

バリミュー管増巾器を用いたサーミスタ式積算温度計

樋浦 正* 深海 竜夫*

Thermistor Type Integrating Temperature

Meter with Vari μ Amplifier

Tadashi Hiura and Tatsuo Fukami

1. ま え が き

サーミスタを感温部としてブリッジに組み、温度変化に伴って生ずる不平衡電圧を誘導型積算電力計の電流線輪に加え、積算電力計の回転数から温度の積算値を得ようとする、いわゆるサーミスタ式積算温度計⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾においては温度に対する不平衡電圧が直線性をもつことが重要な要素となるが、サーミスタブリッジはその特性から一般に不平衡電圧は温度に対して直線的ではない。温度に対する不平衡電圧の直線性を得るためには、サーミスタの形状、抵抗値、ブリッジ印加電圧等をえらび、サーミスタに適度の自己加熱を与えることによってある程度の直線性を得ることが出来、これを入力インピーダンスの大きい増巾器で増巾してやれば負荷電流によるサーミスタの二次組自己加熱を起こすことなく、充分な感度のしかも温度に比例した回転数を得ることが出来る⁽³⁾が、サーミスタの自己加熱に依存するという点で一般的でない。筆者等は温度による不平衡電圧の非直線性を、増巾器の μ を温度でコントロールすることによって直線的な電圧に変換する装置について研究を行なってきたので、ここにその結果の一部を報告する。

2. 原 理

図1に示すようなサーミスタブリッジを使用し、温度を電圧に変換した場合、一般的には温度 T [$^{\circ}\text{C}$]と出力電圧 e_0 [V]とは比例しない。したがってこの出力をリニアアンプを用いて増巾してもアンプの出力 e_{amp} は

$$e_{\text{amp}} = k_1 T + k_2 \quad (1)$$

k_1, k_2 ; 定数

を満足しない。たとえば図1の回路で負荷インピーダンス (アンプの入力インピーダンス) Z_L を ∞ を考慮して計算すると出力 e_0 は次式で表わされる。

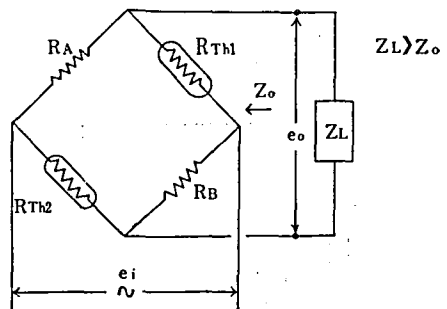


図 1

$$e_o = \left\{ \frac{2}{1 + \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} - 1 \right\} e_i \quad (2)$$

$$\text{但し } R_{Th1} = R_{Th2} = R_o \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)$$

$$R_A = R_B$$

e_i ; ブリッジ入力電圧,

(2)式を図示すれば図2のようになる。直感的な観測からも明らかなように温度が上昇するにしたがって e_o は e_i に収斂する傾向を示す。なお設定温度より低温の側で出力が負の値をとるが、これは位相が反転することを示している。

このような関数形(2)を、目的とする関数形(1)に導くために図3のシステムが考えられる。すなわちサーミスタブリッジによって温度を電圧に変換し、アンプより増巾する過程において温度-電圧特性の直線性からのいずれに補正を加えればよい。補正を加えることはアンプの利得を変えることになり、その手段としてはサーボモーターを使用するような機械的なものも考えられるが、我々は実用的な見地から、全部電子的なものとした。

