

# 강인한 디지털 최적 모델 추종형 서보시스템의 구성과 그 적용

論文  
43~7~18

## Design and its Application of Robust Digital Optimal Model Following Servo System

李 良 雨\*·金 正 澤\*\*·黃 昶 善\*\*\*  
(Yang-Woo Lee·Chung-Tek Kim·Chang-Sun Hwang)

**Abstract**—This paper presents an algorithm to design a robust digital model following servo control system in which optimal linear quadratic regulator problem is used to design the control system that make the step/ramp response of the plant kept close to a specified ideal step/ramp response of the model. The quadratic criterion function for a continuous system is used to design the robust digital servo control system. The feasibility of the design technique is shown by the simulation and the proposed method is applied to the speed control of DC servo motor.

**Key Words** : Robust Digital Servo Control System, Optimal Model Following Servo System, Quadratic Criterion Function, Speed Control of DC Servo Motor.

### 1. 서 론

디지털 하드웨어의 비약적인 발달로 디지털제어는 점점 더 관심을 끌고 있으며, 디지털제어장치도 소형화, 경량화, 저가화, 고신뢰화를 이루어가고 있다. 따라서 현대제어이론을 이용한 디지털제어의 적용범위는 계속 넓어져가고 있으며, 상태변수에 기초한 다변수제어시스템은 양호한 제어특성으로 인하여 최근 컴퓨터를 이용한 디지털제어에서 실용화되어 가고 있다.

디지털제어에 있어서는 원하는 제어시스템의 특성이 나타나도록 새로이 디지털제어 알고리즘을 개발하거나[1-3], 아날로그시스템을 디지털시스템으로 변환하여 그 응답특성이 원래의 아날로그에서의 것과 가능한 한 근접되도록하는 방법이 사용되고 있다[4-9]. 서로의 연계성을 생각한다면 후자의 편이 더 실용적이라 할 수 있겠다. 아날로그시스템을 0차홀드를 사용하여

디지털제어에 적용한 경우가 있다[4-5]. 이는 연속시간시스템에서 정의된 2차형식 평가함수를 디지털형태의 표현에 그대로 사용할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 한편 0차홀드대신 고차홀드를 디지털제어장치에 사용하여 연속시간시스템에 좀 더 근접시키는 신호를 만듦으로써 서보시스템의 이산화에 적용한 경우도 있다[6-9]. 그러나 디지털알고리즘에서 고차홀드를 사용할 수록 응답은 개선되나, 고차에 따른 여러가지 문제점 때문에 가능하면 0차홀드를 사용하는 것이 요망되고 있다.

대개의 경우 정상상태에서 제어량을 목표치에 일치시키고자 하는 방법으로, 과도상태에서의 응답특성까지도 고려한 것은 많지 않다. 그러나 실제로 생산설비의 전동기 구동장치 또는 로봇의 액츄에이터(Actuator) 등의 서보시스템에서는 원하는 응답형태에 잘 추종하는 제어를 필요로 하는 때가 많으므로, 원하는 과도 특성 및 정상특성에 모두 잘 추종하면서도 파라메타변동이 나 외란에 대해 강인한 제어기의 디지털 실현이 매우 요구되고 있는 실정이다.

본 연구에서는 강인한 최적 모델추종서보시스템의 디지털제어기의 설계 및 이의 직류전동기

\*正 會 員 : 東 義 大 工 大 電 氣 工 學 科 副 教 授

\*\*正 會 員 : 釜 山 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

\*\*\*正 會 員 : 釜 山 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 1994年 3月 16日

1 次 修 正 : 1994年 5月 24日

제어에의 적용을 고찰한다. 샘플홀드는 0차홀드를 사용하여 구조를 단순화시키며 최적모델추종 시스템을 사용하여 플랜트의 출력이 모델응답에 최적으로 추종하도록 한다. 근래, 디지털 하드웨어의 발달로 충분히 짧은 샘플링시간을 만드는 것은 큰 문제가 아니며 이산시간시스템의 신호를 연속시간시스템에 좀 더 근접시키는 방법은 오히려 연속시간시스템에서 최적의 제어기를 구성함으로써 이산시간시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 연속시간시스템의 설계가 일반화된 경우에도 수정없이 디지털제어기의 구성이 가능하도록 평가함수는 연속시간 시스템에서 고려되는 2차형식 평가함수를 그대로 사용하는 디지털 재설계법을 사용한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 특성을 검토하고, 이를 직류서보전동기의 속도제어에 적용하여 실시스템에 대한 유용성을 확인한다.

