

適應制御裝置에 관한 研究

河 注 植* · 崔 京 三** · 金 承 鎬*

A Study of the Adaptive Control System

Jooshik Ha, Kyungsam Choi, Seungho Kim

Abstract

Recently the adaptive control system, which keeps the control system always optimal by adjusting the control parameters automatically according to the variations of the plant parameters, have become very important in the field of control engineering. The adaptive control systems are usually composed of the plant identification, the decision of the optimal control parameters, and the adjustment of the control parameters.

This paper deals with a method of the adaptive control system when PI or PID controller is used in the feed back control system. Its controlled object (the plant) is assumed to be described by the transfer function of $\frac{ke^{-LS}}{1+TS}$ where k , T and L are steady state gain, time constant and pure dead time respectively, and their values are variable in accordance with the change of environmental circumstance.

It has been known that a pseudo-random binary signal is quite effective for the measurement of an impulse response of a plant. In adaptive control systems, however, the impulse response itself is not appropriate to determine the control parameters.

In this paper, the authors propose a method to estimate directly the parameters of the plant k , T and L by means of the correlation technique using 3 level M -sequence signal as a test signal. The authors also propose a method to determine the optimal parameters of the PI or PID controller in the sense of minimizing the square integral of the control error in the feed back control system, and the values of the optimal parameters are computed numerically for various values of T and L , and the results are examined and compared with those of the conventional methods. Finally the above-mentioned two methods are combined and an algorithm to construct an adaptive control system is suggested.

The experiments for the indicial responses by means of both the model of the temperature control system using SCR actuator and the analog simulations have shown good results as expected, and the effectiveness of the proposed method is verified. The M -sequence generator and the time delay circuit, which are manufactured for the experiments, are operated in quite a good condition.

* 正會員, 韓國海洋大學 機關學科

** 弘益大學校 電氣工學科

1. 序 論

最近 高速航空機, 高速艇 및 自動操舵裝置 등의 發展과 더불어 周圍環境의 變化에 따라 制御器의 퍼라미터를 修正하여 항상 制御系統을 最適의 狀態로 維持하는 方式 즉 適應制御가 大端히 重要하게 되었으며 이에 對한 研究가 많이 行하여져 왔다. 最適의 基準은 名樣名色이나 實際의 플랜트의 出力과 모델의 出力과의 誤差 또는 方程式誤差의 2乘面積, 制御面積등을 最小로 하는 것 또는 制御系統의 減衰率을 適當한 값으로 하는 것등이 大部分이며 動特性의 表現도 임펄스應答, 傳達函數 또는 周波數特性등 여러가지가 있다. Anderson¹⁾은 制御系統의 減衰率이면 基準值가 되도록 하는 適應制御루우프의 構成을 提案하였다. 이 方法은 原理가 簡單하나 루우프에 對한 安定性의 保障이 없으며 퍼라미터 相互間의 干涉등의 處理가 困難한 것이 缺點이다. Kaya²⁾는 制御對象이 1次系統 또는 2次系統이 피드백制御系統에 있어서 PID制御器를 使用하는 경우 矩形波나 正規雜音을 檢査信號로 하여 플랜트의 周波數應答 또는 퍼라미터를 推定하고 플랜트의 極點이 相殺되도록 制御器의 퍼라미터를 調整하는 適應制御루우프의 構成을 提案하고 있으나 演算機構가 複雜하며 制御對象이 高次系統인 경우 또는 遲延時間을 수반하는 非線形인 경우에는 適用이 困難하다. Maeda³⁾는 自己相關函數가 δ 函數에 가까운 M系列信號를 檢査信號로 하여 플랜트의 임펄스應答을 推定하고 이 結果로서 制御器의 퍼라미터를 調整하는 適應制御루우프를 構成하였으나 임펄스應答으로 부터 制御器의 퍼라미터를 修正하는 알고리즘이 너무 複雜하고 遲延時間을 수반하는 制御對象에 對해서는 亦是 適用이 困難하다.

一般的으로 플랜트 즉, 制御對象에는 多少나 마 遲延時間이 수반되는 것이 普通이며 高次系統이라도 遲延時間을 수반하는 1次系統으로 近似化해도 制御하는 데에는 큰 支障이 없다. 또한 最適制御系統이나 適應制御에 있어서는 制御對象을 傳達函數나 微分方程式으로 記述하고 그 係數를 推定하는 것이 最適制御入力이나 最適

퍼라미터를 決定하는 데에 便利하다.

本研究에서는 制御對象을 遲延要素를 수반하는 1次系統으로 近似化하고 그 퍼라미터 즉, 定常利得(k), 時定數(T) 및 遲延時間(L)을 M系列信號를 檢査信號로 하여 相關法에 의해서 推定하는 方法을 提案하고, PID制御器를 使用하는 피드백制御系統에 있어서 인디셜應答의 2乘誤差面積을 評價函數로 하여 이를 最小로 하는 PI 또는 PID制御器의 퍼라미터의 값을 計算하는 方法을 提案한다. 또한 制御對象의 k , T 및 L 의 變動에 따라 PID制御器의 퍼라미터의 값을 自動적으로 最適值로 調整하는 適應制御裝置를 構成하고 SCR을 利用한 溫度制御系統에 對한 應答實驗을 通하여 最適應答을 確認하며 아날로그시뮬레이션을 通하여 適應制御系統에 對한 應答特性을 考察하기로 한다.

以上이 本研究의 總括的인 內容이나 制御器의 最適퍼라미터를 決定하는 方法 및 SRC溫度制御裝置를 모델로 한 應答實驗에 對해서는 이미 韓國海洋大學論文集(自然科學篇) 第14輯⁹⁾(1979年 3月 發行)에 發表하였기 때문에 本論文에서는 그 結果를 引用해서 利用하고 그 部分을 除外한 나머지 部分에 對해서만 論述하기로 한다

2. 動特性推定

플랜트의 動特性은 임펄스應答, 傳達函數, 周波數應答등 여러가지로 表現될 수 있으나 適應制御, 最適制御등에서와 같이 動特性推定結果로부터 直接 制御入力 또는 最適制御器를 決定하는 경우에는 플랜트의 動特性을 傳達函數 또는 微分方程式으로 表示하고 그 퍼라미터를 推定하는 것이 便利하다. 本研究에서는 임펄스應答을 推定하는 데에 大端히 有力한 擬白色信號의 一種인 M系列信號(Maximum Length Null Sequence)^{10, 11)}를 檢査信號로 利用하고 플랜트를 遲延要素를 수반하는 一次系統으로 近似化하여 그 時定數, 遲延時間 및 定常利得의 세 퍼라미터를 相關法에 의해서 直接 推定하는 方法을 提案하기로 한다.

