

슬라이딩모드 적응 자속관측기를 이용한 불확실성을 갖는 유도전동기의 적응 백스테핑제어

論文

53D-3-3

Adaptive Backstepping Control of Induction Motors with Uncertainties Using a Sliding Mode Adaptive Flux Observer

李殷昱* · 梁海元**

(Eun-Wook Lee · Hai-Won Yang)

Abstract - In this paper, a combined field orientation and adaptive backstepping approach using a sliding mode adaptive flux observer, is proposed for the control of induction motor. In order to achieve the speed regulation with the consideration of improving power efficiency, rotor angular speed and flux amplitude tracking objectives are formulated. Rotor flux and inverse time constant are estimated by the sliding mode adaptive flux observer based on a fixed stator frame model and mechanical lumped uncertainty such as inertia moment, load torque disturbance, friction compensated by the adaptive backstepping based on a field-oriented model. Simulation results are provided to verify the effectiveness of the proposed approach.

Key Words : sliding mode flux observer, adaptive backstepping control, field-oriented control, induction motors

1. 서론

유도전동기는 신뢰성이 높고, 보수가 필요 없으며, 낮은 가격, 견고함 등의 이유로 산업현장에서 널리 사용되고 있다. 그러나 유도전동기는 여러 상태변수들이 매우 복잡하게 결합되어 있는 다변수 비선형인 모델이고 회전자와 전기적 변수들을 측정할 수 없을 뿐만 아니라 동작조건에 따라 모터 파라미터들이 변할 수 있어 제어하기가 매우 어렵다. 예를 들어 회전자 저항은 동작 중에 발생된 열에 의해 변할 수 있지만 열 모델이나 온도센서에 의해 추정하는 것이 거의 불가능하고, 부하토크도 대부분의 응용에서 거의 알 수가 없다.

산업현장에서 유도전동기의 제어를 위해 널리 사용되고 있는 벡터제어[1]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 슬립속도를 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.

비선형 적응 상태계환 임출력선형화 제어기법은 회전자저항과 부하토크의 추정을 통해 속도와 자속의 분리된 제어가 가능하였지만, 거의 불가능한 자속의 추정을 요구한다[2]. 따

라서 자속관측기의 설계에 대한 많은 연구가 수행되어 왔는데 자속관측기 또한 회전자 저항의 변동에 민감하여 정확한 자속의 추정이 불가능할 수 있다. 고정자전압과 고정자전류 등 기지의 양들로만 구성되고, 미지의 매개변수인 회전자저항은 사용되지 않는 자속관측기가 제안되었지만 개루프 관측기로서 모터 파라미터의 정확도에 매우 민감하다[3]. 또한, 불확실한 회전자저항과 부하토크를 보상할 수 있는 폐루프 자속관측기를 갖는 적응 출력계환제어기가 제안되었지만 별도의 전류제어기가 필요하다[4]. 자속 추정이 필요 없고 모터 파라미터 변동에 강인한 슬라이딩모드 비선형 제어기법이 제안되었지만, 역시 개루프 자속관측기를 사용하였다[5].

최근 비선형 적응제어 분야에서 새로이 적용되고 있는 백스테핑(backstepping) 제어기법을 유도전동기에 도입하였지만, 자속의 측정이나 추정이 없고, 모든 모터 파라미터들을 알고 있어야 한다는 문제가 있었다[6]. 백스테핑제어의 기본 개념은 가상제어입력을 사용하여 복잡한 비선형제어 문제를 간단하고 작은 것들로 체계적으로 분해하여 여러 설계단계로 나뉘, 각 단계에서는 더 쉬운 단일 입/출력 설계문제를 다루고 다음 설계단계에 대한 기준을 제공함으로써 제어기를 반복적으로 설계한다. 전체적인 안정도와 성능은 전체 시스템에 대한 리아프노프(Lyapunov)함수에 의해 달성된다. 또한, 백스테핑제어의 중요한 특징은 적응제어기법과 쉽게 결합되어 아주 간단하게 시스템의 파라미터 불확실성을 보상할 수 있다는 것이다[7][8]. 백스테핑제어에 새로운 학습알고리즘을 갖는 신경회로망을 도입하였지만, 자속의 추정이 필요할 뿐만 아니라 많은 수의 상태들을 입력으로 하는 2개의 복잡한 신경회로망을 사용하여 실제적인 구현이 불가능하다[9].

