

## 서보전동기의 기준모델 적응제어

### A Novel MRAC Scheme for Electrical Servo Drives

朴 旻 鎬\* · 崔 翼\*\* · 尹 泰 雄\*\* · 金 光 培\*\*\*  
 (Min-Ho Park · Ick Chy · Tae-Woong Yoon · Kwang-Bae Kim)

#### 요 약

본 논문에서는 서보전동기의 구동을 위한 기준모델 적응제어의 한 방식을 제안하였다. 실현을 용이하게 하기 위하여 불연속 제어법칙을 사용하였고 그 결과 발생한 Chattering 현상을 정상상태에서 저감하기 위하여 PI제어기를 내부루우프에 삽입하여 정상상태에서 시스템응답특성을 지배하도록 하였다. 제안된 방식의 안정도를 해석하고 영구자석형 동기전동기 구동 시스템에 적용한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 본 방식의 타당성을 검증하였다.

**Abstract-** A novel model reference adaptive control (MRAC) scheme for electrical servo drives is proposed, in which the control input is synthesized without any parameter identification mechanism and a PI controller is inserted ahead of the plant to reduce the steady state chattering. The proposed scheme is shown to be asymptotically stable in the case where the load torque disturbance satisfies a certain condition. An application to a permanent magnet synchronous motor drive shows that the output error between the plant and the reference model tends to zero and the chattering is greatly reduced.

#### 1. 서 론

서보시스템은 모델링 오차나 외란 등의 불확실성에 대해 강인한 응답을 필요로 하며, 그에 따라

서보시스템의 제어에는 이와같은 불확실성을 고려한 제어이론의 적용이 요구된다. 불확실성을 고려한 제어이론으로는 적분형파라메터 추정알고리즘을 내포한 적응 제어 이론과 가변 구조 제어 이론 등에서와 같이 제어입력을 불연속적으로 인가함으로써 고이득 제환을 실현하는 것 등이 있는데 [1~5][8][9], 전자의 경우는 제어알고리즘이 복잡하여 고속응답서보에의 적용에 부적합할 뿐 아니라 파라메터 추정법칙의 강인성이 아직 충분히 확보되어있지 않다는 한계성을 갖는다. 이에 반해 후자와 같은 불연속제어의 경우는 그 실현이 비교

---

\*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
 \*\*正 會 員 : 韓國科學技術研究院 制御 시스템 研究室 研究員  
 \*\*\*正 會 員 : 韓國科學技術研究院 制御 시스템 研究室 研究室長  
 接受日字 : 1989年 8月 9日  
 1次修正 : 1989年 10月 11日

적 간단하고 응답성 또한 뛰어나 서보전동기의 제어 시스템에 효과적으로 적용되고 있다. [6, 7]

일반적으로 불연속 제어의 범주에 포괄될 수 있는 것으로는 슬라이딩모드를 갖는 가변구조제어 [2], [6], [8], [9], 불연속 제어법칙을 이용한 기준모델 적응제어(MRAC; Model Reference Adaptive Control) [1], [7], 그리고 불확실한 플랜트의 비확률적 제어[3~5]등을 들 수 있는데 이들은 모두 이론적으로는 무한대인 고속의 제어입력 스위칭을 통해 서보에서 요구되어지는 강인성, 다시 말해 불확실성에 대한 둔감성을 얻고 있다. 따라서 강인성을 확보하는 대신 Chattering의 문제점을 안고 있으며 이 Chattering현상으로 인해 제어시스템의 손실이 증가함은 물론 경우에 따라서는 고주파 성분의 모델화 되지 않은 운동(Unmodelled dynamics)을 자극할 수도 있게 된다. 특히 전동기시스템에서는 부하의 개입으로 인해 Chattering이 정상상태에까지 계속되는 등 이 문제가 더욱 중요하게 부각되어 그 대책이 필요한 실정이다.

Chattering저감을 위한 기존의 방법으로는 제어입력을 결정하는 스위칭 함수를 그에 대응하는 연속함수로 대체하는 방법[8], 제어입력의 고주파 성분을 Lowpass Filter에 의해 제약하는 방법[9] 등이 있는데 이들은 모두 외란에 대해 미소한 정상상태 오차를 허용한다는 약점을 갖는다. 또한 불연속 제어 방식과 고전적 제어(예컨대 PI제어) 방식을 병용하는 방법도 있는데 전체적인 안정도 고찰 등 이론적 측면에서 아직 완결성을 갖지 못한 상태이다.