2.1 相關法에 의한 퍼라미터의 推定

1과 0의 2值를 取하고 周期가 NA (A : 시프트 레이스의 周期)인 M 系列信號를 $x(t)$ 라고 하고 檢査信號로서 式(1)과 같은 $x_0(t)$

$$x_0(t) = a[x(t+a) - x(t-a)] \quad (1)$$

단, a = 상수

를 傳達函數가 式(2)

$$G(s) = \frac{ke^{-sL}}{1+Ts} \quad (2)$$

단. k : 定常利得
 T : 時定數
 L : 遲延時間

로서 表示될 수 있는 플랜트에 入力으로서 加하였을 때의 出力을 $y(t)$ 라고 하자.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)x_0(t-\tau)d\tau \quad (3)$$

단, $g(t) = L^{-1}\{G(s)\}$

= 플랜트의 임펄스應答

$x(t)$ 와 $x_0(t)$ 및 $y(t)$ 와의 相互相關函數(cross correlation function)를 各各 $\phi_{x_0}(\tau)$ 및 $\phi_{xy}(\tau)$ 라하면 이들은 式(4), (5)와 같이 되므로 $\phi_{xy}(\tau)$ 는 $\phi_{x_0}(\tau)$ 를 플랜트 $G(s)$ 에 加하였을 때의 플랜트의 出力에 해당되며 이들 波形的 概略을 圖示하면 Fig. (1)과 같이 된다.

$$\phi_{x_0}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t-\tau)x_0(t)d\tau \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \phi_{xy}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t-\tau)y(t)d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g(\alpha)\phi_{x_0}(\tau-\alpha)d\alpha \quad (5) \end{aligned}$$

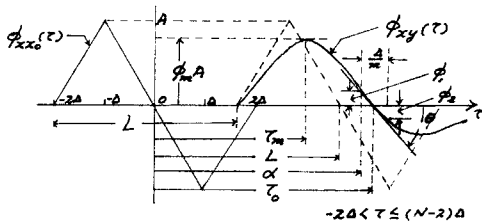


Fig. (1) Wave forms of $\phi_{x_0}(\tau)$ and $\phi_{xy}(\tau)$

다음에 $\phi_{xy}(\tau)$ 를 具體的으로 計算하기 위하여 $x_0(t)$ 를 $G_0(s) = \frac{k}{1+Ts}$ 인 플랜트에 加하였을 때의 出力을 $y_0(t)$ 라 하고 $x(t)$ 와 $y_0(t)$ 와의 相互相關函數를 $\phi_{xy_0}(\tau)$ 라 하면 式(6), (7)을 얻는다.

$$\phi_{xy}(\tau) = \phi_{xy_0}(\tau-L) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \phi_{xy_0}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t-\tau)y_0(t)dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} y_0(\alpha)\phi_{x_0}(\tau-\alpha)d\alpha \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{단, } g_0(t) = L^{-1}G_0(s)$$

$-2A \leq \tau \leq (N-2)A$ 의 범위에서 $\phi_{xy_0}(\tau)$ 를 具體的으로 計算해 보면 NA/T 가 充分히 커서 過去의 入力에 對한 影響을 無視할 수 있는 경우 다음과 같이 된다.

$$\phi_{xy_0}(\tau) = B \left[e^{-\frac{2a}{T}\tau} + \left(\frac{\tau+2A}{T} - 1 \right) e^{-\frac{\tau}{T}} \right] \quad -2A \leq \tau \leq -A \quad (7-a)$$

$$= B \left[e^{-\frac{2a}{T}\tau} - 2e^{-\frac{a}{T}\tau} + \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) e^{-\frac{\tau}{T}} \right] \quad -A \leq \tau \leq A \quad (7-b)$$

$$= B \left[e^{-\frac{2a}{T}\tau} - 2e^{-\frac{a}{T}\tau} + 2e^{-\frac{\tau}{T}} + \left(\frac{\tau}{T} - \frac{2A}{T} - 1 \right) e^{-\frac{\tau}{T}} \right] \quad A \leq \tau \leq 2A \quad (7-c)$$

$$= 2B \left(2 \sinh \frac{A}{T} - \sinh \frac{2A}{T} \right) \quad 2A \leq \tau \leq (N-2)A \quad (7-d)$$

$$\text{단, } B = \frac{ATk}{A} e^{-\frac{\tau}{T}}, \quad A = \frac{N+1}{4N} a$$

$\phi_{xy}(\tau)$ 의 값을 測定하여 플랜트의 未知퍼매터 k, T 및 L 의 값을 推定하기 위하여 $\phi_{xy}(\tau)$ 의 特殊한 點 즉, $\phi_{xy}(\tau)$ 가 最大가 되는 點($\tau = \tau_m$)과 $\phi_{xy}(\tau) = 0$ 이 되는 點($\tau = \tau_0$)에 注目하고 이 點에서 $\phi_{xy}(\tau)$ 또는 $\frac{d\phi_{xy}(\tau)}{d\tau}$ 의 값과 K, T 및 L 과의 關係를 求하여 보면 式(6), (7-b) 및 (7-c)로부터 다음 關係式들을 얻는다.

$$L-A \leq \tau_m \leq L \quad (8-a)$$

$$L \leq \tau_0 \leq L+A, \quad \frac{T}{A} \leq 2.38 \text{일 때} \quad (8-b)$$

$$L+A < \tau_0 \leq L+2A, \quad \frac{T}{A} > 2.38 \text{일 때} \quad (8-c)$$

$$\phi_m = \frac{\phi_{xy}(\tau_m)}{A} = k \left(\frac{L-\tau_m}{A} \right) \quad (9)$$

$$\frac{\tau_m}{A} = \frac{L}{A} - 1 + \frac{T}{A} \log_e \left(2 - e^{-\frac{A}{T}} \right) \quad (10)$$

$$Z = -\frac{\Delta}{A} \left. \frac{d\phi_{xy}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} = k \frac{\tau_0 - L}{T}; \frac{T}{\Delta} \leq 2.38 \quad (11-a)$$

$$= k \frac{2\Delta - \tau_0 + L}{T}; \frac{T}{\Delta} > 2.38 \quad (11-b)$$

또한 T/Δ 의變動에 따른 τ_0, τ_m, Z 및 ϕ_m 의變動範圍는 Table (1)과 같이 된다.

Table (1.) Variations of τ_0, τ_m, Z and ϕ_m

| T/Δ | $(\tau_0 - L)/\Delta$ | $(\tau_m - L)/\Delta$ | Z/k | ϕ_m/k |
|-----------------|-----------------------|-----------------------|------------|------------|
| $0 \sim \infty$ | $0 \sim 2$ | $-1 \sim 0$ | $1 \sim 0$ | $1 \sim 0$ |
| 2.38 | 1 | -0.298 | 0.42 | 0.298 |

따라서 k, T 및 L 의 값은 各各 다음 式으로부터 求할 수 있다.

$$k = \frac{\phi_m \Delta}{L - \tau_m} \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\phi_m}{Z} &= \frac{\Delta}{T} \left[\frac{(\tau_0 - \tau_m)/\Delta}{1 - \frac{T}{\Delta} \log_e \left(2 - e^{-\frac{\Delta}{T}} \right)} - 1 \right] \\ \frac{L}{\Delta} &= \frac{\frac{\tau_m T Z}{\Delta^2 \phi_m} + \frac{\tau_0}{\Delta}}{1 + \frac{T}{\Delta} \cdot \frac{Z}{\phi_m}}; \frac{T}{\Delta} \leq 2.38 \end{aligned} \right\} \quad (13-a)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\phi_m}{Z} &= \frac{\Delta}{T} \left[\frac{2 - (\tau_0 - \tau_m)/\Delta}{1 - \frac{T}{\Delta} \log_e \left(2 - e^{-\frac{\Delta}{T}} \right)} + 1 \right] \\ \frac{L}{\Delta} &= \frac{\frac{\tau_m T Z}{\Delta^2 \phi_m} + 2 - \frac{\tau_0}{\Delta}}{\frac{T}{\Delta} \cdot \frac{Z}{\phi_m} - 1}; \frac{T}{\Delta} > 2.38 \end{aligned} \right\} \quad (13-b)$$

