

# 적응 슬라이딩모드 자속 관측기를 이용한 인덕션 모터의 슬라이딩 모드 제어

論 文

54D-10-2

## Sliding Mode Control of Induction Motors Using an Adaptive Sliding Mode Flux Observer

金 度 佑<sup>†</sup> · 鄭 基 澈<sup>\*</sup> · 李 承 學<sup>\*\*</sup>

(Do-Woo Kim · Ki-chull Chung · Seng-Hak Lee)

**Abstract** - An adaptive observer for rotor resistance is designed to estimate rotor flux for the a-b model of an induction motor assuming that rotor speed and stator currents are measurable. A singularly perturbed model of the motor is used to design an Adaptive sliding mode observer which drives the estimated stator currents to their true values in the fast time scale. The adaptive observer on the sliding surface is based on the equivalent switching vector and both the estimated fluxes and the estimated rotor resistance converge to their true values. A speed controller considering the effects of parameter variations and external disturbance is proposed in this paper. First, induction motor dynamic model at nominal case is estimated. based on the estimated model, speed controller is designed to match the prescribed speed tracking specifications. Then a dead-time compensator and a robust controller are designed to reduce the effects of parameter variations and external disturbances. the desired speed tracking control performance can be preserved under wide operating range, and good speed load regulating performance. Some simulated results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed controller.

**Key Words** : Induction Motor, Singular Perturbation, Sliding Mode Control, Adaptive Control, Flux Observer

### 1. 서 론

인덕션 모터는 신뢰성이 높고, 보수가 필요 없으며, 낮은 가격, 견고함 등의 이유로 산업현장에서 널리 사용되고 있다. 산업현장에서 인덕션 모터의 제어를 위해 널리 사용되고 있는 방법은 주로 벡터제어[1]로 최근에 많은 발전이 이루어져 왔다. 벡터제어는 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 인덕션 모터를 특수하게 제작하여야 하므로 실현이 거의 불가능하다. 직접 및 간접 벡터 제어방법 모두 회전자저항, 즉 회전자 시정수를 정확히 알지 못하면 정확한 자속지향을 달성할 수 없어 제어기의 성능 및 전력효율이 저하될 수 있다. 이에 최근 저비용의 디지털 신호 처리 연산자인 DSP의 유용성에 따른 전력전자와 비선형 제어의 진보로 인덕션 모터 제어를 위한 실질적 연구가 본격화되고 있는 추세이다. 그러나 이러한 유도전동기는 몇 가지 이유로 제어 시 많은 어

려움을 지니고 있다. 즉, 인덕션 모터는 여러 상태변수들이 매우 복잡하게 결합되어 있는 다변수 비선형인 모델이고 회전자의 전기적 변수들을 측정할 수 없을 뿐만 아니라 동작 조건에 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. 일반적으로 좋은 성능을 지닌 전동기 시스템은 부하에 알맞은 응답조절과 요구속도가 충족되어야 하고, 또한 각각의 성능은 시스템의 불확실성에 대해 둔감해야만 한다. 보통 불확실성은 플랜트의 비선형적인 동특성과 외부 부하의란과 파라미터 변동들로 구성되므로 지금까지 이러한 불확실성의 문제를 해결하고자 하는 적응제어 접근이 있어왔다[2]. 그러나, 이러한 적응제어 이론을 통한 유도전동기의 자속의 초기 값과 불확실성의 요소인 미지의 회전자 추정에 있어 다소 복잡한 수식 전개를 요구한다.

또한 비선형 적응 상태 궤환 입출력 선형화 제어기법[3]은 회전자 저항과 부하토크의 추정을 통해 속도와 자속의 분리된 제어가 가능하였지만, 직접 벡터 제어와 마찬가지로 자속의 추정을 요구한다. 따라서 인덕션 모터의 자속관측기의 설계에 대한 많은 연구가 수행되어 왔다. 미지의 매개변수인 회전자저항은 고려하지 않고, 고정자 전압과 고정자 전류 등 기지의 양들로만 구성된 자속관측기[4]가 제안되었다. 그러나 이 관측기는 개루프 관측기로서 고려하지 않은 회전자 저항의 변동에 의해 정확한 자속의 추정이 불가능한 문제점이 있다. 또한, 불확실한 회전자저항과 부하토크를 보상할 수 있는 폐루프 자속관측기를 갖는 적응 출력 궤환 제어

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 大德大學 Microrobot科 教授 · 工博  
E-mail : kimdwoo@mail.ddc.ac.kr

<sup>\*</sup> 正會員 : 大德大學 Microrobot科 教授 · 工博

<sup>\*\*</sup> 正會員 : 大德大學 電氣學科 教授 · 工博

接受日字 : 2005年 8月 22日

最終完了 : 2005年 9月 15日

기[5]를 제안되었지만 이는 별도의 전류제어기가 필요하다. 그리고, 자속 측정이 필요 없고 모터 파라미터 변동에 강한 슬라이딩모드 비선형 제어기법[6]이 제안되었지만, 역시 개루프 자속 관측기를 사용하였다. 이와 같이 인덕션 모터를 정확히 제어하는데 있어서 자속관측기의 역할은 매우 중요하며, 본 논문에서는 불확실한 회전자저항과 부하토크를 보상할 수 있는 페루프 적용 자속 관측기를 모터 파라미터 변동에 강한 슬라이딩모드 기법을 적용하여 설계하고 이를 통해 인덕션 모터의 속도를 제어하고자 한다. 즉 본 논문에서 제시하는 페루프 적용 슬라이딩모드 자속관측기는 일반적으로 상호인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 고정된 고정자 좌표계상에 모델링된 인덕션 모터의 5차 비선형 상태 수학적 모델에 기초하여 설계한다[7]. 또한 변동하기 쉬운 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성을 보상할 수 있도록 [8], [9], [10]의 특이섭동 기법과 슬라이딩모드 제어기법을 적용한 개선된 적응 슬라이딩모드 자속관측기를 설계하여 회전자자속 및 회전자 역시정수 변동을 추정한다. 그리고 슬라이딩 모드 제어기에서는 기계적 불확실성을 하나로 묶어 보상하여 속도 및 자속을 제어한다.

