

# 직류서보 위치제어시스템의 강인성 제어를 위한 모델추종 가속도제어기법

"박 영 전" · 차 민" · 유 영 석" · 홍 순 찬"  
 \*원주전문대학 전기과 · \*\*단국대학교 전기공학과

## Model Following Acceleration Control Strategy for the Robustness Control of DC Servo Position Control Systems

Young-Jeen Park\* · Min Cha\*\* · Young-Suk You\*\* · Soon-Chan Hong\*\*  
 \*Dept. of Electricity  
 Wonju Nat'l Jr. College  
 \*\*Dept. of Electrical Engineering  
 Dankook University

**Abstract** - A scheme of observer-based MFAC(Model Following Acceleration Control) system is proposed for the robustness control of DC servo position control systems. The proposed system is composed of LMFC, variable structure feedback controller, and reduced-order state observer. As the servo motor is controlled by the acceleration command, the total servo system becomes the acceleration control system. Simulation results show that the proposed system have robust properties against parameter variations and external disturbances.

### 1. 서 론

직류 전동기를 포함한 대부분의 실제 계통들은 계통의 파라미터가 시간에 따라 변화하거나 비선형성 등으로 인하여 정확히 모델링될 수 없으므로 제어기의 강인성은 실제적 적용을 위한 필수적인 요소이다. 직류 전동기를 포함한 서보계통에 대하여 강인성을 중시한 제어기법 개발 및 기존 제어이론의 적용사례는 대단히 많으며 그 대표적 기법으로 전류 제어기법[1], 피드포워드 보상기법[2], 가변구조 제어기법[3], 그리고 최근에 개발된 가속도 제어기법[4] 등을 들 수 있다. 현재까지 폭넓게 사용되고 있는 전류제어기법은 고성능을 보장하지 못하고 또한 안정도의 입장에서 바람직하지 않으며, 피드포워드 보상기법은 외란관측기의 사용으로 인한 저연시간과 외란관측을 위한 추가적인 하드웨어를 요구한다. 또한 가속도는 전동기의 발생토크, 부하토크 그리고 마찰토크들을 포함한 전 구동력에 의해 영향을 받음과 동시에 위치에 직접적인 영향을 준다. 따라서 가속도를 직접 제어하는 것이 가능하다면 외란으로 인한 제어성능의 저하를 효과적으로 제거할 수 있다는 개념의 가속도제어기법이 제시되었다[4].

작용제어개념에 근거한 제어기법으로는 간단한 구조의 선형모델 추종제어기(LMFC : Linear Model Following Control)가 제안되었으며[5], LMFC에 근거한 가속도제어기법인 모델추종가속도제어기(Model Following Acceleration Control)도 제시되었다[6]. 또한 MRAC(Model Reference Adaptive Control)는 관성의 변화와 같은 직류전동기 파라미터 변동에 대하여 유망한 방법이긴 하지만 일반적 으로 효과적인 보상을 위하여 많은 계산시간을 요하며, 특히 속2 용성이 요구되는 서보시스템에서 MRAC 알고리즘의 수행은 다소 어려움이 따른다[5].

이들 모델추종제어기법들은 기준모델의 상태변수와 실제플랜트의 상태변수 사이의 편차를 최소화 시키는 개념의 제어기법으로 로보트매니퓰레이터와 같이 동작중 여러가지 비선형성 요인들에 의해 서보구동시스템의 특성변화가 존재하는 계통의 강인성제어를 위하여 사용되고 있다[6]. MFAC는 선형모델추종제어(LMFC)부와 궤환제어부로 구성되어 있으며, 이중 LMPC는 파라미터변동과 외란에 대한 응답특성을 개선하고, 궤환제어부는 기준위치와 실제위치 사이의 전달특성을 결정하는 기능을 갖는다. 가속도궤환제어부는 가속도 지령치를 결정하기 위하여 가속도기준치에 속도 및 위치편차에 대한 보상량이 추가되는 구조를 가지고 있으며, 여기에서 속도센서를 사용하지 않기 위해 측정된 위치값으로부터 미분을 통하여 속도정보를 얻고있다. 이때 궤환제어기의 이득이 고정됨에 따라 모델링편차와 동작환경의 변화 등에 대해 적응능력을 갖지 못하며, 또한 미분기의 사용은 위치출력에 고주파 잡음이 포함될 경우 얻어지는 속도정보는 상당한 오류를 포함할 수 있다.