図4は図3のシステムから設計した実際の図である。

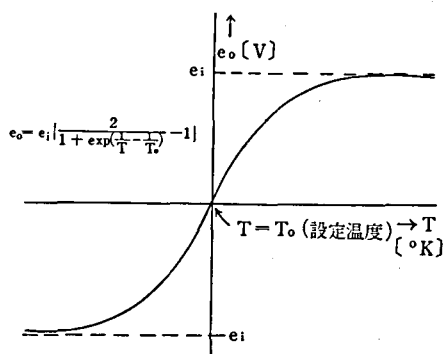


図 2

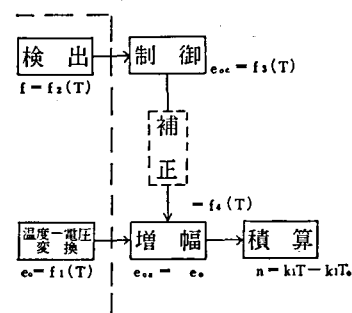


図 3

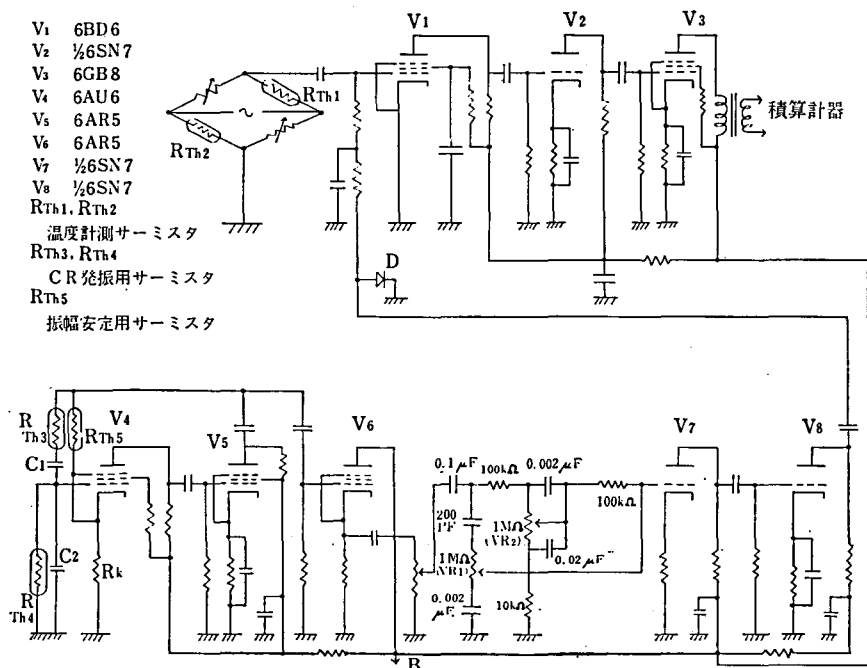


図 4

図4において、3個のサーミスタ R_{Th3} , R_{Th4} , R_{Th5} からなる部分は検出部である。

この回路は R_{Th3} , R_{Th4} により温度を検出すると同時に、ほぼ任意に制御できる量である周波数に変換している。回路はウィーンブリッジ型 CR 発振回路で、発振周波数は R_{Th3} , R_{Th4} , C_1 , C_2 による正帰還回路で決まる。 R_{Th5} は発振出力の振幅を一定ならしめるための負帰還用である。

次の V_6 , V_7 およびその間の CR の回路網は制御部である。 CR 回路網は非直線性を補正するのに必要な電圧を得るための周波数特性に設定してある。この部分の出力をダイオード D により整流してアンプ初段の V_1 のグリッドバイアスとしている。 V_1 に可変増巾率真空管を用いれば、グリッドバイアスを変化させることによって充分利得を制御することが可能である。

3. 回路の動作と実験結果

3-1 温度検出・周波数変換

図5は温度検出、周波数変換の部分の動作を説明するものである。

真空管二段の増巾により、入力および出力を同相にし、 CR の帰還回路の周波数選択性により一定周波数について正帰還を行なわせて発振させるものである。この回路の発振条件は次式で示される。

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 (R_{Th3} + R_0) R_{Th4}}$$

$$\div \frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_{Th3} \cdot R_{Th4}} \dots \dots \dots (3)$$

