

센서리스 유도전동기를 위한 새로운 적응 슬라이딩 모드 관측기의 설계

論文
52B-10-7

Design of a New Adaptive Sliding Mode Observer for Sensorless Induction Motor Drive

金相敏* · 韓宇勇** · 金聖中***
(Sang-min Kim · Woo-yong Han · Sung-joong Kim)

Abstract - This paper proposes a new speed and flux estimation method which has the robustness against the variation of the electrical parameters of the motor and the superiority in the dynamic characteristics. In the proposed method, the stator currents and the rotor fluxes are observed on the stationary reference frame using the sliding mode concept. And the rotor speed is estimated using the current estimation errors and the observed rotor fluxes based on the Lyapunov stability theory. Also a design method of the observer gain is proposed to minimize the effect of the speed estimation error on the rotor flux observation. The experimental results are shown to verify that the proposed method shows the excellent performances under the variations of motor resistance and inductance.

Key Words : induction motor, sensorless, sliding mode, Lyapunov, estimation

1. 서론

반도체 기술의 발달로 고성능 DSP와 다양한 기능의 칩들이 저가격화 되면서 AC 전동기의 벡터제어기법은 가변속 제어분야에 광범위하게 적용되고 있다. 벡터제어 기법 중에서도 회전자 자속기준 벡터제어는 넓은 운전영역에서 우수한 동특성을 낼 수 있다는 장점으로 널리 사용되고 있다[1]. 이 방법은 전동기 속도와 회전자 자속에 대한 정보를 필요로 한다. 보통 중분형 엔코더나 타코 발생기를 이용하여 속도값을 측정하지만, 이러한 센서는 구동부의 가격과 복잡성을 증가시키고 전체 시스템의 견실성을 저하시키는 단점이 있다. 또한 열악한 환경에서는 속도센서를 부착하기 어려운 경우도 있다[2].

이러한 문제를 해결하기 위하여 속도센서를 필요로 하지 않는 센서리스 벡터제어기법에 관한 많은 연구들이 수행되어 왔다. 이 중에서 관측기를 이용한 방법은 넓은 속도영역에서 좋은 성능을 보여준다. 현재 파라미터 변화의 영향과 저속에서의 운전성능에 관한 연구가 진행되고 있다[3].

한편 슬라이딩 모드 제어기법은 차수 감소, 외란과 파라미터 변화에 대한 견실성, 그리고 구조가 단순하다는 장점으로 전동기 제어에 널리 적용되고 있다[4]-[5]. S. Doki는 슬라이딩 모드 개념을 적용한 적응 슬라이딩 모드 관측기를 제안하였다. 적응 슬라이딩 모드 관측기는 슬라이딩 모드 개념을

이용하여 고정 좌표계상에서 고정자 전류와 회전자 자속을 관측하고, 자속 관측값과 Lyapunov 안정도 이론을 기초로 회전자 속도를 추정한다[6-7]. 그런데 관측기의 구조적인 특성으로 인하여 속도 추정오차는 자속 추정에 외란으로 작용하게 된다.

본 논문에서는 이러한 속도 추정오차의 영향을 최소로 줄이기 위한 관측기 이득 설정 방법을 제시한다. 제안한 방법은 전동기의 전기적 파라미터 변동에 강인하고 저속 영역에서 탁월한 성능을 보인다. 부동소수점 연산이 가능한 DS1102 보드를 이용하여 실험한 결과 제안한 방법의 성능을 확인할 수 있었다.

