逆関数補償形等価無時定数検出法 (第3報)

嶺　勝敏*・川崎元之*

Non - Time Delay Detecting Method Used of Inverse Transfer Function Type Compensator (Report No. 3)

by

Katsutoshi Mine and Motoyuki Kawasaki

Abstract

In the preceding paper, we had declared about non-time delay detecting method used of inverse transfer function type compensator,

But this method fault being weak to noise at input of compensating circuit, output of detecting mean, for flat frequency characteristic.

In this paper, we declared about theoretical comparison and experimental result by analog computer, on this method and proportional imperfect differential type compensating method and approximate inverse transfer function type compensation, and that experiment by approximate inverse transfer function type compensation.

1. まえがき

われわれは，前報[1)2)]において，1次おくれ検出系の逆関数形補償法について述べた．

しかしこの方法は，周波数特性が良すぎるなどのために，補償回路の入力側すなわち検出回路の出力側からのノイズに弱い欠点があった．

本報では，1次おくれ検出系について，本方式の従来の比例不完全微分形補償法[3)]ならびに近似逆関数形補償法[4)]との理論的な比較およびアナログ計算機での実験結果を示し，あわせて近似逆関数補償法による実系での実験結果について述べる．

2. 原　　理

2―1　ステップ応答

(1) 逆関数形補償法　Fig. 1に示す．検出補償系の原理図において，検出要素の伝達関数 G_d (s) が既知であり，かつ1次おくれ系である場合，

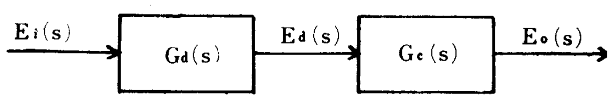


Fig. 1. Block diagram of non-time delay detecting System used of inverse transfer function type Compensation.

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

$$G_{c1}(S) = \frac{1+T_{c1}S}{K_{c1}} \quad \cdots\cdots(2)$$

とすれば，ステップ入力E_i u(t)に対する応答E_o(t)は，

$$E_o(t) = \mathcal{L}^{-1} E_o(S) = \mathcal{L}^{-1} \frac{K_d}{K_{c1}} \frac{1+T_{c1}S}{1+T_dS} \frac{E_i}{S}$$

$$= \frac{KdEi}{K_{c1}} \left\{ u(t) - \left(1 - \frac{T_{c1}}{T_d}\right) exp\left(-\frac{t}{T_d}\right) \right\} \cdots(3)$$

(3)式は，$T_{c1}=T_d$，$K_{c1}=K_d$ に調整すれば

$$E_o(t) = E_i\,u(t) \quad \cdots\cdots(4)$$

となり，動誤差も定常誤差もともに零となり，理想検出補償系を形成していることがわかる．

(2) 比例不完全微分形補償法　この方法は[3)] 1950年

---

* 電気工学教室

以来一般に用いられている方法である．これに対して前述の逆関数形補償法は，比例完全微分形補償法であるといえる．

Fig. 1において，$G_d(S)$は(1)式とし，

$$G_{c2}(S) = \frac{1}{K_{c2}}\left(1+\frac{T_{c2}S}{1+T_{c2}S}\right) \quad \cdots\cdots(5)$$

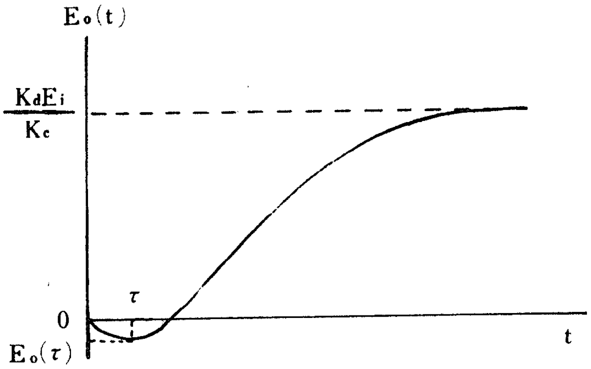
とすれば，ステップ入力$E_i u(t)$に対する応答$E_o(t)$は，$T_{c2} \fallingdotseq T_d$ なるとき，

$$E_o(t) = \mathcal{L}^{-1}\frac{K_d}{K_{c2}}\frac{1}{1+T_dS}\left(1+\frac{T_{c2}S}{1+T_{c2}S}\right)\frac{E_i}{S}$$

$$=\mathcal{L}^{-1}\frac{K_d E_2}{K_{c2}}\left\{\frac{1}{S(1+T_dS)}+\frac{T_{c2}S}{S(1+T_dS)(1+T_{c2}S)}\right\}$$

$$=\frac{K_d E_i}{K_c}\left[u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}\left\{exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)-exp\left(-\frac{t}{T_{c2}}\right)\right\}\right] \quad \cdots\cdots(6)$$

(6)式の応答をFig. 2に示す．

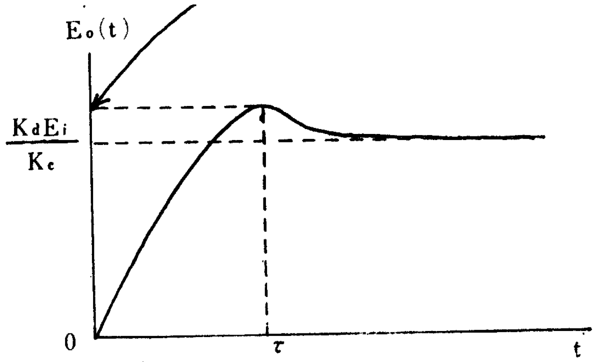


$$\tau = \frac{T_{c2}T_d}{T_d-T_{c2}}\log\frac{T_d}{2T_{c2}-T_d}$$

$$E_o(\tau)=\frac{K_d E_i}{K_c}\left[1-\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_d}{T_d-T_{c2}}}+\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}}-\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}}\right]$$