따라서 본 연구에서는 로보트 매니퓰레이터와 같은 시스템의 제

어에 적용되는 모델추종가속도제어기법을 해석하고, 상태 궤환제어기에서 속도정보를 얻기위한 미분기의 사용을 배제하기 위하여 전동기계통의 입력정보와 출력정보만으로 상태변수의 값을 추정할 수 있는 감소차수 상태관측기를 궤환제어기에 도입하며, 슬라이딩 모드에서 파라미터의 변화 및 외란 등에 대해 강인성을 갖는 가변구조제어기를 가속도지령치 보상형 발생을 위한 궤환제어기로 채택함으로써 동작환경 변화에 대하여 계통의 강인성을 향상시킬 수 있는 새로운 모델추종 가속도제어기를 제시하고, 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어기법의 유용성을 보이기로 한다.

### 2. 신형 모델 추종제어시스템(LMFC)

서보전동기에는 마찰토크, 부하토크, 중력 등이 외란으로서 작용한다. 더우기 관성모멘트와 점성마찰력이 변화하게되면 서보전동기의 기계적 운전특성이 변화한다. 이러한 비선형특성을 제어하기 위한 하나의 방법으로 그림 1과 같은 LMPC가 제안되었다[5]. 그림에서  $P(s)$ 는 서보전동기의 실제 전달특성이고,  $P_m(s)$ 는 원하는 응답특성을 표현한 전동기 기준모델이다.  $D(s)$ 는 외란항이며,  $F_1(s)$ 는 저역통과필터(LPF)로 고주파잡음의 영향을 제거하기위한 용도이고,  $\beta$ 는 파라미터변동과 외란의 영향을 감소시키기위한 이득이다.

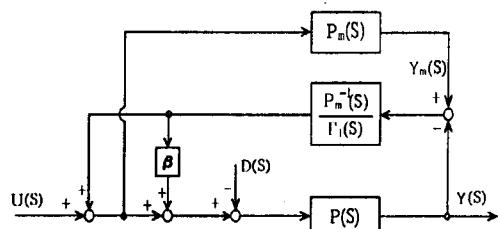


그림 1. 선형모델추종제어시스템(LMFC)의 블록선도

그림 1의 LMFC에서 외측루프는 비선형요소의 영향에 의해 발생한 상태편차를 보상하기 위한 피드포워드보상부분으로 외란관측기의 특성이 있으며, 내측루프는 파라미터변동과 외란의 영향에 대한 계통의 감도를 감소시키기 위한 부분이다. 이 시스템의 전달특성은 다음과 같다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{P_m(s)}{1 + \frac{\delta(s)}{F_1(s)} \cdot (F_1(s) - 1)} \quad (1)$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{F_1(s) - 1}{1 + \frac{\delta(s)}{F_1(s)} \cdot (F_1(s) - 1)} \cdot \frac{F_1(s)}{F_1(s) + \beta} \cdot P_m(s) \quad (2)$$

여기에서  $\delta(s) = (P_m(s) - P(s))/P(s)$ 로 전동기 기준모델과 실제전동기 사이의 동작특성의 차를 나타낸다. 웨이브로부터 LPF  $F_1(s)$ 의 시정수( $r$ )를 작게 설정하고,  $\beta$ 를 크게 해줄수록 식(3), (4)와 같이 동작특성의 편차  $\delta(s)$ 와 외란의 영향을 제거하는 특성이 얻어질 수 있음을 알 수 있다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = -\frac{P_m(s)}{1 + \frac{\delta(s)}{\beta}} \cong P_m(s) \quad (3)$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} \cong 0 \quad (4)$$

직류서보전동기에서 전기자전압( $E$ )과 회전속도( $\omega$ )사이의 전압함수는 그림 2의 블럭선도로부터 식(5)와 같이 2차계로 얻어진다.

$$\frac{\omega(s)}{E_a(s)} = \frac{K_t}{(L_a s + R_a)(J_s + B) + K_t K_b} = P(s) \quad (5)$$

