

# Model 追從形 Servo Controller에 의한 位置制御系の 設計

正會員 張 璣 孝\* 正會員 河 泓 坤\*\* 正會員 洪 昌 熹\*\*\*

## The Design of Position Control System by Model Following Servo Controller.

Ki Hyo CHANG\*, Hong Gon HA\*\*, Chang HiHONG\*\*\* *Regular Members*

**要 約** 本 論 文 中 位 置 制 御 系 的 離 散 值 model 追 從 Servo 제 어 기 의 설 계 와 구 성 에 관 해 서 제 언 하 였 다. 제 언 한 제 어 기 는 제 어 대 상 에 演 算 時 間 遲 延 을 고 려 하 였 고, 1階 差 分 에 積 分 形 補 償 을 부 가 한 계 를 구 성 하 였 다. 이 계 에 最 適 Regulator 법 을 적 용 하 여 最 適 狀 態 饋 還 利 得 을 구 하 는 방 법 을 理 論 的 으 로 규 명 하 였 다. 직 류 servo 電 動 機 에 내 용 하 는 model을 구 성 하 여 이 model의 출 령 이 직 류 servo 전 동 기 속 도 에 빠 르 게 追 從 하 여 정 상 상 태 에 서 속 도 가 영 으 로 되 어 정 화 하 게 位 置 기 제 어 되 는 것 을 Computer Simulation과 實 驗 으 로 확인 하 여 제 어 기 의 유효 성 을 확인 하 였 다.

**ABSTRACT** In this paper, the design and construction of discrete model following servo controller on the position control system is proposed. The operational time delay of the plant in the controller which is proposed, is considered and the system which is added by the integral compensation in first order difference equation is constructed.

By applying the optimal regulator method to the system, the method which find the optimal state feedback gain is developed theoretically.

The output of a model which is correspond to a DC Servo motor follow quickly the speed response of a DC Servo motor and the velocity error in a steady-state is reduced in zero and the position response is controlled correctly, the performance of the controller is confirmed by Computer Simulation.

### I. 緒 論

電 動 機 의 速 度 및 位 置 을 制 御 하 는 방 식 으 로 는

일 반 적 으 로 비 적 응 제 어 방 식 과 적 응 제 어 방 식 으 로 나 뉘 수 가 있 다.

비 적 응 방 식 의 한 예 로 는 고 전 적 인 PID 제 어 방 식 을 들 수 있 으 며 이 제 어 기 는 원 하 는 응 답 특 성 을 얻 기 위 하 여 각 이 득 계 수 들 을 시 스템 특 성 에 대 응 토 록 미 리 설 정 해 주 어 야 하 므 로 시 스템 매 개 변 수 들 을 정 화 하 게 알 아 야 하 며 외 란 이 나 부 하 변 동 에 의 한 매 개 변 수 들 의 값 이 변 하 면 제 어 기 의 매 개 변 수 들 을 다 시 調 整 해 주 어 야 하 는

\* 東 義 工 業 專 門 大 學 電 子 科  
Dep. of Electronic Communication Engineering,  
Dong Eui Technical Junior College  
\*\* 東 義 大 學 校 電 子 工 學 科  
Dept. of Electronics Engineering, Dongeui Univ.  
\*\*\* 東 亞 大 學 校 電 子 工 學 科  
Dept. of Electronic Engineering, DONG-A University  
論 文 番 號 : 91-1 (接 受 1990. 8. 10)

어려움이있다.<sup>(1)(2)(3)</sup>

이런 문제점들은 推定理論을 도입한 適應制御 방식으로 현대 제어이론에서 가장 중요하고 관심을 끄는 이론이며 항공기 制御 시스템에 적용되어 MRAC방법, STC방법등으로 발전되어 왔다.<sup>(4)(5)</sup>

MRAC방법은 시스템에 적당한 제어기를 구성하여 출력이 기준신호와 일치하는 이상적인 시스템의 응답특성을 추정하면서 추정된 매개변수를 바탕으로 적절한 제어기를 구성하는 것이다. 이 방식은 제어기가 동작중에 시스템의 변수가 變化하거나 외란이 가해지더라도 제어목적을 유지할 수 있으며 기본적 개념은 기준모델을 구성하지 않고 제어대상의 매개변수를 온라인 방식으로 추정하여 評價函數를 최소화하는 제어 입력을 구하여 이것이 제어기에 인가되어 출력이 기준입력을 追從되도록 하는 것이다. 이 중 많은 연구는 현대제어 기법과 고전제어기법을 조합 또는 병용하여 각기법의 長點을 취하므로써 제어기의 성능을 改善시켜 왔다.<sup>(6)(7)</sup>

最近 Micro-electronics의 發達로 現代制御理論을 利用하는 Digital제어가 여러 분야에 適用되고 있지만, 많은 理論들은 定常狀態에서 制御量을 目標置에 一致시키는 方法이며 過渡應答時의 應答를 改善하는것은 적다. 따라서 실제로는 生産設備에서 motor 驅動裝置가 附着되는 Robot의 Architecture와 같은 Servo系에 있어서 目標하는 應答가 變化할때 parameter를 보상하는 制御器가 必要하다.