Fig. 2—a where, $2T_{c2}>T_d>T_{c2}$

$$\frac{K_d E_i}{K_c}\left[1-\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_d}{T_d-T_{c2}}}+\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}}-\left\{\frac{2T_{c2}-T_d}{T_d}\right\}^{\frac{T_{c2}}{T_d-T_{c2}}}\right]$$



$$\tau = \frac{T_{c2}T_d}{T_{c2}-T_d}\log\frac{T_d}{2T_{c2}-T_d}$$

Fig. 2—b where $T_{c2} > T_d$

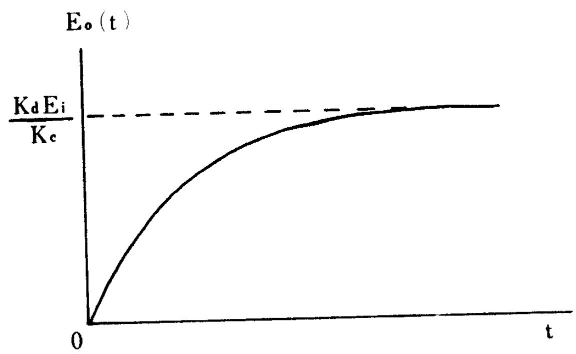


Fig. 2—c where $T_d \geqq 2T_c$

Fig. 2. step response of Proportional imperfect differential type compensator

同様に，$T_{c2}=T_d$ に調整したときは

$$E^o(t)=L^{-1}\frac{K_d E_i}{K_{o2}}\left\{\frac{1}{S(1+T_dS)}+\frac{T_dS}{S(1+T_dS)^2}\right\}=$$

$$\frac{K_dE_i}{K_{c2}}\left\{u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{t}{T_d}exp\left(-\frac{t}{T_b}\right)\right\} \cdots\cdots(7)$$

(7)式の応答をFig. 3に示す．

(6)式および(7)式で許容偏差をε_aとすれば，この系が実用的可測系であるためには，$|E_i-E_o(t)_{t=\infty}|$は$|E_i \pm \varepsilon_a|$の部分集合でなければならない．よって，

$$|E_i-E_o(t)_{t=\infty}| \subset |E_i \pm \varepsilon_p| \quad \cdots\cdots(8)$$

(6)式および(7)式は，ともに t=∞でexp. の項が0となるので(8)式は

$$| E_i \left(1-\frac{K_d}{K_c}\right) | \subset | E_i \pm \varepsilon_a | \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(9)$$

よって，∃ts ∈t：O⊂t⊂∞，ここでtsは有限整定時間である．以上より下式が成立する．

$$E_i \pm \varepsilon_a = E_o(t_s) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(10)$$

(3) 近似逆関数形補償法　逆関数形補償法は，動誤差および定常誤差をともになくすことができるが，周波数特性がよすぎるためにノイズに弱い．これに対して，比例不完全微分形補償法は，低域濾波効果を有するためノイズには強いが，周波数特性が悪いので動誤差が比較的大きい欠点を有している．

そこで，下式のような近似逆関数形補償法を考える[4]．

Fig．1において

$$G_{c3}(S) = \frac{1}{K_{c3}}\left(1+\frac{T_{c3}S}{1+T_{c4}S}\right) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(12)$$

ただし　$0 < T_4 < T_{c3}$

ステップ入力　$E_i u(t)$ に対する応答$E_o(t)$は，

$T_{c4} \doteqdot T_d$ なるとき，

$$E_o(t) = \mathcal{L}^{-1}\frac{K_d}{K_{c3}}\frac{1}{1+T_d S}\left(1+\frac{T_{c3}S}{1+T_{c4}S}\right)\frac{E_i}{S}$$

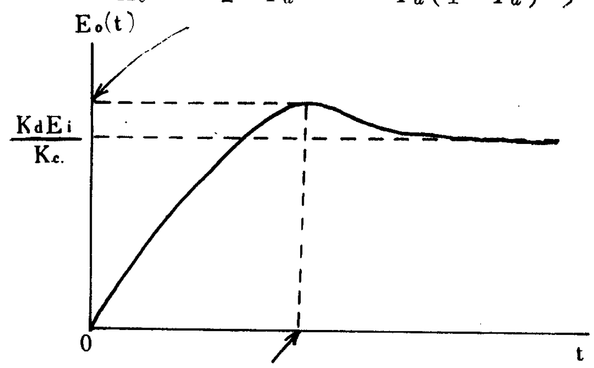
$$= \mathcal{L}^{-1}\frac{K_d E_i}{K_{c3}}\left\{\frac{1}{S(1+T_d S)}+\frac{T_{c3}S}{S(1+T_d S)(1+T_{c4}S)}\right\}$$

$$= \frac{K_d E_i}{K_{c3}}\left[\left(u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{T_{c3}}{T_c-T_{c4}}\right.\right.$$
$$\left.\left.\left\{exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)-exp\left(-\frac{t}{T_{c4}}\right)\right\}\right)\right] \cdots(12)$$

ここで　$T_{c4} \ll T_{c3}$ とすれば (12)式は下式のようになる．

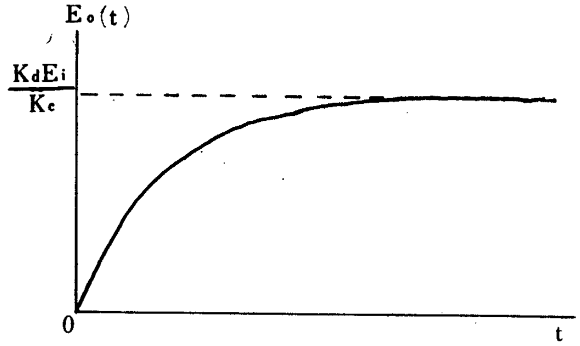
$$E_o(t) \doteqdot \frac{K_d E_i}{K_c}\left[u(t)-exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)+\frac{T_{c3}}{T_d}exp\left(-\frac{t}{T_d}\right)\right] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(13)$$

$$\frac{K_d E_i}{K_c}\left[1+\frac{T_d}{1-T_d}\ exp\left\{-\frac{T_d}{T_d(1-T_d)}\right\}\right]$$



