

유도 전동기의 센서없는 속도제어를 위한 슬라이딩 모드 추차 관측기

김용석*, 송중호**, 오상록**

* 한라대학교 전기.전자.제어공학부, ** 한국과학기술연구원 지능시스템센터

Sliding Mode Cascade Observer for Sensorless Control of Induction Motor

Eung-Seok Kim*, Joong-Ho Song**, Sang-Rok Oh**

* Halla University, ** Korea Institute of Science and Tech.

Abstract - A nonlinear adaptive speed controller is designed for induction motors. Only the measurement of the stator current is used to design the controller and the observers. The sliding mode cascade observer is introduced to estimate the stator current and its time derivatives. The open-loop observer are designed to estimate the rotor flux and its time derivatives. The adaptive observer is also designed to estimate the rotor resistance. Sequentially, the rotor speed can be calculated using these estimated values. It is shown that the estimation errors of the corresponding states and the parameter converge to the specified residual set. It is also shown that the speed controller using these estimates is performed well. The experimental results are represented to investigate the validity of the proposed observer and controller.

1. 서 론

최근 몇 년간 유도전동기에 대하여 엔코더나 타코미터 등을 사용하지 않는 속도제어에 대한 활발한 연구가 수행되고 있다. 이는 잘 알려진 바와 같이 속도센서를 사용하지 않음으로써 얻을 수 있는 이익이 크기 때문이다. 지금까지 발표된 연구결과들은 전동기의 동특성 모델을 이용한 관측기를 설계하여 자속을 추정하고 이를 통해 속도를 추정하는 방법[2]-[4],[6]-[9]들이 대부분이다. 전동기 모델에 대한 정보없이 자속 및 속도를 추정하는 지능형 알고리즘(Artificial Intelligence)을 이용한 관측방법[5]도 발표되고 있지만 과도한 계산시간, 경험적 지식의 필요성 등이 구현상의 한계로 남아있다. 이제까지 발표된 대부분의 연구결과를 토대로 하면 자속의 정확한 추정 결과가 속도추정의 정확성에 영향을 미친다고 할 수 있다.

관측기를 이용한 방법[2]-[4]의 경우 고속운전 영역에서 좋은 성능을 보이고 있다. 관측 알고리즘도 상대적으로 간단하여 DSP를 이용한 제어시스템의 구현이 수월하다. 그러나 저속운전 영역 및 파라미터 변동에 대해 취약한 면이 있다. 파라미터 적응 관측기를 이용한 방법[6]-[8]의 경우 파라미터 변동에 의한 영향을 줄일 수 있으며 비교적 알고리즘도 간단하여 구현이 가능하다. 회전자 속도를 파라미터로 간주한 전동기 모델로부터 자속을 추정한다. 이들 방법은 대부분 전동기의 다른 파라미터들에 비해 상대적으로 느린 회전자 속도의 변화율이 '0'이라 가정하고 Lyapunov 설계기법을 이용해 속도를 추정하고 있다. 그러나 회전자 속도를 파라미터로 간주할 경우, 다른 파라미터들에 비해 회전자 속도 파라미터가 상대적으로 빠르게 변화므로 추정 속도의 정확성에 한계가 있다. 더구나 회전자 속도에 비해 상대적으로 그 변화율이 느린 회전자 저항 파라미터의 시변성 및 파라미터 불확실성도 회전자 속도 추정의 정확성에 영향을 미친다는 점을 고려할 때 회전자 속도의 변화율이 '0'이라는 가정은 해소해야할 문제라고 판단된다.

본 논문에서는 회전자 자속의 정확한 추정을 위해 [11]에서 제안한 슬라이딩 모드 추차 관측기(Sliding Mode Cascaded Observer: SMCO)를 이용한다. SMCO는 관측 대상의 수학적 모델에 대한 어떠한 정보도 필요로 하지 않는다. 고정자 전류의 1계 도함수를 SMCO를

이용하여 추정한다. 회전자 자속의 추정은 고정자 전류와 그 1계 도함수 추정치를 이용하여 실현한다. 본 논문에서 제안하는 회전자 자속 추정 알고리즘은 전동기의 내부 파라미터에 대한 정보가 필요없는 대신에 고정자 전류의 도함수를 필요로 한다. 또한 자속을 직접계산하는 대신에 자속에 관한 미분방정식으로부터 자속을 추정한다. 따라서 적분구간의 크기에 따라 자속 추정값의 정확확성이 달라지며 속도 계산값의 정확성 또한 자속 미분방정식의 적분구간과 밀접한 관계가 있음을 시뮬레이션 을 통해 보인다.

