

적응 속도 관측기를 사용한 유도전동기의 센서리스 슬라이딩 모드 제어

Sensorless Sliding Mode Control of an Induction Motor using Adaptive Speed Observer

지민석*, 김진수*, 이재용**, 이강웅***

Min-Seok Jie*, Chin-Su Kim*, Jae-Yong Lee**, and Kang-Woong Lee***

요 약

본 논문에서는 적응 속도 관측기를 사용한 유도전동기의 센서리스 슬라이딩 모드 제어 방법을 제안하였다. 제어 목적은 엔코더를 대신하여 적응 속도 관측기를 적용하고, 전류 제어기에 포함된 파라미터 변화와 외란으로 인한 오차를 슬라이딩 모드 전류 제어기를 사용하여 제거하는 것이다. 제어 시스템에 적용된 슬라이딩 모드 전류 제어기와 적응 속도 관측기의 안정도는 Lyapunov 안정도 판별법을 이용하여 해석하였다. 제안한 제어 시스템의 성능은 Matlab Simulink를 사용한 모의 실험으로 증명되며, 유도전동기를 사용한 실험 결과를 통하여 실현 가능성을 확인하였다.

Abstract

In the paper propose a sensorless sliding mode control method of an induction motor using an adaptive speed control. The control objective is apply to adaptive speed observer instead of a encoder and to remove errors using the sliding mode current controller by parameters variation and disturbances that include the current controller. A stability of the sliding mode current controller and the adaptive speed observer using a design controller is guaranteed by the Lyapunov stability criterion. The performance of the proposed control system is demonstrated by simulation using the matlab siltmulink and experimental results using induction motor show that the proposed method can apply an induction motor control.

Key words : Induction Motor, Sensorless, Sliding Control, Speed Observer

I. 서 론

유도전동기는 교류전용기기로서 입력 전류에 비례하여 선형적인 특성을 나타내는 직류전동기와 달리 자속과 전류의 시간변화율에 의해 동작 특성이 나타나는 회전기기이다. 기계적인 측면에서도 직류전

동기와는 달리 브러쉬와 정류자가 없는 구조이기 때문에 접촉으로 인한 마모가 없어 유지 및 보수가 간단하며, 회전자 구조가 견고하여 높은 경제성을 가짐으로써 산업계에 널리 응용되어 왔다.

유도전동기의 가변속을 위한 벡터제어 방식은 전류의 크기와 순시 위상각의 동시제어를 한다. 자속

* 한국항공대학교 항공전자공학과 자동제어연구실(Automatic Control Lab., Department of Electronics, Hankuk Aviation University)

** (주)에이디티(Advanced Drive Technology)

*** 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics Telecomm. and Computer Engineering, Hankuk Aviation University)

· 제1저자 (First Author) : 지민석

· 접수일자 : 2006년 4월 15일

발생 성분과 토크 발생 성분으로 분리한 고정자 전류를 독립적으로 제어함으로써 기존의 직류전동기 구동 시스템에서 얻을 수 있었던 순시적인 토크 제어 특성을 유도전동기에서도 얻을 수 있게 되었다[1].

벡터제어 방법의 경우 자속과 회전자 속도를 추정하기 위하여 기계적인 장치나 엔코더 등의 센서가 필요하다. 하지만 센서를 부착 할 수 없는 불리한 환경 또는 센서를 사용하기 힘든 고속 모터 드라이브에서 자속을 추정하기 위하여 여러 센서리스 방법이 제안되었다[2]-[5].

Kubota[5]에 의해 제안된 적응 속도 관측기(Adaptive Speed Observer)는 전동기에 입력되는 전압 정보와 전류 정보만을 가지고 회전자의 추정 회전 속도를 얻을 수 있다. 회전자의 속도 정보를 얻기 위하여 상태 방정식을 이용하고, 설계한 상태 관측기를 통하여 회전자의 추정 자속과 추정 전류를 얻는다. 적응 속도 관측기는 상태 방정식을 기반으로 설계되기 때문에 많은 전동기 파라미터를 이용하여 속도 정보를 추정하게 된다. 따라서 유도전동기의 상태 방정식에 파라미터 변동과 외란 성분 등이 포함된다면 추정 속도 정보에 이러한 오차가 포함되게 된다.