(但し, $R_{Th3} \gg R_0$)

$$g \geq \frac{1}{R_0} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_{Th3}}{R_{Th4}} \right) + \frac{1}{R_{Th4}} \dots \dots \dots (4)$$

(3)式は周波数条件であり、これによって発振周波数が決定される。(4)式は電力条件であり、これにより必要な真空管の利得が定められる。

(3)式において $R_{Th3} = R_{03} \exp \left\{ B_3 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right\}$, $R_{Th4} = R_{04} \exp \left\{ B_4 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right\}$ とすれば、周波数 f は次式で表わされる。

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_{03} \cdot R_{04} \exp \left\{ (B_3 + B_4) \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right\}}} \dots \dots \dots (5)$$

これで温度は周波数の形で検出されることが明らかとなった。(5)式により計算された値と、実験により得られた値とは図6に示してあるが、計算値と実験値はおおむね一致しているといえよう。帰還回路中 R_{Th5} および R_k で形成される部分は負帰還回路である。 R_{Th5} は出力レベルが増大すると自己加熱により抵抗値が減少し、しがってより多くの負帰還をかけることになる。この動作によって出力レベルは発振周波数の如何にかかわらず一定となる。 R_{Th5} を働かせて負帰還を多くかけることはこのように出力レベルの安定化にとって必要なだけでなく、出力波形の歪みにも大きな影響を与える。 R_{Th5} はおもに負性抵抗部分で動作させるのであるから2段の真空管からなる増幅器はそれに応じて充分な利得を与えるものでなければならない。我々の実験において、