본 논문에서는 유도전동기의 속도추종과 동시에 전력효율을 향상시키기 위한 자속추종의 제어목적 달성을 위하여, 변동하기 쉬운 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수

* 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程

** 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 12月 23日

最終完了 : 2004年 1月 24日

와 같은 전기적 불확실성과 부하토크 외란, 마찰력, 관성모멘트 등과 같은 기계적 불확실성을 보상할 수 있는, 슬라이딩 모드 적응 자속관측기와 직접 벡터제어기법을 이용한 적응 백스테핑제어기를 제안한다. 고정자좌표계 모델에 기초하여 고정자전류 추정오차를 이용한 자속관측기[4]를 슬라이딩 모드 제어기법을 이용하여 개선시킨 적응 자속관측기를 설계함으로써 회전자자속 및 회전자 역시정수 변동을 추정한다. 변환된 계자지향모델에 기초하여 설계된 백스테핑제어기에서는 여러 기계적 불확실성을 하나로 묶어 추정, 보상하여 속도 및 자속을 제어한다.

본 논문의 구성은 2장에서 유도전동기의 고정자좌표계에서의 수학적 모델을 소개한 다음 슬라이딩모드 적응 자속관측기를 설계하고, 3장에서는 계자지향모델식을 소개하고 적응 백스테핑제어기를 설계한다. 4장에서는 유도전동기에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 효과를 입증하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

2. 슬라이딩모드 적응 자속관측기 설계

2.1 유도전동기 모델

자기회로가 선형이며 상호인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 전기 및 기계적 특성을 모두 고려하면, 유도전동기에 대한 고정된 고정자좌표계에서의 5차 비선형 모델식[2]은 다음과 같이 주어진다.

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

여기서, w, i, ψ, u 는 유도전동기의 회전속도, 고정자전류, 회전자자속, 고정자전압을 나타내고, 첨자 (a, b)는 고정자좌표계의 벡터성분을 표시한다. 계수는 $\sigma = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$, $\mu = \frac{n_p M}{J L_r}$, $\alpha_N = \frac{R_r N}{L_r}$, $\beta = \frac{M}{\sigma L_r}$, $\delta = \frac{R_s}{\sigma}$ 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 회전자의 관성모멘트, T_L 는 부하토크, B 는 마찰계수를 나타내는 데 첨자 s 는 고정자를 r 는 회전자를 표시한다. 부하토크 T_L 을 포함하여 모든 모터 파라미터들은 상수인 것으로 가정한다.

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

2.2 슬라이딩모드 적응 자속관측기

실제로 회전자자속의 측정은 거의 불가능하므로 자속관측기를 사용하여 추정하는 데, 회전자계의 위치나 속도 정보가 필요없는 고정자좌표계에서 구성하는 것이 일반적이다. 자속관측기는 벡터제어를 위해 꼭 필요하며, 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수의 값을 정확히 알고 있어야 한다.

고정자전류 추정오차를 사용한 고정자좌표계에서의 새로운 슬라이딩모드 회전자자속관측기를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\psi}_a}{dt} &= -(\alpha_N + \hat{\theta})\hat{\psi}_a - n_p w \hat{\psi}_b + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \hat{i}_a - \frac{w_{aeq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\hat{\psi}_b}{dt} &= n_p w \hat{\psi}_a - (\alpha_N + \hat{\theta})\hat{\psi}_b + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \hat{i}_b - \frac{w_{beq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \\ \frac{d\hat{i}_a}{dt} &= (\alpha_N + \hat{\theta})\beta\hat{\psi}_a + n_p \beta u \hat{\psi}_b - [(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \delta] \hat{i}_a \\ &\quad + \frac{1}{\sigma} u_a + v_{aeq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\hat{i}_b}{dt} &= -n_p \beta u \hat{\psi}_a + (\alpha_N + \hat{\theta})\beta\hat{\psi}_b - [(\alpha_N + \hat{\theta})\beta M + \delta] \hat{i}_b \\ &\quad + \frac{1}{\sigma} u_b + v_{beq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \end{aligned} \quad (2)$$

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 θ 는 유계이며(bounded), 추정하는 동안에는 상수로 가정한다. 포화함수 $\text{sat}(s/\Phi)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{sat}(s/\Phi) = \begin{cases} 1 & \text{if } s \geq \Phi \\ \frac{s}{\Phi} & \text{if } |s| < \Phi \\ -1 & \text{if } s \leq -\Phi \end{cases} \quad (3)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{\psi}_a}{dt} &= -(\alpha_N + \theta)\tilde{\psi}_a - n_p w \tilde{\psi}_b - \tilde{\theta}(\hat{\psi}_a - M \hat{i}_a) + \frac{w_{aeq}}{\beta} + \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\tilde{\psi}_b}{dt} &= n_p w \tilde{\psi}_a - (\alpha_N + \theta)\tilde{\psi}_b - \tilde{\theta}(\hat{\psi}_b - M \hat{i}_b) + \frac{w_{beq}}{\beta} + \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \\ \frac{d\tilde{i}_a}{dt} &= (\alpha_N + \theta)\beta\tilde{\psi}_a + n_p \beta u \tilde{\psi}_b + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_a - M \hat{i}_a) - v_{aeq} - k_o \text{sat}(\tilde{i}_a / \Phi) \\ \frac{d\tilde{i}_b}{dt} &= -n_p \beta u \tilde{\psi}_a + (\alpha_N + \theta)\beta\tilde{\psi}_b + \tilde{\theta}\beta(\hat{\psi}_b - M \hat{i}_b) - v_{beq} - k_o \text{sat}(\tilde{i}_b / \Phi) \end{aligned} \quad (4)$$

$\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b$ 는 미지이므로 식(4)의 자속식과 전류식의 관계로부터 다음과 같은 새로운 미지의 오차변수를 도입한다.

