

슬라이딩모드 상태관측기를 이용한 유도전동기의 강인한 속도제어

*윤병도 *김윤호 **김춘삼 *김찬기 *한재혁*

*중앙대학교 **삼척산업대학교

Robust speed control of induction motor using sliding mode state observer

*Byung-Do Yoon *Yoon-Ho Kim ** Choon-Sam Kim *Chan-Ki Kim *Jae-Hyeok Han

*Dept. of Electrical Eng., Chung-Ang Univ., **Dept. of Control & Instrumentation Eng., Sam-Chuk polytec.Univ.

Abstract

This paper proposes sliding mode state observer for robust speed control of induction motor. Sliding mode state observer is robust for measurement noise, modeling-error and load disturbance. The pole of sliding mode state observer can be placed at (0,0) in Z-plane for fast response. This method is, namely, deadbeat control. Sliding mode state observer output is discontinuous on a switching hyperplane, that causes harmful effects such as current harmonics and speed oscillation. In this paper, also the reducing method of the chattering of sliding mode state observer output is proposed. The proposed control system is digitally implemented with TMS320C31.

1. 서론

유도전동기의 강인한 속도제어를 위해서 플랜트 자체의 서보성을 증가시키거나, 강인한 제어 알고리즘을 적용한 연구가 보고되고 있다.[1][2] 그러나 시스템 파라미터의 불확실한 추정이나, 미지의 외란 등으로 인해서 전동기 구동 시스템의 바람직한 서보특성 유 인기가 어렵다. 또한 보다 정밀한 제어 시스템을 구현하기 위해서 계산량이 많은 알고리즘을 적용하다 보면 도리어 시스템 전체의 안정성에 문제가 생길 수 있으며, 샘플링 타임의 증가도 인하여 알고리즘의 적용이 어려워질 수 있다. 따라서 본 논문에서는 슬라이딩모드 상태관측기를 부하 토오크 추정에 적용함으로써 시스템 구성을 간단히 구현하면서도 부하외란이나 모델화 오차, 그리고 측정잡음 등에 강인한 유도전동기의 속도 제어 시스템을 제안하였다. 고속연산의 DSP TMS320C31을 이용하여 MOSFET 인버터 구동시스템에 실시한 실험을 통해서, 슬라이딩모드 상태관측기의 우수한 제어특성을 입증하였다.

2. 슬라이딩모드 상태관측기의 특성

모델화 오차, 측정잡음 등을 고려한 시스템 상태방정식은 식 (2-1), (2-2)와 같이 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + V \tag{2-1}$$

$$y = Cx + W \tag{2-2}$$

여기에서 V 는 외란이나 모델화 오차 등을 나타내는 상태입력 외란이며, W 는 측정잡음이다. 이러한 시스템에서 슬라이딩 평면을 $s = \hat{y} - y = 0$ 으로 하는 슬라이딩모드 상태관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + BU + K \cdot \text{sgn}(\hat{y} - y) \tag{2-3}$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \tag{2-4}$$

단, $\hat{\cdot}$: 추정치
sgn(\cdot)함수는 다음과 같은 입출력관계를 갖는다.

$$y = \text{sgn}(x) \tag{2-5}$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & : x < 0 \\ 0 & : x = 0 \\ +1 & : x > 0 \end{cases} \tag{2-6}$$

여기서, sgn(\cdot)의 이득, K 를 고려해 보면 다음과 같다.

$$K = \frac{\text{sgn}(x)}{x} = \frac{1}{|x|} \tag{2-7}$$

$$\lim_{x \rightarrow 0} K = \infty \tag{2-8}$$

본 논문에서는 이러한 sgn(\cdot)함수를 상태관측기의 함수로 추가하여 슬라이딩모드 상태관측기를 구성하였다. 모델화 오차나 측정잡음 등에 의한 외란의 입력행렬을 V 라고 할때, 슬라이딩모드 상태관측기가 외란에 둔감하기위한 조건은 다음과 같다.

$$|V| < |K| \tag{2-9}$$

결국, 슬라이딩모드 상태관측기의 특성은 sgn(\cdot)함수에 의해서 측정잡음에 대하여 적응필터의 능력을 가지므로 최소차원 상태관측기 보다 측정잡음에 대한 특성이 우수하고, sgn(\cdot)함수의 이득인 K 에 속한 외란에 대해서 강인하다.

