

# 비선형 외란 관측기를 이용한 유도전동기의 강인 적응 백스테핑 제어

論 文

57P-2-11

## Robust Adaptive Backstepping Control of Induction Motors Using Nonlinear Disturbance Observer

李 殷 昱<sup>†</sup>  
(Eun-Wook Lee)

**Abstract** - In this paper, we propose a robust adaptive backstepping control of induction motors with uncertainties using nonlinear disturbance observer(NDO). The proposed NDO is applied to estimate the time-varying lumped uncertainty which are derived from unknown motor parameters and load torque, but NDO error does not converge to zero since the derivate of lumped uncertainty is not zero. Then the fuzzy neural network(FNN) is presented to estimate the NDO error such that the rotor speed to converge to a small neighborhood of the desired trajectory. Rotor flux and inverse time constant are estimated by the sliding mode adaptive flux observer. Simulation results are provided to verify the effectiveness of the proposed approach.

**Key Words** : Induction Motor, Nonlinear Disturbance Observer, Adaptive Backstepping Control, Sliding Mode Observer

### 1. 서 론

유도전동기는 신뢰성이 높고, 보수가 필요 없으며, 낮은 가격, 견고함 등의 이유로 산업현장에서 널리 사용되고 있다. 그러나 유도전동기는 여러 상태변수들이 매우 복잡하게 결합되어 있는 다 변수 비선형인 모델이고 회전자 전기적 변수들을 측정할 수 없을 뿐만 아니라 동작조건에 따라 모터 파라미터들이 변할 수 있어 제어하기가 매우 어렵다.

산업현장에서 유도전동기의 제어를 위해 널리 사용되고 있는 방법은 벡터제어[1]로 최근에 많은 발전이 이루어져 왔다. 벡터제어(vector control)는 속도와 자속을 분리하여 제어할 수 있는 방법으로 직접 및 간접제어로 나눌 수 있는데, 직접 벡터제어는 회전자에 센서를 부착하여 자속을 측정하거나 자속관측기를 사용하여 자속을 추정하고, 간접 벡터제어는 슬립 속도를 사용하여 회전자계의 속도를 구하는 방법이다. 그러나 자속센서를 사용하는 직접 제어방법은 유도전동기를 특수하게 제작하여야 하므로 실현이 거의 불가능하다. 직접 및 간접 벡터제어방법 모두 회전자저항, 즉 회전자 시정수를 정확히 알지 못하면 정확한 자속지향을 달성할 수 없어 제어기의 성능 및 전력효율이 저하될 수 있다.

최근 비선형 적응제어 분야에서 새로이 적용되고 있는 백스테핑(backstepping) 제어기법[2]을 유도전동기에 도입하였지만, 자속의 측정이나 추정이 없고, 모든 모터 파라미터들을 알고 있어야 한다는 문제가 있었다. 백스테핑 제어[3],[4]의 기본개념은 가상제어입력을 사용하여 복잡한 비선형제어 문제를 간단하고 작은 것들로 체계적으로 분해하여 여러 설계

단계로 나뉘고, 각 단계에서는 더 쉬운 단일 입/출력 설계 문제를 다루고 다음 설계단계에 대한 기준을 제공함으로써 제어를 반복적으로 설계한다. 전체적인 안정도와 성능은 전체 시스템에 대한 리아프노프(Lyapunov)함수에 의해 달성된다. 또한, 백스테핑 제어의 중요한 특징은 적응제어기법과 쉽게 결합되어 아주 간단하게 시스템의 파라미터 불확실을 보상할 수 있다는 것이다. 이러한 적응 백스테핑 제어기법을 유도전동기에 적용한 연구도 많이 이루어지고 있다[6][7][8].

모델의 파라미터의 변화나 외부 외란에 대한 강인성을 보장 받기 위한 방법으로 NDO를 이용한 제어 기법이 연구되고 있다[9]. 그러나 이러한 연구에서는 전체 불확실 성분의 미분 값이 영이 되어야 한다는 가정이 요구되었다. 최근에 불확실 성분의 미분 값이 영이 되어야 하는 가정이 필요 없는 일반비선형 시스템에서의 NDO[10]가 소개되었다.

본 논문에서는 유도전동기의 속도추종과 동시에 자속추종의 제어 목적을 달성하기 위하여, 변동하기 쉬운 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성을 보상할 수 있는 적응 자속관측기와 부하토크 외란, 마찰력, 관성모멘트 등과 같은 기계적 불확실성을 추정할 수 있는 NDO를 각각 설계하였다. 그리고 NDO 오차를 FNN을 이용하여 근사화 함으로써 NDO의 오차가 영이 되어야 한다는 가정을 없앨 수 있었다. 모의실험을 통하여 NDO의 성능과 그 추정값을 이용한 강인 제어기의 효과를 보여주었다.

본 논문의 구성은 2장에서 유도전동기의 고정자좌표계에서의 수학적 모델을 보여 주고 있다. 3장에서는 슬라이딩모드 적응 자속관측기와 NDO를 설계하였다. 4장에서는 계자 지향모델에 기초하여 직접벡터 제어기법을 이용한 강인 적응 백스테핑 제어기를 소개하고 있다. 그리고 5장에서는 유도전동기에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 효과를 입증하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 忠淸大學 電氣電子學部 副教授 · 工博

E-mail: ewlee@ok.ac.kr

接受日字 : 2008年 4月 30日

最終完了 : 2008年 5月 17日

## 2. 유도전동기 모델

자기회로가 선형이며 상호인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 전기 및 기계적 특성을 모두 고려하면, 유도전동기에 대한 고정된 고정자 좌표계에서의 5차 비선형 상태 공간 모델식 [1]은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu(\psi_a i_b - \psi_b i_a) - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= -(\alpha_N + \theta)\psi_a - n_p \omega \psi_b + (\alpha_N + \theta)M i_a \\ \frac{d\psi_b}{dt} &= n_p \omega \psi_a - (\alpha_N + \theta)\psi_b + (\alpha_N + \theta)M i_b \\ \frac{di_a}{dt} &= (\alpha_N + \theta)\beta \psi_a + n_p \beta \omega \psi_b - [(\alpha_N + \theta)\beta M + \delta]i_a + \frac{1}{\sigma}u_a \\ \frac{di_b}{dt} &= -n_p \beta \omega \psi_a + (\alpha_N + \theta)\beta \psi_b - [(\alpha_N + \theta)\beta M + \delta]i_b + \frac{1}{\sigma}u_b \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $\omega, i, \psi, u$ 는 유도전동기의 회전속도, 고정자전류, 회전자자속, 고정자전압을 나타내고, 첨자 ( $a, b$ )는 고정자좌표계의 벡터성분을 표시한다. 계수는  $\sigma = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$ ,

$\mu = \frac{n_p M}{J L_r}$ ,  $\alpha_N = \frac{R_r N}{L_r}$ ,  $\beta = \frac{M}{\sigma L_r}$ ,  $\eta = \frac{R_s}{\sigma}$  로 정의하였다. 모터 파라미터  $n_p$ 는 극쌍(pole pair)의 수이고,  $R_s, R_r$ 는 저항,  $L_s, L_r$ 는 자기 인덕턴스,  $M$ 는 상호 인덕턴스,  $J$ 는 회전자 관성모멘트,  $T_L$ 은 부하토크,  $B$ 는 마찰계수를 나타내는데 첨자  $s$ 는 고정자를  $r$ 는 회전자를 표시한다. 부하토크  $T_L$ 은 포함하여 모든 모터 파라미터들은 상수인 것으로 가정한다.