본 논문의 구성은 2장에서 관측대상인 유도전동기의 수학적 모델에 대해 소개하고, 3장에서 관측기 설계 문제를 수학적으로 검토한다. 제안한 관측기의 타당성 보 완을 위한 시뮬레이션결과 검토를 4장에서 다루며, 마지막 으로 결론을 내리기로 한다.

2. 유도 전동기 모델

본 논문에서는 관측대상으로 고려한 유도전동기의 수학적 모델[1]은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \omega = -\mu \lambda^T J i_s - T_L / J_m \tag{1}$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_r = \left(-\frac{R_r}{L_r} I + p\omega J \right) \lambda_r + \frac{R_r}{L_r} L_m i_s \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt} i_s = \beta \left(\frac{R_r}{L_r} I - p\omega J \right) \lambda_r - \left(\alpha_s \eta + \frac{R_r}{L_r} \beta L_m \right) i_s + \gamma v_s \tag{3}$$

여기서 $\lambda_r = [\psi_\alpha, \psi_\beta]^T$, $i_s = [i_\alpha, i_\beta]^T$, $v_s = [v_\alpha, v_\beta]^T$, $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 변수 λ_r 은 고정자 기준축(the stator frame of reference)에서의 회전자 자속이며, i_s 와 v_s 는 각각 고정자 전류 및 전압이다. 파라미터 α_s , β , γ , η 및 μ 는 각각 $\alpha_s = R_s/L_s$, $\beta = L_m/\sigma L_s L_r$, $\gamma = 1/\sigma L_s$, $\eta = 1/\sigma$, 및 $\mu = pL_m/J_m L_r$ 로 정의할 수 있다. 여기서 L_r , L_s 및 L_m 은 회전자, 고정자 및 상호 인덕턴스이다. $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$ 이고, R_r 과 R_s 는 회전자 및 고정자 저항, J_m 은 회전자의 관성모멘트, p 는 극수이다.

고정자 전류만 제한하여 회전자 자속 및 속도를 가능한 한 정확하게 추정하는 것이 본 논문의 목적이다. 회전자 자속 λ_r , 그 1계 도함수 $\dot{\lambda}_r$, 고정자 전류 i_s 및 그 1계 도함수 \dot{i}_s 을 SMCO[11]를 이용하여 추정할 것이다. 회전자 속도 추정식에서 사용할 회전자 저항 R_r 은 미지의 파라미터로 간주하여 기존이 표준형 파라미터 적응법을 이용하여 추정한다. 회전자 속도 ω 는 i_s , λ_r , $\dot{\lambda}_r$ 과 R_r 의 추정치들을 이용하여 추정한다.

3. 관측기 설계

3.1 고정자 전류 추정을 위한 추차 관측기:

고정자 전류의 1계 도함수 \dot{i}_s 는 [11]에서 제안한 SMCO

를 이용하여 얻을 수 있다. i_s 에 대한 SMCO는 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$\hat{x}_{ij} = \hat{x}_{ij+1} + k_{ij}(\hat{x}_{ij-1} - \hat{x}_{ij}) + \beta_{ij}S_g(\hat{x}_{ij-1} - \hat{x}_{ij}), \quad (4)$$

$$S_g(\zeta_{ij}) = \begin{cases} 1, & \zeta_{ij} > \delta_{ij} \\ -1, & \zeta_{ij} < -\delta_{ij} \\ \zeta_{ij}/\delta_{ij}, & |\zeta_{ij}| \leq \delta_{ij} \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $j(=1, 2)$ 축차 관측기의 단 수를 나타내며, $i(=a, b)$ 는 고정자의 상을 표시한다. SMCO를 이용한 추정치의 지수함수적인 수렴성에 대한 고찰은 [11]에 주어 있다.

정리 1: 초기시간 $t=0$ 에서 초기치 집합

$$D_S = \{e_{ij}, \tilde{x}_{ij} : |e_{ij}| \leq \beta_{ij}, |\tilde{x}_{ij}| \leq \beta_{ij}\} \quad (6)$$

에 속한 식(4),(5)의 모든 해인 추정오차 $\tilde{x}_{ij} = \hat{x}_{ij-1} - \hat{x}_{ij}$ 와 보조오차 $e_{ij} = \hat{x}_{ij-1} - \hat{x}_{ij+1}$ 를 시간 $t=t_1$ 에서 나머지 집합

$$D_R = \left\{ e_{ij}, \tilde{x}_{ij} : e_{ij} \leq \frac{\beta_{ij}}{k_{ij}} \sqrt{1 + \frac{1}{\delta_{ij}^2 k_{ij}^2}}, |\tilde{x}_{ij}| \leq \frac{\beta_{ij}}{k_{ij}} \sqrt{1 + \frac{1}{\delta_{ij}^2 k_{ij}^2}} \right\} \quad (7)$$

에 속하도록 하는 양의 상수 β_{ij} , k_{ij} and δ_{ij} 들이 존재한다.