이러한 觀點에서 제어대상의 출력이 Model의 應答에 最適으로 追從하고 制御對象의 parameter變動과 外亂에 대해서 Robust성을 가지며 制御系 實現이 簡單한 Model 追從 制御系가 研究 開發되어왔다.

本 論文에서는 model및 制御對象이 離散值狀態方程式으로 記述될때 model의 step應答이 制御對象의 出力에 빠르게 追從하여 位置를 制御하고자 한다. 즉 離散值 model 追從 制御器 設計와 構成에 관해서 제안하였다. 제안한 離散值 model追從系는 model 및 制御對象에 演算時間遲

延을 改善하였고, 1階差分에 積分形補償을 부가한 擴大系를 구성하고 여기에 最適 Regulator 적용하여 最適狀態饋還利得을 구하는 方法을 理論으로 규명하였다. 그리고 직류 Servo 電動機를 離散值 狀態方程式으로 기술하여 이 직류 servo 電動機에 대응하는 model을 설정하여 model의 出力이 직류 servo 電動機 속도에 빠르게 追從하여 정상상태에서 속도가 영으로 되어 정확하게 위치가 제어되는 것을 Computer Simulation 으로 확인하였다.

## II. Model 追從形 Servo 制御器 의한 位置 制御系의 構成

### II-1. Model 追從形 Servo 制御器의 設計

速度를 制御하여 位置를 制御하기 위한 線形 離散值 Model 追從形 Servo 制御器에 의한 位置 制御系의 構成圖가 그림 1이다.

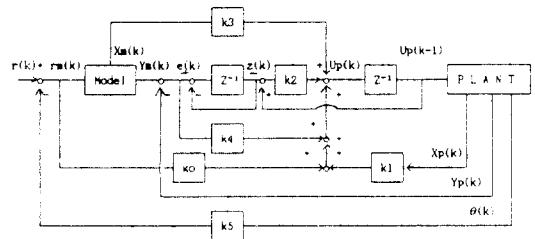


그림 1. 선형 이산치 모델추종 제어기 제어기에 의한 위치 제어기  
Position Control System by linear Discrete Model Following Servo Controller

그림 1의 位置制御系에서 제어대상의 動態方程式은

$$Xp(k+1) = ApXp(k) + Bprp(k) + EpD(k) \quad (1)$$

$$Yp(k) = CpXp(k) + fpD(k) \quad (2)$$

이고 여기서  $Xp(k)$ ,  $rp(k)$ ,  $D(k)$  제어대상의 入力, 外亂이고  $Yp(k)$ 는 出力으로 直流Servo

電動機의 速度이다. 식(1)과 그림1의 位置制御에서  $rp(k)$ 는

$$rp(k) = Up(k-1) \quad (3)$$

이고 제어대상의 상태변수  $Xp(k)$ 에 대해서 位置의 狀態方程式은 위치가 속도의 積分이므로 이것을 고려하면

$$\theta(k+1) = A\theta Xp(k) + B\theta rp(k) + E\theta D(k) + \theta(k) \quad (4)$$

이다. 그리고 Model의 動態方程式은

$$Xm(k+1) = AmXm(k) + Bmrm(k) \quad (5)$$

$$Ym(k) = CmXm(k) \quad (6)$$

이고  $Xm(k)$ ,  $rm(k)$ , 는 Model의 狀態變數, 入力이고  $Ym(k)$ 는 出力이다.

그림1의 位置制御系에서  $rm(k)$ 는 位置偏差로 設定位置  $r(k)$ 에 대해서

$$rm(k) = r(k) - r5\theta(k) \quad (7)$$

의 關係식이 성립하며 速度偏差  $e(k)$ 와  $z(k)$ ,

제어대상입력  $Up(k)$ 는

$$e(k) = Ym(k) - Yp(k) \quad (8)$$

$$z(k) = e(k-1) - z(k-1) \quad (9)$$

$$Up(k) = K1Xp(k) - K2Z(k) + k3Xm(k) + k4E(k) + korm(k) + k2Up(k-1) \quad (10)$$

이다. 위의 식들을 이용하여 狀態饋還에 의한 制御器의 係數들을 設定하기 위해서 다음의 差分系를 導入한다.

$$\Delta Xp(k) = Xp(k+1) - Xp(k) \quad (11)$$

$$\Delta Xm(k) = Xm(k+1) - Xm(k) \quad (12)$$

$$\Delta Up(k) = Up(k+1) - Up(k) \quad (13)$$

$$\Delta \theta(k) = \theta(k+1) - \theta(k) \quad (14)$$

식(1)과 식(5)에서 設定위치  $r(k)$ 와 외란  $D(k)$ 를 step함수로 가정하면 다음의 關係식이 성립한다.

