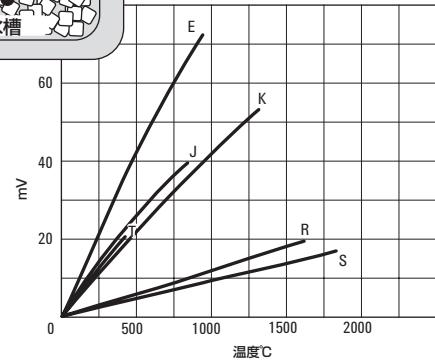
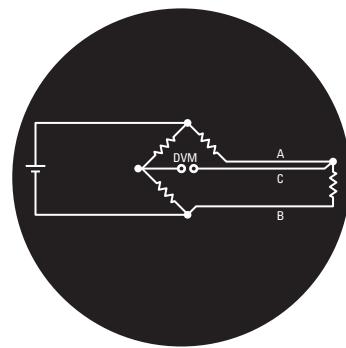
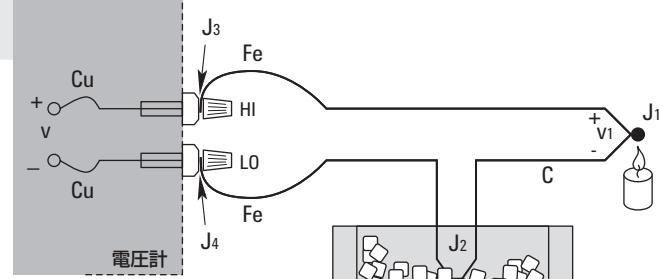
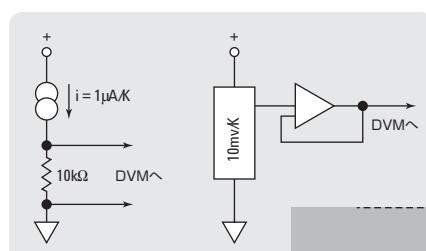
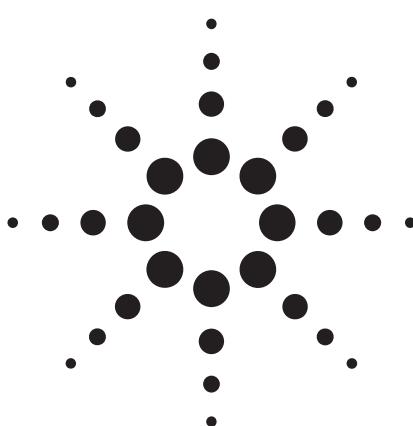


実用的な温度測定

Application Note 290



Agilent Technologies

はじめに	2
熱電対	4
熱電対を使用した測定	11
RTD	18
サーミスタ	22
モノリシック・リニア温度センサ	23
測定システム	24
付録A	26
付録B	27
熱電対ハードウェア	29
参考文献	30

このアプリケーション・ノートでは、一般的な温度測定と、その確度を向上させるための手順について説明しています。

ここでは、最も一般的な温度トランジューサである熱電対、RTD(測温抵抗体)、サーミスタ、ICセンサの4種類を中心に説明します。熱電対は最も広く利用されているにも関わらず、その使用方法が間違っていることがあります。そのため、主に熱電対の測定手法に焦点を当てて解説します。

付録Aに熱電対の経験則を示します。これらは、本書で紹介するすべての数式の基本です。熱電対の理論についての詳細は、参考文献の3をお読みください。

具体的なアプリケーションで熱電対を使用する場合は、付録Bを参考にして最適なタイプの熱電対をお選びください。

このアプリケーション・ノートでは、トランジューサの配置、シグナル・コンディショニング、測定システムなど、実際の温度測定を主に説明しています。

初期の測定器具

温度計は1592年頃、ガリレオが発明したと言われています^{1,2}。フタのない容器に色の付いたアルコールを満たして、上端が空洞の球体になった細長いガラス管を差し込み、持ったままにします。球体を熱すると中の空気が膨張して、アルコール内を気泡になって上がってきました。球体を冷やすと、アルコールがガラス管の中を上がってきます¹。このようにしてガラス管内のアルコールの位置を記録することにより、球体内の温度変化を観察しました。大気圧によって液面が変化したり、ガラス管に目盛がないため、この「逆向き」温度計はあまり上等なものとはいえません。密閉型で目盛の付いた

Florentine温度計が発明されると、温度測定の正確さは飛躍的に向上しました。

その後何十年かの間にいくつもの温度計が考案され、そのどれもが2つ以上の固定温度ポイントを基準にしていました。18世紀初頭になって初めて、1つの温度計が世に広まりました。それはオランダの器具製作者Gabriel Fahrenheitが発明した、正確で再現性の高い水銀温度計です。下端の固定温度ポイントとして、彼は氷に塩(または塩化アンモニウム)を混ぜたものを使用しました。これが彼に作り得た最も低い温度で、そこを「ゼロ度」と表記しました。温度計の上端として彼は人間の血液の温度を使用し、そこを9度と決めました。

なぜ100度でなく96度なのでしょうか？初期の温度計には12の目盛が付いていました。彼は精度を求めて、温度計を24の目盛に、次に48、最終的に96の目盛に分けました。

Fahrenheitの温度計は好評を博しました。それは、彼の作った温度計が再現性が高く、品質が高かったからです。

1742年頃、Anders Celsiusによって、氷の融点と水の沸点を2つの基準ポイントとして使用することが提案されました。彼は水の沸点を0度、氷の融点を100度としました。後になってこの両端が逆転して、百分目盛の温度計が誕生しました。1948年に、その正式名称がセルシウス目盛に変更されました。

19世紀の初め、William Thomson (Kelvin 卿) は理想気体の膨張係数に基づいた、普遍的な熱力学による目盛を考案しました。Kelvinは絶対零度の概念を打ち立て、今でも彼の尺度は近代温度測定学の標準となっています。

近代の4種類の温度目盛の変換式を以下に示します。

$$\begin{aligned} ^\circ\text{C} &= 5/9 (^{\circ}\text{F} - 32) & ^{\circ}\text{F} &= 9/5 ^\circ\text{C} + 32 \\ \text{k} &= ^\circ\text{C} + 273.15 & \text{R} &= ^{\circ}\text{F} + 459.67 \end{aligned}$$

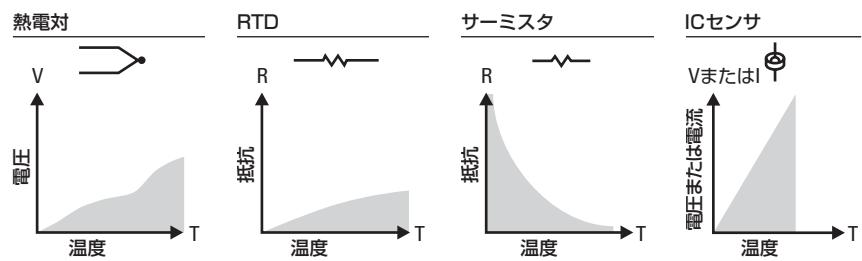
Rankine目盛 ($^{\circ}\text{R}$) は、Kelvin目盛を単に華氏で表したもので、これは、熱力学の先駆者W. J. M. Rankineにちなんだ呼び名です。公式のケルビン目盛には、 $^{\circ}$ 記号は付きません。単位は K° ではなく、 K と表記します。

基準温度

分圧器のように、分温器を作ることはできません。また、距離の測定で長さを加えるように、温度を加えることはできません。自然界で観察可能で、一貫した物理現象として確立された温度を基準にする必要があります。

国際温度目盛 (ITS) は、そのような物理現象を基準にしています。1990年に改訂されたITSでは、17個の固定ポイントとそれに対応する温度が定められています。そのいくつかを表1に示します。

基準として使用するためにこれらの定点温度しかないため、その間を補間するための測定器が必要です。しかし、これらの間を正確に補間するためにトランジスタが必要ですが、その多くが非常に複雑か、高価なので実際の使用には向いていません。本書では最も一般的な4種類の温度トランジスタである、熱電対、測温抵抗体 (RTD)、サーミスタ、ICセンサについてのみ説明しています。



長所

- 電源が必要ない
- シンプル
- 堅牢
- 安価
- 多様な形態
- 温度範囲が広い

- 最も安定
- 最も正確
- 热電対より直線性に優れる

- 高出力
- 高速
- 2線式抵抗測定

- 最も直線性に優れる
- 最も高出力
- 安価

短所

- 非線形
- 低電圧
- 基準接点が必要
- 安定度が最も悪い
- 感度が最も低い

- 高価
- 遅い
- 電流源が必要
- 抵抗の変化が小さい
- 4線式測定

- 非線形
- 温度範囲が狭い
- 脆弱
- 電流源が必要
- 自己加熱

- 250 $^{\circ}\text{C}$ まで
- 電源が必要
- 遅い
- 自己加熱
- 構成の制限

表1
ITS-90定義定点

元素	タイプ	温度 K	温度 $^{\circ}\text{C}$
(H ₂)	水素	13.8033 K	-259.3467 $^{\circ}\text{C}$
(Ne)	ネオン	24.5561 K	-248.5939 $^{\circ}\text{C}$
(O ₂)	酸素	54.3584 K	-218.7916 $^{\circ}\text{C}$
(Ar)	アルゴン	83.8058 K	-189.3442 $^{\circ}\text{C}$
(Hg)	水銀	234.315 K	-38.8344 $^{\circ}\text{C}$
(H ₂ O)	水	273.16 K	+0.01 $^{\circ}\text{C}$
(Ga)	ガリウム	302.9146 K	29.7646 $^{\circ}\text{C}$
(In)	インジウム	429.7485 K	156.5985 $^{\circ}\text{C}$
(Sn)	スズ	505.078 K	231.928 $^{\circ}\text{C}$
(Zn)	亜鉛	692.677 K	419.527 $^{\circ}\text{C}$
(Al)	アルミニウム	933.473 K	660.323 $^{\circ}\text{C}$
(Ag)	銀	1234.93 K	961.78 $^{\circ}\text{C}$
(Au)	金	1337.33 K	1064.18 $^{\circ}\text{C}$

熱電対

異種金属の2本の導線の両端を接合し、一端を熱すると熱電回路を流れる直流が発生します。このことは1821年にThomas Seebeckが発見しました(図2)。

この回路を中央で切断すると、オープン回路の正味の電圧(ゼーベック電圧)は接点の温度と2つの金属の組み合せの関数となります(図3)。

すべての異種金属で、この効果が現れます。2つの金属の最も一般的な組み合せを、その主な特性とともに28ページに示しています。温度変化が小さい場合は、ゼーベック電圧は温度に比例します。

$$e_{AB} = aT$$

ここで a は比例定数(ゼーベック係数)です。(実際の熱電対では、 a は一定ではなく温度に対して変化します。このことは9ページの「電圧-温度の変換」で説明します。)

熱電対の電圧測定

ゼーベック電圧を直接測定することはできません。最初に、熱電対に電圧計を接続する必要があります。ここで、電圧計のリードそのものが新たな熱電回路を形成することになります。

電圧計を銅-コンスタンタン(T型)熱電対に接続して、電圧出力を調べます(図4)。

電圧計で V_1 だけを読みたいのですが、接点 J_1 の出力を測定しようとして、 J_2 と J_3 という二つの余計な金属接点ができてしましました。 J_3 は銅-銅接点なので熱起電力は生じませんが($V_3=0$)、 J_2 は銅-コンスタンタン接点なので、 V_1 の反対側に起電力(V_2)が追加されます。電圧の読み値 V は、 J_1 と J_2 の温度差に比例します。したがって、 J_2 の温度が分からなければ、 J_1 の温度を求めることができません。

基準接点

温度 J_2 を求めるための1つの方法として、この接点を物理的に氷槽の中に置きその温度を0°Cにして、これを基準接点とします。ここでは電圧計の端子接点は両方とも銅-銅のため、新たな熱起電力は発生しません。電圧計の読み値 V は、 J_1 と J_2 の温度差に比例します。

