

白金測温抵抗体、熱電対の正しい使いかたとその周辺回路設計

高速・高精度温度計測の概要

高速・高精度計測の必要性

温度の高速計測と高精度計測とは、センサと回路の多くの点で異なる技術が必要です。この二つを両立させるには更に高度な技術が必要となり、多くの課題が生じます。しかし昨今、この二つを両立させる高速・高精度計測の必要性が更に高まっています。では何故、温度の高速・高精度計測が必要なのでしょう。この疑問に答えるため、温度の高精度計測の必要性から考えていきます。科学技術の進歩と共に多くの装置やデバイスの信頼性向上が求められ、それらを取り巻く電氣的ノイズや環境温度変化に対しても安定に動作する必要があります。ところが、装置やデバイスを構成する全ての物質の特性は環境温度により変化します。例えば、トランジスタの入出力特性(ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} - コレクタ電流 I_C)について考えると、この特性は次の式で表すことができます。

$$I_c = (\alpha T^\gamma) \exp(-qV_{go}/kT) \{ \exp(qV_{BE}/kT) - 1 \}$$

すなわち、コレクタ電流 I_C は変数 V_{BE} と温度 T を持つ関数

$$I_c = f(V_{BE}, T)$$

になります。よって、温度依存性を持つ物質から構成される装置やデバイスの入出力特性 (x, y) は次の式で表すことができます。

$$y = F(x, T)$$

しかし、安定した特性とは入力変数 x 以外の変数を持たない特性

$$y = F(x)$$

であるので、温度計測・温度補正により特性 $y = F(x, T)$ を理想的な特性 $y = F(x)$ に変換することで、環境温度に対する装置やデバイスの安定性を得ることが出来ます。また、空調等の外部装置により温度 T を安定させ(変数 定数)、理想的な特性 $y = F(x)$ を得る方法もあります。よって、装置やデバイスの入出力特性の精度や安定性を向上させるには、温度 T の計測精度や安定性を向上させる必要があります。

次に、高速計測の必要性を考えます。空調設備により装置やデバイスの環境温度の安定性を調査した方ならお分かりでしょうが、空気などの気体の温度を空間、及び時間的に安定させることは予想以上に困難です。これは次の項目「高速・高精度計測における重要な物理的ファクタ」で説明しますが、空気など、大半の気体の熱容量が小さいことに加えて熱が伝わり難い性質に起因しています。つまり、クリーンルームの中でさえ環境温度は空間的にも時間的にも変化しています。つまり、時間的に変化する環境温度を高精度に計測するには高速計測も同時に行う必要があるわけです。 このことを図 1 の変化する環境温度に対して異なる応答性を持つ各計測システムに関する模式図で示します。

図 1 変化する環境温度に対して異なる応答性を持つ各計測システムに関する模式図

高速・高精度計測における重要な物理的ファクタと熱現象の電氣的モデル

温度計測での重要な物理的ファクタとしては、熱容量、比熱、熱伝導率、熱抵抗率、熱接触、熱平行、自己過熱、熱放散等があります。

熱容量とはある物質の温度を 1 上げるために必要な熱量であり、比熱は 1kg の物質の温度を 1 上げるために必要な熱量ですので、熱容量と比熱の関係は

$$(\text{熱容量}) = (\text{比熱}) * (\text{質量})$$

となります。表 1 に代表的な物質の比熱を示します。金属と空気の比熱にあまり差がないため、単位質量当りの熱容量で考えると、(金属の熱容量) (空気の熱容量) となり、実際の現象に比べ少し変な話になります。そこで、単位体積当りの熱容量で考えることにします。各物質の単位体積当りの熱容量を表 2 に示します。すなわち、金属に比べ空気の単位体積当りの熱容量が非常に小さいことが分かります。

表 1 代表的物質の比熱

金	$0.1257 * 10^3$
アルミニウム	$0.883 * 10^3$
ガラス	$0.6 \sim 0.9 * 10^3$
水	$4.1816 * 10^3$
空気	$1.006 * 10^3$

(J/K・Kg)

表 2 単位体積当りの熱容量

金	$2.43 * 10^3$
アルミニウム	$2.38 * 10^3$
ガラス	$1.3 \sim 5.7 * 10^3$
水	$4.18 * 10^3$
空気	$0.001 * 10^3$

熱伝導率とは 1 m の間隔に温度差 1 がある場合、1 秒当りに面積 1m^2 を通じて流れる熱量であり、その逆数が熱抵抗率です。表 3 に各物質の熱伝導率を示します。これにより、空気の熱伝導率が最も小さい、すなわち、熱抵抗率が最も大きいことが分かります。

表3 熱伝導率

金	$2.97 \cdot 10^{-2}$
アルミニウム	$1.13 \cdot 10^{-2}$
ガラス	$6.3 \sim 10.5 \cdot 10^{-5}$
水	$5.82 \cdot 10^{-5}$
空気	$0.24 \cdot 10^{-5}$

J/mSK

熱量を Q 、熱容量を C 、熱抵抗率を r とすると、次の式が成立します。

$$C = \frac{Q}{T} \quad (\text{熱容量の定義より}) \quad \frac{1}{r} = \frac{(dQ/dt)}{T(S/L)} \quad (\text{熱伝導率、熱抵抗率の定義より})$$

T を V に置換え、 $R = r \frac{L}{S}$ とすると、

$$C = \frac{Q}{T} \quad R = \frac{V}{(dQ/dt)} = \frac{V}{I}$$

となります。すなわち、 C を静電容量、 Q を電荷、 V を電圧、そして R を抵抗とする電気回路の式と同じになります。すなわち、熱現象は電気的モデルにより解析することが出来、温度 T の変動は電圧 V の変動として捉えることが出来ます。

では、温度センサ S により空気 X の温度を測定する場合を考えてみます。この場合は図2の簡単な電気的モデルで示すことが出来ます。

よって、

$$V_X = Ri + V_S = Ri + \frac{1}{C_S} \int idt$$

となるので、2つの容量の電圧の変化は

$$V_X = \frac{C_S}{C_X + C_S} \left(\frac{C_X}{C_S} + e^{-\left(\frac{1}{C_X} + \frac{1}{C_S}\right) \frac{t}{R}} \right) V_{X0}$$

$$V_S = \frac{C_X}{C_X + C_S} \left(1 - e^{-\left(\frac{1}{C_X} + \frac{1}{C_S}\right) \frac{t}{R}} \right) V_{X0}$$

また、無限時間後の安定状態では

$$V_{X(t \rightarrow \infty)} = V_{S(t \rightarrow \infty)} = \frac{C_X}{C_X + C_S} V_{X0}$$

となります。

よって、温度センサ S による外乱 (X を S に熱接触することによる X の温度の変動) を出来る限り小さくするには C_X C_S であるので、

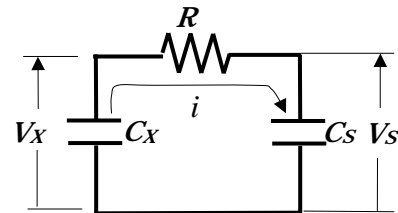


図2 温度センサ S により空気 X の温度を測定する場合の電気的モデル

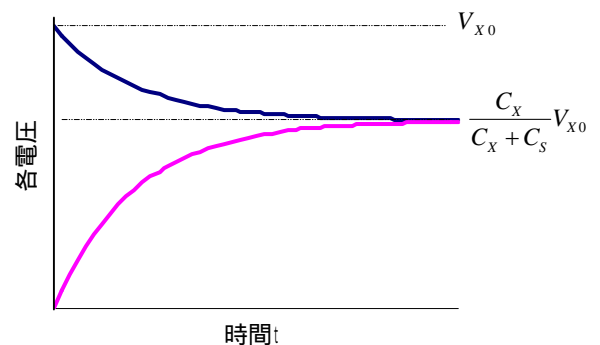


図3 各電圧の時間変化

$$V_{X(t \rightarrow \infty)} = V_{S(t \rightarrow \infty)} \approx V_{X0}$$

となります。すなわち、出来る限り小さい熱容量 C_S の温度センサ S を用いることが重要で
す。また、空気の変動する温度を正確に捉えるには時定数

$$\tau = \frac{C_S C_X}{C_S + C_X} R$$

を出来る限り小さくする必要があります。すなわち、熱容量が出来る限り小さい温度セン
サ S を用い、空気を十分に攪拌し X と S 間の熱交換を活発にして熱抵抗 R を小さくする必
要があります。

