

# AC 서보 모터의 위치제어를 위한 비선형 적응제어 Nonlinear Adaptive Control for Position Tracking of AC Servo-motors

\*이 현 배\* . 박 정 동\* ,국 태 용\*

\*성균관대학교 전자공학과 (Tel: 0331-290-7202; Fax: 0331-290-7191; E-mail: tykuc@yurim.skku.ac.kr)

**Abstracts :** In this paper, we present a nonlinear adaptive controller for position tracking of induction motors. In constructing the adaptive controller, a backstepping approach is used under the condition of full state information, while a nonlinear observer is adopted for rotor flux estimation. The adaptive controller is shown to drive the state variables of system to the desired ones asymptotically and whose effectiveness is also shown via computer simulation.

**Keywords :** Induction motor; position control; backstepping approach; nonlinear adaptive control

## I. 서론

유도모터는 저렴한 가격과 정기적인 보수의 불필요성, 신뢰성 때문에 산업현장에서 널리 사용되는 전동기이다.

1970년대초까지 정밀성이 요구되는 산업용 기기의 구동기로 유도모터를 이용하지 못했으나, 벡터 제어 기술이 개발되고, 그 이후 반도체 기술 발달과 비선형 제어 이론의 결합으로 고성능 응답 특성 및 정밀성이 요구되는 산업용 기기 즉, NC 공작기계, 고속 엘리베이터 등의 위치제어 시스템에 널리 사용될 것으로 예상된다.

이러한 추세를 반영하듯, 최근 많은 연구자들이 유도모터의 정밀한 속도 및 위치제어를 위하여 비선형 제환 선형화 기법, Lyapunov 안정성이론, 비선형 댐핑과 적분 백스테핑 기법(integrator backstepping) 등을 적용한 제어기를 개발하고 있다. 이들 제어기는 크게 전상대변수 제환 제어와 회전자 자속 등의 추정을 위한 관측기를 도입한 부분상태 변수 제환 제어, 회전자 저항 등 파라미터 또는 모델의 불확실성에 대처하기 위한 적응제어 또는 강인제어등으로 나눌 수 있다. [1],[2],[3],[4],[5],[6],[7],[8],[9],[10],[11],[12],[13],[14],[15]

본 논문에서도 강제 관성 부하를 갖는 유도모터의 위치 제어를 위하여 비선형 적응 제어기 및 자속 관측자를 구성하며 이 제어기의 수렴 특성을 이론적으로 증명하고 모의실험을 통하여 그 효용성을 보이고자 한다. 제어기 구성과정은 일종의 백스테핑 방식으로서 강제의 위치제어에 필요한 토크를 구하고 이에 필요한 전류를 계산하며 최종적으로 이 전류를 추종하기 위한 전압 제어 입력을 구하는 과정을 밟는다. 또한 자속의 추종값은 전압 제어 입력의 특이점을 피할 수 있도록 설계된다.

## II. 유도모터 모델과 제어기 구조

### II.1. 유도모터 모델

동일한 상호 인덕턴스와 선형 자계 회로라는 가정하에 한 개

1) 이들 각 연구결과에 대한 상세한 기술은 지면 사정상 생략하므로 자세한 내용은 참고문헌을 참조하기 바람

의 강제 관성 부하(rigid link)를 구동하는 유도전동기의 전기적, 기계적 동역학식은 고정자 a-b기준좌표계에서 다음과 같이 주어진다.[13][5]

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q}) + g(q) = \tau \quad (2.1.1)$$

$$L_1 \dot{I}_a - \alpha_1 \psi_a - \alpha_2 \psi_b \dot{q} + R_1 I_a = V_a \quad (2.1.2)$$

$$L_1 \dot{I}_b - \alpha_1 \psi_b + \alpha_2 \psi_a \dot{q} + R_1 I_b = V_b \quad (2.1.3)$$

$$L_\phi \dot{\psi}_a + R_\phi \psi_a + \alpha_3 \psi_b \dot{q} = \alpha_1 I_a \quad (2.1.4)$$

$$L_\phi \dot{\psi}_b + R_\phi \psi_b - \alpha_3 \psi_a \dot{q} = \alpha_1 I_b \quad (2.1.5)$$

