波数でのゲイン、 $1 + (R_2/R_1)$ で表されるこのグラフの平坦域から、ゲインが高い値へ変化するポイントの周波数と言えます。図4-11では、10 Hzでその変化が起きるとして例示してあります。

f_1 より上の周波数では、ゲインは次のゲインの平坦域(ゲインの値は $1 + (C_1/C_2)$)に向かって増加していきます。図4-11では、周波数の高いほうの平坦域は、周波数100 Hz以上の部分として表されています。第二の時定数 τ_2 は、このノイズ・ゲインの伝達関数では、極(ポール)としてふるまいます。そして、伝達関数のコーナ周波数である f_2 を作り出します。ここで f_2 は、 $f_2 = 1/(2\pi\tau_2)$ となり、 $\tau_2 = R_2C_2$ で計算されます。ま

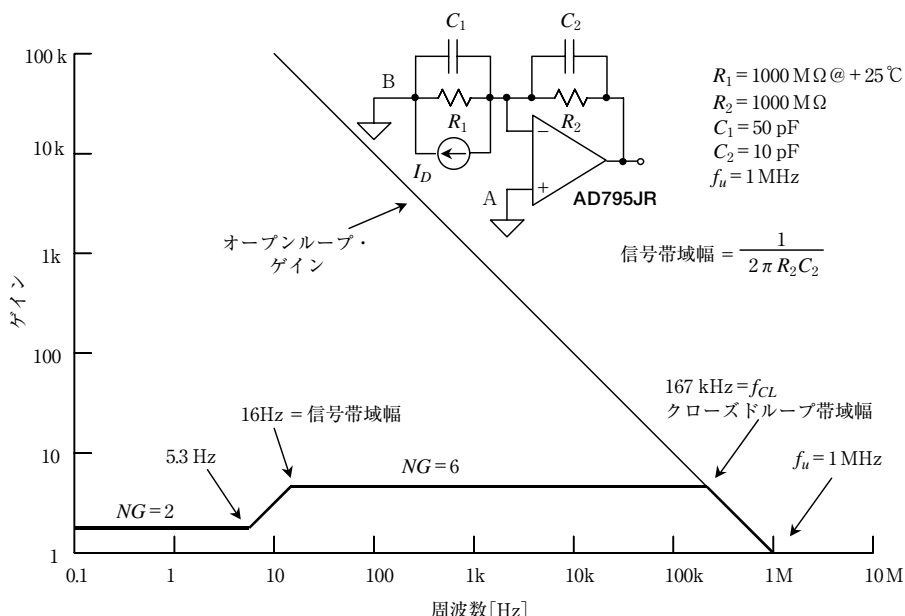
*9：【訳注】原著では“net slope”としている。

た、この周波数 f_2 は、図4-11の回路においてB点から信号を入力したときの回路の周波数特性と等しくなります。

ログ・ログ・スケールのグラフは、トータル・ノイズ・ゲイン・カーブを描く場合に非常に便利です。低い周波数におけるゲインの平坦域と、高い周波数におけるゲインの平坦域をこのグラフに描いたあとで、 f_1 と f_2 における変化点を 45° の角度のついた直線で接続すればトータル・ノイズ・ゲイン・カーブがいつも簡単に描けるからです。図4-11において、ノイズ・ゲイン特性とOPアンプのオープンループ・ゲイン特性とが交差するポイントの周波数をクロズドループ帯域幅と呼びます。注意してほしいのは、図4-11の回路上にあるB点に(A点を接地したと仮定して)信号を入力した場合の回路の周波数特性は、クロズドループ帯域幅がずっと狭くなり、その値は $1/(2\pi R_2 C_2)$ になります。

図4-12には、実際にフォト・ダイオード用プリアンプを設計し、抵抗やコンデンサにも実際の値を使用した場合のノイズ・ゲイン・プロットを示してあります。 C_2 の値が、この回路の実際の周波数帯域と位相余裕を決定します。この例では、周波数帯域は16 Hzになっています。 C_2 の値を小さくすれば周波数帯域を上げることができますが、一方で位相余裕が減ってしまいます。また、もうひとつ興味深いことは、この回路の周波数帯域

〈図4-12〉AD795を使ったフォト・ダイオード用プリアンプの25℃におけるノイズ・ゲイン



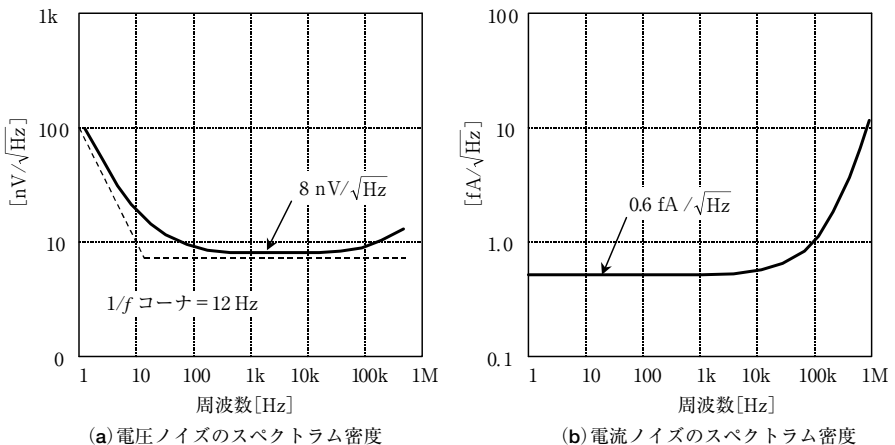
は16 Hzしかないにも関わらず、クローズドループとしてのバンド幅は167 kHzあるということです。このことは重要で、出力換算ノイズ解析についての重要な役割を果たします。詳しくは、この章の後半で説明します。

温度変化は、この回路の安定性に大きな影響を与えないということも重要な事柄の一つです。周囲温度の変化で、 R_1 (フォト・ダイオードのシャント抵抗) の値は変化しますが、たとえ R_1 が変動しても、低い周波数におけるノイズ・ゲインと、そのノイズ・ゲインの伝達関数のゼロによって生じる周波数の二つが変化するだけです。高い周波数領域におけるノイズ・ゲインは C_1 と C_2 の比によって決まり、それがこの回路の安定度を決定します。

4-4 フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ解析

ノイズについての解析を始めるまえに、図4-13に示すAD795の入力電圧ノイズと電流ノイズのスペクトラム密度を考慮する必要があります。AD795のそれぞれの特性は、J-FET入力(OPアンプとしては素晴らしいものです。電圧ノイズは、0.1 Hz ~ 10 Hzの周波数範囲で $1 \mu\text{V}_{\text{p-p}}$ 、 $1/f$ のコーナ周波数は12 Hzです。この値は、最良のバイポーラ型OPアンプに勝るとも劣らない値です。図4-13の右図には電流ノイズの値が示されていますが、この値はバイポーラ型OPアンプよりも低い値を示しており、ハイ・インピーダンス素子が接続されるアプリケーション用として、このOPアンプは最良の選択と言えるでしょう。

〈図4-13〉AD795の電圧/電流ノイズ・スペクトラム密度特性

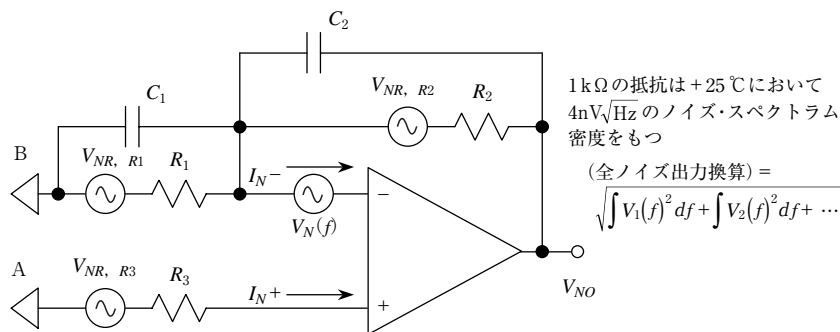


プリアンプの完全なノイズ解析モデルを図4-14に示します。このモデルは、リアクタンス素子として C_1 と C_2 を含んでいます。トータル出力ノイズに寄与するそれぞれのノイズ成分は、適切な周波数範囲でそれぞれのノイズ・スペクトラム密度の自乗を積分し、その平方根をとることで計算できます。すなわち、 V_1 による出力ノイズ V_{N1} は下記のように表せます。

$$V_{N1} = \sqrt{\int V_1(f)^2 df} \dots\dots\dots (5-4)$$

多くの場合、この積分はノイズ・ゲイン (NG) のグラフに個々のノイズ・スペクトラム密度のグラフを重ねたうえで計算されます。回路全体の出力ノイズは、式 (5-4) で計算された個々の素子に関するノイズ電圧を、二乗和の平方根をとることで計算できます。図4-14にある表は、それぞれのノイズ源がどのように出力側に反映されるかを示しており、それぞれのノイズ電圧を積分で求めるための周波数範囲を示してあります。ここで注意することは、積分を行う周波数範囲には $1.57 (\pi/2)$ という係数をかけることです。これは、ここで測定されているシングル・ポールのバンド幅を等価的なノイズ・バンド幅*10に変換するためです。

〈図4-14〉プリアンプのノイズ解析モデル



ノイズ源	出力換算値	積分帯域幅
$V_N(f)$	$V_N(f) \cdot NG$	$1.57 \times \text{クローズド・ループ帯域幅}$
I_{N+}	$I_{N+} \cdot R_3 \cdot NG$	$1.57 \times \text{クローズド・ループ帯域幅}$
I_{N-}	$I_{N-} \cdot R_2$	$1.57 \times \text{信号帯域幅}$
R_1	$V_{NR, R1} \cdot (R_2/R_1)$	$1.57 \times \text{信号帯域幅}$
R_2	$V_{N, R2}$	$1.57 \times \text{信号帯域幅}$
R_3	$V_{NR, R3} \cdot NG$	$1.57 \times \text{クローズド・ループ帯域幅}$

* 10 : 【訳注】 この「等価ノイズ・バンド幅」という概念については、『OP アンプ大全』第1巻の p.200 に解説がある

また、抵抗のジョンソン・ノイズのスペクトラム密度 V_R は、以下のように与えられます。

$$V_R = \sqrt{4kTR} \quad \dots\dots\dots (5-5)$$

この式で、 R は抵抗値をオーム (Ω) で表した値、 k はボルツマン定数 (1.38×10^{-23} J/K)、 T はケルビン (K) で与えられる絶対温度です。ジョンソン・ノイズの簡単な例を示しましょう。たとえば、 $1 \text{ k}\Omega$ の抵抗が発するノイズ・スペクトラム密度は、 25°C で $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ となります。この値は覚えておいて損のない数字です。同じ温度で、ほかの抵抗値のジョンソン・ノイズを計算したいとき、この $1 \text{ k}\Omega$ とジョンソン・ノイズを知りたい抵抗値の比の平方根を、 $1 \text{ k}\Omega$ での値 ($4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) に乗算すればよいのです。たとえば $4 \text{ k}\Omega$ の場合、抵抗値の比は 4、その平方根は 2 ですから、 $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ に 2 を掛けて $8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ となります。

ちなみに、ジョンソン・ノイズはいわゆるホワイト・ノイズであり、そのノイズ・スペクトラム密度はすべての周波数範囲において一定の値をもちます。

●入力ノイズ電圧

入力ノイズ電圧による出力換算ノイズ・スペクトラム密度を表すグラフは、入力ノイズ電圧のスペクトラム密度をノイズ・ゲインで乗算することによって得られます。これはログ・ログ・スケールをもつボーデ線図を用いれば簡単に計算することができます (ボーデ線図上で二つのプロットを単純に足し合わせればよい)。そして入力ノイズ電圧によって生じる出力ノイズ電圧の実効値は、先ほど描いたボーデ線図上の出力換算ノイズ・スペクトラム密度のグラフの 2 乗を、 $1.57 \times$ クローズドループ・バンド幅の範囲で積分し、その値の平方根を計算すれば得ることができます [計算は式 (5-4) 参照]。ほとんどの場合、この積分値は概算値ですが、ほぼ正確な値となります。

低い周波数範囲におけるノイズを計算するためには、 $1/f$ ノイズ領域も考慮して、積分下限周波数は一般的に 0.01 Hz を使います。しかしながら、広帯域のノイズを計算する場合には $1/f$ ノイズ領域のノイズを無視して、 1 kHz における入力電圧スペクトラムの値を代表値とし、その値を使って 0 Hz から必要な周波数まで積分して出力換算ノイズを計算しても問題はありません。

入力電圧ノイズの寄与を計算するとき、この回路のクローズドループ・バンド幅 (f_{CL}) と略す。 f_{CL} は OP アンプのオープンループ・ゲイン特性とノイズ・ゲイン特性が交差する周波数のこと) を積分範囲として使用することが非常に重要です。また、ノイズ・ゲインによって OP アンプの出力側に反映されるその他のノイズ (非反転入力電流ノイズと非反転入力に接続された抵抗から発生するジョンソン・ノイズ) に関しても、クローズドループ・バンド幅の範囲で積分することが必要になります。

フィードバック・ネットワークに流れる反転入力ノイズ電流は、OP アンプの出力にノイズ電圧を発生させます。入力電流ノイズは、周波数に対してほぼ一定値と仮定でき、そのため 1 kHz で測定した電流ノイズ・スペクトラム密度を、信号バンド幅 $(1/(2\pi R_2 C_2))$ を 1.57 倍した周波数帯域で掛け算することで、積分の計算ができてしまいます。1.57 ($\pi/2$) という係数は、シングル・ポールのローパス・フィルタの 3 dB 減衰ポイントの周波数帯域を、等価ノイズ周波数帯域に変換するために必要な係数です。

▶ フィードフォワード抵抗 R_1 によって生じるジョンソン・ノイズ

フィードフォワード抵抗である R_1 によって生じるジョンソン・ノイズ電圧も、フィードバック・ネットワークにノイズ電流を流し、出力にノイズ電圧を発生させる一要因となります。そのノイズ電圧を計算する際の積分範囲も、信号バンド幅の 1.57 倍の値を使います。

▶ 非反転入力端子に流れるノイズ電流

非反転入力端子に流れ込むノイズ電流 I_{N+} は、 R_3 にノイズ電圧を発生させ、そのノイズ電圧スペクトラム密度は、回路のノイズ・ゲインを乗算した形で回路の出力部に現れます。したがって、出力電圧を計算するための周波数の積分範囲は、回路のクロードループ・バンド幅となります。しかしながら、もし R_3 がゼロであるなら（あるいは R_3 を使ったとしても十分に大きなコンデンサでバイパスしてある場合は）、出力部へのノイズの寄与はありません。 R_3 をゼロにするか、十分に大きなコンデンサでバイパスすることは、通常 OP アンプを反転モード・アンプで使うときに要求されます。

▶ 非反転入力端子に接続された抵抗によって発生するジョンソン・ノイズ

R_3 で発生するジョンソン・ノイズは、回路のノイズ・ゲインを掛けた値として出力に現れます。しかし、先ほども指摘したように、十分に大きなコンデンサによってバイパスされていれば、出力ノイズに大きく関与することはありません。

● フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ特性のまとめ

図 4-15 は、25℃における、この回路のそれぞれの構成要素によって発生している出力ノイズ・スペクトラム密度を現しています。この場合、OP アンプの非反転入力は直接グラウンドに接続されているため、非反転入力端子へのノイズ電流 (I_{N+}) や、 R_3 によるノイズ発生はまったくありません。

● 出力フィルタによるノイズ低減

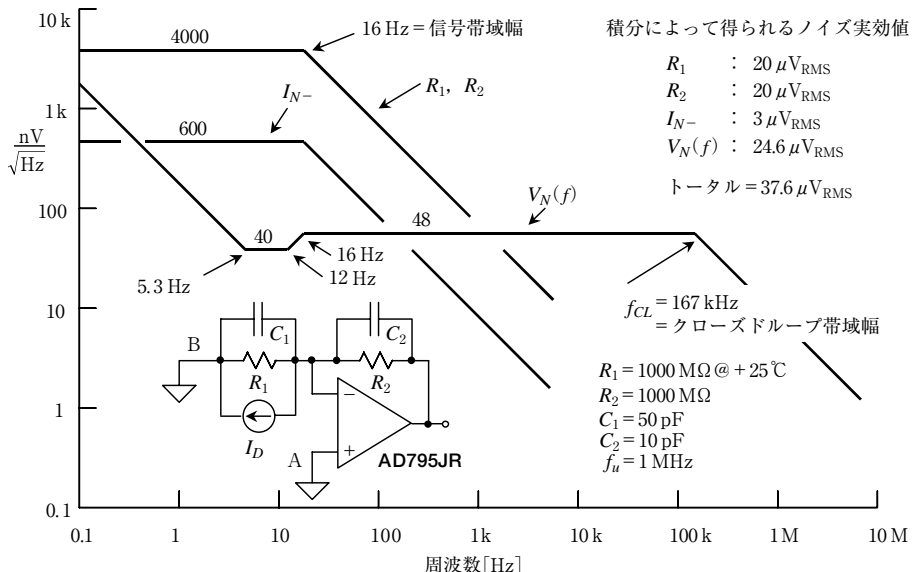
これまでの解析結果から、周囲温度 25℃における出力部のトータル・ノイズ電圧への寄与が一番大きいのは、ノイズ・ゲインによって出力に反映される OP アンプが本来もつ入力換算ノイズ電圧 (図 4-15 の $V_N(f)$) であることがわかりました。このノイズ源によ

る出力ノイズへの寄与はどうしても大きくなります。それは、ノイズ・ゲインと入力換算ノイズの積に対して積分が実行される周波数範囲が、167 kHz (OP アンプのオープンループ特性とノイズ・ゲイン特性が交差する周波数) にまで及ぶからです。もし OP アンプの出力を、20 Hz のカットオフ周波数 (時定数が 7.95 ms) をもつシングル・ポールのローパス・フィルタでフィルタリングしたとすると、このノイズ電圧 $V_N(f)$ の寄与を $1 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ まで落とすことができます。出力をフィルタリングして最適化された最終的な回路を図 4-16 に示します。