슬라이딩 모드 제어기는 시스템 상에 파라미터 변화와 외란 등의 불확실성이 존재하더라도 시스템의 상태 궤적이 슬라이딩 평면상에 향하도록 제어 입력이 주어지므로, 시스템의 동작은 원래의 시스템과는 무관하게 되어 슬라이딩 평면상에서 안정하게 된다. 하지만 제어 시스템의 상태가 슬라이딩 평면을 가로지를 때 발생하는 제어 입력의 급격한 스위칭으로 인한 지연에 의하여 채터링 현상이 발생한다. Shyu와 Shieh[6]는 가속도 정보를 필요로 하지 않는 새로운 스위칭 평면 함수를 이용한 슬라이딩 모드 속도 제어를 제시하였고, 이를 응용한 새로운 스위칭 평면 함수에서의 슬라이딩 모드 전류 제어가 제시[7]되었다.

본 논문에서는 유도전동기 센서리스 속도 제어 및 전류 제어를 위해 간접 벡터제어 방식을 적용하였다. 유도전동기의 간접 벡터제어에 필요한 속도 정보는 적응 속도 관측기를 적용하여 추정하며, 관측기를 사용했을 경우에 포함되는 유도전동기의 파라미터와 외란에 의한 영향을 제거하기 위하여 슬라이딩 모드

전류 제어를 적용하였다. 제안된 제어기의 성능은 모의실험과 실험을 통해 입증해 보고자 한다.

II. 유도전동기 벡터제어

각 상의 고정자 권선이 서로 대칭이며 분포권선으로 되어 있다고 가정하면 3상의 고정 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식은 a, b, c 각 상에 대한 벡터의 방정식으로 나타낼 수 있다.

유도전동기의 고정자와 회전자의 전압 방정식을 나타내면 식(1)과 같다.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + p\lambda_{abc}, \quad V_{abcr} = R_r i_{abcr} + p\lambda_{abcr} \quad (1)$$

여기서, p 는 미분연산자이고, 각각의 벡터는 $f_{abc} = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]^T$ 이다.

각 상에 쇄교되는 자속에 관한 식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ (L_m)^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 L_s, L_r, L_m 은 각 상의 인덕턴스와 상호 인덕턴스이다.

유도전동기의 3상 a, b, c 전압 방정식을 d-q축으로 좌표 변환하여 동기속도 ω_e 로 회전하고 있는 회전 좌표계로 변환한 고정자와 회전자 전압 방정식은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + p\lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e & 0 &= R_r i_{dr}^e + p\lambda_{dr}^e - \omega_e \lambda_{qr}^e \\ V_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + p\lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e & 0 &= R_r i_{qr}^e + p\lambda_{qr}^e - \omega_e \lambda_{dr}^e \\ V_{ns}^e &= R_s i_{ns}^e + p\lambda_{ns}^e & 0 &= R_r i_{nr}^e + p\lambda_{nr}^e \end{aligned} \quad (3)$$

회전 좌표계에서의 쇄교 자속은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e & \lambda_{dr}^e &= L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e & \lambda_{qr}^e &= L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \\ \lambda_{ns}^e &= L_s i_{ns}^e & \lambda_{nr}^e &= L_r i_{nr}^e \end{aligned} \quad (4)$$

여기에 벡터제어를 적용하여 회전자의 자속벡터를 d축과 일치시키면 q축의 자속성분 $\lambda_{qr}^e = 0$ 가 된

다. 식 (4)를 식 (3)에 대입하면 식 (5)와 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$p\lambda_{dr}^e = -\frac{R_r}{L_r}(\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e), \omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}^e} i_{qs}^e \quad (5)$$

$$V_{ds}^e = (R_s + L_o L_p + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e - \omega_e L_o L_s i_{qs}^e$$

$$V_{qs}^e = (R_s + L_o L_p) i_{qs}^e + \omega_e (L_o L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) \quad (6)$$

여기서, $L_o = L_s - L_m^2 / L_r$ 이다.