$$r(k+1) = r(k) \quad D(k+1) = D(k) \quad (15)$$

그림 1의 위치제어계를 식(8)과 (11),(12),(13),(14)를 이용하여 확대 차분계로 표시하면

$$\begin{bmatrix} \Delta Xp(k+1) \\ \Delta Xm(k+1) \\ \Delta \theta(k+1) \\ e(k+1) \\ \Delta rp(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ap & 0 & 0 & 0 & bp \\ 0 & Am & k5bm & 0 & 0 \\ A\theta & 0 & 1 & 0 & b\theta \\ -Cp & Cm & 1 & 1 & 0 \\ K1 - K4K3 + K4 & k0k5 & -k2 & k2 & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta Xp(k) \\ \Delta Xm(k) \\ \Delta \theta(k) \\ e(k) \\ \Delta rp(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

이다. 식(16)에서  $\Delta rp(k+1) = \Delta Up(k)$ 이므로

$$\begin{bmatrix} \Delta Xp(k+1) \\ \Delta Xm(k+1) \\ \Delta \theta(k+1) \\ e(k+1) \\ \Delta rp(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ap & 0 & 0 & 0 & bp \\ 0 & Am & -k5bm & 0 & 0 \\ A\theta & 0 & 1 & 0 & b\theta \\ -Cp & Cm & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta Xp(k) \\ \Delta Xm(k) \\ \Delta \theta(k) \\ e(k) \\ \Delta rp(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta Up(k)$$

$$(17)$$

이다. 그리고 식(16)에서  $\Delta r_p(k+1)$ 은

$$\Delta r_p(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ -\mathbf{C}_p & \mathbf{C}_m & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_p(k) \\ \Delta X_m(k) \\ \Delta \theta(k) \\ e(k) \\ \Delta U_p(k-1) \end{bmatrix} \quad (18)$$

이고  $\mathbf{I}$ 는 단위행렬이다. 그리고 식(11)은 선형 변환을 의미한다.

다음 상태方程式 (17)에 대해서 다음의 評價函數를 최소화 하여야 한다.

$A_p, B_p$ 의 가안정성의 조건은 임의의 복소수  $\lambda$ 에 대해서 다음의 조건

(1)  $\text{rank}[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_p \ \mathbf{B}_p] = n$

(2)  $\text{rank}([\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_p]^T, \mathbf{C}_p^T)^T = n$

이 성립하는 것과 동가이다. Model의 안정성이  $|\lambda| \geq 1$ 에 대해서

(3)  $\text{rank}[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_n] = n$

이 성립한다.

(i)  $A_{11}, B_{11}$ 의 가안정성은 임의의  $\lambda$ 에 대해서  $\text{rank}[\lambda \mathbf{I} - A_{11}, B_{11}]$ 로 표현된다.

$\lambda \neq 1$ 의 경우 조건 (1)에 의해서

$$\text{rank}[\lambda \mathbf{I} - A_{11}, B_{11}] = 2 + \text{rank}[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_p \ \mathbf{B}_p] = n + 2$$

$\lambda = 1$ 의 경우 식(2)의 가정에 의해서

$$\text{rank}[\lambda \mathbf{I} - A_{11}, B_{11}] = 1 + \text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{I} - \mathbf{A}_p & -\mathbf{B}_p \\ \mathbf{C}_p & 0 \end{bmatrix} = n + 2$$

가 된다.

(ii)  $(A_{11}, C_{11})$ 의 가안정은 임의의  $\lambda$ 에 대해서  $\text{rank}[(\lambda \mathbf{I} - A_{11})^T C_{11}^T]^T = n + 2$

로 표시된다.

$\lambda \neq 0$ 의 경우 조건 (2)에 의해서

$$\text{rank}[(\lambda \mathbf{I} - A_{11})^T C_{11}^T]^T = 2 + \text{rank}[(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_p, \mathbf{C}_p^T)^T] = n + 2$$

$\lambda = 0$ 의 경우

(4)  $C_p \text{adj}(A_p) B_p = 0$ 라 하면

$$\text{rank}[(\lambda \mathbf{I} - A_{11})^T, C_{11}^T]^T$$

$$= 1 + \text{rank} \begin{bmatrix} -\mathbf{A}_p & -\mathbf{B} \\ \mathbf{C}_p & 0 \end{bmatrix} = n + 2$$

가 된다. 일반적으로 조건 (4)가 만족된다고 하면 가안정하며

$$P_\infty = P \geq ()$$

이 성립하며 계의 안정성이 보장된다.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [X^T(k) Q X(k) + \Delta U_p(k)^T R \Delta U_p(k)] \quad (19)$$

식(19)에서  $X(k)$ 는

$$X(k) = [\Delta X_p^T(k) \ \Delta X_m^T(k) \ \Delta \theta^T(k) \ e(k)] \quad (20)$$

이고  $e(k)$ 는

$$e(k) = C X^T(k) \quad C = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (21)$$

이므로  $Q$ 와  $R$ 는  $Q = C^T q C, q > 0, R > 0$ 로 정의한다. 이식(19)를 最少로 하는 制御入力は  $\Delta U_p^*(k)$ 는

$$\Delta U_p^*(k) = K X(k) \quad (22)$$

이고  $K$ 는 最適狀態饋還係數로

$$K = -[R + B^T P B]^{-1} B^T P A \quad (23)$$

이다. 식(23)에서 P는 다음의 Ricatti 대수방정식

$$P=Q+A^T P A-A^T P B[R+B^T P B]^{-1} B^T P A \quad (24)$$

를 만족하고 행렬 **A**와 **B**는

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_m & -k_5 b_m & 0 \\ A_\theta & 0 & 1 & 0 \\ -C_p & C_m & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} b_p \\ 0 \\ b_\theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

이다. 식(18)과 (22)식이 일치할때 제어기의 계수  $k_0, k_1, k_2, k_3, k_4, k_5$ 는

$$[k_0 \ k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4] = -[kA \quad kB] \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ -C_p C_m & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \quad (26)$$

이다. 식(26)에서 제어기의 계수를 구할수 있다.

