

견실성 향상을 위한 직류서어보모터의 가속도제어

正會員 張 璣 孝* 正會員 洪 昌 熹**

An Acceleration Control Type of DC Servo-motor for Stiffness Improving.

Ki Hyo CHANG*, Chang Hi HONG** *Regular Members*

要 約 직류 서어보 모터는 속도 및 위치제어계에서 성능이 뛰어나므로 위치제어계로 많이 사용하고 있지만 불확실한 외란이나 부하 Torque 변동등이 직류서어보 모터의 위치제어계에서 발생할 때 정상상태 혹은 과도상태 오차가 발생한다. 본 논문에서는 이 오차를 가속도 제어법을 통해서 감소시키는 견실성이 높은 제어법을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 가속도 제어기법의 유효성을 확인하였다.

ABSTRACT DC servo motor has been often used as the position control system, because the performance is excellent on the velocity and position control system. When the unknown disturbance and accessible load torque are imposed on the position control of DC servo motor, this system has the steady and / or transient state error.

In this paper, a new method which has high stiffness for reducing the error is proposed. This error will be reduced by acceleration control. The effectiveness of the acceleration control is confirmed by using computer simulation.

I. 서 론

직류 서어보 모터는 모터의 제어 성능이 양호하

므로 여러분야의 속도및 위치제어계의 구동원으로 사용하고 있다. 이 직류 서어보 모터를 이용하는 위치제어계에서 설정치와 출력위치와의 편차 및 부하변동 외란등을 빠르게 억제하여 양호한 응답 특성을 얻는 것을 고견실성 제어라 한다^(1, 2).

일반적으로 feedback 제어계는 외력에 의한 편차를 직접 억압하는 고견실성을 구성하는 것은

* 東義工業專門大學 電子科

Dept. of Electronics Engineering,
Dong Eui Junior Technical College.

** 東亞大學校 電子工學科

Dept. of Electronics Engineering Dong-A University.
論文番號 : 90-22(接受 1989. 11. 30)

편차를 무한대로 하는 이득을 필요로 하기 때문에 사실상 어렵다.

고 견실성을 갖는 서어보 시스템은 주로 모델화 시킬 수 없는 마찰력 관성력 부하 Torque등을 포함한 전외력을 쉽고 빠르게 보상하여 안정도를 향상시키고 제어특성을 개선시키는데 이용되고 있다^(3, 4).

그러므로 제어계에서 파라미터 변동이 있을때마다 제어기는 연속적으로 제어를 해주어야 하므로 정확한 모델링 없이도 원하는 제어를 수행하여 제어계에 대한 오차를 최소로 하고 정확한 응답을 얻을 수 있는 고견실성을 갖는 제어기의 설계가 요구된다⁽⁵⁾.

계의 비선형성을 선형화하거나 전기회로의 지연 요소를 무시하고 계의 차수를 감소시켜 예측치 못한 외란에 대해서도 안정하고 정밀하게 제어를 할 수 있는 제어기를 필요로 한다.

이러한 견실성이 있는 제어기의 설계기법으로는 주파수에서 이득과 위상여유를 고려한 그레프 기법으로 Bode선도, Nichols, Polar plot, Root locus 와 같은 기법들이 사용되고 있다. 특히 다변수 제어계에서는 주파수평면에 주파수를 매개변수로 하여 어떤 특정된 주파수 영역에서 계를 안정화시키는 방법과 최적제어설계에서 설계변수를 조정하여 견실성을 향상시키는 방법등이 연구되고

있다^(7, 8).

본 논문에서는 비례적분 제어기로 제어되는 제어계에 견실성을 향상시키기 위한 제어기의 설계법을 제시하였다. 제시한 설계법은 가속도 제어기로 가속도 제어 이론을 적용하여 모델화 되지 않은 외란이 존재하더라도 안정하고 속응성 있게 제어하는 고견실성의 제어를 할 수 있게 하였고 이것을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 유효성을 확인하였다.

II. 견실성을 갖는 위치제어기의 해석

직류 서어보모터를 구동원으로 하는 위치제어계는 설정치와 출력위치와의 편차를 제어하기 위해 일반적으로 feedback 제어계로 그림 1과 같이 구성된다. 그림 1의 구성도에 K_0 는 위치를 제어하는 위치제어기, k_p 는 속도를 제어하기 위한 속도 제어기이다.