이상과 같은 문제의 극복을 위해 본 논문에서는 제어시스템의내부에 PI제어기를 삽입하여 정상상태 오차를 최소화하는 기법

서보 전동기 구동 시스템은 전류제어가 이상적으로 이루어진다고 했을 때 다음과 같이 1차 미분방정식으로 표현할 수 있다.

$$\dot{\omega} = -\frac{B}{J}\omega + \frac{K_T}{J}i_q - \frac{1}{J}T_L \quad (1)$$

단,

- $J, B$  : 관성모멘트 및 마찰계수
- $K_T$  : 토그상수
- $i_q$  : 토그성분의 전류
- $\omega$  : 회전각속도
- $T_L$  : 부하토크

(1)에 대해 PI제어기를 부가하면

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B+K_TK_P}{J} & \frac{K_TK_I}{J} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_TK_P}{J} \\ 1 \end{bmatrix} \omega^* - \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (2)$$

단,

- $K_P$  : PI제어기의 비례이득
- $K_I$  : PI제어기의 적분이득
- $\omega^*$  : PI제어기에 인가되는 속도 지령
- $Q$  : 속도오차의 적분값

이 성립한다.

상태방정식 (2)는 모델추종제어나 불확실한 플랜트의 제어 등에서 일반적으로 요구되는 조건(Matching Condition) [3~5], [9], [10]을 만족시키지 못하므로 이와같은 경우에는 입출력 데이터로부터 이용되는 개입구조를 구성하여야 한다. 그러

에 불연속제어 법칙을 이용한 Hyperstable MRAC를 설계한 다음 Cascade구조의 위치제어기를 구성하는 방법을 제안하였다. 그리고 이와 같은 제어구조에서 부하  $T_L$ 이 어떤 조건(대부분의 부하가 이를 만족)을 만족하는 경우 전동기의 속도가 기준모델의 출력과 점근적으로 같아진다는 사실(Asymptotic Stability)과 정상 상태를 포함한 정속 영역에서의 Chattering이 제거될 수 있음을 보였으며 이와 같은 사실을 영구자석형 동기전동기(PMSM; Permanent Magnet Synchronous Motor)구동 시스템에 대한 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다

나 입출력 데이터를 이용한 기존의 불연속 제어이론[8]은 그 이론적 타당성에도 불구하고 제어입력을 다시 제한시켜야 하므로 Chattering이 심하고 매우 빠른 스위칭이 필요하며 마이크로프로세서로의 실현이 곤란하다는 문제를 안고 있어 실제의 적용에는 어려움이 따른다. 따라서 본 논문에서는 그림 1과 같이 출력(속도)만을 제한하는 제어시스템을 설계하기로 한다.

### 2.1 MRAC설계

제어 대상인 PI속도제어 시스템(여기서 PI이득은 시스템의 공칭모델을 근거로 결정한다)과 제어 대상의 출력과 동일한 기준모델의 출력과 일치

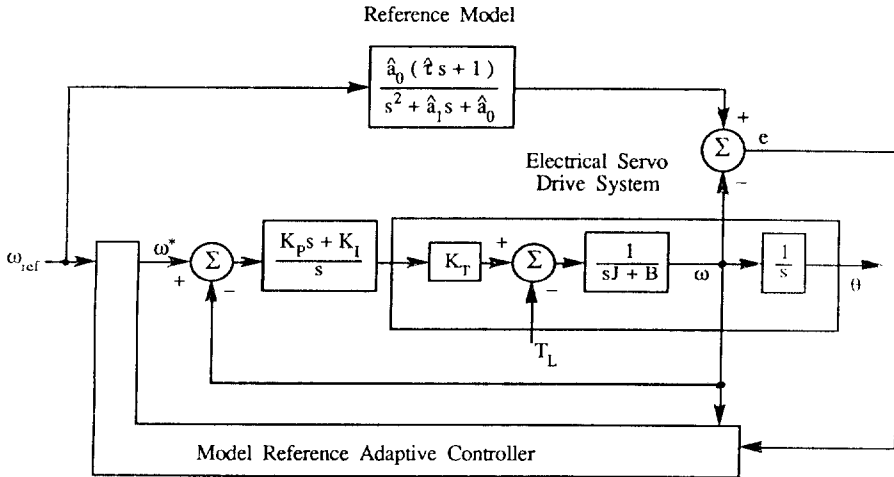


그림 1 제안된 MRAC구조의 블록선도  
 Fig. 1 Block diagram of the proposed MRAC structure

$$\omega(t) = \frac{a_0(\tau p + 1)}{p^2 + a_1 p + a_0} \omega^*(t) - \frac{bp}{p^2 + a_1 p + a_0} T_L(t) \quad (3)$$

단,

$$a_1 = \frac{B + K_T K_P}{J}, \quad a_0 = \frac{K_T K_I}{J}, \quad \tau = \frac{K_P}{K_I}, \quad b = \frac{1}{J}, \quad p = \frac{d}{dt}$$

$$\bar{\omega}(t) = \frac{\bar{a}_0(\bar{\tau} p + 1)}{p^2 + \bar{a}_1 p + \bar{a}_0} \omega_{ref}(t) \quad (4)$$

단,

$\omega_{ref}(t), \bar{\omega}(t)$  : 기준모델의 입력 및 출력  
 $\bar{a}_0, \bar{a}_1 > 0$

식 (3), (4)로 부터 다음과 같은 오차 방정식이 얻어진다.