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta\tilde{\psi}_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta\tilde{\psi}_b \quad (5)$$

미지의 오차변수(z_a, z_b)를 사용하여 식(4)의 오차방정식을 다시 쓰면 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dz_a}{dt} &= -v_{aeq} + w_{aeq} \\ \frac{dz_b}{dt} &= -v_{beq} + w_{beq} \\ \frac{d\tilde{i}_a}{dt} &= -k_o \text{sat}(\tilde{i}_a/\Phi) - (\alpha_N + \theta) \tilde{i}_a - n_p w \tilde{i}_b + (\alpha_N + \theta) z_a \\ &\quad + n_p w z_b + \hat{\theta} \beta (\hat{\psi}_a - M i_a) - v_{aeq} \\ \frac{d\tilde{i}_b}{dt} &= -k_o \text{sat}(\tilde{i}_b/\Phi) - (\alpha_N + \theta) \tilde{i}_b + n_p w \tilde{i}_a + (\alpha_N + \theta) z_b \\ &\quad - n_p w z_a + \hat{\theta} \beta (\hat{\psi}_b - M i_b) - v_{beq} \end{aligned} \quad (6)$$

미지의 회전자 역시정수 변동의 추정치($\hat{\theta}$) 및 오차변수의 추정치(\hat{z}_a, \hat{z}_b)를 얻기 위해 추정오차 $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a, \tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$ 를 정의하고, 리아프노프함수 후보를 다음과 같이 선택한다.

$$V_o = \frac{1}{2} [\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + z_a^2 + z_b^2 + \frac{1}{\gamma_1} (\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + \frac{1}{\gamma_2} \hat{\theta}^2] \quad (7)$$

여기서, γ_1, γ_2 는 양의 적응이득이다. $\tilde{i}_a = 0, \tilde{i}_b = 0$ 에서 슬라이딩모드가 일어난 후의 등가제어성분은 z_a, z_b 가 미지이므로 그들의 추정치 \hat{z}_a, \hat{z}_b 을 사용하여 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} v_{aeq} &= (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{z}_a \\ v_{beq} &= (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{z}_b \\ w_{aeq} &= v_{aeq} + n_p w \tilde{i}_b = (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{z}_a + n_p w \tilde{i}_b \\ w_{beq} &= v_{beq} - n_p w \tilde{i}_a = (\alpha_N + \hat{\theta}) \hat{z}_b - n_p w \tilde{i}_a \end{aligned} \quad (8)$$

식(8)을 사용하면 V_o 의 도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -k_o (|\tilde{i}_a| + |\tilde{i}_b|) - (\alpha_N + \theta) (\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \\ &\quad + \tilde{z}_a \{ (\alpha_N + \theta) \tilde{i}_a + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{z}}_a \} + \tilde{z}_b \{ (\alpha_N + \theta) \tilde{i}_b + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{z}}_b \} \\ &\quad + \hat{\theta} \{ \tilde{z}_a + \beta (\hat{\psi}_a - M i_a) \} \tilde{i}_a + \{ \tilde{z}_b + \beta (\hat{\psi}_b - M i_b) \} \tilde{i}_b - \frac{1}{\gamma_2} \dot{\hat{\theta}} \end{aligned} \quad (9)$$

회전자 역시정수는 양수이지만 미지이므로 새로운 양의 적응이득 $\gamma_3 = \gamma_1 (\alpha_N + \theta)$ 을 정의하면 식(9)로부터 결국 다음과 같은 $\hat{z}_a, \hat{z}_b, \hat{\theta}$ 에 대한 적응칙을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_a &= \dot{z}_a - \dot{\tilde{z}}_a = \gamma_3 \tilde{i}_a - n_p w \tilde{i}_b \\ \dot{\hat{z}}_b &= \dot{z}_b - \dot{\tilde{z}}_b = \gamma_3 \tilde{i}_b + n_p w \tilde{i}_a \\ \dot{\hat{\theta}} &= \gamma_2 \{ \tilde{z}_a + \beta (\hat{\psi}_a - M i_a) \} \tilde{i}_a + \{ \tilde{z}_b + \beta (\hat{\psi}_b - M i_b) \} \tilde{i}_b \end{aligned} \quad (10)$$