여기서,  $\tau$ 는 토크를 나타내는 스칼라 함수로서 아래와 같이 주어진다.

$$\tau = \alpha_2 (\psi_a I_b - \psi_b I_a) \quad (2.1.6)$$

그리고,  $q, \dot{q}, \ddot{q}$ 는 각각 회전자 위치, 속도, 가속도를 나타내고,  $\psi_a, \psi_b$ 는 회전자 자속,  $I_a, I_b$ 는 고정자 전류,  $V_a, V_b$ 는 고정자 전압을 나타낸다.

D는 회전자 관성을 포함한 시스템의 기계적 관성, C는 모터의 마찰력, g는 중력항, 그리고,  $L_1, L_\phi, R_\phi, R_1, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 는 전기적 파라미터와 관련된 양의 상수이다. 자세히 표현하면 아래와 같다.

$$\alpha_1 = R_r M / L_r^2, \quad \alpha_2 = n_p M / L_r, \quad \alpha_3 = n_p / L_r \quad (2.1.7)$$

$$R_1 = (M^2 R_r + L_r^2 R_s) / L_r^2, \quad L_\phi = 1 / L_r,$$

$$R_\phi = R_r / L_r^2, \quad L_1 = L_s - M^2 / L_r$$

여기서,  $R_s, R_r, n_p, L_s, L_r, M$ 은 각각, 고정자 저항, 회전자 저항, 극쌍의 수, 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 상호 인덕턴스이다.

본 논문의 목적은 식(2.1.1) - (2.1.6)으로 주어진 유도모터의 전기적, 기계적 모델에 대한 회전자 위치 추종 제어기를 설계하는 것이다.

이를 위하여, 회전자 위치 추종 오차를 다음과 같이 정의한다.

$$e_1 \triangleq q_d - q \quad (2.1.8)$$

여기서,  $q_d$ 는 원하는 링크의 목표 위치이다.

$q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d, \overset{\cdot\cdot\cdot}{q}_d$ 가 시간에 대한 한정된 함수라고 가정하고, 펄터된 추종 오차를 다음과 같이 정의한다.

$$z_1 \triangleq r_1 - \dot{q}, \quad r_1 \triangleq \dot{q}_d + a_1 e_1 \quad (2.1.9)$$

여기서  $a_1$ 은 양의 스칼라 제어 이득이다.

## II.2. 비선형 제어기 구조

먼저, 전기적, 기계적 파라미터와 시스템 상태변수 ( $q, \dot{q}, I_a, I_b, \psi_a, \psi_b$ )를 안다고 가정하면, (2.1.1)식과 (2.1.9)식을 이용하여 아래와 같이 비선형 제어기를 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{D}\dot{z}_1 + \bar{C}z_1 + K_1 z_1 &= \bar{D}\dot{r}_1 + \bar{C}r_1 + \bar{g} + K_1 z_1 - \bar{\tau} \\ &\triangleq \tau_d - \bar{\tau} \end{aligned} \quad (2.2.1)$$

여기서,  $K_1$ 은 양의 상수 제어 이득이고,  $\bar{D} = \frac{1}{a_2} D$ ,

$$\bar{C} = \frac{1}{a_2} C, \quad \bar{g} = \frac{1}{a_2} g, \quad \bar{\tau} = \frac{1}{a_2} \tau \text{ 이다.}$$

그리고, (2.1.4)식과 (2.1.5)식에 각각  $\psi_a, \psi_b$ 를 곱해서 더하면 다음식을 얻는다.

