逆関数補償形等価無時定数検出法 (第4報)

嶺　勝敏*・土井政則*

Time Delayless Detecting Method Using Inverse Transfer Function Type Compensator (Report No. 4)

KATSUTOSHI MINE AND MASANORI DOI

Abstract

In the preceding papers, we reported the theoretical analysis and the analogue computer experiments about the time delayless detecting method with the inverse transfer function type compensator.

In this paper, we report the actual apparatus and its experiment applied to temperature measurement. Generally it is difficult to use the differential action in the presence of noise, but we obtained the satisfactory result in spite of using the differential action.

1. まえがき

前報[1)2)3)]までにおいて，一次おくれ検出系の逆関数形補償法の理論的解析及びアナログ計算機による検討を行なった.

本報では，時定数が約20秒の北辰電機製の抵抗測温体を用いて行なった実験について述べる．われわれの方法は一種の微分補償であるから，当然ノイズ対策が問題になるが，回路の工夫により，ほぼ満足できる結果を得ることができた．また，補償出力はまだ約2秒の時定数をもっているが，これは実際の測温体の特性が一次おくれではなくて，高次おくれになっていることに起因しているので，今後の問題として検討しなければならない.

2. 原　理

2—1 近似逆数伝達関数形補償

Fig. 1 に示す検出補償系の原理ブロック線図において，検出要素の伝達関数 G_d (S) が既知の一次おくれ系

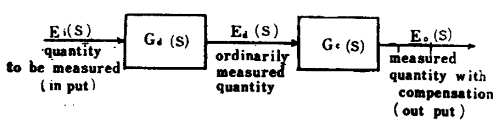

Fig. 1 Block Diagram of time delayless detecting system with inverse transfer function type compensator

* 電気工学教室

である場合，補償要素の伝達関数を G_c (S) とすれば

$$G_d\ (S)\ = \frac{K_d}{1+T_d\,S} \cdots\cdots\cdots\cdots \quad (1)$$

$$G_c\ (S)\ = \frac{1}{K_c}\left(1+\frac{T_c\,S}{1+T_o\,S}\right) \cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2)$$

ステップ入力 E_i u(t) に対する応答出力 E_o (t) は，$T_o \neq T_d$ として

$$\begin{aligned} E_o\ (t)\ &= \pounds^{-1}\left[\frac{K_d}{K_c}\left(1+\frac{T_c\,S}{1+T_o\,S}\right)\frac{E_i}{(1+T_d\,S)S}\right] \\ &= \pounds^{-1}\left[\frac{K_d\,E_i}{K_c}\left\{\frac{1}{S\,(1+T_d\,S)} + \frac{T_c\,S}{S(1+T_d\,S)\,(1+T_o\,S)}\right\}\right] \\ &= \frac{K_d\,E_i}{K_c}\left[u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{T_c}{T_d-T_o}\left\{exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)-exp\left(-\frac{t}{T_o}\right)\right\}\right] \end{aligned} \cdots\cdots\cdots (3)$$

ここで，$T_o \ll T_d$ とすれば $\cdots\cdots\cdots\cdots$ (4)

$$E_o\ (t) \fallingdotseq \frac{K_d}{K_c}\ E_i\left[u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{T_c}{T_d}\left\{exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)-exp\left(-\frac{t}{T_o}\right)\right\}\right] \cdots\cdots\cdots (5)$$

さらに，$K_c = K_d$ ，$T_c = T_d$ とすれば$\cdots\cdots$(6)，(7)

$$E_o\ (t) \fallingdotseq E_i\left\{u\ (t)\ -exp\left(-\frac{t}{T_o}\right)\right\} \cdots\cdots\cdots\cdots (8)$$

Fig. 1と(8)式から

$$E_o(S)=G_d(S)G_c(S)E_i(S)$$

$$\doteqdot \frac{1}{1+T_oS}E_i(S) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (9)$$

ここで，

$$E_d(S)=\frac{1}{1+T_dS}E_i(S) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (10)$$

(9)式と(10)式より，無補償出力$E_d(S)$のおくれT_dが補償要素$G_c(S)$により，おくれT_oに改善される．$T_o=0$とすれば，$E_o(S)=E_i(S)$となり完全に補償されることになり，いわゆる逆関数形補償法になるが，ノイズに対して問題が残る．従って，T_oをどれ程の値に設定するかは，ノイズと要求される応答の速さの両方から検討されなければならない．(Fig. 2参照)