결국 식(9)는 다음의 부등관계를 만족한다.

$$\dot{V}_o = -k_o (|\tilde{i}_a| + |\tilde{i}_b|) - (\alpha_N + \theta) (\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \leq 0 \quad (11)$$

식(7),(11)로부터 $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \hat{\theta}$ 는 유계이고, 식(6),(10)로부터 $\dot{\tilde{i}}_a, \dot{\tilde{i}}_b, \dot{z}_a, \dot{z}_b, \dot{\tilde{z}}_a, \dot{\tilde{z}}_b, \dot{\hat{\theta}}$ 도 유계이므로, Barbalat의 보조정리[8]에 의해 $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \hat{\theta}$ 는 점근적으로 0으로 수렴한다. 따라서 고정자전류(\hat{i}_a, \hat{i}_b), 회전자속($\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$) 및 회전자 역시정수 변동($\hat{\theta}$)의 추정치는 실제값에 수렴하게 된다.

3. 적응 백스테핑제어기 설계

3.1 벡터제어(Field Oriented Control)

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

$$\begin{aligned} \psi_d &= \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2}, \psi_q = 0 \\ i_d &= \frac{\psi_a i_a + \psi_b i_b}{\psi_d}, i_q = \frac{\psi_a i_b - \psi_b i_a}{\psi_d} \\ \rho &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_b}{\psi_a} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

식(1)의 고정된 고정자좌표계 모델식은 다음과 같은 계자 지향(field-oriented) 모델식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} &= \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} w \\ \frac{di_q}{dt} &= -[(\alpha_N + \hat{\theta}) \delta M + \delta] i_q - n_p \delta w \psi_d - n_p u i_d \\ &\quad - (\alpha_N + \hat{\theta}) M \frac{i_q^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma} u_q \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= -(\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d \\ \frac{di_d}{dt} &= -[(\alpha_N + \hat{\theta}) \delta M + \delta] i_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) \beta \psi_d + n_p u i_q \\ &\quad + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \frac{i_d^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma} u_d \\ \frac{d\rho}{dt} &= n_p u + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \frac{i_q}{\psi_d} \end{aligned} \quad (13)$$

이 식에는 자속관측기에서 추정된 회전자 역시정수 ($\alpha_N + \hat{\theta}$)와 자속 ψ_d 을 사용하였다. 이 상태방정식을 구조적으로 주의 깊게 살펴보면 고정자전압 u_q 에 의해 제어되며 토크, 즉 속도 (w)를 발생시키는 고정자 전류성분(i_q)이 상태변수이고, 고정자전압 u_d 에 의해 제어되며 자속(ψ_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(13)의 계자지향모델에 기초하여 다음 절에서 설계할 백스테핑제어기의 제어입력 (u_d, u_q)은 다음과 같은 직접 벡터 제어기법에 의해 식(1)의 제어입력 (u_a, u_b)으로 역변환된다.

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \frac{1}{\psi_d} \begin{pmatrix} \psi_a & -\psi_b \\ \psi_b & \psi_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (14)$$

식(13)의 첫 번째 속도식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} &= \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} w = \mu_N \psi_d i_q + (\Delta \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} w) \\ &= \mu_N \psi_d i_q + F \end{aligned} \quad (15)$$

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. F 는 관성모멘트의 불확실성, 미지의 부하토크 외란과 마찰력 등을 모두 포함하는 기계적 불확실성 집합으로 다음식과 같다.

$$F = \Delta \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} w \quad (16)$$

식(16)과 같이 관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력들을 분리해서 각각 추정하지 않고 하나의 기계적 불확실성 집합 F 로 묶어 다음 절의 적응 백스테핑제어기에서 추정한다.

3.2 적응 백스테핑제어기

본 논문의 제어목적인 회전속도(w)가 기준속도(w_r)를 추종하도록 하고, 동시에 전력효율을 향상시키기 위하여 회전자 자속크기(ψ_d)가 기준자속(ψ_{dr})을 추종하도록 식(13)의 계자지향모델에 기초하여 속도 및 자속에 대한 백스테핑제어기를 동시에 설계한다. 이 때 기준속도와 기준자속은 미분가능하며 유계이고, 기계적 불확실성 집합 F 는 추정하는 동안 상수인 것으로 가정한다.