高速・高精度計測のための温度センサの基本

温度センサには非常に多くの種類があります。それらの中で代表的な温度センサの利点
と欠点を表 4 に示します。

表 4 代表的な温度センサの利点と欠点

	利点	欠点
熱電対	熱容量小、自己加熱無、安価	基準接点誤差、出力電圧小、経年変化
サーミスタ	小型、安価	非直線性誤差、自己加熱、経年変化
白金測温抵抗体	安定性高、国際温度目盛	高価、熱容量大、自己加熱
IC温度センサ	直線性比較的良、電圧直接出力	パッケージ熱容量大、比較的高価
水晶温度計	磁場環境に強い、周波数出力	経時ドリフト、熱容量大

表 4 の温度センサの中で原理的に高速計測に最も適しているのは熱容量が小さく自己加
熱がない熱電対です。また、高精度計測に最も適しているのは高い安定性の特性を持ち、
国際温度目盛に対応している白金測温抵抗体であると言えます。

つまり、熱電対と白金測温抵抗体の利点を併せ持つ温度センサが高速・高精度計測のた
めの理想的な温度センサになります。

白金測温抵抗体の正しい使いかた

白金測温抵抗体の動作原理

白金測温抵抗体は高純度の白金線から構成され、白金以外の金属材料のニッケル、銅測
温抵抗体もあります。各金属は固有の抵抗とその温度係数を持ち、抵抗 - 温度の特性は物
性論（固体電子論）により説明できます。すなわち、オームの法則により金属の抵抗率は

$$\rho = \frac{m}{ne^2} \frac{1}{\tau}$$

m : 電子質量、 n : 自由電子数
 e : 電子の電荷値、 τ : 平均自由時間

で表され、金属中の格子は温度 T に対応して熱振動しています。その熱振動が非調和振動で

あるとすると、熱振動による格子の変位 x の平均2乗は

$$\bar{x}^2 \propto aT + bT^2 + \dots$$

また、平均自由時間 τ は

$$\frac{1}{\tau} \propto \bar{x}^2$$

であり、

$$\rho \propto aT + bT^2 + \dots$$

よって、金属の抵抗 R は

$$R = R_0 + AT + BT^2$$

となります。

白金測温抵抗体の構造

白金測温抵抗体素子の構造はコイル状の白金線と絶縁物(ガラス/セラミックス)から構成されます。その一例として、ガラス封入型素子の構造(X線画像)を図4に示します。以前は熱電対に比べ素子形状が大きく、熱容量も大きいいため熱時定数が大きい欠点がありました。しかし、最近では白金測温抵抗体の微細加工技術が進歩し、図5に示すように熱電対と比べても遜色のないくらい小さい素子もあります。

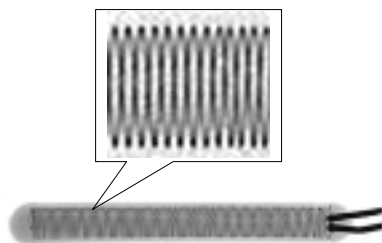


図4 ガラス封入型白金測温抵抗体のX線画像
〔株ネツシン提供〕

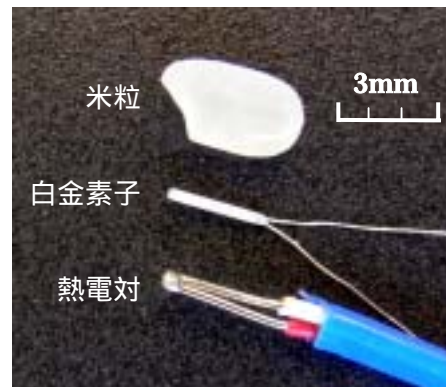


図5 微小白金測温抵抗体と熱電対
〔株ネツシン提供〕

種類と選定方法

JIS 規定による分類と選定

JIS 規定に基づく白金測温抵抗体の種類を表5に示します。階級とは JIS に規定された許容差、つまり、規準となる特性に対する抵抗値のばらつき範囲を示します。この値を表6に示します。規準特性しか入力することが出来ない温度計測機器を用いた場合、そのばらつきは計測誤差となります。よって、測定温度 100 での最大誤差は A 級で ± 0.35 、B 級で ± 0.8 にもなるため、JIS 規定の許容差に従った選定方法では、白金測温抵抗体が元々、

持っている高精度の性能を引き出すことは不可能です。よって、高精度計測を実現するには、JIS 規定の許容差に従った選定の代わりに、センサ特性のばらつきに対する校正機能と国際温度目盛の概念を導入する必要があります。

表 5 JIS 規定に基づく白金測温抵抗体の分類

記号	R100/R0	階級	規定電流	使用温度区分	結線方式
Pt100	1.3850	A級	0.5mA	L -200 ~ 100	2線式
		B級	1mA	M 0 ~ 350	3線式
			2mA	H 0 ~ 650	4線式
JPt100	1.3916	A級	0.5mA	L -200 ~ 100	2線式
		B級	1mA	M 0 ~ 350	3線式
			2mA	H 0 ~ 500	4線式

規定電流については、それによる自己発熱の問題がありますので、1mA 以下にする必要があります。また、詳細は「高精度抵抗計測の基本理論」の中で説明しますが、4線式が好ましいでしょう。

表 6 白金測温抵抗体の許容差

測定温度 ()	許容差			
	A級		B級	
-200	± 0.55	± 0.24	± 1.3	± 0.56
-100	± 0.35	± 0.14	± 0.8	± 0.32
0	± 0.15	± 0.06	± 0.3	± 0.12
100	± 0.35	± 0.13	± 0.8	± 0.30
200	± 0.55	± 0.20	± 1.3	± 0.48
300	± 0.75	± 0.27	± 1.8	± 0.64
400	± 0.95	± 0.33	± 2.3	± 0.79
500	± 1.15	± 0.38	± 2.8	± 0.93
600	± 1.35	± 0.43	± 3.3	± 1.06
650	± 1.45	± 0.46	± 3.6	± 1.13
700			± 3.8	± 1.17
800			± 4.3	± 1.28
850			± 4.6	± 1.34

白金測温抵抗体の大きさと応答性

白金測温抵抗体素子の大きさにより熱容量と熱時定数が大きく変化するので、素子の大きさの選定は高速・高精度計測では非常に重要です。大きさの異なる白金測温抵抗体素子(直径と長さが0.4mm*3mm, 0.8mm*5mm, 1.2mm*5mm, 1.6mm*15mm)の外観を図6に示します。これらの素子を素子直径の小さい順に外形0.5mm, 1.0mm, 1.6mm, 3.2mmのステンレス保護管に入れた場合の応答性の差を図7に示します。すなわち、小さい素子では温度変化を的確に捉えている反面、大きい素子では時間的に平均した、なまった値となっています。

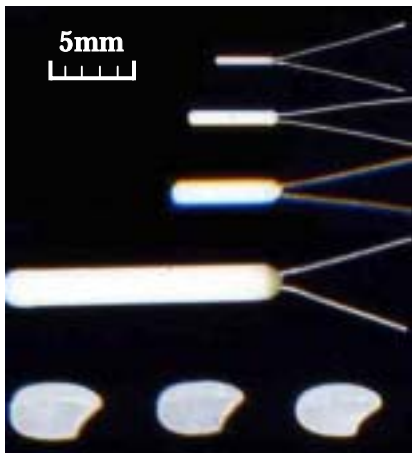


図6 大きさの異なる白金測温抵抗体
〔株 Netzsin 提供〕

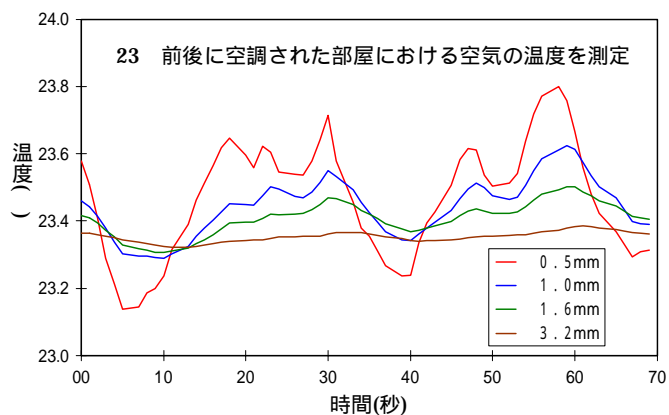


図7 大きさの異なる白金抵抗体の応答性
〔株 Netzsin 提供〕

規定電流と自己加熱

一般に、白金測温抵抗体の白金線の太さが $50\mu\text{m}$ 以上で印加電流が 1mA 以下であれば自己過熱の影響を考慮する必要はないと言われてしていますが、実際には測定対象や素子の大きさにより異なり、数 mK から数十 mK の温度上昇があります。特に高速・高精度計測では微小センサを用いる必要があるため、自己過熱の影響を無視することが出来ません。白金測温抵抗体の印加電流を I 、周辺温度を T 、自己加熱による温度上昇分を T とすると、白金測温抵抗体から周辺に単位時間当りに放散される熱量 Q_d は温度差 T に比例するので