**2. 디지털 모델추종형 서보시스템의 구성**

제어대상인 플랜트의 응답이 희망하는 과도 특성 및 정상특성에 잘 추종하면서도 파라메타 변동이나 외란에 대해 강인한 제어기를 얻기 위해 먼저, 적절한 연속시간시스템을 구성한 후 이를 이산시간시스템으로 재설계하기로 한다. 연속시간시스템은 미지의 임펄스 외란, 미지의 일정 외란 및 파라메타변동이 있는 환경하에서도 기준입력이 계단입력 뿐만아니라 램프입력까지를 동일한 제어기구조가 되도록 설계한다.

제어대상은 식(2.1)의 상태방정식으로 표현되는 선형 다변수 시불변시스템으로 한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) + E_p \delta(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

여기서,  $x_p \in R^n$ ,  $u_p \in R^m$ ,  $y_p \in R^m$ ,  $\delta \in R^s$ 는 각각 제어대상의 상태벡터, 제어입력, 출력 및 미지의 외란이며 시스템 ( $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$ )는 가제어, 가관측하고,

$$\det \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} \neq 0 \quad (2.2)$$

로 가정한다.

제어대상이 추종하여야 할 모델은 식(2.3)의 선형 다변수 시불변시스템으로 한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) &= A_m x_m(t) + B_m r(t) \\ y_m(t) &= C_m x_m(t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

여기서,  $x_m \in R^p$ ,  $r \in R^q$ ,  $y_m \in R^m$ 은 각각 모델의 상태벡터, 기준입력 및 출력이며,  $\det A_m \neq 0$ 이다. 기준입력으로 램프함수인,  $r = tu(t)$ 가 인가되는 것으로 하고, 추종할 모델은 가제어 가관측으로 점근안정하다고 가정한다.

플랜트와 모델의 출력간의 오차를  $e$ 라 하고 플랜트와 모델에 대한 상태방정식으로 부터 확대시스템을 구하면 식(2.4)와 같이 된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{x}_m \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ 0 & A_m & 0 \\ -C_p & C_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_m \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{u}_p + \begin{bmatrix} 0 \\ B_m \\ 0 \end{bmatrix} r + u(t) \quad (2.4)$$

여기서,  $r_0$ 는 상수이고,  $u(t)$ 는 단위계단입력을 나타내며,  $A_m$ 의 고유치  $\{\sigma_i\}$ 는  $\text{Re}\{\sigma_i\} < 0$ 을 만족한다. 정상상태에서  $y_m = y_p$ 를 실현하는  $x_p$ ,  $x_m$ ,  $u_p$ 의 정상상태값  $\bar{x}_p$ ,  $\bar{x}_m$ ,  $\bar{u}_p$ 는 식(2.5)에서 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} A_p & 0 & B_p \\ 0 & A_m & 0 \\ -C_p & C_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_p \\ \bar{x}_m \\ \bar{u}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -B_m \\ 0 \end{bmatrix} r_0 \quad (2.5)$$

식(2.4)를 다시 쓰면 식(2.6)이 된다.

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{A} \bar{x}(t) + \bar{B} v(t) \quad (2.6)$$

여기서,  $\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_p - \dot{\bar{x}}_p \\ \dot{x}_m - \dot{\bar{x}}_m \\ e \end{bmatrix}$ ,  $v = \dot{u}_p - \dot{\bar{u}}_p$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ 0 & A_m & 0 \\ -C_p & C_m & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

이다. 식(2.6)에 대한 평가함수를 식(2.8)과 같이 정의함으로써, 미지의 외란이 있는 모델추종문제를 외란이 없는 LQ레귤레이터 문제로 변형된 설계가 가능하게 된다.

$$J = \int_0^\infty (\dot{\bar{x}}' Q \dot{\bar{x}} + v' R v) dt \quad (2.8)$$

$$\text{여기서, } \bar{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q \end{bmatrix}, \quad R = I_m$$

이며,  $I_m$ 은  $m$  차 단위행렬이다. 레귤레이터문제에 의해서 평가함수 식(2.8)을 최소화하는 최적제어는 식(2.9)로 주어진다. 여기서 (\*)는 최적입력임을 의미한다.