$$(p^2 + \bar{a}_1 p + \bar{a}_0)e(t) = [(a_1 - \bar{a}_1)p + (a_0 - \bar{a}_0)]\omega(t) + \bar{a}_0(\bar{\tau} p + 1)\omega_{ref}(t) - a_0(\tau p + 1)\omega^*(t) + bpT_L(t) \quad (5)$$

단,  $e(t) = \bar{\omega}(t) - \omega(t)$

여기서  $e \rightarrow 0$ 이 되도록 하는 제어입력  $\omega^*$ 를 결정하기 위해 식 (5)를 동가의 폐환 시스템으로 표현하면

$$e = G(p)(d - v) \quad (6)$$

$$G(p) = \frac{a_0(\tau p + 1)}{p^2 + \bar{a}_1 p + \bar{a}_0} \quad (7)$$

$$d = \frac{bp}{a_0(\tau p + 1)} T_L \quad (8)$$

$$v = \omega^* - \left[ \frac{(a_1 - \bar{a}_1)p + (a_0 - \bar{a}_0)}{a_0(\tau p + 1)} \omega + \frac{\bar{a}_0(\bar{\tau} p + 1)}{a_0(\tau p + 1)} \omega_{ref} \right] \quad (9)$$

이 되어 그 블록선도는 그림 2와 같아진다.

그림 2로 표현되는 시스템에서 Hyperstability조건이 만족되도록 기준모델의 계수와  $v(\omega^*)$ 를 결정하려면 다음의 부등식이 성립하여야 한다. [10]

$$Re[G(j\omega)] = Re \left[ \frac{a_0(\tau(j\omega) + 1)}{(j\omega)^2 + \bar{a}_1(j\omega) + \bar{a}_0} \right] > 0 \quad (10)$$

$$\int_0^t v(\sigma)e(\sigma) d\sigma \geq -\gamma_0^2 \quad (11)$$

부등식 (10)의 조건은 선형 시불변 시스템의 SPR (Strictly Positive Real) 조건으로서 이 경우

$$\tau > \frac{1}{\bar{a}_1} \left( \frac{K_I}{K_P} < \bar{a}_1 \right) \quad (12)$$

이면 부등식 (10)이 항상 만족한다. 조건 (12)는 기준모델의 극(Pole)이  $s$ -평면상의 허축으로부터

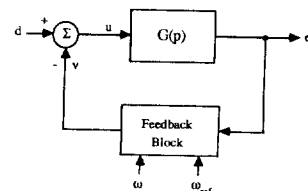


그림 2 오차시스템의 블록선도  
 Fig. 2 Block diagram of error dynamics.

어느 정도 멀리 떨어져 있어야(정확하게 두극의 합이 PI제어기로 인해 추가된 영점(Zero)보다 그 절대값이 커야)함을 나타내는데, 이는 페루우프 시스템의 응답속도를 제약하지 않으므로 제어목적 상 자연스럽게 만족시킬 수 있다.

한편 (11)은 일반적인 비선형 시스템의 Passivity조건으로서 만약

$$v(t)e(t) \geq 0 \tag{13}$$

가 성립하면 이 조건을 쉽게 만족 한다.

따라서 (13)을 만족하는  $\omega^*$ 를 결정하면 되는데 이를 위해 (9)를 다음과 같이 정리한다.

$$v = \omega^* - \left[ \omega_F + \frac{\hat{a}_0}{a_0} \left( \frac{\tau p + 1}{\tau p + 1} \omega_{ref} - \omega_F \right) + \frac{a_1 - \hat{a}_1}{a_0} \dot{\omega}_F \right] \tag{14}$$

단,  $\omega_F = \frac{1}{\tau p + 1} \omega$

(14)로부터  $\omega^*$ 가 (15)와 같이 주어지면 (13)이 항상 만족한다.

$$\omega^* = \omega_F + \left[ \Psi_1 \left| \frac{\tau p + 1}{\tau p + 1} \omega_{ref} - \omega_F \right| + \Psi_2 |\dot{\omega}_F| \right] \text{sgn}(e) \tag{15}$$

단,  $\Psi_1 \geq \sup \frac{\hat{a}_0}{a_0}, \Psi_2 \geq \sup \left| \frac{a_1 - \hat{a}_1}{a_0} \right|$

$$\text{sgn}(e) \begin{cases} = \frac{e}{|e|} & , e \neq 0 \\ \in \{ \eta : |\eta| \leq 1 \}, & e = 0 \end{cases}$$

한편, 일반적인 불연속 제어방식에서는 제어입력이

$$u_c = \sum_i \left[ k_i y_i + k_i' |y_i| \text{sgn}(\sigma) \right] + k'' \text{sgn}(\sigma) \tag{16}$$

$$\sigma = \sum_i c_i y_i$$

의 형태로 결정된다. (16)에서  $k''$ 은 부하  $T_L$ 의 상한값에 비례하는 상수로 바로 이 항( $k'' \text{sgn}(\sigma)$ )으로 인해 Chattering 현상이 정상상태에까지 지속 된다. 이에 반해 본 논문에서 제안한 제어방식에서는 부하에 의한 오차를 PI제어기의 적분작용을 통해 보상하고 있으므로 (15)에 보이는 바와 같이 이러한 항을 제거할 수 있었다.