$t = T_d/(1-T_d)$

Fig．3—a　where $T_d = T_{c2} < 1$



Fig．3—b　where $T_d = T_{c2} \geqq 1$

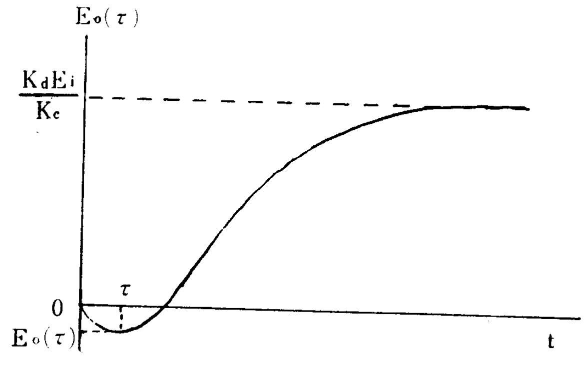
Fig．3.　Step respouseof Proportional imperfect differetial type compensator, where $T_{c2} = T_d$

(12)，(13)式の応答を Fig．4，Fig．5に示す．

2—2　梯形波応答

(1) 逆関数形補償法　この方法は前報[2]で述べたので梯形波入力　$E_i(t) = E_i K\{(tu(t)-(t-\tau)u(t-\tau)\}$ に対するこの系の応答$E_o(t)$のみを示す．

$$E_o(t) = \frac{K_d K E_i}{K_{c1}}\ \left[(T_{c1}-T_d)\{u(t)-u(t-\tau)\}\right.$$
$$+\{tu(t)-(t-\tau)u(t-\tau)\}$$
$$-(T_{c1}-T_d)\{exp(-tu(t)/T_d)-exp$$
$$\left.(-(t-\tau)u(t-\tau)/T_d\}\right] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(14)$$



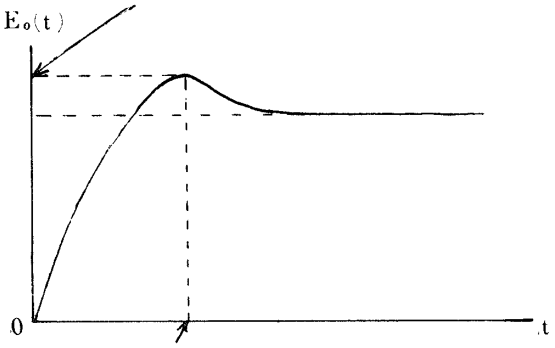
$$\tau = \frac{T_{c3}E_d}{T_e-T_{c4}}\log\frac{T_{c3}T_d}{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}$$

$$E_o(\tau) = \frac{K_d E_i}{K_c}\left[1-\left\{\frac{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}{T_{c3}T}\right\}^{\frac{T_d}{T_d-T_{c4}}}\right.$$
$$+\frac{T_{c3}}{T_d-T_{c4}}\left\{\left(\frac{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}{T_{c3}T_d}\right)^{\frac{T_{c4}}{T_d-T_{c4}}}\right.$$
$$\left.\left.-\left(\frac{(T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}{T_{c3}T_d}\right)^{\frac{T_{c4}}{T_d-T_{c4}}}\right\}\right]$$

Fig．4—a　where $T_{c4}+T_{c3} > T_d > T_{c4}$

$$\frac{T_{c3}-T_d}{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)} > 1$$

$$\frac{K_d\,Ei}{Kc}\left[1-\left\{\frac{T_o\,(T_o+T_c-T_d)}{T_c\,T_d}\right\}^{\frac{T_d}{T_d-T_o}} +\frac{T_c}{T_d-T_o}\left\{\left(\frac{T_o(T_o+T_c-T_d)}{T_c\,T_d}\right)^{\frac{T_o}{T_d-T_o}} -\left(\frac{T_o(T_o+T_c-T_d)}{T_c\,T_d}\right)^{\frac{T_o}{T_d-T_o}}\right\}\right]$$



$$t=\frac{T_{c4}T_d}{T_d-T_{c4}}\log\frac{T_{c3}T_d}{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}$$

Fig. 4—b where $T_{c4}>T_d$

$$\frac{T_{c3}T_d}{T_{c4}(T_{c4}+T_{c3}-T_d)}<1$$

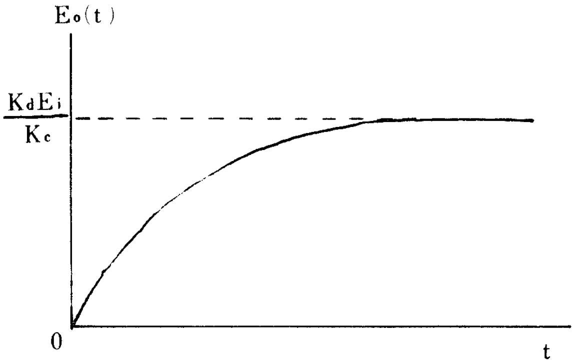


Fig. 4—c where $T_d \geqq T_{c4}+T_{c3}$

$$\frac{KdEi}{K_c}\left[1+\frac{T_d}{1-T_d}\,\exp\left\{-\frac{T_d}{T_d(1-T_d)}\right\}\right]$$