식 (6)에서 회전자 자속은 매우 느린 시정수 L_r / R_r 을 가지므로 시간에 관계없이 일정하다고 가정하면 $\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$ 가 된다. 유도전동기의 토크 방정식은 식 (7)과 같다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (7)$$

d-축의 자속을 기준으로 q-축의 자속성분을 0으로 놓으면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (8)$$

즉, 식 (7)에 식 (5)에서의 $\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$ 라는 가정을 적용하면 토크 T는 i_{ds}^e 가 일정한 값을 가질 때 i_{qs}^e 에 비례함을 알 수 있다.

$$T = k_T \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (9)$$

회전자 자속벡터의 각속도인 동기속도 ω_e 는 식 (10)과 같다.

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (10)$$

식 (10)에 식 (5)를 대입하면 식 (11)과 같다.

$$\omega_e = \omega_r + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (11)$$

따라서 자속벡터의 회전각은 다음의 식 (12)와 같이 얻을 수 있다.

$$\Theta = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (12)$$

지금까지의 관계식을 보았을 때 간접 벡터제어 방식은 전동기의 회전 속도 정보를 필요로 하며, 알고리즘 구현 시 많은 전동기 파라미터들을 사용하므로 파라미터 변동에 강인한 슬라이딩 모드 제어를 적용하기에 적합함을 알 수 있다.

III. 슬라이딩 모드 전류 제어기

간접 벡터제어에 따르면 회전자 자속 기준 벡터제어를 위해서는 식 (13)과 같은 가정이 필요하다.

$$\lambda_{qr} = 0, \lambda_{dr} = \lambda_r = \text{일정} \quad (13)$$

유도전동기의 전압 방정식과 쇄교 자속식을 이용하여 구한 유도전동기의 동역학 방정식은 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{ds}^e}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_o} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_o}\right) i_{ds}^e + \omega_e i_{qs}^e + \frac{\omega_r L_m}{L_r L_o} \lambda_{dr}^e + \frac{1}{L_o} V_{ds}^e \quad (1)$$

$$\frac{di_{qs}^e}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_o} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_o}\right) i_{qs}^e - \omega_e i_{ds}^e - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_o} \lambda_{dr}^e + \frac{1}{L_o} V_{qs}^e \quad (4)$$

여기서, $L_o \equiv L_s - L_m^2 / L_r$ 이다.

그러나 유도전동기의 회전자 자속 성분은 홀 센서(Hall Sensor)로 정확한 측정이나 관측기를 통한 추정이 어렵다. 따라서 식 (8)에서 회전자 자속은 토크를 제어하는 데에 있어 시변외란으로 간주할 수 있다. 외란 $\Delta \alpha_{d,q}$ 를 포함한 유도전동기의 동역학 방정식을 나타내면 식 (15)와 같다.

$$\frac{di_{ds}^e}{dt} = -\alpha_{d} i_{ds}^e + \omega_e i_{qs}^e + \frac{\omega_r L_m}{L_r L_o} \lambda_{dr}^e + \frac{1}{L_o} V_{ds}^e - \Delta \alpha_d \quad (15)$$

$$\frac{di_{qs}^e}{dt} = -\alpha_{q} i_{qs}^e - \omega_e i_{ds}^e - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_o} \lambda_{dr}^e + \frac{1}{L_o} V_{qs}^e - \Delta \alpha_q$$

여기서, $\alpha_{d,q} = \left(\frac{R_s}{L_o} + \frac{R_r L_m^2}{L_o L_r^2} \right)$ 이다.