電圧計の読み値は以下のようになります(図5参照)。

$$V = (V_1 - V_2) \cong a(t_{J_1} - t_{J_2})$$

T_{J_1} を摂氏温度とすると、

$$T_{J_1} ({}^\circ\text{C}) + 273.15 = t_{J_1} (\text{K})$$

V の値は、以下のようになります。

$$V = V_1 - V_2 = a[(T_{J_1} + 273.15) - (T_{J_2} + 273.15)] \\ = a(T_{J_1} - T_{J_2}) = (T_{J_1} - 0)$$

$$V = aT_{J_1}$$

図2
ゼーベック効果

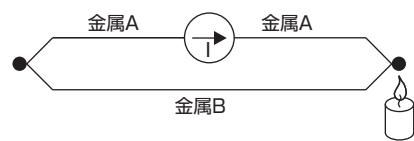


図3

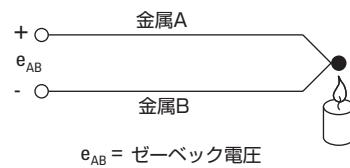
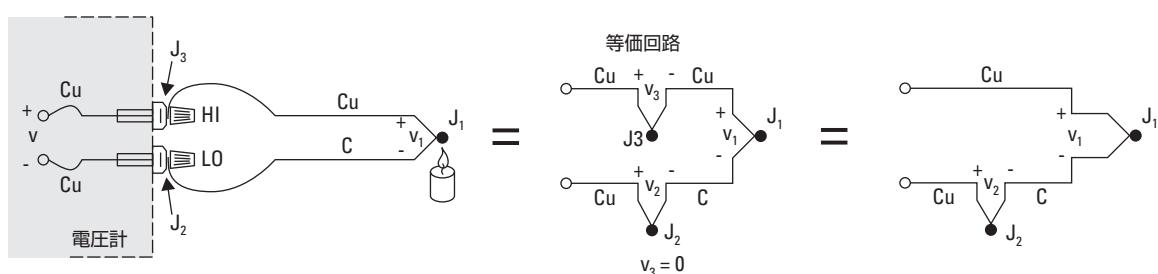


図4
DVMを使用して接点電圧を測定



この長い計算式は、氷槽接点の出力 V_2 が 0 V でないことを強調するために用いています。この値は絶対温度の関数です。

氷点である基準接点の電圧を加えることにより、読み値 V を 0 °C 基準にしました。氷点の温度は正確に管理できるため、この方法はきわめて正確です。氷点は NIST (National Institute of Standards and Technology) では、その熱電対表の基本基準点として使用されてるので、NIST の表を見れば電圧 V を温度 T_{J_1} に直接変換できます。

図5の銅-コンスタンタン熱電対の場合は、銅線が電圧計の端子と同じ金属であり、特異な例です。ここで、銅-コンスタンタンの代わりに鉄-コンスタンタン (J型) 热電対を使ってみましょう。電圧計の両方の端子が Cu-Fe の熱電対接点となり、この鉄の導線は回路内で異種金属の接点数を増加させます (図6)。

電圧計の HI および LO 端子 (J_3 と J_4) がそれぞれ反対に働く限り、この回路はある程度正確な測定が行えます (図7)。

両方のフロントパネル端子が同じ温度でないと、誤差が生じます。より正確な測定を行うには、電圧計の銅のリード線を延長して、銅-鉄の接点を等温ブロック上で行うようにします (図8)。

等温ブロックは電気的には絶縁体ですが良好な熱伝導体もあり、 J_3 と J_4 を等温に保つことができます。二つの Cu-Fe 接点が反対に働くため、ブロックの絶対温度は重要ではありません。この場合も、以下の式が成り立ちます。

$$V = a (T_{J_1} - T_{REF})$$

図5
外部基準接点

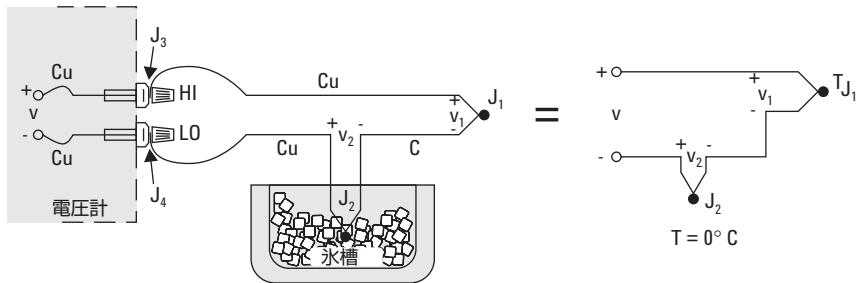


図6
鉄-コンスタンタン
熱電対

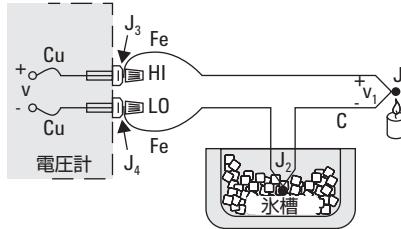


図7
接点電圧の相殺

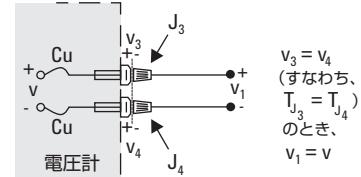
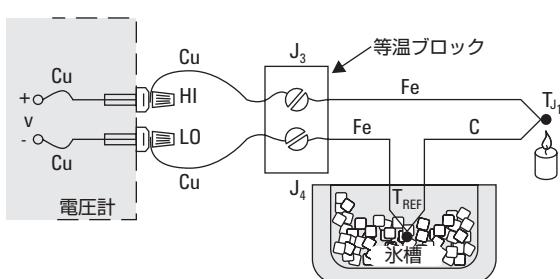


図8
接点をDVM端子
から移動



基準回路

図8の回路は正確な測定を行いますが、できれば氷槽をなくしたいものです。

等温プロックを追加して、氷槽と交換してみましょう(図9)。

新しいプロックは T_{REF} に置き、 J_3 と J_4 はここでも同じ温度なので、次の式が成り立ちます。

$$V = a(T_{J_1} - T_{REF})$$

これでも、二つの熱電対を接続する必要があるので、少し不便な回路です。Cu-Fe接点(J_4)とFe-C接点(J_{REF})を結合して、マイナスの(LO)リードにあるFeの導線をなくしてみましょう。

このためには、まず二つの等温プロックを結合します(図9b)。

出力電圧 V は同じままです。

$$V = a(T_{J_1} - T_{REF})$$

ここで、中間金属の法則(付録Aを参照)を利用して、余分な接点をなくします。この経験則によると、異種の2つの金属間に挿入した第3の金属(この例では鉄)は、それが形成する二つの接点が同じ温度の場合、出力電圧に影響しません(図10)。

LOリード上の鉄(Fe)線が全く必要なくなるので、これは便利な法則です(図11)。

この場合も $V = a(T_{J_1} - T_{REF})$ が成り立ち、 a はFe-C熱電対のゼーベック係数です。

接点 J_3 と J_4 が氷槽から置き換わっています。これら2つの接点が基準接点となります。

図9a
氷槽の除去

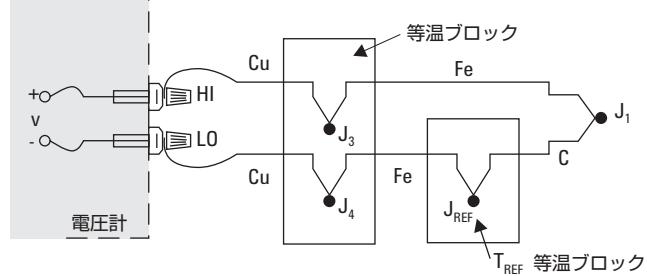


図9b
等温プロックの結合

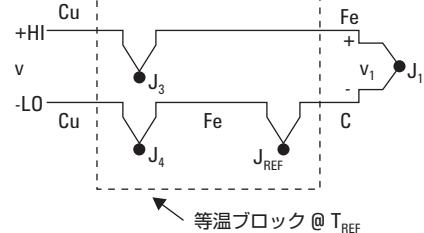


図10
中間金属の法則

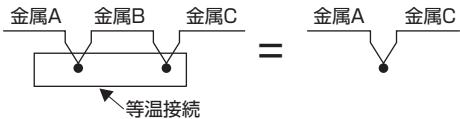
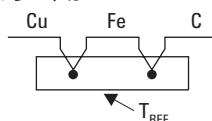


図9bのLOリードは



以下のようにになります

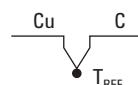
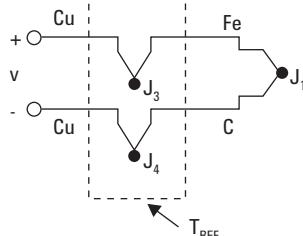


図11
等価回路



次のステップに進みましょう。ここでは、等温プロック(基準接点)の温度を直接測定して、その値を未知の温度 T_{J_1} の計算に使用します(図12)。

抵抗 R_T が温度の関数であるサーミスタを使用すると、基準接点の絶対温度を測定できます。接点 J_3 および J_4 とサーミスタは、等温プロックによって同じ温度にあると仮定します。デジタル・マルチメータ(DMM)を使用して、以下を行います。

1. R_T の測定により T_{REF} が得られ、 T_{REF} を基準接点の等価電圧 V_{REF} に変換します。
2. V を測定し、 V_{REF} を加算して、 V_1 を求め、 V_1 を温度 T_{J_1} に変換します。

この方法は、測定器のソフトウェアやコンピュータを使用して基準接点の影響を補償するので、「ソフトウェア補償」と呼ばれています。等温プロックの温度センサには、RTD、サーミスタ、ICセンサなどの、絶対温度を測定できるデバイスを使用します。

ここで当然、次のような疑問が生じます。すでに絶対温度を測れるデバイスがあるのに、なぜわざわざ基準接点補償が必要な熱電対を使用するのでしょうか？その最も重要な唯一の答は、サーミスタ、RTD、ICセンサは使用可能な温度範囲が限られていることです。これに対して熱電対は広い温度範囲で、また、さまざまな環境で使用できます。熱電対はサーミスタよりずっと堅牢で、金属部分に溶接したり、ネジで留めたりすることも可能です。また、ハンダや溶接により現場で組み立てることも可能です。要するに、熱電対は最も柔軟な温度トランスジーサです。同時に、基準補償やソフトウェアによる電圧-温度変換などの作業はすべて測定システムが行うので、熱電対は導線を取り付けるのと同じくらい簡単に扱えます。

図12
外部基準接点：
氷槽なし

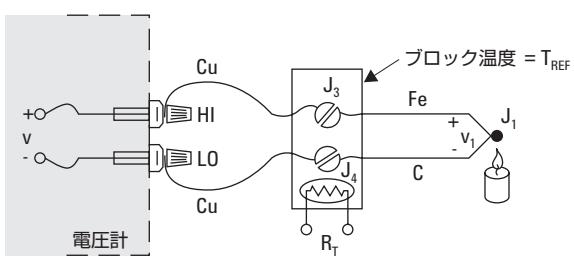
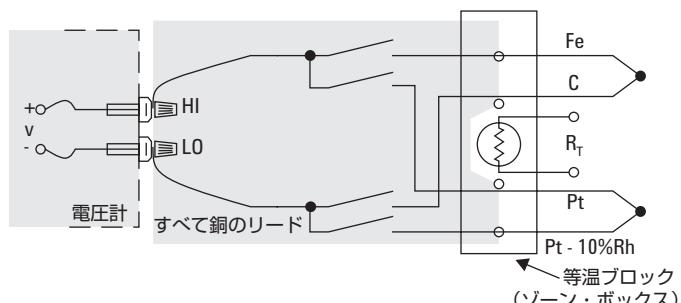


図13
複数タイプの
熱電対をスイッチ



測定すべきデータ・ポイントの数が多い場合は、熱電対は特に便利な測定手段となります。このような場合には、複数の熱電対に対して等温基準接点を使用します(図13)。リレー・スキャナを使用して、電圧計とさまざまな熱電対とを接続します。熱電対のタイプに関わらず、電圧計やスキャナの接続にはすべて銅リード線を使用します。それぞれの熱電対の種類が分かっていれば、同じ等温接点プロック(ゾーン・ボックスとも呼ばれる)上で違うタイプの熱電対を混ぜて使用できます。必要な修正は、ソフトウェアによって行います。接点プロックの温度センサ(R_T)はプロックの中央に置き、温度勾配に起因する誤差を最小限に抑えます。