본 논문의 구성은 2장에서 인덕션 모터의 고정자좌표계에서의 수학적 모델에 기초하여 적응 슬라이딩모드 자속 관측기를 설계하고, 3장에서는 2장에서 제시한 적응자속 관측기를 통한 슬라이딩 모드 제어기법을 이용한 적응 슬라이딩모드 제어기를 설계한다. 4장에서는 인덕션 모터에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 효과를 입증하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

## 2. 인덕션 모터의 적응 슬라이딩 모드 자속관측기 설계

### 2.1 인덕션 모터의 특이섭동 모델링

자기회로가 선형이며 상호 인덕턴스가 서로 같다고 가정하고 전기 및 기계적 특성을 모두 고려하면, 인덕션모터에 대한 고정된 고정자 좌표계에서의 5차 비선형 상태공간 모델식[1]은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p M}{J L_r} (\psi_{d_b} - \psi_{i_d}) - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= \frac{R_r}{L_r} \psi_a - n_p \omega \psi_b + \frac{R_r}{L_r} M_a \\ \frac{d\psi_b}{dt} &= \frac{R_r}{L_r} \psi_b + n_p \omega \psi_a + \frac{R_r}{L_r} M_b \\ \frac{d\hat{i}_a}{dt} &= \frac{M R_r}{\alpha L_r} \psi_a + \frac{n_p M}{\alpha L_r} \omega \psi_b - \left( \frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{\alpha L_r^2} \right) i_a + \frac{1}{\alpha L_s} u_a \\ \frac{d\hat{i}_b}{dt} &= \frac{M R_r}{\alpha L_r} \psi_b - \frac{n_p M}{\alpha L_r} \omega \psi_a - \left( \frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{\alpha L_r^2} \right) i_b + \frac{1}{\alpha L_s} u_b \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $\omega, i, \psi, u$ 는 인덕션 모터의 회전속도, 고정자 전류, 회전자 자속, 고정자전압을 나타내고, 첨자 ( $a, b$ )는 고정자 좌표계의 벡터성분을 표시한다. 계수는  $\sigma = [1 - M^2 / (L_s L_r)]$ 로 정의한다. 모터 파라미터  $n_p$ 는 극쌍(pole

pair)의 수로 1 극수로 가정한다. 그리고,  $R_s, R_r$ 는 저항,  $L_s, L_r$ 는 자기 인덕턴스,  $M$ 는 상호 인덕턴스,  $J$ 는 회전자의 관성모멘트,  $T_L$ 는 부하토크, 그리고 첨자  $s$ 는 고정자를  $r$ 는 회전자를 표시한다. 부하토크  $T_L$ 을 포함하여 모든 모터 파라미터들은 상수인 것으로 가정한다. 이때, 식(1)의 인덕션 모터 모델에서 불확실한 값을 갖는 회전자 저항  $R_r$ 에 대한, 공칭값  $R_{rN}$ 의 차를 다음과 같은 미지의 매개변수라 정의하고

$$\theta = R_r - R_{rN}$$

식(1)의 인덕션 모터의 모델링식을 특이섭동의 모델링식으로 바꾸기 위해 식(2) 중에서 인덕션 모터의 계수 중  $\alpha L_r J / M$ 를  $\epsilon$ 의 작은 상수 값으로 정의하면 식(2)와 같이 특이섭동의 인덕션 모터 모델로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -(\mu J_2 i_s)^T \Psi_r - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \\ \frac{d\Psi_r}{dt} &= M \alpha N i_s - (\alpha N I_2 - \omega J_2) \Psi_r + \alpha \left( -\frac{M}{\beta} \Psi_r + \frac{1}{\beta} i_s \right) \\ \epsilon \frac{d\hat{i}_s}{dt} &= -(R_s \beta + M \alpha N) i_s + (\alpha N I_2 - \omega J_2) \Psi_r + \beta u_s + \alpha \left( -\frac{M}{\beta} \Psi_r - \frac{1}{\beta} i_s \right) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $\alpha N = R_{rN} / L_r$ 은 동작 중에 발생된 열에 의해 회전자 저항에 변화하여 회전자저항을 포함하고 있는 회전자 역시정수의 공칭치(nominal value)를 나타내며, 실제 회전자 역시정수  $\alpha = \alpha_N + \theta / L_r$ 로 정의되며 자속 관측기를 통한 미지의 회전자 저항 추정  $\hat{R}_r$ 에 대한 적응칙에 의해 회전자 역시정수  $\hat{\alpha}$ 를 추정한다.

그리고, 계수  $\beta = L_r / M$ ,  $\mu = M / J L_r$ 는 식(1)을 간단히 나타내기 위한 것이고  $J_2$ 는 2x2의 단위행렬,  $J_2$ 는 2x2의 skew symmetric 행렬을 나타내며

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -J_2^T$$

$\Psi_r = [\psi_a \ \psi_b]^T$ : a상, b상의 회전자 자속,  $i_s = [i_a \ i_b]^T$ : a상, b상의 고정자 전류,  $u_s = [u_a \ u_b]^T$ : 제어입력을 나타낸다.

### 2.2 적응 슬라이딩 모드 자속관측기 설계

실제로 회전자 자속의 측정은 거의 불가능하므로 자속관측기를 사용하는 데, 회전자계의 위치나 속도 정보가 필요 없는 고정자좌표계에서 구성하는 것이 일반적이며, 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수( $\alpha = R_r / L_r$ )의 값을 정확히 알고 있어야 한다. 따라서 본 절에서 고정자전류 추정오차를 사용한 고정자 좌표계에서 식(2)의 특이섭동의 인덕션 모터 모델에 대하여 개선된 적응 슬라이딩모드 회전자 자속 관측기를 식(3)과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_r}{dt} &= M \alpha N i_s - (\alpha N I_2 - \omega J_2) \Psi_r + \alpha \left( -\frac{M}{\beta} \Psi_r + \frac{1}{\beta} i_s \right) + \Lambda_2 I_s \\ \epsilon \frac{d\hat{i}_s}{dt} &= -(R_s \beta + M \alpha N) i_s + (\alpha N I_2 - \omega J_2) \Psi_r + \beta u_s + \alpha \left( -\frac{M}{\beta} \Psi_r - \frac{1}{\beta} i_s \right) + \Lambda_1 I_s \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $\Psi_r = [\hat{\psi}_a \ \hat{\psi}_b]^T$ : a상, b상의 추정 회전자 자속  
 $\hat{i}_s = [\hat{i}_a \ \hat{i}_b]^T$ : a상, b상의 추정 고정자 전류

$$I_s = \begin{pmatrix} \text{sat}\left(\frac{i_a - \hat{i}_a}{\phi_1}\right) \\ \text{sat}\left(\frac{i_b - \hat{i}_b}{\phi_2}\right) \end{pmatrix} : \text{전류오차의 스위칭 벡터}$$

$\theta$ : 회전자 저항  $R_r$  과 공칭값  $R_{Nv}$  의 차를 나타낸 미지의 매개변수 추정치

$$A_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} > 0, \quad A_2 = \begin{bmatrix} \delta_3 & 0 \\ 0 & \delta_4 \end{bmatrix} : \text{임의의 행렬}$$