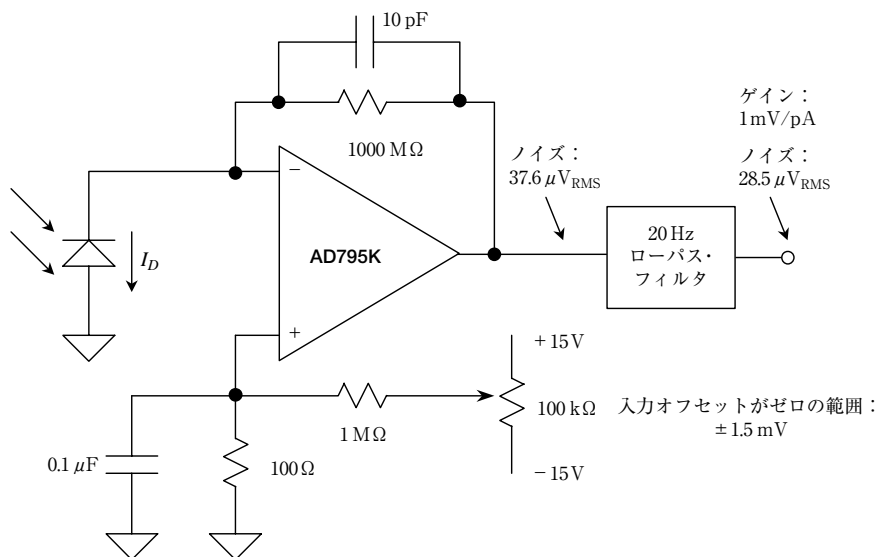
このノイズ低減の効果は、フィードバック・コンデンサ C_2 の容量を増やしても達成することができないことに注意してください。 C_2 の容量を増やすことによって高い周波数におけるノイズ・ゲインを減らすことはできますが、出力電圧ノイズを計算するための積分周波数の上限が上がってしまいます。また、 C_2 の容量が非常に大きくなると、信号バンド幅が本来の目的であるフォト・ダイオード用プリアンプの周波数特性としては受け入れられないほど下がってしまうからです。

後付けのフィルタの効果によって、最終的なノイズ電圧は、 $28.5 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ まで下げることができます。これは元の値の約 75 % に当たります。これにより、抵抗に由来するノイズと入力電流に起因するノイズが、全出力ノイズへの最も大きな要因となります。実用的

〈図 4-15〉 25 °C におけるプリアンプの出力ノイズ・スペクトラム密度



〈図 4-16〉出力フィルタとオフセット調整回路を備えた AD795K を使った フォト・ダイオード用 プリアンプ



には、ここで紹介したフィルタ回路はパッシブでもアクティブでも作ることができます。しかしながら、細心の注意が必要なことは言うまでもありません。つまり、このフィルタ回路が通過信号に対して大きなノイズを付加することは避けなければなりません。フィルタ回路に関しては、本大全の第3巻（原著では Chapter-5）で詳しく紹介します。この最終的な回路には、OP アンプのオフセットを $\pm 1.5 \text{ mV}$ の範囲でゼロにする回路を追加してあります。

● フォト・ダイオード用プリアンプの回路特性のまとめ

ここまで検討してきた回路の最終的な特性を表 4-5 にまとめておきます。0℃～70℃の温度範囲でトータルの出力電圧ドリフトは 87.2 mV で、これはフォト・ダイオードに流れる電流で 87.2 pA に相当します。非反転入力端子に追加したオフセット調整回路によって、室温における出力電圧オフセットのゼロ調整を行うことができます。この回路は、OP アンプそのものもつオフセット調整端子を使うより、良いオフセット特性を得られることに注意してください。なぜなら、オフセット調整端子を使うと、オフセット電圧の温度変動係数を 3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ に上げてしまい、ある温度でオフセット電圧をゼロにしても、

〈表 4-5〉AD795JR を用いたフォト・ダイオード用プリアンプの特性のまとめ

出力オフセット・ドリフト (0℃～+70℃)	87.2 mV
出力感度	1 mV/pA
出力光感度	30 V/foot-candle (フット・カンデラ)
トータル出力ノイズ電圧 (25℃時)	28.5 μ V _{RMS}
トータル入力換算ノイズ電流 (25℃時)	28.5 fA _{RMS} , または 188.1 fA _{p-p}
$R_2 = 1000 \text{ M}\Omega$ 時の光入力範囲	0.001 ~ 0.33 foot-candles
バンド幅	16 Hz

この温度係数の影響を受けて、オフセット電圧の変動を引き起こすからです。また、SOIC パッケージの AD795 はオフセット調整用の端子がなく、そのような調整方法をとることができません。

出力電圧換算ノイズの値 28.5 μ V を、フィードバック抵抗の値 R_2 で割ることによって、入力電流感度を計算することができます。この回路の場合、フォト・ダイオードが出力する電流が、28.8 fA 以上あれば検知できることを示しています。もし、フルスケールが 10 V の 12 ビット A-D コンバータを使ってこのプリアンプの出力をデジタル・データに変換すると、1 LSB は 2.5 mV になります。このプリアンプのノイズ出力である 28.5 μ V_{RMS} は、1 LSB である 2.5 mV より十分に小さく、プリアンプの出力をデジタル・データに変換しても影響を与えません。

4-5 フォト・ダイオード用プリアンプのトレードオフ

すでに説明してきたように、基本的なフォト・ダイオード用プリアンプの回路設計には、いくつかのトレードオフが存在します。たとえば信号バンド幅を広げると、出力ノイズ・レベルが上昇するというトレードオフが存在します。フィードバック・コンデンサ C_2 の値を 1 pF まで小さくすれば、信号バンド幅を 160 Hz まで上げることができます。しかし、 C_2 の値を下げるのはあまり実用的ではありません。なぜなら、 R_2 周辺の寄生容量が 1 pF ~ 2 pF のオーダーで存在するため、所望の信号帯域を推定することができないからです。また、フィードバック・コンデンサ C_2 には、ある程度の容量が回路の安定度を維持するために必要になります。したがって、信号バンド幅を上げる目的でむやみに C_2 の値を小さくすべきではありません。

この回路を比較的大きな光入力レベル（およそ 0.3 fc 以上）で動作させたい場合、フィードバック抵抗の値を小さくすることが可能です。その結果、回路のバンド幅を上げることができ、さらに抵抗に起因するノイズ電圧を下げることができます。

大きな光入力レベルを測定する目的で、ゲイン切り替え回路を付加する場合には、漏れ

電流や寄生的な素子の影響を最小限にするように、切り替え回路の設計やプリント基板のレイアウトに対して十分に検討を加える必要があります。

●高速フォト・ダイオード用の I - V 変換回路における特性補償

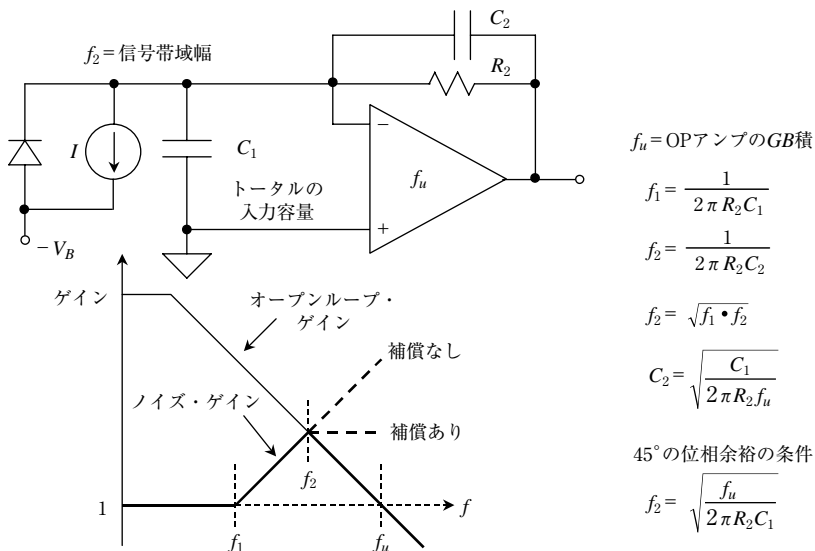
図4-17に、昔からある I (電流)- V (電圧) 変換回路を示します。この回路は、 R_1 (フォト・ダイオードのシャント抵抗) が R_2 より非常に大きいと仮定すると、今まで検討してきたフォト・ダイオード用プリアンプと同じものになります。図4-17でトータルの入力容量 C_1 と示している容量成分は、フォト・ダイオードの接合容量と OP アンプの入力容量の和になります。この回路は、動的には昔からある2次系応答を示し、この回路を適切に特性補償するには以下に述べるような方法を適用することができます。

実質的な入力容量となる C_1 は、図4-17のボーデ線図上に示しているように、ノイズ・ゲインの伝達関数の中に下記の式で求められる周波数 f_1 でゼロを形成します。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \dots\dots\dots (5-6)$$

ここでは補償用コンデンサ C_2 の影響を無視してあります。この場合、 C_2 の値が C_1 の値に比べて小さいと仮定しているからです。その仮定によって、 C_2 がゼロ点周波数 f_1 の

〈図4-17〉 I - V 変換回路における入力容量の補償法



決定に対して大きな影響を与えることがなくなります。多くの場合、この回路における他の要素を考慮すれば、この仮定によって十分に満足できる解析結果を得ることができます。

もしこの回路に補償を行わなかった場合、ノイズ・ゲイン特性とオープンループ特性が交差する周波数 f_2 でのこの回路の位相変動量が、回路の不安定性を増し、発振を引き起こします。フィードバック・コンデンサ C_2 を加えて、 f_2 でノイズ・ゲイン特性にポール(極)を形成すれば回路は安定し、約 45° の位相余裕をもたせることができます。

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \dots\dots\dots (5-7)$$

図 4-17 からわかるように、 f_2 は、 f_1 と OP アンプのオープンループ特性におけるユニティ・ゲイン周波数 f_u との幾何学的な中間値になるので、 f_2 は式 (5-8) で求められます。

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_u} \dots\dots\dots (5-8)$$

ここで、式 (5-7) と式 (5-8) を組み合わせれば、 C_2 の値を式 (5-9) のように求めることができます。

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_1}{2\pi R_2 \cdot f_u}} \dots\dots\dots (5-9)$$

この C_2 により、 45° の位相余裕をもたせることができ、回路全体の位相余裕を補償しない場合の約2倍の 65° まで増やすことができます。実際の回路では、出力のパルス応答が最適化されるように C_2 の値を調整し、実験的に決めてやる必要があります。

●高速フォト・ダイオード用のI-V変換回路に使用するOPアンプの選択

高速フォト・ダイオード用のI-V変換回路におけるOPアンプには、入力バイアス電流の影響を最小限に抑え、光によって生じるフォト・ダイオードからの電流が小さな値であっても十分に検知できるように、広帯域FET入力タイプを使用します。ここで、回路のバンド幅 f_2 を、式 (5-7) と式 (5-8) を使って変形し、 f_u 、 R_2 、 C_1 で表すと式 (5-10) のようになります。

$$f_2 = \sqrt{\frac{f_u}{2\pi R_2 C_1}} \dots\dots\dots (5-10)$$

ここで、 C_1 はフォト・ダイオードの接合容量 C_D とOPアンプの入力容量 C_{IN} の和になります。高速応答が要求されるアプリケーションでは、フォト・ダイオードの接合容量は、今まで説明してきた低い周波数応答をもつフォト・ダイオード用プリアンプの設計で考慮

〈表 4-6〉高速フォト・ダイオード用プリアンプに適した FET 入力 OP アンプ一覧

型番	GB 積 f_u [MHz]	入力容量 C_{IN} [pF]	f_u/C_{IN} 比 [MHz/pF]	入力バイアス電流 I_B [pA]	電圧ノイズ@10kHz [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
AD823	16	1.8	8.9	3	16
AD843	34	6	5.7	600	19
AD744	13	5.5	2.4	100	16
AD845	16	8	2	500	18
OP42	10	6	1.6	100	12
AD745 *	20	20	1	250	2.9
AD795	1	1	1	3	8
AD820	1.9	2.8	0.7	10	13
AD743	4.5	20	0.2	250	2.9

*：ノイズ・ゲインが5以上のときに安定。このアプリケーションでは、高い周波数におけるノイズ・ゲインは $1 + C_1/C_2$ で決まる。一般に、 C_1 は C_2 の4倍以上とする。

していた値よりも、ずっと小さな値になり、その値は数 pF 程度になるはずです。

式 (5-10) をよく見ると、 f_u の値を大きくするために選択すべき FET 入力 OP アンプは、高い GB 積と高い f_u をもち、入力容量 C_{IN} が小さくなければならないことは明白です。ここで、 f_u と C_{IN} の比は、このアプリケーションに適切な OP アンプを選び出すために、非常に良い指針となります。

表 4-6 に、高速フォト・ダイオード用プリアンプに適した FET 入力の OP アンプのいくつかを比較して示します。それぞれの項目を検討した結果、AD823 が GB 積 f_u と入力容量 C_{IN} との比が一番大きな値を示し、さらに比較的低い入力バイアス電流をもっていることがわかります。

これらの理由から、このアプリケーション用の OP アンプの例として AD823 を選定しました。

4-6 高速フォト・ダイオード用プリアンプの設計

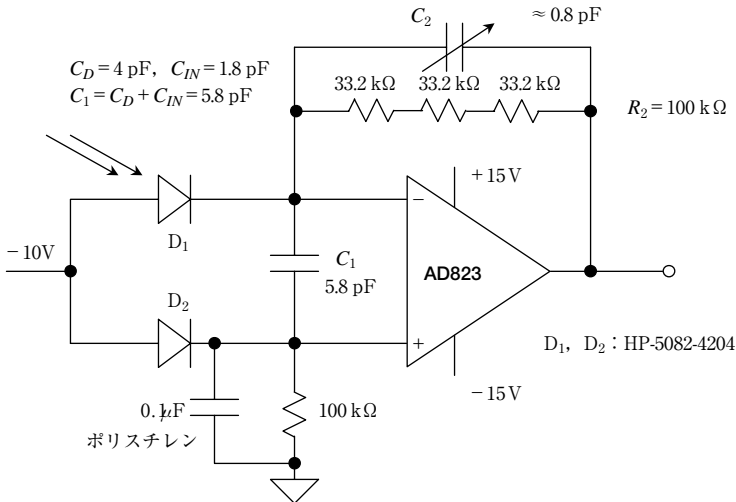
ここからの検討では、PIN フォト・ダイオード HP5082-4204 (アジレント・テクノロジー社) を例として使うことにします。このフォト・ダイオードのおもな特性を表 4-7 に示します。このフォト・ダイオードは、数ある PIN フォト・ダイオードのなかでも最も一般的なものです。

高速フォト・ダイオードを使ったアプリケーションの場合は一般に、フォト・ダイオードに逆バイアスを施して光導電モードで使用します。そうすることで、フォト・ダイオードの接合容量を非常に小さくすることができます。しかし、フォト・ダイオードに光が当たっていても少量の暗電流が流れるようになってしまいます。なお、暗電流を補償す

〈表 4-7〉HP5082-4204 フォト・ダイオードの特性

項目	定格
感度	$350 \mu\text{A}@1 \text{ mW}$, 900 nm
最大直線出力電流	$100 \mu\text{A}$
受光面の面積	0.002 cm^2 (0.2 mm^2)
接合容量	$4 \text{ pF}@10 \text{ V}$ (逆バイアス)
シャント抵抗	$10^{11} \Omega$
立ち上がり時間	10 ns
暗電流	$600 \text{ pA}@10 \text{ V}$ (逆バイアス)

〈図 4-18〉暗電流補償回路を備えた 2 MHz バンド幅のフォト・ダイオード用プリアンプ



るための回路に関しては、後ほど説明します。このフォト・ダイオードは、光入力に比例して直線的な電流が得られる最大出力範囲は約 $50 \mu\text{A} \sim 100 \mu\text{A}$ です。

このような回路のダイナミック・レンジは、回路全体のノイズ特性によって制限され、さらに暗電流補償回路を搭載しないと仮定すると、フォト・ダイオードの暗電流によっても制限されます。

図 4-18 に示す回路構成を使い、フォト・ダイオードからの電流 $100 \mu\text{A}$ に対してフルスケール電圧 10 V を得たいとしましょう。このような回路を実現する場合、フィードバック抵抗 R_2 の値は、 10 V を $100 \mu\text{A}$ で割って $100 \text{ k}\Omega$ になります。

フォト・ダイオードの接合容量 C_D を 4 pF とし、AD823 の入力容量 C_{IN} を 1.8 pF とす

ると、 C_1 の値は、 C_D と C_{IN} の和で5.8 pFとなります。これまで紹介した式(5-6)，(5-8)，(5-9)に、 $C_1 = 5.8$ pF， $R_2 = 100$ k Ω ， $f_u = 16$ MHzを代入して計算すると、

$$f_1 = 274 \text{ kHz}$$

$$C_2 = 0.76 \text{ pF}$$

$$f_2 = 2.1 \text{ MHz}$$

が得られます。

図4-18が最終的な回路になりますが、100 k Ω の抵抗は、その寄生容量を小さく抑えるために33.2 k Ω を3個直列に接続して実現してあります。フィードバック・コンデンサ C_2 は1.5 pFの可変セラミック・コンデンサを使い、最高の周波数特性とパルス応答が得られるように調整します。この回路の全体の周波数特性の帯域は約2 MHzとなります。

フォト・ダイオードからの出力電流が100 μ Aのとき、この回路のフルスケール出力電圧は10 Vとなります。また、ダイオードの暗電流600 pAに対する出力換算電圧は60 μ V(補償していない場合)となります。

この暗電流による誤差は、同じ型のフォト・ダイオード D_2 を使うことで効率的に打ち消すことができます。 D_2 と D_1 を同一の電源で逆バイアスすることで、通常は同一の特性が得られ、同じ値の暗電流が双方のフォト・ダイオードに流れます。この回路では、 D_2 から出力されるダミーの暗電流が、OPアンプの非反転入力端子に接続された100 k Ω の抵抗に流れます。このように回路を構成することによって、暗電流に比例したバイアス電圧がOPアンプの同相信号除去機能によって相殺されるため、暗電流による影響を除去することができます。