[단계 1] 속도 및 자속 제어

먼저 제어 목적을 달성하기 위하여 추종오차를 다음과 같이 정의한다.

$$e_1 = w - w_r, \quad e_3 = \psi_d - \psi_{dr} \quad (17)$$

추종오차 동태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{w} - \dot{w}_r = \mu_N \psi_d i_q + F - \dot{w}_r \\ \dot{e}_3 &= \dot{\psi}_d - \dot{\psi}_{dr} = -(\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d - \dot{\psi}_{dr} \end{aligned} \quad (18)$$

두 추종오차가 0으로 수렴하도록 상수의 출력토크인 $\mu_N \psi_d i_q$ 와 전류 $(\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d$ 을 가상 제어입력(virtual control), 즉 $\alpha_1^* \triangleq \mu_N \psi_d i_q$, $\alpha_3^* \triangleq (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d$ 으로 정의한다. α_1^* , α_3^* 을 구하기 위하여 리아프노프함수 후보를 다음과 같이 선택한다.

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (19)$$

식(18)을 사용하면 그 도함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= e_1 (\alpha_1^* + F - \dot{w}_r) + e_3 [-(\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d + \alpha_3^* - \dot{\psi}_{dr}] \end{aligned} \quad (20)$$

$\dot{V}_1 = -k_{c1} e_1^2 - k_{c3} e_3^2 < 0$ 이 되도록 하는 원하는 안정화 함수(stabilizing function)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_1^* &= -k_{c1} e_1 + \dot{w}_r - F \\ \alpha_3^* &= -k_{c3} e_3 + \dot{\psi}_{dr} + (\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, k_{c1}, k_{c3} 은 양의 설계상수이다. 이 가상제어입력은 토크와 d 축 전류를 원하는 값으로 제어하기 위한 백스테핑 설계의 다음 단계에 대한 기준이 된다. α_1^* 와 α_3^* 에서 F 는 미지이므로 그 추정치를 사용한 안정화함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -k_{c1} e_1 + \dot{w}_r - \hat{F} \\ \alpha_3 &= -k_{c3} e_3 + \dot{\psi}_{dr} + (\alpha_N + \hat{\theta}) \psi_d \end{aligned} \quad (22)$$

$\mu_N \psi_d i_q$ 와 $(\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d$ 는 실제 제어입력이 아니라 가상 제어입력이므로, 다음 단계의 새로운 오차변수 $e_2 = \mu_N \psi_d i_q - \alpha_1$, $e_4 = (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d - \alpha_3$ 을 도입하면 페루프 오차방정식은 결국 다음 식이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_{c1} e_1 + e_2 + \tilde{F} \\ \dot{e}_3 &= -k_{c3} e_3 + e_4 \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, 기계적 불확실성의 추정오차는 $\tilde{F} = F - \hat{F}$ 이다. 식(23)을 사용하면 식(20)은 다시 다음식이 된다.

$$\dot{V}_1 = -k_{c1} e_1^2 - k_{c3} e_3^2 + e_1 e_2 + e_3 e_4 + \tilde{F} \quad (24)$$

여기서, $e_1 e_2$ 및 $e_3 e_4$ 은 다음 단계에서 제거될 것이고, F 도 역시 다음 단계에서 추정될 것이다.

[단계 2] 토크 및 전류 제어

토크 및 d 축 전류성분을 원하는 값으로 제어하기 위해 새로운 오차변수를 다음과 같이 정의한다.

$$e_2 = \mu_N \psi_d i_q - \alpha_1, \quad e_4 = (\alpha_N + \hat{\theta}) M i_d - \alpha_3 \quad (25)$$

오차방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \mu_N \dot{\psi}_d i_q + \mu_N \psi_d \dot{i}_q - \dot{\alpha}_1 = \phi_1 + k_{c1} \tilde{F} + \frac{\mu_N \dot{\psi}_d}{\sigma} u_q \\ \dot{e}_4 &= \dot{\theta} M i_d + (\alpha_N + \hat{\theta}) M \dot{i}_d - \dot{\alpha}_3 = \phi_2 + \frac{(\alpha_N + \hat{\theta}) M}{\sigma} u_d \end{aligned} \quad (26)$$

여기서, ϕ_1, ϕ_2 는 제어기에 사용되는 기지의 신호들로 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_1 &= k_{c1} (-k_{c1} e_1 + e_2) - \ddot{w}_r + \dot{\tilde{F}} - \mu_N n_p \psi_d (\dot{\psi}_d + i_d) \\ &\quad - \mu_N \dot{\psi}_d i_q [(\alpha_N + \hat{\theta})(3M + 1) + \delta] \\ \phi_2 &= k_{c3} (-k_{c3} e_3 + e_4) - \dot{\psi}_{dr} + (\alpha_N + \hat{\theta}) M (n_p i_q - \delta i_d) \\ &\quad + (\alpha_N + \hat{\theta})^2 [(3M + 1)(\dot{\psi}_{dr} - M i_d) + M^2 \frac{\dot{i}_q^2}{v_d}] - \dot{\hat{\theta}} (\psi_d - M i_d) \end{aligned} \quad (27)$$

제어칙과 적응칙을 유도하기 위해 식(19)을 확장하여 새로운 리아프노프 함수를 다음과 같이 선택한다.