이를 이용한 전류 제어기 설계를 위해 고정자 전류와 기준 전류의 오차를 식 (16)과 같이 설정한다.

$$e_{i_d} = i_{ds}^e - i_{ds}^{e*}, \quad e_{i_q} = i_{qs}^e - i_{qs}^{e*} \quad (16)$$

식 (16)을 미분하여 정리하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{de_{i_d}}{dt} &= -\alpha_d e_{i_d} + \frac{1}{L_o} (V_{ds}^e + E_d) \\ \frac{de_{i_q}}{dt} &= -\alpha_q e_{i_q} + \frac{1}{L_o} (V_{qs}^e + E_q) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, $E_d = D_d - L_o \Delta \alpha_{d,q}^{i_{ds}^{e*}}$, $E_q = D_q - L_o \Delta \alpha_{d,q}^{i_{qs}^{e*}}$
 $D_d = \frac{R_r L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e + L_o \omega_e i_{qs}^e - L_o \Delta \alpha_d$,
 $D_q = -\frac{L_m \omega_r}{L_r} \lambda_{dr}^e - L_o \omega_e i_{ds}^e - L_o \Delta \alpha_q$ 이다.

적분항을 갖는 스위칭 평면은 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} S_d(t) &= e_{i_d}(t) - \int_0^t k_d e_{i_d}(\tau) d\tau \\ S_q(t) &= e_{i_q}(t) - \int_0^t k_q e_{i_q}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 k_d, k_q 는 채환 이득이고, 이 값에 따라 시스템이 $S_{d,q}(t) = S_{d,q}^*(t) = 0$ 에서 시스템의 고유 값이 안정하게 된다.

또한, 식 (18)의 스위칭 평면에 따른 전류 제어기를 구성하면 식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= L_o \alpha_d e_{i_d} + L_o k_d e_{i_d} + L_o \alpha_{d,q}^{i_{ds}^{e*} - \rho} \text{sgn}(S_d(t)) \\ V_{qs}^e &= L_o \alpha_q e_{i_q} + L_o k_q e_{i_q} + L_o \alpha_{d,q}^{i_{qs}^{e*} - \rho} \text{sgn}(S_q(t)) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, $\text{sgn}(\cdot)$ 은 식 (20)과 같다.

$$\text{sgn}(S(t)) = \begin{cases} 1 & , S(t) > 0 \\ -1 & , S(t) < 0 \end{cases} \quad (20)$$

Lyapunov 안정조건을 이용한 $S_{d,q}(t)$ 의 존재 조건은 $\lim_{t \rightarrow 0} S_{d,q} S_{d,q}^* \leq 0$ 이다.

따라서, 식 (21)은 $\lim_{t \rightarrow 0} S_{d,q} S_{d,q}^* \leq 0$ 의 조건을 만족

해야한다.

$$S_{d,q}(t) S_{d,q}^*(t) = S_{d,q}(t) [e_{i_{d,q}} - K_{d,q} e_{d,q}] \quad (21)$$

$$= S_{d,q}(t) \left[-\alpha_{d,q} e_{i_{d,q}} + \frac{1}{L_o} V_{ds,qs}^e + \frac{D_{d,q}}{L_o} - \alpha_{d,q} i_{ds,qs}^{e*} - k_{d,q} e_{i_{d,q}} \right]$$

식 (21)에 식 (19)를 대입하면 식 (22)와 같이 간단히 정리될 수 있다.

$$S_{d,q}(t) S_{d,q}^*(t) \leq -\frac{1}{|L_o|} |S_{d,q}(t)| (\rho_{d,q} - |D_{d,q}|) \leq 0 \quad (22)$$

여기서, ρ 는 $|D_{d,q}|$ 의 상한이다.