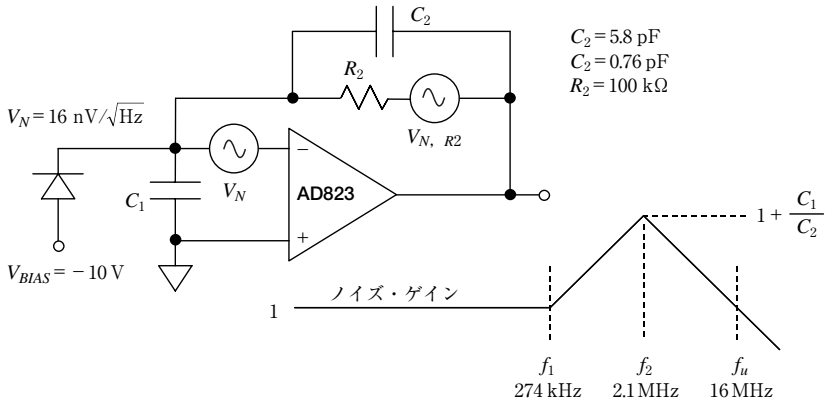
●高速フォト・ダイオード用プリアンプのノイズ解析

ノイズ解析においては一般に、どの回路要素が最もノイズに寄与するのを見極めることが重要です。なぜなら、トータルなノイズは、個々の要素の自乗和の平方根(RSS ; root-sum-square)で計算されるからです。そのため、いくつかのノイズ源があって、それらのなかでも他の値より少なくとも3倍から4倍ほど大きなノイズ源があれば、それがトータルなノイズを決める要素になります。

広帯域のフォト・ダイオード用プリアンプの場合、出力ノイズの支配項は、OPアンプの入力ノイズ電圧 V_N と R_2 が発生するノイズ V_{NR2} です(図4-19を参照のこと)。FET入力OPアンプでは、入力バイアス電流によるノイズは無視できます。また、シャント・コンデンサ C_1 の効果によって、逆バイアスをつけることによって生じるフォト・ダイオードのショット・ノイズも無視できます。

先にも述べましたが、抵抗が発生するノイズは、1 k Ω の抵抗器が4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ のノイズを発生することから簡単に計算できます。つまり、100 k Ω の抵抗は40 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ のノイズ

〈図 4-19〉出力ノイズ解析のためのプリアンプの等価回路



$$\cdot \text{出力換算ノイズ } V_N \approx V_N \left[1 + \frac{C_1}{C_2} \right] \sqrt{1.57 f_2} = 250 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

$$\cdot V_{N, R2} \text{ 出力換算ノイズ } \approx \sqrt{4kTR_2 \cdot 1.57 f_2} = 73 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

$$\cdot \text{全出力ノイズ} = \sqrt{250^2 + 73^2} = 260 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

$$\cdot \text{ダイナミック・レンジ} = 20 \log \left[\frac{10 \text{ V}}{260 \mu\text{V}} \right] = 92 \text{ dB}$$

を発生させます*11。この値を信号バンド幅である 2.1 MHz で積分することによって、トータルのノイズ実効値が、以下の計算で得られます。

$$V_{N, R2(\text{RTO})} = 40 \sqrt{1.57 \times 2.1 \times 10^6} = 73 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

1.57 という係数は、アンプのシングル・ポール・バンド幅である 2.1 MHz を、等価なノイズ・バンド幅に変換するために用いています。

入力電圧ノイズが出力側へ出てくる時のノイズ電圧は、入力ノイズ電圧値にノイズ・ゲインを掛けて、信号バンド幅までの周波数で積分します。さらに、その値の平方根を取ることによって実効値 (RMS) が得られます。この計算は厳密に行くと非常に大変ですが、適切な近似を用いれば、計算は非常に簡単になります。この回路は広帯域回路ですから、明らかに低い周波数における $1/f$ ノイズは無視できます。図 4-19 のノイズ・ゲインの図

* 11 : 【訳注】 p.211 で説明しているように、 $1 \text{ k}\Omega$ の抵抗のジョンソン・ノイズ $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ に抵抗値比 100 の平方根 $\sqrt{100}$ を掛けることで計算できる。

からも明らかなように、周波数 f_1 から f_u の間にある高い周波数領域におけるピークが出力ノイズを決める第一の要素となります。もし、この回路のすべての周波数範囲において出力電圧ノイズが一定で、ACノイズ・ゲインの最大値が $[1 + (C_1/C_2)]$ だとすると、以下の計算式が使えます。

$$V_{N(\text{RTO NOISE})} = V_N \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \sqrt{1.57 f_2} = 250 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

トータルの出力換算でのノイズ電圧の実効値は、この値と R_2 が発生するノイズの値の自乗和の平方根になり、

$$V_{N(\text{TOTAL RTO NOISE})} = \sqrt{73^2 + 250^2} = 260 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

と計算されます。

トータルの出力ダイナミック・レンジは、この回路の出力フルスケール電圧10 Vをここで得られた260 μV で割って、それをデシベルに変換すると得られ、その値は92 dBとなります。

4-7 ハイ・インピーダンス電荷出力型センサ

ピエゾ素子を使ったセンサやハイドロフォン（水中マイク）、加速度センサなどのハイ・インピーダンスのトランスデューサでは、電荷の変動を電圧信号に変換するアンプ（チャージ・アンプ）が必要になります。また、これらのセンサは直流における出力インピーダンスが非常に高いので、そのような特性に合わせた適切なバッファ・アンプが必要になります。反転型の電荷アンプの基本的な回路を図4-20に示します。

電荷を出力するトランスデューサとしては、基本的に二つの種類のセンサがあります。一つは、コンデンサ型センサ、もう一つは電荷放出型センサです。

コンデンサ型センサの場合、コンデンサの両端の電圧 V_C は一定に保たれます。コンデンサの値の変化 ΔC は、電荷の変化 $\Delta Q = \Delta C \times V_C$ を発生させます。この電荷の変化は、OPアンプの出力側に電圧の変化として現れ、その値は $\Delta V_{OUT} = -\Delta Q/C_2 = -\Delta C \cdot V_C/C_2$ となります。

電荷放出型トランスデューサは、電荷 ΔQ を出力します。しかし、コンデンサの値そのものは一定の値を保ちます。したがって発生した電荷は、 $\Delta Q/C$ と等しい電圧をトランスデューサの両端に発生させます。しかし、トランスデューサに発生する電圧は、OPアンプの仮想グラウンドによって（ここで R_1 は一般的に無視できるほど小さいと仮定する）一定に保たれるため、トランスデューサから発生した電荷はコンデンサ C_2 に送られ、出力電圧 $\Delta V_{OUT} = -\Delta Q/C_2$ を発生させます。

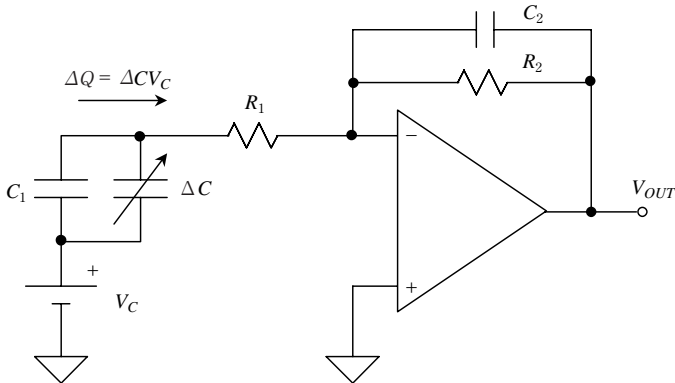
実際のアプリケーションでは、電荷アンプは交流信号にしか応答しません。したがって、下限の応答周波数が存在し、その値 f_1 は $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$ となります。また、上限の応答周波数も存在し、その値 f_2 は $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$ となります。

●低ノイズ電荷増幅器の回路構成

図4-21に、電荷を出力するトランスデューサ用のバッファ・アンプの二つの構成を示します。双方とも、非常に高い入力インピーダンスをもつOPアンプ、たとえばAD745が必要になります。AD745は、低い電圧ノイズ特性と低い電流ノイズ特性を兼ね備えています。低電圧ノイズ特性と低電流ノイズ特性という二つの特性によって、このAD745は、たとえばコンデンサ型加速度計やハイドロフォンのように、非常に高い電荷感度を要求されるアプリケーションにはとりわけ適切なOPアンプと言えます。

図4-21の左側に示した回路は、OPアンプを反転増幅モードで動作させています。信号の増幅は、OPアンプの反転入力端子における電荷保存の原理により行われます。つまり、コンデンサ C_S 内の電荷はコンデンサ C_F に転送され、出力端子には $\Delta Q/C_F$ で計算される電圧が発生します。このアンプの入力電圧ノイズは、この回路のACノイズ・ゲイン

〈図4-20〉電荷アンプ(チャージ・アンプ)の基本構成



$$\cdot \text{コンデンサ型センサの場合: } \Delta V_{OUT} = \frac{-V_C \Delta C}{C_2}$$

$$\cdot \text{電荷放出型センサの場合: } \Delta V_{OUT} = \frac{-\Delta Q}{C_2}$$

$$\cdot \text{応答周波数の上限: } f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$\cdot \text{応答周波数の下限: } f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

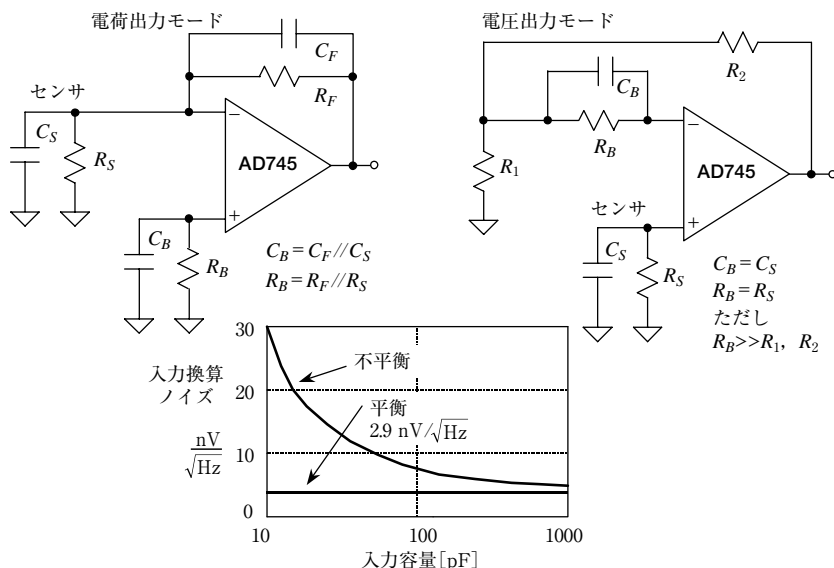
$1 + C_S/C_F$ で増幅されて出力端子に現れます。

図4-21の右側に示した回路は、単純なハイ・インピーダンス入力、ある電圧ゲインをもったフォロワとして動作しています。ここで、ノイズ・ゲイン $(1 + R_2/R_1)$ は、トランスデューサからの信号を増幅するゲインと同じ値となります。両方の回路にある R_B は、この回路にDCバイアスのリターン電流を流すために必要です。

周囲温度の変化に対して最高の直流特性をもたせるには、トランスデューサの信号源抵抗の影響をなくして平衡状態に保つために、図4-21に示している抵抗 R_B を使う必要があります。また、最高のノイズ特性をもたせるためには、トランスデューサの容量の影響をなくして平衡状態に保つため、コンデンサ C_B を使う必要があります。

AD743やAD745のような高精度の低ノイズBiFET OPアンプの入力端子から見た信号インピーダンス(抵抗素子やリアクタンス素子ともに)を同じに見えるようにして、平衡状態を保つことは一般的によく行われることです。抵抗素子を平衡状態にすれば、OPアンプのバイアス電流誤差による効果を軽減することになり、周囲温度の変化に対する直流特性を最適化できます。入力容量を平衡状態にすることで、OPアンプの非線形な同相入力容量によって発生する交流応答特性の誤差を最小限に抑えることができます。また、図4-21に示すようにノイズ特性を最適化することも可能です。FET入力OPアンプでは、

〈図4-21〉低ノイズFET OPアンプAD745を使った二つの基本的な電荷アンプの構成

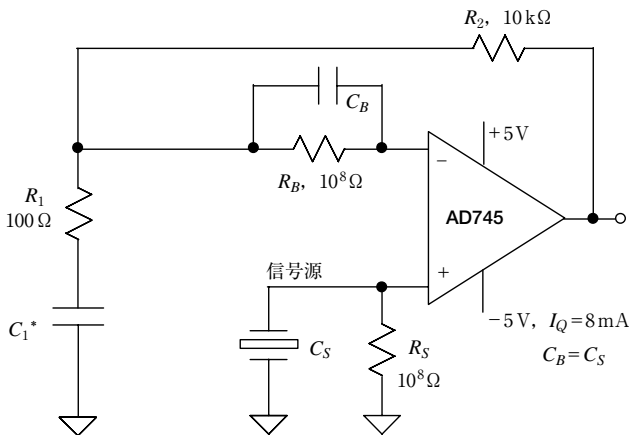


内部のバイアス電流回路の電流ノイズが、ゲート・ソース間のコンデンサ（AD743とAD745の場合は20 pF）を介してOPアンプの入力端子に結合されており、この電流ノイズは過剰な入力電圧ノイズとしてOPアンプの入力端子に現れてしまいます。このノイズ成分は、OPアンプの両方の入力端子に同量のノイズとして影響を与えるので、信号源インピーダンスの平衡状態を作れば、その影響をキャンセルすることができます。図4-21には信号減インピーダンスの平衡状態を作り出すために必要な素子を、非反転アンプ/反転アンプの両方の構成に対して示してあります。 C_B の値を300 pFより大きくすることによって、ノイズ特性を低減させる大きな効果があります。 C_B にはポリエステル・タイプのコンデンサを使い、容量値は0.01 μ F以上にする必要があります。

●バイアス電流を少なくするために低い電源電圧で動作させるピエゾ素子トランスデューサ用アンプ

図4-22に示したのは、ボルテージ・フォロウ・モードで100倍のゲインをもつピエゾ素子トランスデューサ用アンプの回路です。OPアンプの電源電圧を ± 5 Vまで下げることによって、入力バイアス電流の減少を次の2点から実現できます。第一は、OPアンプ自身の電力消費が落ちることです。第二は、FETのゲート接合部の漏れ電流が減り、結果としてバイアス電流を減らすことができることです。また、Aavid社の#5801

〈図4-22〉100倍（40dB）のゲインをもつピエゾ素子トランスデューサ用アンプ



- ・ ± 5 V電源は0℃～85℃での I_B を減らすことができ、消費電力 P_D は80 mWとなる
- ・ C_1^* を使えば、動作可能温度範囲は-55℃～+125℃に拡大する

のようなヒートシンクを取り付けることによって、デバイスのジャンクション温度の上昇を防ぎ、さらにバイアス電流を減少させることができます。

ACカップリング用のコンデンサ C_1 を使わない場合 (R_1 をそのままグラウンドに接続)、このアンプは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で動作することができます。 C_1 を使った場合、この回路は $-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の範囲で動作させることが可能になります*12。そのかわり、直流では動作せず、その部分の情報が失われてしまいます。

●ハイドロフォン

ハイドロフォン (水中マイク) や、いくつかの加速度計、それにコンデンサ・マイクのようなコンデンサ型センサの出力を受けて増幅するようなアンプを作るには、多くの設計上の工夫が必要です。以前は、このような回路を設計する技術者は、これらのアプリケーションで要求される低いレベルの電圧および電流ノイズ特性を満足させるために、低ノイズFETと一般的なOPアンプを組み合わせて非常にコストのかかるハイブリッド型アンプを作っていました。AD743/AD745モノリシックIC OPアンプを使えば、設計技術者はハイブリッド型とほぼ同等の特性をもった回路を設計することが可能です。

ソナーでは、ハイドロフォンの能動素子としてピエゾ・セラミック・シリンダが一般的に用いられます。一般的なこの手のシリンダは、容量として6000 pF、それに直列抵抗として10 Ω 程度の値をもち、出力インピーダンスは $10^8 \Omega$ (100 M Ω) という値になります。

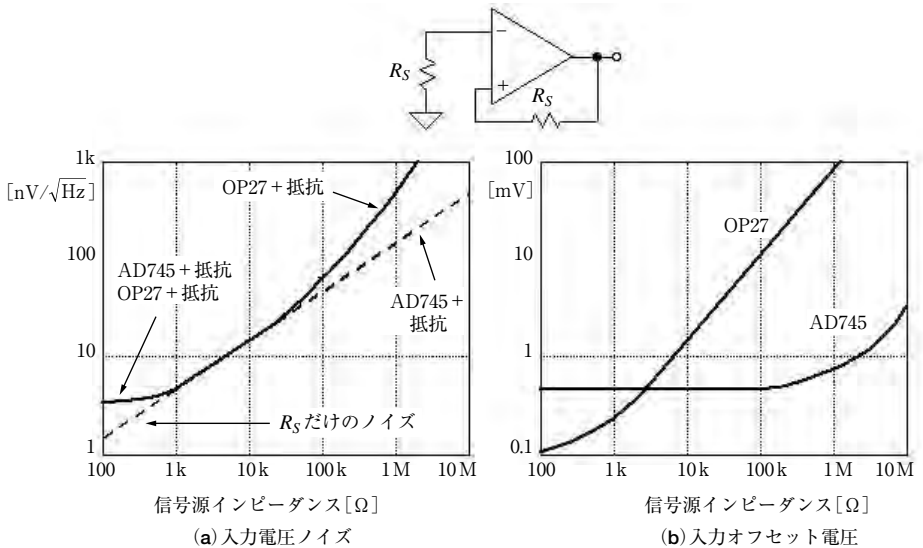
ハイドロフォンで取り扱う信号は、本質的に交流信号であり、かつ非常に広いダイナミック・レンジをもっています。したがって、ノイズがすべてに優先する重要な事柄になります。ハイドロフォンのノイズ・フロアと、使用するプリアンプの組み合わせでシステムの感度が決まります。すなわち、ハイドロフォン全体の性能を決定してしまうわけです。一般的なハイドロフォンの周波数帯域は1 kHz \sim 10 kHz 程度です。AD743とAD745は、 $2.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ という非常に低い電圧ノイズ特性と、 $10^{10} \Omega$ (10 G Ω) という非常に高い入力インピーダンスをもっているため、ハイドロフォン用のアンプに使うには理想的なOPアンプと言えます。

●OPアンプの特性比較… JFET 対バイポーラ

AD743とAD745は、大きな入力バイアス電流をもたずにバイポーラ型OPアンプに匹敵する非常に低い電圧ノイズ特性をもつ初めてのモノリシックFET OPアンプです。バイポーラ型OPアンプであるOP27とJFET入力のAD745を、信号源抵抗を横軸に取っ