이상과 같이 설계된 제어시스템이 점근적 안정성을 갖는 경우(이는 대부분의 경우 성립하며 이 점에 대해서는 다음장에서 자세히 다룬다.),

$$e = \omega - \hat{\omega} \rightarrow 0$$

가 성립하게 된다. 이때, 만약  $\omega_{ref}$ 가 어느 일정한 값으로 수렴하면

$$\omega_{ref} - \hat{\omega} \rightarrow 0, \omega - \omega_F \rightarrow 0, \omega_F - \omega_{ref} \rightarrow 0,$$

가 되므로 다음이 성립한다.

$$\omega_F - \frac{\tau p + 1}{\tau p + 1} \omega_{ref} \rightarrow 0, \dot{\omega}_F = \frac{\omega - \omega_F}{\tau} \rightarrow 0$$

즉,  $\omega^* \rightarrow \omega_F$ 이 되어 정속영역에서의 Chattering이 거의 제거됨을 알 수 있다.

### 2.2 안정도 해석

여기서는 앞에서 설계한 제어시스템의 안정도를 살펴보기로 하며 이에 앞서 먼저 논리전개에 필요한 몇 가지 정의와 보조정리를 논한다.

정의 1. [3], [4] Euclidian 공간에서의 어떠한 포인트  $x$ 와 집합  $A$ 사이의 거리  $d(x, A)$  및 집합의  $\epsilon$  부근( $\epsilon$ -Neighbourhood)  $N_\epsilon(A)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$d(x, A) = \inf \{ \|x - a\| : a \in A \}$$

$$N_\epsilon(A) = \{ x \in R^n : d(x, A) < \epsilon \}$$

보조정리 1. (Kalman-Yacubovich) [10]

어떤 SPR 시스템의 최소의 상태변수표현 (Minimal representation)을  $(A, B, C^T)$ 라 했을 때 다음을 만족하는 행렬  $P (= P^T > 0)$ ,  $Q (= Q^T > 0)$ 가 존재한다.

$$A^T P + P A = -Q \tag{17}$$

$$B^T P = C^T$$

보조정리 2. [11]

어떤 시스템의 임펄스 응답  $h(t)$ 가

$$h(t) \leq h_m e^{-\alpha t} \quad (\text{단, } h_m, \alpha \text{는 양의 상수})$$

을 만족할 때 (Strictly proper stable system)

(a)  $u \in L_p$ 이면

$$y \in H^* u \in L_p \cap L_\infty, \dot{y} \in L_p$$

$y$ 는 연속이고  $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = 0$  (단,  $p=1$  또는 2)

(b)  $u \in L_\infty, \lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = u_0$  이면

$$y \in H^* u \in L_\infty, \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = H(0) u_0$$

$y$ 는 연속이고  $\dot{y} \in L_\infty$  (단,  $H(s) = \mathcal{L}[h(t)]$ ) 이 성립한다.

SPR조건 (12)가 만족되는 경우 보조정리 1로부터 식 (6)~(9)가

$$\dot{x} = A x + B(d - v) \tag{18}$$

$$e = C^T x$$

단,  $x : 2 \times 1$  벡터

로 표현 되었을 때 (17)을 만족하는 행렬  $P, Q$ 가 존재한다.

따라서 양의 함수  $V$ 를

$$V = x^T P x \tag{19}$$

로 놓고 이를 이용하면 다음의 정리가 성립한다.

정리 1. 시스템 (6)~(9) 또는 시스템 (18)이 조건 (12) 및 제어법칙 (15)를 만족하고  $|d| \leq d_\infty$ 이면 다음의 성질이 성립한다.

(a)  $\|x_0\| \leq r$ 이면  $\|x\| \leq \lambda \cdot \max(r, R)$

단,  $\lambda = \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)}}$ ,  $R = \frac{2 \cdot d_\infty \cdot \|C\|}{\lambda_{\min}(Q)}$

(b)  $\lim_{t \rightarrow \infty} d(x, S_R) = 0$

단,  $S_R = \{x : \|x\| \leq \lambda \cdot R\}$

증명)

(a) (13), (17) 및 (18)로부터  $\dot{V}$ 는 다음을 만족한다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x^T (A^T P + P A)x + 2x^T P B(d - v) \\ &\leq -x^T Q x + 2x^T C d \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|x\|^2 + 2d_\infty \|C\| \cdot \|x\| \\ &= -\lambda_{\min}(Q) \cdot \|x\| \cdot (\|x\| - R) \end{aligned}$$