$$\begin{aligned} v^* &= -R^{-1}\bar{B}'P\bar{x} \\ &= -R^{-1}\bar{B}' \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12} & P_{13} \end{bmatrix} \bar{x} \end{aligned} \quad (2.9)$$

단,  $P$ 는 행렬리카티방정식(Matrix Riccati Equation)의 해이다. 식(2.8)의 평가 함수를 최소화하는 최적제어입력은 식(2.10)과 같이 얻어진다.

$$u_p^* = K_1 r + K_2 x_p + K_3 x_m + K_4 \int edt \quad (2.10)$$

여기서,  $K_1 = (\bar{u}_p + R^{-1}\bar{B}'_p P_{11} \bar{x}_p + R^{-1}\bar{B}'_p P_{12} \bar{x}_m) / r_0$

$$K_2 = -R^{-1}\bar{B}'_p P_{11}$$

$$K_3 = -R^{-1}\bar{B}'_p P_{12}$$

$$K_4 = -R^{-1}\bar{B}'_p P_{13}$$

이다. ( $A_p, B_p, C_p$ )가 가제어, 가관측이기 때문에 ( $\bar{A}, \bar{B}$ )는 안정가능하고, 적절히 선정된  $Q$ 에 대하여 ( $\bar{A}, \sqrt{B}$ )가 검출가능하므로 늘 양의 반항정 행렬  $P$ 가 존재한다. 이상은 기준입력으로 램프입력과 미지의 임펄스/계단외란이 있는 경우에서 전개된 것이지만, 기준입력으로 계단입력과 미지의 임펄스/계단외란이 있는 경우에도 성립된다. 기준입력으로서의 계단입력은 램프입력이 만족하는 설계 기준내에서는 충분히 동작되며, 계단입력의 경우에서도 정상상태에서 오차없이 응답을 잘 추종하려면 최소한 적분기 1개 이상이 필요하므로 본 설계구조이하로 단순화시킬 수는 없다. 따라서 식(2.10)의 최적 제어입력은 미지의 임펄스/계단외란이 있는 경우에서도 기준입력으로 램프입력/계단입력에 대해 강인한 추종성을 보인다.

한편, 이산제어규칙의 구축조건으로 샘플링 주기에서의 제어입력은 일정한 것으로 하여 0 차홀드회로를 이용하면,

$$v(t) = v(kT), \quad kT \leq t < (k+1)T \quad (2.11)$$

을 만족한다. 여기서  $T$ 는 샘플링주기이다. 이 식을 이용하면 식(2.6)의 상태방정식은 식(2.12)와 같은 이산형 상태방정식으로 변형된다.

$$\bar{x}[(k+1)T] = \Phi_T \bar{x}(kT) + \Gamma_T v(kT) \quad (2.12)$$

단,  $\Phi_T = e^{A\tau}$ ,

$$\Gamma_T = \int_0^T e^{A\tau} d\tau B$$

이다. 또 연속시간시스템에서 설정된 평가함수 식(2.8)은 식(2.13)으로 변형하여도 된다.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \int_{kT}^{(k+1)T} x^*(t) Q \bar{x}'(t) + v'(t) R v(t) dt \quad (2.13)$$

식(2.13)에 식(2.11)의 구축조건과 식(2.12)를 대입하면

$$\begin{aligned} J &= \sum_{k=0}^{\infty} \int_{kT}^{(k+1)T} (\Phi_T \bar{x}(kT) + \Gamma_T v(kT))' Q (\Phi_T \bar{x}(kT) + \Gamma_T v(kT)) dt + v'(kT) R v(kT) T \end{aligned} \quad (2.14)$$

로 변형되며, 우변을 풀어서 다시 정리하면 식(2.15)의 이산형 평가함수를 유도 할 수 있다.

$$\begin{aligned} J &= \sum_{k=0}^{\infty} [\bar{x}'(kT) \hat{Q} \bar{x}(kT) + 2\bar{x}'(kT) \hat{S} v(kT) + v'(kT) \hat{R} v(kT)] \end{aligned} \quad (2.15)$$

여기서,  $\hat{Q} = \int_0^T \Phi_T' Q \Phi_T d\tau$

$$\hat{S} = \int_0^T \Phi_T Q \Gamma_T d\tau$$

$$\hat{R} = \int_0^T \Gamma_T' Q \Gamma_T d\tau + RT$$

이다.  $Q$ 와  $R$ 은 연속시간시스템에서의 하중이고,  $\hat{Q}, \hat{S}, \hat{R}$ 은  $Q$ 와  $R$ 로 부터 유도된 이산시간시스템에서의 하중이라 할 수 있다. 따라서 식(2.15)를 최소로 하는 식(2.12)의 최적제어입

