

# 逆関数補償形等価無時定数検出法（第5報）

三好 十武士\*・嶺 勝 敏\*

## Time Delayless Detecting Method Using Inverse Transfer Function Type Compensator (Report No. 5)

Tomuji Miyoshi\* and Katsutoshi Mine\*

### Summary

In the preceding papers, the theoretical concept and the actual apparatus of the inverse transfer function type compensator was reported. Even this method, however, could not avoid the presence of noise.

Authors measured and analysed the noise, and researched the suitable value of the condenser for eliminating the noise.

### 1. ま え が き

プロセス制御系において、特に温度制御系の場合、検出系の時定数改善は系の特性改善の有効な手段と考えられる。また、最近、電子計算機によるプロセスの最適制御の研究が進められているが、コンピュータ・コントロールにおいては、検出系の動誤差が0であることがしばしば望まれる。近似逆数関数補償法は検出系の伝達関数が求まれば、容易に設計ができ、検出系の動誤差軽減にきわめて有効である。

前報で検出系を一次遅れ系、二次遅れ系とした場合の補償について述べ、実系については測温抵抗体による温度検出器の伝達関数を一次遅れとしてこれに適用し、効果を示した。しかし、この方法は一種の微分補償であるから、当然、雑音対策が問題となる。第4報<sup>1)</sup>で述べたように検出系を一次遅れ系とした場合、補償回路の入力側にコンデンサを並列に挿入することによって、補償効果を失うことなく雑音を軽減することができた。

測温抵抗体による温度検出器は、更に二次遅れ系とした方がより正確に近似できる。本実験では二次遅れ系として補償する場合の雑音除去用コンデンサの効果を表わすために雑音を定量的に求め、コンデンサの最適の値を定めることを目的とした。

### 2. 近似逆数関数補償法

### 2-1 原 理

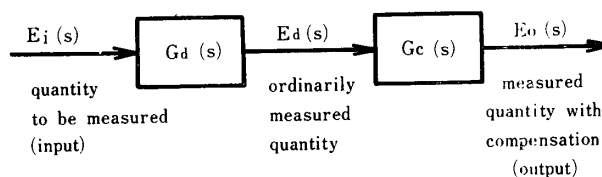


Fig. 2-1 Block diagram of time delayless detecting system with inverse transfer function type compensator

Fig. 2-1 に示す検出補償系において、検出要素が既知の一次遅れ系で、その伝達関数を  $G_d(s)$  とし、補償要素の伝達関数を  $G_c(s)$  とすれば、

$$G_d(s) = \frac{K_d}{1 + T_d s} \quad (2.1)$$

$$G_c(s) = \frac{1}{K_c} \left( 1 + \frac{T_c s}{1 + T_o s} \right) \quad (2.2)$$

ステップ入力  $E_i u(t)$  に対する応答  $E_o(t)$  は

$$\begin{aligned} E_o(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{K_d}{K_c} \left( 1 + \frac{T_c s}{1 + T_o s} \right) \frac{1}{1 + T_d s} \cdot \frac{E_i}{s} \right] \\ &= \frac{K_d E_i}{K_c} \left\{ u(t) - \exp\left(-\frac{t}{T_d}\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{T_c}{T_d - T_o} \left\{ \exp\left(-\frac{t}{T_d}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T_o}\right) \right\} \right\} \end{aligned}$$

ここで、 $T_o \ll T_d$ 、 $K_c = K_d$ 、 $T_c = T_d$  となるように  $T_o$ 、 $K_c$ 、 $T_c$  を選べば、

$$E_o(t) \approx E_i \left\{ u(t) - \exp\left(-\frac{t}{T_o}\right) \right\} \quad (2.3)$$

\* 宇部工業高専門学校電気工学教室

$T_0=0$  であれば、 $E_o(t)=E_i u(t)$  となり、動誤差が  $O$  で完全に補償され、いわゆる逆関数補償となる。雑音の関係から  $T_0=0$  とすることはできないが、時定数は  $T_d$  から  $T_0$  になるので、 $T_0$  を十分小さくとることによって、動誤差を  $O$  に近づけることができる。