증명: 참고문헌[11] 참조.

식(4)와 식(5)를 이용한 전류 추정식을 정리해서 쓰면 다음과 같다.

$$\hat{i}_{a1} = \hat{i}_{a2} + k_{a1}(i_a - \hat{i}_{a1}) + \beta_{a1}S_g(i_a - \hat{i}_{a1}) \quad (4-a)$$

$$\hat{i}_{a2} = k_{a2}(\hat{i}_{a1} - \hat{i}_{a2}) + \beta_{a2}S_g(\hat{i}_{a1} - \hat{i}_{a2})$$

$$\hat{i}_{b1} = \hat{i}_{b2} + k_{b1}(i_b - \hat{i}_{b1}) + \beta_{b1}S_g(i_b - \hat{i}_{b1}) \quad (4-b)$$

$$\hat{i}_{b2} = k_{b2}(\hat{i}_{b1} - \hat{i}_{b2}) + \beta_{b2}S_g(\hat{i}_{b1} - \hat{i}_{b2})$$

식(4-a)에서 $\hat{i}_{a1} = i_a$, $\hat{i}_{b1} = i_b$ 가 되고, $\hat{i}_{a1} = \hat{i}_{a2} = i_a$, $\hat{i}_{b1} = \hat{i}_{b2} = i_b$ 이 되어 추정치를 얻을 수 있다. 이때 전류의 1계 도함수 추정치로 \hat{i}_{a1} 과 \hat{i}_{b1} 을 사용하는 것보다 \hat{i}_{a2} 와 \hat{i}_{b2} 를 사용하는 것이 좀더 부드러운 값을 얻을 수 있다. 식(5)의 포화함수 대신에 스위칭 함수를 사용할 경우 오차가 모두 지수함수적인 빠르기로 '0'으로 수렴함을 쉽게 보일 수 있다[11]. 고정자 전류 및 1계 도함수의 추정치를 얻기 위해서 전동기의 내부 파라미터 또는 동특성에 대한 어떠한 정보도 필요치 않다는 것을 알 수 있다.

3.2 회전자 자속 관측기:

식(2)를 이용해서 식(3)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} i_s = -\alpha_s \eta i_s - \beta \frac{d}{dt} \lambda_r + \gamma v_s \quad (8)$$

윗 식을 회전자 자속 λ_r 과 1계 도함수 $\frac{d}{dt} \lambda_r$ 에 관해 정리하면 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_r = \frac{1}{\beta} \left\{ -\alpha_s \eta i_s - \frac{d}{dt} i_s + \gamma v_s \right\} \quad (9)$$

식(9)로 재구성된 회전자 자속 방정식을 이용하여 그 추정치 $\hat{\lambda}_r$ 과 1계 도함수 추정치 $\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r$ 를 구하기 위한 개루프 관측기를 다음과 같이 설계한다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r = \frac{1}{\beta} \left\{ -\alpha_s \eta i_s - \frac{d}{dt} i_s + \gamma v_s \right\} \quad (10)$$

여기서 $K_1 = K_1^T > 0$ 이다. 자속 추정오차는 식(10)에서 식(9)를 뺀으로써 다음과 같이 구한다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r - \frac{d}{dt} \lambda_r = \frac{1}{\beta} \left(\frac{d}{dt} i_s - \frac{d}{dt} i_s \right). \quad (11)$$

고정자 전류의 추정오차 $(\hat{i}_s - i_s)$ 및 1계 도함수의 추정오차 $(\frac{d}{dt} \hat{i}_s - \frac{d}{dt} i_s)$ 가 모두 지수함수적인 빠르기로 잔여집합 D_R 에 속하게 되므로, 자속 추정오차 $(\hat{\lambda}_r - \lambda_r)$ 및 1계 도함수의 추정오차 $(\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r - \frac{d}{dt} \lambda_r)$ 도 지수함수적인 빠르기로 잔여집합에 속하게 된다.