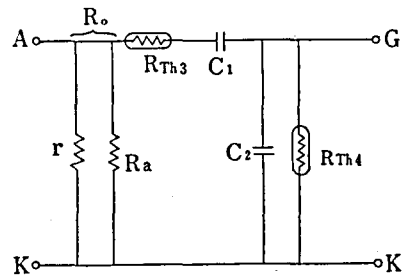


図 5

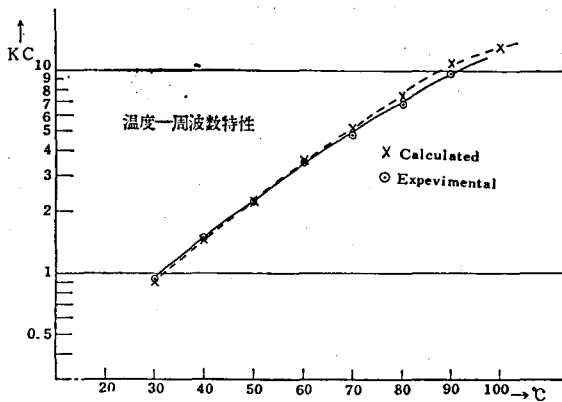


図 6

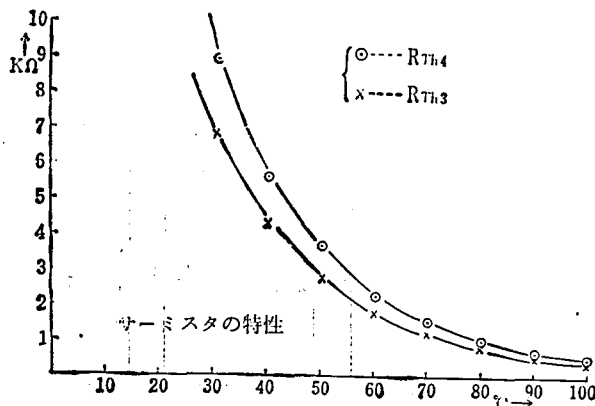


図 7

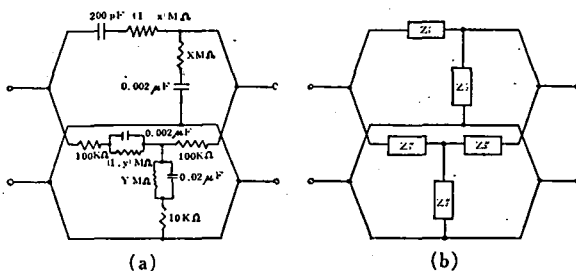


図 8

$$Z_3'' = 100 \times 10^3$$

T型の基本マトリックスを

$$F' = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix}$$

とし、またT型のそれを

$$F'' = \begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{pmatrix}$$

とすれば並列接続された2つの回路網を合成した基本マトリックスは

$$F = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \frac{1}{B' + B''} \begin{pmatrix} A' B'' + B' A'' & B' B'' \\ A' - A'' & B' + B'' \\ C' + C'' & D' - D'' \end{pmatrix}$$

当初三極真空管を使用したところ R_{Th5} が満足に働かずそのため出力レベルは発振周波数によって著しく変動し、波形もまたかなり歪んだものであった。図4のよにうに利得の大きい五極管にしてからは出力レベルは周波数の全域において2.20~2.25〔V〕と安定であり、また波形もブラウン管による観測において完全な正弦波であった。図7は使用サーミスタの温度特性である。

3-2 周波数特性設定

図4の VR_1 , VR_2 によってどの程度の範囲で周波数特性が可変であるか、定量的に計算する。図8(a)は図4の周波数特性調整回路をかきなおしたものであるが、図8(b)に示すごとく、L型とT型の2つの四端子回路網の並列接続であることが明瞭である。ここで

$$\left. \begin{aligned} Z_1' &= (1-x) \times 10^6 + \frac{1}{j\omega \times 200 \times 10^{-12}} \\ Z_2' &= x \times 10^6 + \frac{1}{j\omega \times 0.002 \times 10^{-6}} \\ Z_1'' &= 100 \times 10^3 + \frac{(1-y) \times 10^6}{j\omega \times 0.02 \times 10^{-6}} \\ &\quad \frac{1}{(1-y) \times 10^6 + \frac{1}{j\omega \times 0.002 \times 10^{-6}}} \\ Z_2'' &= 10 \times 10^3 + \frac{y \times 10^6}{j\omega \times 0.002 \times 10^{-6}} \\ &\quad \frac{1}{y \times 10^6 + \frac{1}{j\omega \times 0.02 \times 10^{-6}}} \end{aligned} \right\} (6)$$

なる。ところで $A=(V_1/V_2)I_2=0$ で定義されるから定数 A の逆数をとれば入力電圧 V_1 が $1[V]$ (一定) のときの V_2 の値を示すことになり周波数特性が得られる。

$$(A)^{-1} = \frac{B' + B''}{A'B'' + B'A''}$$

ここで

$$A' = 1 + \frac{Z_1'}{Z_2'} \quad B' = Z_1' \quad A'' = 1 + \frac{Z_1''}{Z_2''} \quad B'' = \frac{Z_1''Z_2'' + Z_2''Z_3'' + Z_1''Z_3''}{Z_2''}$$

であるから

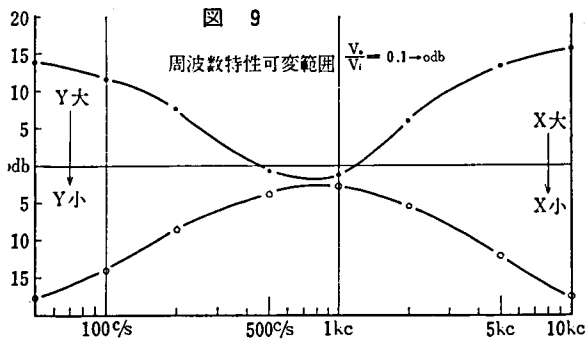
$$(A)^{-1} = \frac{Z_1'1 + \frac{Z_1''Z_2'' + Z_2''Z_3'' + Z_1''Z_3''}{Z_2''}}{\left(1 + \frac{Z_1''}{Z_2''}\right) \frac{Z_2'' + Z_2''Z_3'' + Z_1''Z_3''}{Z_2''} + Z_1' \left(1 + \frac{Z_1''}{Z_2''}\right)}$$

