

精密温度測定のための電気測定—最近の進歩

松尾 隆 祐*

Recent Development in Electric Measurement for Thermometry

Takasuke Matsuo

Precision bridges and potentiometers developed recently for resistance thermometry are reviewed with emphasis on the principles of their operation. Direct current apparatus discussed include potentiometers of the Lindek type and flux-coupled direct current comparator, both capable of resolution at nanovolt level. Amplifier-null detectors are also discussed. Different types of alternating current bridges are described. They differ in the principle on which the transformers work. Advantage of self-balancing AC bridges in an automatic calorimeter controlled by a microcomputer is shown with an example of noise reduction by averaging.

今日、我々はほとんどすべての測定を電気信号の測定として行っている。熱測定ではとりわけ温度測定、温度制御、エネルギー測定において新しい電気測定技術の恩恵を受けている。高精度電気測定技術の進歩は比較的ゆるやかであり、20～30年にわたって徐々に新しい技術が生まれ、改良され、実用化されてきた。その進歩は主として精度・確度に関する地味なものであるが、そのおかげで20年前には望むべくもなかった高精度の測定が手軽に行えるようになり、実験に必要なとされる労力は大いに軽減した。

他方、測定とデータ集録・処理の自動化は過去数年に急速に進歩した。安価で使いやすいパーソナルコンピューターが現在急速に普及しつつあり、研究室の自動化は益々一般化するであろう。現在製造されている精密測定機器の多くがコンピューター化に適したデータ出力形式をもっている。また古い機器もすこしの工夫でパソコンに接続可能な場合が多い。本稿では熱測定実験に使われる電気測定機器の比較的新しい側面を筆者の関係する熱容量分野について紹介する。測定の自動化については最近広い立場から詳しい綜説が出された¹⁻⁴⁾。エネルギー測定のための電気測定は、最近のデジタル電圧計の性能

が熱測定における我々の要求をはるかに越えているため、ここでとり上げる必要はないであろう。

直 流 測 定

温度測定の基本は白金抵抗温度計の抵抗を精確に測定することである。白金温度計には種々のタイプがある。外径約5mm、長さ約50mmの白金円筒に感温体である白金線を封入したものが標準型として知られている。外径3mm、長さ12mm程度の小型温度計や純白金線の代りにロジウムと鉄の合金や白金とコバルトの合金を用いた温度計も最近よく利用される。これらの稀薄合金温度計は15K以下の低温でも高い感度を保つ温度計として最近開発された^{5,6)}。

金属抵抗温度計は0℃において25Ω、40Ω、100Ω、470Ω等の抵抗値をもつよう作られている。これらの値は低温で0.1～1Ωに減少する。従って温度測定はこれらの低抵抗を高精度で測定することに帰する。その測定は細く長い(場合によっては銅以外の異種金属を途中に含む)導線、小さい測定電流等の非常に不利な条件のもとで行われるので、電気標準の測定と同じレベルの確度を期待することはできない。しかし温度計の経年変化を調べたり、同一温度計を異なる測定器で測定する場合には、精度のみならず高い確度で電気抵抗を測定することが望ましい。

測温用低抵抗測定器としてまずミューラーブリッジを挙げなければならない。これはスイッチの接触抵抗にとく

*大阪大学理学部化学科および化学熱学実験施設：豊中市待兼山町1-1 〒560

Department of Chemistry and Chemical Thermodynamics Laboratory, Faculty of Science, Osaka University, Toyonaka, Osaka 560

に注意を払ったホイートストンブリッジの一種であって以前からよく使われ、現在も測定範囲を大きくした改良型が用いられている。零点検出器も以前の光ガルバノメーターから電子式に変えられて使いやすくなっている⁷⁾。直流ブリッジの自動化も試みられた⁸⁾。

直流ブリッジと並んで精密電位差計による抵抗測定もよく行われる。すなわち、温度計と標準抵抗を直列接続し、それらに定電流を通じる。それぞれで生じる電圧降下を電位差計で測定し、その比と標準抵抗の値の積として温度計の抵抗値を計算する。