一般的으로 플랜트의 定常利得 k 는 推定이 容易하며 既知인 경우가 많다. 이 경우에는 τ_m 및 ϕ_m 을 測定하지 안해도 τ_0 및 Z 의 값만으로 T 와 L 의 값을 다음과 같이 容易하게 推定할 수가 있다.

i) $\frac{T}{\Delta} \leq 2.38$

$$\frac{T}{\Delta} = -\frac{1}{\log_e(1 - \sqrt{1-c})} \quad (14-a)$$

단, $c = (1-z)e^z$

$$Z = -\frac{\Delta}{Ak} \left. \frac{d\phi_{xy}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} = \frac{\tau_0 - L}{T} \quad (14-b)$$

ii) $\frac{T}{\Delta} > 2.38$

$$e^{-\frac{4\Delta}{T}} - 2e^{-\frac{3\Delta}{T}} + 2e^{-\frac{\Delta}{T}} = (1+z)e^{-z} \quad (15-a)$$

$$Z = -\frac{\Delta}{Ak} \left. \frac{d\phi_{xy}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} = \frac{2\Delta - \tau_0 + L}{T} \quad (15-b)$$

즉, τ_0 와 z 를 測定하면 式(14-a) 또는 式(15-a)에서 T/Δ 를 求할 수 있으며 式(14-b) 또는 式(15-b)로부터 L/Δ 을 求할 수 있다.

式(14-a) 및 式(15-a)의 z 와 T/Δ 와의 關係를 圖示하면 Fig. 2의 實線과 같이 된다.

Fig. (2)에서 表線은 最小自乘法를 利用하여 이를 適當한 2次式으로 近似化한 것이다.

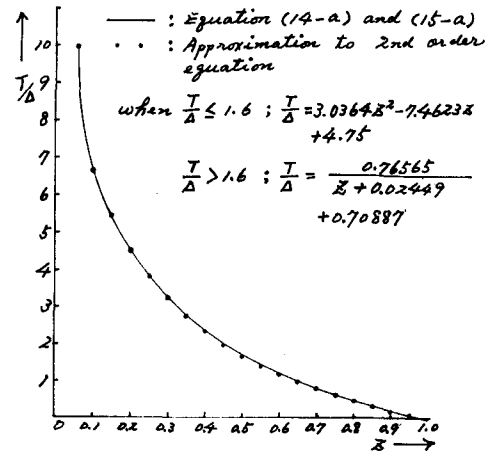


Fig. (2) $\frac{T}{\Delta}$ vs Z

2.2 追從루우프의 構成

k, T 및 L 의 세 퍼라미터가 전부變動하는 경우의 連結인 動特性推定은 아날로그로는 너무 裝置가 複雜해서 困難하나 最近 논부신 發展을 보고 있는 마이크로프로세서(micro processor)를 利用한다면 容易하게 處理될 수 있다. 여기서는 k 가 既知인 경우에 對해서 T 및 L 의變動周期

가 M系列信號의 周期에 比較해서 充分히 클때 T 및 L의 連結追從裝置를 構成해 보기로 한다.

가) $\phi_{xy}(\alpha) = \phi_1$, $\phi_{xy}(\alpha + \frac{d}{m}) = \phi_2$ (m은 適當히 크게 取함)라 하고 (Fig.1參照) T 및 L의 變動에 따라 M系列信號 $x(t-\alpha)$ 의 遲延時間 α 를 最急傾斜法(Steepest descent method)에 의해서 $\phi_1 + \phi_2$ 가 0이 되도록 調整한다. 例를 들면,

$$\frac{d\alpha}{dt} = c(\phi_1 + \phi_2) \quad (16)$$

c = 積分器의 利得

나) z를 다음 式에 의해서 求한다.

$$z = \frac{m}{A}(\phi_1 - \phi_2) \quad (17)$$

다) Fig.(2)와 같은 2次式近似로 z로부터 T/Δ를 求한다.

라) 다음式에 의해서 L/Δ를 求한다.

$$\begin{aligned} \frac{L}{J} &= \frac{\alpha}{J} + \frac{1}{2m} - \frac{T}{J} \cdot z; \frac{T}{J} \leq 2.38 \\ &= \frac{\alpha}{J} + \frac{1}{2m} - 2 + \frac{T}{J} z; \frac{T}{J} > 2.38 \end{aligned} \quad (18)$$

以上の 演算裝置를 블럭 線圖로서 表示하면 Fig.(3)과 같이 된다.

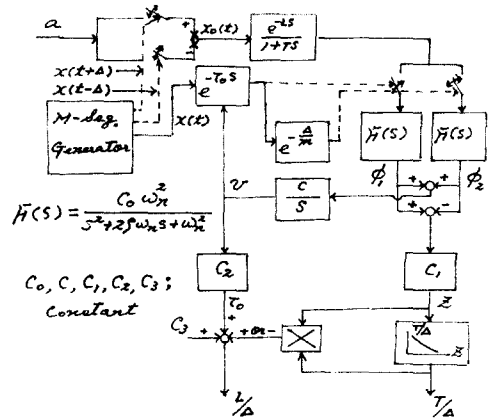


Fig. (3) Block diagram of the parameter estimating system

3. 適應制御系統의 構成

3.1 PID制御器의 最適퍼라미터決定

앞서 序論에서 言及한 것 처럼 本節의 內容에 對해서는 이미 別途로 參考文獻(9)에 發表하였기 때문에 여기서는 그 結果만을 引用하기로 한다.

즉, Fig.(4)의 피이드백制御系統에 있어서 制

Table (2) Values of the optimal parameters of the PI controller(units of T, L, \hat{T}_I ; min.)