### II-2. 直流 Servo 電動機의 離散值狀態方程式 誘導

直流 Servo 電動機를 驅動原으로 하는 位置制御系에서 시간에 대한 狀態方程式은

$$X_p(t) = A_p' X_p(t) + B_p' r_p(t) + E_p' D(t) \quad (27)$$

이고 狀態變數  $X_p(t)$ 와 행렬  $A_p', B_p', E_p'$ 는 다음과 같다.

$$X_p(t) = [\omega_p(t), I_p(t), \theta(t)]^T,$$

$$A_p' = \begin{bmatrix} 0 & kt/J & 0 \\ -ke/L & -R/L & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_p' = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad E_p' = \begin{bmatrix} -1/J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

식(28)에서  $\omega_p(t)$ 는 直流 Servo 電動機의 角速度,  $I_p(t)$ 는 電機子電流  $\theta(t)$ 는 角位置, R은 電機子 저항, L은 電機子 Inductance, J는 慣性 moment, kt는 torque 상수, ke는 역기전력 상수이다.

식(27)을 離散值狀態方程式의 變換式에 의해서 변환하면<sup>18)</sup>

식(1)의 狀態變數  $X_p(k)$ 와 각계수 행렬은

$$X_p(k) = [\omega_p(k) \ I_p(k)]^T$$

$$A_p = \begin{bmatrix} A_{p11} & A_{p12} \\ A_{p21} & A_{p22} \end{bmatrix}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} B_{p1} \\ B_{p2} \end{bmatrix} \quad E_p = \begin{bmatrix} E_{p1} \\ E_{p2} \end{bmatrix}$$

$$C_p = [1 \ 0] \quad (29)$$

식(4)의 位置에 대한 계수행렬  $A_\theta, B_\theta, E_\theta$ 는

$$A_\theta = [A_{p31}, A_{p32}], \quad B_\theta = B_{p3}, \quad E_\theta = E_{p3} \quad (30)$$

이다. 식(29)과 (30)에서 각행렬의 각계수는 다음과 같다.

$$A_{p11} = \frac{R+L\alpha}{LM} \exp(\alpha T) + \frac{R+L}{LN} \exp(\beta T)$$

$$A_{p12} = \frac{kt}{JM} \exp(\alpha T) + \frac{kt}{JN} \exp(\beta T)$$

$$A_{p21} = \frac{Ke}{LM} \exp(\alpha T) + \frac{Ke}{LN} \exp(\beta T)$$

$$A_{p22} = \frac{\alpha}{M} \exp(\alpha T) + \frac{\beta}{N} \exp(\beta T)$$

$$A_{p31} = \frac{R}{L\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{L\alpha M}$$

$$\exp(\alpha T) + \frac{R+L\beta}{L\beta N} \exp(\beta T)$$

$$A_{p32} = \frac{kt}{J\alpha\beta} \frac{kt}{J\alpha\beta} \exp(\alpha T) + \frac{kt}{J\beta N} \exp(\beta T)$$

$$b_{p1} = \frac{kt}{LJ\alpha M'} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{kt}{LJ\beta N'} (\exp(\beta T) - 1)$$

$$b_{p2} = \frac{1}{LM} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{1}{LN} (\exp(\beta T) - 1)$$

$$b_{p3} = \frac{ktT}{LJ\alpha\beta} + \frac{kt}{LJ\alpha^2 M} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{kt}{LJ\beta^2 N} (\exp(\beta T) - 1)$$

$$E_{p1} = -\frac{RT}{LJ\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{LJ\alpha^2 N} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{R+L\beta}{LJ\beta^2 M} (\exp(\beta T) - 1)$$

$$E_{p2} = \frac{ke}{J\alpha LM} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{ke}{J\beta N} (\exp(\beta T) - 1) \quad (31)$$

$$E_{p3} = \frac{-RT}{LJ\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{LJ\alpha^2\beta} (\exp(\alpha T) - 1) + \frac{R+L\beta}{LJ\beta^2 M} (\exp(\beta T) - 1)$$

이 고 T는 Sampling time이다.

그리고  $\alpha, \beta, M, N$ 은

$$S(S + \frac{R}{L}) + \frac{kekt}{LJ} = S(S - \alpha) (S - \beta) \\ M = \alpha - \beta, N = \beta - \alpha \quad (32)$$

이다.

