

Simulink를 이용한 슬라이딩모드 가변구조-퍼지 유도전동기 속도제어에 관한 연구

김 상 우^o · 김 병 진 · 정 을 기 · 전 희 종
송 실 대 학 교

The Study of Sliding Mode Variable Structure-Fuzzy Induction Motor Control using Simulink

Sang-Woo Kim^o · Beung-Jin Kim · Eull-Gi Jeong · Hee-Jong Jeon
Soongsil University

Abstract

In this paper, the sliding mode variable structure - fuzzy(SMVS-F)control algorithm is applied to speed controller for field oriented induction motor drive system. According to the principle of sliding mode variable structure - fuzzy adjustable speed control scheme, the proposed algorithm shows good performances which are reducing chattering, robustness against parameter variation in induction motor drive. The validity of the proposed control scheme is verified by computer simulation using SIMULINK.

I. 서 론

현재, 제반 산업의 주 동력원인 유도전동기 구동 시스템은 플랜트 자체가 다변수 비선형 시스템임에도 불구하고 전력전자 소자의 눈부신 발전에 힘입어 타 여자 직류전동기와 유사한 성능을 갖는 벡터제어가 가능하게 되었다. 그러나 전동기가 오랜 시간동안 동작을 하고 나면 전동기의 자기 포화(magnetic saturation)현상이나 권선의 온도변화에 따른 내부 파라미터의 변화에 의하여 전동기 구동시스템의 정확성이 떨어지고 동작특성이 저하된다. 기존에 전압형 인버터에 의해 구동되는 AC 가변속 구동시스템에서 외부부하의 변화나 다른 외란이 존재하면 PI 제어기에 의하여 시스템의 동작 특성을 향상시켰다. 그러나

PI 제어기는 시스템의 파라미터 변동에 민감하다는 것은 잘 알려진 사실이다. 그러나 슬라이딩 모드 가변구조제어(Sliding Mode Variable Structure Control : SMVSC)는 파라미터 변화에 무감한 제어특성을 나타낼 뿐만 아니라 시스템의 동적-정적 특성 또한 우수하며 전기적인 구동시스템의 제어에서 널리 인정을 받고 있는 제어기법이다. 그러나 SMVSC의 불연속적인 스위칭 특성으로 인한 제어시스템의 진동은 시스템의 동적 특성은 물론 정상상태 성능에까지 영향을 미치게 된다. 한편, 퍼지제어는 시스템의 정확한 모델링을 요구하지 않는다. 즉 플랜트의 내부 파라미터 변화나 외부 외란에 대해서 우수한 자기 적응성(self-adaptability)을 갖고 있으나 응답속도 면에서는 느린 편이다.

따라서, 본 논문에서는 슬라이딩 모드 가변구조 제어와 퍼지제어의 장점들을 이용한 통합적인 제어, 즉 슬라이딩 모드 가변구조-퍼지(Sliding Mode Variable Structure-Fuzzy : SMVS-F) 제어기를 설계하였다. 이를 유도전동기의 속도제어 시스템에 적용함으로써 우수한 속도 응답특성과 파라미터 변동에도 강인한 정상상태 특성을 얻을 수 있었다.

II. 유도전동기의 벡터제어

d-q축 동기 회전좌표계에서 고정자 전류와 회전자 쇄교자속을 상태변수로 하였을 때, 3상 유도전동기의 고정자 전류와 회전자 쇄교자속은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Psi_{dr} = \text{constant} \quad (9)$$

로 되고, 다음의 자속기준제어(field oriented control)의 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{dr} &= 0 \\ i_{or} &= -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \Psi_{dr} &= L_m i_{ds} \end{aligned} \quad (10)$$

식(8), 식(9)를 식(6)에 대입하고, 식(3)을 이용하여 상태방정식을 유도하면 다음과 같은 타여자 직류 전동기에서와 같은 선형방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -A_{11} & -A_{12} \\ A_{21} & -A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1/L_\sigma \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} - \begin{bmatrix} 0 \\ P/2J \end{bmatrix} T_L \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_{11} &= \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_\sigma} \right), & A_{12} &= \frac{L_s}{L_\sigma} i_{ds} \\ A_{21} &= \frac{P}{2J} K_t L_m i_{ds}, & A_{22} &= \frac{B}{J} \end{aligned}$$