最近の精密電位差計はたいていリンデク(Lindek)型である。すなわち通常の電位差計では図1のように一定電流を可変抵抗に通じて可変起電力を発生させるがリンデク型では一定抵抗に可変電流を通じて起電力を発生させる(図2)。その利点は次のとおりである。起電力設定用ダイヤルのスイッチは大きい抵抗($\sim 100\Omega$)と直列に入るのでその接触抵抗の変化は無視できる。またその回路で扱わなければならない電圧は標準電池起電力($\sim 1V$)であって、測定対象の未知起電力よりかなり大きい。従ってスイッチ回路で発生する迷起電力は相対的に小さい。他方、未知起電力と検流計の回路には固定抵抗のみが接続されていて迷起電力の原因となるスイッチはそこに必要とされない。この原理による電位差計として精度0.001%, 21.11110mVを10nVのステップで測定しうる製品が市販されている⁹⁾。標準型白金温度計に1mAを通じたとき、この分解能は0.1mKに相当する。これらの

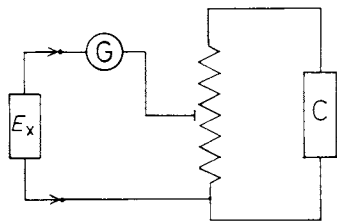


Fig. 1. A potentiometer circuit. E_x , unknown EMF; G, galvanometer; C, constant current source.

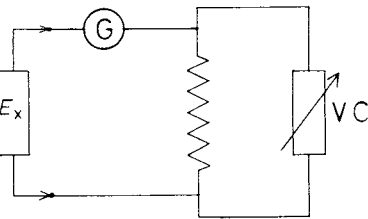


Fig. 2. Principle of the Lindek potentiometer. E_x , unknown EMF; G, galvanometer; VC, variable current source.

電位差計に必要な零点検出器については後述する。

これと類似の測定器として Dieselhorst ring を利用した電位差計がある(図3)。この回路もスイッチ接点に対する要求が比較的ゆるやかであって、リード・リレーを使うことができる。Chang は Dieselhorst 電位差計を増幅率の安定なナノボルト増幅器とデジタル電圧計に組合せることにより100mVの電圧(白金抵抗温度計の通常の使い方では生じる起電力)を10nVの分解能で自動測定する電位差計を作った¹⁰⁾。

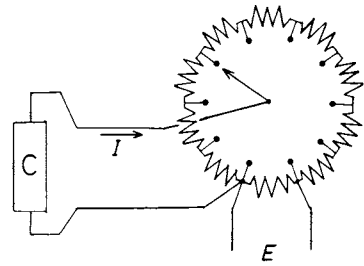


Fig. 3. The Dieselhorst ring. The current I from a constant current source produces an EMF E proportional to the dial setting.

変成器を用いて直流電圧を測定する方法が考えられ、すでに実用化されている¹¹⁾。その原理は図4に示すとおり、3つの巻線をもつトランスで表される。一次コイルには高度に安定化された直流(通常50mA)が定電流電源から通じられる。この電流によってトランスのコアは磁化される。その磁束は電流強度と一次コイルの巻数に比例する。一次コイルは実効上0.03ppmより良い直線性をもって7ダイヤルによって分割されている。一次コイルによる磁束は0から 2×10^7 まで1きざみで設定することができる。コイルの巻数はもちろん経年変化しない

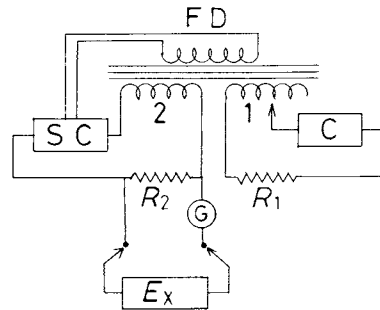


Fig. 4. Principle of a current comparator potentiometer. E_x , unknown EMF; G, galvanometer; R_1 , R_2 , EMF generating resistors; C, constant current source; SC, slave current source controlled by a negative feed-back signal from the flux-detecting coil FD.