*12：【訳注】ACカップリングすることにより、DCドリフトがなくなるため。

〈図 4-23〉 トータル・ノイズ特性比較：OP27（バイポーラ）対 AD745（FET）

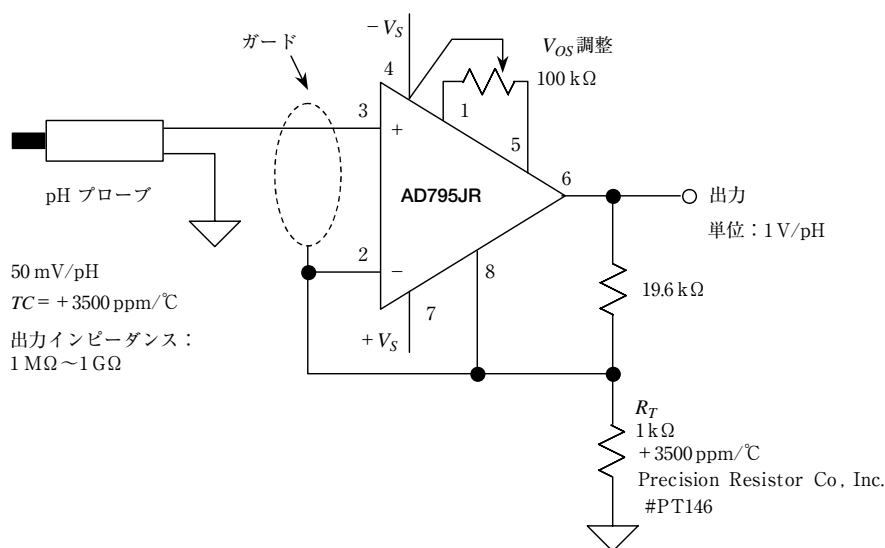


て入力電圧ノイズと入力オフセット特性を比較したものを図 4-23 に示します。ここで、AD743 と AD745 はノイズ・レベルに関しては同じ性能をもっていることを一言述べておきます。

左のグラフから、高い信号源インピーダンスを扱う領域では AD745 のほうが、OP27 のような非常に高性能なバイポーラ型 OP アンプの特性よりも低いノイズ特性を示していることがわかります。AD745 では、低い信号源インピーダンスであっても、低いノイズ特性を示していることもわかります。高い信号源インピーダンスの領域では、AD745 はオフセット・ドリフトによる誤差も少なくなっていることが、右のグラフからわかります。

AD743 と AD745 は同じファミリの OP アンプですが、内部の位相補償レベルが違います。AD743 は、ユニティ・ゲインの安定度を重視して位相補償を行っています。AD745 は、ノイズ・ゲインが 5 以上で安定するように位相補償が行われ、AD743 よりも広い周波数帯域とスルー・レートをもっています。AD745 は、高いゲインのプリアンプとして使う場合に使い勝手が良く、高いゲインと広い周波数特性の両方を享受できます。AD743 と AD745 は、非常に小さな歪み特性をもち、1 kHz における歪み率はそれぞれ 0.0003 % (AD743)、0.0002 % (AD745) です。

〈図 4-24〉1 V/pH の変換感度をもつゲイン 20 倍の pH プローブ・アンプ



● pH プローブ用バッファ・アンプ

一般的な pH（ペーハ；酸性度）プローブは、pH プローブがもつ $10^6 \Omega \sim 10^8 \Omega$ の信号源抵抗と外部回路を絶縁するために、バッファ・アンプを必要とします。このようなアンプの一例を図 4-24 に示します。AD795JR の小さな入力バイアス電流は、そのバイアス電流と pH プローブの電極抵抗の掛け算によって発生する出力電圧誤差を最小限に抑えることができます。ガーディング、シールド、高絶縁抵抗のスタンドオフや、ここまでに紹介した pA を扱うためのさまざまな工夫を施すことによって、漏れ電流を最小限に抑えることができます。紹介したすべての対策を行うことにより、この回路に必要な精度を十分に保つことができます。

室温におけるこの pH プローブの pH-電圧変換係数は 50 mV/pH ですが、およそ +3500 ppm の温度係数をもっています。図 4-24 に示したバッファ・アンプでは、最終的な出力が 1 V/pH になるように 20 倍のゲインをもたせています。さらに、温度変化に対する補償を抵抗 R_T によって行っています。この R_T は特別な温度補償用抵抗で、値は 1 k Ω 、精度は 1%，温度係数 $TC = +3500 \text{ ppm}$ という特性をもつものです。このような抵抗器は、Precision Resistor 社の #PT146 として入手可能です [参考文献 (15)]。

◆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, ISBN: 0916550-05-2.
- (3) Section 3, Walt Kester, Editor, 1992 Amplifier Applications Guide, Analog Devices, 1992, ISBN: 0916550-10-9.
- (4) Walt Kester, Editor, System Applications Guide, Analog Devices, 1993, ISBN: 0-916550-13-3.
- (5) Walt Kester, Editor, Linear Design Seminar, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-916550-15-X.
- (6) Walt Kester, Editor, Practical Analog Design Techniques, Analog Devices, 1995, ISBN: 0-91655016-8.
- (7) Walt Kester, Editor, High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, ISBN: 0-916550-17-6.
- (8) Jiri Dostal, section 9.3.1, "Thermoelectric Voltages", Operational Amplifiers 2 nd Ed., ButterworthHeinemann, 1993, p265 ~ 268.
- (9) Optoelectronics Data Book, EG&G Vactec, St. Louis, MO, 1990.
- (10) Silicon Detector Corporation, Camarillo, CA, Part Number SD-020-12-001 Data Sheet.
- (11) Photodiode 1991 Catalog, Hamamatsu Photonics, Bridgewater, NJ.
- (12) Lewis Smith and Dan Sheingold, "Noise and Operational Amplifier Circuits", Analog Dialogue 25 th Anniversary Issue, pp.19 ~ 31, Analog Devices Inc., 1991.
- (13) James L. Melsa and Donald G. Schultz, Linear Control Systems, pp.196 ~ 220, McGraw-Hill, 1969.
- (14) Jerald G. Graeme, Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions, McGraw-Hill, 1995.
- (15) Precision Resistor Co., Inc., 10601 75th St. N., Largo, FL, 33777-1427, 727 541-5771, <http://www.precisionresistor.com>
- (16) Ohmite Victoreen MAXI-MOX Resistors, 3601 Howard Street, Skokie, IL 60076, 847 675-2600, <http://www.ohmite.com/victoreen/>
- (17) Vishay/Dale RNX Resistors, 2300 Riverside Blvd., Norfolk, NE, 68701-2242, 402 371-0800, <http://www.vishay.com>

第 5 章

温度センサ

Walt Kester, James Bryant, Walt Jung / 訳：吉澤 浩和

今日の多くの電子機器において、温度計測は重要です。とくに、高価なラップトップ・コンピュータや携帯型機器などでは、高密度に実装された回路がかなりの電力を熱という形で消費しています。システムの温度管理は、高価なマイクロプロセッサにダメージを与えるのを防ぐばかりでなく、バッテリーの充電においても用いられます。

大電力の小型携帯機器は、デバイス内の接合部温度を適切なレベルに保つため、多くの場合でファン冷却を使用しています。バッテリー寿命を浪費しないためには、ファンは必要などきだけ動作させるようにしたほうがよいでしょう。ファンを的確にコントロールするには、適切な温度センサを用いて詳細な温度を認識する必要があります。

正確な温度計測は、たとえばプロセス制御や計装アプリケーションなど、多くの計測システムにおいて必要とされます。一般的な温度センサとその特徴を表5-1に示します。多くの場合、小振幅かつ非線形出力であるため、目的とする信号処理を行うまえに、センサ出力を適切に調整し、増幅しなければなりません。

表5-1の一番右に示す半導体センサを除いて、ここに示したすべての温度センサの伝達関数は非直線的で、過去においては、センサの非直線性を修正するために、複雑なアナログ信号処理回路が設計されました。これらの回路は望みの精度を得るために、マニユア

〈表5-1〉一般的な温度センサの種類

熱電対	測温抵抗体	サーミスタ	半導体センサ
- 184 °C ~ + 2300 °C (最も広範囲)	- 200 °C ~ + 850 °C	0 °C ~ + 100 °C	- 55 °C ~ + 150 °C
高精度、再現性	線形性：普通	線形性：劣る	線形性：1 °C、精度：1 °C
冷接点補償を必要とする	励振を必要とする	励振を必要とする	励振を必要とする
低電圧出力	安価	高感度	10 mV/K、20 mV/K または 1 μ A/K (出力の標準値)

ル調整や高精度の抵抗器を必要としました。しかしながら今日、センサ出力は高精度 A-D コンバータによって直接デジタル化されています。リニアライズと校正はデジタル的に行われ、コストと複雑さが大幅に低減されています。

測温抵抗体 (RTD ; Resistance Temperature Detector) は、正確ですが励起電流を必要とし、一般的には前述したようなブリッジ回路内で使われます。サーミスタは最も感度が良好ですが、最も非線形な素子でもあります。それにもかかわらず、携帯機器において電池や重要なシステム部分の温度を測定するのによく用いられています。

今日の半導体温度センサは $-55^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ の動作範囲において、高精度と高リニアリティの両方を備えています。センサ内部に増幅回路をもっており、出力を $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ といった使いやすい値に調整しています。これらは、温度範囲の広い熱電対用の冷接点補償回路においても利用されます。半導体温度センサは、周辺ハードウェア回路をモニタするため、同一チップ上に集積されることもあります。一例として、最新のマイクロプロセッサ・チップの中に用いられている埋め込み型トランジスタ・センサが挙げられます。

5-1 熱電対の原理と冷接点補償

熱電対は、温度センサとしては非常に一般的なものです。熱電対の動作は、二つの異なる金属が接合されたときに、温度にほぼ比例する電圧出力を生ずるという原理によります。熱電対は小さく、丈夫で、比較的安価です。そして、接触型温度センサのなかでは最も広い温度範囲で動作します。

熱電対がとくに役立つのは、極高温 ($+2300^{\circ}\text{C}$ まで) の測定や過酷な環境で使われる場合です。一般的な熱電対の種類と特性を表 5-2 に示します。

しかしながら、熱電対の出力はただ数 mV 程度しかないので、目的とする信号処

〈表 5-2〉一般的な熱電対とその特性

接合金属	使用温度範囲 [$^{\circ}\text{C}$]	公称感度 [$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$]	ANSI 指定記号
白金 (6%) / ロジウム - 白金 (30%) / ロジウム	38 ~ 1800	7.7	B
タングステン (5%) / レニウム - タングステン (26%) / レニウム	0 ~ 2300	16	C
クロメル-コンスタンタン	0 ~ 982	76	E
鉄-コンスタンタン	0 ~ 760	55	J
クロメル-アルメル	- 184 ~ + 1260	39	K
白金 (13%) / ロジウム-白金	0 ~ 1593	11.7	R
白金 (10%) / ロジウム-白金	0 ~ 1538	10.4	S
銅-コンスタンタン	- 184 ~ + 400	45	T

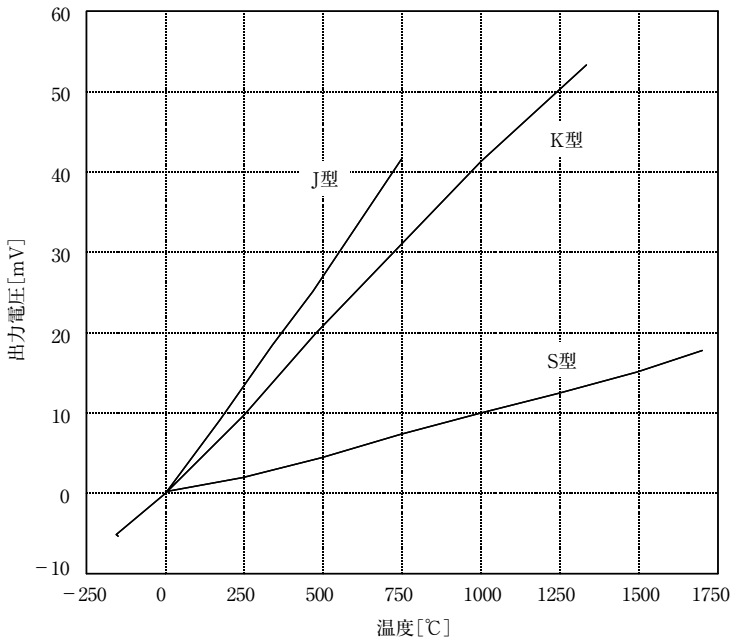
理を行うために、通常は高精度の増幅を必要とします。また、熱電対を使用するには、以降で簡単に説明する冷接点補償技術 (CJC ; Cold Junction Compensation) も必要です。ほかの多くのセンサに比べると、熱電対出力は線形性 (リニアリティ) が高く、また非線形性の特徴についてもよく解析されています。

熱電対に最もよく用いられる金属は、鉄、プラチナ、ロジウム (Rh)、レニウム (Re)、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)、コンスタンタン (銅とニッケルの合金) です。

一般的によく使われる J, K, S 型の三つの熱電対の電圧-温度曲線を図 5-1 に示します。ここでは基準接合温度を 0°C に固定しています。これら三つのなかで J 型が最も感度が高く、与えられた温度変化に対して最も高い出力電圧を発生します。しかしながら、温度範囲は比較的狭くなります。一方、S 型熱電対は最も感度が低いのですが、はるかに広い温度範囲で動作します。

熱電対用の信号処理回路を設計する際に、これらの特性を考慮に入れることは非常に重要です。考慮するうえで重要なことの一つは、熱電対の出力信号が比較的小さいために、

〈図 5-1〉J, K, S 型熱電対の出力電圧-温度特性



安定でかつゲインの高い増幅回路を注意して適用する必要があるということです。

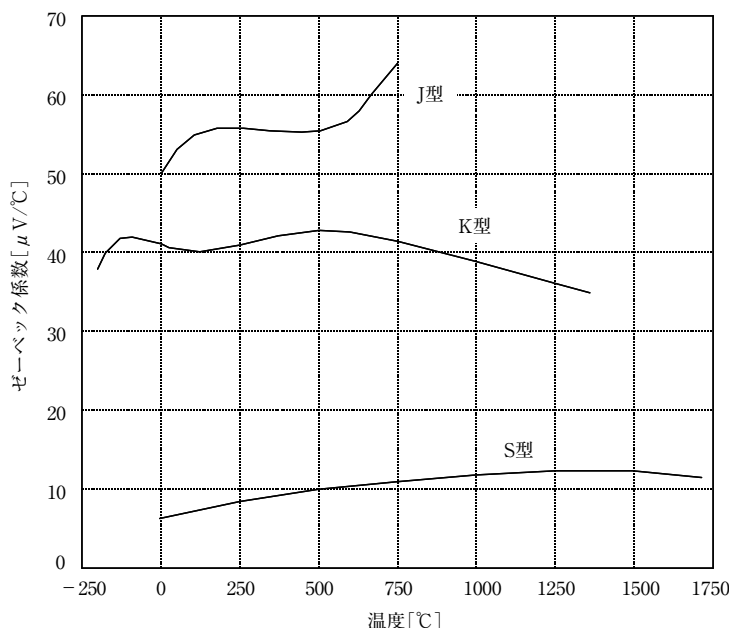
熱電対のふるまいをより深く理解するためには、温度差に対する応答の非線形性も考慮する必要があります。上述したように、図5-1は計測を行う接合温度と電圧出力の関係を、いくつかの種類の熱電対について示しています（すべての場合で基準冷接点は0℃に保たれている）。

データを注意深く見てみると、これらの応答はどれもリニアではないということがわかりますが、この非線形性の正確な本質は明らかになっていません。ただ必要なことは、これらの曲線で示される関係に対して別の捉えかたをすることです。つまり、多様な素子をいかにして最適に使うことができるかについての本質を知ることが大切です。

図5-2は、熱電対のゼーベック係数 (Seebeck coefficient) がセンサの接合温度でどのように変化するかを示しています。ゼーベック係数は、センサ接合温度の変化に対する出力電圧の変化（つまり温度に対する出力の1次導関数）です。ここでも、基準冷接点が0℃に保たれている場合を考えていることに留意してください。

理想的なりニア出力熱電対は温度変化に対して一定のゼーベック係数をもちますが、実際はすべての熱電対は程度の差こそあれ非線形です。ある特定の温度範囲に対して計測を

〈図5-2〉J, K, S型熱電対におけるゼーベック係数-温度特性



行う熱電対を選ぶには、ゼーベック係数の変化がその温度範囲で最も小さいものを選ぶとよいでしょう。

たとえば、J型熱電対のゼーベック係数の公称値は $55 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ であり、この値は $200^{\circ}\text{C} \sim 500^{\circ}\text{C}$ の間で $1 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ も変化しません。したがって、この温度範囲の計測には理想的です(図 5-2 で一番上の曲線の平坦な領域)。

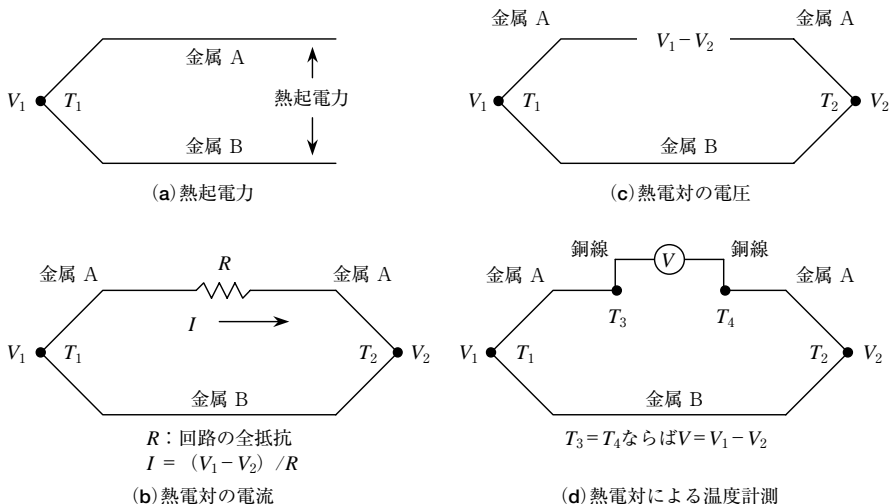
熱電対についてのデータを吟味することには二つの目的があります。第一に、図 5-2 は 3 種類の熱電対の温度範囲と感度を表しているの、三つのなかで S 型熱電対は使用温度範囲が最も広く、J 型熱電対は最も感度が高いということがシステム設計者には一目でわかります。