ソフトウェア補償は、熱電対測定のために使用できる最も柔軟な手法です。同じプロック上に多くの熱電対を接続でき、スキャナではすべて銅リード線を使用でき、測定手法は熱電対の種類に依存しません。また、ゾーン・ボックスが組み込まれたデータ収集システムを使う場合は、1対のテスト・リードを接続することにより簡単に熱電対を接続できます。すべての変換は、測定器のソフトウェアが行います。短所は、基準接点温度の計算に少しの時間がかかるだけです。速度を優先する場合は、ハードウェア補償を使用できます。

ハードウェア補償

ソフトウェア補償では、基準接点の温度を測定してその等価電圧を計算しましたが、その代わりにバッテリを挿入すると、基準接点のオフセット電圧を相殺できます。このハードウェア補償電圧と基準接点電圧の組み合せは、0 °C接点の場合と等価です(図14)。

補償電圧 e は、温度検知抵抗 R_T の関数です。これで電圧 V が0 °C基準になったので、直接測定してNIST表を使って温度に変換できます。

この回路は、「電子氷点基準」⁶とも呼ばれます。これらの回路は、どの電圧計とでも使用でき、さまざまな種類の熱電対用のものが市販されています。大きな欠

点としては、それぞれの熱電対タイプに応じた氷点基準回路が必要なことです。

図15は、リレー・スキャナとともに使用して熱電対入力のブロック全体を補償できる、実用的な氷点基準回路を示しています。ブロック内の熱電対はすべて同じタイプである必要がありますが、利得抵抗を変えるだけで、各入力ブロックを異なるタイプの熱電対に対応させることができます。

ハードウェア補償回路(電子氷点基準)の長所は、基準温度の計算をする必要がないことです。これにより計算作業を2ステップ省略でき、ハードウェア補償による温度測定がソフトウェア補償の場合

よりもいくらか高速になります。しかし、今日の高速マイクロプロセッサとデータ収集システム・デザインの進歩により、これら2つの方法の境界を曖昧なものになっています。また実際のアプリケーションでも、ソフトウェア補償の測定速度はハードウェア補償の速度に近づきつつあります(表2)。

表2

ハードウェア補償	ソフトウェア補償
• 高速	• ソフトウェアによる処理時間が必要
• 1ヶ所の基準接点に対して1種類の熱電対タイプに制限	• 柔軟：どの熱電対タイプでも使用可能
• 再構成が困難：新しい熱電対タイプに対してハードウェアの構成の変更が必要	• 構成の変更が簡単

図14
ハードウェア
補償回路

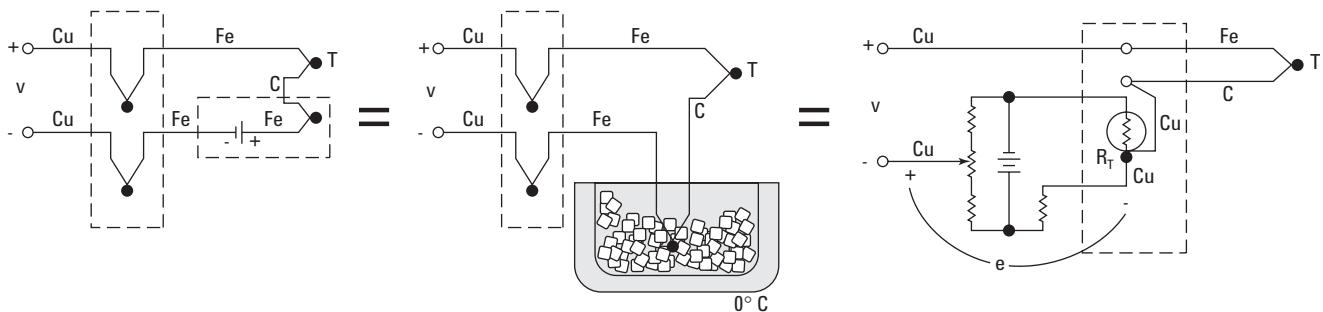
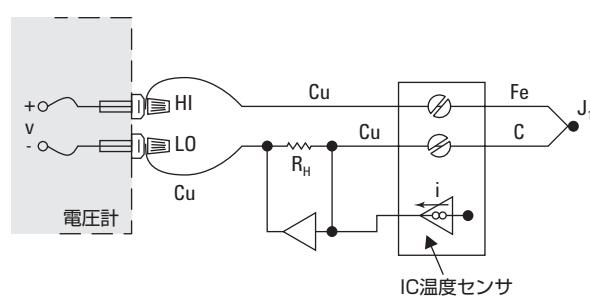


図15
実際のハードウェア
補償



電圧-温度変換

ここまで、ハードウェア補償とソフトウェア補償を使用した氷点基準の合成を行いました。残りは、デジタル電圧計を読んでその読み値を温度に変換することです。残念なことに、熱電対の温度対電圧の関係は線形ではありません。図16は、数種類の一般的な熱電対の出力電圧を、温度の関数としてグラフにしたもので、ここで、曲線の傾き(ゼーベック係数)を温度に対してグラフにすると(図17)、熱電対は非線形デバイスであることがよく分かります。

図17の水平ラインは一定の a 、つまり線形デバイスを表しています。この図では、K型熱電対の a が、0 °C ~ 1000 °C の範囲で一定に近くなっています。したがって、K型熱電対と、乗算電圧計および外部氷点基準を使用すると、かなり正確な直接温度測定が行えます。すなわち、温度測定はスケール係数のみが関係します。

ゼーベック係数の変化を見ると、1個の一定のスケール係数しか使用しない場合は、システムの温度範囲が制限され、システムの確度も限られることが容易に分かります。より良好な変換確度は、電圧計を読んで、NISTの熱電対表⁴を参照することにより得ることができます(NIST Monograph 175:表3)。

これらの参照表の値をコンピュータに保存することもできますが、相当なメモリを消費します。より便利な方法として、べき級数多項式を使用して表の値を近似する方法があります。

$$t_{90} = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \dots + c_n x^n$$

ここで

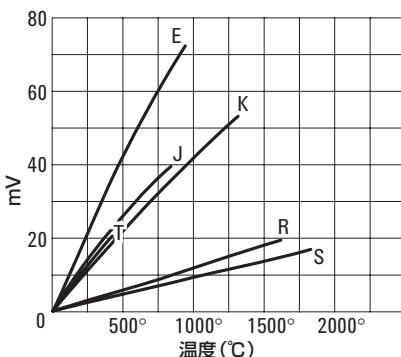
t_{90} = 温度

x = 熱電対電圧

c = 各熱電対に固有の多項式係数

n = 多項式の最大次数

図16
熱電対の温度と電圧の
グラフ



タイプ	金属	+	-
E	クロメル	vs. コンスタンタン	
J	鉄	vs. コンスタンタン	
K	クロメル	vs. アルメル	
R	白金	vs. 白金と ロジウム13%	
S	白金	vs. 白金と ロジウム10%	
T	銅	vs. コンスタンタン	

図17
ゼーベック係数と温度

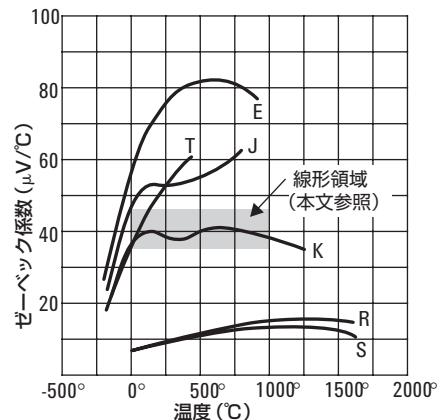


表3
E型熱電対

摂氏温度 (ITS-90)												
mV	.00	.01	.02	.03	.04	.05	.06	.07	.08	.09	.10	mV
0.00	0.00	0.17	0.34	0.51	0.68	0.85	1.02	1.19	1.36	1.53	1.70	0.00
0.10	1.70	1.87	2.04	2.21	2.38	2.55	2.72	2.89	3.06	3.23	3.40	0.10
0.20	3.40	3.57	3.74	3.91	4.08	4.25	4.42	4.59	4.76	4.92	5.09	0.20
0.30	5.09	5.26	5.43	5.60	5.77	5.94	6.11	6.28	6.45	6.61	6.78	0.30
0.40	6.78	6.95	7.12	7.29	7.46	7.63	7.79	7.96	8.13	8.30	8.47	0.40
0.50	8.47	8.64	8.80	8.97	9.14	9.31	9.48	9.64	9.81	9.98	10.15	0.50
0.60	10.15	10.32	10.48	10.65	10.82	10.99	11.15	11.32	11.49	11.66	11.82	0.60
0.70	11.82	11.99	12.16	12.33	12.49	12.66	12.83	12.99	13.16	13.33	13.50	0.70
0.80	13.50	13.66	13.83	14.00	14.16	14.33	14.50	14.66	14.83	15.00	15.16	0.80
0.90	15.16	15.33	15.50	15.66	15.83	16.00	16.16	16.33	16.49	16.66	16.83	0.90
1.00	16.83	16.99	17.16	17.32	17.49	17.66	17.82	17.99	18.15	18.32	18.49	1.00
1.10	18.49	18.65	18.82	18.98	19.15	19.31	19.48	19.64	19.81	19.98	20.14	1.10
1.20	20.14	20.31	20.47	20.64	20.80	20.97	21.13	21.30	21.46	21.63	21.79	1.20
1.30	21.79	21.96	22.12	22.29	22.45	22.61	22.78	22.94	23.11	23.27	23.44	1.30
1.40	23.44	23.60	23.77	23.93	24.10	24.26	24.42	24.59	24.75	24.92	25.08	1.40

n が増加すると、多項式の確度が向上します。低次の多項式は、狭い温度範囲を対象にしてシステム速度を向上させるために使用できます。表4は、データ収集システムでのソフトウェア補償で使用される多項式の例です。ソフトウェアは指數関数を直接計算せずに、実行時間を短縮のために、ネスト多項式を使用するようにプログラムされています。表4に示すように、範囲外温度では多項式のフィッティングは急激に劣化するので、これらのリミット外に使用しないでください。

高次多項式の計算は、今日の高速なマイクロプロセッサでも時間のかかる作業です。前にも触れたように、なるべく狭い温度範囲で低次の多項式を使用した方が時間を短縮できます。1つずつデータを収集するソフトウェアでは、熱電対の特性曲線を8つに分けて、各領域を3次多項式により近似します(図18)。

このデータ収集システムは出力電圧を測定して、それを8個の領域に分類して、それぞれに適切な係数を選択します。この手法は高次の多項式よりも、速度と確度の両面で優れています。

多くの新しいデータ収集システムでは、さらに高速なアルゴリズムも使用されています。さらに多くの領域に分けて、1次式を使用して、1秒間に数百、数千の計算を実行できるようになっています。

これまでに説明したプロセスでは、熱電対の電圧を正確かつ簡単に測定できることが前提になっていました。しかし、表5を少し見ただけでも、熱電対の出力電圧がきわめて小さいことが分かります。ここで、システム電圧計の必要条件を考えます。

表4
NIST ITS-90多項式係数

熱電対タイプ	J型	K型
温度範囲	-210 °C~0 °C	0 °C~760 °C
誤差範囲	-0.05~+0.03 °C	± 0.04 °C
多項式の次数	8次	7次
C_0	0	0
C_1	1.9528268×10^1	1.978425×10^0
C_2	-1.2286185×10^0	-2.001204×10^{-1}
C_3	-1.0752178×10^0	1.036969×10^{-2}
C_4	$-5.9086933 \times 10^{-1}$	-2.549687×10^{-4}
C_5	$-1.7256713 \times 10^{-1}$	3.585153×10^{-6}
C_6	$-2.8131513 \times 10^{-2}$	-5.344285×10^{-8}
C_7	$-2.3963370 \times 10^{-3}$	5.099890×10^{-10}
C_8	$-8.3823321 \times 10^{-5}$	
C_9		

温度変換式 : $t_{90} = C_0 + C_1X + C_2X^2 + \dots + C_9X^9$

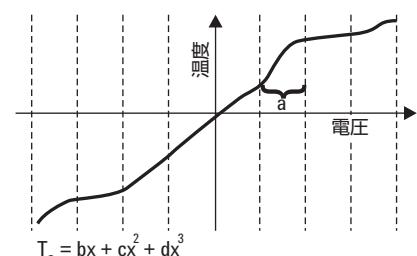
ネスト多項式(4次の例) : $t_{90} = C_0 + X(C_1 + X(C_2 + X(C_3 + C_4X)))$