III. 제안한 속도제어기의 설계

[그림 2]에는 제안한 SMVS-F 제어기의 블록도가 있다. 여기서 x_1, x_2 는 시스템의 상태벡터이고 δ 는 임계치 신호이다. 그림에서 보듯이 $|x_1| \geq \delta$ 일 때는 SMVS 제어기가 동작을 하고, $|x_1| < \delta$ 일 때는 퍼지 제어기가 동작한다.

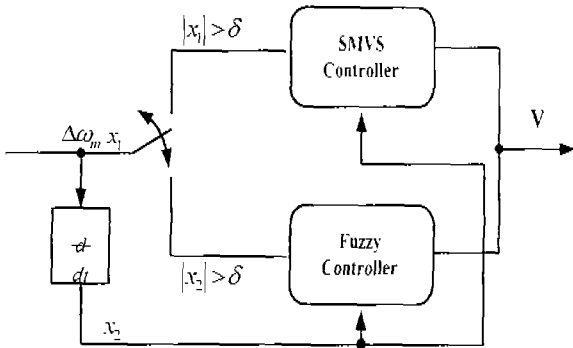


그림 2. 가변구조-퍼지 제어기의 블록도

전동기의 회전자 각속도 ω_m 를 제어입력 변수로 설정한다.

$$\begin{aligned} x_1 &= \Delta\omega_m = \omega_m^* - \omega_m \\ x_2 &= \frac{d}{dt} x_1 = \dot{x}_1 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, ω_m^* 과 ω_m 는 각각 회전자 각속도의 지령치와 실제 출력값이고, $x_2 = \dot{x}_1$ 는 속도의 변화율이다. 식(16)을 식(3)에 대입하여 오차 동적 상태방정식을 구하면 식(17)과 같다.

$$\dot{x} = -\frac{B}{J} x - \frac{B}{J} \omega_m^* - \frac{1}{J} T_L + \frac{K_t}{J} i_{qs} \quad (17)$$

여기서 외란을 입력채널로 환원하면 다음 식과 같이 된다.

$$\dot{x} = -\frac{B}{J} x + \frac{K_t}{J} \left(i_{qs} - \frac{B}{K_t} \omega_m^* - \frac{T_L}{K_t} \right) \quad (18)$$

먼저 다음과 같이 지령치와 실제값 사이의 오차를 스위칭 함수로 정의한다.

$$s = x = \omega_m - \omega_m^* \quad (19)$$

슬라이딩 모드가 존재하는 제어입력을 구하기 위하여 여러 가지 방법이 제안되었으나, 본 논문에서는 도달조건이 자연스럽게 만족되는 도달 법칙방법(Reaching Law Approach)을 이용한다. 따라서 스위칭 함수가 다음 식을 만족하도록 제어입력을 설정하여야 한다.

$$s = -qs - \varepsilon \text{sgn}(s) \quad (20)$$

여기서 q 와 ε 은 제어 상수로서, 모멘트 이득 q 는 상태벡터가 슬라이딩 평면으로부터 거리가 멀 때 평면으로 밀어올리는 모멘트라 할 수 있고 스위칭 이득 ε 은 외란의 상위범위보다 큰 특정한 상수를 나타내며 외란에 강인성을 갖도록 하나, 채터링의 크기는 이 값에 비례한다.

슬라이딩 모드가 존재하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} i_{ds} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} \\
&+ \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma}\right) \Psi_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} L_\sigma \Psi_{qr} \\
&+ \frac{1}{L_\sigma} V_{ds} \\
\frac{d}{dt} i_{qs} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} \\
&+ \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma}\right) \Psi_{qr} - \omega_r \frac{L_m}{L_r} L_\sigma \Psi_{dr} \\
&+ \frac{1}{L_\sigma} V_{qs}
\end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \Psi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} + \omega_{sl} \Psi_{qr} \\
\frac{d}{dt} \Psi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_{sl} \Psi_{dr}
\end{aligned}$$

