

이원관측기를 이용한 유도전동기의 속도추정

김 상 욱*, 나 재 두**, 김 영 석*

*인하대학교 전기공학과, **청계기전

Speed Estimation of Induction Motor Using Binary Observer

Sang-uk Kim, Jae-du Na, Young-seok Kim

*Dept. of Electrical Engineering, Inha University, **Chung Gye Electric Machinery Co., LTD.

Abstract - This paper presents a design method of the continuous inertial binary observer which includes the rotor flux and speed estimations. The sliding observer based on the variable structure theory ensures the robustness of disturbance and is applied for the method to keep an insensitivity for the variations of parameter. Sliding observer, however, has a high-frequency chattering deteriorating the state estimation performance. To reduce the chattering on the sliding surface in sliding observer and improve the estimation performance, binary observer scheme which has main advantages such as the absence of high-frequency chattering and the finite gains is applied in this paper. Computer simulation results show the effectiveness of binary observer proposed here for the induction motor drives.

Key Word : binary observer, speed estimation, sliding observer, induction motor

1. 서론

마이크로 프로세서와 고성능 전력소자의 급속한 발달은 유도전동기의 속도제어 분야에 있어서 벡터제어의 실현을 가능하게 하였다. 유도전동기의 벡터제어를 구현하기 위해서는 회전자의 자속과 속도에 대한 정확한 정보가 필수적이다. 회전자 자속의 정보를 얻는 방법에 따라 자속검출기에 의해 검출하는 방법, 유도전동기의 수학적 모델을 이용하여 추정하는 방법, 상태관측기를 이용하여 회전자 자속을 추정하는 방법이 있다. 그러나 첫 번째 방법은 특별한 자속 검출기가 필요하고 또한 정확한 측정이 곤란하며, 수학적 모델을 이용하는 방법은 초기오차의 수축 속도가 시스템에 의해 결정되고 임의로 설정된다는 문제점이 있다. 그리고 상태관측기를 이용하는 방법은 현재 많은 연구가 진행되고 있다[1-2]. 유도전동기의 상태관측기로는 동일차원 관측기와 최소차원 관측기가 검토되고 있지만 온도상승에 따른 2차 저항의 증가나 철심의 포화에 의한 인덕턴스 감소는 상태관측기의 적용을 곤란하게 한다. 따라서 회로정수 변동에 견디는 2차자속 관측기를 이용하여 회전자 자속을 추정함과 동시에 속도센서를 제거하여 속도를 직접 추정하는 연구가 활발히 진행중이며, 이를 위해 적응 제어가 도입되고 있다. 그러나 대부분의 적응제어를 이용한 변수들의 추정은 참값으로의

수렴과 추정자의 안정성 분석에 있어서 완벽하게 해결되지 못하고 있으며 변수들의 변동에 대해서도 감도가 완전히 영으로 되지는 않는다[3-4]. 이런 문제점을 해결하기 위해서 외란과 파라미터 변동에 강인한 제어특성을 갖는 가변구조제어(Variable Structure System)이론을 응용한 슬라이딩(Sliding) 관측기를 제안되었다.[5-6]. 시스템은 제어기와 회전자속도 동정자가 분리된 직접형 속도센서없는 벡터제어로서, 적응 관측기와 동정자의 안정성을 확보하고 파라미터 변동에 대해 저감도한 최적 극배치법을 이용하여 견실한 적응 슬라이딩 관측기로 구성하였다. 그러나 이 시스템은 스위칭 함수로서 불연속적인 $\text{sgn}(\cdot)$ 함수를 사용하기 때문에 상태추정 및 속도추정 성능을 저하시키는 높은 주파수의 채터링을 발생시킨다.