| T | L | 0.1 | 0.5 | 1.0 | 3.0 | 5.0 | 7.0 | 10.0 | 15.0 |
|------|-------------|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | G | 0.904 | 0.513 | 0.487 | 0.480 | 0.480 | 0.480 | 0.479 |
| | \hat{T}_I | 0.116 | 0.356 | 0.650 | 1.841 | 3.040 | 4.236 | 6.016 | 8.990 |
| 0.5 | G | 3.667 | 1.048 | 0.717 | 0.533 | 0.507 | 0.498 | 0.492 | 0.487 |
| | \hat{T}_I | 0.545 | 0.865 | 1.124 | 2.253 | 3.432 | 4.622 | 6.417 | 9.394 |
| 1.0 | G | 7.128 | 1.772 | 1.065 | 0.624 | 0.552 | 0.526 | 0.510 | 0.497 |
| | \hat{T}_I | 1.081 | 1.540 | 1.794 | 2.840 | 3.969 | 5.133 | 6.917 | 9.868 |
| 3.0 | G | 20.971 | 4.712 | 2.523 | 1.076 | 0.799 | 0.687 | 0.609 | 0.555 |
| | \hat{T}_I | 3.220 | 4.279 | 4.569 | 5.514 | 6.503 | 7.537 | 9.163 | 12.000 |
| 5.0 | G | 34.813 | 7.659 | 3.998 | 1.557 | 1.078 | 0.878 | 0.734 | 0.630 |
| | \hat{T}_I | 5.373 | 7.006 | 7.378 | 8.304 | 9.233 | 10.200 | 11.711 | 14.415 |
| 7.0 | G | 40.654 | 10.606 | 5.472 | 2.045 | 1.336 | 1.079 | 0.869 | 0.714 |
| | \hat{T}_I | 7.516 | 9.742 | 10.182 | 11.148 | 12.039 | 12.963 | 14.384 | 16.992 |
| 10.0 | G | 69.415 | 15.031 | 7.687 | 2.781 | 1.801 | 1.385 | 1.079 | 0.847 |
| | \hat{T}_I | 10.679 | 15.874 | 14.405 | 15.438 | 16.227 | 17.110 | 18.525 | 20.914 |
| 15.0 | G | 104.001 | 22.400 | 11.384 | 3.999 | 2.536 | 1.904 | 1.440 | 1.081 |
| | \hat{T}_I | 16.091 | 20.717 | 21.532 | 22.293 | 23.340 | 24.098 | 25.579 | 27.982 |

Table (3) Values of the optimal parameters of the PID controllers(units of $T, L, \hat{T}_I, \hat{T}_D$:min.)

| L | | 0.1 | 0.5 | 1.0 | 3.0 | 5.0 | 7.0 | 10.0 |
|------|-------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 0.1 | G | 0.943 | 0.557 | 0.516 | 0.491 | 0.486 | 0.484 | 0.483 |
| | \hat{T}_I | 0.097 | 0.337 | 0.633 | 1.825 | 3.018 | 4.210 | 6.007 |
| | \hat{T}_D | 0.037 | 0.120 | 0.144 | 0.161 | 0.164 | 0.166 | 0.168 |
| 0.5 | G | 4.354 | 1.295 | 0.849 | 0.587 | 0.543 | 0.525 | 0.511 |
| | \hat{T}_I | 0.479 | 0.830 | 1.082 | 2.184 | 3.366 | 4.557 | 6.345 |
| | \hat{T}_D | 0.038 | 0.197 | 0.348 | 0.666 | 0.755 | 0.799 | 0.847 |
| 1.0 | G | 8.647 | 2.303 | 1.335 | 0.719 | 0.616 | 0.575 | 0.547 |
| | \hat{T}_I | 0.953 | 1.493 | 1.740 | 2.732 | 3.833 | 4.986 | 6.764 |
| | \hat{T}_D | 0.039 | 0.214 | 0.406 | 0.932 | 1.261 | 1.441 | 1.591 |
| 3.0 | G | 25.838 | 6.403 | 3.389 | 1.354 | 0.964 | 0.807 | 0.697 |
| | \hat{T}_I | 2.852 | 4.178 | 4.498 | 5.388 | 6.293 | 7.278 | 8.835 |
| | \hat{T}_D | 0.039 | 0.227 | 0.455 | 1.222 | 1.831 | 2.352 | 2.985 |
| 5.0 | G | 43.022 | 10.516 | 5.467 | 2.032 | 1.357 | 1.075 | 0.872 |
| | \hat{T}_I | 4.777 | 6.837 | 7.280 | 8.182 | 9.026 | 9.922 | 11.316 |
| | \hat{T}_D | 0.039 | 0.230 | 0.466 | 1.310 | 2.034 | 2.667 | 3.505 |
| 7.0 | G | 60.218 | 14.633 | 7.548 | 2.722 | 1.763 | 1.357 | 1.062 |
| | \hat{T}_I | 6.710 | 9.476 | 10.049 | 10.985 | 11.832 | 12.689 | 13.988 |
| | \hat{T}_D | 0.039 | 0.231 | 0.470 | 1.351 | 2.137 | 2.839 | 3.794 |
| 10.0 | G | 85.985 | 20.809 | 10.674 | 3.761 | 2.380 | 1.792 | 1.359 |
| | \hat{T}_I | 9.585 | 13.479 | 14.226 | 15.248 | 16.050 | 16.833 | 18.150 |
| | \hat{T}_D | 0.039 | 0.232 | 0.473 | 1.384 | 2.230 | 3.004 | 4.060 |

御對象 즉, 플랜트의 퍼라미터 k, T 및 L 이 주어졌을 때 이 系統의 인더셜應答(indicial response)의 2乘誤差面積을 最小로 하는 PI制御器의 k_P, T_I 또는 PID制御器의 k_P, T_I 및 T_D 를 最適퍼라미터라 定義하여 \hat{k}_P, \hat{T}_I 및 \hat{T}_D 로 表示하고 여러 가지의 k, T 및 L 의 값에 對해서 \hat{k}_P, \hat{T}_I 및 \hat{T}_D 의 값들을 數值計算으로 求해보면 Table (2) 및 Table(3)와 같이 된다. 여기서 $G = \hat{k}_P k$ 즉, 루우프의 最適常利得이다.

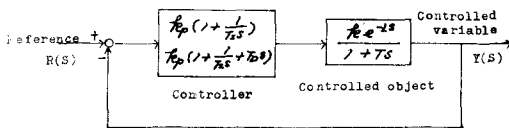


Fig. (4) A block diagram of the feed-back control system using PI or PID controller

3.2 適應制御裝置의 構成

以上을 綜合하여 適應制御裝置를 構成하고 이를 블럭線圖로 表示하면 Fig. (5)와 같이 된다.

運轉中인 피드백制御系統에 있어서 플랜트의 運轉入力信號에 檢査信號를 加算하여 플랜트에

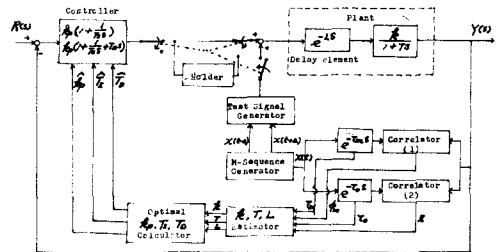


Fig. (5) Block diagram of the adaptive control system

加하는 경우 피드백의 影響으로 플랜트의 運轉入力信號가 檢査信號와 相關關係를 갖게 되므로 運轉入力信號에 대응하는 플랜트의 出力도 檢査信號와 相關關係를 갖게 된다. 따라서, 第2章에서 計算한 $\phi_{xy}(\tau)$ 는 그대로 成立되지 않는

다. 이것이 피드백루프중의 傳達要素의 動特性을 推定하는 데에 있어서의 가장 難點의 하나이다. 本研究에서는 플랜트의 퍼레미터의 變動이 相當히 完滿하여 變動퍼레미터의 推定을 一定時間마다 周期的으로 行하여도 되는 경우를 對象으로 하여, 保持回路(Holder)를 利用하여 制御器의 出力信號를 記憶시켰다가 檢査信號를 加하는 순간 連動으로 루우프를 차단하고 保持回路로 부터의 一定出力이 플랜트에 運轉入力信號로서 加해지도록 한다. Fig. (5)에 對한 詳細한 說明은 다음 章에서 行하기로 한다.