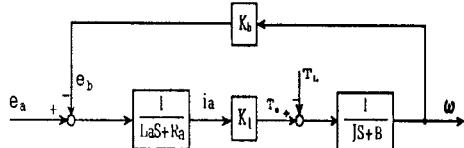


그림 2. 직류서보전동기의 등가 블럭선도

식(5)에서 전동기의 전기적 시정수  $\tau_e$ 는 기계적 시정수  $\tau_m$ 에 비하여 상당히 작으므로 ( $\tau_e \ll \tau_m$ ) 전기자인덕턴스  $L_e$ 의 효과는 무시할 수 있다. 따라서 전동기의 기준모델  $P_m(s)$ 은 다음과 같은 1차계로 설정할 수 있다.

$$P_m(s) = \frac{\frac{K_a^*}{B^* R_a^* + K_a^* K_b^*}}{\frac{J^* R_a^*}{B^* R_a^* + K_a^* K_b^*} \cdot s + 1} = \frac{K_a^*}{T_m^* s + 1} \quad (6)$$

여기에서 윗첨자(\*)는 각 파라미터의 표준치를 나타낸다.

LMFC에 의한 서보시스템의 제어과정에서 전동기의 기계적 특성은 기준모델을 따르게 되고, 그 결과 파라미터변동과 외란의 영향을 받지 않게 된다. 즉 그림 3의 점선부분과 같은 전달특성을 갖도록 제어된다. 이와 같은 LMFC에 의한 위치제어계통의 특성에 가속도제어의 개념을 도입하기 위하여 그림 3와 같은 제어입력 결정 과정을 구성하였을 때, 전자기자전압지령치(E<sub>ref</sub>)가 식(7)의 G(s)에 의해 결정된다면, 서보전동기의 위치응답은 식(8)과 같이 가속도지령( $w_{cmd}$ )에 따라 응답하게 된다.

$$G(s) = \frac{T_m^* s + 1}{K_m^* s} \quad (7)$$

$$\theta = -\frac{\omega_{\text{cmd}}}{\dot{s}^2} \quad (8)$$

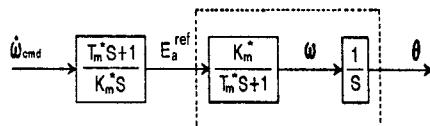


그림 3. 가속도제어 등가 블록선도

따라서 전체적인 위치제어 계통은 모델추종제어개념과 가속도제어개념이 조화된 모델추종가속도제어(MFAC)의 특성구조를 갖게된다. 최종적인 가속도제어 위치제어계의 구성은 위의 MFAC구조에 기준위치( $\theta_{ref}$ )에 대한 위치응답( $\theta$ )의 전달특성(응답속도)을 결정하기 위하여 별도의 궤환제어기를 구성하게 된다. 궤환제어기는 운전조건의 급변 등 모든 상황변화를 보상하는 가속도지령치  $\dot{\omega}_{cmd}$ 를 형성하도록 가속도기준치  $\dot{\omega}_{ref}$ 에 위치편차( $\theta_{ref} - \theta$ ) 및 속도편차 ( $\omega_{ref} - \omega$ )에 대한 보상항이 추가되는 구조를 가지게 된다.

이 궤환제어기는 MFAC의 동작과는 독립적으로 위치응답속도만을 결정하게 되는데 전달특성은 그림 4와 같고 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\theta}{\theta_{ref}} = \frac{\omega}{\omega_{ref}} = -\frac{\dot{\omega}}{\dot{\omega}_{ref}} = \frac{s^2 + K_2 s + K_1}{s^2 + K_2 s + K_1} = 1 \quad (9)$$

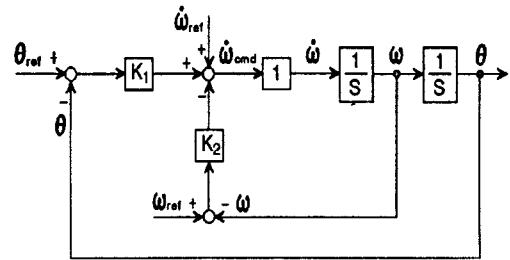


그림 4. 궤환제어기의 등가 블록선도

여기에서 궤환제어기 이득  $K_1, K_2$ 는 식(9)의 전달함수에서 특성방정식의 극점배치(pole assignment)에 의해 결정된다.

이상까지의 내용으로부터 기존의 모델추종 가속도제어(MFAC)에 의한 직류서보전동기 위치제어시스템을 재구성하면 그림 5로 나타낼 수 있다.