$$L_\psi \psi_a \dot{\psi}_a + R_\psi \psi_a^2 + L_\psi \psi_b \dot{\psi}_b + R_\psi \psi_b^2 = a_1 (\psi_a I_a + \psi_b I_b) \quad (2.2.2)$$

또한, 회전자 자속과 고정자 전류로 구성된 항을 다음과 같이 정의하면,

$$\Psi \triangleq \psi_a^2 + \psi_b^2, \quad v \triangleq \psi_a I_a + \psi_b I_b \quad (2.2.3)$$

(2.2.2)식은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{2} L_\psi \dot{\Psi} + R_\psi \Psi = a_1 v \quad (2.2.4)$$

이제, 추정하고자하는 목표자속  $\Psi_d$ 에 대하여 자속 오차를 다음과 같이 정의하면,

$$e_2 \triangleq \Psi_d - \Psi \quad (2.2.5)$$

(2.2.4)식으로부터 다음의 오차 방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \bar{L}_\psi \dot{e}_2 + (\bar{R}_\psi + K_2) e_2 &= \frac{1}{2} \bar{L}_\psi \dot{\Psi}_d + \bar{R}_\psi \Psi_d + K_2 e_2 - v \\ &\triangleq v_d - v \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

여기서,  $\bar{L}_\psi = \frac{1}{a_1} L_\psi$ ,  $\bar{R}_\psi = \frac{1}{a_1} R_\psi$  이고,  $K_2$ 는 양의 상수 제어 이득이다.

이제, (2.1.6)식과 (2.2.3)식을 이용하여, 추종 고정자 전류 입력  $I_{ad}, I_{bd}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b \\ -\psi_b & \psi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \\ \tau \end{bmatrix} \quad (2.2.7)$$

$$\begin{bmatrix} I_{ad} \\ I_{bd} \end{bmatrix} \triangleq \frac{1}{\psi_a^2 + \psi_b^2} \begin{bmatrix} \psi_a & -\psi_b \\ \psi_b & \psi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ \tau_d \end{bmatrix} \quad (2.2.8)$$

이제, 다음과 같이 추종하고자 하는 전류와 실제 고정자 전류의 오차를 정의한다.

$$e_3 \triangleq I_{ad} - I_a, \quad e_4 \triangleq I_{bd} - I_b \quad (2.2.9)$$

이를 이용하여, (2.1.2)식과 (2.1.3)식으로부터 다음의 전류오차 방정식을 구한다.

$$\begin{aligned} L_1 \dot{e}_3 + (R_1 + K_3) e_3 &= L_1 \dot{I}_{ad} + R_1 I_{ad} - a_1 \psi_a - a_2 \psi_b \dot{q} \\ &\quad + K_3 e_3 - V_a \triangleq V_{ad} - V_a \end{aligned} \quad (2.2.10)$$

$$\begin{aligned} L_1 \dot{e}_4 + (R_1 + K_4) e_4 &= L_1 \dot{I}_{bd} + R_1 I_{bd} - a_1 \psi_b + a_2 \psi_a \dot{q} \\ &\quad + K_4 e_4 - V_b \triangleq V_{bd} - V_b \end{aligned} \quad (2.2.11)$$

여기서,  $K_3, K_4$ 는 양의 상수 제어 이득이다.

따라서, 아래와 같은 전압 제어 입력을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_a &= V_{ad} + \psi_a e_2 - \psi_b z_1 \\ &= L_1 \dot{I}_{ad} + R_1 I_{ad} - a_1 \psi_a - a_2 \psi_b \dot{q} + K_3 e_3 + \psi_a e_2 - \psi_b z_1 \end{aligned} \quad (2.2.12)$$

$$\begin{aligned} V_b &= V_{bd} + \psi_a z_1 + \psi_b e_2 \\ &= L_1 \dot{I}_{bd} + R_1 I_{bd} - a_1 \psi_b + a_2 \psi_a \dot{q} + K_4 e_4 + \psi_a z_1 + \psi_b e_2 \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

## II.3 적응제어기구조

파라미터를 모르는 경우, 파라미터를 추정하는 적응 제어기를 구성하기 위하여 가상 추종 목표 입력  $\hat{\tau}_d, \hat{v}_d$ 와 제어 입력  $\hat{V}_{ad}, \hat{V}_{bd}$ 를 다음과 같이 구성한다.