3. 채터링 저감화 문제

실제 시스템에서는 제어기의 처리속도와 히스테리시스 성분 에 의해서 슬라이딩모드 현상은 일어나지 않고, 슬라이딩 평면에서 진동하는 채터링현상이 일어난다. 이러한 불연속 입력이 시스템에 가해질 경우에는 시스템이 진동하고, 정상상태에서 응답이 흔들린다. 이러한 채터링을 저감하는 기법으로 슬라이딩모드 상태관측기의 불연속 제어출력 뒷단에 적분필터를 추가하였다. 슬라이딩모드 상태관측기의 스위칭주파수에 의해서 잡음 주파수가 생긴다. 따라서 잡음주파수의 크기와 시정수의 관계는 다음과 같다.

$$N(\text{noise}) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \tag{3-1}$$

단, ω 는 잡음주파수, τ 는 시정수

잡음주파수와 시정수는 반비례관계가 있으므로 스위칭 주파수에 의해서 생기는 잡음주파수가 크면 슬라이딩모드 상태관측기에 추가해야 하는 시정수는 작아도 되어 응답의 지연을 최대한 방지할 수 있게된다.

4. 슬라이딩모드 상태관측기의 구성법

모델화 오차와 측정오차 등을 고려한 유도전동기의 기계적인 토오크방정식을 선형 연속시간 시불변 시스템의 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_T/J \\ 0 \end{bmatrix} I_{\phi} - DW \tag{4-1}$$

$$\omega_r = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \eta_2 \tag{4-2}$$

여기에서, $DW = [\eta_1 \ 0]^T$; 외란, η_2 ; 측정잡음

$$K_T = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} L_m I_{\phi} \tag{4-3}$$

시스템의 관측성 여부는 다음과 같다.

$$Q = [C^T : A^T C] = \begin{bmatrix} 1 & -B/J \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} \tag{4-4}$$

$$\text{rank}(Q) = 2 \tag{4-5}$$

이므로 관측이 가능함을 알 수 있다. 서술한 $\text{sgn}(\cdot)$ 함수를 도입하여 슬라이딩모드 상태관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_r = -\frac{B}{J} \cdot \hat{\omega}_r - \frac{1}{J} \cdot \hat{T}_L + \frac{K_T}{J} \cdot I_{qs} + K_1 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r) \quad (4-6)$$

$$\hat{T}_L = K_2 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r) \quad (4-7)$$

슬라이딩모드 상태관측기의 블록도는 그림1과 같다.

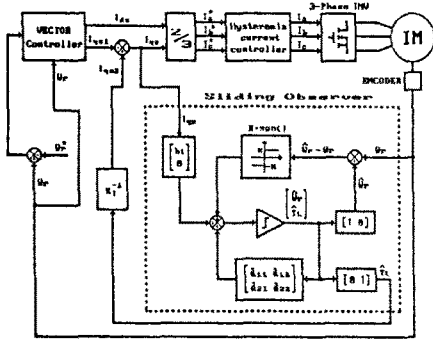


그림 1. 슬라이딩모드 상태관측기의 구성도.

$$\text{슬라이딩 평면은 } S = \hat{\omega}_r - \omega_r = 0 \quad (4-8)$$

슬라이딩모드를 발생시키기 위한 충분조건은 다음과 같다.

$$S\dot{S} < 0 \quad (4-9)$$

K_1, K_2 를 식(4-10)과 같이 정의하고, $\text{sgn}(\cdot)$ 함수의 이득이 식(4-9)를 만족하면, 식(4-8)이 성립한다.

$$K_1 < -\Delta_{\max}, \quad K_2 = -LK_1 \quad (4-10)$$

$$\text{단, } \Delta_{\max} = \max [(-J/B)\omega_r - \sqrt{s}] \quad (4-11)$$

슬라이딩모드 상태관측기를 이산화하면 다음과 같다.

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) \quad (4-12)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (4-13)$$

$$\text{여기서, } \Phi = e^{AT} \quad (4-14)$$

$$\Gamma = \left(\int_0^T e^{As} ds \right) B \quad (4-15)$$

식(4-14)와 식(4-15)를 라플라스 변환하여 계산하면 다음과 같다.

$$\Phi = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad \Gamma = [b_1 \quad b_2]^T \quad (4-16)$$

$$\text{여기서, } a_{11} = e^{-B \cdot T/J} \quad (4-17)$$

$$a_{12} = -\left(\frac{P}{2}\right)(1 - e^{-B \cdot T/J})/B \quad (4-18)$$

$$a_{21} = 0 \quad a_{22} = 1 \quad (4-19)$$

$$b_1 = \left(\frac{P}{2}\right) \cdot (K_T/B) \cdot (1 - e^{-B \cdot T/J}) \quad (4-20)$$

$$b_2 = 0 \quad (4-21)$$

슬라이딩모드 상태관측기의 출력값은 Feedforward되어 명령치 전류에 더해진다.