동작 중에 발생한 열에 의해 회전자저항에 변화하여 회전자저항을 포함하고 있는 회전자 역시정수도 역시 변동될 수 있으므로  $\alpha = \alpha_N + \theta$ 로 정의하였다. 여기서  $\alpha_N$ 은 회전자 역시정수의 공칭치(nominal value)를 나타내며,  $\theta$ 는 이 공칭치로부터의 변동을 나타내는 미지의 값으로 적용 자속관측기에 의해 추정된다.

식 (1)의 고정자좌표계 모델은 여러 상태들이 복잡하게 결합된 비선형 시스템이므로 이 모델에 기초하여 유도전동기를 직접 제어하는 것은 매우 어렵다. 따라서 상태 변환을 통하여 단순화 시킬 필요가 있다. 이러한 목적을 위해 고정된 고정자 좌표계( $a, b$ )로부터 자속벡터( $\psi_a, \psi_b$ )를 따라 회전하는 좌표계( $d, q$ )로의 상태 변환을 수행하는 벡터제어기법이 널리 사용되고 있다.

상태 변환을 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} \psi_d &= \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2}, \quad \psi_q = 0 \\ i_d &= \frac{\psi_a i_a + \psi_b i_b}{\psi_d}, \quad i_q = \frac{\psi_a i_b - \psi_b i_a}{\psi_d} \\ \rho &= \tan^{-1}\left(\frac{\psi_b}{\psi_a}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (1)의 고정된 고정자 좌표계 모델식은 다음과 같은 계자 지향 모델식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \\ \frac{di_q}{dt} &= -[(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \delta]i_q - n_p \beta \omega \psi_d - n_p \omega i_d \\ &\quad - (\alpha_N + \hat{\theta})M \frac{i_q^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma}u_q \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= -(\alpha_N + \hat{\theta})\psi_d + (\alpha_N + \hat{\theta})M i_d \\ \frac{di_d}{dt} &= -[(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \delta]i_d + (\alpha_N + \hat{\theta})\beta \psi_d + n_p \omega i_q \\ &\quad + (\alpha_N + \hat{\theta})M \frac{i_q^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma}u_d \\ \frac{d\rho}{dt} &= n_p \omega + (\alpha_N + \hat{\theta})M \frac{i_q}{\psi_d} \end{aligned} \quad (3)$$

이 상태방정식을 구조적으로 주의 깊게 살펴보면 고정자전압  $u_q$ 에 의해 제어되며 토크, 즉 속도( $\omega$ )를 발생시키는 고정자 전류성분( $i_q$ )과 고정자전압  $u_d$ 에 의해 제어되며 자속( $\psi_d$ )을 발생시키는 고정자 전류성분( $i_d$ )이 상태변수인 두개의 보조시스템으로 구성됨을 알 수 있다. 비록 두개의 보조시스템 사이에 서로 다른 상태변수의 결합이 존재하지만 백스테핑 제어기법을 사용하면 효과적으로 이 결합을 다룰 수 있다.

식 (3)의 계자지향모델에 기초하여 4장에서 설계할 백스테핑 제어기의 제어입력 ( $u_d, u_q$ )는 다음식과 같은 직접 벡터제어기법에 의해 식 (1)의 제어입력 ( $u_a, u_b$ )으로 역변환된다.

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \frac{1}{\psi_d} \begin{bmatrix} \psi_a - \psi_b \\ \psi_b \quad \psi_a \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (4)$$

식 (3)의 첫 번째 속도식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega = \mu_N \psi_d i_q + \left( \Delta \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \right) = \mu_N \psi_d i_q + L \quad (5)$$

여기서, 토크상수는  $\mu = \mu_N + \Delta \mu$ 로 정의하였는데,  $\mu_N = \frac{n_p M}{J N L_r}$ 은 관성모멘트의 공칭치를 포함하는 토크상수의 공칭치이고,  $\Delta \mu$ 는 미지의 기계상수인 관성모멘트  $J$ 의 변동에 기인한 토크상수의 불확실성을 나타낸다.  $L$ 은 관성모멘트, 부하토크 외란과 마찰력 등을 모두 포함하는 불확실 성분이다.

## 3. 관측기 설계

### 3.1 자속 관측기 설계 [7]

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\psi}_a}{dt} &= -(\alpha_N + \hat{\theta})\hat{\psi}_a - n_p \omega \hat{\psi}_b + (\alpha_N + \hat{\theta})M \hat{i}_a - \frac{w_{aeq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\hat{\psi}_b}{dt} &= n_p \omega \hat{\psi}_a - (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{\psi}_b + (\alpha_N + \hat{\theta})M \hat{i}_b - \frac{w_{beq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \\ \frac{d\hat{i}_a}{dt} &= (\alpha_N + \hat{\theta})\beta \hat{\psi}_a + n_p \beta \omega \hat{\psi}_b - [(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \eta]i_a \\ &\quad + \frac{1}{\sigma}u_a + v_{aeq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\hat{i}_b}{dt} &= -n_p \beta \omega \hat{\psi}_a + (\alpha_N + \hat{\theta})\beta \hat{\psi}_b - [(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \eta]i_b \\ &\quad + \frac{1}{\sigma}u_b + v_{beq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \end{aligned} \quad (6)$$

고정자전류 추정오차를 사용한 고정자 좌표계에서의 슬라이딩모드 자속 관측기를 식 (6)과 같이 정의한다. 여기서,  $(\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b, \hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\theta})$  는  $(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \theta)$  의 추정치이고,  $(v_{aeq}, v_{beq}, w_{aeq}, w_{beq})$  는 앞으로 설계될 등가 제어성분이며,  $k_o$  는 슬라이딩모드에 도달하는 속도를 결정하는 양의 설계상수이다. 이 때 미지의 회전자 역시정수의 변동  $\theta$ 는 유계이며, 추정하는 동안에는 상수인 것으로 가정한다.