따라서 식 (23)을 만족하면 주어진 스위칭 평면 $S(t)$ 는 시스템이 안정하도록 한다.

$$|D_{d,q}| \leq \rho_{d,q} \quad (23)$$

슬라이딩 모드 전류 제어기를 시스템에 적용할 경우 스위칭 함수로 인하여 채터링이 발생하게 된다. 이를 줄이기 위해 Smooth Function을 적용하면 식 (24)와 같은 형태의 제어기로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= L_o \alpha_d e_{i_d} + L_o k_d e_{i_d} + L_o \alpha_{d,q}^{i_{ds}^{e*} - \rho} \frac{S_d(t)}{|S_d(t)| + \delta_d} \\ V_{qs}^e &= L_o \alpha_q e_{i_q} + L_o k_q e_{i_q} + L_o \alpha_{d,q}^{i_{qs}^{e*} - \rho} \frac{S_q(t)}{|S_q(t)| + \delta_q} \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 $\delta_{d,q}$ 는 채터링을 줄이기 위한 작은 양의 상수이다.

IV. 적응 속도 관측기

회전자의 자속성분과 고정자 상전류를 상태 변수로 하는 상태 방정식은 식 (25)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} &= A \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(L_o L_s) I \\ 0 \end{bmatrix} v_s = Ax + Bv_s \\ i_s &= [I \ 0] x \end{aligned} \quad (25)$$

여기서, $i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$ 는 고정자 전류이고, $\lambda_r = [\lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T$ 는 회전자 자속, $v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$

는 고정자 전압이고 행렬 A는 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} -[R_s/(L_o L_s) + (1-L_o)/(L_o T_r)]I & L_m/(L_o L_s L_r) [(1/T_r)I - \omega_r J] \\ (L_m/T_r)I & -(1/T_r)I + \omega_r J \end{bmatrix}$$

식 (25)의 상태 방정식을 이용한 상태 관측기는 식 (26)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \mathcal{A} \hat{x} + B V_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (26)$$

여기서 \hat{x} , \mathcal{A} , \hat{i}_s 은 x , A , i_s 의 추정된 값을 의미하고, G는 관측기의 이득이다.

고정자 전류와 회전자 자속의 추정 오차식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} e = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (27)$$

여기서, $e = x - \hat{x}$, $\Delta \omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$, $\Delta A = \mathcal{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \omega_r J (L_o L_s L_r / L_m) \\ 0 & \Delta \omega_r J \end{bmatrix}$ 이다.

식 (27)의 추정 오차로부터 식 (28)과 같은 Lyapunov 후보 함수를 나타낼 수 있다.

$$V = e^T e + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / \delta \quad (28)$$

여기서 δ 는 양의 상수이다.

Lyapunov 후보 함수의 안정도 판별을 위하여 V를 시간에 대해 미분하게 되면 식 (29)와 같다.

$$\frac{d}{dt} V = e^T [(A + GC)^T + (A + GC)] e - 2\Delta \omega_r (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) / c + 2\Delta \omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \delta \quad (29)$$

여기서, $c = (L_o L_s L_r) / L_m$

식 (29)에서 전류의 오차 값은 $e_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$, $e_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$ 이다.

식 (29)에서 우변의 둘째항과 셋째항이 같다고 가정하면, 첫째항은 0보다 작게 되므로 $V < 0$ 를 만족하게 된다. 따라서 식 (28)의 Lyapunov 후보 함수 $V \rightarrow 0$ 이 되므로 안정하게 된다. 따라서 식 (30)과

같이 속도 추정이 가능하다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \delta (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) / c \quad (30)$$

식 (30)을 적분하면 추정 속도 $\hat{\omega}_r$ 을 구할 수 있고 이때 속도 추정의 성능을 향상시키기 위하여 PI 제어기를 적용하게 되면 식 (31)과 같다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) + K_i \int (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr} - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}) dt \quad (31)$$

따라서 고정자의 전압과 전류를 알고 있으면, 자속 관측기를 통해 자속의 위치를 알 수 있고, 이 자속의 위치를 적응 속도 관측기를 이용하여 실제 전동기의 속도를 추정할 수 있다.