表5
必要なDVM感度

熱電対タイプ	ゼーベック係数@25 °C ($\mu\text{V}/\text{°C}$)	0.1 °C (μV) 精度のための DVM感度
E	61	6.1
J	52	5.2
K	40	4.0
R	6	0.6
S	6	0.6
T	41	4.1

一般的なK型熱電対の場合でも、0.1 °C の検出のために4 μV の分解能が必要です。そのため、電圧計には優れた分解能(ビット数が多いほど良い)と、測定確度の両方が要求されます。この信号振幅では、システムのどの部分のノイズにも影響されます。そのためシステムのデザインでは、ツリー・スイッチング、ノーマル・モード・フィルタリング、積分、絶縁など、いくつかの基本的なノイズ除去を行います。

図18
領域に分けた曲線



熱電対を使用した測定

ノイズ除去

ツリースイッチング：スキャナのチャネルをグループに分けて、それぞれにメイン・スイッチを配置します。

ツリー・スイッチングをしないと、浮遊容量によりすべてのチャネルがノイズ源となる場合があります。ツリー・スイッチングにより、並列チャネル容量のグループが1個のツリー・スイッチ容量と直列に配置されます。チャネル間容量が減少するので、大規模なデータ収集システムではクロストークが大幅に減少します。

アナログ・フィルタ：フィルタを電圧計の入力に使用することにより、ノイズを減少できます。干渉を大幅に減らしますが、電圧計のステップ入力に対する応答が遅くなります（図20）。

積分：積分はA/D変換手法であり、基本的に電源周期に対してノイズを平均化します。そのため、電源に関するノイズや高調波は事実上除去されます。積分周期が整数の電源周期よりも短かいと、ノイズ除去特性がなくなります。

熱電対回路が長いときは、特に電源に関連したノイズの影響を受けやすくなります。したがって、熱電対電圧の測定には積分型A/Dコンバータの使用をお勧めします。最近の技術革新により、従来安価だったA/Dテクノロジーと同じくらいにコストが下がったため、積分は特に魅力的なA/D変換手法となっています。

図19
ツリー・スイッチング

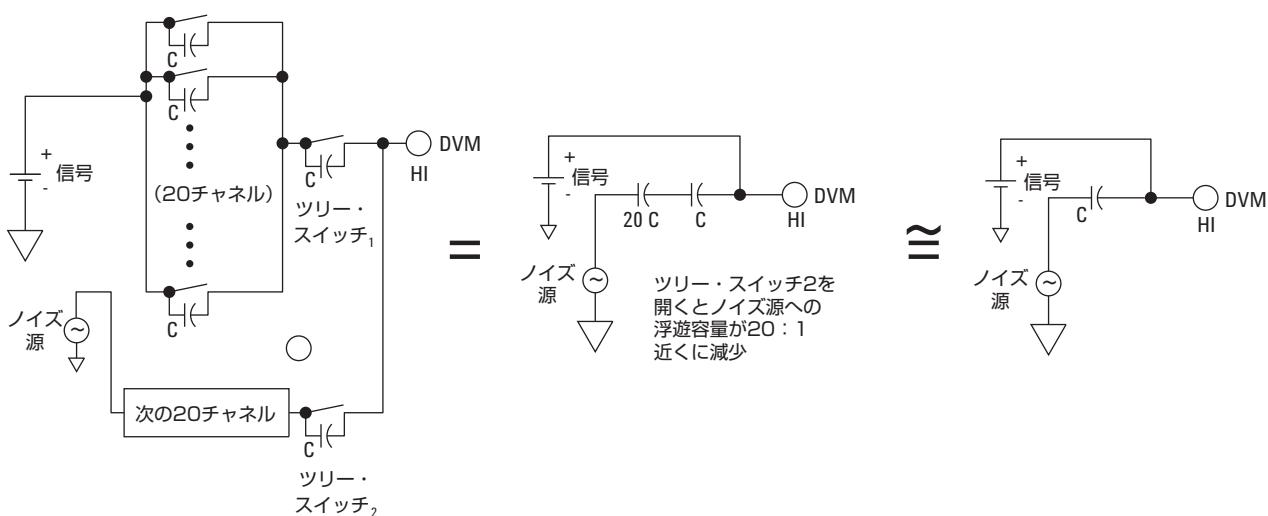
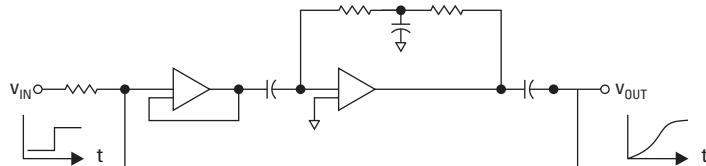


図20
アナログ・フィルタ



絶縁：測定リード線に共通したノイズ源を、コモン・モード・ノイズと言います。入力を絶縁するとノイズが減少するだけでなく、測定システムをグランド・ループやグランド・トランジエントから保護することができます(図21)。

熱電対のリード線が、220V AC電源と同じパイプ内に配線してあるとします。電源ラインと熱電対導線間のキャパシタンスにより、両方の熱電対導線にほとんど同じ大きさのAC信号が生じます。これは理想的な回路では問題になりませんが、電圧計は理想的ではありません。そのロー端子とグランド(アース)間にはいくらかのキャパシタンスがあります。このキャパシタンスと熱電対リード抵抗に電流が流れ、ノーマル・モード信号が発生し、測定誤差が生じます。

この誤差は、ロー・アース間のキャパシタンスが最小になるように注意深くデザインして、入力端子とアース端子とをアイソレートすることにより、減少できます。アイソレートしていない、グランド基準の入力(「シングルエンド」入力は多くの場合、グランド基準)は、コモン・モード・ノイズを除去できません。コモン・モード電流がロー・リード線を通って直接グランドに流れ、かなり大きな読み取り誤差を生じことがあります。

熱電対接点がコモン・モード・ノイズ源と接している場合は、入力のアイソレートはグランド・ループを除去するために特に効果的です。

図22は、電流で過熱している溶融金属浴の中心温度を測定する例を示しています。金属浴の中心の電位は120 Vrmsです。この等価回路を図23に示します。

アイソレートされた入力は、LOとアース間の高いインピーダンスを保つことにより、ノイズ電流を除去します。アイソレートされていないシステムでは、図24のようにアースへの経路がつながってグランド・ループが生じます。その結果の電流は危険なほど高く、機器とオペレータに損傷を与える危険性があります。

図21
アイソレートにより、
コモン・モード
電流を最小化

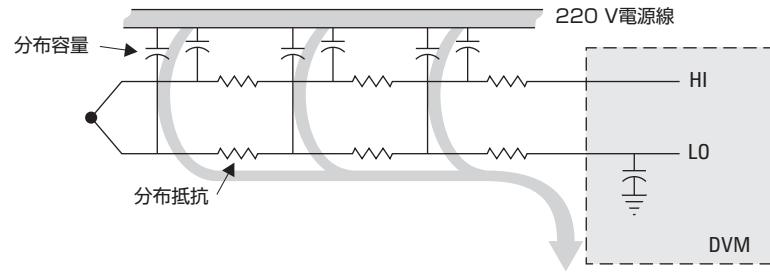


図22

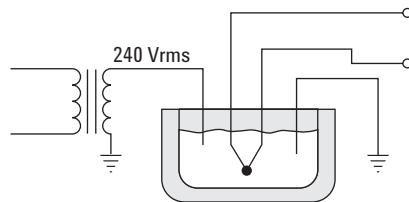


図23

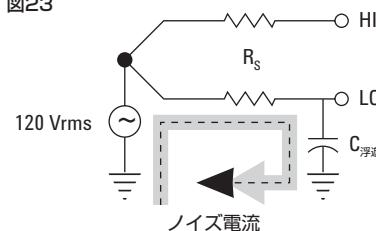
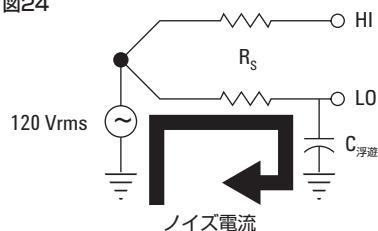


図24



きなコモン・モード・ノイズが生じる可能性のある測定では、入力のアイソレートが必要です。

入力をアイソレートするだけでは十分でない場合もあります。図23では、電圧計の入力は、120 Vrmsのコモン・モード・ノイズに対してフローティングしています。これらは、グランドからの±170 Vのピーク・オフセットに耐えて、しかも正確な測定を行う必要があります。電子FETスイッチによりアイソレートされたシステムは、通常アースからの±12 Vのオフセットに対応できるだけです。したがって、このようなアプリケーションで使用すると、入力が損傷します。

解決法としては、市販の外部シグナル・コンディショニング(絶縁変圧器/増幅器)を使用して入力をバッファし、コモン・モード電圧を除去します。または、簡単な別の方法として、数百Vをフローティングできるデータ収集システムを使用します。

R_S を小さくすることによっても、ノイズを抑えられます。これには、直列抵抗の小さい、太い熱電対導線を使用します。また磁気ノイズを防止するには、熱電対を均一にねじる必要があります。また、ツイスト・ペアの延長導線も市販されています。

実用上の注意

ここまで、基準接点の概念、多項式を利用した絶対温度データへの変換、ノイズの影響を最小に抑えるための方法について説明してきました。ここでは、熱電対導線そのものに注意を向けています。多項式の曲線フィッティングは、熱電対導線の品質に依存します。つまり、温度測定をする間にディキャリブレートされない必要があります。ここでは、熱電対測定の注意点に付いて説明します。

データ収集システム固有の確度や、その等温基準接点を別にすると、測定誤差の大部分は主に以下に起因します。

1. 接点の接続不備
2. 热電対導線のディキャリブレーション
3. 並列インピーダンスとガルバニック作用
4. サーマル・シャント
5. ノイズ電流とリーク電流
6. 热電対の仕様
7. ドキュメンテーション

接点の接続不備

2本の熱電対導線を接合するための許容される方法は、ハンダ、銀ハンダ、溶接などいくつかあります。熱電対導線を互いにハンダ付けする場合、熱電対回路に第三の金属が導入されることになります。熱電対の両側の温度が同じである限り、ハンダによって誤差が生じないはずです。しかしハンダは、熱電対の接点の最大温度を制限します(図25)。高温の温度測定を行う場合は、接合部を溶接する必要があります。しかし、溶接は簡単に行える作業ではありません⁵。過熱は導線を劣化させ、また溶接ガスや溶接中の空気は熱電対金属に浸潤して、その特性を変化させる可能性があります。これらの問題に加えて、接合する2つの金属の特性にも敏感です。

図25
熱電対の
ハンダ付け

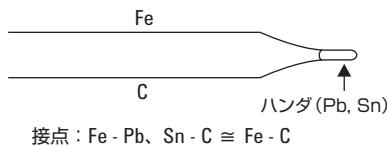
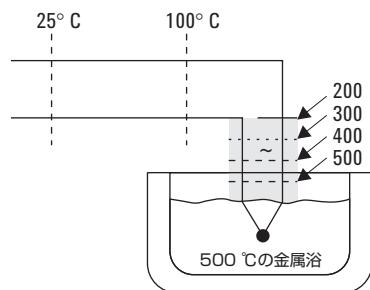


図26
温度勾配により、
電圧が発生



市販の熱電対は一様に溶接されるように、容量放電という手法を使用して高価な機械で溶接されています。

溶接がまざいと接合が破断します。これは、測定で破断熱電対検査を行うことにより検出できます。これは、多くのデータ・ロガーやデータ収集システムで一般的に提供されているテスト機能です。

ディキャリブレーション

ディキャリブレーションは見かけ上は正しい温度読み値が得られるので、接合部の破断に比べてはるかに重大な障害です。ディキャリブレーションとは、熱電対導線の構成成分が知らないうちに変化して、仕様範囲内でNIST多項式に適合しなくなるプロセスです。ディキャリブレーションは、過大な温度により空気中の粒子が金属に浸潤して生じる場合があります。これは金属の高温焼純や冷間加工の効果が原因の場合があり、導線をパイプ内に引いたり、手荒い取り扱いや振動によってストレスをかけた場合に生じます。焼純は、導線の温度勾配を受ける部分内で生じる場合があります。