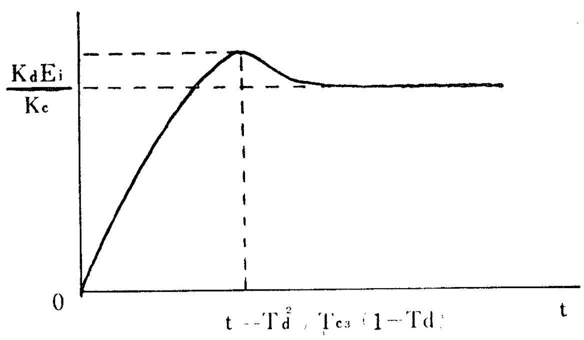


Fig. 4—d where $T_d=T_{c4}<1$

Fig. 4. Step response of approximate inverse transfer function type compen saton

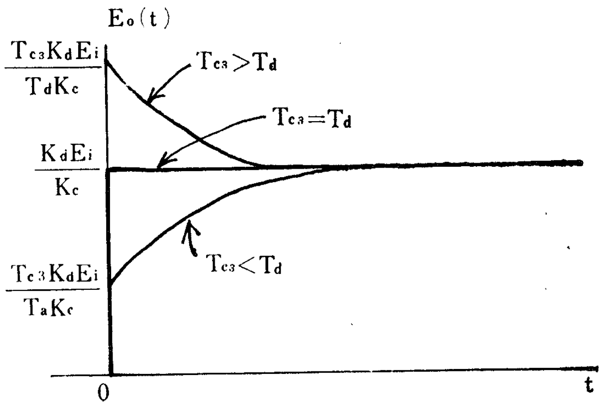


Fig. 5. Step response of approximate inverse transfer function type compensation, where $T_{c4} \ll T_{c3}$

(2) 比例不完全微分形補償法　この場合は下式のようになる．

$$E_i\,(S)=\mathcal{L}E_i\,(t)=\frac{E_i\,K}{S^2}\{1-exp(-\tau S)\} \quad \cdots\cdots\cdots(15)$$

したがって，$T_{c2} \fallingdotseq T_d$ なるときは，

$$E_o\,(t)=\mathcal{L}^{-1}\frac{K_d}{K_{c2}}\,\frac{1}{1+T_dS}\left(1+\frac{T_{c2}S}{1+T_{c2}S}\right)\frac{E_i\,K}{S^2}\left\{1-exp(-\tau S)\right\}$$

$$=\frac{K_d\,KE_i}{K_{c2}}\Big[(T_{c2}-T_d)\{u(t)-u(t-\tau)\} + \{u(t)-\ (t-\tau)u(t-\tau)\} + \frac{2\,T_dT_{c2}-T_d^2}{T_{c2}-T_d}\Big\{exp(-tu(t)/T_d\,)-exp\Big(-(t-\tau)u\,(t-\tau)/T_d\Big)\Big\} -\frac{T_{c2}}{T_{c2}-T_d}\Big\{exp(-tu(t)/T_{c2})-exp(-(t-\tau)/T_{c2})\Big\}\Big]$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(16)$$

同様にして，$T_{c2}=T_d$ なるときは，

$$E_o\,(t)=\mathcal{L}^{-1}\,\frac{K_dKE_i}{K_{c2}}\left\{\frac{1}{S^2(1+T_kS)}+\frac{T_dS}{S^2(1+T_dS)^2}\right\}\left\{1-exp(-\tau S)\right\}$$

$$=\frac{K_d\,KE_i}{K_{c2}}\Big[T_d\,(T_d^3-1)\Big\{u(t)-u(t-\tau)\Big\} +\{tu(t)-(t-\tau)u(t-\tau)\} -T_d^4\Big\{cos\frac{tu(t)}{T_d}-cos\frac{(t-\tau)u(t-\tau)}{T_d}\Big\} -\frac{T_d^3}{2}\Big\{tsin\frac{tu(t)}{T_d}-(t-\tau)\,u(t-\tau)sin\frac{(t-\tau)u(t-\tau)}{T_d}\Big\} +T_d\Big\{exp\Big(-\frac{tu(t)}{T_d}\Big)-exp\Big(-\frac{(t-\tau)u(t-\tau)}{T_d}\Big)\Big\}\Big]$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(17)$$

(3)　近似逆関数形補償法　　まず，$T_{c3} \fallingdotseq T_d$ なるときの梯形波応答$E_o(t)$は，

$$E_o(t) = \mathcal{L}^{-1}\frac{K_d}{K_{c3}}\frac{1}{1+T_d S}\left(1+\frac{T_{c3}S}{1+T_{c4}S}\right)\frac{E_i K}{S^2}\{1-exp(-\tau)\}$$

$$= \frac{K_d K E_i}{K_{c3}}\Big[(T_{c3}-T_d)\{u(t)-(t-\tau)u(t-\tau)\} + \{tu(t)-(t-\tau)u(t-\tau)\} + T_d\left\{1+\frac{1}{T_{c4}-T_d}\right\}\left\{exp\left(-\frac{tu(t)}{T_d}\right)-exp\left(-\frac{(t-\tau)u(t-\tau)}{T_d}\right)\right\} - \frac{T_{c3}T_{c4}}{T_{c4}-T_d}\left\{exp\left(-\frac{tu(t)}{T_{c4}}\right)-exp\left(-\frac{(t-\tau)u(t-\tau)}{T_{c4}}\right)\right\}\Big] \quad \cdots\cdots(18)$$

この場合は，T_{c4}はつねに$T_{c4}<T_d$の状態にある．一般に $T_{c4} \ll T_d$ の条件で適用すれば，近似的に(14)式に等しくなり，かつ次章の Bode 線図で明らかなように低域濾波特性も有するので高周波ノイズに対しても影響も軽減することができる．