4. 實 驗

4.1 實驗裝置 및 方法

本實驗에서 M 系列信號發生裝置(M -Sequence Generator)는 10段의 시프트레지스터와 AND, OR, NOT의 IC回路, 排他的論理和(Exclusive OR)의 IC回路 및 클록펄스發生器, 繼電器驅動回路 등으로 製作하여 使用하였으며 10段의 시프트레지스터中 任意段에서 피드백함으로써 任

意周期의 M 系列信號를 發生할 수 있도록 하였다 $N \leq 1023 = 2^{10} - 1$. 또한 클록펄스의 周期 A 는 可變도록 하고 任意的 遲延된 M 系列信號도 同時에 發生할 수 있도록 하였다.

遲延素子 e^{-LS} , e^{-TMS} 및 e^{-T_0S} 등은 A/D 變換器, 시프트레지스터 및 D/A 變換器를 利用하여 製作하였다. 즉, 比較器를 利用하여 入力信號를 16등분으로 計數化하고 符號化回路(Encoding Logic Circuit)에 의해서 4비트의 2進信號로 變換한 다음 各 비트마다 100段의 시프트레지스터를 入力信號를 順次的으로 記憶시켰다가 遲延時間에 해당되는 시프트레지스터의 任意的 中間段에서의 出力을 사다리型抵抗回路(Ladder Resistance Network)¹²⁾와 演算增幅器를 通하여 다시 아날로그信號로 變換함으로써 任意的 遲延된 信號를 얻을 수 있도록 하였다. 시프트레지스터의 n 번째段을 利用하였을 때의 遲延時間은 $n \cdot A_0$ 가 되며 A_0 는 시프트레지스터에 加하는 클록펄스의 周期로서 可變토록 하였다. 이 遲延裝置와 符號化回路를 블록線圖로 表示하면 各各 Fig. (6) 및 Fig. (7)과 같이 된다.

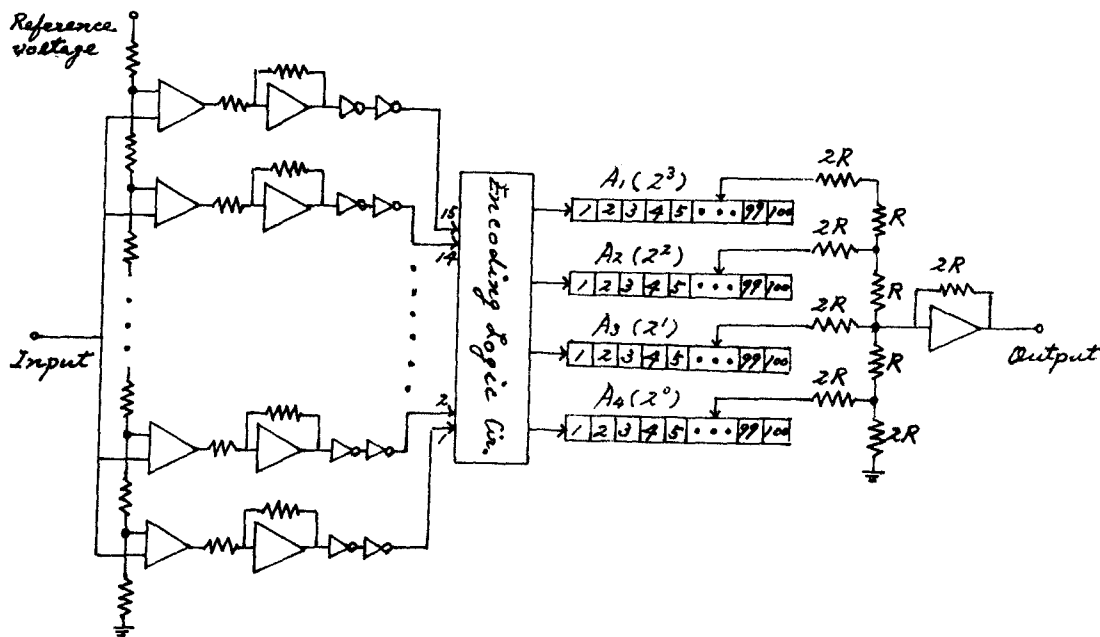


Fig. (6) Block diagram of the time delay circuit.

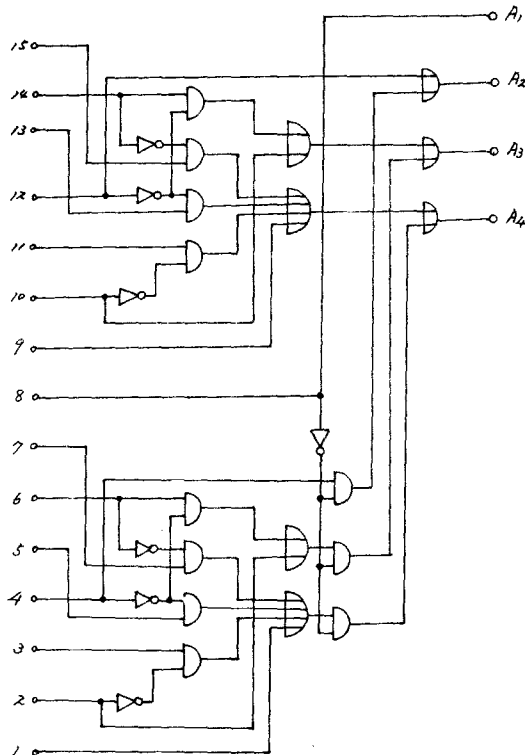


Fig. (7) Block diagram of the encoding logic circuit

Fig. 5에서 相關器(correlator)는 乘算用繼電器와 平均用필터로서 構成하였으며 k, T, L Estimator는 第2章의 式(12)~(13-b) 또는 式(14-a)~(15-b)를 演算하는 回路이고 Optimal k_P, T_I, T_D Calculator는 Table (2) 또는 Table (3)의 函數를 演算하는 回路로서 本實驗에서는 手動으로 操作하였다. Fig. 5에서 其他의 部分은 모두 아날로그計算機로서 實現하였으며 平均用 필터는 다음과 같이 2次要素로서 近似化하여¹³⁾ 아나로구計算機로서 實現하였다.

$$\begin{array}{cc} \text{理想平均器} & \text{2次要素필터} \\ \frac{1-e^{-PS}}{PS} & \frac{\omega_n^2}{S^2+2\zeta\omega_n S+\omega_n^2} \end{array}$$

$$(P: \text{平均時間}) \quad \left(\zeta=0.85, \omega_n=\frac{3.33}{P} \right)$$

Fig. (8) 은 本實驗裝置 全體의 寫眞이다.