본 논문에서는 슬라이딩모드 제어에서 가장 문제되는 높은 주파수의 채터링을 줄이기 위해 이원제어기(Binary Control)를 도입한다[7,8]. 이원제어기는 파라미터 변동에 강인하고, 외란에 둔감하며, 높은 주파수의 채터링을 줄일 수 있으며 유한한 이득을 갖는 장점이 있다. 따라서 연속관성형 이원제어기를 이용한 이원관측기를 이용하여 유도전동기의 속도센서없는 벡터제어 시스템을 제안하였다. 모의실험을 통하여 제안하는 알고리즘이 기존의 슬라이딩 관측보다 추정성능이 우수함을 확인하였다.

II. 이원제어기

이원제어기의 기본적인 개념은 슬라이딩모드 제어에 두고 있지만 선형 시변 시스템에 적용되어질 수 있으므로 슬라이딩모드 제어법의 일반화로 고려될 수 있다. 그 구조는 그림 1과 같고 주루우프 조정기(main loop regulator, C_μ)와 외부제어루프(external control loop, C_u)를 갖는 조정기로 구성되어 있다. 주루우프 조정기는 제어대상(P_y)를 직접 제어하는 역할을 하고, 외부제어루프는 주루우프 조정기의 이득을 조정하는 역할을 한다. 만약 두 개의 조정기의 이득이 무한대이면 이원제어기는 슬라이딩 모드 제어와 같게 된다. 이원제어기의 구조는 비선형형으로서 모델규범 적응제어(Model Reference Adaptive Control: MRAC)와 유사하며 그것의 주된 특징은 파라미터 변동과 외란에 둔감하며, 높은 주파수의 채터링이 없고 피드백 이득이 유한한 값을 갖는다는 것이다.

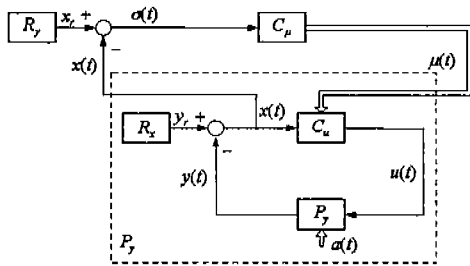


그림 2 기본적인 이원제어기

다음과 같은 스칼라 입력을 갖는 선형 시변 시스템을 고려한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1(t) & -a_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x'(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \quad (1)$$

여기서 $x(t) = y_r(t) - y(t)$ 이다. 외부루프오차 $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma(t) = -c x'(t) - x(t) \quad (2)$$

이원제어기의 목적은 시스템의 상태가 지령치를 추종하도록, 즉 외부루프오차 $\sigma(t)$ 를 영으로 되도록 연속적인 제어입력을 결정하는 것이다. 연속적인 제어입력을 보장하기 위한 영역(hypercone) G_δ 는 다음과 같이 설정한다.

$$G_\delta = x : \sigma^+(x)\sigma^-(x) \leq 0 \quad (3)$$

$$\sigma^+(x) = \sigma(x) - \delta|x|$$

$$\sigma^-(x) = \sigma(x) + \delta|x|$$

$$0 \leq \delta < 1 \quad \delta; \text{const.}$$

여기서 δ 는 설계 파라미터로 매우 작게하면 영역은 슬라이딩면과 같아지며 슬라이딩모드제어와 같

은 특성을 갖게 된다.

연속관성형(continuous inertial) 이원제어기의 알고리즘은 다음과 같다.

$$C_u : u = \mu(k^T \text{sgn}(x)) \quad (4)$$

$$C_\mu : \dot{\mu} = -\alpha [\mu(t) + \text{sat}\lambda(t)] \quad (5)$$

여기서 $x(t)$ 는 미분가능한 연속적인 벡터제어함수이고, $\mu(t)$ 는 스칼라함수이다. 그리고

$$\lambda = \sigma/\delta \text{이며 } k \text{와 } \alpha \text{는 제어이득이다. 연속}$$

관성형(continuous inertial) 이원제어기의 알고리즘의 블록도는 그림 2과 같으며 이원제어기의 미분방정식은 다음과 같다.

$$\ddot{x}(t) + a_2(t) \dot{x}(t) + a_1(t)x(t) = -\mu(k^T \text{sgn}(x)) \quad (6)$$