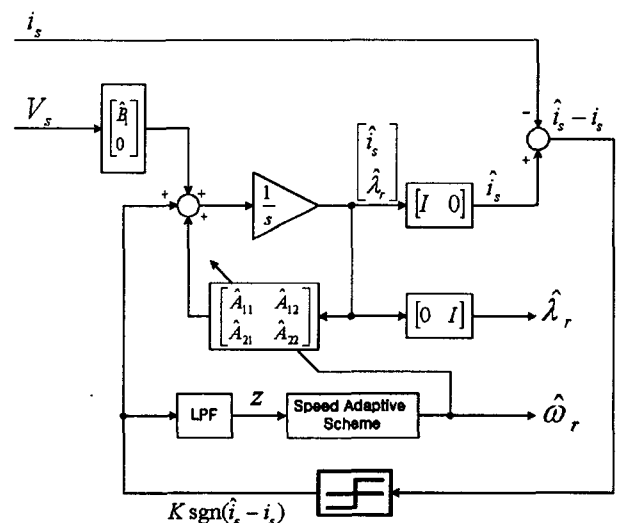


그림 1 적응 슬라이딩 모드 관측기의 블록도
Fig. 1 Block diagram of adaptive sliding mode observer

* 正 會 員 : 全北大 메카트로닉스연구센터 연구원
** 正 會 員 : 全州工業大 디지털전기정보學科 教授 · 工博
*** 正 會 員 : 全北大 工大 전자정보공학부 教授 · 工博
接受日字 : 2003年 6月 12日
最終完了 : 2003年 9月 4日

2. 유도전동기를 위한 적응 슬라이딩 관측기

유도전동기의 센서리스 벡터제어를 위한 적응 슬라이딩 관측기는 그림 1과 같이 회전자 자속 관측을 위한 슬라이딩 모드 관측기와 속도 추정을 위한 적응 알고리즘으로 구성되어 있다.

2.1 회전자 자속 관측기

회전자 속도를 시스템 파라미터로 간주하면, 유도전동기는 고정자 기준 좌표계에서 다음과 같은 상태 방정식으로 표현할 수 있다.

$$p\mathbf{x} = A\mathbf{x} + B\mathbf{v}, \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{x} = [i_s, \lambda_r]^T$ 는 상태벡터이고, i_s, v_s , 그리고 λ_r 은 각각 고정자 전류와 전압, 그리고 회전자 자속 벡터를 의미한다. p 는 미분연산자이다. 그리고 시스템 행렬은 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{11} = -\{R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma\tau_r)\} = a_{r11}I,$$

$$A_{12} = M/(\sigma L_s L_r) \{ (1/\tau_r)I - \omega_r J \} = a_{r12}I - a_{r12}J,$$

$$A_{21} = (M/\tau_r)I = a_{r21}I,$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r)I + \omega_r J = a_{r22}I + a_{r22}J,$$

$$\varepsilon = \sigma L_s L_r / L_m,$$

$$B = [B_1, 0]^T, \quad B_1 = b_1 I, \quad b_1 = 1/(\sigma L_s).$$

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

식 (1)로부터 회전자 자속 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기는 다음과 같다.

$$p\hat{\mathbf{x}} = A\hat{\mathbf{x}} + B\mathbf{v}_s + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2)$$

여기서 K 는 이득행렬로서 식(3)과 같이 전개된다.

$$K = [K_1, -LK_1]^T, \quad K_1 = k_1 I, \quad L = l_1 I + l_2 J \quad (3)$$

여기서 K_1 은 스위칭 이득, L 은 관측기 이득이다. 파라미터 변화를 고려한 오차방정식은 식 (4)와 같이 표현된다.

$$pe = Ae + \Delta A\hat{\mathbf{x}} + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (4)$$

여기서

$$e = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} = [e_i, e_\lambda]^T,$$

$$e_i = \hat{i}_s - i_s, \quad e_\lambda = \lambda_r - \lambda_{r1},$$

$$\Delta A = [\Delta A_{11} \quad \Delta A_{12}; \Delta A_{21} \quad \Delta A_{22}].$$

전류 추정을 위해 슬라이딩 모드를 적용해 보면, 슬라이딩

초평면은 식 (5)와 같이 전류 추정 오차로 선택할 수 있다.

$$e_i = \hat{i}_s - i_s \quad (5)$$

식 (6)의 슬라이딩 조건을 만족하면 슬라이딩 모드가 존재한다.

$$e_i^T \cdot pe_i < 0 \quad (6)$$

스위칭 이득 K_1 을 충분히 크게 설계하면, 식 (7)이 만족되고 전류 관측오차 e_i 는 슬라이딩 초평면에 구속된다.