여기서,

- i_{ds}, i_{qs} : d, q축 고정자 전류
- V_{ds}, V_{qs} : d, q축 고정자 전압
- Ψ_{ds}, Ψ_{qs} : d, q축 회전자 쇄교자속
- R_s, R_r : 고정자, 회전자 저항
- L_s, L_r, L_m : 고정자, 회전자, 상호 인덕턴스
- $L_\sigma \equiv L_s - L_m^2/L_r$
- ω_e, ω_r : 동기 각속도, 회전자 각속도
- ω_{sl} : 슬립 각속도 ($\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$)

또한 토오크식과 기계적 출력방정식은 각각 식(2)와 식(3)과 같다.

$$T_e = K_t (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad (2)$$

여기서,

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}$$

$$\frac{d}{dt} \omega_m = -\frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{T_e}{J} \quad (3)$$

여기서, ω_m 은 회전자의 기계적 각속도, T_L 는 부하 토오크, B 는 점성 마찰력, J 는 회전자의 관성 모멘트를 나타내고, 극수 P 에 대하여 $\omega_m = 2\omega_r/P$ 인 관계를 가진다.

여기서, i_{dr}, i_{qr} 은 d, q축 회전자 전류를 나타낸다.

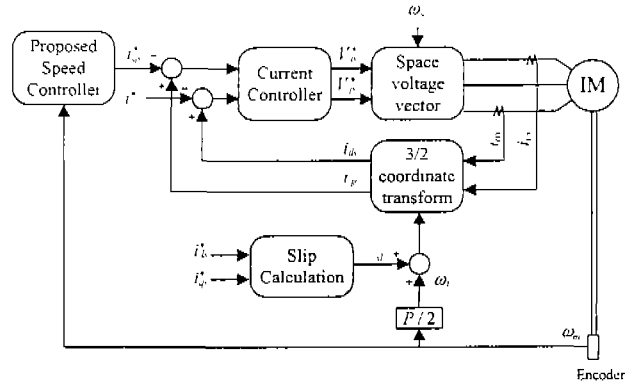


그림 1. 제어 시스템의 블록도

동기속도로 회전하고 있는 회전자 자속 벡터와 d축을 일치시키면 q축 자속성분은 사라지게 된다.

$$\Psi_{qr} = 0 \quad (5)$$

식(5)를 식(1)에 대입하면 유도전동기의 상태방정식과 토오크 식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} i_{ds} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} \\
&+ \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma}\right) \Psi_{dr} + \frac{1}{L_\sigma} V_{ds} \\
\frac{d}{dt} i_{qs} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} \\
&- \omega_r \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \Psi_{dr} + \frac{1}{L_\sigma} V_{qs}
\end{aligned} \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} \quad (7)$$

$$T_e = K_t \Psi_{dr} i_{qs} \quad (7)$$

식(6)과 식(7)에 의하여 시스템이 비선형임을 알 수가 있다.

또한 슬립각속도 ω_{sl} 은 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\Psi_{dr}} \quad (8)$$

유도전동기의 전류와 자속의 상태방정식인 식(6)과 출력식인 식(7)에서 i_{ds} 를 일정하게 하여 d축 회전자 쇄교자속을 일정한 상수로 하면.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

$$ss < 0 \quad (21)$$

식(17)을 식(20)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

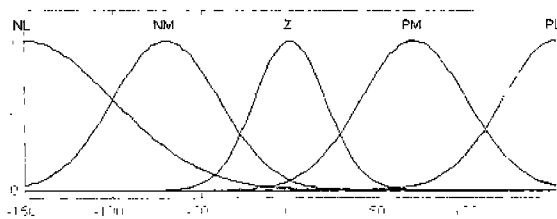
$$-\frac{B}{J}s + \frac{K_t}{J}i_{qs} - \frac{B}{J}\omega_m^* - \frac{T_L}{J} = -qs - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) \quad (22)$$

식(22)을 i_{qs} 에 대하여 풀고, 이를 q 축 지령전류에 대하여 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