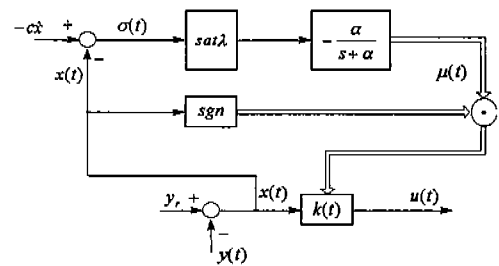


그림 2 이원관측기의 외부루프 제어기

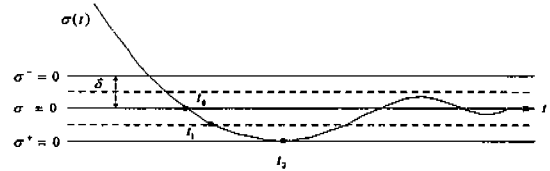


그림 3 이원관측기의 오차궤적

III. 연속관성형 이원관측기

기존의 슬라이딩모드 관측기와 속도추정기에 도입된 스위칭 신호 Z 는 고주파 채터링을 포함하기 때문에 불연속 제어 입력과 스위칭 잡음으로 인하여 추정성능을 저하시키고 전동기의 진동을 줄 수 있다. 이를 극복하기 위하여 일반적으로 시스템의 입력에 저역필터를 사용하고 있으나 이는 상태변수들의 오차와 제어신호에 대한 응답을 지연시키는 단점이 여전히 존재하게 된다. 따라서 이러한 슬라이딩모드 관측기의 문제점을 개선하기 위하여 연속관성형 이원관측기를 제안한다.

연속관성형 이원관측기의 오차방정식은 다음과 같으며

$$\sigma(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 $x_d(t) = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$, $x_q(t) = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$ 이다. 그림 2에서의 시스템의 출력 $y(t)$ 는 추정전류

로 정의되고 지령치 $y_r(t)$ 는 실제전류로 정의된다. 일정한 영역으로 적용된 이원관측기의 오차계측은 그림 3과 같으며 이원관측기를 이용한 회전자속도 및 회전자자속의 추정식은 다음과 같다.

$$\dot{\hat{i}}_s = A_{11} \hat{i}_s + A_{12} \hat{\lambda}_r + B_1 v_s + u_1(t, x) \quad (8)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_r = A_{21} \hat{i}_s + A_{22} \hat{\lambda}_r + u_2(t, x) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r = & K_I \frac{\varepsilon}{p \|\hat{\lambda}_r\|^2} [u_1(t, x)]^T J \hat{\lambda}_r \\ & + K_P \frac{\varepsilon}{p} \frac{d}{dt} \left[-\frac{[u_1(t, x)]^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

$$\lambda_r = [\lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T$$

$$v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

$$A_{11} = \left\{ -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right\} I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right\}$$

$$A_{21} = \frac{M}{\tau_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

R_s, R_r : 고정자 및 회전자 저항

L_s, L_r : 고정자 및 회전자의 자기인덕턴스

M : 상호인덕턴스

$$\sigma : \text{누설계수} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$$\tau_r : \text{회전자 시정수} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

ω_r : 회전자의 각속도

$$u_1(t, x) = K_1 \begin{bmatrix} \mu_{d1} |\sigma_d| \\ \mu_{q1} |\sigma_d| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_{d1} |\sigma_d| \\ \mu_{q1} |\sigma_d| \end{bmatrix}$$

$$u_2(t, x) = K_2 \begin{bmatrix} \mu_{d2} |\sigma_d| \\ \mu_{q2} |\sigma_d| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_{d2} |\sigma_d| \\ \mu_{q2} |\sigma_d| \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_{di} \\ \dot{\mu}_{qi} \end{bmatrix} = -\alpha_i \begin{bmatrix} \mu_{di}(t) + \text{sat} \lambda_d(t) \\ \mu_{qi}(t) + \text{sat} \lambda_q(t) \end{bmatrix} \quad \text{for } |\mu| \leq 1, i=1,2$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_{di} \\ \dot{\mu}_{qi} \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} \mu_{di} \\ \mu_{qi} \end{bmatrix} \quad \text{for } |\mu| \leq 1, i=1,2$$

이다.