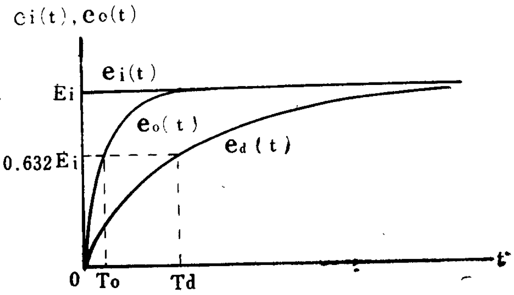

Fig.2 Step responses

2—2 補償回路

(2)式を実現する回路をFig. 3に示す．

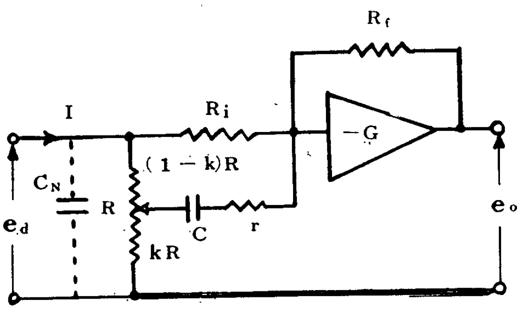

Fig.3 Block diagram

この回路の伝達関数を考える時，3の実系実験の所で後述するように，入力はFig. 1の$E_d(S)$という電圧の代りに電流$I(S)$をとらねばならない．C_Nはノイズ除去用のコンデンサで原理的なものではない．

R_iを右行する電流を$I_1(S)$，$(1-kR)$を下行する電流を$I_2(S)$，rを右行する電流を$I_3(S)$とすれば，

$$I(S)=I_1(S)+I_2(S) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (11)$$

$$I_1(S)+I_3(S)+\frac{E_o(S)}{R_f}=0$$

よって$E_o(S)=-R_f\{I_1(S)+I_3(S)\}$ ……………(12)

ここに，$I_1(S)$，$I_2(S)$，$I_3(S)$はそれぞれ次のようになる．

$$I_1(S)=\frac{(1-k)R+\dfrac{kR(r+1/SC)}{kR+r+1/SC}}{R_i+(1-k)R+\dfrac{kR(r+1/SC)}{kR+r+1/SC}}I(S)$$

$$=\frac{R\{1+SC(r+kR-k^2R)\}}{(R_i+R)+SC(R_ir+rR+kRR_i+kR^2-k^2-R^2)}\times I(S) \cdots\cdots\cdots (13)$$

$$I_2(S)=\frac{R_i}{R_i+(1-k)R+\dfrac{kR(r+1/SC)}{kR+r+1/SC}}I(S)$$

$$=\frac{R_i\{1+SC(kR+r)\}}{R_i+R+SC(R_ir+rR+kRR_i+kR^2-k^2R^2)}I(S) \cdots\cdots\cdots\cdots (14)$$

$$I_3(S)=\frac{kR}{kR+r+1/SC}I_2(S)$$

$$=\frac{SCkRR_i}{(R_i+R)+SC(R_ir+rR+kRR_i+kR^2-k^2R^2)}\times I(S) \cdots\cdots\cdots\cdots (15)$$

(13)式，(14)式，(15)式を(12)式に代入すれば

$$E_o(S)$$

$$=-\frac{R_fR\{1+SC(r+kR-k^2R+kR_i)\}}{(R_i+R)+SC(R_ir+rR+kRR_i+kR^2-k^2R^2}\times I(S) \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

よって

$$G_c(S)=\frac{E_o(S)}{I(S)}$$

$$=-\frac{R_fR\{1+SC(r+kR-k^2R+kR_i)\}}{(R_i+R)+SC(R_ir+rR+kRR_i+kR^2-k^2R^2)}$$

$$=-R\left(\frac{R_f}{R_i}\right)\frac{\left[1+SC(kR_i+r)\left\{1+\dfrac{k(1-k)R_i}{kR_i+r}\right\}\right]}{\left(1+\dfrac{R}{R_i}\right)\left(1+SC\left\{r+\dfrac{1+\dfrac{R}{R_i}(1-k)}{1+\dfrac{R}{R_i}}kR\right\}\right)} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (17)$$