$$Q_d = k\delta T$$

また、自己加熱により単位時間当りに発生する熱量 Q_o は

$$Q_o = KI^2$$

となります。図8の系が平衡状態にあるとすれば、

$Q_d = Q_o$ であるので、温度上昇 T は

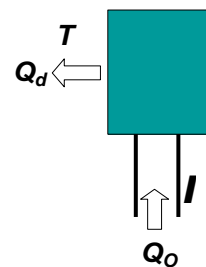


図8 電流による自己加熱

$$\delta T = (K/k)I^2 \quad \text{となります。}$$

電流 I_1, I_2 の場合の温度上昇を T_1, T_2 とし K, k が一定であるとする、

$$(K/k)(I_2^2 - I_1^2) = \delta T_2 - \delta T_1 = \Delta T$$

よって、

$$\delta T_1 = \Delta T \frac{I_1^2}{I_2^2 - I_1^2}$$

周辺の温度は $T = T_1 - \delta T_1$ 、また、 $I_2 = \sqrt{2}I_1$ に設定すると、 $\delta T_1 = \Delta T$ となるので

$$T = T_1 - \Delta T$$

すなわち、測定している周辺温度 T は T_1 と T により求めることができます。

また、 $k = Q_0 / \delta T$ を熱放散定数と言います。

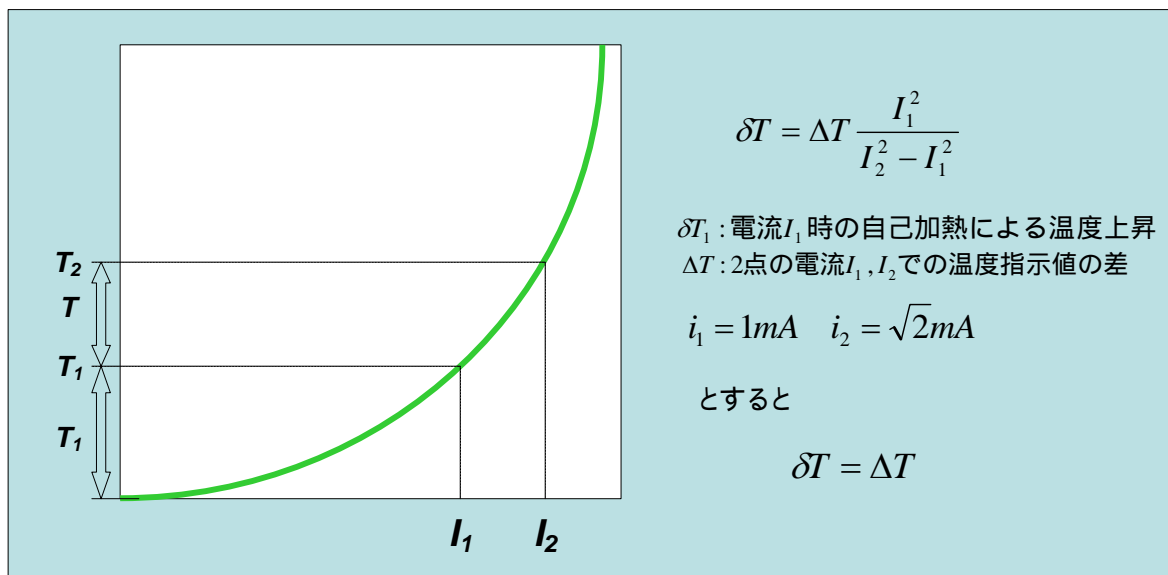


図 9 2つの電流値により自己加熱による温度上昇分の補正

校正、温度定点、そして国際温度目盛

校正とは、規準特性に対してばらつく各センサの特性に対応した目盛付けをおこなうことです。より具体的に言うと、白金測温抵抗体の特性式

$$R = R_0 + AT + BT^2$$

の定数 R_0, A, B は各白金測温抵抗体で異なる値であるため、各白金測温抵抗体の特性に対応した定数 R_0, A, B を求めることです。実際の校正においては上の式を変形した次の Calender-Van-Dusen の式を用います。

$$R = R_0 \left\{ 1 + \alpha \left[T - \delta \frac{T}{100} \left(\frac{T}{100} - 1 \right) \right] \right\}$$

求める定数が3つあることは校正点も3点必要となります。校正点は温度の値が正確に求まっている点、すなわち、温度定点を用います。この校正方法を定点校正と言います。

温度定点とは再現可能な物質の平衡状態により与えられ、その代表例を表7に示します。

表7 代表的な温度定点

温度定点	温度()	期待できる精度()
水銀の三重点	-38.8344	
水の三重点	0.01	±0.0002 ~ ±0.001
ガリウムの融解点	29.7646	±0.001 ~ ±0.005
インジウムの凝固点	156.5985	
錫の凝固点	231.928	±0.001 ~ ±0.1
亜鉛の凝固点	419.527	±0.001 ~ ±0.1
アルミニウムの凝固点	660.323	±0.1 ~ ±0.3

2つの校正点間の精度上の信頼性は白金測温抵抗体の温度と抵抗の関係、すなわち、理論特性式の信頼性にに基づきます。最も信頼性の高いこの関係を国際温度目盛 ITS-90 と言ひ、次の式により示されます。

$$R = R_{0.01} \left(W_r(T_{90}) + a(W_r(T_{90}) - 1) + b(W_r(T_{90}) - 1)^2 + c(W_r(T_{90}) - 1)^3 + f \left(W_r(T_{90}) - \frac{R_{660.323}}{R_{0.01}} \right)^2 \right)$$

$$W_r(T_{90}) = D_0 + \sum_{i=1}^9 D_i \left(\frac{T_{90}/K - 754.15}{481} \right)^i$$

逆関数は

$$T_{90}/K - 273.15 = F_0 + \sum_{i=1}^9 F_i \left(\frac{W_r(T_{90}) - 2.64}{1.64} \right)^i$$

となります。

国際温度目盛 ITS-90 で定義された標準白金測温抵抗温度センサを用いた温度計測機器を標準計測機器とし、シリコンオイル、水等を用いた恒温水槽を用いて標準計測機器と被校正機器を比較して行う校正方法があります。これを比較校正と言ひ、校正精度は落ちますが任意の温度値で校正できる便宜さはあります。

熱電対の正しい使いかた

熱電対の動作原理

熱電対温度センサはゼーベック (T.J. Seebeck) 効果による熱起電力 (Thermoelectromotive force) を利用しています。熱起電力とは2種の異なる金属の両端を

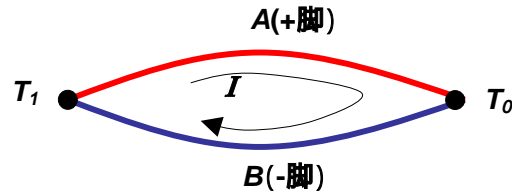
接合し、2接点を異なる温度にしたときに回路に生じる起電力です。相対ゼーベック係数は

$$\alpha_{AB} = dV_{E(AB)}/dT = a + bT + cT^2 + dT^3 \dots$$

となり、よって、熱起電力 $V_{E(AB)}$ は

$$V_{E(AB)} = \int_{T_0}^{T_1} \alpha_{AB} = a'(T_0 - T_1) + b'(T_0 - T_1)^2 + c'(T_0 - T_1)^3 \dots$$

となります。すなわち、熱起電力は温度の高次式になります。



T_1 : 測温接点 T_0 : 基準接点

図 10 熱電対の基本原理

種類と選定方法

2種類の異種金属材料により構成されている熱電対は、その材料によって特性も特徴も大きく異なります。純金属による熱電対の熱起電力は小さいため、多くの場合、合金が採用されています。

高精度計測には特性が安定している R、S、Au/Pt 熱電対が好ましいでしょう。

表 8 熱電対の分類

記号	+ 脚材料	- 脚材料	測温範囲()	長所	短所
K	Ni-Cr 合金	Ni を主とする合金	-200 ~ +1200	<ul style="list-style-type: none"> 酸化性雰囲気強い 直線性が良い 	<ul style="list-style-type: none"> 還元性雰囲気弱い ショートレンジ オフセット 誤差
E	Ni-Cr 合金	Cu-Ni 合金	-200 ~ +800	<ul style="list-style-type: none"> 熱起電力が大きい 	<ul style="list-style-type: none"> 還元性雰囲気弱い ショートレンジ オフセット 誤差
J	Fe	Cu-Ni 合金	-200 ~ +750	<ul style="list-style-type: none"> 還元性雰囲気強い 熱起電力が大きい 	<ul style="list-style-type: none"> 酸化性雰囲気弱い 錆び易い
T	Cu	Cu-Ni 合金	-200 ~ +350	<ul style="list-style-type: none"> 低温特性が良い 還元性雰囲気安定 	<ul style="list-style-type: none"> 高温で酸化 熱伝導誤差が大きい
B	Pt-Rh 合金 (Rh30%)	Pt-Rh 合金 (Rh6%)	+500 ~ +1700	<ul style="list-style-type: none"> 高温まで使える 酸性雰囲気に強い 	<ul style="list-style-type: none"> 還元性雰囲気弱い 熱起電力が小さい
R	Pt-Rh 合金 (Rh13%)	Pt	0 ~ +1600	<ul style="list-style-type: none"> 安定性が高い 高精度に適している 	<ul style="list-style-type: none"> 補償銅線誤差が大きい 熱起電力が小さい
S	Pt-Rh 合金 (Rh10%)	Pt	0 ~ +1600		
Au/Pt	Au	Pt	0 ~ +1000		<ul style="list-style-type: none"> 非常に高価である