그리고 Model 離散值狀態變數  $X_m(k)$ 와 각 계수행렬은

$$X_m(k) = [X_{m1}(k) \ X_{m2}(k)]^T$$

$$A_m = \begin{bmatrix} A_{m11} & A_{m12} \\ A_{m21} & A_{m22} \end{bmatrix} \quad b_m = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \end{bmatrix}$$

$$C_m = [0.9 \ 0] \quad (33)$$

이 고 여기서 행렬계수는 다음과 같다.

$$A_{m11} = \frac{R' + L\alpha'}{L'M'} \exp(\alpha'T) + \frac{R' + L'\beta'}{L'N'} \exp(\beta'T)$$

$$A_{m12} = \frac{kt'}{J'M'} \exp(\alpha'T) + \frac{kt'}{J'N'} \exp(\beta'T)$$

$$A_{m21} = \frac{Ke'}{L'M'} \exp(\alpha'T) + \frac{Ke'}{L'N'} \exp(\beta'T)$$

$$A_{m22} = \frac{\alpha'}{M'} \exp(\alpha'T) + \frac{\beta'}{N'} \exp(\beta'T)$$

$$b_{m1} = \frac{kt}{L'J'\alpha'M'} (\exp(\alpha'T) - 1) + \frac{kt'}{L'J'B'N'} (\exp(\beta'T) - 1)$$

$$b_{m2} = \frac{1}{L'M'} (\exp(\alpha'T) - 1) + \frac{1}{L'N'} (\exp(\beta'T) - 1) \quad (34)$$

이 고 여기서  $\alpha', \beta', M', N'$ 는

$$S(S + \frac{R'}{L'}) + \frac{ke'kt'}{L'J'} = S(S - \alpha') (S - \beta')$$

$$M' = \alpha' - \beta', N' = \beta' - \alpha' \quad (35)$$

이다.

### III. COMPUTER SIMULATION 및 고찰



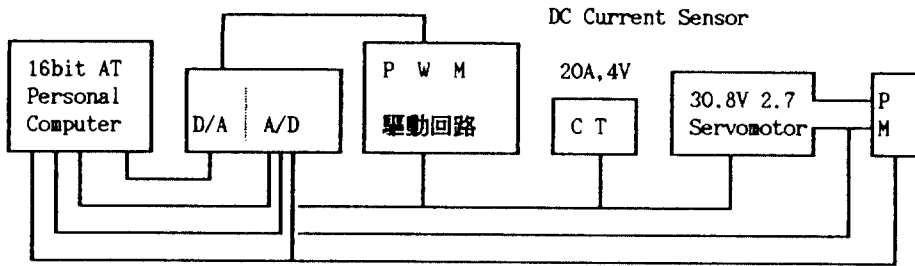


그림 3. 실험 구성도.  
Blockdiagram of Experiment

표 4. Servo 제어기의 계수

q	k11	k12	k2	k31	k32	k4
0.001	-0.1233	-.0195	0.0294	0.2898	0.0648	0.4496
0.01	0.1991	-.0314	0.0891	0.5834	0.1147	0.7645
0.1	-0.3462	-.0548	0.2581	1.3298	0.2283	1.4369
1	-0.6019	-0.0959	0.6952	3.2008	0.4799	2.7629

표4의 결과를 Computer Simulation한 결과는 그림 4,5,6,7이다. 그림 4,5,6,7에서 알 수 있는 것처럼 Model의 출력이 직류 Servo 전동기의 속도를 양호하게 추종하여 정상상태에서 속도 편차가 영으로 되어 위치응답이 양호하게 제어된다. q가 작을수록 제어기의 계수값이 작아서 위치응답에 과도응답상태를 보이고 있는것을 그림 4,5,6에서 알 수 있고, q가 1에 가까울수록 위치응

답에 과도응답상태가 억제되는 것을 그림 7에서 알 수 있다.

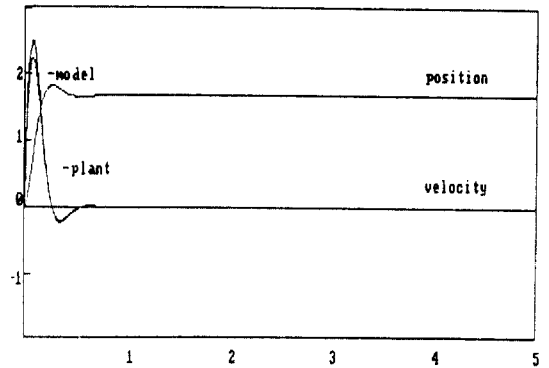


그림 5. 모델, 속도, 위치응답특성 (q=0.01)  
Characteristic of model, velocity, position response

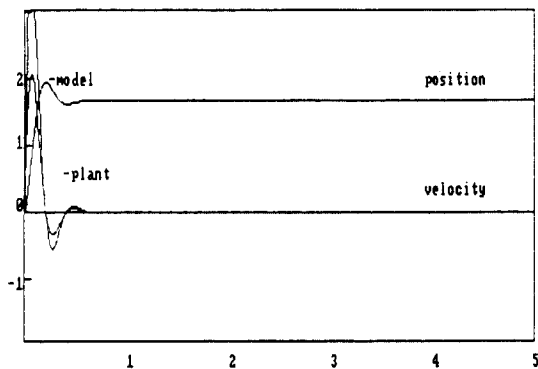


그림 4. 모델, 속도, 위치응답특성 (q=0.001)  
Characteristic of model, velocity, position response