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_4^2 + \frac{1}{2\gamma_d} \tilde{F}^2 \quad (28)$$

여기서, γ_4 는 양의 적응이득이다. V_2 의 도함수는

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_4 \dot{e}_4 - \frac{1}{\gamma_4} \dot{\bar{F}} \dot{\bar{F}} \\ &= -k_{c1}e_1^2 - k_{c2}e_2^2 - k_{c3}e_3^2 - k_{c4}e_4^2 + \bar{F}[e_1 + k_{c1}e_2 - \frac{1}{\gamma_4} \dot{\bar{F}}] \\ &\quad + e_2[e_1 + k_{c2}e_2 + \phi_1 + \frac{\mu_N \psi_d}{\sigma} u_q] \\ &\quad + e_4[e_3 + k_{c4}e_4 + \phi_2 + \frac{(\alpha_N + \hat{\theta})M}{\sigma} u_d] \end{aligned} \quad (29)$$

가 되고, 이로부터 제어칙과 적응칙은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} u_q &= -\frac{\sigma}{\mu_N \psi_d} (e_1 + k_{c2}e_2 + \phi_1) \\ u_d &= -\frac{\sigma}{(\alpha_N + \hat{\theta})M} (e_3 + k_{c4}e_4 + \phi_2) \\ \dot{\bar{F}} &= \gamma_4 (e_1 + k_{c1}e_2) \end{aligned} \quad (30)$$

여기서, 제어입력 u_d 의 분모식에 회전자 역시정수 변동의 추정치 $\hat{\theta}$ 가 포함되어 특이성 문제가 발생할 가능성이 있다. 그러나 회전자저항은 보통 운전 중 발생된 열에 의해 증가하게 되어 회전자 역시정수 변동의 추정치 $\hat{\theta}$ 도 또한 양의 값으로 증가한다. 따라서 추정치 $\hat{\theta}$ 가 감소하여 음수가 되어 분모가 0이 되는 경우($\hat{\theta} = -\alpha_N$)는 거의 발생되지 않게 되므로 특이성 문제를 회피할 수 있다.

결국 식(29)는 다음과 같다.

$$\dot{V}_2 = -k_{c1}e_1^2 - k_{c2}e_2^2 - k_{c3}e_3^2 - k_{c4}e_4^2 \leq 0 \quad (31)$$

식(19),(24),(28),(31)로부터 $e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{F}$ 는 유계이고, 또한 기준신호 (w_r, ψ_d)의 가정으로부터 ϕ_1, ϕ_2 는 유계이므로 식(30)에 의해 결국 $e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{F}$ 는 유계이다. 따라서 역시 Barbalat의 보조정리[8]에 의해 전체 폐루프시스템은 안정하게 되어 모든 오차신호 $e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{F}$ 는 점근적으로 0으로 수렴하게 되므로, 속도 및 자속 추종의 제어목적 달성할 수 있다. 전체 제어시스템은 그림 1과 같이 구성된다.

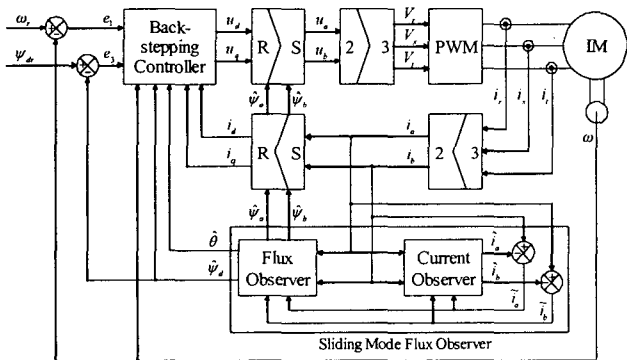


그림 1 전체 제어시스템의 구성
Fig. 1 Structure of overall control system

4. 모의실험

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

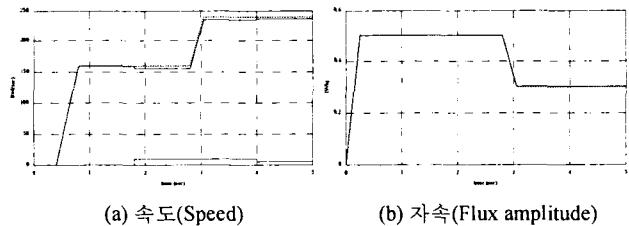
샘플링 시간은 250[us]로 하여 5초간 모의실험을 수행하였다. 유도전동기의 기준자속은 처음에 0.5[Wb]로, 무부하시 기준속도는 0.3초에서 160[rad/s]에 도달하도록 하였다. 1.8초에서 제어기에는 미지인 정격토크 14[Nm]의 약 70[%]에 해당하는 10[Nm]의 부하토크를 가하였다. 2.8초에서 속도는 정격속도 이상인 240[rad/s]에 도달되도록 하고, 자속은 약계자(field weakening)제어에 따라 0.3[Wb]의 값으로 감소시켰다. 4초에서 부하토크를 다시 절반인 5[Nm]로 감소시켰다.