2-2 補償回路

Fig. 2-2 に補償回路を示す。

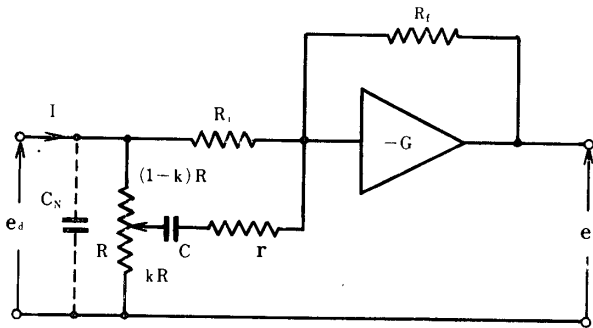


Fig. 2-2 Block diagram of the compensator

$R_i \gg R, r \gg R$  とすれば、この回路の伝達関数は

$$G_c(s) = -\frac{1}{K_c} \left( 1 + \frac{T_c s}{1 + T_0 s} \right) \quad (2.4)$$

ただし、

$$K_c = \frac{R_i}{R R_f}, \quad T_c = k C R_i, \quad T_0 = C r$$

更に、 $T_c = T_d \gg T_0$  でなければならないから、

$$k C R_i \gg C r \quad \therefore k R_i \gg r$$

従って、

$$k R_i \gg r \gg R \quad (2.5)$$

が成り立たなければならない。

また、雑音除去用コンデンサ  $C_N$  を挿入した場合、伝達関数  $G_c(s)$  は

$$G_c(s) = -\frac{1}{K_c} \left( \frac{1}{1 + C_N R s} \right) \left( 1 + \frac{T_c s}{1 + T_0 s} \right) \quad (2.6)$$