基準接点と零接点

熱電対による温度計測の基本は図 11 の構成になります。すなわち、基準接点を氷点槽の中に入れた場合、この基準接点を零接点と言います。実際の測定現場での操作性が悪い欠点を持ちますが、氷点を上手く作ると 5mK 程度の安定性があり、熱電対を高精度計測に用いるのに適した計測方法と言えます。

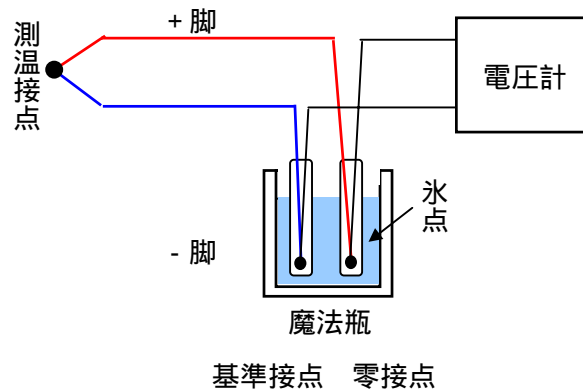


図 11 熱電対による温度計測の基本

校正上の問題

熱起電力 $V_{E(AB)}$ は温度の高次式

$$V_{E(AB)} = \int_{T_0}^{T_1} \alpha_{AB} = a' + b'(T_0 - T_1) + c'(T_0 - T_1)^2 + d'(T_0 - T_1)^3 \dots$$

となり定数の数が多く、校正点も多くなってしまいます。従って、高精度を確保する上での校正方法が難しいと言えます。

白金測温抵抗体、熱電対インタフェース回路設計の実例と高速・高精度計測のための注意点

温度計測システムの基本構成

測定対象も含めた温度計測システムの基本構成を図 12 に示します。温度計測システムを設計する上でのポイントを次に示します。

アナログ回路をデジタル回路に置換え可能な場合、出来る限りデジタル回路で構成する。ハードウェアの機能をソフトウェアで置換え可能な場合、出来る限りソフトウェアによる処理を行う。

システムの各構成要素間のインタフェース技術を十分に検討する。

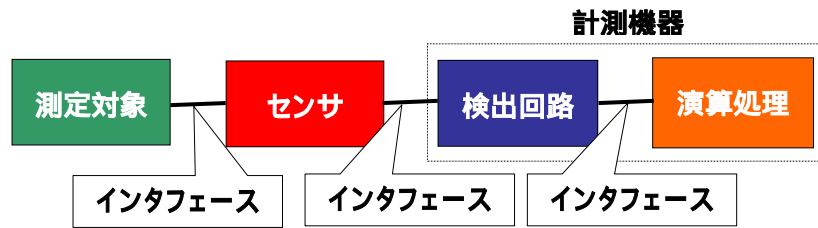


図 12 温度計測システムの基本構成

デジタル化、ソフトウェア化の例 - リニアライズ

リニアライズとは温度センサの持つ非直線性による誤差を防ぐため、線形化することです。リニアライズには図 13 で示すようにアナログ・リニアライズとデジタル・リニアライズがあります。アナログ・リニアライズは従来より多く用いられてきましたが、次の欠点を持つためにデジタル・リニアライズ、特にソフトウェアによる演算処理を推奨します。

- ・ リニアライズ精度が悪い。
- ・ 温度依存性が大きい。

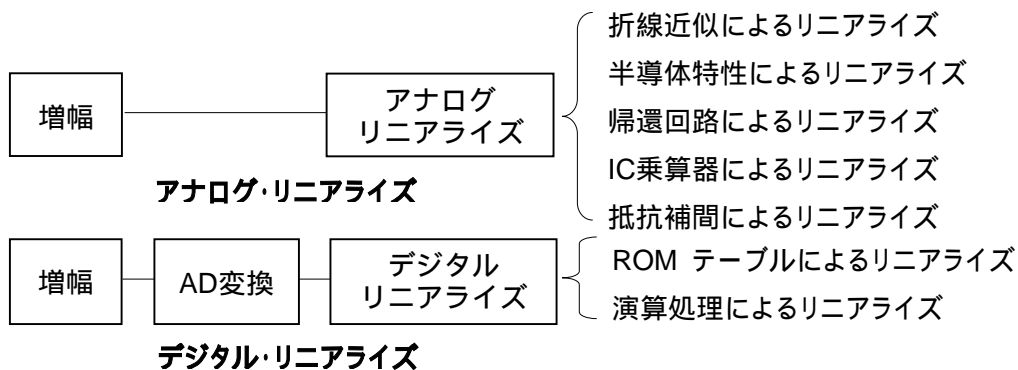


図 13 リニアライズの分類

インタフェース技術

温度計測システムの技術レベルは各構成要素技術に基づきますが、一方で各構成要素間のインタフェース技術によって決まるとも言えます。インタフェース技術を分類すると次のようになります。

- ・ 測定対象とセンサとのインタフェース：熱現象と物理的ファクタ、それに基づくセンサの仕様
- ・ センサと回路とのインタフェース：センサからの情報を的確に回路に伝えるための技術(規定電流、結線方式、計測原理)
- ・ 回路と演算処理とのインタフェース：AD 変換器、校正機能、制御機能

高精度抵抗計測の基本理論

白金測温抵抗体を代表とする抵抗変化型温度センサを用いる場合、高精度に温度を計測するには抵抗を高精度に計測する必要があります。

高精度抵抗計測はブリッジ法、電位差法、電流・電圧平衡法に分類することができます。この節ではこれらについて詳しく説明します。

抵抗計測の基本はホイートストン・ブリッジ

ホイートストン・ブリッジは19世紀前半に提案された回路であり、抵抗計測の基本です。まず、この回路から計測理論を検討することは有意義です。

ブリッジの一箇所に被測定抵抗 R_T を接続した場合の回路を図14に示します。回路の出力電圧 V_o は

$$V_o = V_B \left(\frac{R_T}{R_1 + R_T} - \frac{R_S}{R_2 + R_S} \right)$$

となります。電圧 $V_o = 0$ となるように可変抵抗 R_S を調整すると、

$$R_T = R_S \frac{R_1}{R_2}$$

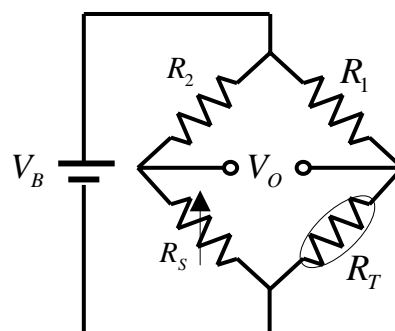


図14 ホイートストン・ブリッジ

よって、 $R_1 = R_2$ であれば、 $R_T = R_S$ が成立します。

つまり、 $V_o = 0$ に調整した可変抵抗 R_S の値が被測定抵抗 R_T の値になります。しかし、このブリッジで高精度計測を行うためには、可変抵抗 R_S の安定性とその校正方法が問題になります。

この問題を避けるため R_S を固定抵抗とし、電圧 V_o の値(零バランス $V_o = 0$ ではない)により被測定抵抗 R_T の値を求める方法があります。しかし、電圧 V_o - 被測定抵抗 R_T 特性は図15に示すように非直線性であり、非直線性誤差を防ぐにはリニアライズ演算処理が必要になります。