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_d &= \hat{D}\dot{r}_1 + \hat{C}r_1 + \hat{g} + K_1 z_1 \\ \hat{v}_d &= \frac{1}{2} \hat{L}_\psi \dot{\Psi}_d + \hat{R}_\psi \Psi_d + K_2 e_2 \\ \hat{V}_{ad} &= \hat{L}_1 \dot{I}_{ad} + \hat{R}_1 I_{ad} - \hat{a}_1 \psi_a - \hat{a}_2 \psi_b \dot{q} + K_3 e_3 \\ \hat{V}_{bd} &= \hat{L}_1 \dot{I}_{bd} + \hat{R}_1 I_{bd} - \hat{a}_1 \psi_b + \hat{a}_2 \psi_a \dot{q} + K_4 e_4 \end{aligned} \quad (2.3.1)$$

여기서, ( $\hat{\cdot}$ )은 추정 파라미터를 포함한 항이다.

또한, 파라미터 벡터  $\theta_1 \in R^3, \theta_2 \in R^2, \theta_3 \in R^4, \theta_4 \in R^4$ 를 다음과 같이 정의하면,

$$\begin{aligned} \tau_d &= y_1(q, \dot{q}, q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d) \theta_1 + K_1 z_1 \\ v_d &= y_2(\Psi_d, \dot{\Psi}_d) \theta_2 + K_2 e_2 \\ V_{ad} &= y_3(I_a, I_{ad}, \psi_a, \psi_b, \dot{q}) \theta_3 + K_3 e_3 \\ V_{bd} &= y_3(I_b, I_{bd}, \psi_a, \psi_b, \dot{q}) \theta_4 + K_4 e_4 \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

아래식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \tau_d - \hat{\tau}_d &= y_1 \tilde{\theta}_1 \\ v_d - \hat{v}_d &= y_2 \tilde{\theta}_2 \\ V_{ad} - \hat{V}_{ad} &= y_3 \tilde{\theta}_3 \\ V_{bd} - \hat{V}_{bd} &= y_4 \tilde{\theta}_4 \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

따라서, 오차식 (2.2.1), (2.2.6), (2.2.10), (2.2.11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{D}\dot{z}_1 + \bar{C}z_1 + \bar{g} + K_1 z_1 &= y_1 \tilde{\theta}_1 + \hat{\tau}_d - \bar{\tau} \\ \bar{L}_\psi \dot{e}_2 + (\bar{R}_\psi + K_2) e_2 &= y_2 \tilde{\theta}_2 + \hat{v}_d - v \\ L_1 \dot{e}_3 + (R_1 + K_3) e_3 &= y_3 \tilde{\theta}_3 - \psi_a e_3 + \psi_b z_1 \\ L_1 \dot{e}_4 + (R_1 + K_4) e_4 &= y_4 \tilde{\theta}_4 - \psi_b e_2 - \psi_a e_3 - \psi_b z_1 \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

여기서,  $\tilde{\theta}_i = \theta - \hat{\theta}_i$ , ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) 이고,

$$\begin{bmatrix} I_{ad} \\ I_{bd} \end{bmatrix} = \frac{1}{\psi_a^2 + \psi_b^2} \begin{bmatrix} \psi_a & -\psi_b \\ \psi_b & \psi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{\tau}_d \end{bmatrix} \quad (2.3.5)$$

이다.