$$e_i = pe_i = 0 \quad (7)$$

위 식으로부터 식 (4)는 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$0 = A_{12}e_\lambda + \Delta A_{11}\hat{i}_s + \Delta A_{12}\hat{\lambda}_r - z \quad (8)$$

$$pe_\lambda = A_{22}e_\lambda + \Delta A_{21}\hat{i}_s + \Delta A_{22}\hat{\lambda}_r + Lz \quad (9)$$

여기서 $z = -K_1 \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s)$. 식 (8)-(9)로부터 슬라이딩 모드 존재 조건에서 회전자 자속 관측기의 오차방정식은 다음과 같다.

$$pe_\lambda = (A_{22} + LA_{12})e_\lambda + (\Delta A_{21} + L\Delta A_{11})\hat{i}_s + (\Delta A_{22} + L\Delta A_{12})\hat{\lambda}_r \quad (10)$$

전동기 파라미터의 변화가 없다고 가정하고 회전자 속도를 변하는 파라미터라고 간주하면, 행렬 ΔA 는 다음과 같이 간략화 된다.

$$\Delta A_{11} = 0, \quad \Delta A_{12} = -(\Delta\omega_r/\varepsilon)J, \quad \Delta A_{21} = 0, \quad \Delta A_{22} = \Delta\omega_r J,$$

$$\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$$

그러므로 식 (10)은 다음과 같이 간략화 된다.

$$pe_\lambda = \bar{A}e_\lambda + F\lambda_r\Delta\omega_r \quad (11)$$

여기서

$$\bar{A} = A_{22} + LA_{12} = (a_{r22} + l_1 a_{r12} - l_2 a_{r12})I + (a_{22} + l_1 a_{r12} + l_2 a_{r12})J$$

이고, 마지막 항은 속도추정오차 $\Delta\omega_r$ 로 인해 발생하는 외란 성분을 의미하고, F 는 외란의 입력행렬로서 다음과 같이 표현된다.

$$F = \left(J - \frac{1}{\varepsilon} LJ \right) \quad (12)$$

2.2 속도 추정을 위한 적응 알고리즘

Lyapunov 안정도 이론을 이용하면 속도 추정을 위한 적응식을 유도해 낼 수 있다. 먼저 식(13)과 같이 Lyapunov 함수를 정의한다.

$$V = e_i^T e_i + \frac{1}{\mu\epsilon} \Delta\omega_r^2, \quad \mu > 0 \quad (13)$$

위 식을 미분하면 다음과 같다.

$$pV = pV_1 + pV_2 \quad (14)$$

여기서

$$pV_1 = z^T \Lambda^T A_{12}^{-1} z \quad (15)$$

$$pV_2 = 2z^T \Lambda^T A_{12}^{-1} \frac{\Delta\omega_r}{\epsilon} J \lambda_r + \frac{2}{\mu\epsilon} \Delta\omega_r p\omega_r \quad (16)$$

$$\Lambda = L - \epsilon I \quad (17)$$

만약 $pV_1 < 0$ 과 $pV_2 = 0$ 이 되도록 설계하면, 식 (14)는 음한정(negative definite) 조건을 만족한다. 식 (18)과 같이 γ 를 설계하면, 첫 번째 조건 $pV_1 < 0$ 이 만족된다.

$$\Lambda^T = -\gamma A_{12}, \quad \gamma > 0 \quad (18)$$

두 번째 조건 $pV_2 = 0$ 을 이용하면 식(19)와 같은 속도 적응 식을 얻을 수 있다.

$$p\omega_r = \mu\gamma [k_1 \text{sgn}(\hat{i}_{ds}^* - i_{ds}^s) \lambda_{qr}^s - k_2 \text{sgn}(\hat{i}_{qs}^* - i_{qs}^s) \lambda_{dr}^s] \quad (19)$$

2.3 스위칭 이득 설정

스위칭 이득 행렬 K_1 은 슬라이딩 모드 존재 조건을 만족하도록 충분히 큰 음의 값을 가져야 한다. 그러나 이 값이 너무 크면 채터링 노이즈가 추정오차를 유발하게 된다. 본 절에서는 스위칭 이득 설정 방법에 대하여 살펴본다.