그리고, 식(2)와 식(3)에 의한 오차 상태를 정하고

$$e_i = i_s - \hat{i}_s, \quad e_\psi = \Psi_r - \hat{\Psi}_r, \quad e_\theta = \theta - \hat{\theta}$$

$i_r = \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r - \frac{M}{L_r} i_s$  인 선형 자기회로의 가정에 따라 오차 동

적 상태식으로 나타내면 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{de_i}{dt} &= \left(-\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J\right) e_\psi + \Delta R j_r - A_1 I_s \\ \frac{de_\psi}{dt} &= \left(-\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J\right) e_\psi - \Delta R j_r - A_2 I_s \end{aligned} \quad (4)$$

슬라이딩 모드 제어의 특성은 상태공간상의 가상평면을 설정한 후, 시스템의 상태변수들이 항상 이 가상평면상에 머무르도록 함으로써 시스템의 매개변수 변위에 강인성을 갖도록 한다는 데 있다. 그러므로 상태변수의 선형결합 형태로 정의되는 상태공간상의 가상평면인 슬라이딩 초평면을 식(5)와 같이 정의한다.

$$S = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} = e_i = \begin{pmatrix} i_{sa} - \hat{i}_{sa} \\ i_{sb} - \hat{i}_{sb} \end{pmatrix} = 0 \quad (5)$$

그리고, 식(5)의 슬라이딩 초평면이 이중시간분할 시변수  $\tau = (t - t_0)/\varepsilon$ 에 대해서  $\varepsilon \rightarrow 0$  일때  $\tau \rightarrow \infty$ 이 되는 빠른 시간분할에서  $S=0$ 이 되도록 슬라이딩 초평면 존재조건을 식(6)과 같이 정하고

$$S^T \frac{dS}{dt} < 0 \quad (6)$$

$$\frac{dS}{dt} = \varepsilon \frac{de_i}{dt} = \left(-\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J\right) e_\psi + \Delta R j_r - A_1 I_s$$

이를 식(7)과 같이 정리한다

$$\begin{aligned} S^T \frac{dS}{dt} &= \begin{pmatrix} s_1, s_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_1} + \omega e_{\psi_2} + \Delta R j_{r_1} - \delta_1 \text{sat}\left(\frac{s_1}{\phi_1}\right) \\ \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_2} - \omega e_{\psi_1} + \Delta R j_{r_2} - \delta_2 \text{sat}\left(\frac{s_2}{\phi_2}\right) \end{pmatrix} \\ &= s_1 \left[ \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_1} + \omega e_{\psi_2} + \Delta R j_{r_1} - \delta_1 \text{sat}\left(\frac{s_1}{\phi_1}\right) \right] + s_2 \left[ \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_2} - \omega e_{\psi_1} \right. \\ &\quad \left. + \Delta R j_{r_2} - \delta_2 \text{sat}\left(\frac{s_2}{\phi_2}\right) \right] < 0 \end{aligned} \quad (7)$$

그리고, 임의 설정값  $\delta_1, \delta_2$ 이 식(8)의 조건을 만족한다면

$$\delta_1 > \left| \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_1} + \omega e_{\psi_2} + \Delta R j_{r_1} \right|, \quad \delta_2 > \left| \frac{R_r}{L_r} e_{\psi_2} - \omega e_{\psi_1} + \Delta R j_{r_2} \right| \quad (8)$$

식(6)에서 정한 슬라이딩 모드 존재 조건은 만족되며 식(8)이 항상 존재하는 것이 만족될 때 임의 설정값  $\delta_1, \delta_2$ 의 초기 설정치는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \frac{1.5R_m}{L_r} M_e^1 + \omega M_e^2 + (1.5R_m + M_r) M_i^1 \\ \delta_2 &= \frac{1.5R_m}{L_r} M_e^2 + \omega M_e^1 + (1.5R_m + M_r) M_i^2 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } |e_{\psi_1}| &\leq M_e^1, \quad |e_{\psi_2}| \leq M_e^2, \quad |i_{rd}| \leq M_i^1, \quad |i_{rd}| \leq M_i^2, \\ |\mathcal{R}_r| &\leq M_r, \quad |R_r| \leq 1.5R_m \end{aligned}$$

보통의 경우 슬라이딩 초평면  $S$ 의 존재조건에서  $\text{sgn}$  함수를 적용  $S=0$ 의 리칭 모드시점에서 구한다. 그러나 실제 시스템은  $S=0$  근방에서 떨림 현상이 발생한다. 이러한 떨림현상은 상당히 큰 고주파 성분으로 되어 있다, 따라서, 슬라이딩 초평면  $S$ 의 존재조건에  $\text{sgn}$  함수를 적용한 슬라이딩 초평면이  $S=0$ 인 조건을 항상 만족한다고 볼 수 없다. 그러므로 이러한 문제점을 보완하기 위하여 본 논문은 슬라이딩 초평면  $S$ 의 존재조건에서  $\text{sgn}$  함수에 일정 경계층을 정한 식(10)과 같은  $\text{sat}$  함수로 정하여  $S=0$  근방에서의 진동값을 줄이는 방법을 사용한다[11].

$$\text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right) = \begin{cases} 1, & \text{if } S > \phi \\ S, & \text{if } -\phi < S < \phi \\ -1, & \text{if } S < -\phi \end{cases} \quad (10)$$

여기서,  $\phi$ 는 슬라이딩 모드상에서 떨림 현상을 방지하기 위한 파라메터이고, 슬라이딩 초평면  $S$ 는  $\|\cdot\|_2$  값이다.

보통의 경우 떨림현상의 정도는 임의 설정값  $\delta_1, \delta_2$ 에 의하여 가장 큰 영향을 받는다. 따라서, 등가 외란이 없다고 가정 할 때 떨림의 크기를 계산하면 다음과 같다.

$$\frac{dS}{dt} = -A_1 I_s, \quad dt = \frac{1}{\varepsilon} dt \quad \text{이므로} \quad \varepsilon \frac{dS}{dt} = -A_1 I_s \quad (11)$$

식(11) 좌변의 미분을 차분으로 근사화하면

$$\varepsilon \frac{S(k+1) - S(k)}{\Delta t} = -A_1 I_s$$

이 된다. 여기서,  $\Delta t$ 는 샘플링 주기를 의미하며,  $S(k)$ 는  $k$ 시간 스텝에서의  $S$ 값을 의미한다. 떨림현상은 위 식에서  $S(k)$ 가 0으로 수렴하지 못하고  $|S(k+1)| \approx |S(k)|$ 인 상태에서 양과 음의 값이 반복되는 경우를 말한다. 따라서, 떨림의 크기는 식 (12),(13)와 같다.

$$\phi_1 = |s_1(k+1) - s_1(k)| = \delta_1 \frac{\Delta t}{\varepsilon} \quad (12)$$

$$\phi_2 = |s_2(k+1) - s_2(k)| = \delta_2 \frac{\Delta t}{\varepsilon} \quad (13)$$