Robert Moffatは、“Gradient Approach to Thermocouple Thermometry”の中で次のように説明しています。つまり、熱電対電圧は必ずしも接点ではなく、温度勾配のある導線の部分で実際に発生します⁶。例えば、サーマル・プローブを溶融金属浴中に配置すると、事実上等温の2つの部分と、大きな温度勾配を持った1つの部分ができます。

図26では、熱電対接点のどの部分でも出力電圧が発生しません。影付きの部分が、事実上、熱電対電圧のすべてを発生している部分となります。経年劣化や焼純により、この熱電対の出力がドリフトしていることがわかった場合は、熱電対接点の部分だけを取り替えるも解決にはなりません。熱電対電圧を出しているのは影付きの部分なので、この部分全体を取り替える必要があります。

熱電対導線は完璧に製造することはできません。出力電圧の誤差の原因となる欠陥を持つ場合もあります。特に、急な温度勾配のある部分と重なった場合は、このような不均一性が致命的な結果をもたらすことがあります。

導線のどの部分が欠陥を持つかは分からないので、最適な対策は急な温度勾配を避けることです。勾配は金属スリープを設置したり、熱電対導線を注意深く配置することで減少できます。

並列インピーダンス

高温は、熱電対導線の絶縁材にも悪影響を及ぼすことがあります。絶縁抵抗は温度上昇に伴って指数的に低下し、仮想的な接点となります。高温で動作する、完全にオープンの熱電対を考えます(図27)。

リーケ抵抗 R_L は経路を閉じるほど十分に低く、不正な電圧読み値になる可能性があります。また、熱電対がオープンではないが、きわめて小径の導線を非常に長距離で使用している場合を考えます(図28)。

熱電対導線が細いと、その直列抵抗 R_S はきわめて大きく、極端な場合は $R_L < R_S$ となります。この場合は、熱電対接点が R_L にあることになり、出力は T_2 ではなく T_1 に比例します。

高温はその他にも、熱電対導線に有害な影響を与えます。絶縁材中の不純物や化学物質が熱電対金属の中に浸潤して、温度対電圧の関係が仕様を外れることが考えられます。熱電対を高温中で使用する際は、絶縁材を注意深く選択する必要があります。外気からの影響は、適切な保護金属材やセラミック製シースの選択により最小限に抑えることができます。

ガルバニック作用

一部の熱電対の絶縁材で使われる色素は、水があると電解質を形成する場合があります。これがガルバニック作用を起こすと、出力電圧がゼーベック効果の数百倍になります。熱電対導線を過酷な環境や液体からシールドする予防措置が必要です。

図27
リーケ抵抗

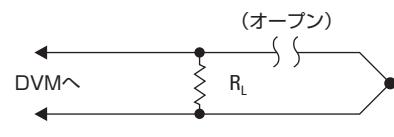
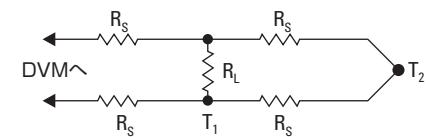


図28
可能な接点



サーマル・シャント

どのような熱電対にも質量があります。質量を熱するにはエネルギーが必要なので、測定すべき温度を熱電対自身が少し変化させます。測定対象の質量が小さければ、必然的に熱電対も小さくする必要があります。しかし細い導線で作られた熱電対は、汚染、焼鈍、変形、並列インピーダンスの影響を受ける可能性がきわめて高くなります。これらの影響を抑えるためには、熱電対の延長導線を使用できます。

市販の延長導線は、主に測定に使用する熱電対と電圧計が離れている場合に使用するものです。延長導線は、特定の熱電対タイプと非常によく似たゼーベック係数をもつ金属で作られています。一般に延長導線は、長距離で使用してもその直列抵抗が影響しないだけの太さをもっています。また細い熱電対導線よりも、容易にパイプ内を通すことができます。また、一般に希少金属の熱電対導線よりも、ずっと低い温度範囲で使用するように仕様化されています。延長導線は実用的なサイズを持つ長所に加えて、標準の熱電対導線よりも安価です。これは、白金ベースの熱電対に対する場合に特に言えます。

延長導線は狭い温度範囲で仕様化されていて、機械的なストレスも受けやすいので、延長導線全体の温度勾配を最小に抑える必要があります。これにより、温度勾配の考え方から、出力信号は事実上全く延長導線による影響を受けなくなります。

ノイズ：電源関連のノイズはデータ収集システムにつきものであり、これについてはすでに説明しました。積分、ツリー・スイッチング、アイソレートなどの手法により、電源が関係する干渉の大部分をキャンセルできます。広帯域ノイズは、アナログ・フィルタを使って除去できます。

データ収集システムが除去できないノイズの1つに、DCリーケ電流に起因したDCオフセットがあります。かなりの誤差が生じるほど大きなDCリーケ電流が発生することはあまりありませんが、その存在の可能性には注意する必要があります。また特に、熱電対導線が細くて並列インピーダンスが高い場合は防止する必要があります。

導線の校正

熱電対導線は、NIST表に適合する仕様で製造されています。この仕様は、導線の校正(既知の温度でテスト)により向上する場合があります。連続したスプール上の続いた導線部分は、一般に仕様化された許容値よりも相互の特性が向上する場合があります。しかしその出力電圧は、絶対仕様の中心よりも少しずれる可能性があります。

基本仕様を向上させるために導線を校正する場合は、ディキャリブレーションを避けるために、これまで述べた条件に対して特に注意してください。

ドキュメンテーション

ドキュメンテーションが電圧測定誤差の原因というのは、不条理に聞こえるかもしれません。しかし熱電対システムはとても使いやすいため、データ・ポイントの数も大量になる傾向があります。全体のデータが、手に負えないほどの量になることもあります。大量のデータを取得すると、ラインのラベルの間違い、NIST曲線の間違いなどが原因のエラーが生じる可能性があります。

チャネル番号は常に変化するため、データはチャネル番号だけでなく、測定に従って分類する必要があります¹⁰。トランジューサの種類、出力電圧、代表値、場所などの、測定に関する情報はデータ・ファイルに記録できます。これは、PCでも、またあらかじめ印刷した用紙に記入する簡単な方法でも行えます。また、どのようにデータを保持する場合でも、システムの重要性は過小評価するべきではありません。複雑なデータ収集プロジェクトの立ち上げでは、特にこのことが言えます。

診断

これまで述べてきた誤差の原因の大部分は、温度リミットに近くで熱電対を使用するとさらに悪化します。ほとんどのアプリケーションで、そのような状況はそう頻繁に起こらないかもしれません。しかし高温の環境で、小さな熱電対を使う場合にはどうでしょうか？熱電対により誤差の多い結果が、いつ生じるか分かりますか？信頼性の高い診断手順を用意する必要があります。

さまざまな診断手法を使用することにより、R.P. Reedは障害のある熱電対およびデータ・チャネルを見つけるための、優れたシステムを開発しました¹⁰。このシステムは、イベントの記録、ゾーン・ボックス・テスト、熱電対抵抗履歴の3つの部分から構成されています。

イベント記録：診断の最初はテストではなく、測定に間接的に影響する可能性のある関連イベントの記録です。その例を以下に示します。

図29 3月18日 イベント記録

10:43	電源異常
10:47	電源復旧
11:05	M821をK型熱電対に変更
13:51	新しいデータ収集プログラム
16:07	M821の測定値がおかしい

プログラム・リストを見ると測定#M821はJ型熱電対を使用していて、新しいデータ収集プログラムはこれをJ型として解釈していました。しかしイベント記録を見ると、熱電対#M821はK型に変更されていましたが、この変更がプログラムに反映されていなかったことが明らかです。異常の大部分は簡単に発見できませんでしたが、イベント記録を見てシステムの測定に予想外の変化があった理由が分かりました。何百ものデータ・ポイントを測定するように構成されたシステムでは、このような例をよく見かけます。

ゾーン・ボックス・テスト：ゾーン・ボックスは既知の温度に保つ等温端子ブロックであり、氷槽基準の代わりに使用します。ここで一時的に熱電対を直接ゾーン・ボックスで短絡すると、システムはゾーン・ボックスの温度に合わせて近い温度、すなわち室温に近い温度を測定するはずです（図30）。

熱電対のリード抵抗がシャント抵抗よりもかなり大きければ、銅線の短絡により $V=0$ となります。通常の短絡しない場合は T_J の測定を意図していて、システムは以下を読みます。

$$V = a(T_J - T_{REF})$$

しかし機能テストのために、 $V=0$ となるように端子を短絡させました。したがって表示される温度 T_J は以下のようになります。

$$0 = a(T_J - T_{REF})$$

$$T_J = T_{REF}$$

したがって、DVMの読み値 $V=0$ は、システムはゾーン・ボックスの温度を示していることになります。最初に T_J (T_{REF} とは異なる) の温度を測定し、次に銅線で熱電対を短絡させて、 T_J の代わりにゾーン・ボックスの温度が示されることを確かめました。

この簡単なテストは、コントローラ、スキャナ、電圧計、ゾーン・ボックス補償がすべて正常に動作していることを検証するものです。実際に、このシンプルな手順で熱電対導線そのものを除くすべてがテストできます。

図30
端子部分で
熱電対を短絡

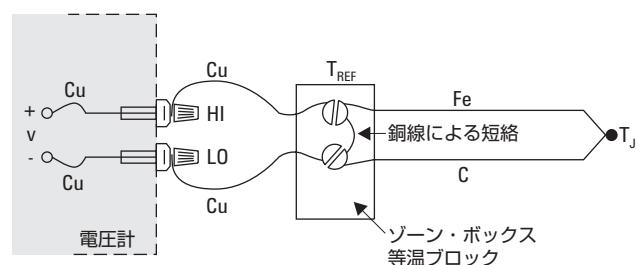


図31
燃焼している
石炭層

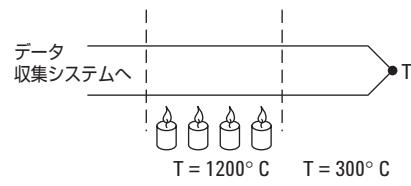
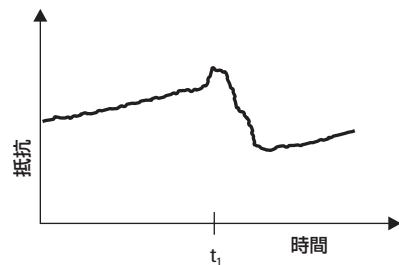


図32
熱電対の
抵抗と時間



熱電対の抵抗：熱電対の抵抗の急な変化は、警告と考えることができます。熱電対導線の各セットに対して抵抗と時間をプロットすると、抵抗が急激に変化した箇所をすぐに見つけられます。これは導線の破断、絶縁不良による導線の短絡、振動疲労が原因の変化、その他さまざまな障害メカニズムを示すと考えられます。

例えば、図31のような熱電対測定を考えます。

ここでは、点火された地下の石炭層の温度特性を知りたいと思っています。導線は高温の部分を通って、冷めた部分に到達しています。急に、測定中の温度が 300°C から 1200°C に上昇しました。石炭層の燃焼部分が移動したのでしょうか？ または熱電対の絶縁が破損して、ホット・スポットの部分で2つの導線間に短絡が起こったのでしょうか？

熱電対導線の抵抗の履歴を保持していれば、実際に何が起きたかの推測が可能です（図32）。

温度の変動とともに導線の抵抗も変わるので、熱電対の抵抗も時間の経過とともに変化します。しかし抵抗の急激な変化は、何らかの障害を表しています。この場合は抵抗が突然に低下したため、絶縁が機能しなくなった結果、熱電対ループが短縮したことを示しています(図33)。

新たな接点はT₁でなく、T_Sを測定することになります。抵抗測定により、どのような物理現象が起きたか解析するための情報が得られました。通常のオープン熱電対検査では、このような障害は発見できません。

抵抗の測定：ここでは、熱電対の抵抗を調べることが、簡単な測定であるかのようにして説明してきました。しかし熱電対が電圧を発生しているとき、その電圧により抵抗測定に大きな誤差が生じる可能性のあることに注意する必要があります。熱電対の抵抗を測定することは、電池の内部抵抗を測定することに似ています。この問題は、オフセット補償抵抗測定という方法により対処できます。