ここで、 $T_d > C_N R$  とすると (2.6) 式は次式で表わされる。

$$G_c(s) = -\frac{1}{K_c} \left( 1 + \frac{T_c s}{1 + T_0 s} \right)$$

2-3 二次遅れ検出系の補償

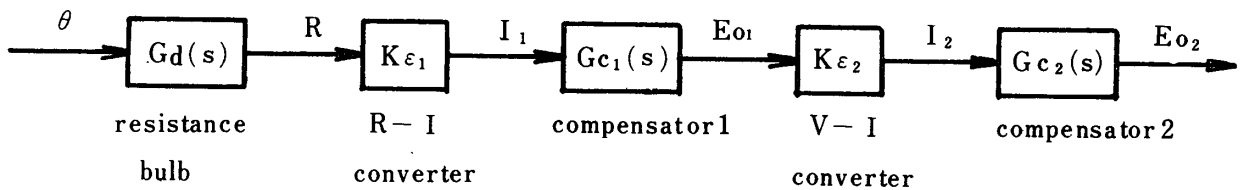


Fig.2-3 Block diagram for second-order lag system

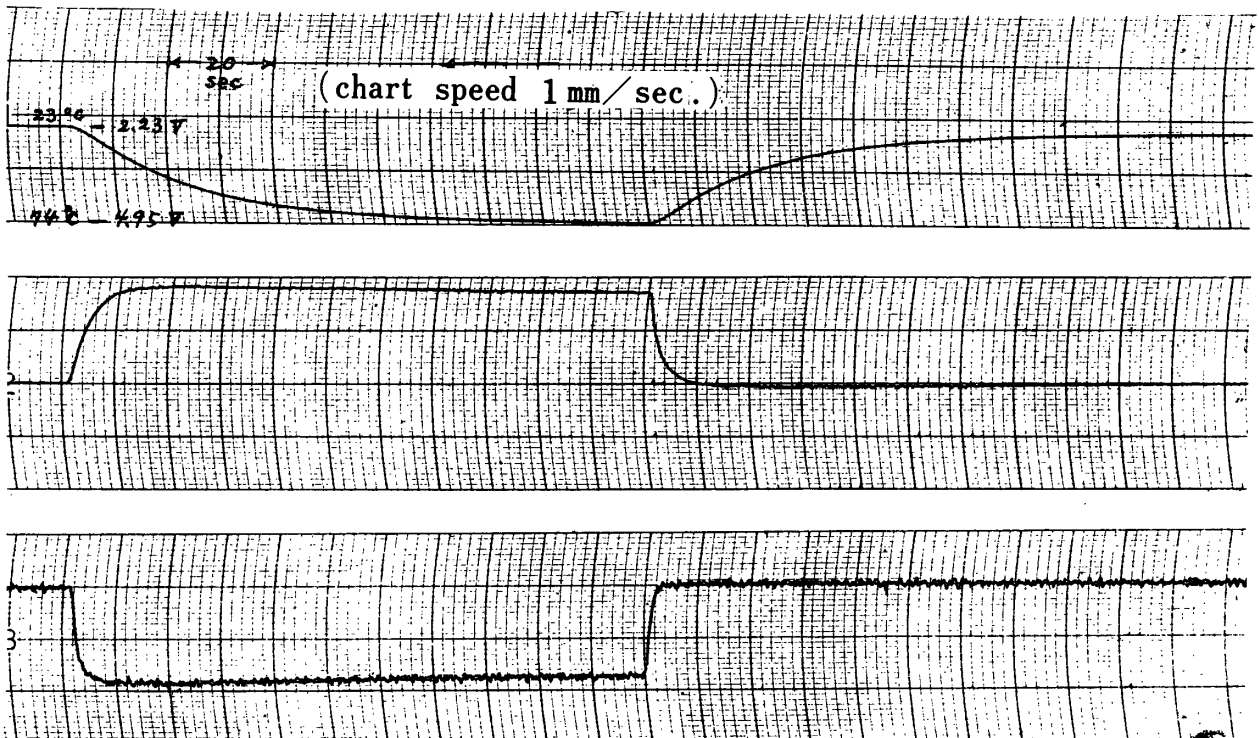


Fig.2-4 Step response, where  $C_{N1}=100 [\mu F]$ ,  $C_{N2}=300 [\mu F]$ ,  $R=1 [k\Omega]$ .

伝達関数が二次遅れで近似できる検出系の補償は、上述の補償回路をカスケードに接続することによって実現できる。

測温抵抗体による温度検出器の補償系のブロック線図は Fig. 2—3 のようになる。

雑音消去用コンデンサは、 $G_{c1}$ 、 $G_{c2}$  のおのこの補償回路に挿入し、 $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$  とする。Fig. 2—4 に、 $C_{N1}=100 [\mu F]$ 、 $C_{N2}=300 [\mu F]$  としたときの系のステップ応答を示す。図は上より、温度検出器出力、 $G_{c1}$  出力、 $G_{c2}$  出力である<sup>2)</sup>。

### 3. 測定原理

一般に、定常不規則過程の周期性を解明するには、相関関数とスペクトル密度が用いられる。相関関数とスペクトル密度はたがいにフーリエ変換、フーリエ逆変換によって求められるので、表現が異なるだけにすぎない。すなわち、定常不規則信号は相関関数によって時間の関数として、スペクトル密度によって周波数の関数として周期性を表わすことができる。本実験では雑音の周波数成分を表わすことを目的としているので、スペクトル密度の方が適している。ここでは計算の都合上ペリオドグラムを使用した。

また、雑音量は瞬時値の分散によっても表わすことができる。この場合、分散は雑音パワーともなり、二つの意味もっている。これらの手法の関係を以下に説明する。

#### 3—1 相関関数<sup>3)4)</sup>

二つの定常不規則過程  $x(t)$ 、 $y(t)$  の相関関数は

$$\phi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau)dt \quad (3.1)$$

(1)式は、 $x(t)=y(t)$  のとき、自己相関関数 (auto-correlation)、 $x(t) \approx y(t)$  のとき、相互相関関数 (cross-correlation) と呼ぶ。