슬라이딩모드 자속관측기에서 외란의 영향을 최소로 줄이면서 추정값의 떨림현상을 방지할 수 있도록 포화함수를 사용하였다. 그림 1의 포화함수  $sat(s/\Phi)$ 는 식 (7)과 같다.

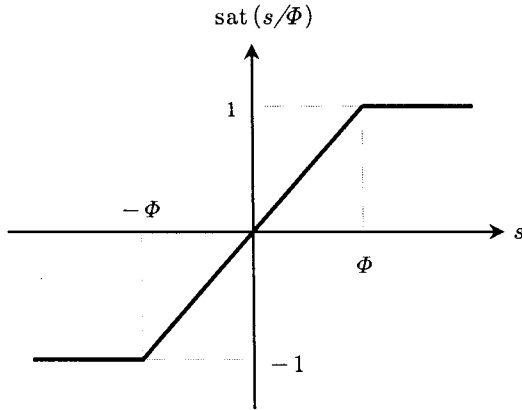


그림 1 포화함수  
Fig. 1 Saturation function

$$sat(s/\Phi) = \begin{cases} 1 & \text{if } s > \Phi \\ \frac{s}{\Phi} & \text{if } |s| < \Phi \\ -1 & \text{if } s < -\Phi \end{cases} \quad (7)$$

추정오차(슬라이딩 변수)를  $\tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a$ ,  $\tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b$ ,  $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$ ,  $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$ ,  $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$  와 같이 정의하면 오차 동태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{\psi}_a}{dt} &= -(\alpha_N + \theta)\tilde{\psi}_a - n_p \omega \tilde{\psi}_b + \tilde{\theta}(\hat{\psi}_a - M i_a) + \frac{w_{aeq}}{\beta} + \frac{k_o}{\beta} sat(\tilde{i}_a/\Phi) \\ \frac{d\tilde{\psi}_b}{dt} &= n_p \omega \tilde{\psi}_a - (\alpha_N + \theta)\tilde{\psi}_b - \tilde{\theta}(\hat{\psi}_b - M i_b) + \frac{w_{beq}}{\beta} + \frac{k_o}{\beta} sat(\tilde{i}_b/\Phi) \\ \frac{d\tilde{i}_a}{dt} &= (a_N + \theta)\beta \tilde{\psi}_a + n_p \beta \omega \tilde{\psi}_b + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_a - M i_a) - v_{aeq} - k_o sat(\tilde{i}_a/\Phi) \\ \frac{d\tilde{i}_b}{dt} &= -n_p \beta \omega \tilde{\psi}_a + (a_N + \theta)\beta \tilde{\psi}_b + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_b - M i_b) - v_{beq} - k_o sat(\tilde{i}_b/\Phi) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)의 자속식과 전류식의 관계로부터 다음과 같은 새로운 미지의 오차변수를 도입한다.

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta \tilde{\psi}_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta \tilde{\psi}_b \quad (9)$$

미지의 오차변수  $(z_a, z_b)$ 를 사용하여 식 (8)의 오차방정식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dz_a}{dt} &= -v_{aeq} + w_{aeq} \\ \frac{dz_b}{dt} &= -v_{beq} + w_{beq} \\ \frac{d\tilde{i}_a}{dt} &= -k_o sat(\tilde{i}_a/\Phi) - (a_N + \theta)\tilde{i}_a - n_p \omega \tilde{i}_b + (a_N + \theta)z_a \\ &\quad + n_p \omega z_b + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_a - M i_a) - v_{aeq} \\ \frac{d\tilde{i}_b}{dt} &= -k_o sat(\tilde{i}_b/\Phi) - (a_N + \theta)\tilde{i}_b + n_p \omega \tilde{i}_a + (a_N + \theta)z_b \\ &\quad - n_p \omega z_a + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_b - M i_b) - v_{beq} \end{aligned} \quad (10)$$

미지의 회전자 역시정수의 변동에 대한 추정치  $(\hat{\theta})$  및 오차 변수에 대한 추정치  $(\hat{z}_a, \hat{z}_b)$ 를 얻기 위해서 추정오차를  $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$ ,  $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$  로 정의하고, Lyapunov 함수 후보를 다음과 같이 선택한다.

$$V_o = \frac{1}{2} \left[ \tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2 + z_a^2 + z_b^2 + \frac{1}{\gamma_1} (\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}^2 \right] \quad (11)$$

여기서,  $\gamma_1, \gamma_2$  는 양의 적용이득이다.  $V_o$  의 도함수는 다음과 같다.  $\tilde{i}_a = 0, \tilde{i}_b = 0$  에서 슬라이딩 모드가 일어난 후의 등가 제어성분은  $z_a, z_b$  가 미지이므로 그들의 추정치  $\hat{z}_a, \hat{z}_b$  을 사용하여 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} v_{aeq} &= (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{z}_a \\ v_{beq} &= (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{z}_b \\ w_{aeq} &= v_{aeq} + n_p \omega \tilde{i}_b = (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{z}_a + n_p \omega \tilde{i}_b \\ w_{beq} &= v_{beq} - n_p \omega \tilde{i}_a = (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{z}_b - n_p \omega \tilde{i}_a \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)을 사용하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -k_o (|\tilde{i}_a| + |\tilde{i}_b|) - (\alpha_N + \theta)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \\ &\quad + \tilde{z}_a \left\{ (\alpha_N + \theta)\tilde{i}_a + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{z}}_a \right\} + \tilde{z}_b \left\{ (\alpha_N + \theta)\tilde{i}_b + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{z}}_b \right\} \\ &\quad + \tilde{\theta} \left\{ [\tilde{z}_a + \beta(\hat{\psi}_a - M i_a)]\tilde{i}_a + [\tilde{z}_b + \beta(\hat{\psi}_b - M i_b)]\tilde{i}_b - \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\theta}} \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

회전자 역시정수  $(\alpha_N + \theta)$ 는 양수이지만 미지이므로 새로운 양의 적용이득  $\gamma_3 = \gamma_1(\alpha_N + \theta)$ 을 정의하면 식 (14)로부터 결국 다음과 같은  $\hat{z}_a, \hat{z}_b, \hat{\theta}$  에 대한 적용칙을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_a &= \dot{z}_a - \dot{\tilde{z}}_a = \gamma_3 \tilde{i}_a + n_p \omega \tilde{i}_b \\ \dot{\hat{z}}_b &= \dot{z}_b - \dot{\tilde{z}}_b = \gamma_3 \tilde{i}_b - n_p \omega \tilde{i}_a \\ \dot{\hat{\theta}} &= \gamma_2 \left\{ [\tilde{z}_a + \beta(\hat{\psi}_a - M i_a)]\tilde{i}_a + [\tilde{z}_b + \beta(\hat{\psi}_b - M i_b)]\tilde{i}_b \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

결국 식 (13)은 다음의 부등관계를 만족한다.

$$\dot{V}_o = -k_o (|\tilde{i}_a| + |\tilde{i}_b|) - (\alpha_N + \theta)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \quad (15)$$

식 (11)과 식 (15)으로부터  $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\theta}$  는 유계이고, 식 (10)과 (14)로부터  $\dot{\tilde{i}}_a, \dot{\tilde{i}}_b, \dot{z}_a, \dot{z}_b, \dot{\tilde{z}}_a, \dot{\tilde{z}}_b, \dot{\tilde{\theta}}$  도 유계이므로 Barbalat 보조정리에 의해  $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\theta}$  는 점근적으로 영으로 수렴한다. 따라서 고정자전류  $(\hat{i}_a, \hat{i}_b)$ , 회전자자속  $(\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)$  및 회전자 시정수 역수의 변동  $\hat{\theta}$ 에 대한 추정값은 실제값으로 수렴하게 된다.