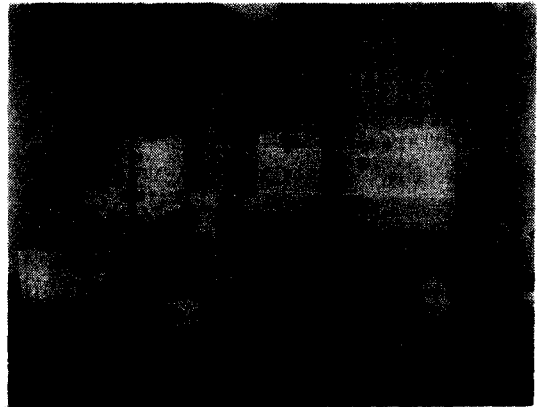


Fig. (8) Photo. of the apparatuses used in the experiment

4.2 퍼래미터 推定實驗

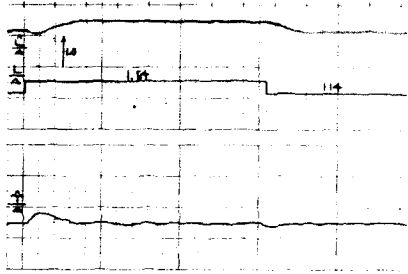
플랜트의 定常利得 k 의 값이 既知일 때 Fig. 3과 같은 퍼래미터 推定裝置에 의해서 플랜트의 時定數 T 및 遲延時間 L 의 값을 推定한 結果 Fig. 9의 (a)~(d)와 같이 되었다. Fig. (9)의 (a)와 (b)는 T 의 값이 一定하고 L 의 값이 階段狀으로 變化할 경우이며 (c)와 (d)는 L 의 값이 一定하고 T 의 값이 階段狀으로 變化할 경우로서 한 퍼래미터만이 變化하는 경우 變化하지 않는 他퍼래미터의 推定值가 過渡的으로 약간 干涉을 받고는 있으나 大體로 良好한 結果라고 보아진다.

4.3 遲延要素의 特性實驗

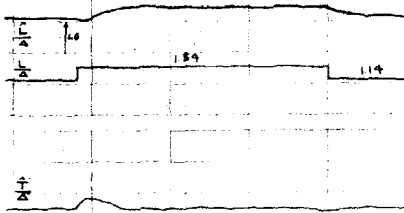
Fig. (6)과 같이 製作된 時間遲延回路의 特性을 살펴 보기 위하여 이 回路에 正弦波 또는 指數函數波를 入力으로서 加하였든바 그 出力은 Fig. (10) 및 Fig. (11)과 같이 되었다. Fig. (10)은 正弦波入力에 對한 것으로서 (a)는 $t_0=0.02$ 秒, $L=75t_0=1.5$ 秒일 때 이고 (b)는 $t_0=0.05$ 秒, $L=75t_0=3.57$ 秒일 때 이다.

Fig. (11)은 指數函數入力에 對한 것으로서 t_0 및 L 의 값은 各各 Fig. (10)의 (a), (b)와 같은 경우이다. Fig. (11)에서 出力波形에 微少한 階段狀波가 나타나고 있는 것은 比較回路에서 入力信號를 16等分하였기 때문에 그 影響이 나타나고 있는 것으로 이는 回路素子數를 늘여 入力信號를

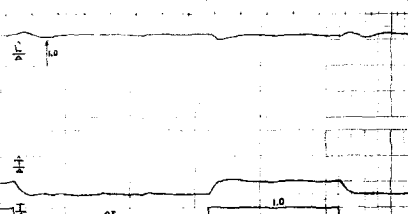
더욱 微細하게 等分하면 除去될 수 있는 것으로 생각된다. 또한 아날로그 演算을 行하는 경우 이 遲延要素뒤에 一般的으로 高周波필터에 해당되는 演算要素가 뒤따르게 되는 것이 普通이므로 이 階段波狀의 雜音은 크게 問題되지 않을 것으로 생각된다.



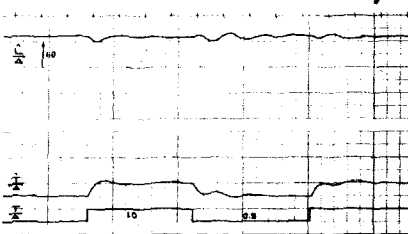
(a) $k=0.1, \frac{T}{A}=0.5$



(b) $k=0.3, \frac{T}{A}=0.5$

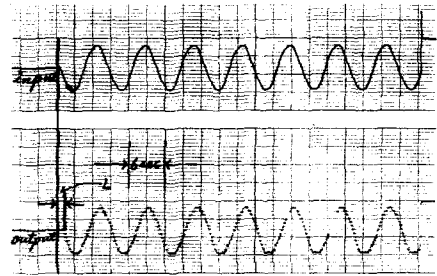


(c) $k=0.3, \frac{L}{A}=1.14$

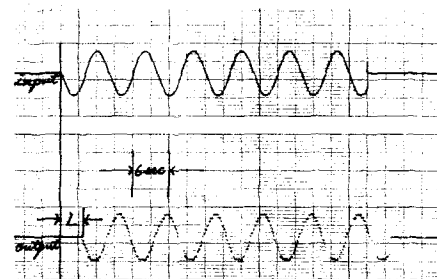


(d) $k=0.5, \frac{L}{A}=1.14$

Fig. (9) Estimation of T and L when one of them changes stepwise (time mark period : 1 min.)

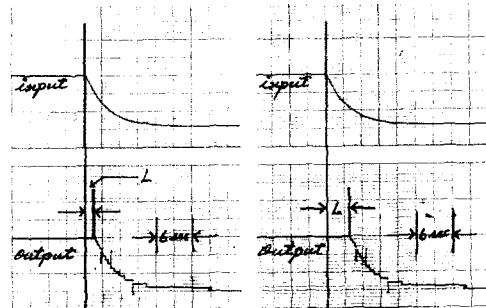


$\Delta_0=0.02 \text{ sec}, L=75\Delta_0=1.5 \text{ sec}$
(a)

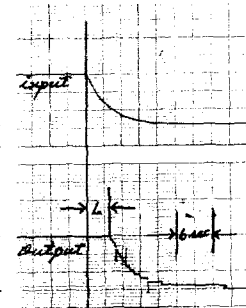


$\Delta_0=0.05 \text{ sec}, L=75\Delta_0=3.75 \text{ sec}$
(b)

Fig. (10) Delay characteristics of the time delay element when the input is sinusoidal wave.



$\Delta_0=0.02 \text{ sec}$
 $L=75\Delta_0=1.5 \text{ sec}$
(a)



$\Delta_0=0.05 \text{ sec}$
 $L=75\Delta_0=3.75 \text{ sec}$
(b)

Fig. (11) Delay characteristics of the time delay element when the input is exponential wave.

4.4 아날로그計算機에 의한 應答實驗

PI 또는 PID 제어기를 사용하는 피드백 제어 시스템에 있어서 플랜트의 時定數 T 와 遲延時間 L 이 變化할 때 Fig.5와 같이 제어기의 피라미터가 最適值인 경우와 아닌 경우에 對해서 제어 시스템의 인디셜 應答을 아날로그計算機를 利用하여 檢討해 본 結果 Fig.13 및 14와 같이 되었다. 本實驗에서 PID 제어기는 Fig. (12)와 같이 實現하였다.