### 3. 새로운 모델추종 기속도제어(MFAC) 위치제어시스템

기존의 모델추종가속도제어기(MFAC)구조는 케환제어항에서 속도센서를 사용하지 않기 위해 위치측정치로부터 미분기와 LPF를 통해 속도를 추정하는 방식을 사용하였으며, 케환제어기의 구조는 고정이득 방식으로 구성되어 있다. 이는 위치출력에 고주파잡음이 존재할 경우 미분기 특성에 의해 상당한 오류가 발생할 수 있으며, 고정이득 방식으로 인해 동작환경 변화에 적절한 대응이 어려운 실정이다. 따라서 본 연구에서는 속도정보를 얻기 위해 감소차수 관측기를 구성하여 고주파잡음 등에 의한 영향을 배제하였고, 근본적으로 강인성을 갖는 가변구조제어기를 케환제어기로 도입하여 위치제어계의 성능을 향상시킨다.

먼저 케이스에 대해서 필요한 속도정보를 얻기 위하여 3차의 위치제어계통에서 입력과 위치 출력력만으로 필요한 상태를 추정할 수 있는 감소차수 상태관측기(reduced-order state observer)를 설계 한다. 상태관측기 구성을 위한 계통은 다음과 같이 외란항을 상태로 포함하는 4차의 동태방정식으로 일정하다.

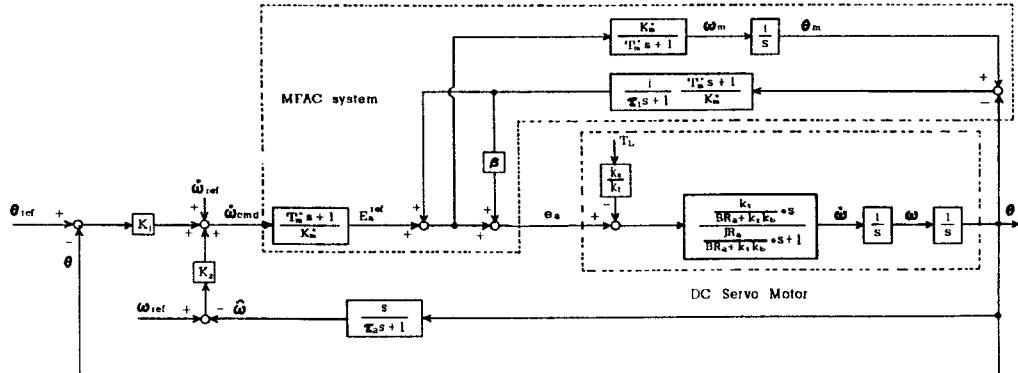


그림 5. 모델추종 가속도제어 위치제어시스템

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & -B/J & k_b/J & -1/J \\ \cdots & \cdots & -k_b/L_a & -R_a/L_a & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_2 \\ \vdots \\ x_3 \\ \vdots \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 1/L_a \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (10)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0] [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$$

여기에서  $x_1 (= \theta)$ 은 위치,  $x_2 (= \omega)$ 는 각속도,  $x_3 (= i_a)$ 는 전기자전류,  $x_4 (= 0)$ 은 외란(부하토크)이다. 식(10)을 다음과 같이 정리하여 감소 차수판측기를 설계하면 식(11)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & \cdots & A_{12} & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ A_{21} & \cdots & A_{22} & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_2 \\ \vdots \\ x_3 \\ \vdots \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (11)$$

$$\dot{x}_2 = Ly + z \quad (11)$$

$$z = Fz + Gy + Hu$$

여기에서  $L = (A_{22} - LA_{12})$ 는  $(3 \times 3)$ ,  $G = (FL + A_{21} - LA_{11})$ ,  $H = (B_2 - LB_1)$ 는  $(3 \times 1)$ 차원의 행렬이며 감소차수판측기의 이득  $L$ 은 행렬  $F$ 의 특성 근이  $s$ 평면의 좌반면에 존재하도록 극점배치를 하여 얻는다.

가변구조제어기의 설계는 식(12)의 위치편차( $e_p$ ) 및 속도편차( $e_v$ )로 형성된 2차원공간에서 미리 정해진 스위칭평면을 따라 슬라이딩 운동을 하여 원하는 최종상태에 이르도록 제어입력을 결정하게 된다.

$$e_p = \theta_{ref} - \theta \quad (12a)$$

$$e_v = \omega_{ref} - \omega \quad (12b)$$

여기에서 시변 위치기준입력( $\theta_{ref}$ )은 위치지령( $\theta^*$ )의 저역필터링 및 미분을 통하여 얻어지고 저역필터의 시정수는 요구되는 과도 응답특성과 관계되며 필터의 시정수가 작으면 보다 빠른 상승시간을 갖는 과도 응답을 의미한다.