3.2 FNN을 이용한 불확실 함수의 근사 [5]

FNN 시스템은 기본적으로 IF-THEN 규칙과 퍼지 inference engine으로 구성되어 있다.  $j$  번째 IF-THEN 규칙은 다음과 같다.

$$R^{(i)}: IF \quad x_1 \text{ is } F_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } F_n^i \\ THEN \quad y^i = G^i \quad (16)$$

여기서  $x_1, x_2, \dots, x_n$ 는 퍼지 시스템의 입력 성분이며,  $y^i$ 는  $i$  번째 규칙의 출력성분을 나타낸다. 또한  $F_j^i$  와  $G_j^i$  ( $j=1, 2, \dots, n$ )는 각각 입력과 출력의 퍼지 집합을 의미한다. 식(16)과 같은 규칙에 기초하여 퍼지 시스템을 product inference engine, 그리고 center average 비퍼지화 방법을 사용하여 구성하면 퍼지 시스템의 출력을 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$y(\underline{x}) = \frac{\sum_{i=1}^M \theta_i \left( \prod_{j=1}^n \mu_{F_j^i}(x_j) \right)}{\sum_{i=1}^M \left( \prod_{j=1}^n \mu_{F_j^i}(x_j) \right)} = \theta^T \xi(\underline{x}) \quad (17)$$

여기서  $\theta = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_M]^T$ 은 적용 파라미터 벡터이고,  $\xi(\underline{x}) = [\xi_1, \xi_2, \xi_3, \dots, \xi_M]^T$ 은 퍼지 기저 함수 벡터 이다. 또한  $M$ 은 퍼지 규칙의 총 수를 나타낸다.

$$\xi_i(\underline{x}) = \frac{\prod_{j=1}^n \mu_{F_j^i}(x_j)}{\sum_{i=1}^M \left( \prod_{j=1}^n \mu_{F_j^i}(x_j) \right)} \quad (18)$$

식(17)에서 소개된 FNN 시스템은 다음 절에서 미지의 함수에 대한 오차를 근사화 하는데 이용된다. FNN 시스템의 구조는 그림 2와 같다.

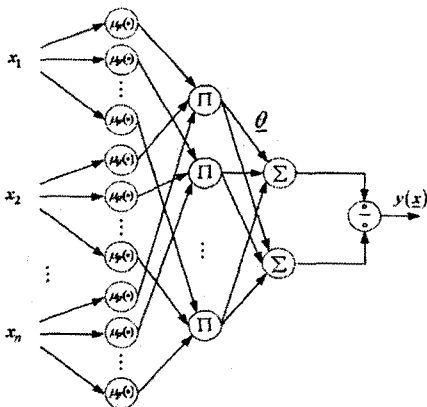


그림 2 FNN 시스템의 구조  
Fig. 2 Structure of FNN system

3.3 비선형 외란 관측기 설계 [10]

식 (5)로부터 기계적 불확실성 집합  $L$ 은 다음식과 같다.

$$L = \Delta \mu \psi_d \dot{i}_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \quad (19)$$

관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력들을 각각 분리해서 추정하지 않고 식 (19)과 같이 하나의 기계적 불확실성 집합  $L$ 로 묶어 추정한다. 시변 불확실성 함수  $L$ 은 식 (5)에 의하여 다음과 같이 표현된다.

$$L = \dot{\omega} - \mu_N \psi_d \dot{i}_q \quad (20)$$

NDO를 구성하기 위하여, 새로운 상태변수  $z$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$z = \hat{L}(\omega, z) - G\omega \quad (21)$$

식 (21)을 이용하여 NDO를 다음과 같이 제안한다.

$$\dot{\hat{L}}(\omega, z) = z + G\omega \\ \dot{z} = -Gz - G(\mu_N \psi_d \dot{i}_q + G\omega) \quad (22)$$

NDO 오차는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$e_L = L - \hat{L}(\omega, z) \quad (23)$$

식 (5), (22)를 이용하면 식 (23)의 시간에 대한 미분식은 다음과 같이 유도된다.

$$\dot{e}_L = \dot{L} + [Gz + G(\mu_N \psi_d \dot{i}_q + G\omega) - G\dot{\omega}] \\ = \dot{L} + G(z + \mu_N \psi_d \dot{i}_q + G\omega - \dot{\omega}) = \dot{L} + G(\hat{L}(\omega, z) - L) \\ = -Ge_L + \dot{L} \quad (24)$$

식 (24)에서  $G > 0$ 이고  $\dot{L} = 0$ 이면  $e_L$ 는 영으로 수렴한다. 그러나  $\dot{L} \neq 0$ 이므로  $e_L$ 는 영으로 수렴하지 못한다. 식 (20)에 대한 상태 관측기를 고려해 보자.

$$\dot{\hat{\omega}} = \mu_N \psi_d \dot{i}_q + \hat{L}(\omega, z) + e_L + \zeta(\omega - \hat{\omega}) \quad (25)$$

여기서 상태 관측기 이득  $\zeta > 0$ 이다. 그리고  $e_L$ 은 아직 미지의 함수이다. 상태 관측기 오차는 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega} \quad (26)$$

위 식 (26)을 시간에 대하여 미분하고 식 (5), (25)을 대입하면 상태 관측기 오차 방정식은 다음과 같이 유도된다.

$$\dot{\tilde{\omega}} = -(\zeta + L - \hat{L}(\omega, z))\tilde{\omega} - e_L \quad (27)$$

회전자 속도에 대한 추종 오차는 다음과 같다.

$$e_\omega = \omega - \omega_r \quad (28)$$

여기서,  $\omega_r$ 은 기준속도이다. NDO 오차  $e_L$ 을 근사화하기 위한 최적의 FNN은 다음과 같이 정의된다.