#### 3—2. スペクトル密度<sup>4)5)</sup>

一つの定常不規則過程のスペクトル密度 (power spectral density function) は、その自己相関関数のフーリエ変換と定義される。これを

$$\phi_{xx}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{xx}(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \quad (3.2)$$

と表わす。

また、定常不規則過程  $x(t)$  の  $0 \leq t \leq T$  についてのみ考えることにし、他の場合  $x(t)=0$  とすると、 $x(t)$  のフーリエ変換は常に存在し、

$$A_T(j\omega) = \int_0^T x(t) \exp(-j\omega t) dt$$

そこで、

$$A_T(f) = \int_0^T x(t) \exp(-j2\pi ft) dt$$

$$A_T(-f) = \int_0^T x(t) \exp(j2\pi ft) dt$$

とおくと (3.2) 式は

$$\begin{aligned} \phi_{xx}(f) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} A_T(f) \cdot A_T(-f) \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |A_T(f)|^2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

とも書け、 $\phi_{xx}(j\omega) = \phi_{xx}(f)$  を周期  $P=1/f$  の関数として  $P$  についてプロットした曲線をペリオドグラム (periodogram) と云う。

#### 3—3. 分散—雑音パワー

$x(t)$  の二乗平均を  $\phi_0$ 、平均を  $\mu_x$  とおくと、分散は次式で求められる。

$$\sigma_x^2 = \phi_0 - \mu_x^2 \quad (3.4)$$

$x(t)$  は雑音であるので平均値  $\mu_x=0$  だから、

$$\sigma_x^2 = \phi_0$$

従って、この場合、分散は二乗平均—雑音パワーと一致する。

### 4. 測定結果

#### 4—1 ペリオドグラム

Fig. 4—1 に、 $C_{N2}$  を  $50 [\mu F]$  および  $300 [\mu F]$  としたときのペリオドグラムを示す。ただし、いずれも  $C_{N1}=100 [\mu F]$  である。

なお、計算は次の近似式を使用した。

$$A = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x(n\Delta t) \cos\left(\frac{2\pi(n\Delta t)}{P}\right) \quad (4.1)$$

$$B = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x(n\Delta t) \sin\left(\frac{2\pi(n\Delta t)}{P}\right) \quad (4.2)$$

$$S = A^2 + B^2 \quad (4.3)$$

ただし、 $N=500$ 、 $\Delta t=0.08 [\text{sec.}]$  とした。

#### 4—2. 分散—雑音パワー

計算式

$$\sigma_x^2 = \phi_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{x(n\Delta t)\}^2 \quad (4.4)$$

ただし、 $N=500$ 、 $\Delta t=0.08 [\text{sec.}]$

Fig. 4—2 に、コンデンサ  $C_{N1}=100 [\mu F]$  一定、 $C_{N2}$  を  $0 \sim 700 [\mu F]$  の範囲で変化させたときの雑音パワーの変化を示す。なおデータ処理は FACOM231 を用い

ALGOL で行なった.