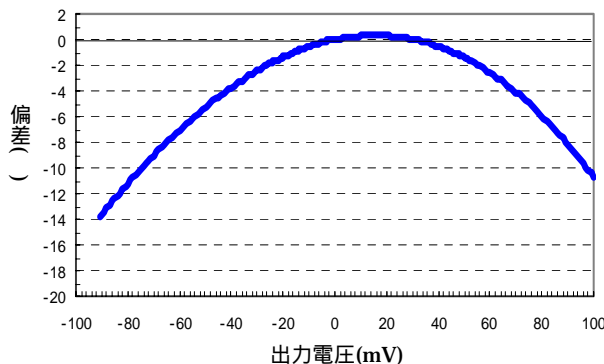


図15 ブリッジ出力電圧の非直線性

定電流ブリッジと電流比較ブリッジ

ブリッジ回路の非直線性誤差を防ぐ方法の一つに定電流ブリッジがあります。図 16 に示すように二つの定電流源 I_1, I_2 を設け、その出力電圧 V_o は

$$V_o = I_2 R_T - I_1 R_S$$

となります。また、 $I_1 = I_2 = I$ の場合は

$$V_o = I(R_T - R_S)$$

となります。すなわち、電圧 V_o - 被測定抵抗 R_T 特性は直線性になります。しかし、このブリッジでは定電流源 I_1, I_2 の安定性が計測誤差要因になります。

そこで、図 17 に示すように定電流ブリッジに電流比較器を設けます。再び、零バランス $V_o = 0$ となるように電流比 (I_1 / I_2) を調整すると、被測定抵抗 R_T は

$$R_T = R_S (I_1 / I_2)$$

で求めることができます。この回路を電流比較ブリッジと言います。このブリッジは非常に高精度な抵抗計測が可能で、1ppm 以上の精度で測定できると言われています。しかし、電流比較器で電流バランスを取ることは時間がかかるため高速計測には適しません。

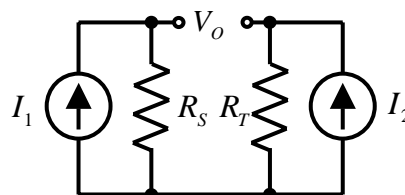


図 16 定電流ブリッジ

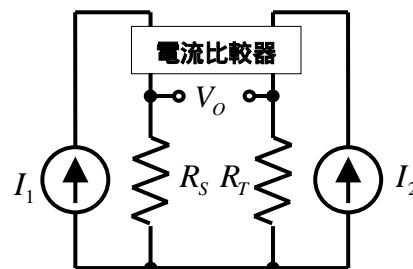


図 17 電流比較ブリッジ

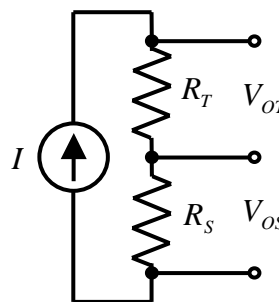


図 18 電位差法

電位差法

もう一度、定電流ブリッジに戻り、一つの定電流源で構成する場合を考えます。これを図 18 に示します。すなわち、被測定抵抗 R_T は出力電圧比 (V_{OT} / V_{OS}) に比例します。

$$R_T = R_S \frac{V_{OT}}{V_{OS}}$$

上の式には電流 I の値が入っていないため原理的には定電流源 I の変動による影響を受けません。

結線方式

被測定抵抗 R_T に白金測温抵抗体等の温度センサを用いる場合、ブリッジ計本体に対して被測定抵抗 R_T を離れた所に設置する必要があり、ブリッジ計と被測定抵抗 R_T の間をケーブルにより配線します。この場合、配線抵抗が測定誤

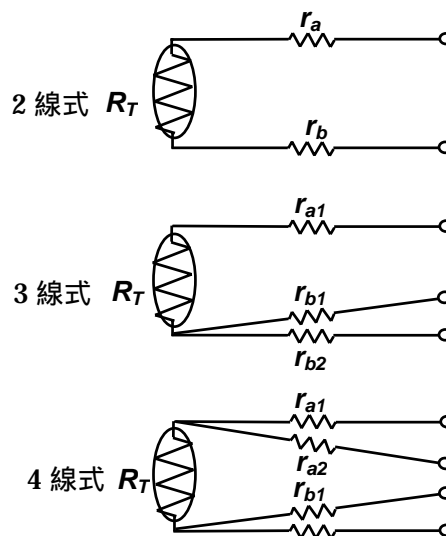


図 19 結線方式

差の要因になります。結線(配線)方法には2線式と3線式、そして4線式があります。結線方法により配線抵抗による測定誤差が異なります。ここで、ホイートストン・ブリッジを例にとり説明します。

図 20 に 2 線式計測回路を示します。 R_S を調整して $V_O = 0$ とすると、

$$R_t = R_S \frac{R_1}{R_2} - (r_{b1} + r_{a1})$$

となり、ケーブルの配線抵抗 r_{b1}, r_{a1} がそのまま誤差要因になります。

次に、図 21 に 3 線式計測回路を示します。 R_S を調整して $V_O = 0$ とすると、

$$R_t = R_S \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_1}{R_2} r_{b1} + r_{a1}$$

$R_1 = R_2, r_{a1} = r_{b1}$ が成立すれば

$$R_t = R_S$$

となり、ケーブルの配線抵抗 r_{b1}, r_{a1} の影響を全く受けなくなります。

最後に、図 22 に 4 線式計測回路を示します。 R_S を調整して $V_O = 0$ とすると、

$$R_t = \frac{1}{R_2} (R_S + r_{b1})(R_1 + r_{a1})$$

であり、 $R_1 = R_2, r_{a1} = r_{b1} = r$ が成立しても

$$R_t = \left(1 + \frac{r}{R_2}\right)(R_0 + r)$$

となるため、ケーブルの配線抵抗の影響を打ち消すことが出来ません。

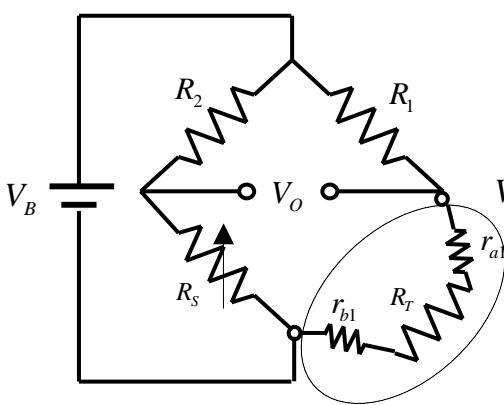


図 20 2 線式結線ブリッジ

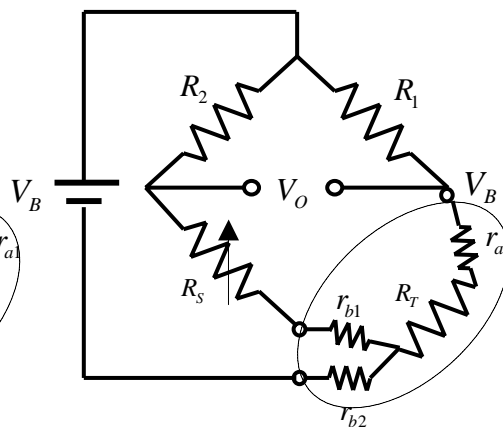


図 21 3 線式結線ブリッジ

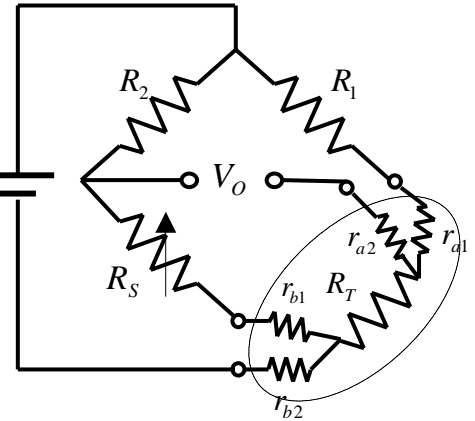


図 22 4 線式結線ブリッジ

では、ケーブルの配線抵抗の影響を受けない 3 線式計測回路が高精度計測に最も適した回路方式でしょうか。 3 線式計測回路がケーブルの配線抵抗の影響を受けないためには、理想的な条件 $R_1 = R_2, r_{a1} = r_{b1}$ が成立しなければならず、現実の計測システムにおいてこの条件

を厳密に成立させることは困難です。

更に、零バランス $V_o = 0$ を取る代わりに R_s を固定抵抗とし、出力電圧 V_o の値で被測定抵抗 R_T を求める場合、 $R_1 = R_2, r_{a1} = r_{b1} = r$ が成立しても出力電圧 V_o と被測定抵抗 R_T の関係式

$$V_o = \left(\frac{R_T + r_{a1}}{R_T + R_1 + r_{a1}} - \frac{R_o + r_{b1}}{R_o + R_2 + r_{b1}} \right) V_b$$

にはケーブルの配線抵抗 r の項が残ります。従って、ケーブル長を変更したりケーブル周辺の環境温度変化により配線抵抗が変化すると、計測誤差の要因になります。

ホイートストン・ブリッジでは、どの結線方式でもケーブルの配線抵抗の影響を全く受けなくすることは困難ですが、図 23 に示す 電位差法による 4 線式計測回路であればケーブルの配線抵抗の影響を全く受けません。 また、図 24 に示す電流比較ブリッジによる 4 線式計測回路もケーブルの配線抵抗の影響を受けません。