$$e_L = W^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon \quad (29)$$

여기서,  $\epsilon$ 은 FNN 모델 구성오차(reconstruction error)이다. FNN을 통한  $e_L$ 의 근사식은 다음과 같다.

$$\hat{e}_L = \hat{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) \quad (30)$$

식 (30)을 이용하면 식 (29)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_L = (\hat{W} - \bar{W})^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon = \hat{e}_L - \bar{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon \quad (31)$$

여기서,  $\bar{W} = \hat{W} - W^*$ 이다. 식 (31)을 이용하면 불확실 함수  $L$

은 다음과 같이 표현된다.

$$L = \hat{L}(\omega, z) + e_L = \hat{L}(\omega, z) + \hat{e}_L - \widetilde{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon \quad (32)$$

상태 관측기 식 (25)은 식 (31)을 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{\hat{\omega}} = \mu_N \hat{\psi}_d i_q + \hat{L}(\omega, z) + \hat{e}_L + \zeta(\omega - \hat{\omega}) \quad (33)$$

식 (33)을 이용하여 식 (27)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\zeta \tilde{\omega} + L - \hat{L}(\omega, z) - \hat{e}_L = -\zeta \tilde{\omega} - \widetilde{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon \quad (34)$$

#### 4. 강인 적응 백스테핑제어기 설계

본 논문의 제어목적인 회전속도( $\omega$ )가 기준속도( $\omega_r$ )를 추종하도록 하고, 동시에 전력효율을 향상시키기 위하여 회전자 자속크기( $\psi_d$ )가 기준자속( $\psi_{dr}$ )을 추종하도록 식 (3)의 계자지향모델에 기초하여 속도 및 자속에 대한 백스테핑 제어기를 동시에 설계한다. 이 때 기준속도와 기준자속은 미분가능하며 유계(bounded)이고, 기계적 불확실성 집합  $L$ 는 추정하는 동안 상수인 것으로 가정한다.

##### 4.1 속도 및 자속 제어

먼저 속도 추종오차  $e_\omega$  및 자속 추종오차  $e_\psi$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega - \omega_r \\ e_\psi &= \hat{\psi}_d - \psi_{dr} \end{aligned} \quad (35)$$

추종오차를 시간에 대해 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= \dot{\omega} - \dot{\omega}_r = \mu_N \hat{\psi}_d i_q + L - \dot{\omega}_r = \mu_N \hat{\psi}_d i_q + L - \dot{\omega}_r \\ \dot{e}_\psi &= \dot{\hat{\psi}}_d - \dot{\psi}_{dr} = -(\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d - \dot{\psi}_{dr} \end{aligned} \quad (36)$$

윗 식의  $e_\omega$ ,  $e_\psi$  오차시스템에 대한 가상 제어입력(virtual control)을 각각  $\alpha_\omega^* \triangleq \mu_N \hat{\psi}_d i_q$ ,  $\alpha_\psi^* \triangleq (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d$ 으로 선택하고, 안정된 가상 제어입력을 구하기 위해 다음과 같은 Lyapunov 함수후보를 고려하면

$$V_1 = \frac{1}{2} e_\omega^2 + \frac{1}{2} e_\psi^2 + \frac{1}{2} \tilde{\omega}^2 \quad (37)$$

Lyapunov 함수의  $V_1$ 의 도함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_\omega \dot{e}_\omega + e_\psi \dot{e}_\psi + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} \\ &= e_\omega (\alpha_\omega^* + L - \dot{\omega}_r) + e_\psi (-(\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d + \alpha_\psi^* - \dot{\psi}_{dr}) \\ &\quad + \tilde{\omega} (-\zeta \tilde{\omega} - \widetilde{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + \epsilon) \end{aligned} \quad (38)$$

안정화함수(stabilizing function)를 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} \alpha_\omega^* &= -k_\omega e_\omega + \dot{\omega}_r - L \\ \alpha_\psi^* &= -k_\psi e_\psi + \dot{\psi}_{dr} + (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{\psi}_d \end{aligned} \quad (39)$$

여기서,  $k_\omega$ ,  $k_\psi$ 는 양의 제어이득이다. 이 가상제어 입력들은 토크와 전류  $i_d$ 를 원하는 목적으로 제어하기 위한 백스테핑 설계의 다음 단계에 대한 기준이 된다. 안정화함수  $\alpha_\omega^*$ ,  $\alpha_\psi^*$ 에

서  $L$ 는 미지이므로 그 추정값을 사용한 안정화 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_\omega &= -k_\omega e_\omega + \dot{\omega}_r - \hat{L}(\omega, z) - \hat{e}_L \\ \alpha_\psi &= -k_\psi e_\psi + \dot{\psi}_{dr} + (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{\psi}_d \end{aligned} \quad (40)$$

식 (36)을 사용하면 식 (40)은 다시 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_\omega (-k_\omega e_\omega + e_r - \widetilde{W}^T \phi + \epsilon) + e_\psi (-k_\psi e_\psi + e_i) + \tilde{\omega} (-\zeta \tilde{\omega} - \widetilde{W}^T \phi + \epsilon) \\ &= -k_\omega e_\omega^2 - k_\psi e_\psi^2 - \zeta \tilde{\omega}^2 + e_\omega e_r + e_\psi e_i - e_\omega \widetilde{W}^T \phi + e_\omega \epsilon - \tilde{\omega} \widetilde{W}^T \phi + \tilde{\omega} \epsilon \end{aligned} \quad (41)$$

##### 4.2 토크 및 전류 제어

$$\begin{aligned} e_r &= \mu_N \hat{\psi}_d i_q - \alpha_\omega \\ e_i &= (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d - \alpha_\psi \end{aligned} \quad (42)$$

토크 및 전류  $i_d$ 를 원하는 값으로 제어하기 위해 새로운 오차변수를 식 (42)과 같이 정의하면 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_r &= \mu_N \dot{\hat{\psi}}_d i_q + \mu_N \hat{\psi}_d \dot{i}_q - \dot{\alpha}_\omega = \xi_1 - k_\omega \widetilde{W}^T \phi(e_\omega, \tilde{\omega}) + k_\omega \epsilon + \frac{\mu_N \hat{\psi}_d}{\sigma} u_q \\ \dot{e}_i &= \hat{\theta} M \dot{i}_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \dot{i}_d - \dot{\alpha}_\psi = \xi_2 + \frac{(\alpha_N + \hat{\theta}) M}{\sigma} u_d \end{aligned} \quad (43)$$

여기서  $\xi_1$ ,  $\xi_2$ 는 제어기에 사용되는 기지의 신호들로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \xi_1 &= k_\omega (-k_\omega e_\omega + e_r) - \dot{\omega}_r + \dot{L} + \hat{e}_L - \mu_N \hat{\psi}_d n_p \omega (\beta \hat{\psi}_d + i_d) \\ &\quad - \mu_N \hat{\psi}_d i_q [(\alpha_N + \hat{\theta})(1 + \beta M) + \eta] \\ \xi_2 &= k_\psi (-k_\psi e_\psi + e_i) - \dot{\psi}_{dr} - \hat{\theta} (\hat{\psi}_d - M i_d) + (\alpha_N + \hat{\theta}) M (n_p \omega i_q - \eta i_d) \\ &\quad + (\alpha_N + \hat{\theta})^2 \left( (\hat{\psi}_d - M i_d)(1 + M\beta) + M^2 \frac{i_q^2}{\hat{\psi}_d} \right) \end{aligned} \quad (44)$$

제어칙과 적응칙을 유도하기 위해 식 (37)을 확장하여 새로운 Lyapunov 함수를 다음과 같이 선택한다.