가변구조제어기 설계를 위한 스위칭함수는 다음과 같이 선정한다. 식(13)에서  $c_1, c_2$ 는 스위칭 이득이다(단,  $c_1 > 0, c_2 > 0$ ).

$$s(e_p, e_v) = c_1 e_p + c_2 e_v \quad (13)$$

슬라이딩 모드를 유지하기 위한 등가제어입력( $\dot{\omega}_{ref(\infty)}$ )은 식(9)의 성립을 전제로 하여 다음의 위치 및 속도에 대한 편차방정식으로부터 유도된다.

$$\dot{e}_p = e_v \quad (14a)$$

$$\dot{e}_v = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} = -\dot{\omega}_b \quad (14b)$$

슬라이딩 모드에서는  $s(e_p, e_v) = 0, \dot{s}(e_p, e_v) = 0$ 인 조건이 만족되며 이 조건을 만족하는  $\dot{\omega}_{ref(\infty)}$ 는 슬라이딩 모드를 유지하기 위해 요구되는  $\dot{\omega}_b$ 의 평균치에 대응하는 등가제어입력으로서  $s(e_p, e_v) = 0$ 으로부터 다음처럼 구해진다.

$$\dot{\omega}_{ref(\infty)} = \frac{c_1}{c_2} e_v \quad (15)$$

식(15)에서 주목할 만한 사실은 등가제어입력이 계통의 수학적 모델에 근거하여 구해지는 것이 아니라 기준 스위칭라인의 기울기 및 속도편차로부터 얻어지며 따라서 미지계통에 대해서도 등가제어입력의 구성이 가능하다는 것이다.

슬라이딩 모드에서  $s(e_p, e_v) = 0$ 으로부터 식(16)이 성립된다.

$$\dot{e}_v = -\frac{c_1}{c_2} e_p \quad (16)$$

이제 식(15), 식(16)을 식(14)의 계통에 적용하면 식(17)의 1차계로 슬라이딩 모드 방정식이 얻어진다.

$$\dot{e}_p = -\frac{c_1}{c_2} e_p \quad (17)$$

식(17)은 슬라이딩 모드에서의 계통특성을 나타내는 등가계통이다. 식(17)은 일단 슬라이딩 모드가 발생되면  $c_1/c_2$ 를 적당한 정의 실수로 선정함으로써 원하는 시간내에  $e_p$ 를 0에 수렴시킬 수 있음을 의미한다. 스위칭함수 설계시 이 등가제어계가 안정하도록 스위칭함수의 계수  $c_1, c_2$ 를 설계한다.

식(14)의 계통이 슬라이딩 모드를 유지하도록 하는 가속도 기준 입력 보상지  $\dot{\omega}_b$ 는 다음과 같이 설계된다.

$$\dot{\omega}_b = \psi_1 e_p + \psi_2 e_v \quad (18)$$

식(13)의 스위칭함수로부터  $\dot{s}$ 를 다음과 같이 구하고

$$\dot{s} = c_1 e_v - c_2 \dot{\omega}_b \quad (19)$$

식(18)을 식(19)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$\dot{s} = -c_2 \psi_1 e_p + (c_1 - c_2 \psi_2) e_v \quad (20)$$

식(6.9)에서  $ss$ 는 다음과 같다.

$$ss = -c_2 \psi_1 s e_p + (c_1 - c_2 \psi_2) s e_v \quad (21)$$

이제 슬라이딩 모드 존재조건인  $ss < 0$ 을 만족시키기 위한 가속도기준입력 보상지 발생기 파라미터  $\psi_1, \psi_2$ 를 설계하면 다음과 같다.

$$\psi_1 = \begin{cases} \psi_1^+ > 0, & se_p > 0 \\ \psi_1^- < 0, & se_p < 0 \end{cases} \quad (22)$$

$$\psi_2 = \begin{cases} \psi_2^+ > \frac{c_1}{c_2}, & se_v > 0 \\ \psi_2^- < \frac{c_1}{c_2}, & se_v < 0 \end{cases}$$

이상의 관계들로부터 상태판측기와 가변구조 케환제어기를 갖는 모델추종 가속도제어 위치제어계의 등가블럭선도를 그리면 그림 6과 같다.