식 (4)와 (6)으로부터 슬라이딩 모드 존재 조건은 다음 식과 같이 유도된다[7].

$$\begin{aligned} e_i^T \cdot p e_i &= e_i^T \{ A_{11} e_i + A_{12} e_\lambda + K_1 \text{sgn}(e_i) + \Delta A x \} \\ &\leq |e_{id}| \{ \|A_{11}\| |e_{id}| + \|A_{12}\| |e_{\lambda d}| + K_1 + |\Delta A|_d \} \\ &\quad + |e_{iq}| \{ \|A_{11}\| |e_{iq}| + \|A_{12}\| |e_{\lambda q}| + K_1 + |\Delta A|_q \} < 0 \end{aligned} \quad (20)$$

그러므로 K_1 은 식(21)과 같이 설정할 수 있다. 식(21)에서 n 은 슬라이딩 모드를 위한 설계 상수로써 슬라이딩 모드가 존재하기 위해서 $n \geq 2$ 로 설정한다.

2.4 관측기 이득 설정

적용 관측기에서는 속도와 자속을 함께 추정하는데, 속도 추정오차가 자속 추정오차를 유발하고 그 역도 성립한다. 그

$$K_1 = k_1 I \quad (21)$$

$$\text{여기서, } k_1 \leq n \cdot \min [(-|a_{r11}| |e_{id}| - |a_{r12}| |e_{\lambda d}| - |a_{r12}| |e_{\lambda q}| - |\Delta A|_d \cdot |x|), (-|a_{r11}| |e_{iq}| - |a_{r12}| |e_{\lambda d}| - |a_{r12}| |e_{\lambda q}| - |\Delta A|_q \cdot |x|)]$$

러므로 속도 추정오차에 견실한 자속 추정방법이 요구된다. 본 논문에서는 견실성을 평가하는 지표로써 속도추정오차에서 자속 추정오차로의 전달함수에 대한 H_∞ norm을 사용한다. 이러한 평가지표를 이용하여 속도추정오차에 대한 자속 추정의 민감도를 최소화하는 극배치(pole placement) 방법을 제시한다.

속도 추정 오차가 존재하면 슬라이딩 관측기의 오차방정식은 식 (11)로 주어지고, 설계상의 편의를 위해 식 (22)와 같이 쓸 수 있다.

$$p e_\lambda = (-\alpha I + \beta J) e_\lambda + F \Delta\omega_r \lambda_r \quad (22)$$

여기서 $-\alpha \pm j\beta$ 는 자속 추정오차 방정식의 페루프 극을 의미하고 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$-\alpha = a_{r22} + l_1 a_{r12} - l_2 a_{r12}, \quad \beta = a_{r22} + l_2 a_{r12} + l_1 a_{r12} \quad (23)$$

오차 방정식 (22)을 블록도로 표현하면 그림 2와 같다.

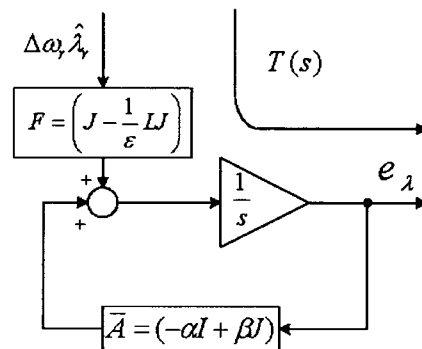


그림 2 자속추정 오차방정식의 블록도
Fig. 2 Block diagram of flux estimation error equation

그림 2에서 $T(s)$ 는 외란 $\Delta\omega_r \lambda_r$ 에서 자속 추정오차 e_λ 로의 전달함수의 행렬로서 식 (24)와 같이 주어진다.

$$T(s) = (sI - \bar{A})^{-1} F \quad (24)$$

여기서 $T(s)$ 는 자속 추정오차에 대한 외란의 영향을 나타내는 민감도 함수라고 할 수 있다. 그러므로 $T(s)$ 의 norm을 최소화함으로써 외란의 영향을 최소화 할 수 있다. $\Delta\omega_r \lambda_r$ 의 주파수는 회전자 속도에 따라 크게 변한다. 최악의 경우를 고려하여 외란 억제능력을 H_∞ norm에 의하여 정량적으로 평가할 수 있다. 전달함수의 H_∞ norm은 식 (25)와 같이 계산된다[8].