그림 1에서 K_0 는 전력증폭기의 이득, K_p 는 비례계수, K_i 는 적분계수, E_a 는 직류 서어보모터의 전기자전압, L 과 R 은 직류 서어보모터의 인덕턴스와 저항, I_a 는 직류 서어보모터의 전기자전류, K_t 는 Torque정수, J 는 관성 Momet, T_{load} 는 외란, ω 는 속도, θ 는 위치, K_e 는 역기전력정수

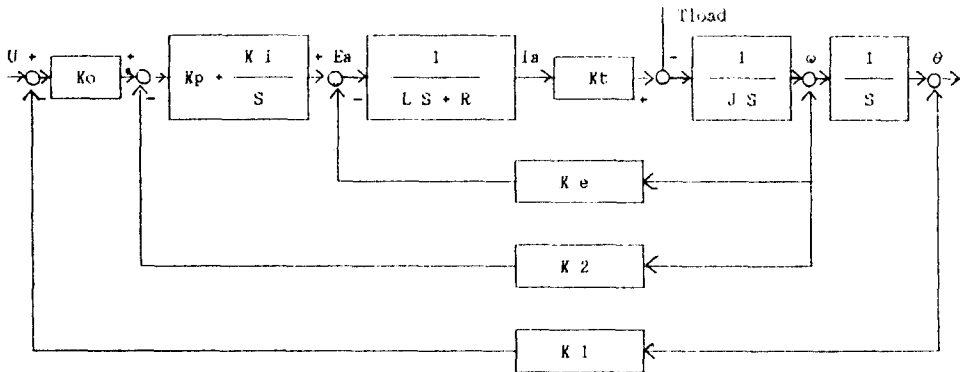


그림 1 직류 서어보모터의 위치제어계
Position control systems of a DC Servomotor

이다. K_1 은 위치제환계수, K_2 는 속도제환계수이다.

일반적으로 외력에 점성마찰계수가 포함되므로 그림 1에서는 점성마찰계수를 무시하였으며 그림 1의 구성도에서 상태방정식은

$$\dot{X} = AX + BEa + DTload \quad (1)$$

이고 X 는 상태변수이며 A, B, D 의 상수 Matrix는 다음과 같다.

$$X = \begin{bmatrix} \omega \\ Ia \\ \theta \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} \frac{-D}{J} & \frac{Kt}{J} & 0 \\ \frac{-Ke}{L} & \frac{-R}{L} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} -1 \\ J \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (1)을 Discrete한 방정식으로 표현하기 위해 서 Z, O, H 를 부가하면 전기자전압 E_a 는 $KT \langle t \rangle (K+1)T$ 에서 $E_a(t) = E_a(KT)$ 이고 식(1)은

$$X[(K+1)T] = A1 X(Kt) + B1 E_a(Kt) + D1 Tload (Kt) \quad (3)$$

이다. 여기서 A_1, B_1, D_1 은 다음과 같다.

$$A_1 = e^{AT} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ a_{31} & a_{32} & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \left(\int_0^T e^{A(T-t)} dt \right) B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$D_1 = \left(\int_0^T e^{A(T-t)} dt \right) D = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

그리고 식(4)에서 상수 $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}, a_{31}, a_{32}, b_1, b_2, b_3, d_1, d_2, d_3$ 는 식(5)와 같다.

$$a_{11} = \frac{R+L\alpha}{LM} e^{\sigma T} + \frac{R+L\beta}{LN} e^{\sigma T}$$

$$a_{12} = \frac{Kt}{JM} e^{\sigma T} + \frac{Kt}{JN} e^{\sigma T}$$

$$a_{21} = \frac{Ke}{LN} e^{\sigma T} + \frac{Ke}{LM} e^{\sigma T}$$

$$a_{22} = \frac{\alpha}{M} e^{\sigma T} + \frac{\beta}{N} e^{\sigma T}$$

$$a_{31} = \frac{R}{L\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{J\alpha M} e^{\sigma T} + \frac{R+L\beta}{J\beta N} e^{\sigma T}$$

$$a_{32} = \frac{Kt}{J\alpha\beta} + \frac{Kt}{J\alpha M} e^{\sigma T} + \frac{Kt}{J\beta N} e^{\sigma T}$$