から一度作られたダイヤル直線性は半永久的に保たれる。またダイヤルの接点は電流回路に入るのみであるから接触抵抗は問題とならない。二次コイルには追隨電流源からの電流が起電力発生用抵抗を経て通じられる。追隨電流源は、第三コイル(磁束検出コイル)からの信号に応じてコアの全直流磁化を常に零に保つべく一次コイルによる磁化に対立するよう、二次コイルに通じる電流を加減する。それはコア磁化率の非直線性を利用して行われる。すなわち、コアは非常に磁化率の高い磁性材料で作られているためわずかの磁場で磁気飽和が起る。磁束検出コイルに変調用交流を通じると、もしコアがすでに磁化しているならば、交流の一周期のうち磁化がさらに加算される半周期と相殺される半周期とで検出コイルに発生する起電力が異なる。従ってもとの交流の2倍の振動数をもつ出力成分はコアの直流磁化の大きさを表わす。追隨電流源はこの信号によって二次コイル電流を負帰還的制御する。こうして全磁束零の条件を通して、一次コイルのうち定電流が流れている巻線数(これは主ダイヤルによって設定される)に比例する電流が二次コイルに流れる。これをDC比較器(DC comparator)と言う。起電力発生用抵抗 R_2 はこの電流によって電圧を発生し、被測定電圧 E_x がこれと比較される。上にリンデク型電位差計について述べたのと同様にこの電位差計においても主要スイッチ接点はすべて電流回路にある。その結果接触抵抗に対する許容度が大きく、巻線比にもとづく原理的な安定性に加えてこの電位差計を使いよいものになっている。同じ原理で動く直流ブリッジも製品化されている。自動バランス型が望まれるが未だ作られていない。

直流零点検出器

高感度零点検出器はブリッジや電位差計の平衡検出器として、定電流源用増幅器として、および温度制御における示差熱電対の平衡検出用として熱測定にとって非常に重要である。以前は光ガルバノメーターが使われた。その後機械式チョッパー増幅器が作られ、現在も種々の型式でよく利用されている。

零点検出器に求められる性能は、高感度、低ドリフト、低ノイズである。ここでは比較的新しく作られたものとして光電池を用いたナノボルト増幅器とFETチョッパー増幅器について述べる。後者を用いた零点検出器は安価に自作することができる。

一般に光ガルバノメーターは磁場中におかれたコイルの受けるトルクを鏡の回転による光源像の変位として検出する。光源像を測定者が見るかわりに、光路に適当なマスクを置き、その後2個の光電池を置く。信号電流によって光源像が右または左に動くと、それはマスクか

らはみ出し、その結果左右の光電池に入射する光量に差が生じる。光電池の極性に互いに逆に接続されているので反射鏡の左右への振れに応じて正負の光電流が増幅された信号としてとり出される。以上の原理だけで考えると光源を強くしたり、光電池を大きくしたりすればいくらでも増幅率を高くできそうであるが、そうではない。この増幅率は開ループ増幅率と呼ばれ、光源の不安定性や光電池の温度依存性などがそのままそこに反映される。実用になる安定な増幅器は負帰還回路を設けることによって作られる。図5において次式が成立する。

$$V_{in} = V_f + I_G R_G$$

$$V_f = (I_0 + I_G) R_f$$

ここで R_G は検流計の内部抵抗である。上2式より次式を得る。

$$V_{in} = I_0 R_f + I_G (R_f + R_G)$$

I_0 は I_G にくらべて大きいから第2項は無視される。

$$V_{in} = I_0 R_f, \text{ また } V_0 = I_0 R_L$$

電圧増幅率は次式で与えられる。

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{I_0 R_L}{I_0 R_f} = \frac{R_L}{R_f}$$

入力インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_G} = \frac{AV_{in}}{I_0} = AR_f \quad (A = \frac{I_0}{I_{in}})$$

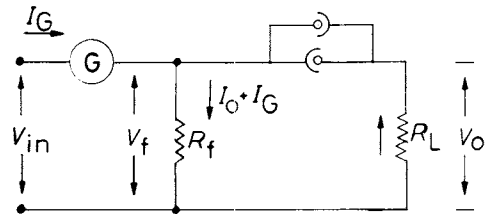


Fig. 5. Photocell amplifier circuit.