第二に、温度に対するゼーベック係数の安定性を比較することで、熱電対の線形性を素早く判断することができます。図 5-2 を用いれば、 $400^{\circ}\text{C} \sim 800^{\circ}\text{C}$ の範囲で使う温度センサとしてはゼーベック係数が比較的にニアである K 型熱電対を選べますし、 $900^{\circ}\text{C} \sim 1700^{\circ}\text{C}$ の範囲では S 型を選べます。熱電対のゼーベック係数のふるまいは、絶対温度よりも温度の変動を重視するアプリケーションでは重要です。これらのデータは、センサの出力につながる信号処理回路にどのような性能が必要とされるかも示しています。

熱電対を上手に使うには、熱電対の基本的な動作原理も理解しておかなければなりません。図 5-3 について考えてみましょう。

二つの異種の金属 A、B を接続したとき、絶対零度より高い温度では金属 A-B 間に電

〈図 5-3〉熱電対の基本



位差を生じます。これを熱起電力 (Thermoelectric EMF), または接触電位と呼びます。図 5-3 (a) に示したように, この電圧 V_1 は計測接合温度 T_1 の関数です。もし, 金属 A の 2 本の導線を金属 B と接続すると, 二つの計測接合 T_1, T_2 が形成されます。この二つの接合が異なる温度であればこの回路に起電力が生じ, 起電力 $V_1 - V_2$ と回路の全抵抗 R で決まる電流 I が流れます [図 5-3 (b)]。

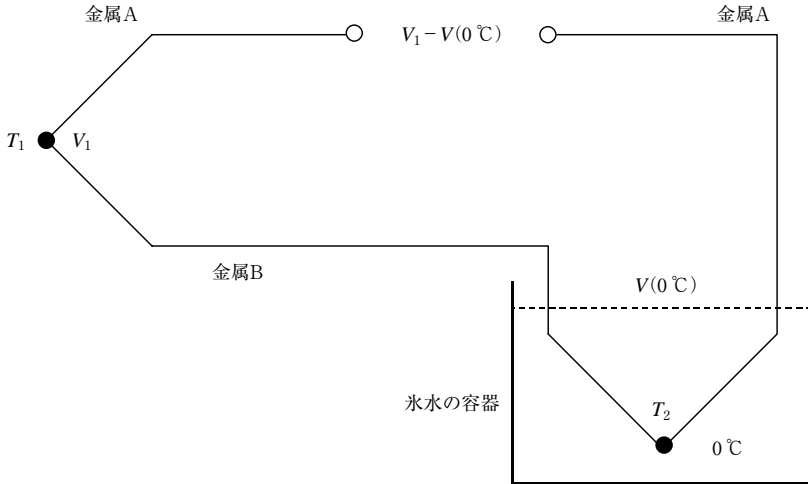
もし, 図 5-3 (c) のように, この回路をオープンにすると断線間の電圧は熱起電力に等しくなります。したがってこの電圧を計測すれば, それを用いて二つの接合間の温度差を計算することができます。熱電対が計測するのは二つの接合間の「温度差」であって, 一つの接合における絶対温度ではないということを忘れないでください。もう一方の接合の温度がわかっているときだけ, 測温接合部の温度を計測することができます。これが「基準接合」や「冷接点」という用語の由来です。

しかし, 熱電対によって発生した電圧を計測するのは, それほど簡単ではありません。熱電対につながった配線は, 同時に別の熱電対を作ります。したがって, 注意をしないと誤差を生じてしまいます。図 5-3 (d) に示すように, 図 5-3 (c) の回路に電圧計をつなぐ場合を考えてみましょう。電圧計の配線は, 配線が接続されたところ (T_3, T_4) でさらなる熱電対接合を形成します。これらの新たに生じた接合の両方が同じ温度であれば (それが何℃であるかは問題ではなく), 中間金属の法則によりシステムの全起電力にはまったく影響を及ぼしません。しかし, もしこの二つの接合が異なる温度のときは, 誤差をもたらします。

異種の金属の接合は熱起電力を発生させます。銅-はんだ, コパール-銅 (コパールは IC のリード・フレームに使われる合金), アルミニウム-コパール (IC 内部のボンディング部) も例外ではありません。したがって実際の回路において, このことがより複雑な問題になることは明らかでしょう。実際, 熱電対に直列につながる各接合ペアについては, 両方の接合部の温度が確実に等しくなるように注意する必要があります。ただし, 測温接点と基準接点は例外です。

熱電対は電圧を発生します。それは非常に小さな電圧ですが, 励振がなくてもこの最も基本的な動作を行うことができます。図 5-3 (d) に示したように, 二つの接合は常に関わってきます (T_1 は測温接点の温度で, T_2 は基準接点の温度)。もし $T_2 = T_1$ であれば, $V_2 = V_1$ であり, 出力電圧 $V = 0$ となります。熱電対の出力電圧は多くの場合, 基準接点温度 0°C に対して定義されます (そのため「冷接点 (Cold Junction)」または「氷点接点 (Ice Point)」と呼ばれる)。このようなシステムでは, 熱電対は 0°C で 0V という使いやすい出力電圧を提供します。システムの精度を保つためには, 基準接点はきちんと設定された温度に保たれなければなりません (ただし必ずしも 0°C である必要はない)。

この必要性に対する概念的にシンプルな実現法は, 図 5-4 に示す氷点基準です。接点

〈図 5-4〉氷点 (0°C) 基準 T_2 を用いた熱電対の冷接点補償システム

T_2 は氷水の中に浸されているので、 0°C に保たれます。この氷水を満たした水槽を使う方法は、概念的に説明するのには容易ですが、実際にこれを維持するにはかなりの不便が伴います。

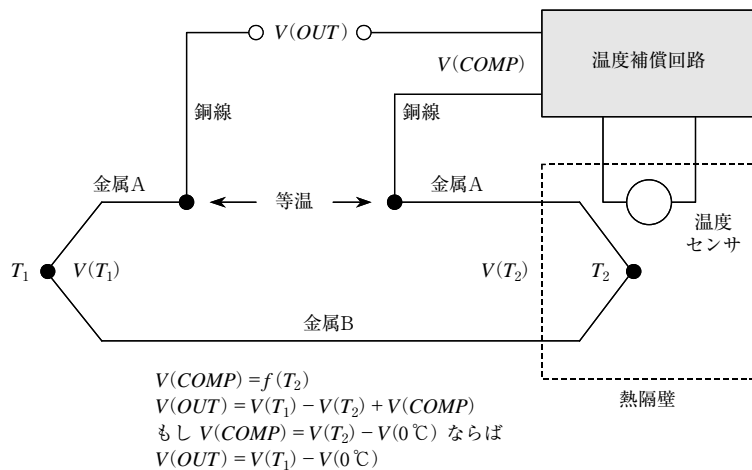
この不便な氷の水槽を用いた基準接点は今日、電子装置によって置き換えられています。別の種類の温度センサ（多くは半導体センサであるが、サーミスタの場合もある）が、冷接点温度を計測して、熱電対回路の電圧を調整するのに用いられます。この温度センサを用いた温度補償回路は図 5-5 に示すように、実際の冷接点温度と理想値（通常は 0°C ）の間の差を補償します。

理想的には、この補償電圧は必要となる電圧差にちょうど一致します。この図で、電圧 $V(\text{COMP})$ が、単なる定数 K の比例式 $K \cdot T_2$ としてではなく、 T_2 の関数 $f(T_2)$ として与えられているのはこの理由によります。

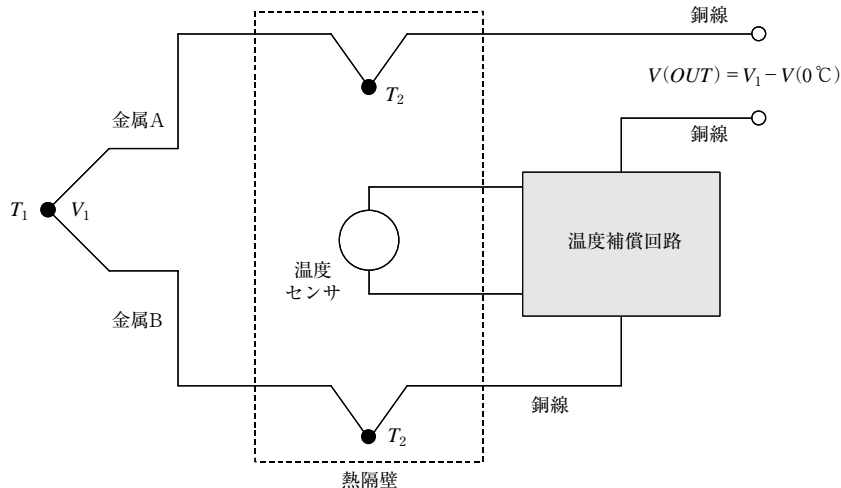
実際の冷接点は 0°C を数十 $^{\circ}\text{C}$ も越えることはめったになく、通常は $\pm 10^{\circ}\text{C}$ を若干越える程度の変化なので、複雑な現実の世界に対する線形近似として $V = K \cdot T_2$ が通常は十分な正確さで使用できます（注：測定温度 $T^{\circ}\text{C}$ 、基準温度 0°C における熱電対の出力電圧は多項式 $V = K_1 \cdot T + K_2 \cdot T^2 + K_3 \cdot T^3 + \dots$ で表される。ただし係数 K_2 、 K_3 などの値は通常のタイプの熱電対では非常に小さい）。参考文献 (7) と (8) に、さまざまな熱電対におけるこれらの係数値が示されています。

電子回路によって冷接点補償を行う場合は、余計な熱電対を作らないようにし、図 5-6

〈図 5-5〉半導体温度センサを使用して冷接点補償を行う



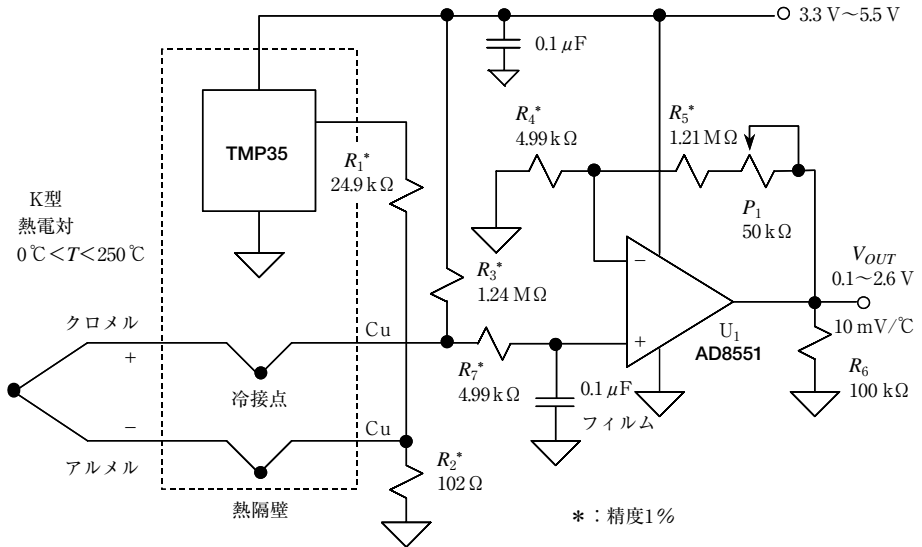
〈図 5-6〉熱電対からの導線を等温ブロック内で直接に終端する



の接続で示すように、熱電対からの導線を等温ブロック内で終端するのが通常の方法です。

図 5-6 において、金属 A-銅線の接点と金属 B-銅線の接点は、温度が同じ T_2 であるならば、図 5-5 における金属 A-金属 B が作る熱電対接点と等価になります。

〈図 5-7〉K 型熱電対用増幅/信号処理回路の冷接点補償に TMP35 温度センサを使用した例



● K 型熱電対アンプと冷接点補償器

図 5-7 の回路は、K 型熱電対の出力信号を処理すると同時に、冷接点補償を行っています。動作温度は $0^{\circ}\text{C} \sim 250^{\circ}\text{C}$ です。この AD8551 を用いた回路は 3.3 V \sim 5.5 V の単電源で動作し、出力電圧が 10 mV/ $^{\circ}\text{C}$ の伝達特性をもつように設計されています。K 型熱電対は、約 40 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ のゼーベック係数を示します。そこで、冷接点には 10 mV/ $^{\circ}\text{C}$ の温度係数をもつ電圧出力センサ TMP35 を分圧抵抗 R_1 、 R_2 とともに使用して、冷接点温度係数 40 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ を作っています。この補償回路は、信号処理回路の周囲温度が $20^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ の場合に非常に良好に働きます。

$0^{\circ}\text{C} \sim 250^{\circ}\text{C}$ の計測温度変化に対して、熱電対は約 10 mV の出力電圧変化を発生します。回路に要求されるフルスケール出力電圧の変化は 2.5 V なので、必要なゲインは約 250 です。 R_4 を 4.99 k Ω にすると、 R_5 はおよそ 1.24 M Ω となります。 R_5 には精度 1% の抵抗 1.21 M Ω を使い、フルスケール出力電圧の微調整用に 50 k Ω のポテンショメータを R_5 と直列に使います。アンプ U_1 には、低ドリフトで非常に高ゲインのものを使います。チョップ・スタビライズド型の AD8551、または高精度バイポーラ OP アンプ OP777 などが、この回路の U_1 として適しています。

AD8551 も OP777 も、ともにレール・ツー・レール出力段で構成されています。パイ

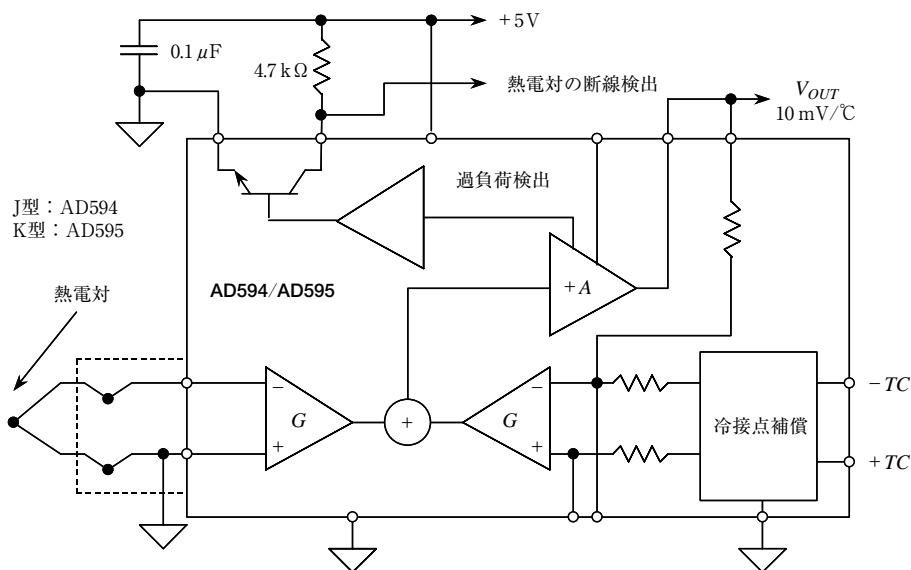
アス抵抗 R_3 は、低いレンジの線形性を拡張するために付加されているもので、電源電圧 5 V に対して約 0.1 V の出力電圧を発生します。10 °C に相当するこのオフセット電圧は、最終的には U_1 の出力から差し引かなければならないことに注意してください。さらに R_3 は、熱電対の断線を検出する機能ももっています。もし万一、熱電対が断線したときは U_1 の出力が 3 V より高くなります。抵抗 R_7 は、 U_1 の非反転入力における DC 入力インピーダンスのバランスを取り、0.1 μF のフィルム・コンデンサはノイズの混入を低減します。

● シングルチップで構成する熱電対用信号処理回路

熱電対用の信号処理回路を構築する際に OP アンプやディスクリート部品を使うと、自由度は大きくなりますが、部品点数が多くなってしまいます。そこで、熱電対信号処理の機能を大規模に集積化した、熱電対専用の信号処理 IC が作られています。

ここでは AD594 と AD595 を紹介します [参考文献 (9)]。これらは図 5-8 に示すように、計装アンプと熱電対冷接点補償回路を一体化したシングルチップ IC です。J 型熱電対には AD594、K 型熱電対には AD595 が適しています。これら二つのデバイスは、氷点基準と校正済みのスケーリング・アンプを集積しています。高精度な部品を追加しなくても、

〈図 5-8〉熱電対用信号処理/増幅 IC AD594 と AD595 の機能ブロック図



熱電対入力から次段で直接利用できる高いレベルの出力 ($10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$) を提供します。ピン接続をオプションで変えることにより、これらのデバイスはリニアなアンプ補償器としてばかりでなく、出力が H/L レベルにスイッチする設定温度制御回路として用いることもできます。

AD594 と AD595 は、冷接点補償電圧を直接増幅して出力することができます。そのため、単体で $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ 出力の温度変換器にもなります。このようなアプリケーションでは、IC チップが熱電対の冷接点と等しい温度であることが重要です。これを実現するために通常は、IC と熱電対を近接して配置すると同時に、ほかの熱源からは離します。

AD594/AD595 には熱電対の異常を警告する出力があり、熱電対の断線を知ることができます。また、AD594/AD595 は両電源でも単電源 (最低 5 V) でも動作します。負電源を用いれば 0°C 以下の温度も計測できます。自己発熱を最小限にするため、AD594/AD595 は負荷なしの状態では $160\text{ }\mu\text{A}$ の電源電流で動作します。また、負荷に対しては $\pm 5\text{ mA}$ を供給することが可能です。

AD594 はウェハ状態でのレーザ・トリミングによって、J 型熱電対 (AD595 は K 型熱電対) の特性に合致するように校正済みですが、温度変換電圧とゲイン制御を外付けの抵抗で行うことも可能です。したがって、外付け抵抗を追加することで他の種類の熱電対に合わせてこの回路を再校正することが可能です。これらの端子は、熱電対 (冷接点補償) と温度計 (摂氏温度変換器) の両方のアプリケーションに対しても、より正確な校正を可能にします。AD594/AD595 は、C および A グレードのものがあり、それぞれのグレードでの校正精度は $\pm 1^{\circ}\text{C}$ および $\pm 3^{\circ}\text{C}$ です。両者とも、 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ の冷接点で使えるように設計されています。