3.3 회전자 저항 R_r 의 추정:

식(3)을 회전자 저항 R_r 관해 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} i_s = R_r \frac{\beta}{L_r} (\lambda_r - L_m i_s) - \beta p \omega J \lambda_r - \alpha_s \eta i_s + \gamma v_s \quad (12)$$

식(2)를 $p \omega J \lambda_r$ 에 관해 정리해서 식(12)에 대입하면, 아래와 같이 회전자 저항 R_r 의 추정모델을 얻는다.

$$\frac{d}{dt} i_s = R_r \frac{\beta}{L_r} (-L_m i_s) - \beta \hat{\lambda}_r - R_r \frac{\beta}{L_r} (-L_m i_s) - \alpha_s \eta i_s + \gamma v_s \quad (13)$$

윗 식으로부터 다음과 같은 적용모델을 구성한다.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = \hat{R}_r \frac{\beta L_m}{L_r} (\hat{i}_s - \hat{i}_s) - \beta \hat{\lambda}_r - \alpha_s \eta i_s + \gamma v_s + \zeta \quad (14)$$

여기서 $\zeta = -K_s(\hat{i}_s - i_s) = -K_s \tilde{i}_s$ 이고 $K_s = K_s^T > 0$ 이다. 파라미터 적응 오차를 $\tilde{i}_s = \hat{i}_s - i_s$ 로 정의하면, 다음의 파라미터 적응 오차 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_s = \hat{R}_r \frac{\beta L_m}{L_r} (\hat{i}_s - \hat{i}_s) + R_r \frac{\beta L_m}{L_r} (\tilde{i}_s - \tilde{i}_s) - \beta \hat{\lambda}_r + \zeta \quad (15)$$

여기서 $\hat{R}_r = \hat{R}_r - R_r$ 로서 파라미터 추정 오차이다. 리아프노프 함수 후보(Lyapunov function candidate)를

$$V = \frac{1}{2} \tilde{i}_s^T \tilde{i}_s + \frac{1}{2g} \frac{\beta L_m}{L_r} \hat{R}_r^2 \quad (16)$$

와 같이 설정한다. 그리고 파라미터 적응칙을 아래와 같이 구성한다.

$$\hat{R}_r = \hat{R}_r = -g(\hat{i}_s - \hat{i}_s)^T \tilde{i}_s \quad (17)$$

그러면 식(16)의 시간에 관한 미분은 아래의 부등관계를 만족한다.

$$\dot{V} \leq -\tilde{i}_s^T \left[K_s + \frac{\beta L_m}{L_r} R_r I \right] \tilde{i}_s + \epsilon_n \quad (18)$$

여기서 ϵ_i 지수함수적인 빠르기로 사라지는 항이다. 식 (18)의 부등관계로부터 V, \hat{V} 는 점근적으로 안정하며, \hat{i}_s 는 점근적인 빠르기로 '0'으로 수렴한다. 따라서 파라미터 추정 오차 \hat{R}_r 은 유계이다. 만일 추정치 벡터 $(\hat{i}_s - i_s)$ 가 충분여기조건을 만족한다면, 추정오차는 $\hat{R}_r \rightarrow 0$ as $t \rightarrow \infty$ 을 만족할 것이다.

3.4 회전자 속도의 추정:

회전자 속도를 추정하는 방법은 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 식(13)을 재구성하여 계산식을 얻기로 한다. 식(13)의 양변에 $\lambda_r^T J^{-1}$ 를 곱하면 다음과 같다.

$$\omega p \lambda_r^T J^{-1} \lambda_r = \lambda_r^T J^{-1} \left\{ \dot{\lambda}_r + R_r \left(\frac{1}{L_r} \lambda_r - \frac{L_m}{L_r} i_s \right) \right\}. \quad (23)$$

윗 식을 회전자 속도 ω 에 관해 정리하면, 아래의 관계를 얻을 수 있다.

$$\omega = \frac{1}{p(\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2)} \lambda_r^T J^{-1} \left\{ \dot{\lambda}_r + R_r \left(\frac{1}{L_r} \lambda_r - \frac{L_m}{L_r} i_s \right) \right\}. \quad (24)$$

위의 관계식에서 자속 및 저항 등을 추정치로 대체하면, 회전자 속도 추정치 $\hat{\omega}$ 를 계산할 수 있다.

$$\hat{\omega} = \frac{1}{p(\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2)} \hat{\lambda}_r^T J^{-1} \left\{ \dot{\hat{\lambda}}_r + \hat{R}_r \left(\frac{1}{L_r} \hat{\lambda}_r - \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_s \right) \right\}. \quad (25)$$

4. 시뮬레이션

본 논문에서 예로 사용한 유도전동기 모델의 파라미터는 다음과 같다. $R_r=0.161$, $R_s=0.1695$, $L_r=0.02456$, $L_s=0.02397$, $L_m=0.02277$, $J_m=0.2$, $p=4$.