$$\begin{aligned} \|T\|_{\infty} &= \sup_{\omega} \sigma_{\max}[T(j\omega)] \\ &= \sup_{\omega} \sqrt{\lambda_{\max}[T^*(j\omega) \cdot T(j\omega)]} \\ &= \sup_{\omega} \frac{\|F\|_2}{\omega \sqrt{(\omega - \beta)^2 + \alpha^2}} \\ &= \frac{\|F\|_2}{\alpha}, \text{ at worst case } \omega = |\beta| \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 $\sigma_{\max}[\cdot]$ 는 최대 특이값, $\lambda_{\max}[\cdot]$ 는 최대 고유값, 그리고 $\|\cdot\|$ 는 induced norm이다. 식 (12), (17)-(18)로부터 F 의 induced norm은 다음과 같다.

$$\|F\|_2 = \sigma_{\max}[F] = \frac{1}{\epsilon} \sqrt{\left(\frac{\beta}{a_{112}^2 + a_{122}^2}\right)^2 + \left(\frac{\alpha}{a_{112}^2 + a_{122}^2}\right)^2} \quad (26)$$

위 식을 식 (25)에 대입하면 식 (27)을 얻을 수 있다.

$$\|T\|_{\infty} = \frac{1}{\epsilon\alpha} \sqrt{\left(\frac{\beta}{a_{112}^2 + a_{122}^2}\right)^2 + \left(\frac{\alpha}{a_{112}^2 + a_{122}^2}\right)^2} \quad (27)$$

식 (27)은 전동기 속도, 관측기 극과 관측기의 외란 억제 능력사이의 관계에 대한 정량적인 평가 지표가 된다. 이 식으로부터 $T(s)$ 를 최소화하는 극은 다음과 같다.

$$\beta = 0 \quad (28)$$

식 (27)-(28)으로부터 외란 억제능력의 최대값은 다음과 같다.

$$\min \|T\|_{\infty} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{1}{a_{112}^2 + a_{122}^2} \right) \quad (29)$$

페루프 극을 $\beta=0$ 으로 할당함으로써 외란 억제능력은 최대화되고 α 를 자유롭게 설정할 수 있게 된다. 또한 외란의 입력행렬에 대한 induced norm $\|F\|_2$ 은 α 와 속도 ω_r 의 함수가 된다. 그러므로 과도상태(가속 또는 감속)에서는 가속 추정오차가 크게 변하게 되고, 또한 가속 추정오차는 적응알고리즘을 통하여 속도 추정에 영향을 미치게 된다. 이러한 이유로 α 는, 과도상태에서, 속도값을 고려하여 설계하도록 함으로써 외란 입력행렬의 norm을 일정하게 유지할 수 있다.

$$\|F\|_2 = x \quad (30)$$

여기서 x 는 사용자 지정값이다. 이때 α 는 식(29)-(30)로부터 다음과 같이 유도된다.

$$\alpha = x\sqrt{a_{112}^2 + a_{122}^2} \quad (31)$$

위의 결과로부터 회전자 속도에 따라 실수축에서 이동하는 이동극(moving pole) α 는 고정극(fixed pole)을 이용한

경우보다 좋은 응답을 얻을 수 있다. 본 절에서 제안된 방법을 이용하여 관측기 이득을 설계하면, 즉 식 (31)을 식(23)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$L = l_1 I + l_2 J \quad (32)$$

여기서 $l_1 = \epsilon - (\tau_r/\epsilon)\gamma$, $l_2 = (\omega_r/\epsilon)\gamma$.