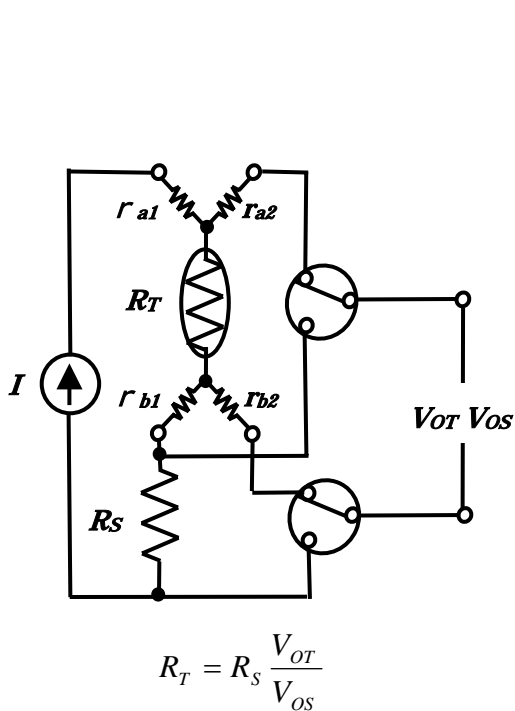


図 23 4 線式結線電位差法

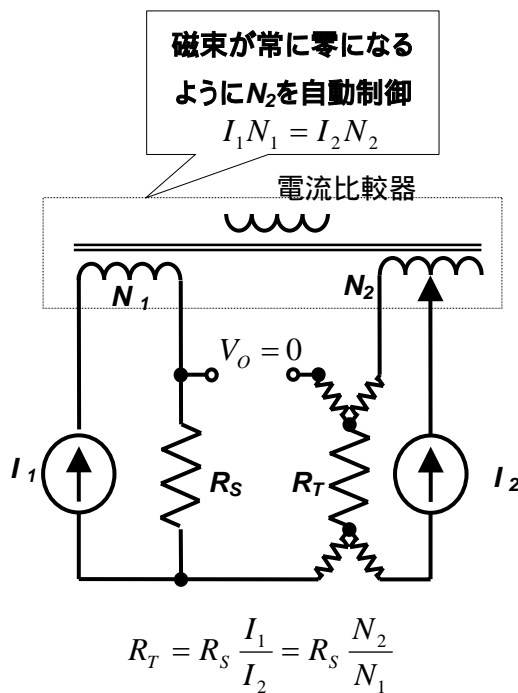


図 24 4 線式結線電流比較ブリッジ

高速・高精度計測に適した抵抗計測原理

抵抗計測の計測原理を少し異なった角度から分類すると、次の 2 つに分類することができます。

零バランス法：代表例は電流比較ブリッジ

電位変化法：代表例は電位差法

零バランス法では、ホイートストン・ブリッジの可変抵抗器や電流比較ブリッジの電流

比較器により電圧が零になる点を検出すれば良く、電圧検出に関する技術にはあまり多くの問題が生じません。しかし、可変抵抗器や電流比較器等には非常に高度なアナログ技術が必要となります。また、零バランス調整に時間がかかるため、高速計測には問題があります。

電位差法では電位変化を検出すればよいので、調整に時間がかかることもなく、非常に高度なアナログ技術も不要です。一般的に言えば、高速と高精度計測の両立に適している方法と言えます。しかし、見方を変えると、電位差法は可変抵抗器や電流比較器で生じるアナログ的な問題を後段の回路に移したただけとも言えます。では、後段の回路とは何かとすることになりますが、最終的にデジタル化、ソフトウェアによる演算処理が必要であるので AD 変換回路ということになります。つまり、電位差法は可変抵抗器や電流比較器で生じるアナログ的な技術問題を AD 変換回路の技術問題に置換した方式と言えます。

では、AD 変換回路の技術問題とは何でしょうか。主に、入出力特性(Analog-Digital)の非直線性、そして分解能と変換速度の関係です。温度計測においては積分型以外の AD 変換器であれば変換速度は非常に速く、高速計測が中心であり高精度を求めないのであれば電位差法が最適と言えます。しかし、一般的には、分解能、変換精度に対して変換速度が反比例して遅くなるため、要求精度が高くなればなるほど電位差法が最適とは言えなくなります。

白金測温抵抗体インタフェース回路設計の実例

電位差法による白金測温抵抗体のインタフェース回路を実例として設計を行います。白金測温抵抗体インタフェース回路は定電流回路、アナログ・スイッチ回路、差動増幅回路から構成されます。

定電流回路

図 25 に FET を用いた定電流回路を示します。白金測温抵抗体 R_T と標準抵抗 R_S に流れる電流 I は

$$I = \frac{V_{ref}}{R_O}$$

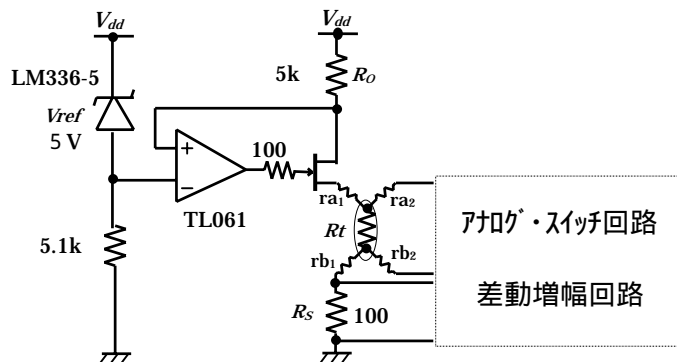


図 25 定電流回路

となります。

例えば、 V_{ref} に $LM336-5$ (National Semiconductor)を用いた場合は $V_{ref}=5V$ となりますので、定電流値を $I=1mA$ に設定すると、 $R_o=5k$ になります。

更に、白金測温抵抗体 R_t に流れる電流 I を反転し熱起電力による誤差をキャンセルする必要があります。また、定電流回路で反転させる方法とアナログ・スイッチを用いて白金測温抵抗体 R_t の接続を反転させる方法があります。このうち、定電流回路で電流反転させる方法を図 26 に示します。