따라서 연속적인 제어입력을 가지는 이원관측기를 이용하여 속도센서없는 유도전동기 벡터제어 시스템을 구현할 수 있으며 전체적인 블록도는 그림 4와 같다.

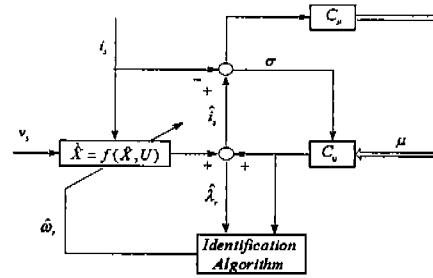


그림 4 속도센서없는 이원관측기

IV. 이원관측기의 이득설정

이원관측기를 위한 제어이득의 완전한 해를 얻기 위하여 다음의 문제들이 조사되어지며 오차방정식은 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = A_{11} e_1 + A_{12} e_2 + u_1(t, x) \quad (11)$$

$$\dot{e}_2 = A_{21} e_1 + A_{22} e_2 + u_2(t, x) \quad (12)$$

여기서 $e_1 = \hat{i}_s - i_s$, $e_2 = \hat{\lambda}_r - \lambda_r$ 이다.]

이원관측기의 존재조건은

$$\sigma^+(t) \dot{\sigma}^+(t) < 0, \quad \sigma^-(t) \dot{\sigma}^-(t) < 0 \quad (13)$$

이고, 연속관성형의 특성을 얻기 위해서는 다음 부등식을 만족하여야 한다[8].

$$-\mu(t_2) \text{sgn} \lambda(t_2) \geq 1 - h \quad (14)$$

1. K_1 의 설정

영역 G_δ 내에 들어온 $\sigma(t)$ 가 이 영역을 벗어나지 않을 조건은 이득행렬 K_1 을 선택하므로써 확보되어 진다. 오차방정식을 이용하여 $|\sigma(t)| \leq \delta$ 를 만족하는 제어이득 K_1 을 설정하기 위해서 $\sigma(t) > 0$ 와 $\sigma(t) < 0$ 인 경우를 고려한다.

$\sigma(t) > 0$ 인 경우 식(8)과 식(13)으로부터 $\dot{e}_1 < 0$ 이므로 이를 전개하면 다음과 같다.

$$A_{11} e_1 + A_{12} e_2 + u_1(t, x) < 0 \quad (15)$$

윗식과 식(14)를 이용하여 다시 전개하면

$$K_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} (A_{11} \delta + A_{12} e_2) \quad (16)$$

와 같다. $\sigma(t) < 0$ 인 경우에도 식(15)와 식(16)과 같은 방법으로 전개하면

$$K_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} (A_{11} \delta - A_{12} e_2) \quad (17)$$

와 같다. 따라서 식(16)과 식(17)을 만족하는 K_1 은 다음 부등식 (18)과 같으며, 이로서 영역 G_δ 내에 들어온 $\sigma(t)$ 가 G_δ 영역을 벗어나지 않을 조건이 확보되어 진다.

$$K_1 > \max \left[\text{sup} \left| \frac{1}{(1-h)\delta} (A_{11} \delta + A_{12} e_2) \right|, \right.$$

$$\sup \left| \frac{1}{(1-h)\delta} (A_{11}\delta - A_{12}e_2) \right| \quad (18)$$

2. K_2 의 설정

영역 G_δ 내에 들어온 $\sigma(t)$ 가 원점으로 수렴할 조건은 이득행렬 K_2 를 선택하므로써 확보되어 진다. 이를 위하여 일단 계인 K_2 가 설정된후 $\sigma(t)$ 가 영역 G_δ 내에 들어왔다고 했을 때 오차방정식 (11)에서 \dot{e}_1 을 상수로 가정하면