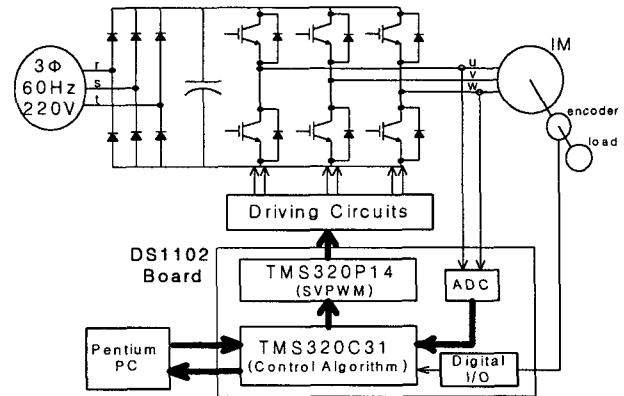


그림 3 유도전동기의 전체 구동 시스템
Fig. 3 Overall induction motor drive system

3. 실험결과

제안한 알고리즘의 타당성을 검토하기 위하여 그림 3과 같은 유도전동기 구동 시스템을 구성하였다. 사용한 유도전동기는 Nikki Denso의 NA20-15F이고 사양은 표 1과 같다. 전압형 인버터에 공간벡터 변조기법(이하 SVPWM)을 적용하였다. 고정자 전류는 CT(Current Transducer)를 이용하여 측정되고 측정된 아날로그 신호는 12bit 해상도를 갖는 A/D 컨버터를 통하여 이산화된다. 회전자 속도를 측정하기 위하여 2000[ppr] 엔코더를 사용하였다. 알고리즘은 dSPACE 사의 DS1102 보드를 이용하여 구현하였다[9]-[10]. DS1102 보드는 주프로세서로 TMS320C31 (제어 및 추정 알고리즘의 연산 수행), 부프로세서로 TMS320P14 (PWM 신호 발생)를 사용한다. 전류제어와 SVPWM의 샘플링 주기는 0.2[ms]로 하였고 속도 제어의 샘플링 주기는 2[ms]로 하였다.

표 1 유도전동기의 정수 및 정격
Table 1 Induction motor ratings and parameters

정격출력	400 [W]	Rs	3.68 [Ω]
정격전압	120 [V]	Rr	2.4 [Ω]
정격전류	3.5 [A]	Ls	470.6 [mH]
극 수	2	Lr	470.6 [mH]
J	0.007257[kg-m ²]	Lm	441.8 [mH]

추정 및 제어 알고리즘은 Matlab/Simulink 상에서 작성하였고, 작성된 파일은 RTW(Real-Time Workshop) 패키지를 이용하여 c파일로 변환되었다[11]. 그런 다음 RTI(Real

-Time Interface) 패키지가 TI(Texas Instrument)사에서 제공되는 컴파일러를 이용하여 목적파일(object file)을 생성하여 DS1102보드에 다운로드 하였다[12]. 실험결과는 Control Desk(인터페이스 프로그램) 상에서 모니터링하고 실시간으로 데이터를 저장하였다[13].

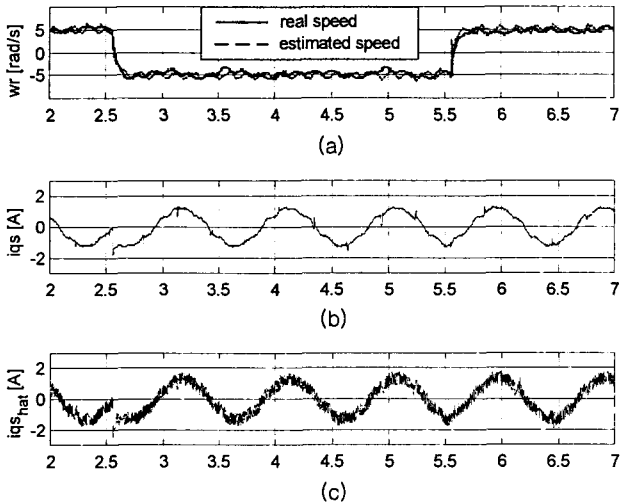


그림 4 ±5 [rad/s]로 정역운전시의 실험결과 (a) 실제 속도와 추정속도 (b) 고정자 q축 전류의 측정값 (c) 고정자 q축 전류의 관측값

Fig. 4 Speed reversion from 5 to -5[rad/s] with the proposed method; (a) real and estimated rotor speeds; (b) real stator q-axis current; (c) observed stator q-axis current