따라서, 이와 같은 슬라이딩 모드상의  $S=0$  근방에서의 고주파 성분 떨림현상 문제가 해결된 슬라이딩 초평면상으로 전류오차  $e_i$ 에 대한 목표치가 도달되면 목표치는 빠른 시간분할영역 상에서  $S=0$ 인 초평면상에 남아 있게 된다. 그러므로, 식(6)의 빠른 시간분할영역 상의 전류오차 상태  $S$ 의 전류오차시스템은  $\varepsilon \rightarrow 0$ 인 적절한 작은 상수값에 의해 슬라이딩 초평면상의 의사정상상태 스위칭벡터  $T_s$ 를 갖는다. 따라서, 일단 슬라이딩 초평면상으로 목표치가 도달되면 그것은 초평면상에 남아있게 된다. 평형제어 원리에 기초하여, 슬라이딩 초평면상의 스위칭벡터  $T_s$ 는 식(14)와 같이 구할 수 있고,

$$S \frac{dS}{dt} = S^T \frac{dS}{dt} = 0, \quad T_s = A_1^{-1} \left[ \left(-\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J\right) e_\psi + \Delta R j_r \right] \quad (14)$$

따라서, 빠른 시간 분할 영역에서의 슬라이딩 초평면 의사 정상 상태 전류오차  $T_s$ 에 의한 저차화 자속 오차 시스템은 식(15)와 같다.

$$\frac{de_{\varphi}}{dt} = (I_2 + \Lambda_2 \Lambda_1^{-1}) \left[ -\left(\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J_2\right) e_{\varphi} - \Delta R_r j_r \right] \quad (15)$$

여기서,  $W = (I_2 + \Lambda_2 \Lambda_1^{-1})$ ,  $A(t) = \left(\frac{R_r}{L_r} I_2 - \omega J_2\right)$ 라 할때  $I_2 + \Lambda_2 \Lambda_1^{-1} > 0$  이면 식(9)의 초기조건에 대해 임의 행렬  $\Lambda_2$  는  $\delta_3 > -\delta_1$ ,  $\delta_4 > -\delta_2$  이며, 또  $\delta_3/\delta_1 \neq -1$ ,  $\delta_4/\delta_2 \neq -1$  이어야 한다.

따라서, 식 (15)의 저차화 자속 오차 시스템은 식(16)과 같이 간단히 쓸 수 있다.

$$\dot{e}_{\varphi} = -WA(t)e_{\varphi} - W\Delta R_r j_r \quad (16)$$

그리고, 식(16)의 저차화 자속 오차 시스템을 지속적으로 안정하게 하는 미지의 회전자 저항  $R_r$ 의 적응칙을 구하고 이러한 저차화 자속관측 오차 시스템의 안정도를 분석을 위해 리아프노프 함수를 정한다.

$$V = \frac{1}{2} e_{\varphi}^T \Gamma e_{\varphi} + \frac{1}{2} \Delta R_r^2 > 0 \quad (17)$$

여기서  $\Gamma = \begin{bmatrix} w_2 & 0 \\ 0 & w_1 \end{bmatrix}$  이다.

따라서, 식(17)을 시간  $t$ 에 관해 미분하면.

$$\dot{V} = -w_1 w_2 \frac{R_r}{L_r} e_{\varphi}^T e_{\varphi} - \Delta R_r (w_1 w_2 e_{\varphi}^T j_r + R_r) < 0 \quad (18)$$

이 되고 이때 미지의 회전자 저항  $R_r$ 에 대한 적응칙을 식(19)와 같이 얻을 수 있고

$$\dot{R}_r = -w_1 w_2 e_{\varphi}^T j_r \quad (19)$$

결국 식(19)의 적응칙에 의해 식 (18)는 다음의 부등관계를 만족한다.

$$\dot{V} = -w_1 w_2 \frac{R_r}{L_r} e_{\varphi}^T e_{\varphi} < 0 \quad (20)$$

이 부등 관계로 부터  $V, \dot{V}$ 는 점근적으로 안정하며,  $\hat{e}_{\varphi}, \hat{R}_r$ 는 점근적으로 0으로 수렴한다. 따라서 고정자전류 ( $\hat{i}_a, \hat{i}_b$ ), 회전자 자속 ( $\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$ ) 및 회전자 역시정수 변동회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수 ( $\alpha = R_r/L_r$ )을 자속 관측기를 통한 미지의 회전자 저항 추정  $\hat{R}_r$ 에 대한 적응칙에 의해 추정하였다. 3장에서는 임의 초기조건상에서 외부 부하 외란인 부하 토크  $T_L$ 의 불확실성 변동으로 발생하는 회전 각속도 성능의 저하에 대하여 인덕션 모터가 높은 성능을 갖도록 하는 강인한 슬라이딩모드 속도 제어를 구현한다. 이러한 인덕션 모터의 속도제어를 위해 고려해야할 중요한 인덕션 모터의 속도제어에 영향을 미치는 관성모멘트의 불확실성, 미지의 부하토크 외란과 마찰력 등을 모두 포함하는 기계적 불확실성 부하 요소의 문제를 해결해야한다. 따라서 이러한 문제를

### 3. 적응 슬라이딩 모드 속도 제어기 설계

2장에서는 적응 슬라이딩모드 자속 관측기를 통하여 미지의 회전자 저항  $R_r$ 과 회전자속을 슬라이딩 초평면상의 이중 시간 분할의 오차교정경계면상에서 의사정상상태가 지속적으로 안정하도록 함으로서 고정자전류 ( $\hat{i}_a, \hat{i}_b$ ), 회전자 자속 ( $\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$ ) 및 회전자 역시정수 변동회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수 ( $\alpha = R_r/L_r$ )을 자속 관측기를 통한 미지의 회전자 저항 추정  $\hat{R}_r$ 에 대한 적응칙에 의해 추정하였다. 3장에서는 임의 초기조건상에서 외부 부하 외란인 부하 토크  $T_L$ 의 불확실성 변동으로 발생하는 회전 각속도 성능의 저하에 대하여 인덕션 모터가 높은 성능을 갖도록 하는 강인한 슬라이딩모드 속도 제어를 구현한다. 이러한 인덕션 모터의 속도제어를 위해 고려해야할 중요한 인덕션 모터의 속도제어에 영향을 미치는 관성모멘트의 불확실성, 미지의 부하토크 외란과 마찰력 등을 모두 포함하는 기계적 불확실성 부하 요소의 문제를 해결해야한다. 따라서 이러한 문제를