마찬가지로, 전압제어입력도 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$V_a = \hat{V}_{ad} + \psi_a e_2 - \psi_b z_1, \quad V_b = \hat{V}_{bd} + \psi_b e_2 + \psi_a z_1 \quad (2.3.6)$$

또한, 파라미터 추정식은 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_i^T(t + \delta) = \hat{\theta}_i^T(t) + \Lambda_i y_i^T w_i \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (2.3.7)$$

여기서,  $\delta$ 는 샘플링 구간,  $\Lambda_i$ 는 이득 행렬이고,  $w_1 = z_1$ ,  $w_2 = e_2$ ,  $w_3 = e_3$ ,  $w_4 = e_4$ 이다.

## II. 4. 자속 관측자

회전자 자속을 측정할 수 없는 경우, 회전자 자속을 추정하는 비선형 자속 관측자를 설계한다. 즉, (2.1.4)와 (2.1.5)식을 이용하여, 비선형 자속 관측자를 다음과 같이 정의한다.

$$L_\phi \hat{\psi}_a + R_\phi \hat{\psi}_a + \alpha_3 \hat{\psi}_b \dot{q} = \alpha_1 I_a + \eta_1 \quad (2.4.1)$$

$$L_\phi \hat{\psi}_b + R_\phi \hat{\psi}_b - \alpha_3 \hat{\psi}_a \dot{q} = \alpha_1 I_b + \eta_2 \quad (2.4.2)$$

여기서,  $\eta_1 = -I_b z_1 - \alpha_1 e_3 + \alpha_2 \dot{q} e_4$ ,  $\eta_2 = I_a z_1 - (\alpha_2 \dot{q} e_3 + \alpha_1 e_4)$ 이다.

(2.1.4)식과 (2.1.5)식에서 (2.4.1)식과 (2.4.2)식을 빼면, 다음과 같은 관측자 오차 시스템을 얻는다.

$$L_\phi \tilde{\psi}_a + R_\phi \tilde{\psi}_a = -\alpha_3 \dot{q} \tilde{\psi}_b - \eta_1 \quad (2.4.3)$$

$$L_\phi \tilde{\psi}_b + R_\phi \tilde{\psi}_b = \alpha_3 \dot{q} \tilde{\psi}_a - \eta_2 \quad (2.4.4)$$

여기서, 회전자 자속 추정 오차항,  $\tilde{\psi}_a$ ,  $\tilde{\psi}_b$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a, \quad \tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b \quad (2.4.5)$$

이제, 다음과 같이 추정된 자속과 추종하고자하는 자속으로 구성된 항을 정의하면,

$$\tilde{\Psi} = \tilde{\psi}_a^T + \tilde{\psi}_b^T, \quad \Psi = \Psi_d - \tilde{\Psi} \quad (2.4.6)$$

식(2.4.1), (2.4.2)으로부터 다음을 얻는다.

$$\frac{1}{2} L_\phi \dot{\tilde{\Psi}} + R_\phi \tilde{\Psi} = \alpha_1 v + \gamma \alpha_1 (\hat{\psi}_a I_a + \hat{\psi}_b I_b) + \gamma \quad (2.4.7)$$

$$\frac{1}{2} L_\phi \dot{\tilde{\Psi}} + (R_\phi + K_2) \tilde{\Psi} = \frac{1}{2} L_\phi \dot{\Psi}_d + R_\phi \Psi_d + K_2 \tilde{\Psi} - \frac{\gamma}{\alpha_1} - v \quad (2.4.8)$$

$$\triangleq v_d - v$$

여기서,  $\gamma = -\hat{\psi}_a \eta_1 + \hat{\psi}_b \eta_2$ 이다.