$$b_1 = \frac{Kt}{LJ\alpha M} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{Kt}{LJ\beta N} (e^{\sigma T} - 1)$$

$$b_2 = \frac{1}{LM} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{1}{LN} (e^{\sigma T} - 1) \quad (5)$$

$$b_3 = \frac{Kt \cdot T}{LJ\alpha\beta} + \frac{Kt}{LJ\alpha^2 M} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{Kt}{LJ\beta^2 N} (e^{\sigma T} - 1)$$

$$d_1 = \frac{R+L\alpha}{J\alpha LN} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{R+L\beta}{J\beta LN} (e^{\sigma T} - 1)$$

$$d_2 = \frac{Ke}{J\alpha LM} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{Ke}{J\beta LN} (e^{\sigma T} - 1)$$

$$d_3 = -\frac{RT}{JL\alpha\beta} + \frac{R+L\alpha}{JL\alpha^2 N} (e^{\sigma T} - 1) + \frac{R+L\beta}{JL\beta^2 M} (e^{\sigma T} - 1)$$

$$N = \alpha - \beta, \quad N = \beta - \alpha,$$

식(5)에서 α, β 는 다음 특성방정식의 근이며,

$$S\{S(S + \frac{R}{L}) + \frac{KeKt}{LJ}\} = S\{(S - \alpha)(S - \beta)\} \quad (6)$$

T는 Sampling time 이다.

여기서 부하 Torque 즉 Tload는 미지입력변수로서 가관측한 상태입력변수로 변환하여 Torque 변동에 대해서 직류 서어모터의 속도나 위치의 변동이 가능한 적어야 하므로 Torque의 시간에 대한 변화량이 0이 되어야 한다.

즉, $d/dt(\text{Load})=0$ 에서 한번 미분한 함수가 0인 step상의 함수로 근사화하면 이산형 상태방정식은 식(7)이다.

$$\text{Tload} [(K+1)T] = \text{Tload}(Kt) \quad (7)$$

식(2)와 식(7)의 이산형방정식은 다음과 같다.

$$X[(K+1)T] = A_2X(Kt) + B_2Ea(Kt) \quad (8)$$

식(8)에서 A_2 와 B_2 는 다음과 같다.

$$X(Kt) = \begin{bmatrix} \text{Tload}(KT) \\ \omega \quad (KT) \\ I_a \quad (KT) \\ \theta \quad (KT) \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_{11} & a_{12} & 0 \\ a_2 & a_{21} & a_{22} & 0 \\ a_3 & a_{31} & a_{32} & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

식(1)에서 Tload는 각가속도의 도함수에 관계한다. 그림 1의 위치제어계에서는 견실성이 높은 제어를 하기 위해서 설정치와 출력위치와의 편차를 무한대로 하는 이득이 필요하므로 편차를 무한대로 하는 이득의 제어계는 사실상 불가능하다. 그러므로 견실성을 개선시키기 위해서 그림 1의 위치제어계에서 외력에 의한 속도변동을 검출하고 외력의 영향을 줄이기 위해 Torque 제어 Loop를 내측에 부가한 것이 그림 2이다.

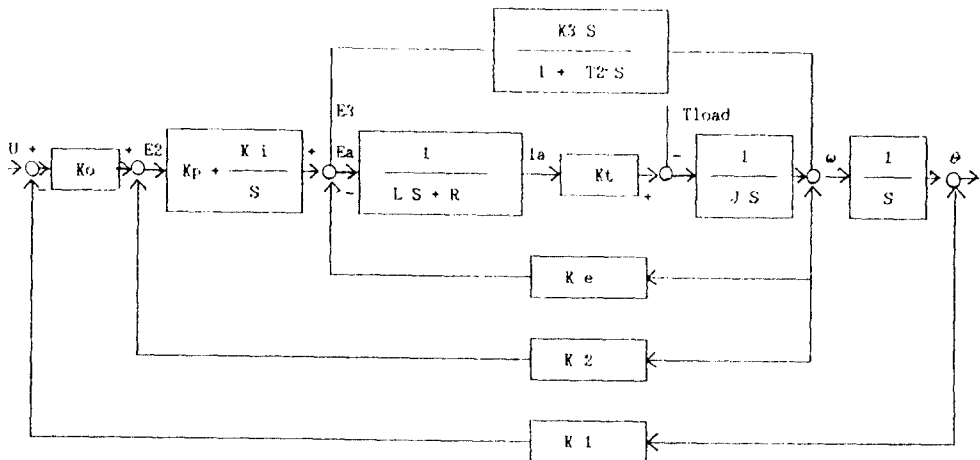


그림 2 가속도 제어 loop를 갖는 위치제어계
Position control systems with Angle acceleration control loop