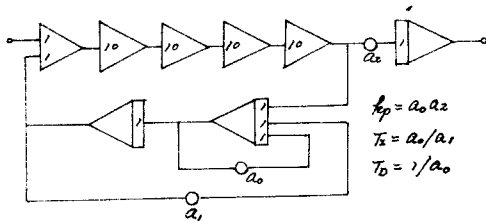
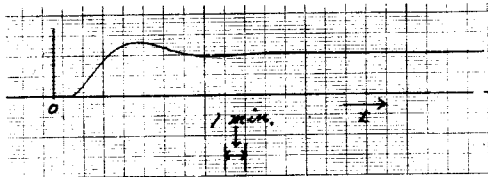
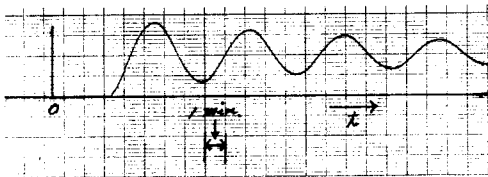


Fig. (12) Connection diagram of the PID controller in analog computer.



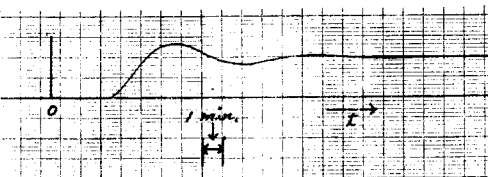
$T=L=1\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.065$
 $T_I=1.794\text{min.}$ } optimal values

(a)



$T=L=3\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.065$
 $T_I=1.794\text{min.}$ } non-optimal values

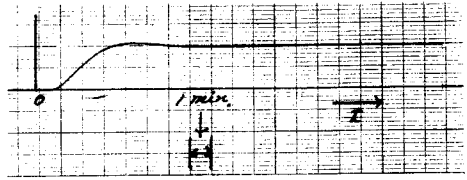
(b)



$T=L=3\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.076$
 $T_I=5.514\text{min.}$ } optimal values

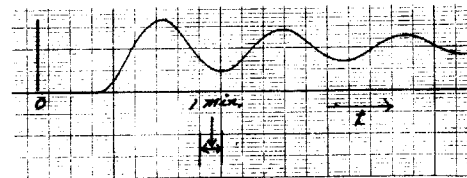
(c)

Fig. (13) Indicial responses of the feed back control system when PI controller is used.



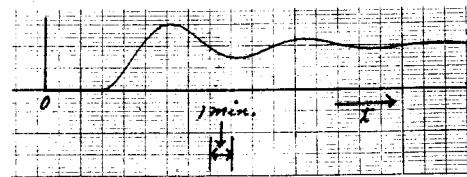
$T=L=1\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.335$
 $T_I=1.74\text{min.}$
 $T_D=0.406$ } optimal values

(a)



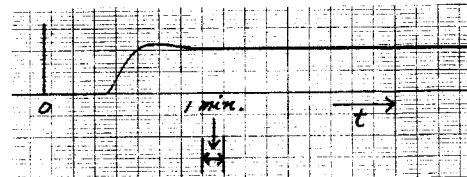
$T=L=3\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.335$
 $T_I=1.74\text{min.}$
 $T_D=0.406\text{min.}$ } non-optimal values

(b)



$T=L=3\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.354$
 $T_I=5.74\text{min.}$
 $T_D=0.406\text{min.}$ } semi-optimal values

(c)



$T=L=3\text{min.}, k=1$
 $k_P=1.354$
 $T_I=5.74\text{min.}$
 $T_D=1.222\text{min.}$ } optimal values

(d)

Fig. (14) Indicial responses of the feed back control system when PID controller is used.

Fig. 13은 PI制御器를 사용한 경우로서 同圖(a)와 (c)는 $T=L=1 \text{ min.}$, $k=1$ 및 $T=L=3 \text{ min.}$, $k=1$ 에 對해서 制御器의 퍼래미터를 Table (2)와 같이 各各 最適値로 調整했을 때의 인더셜應答으로 그 波形은 大端히 良好함을 알 수 있다. Fig. (13)의 (b)는 T 와 L 이 各各 1分에서 3分으로 變化했을 때도 制御器의 퍼래미터를 最適値로 調整하지 안했을 경우로서 相當히 振動을 하고 있다. Fig. (14)는 PID制御器를 사용한 경우로서 同圖(a)와 (d)는 各各 Fig. (13)의 (a)와 (c)와 같이 最適狀態일 때이고 同圖(b)는 PID制御器의 3개의 퍼래미터를 모두 最適値로 調整하지 안했을 때이고 (c)는 k_p 와 T_I 만을 最適値로 調整한 準最適狀態일 때이다. 이들 應答波形을 通하여 適應制御의 必要性을 如實히 알 수 있다.

5. 檢討 및 考察

本實驗에서는 퍼래미터推定時에 플랜트의 퍼래미터變動이 완만한 경우를 對象으로 하여 檢査信號인 M 系列信號의 周期 NA 를 相當히 크게 하였던 바 諸演算을 아날로그계산기 近似計算한 데에서 起因된 약간의 誤差는 있었지만 퍼래미터推定結果가 大體로 良好하였다. 또한 플랜트의 變動에 따라 制御器의 퍼래미터를 플랜트의 퍼動的으로 修正해주는 追從루우프에 對한 實驗을 行하지 못하고 適應制御系統의 알고리즘만을 提示하였으나 이 알고리즘의 妥當性은 아날로그시뮬레이션을 通하여 確認되었다.

플랜트의 퍼래미터의 變動周期가 적을 때는 NA 를 크게 할 수가 없으므로 NA 가 相當히 크다고 보고 式(7-a)~式(7-d)에서는 無視한 過去의 $\phi_{xy}(\tau)$ 에 의한 出力을 無視할 수 없게 된다. 이를 $\phi_0(\tau)$ 라 하면 $\phi_0(\tau)$ 는 式(7-d)로부터 다음과 같이 計算된다.

$$\phi_0(\tau) = \frac{(N+1)Tka}{2NA} \left(2 \sinh \frac{A}{T} - \sin h \frac{2A}{T} \right) \sum_{i=1}^{\infty} e^{-(\tau+iNA)}$$

$$= \frac{(N+1)Tka}{2NA} \left(2 \sinh \frac{A}{T} - \sin h \frac{2A}{T} \right) \frac{e^{-\tau}}{e^{-\frac{NA}{T}} - 1} \tag{19}$$

이 $\phi_0(\tau)$ 가 $\phi_{xy}(\tau)$ 의 값에 미치는 影響을 살펴 보기 위하여 e 를 式(20)과 같이 定意하고 T/A 와 NA/T 의 여러가지 값에 對해서 e 의 값을 計算하여 圖示하면 Fig. (15)와 같이 된다.

$$e = \frac{\phi_0(0)}{\phi_{xy_0}(0)} = \frac{2 \left(2 \sinh \frac{A}{T} - \sinh \frac{2A}{T} \right)}{\left(e^{-\frac{NA}{T}} - 1 \right) \left(e^{-\frac{2A}{T}} - 2e^{-\frac{A}{T}} + 1 \right)} \tag{20}$$

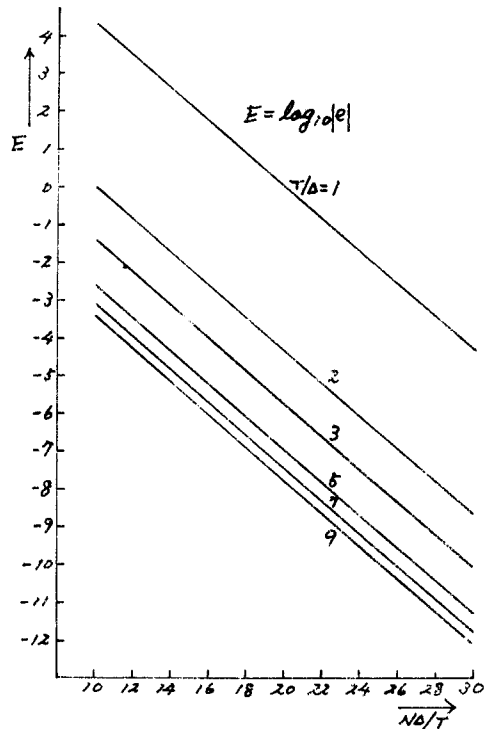


Fig. (15) Values of e defined by the equation(20).