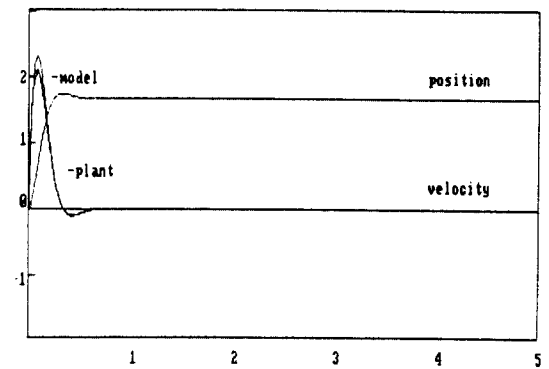


그림 6. 모델, 속도, 위치응답특성 (q=0.1)  
Characteristic of model, velocity, position response



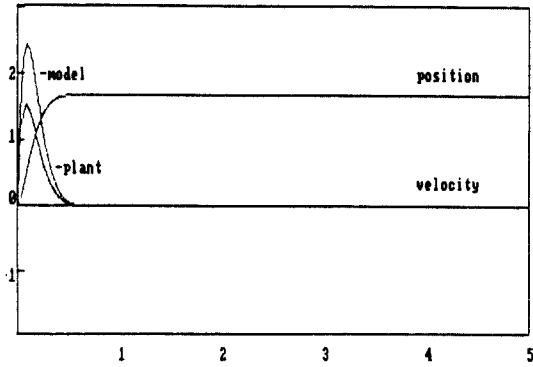


그림 7. 모델, 속도, 위치응답특성 ( $q=1$ )  
Characteristic of model, velocity, position response

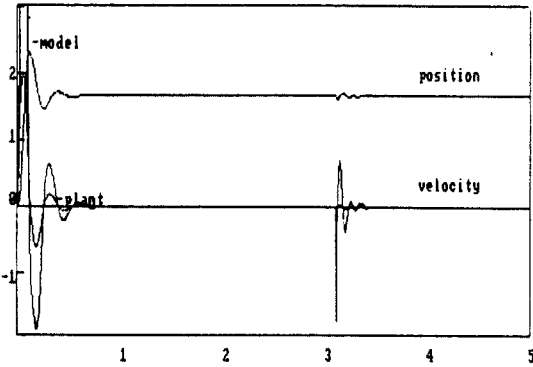


그림 8. 모델, 속도, 위치응답특성 ( $q=0.001, R=10, TL=2$ )  
Characteristic of model, velocity, position response

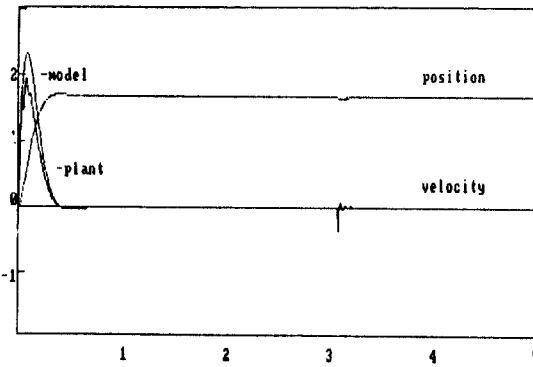


그림 9. 모델, 속도, 위치응답특성 ( $q=1, R=10, TL=2$ )  
Characteristic of model, velocity, position response

그림 8은  $q=0.001, R=10$ 의 경우 부하를 2 (Nm)을 가했을때 과도현상이고 이것을  $q=1, R=10$ 의 경우 부하를 가하였을때 보상된 응답곡선이 그림 9이며 양호한 응답곡선을 나타내고 있다.

#### IV. 실험 및 결과

실험 구성도는 그림 3과 같이 16bit(80286) Computer와 A/D, D/A Converter, PWM 구동회로 Current Sensor, 60W의 DC Servo motor로 구성되어 있다. Computer에서 D/A Converter로 명령을 전송하여 PWM 구동회로를 동작시켜 DC current Sensor를 통하여 DC Servo motor를 동작시킨다.

전위차계와 타코미터에서 위치와 속도를 검출하여 A/D Converter로 전송하여 Computer monitor에 응답특성을 출력시킨다.