표 1 유도전동기의 모터 파라미터
Table 1 Parameters of induction motor

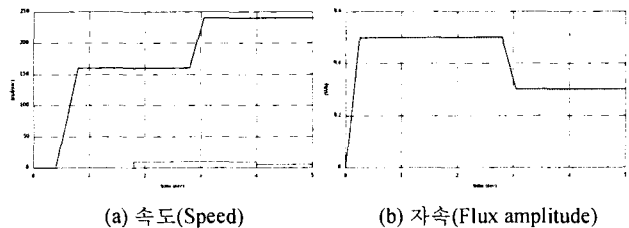
극쌍의 수	$n_p = 2$	회전자 인덕턴스	$L_r = 0.0706$
고정자 저항	$R_s = 0.84$	상호인덕턴스	$M = 0.0672$
회전자 저항	$R_r = 0.3858$	관성 모멘트	$J = 0.02$
고정자 인덕턴스	$L_s = 0.0706$	마찰 계수	$B = 0.01$

설계상수는 $k_o = 100, k_{c1} = 500$ ($i = 1 \sim 4$) 로, 적응이득은 $\gamma_2 = 1.0, \gamma_3 = 0.5, \gamma_4 = 0.2$ 로 $\Phi = 0.1$ 로 설정하였다. 회전자자속의 초기치는 잔류자기를 고려하여 $\psi_a = \psi_b = 0.001$, 그 추정치의 초기치는 $\hat{\psi}_a = \hat{\psi}_b = 0.001$ 로 하고, 그 외의 모든 초기치 들은 0으로 하였다.

다음 그림들은 모의실험 결과를 보여주는 데, 점선은 기준치를 실선은 측정치를 나타낸다.



(a) 속도(Speed) (b) 자속(Flux amplitude)
그림 2 비적응 백스테핑제어를 사용한 경우의 추종성능
Fig. 2 Tracking performance of nonadaptive backstepping controller



(a) 속도(Speed) (b) 자속(Flux amplitude)
그림 3 적응 백스테핑제어를 사용한 경우의 추종성능
Fig. 3 Tracking performance of adaptive backstepping controller

그림 2는 슬라이딩모드 적응 자속관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수만을 추정하고, 기계적인 불확실성을 보상하지 않은 비적용 백스테핑제어기를 사용한 경우의 추종결과로, 그림 2(a)의 아래 실선은 부하토크를 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이 기계적인 불확실성이 속도추종에는 영향을 미쳐 불확실성만큼의 추종오차가 존재하지만, 자속추종에는 거의 영향을 미치지 않는다.

그림 3은 슬라이딩모드 적응 자속관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수를 추정하고, 적응 백스테핑제어기를 사용하여 기계적인 불확실성을 보상한 경우의 추종결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 속도추정의 경우에는 기계적인 불확실성을 추정하여 보상하므로 추종오차가 크게 감소하지만, 자속추종의 경우에는 비적용 백스테핑제어기를 사용한 그림 2의 경우와 거의 차이가 없다.

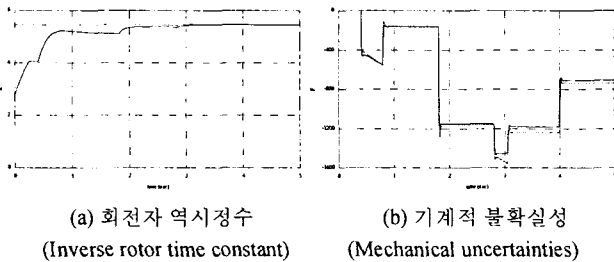


그림 4 불확실성의 추정결과
Fig. 4 Estimation results of uncertainties

그림 4는 회전자 역시정수($\alpha + \hat{\theta}$)와 기계적인 불확실성(\hat{F})을 추정한 결과이다. 회전자 역시정수의 경우는 거의 실제값으로 수렴함을 볼 수 있지만, 기계적인 불확실성의 경우에는 약간의 추정오차가 존재하는 데 기계적인 불확실성이 매우 큰 값으로 속도 추종오차가 확대되어 나타나는 것이므로 별 문제가 되지 않는다. 두 전기적, 기계적 불확실성이 관측기와 제어기에서 별도로 분리되어 추정되기 때문에 두 추정치 사이의 간섭이 제거되어 회전자 역시정수를 정확하게 추정할 수 있으므로 정확한 자속추정이 가능하다.