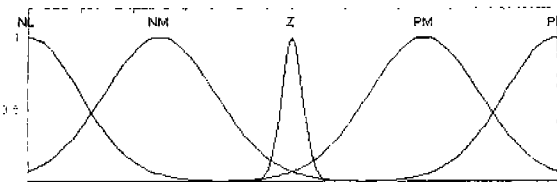
$$\begin{aligned} i_{qs}^* &= \frac{J}{K_t} \left[-\left(q - \frac{B}{J}\right)s - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + \frac{B}{J}\omega_m^* + \frac{T_L}{J} \right] \\ &= \frac{J}{K_t} \left[-\left(q - \frac{B}{J}\right)s - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + \frac{T_L}{J} \right] + \frac{B}{K_t}\omega_m^* \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $\frac{B}{K_t}\omega_m^*$ 은 전향 보상하고 ε 은 외란의 크기보다 크게 정해 준다.

$$\varepsilon > \left| \frac{T_L}{J} \right| \quad (24)$$



(a)



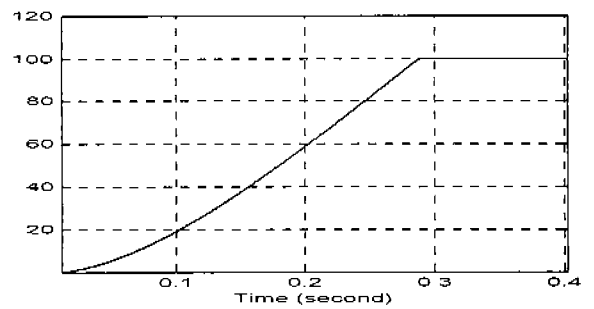
(b)

그림 3. 퍼지 제어기의 멤버십 함수
(a) 속도 오차 (b) 속도 오차의 변화율

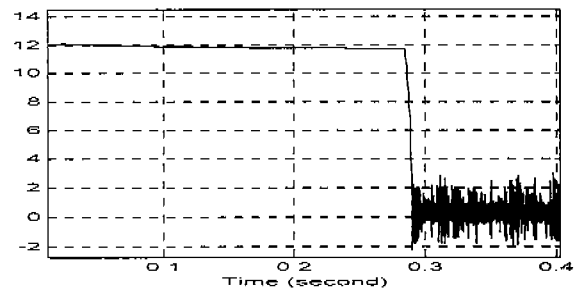
또한 본 논문에서 사용한 퍼지 제어시스템에서는 입력변수를 지령속도와 실제 출력값의 오차와 오차의 변화율로 설정하여 제어규칙을 정하였다. [그림 3]에는 각 입력변수들에 대한 멤버십 함수가 나타나 있다.

제안한 슬라이딩모드 가변구조-퍼지 제어를 검증하기 위해 본 연구에서는 아래와 같은 파라미터를 가진 3상 농형 유도전동기를 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

정격전압	250	정격전류	8.4A
정격속도	1420[rpm]	극 수	4
정격출력	2.2[kW]	정격부하	14[Nm]
$R_s=1.45[\Omega]$		$R_r=0.925[\Omega]$	
$L_s=100.8[\text{mH}]$		$L_r=100.2[\text{mH}]$	
$L_m=96.7[\text{mH}]$		$J=0.0245[\text{Nms}^2/\text{rad}]$	

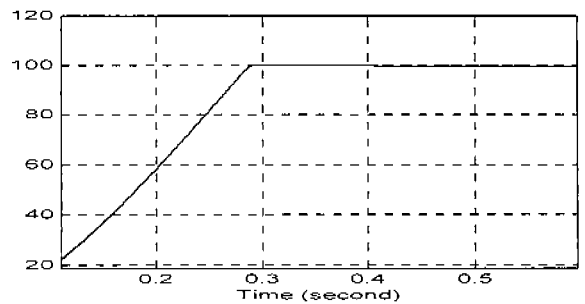


(a)