V. 모의실험

제안된 제어기의 성능을 알아보기 위해 Matlab Simulink를 사용하여 PI 제어기와 비교하여 모의실험을 수행하였다. 유도전동기의 정격은 표 1과 같다.

표 1. 유도전동기의 파라미터

Table 1. Parameters of an induction motor.

정격속도	1735 rpm	회전자인덕턴스	0.125 H
입력전압	220 V	상호인덕턴스	0.117 H
고정자저항	2.952 Ω	관성계수	0.036 Kgm^2
회전자저항	1.942 Ω	마찰계수	0.006 Nm/rad/s
고정자인덕턴스	0.125 H	Pole	4

기준 속도 지령 1200 RPM에 대한 적응 속도 관측기의 속도 추정 값을 실제 전동기의 속도와 비교하여 그림 1에 나타내었다. 그림 2는 속도 지령 1200 RPM에 대한 전동기의 속도를 나타낸 그림이다. 이를 통하여 슬라이딩 전류 제어기를 적용한 시스템에서도 충분히 속도 지령을 추종할 수 있음을 알 수 있다. 그림 3은 부하 토크를 주었을 경우의 속도 응답을 나타낸 것으로 부하의 변화 따른 속도 응답이 슬라이딩 모드 전류 제어기가 PI 전류 제어기보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

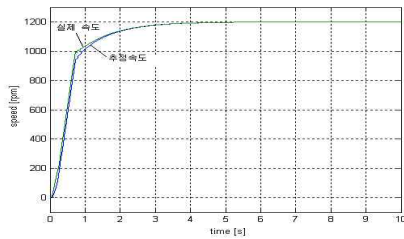


그림 1. 실제 속도와 관측기 추정 속도
Fig. 1. Real speed and observer estimation speed.

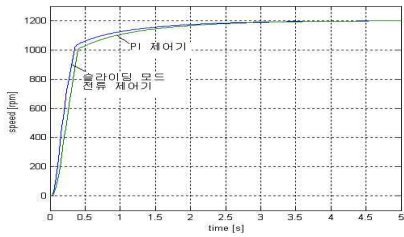


그림 2. 전류 제어기 속도
Fig. 2. Speed of current control.

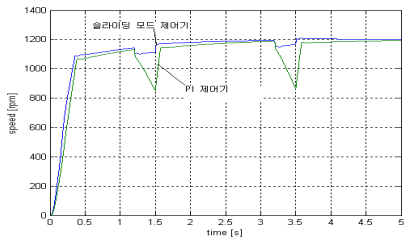


그림 3. 부하 토크를 주었을 경우의 속도응답
Fig. 3. Speed response at load torque.

추정을 나타낸다. 엔코더를 이용하여 계산한 실제의 속도 (a)와 관측기의 추정 속도 (b)가 일치함을 알 수 있다. 그림 6은 동일한 제어 시스템에 유도전동기의 L_s 를 변화 시켰을 경우이다. L_s 가 120% 변화하면 추정 q축 전류는 변화하지만 실제속도는 변화하지 않는다. 실제속도가 변하지 않는다는 것은 적응 속도 관측기를 사용한 환경에서 슬라이딩 모드 전류 제어기의 출력이 L_s 의 변화에 둔감하다는 것을 보여준다.

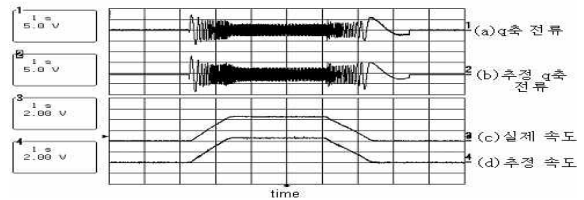


그림 5. 속도 관측기를 사용한 슬라이딩모드 전류제어기
Fig. 5. Sliding mode current control with speed observer.