만약  $\|x(t_2)\| > \lambda \cdot \max(r, R)$ 을 만족하는  $t_2$ 가 존재한다면  $\|x(t_1)\| = \max(r, R)$ 이면서  $t \in [t_1, t_2]$ 에서  $\|x(t)\| \geq \max(r, R)$ 인  $t_1 (\in [t_0, t_2])$ 이 존재한다. 그러면

$$\begin{aligned} \lambda_{\min}(P) \cdot \|x(t_2)\|^2 &\leq V(x(t_2)) = V(x(t_1)) \\ &\quad + \int_{t_1}^{t_2} \dot{V} dt \\ &\leq \lambda_{\max}(P) \cdot \|x(t_1)\|^2 \int_{t_1}^{t_2} (-\lambda_{\min}(Q)) \|x\| (\|x\| - R) dt \\ &\leq \lambda_{\max}(P) (\max(r, R))^2 \end{aligned}$$

즉,  $\|x(t_2)\| \leq \lambda \cdot \max(r, R)$ 이 되어 가정과 모순된다. 따라서

$$\|x(t)\| \leq \lambda \cdot \max(r, R) \quad \forall t \in [t_0, \infty)$$

(b)  $\bar{R} = R + \epsilon/\lambda$ 라 놓으면

$$S_{\bar{R}} = \{x : \|x\| \leq \lambda R + \epsilon\} = N_\epsilon(S_R)$$

이 되어  $t \in [t_0 + T(\epsilon), \infty)$ 에서  $x(t) \in S_{\bar{R}}$ 가 되도록 하는  $T(\epsilon)$ 이 존재함을 보이면 된다.  $\|x_0\| \leq r$ 인 때 만약  $r \leq \bar{R}$ 이면 (a)로부터  $x(t) \in S_{\bar{R}}$ 이 항상 성립하므로  $r > \bar{R}$ 인 경우만 고려한다. 여기서  $T(\epsilon)$ 을

$$T(\epsilon) = \frac{\lambda_{\max}(P) \cdot r^2}{\lambda_{\min}(Q) \cdot (R + \epsilon/\lambda) \cdot \epsilon/\lambda}$$

로 놓고  $t \in [t_0, t_0 + T(\epsilon)]$ 인 모든  $t$ 에 대해  $\|x(t)\| > \bar{R}$ 가 만족 된다고 가정하면

$$\begin{aligned} 0 &< \lambda_{\min}(P) \|x(t_0 + T(\epsilon))\|^2 < V(x(t_0 + T(\epsilon))) \\ &\leq \lambda_{\max}(P) \cdot \|x(t_0)\|^2 \\ &\quad + \int_{t_0}^{t_0+T} (-\lambda_{\min}(Q)) \|x\| (\|x\| - R) dt \\ &\leq \lambda_{\max}(P) \cdot r^2 - \lambda_{\max}(P) \cdot r^2 = 0 \end{aligned}$$

이 되므로 모순이다. 이는  $\|x(t_1)\| \leq \bar{R}$ 이 성립하는  $t_1 \in [t_0, t_0 + T(\epsilon)]$ 이 존재함을 의미한다. 따라서 (a)로부터  $t \geq t_0 + T(\epsilon)$ 인 경우  $x(t) \in N_\epsilon(S_R)$ 이 성립한다.

정리 2. 시스템 (6)~(9) 또는 시스템 (18)이 조건 (12) 및 제어법칙 (15)를 만족할 때 다음 중 어느 하나만 성립하면 이 시스템은 점근적 안정성 (Asymptotic Stability)을 갖는다.

즉,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t)\| = 0$ .

(i)  $|T_L| < \infty$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} T_L(t) = T_{L0}$

(ii)  $\dot{T}_L \in L_1 \cup L_2$

증명)

(8)로부터

$$d(t) = \frac{b}{a_0(\tau p + 1)} \dot{T}_L = \frac{b}{\tau a_0} \left(1 - \frac{1}{\tau p + 1}\right) T_L(t)$$

이므로 (i) 또는 (ii)가 성립하면 보조정리 2로부터  $|d| < \infty$ 이고  $\lim_{t \rightarrow \infty} d(t) = 0$ 임을 알 수 있으며 그

에 따라  $\sup_{t \geq t_0 + T_1(\epsilon_1)} |d(t)| \leq \frac{\lambda_{\min}(Q) \cdot \epsilon_1}{2\lambda \|C\|}$ 을 만족하는  $T_1(\epsilon_1)$ 이 존재한다. 따라서  $t \in [t_0 + T_1(\epsilon_1), \infty)$ 에서  $\dot{V} \leq \lambda_{\min}(Q) \|x\| \left(\|x\| - \frac{\epsilon_1}{\lambda}\right)$ 이 성립하며 이때 정

리 1(b)로부터  $t \in [t_0 + T_1(\epsilon_1) + T_2(\epsilon_2), \infty)$ 에 대해  $\|x\| \leq \epsilon_1 + \epsilon_2$ 를 만족하는  $T_2(\epsilon_2)$ 가 존재한다. 즉 임의의  $\epsilon_1, \epsilon_2$ 에 대해  $\sup_{t \geq t_0 + T_1(\epsilon_1) + T_2(\epsilon_2)} \|x\| \leq \epsilon_1 + \epsilon_2$ 를 만족하는  $T_1(\epsilon_1), T_2(\epsilon_2)$ 일 존재한다.