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_r^2 + \frac{1}{2} e_i^2 + \frac{1}{2} \widetilde{W}^T \Gamma^{-1} \widetilde{W} \quad (45)$$

여기서, Lyapunov 함수  $V_2$ 의 도함수는 식 (41)과 (43)로부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_r \dot{e}_r + e_i \dot{e}_i + \widetilde{W}^T \Gamma^{-1} \dot{\widetilde{W}} \\ &= \dot{V}_1 + e_r \left( \xi_1 - k_\omega \widetilde{W}^T \phi + k_\omega \epsilon + \frac{\mu_N \hat{\psi}_d}{\sigma} u_q \right) \\ &\quad + e_i \left( \xi_2 + \frac{(\alpha_N + \hat{\theta}) M}{\sigma} u_d \right) + \widetilde{W}^T \Gamma^{-1} \dot{\widetilde{W}} \end{aligned} \quad (46)$$

위 식으로부터 제어칙을 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\begin{aligned} u_q &= -\frac{\sigma}{\mu_N \hat{\psi}_d} (e_\omega + k_r e_r + \xi_1) \\ u_d &= -\frac{\sigma}{(\alpha_N + \hat{\theta}) M} (e_\psi + k_i e_i + \xi_2) \end{aligned} \quad (47)$$

여기서, 제어입력  $u_d$ 의 분모식에 회전자 시정수 역수의 변동에 대한 추정값  $\hat{\theta}$ 가 포함되어 있으므로 그 추정값이 회전자 시정수 역수의 음의 값과 같게 ( $\hat{\theta} = -\alpha_N$ ) 되면 특이성(singularity) 문제가 발생할 가능성이 있다.

결국 식 (46)에 식 (47)을 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{V}_2 = -k_\omega e_\omega^2 - k_\psi e_\psi^2 - k_r e_r^2 - k_i e_i^2 - \zeta \tilde{\omega}^2 + \tilde{W}^T \Gamma^{-1} [\tilde{W} - \Gamma \phi(e_\omega, \tilde{\omega})(e_\omega + \tilde{\omega} + k_\omega e_r)] + e_\omega \epsilon + \tilde{\omega} \epsilon + k_\omega e_r \epsilon \quad (48)$$

이 식으로부터 적응칙은 다음과 같이 구해진다.

$$\dot{\tilde{W}} = \Gamma \phi(e_\omega, \tilde{\omega})(e_\omega + \tilde{\omega} + k_\omega e_r) \quad (49)$$

다시 식 (49)을 식 (48)에 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{V}_2 = -k_\omega e_\omega^2 - k_\psi e_\psi^2 - k_r e_r^2 - k_i e_i^2 - \zeta \tilde{\omega}^2 + e_\omega \epsilon + \tilde{\omega} \epsilon + k_\omega e_r \epsilon \quad (50)$$

완전 제곱식 형태를 이용하면 다음 부등식을 얻을 수 있다.

$$V_2 \leq -\frac{k_\omega}{2} e_\omega^2 - k_\psi e_\psi^2 - \frac{k_r}{2} e_r^2 - k_i e_i^2 - \frac{\zeta}{2} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{2k_\omega} \epsilon^2 + \frac{1}{2\zeta} \epsilon^2 + \frac{k_\omega}{2k_r} \epsilon^2 \quad (51)$$

만약  $|e_\omega| > \frac{\epsilon}{k_\omega}, |\tilde{\omega}| > \frac{\epsilon}{\zeta}$  그리고  $|e_r| > \frac{k_\omega}{k_r} \epsilon$  ( $\epsilon$ 은  $\epsilon$ 의 최대값이다.)

이 만족된다면  $\dot{V} < 0$ 이 된다. 따라서 위 모든 오차신호에 대하여 uniformly ultimately bounded (UUB,  $e_\omega, e_\psi, e_r, e_i, \tilde{\omega} \in L_\infty$ ) 하다.

그림 3은 제안한 전체 제어시스템의 블록도이다.

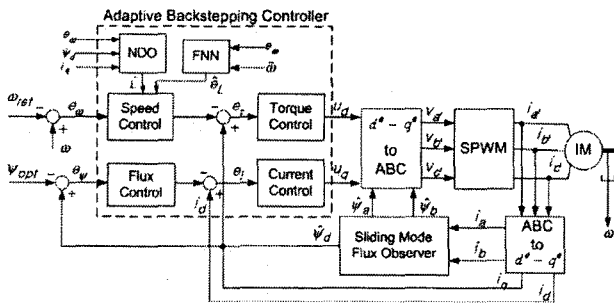


그림 3 제안한 제어 시스템의 블록도  
Fig. 3 Block diagram of the proposed control system

### 5. 모의실험

표 1 유도전동기의 파라미터  
Table 1 Parameters of induction motor

극쌍의 수	$n_p = 2$	회전자 인덕턴스	$L_r = 0.0706$
고정자 저항	$R_s = 0.84$	상호인덕턴스	$M = 0.0672$
회전자 저항	$R_r = 0.3858$	관성 모멘트	$J = 0.02$
고정자 인덕턴스	$L_s = 0.0706$	마찰 계수	$B = 0.01$

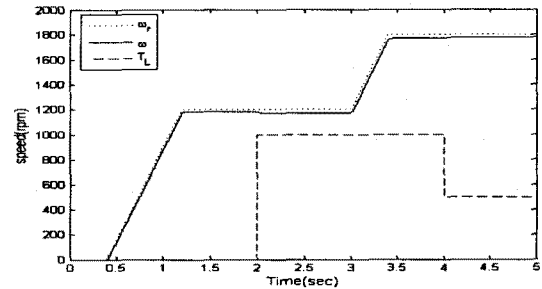
정격속도 180[rad/sec], 정격토크 14[Nm]의 2.2KW 220V 3상 유도전동기에 대해 제안된 알고리즘의 모의실험을 수행하였다. 유도전동기의 파라미터는 표 1에 주어진다. 이 때 회전자 저항 및 관성모멘트의 공칭치는 표 1의 실제값의 50[%]으로 하였고 부하토크와 마찰계수는 모르는 것으로 하였다.