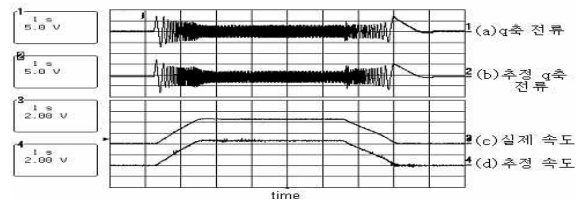


그림 6. 파라미터 변화 : $L_s * 1.2$
Fig. 6. Parameter variation : $L_s * 1.2$

VI. 구현 및 실험

시스템의 구성은 그림 4와 같고, DSP 보드는 TI사의 TMS320C32를 사용하였다.

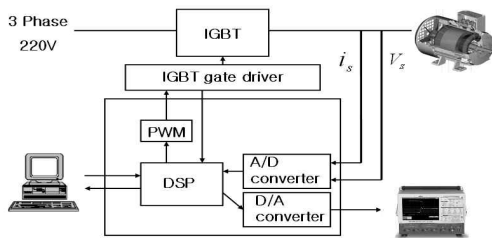


그림 4. 전체 시스템 구조
Fig. 4. Overall system structure.

그림 5는 속도 관측기를 사용했을 경우의 속도

VII. 결 론

본 논문은 유도전동기의 간접 벡터제어에 필요한 회전자의 속도를 엔코더가 아닌 적응 속도 관측기를 통하여 얻도록 하였다. 또한 많은 파라미터를 사용하는 적응 속도 관측기에서의 파라미터 변동과 외란에 강인한 제어기를 설계하기 위해 슬라이딩 모드 전류 제어기를 적용하여 유도전동기의 제어 시스템을 구성하였다. 제안된 적응 속도 관측기와 슬라이딩 모드 전류 제어기의 안정도는 Lyapunov 안정도 판별 기법을 이용하여 입증하였다. 속도 지령에 대한 모의실험과 실험을 통하여 적응 속도 관측기가 충분히 실제 속도를 추정할 수 있으며, 슬라이딩 전류 제어기를 이용하여 파라미터 변동에 따른 유도전동기의 제어 성능을 높일 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Andrzej M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [2] I. Takahasi, "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. IA22, no. 5, Sep./Oct. 1986.
- [3] T. Ohtani, N. Takada and K. Takada, "Vector control of induction motor without shaft encoder," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, January/February 1992.
- [4] H. Kubota, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 2, March/April, 1993.
- [5] S. H. Huh, "Robust Adaptive Flux Observer for Induction Motor Control," *IEEE International Conference*, vol. 3, pp 2450-2454, 2003.
- [6] K. K. Shyu and H. J. Sheih, "A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.11, no.14, July 1996.
- [7] K. K. Shyu and H. J. Sheih, "Variable structure current control for induction motor drives by space voltage vector PWM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 6, December 1995.

지 민 석 (池旻錫)



1995년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학사)
 1997년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학석사)
 1997년 ~ 2000년 : (주)한국레이컴 기술연구소
 2000년 ~ 2002년 : (주)휴니드테크놀러지스 기술연구소

2002년 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정
 관심분야 : 로봇제어, 로봇 비전, 모터제어

김 진 수 (金珍秀)



2004년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학사)
 2006년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학석사)
 2006년 3월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 박사과정
 관심분야 : 로봇 비전, 강인제어

이 재 용 (李載龍)



2004년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학사)
 2006년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학석사)
 2006년 ~ 현재 : (주)ADT
 관심분야 : 모터제어, 로봇제어

이 강 웅 (李康熊)



1980년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학사)
 1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학석사)
 1983년 ~ 1984년 : 삼성전자 컴퓨터개발부
 1989년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학박사)

1994년 ~ 1995년 : 미시간주립대학교 방문교수
 1989년 ~ 현재 : 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신 공학부 교수
 관심분야 : 로봇제어, 비선형제어