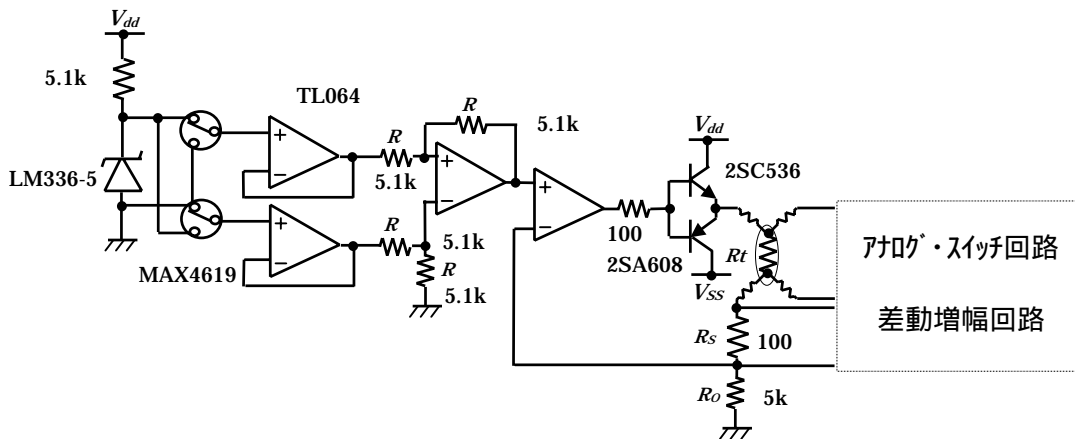


図 26 電流反転型定電流回路

差動増幅回路

既に図 25 の回路中に差動増幅回路を使用していますが、オペアンプを 2 個と 3 個を用いる場合の代表的な差動増幅回路を図 27 に示します。回路の出力電圧は

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_+ - V_-)$$

となります。

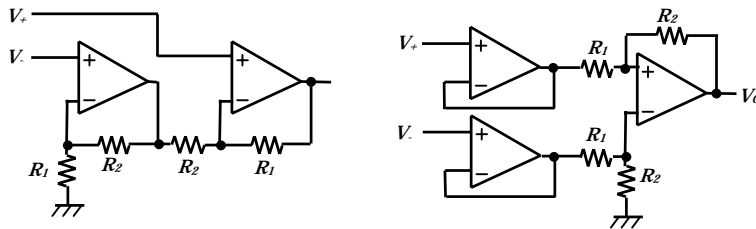


図 27 代表的な差動増幅回路

白金測温抵抗体インタフェース回路

定電流回路、差動増幅回路、そしてアナログ・スイッチ回路からなる白金測温抵抗体インタフェース回路を図 28 に示します。

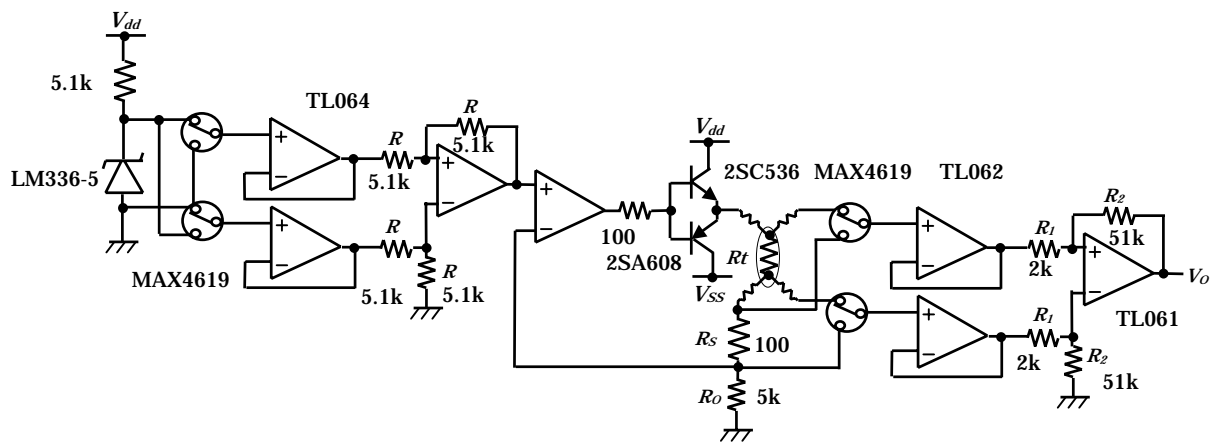


図 28 白金測温抵抗体インタフェース回路

高速・高精度計測のための白金測温抵抗体インタフェース回路設計の注意点

電位差法を採用することを前提に、高速・高精度計測のためのインタフェース回路設計上の主な注意点を示します。

定電流の安定性

電位差法では原理的には定電流源 I の変動による影響を受けないと言いましたが、しかし、被測定抵抗 R_T と標準抵抗 R_S に生じる電位差を時間的に切替えて検出するために、両電位差を計測する間は定電流源 I が安定している必要があります。これが高速計測において重要なポイントになります。

熱起電力

熱電対同様、回路中の異種金属の接合点には熱起電力が発生するため、温度センサと標準抵抗に流れる電流を反転させて、それを打ち消す必要があります。状況によって計測誤差は変わりますが、一般的に数 mK 程度の誤差が発生します。すなわち、高精度計測のためには電流反転は必要不可欠であると共に、切替えタイミングは高速計測のために重要です。

ケーブル長

結線方式によっては温度センサのケーブルを長くすると計測誤差の要因になります。更に、ケーブルの分布容量により定電流の安定性に影響を与えます。また、外来ノイズの影響を受けやすくなります。実際の使用環境下で高精度計測を実現するには、ケーブル長の影響を出来る限り抑える必要があります。

標準抵抗の温度特性、経時変化

標準抵抗 R_S の安定性は計測機器全体の安定性に大きく影響します。特に、その温度依存性と経時変化には注意が必要です。 被測定抵抗 R_T と標準抵抗 R_S の関係

$$R_T = R_S \frac{V_{OT}}{V_{OS}}$$

により、被測定温度 T が一定である場合、電圧比 (V_{OT}/V_{OS}) も一定であり、標準抵抗 R_S 周

辺の環境温度 T_e が ΔT_e の変化があった場合、被測定抵抗 R_T の測定誤差 ΔR_T は

$$\Delta R_T = \frac{\partial R_S}{\partial T_e} \Delta T_e$$

となります。経時変化に対する計測誤差も同様の式で導くことができます。

よって、特性が安定している抵抗素子を標準抵抗 R_S に採用することが高精度計測には非常に重要なポイントになります。

アナログ・スイッチの切替えノイズ、リーク電流

アナログ・スイッチの切替ノイズやリーク電流が計測誤差の要因になるため、アナログ・スイッチや回路構成の選択には注意が必要です。すなわち、アナログ・スイッチの選択は高速と高精度計測にとって重要です。

低ノイズ、高安定性増幅

白金測温抵抗体の場合、温度変化 1mK に対して抵抗は僅か 0.4mΩ しか変化しません。よって、定電流値を 1mA とすれば抵抗体に生じる電圧変化は 0.4μV になるため、低ノイズで高安定性の増幅が必要です。すなわち、高精度計測のために、オフセット電圧の温度係数が小さいオペアンプやノイズ除去能力の高い回路、そして、ノイズが少ない電源方式、実装方法を選定する必要があります。

AD 変換器の非直線性誤差、分解能、変換速度

センサと回路とのインタフェースではなく、アナログとデジタルとのインタフェース技術になりますが、AD 変換器の選択は計測システムの高速と高精度計測の性能を決めると言っても過言ではありません。高精度計測のためには小さい非直線性誤差と十分な分解を有する AD 変換器を選定する必要があり、また、高速計測のためには変換速度の速い AD 変換器を選定する必要があります。

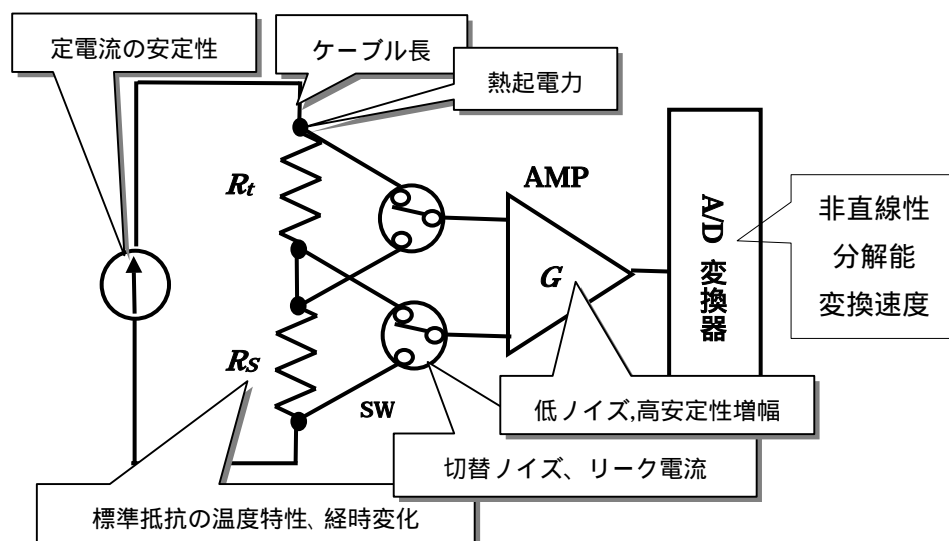


図 29 電位差法による技術的課題

熱電対インタフェース回路設計の実例

熱電対インタフェース回路設計での最大の課題は、基準接点温度補償回路の構成方法です。従来の設計例ではアナログ回路で補償も行う場合が多いですが、温度補償の精度を上げるのは困難です。よって、温度補償用の温度計測回路の出力を直接、AD変換器に接続し、温度補償演算はソフトウェアで行った方が良いでしょう。

温度補償用温度計測回路

温度計測精度を確保するため温度センサには白金測温抵抗体を用います。白金測温抵抗体は回路の近傍に置くことが出来るため2線式を採用し、また、固定抵抗 R_s 出力電圧 V_o 変化型ホイートストン・ブリッジを採用した回路例を図30に示します。