式(20) 및 Fig. (15)에서 알 수 있듯이 NA/T 가 커짐에 따라 e 의 값은 指數函數의으로 減少한다. e 의 값이 各各 10^{-2} , 10^{-3} , 10^{-4} 보다 적게 되는 最少의 N 의 값을 여러가지의 T/A 의 값에 對해서 表로서 나타내면 Table (4)와 같이 된다. (本實驗의 경우 $N=31$, $T/A=1$ 이었다.)

Table (4) Values of N when $|e| \leq 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}$ respectively.

| T/D | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-------|--------------------|----|----|----|----|----|----|----|----|-----|-----|
| N | $ e \leq 10^{-2}$ | 25 | 30 | 36 | 40 | 45 | 48 | 56 | 64 | 63 | 70 |
| | $ e \leq 10^{-3}$ | 27 | 34 | 42 | 48 | 55 | 66 | 70 | 80 | 90 | 90 |
| | $ e \leq 10^{-4}$ | 30 | 40 | 48 | 60 | 70 | 78 | 91 | 96 | 108 | 120 |

플랜트의 퍼라미터의 變動周期가 적을 때는 N 의 값을 크게 할 수 없으므로 ϕ_0 를 一般的으로 無視할 수 없으며 이 때는 式(7-a)~(7-d)의 右項에 式(19)의 $\phi_0(\tau)$ 를 加算한 것을 $\phi_{xy}(\tau)$ 로 해야 한다. 이 경우의 演算은 아날로그보다는 디지털로 行하는 것이 便利할 것으로 생각된다. 最近 눈부신 發展을 보고 있는 마이크로프로세서는 이러한 演算을 精度높게 그리고 實時間(Real time)으로 處理할 수 있을 것이며 이 마이크로프로세서를 利用한다면 本研究에서 提案하는 適應制御系統은 容易하게 實現될 수 있는 것으로 생각된다.

6. 結 論

本研究에서는 遲延要素를 수만하는 1次要素로 近似化할 수 있는 플랜트에 對해서 PI 또는 PID 制御器를 使用하는 피드백制御系統에 있어서 擬白色信號의 一種으로 임펄스應答測定에 便利한 信號로 알려진 M 系列信號들을 1次結合한 것을 檢査信號로 使用하여 相關法에 의해서 直接 플랜트의 變動퍼라미터를 連續적으로 推定하는 方法을 提案하고 實驗的인 考察을 通하여 本方法의 實用性을 確認하였다. 또한 制御誤差의 2乘面積을 評價函數로 取하고 이 評價函數가 最少가 되는 경우를 最適狀態라 定義하여 制御器의 最適퍼라미터를 決定하는 方法을 提示하였으며 數值計算에 의해서 最適퍼라미터의 값을 圖表로 作成함과 同時에 SCR 을 利用한 溫度制御系統에 對한 實驗과 아날로그시뮬레이션을 通하여 本方法의 妥當性을 立證하였다. 本實驗에서는 A/D 變換器와 시프트레지스터 및 D/A 變換器를 利用하여 아날로그信號를 任意時間만큼 容易하게 遲延시키는 遲延裝置를 製作하여 使用

하였던바 그 動作狀態는 매우 良好하였다.

以上을 綜合하여 플랜트의 퍼라미터變動에 따라 制御器의 퍼라미터를 自動적으로 修正함으로써 制御系統을 항상 最適狀態로 維持하는 適應制御系統을 構成하는 알고리즘을 提示하고 保持回路를 利用하여 피드백루우프內에서의 相關法의 利用을 可能토록하는 方法을 提示하였다.

그러나, 플랜트의 定常利得이 時定數 및 遲延時間과 더불어 變化할 때 3개의 퍼라미터를 連續적으로 推定하는 自動追從루우프에 對한 實驗 및 安定性的 考察등은 本研究에서는 行하지 못하였으며 이에 對해서는 앞으로 더욱 檢討되어야 할 것으로 생각된다. 또한 플랜트의 퍼라미터變動이 急激할 경우에 對한 問題點 및 本方法을 實際의 플랜트에 適用하여 實用化하는 데에 있어서의 問題點등에 對해서도 앞으로 더욱 研究되어야 할 것이다.

끝으로 本研究은 產學協同財團의 1978年度學術研究費의 支援으로 이루어진 것으로 이 機會를 利用하여 產學協同財團에 深心한 感謝를 드리며 아울러 產學協同財團의 無窮한 發展을 빌어마지 않는다.

參 考 文 獻

- 1) G. W. Anderson, J. A. Aseltine; A Self-Adjusting System for Optimal Dynamic Performanee, National convention Record, IRE, Pt. 4, 1958, pp.182-90.
- 2) Y. Gaya, S. Yamamura; A Self-Adaptive System with a variableparameter PID Controller, AIEE, January, 1962, pp.378-386.
- 3) K. S. Narendra, L. E. McBride; Multi-parameter Self-Optimizing Systems Using Correlation Techniques, IEEE, Trans.,

- AC-9, January, 1964, pp.31-38.
- 4) T. Maeda; A Study of Adaptive Control, Master-Thesis, Dept. of Control Engineering, Tokyo Institute of Technology, January, 1967.
 - 5) A. E. Pearson, Krishna-Sastry V. R. Vanguri; A Synthesis Procedure for Parameter Adaptive Control System, IEEE, Trans., AC-16, October, 1971, pp.440-449.
 - 6) E. Mishkin, L. Braun, Jr. (ed.); Adaptive Optimal Control Systems, McGraw Hill, 1961.
 - 7) J. V. Beck, K. J. Arnold; Parameter Estimation in Engineering and Science, John Wiley & Sons, 1977.
 - 8) D. G. Lainiotis; Adaptive Estimation: Structure and Parameter Adaptation, IEEE Trans., AC-16, No. 2, 1971, pp.160-170.
 - 9) 河注植, 崔京三, 柳吉洙: PID制御器의 最適調整에 관한 研究, 韓國海洋大學論文集(自然科學篇) 第14輯 1979. 3, pp.203-220.
 - 10) S. W. Colmb(ed.); Digital Communications Prentice-Hall, chap. 3, 5, 1964.
 - 11) P. A. N. Briggs et al; Estimation of Process Dynamic Characteristics by Correlation Method Using Pseudo Random Signal IFAV Prague Symp., Prepaper 3.10, 1967.
 - 12) Marschtat; Digital Electronics for Scientist 1972, pp.331-336.
 - 13) G. Watts; Practical Averaging Circuits, IEEE, Trans., AC-11, 1966, pp.465-476.