図 5-8 に示した 5 V 単電源の回路は、 $0^{\circ}\text{C} \sim 300^{\circ}\text{C}$ の範囲を計測することができ、その出力は $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ にスケールされています。これは AD594 を用いた J 型熱電対、AD595 を用いた K 型熱電対のどちらでも同様です。

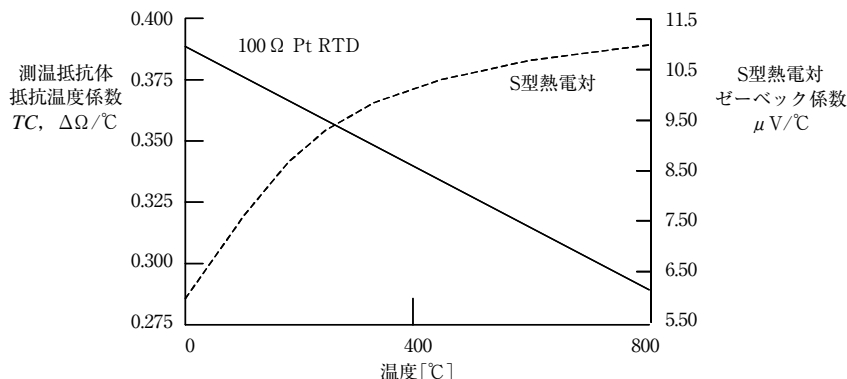
5-2 測温抵抗体

測温抵抗体 (Resistance Temperature Detector ; RTD) は、抵抗値が温度によって変化することを利用したセンサです。通常は、セラミック・ボビンに巻かれた白金線で作られています。測温抵抗体は広い温度範囲にわたって、熱電対に比べてよりリニアな特性を示します。

図 5-9 は、 $100\text{ }\Omega$ 測温抵抗体の温度係数と S 型熱電対のゼーベック係数を表しています。全範囲 (およそ $-200^{\circ}\text{C} \sim +850^{\circ}\text{C}$) にわたって、測温抵抗体は良好な線形特性を示していることがわかります。したがって、測温抵抗体のリニアライズはより単純になります。

〈図 5-9〉測温抵抗体

- ・白金が最も一般的
- ・標準値は100 Ω ，1000 Ω
- ・温度係数(標準)：0.385 %/ $^{\circ}\text{C}$
：0.385 $\Omega/^{\circ}\text{C}$ (100 Ω 白金測温抵抗体の場合)
- ・良好な線形性(熱電対より良好な補償が容易)

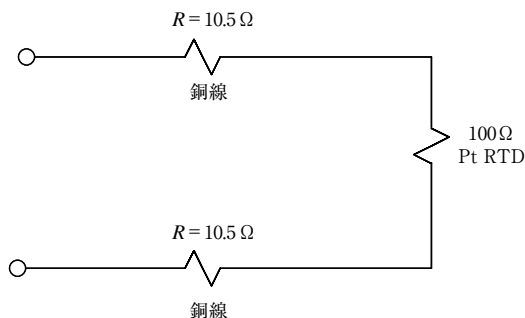


しかし、熱電対と違って、測温抵抗体は受動素子センサであり、出力電圧を発生させるためには電流励起を必要とします。測温抵抗体の温度係数は0.385 %/ $^{\circ}\text{C}$ と低く、熱電対で用いられたのと同様な高性能の信号処理回路を必要とします。しかしながら、測温抵抗体の端子間で生じる電圧降下の値は通常、熱電対の出力電圧よりもはるかに大きい値を示します。

システム設計者は、より高い出力をもつように、大きな値の測温抵抗体を選択するかもしれません。しかし、大きな値の測温抵抗体は反応時間が遅くなります。測温抵抗体のコストは熱電対より高くなりますが、測温抵抗体は銅の導線を用いているので終端接合部の熱電効果は精度に影響しません。さらに、測温抵抗体の抵抗値は絶対温度の関数なので、測温抵抗体では冷接点補償を必要としません。

注意しなければならないことは、測温抵抗体に与える励起電流の大きさです。過剰な電流は自己発熱の原因となるからです。自己発熱は測温抵抗体の温度を変化させ、その結果計測誤差が生じます。したがって、自己発熱による誤差が0.5 $^{\circ}\text{C}$ 以下に保たれるように、信号処理回路の設計には十分な注意を払わなければなりません。製造メーカはさまざまな測温抵抗体の値とサイズに対して、静止空気中および移動空気中における自己発熱誤差の仕様を決めています。自己発熱による誤差を低減するためには、必要最低限の電流を用いて、必要なシステム分解能を得るようにしましょう。また、許容反応時間に収まるなかで、

〈図 5-10〉100 フィートの AWG30 導線で接続した 100 Ω 白金測温抵抗体



銅線の抵抗温度係数 = 0.40 %/°C @ 20 °C

測温抵抗体の抵抗温度係数 = 0.385 %/°C @ 20 °C

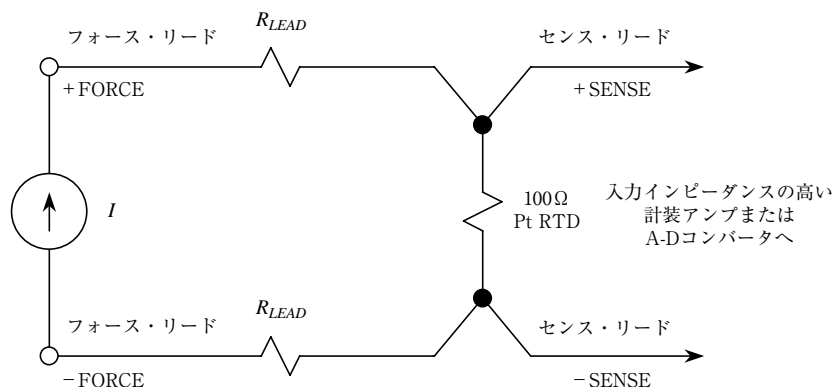
最大値の測温抵抗体を選ぶべきです。

計測誤差をもたらすもう一つの影響は、測温抵抗体の導線における電圧降下です。測温抵抗体では、抵抗の温度係数と絶対値の両方とも小さいので、値の小さい 2 線式測温抵抗体ではこの問題はとくに重大です。もし、測温抵抗体が信号処理回路から離れて配置されている場合、接続に使用する導線は数 Ω から数十 Ω になるでしょう。図 5-10 に示すように、小さな値の導線抵抗でさえも温度計測に大きな誤差をもたらします。

この点について例を挙げて説明するために、AWG30 銅線 (φ 0.26 mm) によって接続される 100 Ω 白金測温抵抗体が、コントローラの表示台から約 100 フィート (約 30 m) のところに位置していると仮定します。AWG30 銅線の抵抗値は 0.105 Ω/フィートですから、測温抵抗体の 2 本の導線はネットワークに対してトータルで 21 Ω を加えることになります。もし補正しなければ、この付加抵抗は 55 °C もの計測誤差を発生させます。この例で明らかのように、接続する導線の温度係数も、場合によってはかなりの計測誤差を与えます。

導線の抵抗の影響を除去するために、4 線式接続が用いられます。図 5-11 では、4 線式の接続 (ケルビン接続) が測温抵抗体に対して施されています。定電流 I は測温抵抗体の FORCE 導線を通して与えられ、測温抵抗体の両端の電圧は SENSE 導線を介して計測されます。計測機器は、デジタル・ボルト・メータ (DVM) または計装アンプを想定しています。この計測デバイスが高入力インピーダンスで、かつ低入力バイアス電流であれば高い精度が得られます。SENSE 導線にはそれほど電流が流れないので、4 線式接続は導線の長さには比較的影響を受けません。この構成における誤差の主要な原因は、定電流源の安定性、アンプまたは DVM における入力インピーダンスおよびバイアス電流、そして

〈図 5-11〉白金測温抵抗体を 4 線式接続にすることで高精度が得られる



それらに付随する温度ドリフトです。

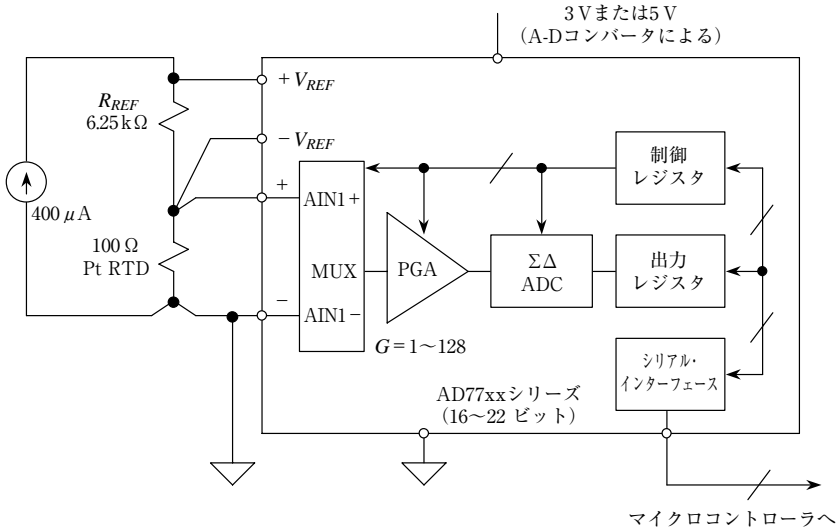
測温抵抗体は、一般に 4 抵抗ブリッジ回路で構成されます。ブリッジの出力は、信号処理を行うために計装アンプで増幅されます。ただし、高分解能 A-D コンバータでは測温抵抗体の出力を直接にデジタル変換します。この場合には、リニアライズはデジタル的に行うことができます。そのため、アナログ回路への要求はかなり緩和されます。

たとえば、測温抵抗体出力は高分解能 A-D コンバータ AD77xx シリーズを用いて直接にデジタル値にすることが可能です。図 5-12 に、 $400\mu\text{A}$ の励起用電流源を用いた 100Ω 白金測温抵抗体と AD77xx とのインターフェース回路を示します。 $400\mu\text{A}$ の励起用電流源は $6.25\text{k}\Omega$ の抵抗 R_{REF} にも流れ、A-D コンバータの基準電圧 2.5V を発生させていることに留意してください。この抵抗の両端の電位差は、A-D コンバータの二つの入力端子 $+V_{REF}$ 、 $-V_{REF}$ で計測されます。

この構成には、「単純である」ということのほかにも大きな利点があります。それは、 $400\mu\text{A}$ の励起電流の変動が回路の精度に影響しないことです。なぜなら、測温抵抗体の両端の入力電位差と R_{REF} 両端の基準電圧の両方が、この励起電流とともにレシオメトリックに変わるからです。一方、計測誤差を避けるためには、 $6.25\text{k}\Omega$ の抵抗は温度係数の小さい安定な種類のものでなければなりません。このアプリケーションにおける R_{REF} には、巻き線抵抗が温度係数が極小の金属皮膜抵抗が最適です。

このアプリケーションでは、高分解能 A-D コンバータと 1～128 倍のゲインをもつプログラマブル・ゲイン・アンプ (PGA) により、追加の信号処理は必要ありません。事実、この高分解能 A-D コンバータはデジタル領域で行われるリニアライズなどの信号処理を除いて、測温抵抗体に必要とされるほとんどすべての信号処理を行います。

〈図 5-12〉白金測温抵抗体と高分解能 A-D コンバータ AD77xx シリーズの接続



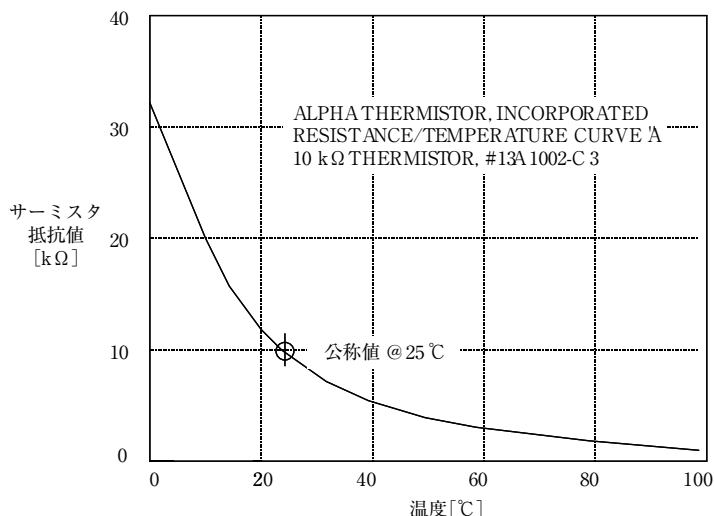
5-3 サーミスタ

サーミスタ (thermistor) は、機能的には測温抵抗体に似ていますが、温度に対して感度の高い抵抗素子です。正または負の温度係数を示す固体半導体でできており、低価格です。正の温度係数を示す素子もありますが、一般のサーミスタのほとんどは負の温度係数 (negative temperature coefficient ; NTC) をもちます。

一般的な NTC サーミスタの抵抗-温度特性の例を図 5-13 に示します。サーミスタは、これまでに述べた三つの温度センサのなかで最も非線形ですが、最も感度が高い素子です。

サーミスタの非常に高い感度 (一般には 25 $^{\circ}\text{C}$ で -44,000 ppm/ $^{\circ}\text{C}$) は、測温抵抗体や熱電対ではたやすく捉えることができないようなわずかな温度変化を検出します。この高い感度特性は測温抵抗体に対する明らかな強みです。導線の誤差補償のための 4 線式接続は、サーミスタには必要ありません。この点について説明するために、25 $^{\circ}\text{C}$ における温度係数の標準値が -44,000 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ の 10 k Ω の NTC サーミスタで、100 Ω 白金測温抵抗体を置き換えた場合を考えてみます。測温抵抗体の代わりにサーミスタを用いた場合、全導線抵抗 21 Ω が起因となって生じる誤差は 0.05 $^{\circ}\text{C}$ もありません。これは、誤差に関して測温抵抗体と比べておよそ 1000 倍の改善です。

しかし、サーミスタの温度に対する高感度には代償があります。図 5-13 で示したよう

〈図 5-13〉10 k Ω の NTC サーミスタの抵抗-温度特性

に、サーミスタの温度係数は測温抵抗体と違って温度の増加に対してリニアに減少していくわけではありません。その結果、(他の温度センサに比べて) 最も狭い温度範囲に対してもリニアライズが必要になってきます。サーミスタが適用できるのは最高でも数百℃までです。なぜなら、サーミスタは高温でのダメージに対して弱いからです。

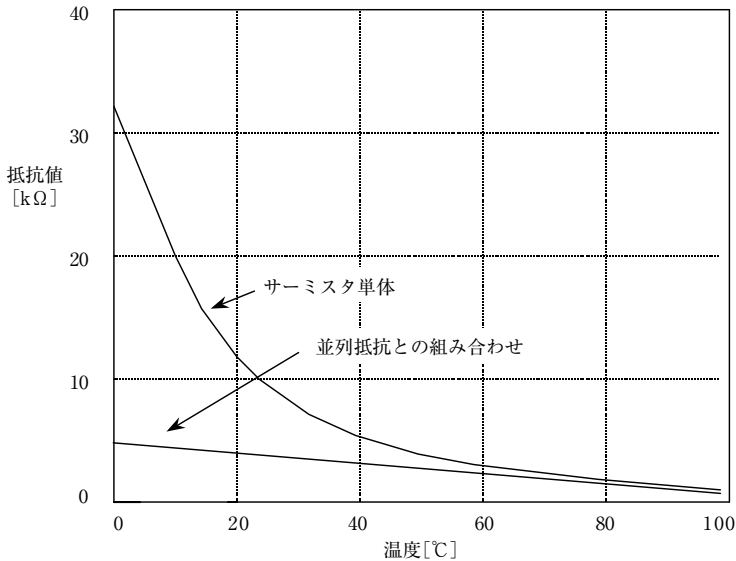
熱電対や測温抵抗体に比べてサーミスタはもろいので、破損したり接合部がとれてしまわないように注意して実装しなければなりません。サーミスタは小さいので応答時間は短いのですが、熱容量も小さいので自己発熱による誤差が生じやすくなります。

サーミスタは非常に安価で、高い感度をもった温度センサです。しかしながら、サーミスタの温度係数は $-44,000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ($@25^{\circ}\text{C}$) $\sim -2,900 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ($@100^{\circ}\text{C}$) まで変化します。このような非線形性は、温度計測において誤差を生じる最大の原因であるばかりでなく、リニアライズせずにサーミスタを適用できるのは非常に狭い温度範囲に限定されることになります。

図 5-14 に示すように、抵抗を並列に組み合わせることで、温度に対する変化がサーミスタ単体のときに比べて直線的になります。この方法によるサーミスタのリニアライズは、温度に対して安定な固定抵抗器をサーミスタに並列に接続するだけです。

このように、サーミスタに固定抵抗を並列接続することで直線性が著しく改善します。また、この並列接続で感度はやや低下しますが、熱電対や測温抵抗体と比べればまだ高い

〈図 5-14〉固定シャント抵抗を用いた NTC サーミスタのリニアライズ



ほうです。この方法のおもな欠点は、リニアライズが狭い温度範囲でしか有効ではないということです。しかしながらシステム設計上、線形性を改善するためにより低い感度を許容できるのであれば、サーミスタを広い温度範囲で使用することは可能です。固定シャント抵抗の値 R は次の式から計算されます。

$$R = \frac{RT_2(RT_1 + RT_3) - 2RT_1RT_3}{RT_1 + RT_3 - 2RT_2} \dots\dots\dots (5-11)$$

RT_1 : 計測範囲内の最低温度 T_1 におけるサーミスタの抵抗値

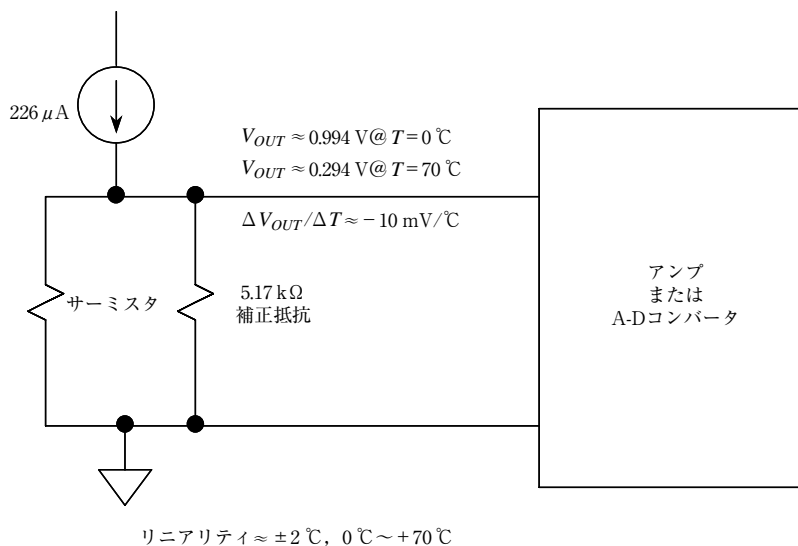
RT_2 : 中間温度 $T_2 = (T_1 + T_3) / 2$ におけるサーミスタの抵抗値