그림 2의 위치제어계에서 K_3 는 가속도를 한번 미분하는 각속도의 이득이며 T_2 는 T_{load} 를 1차 지연의 전달특성으로 추정하기 위한 임의로 설정하는 1차 지연요소의 시정수이다.

그림 2에서 $E1[(K+1)T]$, $E2[(K+1)T]$, $E3[(K+1)T]$, $Ea[(K+1)T]$ 는 다음과 같다.

$$E1[(K+1)T] = K_o(KT) - K_2\omega(KT) \quad (10)$$

$$E2[(K+1)T] = E2(KT) + (K_p + K_i) E1[(K+1)T] - K_p[E1(KT)] \quad (11)$$

$$E3[(K+1)T] = \exp\left(-\frac{T}{T_2}\right) E3(KT) + \frac{K_3}{T_2} \left(1 - \frac{1}{T_2}\right) \omega(KT) - \frac{K_3}{T_2} \exp\left(-\frac{T}{T_2}\right) \omega[(K-1)T] \quad (12)$$

$$Ea[(K+1)T] = E2[(K+1)T] - E3[(K+1)T] \quad (13)$$

이다.

3. Computer Simulation 및 고찰

식 (9), (10), (11), (13)을 이용하여 직류 서어보모터를 구동원으로 하는 위치제어계의 위치와 속도를 Computer로 simulation 하였으며 이 simulation 에 사용한 제정수는 표 1과 같으며 simulation 결과는 그림 3이다.

그림 3에서 속도를 제어하기 위해서 비례적분제어기를 사용하므로 위치와 속도 응답곡선에서 과도응답특성으로 인한 진동을 나타내고 있으며 과도응답특성으로 정위치 도달시간이 지연되고 있다.

이 과도응답을 제거하고 정위치 도달시간을

표 1 직류 서어보모터의 각 parameter 경수

전력증폭기 이득 $K_o=0.528$	위치제환계수 $K_1=0.652$
속도 제한계수 $K_2=0.58$	비례계수 $K_p=0.3$
적분계수 $K_i=0.08$	서어보모터저항 $R=1.64$ [Ω]
인덕턴스 $L=23.7$ [mH]	Torque 상수 $K_t=0.475$ [N, m/A]
역기전력정수 $K_e=0.457$ [V, sec/rad]	속도지연시정수 $T_2=0.0145$
관성moment $J=6.8 \times 10^{-2}$ [N, m sec ² /rad ²]	가속제어기 이득 $K_3=0.087$
	5

단축하기 위해서 식(12)를 이용하여 가속도제어를 하였다. 가속도계수 K_3 를 0.0875로 설정하여 지연요소의 시정수 T_2 를 0.0095, 0.0115, 0.0145로 변화시켰을 때 그림 4, 5, 6이다. 그림 4, 5, 6에서 T_2 를 크게 할 수 있도록 정위치에 도달하는 시간이 단축됨을 알 수 있다.

T_2 를 0.0145로 설정해두고 K_3 를 0.0275, 0.0475, 0.0675로 변화시켰을 때 그림이 7, 8, 9이다. 그림 7, 8, 9에서 K_3 값이 클수록 정위치 도달시간이 빨라짐을 알 수 있었다. 외란이 존재할 때 가속