実際の数値を代入すると電圧増幅率5000、入力インピーダンス3.6kΩくらいである。図5では I_0 がすべて負帰還に使われているが、この量を可変にすることによって~150000までの増幅率が得られる。入力換算ドリフトは6nV/h、コンモンモード排除比240dBという高い性能が比較的容易に出せる。また負帰還回路を変えることによって電流増幅器となる。この光電池増幅器でとくに重要な点は検流計が油で満たされていることである。油の粘性と非圧縮性のためにダンピングがよく効き、このガルバは従来の空気中に鏡を吊った形式のものにくらべ格段に安定である。ただし設置場所の水平性のゆっくりとした変化によって著しい零ドリフトが生じることに注意が必要である。この増幅器はレコーダーに接続したり、あるいは同様の光ガルバに接続して零点検出に使わ

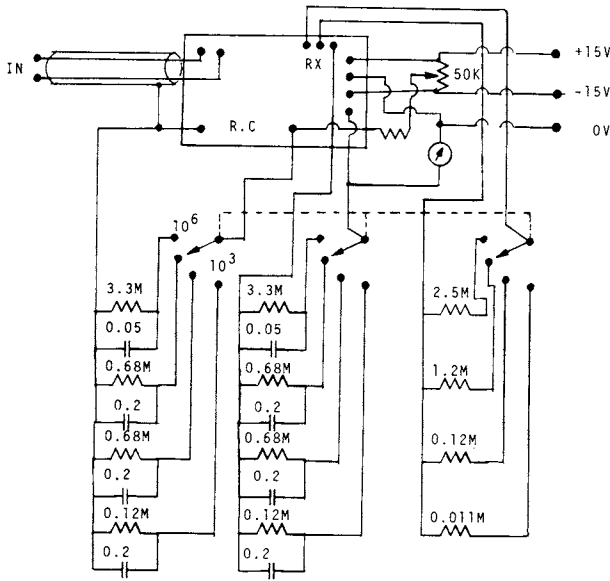


Fig. 6. Schematic diagram of an FET chopper amplifier.

れる¹²⁾。

手軽な増幅器として図6はFETチョッパー増幅モジュールを用いた増幅器/零点検出器を示す。この回路を用いて $1\mu\text{V}$ 以下の直流信号を容易に 10^6 倍することができる。入力端子に銅板を使い、電源部を別にして発熱の効果をおさえる等の工夫をすれば零ドリフト $<10\text{ nV/h}$ 、ノイズ $\approx 10\text{ nV}$ 程度の増幅器を自作することができる。このモジュールは入力と出力が直流的に分離されているので、出力信号を用いて温度制御するときとりわけ都合が良い¹³⁾。

近年とくに進歩した計器としてデジタルマルチメーターがある。熱測定におけるエネルギー測定はそのおかげで非常に楽になった。熱電対による温度測定にもデジタル電圧計が便利に用いられる。白金抵抗温度計にデジタルマルチメーターを応用することも行われはじめた^{14,15)}。分解能 $0.1\mu\text{V}$ でフル6桁のデジタル電圧計があれば 0.5 mK 程度の温度分解能が得られることになる。もし“ダイヤル”の直線性が十分によければ適切な平均化操作によって 0.1 mK の分解能を得ることが可能であろう。最近、平均化機能を内蔵し 10 nV 分解能をもつデジタルマルチメーターが市販された。他方、高安定度の定電流電源も製品化されている¹⁶⁾のでデジタル電位差測定法による温度測定はさらに精度を上げることが可能と考えられる。デジタル電圧計のもたらすデータ集録の自動化も非常に大きい利点である。これらの最新デジタル計器の温度測定における可能性は今後も広がるであろう。

交流測定

交流を温度計の抵抗測定に用いることには直流とくらべて次のように幾つかの利点がある。測定器の確度が半永久的に保たれる。熱起電力の影響を受けない。単一操作で測定が可能である。自動化に適している。高感度である。