RT_3 : 計測範囲内の最高温度 T_3 におけるサーミスタの抵抗値

標準値 10 kΩ の NTC サーミスタの場合、 $RT_1 = 32,650 \Omega$ (@0 °C), $RT_2 = 6,532 \Omega$ (@35 °C), $RT_3 = 1,752 \Omega$ (@70 °C) です。この結果、 R の値は 5.17 kΩ になります。このときの信号処理回路に必要とされる精度は、このサーミスタ回路のリニアリティに依存します。上述した例では、この回路の非直線性は $-2.3 \text{ }^\circ\text{C} / +2.0 \text{ }^\circ\text{C}$ になります。

ディジタル処理を行う場合には、図 5-15 に示すように、回路の出力は A-D コンバータに入力されます。サーミスタ回路の出力の傾きはおよそ $-10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ であり、これは 8 ビ

〈図 5-15〉リニアライズしたサーミスタ回路網とアンプまたは A-D コンバータ



ットまたは 10 ビットの A-D コンバータを用いたときに、1 V 以下のフルスケールに対して十分すぎる分解能をもっています。もし必要ならば、このデータに対してさらなるリニアライズをデジタル処理によって行うことが可能です。

5-4 半導体温度センサ

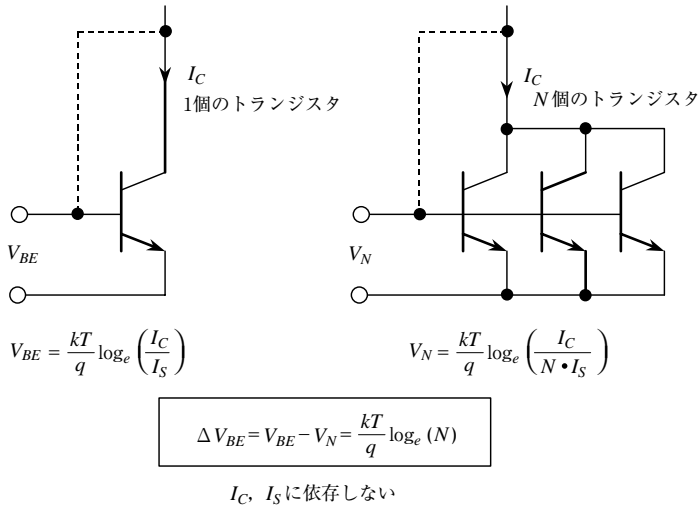
今日の半導体温度センサでは、およそ $-55 \text{ }^{\circ}\text{C} \sim 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ の動作範囲で高精度と高リニアリティが得られます。内蔵のアンプは、出力を $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ というような扱いやすい値にスケールリングしています。半導体温度センサは、広い温度範囲の熱電対用冷接点補償にも用いられます。

すべての半導体温度センサは、バイポーラ・トランジスタ (bipolar junction transistor ; BJT) のベース・エミッタ間電圧 V_{BE} とコレクタ電流 I_C の関係を使用しています。

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_C}{I_S} \dots\dots\dots (5-12)$$

k : ボルツマン定数

〈図 5-16〉バイポーラ・トランジスタを用いた半導体温度センサの基本となる関係



T : 絶対温度 [K]

q : 電子 1 個の電荷

I_S : トランジスタの形状と温度に関係する電流

なおこの式では、コレクタにおいて少なくとも数百 mV の電圧を想定し、アーリー効果 (Early effect) は無視しています。

図 5-16 に示すように、1 個のトランジスタと同形状の N 個のトランジスタを並べて、電流 I_C を N 個のトランジスタで均等割りしたならば、このときの並列トランジスタのベース-エミッタ間電圧 V_N は次式で表されます。

$$V_N = \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_C}{N \cdot I_S} \quad \dots\dots\dots (5-13)$$

I_S が強い温度依存性をもつために、図 5-16 に示す二つの回路はどちらも単体ではあまり役に立ちません。しかしながら、1 個のトランジスタに流れる電流と N 個のトランジスタに流れる電流が等しければ、ベース-エミッタ間電圧の差 ΔV_{BE} は次式のように絶対温度に比例します。そして、この式は I_S を含みません。

このことは以下のように、はるかに実用的な関係に展開できます。

$$\begin{aligned}\Delta V_{BE} &= V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_C}{I_S} - \frac{kT}{q} \log_e \frac{I_C}{N \cdot I_S} \\ &= \frac{kT}{q} \left(\log_e \frac{I_C}{I_S} - \log_e \frac{I_C}{N \cdot I_S} \right) = \frac{kT}{q} \log_e \left(\left(\frac{I_C}{I_S} \right) / \left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right) \right) \\ &= \frac{kT}{q} \log_e N\end{aligned}$$

この計算の最終結果は一つの重要な式で表されます。とても重要なので、下記に見やすく記述しておきます。

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e N \quad \dots\dots\dots (5-14)$$

式 (5-14) は、トランジスタのエミッタ面積比 N と温度 T しか変数を含んでいません。 N は設計ごとに決まった固定値なので、この式は温度を計測して (電圧などに) 変換する際の基本になります。図 5-17 に示す回路は、上の式を実現するもので、発明者にちなんでプロコウ・セル (Brokaw cell) としてよく知られています [文献 (10)]。

図 5-17 に示すように、電圧 $\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N$ は抵抗 R_2 の両端に表れます。したがって、 Q_2 のエミッタ電流は $\Delta V_{BE}/R_2$ になります。OP アンプのサーボ・ループと二つの抵抗 R は、 Q_2 に流れる電流と等しい電流が Q_1 に流れるように働きます。こうして、 Q_1 と Q_2 の電流は等しく、両者が加算された電流が抵抗 R_1 を流れます。

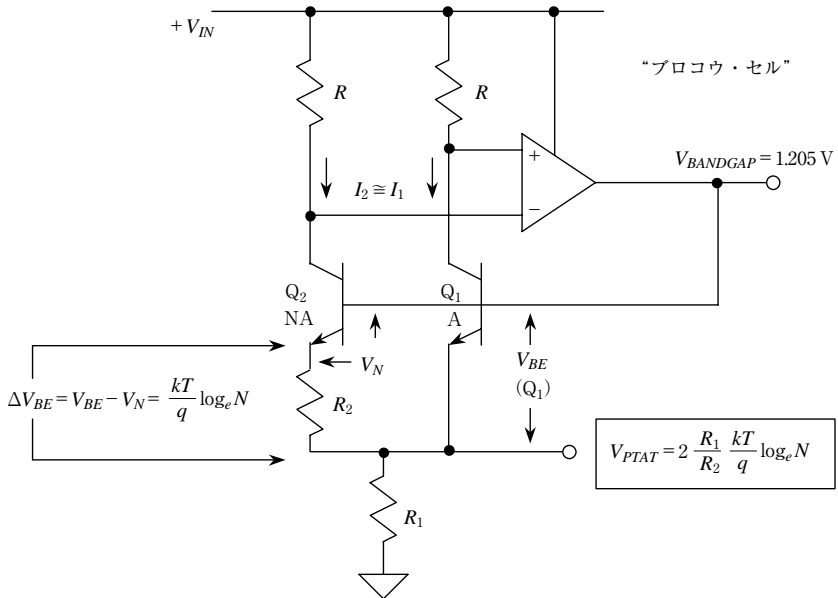
R_1 の両端に表れる電圧は、絶対温度に比例 (proportional to absolute temperature ; PTAT) する電圧 V_{PTAT} です。これは次式で表されます。

$$V_{PTAT} = \frac{2R_1(V_{BE} - V_N)}{R_2} = 2 \frac{R_1}{R_2} \frac{kT}{q} \log_e N$$

この回路内に $V_{BANDGAP}$ と記述されている電圧は Q_1 のベースに現れ、 $V_{BE(Q1)}$ と V_{PTAT} の和になります。この電圧がシリコンのバンド・ギャップ電圧とちょうど等しくなるように設計して設定すると、 $V_{BANDGAP}$ は温度に依存しなくなります。電圧 $V_{BE(Q1)}$ は絶対温度に対して相補的 (complementary to absolute temperature ; CTAT) に働きます*13。そして、これを適切に調整された V_{PTAT} (R_1 の両端の電圧) と足し合わせることによって、希望する結果 (すなわちバンド・ギャップ電圧 $V_{BANDGAP}$ は温度に対して一定) が得られ

* 13 : 【訳注】PTAT が絶対温度に対して正の温度係数をもつものに対して、CTAT は絶対温度に対して負の温度係数をもつことを意味する。

〈図 5-17〉ブロコウ・セル (Brokaw cell) はシリコンのバンド・ギャップ基準電圧であるとともに温度センサでもある



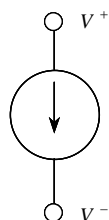
ます。ここで、 V_{PTAT} と $V_{BE(Q1)}$ の和がシリコンのバンド・ギャップ電圧 $V_{BANDGAP}$ (この場合 1.205 V) に等しくなるように、 R_1/R_2 の比と N を適切に選んでいると仮定しています。ここで述べた特徴により、この回路は二つのアプリケーションに対応できる長所を持ちます。一つは、シリコン・バンド・ギャップ温度センサとして使用できることです。この場合、電圧 V_{PTAT} は直接もしくはスケールリングして使います。もう一つは、温度に対して安定な基準電圧源として使用できることです。この場合は、 $V_{BANDGAP}$ を標準的な出力である 2.500 V、5.000 V などに適切にスケールリングして用います。

●電流/電圧出力温度センサ

前述のバンド・ギャップ電圧温度センサで用いられている考えかたは、さまざまな IC 温度センサの基本原則としても用いられます。センサの出力は直線的に温度に比例し、電流または電圧で与えられます。

図 5-18 に示す AD592 は、スケール・ファクタ $1\text{ }\mu\text{A/K}$ の 2 端子電流出力センサです。この製品は外部校正を必要としません。精度に関しては数種類のグレードが選択できます。AD592 は、オリジナルの温度変換素子 AD590 の TO52 メタル・パッケージを TO92 パッ

〈図 5-18〉電流出力型の絶対温度センサ



AD592: TO-92パッケージ

- ・スケール・ファクタ: $1 \mu\text{A/K}$
- ・ 25°C における公称出力電流: $298.2 \mu\text{A}$
- ・動作電圧: $4\text{V} \sim 30\text{V}$
- ・AD592CNの最大誤差: $\pm 0.5^\circ\text{C}$ (25°C), $\pm 1.0^\circ\text{C}$ (全温度範囲)
- ・非直線性 (typ.): $\pm 0.1^\circ\text{C}$
- ・AD592の規定温度範囲: $-25^\circ\text{C} \sim +105^\circ\text{C}$

ケージにしたものです [参考文献 (11)].

電流モード温度センサの最もシンプルな動作モードは、許容誤差1%以下の高精度抵抗を負荷として、これに電流を流すことです。そこで発生した出力電圧を、A-Dコンバータまたはスケーリング・アンプ/バッファなど用いて読み取ります。図5-19はA-DコンバータとAD592のインターフェースを示しています。抵抗負荷 R_1 は、センサのスケール・ファクタ $1 \mu\text{A/K}$ を比例する電圧に変換します。

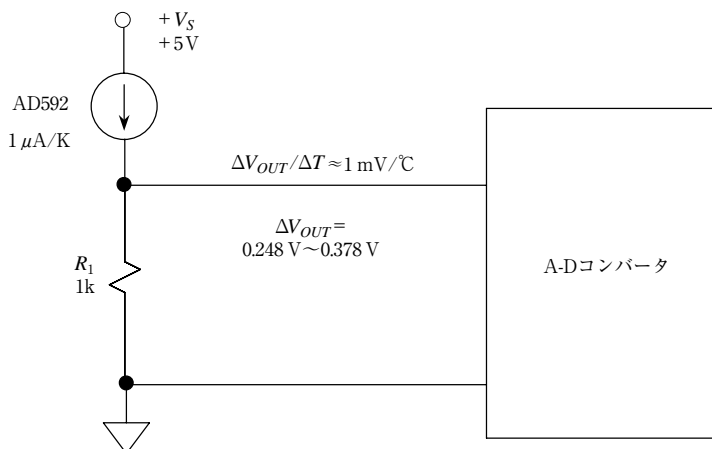
この抵抗の選択が温度センサ全体の感度を(V/K という単位で)決定します。たとえば、図に示すように $1\text{k}\Omega$ の高精度抵抗負荷を使うと、この回路の感度は 1mV/K になります。この温度センサに 5V のバイアス電圧を与えると、AD592のフルダイナミック・レンジは $1\text{k}\Omega$ の負荷抵抗の部分で決まります。AD592の動作には 4V のヘッド・ルームが必要なので、より大きな値の R_1 を使うならば、より高いバイアス電圧が必要になります。

ここで述べている機能はケルビン(絶対温度K)スケールの温度センサです。そのため、 R_1 の両端の電圧のフルダイナミック・レンジを読み取るのにA-Dコンバータが必要です。AD592を用いた場合、スパンは $-25^\circ\text{C} \sim 105^\circ\text{C}$ ($248\text{K} \sim 378\text{K}$)の範囲になります。電圧では、 $0.248 \sim 0.378\text{V}$ となります。10ビット、 0.5V スケールのA-Dコンバータは、およそ 0.5°C の分解能でこの範囲を直接読み込むことができます。

もし、摂氏スケールでの読み取りが必要なら二つの方法があります。まずオースドックスなアナログ的なアプローチは、A-Dコンバータ入力のコモン端子を 0°C に相当する基準電圧、すなわち 0.273V にバイアスすることです。もう一つの方法では、 0°C 基準をデジタル領域で処理させます。この方法の利点は追加のハードウェアを必要としないことです。

AD592は精度に関して三つのグレードが用意されています。最も高いグレードのバージョン(AD592CN)では、誤差の最大値が 25°C では $\pm 0.5^\circ\text{C}$ 、 $-25^\circ\text{C} \sim 105^\circ\text{C}$ では $\pm 1.0^\circ\text{C}$ 、リニアリティ誤差が $\pm 0.35^\circ\text{C}$ となっています。AD592はTO-92パッケージで供給されています。

〈図 5-19〉抵抗負荷を駆動する電流出力温度センサ



注目すべきは、単体で動作するデジタル出力温度センサが存在するという事です。それは温度センサを内蔵している A-D コンバータです。AD7816/7817/7818 シリーズの A-D コンバータは温度センサを内蔵しており、変換時間 $9\text{ }\mu\text{s}$ の 10 ビット・スイッチト・キャパシタ逐次比較型 (SAR) A-D コンバータでデジタル変換しています。この製品ファミリには、フレキシビリティをもたせるためのさまざまな入力オプションがあります。AD7416/7417/7418 はシリアル・インターフェースを備えています。

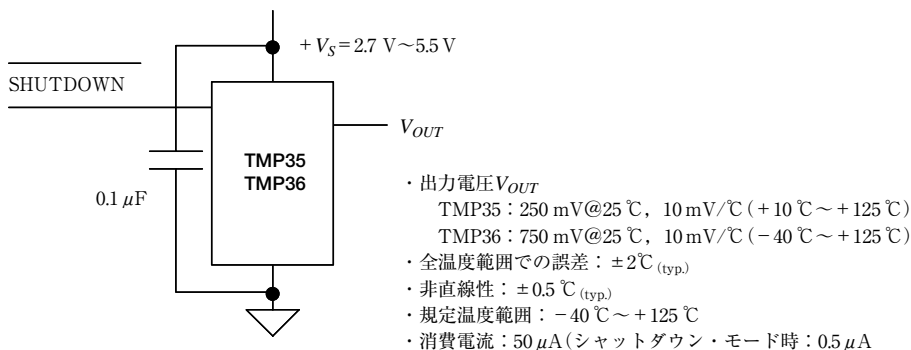
温度計測に関する非常に広範なアプリケーションに対して、電圧出力型のセンサが最も適しており、単体のセンサとしてさまざまなものが供給されています。このような素子における動作の基本モードは、電源、グラウンド、電圧出力の 3 端子を用いるものです。さらにオプションでシャットダウン端子を用意している製品もあります。

図 5-20 に示すように、TMP35/TMP36 は低電圧 ($2.7\text{ V} \sim 5.5\text{ V}$) で動作する、SO-8 または TO-92 パッケージの電圧出力温度センサで、スケール・ファクタは $10\text{ mV}/^\circ\text{C}$ です。電源電流は $50\text{ }\mu\text{A}$ 以下で、自己発熱が非常に低くなっています(静止空气中で $0.1\text{ }^\circ\text{C}$ 以下)。

この製品ファミリの違いは、温度範囲と $25\text{ }^\circ\text{C}$ でのオフセット電圧です。TMP35 は $25\text{ }^\circ\text{C}$ において 250 mV を出力し、 $10\text{ }^\circ\text{C} \sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ までの温度を読み取ります。TMP36 は $-40\text{ }^\circ\text{C} \sim +125\text{ }^\circ\text{C}$ の仕様で、 $25\text{ }^\circ\text{C}$ での出力は 750 mV です。TMP35 も TMP36 もともに、出力のスケール・ファクタは $+10\text{ mV}/^\circ\text{C}$ です。

オプションのシャットダウン機能は SO-8 パッケージ製品で用意されており、スタンバイ電流を $0.5\text{ }\mu\text{A}$ に低減できます。シャットダウン端子が L レベルになると、この素子は

〈図 5-20〉シャットダウン機能付き絶対温度スケール電圧出力型温度センサ TMP35/36



OFF となり、出力はハイ・インピーダンス状態になります。シャットダウン機能を使わないときは、このピンは $+V_S$ に接続しておきます。

これらの電圧出力型センサの電源ピンは、0.1 μF のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスします。コンデンサの導線は最短にして（表面実装が望ましい）、センサの電源端子にできるだけ近く配置します。これらの温度センサは非常に小さい電源電流で動作し、かつ非常に過酷な電気的環境にさらされるので、デバイスに対する EMI/RFI の影響を低減することも重要です。これらの温度センサに対する RFI の影響は、出力電圧における異常な DC シフトとして現れます。これは、IC 内部の PN 接合によって高周波ノイズが整流化されるために生じます。このデバイスが高周波の放射ノイズ/伝導ノイズが存在する環境下で動作している場合は、大きな値 (2.2 μF 以上) のタンタル・コンデンサを 0.1 μF セラミック・コンデンサと並列に接続することで、さらにノイズの影響を低減できます。