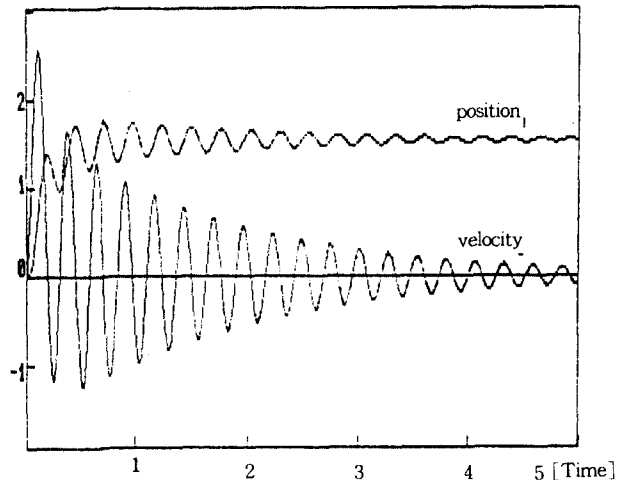


그림 3 속도 및 위치응답특성($K_3=0$, $T_{load}=0$)
Characteristic of speed, position response before compensation

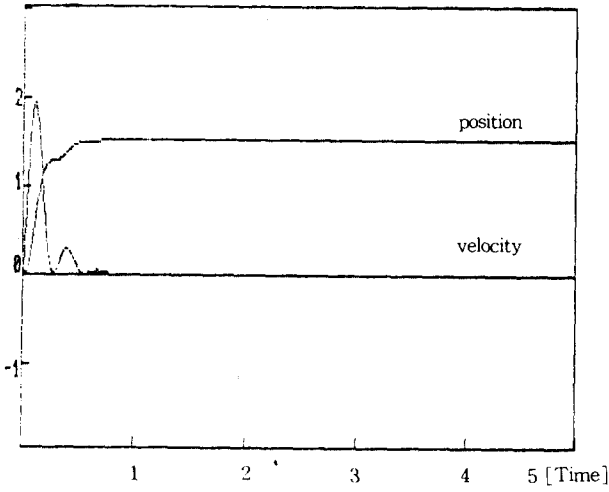


그림 4 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0875$, $T_2=0.0095$, $T_{load}=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

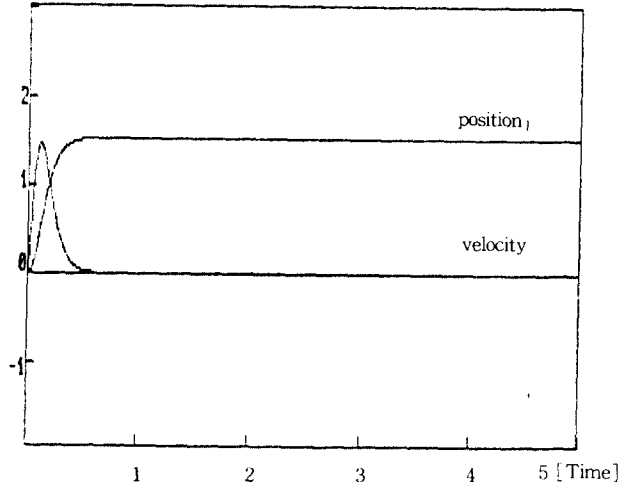


그림 6 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0875$, $T_2=0.0145$, $T_{load}=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

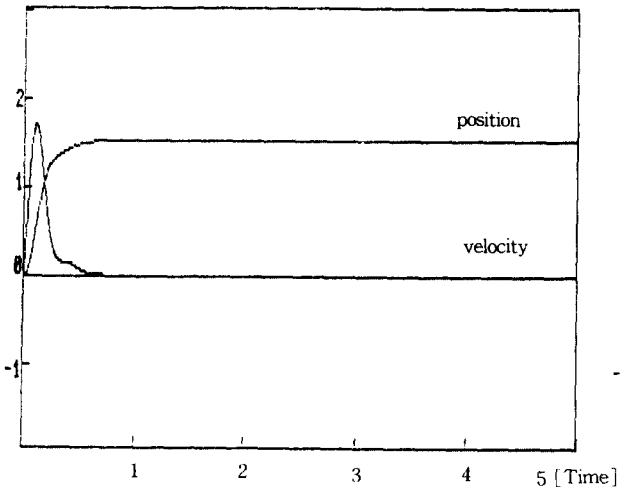


그림 5 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0875$, $T_2=0.0115$, $T_{load}=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