図33
抵抗変化の原因

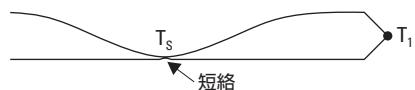
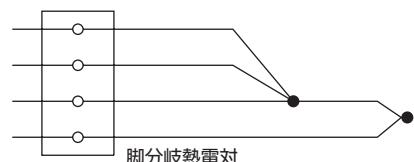


図34



名称が示すように、この方法では最初に抵抗電流源なしで、熱電対のオフセット電圧を測定します。次に抵抗電流源をオンにして、抵抗に対する電圧を測定します。測定器のファームウェアが熱電対のオフセット電圧を補償して、熱電対の実際のソース抵抗が測定されます。

特殊な熱電対：極端な状況では、診断用の熱電対回路構成を使用できます。このような構成として、4線式熱電対回路を形成する「先端分岐」と「脚分岐」の熱電対があります。これらを使用して導線の動作チェックのために、温度、ノイズ電圧、ノイズ抵抗などの冗長測定が行えます(図34)。それぞれの機能については参考文献の8に詳しく説明されています。

まとめ

まとめると、熱電対システムの品質は、以下を注意することにより向上します。

- 測定部分から熱を奪わないで、かつ可能な限り太い導線を使用します。
- 細い導線が必要な場合は測定部分だけに使用し、温度勾配のない部分には延長導線を使用します。
- 導線を変形させるような機械的なストレス、振動を避けます。
- 長い熱電対導線を使用する場合は、シールド付きのツイスト・ペア延長導線を使用します。
- 急な温度勾配を避けます。
- 热電対導線の温度定格を十分に守って使用します。
- 高い分解能と確度の積分型A/Dコンバータを使用します。
- 十分なオフセット性能を持ったアイソレートされた入力を使用します。
- 厳しい環境では適切な被覆材を使用して、熱電対導線を保護します。
- 延長導線は温度が低く、温度勾配の小さな部分でのみ使用します。
- イベント・ログと、熱電対抵抗を常に記録します。

歴史

Seebeckが熱起電力に関する発見を行ったのと同じ年に、Humphery Dary卿は金属の抵抗率が顕著な温度依存性を示すことを発表しました。50年後、William Siemens卿は抵抗温度計の素子として白金を使うことを提案しました。今日まで白金は高精度の抵抗温度計の主要素子として使用されていて、彼の選択は正しかったことが証明されました。実際に今日、白金測温抵抗体 (RTD) は、平衡水素の三重点 ($-259.3467^{\circ}\text{C}$) から銀の凝固点 (961.78°C) までの補間標準として使われています。

白金は優れた安定性を保ちながら高温にも耐えるため、特にこの目的に適しています。貴金属なので、汚染にも強い性質を持っています。

白金を使用した古典的な測温抵抗体 (RTD) は、1935年にC.H.Meyersによって提案されました¹²。彼は交差した雲母織維に白金のらせんコイルを巻き、それをガラス管に入れたものを作りました。この構造によりワイヤの変形を防ぐとともに、抵抗値を最大にできます(図35)。

この構造はきわめて安定した素子を形成しますが、白金と測定点との間の熱的接触が非常に小さいので、熱応答時間が遅くなります。また壊れやすいため、今日では実験室標準としての使用に限られています。

MeyersのRTDに代わって、もう一つの実験室標準が現れました。それはEvansとBurnsによって提案されたバードケージ型素子です¹⁶。この白金素子は支えがほとんどないため、自由に動くので温度変化による膨張や収縮がしやすい構造になっています(図36)。

図35
MeyersのRTD

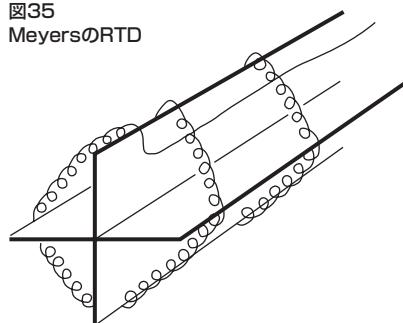
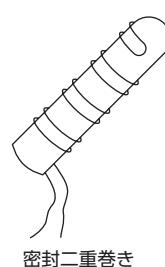
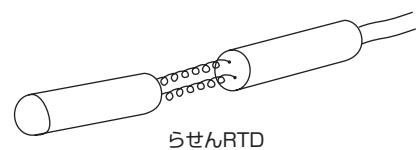
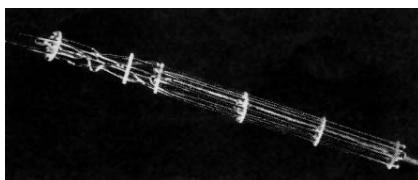


図37

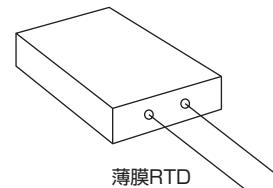


密封二重巻き

図36
バードケージ型
RTD



らせんRTD



薄膜RTD

時間や温度が原因の歪みによる抵抗変化は最小になり、バードケージは最終的な実験室標準となりました。しかし支えのない構造や、それに伴う振動への弱さのため、今でも工業用にはやや脆弱すぎる構成です。

より頑丈に作成する方法を図37に示しています。この方法では、ガラス製かセラミック製のホビンに白金ワイヤが二重巻きにあります。二重巻きはコイルの有効囲み面積を少なくして、磁気のピックアップとそれに関連するノイズを抑えます。ホビン上にコイルを巻いた後、溶解ガラスのコーティングで密封します。密封は大きな振動にあってもRTDの性能

を守るだけでなく、高温での白金の膨張も抑えます。白金とホビンの膨張係数が完全に一致しないと、温度変化に伴ってワイヤにストレスがかかり、歪みに起因する抵抗変化が生じます。これにより、導線抵抗が永久に変化することがあります。

部分的に固定されたRTDは、バードケージ型と密封らせん型を妥協させた構造です。そのような例として、らせん形白金をセラミック製のシリンダーに通して、ガラス材料を加えたものがあります。これらのデバイスは、やや厳しい振動アプリケーションでも優れた安定性を発揮します。

金属膜RTD

最新型のRTDとして、白金または金属ガラスのスラリー・フィルムを小型で平坦なセラミック基板の上に蒸着あるいは被覆したものがあります。これをレーザ・トリミング・システムでエッチングし、密封します。このフィルムRTDは製造時間がかなり短くて済み、さらに、サイズに比べて抵抗値が高いという利点を持っています。製造技術の向上によりデバイスのサイズそのものが小さく、温度のステップ変化にも素早く応答します。フィルムRTDはワイヤを巻いたものよりも安定性は劣りますが、サイズ、製造コスト、堅牢性による利点のために、広く使われています。

金属の種類：すべての金属は、正の温度の変化に対して、抵抗値が正に変化するという性質を持っています。もちろん、これがRTDの主な機能です。後で説明するように、RTD抵抗の公称値が大きいほど、システム誤差は小さくなります。これは、金属ワイヤが高い抵抗率を持つことを意味します。金属の抵抗率が低いほど、その金属をより多くを使う必要があります。

表6は、一般的なRTD金属の抵抗率を示しています。

金と銀は抵抗率が小さいので、RTD素子としてはめったに使われません。タンクスチールは比較的高い抵抗率を持っていますが、きわめてもろく、細工がしにくいため、高温のアプリケーションに限られています。

銅は、時々RTD素子に使われることがあります。抵抗率が小さいので、白金素子よりも長くする必要がありますが、線形性に優れ価格が非常に安いため、経済的な代替品です。しかしその上限温度は120 °Cに限られています。

図38
リード抵抗の影響

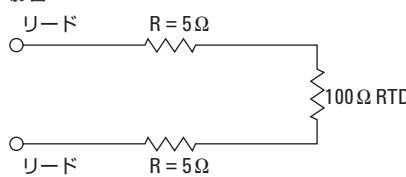


図39
ホイートストン・ブリッジ

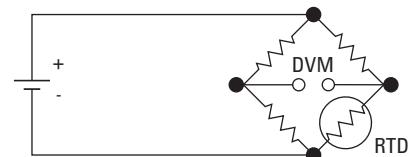


表6

金属の種類		抵抗率(Ω/cmf) (cmf=circular mil foot)
金	Au	13.00
銀	Ag	8.8
銅	Cu	9.26
白金	Pt	59.00
タンクスチール	W	30.00
ニッケル	Ni	36.00

もっとも一般的なRTDは、白金、ニッケル、またはニッケル合金を使用しています。経済的なニッケルやニッケル合金は、限られた温度範囲での使用となります。これらはかなり非線形で、時間経過とともにドリフトする傾向があります。測定品質を求める場合は、白金が最適です。

抵抗測定

白金RTDの一般的な抵抗値は、バードケージ・モデルの10ΩからフィルムRTDの数千Ωまであります。最も一般的な値は、0 °Cにおける100Ωです。DIN 43760規格での白金ワイヤの温度係数は $a=0.00385$ です。100Ωのワイヤの場合、これは0 °Cでの $+0.385 \Omega/^\circ\text{C}$ と等価です。この a の値は、実際には0 °C～100 °Cでの平均の傾きです。白金抵抗標準で使われる、より科

学的に純粋な白金ワイヤは、 $+0.00392 \Omega/^\circ\text{C}$ の a を持っています。

実際は、センサへの測定リード線が数Ωから数十Ωを持つことを考慮すると、これらの傾きや絶対値は小さな値です。小さなリード・インピーダンスでも、温度測定では大きな誤差の原因となることがあります(図38)。

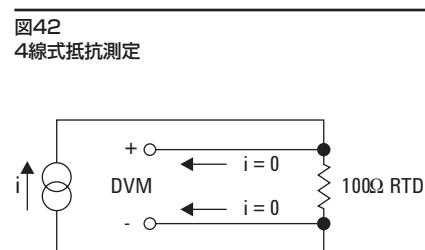
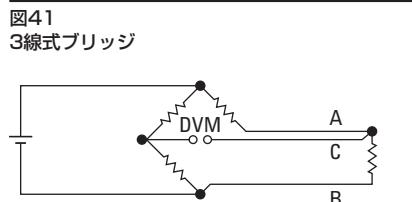
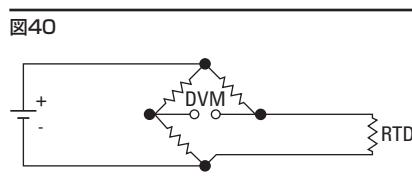
10 Ωのリード・インピーダンスによって、 $10/0.385 \approx 26$ °Cの測定誤差が生じます。リード線の温度係数も、測定誤差の原因となることがあります。この問題を回避する従来の方法は、ブリッジを使用する方法です(図39)。

ブリッジ出力電圧は、RTDの抵抗を間接的に表します。ブリッジは外部電源と、温度係数0の3つの抵抗の、4線接続が必要です。ブリッジを構成する3個の抵抗がRTDと同じ温度になるのを避けるために、RTDは1対の延長導線を使用して離してあります(図40)。

延長導線により、最初に説明した問題が再び生じます。つまり、延長導線のインピーダンスが温度測定に影響を与えます。この影響は、3線ブリッジ構成を使用することにより最小にできます(図41)。

ワイヤAとBはそれぞれブリッジの反対側の脚なので、それらの長さが完全に一致している場合、インピーダンスの影響は相殺されます。3本目のワイヤCはセンスリードとして働き、電流は流れません。

図41に示すホイートストン・ブリッジは、抵抗変化とブリッジ出力電圧の変化の間に非線形性があります。これは、RTDのすでに非線形の温度と抵抗の特性をさらに悪化させるので、ブリッジ出力電圧を等価RTDインピーダンスに変換する式が必要になります。



4線式抵抗測定：電流源を遠隔測定のデジタル電圧計とともに使用する方法は、ブリッジが関係したさまざまな問題を軽減します。電流は電圧検知リードを流れないので、これらのリードでIRによる電圧降下は生じません。したがって、リード抵抗による測定誤差も発生しません。

DVMが読む出力電圧はRTDの抵抗に比例するため、必要な変換式は1つで済みます。ブリッジを構成する3個の抵抗器は、1個の基準抵抗器に置き換わります。デジタル電圧計はRTDで降下した電圧だけを測定し、リード線の長さは無視できます(図42)。