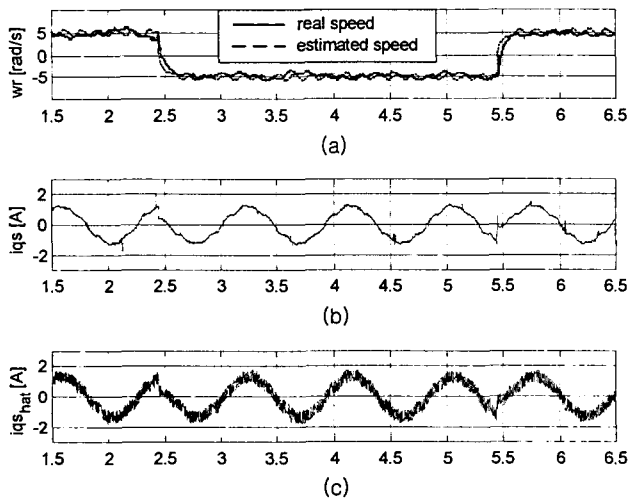


그림 5 실제 파라미터의 0.5배값을 이용하고 ±5 [rad/s]로 정역운전했을 때의 실험결과 (a) 실제 속도와 추정속도 (b) 고정자 q축 전류의 측정값 (c) 고정자 q축 전류의 관측값

Fig. 5 Speed reversion from 5 to -5 [rad/s] with the proposed method under the parameter deviations; (a) real and estimated rotor speeds; (b) real stator q-axis current; (c) observed stator q-axis current

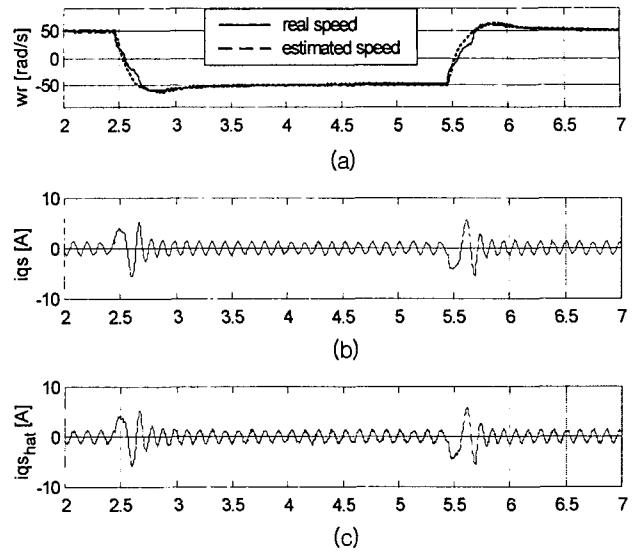


그림 6 실제 파라미터의 0.5배값을 이용하고 ±50 [rad/s]로 정역운전시의 실험결과 (a) 실제 속도와 추정속도 (b) 고정자 q축 전류의 측정값 (c) 고정자 q축 전류의 관측값

Fig. 6 Speed reversion from 50 to -50 [rad/s] with the proposed method under the parameter deviations; (a) real and estimated rotor speeds; (b) real stator q-axis current; (c) observed stator q-axis current

그림 4는 ±5 [rad/s]로 정역운전했을 때의 실험결과를 보여준다. 그림 4(a)로부터 실제속도와 추정속도의 오차가 유사한 것을 알 수 있다. 계산결과 제곱평균오차는 11%인 것으로 나타났다. 그림 4(b)와 (c)는 고정자 q축 전류의 측정값과 관측값을 보여준다. 파형을 비교해 보면 크기와 주파수, 위상이 동일한 것을 알 수 있다. 비록 관측값에서 채터링 현상이 발생하지만 이 값이 직접적으로 제어에 사용되지 않기 때문에 문제가 되지 않는다.

그림 5는 파라미터의 변동에 대한 견실성을 살펴보기 위하여 실제 파라미터의 0.5배 값 ($R_r = 0.5 \times R_{r0}$, $L_r = 0.5 \times L_{r0}$, R_{r0} : 실제 저항 값, L_{r0} : 실제 인덕턴스 값)을 이용하여 ±5 [rad/s]로 정역운전 했을 때의 실험결과를 보여준다. 그림 5(a)로부터 실제속도와 추정속도가 과도상태에서 약간의 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 계산결과 제곱평균오차는 14%인 것으로 나타났다. 그림 5(b)와 (c)는 고정자 q축 전류의 측정값과 관측값을 보여준다. 파형을 비교해 보면 크기와 주파수, 위상이 동일한 것을 알 수 있다.