전동기에 인가되는 부하  $T_L$ 은 일반적으로 정리 2의 조건 (i), (ii)를 만족하므로 전동기의 속도  $\omega$ 는 기준모델의 출력  $\hat{\omega}$ 와 점근적으로 같아지게 된다.

한편, 이상의 논의는 이 시스템을 표현하는 미분방정식의 해가 존재하는 경우에 의미를 지니는데 (15)와 같은 제어법칙을 갖는 불연속 제어시스템의 해의 존재성에 대해서는 참고문헌[3], [4]에 잘 규명되어 있으므로 여기서는 생략한다.

### 3. 위치제어

위치 제어 시스템은 그림 3에 보인 바와 같이 앞절에서 설계된 속도제어 시스템을 내부 루우프로 포함하는 Cascade구조로 구성할 수 있다.

그림 3의 위치제어기는 일반적인 선형 제어기로서 기준모델에 대하여, 즉, 전동기의 속도가 기준모델의 출력과 같다는 가정하에 설계된다. 여기서 기준모델을  $N_s(p)/D_s(p)$ , 위치제어기의 모델을  $N_p(p)/D_p(p)$ 라 놓고  $\omega = \hat{\omega}$ 인 경우의 위치를  $\hat{\theta}$ 라 놓으면

$$\hat{\theta} = \frac{N_p(p)N_s(p)}{pD_p(p)D_s(p) + N_p(p)N_s(p)} \theta_{ref} \quad (20)$$

이 성립한다.

이 때  $e_\theta = \theta_{ref} - \theta$ 라 놓으면  $\theta = \frac{1}{p}\hat{\omega} - \frac{1}{p}e_\theta$ 로 부터

$$\theta = \frac{N_s(p)}{pD_s(p)} \omega_{ref} - \frac{1}{p}e \quad (21)$$

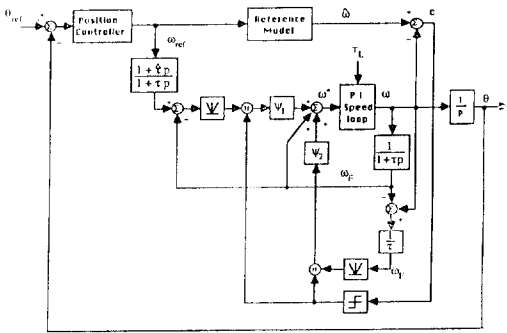


그림 3 위치제어 시스템의 구조  
Fig. 3 Structure of the position control system

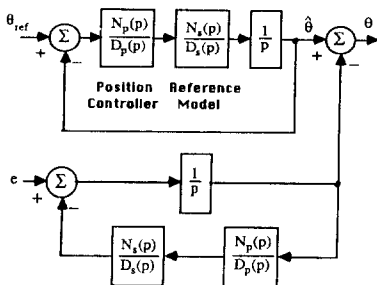


그림 4 위치제어시스템의 블록선도  
Fig. 4 Block diagram of the position control system

$$\omega_{ref} = \frac{N_p(p)}{D_p(p)} e_\theta = \frac{N_p(p)}{D_p(p)} \left( \theta_{ref} + \frac{1}{p} e - \frac{N_s(p)}{pD_s(p)} \omega_{ref} \right) \quad (22)$$

이 성립하며 (22)를 정리하면  $\omega_{ref}$ 는 다음과 같아진다.

$$\omega_{ref} = \frac{D_s(p)N_p(p)}{pD(p)D_s(p) + N_p(p)N_s(p)} (p\theta_{ref} + e) \quad (23)$$

따라서  $pD_p(p)D_s(p) + N_p(p)N_s(p) = 0$ 의 근이 안정하면  $|e| < \infty$ 이므로  $|\omega_{ref}| < \infty$ 가 된다.

또한 (20), (22) 및 (23)을 정리하면

$$e_\theta = \frac{D_p(p)D_s(p)}{pD_p(p)D_s(p) + N_p(p)N_s(p)} (p\theta_{ref} + e) \quad (24)$$

$$\theta = \hat{\theta} - \frac{D_p(p)D_s(p)}{pD_p(p)D_s(p) + N_p(p)N_s(p)} e \quad (25)$$

가 되어 전체 시스템의 블록선도는 그림 4와 같다.

이상으로부터 기준모델에 대해 안정하게 설계된 위치제어시스템은 실제의 경우에도 안정하며 더우기  $e \rightarrow 0$ 인 경우(이는 대부분의 경우 성립한다)에는  $\theta \rightarrow \hat{\theta}$ 가 됨을 알 수 있다.