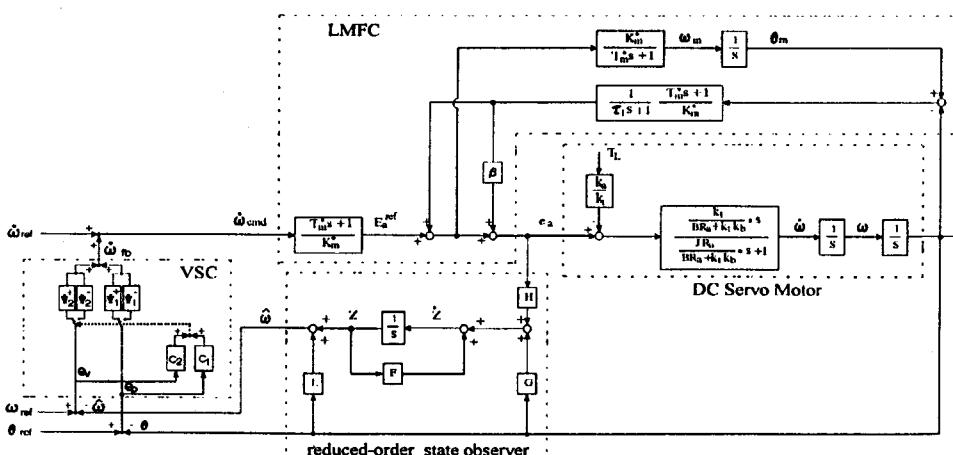


그림 6. 상태판측기와 가변구조 케환제어기를 갖는 모델추종가속도제어위치제어계

#### 4. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 절에서는 제안된 위치제어계가 파라미터변화와 외란에 대해 강인성을 가짐을 확인하기 위하여 그림 6과 같은 직류서보전동기의 위치제어계를 구성하여 디지털 시뮬레이션을 수행하였으며 사용된 전동기의 사양은 표 1과 같다.

표 1. 직류서보전동기 사양

정	격	: 300[W]	75[V]	5[A]	2700[rpm]	9.5[kg cm]
전기자	저항	1.9 [Ohm]	전기자인덕턴스	2.3 [mH]		
점성마찰계수	0.44 [g cm sec]	관성모멘트	3.24 [g cm sec <sup>2</sup> ]			
역기전력상수	24.6 [V/krpm]	토크 상수	2.4 [kg cm/A]			

MFAC의 기준모델 파라미터는 전동기의 각 표준상수로부터  $K_n = 40.13$ ,  $T_m = 0.103$ 으로 얻을 수 있으며, LPF의 시정수  $\tau_1 = 0.1$  [msec], 제어기 이득  $\beta = 30$ 으로 설정하였다. 비측정변수  $x_2 (= i_d)$ ,  $x_3 (= \omega)$  및 외란의 추정을 위한 상태관측기의 극점을 [-20 -75 -900]으로 설정하였으며, 관측기 설계를 위한 동태방정식과 결과적인 관측기 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & -0.125 & 740.74 & -308.64 \\ 0 & -10.69 & -826.08 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 434.78 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 168.78 \\ -83.82 \\ -5.29 \end{bmatrix} y + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -168.91 & 740.74 & -308.64 \\ 73.13 & -826.08 & 0 \\ 5.29 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -88970.7 \\ 81591.7 \\ 893.7 \end{bmatrix} y + \begin{bmatrix} 0 \\ 434.78 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

그리고 가변구조제어기 파라미터들은 1차인 등가제동의 극점을 -20으로 설정하였으며 이로부터  $c_1=1$ ,  $c_2=20$ 의 관계를 얻었다.

모든 시뮬레이션 결과에서 케환제어기의 속도변화에 대한 보상은 비측정변수에 대한 추정치  $\hat{x}_2$ 에 근거하여 결정된 것이다.