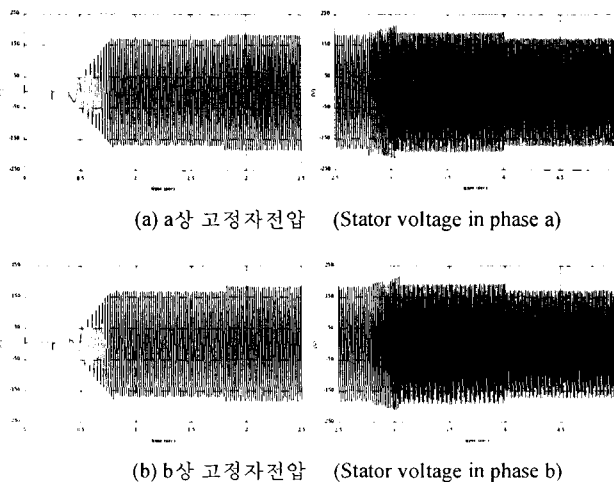


그림 5 제어입력 전압
Fig. 5 Control Input voltage

그림 5는 제어입력 전압을 나타내는 데, a상 및 b상의 고정자전압(u_a, u_b)이 상용 전압형 인버터의 가능 출력전압 범위 내에 있음을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 불확실성을 갖는 유도전동기의 속도 및 자속 추종의 제어 목적을 달성하기 위하여, 새로운 슬라이딩모드 적응 자속관측기와 직접 벡터제어기법을 이용한 적응 백스테핑제어기를 제안하였다.

회전자저항의 변동에 기인한 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성과 관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력 등과 같은 기계적 불확실성을 온-라인으로 추정하여 보상함으로써 모터 파라미터의 변동에 강인하다. 여러 기계적 불확실성들을 분리해서 각각 추정하지 않고 하나의 불확실성 집합으로 묶어서 추정함으로써 제어기를 단순화시켰다. 또한, 전기적, 기계적 불확실성이 자속관측기와 제어기에서 각각 분리되어 추정됨으로써 두 추정치 사이의 간섭이 제거되어 회전자 역시정수를 정확하게 추정할 수 있으므로, 정확한 자속추정 및 벡터제어기법을 이용한 제어기 설계가 가능하다.

자속관측기를 사용하여 자속추정이 필요 없고, 회전자저항을 제외한 전기적 모터파라미터만 알면 되므로 유도전동기에 대해 필요한 정보량을 최소화하였을 뿐만 아니라, 회전속도와 동시에 자속을 제어함으로써 모터의 전력효율을 향상시켜 제어전압이 상용 인버터의 가능 출력전압 범위 내에 있게 되어 제어기의 실제 구현이 가능하므로, 향후 실제 실험을 통한 제안된 제어기의 검증이 필요하다.

참고 문헌

- [1] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986
- [2] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearization control of induction motor," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 38, pp. 208-221, 1993.
- [3] R. Soto and K.S. Yeung, "Sliding-mode control of an induction motor without flux measurement" Proceedings of 27th Annual Meeting of IEEE Industry Applications Society, 1992
- [4] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Adaptive Output Feedback Control of Current-Fed Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance and Load Torque," Automatica, vol. 34, pp. 617-624, 1998
- [5] C. M. Kwan, F. L. Lewis, and K. S. Yeung, "Adaptive Control of Induction Motors without Flux Measurement," Automatica, vol. 32, pp. 903-908, 1996
- [6] 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
- [7] M. Kristic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, "Adaptive Nonlinear Control without

- Overparameterization," Systems & Control Letters, vol. 19, pp. 177-185, 1992
- [8] M. Kritic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, Nonlinear and Adaptive Control Design, John Willy & Sons, 1995
- [9] C.M. Kwan, and F.L. Lewis, "Robust Backstepping Control of Induction Motors Using Neural Networks," IEEE Trans. Neural Networks, vol. 11, pp. 1178-1187, 2000

저 자 소 개

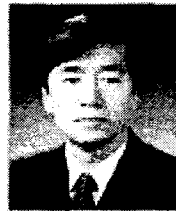


이 은 욱(李 殷 昱)

1965년 4월 25일생. 1987년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정. 1989~1998년 LG산전연구소 책임연구원. 1998년~현재 충청대학 전기정보과 교수.

Tel : 043-230-2354, Fax : 043-230-2279

E-mail : ewlee@or.ac.kr



양 해 원(梁 海 元)

1950년 3월 20일생, 1971년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1973년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 일본 Kyoto대학 전기공학과 졸업(박사). 1986년~현재 한양대 전자컴퓨터공학부 교수. 1993년 미국 Yale 대학 방문교수.

Tel : 031-400-5162, Fax : 031-406-7769

E-mail : hwyang@email.hanyang.ac.kr