極低温においてはゲルマニウムや炭素抵抗温度計の測定に交流を用いることが標準的となっている。ここでとりあげる白金抵抗温度計についても次第に交流測定の利点が認められつつある。

直流測定の場合と同様に交流による抵抗測定回路にも幾つかの異なる種類がある。それらは一括して交流ブリッジと呼ばれるが、その内容にはブリッジ的なものとポテンシオメトリックなものがある。いずれにおいてもその高い確度

と長期間の安定性はトーロイダルコアに巻いた可変変成器に支えられている。その動作原理に電圧分割型と電流分割型がある。

電圧分割型の変成器ブリッジはよく知られたスライダックと同じ原理で働き、与えられた交流電圧をダイヤルに応じて分割する。ただし、高い分解能を得るために図7の如く多段接続される。ABに加えられた交流電圧を第1トランスによってAから例えば3番目と4番目のタップからとり出し、次の第2トランスに入れる。第2トランスでは例えば下から5番目のタップからとり出すとしよう。その結果AB間電圧の0.24倍がAC間に現れる。ABの左に同様のトランスを更に接続すれば3桁の分割が行われる。8段までの製品が作られている。図8に電圧分割器を用いたブリッジ回路の原型を示す¹⁷⁾。その原理は次のとおりである。発振器からの交流電流は結合

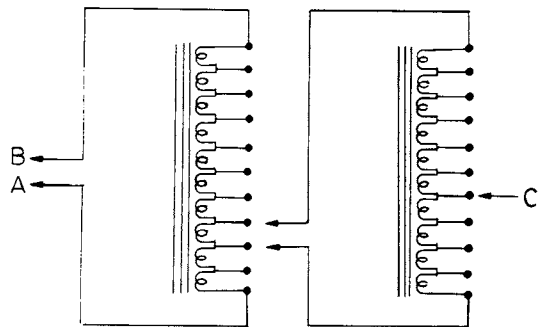


Fig. 7. Two decades of a voltage dividing transformer.

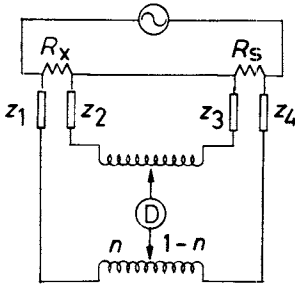


Fig. 8. Schematic diagram of a transformer bridge. R_x , unknown resistance; R_s , standard resistance; $Z_1 \sim Z_4$, lead impedance; D, null detector.

トランスを経て未知抵抗 R_x と標準抵抗 R_s に流れる。2つの電圧分器のタップを切り変えてその間の電圧が零となったとき、その分割比 $n/(1-n)$ と R_x , R_s の間に次の関係がある。

$$R_x = R_s \frac{n}{1-n} \left[1 + \frac{Z_1}{nZ} - \frac{Z_4}{(1-n)Z} \right]$$

この式によってダイヤルの読みと R_x が関係づけられる。括弧中第2, 3項はリード線のインピーダンス $Z_1 \sim Z_4$ とコイルインピーダンス Z の比に依存する補正項であり、通常 1~10 ppmの大きさである。

変成器による交流電圧の分割はコイルの巻数比によって定まるから、製造時に 0.1 ppm まで正しく作られたダイヤル直線性はいつまでも保たれる。また熱起電力の影響を全くうけないという交流法本来の利点に加えて狭帯域増幅器と位相検波法によるノイズ除去が有効に行われる。その結果ノイズにして 5 nV 程度、温度分解能で 0.1 mK 程度の測定が比較的容易に行われる。この原理にもとづく 7 ダイヤルと 8 ダイヤルの測温ブリッジが市販されている。7 ダイヤルのブリッジは自動バランス型である¹⁸⁾。