부하로는 Electro magnetic brake(U163-B)를 사용하여 부하에 대한 응답특성을 측정하였다. 그림 10은  $q$ 의 값이 0.1일경우 부하를 가하지 않을때의 응답곡선이고, 이것을 보상한 특성곡선

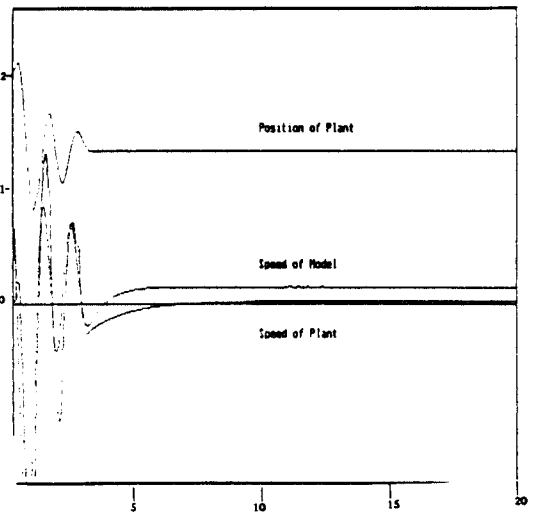


그림 10. 모델, 플랜트의 속도, 위치응답특성 ( $q=0.001$ )  
Characteristic of model, plant speed, plant position response

이 그림 11에서  $q$ 의 값이 1의 경우의 응답곡선이다.

그림 12( $q=1$ )에서는 부하 4(Nm)를 가했을때 응답곡선이고, 그림 13( $q=1$ )에서는 부하를 똑같이 가했을때 훨씬 부하영향이 감소된 응답특성을 나타내었다.

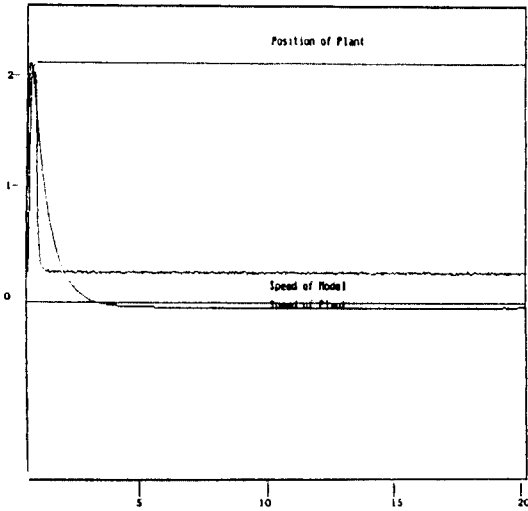


그림 11. 모델, 플랜트의 속도, 위치응답특성 ( $q=1$ )  
Characteristic of model, plant speed, plant position response

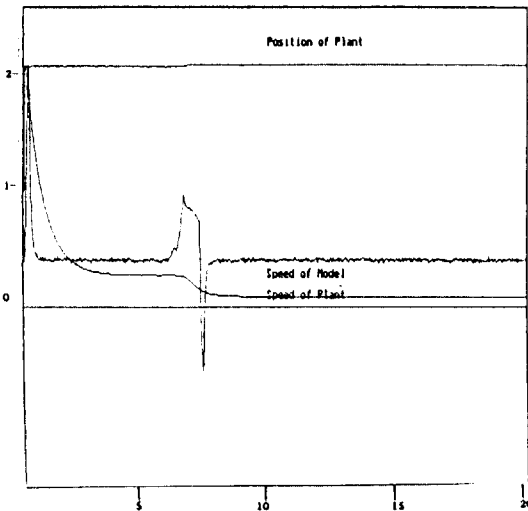


그림 12. 모델, 플랜트의 속도, 위치응답특성 ( $q=0.001$ ,  $TL=4$ )  
Characteristic of model, plant speed, plant position response

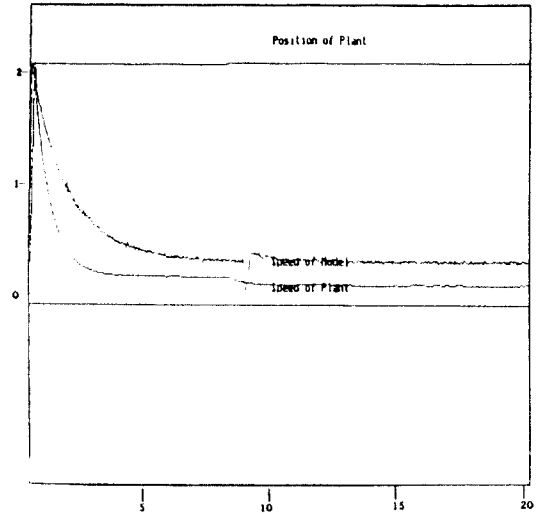


그림 13. 모델, 플랜트의 속도, 위치응답특성 ( $q=1$ ,  $TL=4$ )  
Characteristic of model, plant speed, plant position response

## V. 結 論

위치제어계에서 Model의 출력응답이 제어대상의 출력에 빠르게 추종하여 정상상태에서 속도의 편차가 영으로 되는 이산치 Model 추종형 Servo 제어기의 설계법을 제안하였다. 제안한 이산치 Model 추종형 제어계에서 제어대상의 연산시간 지연을 고려하였고 1개 차분의 적분보상을 부가하여 확대계를 구성하였다. 이 확대계에 최적 regulator 이론을 적용하여 최적상태환이득을 구할수 있도록 이론적으로 제시하였다. 그리고 이산치 model 추종형 Servo 제어기에 의한 위치제어계를 computer simulation 및 실험회로를 구성하여 model의 출력이 적류 servo 전동기의 속도를 양호하게 추종하여 정상상태에서 속도편차가 영으로 되므로 위치응답이 제어되었다. 그리고 Ricatti 대수방정식에서 설정하는  $q$ 에 최적상태환이득이 관계되므로  $q$ 가 0.001에 가까울수록 위치응답에 과도 응답상태를 보이고 있어 정상상태에 도달하는 시간이 길고,  $q$ 가 1에 가까울수록 과도응답이 감소하여 정상상태에

도달하는 시간이 단축되었다.