2—3　Bode線図

(1)　逆関数形補償法　　この場合における Bode 線図は前後[2)]で述べた．すなわち，$T_{c1}>T_d$ では位相おくれ補償系を形成し，$T_{c1}<T_d$ では位相進み補償系を形成する．$T_{c1}=T_d$ においては，理想補償系を形成し周波数特性が $\omega=\infty$ まで改善されるが，高周波のノイズに対して濾液効果を有さないための難点が実験的にも観察された．

(2)　比例不完全微分形補償法　　この系の周波数伝達関数を$G_2(j\omega)$とおけば，

$$G_2(j\omega) = \frac{K_d E_i}{K_{c2}}\frac{1}{1+j\omega T_d}\left(1+\frac{j\omega T_{c2}}{1+j\omega T_{c2}}\right)$$

$$= K_2\frac{1}{1+j\omega T_d}\left(\frac{1+j\omega 2T_{c2}}{1+j\omega T_{c2}}\right)$$

$$= K_2 g_d(j\omega)\, g_{c2}(j\omega) \quad \cdots\cdots(19)$$

ここで，$K_d = K_{c2} = 1$，$E_i = 1$ とおけば，(19)式の$K_2 = 1$となる．(19)式について Bode 線図を描けば Fig. 6のようになる．

(3)　近似逆関数形補償法　　この系の周波数伝達関数を$G_3(j\omega)$ とおけば，

$$G_3(j\omega) = \frac{K_d E_i}{K_{c3}}\frac{1}{1+j\omega T_e}\left(1+\frac{j\omega T_{c3}}{1+j\omega T_{c4}}\right)$$

$$= K_3\frac{1}{1+j\omega T_d}\left\{\frac{1+j\omega(T_{c3}+T_{c4})}{1+j\omega T_{c4}}\right\}$$

$$= K_3\, g_d(j\omega)\, g_{c3}(j\omega) \quad \cdots\cdots(20)$$

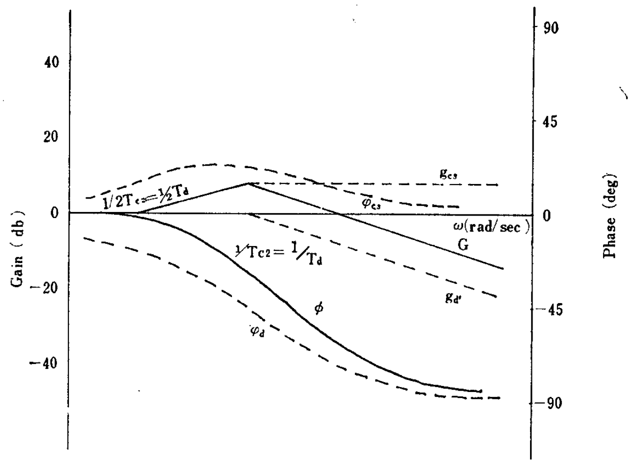


Fig. 6—a　where $Td>T_{c3}+T_{c4}$

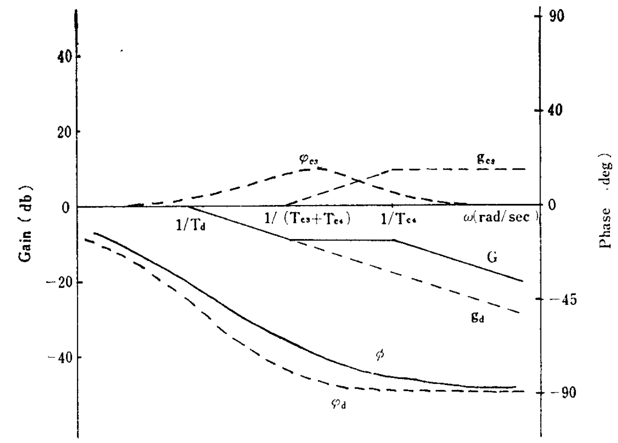


Fig. 6—b　where $T_{c4}<Td<T_{c3}+T_{c4}$

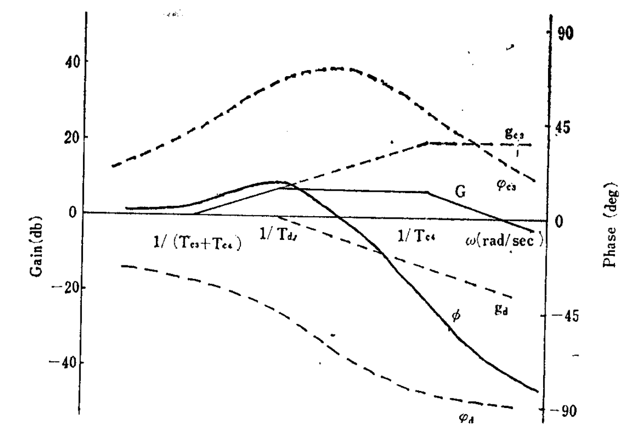


Fig. 6—c　where $Td<T_{c4}<T_{c3}+T_{c4}$

Fig. 6.　Block diagram of Proportional imperfect differential type compen sator. where $T_{c2}=Td$

ここで，$K_d = K_{c3} = 1$，$E_i = 1$とおけば，(20)式の$K_3 = 1$となる．(20)式について Bode 線図を描けば Fig. 7のようになる．