次に述べる回路は変成器を上と同様に電圧分器として利用するがポテンショメーターの原理をとるのでリード線の補正を必要としない。図9に示すように、タップ付きの3つの巻線をもつ変成器に交流電源と未知抵抗 R_x , 標準抵抗 R_s を接続する。交流電源は変成器に交流磁束を作ると同時に R_x と R_s に交流を通じる。一次コイルは二次コイル1と2に同じ磁束を作るが、その起電力はそれぞれの巻数に比例する。 R_x による電圧降下をコイル1による起電力と比較し、 R_s による電圧降下をコイル2による起電力と比較する。両検出器がともにバランスしたとき両コイルの巻線比は R_x と R_s の比に等しく、これから R_x が計算される。この原理から明らかのようにバランス時には検出回路に電流が流れない(ポテンシ

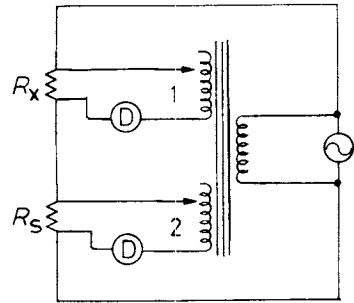


Fig. 9. Schematic diagram of an AC potentiometric bridge. R_x , unknown resistance; R_s , standard resistance; D, null detector.

ョの原理)。従ってリードインピーダンスは問題とならない。ゲルマニウム温度計は電圧リードのインピーダンスが高いからとくにこの測定法が適している。この原理にもとづいて6桁自動バランス型の測定器が作られている¹⁹⁾。

比較的低い抵抗 ($\leq 4 \text{ k}\Omega$) の測定に対しては R_x 側のみを電位差測定型にした回路が作られている。図10に示すように R_s に発生する電圧を可変変成器によって R_x に発生する電圧降下と比較する。ここでも変成器は電圧分器として作用している。バランス時には二次コイルに電流は流れない。また一次コイルには全電流の 1 ppm 以下の電流が流れる。従って R_x と R_s には事実上同じ電流が流れると考えて良い。これらのことから、リード線のインピーダンスは無視して良い。この原理にもとづいて7桁の自動ブリッジが作られている²⁰⁾。

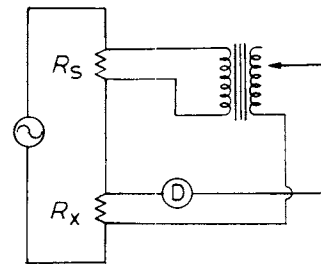


Fig. 10. Schematic diagram of a simplified potentiometric bridge. R_x , unknown resistance; R_s , standard resistance; D, null detector.

つぎに可変変成器を電流分器として用いる方式について述べる。図11は2個のタップ付変成器を 1:10 の巻線比で結合したものを示す。交流定電流(実際の装置ではこれが温度計電流である)がAから変成器1, 2を経てBに流れる。もし二次コイルによる結合がなければトランス1の磁束は電流とコイルの巻数に比例する。しか

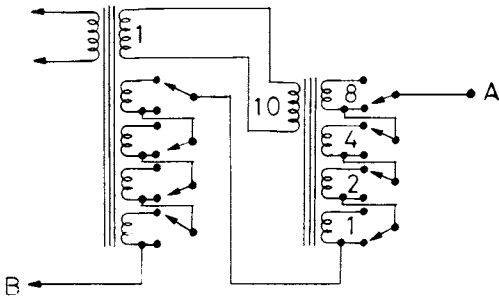


Fig. 11. Principle of an AC current divider.

し2次コイルは次段への結合によって直流的に短絡されているからトランス1の二次コイルには一次コイルによる磁化を打消すべく電流が誘起される。この誘起電流によってトランス1の一次電流による磁束の正確に1/10がトランス2に伝えられる。トランス2にはそれ自体のタップ付コイルがあってトランス1を通して来た同じ電流が再びそこで磁束を発生させる。もし、さらに次段への結合がないならばトランス2の合成磁束はそれ自身の設定タップによって定まる磁束にトランス1で同じ電流が作る磁束の1/10を加えたものになる。同様の機構でトランス2の磁束を1/10倍して次段に伝える。このようにして温度計を通る定電流から精確なステップで変化させ得る磁束が作り出される。つきにこの磁束を用いてタップの設定値に比例する電流を得る。それが標準抵抗で発生させる電圧降下を温度計で生じる電圧降下と比較する。タップを変化させて両電圧降下が等しくなった位置から温度計の抵抗値が計算される。この方法においても温度計はポテンショメトリックに計られているという点でリード線の影響を受けない。この原理にもとづいて手動と自動のブリッジが作られている²¹⁾。なお図10においてトランスのタップは2進化されていて巻線の単純化とリレーによる自動バランス機構の単純化に役立っている。