력은 식(2-16)이 된다.

$$v^*(kT) = -(R + \Gamma_T' M \Gamma_T)^{-1} (\Gamma_T M \Phi_T + S_T') x^*(kT) \equiv Fx^*(kT) \quad (2.16)$$

여기서,  $M$ 은 식(2.17)과 같은 리카티방정식의 해이다.

$$M = \Phi_T' M \Phi_T + Q - (\Phi_T M \Gamma_T + S)(R + \Gamma_T M \Gamma_T)^{-1} (\Gamma_T M \Phi_T + S') \quad (2.17)$$

식(2.17)과 식(2.16)의 결과로 부터 확대시스템의 최적제어입력을 구하면

$$u_p^*(kT) = F \begin{bmatrix} \dot{x}_p(kT) - \dot{x}_p \\ \dot{x}_m(kT) - \dot{x}_m \\ e(kT) \end{bmatrix} + \bar{u}_p$$

$$= [F_1 \ F_2 \ F_3] \begin{bmatrix} \dot{x}_p(kT) - \dot{x}_p \\ \dot{x}_m(kT) - \dot{x}_m \\ e(kT) \end{bmatrix} + \bar{u}_p \quad (2.18)$$

로 표현되며,  $F = [F_1 \ F_2 \ F_3]$ 이다. 다시 정리하면 식(2-19)와 같이 플랜트에 인가되는 최적 제어입력을 구할 수 있다.

$$u_p^*(kT) = K_1 + K_2 x_p(kT) + K_3 x_m(kT) + K_4 w(kT) \quad (2.19)$$

여기서,  $K_1 = (\bar{u}_p - F_1 \bar{x}_p - F_2 \bar{x}_m) / r_0$

$$K_2 = F_1$$

$$K_3 = F_2$$

$$K_4 = F_3$$

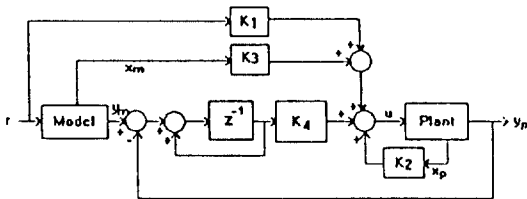
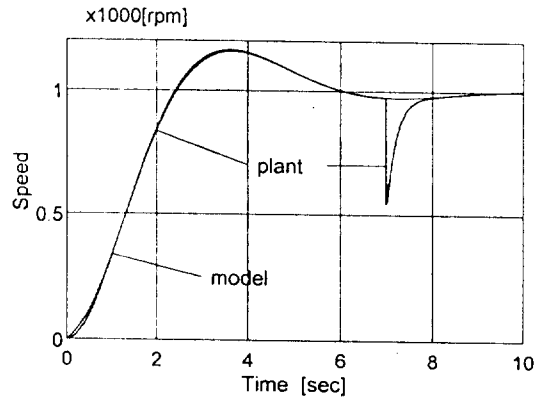
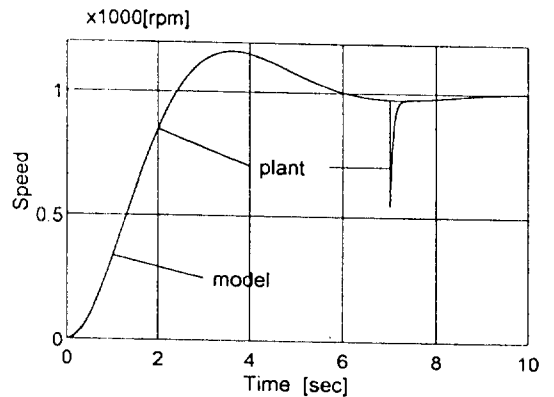


그림 1 강인한 모델추종형 최적서보시스템의 구성

Fig. 1 Construction of robust model following servo system



(a) q=1, R=1



(b) q=10, R=1

그림 2 모델과 플랜트의 계단 응답

Fig. 2 Step response of model and plant

이며,  $w(kT)$ 는 모델의 출력과 플랜트출력간 오차의 누적이며, 식(2.20)으로 정의된다.

$$w(kT) = w[(k-1)T] + e[(k-1)T] \quad (2.20)$$

이상의 결과를 토대로 구성된 폐루프시스템을 그림 1에 보였다.