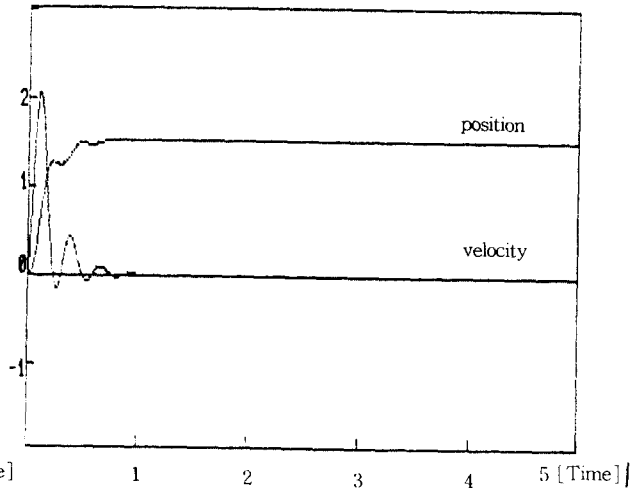


그림 7 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0275$, $T_2=0.0145$, $T_{load}=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

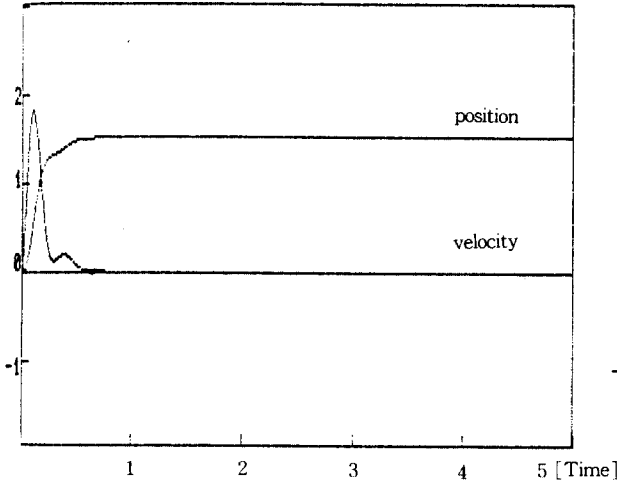


그림 8 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0475$, $T_2=0.0145$, $Tload=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

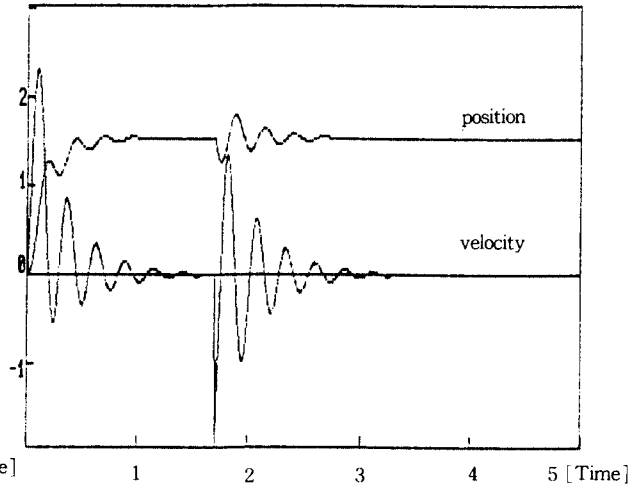


그림 10 속도 및 위치응답특성($K_3=0$, $T_2=0.0145$, $Tload=0$)
Characteristic of speed, position response before compensation

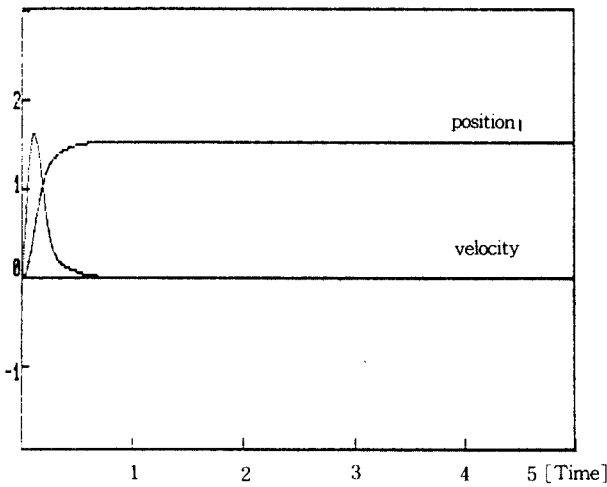


그림 9 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0675$, $T_2=0.0145$, $Tload=0$)
Characteristic of speed, position response after compensation