4線式抵抗測定を使用するただ一つの欠点は、3線式ブリッジよりも延長導線が1本多く必要なことです。しかし、正確な温度測定が必要な場合は、このコストは小さいはずです。

抵抗-温度の変換

RTDは熱電対よりもリニアなデバイスですが、曲線フィッティングは必要です。RTD曲線を近似するために、Callendar-Van Dusenの式が長い間使用されてきました^{11,13}。

$$R_T = R_0 + R_0 \alpha \left[T - \delta \left(\frac{T}{100} - 1 \right) \left(\frac{T}{100} \right) - \beta \left(\frac{T}{100} - 1 \right) \left(\frac{T^3}{100} \right) \right]$$

ここで

R_T = 温度Tにおける抵抗

R_0 = (T=0 °C) のときの抵抗

α = (T=0 °C) での温度係数
(代表値は+0.00392 Ω/Ω/°C)

δ = 1.49 (0.00392の白金の代表値)

β = 0 (T>0)
0.11 (代表値) (T<0)

係数 a 、 δ 、 β の正確な値はRTDを4つの異なる温度で測定して、その結果の式を解くことで得られます。この一般的な式は、より正確な曲線フィッティングのために、1968年に20次の多項式に置き換えられました。

この式のグラフは、RTDが熱電対よりも線形性の高いデバイスであることを示しています(図43)。

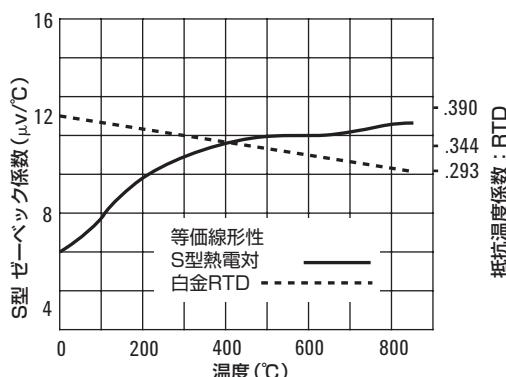
実用上の注意

RTDも熱電対と同じ注意が必要です。シールドとツイスト・ペア線の使用、適切な被覆の使用、ストレスや急な温度勾配を避けること、太い延長導線の使用、適切なドキュメントの保持、積分型DMMの使用などです。それに加えて、以下のような注意も必要です。

構造：RTDはその構造上、熱電対よりも壊れやすいため、保護するために注意が必要です。

自己過熱：熱電対と違って、RTDでは電圧を測定するためにデバイスに電流を供給する必要があります。電流によりRTD内にジュール熱(I^2R)が生じ、その温度を変化させます。この自己加熱が、測定誤差として表れます。したがって、オームメータにより得られる測定電流の大きさに注意する必要があります。自己加熱誤差の代表値は、静止空気中で1 mW当たり $1/2$ °Cです。RTDが熱伝導媒体に埋め込まれていれば、そのジュール熱は媒

図43



小型RTD

応答時間が速い
サーマル・シャントが小さい
自己加熱誤差が大きい

大型RTD

応答時間が遅い
サーマル・シャントが大きい
自己加熱誤差が小さい

体中に拡散して、自己加熱に起因する誤差は小さくなります。静止空気中で1 mW当たり1 °Cの自己加熱があるRTDでも、1秒間に1 mの風が吹く空気中では、1 mW当たり $1/10$ °Cしか上昇しません⁶。

自己加熱を低減するには、必要最小限の測定電流を使用し、十分な応答時間を持つ、大型RTDを使います。

サーマル・シャント：サーマル・シャントは、温度トランジスタの挿入により測定温度が変化することです。RTDは熱電対より物理体積が大きいため、この効果は熱電対の場合よりも大きな問題となります。

サーマルEMF：RTD測定を行う場合の白金-銅の接続により、熱起電力電圧が生じる場合があります。この影響を除去するには、オフセット補償抵抗を使用します。

RTDと同様に、サーミスタも温度検知抵抗体です。熱電対が最も柔軟な温度トランジスタ、RTDが最も安定度が高いのに対して、サーミスタは最も高感度です。センサの三大カテゴリーのうち、サーミスタは温度に対して他よりもはるかに大きい変化を示します。

サーミスタは一般に半導体材料から作られています。正の温度係数を示す種類もありますが、大部分のサーミスタは負の温度係数(TC)を示します。つまり、その抵抗値は温度の上昇とともに低下します。負のTCは1°C当たり数パーセントにも達し、サーミスタ回路は、RTDや熱電対回路で検知不可能な、温度のわずかな変化も検出することができます。

サーミスタは高感度ですが、非線形なデバイスであり、プロセス・パラメータに大きく依存します。したがってメーカーは、RTDや熱電対の曲線が標準化されているほどには、サーミスタの曲線を標準化していません(図44)。

個々のサーミスタ曲線は、Steinhart-Hartの式を使用してかなり良好に近似できます¹⁸。

$$\frac{1}{T} = A + B(\ln R) + C(\ln R)^3$$

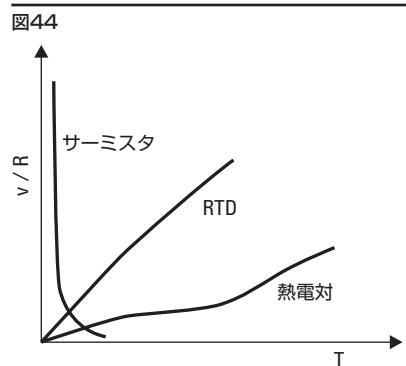
ここで

T = ケルビン

R = サーミスタの抵抗値

A,B,C = 曲線フィッティング定数

A、B、Cは、公開されているデータ曲線から3個のデータ・ポイントを選択して、三つの連立方程式を解くことによって求めます。選択したデータ・ポイントがサーミスタの温度範囲の公称中央値から100°C以内のとき、この式はかなり優れ、±0.02°Cの曲線フィッティングに近づきます。



簡略化した式を使用すると、いくらかコンピュータの実行時間が短くて済みます。

$$T = \frac{1}{(\ln R) - A} - C$$

ここでもA、B、Cは、3個のデータ・ポイントを選択し、3つの連立方程式を解くことによって求めます。Steinhart-Hartの式の正確さに近づけるには、上の式を、狭い温度範囲で適用する必要があります。

測定

サーミスタはその高感度ゆえに、はっきりとした測定上の利点を持っています。RTDのような、4線式抵抗測定は必要ありません。例えば、一般的なサーミスタの抵抗値は、25°Cで5,000Ωです。4%/°Cの代表的なTCでは、10Ωの測定リード抵抗は0.05°Cの誤差しか生じません。この誤差は、RTDの誤差の500分の1です。

短所：サーミスタは半導体なので、高温ではRTDや熱電対よりも永久的なディキヤリブレーションを受けやすくなります。サーミスタの使用は一般に数百°Cまでに限られ、またメーカーからの注意によると、最大動作リミットよりかなり下でも、使用時間が長いと仕様外にドリフトすることがあります。

サーミスタはきわめて小型に製造できます。これは、温度変化に対して早く応答することを意味しています。また熱容量が小さいので、自己加熱による誤差が生じやすくなります。サーミスタはRTDや熱電対に比べて壊れやすく、破壊や接着のはがれを避けるために慎重な取り付けが必要です。

モノリシック・リニア温度センサ

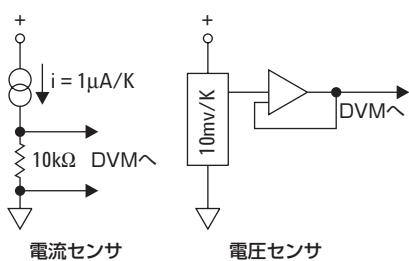
集積回路温度トランジスタは、温度測定法における革新的な技術です。これらには電圧出力と電流出力のものがあり、いずれも絶対温度に比例した出力が得られます。代表的な値として $1 \mu\text{A}/\text{K}$ 、 $10 \text{ mV}/\text{K}$ を示します(図45)。

ICセンサには温度をデジタル出力の形で提供するものもあり、マイクロプロセッサによって直接読むことができます。

ICセンサは温度に対してきわめてリニアな値を出力することを除き、サーミスターと同じ短所があります。ICセンサは半導体デバイスであり、温度範囲は限られます。また自己加熱と脆弱性という同じ問題もあり、外部電源も必要です。

これらのデバイスには、温度に比例した読みやすい出力を提供するという便利さがあります。そのようなニーズとして熱電対の基準接点ハードウェアがあり、実際にICセンサは熱電対補償のための使用が進んでいます。

図45



測定システム

図46は、熱電対基準接点の実際の実装方法を示しています。矢印は、熱電対のソフトウェア補償に使用されるICセンサです。

Agilent 34970Aのファームウェアは、B、E、J、K、N、R、S、T型の熱電対、 $2.2\text{ k}\Omega$ 、 $5\text{ k}\Omega$ 、 $10\text{ k}\Omega$ のサーミスタ、またさまざまなRTDに対応しています。測定結果は直接、摂氏、華氏、ケルビンで表示されます。

Agilent 34970Aデータ収集システムには、このアプリケーション・ノートで説明した、以下のような必要な機能のすべてが内蔵されています。

- 6 1/2桁DMM内蔵
- ノイズ除去用の積分型A/D
- 低熱起電力スキャン、内蔵の熱電対基準接点で使用
- オープン熱電対検査
- 热電対、サーミスタ、RTDの線形化ルーチン内蔵、ITS-90に適合
- 4線式抵抗測定機能、オフセット補償
- アイソレートされた入力、最大300 Vまでフローティング

34970Aには、RS-232/GPIB インタフェース、データ・ロギング用の50,000個の不揮発性メモリ、Agilent Benchlink Data Loggerソフトウェアが標準で付属しています。また柔軟な3スロット構成により、アプリケーションに対応したチャネルの増設も簡単に行えます。

図46
Agilent 34970A
データ収集／
スイッチ・ユニット用の
汎用マルチブレクサ・
モジュール

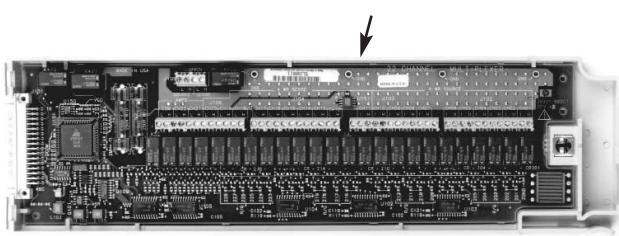


図47
Agilent 34970A
データ収集／
スイッチ・ユニット



まとめ

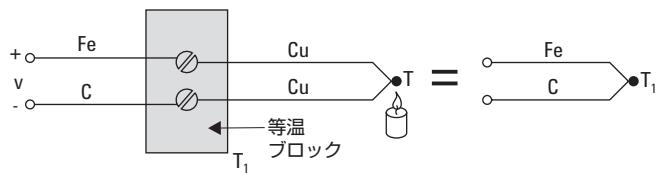
信頼性の高い温度測定を実現するには、トランസジｭーサの選択と使用、適切な測定システムの選択を注意深く行う必要があります。自己加熱、サーマル・シャント、トранസジｭーサのディキヤリブレーション、仕様、ノイズ低減などに関する正しい予防措置を行えば、非常に複雑な温度監視プロジェクトでも、再現性と信頼性の高いデータを得ることができます。

付録A

熱電対の経験則²

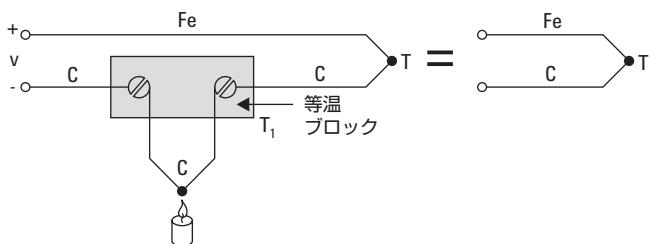
以下では、熱電対回路の理解と診断に役立つ、熱電対に関する経験的に得られた法則を示します。