以上の議論において温度計は純抵抗 R であると考えてきたが実際にはインダクタンス L とキャパシタンス C をもつ。等価回路によって温度計を図12のように表わすとそのインピーダンス Z と位相 ϕ は次式で与えられる。ここで ω は角振動数、また $j^2 = -1$ である。

$$Z = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2} + j \frac{\omega L(1 - \omega^2 LC - CR^2/L)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 C^2 R^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \omega \left\{ \frac{L}{R} - CR - \frac{\omega^2 L^2 C}{R} \right\}$$

交流ブリッジおよび交流ポテンショメーターの平衡条件は標準と未知インピーダンスの実部と虚部がそれぞれ等しいことである。実部を同相成分、虚部を直交成分と呼ぶ。後者は温度測定にとって興味がない故、最近のブ

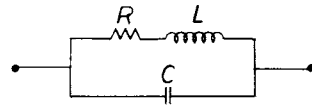


Fig. 12. A representation of a platinum resistance thermometer.

リッジでは(実部バランスの手動・自動によらず)自動バランスされて表面に現れない。実部は直流抵抗 R に非常に近い値をもつが上記 Z を表わす式の分母にある因子だけ異なる。この式に数値を代入すると $10^{-9} \sim 10^{-10}$ の大きさになるが実際にはもっと大きい差が交直の測定に見られることが多い。それは上式で表わされない効果として温度計を流れる交流による渦電流や対地インピーダンスの効果と考えられる。標準抵抗にも同様の問題があり、従来の金属筒に抵抗線を巻いた直流用のものは不適当である。熱量計においては、測温導線の対地アドミタンスが大きく、また装置ごとに異なるからこの問題を一般的に扱うことはなされていないと思われる。振動数 ω を小さくして LC の効果を実質上なくすことと、温度計を実際に使う条件と同じ条件下で較正することで問題を解決している。初期の交流ブリッジはキャリアとして 400 Hz の交流を使ったが新しいモデルは 90 Hz を使う。

標準抵抗の ω -依存性については詳しい研究が行われ^{22, 23)}、それにもとづいて交直比較用の標準抵抗が作られた²⁴⁾。

自動化

以上述べてきた測定器のうち最近開発されたものはたいてい GPIB あるいは RS-232C と呼ばれるデータ出力形式をもつ。現在市販されている最も安価なパソコンもこれらの形式のインターフェースをオプションとしてとりつけられる。ひとたびパソコンに入ったデータは BASIC で自由に処理できる。さいわいに熱現象はたいてい非常に緩慢であるから BASIC による計算速度が問題になることはまずない。すこしは古い形式の BCD 出力をもつ測定器については標準データベースに変換するコンバーターが市販されている²⁵⁾。またパソコンの多くは 8 ビットパラレルの入出力インターフェースをもつから、8 桁の BCD はそのインターフェース 4 口でパソコンに入力できる。多数のパラレルインターフェースをひとつにまとめてパソコンに入れるための装置も市販されている²⁶⁾。BCD の 2 進化には専用 IC (SN74185 等) を用いてインターフェースを作るか、あるいは BCD 信号をそのまま 16 進数と見なしてパソコンに入れ、BASIC で正しく読み変えると良い。7 桁の自動ブリッジがバランスするに要する時間(～数秒)、あるいは 7 桁の温度データが意味

をもつ程のゆっくりした温度変化にくらべてBASICはここでも十分に速い。

パソコンによるデータ集録は実験の能率化に役立つとともに、本稿の主旨から見て重要な精度の向上をもたらす。図13は悪条件(高い外部ノイズ, 弱い測定電流)のもとで白金抵抗温度計によって、ゆっくり変りつつある温度を測定した例である。上のプロットは6秒おきに自動ブリッジが読みとった値であり、下はその6点ごとの平均値である。平均化によってばらつきが減少することがわかるであろう。このように多数データの集録は自動測定によって事実上はじめて可能となった。