### 3. 직류 서보 전동기에의 적용

본 장에서는 제안된 설계법을 실제 플랜트에 적용하여 그 특성을 검토하고자 한다. 제어대상으로는 여러분야에서 사용되고 있는 직류서보전동기를 선택하였으며 그 표현식은 식(3.1)과 같다.

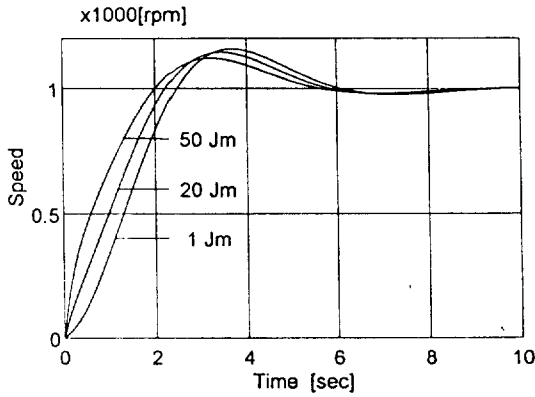


그림 3 관성 모멘트  $J_m$ 의 변화에 따른 응답특성  
**Fig. 3** Output response according to the variation  $J_m$

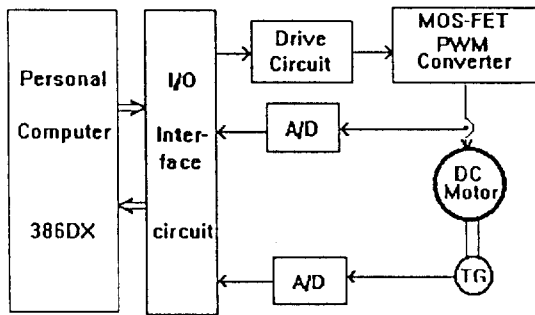


그림 4 DC서보제어시스템의 실험 장치 구성  
**Fig. 4** Experimental set-up of DC servo motor control system

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ \frac{K_t}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ w(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} e_a(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \end{bmatrix} T_L(t) \quad (3.1)$$

여기서  $i_a$ ,  $e_a$ : 전기자전류 전압,  $R_a$ ,  $L_a$ : 전기자 저항 인덕턴스,  $K_b$ ,  $K_t$ : 역기전력상수 토크상수,  $\omega$ : 각속도,  $J_m$ : 관성모멘트,  $B_m$ : 점성마찰 계수,  $T_L$ : 부하이다. 전동기의 각 파라미터가  $R_a=4.2[\Omega]$ ,  $L_a=2.64E-3[H]$ ,  $K_b=0.1852[V/\text{rad/s}]$ ,  $K_t=0.1852[N\text{-m/A}]$ ,  $J_m=0.39E-5 [Kg\text{-m-s}^2]$ ,  $B_m=8.298E-4$ 이면 상태방정식은 식(3.2)와 같다.

$$x_p = \begin{bmatrix} -1591 & -70 \\ 47492 & -213 \end{bmatrix} x_p + \begin{bmatrix} 378.78 \\ 0 \end{bmatrix} u_p + \begin{bmatrix} 0 \\ 256000 \end{bmatrix} T_L \quad (3.2)$$

제어대상이 추종하여야 할 모델은 실제 사용하는 프로세서의 종류에 따라 설계자가 임의로 선정할 수 있다. 본 연구에서는  $\zeta=0.5$ ,  $\omega_n=1$ 인 2차시스템을 적용모델로 선정하였으며 그 상태방정식과 출력방정식은 식(3.3)과 같다.

$$x_m(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} x_m(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t)$$

$$y(t) = [\omega_n^2 \ 0] x_m(t) \quad (3.3)$$

설계의 목적은 제어대상인 서보전동기의 속도 응답이 모델의 출력응답에 정상편차 없이 최적으로 추종하게 하는 것이다. 그 응답의 편차를  $e(t)$ 라 두면 평가함수  $J$ 는 식(3.4)와 같이 들 수 있다.

$$J = \int_0^{\infty} (e(t)' q e(t) + u_p(t)' R u_p(t)) dt \quad (3.4)$$

샘플링 주기  $T: 1[\text{msec}]$   $5[\text{msec}]$ , 하중 ( $R, q$ ):  $(1,1)(1,10)$  그리고 목표입력이  $1000 [\text{rpm}]$ 인 경우 식(2.19)의 제어규칙에 의한 각 최적이득을 구하면 표 1과 같다.