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= d = A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + u_1(t, x) \\ &= A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + K_1 \mu_{dq1} \sigma_{dq} \end{aligned} \quad (19)$$

로 표현할 수 있으며, 식(19)와 식(12)로부터

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= (A_{22} - K_2 K_1^{-1} A_{12}) e_2 + (A_{21} - K_2 K_1^{-1} A_{11}) \delta \\ &\quad + K_2 K_1^{-1} d \end{aligned} \quad (20)$$

을 얻을 수 있다. 식(20)에서 $e_2 = \hat{\lambda}_r - \lambda_r$ 가 원점으로 수렴할 조건은 $(A_{22} - K_2 K_1^{-1} A_{12})$ 의 고유값이 음이면 되므로, 제어이득 K_2 의 영역은 다음과 같이 설정되어질 수 있으며, 영역 G_δ 내에 들어온 $\sigma(t)$ 가 원점으로 수렴할 조건이 확보되어 진다

$$K_2 > \frac{K_1 A_{22}}{A_{12}} \quad (21)$$

3. α 의 설정

외부제어루프의 제어이득 α 를 설정하기 위하여 그림 3에서 볼 수 있듯이 시간 t_1 을 지난 시간 t 에서의 $\mu(t)$ 는 식 (5)를 적분하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mu(t) = \mu(t_1) e^{-\alpha(t-t_1)} - \alpha \int_{t_1}^t e^{-\alpha(t-\tau)} \lambda(\tau) d\tau \quad (22)$$

여기서 $t > t_1$, $|d| = \delta/2$ 이다. 반증법을 이용하여 식 (14)가 다음과 같이 표현된다고 할 때

$$-\mu(t_2) \operatorname{sgn} \lambda(t_2) < 1-h \quad (23)$$

식(22)와 식(23)을 다시 전개하면

$$t_2 - t_1 < \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (24)$$

와 같은 부등식으로 표현될 수 있다. $\sigma(t) > 0$ 인 경우 $[t_1, t_2]$ 구간에서의 $\lambda(t)$ 는

$$\begin{aligned} |\lambda(t_2)| &\leq \frac{1}{2} + \frac{1}{\delta} \left[\sup_{t \geq t_1} A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + u_1(t, x) \right] \\ &\quad \cdot (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (25)$$

로 표현될 수 있으며, 외부제어루프의 제어이득 α 가 다음을 만족하는 부등식이 있다고 하면

$$\alpha > \frac{2}{\delta} \left[\sup_{t \geq t_1} A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + u_1(t, x) \right] \ln \frac{4}{2h-1} \quad (26)$$

식(24)와 식(26)을 식(25)에 대입하면 다음의 부등식을 얻을 수 있다.

$$\lambda(t_2) < \frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2 \ln \frac{4}{2h-1}} \cdot \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4}{2h-1} = 1 \quad (27)$$

$\lambda(t)$ 는 $\sigma(t)/\delta(t)$ 이므로 경계면에서는 이의 절대값이 1이 되어야 한다. 그러나 식 (27)로부터 얻은 $\lambda(t)$ 는 1보다 작으므로 반증법을 이용하여 설정된 식(23)은 모순이다. 따라서 식(26)을 만족하는 외부제어루프의 제어이득 α 가 설정된다면, 외부제어루프의 제어기는 연속관성형 이원제어의 특성을 만족하는 것이 된다.