先に求めた(6)の数値を代入すれば周波数特性は得られる。図9は実験により求めた可変範囲を示すが、上記の計算の結果と全く一致している。

これで温度が周波数を媒介として電圧の大きさに変換されたことになるが、この電圧は整流されたのち、(1)式を満足する増巾度を与えるようにバリミュー管のコントロールグリッドに加えられる。非直線性が最も改善されるときの変換抵抗の位置はカットアンドトライで求めた。

3-3 総合特性

ブリッジに一定電圧を印加し、感温部分の温度を上昇させた場合のブリッジ出力電圧およびアンプの出力電圧の変化を図10に示す。この場合ブリッジ印加電圧を $0.5[V]$ 、設定温度を $30[^\circ C]$ にとってある。曲線(a)はブリッジ出力電圧を示し、(b), (c), (d)はそれぞれ図8(a)における x, y の値を変え



た場合の一例である。(c)曲線はアンプ出力を極力直線に近くなるように調整したものである。

図11は図10の曲線(c)で示されるアンプ出力電圧を、予め電圧線輪に一定電圧 $100[V]$ を印加してある積算計の電流線輪に加えた場合の温度と回転数との関係を示す。温度の広い範囲にわたって回転数はよく比例している。

4. む す び

以上のごとく、温度によってアンプの μ をコントロールすることにより、元来非直線性であるべき、温度—不平衡電圧

の特性を直線性にすることが出来た。この結果はただちにサーミスタ式積算温度計の測定範囲の

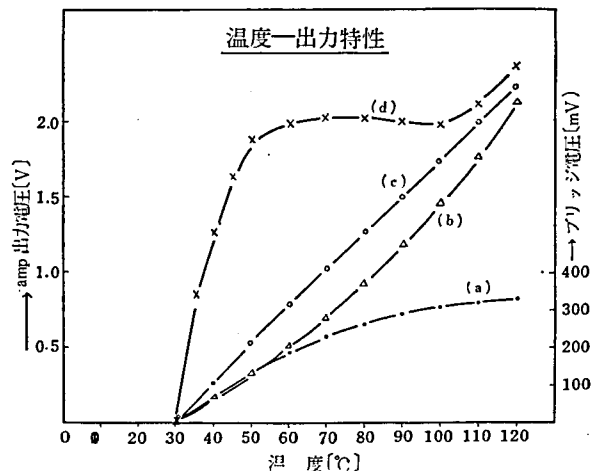


図 10

拡大に役立つとともに、一般的に考えて、温度電圧変換器として、感度の大きいこと、ならびにより直線性が得られること等の点において他の応用面も考えられる。

本研究に当り、信州大学工学部小山恒夫教授の御指導をうけた。ここに厚く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 小 山 ; 33、連大 151
- (2) 小 山 他 ; 34 連大 132
- (3) 小山、樋浦 ; 42、連大 2529

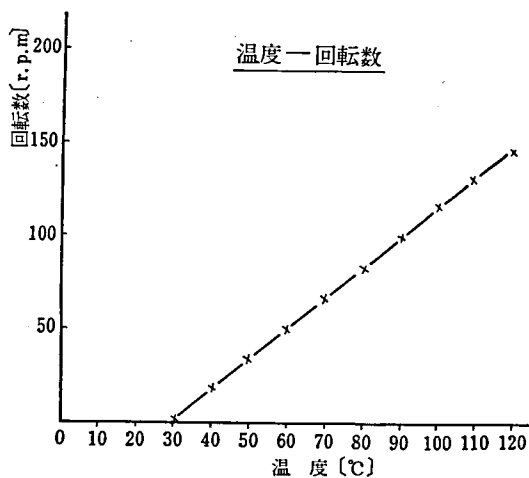


図 11