(17)式において，$R_i \gg R$，$r \gg R$とすれば，………(18)，(19)

$$G_c(S)=-R\left(\frac{R_f}{R_i}\right)\frac{1+SCr+SkCR_i}{1+SCr}$$

$$=-R\left(\frac{R_f}{R_i}\right)\left(1+\frac{SkCR_i}{1+SCr}\right)$$

$$=-\frac{1}{K_c}\left(1+\frac{ST_c}{1+ST_o}\right) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (20)$$

ただし，$K_c=\dfrac{R_i}{RR_f}$ ……………………(21)

$$T_c=kCR_i \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (22)$$

$$T_o=Cr \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (23)$$

(7)式，(9)式，(10)式より

$$T_c=T_d \gg T_o \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (24)$$

$$\therefore \ kCR_i \gg Cr \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (25)$$

故に　$kR_i \gg r$　……………(26)

でなければ補償の意味がない．従って，

$$kR_i \gg r \gg R \qquad \cdots\cdots(27)$$

が成立しなければならない．(26)式をかきかえて

$$kR_i = \alpha r \qquad \cdots\cdots(28)$$

とすれば

$$T_d = \alpha T_o \qquad \cdots\cdots(29)$$

となって，このαからすぐに補償効果を知ることができる．(27)式からRはできるだけ小さい値が望ましいわけであり，この補償回路が定電流信号を与えられる場合，その定電流性を成立させるためにもRは小さい程，好都合である．従って，Rはできるだけ小さい値を選ぶ．しかし，このことは(21)式からK_cを増大せしめ，従ってG_c(S)のゲインを落すことになる．ところが，補償回路中の増巾器には，飽和現象があるので，かえって，ゲインを落した方が増巾器が正常に働くことになり，この点からも，Rは小さい値が望ましい．

2—3　ノイズ除去

信号中に入っているノイズは殆んどが電源周波数ので，クロスモードノイズとコモンモードノイズがあるが[4]，本実験では後述のように，クロスモードノイズであった．これに対してはフィルターの使用などが考えられるが，本実験では単にコンデンサC_Nを並列に使用することで，ほぼ満足する結果を得た．

(27)式より，Fig. 3のRより後は高抵抗であるので，その負荷効果を無視すれば，G_c(S)は次のように記述できる．

$$G_c(S) \doteqdot -\frac{1}{K_c}\left(\frac{1}{1+SC_NR}\right)\left(1+\frac{ST_c}{1+ST_o}\right) \quad \cdots(30)$$

I(S)はG_d(S)により，$1/T_d$より高い角周波数成分は減衰しているので，

$$\frac{1}{T_d} < \frac{1}{C_NR} \qquad \cdots\cdots(31)$$

$$\therefore\ T_d > C_NR \qquad \cdots\cdots(32)$$

であれば，(30)式は次式で表わされる．

$$G_c(S) \doteqdot -\frac{1}{K_c}\left(1+\frac{ST_c}{1+ST_o}\right) \qquad \cdots\cdots(33)$$

3．実　系　実　験

3—1　温度検出系

実系として温度測定系をとりあげて，実験を行なった[5]．そのブロック線図をFig. 4に示す．

検出部……北辰電機製：抵抗測温体（0°C，50Ω．白金），保護管（Sus 32相当ステンレス，径10mm，挿入長350mm，フランジ付）から成立っており，電流変換器までの導線は3線シールド線を用い，長さは1.8mである．

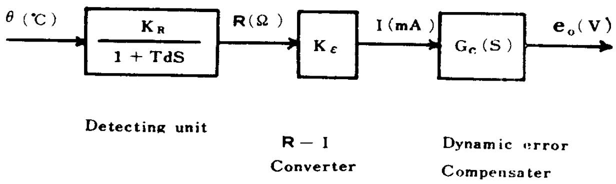

Fig.4 Block diagram for real system where $K_R\ K_\varepsilon = K_d$

その伝達関数は実測によって，次のように得られた．

温度上昇時

$$G'_d(S) = \frac{\left(\frac{4}{75}\right)}{1+18S}\quad\frac{1}{1+4.4S} \qquad \cdots\cdots(34)$$

温度下降時

$$G''_d(S) = \frac{\left(\frac{4}{75}\right)}{1+24S}\quad\frac{1}{1+2S} \qquad \cdots\cdots(35)$$