V. 모의실험 및 고찰

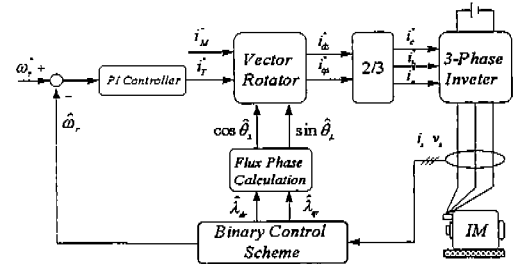


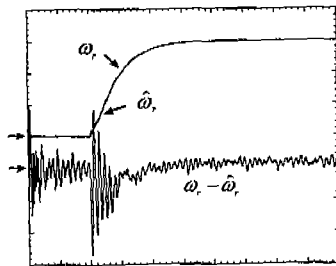
그림 5 제안된 시스템의 전체블록선도

제안하는 알고리즘을 이용하여 속도센서없는 벡터제어의 타당성을 검토하기 위하여 그림 5과 같이 시스템을 구성하였다. 출력단에 저역필터를 사용한 적응 슬라이딩 관측기와 제안된 연속관성형 이원관측기를 이용한 유도전동기의 속도 센서없는 벡터제어 시스템의 성능을 비교 검토하기 위하여 각 시스템의 응답특성을 살펴보았다. 그림 6은 적응 슬라이딩 관측기를 그림 7은 이원관측기를 이용한 속도 응답특성을 보여주고 있다. 속도 지령치를 0rpm에서 300rpm으로 하였을 때 추정속도의 오차 파형을 비교하면 적응 슬라이딩 관측기를 이용한 제어시스템이 더욱 크게 존재함을 볼 수 있으며, 또한 추정자속의 오차항을 비교하면 제안된 제어기의 오차항이 매우 적음을 알 수 있다. 그림 6의 (c) 및 그림 7의 (c)에서는 실제전류 및 실제전류와 추정전류와의 오차로부터 얻어지는 각 제어기의 제어입력 신호를 비교하였다. 이들 파형으로부터 이원관측기의 연속적인 제어입력신호가 슬라이딩 관측기의 제어입력신호보다 작음을 볼 수 있었다. 기존의 슬라이딩관측기의 경우 스위칭계인을 작게하여 제어입력을 작게 하였을 경우 추정오차가 더욱 크게 나타남을 알 수 있었으며 또한 저역필터를 적게 걸었을 경우 추정속도는 고주파 채터링이 존재하였으며, 이를 극복하기 위하여

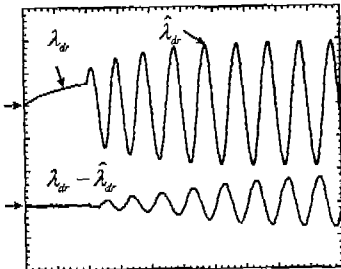
저역필터를 많이 걸었을 때는 추정오차가 더욱 커짐을 알 수 있었다.

VI. 결론

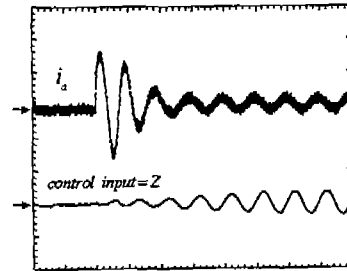
본 연구는 연속관성형 이원관측기를 이용한 유도전동기의 속도 센서없는 벡터제어를 수행하였다. 이원관측기를 이용한 제어기의 추정속도는 리플(ripple)을 줄일 수 있었고 속도응답특성을 개선할 수 있었는데 이는 적응 슬라이딩 관측기에서 사용되고 있는 sgn 함수 대신 연속적인 제어입력 신호가지고 있는 이원제어를 적용함으로써 채터링을 줄여진 것 때문으로 볼 수 있다. 그러나 슬라이딩 모드 관측기와 속도추정기에 도입된 스위칭 신호 Z는 고주파 채터링을 포함하기 때문에 불연속 제어 입력과 스위칭 잡음으로 인하여 추정성능을 저하시키고 전동기의 진동을 줄 수 있음을 알 수 있었으며 이를 극복하기 위하여 일반적으로 시스템의 입력에 저역필터를 사용하고 있으나 이는 상태변수들의 오차와 제어신호에 대한 응답을 지연시키는 단점이 여전히 존재하고 있음을 볼 수 있었다. 모의실험을 통하여 제안하는 알고리즘이 기존의 슬라이딩 관측기보다 추정성능이 우수함을 확인하였다. 현재 제안된 알고리즘을 검증하기 위하여 실험을 행하고 있다.