샘플링 시간은 250[usec]로 하여 5초간 모의실험을 수행하였다. 기준속도와 기준자속이 미분 가능하여야 하므로 기준자속을 처음에 0[Wb]에서부터 0.45[Wb]까지 증가시킨다. 기준속도는 0.4초에서 1200[rpm]까지, 3초에 1800[rpm]까지 증

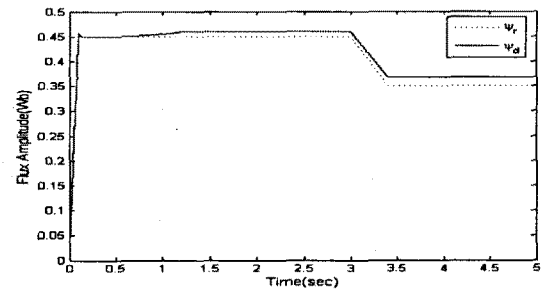
가시키고, 기준자속은 처음부터 0.45[Wb]로 시작하여 3초에 0.35[Wb]로 감소시켰다. 부하토크 외란은 2초에서 정격토크 14[Nm]의 약 70[%]에 해당하는 10[Nm]의 부하토크를 인가하고 4초에서 5[Nm]로 감소시켰다.

실계상수는  $k_0 = 100, k_\omega = k_\psi = 150, k_r = k_i = 250$ , 적응이득은  $\gamma_1 = 0.1, \gamma_2 = 0.1, \gamma_3 = 0.5, \gamma_4 = 0.2$ 로  $\phi = 0.1$ 로 하였다. 잔류자기를 고려하여 회전자자속의 초기치는  $\psi_a = \psi_b = 0.001$ , 그 추정치의 초기치는  $\hat{\psi}_a = \hat{\psi}_b = 0.001$ 으로 하고, 그 외의 모든 초기치 들은 영으로 하였다.

그림 4는 일반 자속관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수만을 추정하고, 기계적인 불확실성을 보상하지 않은 비적용 백스테핑 제어기를 사용한 경우의 속도( $\omega$ ) 및 자속( $\psi_d$ ) 추종결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 기계적 불확실성에 해당하는 부하토크 외란이 인가되었을 때 이를 추정하여 보상하지 못하므로 이에 해당하는 만큼의 정상상태 추종오차가 계속 존재함을 알 수 있다.



(a) 속도추종

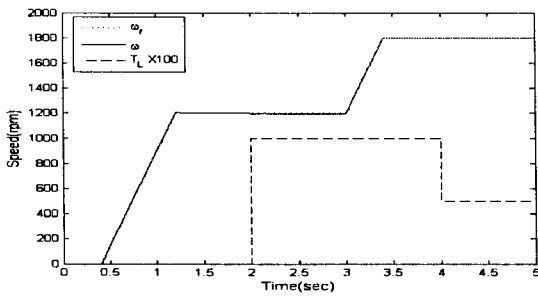


(b) 자속추종

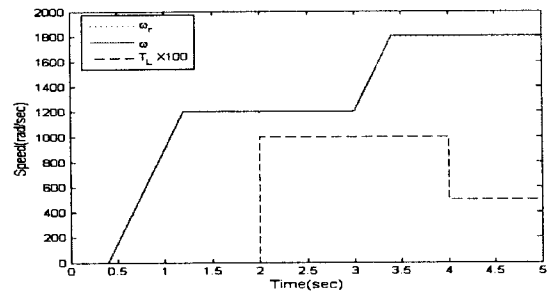
그림 4 비적용 백스테핑 제어기를 사용한 경우

Fig. 4 Case of the non-adaptive backstepping controller

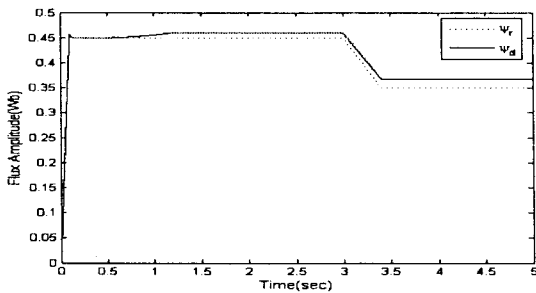
그림 5는 일반 자속관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수를 추정하고, 적응 백스테핑 제어기를 사용하여 기계적인 불확실성을 보상한 경우의 속도 및 자속추종 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 부하토크 외란과 같은 기계적인 불확실성만을 추정하여 보상하므로 부하토크 외란이 인가되었을 때 그림 4의 비적용 백스테핑 제어기의 경우와 비교하여 속도 추종오차는 현저히 감소하였지만 자속 추종오차는 별로 차이가 없다. 그림 5 (c)에서 보이는 바와 같이 회전자 시정수의 경우는 거의 실제값으로 수렴함을 볼 수 있다. 그러나 그림 5 (d)의 기계적 불확실성을 적응 파라미터로 추정한 결과에서는 일정양의 추정오차가 존재하므로 약간의 정상상태 오차가 존재한다.