해결하기 위해 식(1)의 속도식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -\mu(J_2 i_s)^T \Psi_r - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega = -\mu_N (J_2 i_s)^T \Psi_r \\ &\quad - (4(J_2 i_s)^T \Psi_r + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega) \\ &= -\mu_N (J_2 i_s)^T \Psi_r - F \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, 토크상수는  $\mu = \mu_N + \Delta\mu$ 로 정의하며,  $\mu_N = \frac{n_p M}{J_N L_r}$ 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.

$$F = 4(J_2 i_s)^T \Psi_r + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega \quad (22)$$

식(22)와 같이 관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력들을 각각 분리해서 추정하지 않고 하나의 기계적 불확실성 집합  $F$ 로 묶어 본 절에서는 적용 슬라이딩 모드 제어기에서 추정한다. 그리고 식(2)의 인덕션 모터식에서 자속과 전류에 의해 상호 커플링되어 있는 각속도식의 커플링 문제를 직접 벡터 제어 기법을 적용하여 해결하도록 자속과 전류에 대한 식(23)와 같이 새로운 입력변수를 정한다.

$$\begin{aligned} w_1 &= \psi_m i_{sb} - \psi_{sb} i_{sa} = -(J_2 i_s)^T \Psi_r, \\ w_2 &= \psi_{sa} i_{sb} + \psi_{sb} i_{sa} = i_s^T \Psi_r = \Psi_r^T i_s \end{aligned} \quad (23)$$

식(23)을 각각 자속 그리고, 전류에 관련된 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{sref} \\ i_{sref} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Psi_r^T \Psi_r} \begin{bmatrix} \psi_m - \psi_{sb} \\ \psi_{sa} & \psi_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_2 \\ w_1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

식(24)에서의  $i_{sref}, i_{sref}$ 는 보조 입력 변수  $w_1, w_2$ 에 의해 얻게 되는 요구 전류치이다.

따라서, 요구 전류치에 대한 보조 입력 변수를 구하기 위해 기준 신호  $\omega_{ref}, \Psi_{ref}^2$  과의 오차와 기계적 불확실성 부하 추정오차를 다음과 같이 정한다.

$$e_{\omega} = \omega - \omega_{ref}, \quad e_{\varphi} = \Psi_r^T \Psi_r - \Psi_{ref}^2, \quad e_F = F - \hat{F}$$

그리고, 이를 시간  $t$ 에 대해 미분하면

$$\dot{e}_{\omega} = \mu_N w_1 - e_F - \hat{F} - \dot{\omega}_{ref} \quad (25)$$

$$\dot{e}_{\varphi} = -2\alpha \Psi_r^T \Psi_r + 2M\alpha w_2 - 2\Psi_{ref} \Psi_{ref} \quad (26)$$

$$\dot{e}_F = -\dot{F} \quad (27)$$

이 되고, 위의 오차식에 리아프노프 안정도 판별로서 요구치 전류의 보조 입력변수  $w_1, w_2$ 를 구하기 위해 아래와 같은 리아프노프 함수를 정한다.

$$V = \frac{1}{2} (d_1 e_{\omega}^2 + \frac{1}{d_2} e_{\varphi}^2 + \frac{1}{d_3} e_F^2) > 0 \quad (d_1, d_2, d_3 > 0) \quad (28)$$

그리고, 이를 시간  $t$ 에 대하여 미분하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &= d_1 e_{\omega} (\mu_N w_1 - e_F - \hat{F} - \dot{\omega}_{ref}) + \frac{e_{\varphi}}{d_2} (-2\alpha \Psi_r^T \Psi_r + 2M\alpha w_2 \\ &\quad - 2\Psi_{ref} \Psi_{ref}) + \frac{1}{d_3} e_F \dot{e}_F < 0 \end{aligned} \quad (29)$$

이 되고, 요구치 전류의 보조 입력변수  $w_1, w_2$ 를 식(30)과 같이 정하고

$$w_1 = \frac{1}{\mu_N} (F + \dot{\omega}_{ref} - k_{\omega} e_{\omega})$$

$$w_2 = \frac{1}{2M\alpha} (2\Psi_{ref} \Psi_{ref} + 2\Psi_r^T \Psi_r - k_\psi e_\psi) (k_\omega > 0, k_\psi > 0) \quad (30)$$

기계적 불확실성 부하에 대한 적응칙을 식(31)과 같이 정하고

$$F = -d_1 d_3 e_\omega \quad (31)$$

식(30), (31)을 대입하면 식(29)는 식(32)와 같이 안정하게 된다.

$$\dot{V} = -k_\omega d_1 e_\omega^2 - \frac{k_\psi}{d_2} e_\psi^2 < 0 \quad (32)$$

따라서, 식(30)의 보조 입력변수에 의한 식(24)의 요구 전류는 다음과 같고,

$$\begin{bmatrix} i_{sref} \\ i_{sbrref} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Psi_r^T \Psi_r} \begin{bmatrix} \psi_a - \psi_b \\ \psi_b - \psi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2M\alpha} (2\Psi_{ref} \Psi_{ref} + 2\Psi_r^T \Psi_r - k_\psi e_\psi) \\ \frac{1}{\mu_N} (F + w_{ref} - k_b e_\omega) \end{bmatrix} \quad (33)$$

식(33)의 표시 편의성을 위해 보조 입력 변수  $v_1, v_2$  를 정하고 다음과 같이 쓴다.

$$\begin{bmatrix} i_{sref} \\ i_{sbrref} \end{bmatrix} = D(\psi_a, \psi_b) \begin{bmatrix} \frac{1}{2M\alpha} v_2 \\ \frac{1}{\mu_N} v_1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$v_1 = (F + w_{ref} - k_b e_\omega), \quad v_2 = (2\Psi_{ref} \Psi_{ref} + 2\Psi_r^T \Psi_r - k_\psi e_\psi)$$

그러나, 식(32)의 안정도는 식(30)의 보조 입력 변수를 통한 요구 전류치로서 얻게 되므로 이는 실제 제어입력에 의한 전류치와는 다르기 때문에 식(35)와 같은 오차를 갖는다.

$$e_s = i_s - i_{sref} \quad (35)$$

그러므로, 본 논문은 식(35)와 같은 오차문제를 슬라이딩 모드 제어 방법을 통하여 제어입력  $u_\omega u_b$ 을 구함으로써 식(33)의 요구 전류치에 의한 식(32)의 안정성과 같은 결과를 얻고자 한다. 따라서, 식(35)를 시간  $t$ 에 대하여 미분하고,

$$\varepsilon \frac{de_s}{dt} = -(R_s \beta + M\alpha) i_s + (\alpha I_2 - \omega J_2) \Psi_r + \beta u_s - \varepsilon \dot{i}_{sref} \quad (36)$$