●レシオメトリック電圧出力温度センサ

温度センサの出力が、電源電圧に対してレシオメトリック (ratiometric ; 比計測) であることが望ましい場合があります。アナログ・デバイセズ社の温度センサでは、AD2210x シリーズがそのようなニーズを満足するように設計されています [文献 (12), (14)]。このシリーズのなかで図 5-21 に示す AD22103 では、公称 3.3 V の電源電圧に対して次式で示されるレシオメトリックな出力が得られます。

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{3.3\text{V}} \times \left(0.25\text{V} + \frac{28\text{mV}}{^{\circ}\text{C}} \times T_A \right) \dots\dots\dots (5-15)$$

〈図 5-21〉レシオメトリック電圧出力温度センサ

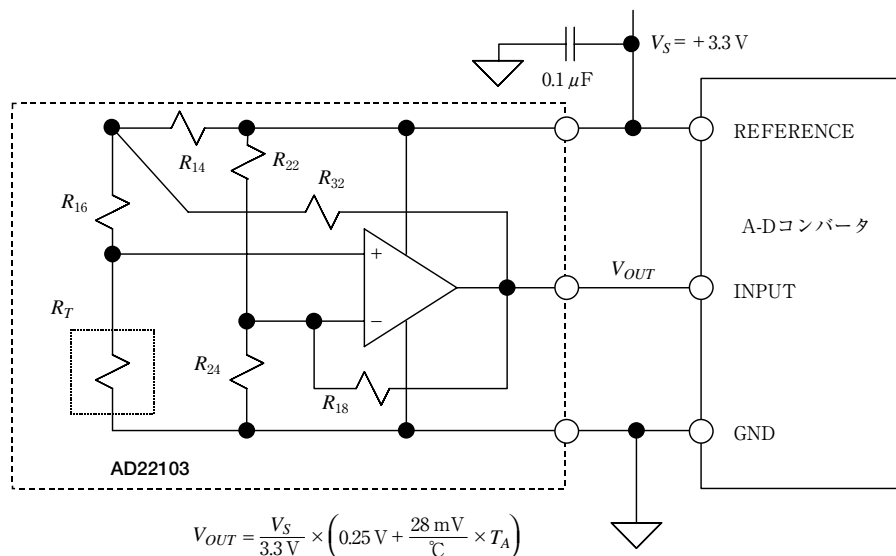


図 5-21 の回路は、AD22103 に供給する 3.3 V の電源電圧を A-D コンバータの基準入力 (reference input) として用いていることに留意してください。このようにすることで、高精度の基準電圧源を別に用意する必要がなくなります。このことが、システム全体にとって良好に機能します。

AD22103 での温度測定はオンチップの温度検出抵抗 R_T によるもので、 R_T は前述した測温抵抗体に似た動作をします。この抵抗 R_T は、 R_{14} 、 R_{16} 、 R_{32} からなる抵抗回路網によって駆動されます。 R_{14} と R_{16} は、電源電圧に比例する電流で R_T を駆動します。このことは、AD22103 が電源電圧に比例する基本感度をもつ要因となります。古典的な白金測温抵抗体のように、 R_T は非線形な抵抗-温度特性を示します。 R_T の非線形特性は、 R_{32} とテブナン等価抵抗 R_{14} 、 R_{16} からなる正帰還ループによって修正されます。

R_T の出力電圧を変化させるゲイン・スケーリングは、 R_{18} とテブナン等価抵抗 R_{24} 、 R_{22} からなる OP アンプ負帰還ループで行われます。この回路は出力電圧が電源電圧に比例するように働くため、レシオメトリック動作が可能になります。センサを仕様で与えられたオフセットおよびスケーリング値に校正するために、OP アンプ回路周辺のさまざまな抵抗をウェハ状態においてトリミングしています。

これらの要素の組み合わせにより、AD22103 は式 (5-15) で表される関係に従ってふる

まいます。AD22103は $0^{\circ}\text{C}\sim+100^{\circ}\text{C}$ の範囲で温度測定が可能で、精度は $\pm 2.5^{\circ}\text{C}$ 以内です。また、リニアリティはフルスケールに対して $\pm 0.5\%$ 以内、すなわち 100°C に対して 0.5°C となります。

AD22103は単電源動作なので、低温の計測では必ず正の出力オフセットをとともないます。たとえば、この例の 3.3V 動作では、出力オフセットは単純に式(5-15)の 0.25V の項になります。したがって、 $0^{\circ}\text{C}\sim 100^{\circ}\text{C}$ の温度範囲は、 $0.25\text{V}\sim 3.05\text{V}$ の出力スイングに変換されます。

必要があれば、AD22103はより高い電源電圧で動作させることも可能です。レシオメトリックな動作特性のため、電源電圧を変えると基本感度とオフセットの両方に変化をもたらします。たとえば、 5V でAD22103を動作させると、出力の式は次のように変わります。

2 端子IC 温度センサ AD590

1977年に、ポール・ブロコウ(Paul Brokaw)のオリジナル・コンセプトに基づいて、マイク・ティムコ(Mike Timko)が設計した電流出力のIC温度変換器AD590が発表されました。シリコン・トランジスタの基本動作原理に基づいて、AD590は正確に温度計測を行う非常に優れた方法をいち早く確立しました。このICは、本章で取り上げられた関連ICのAD592などとともに今でも生産されています。

下記の参考文献は動作について非常に詳しく記述していますが、ここでは基本構成(図5-A左)において、「絶対温度 V_T に比例する電圧が抵抗 R の両端に現れる」と述べるにとどめておきます。これにより、外部ソースから引っ張られる電流 I_T が絶対温度に比例します。全体の回路(図右)において、 I_T が $1\mu\text{A/K}$ となるように薄膜抵抗をトリミングして、スケールリングの校正を行っています。追加した回路は、高温リークや印加される電圧を考慮して、スタートアップや精度向上を考慮したものです。

このような電流動作の温度変換器は非常に便利です。電流出力は長い導線に影響されず、またノイズの影響もほとんど受けません。スケール・ファクタが低いこともまた、AD590が自己発熱することなく、低い電源電圧での動作をたやすくしています。高い出力インピーダンスは、より高い電源電圧を用いたときに精度を維持しやすくしています。読み出しは単純に1個の抵抗で行うことができます。二つの素子(抵抗とAD590)でケルビン(絶対温

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{5V} \times \left(0.378V + \frac{42.42\text{ mV}}{^{\circ}\text{C}} \times T_A \right) \dots\dots\dots (5-16)$$

ここで、次のことに留意してください。AD22103がレシオメトリックであるからといって、固定基準電圧でこのデバイスが動作しないということではありません。AD22103の公称の電源電流は500 μA であり、他のアナログ部品とこのセンサで基準電圧ICを共有しても、過負荷にならずに複数のセンサを動作させることができます。このような基準電圧ファミリとしてREF19x シリーズなどがあり、30mA までの出力電流を供給することができます。

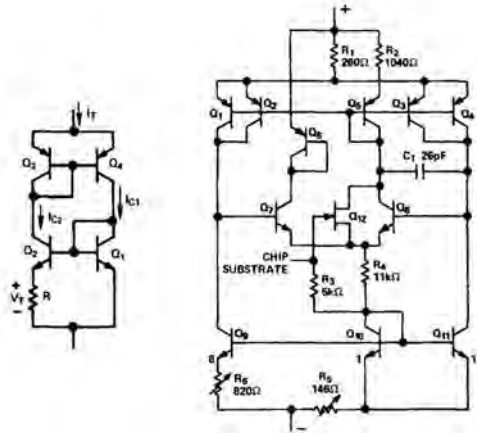
上述の3.3V品のAD22103に加えて、姉妹品AD22100があります。基本的にAD22103によく似ていますが、AD22100は公称5Vの電源電圧から動作します。感度は下がって

COLUMN

〈図 5-A〉AD590 の基本回路 (左) と詳細な内部回路 (右)

度) スケールの温度計を実現することが可能です。

- (1) Adrian P. Brokaw, "Digital-to-Analog Converter with Current Source Transistors Operated Accurately at Different Current Densities", US Patent No.3,940,760, filed March 21, 1975, issued Feb. 24, 1976.
- (2) Mike Timko, "A Two-Terminal IC Temperature Transducer", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-11, No.6, December, 1976, pp.784-788.
- (3) Mike Timko, Goodloe Suttler, "1 $\mu\text{A}/\text{K}$ IC Temperature-to-Current Transducer", Analog Dialogue, Vol.12, No.1, 1978, pp.3-5.
- (4) Michael P. Timko, Adrian P. Brokaw, "Integrated Circuit Two Terminal Temperature Transducer", US Patent No. 4,123,698, filed July 6, 1976, issued October 31, 1978.



いますが、 $-50^{\circ}\text{C} \sim 150^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で動作します。この範囲でのAD22100の精度は2%以内、リニアリティ誤差は1%以内です。

◆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, 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) Dan Sheingold, Editor, *Nonlinear Circuits Handbook*, Analog Devices, Inc., 1974.
- (6) James Wong, "Temperature Measurements Gain from Advances in High-precision Op Amps," *Electronic Design*, May 15, 1986.
- (7) OMEGA Temperature Measurement Handbook, Omega Instruments, Inc.
- (8) *Handbook of Chemistry and Physics*, Chemical Rubber Co.
- (9) Joe Marcin, "Thermocouple Signal Conditioning Using the AD594/AD595," Analog Devices AN369.
- (10) Paul Brokaw, "A Simple Three-Terminal IC Bandgap Voltage Reference," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. SC-9, No. 6, December, 1974, pp. 388-393.
- (11) Mike Timko, "A Two-Terminal IC Temperature Transducer," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. SC-11, No. 6, December, 1976, pp. 784-788.
- (12) Data sheet for AD22103 3.3V Supply, Voltage Output Temperature Sensor with Signal Conditioning, <http://www.analog.com>
- (13) Data sheet for AD22100 Voltage Output Temperature Sensor with Signal Conditioning, <http://www.analog.com>
- (14) Adrian P. Brokaw, "Monolithic Ratiometric Temperature Measurement Circuit," US Patent No. 5,030,849, filed June 30, 1989, issued July 9, 1991

索引

■ あ行

アイソレーション・アンプ	65
アクティブ・ローパス・フィルタ	141
圧力トランスデューサ	182
アナログ・バンド幅	96
アンチエイリアシング・フィルタ	79
安定度	206
暗電流	193
暗電流補償回路	219
エンドポイント直線	88
オーバーサンプリング	90
オフセット誤差	36, 171
オフセット電圧	205
重み	85
オン抵抗	53
温度係数	167
温度センサ	231

■ か行

ガーディング	199
回帰直線	88
過大入力保護	42
過電圧	126
過渡電流	79
基準接合	236
基準電圧	129
クローズドループ帯域幅	208
計装アンプ	15
ゲイン設定	116
ゲインの設定精度	53
ゲージ・ファクタ	176
ケルビン接続	168, 243
減算器	17
高速フォト・ダイオード	218

高調波歪み	97
交流駆動	173
コンデンサ型センサ	222

■ さ行

サーミスタ	245
最下位ビット	86
最大差動入力電圧	43
差電圧アンプ	17
差動アンプ	122
差動出力	137
差動-シングルエンド変換	138
差動信号	136
差動電流-差動電圧変換	141
差動入力	111, 119
サンプリング・キャパシタ	112
自己発熱	242
シャント抵抗	204
出力オフセット電圧	36
出力コンプライアンス電圧	137
出力バッファ	135
出力フィルタ	212
受動型	148
小信号帯域	96
ジョンソン・ノイズ	211
シングルエンド	114, 136
シングルエンドの電流-電圧変換	140
スイッチト・キャパシタ入力	112
スケーリング	164
ストレイン・ゲージ	175
スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ	98
精密計装アンプ	32
ゼーベック係数	234
積分非直線性	87

絶縁	65
接着型ストレイン・ゲージ	177
線形性	233
センサ	147
全素子可変	156, 158
測温抵抗体	241

■ た行

ダイナミック・レンジ	52
単調増加性	88
逐次比較型 A-D コンバータ	110
チャージ・アンプ	222
直線出力動作	159
直線性	156
直線性誤差	157
直流誤差	34
抵抗体ストレイン・ゲージ	175
ディジタル・アイソレーション	71
定電圧駆動ブリッジ	156
定電流駆動	170
定電流駆動ブリッジ	158
ティムコ、マイク	256
デカップリング	130
デムロウ、ロバート	48
電圧出力型 D-A コンバータ	135
電圧制御電流源	45
電圧-電流変換回路	135
電圧ノイズ	209
電圧変動	129
電荷増幅器	223
電荷放出型センサ	222
電源変動除去	37
電流検出	21
電流出力型 D-A コンバータ	135
電流吸い込み	137
電流-電圧変換	194, 216
電流ノイズ	209
電流吐き出し	137
トラック・モード	113

トランス結合	120
トランスデューサ	147
ドリフト	36

■ な行

ナイキスト・バンド幅	89
入力オフセット電圧	35
入力オフセット電流	36
入力換算	38
入力換算ノイズ	90
入力ノイズ電圧	211
入力バイアス電流	36
熱起電力	236
熱電対	232
熱電対効果	205
ノイズ・ゲイン	206
ノイズ源	39
ノイズ特性	227
ノイズ・バンド幅	210
能動型	148
ノンリニアリティ	35

■ は行

ハイ・インピーダンス	222
バイアス電流	204
配線抵抗	166
ハイドロフォン	226
箔型ストレイン・ゲージ	177
バンド・ギャップ電圧	250
半導体温度センサ	248
半導体ストレイン・ゲージ	178
ピエゾ効果	179
ピエゾ素子	225
光起電力モード	193
光導電性モード	193
比計測	159
歪み率	97
非接着型ストレイン・ゲージ	176

非直線性	35
微分非直線性	88
フット・カンデラ	192
フォト・カブラ	71
フォト・ダイオード	192
物理量	148
プリアンプ	204
ブリッジ	153
ブリッジ・アンプ	40, 44
ブリッジの感度	156
フルスケール信号帯域	96
プログラマブル・ゲイン・アンプ	51
プロコウ・セル	250
プロコウ, ボール	256
プロセッシング・ゲイン	90
平衡状態	154
ホイートストン・ブリッジ	154
ホールド・キャパシタ	112
ホールド・モード	113

■ ま行

マイクロストレイン	177
マルチプレクサ	107
ミッシング・コード	88
モータ制御	68
モデル 601	48
漏れ電流	197

■ や行

容量負荷	131
------	-----

■ ら行

ライン・レシーバ	21
リニアライズ	160, 247
流量	182
量子化	86
量子化誤差	89

量子化ノイズ	89
励振	147
冷接点	236
冷接点補償	239
レシオメトリック	159, 254
レベル・シフト	116
ロード・セル	181
ロード・セル・アンプ	184, 186
ローノイズ化	132
ロジック・アイソレータ	72

■ 数字

1 素子可変	156, 158
2 OP アンプ型の計装アンプ	22
2 次相互変調積	100
2 信号相互変調歪み	98
2 素子可変	156, 158
3 OP アンプ型の計装アンプ	28
3 次相互変調積	100
4 ワイヤ接続	168

■ アルファベット

AD1853	141
AD210	67
AD215	70
AD22100	257
AD22103	254
AD260	72
AD261	72
AD524C	42
AD526	54
AD549K	197
AD549KH	203
AD588	185
AD589	183
AD590	256
AD592	251
AD594	240

- AD595240
- AD62029, 32, 46, 69, 183
- AD620B42, 186
- AD62135
- AD621B42, 185
- AD62242
- AD62333
- AD623B42
- AD624C35, 42
- AD62560
- AD625C42
- AD626B42
- AD62726
- AD627B42
- AD62921
- AD707107, 172
- AD708164
- AD743218, 227
- AD744218
- AD745218, 223, 227
- AD768140
- AD76xx110
- AD773063, 173, 188
- AD777645
- AD77xx105
- AD780118, 130
- AD7816253
- AD7817253
- AD7818253
- AD784658
- AD7890-10109
- AD789x110
- AD795209, 218
- AD795JR197, 201, 228
- AD79756, 107, 133
- AD8041118
- AD8055138
- AD8057103, 118
- AD8058103, 122
- AD8138124
- AD813x123, 141
- AD820218
- AD820B197, 200
- AD82225, 32
- AD823218
- AD843218
- AD845218
- AD8551172, 239
- AD8552172
- AD8554172
- AD861047
- AD9042110
- AD9203124
- AD922591, 115, 118
- AD963291
- AD976x136
- AD977x136
- ADG40960
- ADG41256
- ADG51162
- ADR292E132
- A-D コンバータ45, 85, 101, 129
- AMP01A42, 47
- AMP02E42
- AMP0319
- AMP0462
- AMP04E42
- CMOS A-D コンバータ112
- CMR17, 37
- CMRR37
- D-A コンバータ58, 85, 129, 135
- DC カップリング116
- DIP200
- DNL88
- ENOB94
- fc192
- FET 入力 OP アンプ218
- FORCE 端子47
- FPBW96
- IMD98

INL	87	PTAT	250
I_{OS}	36	REF195	186
I-V コンバータ	135	R_{ON} モジュレーション	108
I-V 変換	140	RTD	241
J 型熱電対	233	SENSE 端子	47
K 型熱電対	233	SFDR	98
LSB	86	SINAD	94
NTC	245	SNR	89, 94
N ビット	85	SOIC	201
OP113	58, 132	SSBW	96
OP1177	172	SSM2141	20
OP177	107, 172, 183, 184	SSM2143	20
OP213	164, 187	S 型熱電対	233
OP2177	164	THD + N	94, 97
OP27	227	TMP35	239, 253
OP284	22	TMP36	253
OP297	22	TO-99	203
OP42	218	TxDAC	136
OP97	46	V_{OSI}	35
PGA	51	V_{OSO}	36
pH プローブ	228	V_{REF}	16
PSR	37	$\mu A726$	48
PSRR	37	$\Sigma\Delta$ 型 A-D コンバータ	105
PSR の周波数特性	38		