샘플링 주기가  $5[\text{msec}]$ 에서 시뮬레이션한 것을 그림 2에 보였다. 기준입력으로는  $1000 [\text{rpm}]$ 의 계단형입력이며, 부하특성을 검토하기 위해 7초후에  $0.4[N\text{-m}]$ 의 계단형부하를 인가

표 1 최적이득  $K$  ( $R=1$ 일때)

Table 1 Optimal Gain  $K$  ( $R=1$ )

T	q	$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$
1 msec	1	6.464E-5	-1.292E-2 -4.328E-4	1.978E-1 3.352E-2	9.978E-1
	10	6.628E-2	-4.068E-2 -1.364E-3	2.049E-1 1.243E-2	3.138
5 msec	1	6.213E-5	-1.279E-2 -4.283E-4	1.981E-1 3.362E-2	9.882E-1
	10	7.405E-6	-3.939E-2 -1.319E-3	2.048E-1 1.243E-2	3.044

하였다.  $q=1$ 인 경우는 그림 2(a)에서와 같이 과도기간 중 약간의 오차를 보였지만,  $q=10$ 인 경우는 그림 2(b)에서와 같이 거의 오차를 나타내지 않았으며 외란제거효과도 우수함을 알 수 있다. 또한 정상상태에서 두 경우 모두 목표값에 잘 추종하고 있다.

다음에는 시스템 파라메타변동에 대한 강인성 여부를 확인하기 위해 관성모멘트  $J_m$ 을 설계 규정치의 1배, 20배, 50배로 변화시켰을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 3에 나타내었다. 파라메타가 규정치로부터 심하게 벗어날수록 과도상태에서의 모델과 플랜트 응답간의 오차가 점점 커지지만, 정상상태에서는 모델의 응답에 잘 추종함을 볼 수 있다.

이상의 결과를 실험으로 그 유용성을 확인하기 위해 그림 4와 같은 실험장치를 제작하였다. 전동기의 회전속도는 모터축에 직결된 타코제너레이터의 출력전압으로 검출하였으며 이를 다시 A/D컨버터(PCL812, 10bit)를 통해 컴퓨터에 입력시켰다. 전기자에 흐르는 전류는 홀소자(H-A010P4)를 이용해 검출하였으며, 이 신호 역시 A/D컨버터를 통해 컴퓨터에 입력시켰다. 이 두 값은 플랜트의 상태변수들이며, 이들을 기초로 결정된 제어입력을 파워 MOS-FET PWM 콘버터 드라이버 회로에 인가하여 전동기를 구동시킨다.

모델은 시뮬레이션 할 때와 동일하게  $\zeta=0.5$ ,  $\omega_n=1$ 인 2차시스템으로 하였으며, 목표치를 1000[rpm]으로 하고, 샘플링주기는 5[msec]로 하였다. 이 때의 응답특성을 그림 5와 그림 6

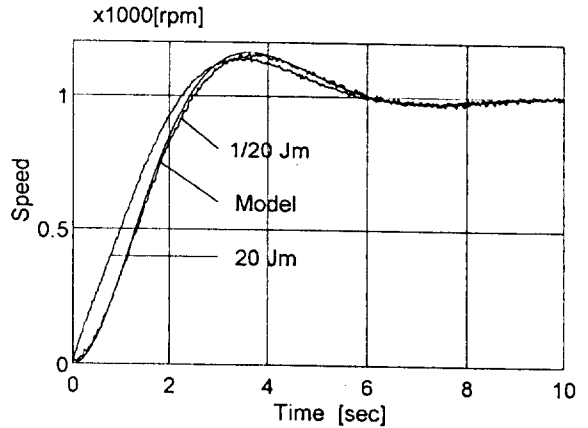


그림 6 파라메타변화에 따른 전동기 속도 응답  
**Fig. 6** Speed response of motor by the change of parameter

에 보였다. 그림 5는  $R=1, q=1$  일 때의 실험 결과이며 모델의 응답과 플랜트의 응답이 거의 일치함을 볼 수 있다. 그림 6은 플랜트 파라메타  $J_m$ 이 공칭치의 1/20배 및 20배만큼 변화되었다고 가정하였을 경우에 실험한 결과이다. 여기서도 시뮬레이션에서 보였던 특성과 같이 과도상태에서는 약간의 오차를 보이지만, 정상상태에서 오차없이 플랜트의 응답이 모델의 응답을 잘 추종함을 알 수 있다.