$$I_{qs2} = \frac{1}{K_T} \cdot \hat{T}_l \quad (4-22)$$

$$\therefore I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2} \quad (4-23)$$

5. Deadbeat 상태관측기

서보시스템에서 파라미터 추정에는 지연이 없는 Deadbeat제어를 행해야 한다. 그럼으로써 상태관측기의 보상이 전체시스템의 응답보다 빨라서 과도보상을 할 수 있다. Deadbeat제어는 원하는 상태관측기의 극점을 Z-영역에서 원점에 두어 상태관측기의 특성방정식을 $Z^n = 0$ 인 조건을 만족하게 하는 것이다.

본 논문에서는 슬라이딩 게인 외에 상태관측기 이득 L은 이러한 조건하에서 설계될 수 있음을 보여주며, 보다 광범위한 L 값을 선정할 수 있다. 그러므로 슬라이딩모드 상태관측기는 k_1, k_2 그리고 L 값을 S.Sangwongwanich가 제안한 슬라이딩 관측기보다 관측기 게인을 설정하는데 선택의 폭을 높였으며, 제안된 시스템의 게인 존재하는 범위는 그림2와 같다.[3]

6. 시뮬레이션 결과

그림3은 1800[rpm]으로 회전하고 있는 진동기에 1[Nm]의 부하토크를 스텝입력으로 인가했을 때, PI 속도제어기에 의한

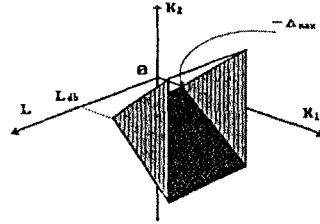


그림 2. 슬라이딩모드 상태관측기 이득의 범위.

진동기의 응답파형이다. 그림4는 슬라이딩모드 상태관측기를 PI 속도제어기에 추가하여 부하 스텝입력이 인가되었을 때의 응답파형이다. 그림5는 슬라이딩모드 상태관측기의 출력단에 적분필터를 추가한 개선된 응답파형이다.

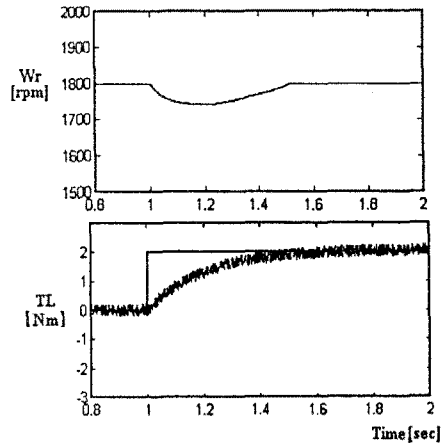


그림 3. 부하 스텝변화에 대한 응답파형. (PI 제어기)

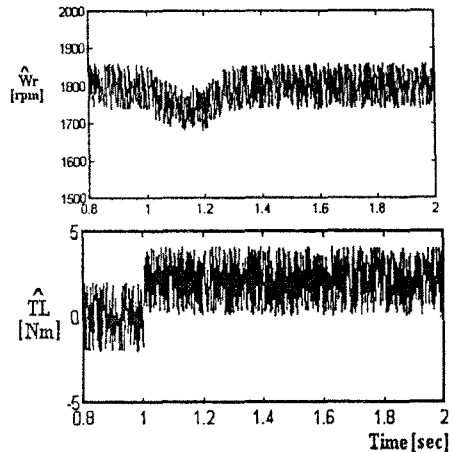
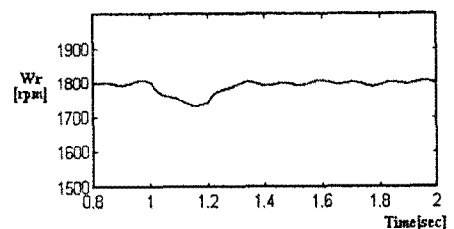


그림 4. 부하 스텝변화에 대한 응답파형. (슬라이딩모드 상태관측기)



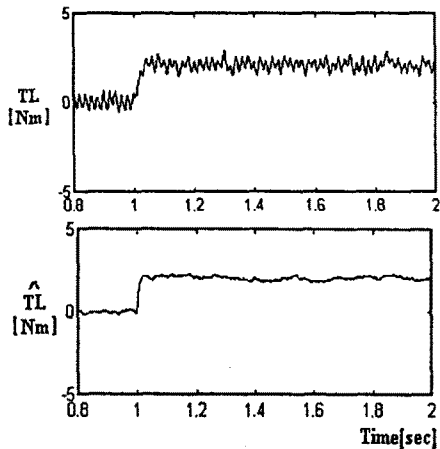


그림 5. 적분필터를 이용한 개선된 응답파형.