또한 부하를 가하였을때 하중함수  $q$ 의 값에 따라 양호하게 보상되는 것을 확인하였다.

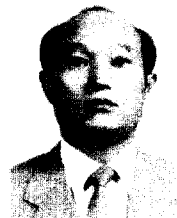
參考文獻

1. M. Margolis, C.T.Leondes, "A Parameter Tracking Servo for Adaptive Control Systems," Professional Group on Automatic Control, Institute of Radio Engineers New York, Vol. PGAC-4, No2, pp.100-111, 1959.
2. D.D. Donalson, C.T. Leondes, "A Model Reference Parameter Tracking Technique for Adaptive Control Systems Part I:The Principle of Adaptation", IEEE Transactions, pp.241-252, 1963.
3. D.D. Donalson, C.T. Leondes, "A Model Reference Parameter Tracking Technique for Adaptive Control System-Part II-Stability Analysis by the Second Method of Lyapunov", IEEE Transactions, pp.252-262, 1963.
4. Landau, I.D, "Adaptive Control:The Model Reference Approach", Marcel Dekker, New York, 1979.
5. T.Mori, E.Noldus and M.Kuwahara, "A way to Stability Linear Systems with Delayed State", Automatic, Vol.19, No.5, pp.571-573, 1983.
6. Haruo Naitoh and Susumu Tadakuma, "Microprocessor Based Adjustable-Speed DC Motor Drives Using Model Reference Adaptive Control", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA 23, No.2, pp.313-318, 1987.
7. Y.Kamiya, "Servo-System Design Technique utilising Sensivity as a Design Parameter", IEEE PROCEDD

- INGS, Vol. 130, Pty. ZD, No.5, pp.209-216, 1983.
8. J.Y.S luh, "Conventional Controller Design for industrial robot a tutoral," IEEE Trans, SMC-13, No 3, 298, 1983.
9. K. Ohishi, M.Nakao, K.Ohnishi & K.Miyachi, "Micro processor-Controlled DC motor for load insensitive Position Servo System," Proc. of IECON, 85, pp.339 Oct, 1985.
10. E.J Davison, "the Feedforward control of Linear Multivariable time invariant system," Automatica 9, p.561, 1973.
11. J.S. Meditch and G.Hostetter, "Observers for Systems with Unknown and Inaccessible Inputs," Int. J. of Control, Vol.19, No.3, pp.473-480, 1974.
12. W.M. Wonham, "linear Multivariable Control:A Geometric Approach," Springer-Verlag, 1979.
13. B.C. Kuo, "Digital Control systems," Holt Rinehart and Winston, 1980.
14. H.Kimula, "Deatbeat function observers for Discrete timeliner systems," SIAMJ. Contr. and Optimiza., vol.16, No.6, pp.880-894, 1978.
15. 菊田 章, 神谷 祐, "最適レコレタ法に基づく線形離散値形 モデル追従系の 構成", 電氣學會論文誌B, vol.106, No.6, pp.25-32, 1986.
16. E.Kreindler, "On the linear optimal servo system problem", J.Control, 9, 465, 1969.
17. F.Harashima and Skondo, "A design method for digital speed control system of motor drives", Conf. Rec. of PESC, pp.289-297, 1982.
18. 張璣孝, 洪昌喜, "견실성 향상을 위한 직류 서어보 모터의 가속도 제어", 한국동전학회, 제15권, 제3호, pp.231-220, 3.1990.



張璣孝(Ki Hyo CHANG) 正會員  
 1951年 1月 1日生  
 1975年 2月 : 東亞大學校 電子工學科 卒業(工學士)  
 1980年 2月 : 東亞大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)  
 1985年 3月~現在 : 東亞大學校 大學院 電子工學科 (博士課程修了)  
 1979年 3月~現在 : 東義工業專門大學 電子科 副教授



河泓坤(Hong Gon HA) 正會員  
 1950年 11月 27日生  
 1973年 2月 : 東亞大學校 電子工學科 卒業(工學士)  
 1977年 2月 : 東亞大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)  
 1984年 8月 : 中央大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學博士)  
 1985年 3月~現在 : 東義大學校 電子工學科 副教授



洪昌熹(Chang Hi HONG) 正會員  
1939年 10月 11日生  
1964年 2月：漢陽大學校 電氣工學科  
卒業(工學士)  
1971年 2月：漢陽大學校 大學院 電氣工  
學科 卒業(工學碩士)  
1983年 2月：漢陽大學校 大學院 電氣工  
學科 卒業(工學博士)  
1972年～現在：東亞大學校 電子工學科  
教授