식(36)의 요구 전류 미분치  $\dot{i}_{sref}$ 를 구하기 위해 식(34)를 시간  $t$ 에 대하여 미분하고 식(36)에 대입하면

$$\varepsilon \frac{de_s}{dt} = -(R_s \beta + M\alpha) e_s + \beta u_s + \pi \quad (37)$$

여기서,  $\pi = \begin{pmatrix} \pi_1 \\ \pi_2 \end{pmatrix}$ : 전류오차 상태식의 외란벡터이다.

$$\pi = -(R_s \beta + M\alpha) \dot{i}_{sref} + (\alpha I_2 - \omega J_2) \dot{\Psi}_r - \varepsilon \dot{\dot{i}}_{sref} \quad (38)$$

2장에서 슬라이딩 모드 제어 특성 정의와 같이 상태변수의 선형결합 형태로 정의되는 상태공간상의 가상평면인 슬라이딩 초평면을 다음과 같이 정의한다.

$$S = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} = e_s = \begin{pmatrix} i_{sa} - i_{saref} \\ i_{sb} - i_{sbrref} \end{pmatrix} = 0 \quad (39)$$

그리고, 식(39)의 슬라이딩 초평면을 이중시간분할 시변수  $\tau = (t - t_0)/\varepsilon$ 에 대해서  $\varepsilon \rightarrow 0$  일때  $\tau \rightarrow \infty$ 이 되는 빠른 시간 분할에서  $S=0$ 이 되도록 슬라이딩 초평면 존재조건을 식(40)과 같이 정하고, 식(41)과 같이 쓴다.

$$S^T \frac{dS}{dt} < 0 \quad (40)$$

$$\frac{dS}{dt} = \varepsilon \frac{de_s}{dt} = -(R_s \beta + M\alpha) e_s + \beta u_s + \pi = 0 \quad (41)$$

이때의 슬라이딩 모드 등가제어입력  $u_{s*}$ 은 식(42)과 같다.

$$u_{s*} = \frac{1}{\beta} ((R_s \beta + M\alpha) S - \pi) \quad (42)$$

그러나, 이러한 등가 제어 입력이  $S \frac{dS}{dt} < 0$ 인 reachability 조건에서 전역적으로 만족된다면 이상적인 슬라이딩 행동을 보장할 수 있는 제어입력 일수 있으나, 실제 이러한 조건이 식(39)으로 정한 가상의 슬라이딩 초평면상에서는 전역적으로 만족되지 않는다. 그러므로 초기 상태가  $t > t_s$ 에서 가상의 슬라이딩 초평면에 있지 않고, 단지  $\varepsilon \rightarrow 0$  일때  $\tau \rightarrow \infty$ 이 되는  $S(t) \rightarrow 0$ 에서 점근적으로 안정하다면 이상적인 슬라이딩 행동을 보장하기 위한  $S \frac{dS}{dt} < 0$ 인 reachability 충분조건 보다는 좀 더 강력한 조건이 필요하다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 조건을 보장하는 아래와 같은  $\eta$  reachability 충분조건을 정하고

$$S^T \frac{dS}{dt} \leftarrow \eta S \quad (43)$$

여기서,  $\eta$ 는 작은 양의 정수이다.

식(43)의 제어 입력은 식(44)과 같이 다시 정한다.

$$u_s = u_{s*} - K \nu_\zeta(S) \quad (44)$$

여기서,  $\nu_\zeta(S) = \left[ \frac{s_1}{(|s_1| + \zeta_1)}, \frac{s_2}{(|s_2| + \zeta_2)} \right]^T$  ( $\zeta_1, \zeta_2 > 0$ )로서 기존 슬라이딩 모드의 제어입력시의 시그넘 함수의 불연속성에 의해 발생하는 채터링 현상을 방지하기 위한 시그넘 함수이다. 따라서, 식(44)의 제어입력에 의한 실제 전류와 식(30)의 보조 입력 변수를 통하여 구하여지는 요구 전류치의 오차는 정의된 슬라이딩 초평면상에서 안정하게 수렴되고, 식(45)과 같이 안정하게 된다.

$$\begin{aligned} S^T \frac{dS}{dt} &= S^T [-(R_s \beta + M\alpha) S + \beta u_s + \pi] \leftarrow \eta S \\ &= -KS^T [\nu_\zeta(S)] \leftarrow \eta S \end{aligned} \quad (45)$$

따라서, 식(44)의 제어입력  $u_s$ 에 의해 전류오차 식(35)는  $\eta$  reachability 충분조건에 의해 점근적으로 0으로 수렴한다.

#### 4. 컴퓨터 모의 실험

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

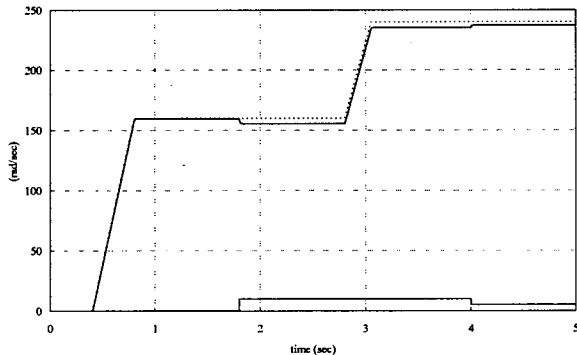
표 1 인덕션 모터 파라미터

Table 1 Parameter of Induction Motor

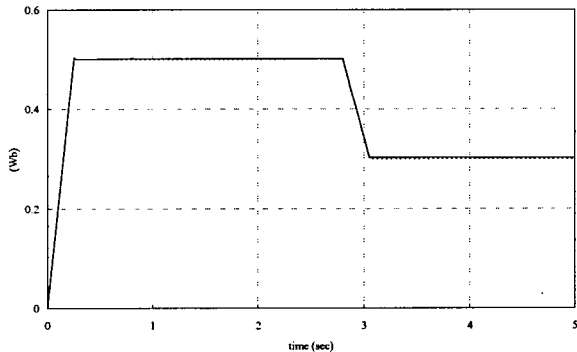
극쌍의 수	$n_p=1$	회전자인덕턴스	$L_r=0.0706$
고정자 저항	$R_s=0.84$	상호 인덕턴스	$M=0.0672$
회전자 저항	$R_r=0.3858$	관성 모멘트	$J=0.02$
고정자인덕턴스	$L_s=0.0706$	마찰 계수	$B=0.01$

샘플링 시간은 250[usec]로 하여 5초간 모의실험을 수행하였다. 인덕션 모터의 기준자속은 처음에 0.5[Wb]로, 무부하시 기준속도는 0.3초에서 160[rad/sec]에 도달하도록 하였

다. 1.8초에서 제어기에는 미지인 정격토크 14[Nm]의 약 70[%]에 해당하는 10[Nm]의 부하토크를 가하였다. 2.8초에서 속도는 정격속도 이상인 240[rad/sec]에 도달되도록 하고, 자속은 약계자(field weakening) 제어에 따라 0.3[Wb]의 값으로 감소시켰다. 4초에서 부하토크를 다시 절반인 5[Nm]로 감소시켰다. 설계상수는  $K=100$ ,  $k_{\psi}=200$ ,  $k_{\omega}=150$ 로, 적응이득은  $d_1=0.1$ ,  $d_2=0.1$ ,  $d_3=0.5$ ,  $\delta_1=0.02$ ,  $\delta_2=0.05$ ,  $w_1=5$ ,  $w_2=10$ , 로  $\phi_1=2.8$ ,  $\phi_2=0.7$ 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 0으로 하였다. 다음 그림들은 모의실험 결과를 보여주는 데, 점선을 기준치를 실선은 측정치를 나타낸다.