今迄，G_d(S)は一次おくれで，温度上昇時も下降時も同一のものとみなしてきたが，実際には(34)式，(35)式で明らかなように，上昇時と下降時の伝達関数が異なり，しかも二次おくれ系になっている．(33)式までに従い，G_d(S)を次のようにとる．

$$G_d(S) = \frac{\left(\frac{4}{75}\right)}{1+20S} \qquad \cdots\cdots(36)$$

電流変換器…………北辰電機製：ELT140（H72）
温度0～150°CをDC 2～10mAに変換する．
実際の入力は白金の温度による抵抗変化であり，温度0～150°Cに対し，抵抗変化は50.00～79.15Ωであるから，それに対する出力電流を負荷効果の面より調べたのがFig. 5である．

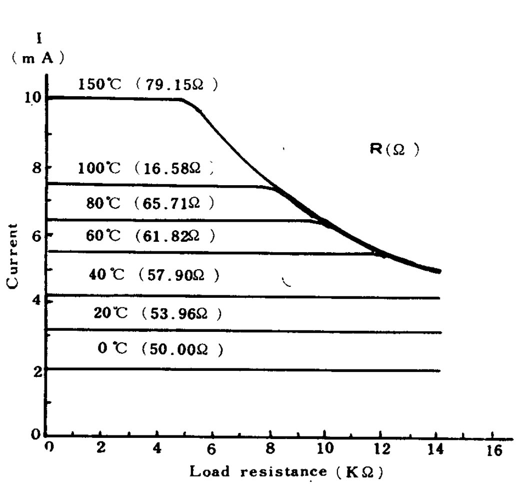

Fig.5 Constant current characteristics of the current converter

Fig. 5 より電流変換器の負荷として，その入力抵抗が4.5KΩ 以下のものを用いなければならないことになる.

近似逆数伝達関数形補償器………構成回路図は Fig. 3に示す. その回路定数として，$R=1K\Omega$, $R_i=2M\Omega$, $r=22K\Omega$, $R_f=2M\Omega$, $C=0.5$, 5.0, 7.5, $10.0\mu F$, $k=0\sim1.0$

これから，T_c 及びT_o をまとめ，Table 1 に示す.

Table 1. T_c & T_o Values

	設定	1	10	15	20
T_c (sec)	k	0~1	0~1	0~1	0~1
	T_c	0~1	0~10	0~15	0~20
T_o (sec)	C(μF)	0.5	5	7.5	10
	r(KΩ)	22	22	22	22
	T_o	0.011	0.11	0.165	0.22

(27)式を検討してみると，

$$k\times 2\times10^{6}\gg22\times10^{3}\gg10^{3} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(37)$$

従って，kR_i を rの25倍にとるとすれば，$k\leqq0.3$でなければならない.

増巾器Gについてみると，$|G|=60db$, $|e_o|\leqq10V$である. なお e_o は 17V で飽和する.

従って I の最大値10mA に対して $|e_o|\leqq10V$ を満足するためには，(21)式より

$$|e_o|=\left|\frac{1}{K_c}\right| I=\frac{RR_f I}{R_i}\leqq10 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(38)$$

(38)式で $I=10mA$とおけば　$R\leqq10^3$　　　　…………(39)

(37)式と(39)式から $R=1K\Omega$ が得られる.

温度0°Cに対応する電流Iは 2 mAであるから，

$$|e_o|=RI=10^3\times2\times10^{-3}=2V \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(40)$$

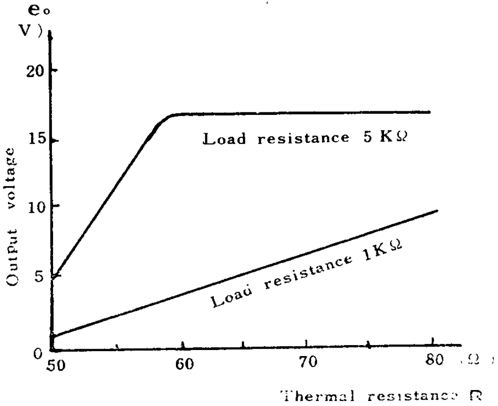

Fig.6 Load resistance effects

従って，補償器出力は温度 0~150°C に対応して，2~10Vの電圧になる.

以上のことを，実際の装置において実測したのがFig. 6である.