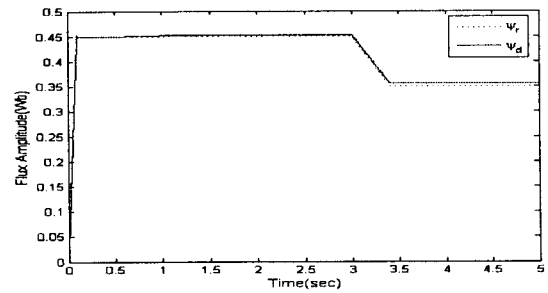
(a) 속도추종



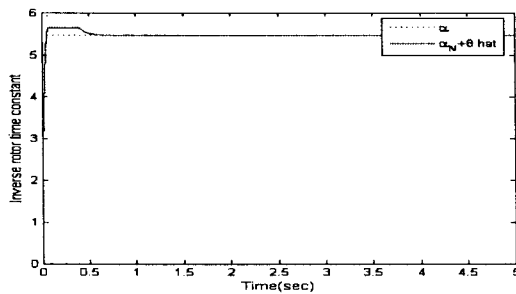
(a) 속도추종



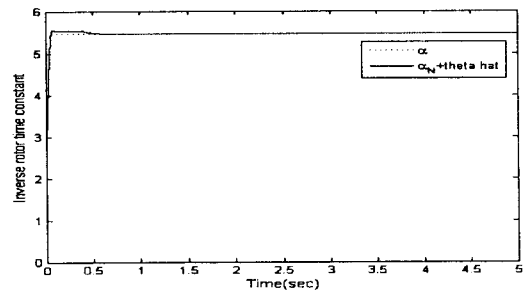
(b) 자속추종



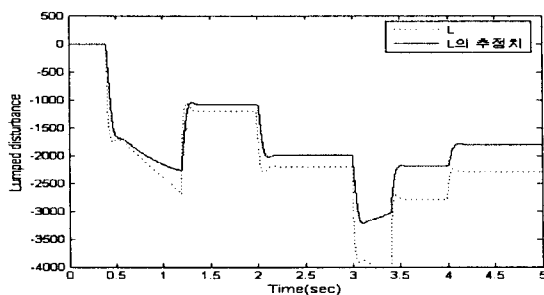
(b) 자속추종



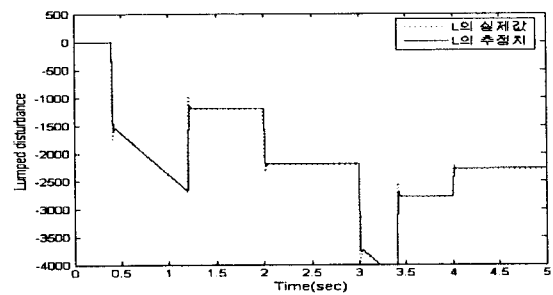
(c) 회전자 시정수의 역수( $\alpha$ ) 적응과정



(c) 회전자 시정수의 역수( $\alpha$ ) 적응과정



(d) 불확실 성분(lumped uncertainties)의 적응 과정

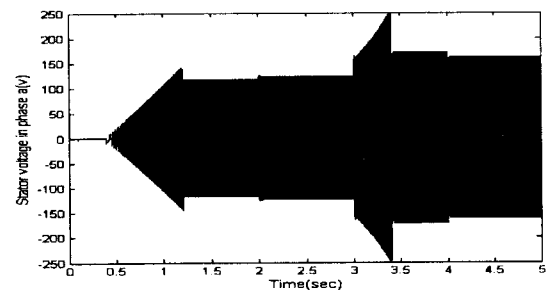


(d) 불확실 성분(lumped uncertainties)의 적응 과정

그림 5 적응 백스테핑 제어를 사용한 경우

Fig. 5 Case of the adaptive backstepping controller

그림 6은 NDO를 이용한 강인 적응 백스테핑 제어를 사용한 경우의 결과를 보여주고 있다. 그림 6 (d)에 나타난 바와 같이 제안된 NDO가 기계적 불확실성을 매우 빠르고 정확하게 추정하여 보상하므로 그림 6 (a), (b)의 속도추종 및 자속추종 경우에서 보는 바와 같이 적응 백스테핑 제어를 사용한 그림 5에 비하여 속도변화나 부하토크 외란 인가와 같은 동작조건 변화 순간에 오버슈트가 감소하고, 또한 정상 오차도 감소하였음을 확인할 수 있다. 그림 6 (e)은 a상의 고정자 출력전압을 보여주고 있다.



(e) a상 고정자 전압

그림 6 NDO를 이용한 강인 적응 백스테핑 제어를 사용한 경우  
Fig. 6 Case of the robust adaptive backstepping controller using NDO

제안된 NDO의 불확실 함수에 대한 우수한 추정성능은 제어 성능을 향상시킬 뿐만 아니라 시스템의 고장 감지(fault detection) 및 고장 진단(fault diagnosis) 분야에 적용 될 수 있을 것으로 본다. 그리고 앞으로 본 논문의 제안된 알고리즘을 실제 실험에 적용하여 모의실험 결과와의 비교 분석이 필요할 것으로 본다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 전기적 및 기계적 불확실성을 갖는 유도전동기의 속도 및 자속 추종의 제어목적 달성을 위하여, 슬라이딩모드 적용 자속관측기와 불확실성을 추정하기 위한 NDO를 설계하여 직접 벡터제어기법을 이용한 적응 백스테핑 제어기를 제안하였다.

NDO의 오차를 FNN으로 추정함으로써 NDO의 오차가 임의의 작은 값으로 수렴하게 됨을 보여주었다. 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성과 관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력 등과 같은 기계적 불확실성들을 온라인으로 추정하여 보상함으로써 모터 파라미터의 변동에 강인하다. 또한, 두 전기적, 기계적 불확실성들이 관측기와 제어기에서 별도로 분리되어 추정됨으로써 두 추정치 사이의 간섭이 제거되어 회전자 역시정수를 정확하게 추정할 수 있으므로 벡터제어기법을 이용한 제어기 설계가 가능하다.

#### 감사의 글

본 논문은 2005년 충청대학 교내연구비 지원에 의하여 이루어졌음.

#### 참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1986.  
 [2] I. Kanellakopoulos, P. T. Krein, and F. Disilbestro, "Nonlinear flux-observer-based control of induction motors," *Proceeding of the American Control Conference*, pp. 1700-1704, 1992.  
 [3] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, "Adaptive Nonlinear Control without Overparameterization," *Systems & Control Letters*, vol. 19, pp. 177-185, 1992.

[4] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Willy & Sons, 1995.  
 [5] Y. G. Leu, and T. T. Lee, "Observer-Based Adaptive Fuzzy-Neural Control for Unknown Nonlinear Dynamical Systems," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics-part B: Cybernetics*, vol. 29, pp. 583-591, 1999.  
 [6] C. M. Kwan, and F. L. Lewis, "Robust Backstepping Control of Induction Motors Using Neural Networks," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 11, pp. 1178-1187, 2000.  
 [7] 이은욱, 양해원, "슬라이딩모드 적용 자속관측기를 이용한 불확실성을 갖는 유도전동기의 적응 백스테핑제어," 대한전기학회 논문지, 제53D권 제3호, pp. 154-160, 2004.  
 [8] 이은욱, 정기철, 이승학, "신경회로망을 이용한 불확실성을 갖는 유도전동기의 적응 백스테핑 속도제어기 설계," 대한전기학회 논문지, 제55D권 제11호, pp. 476-482, 2006.  
 [9] W. H. Chen, D. J. Balance, P. J. Gawthrop, and J. O'Reilly, "A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 932-938, 2000.  
 [10] 황영호, 한병조, 김홍필, 양해원, "외란 관측기를 이용한 비선형 시스템의 강인 적응제어," 정보 및 제어 학술회의 논문집, pp. , 2006.

#### 저 자 소 개



#### 이 은 욱 (李 殷 昱)

1965년생. 1987년 한양대학교 전기공학과 학사. 1989년 동대학원 전기공학과 석사. 2005년 동대학원 전기공학과 박사. 1989~1998년 LG산전연구소 책임연구원. 1998년~현재 충청대학 전기전자학부 부교수.  
 Tel: 043-230-2354  
 Fax: 043-230-2279  
 E-mail: ewlee@ok.ac.kr