### 4. 시뮬레이션 및 실험

제안된 방식의 유효성을 검증하기 위하여 그림 5와 같이 4극, 1HP 영구자석형 동기전동기 (PMSM) 구동 시스템을 구성하고 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

전력회로는 다이오드 정류기와 Hysteresis on/off방식의 전류제어 PWM트랜지스터 인버터로 구

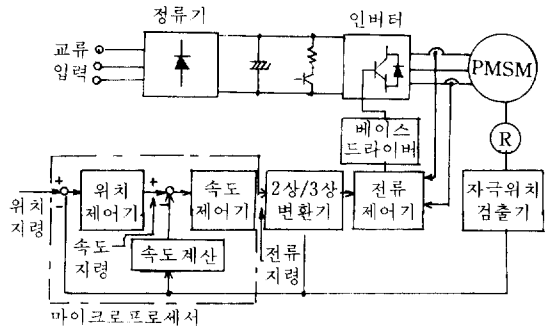


그림 5 영구자석형 동기전동기 구동시스템의 블록선도  
Fig. 5 Block Diagram of the PMSM Drive System

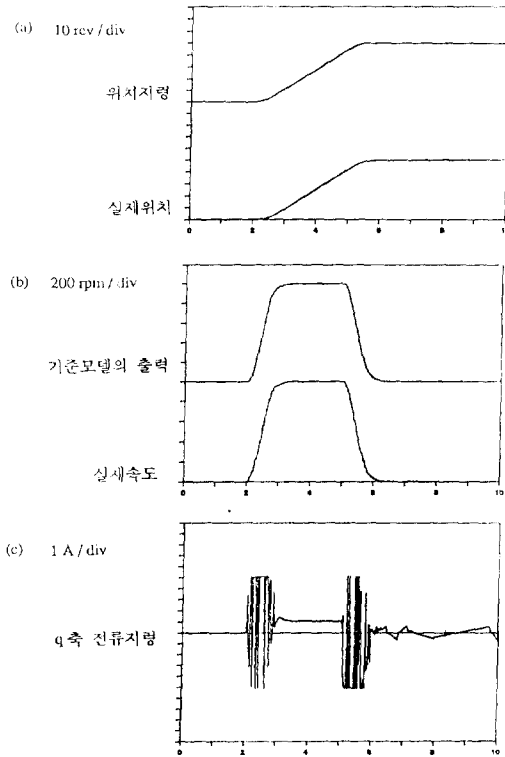


그림 6 시뮬레이션 결과  
Fig. 6 Simulation results

성되고 제어회로는 Resolver를 사용한 위치검출기, 벡터제어를 위하여 회전자의 위치에 따라 상전류 기준신호를 발생하는 2상/3상 변환기, 전동기의 상전류를 제어하는 전류제어기, 그리고 위치 제어 및 속도 제어 알고리즘을 수행하는 마이크로프로세서로 구성된다. 마이크로프로세서로는 MC68000을 사용하였다.

표 1 시스템 상수  
Table 1 System constants

Motor constants		Controller constants	
Rated torque	2.6 N·m	$K_p$	0.78
Rated speed	3000 rpm	$K_i$	15.7
Rated current	5.1 A(pk)	$\bar{a}_0$	800
$R_s$	1.25 $\Omega$	$\bar{a}_1$	40
$L_s$	2.1 mH	$\bar{\tau}$	$\tau$
$\phi$	0.17 Wb	$\psi_1$	2
$J^*$	0.01 N·m·s <sup>2</sup>	$\psi_2$	$\tau$
B	0.0051 N·m·s	position controller gain	5

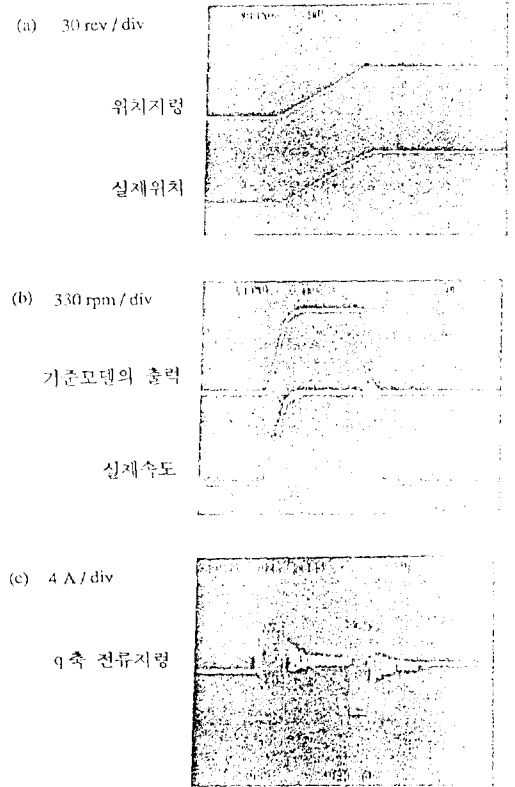


그림 7 실험 결과  
Fig. 7 Experimental results

본 논문에서는 부하의 개입으로 인해 관성 모멘트  $J$ 가  $J^*$ 에서부터  $2J^*$ 까지 변할 수 있다고 가정하였으며 PI제어기의 이득은  $J=J^*$ 인 경우에 대해 마찰계수(B)를 무시하고 결정하였다. 기준모델의 전달함수는 극점의 위치가  $-20 \pm j20$ 에 위치하도록 선정하였으며 위치제어기로는 가장 간단한 P 제어기를 사용하였다. 표 1은 이와같이 결정된 제어기상수와 전동기 상수를 보인 것이다.