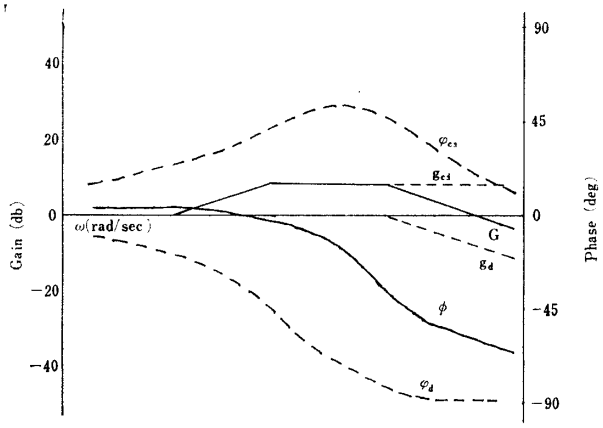
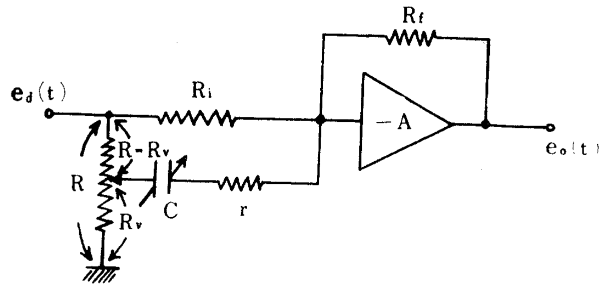


Fig. 7. Block diagram of approximate inverse transfer function type compensator.

3. アナログ計算機実験

3―1　ステップ応答

(1)　逆関数形補償法　　この方法におけるアナログ計算機シミュレーション回路でのステップ応答は，前報1)で述べたが，他の方法との比較のために Fig. 8に示す



$$G_c(s)=\frac{E_o(s)}{Ed(s)}\doteqdot-\frac{R_f}{R_i}\left\{1+\frac{kcR_iS}{1+cqs}\right\}$$
$$=-\frac{1}{K_c}\left\{1+\frac{T_{c3}S}{1+T_{c4}}\right\}$$
where $K_c=R_i/R_f$,　$k=R_v/R$
$T_{c3}=k_cR_i$　$T_{c4}=cr$

Fig. 9. Analogue simulation for approximate inverse transfer function

(2)　比例不完全微分形補償法　　この方法におけるアナログ計算機シミュレーション回路を Fig. 9 に，実験結果を Fig.10 に示す．この場合は，$T_{c2}=T_d$ に調整しても動誤差が相当残ることがわかる．

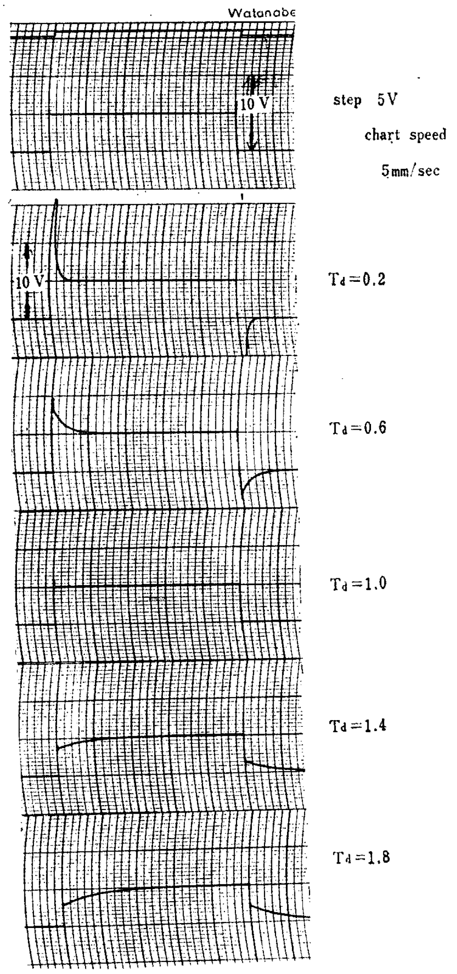


Fig. 8. Anacom data used of first-order lead compensation where $T_c=1$

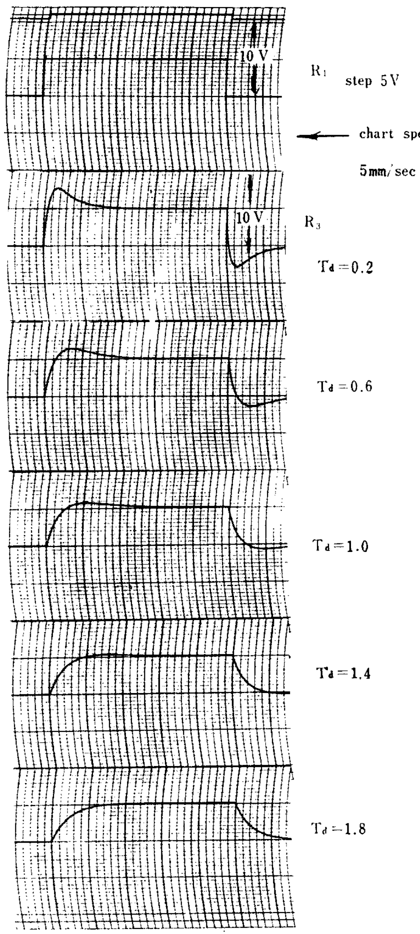


Fig. 10. Anacom data used of Proportinal imperfect differential compenstion. where $T_{c2}=T_0=1$

(3) 近似逆関数形補償法　この方法におけるアナログ演算回路を Fig. 9 に，実験結果を Fig.11 に示す．この場合は，$T_{c3}=T_d$ に調整した状態で T_{c4} を変化させたときの応答波形であるが，T_{c5} の値を漸次小さくするに従って動誤差が減少しており，近似逆関数形補償法と称するにふさわしいことがわかる．

Fig. 9 において

$$G_{c3}(S)=\frac{E_o\ (S)}{E_d\ (S)}=-\frac{R_f}{R_i}\left\{1+\frac{kCR_iS}{1+CrS}\right\}$$

$$=-\frac{1}{K_{c3}}\left(1+\frac{T_{c3}S}{1+T_{c4}S}\right)\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(21)$$