(a) Speed



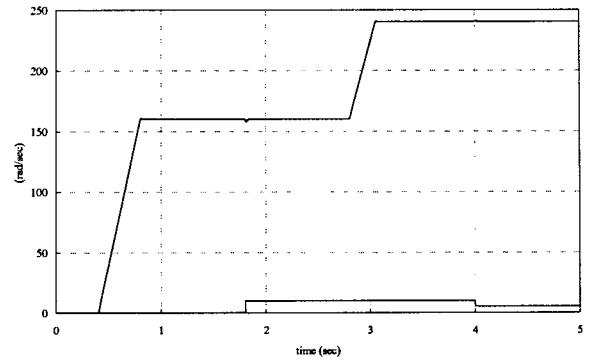
(b) Flux Amplitude

그림 1. 적응 자속 관측기를 사용하고 기계적인 불확실성을 보상하지 않은 경우(속도 및 자속 추종)

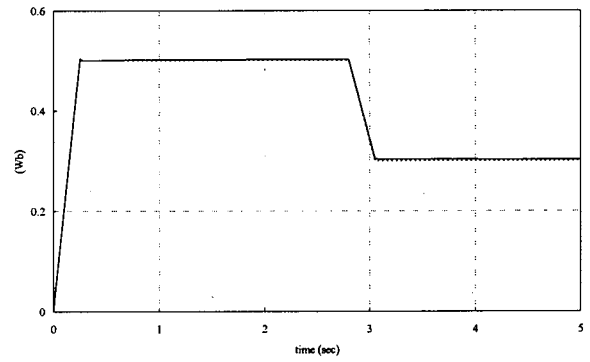
Fig 1. A Case of don't compensate Mechanical uncertainty and using Adaptive flux observer

그림 1.는 적응 자속 관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수만을 추정하고, 슬라이딩 모드 제어기를 사용하여 기계적인 불확실성을 보상하지 않은 경우의 속도 및 자속 추종 결과이다. 속도추종 그림의 아래 실선은 부하토크를 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이 기계적인 불확실성이 속도추종에 영향을 미쳐 불확실성만큼의 추종오차가 존재하

지만, 자속 추종에는 영향을 미치지 않는다.



(a) Speed

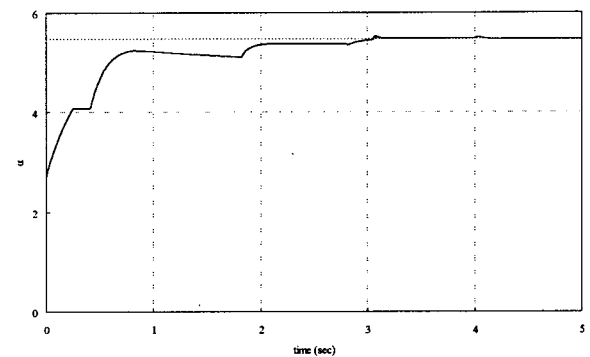


(b) Flux Amplitude

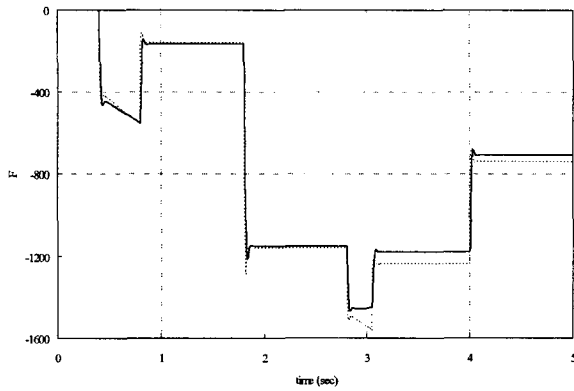
그림 2. 적응 자속 관측기를 사용하고 기계적인 불확실성을 보상한 경우(속도 및 자속 추종)

Fig 2. A Case of compensating Mechanical uncertainty and using Adaptive flux observer

그림 2.는 적응 슬라이딩모드 자속 관측기를 사용하여 자속 및 회전자 역시정수를 추정하고, 슬라이딩모드 제어기를 사용하여 기계적인 불확실성을 보상한 경우의 속도 및 자속 추종 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 속도추종의 경우에는 기계적인 불확실성을 추정하여 보상하므로 추종오차가 크게 감소함을 알 수 있다. 자속추종의 경우에는 적응 자속 관측기를 사용한 그림 1.의 경우와 거의 차이가 없다.



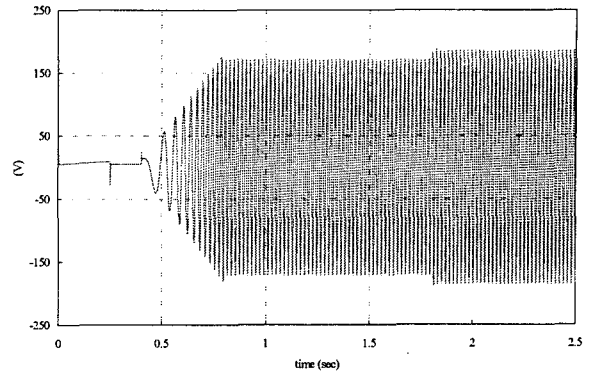
(a) Inverse Rotor Time Constant



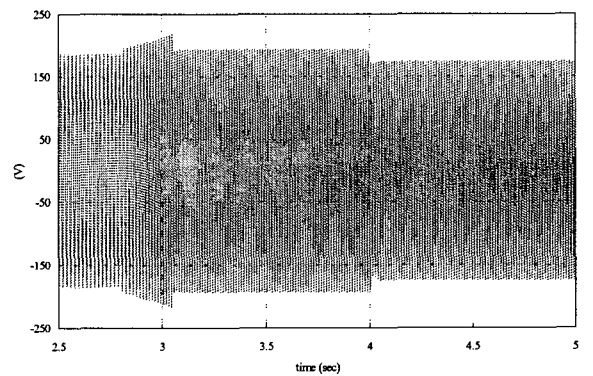
(b) Mechanical Uncertainty

그림 3. 회전자 역시정수와 기계적 불확실성의 추정  
 Fig 3. Estimating inverse Time constant of rotor resistor and Mechanical uncertainty

그림 3은 회전자 역시정수와 기계적인 불확실성을 추정 한 결과이다. 회전자 역시정수의 경우는 거의 실제 값으로 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.