그림 6은 위치지령이 50회전인 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 6에서보는 바와 같이 전동기의 속도는 기준모델의 출력을 잘 추종함을 알 수 있으며 정상상태를 포함한 정속영역에서 Chattering 현상이 거의 제거되어졌음을 알 수 있다.

그림 7은 시뮬레이션과 같은 조건에서의 실험결과를 보인 것이다. 실험 결과에서도 전동기의 속도가 기준모델의 출력을 잘 추종하며 전동기의 속도가 일정하게 되면 Chattering이 제거되는 모습을 볼 수 있다. 특히 시스템의 상수가 실제적으로 정확하지 않음에도 불구하고 실험결과와 시뮬레이션 결과가 거의 일치하여 본 논문에서 제안한 제어방

식이 강인한 서보제어에 효과적으로 적용될 수 있음을 보여주고 있다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 강인성이 요구되는 서보시스템에 적용될 수 있는 불연속 제어법칙을 사용한 기준모델 적응제어의 한 방식을 제안하였다.

불연속 제어법칙을 사용한 제어시스템에서 나타나는 Chattering현상을 정상상태에서 저감하기 위하여 PI제어기를 내부에 포함시키고 그 외부에 불연속 제어법칙을 이용한 Hyperstable MRAC를 설계한 다음 Cascade구조의 위치제어기를 구성하였다. 제안된 제어방식이 점근적 안정성을 갖음을 보이고 그 때의 부하조건을 규명하였으며 영구자석형 동기전동기 구동시스템에의 적용을 통하여 이상의 사실을 검증하였다.

### 부 록

영구자석형 동기전동기의  $d-q$ 방정식은  $d$ 축을 회전자의 MMF방향과 일치시켰을 때 다음과 같이 주어진다.

$$v_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_{re} L_s i_q$$

$$v_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{re} L_s i_d + \omega_{re} \Phi$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Phi i_q = K \tau i_q$$

여기서

$$\omega_{re} = \frac{d\theta}{dt}$$

$\theta_e$  :  $d$ 축과  $a$ 상 전류에 의한 MMF사이의 전기각

$\Phi$  : 영구자석에 의한 쇄교자속

$P$  : 극수

### 참 고 문 헌

- [1] A. Balestrino, G. De Maria and A.S.I. Zinober "Nonlinear Adaptive Model following Control," Automatica, vol. 20, no. 5, 1984, pp. 559-568.
- [2] V.I. Utkin, "Variable Striable Structure System with Sliding modes," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-22, no. 2, Apr., 1977, pp. 212-222.
- [3] S. Gutman, "Uncertain Dynamical Systems- A Lyapunov Min-Max Approach," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-24, no. 3, Jun., 1979, pp. 437-443.
- [4] S. Gutman and Z. Palmor, "Properties of Min-Max Controllers in Uncertain Dynamical Systems," SIAM J. Control and Optimization, vol. 20, no. 6, Nov., 1982, pp. 850-861.
- [5] M.J. Corless and G. Leitman, "Continuous State Feedback Guaranteeing Uniform Ultimate Boundedness for Uncertain Dynamic Systems," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-26, no. 5, Oct., 1981, pp. 1139-1144.
- [6] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo, "MOSFET Converter-Fed Position Servo Systems with Sliding Mode Control," IEEE Trans. Ind. Elec., vol. IE-32, no. 3, Aug., 1985, pp. 238-244.
- [7] A. Balestrino, G. De Maria and L. Sciavicco, "Adaptive Control Design in Servo Systems," 3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Switzerland, Pergamon press, Oxford, pp. 125-131.
- [8] G. Ambrosino, G. Celentano and F. Garofalo, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control Systems," Int. J. Control, vol. 39, no. 6, 1984, pp. 1339-1349.
- [9] A.S.I. Zinober, O.M.E. El Ghezawi and S.A. Billings, "Multivariable Variable Structure Adaptive Model Following Control Systems," IEE Proc., vol. 129, Pt. D. no. 1, Jan., 1982, pp. 6-12.
- [10] Landau, Adaptive Control, Marcel Dekker, 1979.
- [11] Desoer and Vidyasagar, Feedback Systems : Input-Output Properties, Academic press, 1975.