따라서 자속 관측자를 구성한 전류 입력 추종치는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_{ad} \\ I_{bd} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{\psi}_a^2 + \hat{\psi}_b^2} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_a & -\hat{\psi}_b \\ \hat{\psi}_b & \hat{\psi}_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ \tau_d \end{bmatrix} \quad (2.4.9)$$

이제, 아래와 같이 입력 전압을 정의하면,

$$V_a = L_1 \dot{I}_{ad} + R_1 I_{ad} + K_3 e_3 - \alpha_1 \hat{\psi}_a - \alpha_2 \dot{q} \hat{\psi}_b + \sigma_a \quad (2.4.10)$$

$$V_b = L_1 \dot{I}_{bd} + R_1 I_{bd} + K_4 e_4 - \alpha_1 \hat{\psi}_b + \alpha_2 \dot{q} \hat{\psi}_a + \sigma_b \quad (2.4.11)$$

식(2.2.9), (2.4.13), (2.4.14)을 식(2.1.3), (2.1.4)에 대입하여 다음을 얻는다.

$$L_1 \dot{e}_3 + (R_1 + K_3) e_3 = -\alpha_1 \tilde{\psi}_a - \alpha_2 \dot{q} \tilde{\psi}_b - \sigma_a \quad (2.4.12)$$

$$L_1 \dot{e}_4 + (R_1 + K_4) e_4 = -\alpha_1 \tilde{\psi}_b - \alpha_2 \dot{q} \tilde{\psi}_a - \sigma_b \quad (2.4.13)$$

여기서,  $\sigma_a$ ,  $\sigma_b$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_a = \hat{\psi}_a \tilde{\Psi} - \hat{\psi}_b z_1, \quad \sigma_b = \hat{\psi}_b \tilde{\Psi} + \hat{\psi}_a z_1 \quad (2.4.14)$$

## III. 제어기의 안정성

이제, 위제어기의 안정성 및 신호의 수렴성을 증명하기 위하여 다음의 스칼라 함수를 정의하자.

$$V_1 = \frac{1}{2} D z_1^2, \quad V_2 = \frac{1}{4} L_\phi e_2^2, \quad V_3 = \frac{1}{2} L_1 (e_3^2 + e_4^2)$$

$$V_4 = \frac{1}{4} L_\phi \tilde{\Psi}^2, \quad V_o = \frac{1}{2} L_\phi (\tilde{\psi}_a^2 + \tilde{\psi}_b^2)$$

$$W_i = \int_{t_i}^t \tilde{\theta}_i^T \Lambda_i^{-1} \tilde{\theta}_i dt \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.1)$$

그러면, 위의 각각의 제어기는 다음과 같이 수렴한다.

**정리 3.1** : 자속 추종 함수  $\Psi_d(t)$ 를 유한한 초기 상태값 ( $\Psi(0)$ ,  $i_a(0)$ ,  $i_b(0)$ ,  $q(0)$ ,  $\dot{q}(0)$ )에 대하여 모든 유한한 시간동안  $\Psi(t) \neq 0$ 이 되도록 설계했다고 가정하자. 그러면 비선형 제어기 (2.2.6), (2.2.3), (2.2.8), (2.2.12), (2.2.13)에 의하여 오차시스템 (2.2.1), (2.2.6), (2.2.10), (2.2.11)은 지수함수적으로 수렴한다.

**정리 3.2** : 자속 추종 함수  $\Psi_d(t)$ 를 정리 3.1과 같이 가정하면, 적응제어와 오차시스템 (2.3.4)는 점근적으로 수렴한다.

**정리 3.3** : 자속 추종 함수  $\Psi_d(t)$ 가 유한한 초기 상태에 대하여 모든 유한한 시간동안  $\tilde{\Psi}(t) \neq 0$ 이 되도록 설계되었다고 가정하자. 그러면, 자속 관측기를 가진 비선형 제어기에 의하여 오차시스템 (2.2.1), (2.4.3), (2.4.4), (2.4.8), (2.4.12), (2.4.13)은 지수함수적으로 수렴한다.