제안된 상태관측기를 갖는 모델추종가속도제어 위치제어계를 시뮬레이션한 결과는 그림 7과 같다. 시뮬레이션 샘플링시간은 0.5[ms]로 하였고, 기준위치입력( $\theta_{ref}$ )은  $\pi$  [rad]으로 주었으며, 외란은 전동기에 인가되는 부하로 하였다. 그림 7은 계통파라미터인 전동기의 관성모멘트를  $t=0[sec]$ 에서 300%로 변화시키고 0.5 [sec]에 전동기경의 50%에 해당하는 부하토크를 외란으로 투입하였을 경우 제안된 위치제어계의 응답특성을 보여준다. (a)의 위치응답으로부터 계통파라미터인 관성모멘트의 변화에도 불구하고 과도응답특성이 우수하며, 외란이 투입된 경우에도 외란에 의한 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다. (b)는 속도응답, (c)는 입력전압을 나타낸다.

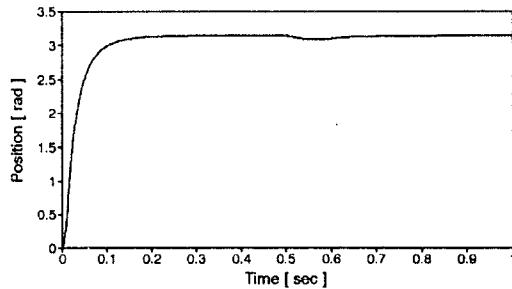
이상의 시뮬레이션 결과로부터 제안된 위치제어계는 외란 및 계통파라미터의 변화가 주어질 때 과도 및 정상상태에서 우수한 응답특성이 보장됨을 알 수 있다.

#### 5. 결론

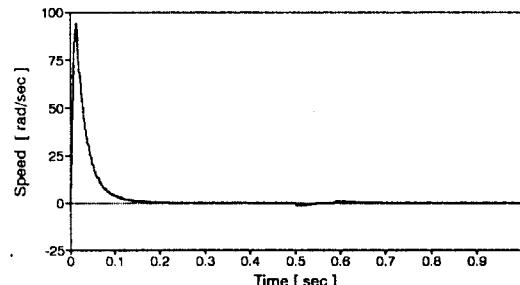
본 연구에서는 비측정변수를 가진 직류서보시스템의 강인한 제어를 위하여 상태관측기와 가변구조제어기를 갖는 모델추종가속도제어 위치제어계를 설계하고 그 성능을 검토하였다.

제안된 제어계는 모델추종가속도제어기, 케환제어기 및 상태관측기로 구성되며, 전체적인 서보시스템은 가속도제어기( $\omega_{cmd}$ )에 의해 구동되므로 강인성을 갖는 가속도제어기의 특성을 갖는다. 각제어부는 서로 독립적인 특성을 가지므로 제어이득을 설계할 때 비교적 간단한 설계과정을 얻을 수 있다.

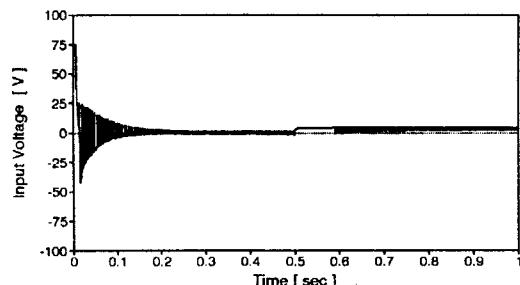
시뮬레이션에 의해 제안된 위치제어계가 파라미터변동과 외란부입에도 강인한 제어성능을 가짐을 확인하였다.



(a) 위치응답



(b) 속도응답



(c) 입력전압

그림 7. 제안된 위치제어계의 시뮬레이션 결과

#### 참 고 문 헌

- [1] T. D. Collings and W. J. Wilson, "A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-DC Motor Drives", IEEE Trans. IA, Vol. 27, No. 5, pp. 1991.
- [2] K. Ohnishi et. al., "Microprocessor Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System", IEEE Trans. IE Vol. 34, No. 1, pp. 44-49, 1987.
- [3] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Trans. IE, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, 1993.
- [4] Y. Hori, "Disturbance Suppression on Acceleration Control Type DC Servo System", IEEE PESC Record, pp. 222-229, 1988.
- [5] K. Ohishi et. al., "Adaptive DC Servo Drive Control Taking Force Disturbance Suppression into Account", IEEE Trans. IA, Vol. 24, No. 1, pp. 171-176, 1988.
- [6] K. Ohishi et. al., "DSP-Based DC Servo Acceleration Control without Speed Sensor", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 480-485, 1989.