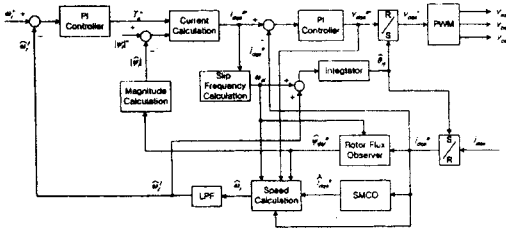


Fig. 1. The block diagram of the overall system.
그림 1. 전체 시스템 블록 선도.

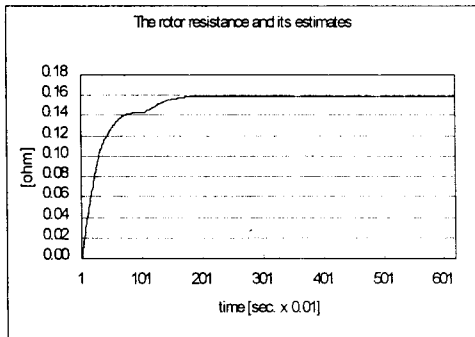


Fig. 3. The rotor resistance and its estimates.
그림 3. 회전자 저항 및 추정치.

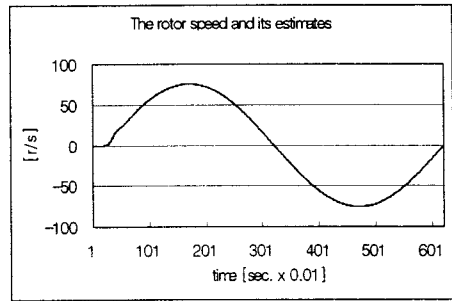


Fig. 4. The rotor speed and its estimates.
그림 4. 회전자 속도 및 추정치.

5. 결 론

본 논문에서는 회전자 자속의 정확한 추정을 위해 관측 대상의 수학적 모델에 대한 어떠한 정보도 필요로 하지 않는 SMCO를 이용하였다. 고정자 전류의 1계 도함수를 SMCO를 이용하여 추정하고, 회전자 자속의 추정은 고정자 전류와 그 1계 도함수 추정치를 이용하여 실현하였다. 본 논문에서 제안하는 회전자 자속 추정 알고리즘은 전동기의 내부 파라미터에 대한 정보가 필요 없는 대신에 고정자 전류의 도함수를 필요로 한다. 적분 구간의 크기에 따라 자속 추정치의 정확성이 달라지며 속도 계산치의 정확성 또한 자속 추정치의 적분구간과 밀접한 관계가 있음을 시뮬레이션을 통해 알아보았다.

[참 고 문 헌]

- [1] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer, 2nd edition, 1996.
- [2] R. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of induction motors using extended Kalman filter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, pp.1225-1233, Sept./Oct., 1994.
- [3] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, pp. 344-348, Mar./Apr. 1993.
- [4] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, pp.1219-1224, Sept./Oct. 1994.
- [5] C. H. Tsai, and H. C. Lu, "Observer-based speed estimation method for sensorless vector control using artificial neural network," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, pp. 861-873, 2000.
- [6] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti, "Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 3, pp.1380-1387, Sept./Oct. 2000.
- [7] J. Maes, and J. A. Melkebeek, "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no.3, pp.778-785, May/June 2000.
- [8] B.A. Oliwi, H.K. Khalil and E.G. Strangas, "Robust Speed Control of Induction Motors Using Adaptive Observer," *Proc. of the American Control Conf.*, San Diego, California, June 1999, pp.931-935.
- [9] E.G Strangas, H.K. Khalil, B.A. Oliwi and L. Laubinger, "A Robust Torque Controller for Induction Motors Without Rotor Position Sensor: Analysis and Experimental Results," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp.1448-1458, 1999.
- [10] Teodor Pana, "Sensorless Vector-Controlled Induction Motor Drive System with Rotor Resistance Estimation Using Parallel Processing with Floating Point DSP," *Proc. of the 23rd International Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 2, Aug. 1997, pp.948-953.
- [11] E.S. Kim, et al., "Cascade Sliding Observer Design For n-th Order Derivatives of Measured Value," *Trans. of KIEE*, vol. 50D, no. 2, pp.80-86, 2001.