정리 3.1의 증명은 함수  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ 와  $\tau_d - \tau = \psi_a e_4 - \psi_b e_3$ ,  $v_d - v = \psi_a e_3 + \psi_b e_4$ 의 관계를 이용한다. 마찬가지로, 정리 3.2와 정리 3.3도 함수  $W_i$ ,  $V_4$ ,  $V_o$ 를 이용함으로써 증명할 수 있다.

## IV. 모의실험결과

유도모터에 의해 구동되는 강체 관성 부하의 위치 추종 제어 모의실험에서 전기적 기계적 시스템의 파라미터 값과 제어 이득 값들은 다음과 같다.

표[4.1] 전기적 기계적 파라미터 값들

$m = 0.4014$ [kg]	$D = 0.2045$ [kg · m <sup>2</sup> ]
$C = 0.015$ [N · m · s/rad]	$g = 9.81$ [kg · m/sec <sup>2</sup> ]
$M = 0.225$ [H]	$L_r = 0.306$ [H]
$L_s = 0.243$ [H]	$R_r = 2.12$ [Ω]
$R_s = 3.05$ [Ω]	$n_p = 1$

$$\alpha_1 = 5, \quad K_1 = 30, \quad K_2 = 10, \quad K_3 = 5, \quad K_4 = 5.$$

샘플링 시간은 5ms으로 했고, 제어 특이점을 고려하여, 초기 자속 값들을 다음과 같이 정의한다.

$$\psi_a(0) = \psi_b(0) = \hat{\psi}_a(0) = \hat{\psi}_b(0) = 1.35$$
 [Wb] (4.1)

추종하고자 하는 목표 위치와 목표 자속은 다음과 같이 정의한다.

$$q_d(t) = \frac{\pi}{2} \sin(t)$$
 [rad],  $\Psi_d(t) = 1.2 \frac{e^{-0.4t}}{1 + e^{-0.8t}} + 3.$  [Wb<sup>2</sup>] (4.2)

다음 그림들은 위치 추종과 회전자 자속 추정을 보여준다. 파라미터 추정과 비선형 자속 관측자를 구성하여 목표위치를 추종하는데 약 ±0.15 [rad]오차결과를 낳았다.

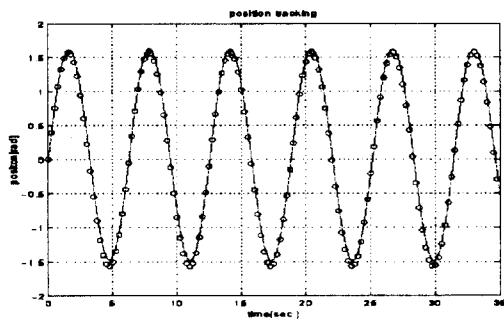


그림 [4.1] 위치 추종  
Fig [4.1] position tracking

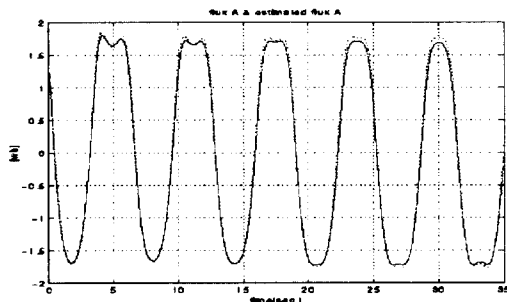


그림 [4.2] 회전자 A 자속 추정 ( $\psi_a, \hat{\psi}_a$ )  
Fig [4.2] rotor A flux estimation ( $\psi_a, \hat{\psi}_a$ )

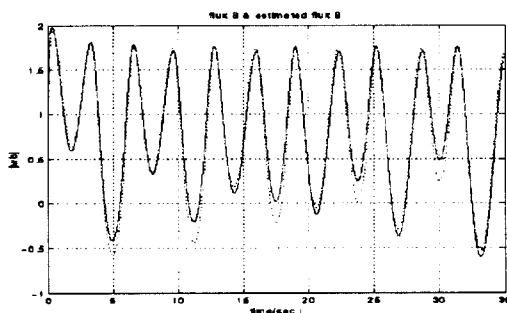


그림 [4.3] 회전자 B 자속 추정 ( $\psi_b, \hat{\psi}_b$ )  
Fig [4.3] rotor B flux estimation ( $\psi_b, \hat{\psi}_b$ )