中間金属の法則



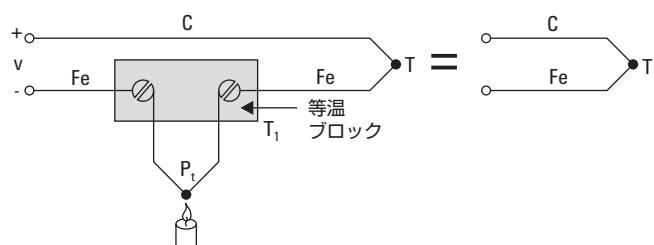
鉄とコンスタンタンのリードの間に挿入した銅のリードは、銅リードの温度に関わらず出力電圧Vを変化させません。電圧Vは、温度T₁でのFe-C熱電対の電圧となります。

内部温度の法則



出力電圧Vは、どちらかの測定リードに印加した外部熱源に関わらず、温度TでのFe-C熱電対の電圧となります。

挿入金属の法則



電圧Vは、白金導線の両端の温度が同じなら、温度TでのFe-C熱電対の電圧となります。白金導線が形成する2個の熱電対(Fe-PtとPt-Fe)による起電力は相殺されます。

上記の例はすべて、測定導線が均質であること、つまり欠陥や不純物を含まないことを前提にしています。

付録B

熱電対の特性

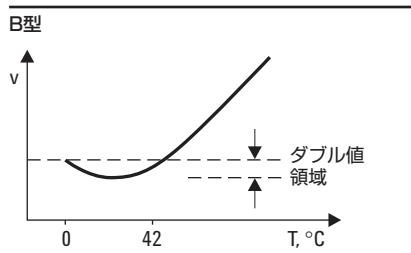
さまざまな測定の問題を解決するためには、長年にわたって熱電対合金ペアが開発されてきました。一般的な熱電対の特性を以下に示します。

Annual Book of ASTM Standardsで公開されている共通商用仕様を示すために、「標準導線誤差」という用語を使用します。これは実際の熱電対出力電圧と、NIST Monograph 175の表で決められた電圧との間の許容偏差を表します。

貴金属熱電対：貴金属熱電対のB、R、S型はすべて白金または白金-ロジウムの熱電対なので、多くの同じ特性を持っています。

拡散：高温での金属蒸気の拡散は、白金導線の校正を容易に変化させることができます。したがって白金導線は、高純度のアルミナなどの、非金属の被覆の中でのみ使用する必要があります。この規則の唯一の例外は白金製の被覆で、これはきわめて高価になります。

安定度：白金ベースの熱電対は、一般的なすべての熱電対の中で安定度が非常に優れています。S型は非常に高安定なので、アンチモニー・ポイント (630.74 °C) とゴールド・ポイント (1064.43 °C) 間の温度校正の標準に指定されています。



B型：B型熱電対は“ダブル値”を示す唯一の熱電対です。

ダブル値曲線と低温でのきわめて低いゼーベック係数により、B型は事実上50 °C以下では役に立ちません。0 °C～42 °Cでは出力はゼロに近いため、0 °C～40 °Cの間である限り、基準接点温度はほとんど実体を持たないというユニークな利点をB型は持っています。もちろん、測定接点の温度は一般にきわめて高温です。

卑金属熱電対

貴金属熱電対と違って、卑金属熱電対は仕様化された化学成分がありません。標準導線誤差内の電圧と温度の曲線フィッティングがあれば、どのような金属の組み合せでも使用できます。このことは、いくらか興味のある金属構成を導きます。例えば、コンスタンタンは特定の金属合金を表しませんが、銅-ニッケル合金全体を指す総称になっています。T型熱電対(銅-コンスタンタン)で使われるコンスタンタンは、J型熱電対(鉄-コンスタンタン)で使われるコンスタンタンと同じではありません。

E型：E型の標準導線誤差は0 °C以下では仕様化されていませんが、E型熱電対は低温の測定に理想的です。これは、E型のゼーベック係数が高く (58 V/°C)、熱伝導度が小さく、耐腐食性があるためです。

E型のゼーベック係数は他の標準熱電対のどれよりも大きいので、小さな温度変化の検出に適しています。

J型：J型熱電対の正の成分である鉄は、純粋な形で製造されることがほとんどない安価な金属です。J型熱電対は鉄の不純物により、フィッティング特性は劣っていますが、ゼーベック係数が大きいことと安価なためによく使われています。

J型熱電対は突然の磁気的な相変化を起こすため、760 °C以上では使用してはいけません。たとえ低温に戻った後でも、これによりディキャリブレーションが発生する場合があります。

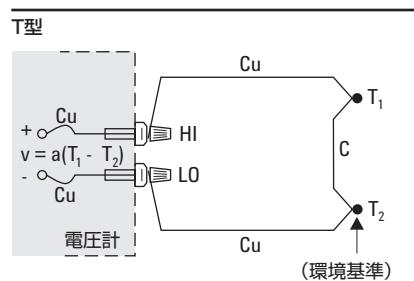
T型：これは0 °C以下の温度に対して公表された標準導線誤差を持つ、唯一の熱電対です。しかし実際には、極低温にはE型がより適した熱電対です。これは、そのゼーベック係数の大きさと、低い熱伝導性によるものです。

T型には、1本の銅リードを持つというユニークな特長があります。これは、温度差のみが必要な、特殊なモニタリング条件で役立つ場合があります。

銅の熱電対リードはDVMの端子と同じ金属なので、リード補償の必要がないのが利点となっています。

K型とN型：K型は長い間、一般的な熱電対として使われてきました。酸化への耐性が強いので、特に高温のアプリケーションに適しています。

N型熱電対は、K型に代わって使用されつつあります。出力はK型よりもやや小さい(ゼーベック係数が低い)ですが、耐酸化性はK型より優れています。N型熱電対の出力曲線は導線のサイズに依存し、またNIST Monograph 175で公表されている二つの明確な違いによるNicrosil-Nisil特性曲線があります。違いは導線サイズと温度範囲です¹⁴。



タンゲステン：一般的な3種類のタンゲステン熱電対があります。可鍛性を持たせるために、すべてレニウムとの合金となっています。

G型* WとW-Re 26%
 C型* W-Re 5%とW-Re 26%
 D型* W-Re 3%とW-Re 25%

タンゲステン熱電対は真空や不活性環境において、非常に高温での測定に使われます。

* ANSIシンボルではない。

熱電対のハードウェア



型	金属		標準U.S. カラーコード		Ω/ft @20 °C 20 AWG	ゼーベック 係数 $S(\mu\text{V}/\text{C}) @ T(\text{C})$		導線誤差 (°C)			NIST仕様 レンジ (°C) [†]
	+	-	+	-		範囲	標準	特殊			
B	白金- ロジウム30%	白金-ロジウム 6%	灰	赤	0.22	5.96	600	870~1700	± 0.5%	± 0.25%	0~1820
E	ニッケル-クロム 10%	コンスタンタン	すみれ色	赤	0.71	58.67	0	0~900	± 1.7または± 0.5%	± 1または± 0.4%	-270~1000
J	鉄	コンスタンタン	白	赤	0.36	50.38	0	0~750	± 2.2または± 0.75%	± 1.1または± 0.4%	210~1200
K	ニッケル-クロム 10%	ニッケル	黄	赤	0.59	39.45	0	0~1250	± 2.2または± 0.75%	± 1.1または± 0.4%	-270~1372
N	Nicrosil	Nisil	オレンジ	赤	0.78	25.93	0	0~1250	± 2.2または± 0.75%	± 1.1または± 0.4%	-270~1300
R	白金-ロジウム- 13%	白金	黒	赤	0.19	11.36	600	0~1450	± 1.5または± 0.25%	± 0.6または± 0.1%	-50~1768
S	白金-ロジウム 10%	白金	黒	赤	0.19	10.21	600	0~1450	± 1.5または± 0.25%	± 0.6または± 0.1%	-50~1768
T	銅	コンスタンタン	青	赤	0.30	38.75	0	0~350	± 1または± 0.75%	± 0.5または± 0.4%	-270~400

[†] Material rangeは8 AWG導線に対するもので、導線サイズが小さくなると低下します。

参考文献

1. Charles Herzfeld, F.G. Brickwedde: *Temperature - Its Measurement and Control in Science and Industry*, Vol. 3, Part 1, Reinhold, New York, 1962.
2. Robert P. Benedict: *Fundamentals of Temperature, Pressure and Flow Measurements*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1969.
3. *Manual on the Use of Thermocouples in Temperature Measurement, Fourth Edition*, Revision of ASTM Special Publication 470B, Philadelphia, PA., 1993.
4. *Temperature-Electromotive Force Reference Functions and Tables for the Letter-Designated Thermocouple Types Based on the ITS-90*, NIST Monograph 175, National Institute of Standards and Technology, Washington, D.C., 1993
5. H. Dean Baker, E.A. Ryder, N.H. Baker: *Temperature Measurement in Engineering*, Omega Press, Division of Omega Engineering Inc.
6. *Temperature Measurement Handbook 1983*, Omega Engineering, Stamford, Connecticut, 06907.
7. R.L. Anderson: *Accuracy of Small Diameter Sheathed Thermocouples for the Core Flow Test Loop*, Oak Ridge National Laboratories, ORNL-5401, (available from National Information Service) , April, 1979.
8. R.P. Reed: *Branched Thermocouple Circuits in Underground Coal Gasification Experiments*, Proceedings of the 22nd ISA International Instrumentation Symposium, Instrument Society of America, 1976.
9. R.J. Moffat: *The Gradient Approach to Thermocouple Circuitry, from Temperature - Its Measurement and Control in Science and Industry*, Reinhold, New York, 1962.
10. R.P. Reed: *A Diagnostics-oriented System for Thermocouple Thermometry*, Proceedings of 24th ISA International Instrumentation Symposium, Instrument Society of America, 1978.
11. Harry R. Norton: *Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
12. C.H. Meyers: *Coiled Filament Resistance Thermometers*, NBS Journal of Research, Vol. 9, 1932.
13. Bulletin 9612, Rev. B: *Platinum Resistance Temperature Sensors*, Rosemount Engineering Co., 1962.
14. Burley, Powell, Burns, & Scroger: *The Nicrosil vs. Nisil Thermocouple: Properties and Thermoelectric Reference Data*, NBS Monograph 161, U.S. Dept. of Commerce, Washington, D.C., 1978.
15. J.P. Tavener: *Platinum Resistance Temperature Detectors - State of the Art, Measurements & Control*, Measurements & Data Corporation, Pittsburgh, PA., April 1974.
16. J.P. Evans and G.W. Burns: *A Study of Stability of High Temperature Platinum Resistance Thermometers*, in *Temperature - Its Measurement and Control on Science and Industry*, Reinhold, New York, 1962.
17. D.D. Pollock: *The Theory and Properties of Thermocouple Elements*, ASTM STP 492, Omega Press, Ithaca, New York, 1979.
18. *YSI Precision Thermistors*, Yellow Springs Instruments, Inc., Yellow Springs, Ohio, 1977.
19. R.P. Reed: *Thermoelectric Thermometry. A Functional Model, from Temperature - Its Measurement and Control in Science and Industry*, Vol. 5, American Institute of Physics, N.Y. 1982.

サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

アジレント・テクノロジーのプロミス

お客様が新たに製品の購入をお考えの時、アジレント・テクノロジーの経験豊富なテスト・エンジニアが現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報を届けます。お客様がアジレント・テクノロジーの製品をお使いになる時、アジレント・テクノロジーは製品が約束どおりの性能を発揮することを保証します。それらは以下のようなことです。

- 機器が正しく動作するか動作確認を行います。
- 機器操作のサポートを行います。
- データシートに載っている基本的な測定に係わるアシストを提供します。
- セルフヘルプ・ツールの提供。
- 世界中のアジレント・テクノロジー・サービス・センタでサービスが受けられるグローバル保証。

お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することができます。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンラインサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率良く解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定確度の維持をお手伝いします。

アジレント・テクノロジー株式会社
本社〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

計測お客様窓口

受付時間 9:00-19:00 (土・日・祭日を除く)

FAX、E-mail、Webは24時間受け付けています。

TEL ■■ 0120-421-345
(0426-56-7832)

FAX ■■ 0120-421-678
(0426-56-7840)

Email contact_japan@agilent.com
電子計測ホームページ
www.agilent.co.jp/find/tm

- 記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際はご確認ください。

Copyright 2006
アジレント・テクノロジー株式会社



January 23, 2006
5965-7822JAJP
0000-00DEP