3—2 実験結果

(36)式より

$$G_d(S)=\frac{0.053}{1+20S}\left[\frac{mA}{°C}\right] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(41)$$

従って　$T_c=T_d=20sec$　　　　…………(42)

Table 1より　$T_o=0.22sec$　　　　…………(43)

よって，$G_c(S)=-\left(1+\frac{20S}{1+0.22S}\right)\left[\frac{V}{mA}\right]$ ……(44)

(44)式のように設定して，実験を行なった結果の一例をFig. 7に示す. 温度変化は，15°C の水と98°C の熱湯を別々の容器に入れておき，測温体を急いで他の一方へ移し，ステップ状の変化を与えた. Fig. 7 で下のグラフが G_d (S)の出力，上のグラフが補償器の出力である.

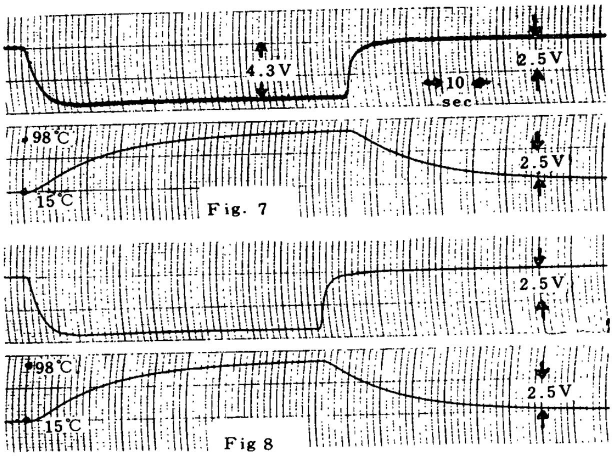

Fig.7 Thermal step response without C_N.
Fig.8 Thermal step response with C_N.

補償器出力には，ノイズが重畳して現われているが，$C_N=100\mu F$ を付加することによって，Fig. 8 のようにノイズは除去される. しかし，応答そのものには変化がみとめられない[6)].

補償時の綜合伝達関数を応答波形から求めてみると

温度上昇時

$$G'(S)=-\frac{0.053}{(1+3S)(1+0.65S)}\left[\frac{V}{°C}\right] \cdots\cdots(45)$$

温度下降時

$$G''(S)=-\frac{0.053}{(1+2S)(1+0.3S)}\left[\frac{V}{°C}\right] \cdots\cdots(46)$$

仮定が成立しておれば，(9)式より

$$G(S)=\frac{0.053}{1+0.22S}\left[\frac{V}{°C}\right] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(47)$$

となるべきであるが，(45)，(46)式および(47)式を比較する

と，まだ検討の余地が残る．これは，G_d(S)を(36)式に示す一次おくれ系と仮定したための影響その他によるものと考えられる．

しかし，(41)式に比べれば，(45)，(46)式の何れの場合も，動誤差の補償の効果が顕著に現われている．（Fig. 8 参照）

4. む す び

本方法の実系実験としての抵抗測温体による温度検出において，真の温度のステップ状変化に対する検出動誤差の補償実験を行ない，ノイズ問題を解決して略々目的を果すことができた．

今後の問題として，(45)式，(46)式をいかにして(47)式のオーダまでもってゆくかであり，そのためには，G_d(S)の高次おくれ系に対する補償器を工夫しなければならない．しかし，(34)式，(35)式から明らかなように，本実系に対しては，G_d (S) は二次おくれ系と考えて対処すれば実用的に十分と考えている．

また，補償以前の問題として，抵抗測温体の温度上昇時および下降時に時定数が異なる点があるが，境膜伝熱係数が変るなどによると考えられる．

これらに対しては，引続き研究したいと思っている．

参 考 文 献

1）嶺，川崎：宇部工短大高専研究報告，Vol. 2－1 No. 2，PP. 55～64，(1965)
2）嶺，川崎：宇部工短大高専研究報告，Vol. 2－2，No. 3，PP. 39～44. (1966)
3）嶺，川崎：宇部高専研究報告，No. 4，PP. 37～45 (1966)
4）木本：最近の温度制御について，計装研第102回例会資料，(1965)
5）嶺，土井，川崎：実系における高速度検出法，電気四学会九州支部連大論文集，PP. 7，～8，(1966)
6）嶺，土井，川崎：検出誤差の近似逆数関数形補償法，電気四学会中国支部連大講演論文集，PP. 19，～20，(1966)

（昭和41年12月26日受理）