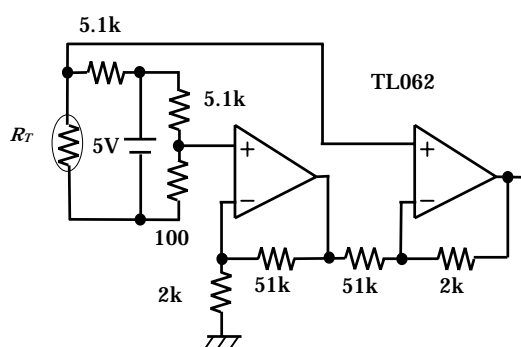


図 30 温度補償用温度計測回路

熱電対インタフェース回路

白金測温抵抗体とホイートストン・ブリッジからなる温度補償回路と差動増幅回路から構成される熱電対インタフェース回路を図31に示します。

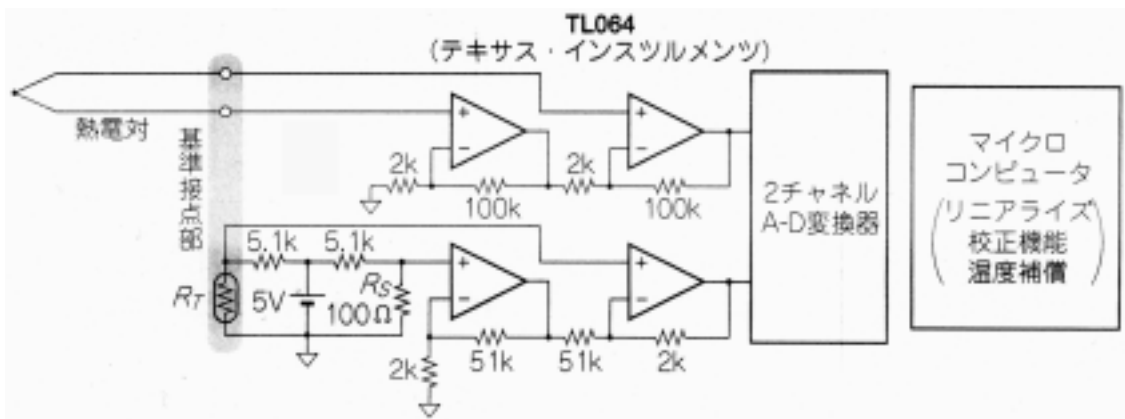


図 31 熱電対インタフェース回路

差動増幅回路の温度依存性

温度計測機器でありながら機器周辺の環境温度変化により指示値がドリフトすることは良くあることです。しかし、実際の使用環境下で指示値の安定性が十分に確保されないならば高精度計測機器とは言えません。電圧比により温度値を求める白金測温抵抗体インタフェース回路と異なり熱電対インタフェース回路では、その温度依存性を十分に抑える必要があ

ります。

図 27 に示す 2 個のオペアンプ使用の差動増幅回路を一例として、回路の温度依存性を解析する方法を説明します。オペアンプの入力換算オフセット電圧 V_{of} を考慮に入れた差動増幅回路の出力電圧 V_o は

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_i + V_{of}) \quad \because V_i = V_+ - V_-$$

となりますので、環境温度変化 ΔT_e に対する出力電圧変化 ΔV_o は

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \left(\frac{\partial V_o}{\partial R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T_e} + \frac{\partial V_o}{\partial R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T_e} + \frac{\partial V_o}{\partial V_{of}} \frac{\partial V_{of}}{\partial T_e} \right) \Delta T_e \\ &= \left[-\frac{\left(\frac{\partial R_1}{\partial T_e} \right)}{R_1} + \frac{\left(\frac{\partial R_2}{\partial T_e} \right)}{R_2} + \left(\frac{V_{of}}{V_i + V_{of}} \right) \frac{\left(\frac{\partial V_{of}}{\partial T_e} \right)}{V_{of}} \right] \Delta T_e \end{aligned}$$

となります。この式はオペアンプのオフセット電圧とオフセット電圧の温度係数 $(\partial V_{of} / \partial T_e) / V_{of}$ と抵抗の温度係数 $(\partial R_1 / \partial T_e) / R_1, (\partial R_2 / \partial T_e) / R_2$ の選定基準を示しています。そ

して、抵抗 R_1, R_2 に同じ温度係数を持つネットワーク抵抗を用いることにより、抵抗の温度係数による影響を打消すことが出来ることを示しています。

高速・高精度計測のための熱電対インタフェース回路設計の注意点

温度センサに熱電対を用いて高速・高精度計測の実現を目指す場合、特に高精度計測の
点に課題が多く存在します。すなわち、熱電対の安定性、熱電対の非直線特性に対する校
正方法に関する問題があります。また、インタフェース回路を設計する上でも重要な問題、
注意点があります。それは、現実の温度計測環境においては、基準接点に氷点槽を用いる
ことが困難であることから生じています。氷点は温度定点から除外されたとはいえ、5mK
程度の安定性を実現することはあまり難しくはありません。しかし、基準接点に氷点槽を
用いる代わりに、図 29 の基準接点部を設けた場合、次の計測誤差要因が新たに発生します。

- ・ 基準接点の温度計測誤差
- ・ 温度補償誤差
- ・ 基準接点内部における温度の不均一性による誤差

すなわち、ソフトウェアにより温度補償演算による誤差を完全に抑え、基準接点部の熱伝
導に関する問題を完全に抑えたとしても、基準接点部の温度計測誤差が温度計測機器の精
度を決めてしまいます。例えば、基準接点の温度計測に精度 0.1 のサーミスタ温度計測回
路を採用しますと、当然のことながら温度計測機器の精度は 0.1 以上にはなりません。

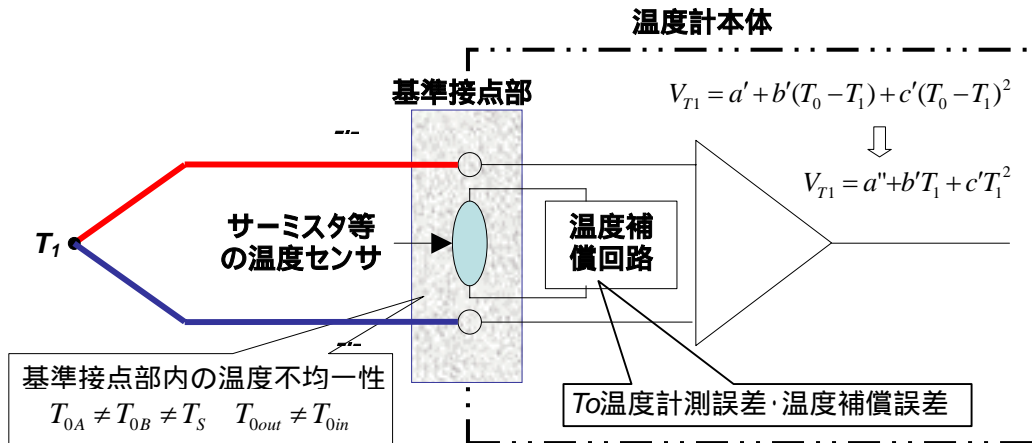


図 32 熱電対計測における技術的課題

今後の課題

温度の高速・高精度計測を実現するためには、高精度計測を得意とする白金測温抵抗体の低熱容量化・素子の微小化による方法と、高速計測を得意とする熱電対の高精度化による方法の2つがあります。現時点では、白金測温抵抗体の微小化が進んでいるため、前者がより良い方法であると考えられます。

しかし、白金測温抵抗体を用いた方法では白金測温抵抗体に一定電流を流すため、自己加熱による計測誤差が付きまといます。また、更なる素子の微小化のためには $R_0 = 100$ より小さい抵抗値にする必要があります。すなわち、電流値と抵抗値を小さくすると温度変化に対する白金測温抵抗体に生じる電圧変化が著しく小さくなり、ノイズ等の問題が大きくなるためにインタフェース回路の設計を著しく困難にします。

本来は白金測温抵抗体の検出回路は直流回路ですが、温度センサからの有効な情報をノイズの海の中から引出すためには、交流回路を考える必要があるかもしれません。この場合には、現在、無線通信分野で研究開発が進んでいる無線通信システムのデジタル化技術が参考になると思われます。

また、電位差(電位変化)法では、高速・高精度計測の性能がAD変換器の性能に大きく依存します。特に高い変換速度と高い分解能が必要となります。AD変換器の性能は年々、著しく向上していますが、[変換速度 * 分解能]の性能向上には限界がある可能性があります。すなわち、AD変換器の性能に大きく依存する電位差(電位変化)法による高速・高精度計測技術には限界があることとなります。その対策として、零バランス法と電位変化法の間際の計測原理、計測システムを検討することも必要ではないでしょうか。

一方、熱電対の高精度化の方法を考えた場合、熱電対材料の安定性が重要となります。その点を考えると金/白金熱電対が良いと言えます。しかし現段階では、両金属の熱膨張率の違い等の問題がどの程度解決されるか未知の部分があります。

また、発展途上のナノ・テクノロジーが高速・高精度計測に適する新たな温度センサを生み出す可能性もあるのではないのでしょうか。

参考文献

菅野允；精密電気計測、コロナ社

高木純一；電気の歴史 - 計測を中心として -、オーム社

トランジスタ技術編集部；センサ・インターフェーシング No.1、CQ 出版社

山形孝雄；トランジスタ技術 SPECIAL No.66 センサ応用回路の活用ノウハウ、CQ 出版社

蒲生良治；マイコン用計測回路とそのインタフェース、CQ 出版社

芝亀吉；計量管理技術双書(16)温度、コロナ社

(社)日本電気計測器工業会；新編温度計の正しい使い方、日本工業出版

(社)計測自動制御学会；新編温度計測、コロナ社

櫻井弘久；新コロナシリーズ 温度とは何か、コロナ社

高田誠二；熱をはかる、日本規格協会

東京天文台；理科年表、丸善

玉虫文一他；理化学辞典、岩波書店