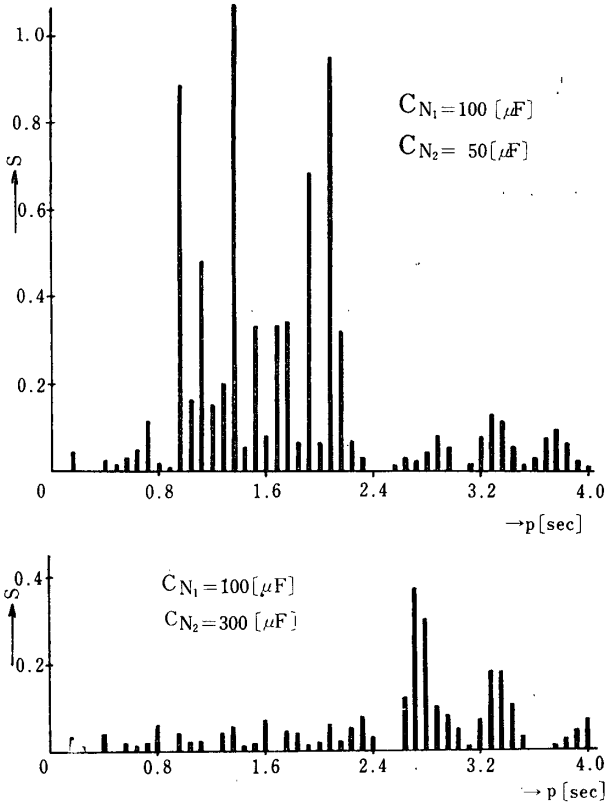


Fig.4-1 Periodogram,  
where  $N=500$ ,  $\Delta t=0.08$  [sec].

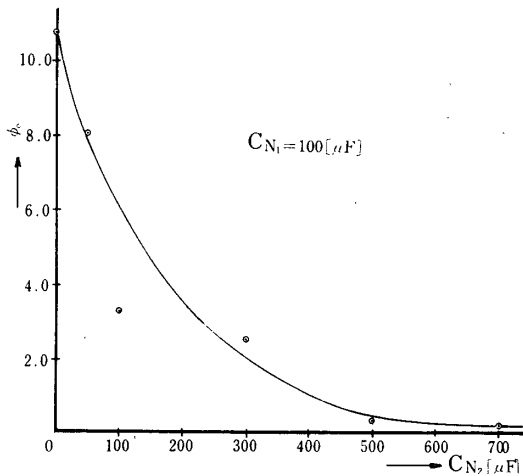


Fig.4-2 Noise power,  
where  $N=500$ ,  $\Delta t=2.08$  [sec].

5. 考 察

データ処理の結果をまとめてみると次のようになる.

- (1) 雑音の周波数成分は 1.04, 0.74, 0.48 [Hz] 付

近のものが著しい.

- (2) コンデンサでは除去できない 120 [Hz] の雑音がわずかではあるが認められる.
- (3) コンデンサ  $C_{N2}$  0~500 [ $\mu F$ ] の範囲で雑音パワーは大きく減少し, 500 [ $\mu F$ ] 以上ではほとんど変わらない.
- (4)  $C_{N2}=500$  [ $\mu F$ ] の場合の雑音をシンクロスコープで観測すると 0.15~0.3 VP-P であった.
- (5) 低い周波数の雑音の原因は不明であるが, 一応, コンデンサによって除くことができる.

以上のことより,  $C_{N1}=100$  [ $\mu F$ ],  $C_{N2}=500$  [ $\mu F$ ]により, 実用に十分な程度に雑音をおさえることができる. 120[Hz] の雑音は  $C_{N2}$  より後の補償用演算増幅器よりはいるものと考えられ, 周波数より演算増幅器の電源雑音であることがわかる.

6. む す び

上記のように, 雑音はコンデンサによりほぼ実用できる範囲におさえることができた. しかし, 電源回路をはじめとして, 雑音の根本問題はまだ解決されていない. また, 更に時定数の改善をめざすには, 補償回路をも再検討する必要がある. これらについては, 今後, 引続き研究してゆくつもりである.

最後に, 計算機について御指導と御厚情を賜わっている山口大学工学部佐々木次郎教授, 吉岡敏彦講師, 古谷宜子技能補佐員, ならびにデータ整理の御手伝をいただいた本校学生, 大野, 中村(幹)君に深謝の意を表わす.

文 献

- 1) 嶺, 土井: 宇部高専研究報告, No.5 (1966)
- 2) 嶺, 土井, 許斐: 実系における検出動誤差の近似逆数関数形補償法, 電気四学会九州支部連合大会論文集, P.11~12, (1967)
- 3) 石井: 相関関数の測定, 磯部編, 相関関数およびスペクトル, 東大出版会, P.13~27, (1968)
- 4) 増淵: 最適制御入門, オーム社, P40~60, (1964)
- 5) J. S. Bendat & A. G. Piersol: Measurement and analysis of Random data, John Wiley & Sons, P. 1~35, (1966)

(昭和43年9月7日受理)