## V. 결론

본 논문에서는 유도모터의 위치 추종을 위한 비선형 적응 제어기를 제안한다. 비선형 적응제어기를 구성하는데 있어서, 먼저, 모든 상태 정보를 안다는 전제하에 백스테핑 방식을 이용하고, 회전자 자속 추정을 위하여 비선형 관측자를 설계한다. 제안된 비선형 적응제어기가 시스템 상태 변수들을 점진적으로 원하는 상태로 구동함을 증명하고, 그효용성을 모의실험을 통하여 보여 준다.

추후 연구과제로 시변 회전자 저항등 파라미터가 미지인 조건

에서 회전자 자속 관측자 구성과 적응 제어기와의 통합, 통합된 전체 시스템의 안정성 검증, 실험적 구현을 위한 연구를 진행하고 있다.

## 참고문헌

- [1] Canudas. C., R. Ortega and S. I. Seleme, "Robot motion control using induction motor drives", *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Atlanta, GA. Vol. 2, pp. 533-538, 1993.
- [2] Chiasson, J. "Dynamic feedback linearization of the induction motors", *IEEE Trans. Automation Control*, AC-38, 1588-1594, 1993.
- [3] Georgiou, G. "Adaptive feedback linearization and tracking for induction motors", *IFAC Evaluation of Adaptive Control Strategies*, Tbilisi, USSR, pp. 255-260, 1989.
- [4] Ho, E. Y., and P. C. Sen, "Decoupling control of induction motor drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 35, 253-262, 1988.
- [5] Hu, J., D. M. Dawson and Y. Qian, "Position tracking control of an induction motor via partial state feedback", *Automatica*, Vol. 31, No. 7, pp. 989-1000, 1995.
- [6] Hu, J., D. M. Dawson and Z. Qu. "Robust tracking control of an induction motor." *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, Vol. 6, 201-219, 1996.
- [7] Kanellakopoulos, I., "Adaptive control of nonlinear system", Ph. D. thesis, University of Illinois, VILV-ENG-91-2233, DC-134, August 1991.
- [8] Kanellakopoulos, I., P. Krein and F. Disilvestro, "Nonlinear flux-observer-based control of induction motor control", *Proc. of the American Control Conference*, Chicago, IL, pp. 1700-1704, 1992a.
- [9] Kanellakopoulos, I., P. Krein and F. Disilvestro, "A new controller-observer design for induction motor control", *Proc. of the ASME Winter Meeting*, Anaheim, CA., DSC, Vol. 43, pp. 43-47, 1992b.
- [10] Kim, D. I., I. J. Ha and M. S. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling", *International Journal of Control*, 51, 863-883, 1990.
- [11] Kokotovic, P. V. "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", *IEEE Control System Magazine*, 12, 7-17, 1992.
- [12] Lin, F. and C. M. Liaw. "Reference model selection and adaptive control for induction motor drives." *IEEE Trans. Autom. Control*, AC-38, 1594-1600, 1993.
- [13] Marino, R., S. Peresada and Paolo Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Trans. Automatic Control*, 38, 208-221 1993.
- [14] Ortega, R., and G. Espinosa, "Torque regulation of induction motors", *Automatica*, 29, 621-633, 1993.
- [15] Ortega, R., C. Canudas and S. Seleme, "Nonlinear control of induction motors: torque tracking with unknown load disturbance", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 38, pp. 1675-1680, 1993.
- [16] Vas, P., *Vector Control of AC Machines*, Oxford Science Publication, Clarendon Press, Oxford, 1990.