## 6. 결 론

본 연구에서는 강인한 디지털 최적모델추종형 서보시스템을 구성하여 이를 디지털시스템에 적용하는 한 방법을 제안하였다. 연속시간 시스템에서 설계된 제어 시스템의 특성이 이산 시스템에서도 유지되도록 하는 디지털 재설계법을 사용하였으며, 연속시간시스템에서 고려된 2차형식 평가함수에 관한 정보가 이산시스템에서도 그대로 적용되도록 이산형 제어시스템을 구성하였다.

제안한 서보제어시스템의 특징인 양호한 모델추종성과 파라메타변동이나 외란에 대해 강인함을 시뮬레이션을 통해 검토하였으며, 제안된 알고리즘을 직류서보 전동기에 적용하여 실험을 통해 그 유용성을 확인하였다.

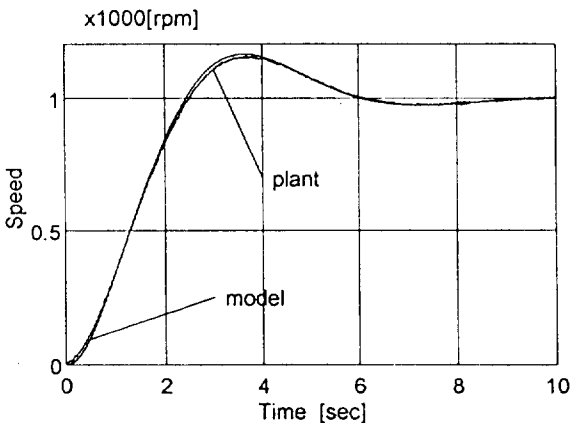


그림 5 전동기 속도 응답  
**Fig. 5** Speed response of motor

## 참고 문헌

- [ 1 ] Itsuya Muta, Masahiko Iguchi, "DC Motor Control by Model Following Servo Controller", IEEJ, Vol.61-B, No.3, pp.25-32, 1986.
- [ 2 ] Fumio Harashima and Seiji Kondo, "Robust State Observer and Variable Sampling Technique for Performance Improvement of a Motor Drive System", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-30, No.4, pp.325-329, Nov., 1983.
- [ 3 ] F.Harashima and S. Kondo, "A Design method for digital speed control system of motor drivers", in Conf. Rec. of 13th Annual IEEE PESC, pp.289-297, June, 1982.
- [ 4 ] R.A. Yackel, B. C. Kuo, and G. Singh, "Digital Redesign of Continuous Systems by Matching of States at Multiple Sampling Periods", Automatica, Vol.10, pp.105-111, 1974.
- [ 5 ] B. C. Kuo and D. W. Peterson, "Optimal Discretization of Continuous Data Control.", Automatica, Vol.9, pp.125-129, 1973.
- [ 6 ] Katsuhisa Furuta, "Alternative Robust Servo-Control system and its Digital Control", Int. J. of Control, Vol.45, No.1, pp.183-194, 1987.
- [ 7 ] R.Kondo and K. Furuta, "Sampled-Data, Optimal Control of Continuous Systems for Quadratic Criterion Function Taking Account of Delayed Control Action", Int. J. of Control, Vol.41, No.4, pp.1051-1060, 1985.
- [ 8 ] Katsuhisa Furuta, "Digital Robust Servo Control System", SICE, Vol.22, No.2, pp.150-155, 1986.
- [ 9 ] Peter Dorato, Alexander H.Levis, "Optimal Linear Regulators : The Discrete-Time Case", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.Ac-16, No.6, pp.613-620, Dec., 1971.

## 저자 소개

**이양우(李良雨)**

1948년 10월 14일생. 1974년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 동의대 공대 전기공학과 부교수.

**김정택(金正澤)**

1962년 2월 14일생. 1984년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업. 1989~1990 산업과학 기술연구소. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 거제전문대 전기과 조교수.

**황창선(黃昶善)**

1932년 1월 12일생. 1955년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1969년 일본 동경공업대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1972년 미국 알라바마대학 수학. 1974년 공학박사. 1982년 미국 아이오대학 객원 연구원. 1967년 일본 동경공업대 객원연구원. 현재 부산대 공대 전기공학과 교수.