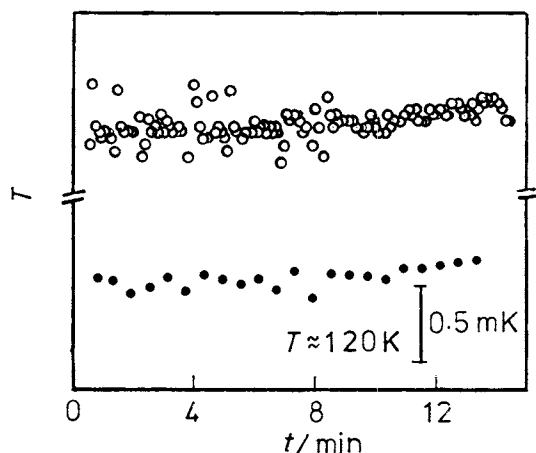


Fig. 13. An output of an automatic AC resistance bridge showing the effect of averaging. Open circles, original data; closed circles, average value of the successive six points.

おわりに

以上、最近実用化された測定器のいくつかについて、そこに用いられている原理に注目しつつ紹介した。話を具体的にするため製品名を挙げたが、各製品それぞれに特長があり、それを生かす使い方をすれば満足すべき結果が得られる。実際に使う上で最後まで残るかもしれない大きい問題——ノイズ——についてここではふれなかった。ノイズ対策のノウハウは電気関係の指導書に数多く書かれている。

旧世代の測定器を知る者にとって新しい測定器群の性能の高さと利便さは絶大であり、パソコンの導入とあいまって、当分のあいだ——すべてが当然のことと感ぜられるまでのあいだ——それを使つての測定を楽しむことができる。

文 献

- 1) 藤枝修子, 熱温度測定と熱分析, **1981**, p. 65.
- 2) 丸田道男, 熱温度測定と熱分析, **1981**, p. 77.
- 3) 桃田道彦, 熱温度測定と熱分析, **1981**, p. 89.
- 4) 岸 証, 熱温度測定と熱分析, **1981**, p. 99.
- 5) R. L. Rusby, *Temperature Measurement* 1975, Institute of Physics Conference Series 26, ed. B. F. Billing and J. T. Quinn (London, Institute of Physics) P. 125.
- 6) 白鳥, 三井, 柳沢, 小林, *Temperature, its Measurement and Control in Science and Industry*, **6** (1982).
- 7) Leeds and Northrup社(米国), 8072型.
- 8) G. T. Furukawa, 熱温度測定と熱分析, **1969**, p. 1.
- 9) H. Tinsley社, 5545型.
- 10) S. S. Chang, *J. Res. NBS*, **80A**, 669 (1976).
- 11) Guildline社(カナダ), 9930型.
- 12) Guildline社(カナダ), 9460 A型, H. Tinsley社(英国), 5214型.
- 13) ANCOM社(英国), 15C-3型.
- 14) 高橋洋一, 安積忠彦, 中村仁一, 神本正行, 熱測定, **7**, 107 (1980).
- 15) E. Gmelin and P. Röthhammer, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **14**, 223 (1981).
- 16) タケダ理研社(日本), TR6120型など.
- 17) J. J. Hill, *Proc. IEE.*, **110**, 453 (1963).
- 18) ASL社(英国), A7型, H8型.
- 19) ASL社(英国), Cryobridge, 103型.
- 20) ASL社(英国), F17A型.
- 21) H. Tinsley社(英国), 5840型, 5840C型.
- 22) J. J. Hill, *Proc. IEE.*, **112**, 211 (1965).
- 23) F. J. Wilkins and M. J. Swan, *Proc. I.E.E.*, **117**, 841 (1970).
- 24) H. Tinsley社(英国), 5684型, 5694A型.
- 25) アンリツ(日本), BCDコンバーター-MHO39A型.
- 26) IOデータ機器(日本), PIO BOX.