그림 6은 실제 파라미터의 0.5배 값 ($R_r = 0.5 \times R_{r0}$, $L_r = 0.5 \times L_{r0}$)을 이용하여 ±50 [rad/s]로 정역운전 했을 때의 실험결과를 보여준다. 그림 6(a)로부터 실제속도와 추정속도가 과도상태에서 약간의 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 계산결과 제곱평균오차는 2.3%인 것으로 나타났다. 그림 6(b)와 (c)는 고정자 q축 전류의 측정값과 관측값을 보여준다. 파형을 비교해 보면 크기와 주파수, 위상이 동일한 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 센서리스 벡터제어를 위한 개선된 적용 슬라이딩 모드 관측기를 제안했다. 제안한 방법에서는 회전자 자속과 고정자 전류가 슬라이딩 모드 관측기를 이용하여 추정되었다. 그리고 슬라이딩 모드에서 자속의 오차방정식과 Lyapunov 안정도 이론을 이용하여 속도 적응식을 유도해냈다. 스위칭 이득은 슬라이딩 모드 존재조건을 만족하도록, 즉 시스템의 불확실성과 파라미터 변화를 극복할 수 있도록 설정되었다. 속도 추정오차와 자속 추정오차와의 관계를 분석하고 상호간의 영향을 최소화하도록 적용 슬라이딩 관측기의 이득을 설정하는 방법을 제안하였다. 실험 결과를 통하여 제안한 기법의 우수한 성능을 실증하였다.

감사의 글

본 연구는 한국 과학 재단, 전라북도 지정 지역 협력 연구센터인 메카트로닉스 연구센터의 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] D.W. Novotny and T.A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*, Oxford University Press, 1996.
- [2] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, 1996.
- [3] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Univ. Press, 1998.
- [4] V. Utkin, "Sliding mode control design principles and application to electric drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.40, no.1, pp.23-26, Feb. 1993.
- [5] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor and Francis, 1999.
- [6] S. Doki, S. Sangwongwanich, and S. Okuma, "Implementation of Speed-Sensor-Less Field-Oriented Vector Control using Adaptive Sliding Observer", *IEEE IECON*, pp.453-458, 1992.
- [7] F.J. Lin, R.J. Wai, and P.C. Lin, "Robust Speed Sensorless Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol.35, no.2, pp.566-578, April 1999.
- [8] Y.J. Zhan, C.C. Chan, and K.T. Chau, "A Novel Sliding-Mode Observer for Indirect Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.46, no.2, pp.390-397, April 1999.
- [9] *Floating-Point Controller Board DS1102*, dSPACE GmbH, 1995.
- [10] 한우용, 이창구, 김배선, "Matlab/Simulink & dSPACE 보드를 이용한 유도 전동기 벡터 제어 시스템의 구현",

대한전기학회 논문지, vol. 49, no. 10, pp. 675-682, 2000.

- [11] *Real-Time Workshop: For Use with Simulink*, The Math Works, 1999.
- [12] *Real-Time Interface (RTI and RTI-MP): Implementatin Guide*, dSPACE, 1999.
- [13] *Control Desk: Experimetal Guide*, dSPACE, 1999.

저 자 소 개



김 상 민 (金相敏)

1974년 2월 1일생. 1996년 전북대 제어계측공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 현재 전북대 메카트로닉스 연구센터 연구원. 관심분야는 전력전자 및 전동기 제어, 지능제어.
Tel : 063-255-0770, Fax : 063-270-2451
E-mail : smkim74@orgio.net



한 우 용 (韓宇勇)

1964년 5월 23일생. 1986년 전북대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~현재 전주공업대학교 디지털전기정보과 부교수. 관심분야는 전력전자 및 전동기 제어.
Tel : 063-220-3834
E-mail : wyhan@jtc.ac.kr



김 성 중 (金聖中)

1942년 3월 7일생. 1965년 전북대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1998년~현재 전북대 메카트로닉스 연구센터 소장. 현재 전북대 공대 전자정보공학부 교수.
Tel : 063-270-2424
E-mail : sjkim@chonbuk.ac.kr