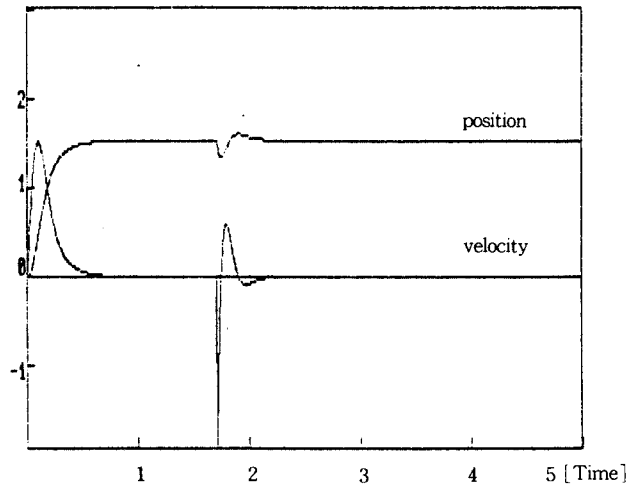


그림 11 속도 및 위치응답특성($K_3=0.0675$, $T_2=0.0145$, $Tload=4$)
Characteristic of speed, position response after compensation

도제어의 유효성을 확인하기 위해서 식(9)의 Tload 를 4로 설정하고 T2를 0.0145, K3를 0, Kp 를 0.5로 simulation하였을 때 그림이 10이며 이 외란을 제거하기 위해서 K3를 0.0675로 변화시켰을 때 위치 및 속도응답곡선이 그림 11이다. 그림 9, 11에서 외란에 대해서 가속도제어가 유효하게 보상하는 것을 확인하였다.

IV. 결 론

직류 서어보 모터의 속도와 위치를 제어하기 위해서 비례적분기를 이용한위치제어제에 위치 및 속도응답은 비례적분제어기 외부 출력에서 나타나는 과도응답상태로 인한 정위치 도달시간이 지연되고 있다. 이 과도응답상태를 제거하고 정위치 도달시간을 단축시키기 위해서 속도의 미분치 즉 가속도량을 전기자전압측에 재환시켜 제어를 하였다. 이 가속도제어에서 K3가 클수록 안정한 속도, 위치응답곡선을 나타내고 T2가 클수록 정위치 도달시간이 단축됨을 알 수 있다.

가속도제어를 이용한 속도 및 위치응답은 가속도계수 K3를 설정함으로써 외란에 대한 오차를 매우 감소시켜 우수한 응답특성곡선을 유효하게 얻을 수 있음을 확인하였다.

參 考 文 獻

1. J. Y. S. Luh, "Conventional Controller Design for Industrial Robots-A", IEEE Trans. SMC-13, No 3, 298, 1983.
2. K. Ohishi, M. Nakao, K. Ohnishi & K. Miyachi, "Micro processor Controlled DC Motor for Load Insensitive Position Servo System", Proc. of IECON' 85, p.339 Oct, 1985.
3. E. J. Davison, "The Feedforward Control of Linear Multivariable time-invariant System", Automatica 9, p. 561, 1973.
4. J. S. Meditch and G. Hostetter, "Observers for System with Unknown and Inaccessible Inputs", Int. J. of Control, vol. 19 No. 3, pp. 473~480, 1974.

5. W. M. Wonham, "Linear Multivariable Control : A Geometric Approach", Spring-Verlag, 1979.
6. Hidenori. Kimula, "Robust Stability for a Class of Transfer Functions", IEEE Trans Automatic Control, Vol, AC-29 No. 9, Sep, 1984.
7. M. Natao, et al, "A Robust Decentralized Joint Control Based on Interference Estimation", Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, 1,326, 1987.
8. B. C. Kuo, "Digital Control System", Holt Rinehart and Winston., 1980.
9. H. Kimula, "Deatbeat Function Observers for Discrete-Time Linear Systems", SIAMJ. Contr. and Optimiz a., Vol. 16, No. 6, pp. 880~894, 1978
10. K. Ohishi, K. Ohnishi and K. Miyachi, "Torque Speed Regulation of DC Motor Based on Load Torque Estimation Method", Conf. Rec. of IPEC., Vol. 2, 1209~1218, 1983.



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



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