[100rpm, 100rpm, 4rpm, 1sec/div]
(a) 실제속도, 추정속도, 추정속도오차



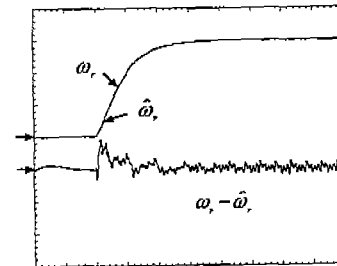
[0.1Wb, 0.01Wb, 1sec/div]
(b) 실제자속, 추정자속, 추정자속오차



[10A, 100, 1sec/div]

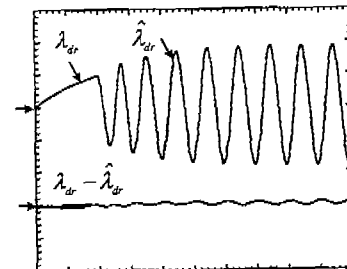
(c) 실제전류, 제어입력

그림 6 적응 슬라이딩 관측기의 속도응답
($K_1=180, K_2=0.01, K_I=0.8, K_P=0.7$)



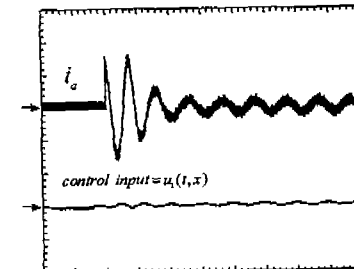
[100rpm, 100rpm, 4rpm, 1sec/div]

(a) 실제속도, 추정속도, 추정속도오차



[0.1Wb, 0.01Wb, 1sec/div]

(b) 실제자속, 추정자속, 추정자속오차



[10A, 100, 1sec/div]

(c) 실제전류, 제어입력

그림 7 이원관측기의 속도응답
($k_1=60, k_2=70, K_2=0.1, \alpha=1000, \gamma=1000, \delta=0.05, K_I=0.01, K_P=0.075$)

참고문헌

- [1] H.Kubota, M.Ozaki, K.Matsuse, T.Nakano, "Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer", T.IEE Japan, Vol.111-D, No.11, '91 pp 954 - 960
- [2] Hisao Kubota Kouki Matsue, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability" T.IEE Japan, vol.111-D, No.3, '91, pp188-194
- [3] Geng Yang, 金東海 "MRASによる一次抵抗同定機能付き誘導機速度センサレスベクトル制御" 日本電気學會論文集D, 111巻 11號, '91, pp945-953
- [4] Adel Gastil, Makoto Iwasaki, Nobuyuki Matsui, "2次磁束制御方式 誘導電動機の速度センサレスベクトル制御法" 日本電気學會論文集D, 113巻 1號, '93, pp87-95
- [5] V.I.Utkin, Sliding Modes and their Application in variable structure systems, Moscow, MIR Publishers, '78
- [6] S.Sangwongwanich, S.Doki, T.Yonemoto, T.Furuhashi, S.Okuma, "On Design of Adaptive Sliding Observers for Induction Motor Control" IEEE Int.Workshop on Advanced Motion Control. '90. pp8 - 17
- [7] C.Rossi, "Variable Structure Control of a Brushless Motor" EPE. Frenze '91 pp1-007 - pp1-012
- [8] S.V. Emelyanov, Binary Automatic Control System, Mir Publishers, Moscow, 1987.

부 록

모의실험에 사용된 전동기 상수 및 제어 이득은 다음과 같다.

380V / 8.3A / 2.2KW / 4pole			
R_r	0.52 Ω	R_s	1 Ω
L_s	110 mH	L_r	103 mH
M	103 mH	k_1	60
k_2	70	K_2	0.1
α	1000	γ	1000
δ	0.05	K_1	0.01
K_P	0.075		