ここで，　$K_{c3}=R_i/R_f$，　$T_{c3}=kCR_i$，　$T_{c4}=cr$ である．

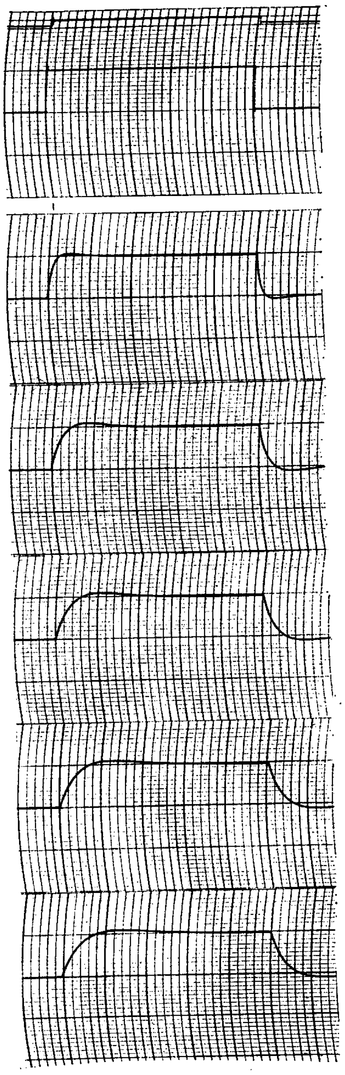


Fig. 11. Anacom data used of Proportional imperfect differential compensation where $T_d=T_c=1$

3－2　梯形波応答

逆関数形補償法による梯形波応答を Fig.12 に，比例不完全微分形補償法による応答を Fig.13 に，同様にして近似逆関数形補償法によるものを Fig.14 に示す．入力の梯形波信号は，アナログ計算機での操作の都合から $t=\tau$ なる時間，すなわちランプの終端で入力電圧をオフにしている．このため Fig.15 に示すように微分コンデンサー　の放電により $t>\tau$ で逆応答を示している．

つぎに，Fig.13 の応答は，他の2方法と比較して動誤差にはそれ程の差が認められない．これは，入力の梯形波形がステップ入力に比較して高調波成分をそれ程含有していないためであって，比例不完全微分形補償法における周波数特性の悪さは無視できると考えられる．

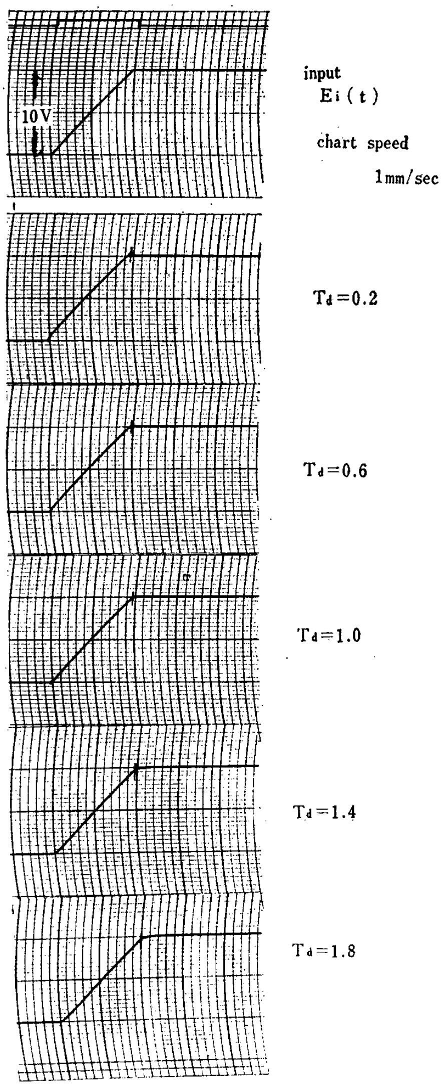


Fig. 12. Trapezoid response used of first-order lead compensation, where $T_c=1$

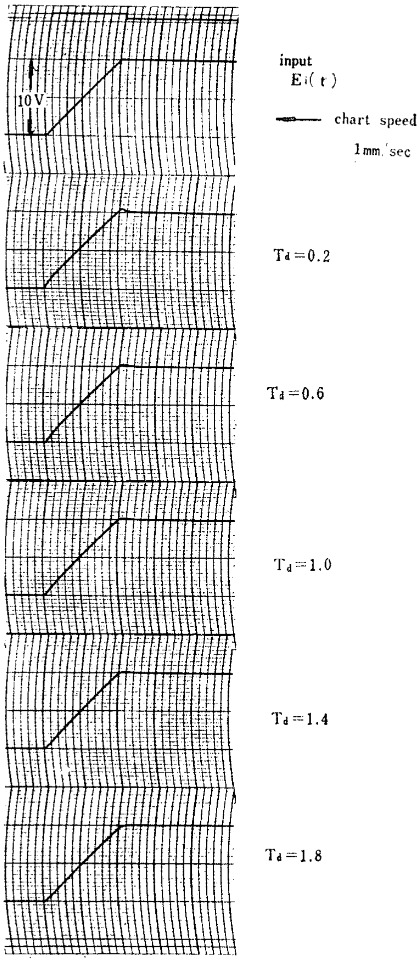


Fig. 13. Trapezoid response used of Proportinal imperfect differential compensation. where $T_0 = T^c = 1$