7. 실험결과

그림6은 1800[rpm]에서 부하토크를 스텝입력으로 인가했을 때, PI제어기에 의한 응답파형이다. 그림7은 슬라이딩모드 상태관측기를 PI제어기에 추가하여 부하 스텝입력이 인가되었을 때의 응답파형이다. 그림8은 슬라이딩모드 상태관측기의 출력단에 적분필터를 추가한 개선된 응답파형이다.

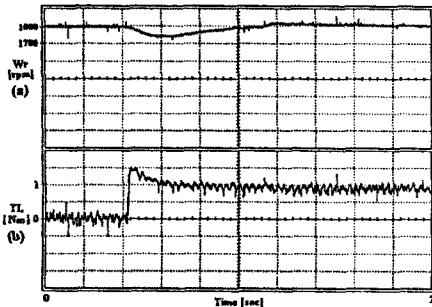


그림 6. 부하 스텝변화에 대한 속도응답. (PI 제어기)

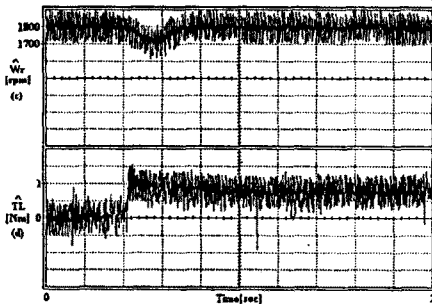


그림 7. 부하 스텝변화에 대한 응답파형. (슬라이딩모드 상태관측기)

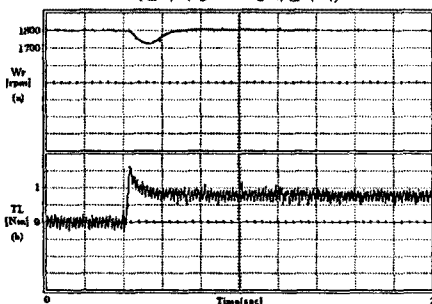


그림 8. 적분필터를 이용한 개선된 응답파형.

8. 결론

본 논문에서는 부하의관이나 모델화 오차, 그리고 측정잡음 등에 강인한 유도전동기의 속도제어를 구현하기 위해서 슬라이딩모드를 이용한 상태관측기를 부하토크 추정에 적용하였다. 슬라이딩모드 상태관측기는 모델화 오차나 측정잡음에 강인한 특성을 갖고 있으나, 슬라이딩모드 상태관측기 특유의 불연속적인 제어출력에 의해서 진동기에 흐르는 상전류의 하모닉이 증가하고, 속도가 흔들리는 새로운 문제를 유발하게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해서 슬라이딩모드 상태관측의 출력단에 적분필터를 추가하였다. 실험에는 TMS320C31을 사용하여 제어 알고리즘의 대부분을 소프트웨어로 처리하여 하드웨어의 부담을 줄이고, 제어 알고리즘의 신뢰도를 높였다.

참고문헌

- [1] 堀洋一, "誘導機の 磁束オブザーバ의 離散形實現と 電動機 定數變動에 對する 低感度化" 電氣學會半導體電力變換研資, SPC-87-25, 1983.
- [2] Y.Dote, "Stabilization Controlled Current Induction Motor Drive System via New Nonlinear State Observer" IEEE Trans. IECI, 27(2), 77, 1980.
- [3] S.Sangwongwanich, 米本剛, "スライディングオブザーバを用いた誘導電動機の 二次磁束推定とその設計法", 電氣學會論文誌 volume C, pp.279-288, 1991.
- [4] U.Itkis, "Control System of Variable Structure", pp.14-16, 1976.
- [5] 윤병도, 김윤호, 김찬기 외3명, "슬라이딩 모드를 이용한 유도전동기의 위치제어", 전기학회의 추계학술발표회 논문지, volume A, 1992.
- [6] B.K.BOSE, POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES, 1986.
- [7] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGRAW HILL, 1987.