(c) Stator Voltage in Phase b (0~2.5sec)



(d) Stator Voltage in Phase b (2.5~5sec)

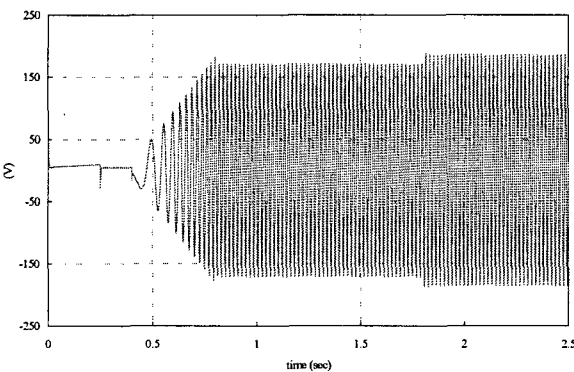
그림 4. 제어입력

Fig 4. Control input in Phase a and b

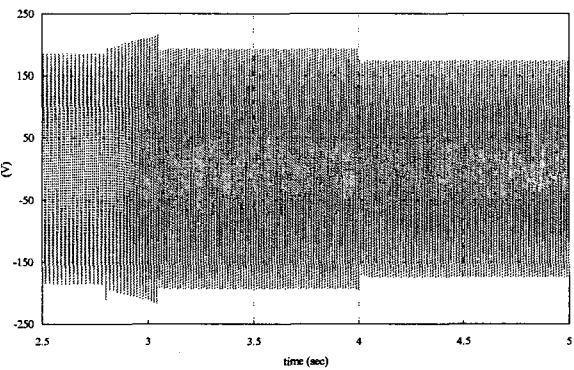
그림 4는 적응 슬라이딩 모드 관측기를 이용하고 슬라이딩 모드 제어기를 사용한 경우의 a상 및 b상의 제어입력을 나타낸 것이다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 전기적 및 기계적 불확실성을 갖는 인덕션 모터의 속도 및 자속 추종의 제어 목적을 달성하기 위하여, 적응 슬라이딩모드 자속관측기와 기계적 불확실성을 하나로 묶어 보상하여 안정적 속도제어를 얻기 위한 슬라이딩 모드 제어기에 대해 제안하였다. 따라서 특이섭동 기법을 적용하여 재설계된 인덕션 모터 모델을 통하여 측정된 회전 속도와 고정자전류, 인가한 고정자전압 및 고정자전류 추정 오차를 이용하여 슬라이딩모드 제어기법을 적용 단순화시킨 개선된 적응 슬라이딩 모드 자속관측기를 설계함으로써 제시한 적응 슬라이딩 모드 자속 관측기와 인덕션 모터의 오차상태를 이용한 저차화 근사 오차 시스템으로부터 안정도 문제를 보다 간략하게 해결하였고, 이를 통해 회전자자속 및 회전자 역시정수 변동을 빠르게 추정 할수 있었다 또한 회전자저항의 변동에 기인한 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성과 관성모멘트, 부하토크 외란, 마찰력 등과 같은 기계적 불확실성을 슬라이딩 모드 제어기를 통해 보상함으로써 여러 기계적 불확실들을 각각 따로 추정하지 않고 하나의 불확실성 집합으로 묶어서 추정함으로써 제어기를 단



(a) Stator Voltage in Phase a (0~2.5sec)



(b) Stator Voltage in Phase a (2.5~5sec)

순화시켰다. 또한, 두 전기적, 기계적 불확실성이 관측기와 제어기에서 별도로 분리되어 추정됨으로써 두 추정치 사이의 간섭이 제거되어 회전자 역시정수를 정확하게 추정할 수 있었으며 제시한 자속관측기를 사용하여 인덕션 모터에 대한 정보량을 최소화하여 인덕션 모터의 미지의 회전자속 초기값과 불확실성의 요소인 미지의회전자 저항을 빠른 시간과 안정하게 추정할 수 있었다.

**감사의 글**

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력 연구원(R-2003-0-285) 주관으로 수행된 과제임.

**참 고 문 헌**

[1] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986

[2] Marino R., S. Peresada and P.Tomei, "Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance". Int. Journal of Adaptive,1996. Control and Signal Processing, vol.10,345-363.

[3] 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.

[4] 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

[5] 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

[6] 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

[7] W. Leonard, Control of Electric Drives. Berlin : Springer-Verlag, 1985.

[8] 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

[8] 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

[9] Peter V. Kokotovic, Hassan K.Khalil and John O'Reilly, "Singular Perturbation Method in Control: Analysis and Design." Academic Press, New York,1986

[10] M. Kritic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, Nonlinear and Adaptive Control Design, John Willy

& Sons, 1995

[11] V.I.Utkin, " Variable Structure Systems with sliding modes " IEEE Trans. Auto. Contr., Vol.AC-22, no.2, pp.212-222, 1977.

**저 자 소 개**



**김 도 우(金 度 佑)**

1969년 생. 1995년 한양대학교 전기공학과(학사). 1996년 (주)쌍용자동차 근무. 1998년 한양대학교 전기공학과(석사). 2003년 한양대학교 전기공학과(박사), 2001년 ~ 현재 대덕대학 마이크로로봇과 조교수  
Tel : 042-866-0336  
Fax : 042-866-0347  
E-mail : kimdowoo@mail.ddc.ac.kr



**정 기 철(鄭 基 澈)**

1962년 생. 1988년 한양대학교 전기공학과(학사). 1990년 한양대학교 전기공학과(석사). 1990년 LG 산전연구소 주임연구원, 2000년 한양대학교 전기공학과(박사), 1993년 ~ 현재 대덕대학 마이크로로봇과 부교수  
Tel : 042-866-0375  
Fax : 042-866-0347  
E-mail : kchung@mail.ddc.ac.kr



**이 승 학(李 承 學)**

1954년 생. 1979년 숭실대학교 전기공학과 (학사), 1982년 숭실대학교 전기공학과 (석사), 2004년 건국대학교 전기공학과 (박사), 1974년~1998년 한전 전력연구원 선임연구원, 1999년~현재 대덕대학 전기과 교수.  
Tel : 042-866-0373  
Fax : 042-866-0339  
E-mail : leeshak@mail.ddc.ac.kr