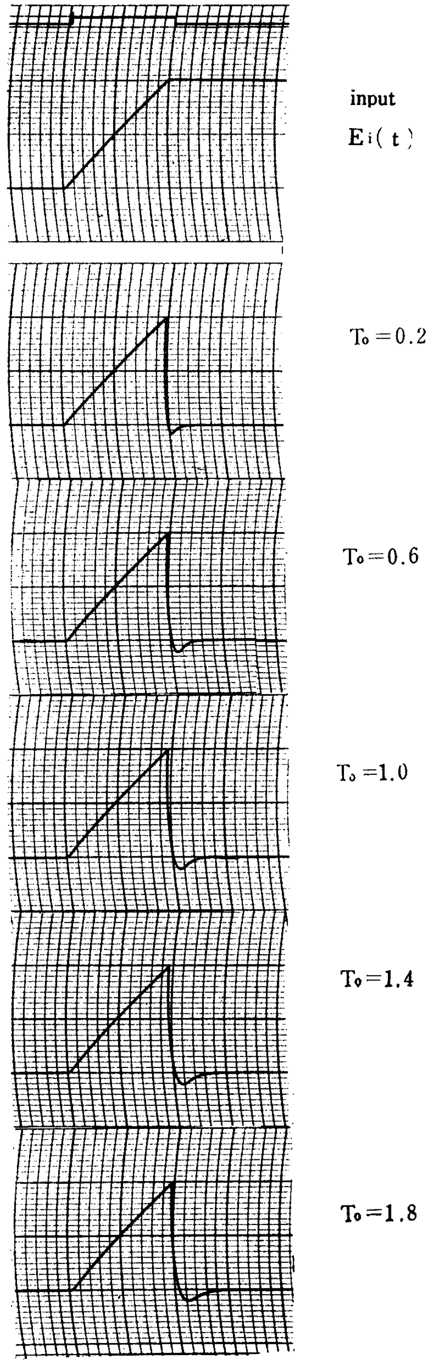


Fig. 14. Trapezoid respons used of Proportional imperfect differential compensation where $Td = T_c = 1$

4. 実系での実験

Fig. 9　に示す近似逆関数形補償アナログ演算回路による実系実験結果について述べる. Fig. 15に実験装置の概観を示す.

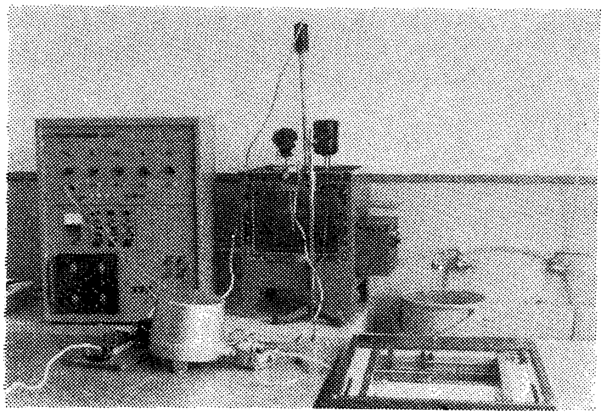


Fig. 15　Experimental apparatus

つぎに，この演算回路の T_{c3}検および T_{c4}の調整範囲を Table. 1に示す.

	set	1	10	15	20
T_{c3} (sec)	k	0～1.0	0～1.0	0～1.0	0～1.0
	T_{c3}	0～1	0～10	0～15	0～20
T_{c4} (sec)	c(μf)	0.5	5	7.5	10
	r(kr)	22	22	22	22
	T_{c4}	0.011	0.11	0.165	0.22

Table. 1　T_{c3} & T_{c4} Values

検出端および変換器は，北辰電機製で抵抗測温体（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），変換器（ELT140 (H72) 0～150°C, DC 2～mA）.

ステップ応答の実験結を Fig.16 に示す.

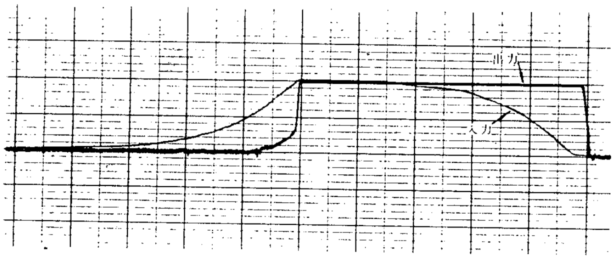


Fig. 6

5. む す び

以上のことをまとめ，今後の問題点もあわせて述べればつぎのようになる.

(1) ステップ入力については，回路の途中から入るノイズ等の実用面での問題も考えれば，近似逆関数形補償法が最も良く，ノイズの周波数成分を考慮して T_{c4}を適当に調整すればよい.

ノイズ成分と T_{c4} 調整値との関係は，位相面におけるセパラトリックスによって一意的に関係づけができると考え，今後研究したいと思っている.

(2) 梯形波入力のように高周波含有率の少ないものに対する応答は，3方法による補償結果にそれ程の差異がみとめられない.

(3) 近似逆関数形補償法は，現在のところ直流増幅器を用いたアナログ演算回路で実現しているので，長時間運転においては零点浮動などの問題点がある. もちろん検出変換器からの入力が十分大きければ問題はないが，チョッパ増幅器による実験も計画している.

(4) Fig.16　の次出端の応答に見られるように，温度上昇と下昇のときえで次出時定数が異なっており，補償結果も上昇と下昇とでは異なっている. この原因の1つは境膜伝熱係数が変るためと考えられるが，種々の実系での問題点について究明したいと思っている.

(5) Fig.16　にも見られるように，厳密には検出端は高次系である. また間接測定系ももちろん高次系であるので，高次補償法について目下研究中である.

最後にアナログ計算機について御討議いただいた臼井助教授に衷心より謝意を表する次第である.

参 考 文 献

1） 嶺，川崎：本誌，Vol. 2－1，PP. 55～64, (1965)

2） 嶺，川崎：本誌，Vol. 2－2，PP. 39～44, (1966)

3） J. G. Ziegler &N. B. Nichols‥Dynamic Accuracy in temperature measurmet, Instruments, 23, PP. 60～69, (1950)

4） 嶺：検出誤差の逆関数型補償，JAACE, 第10期通常総会学術講演会，401，PP. 91～92, (1966)

（昭和41年6月30日受理）