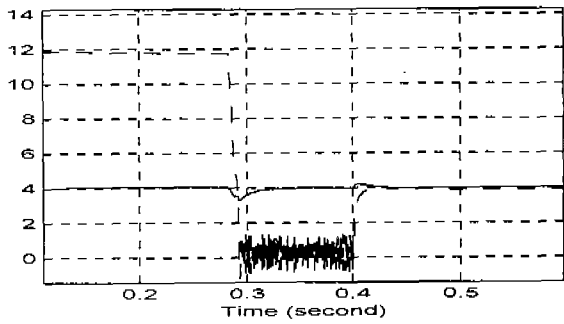


(b)

그림 4. 속도지령 100 [rad/s]에 대한 응답파형
(a) 속도응답 (b) q축 전류



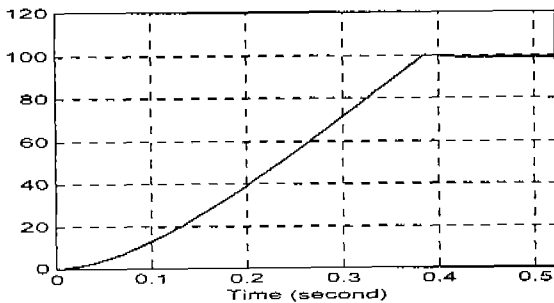
(a)



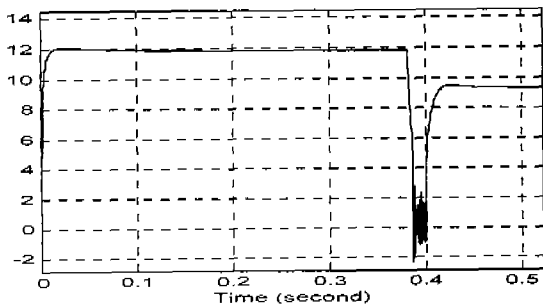
(b)

그림 5. 부하 [5Nm]인가시의 응답파형

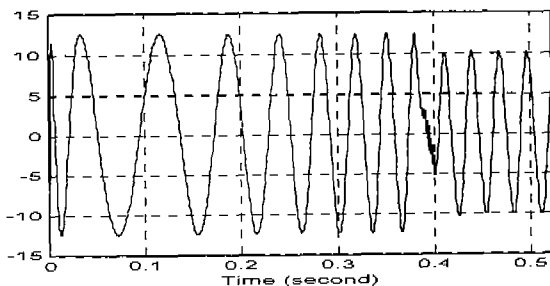
(a) 속도응답 (b) q축 전류



(a)



(b)



(c)

그림 6. 파라미터 변동에 대한 응답파형($J=J_0 \times 1.5$)

(a) 속도응답 (b) q축 전류 (c) 상전류

[그림 4]는 유도전동기의 J와 B가 공칭값을 가질 때 속도지령 100[rad/s]에 대한 응답이다. (a)에서 보듯이 속도는 지령치에 대하여 빠르게 추종함을 알 수 있다. [그림 5]는 전동기가 100[rad/s]로 운전중에 5[Nm]의 부하를 인가했을 경우의 응답이다. 부하 인가시에 다소 속도의 변화가 있지만 곧 지령치에 추종함을 볼 수 있으며 q축 전류 또한 다시 안정됨을 볼 수 있다. [그림 6]에는 실제 J가 공칭값의 150%가 되었을 경우의 속도와 부하 인가에 대한 응답을 보여준다. (a)에서 보듯이 공칭값으로 운전하였을 경우와 비교하여 응답속도는 큰 차이가 없으며, 또 운전중 부하가 인가하였을 경우에 대하여도 강인함을 보여주고 있다. (c)는 a상전류 파형을 보여주고 있다.

V. 결 론

본 연구에서는 슬라이딩 모드 가변구조 제어와 퍼지 제어의 장점들을 통합한 제어를 설계하여 유도전동기의 속도 제어에 적용하였다. 시뮬레이션 결과, 운전중 부하인가 시에도 우수한 속도 응답을 얻을 수 있고 전동기 내부의 파라미터 변화에 대하여도 강인성을 확보할 수 있었다. 또한 SIMULINK를 이용하여 시뮬레이션을 함으로써 시스템 구현이 간단하고 제어가 용이함을 확인할 수 있었다

[참 고 문 헌]

- [1] W. B. Gao, J. C. Hung. "Variable structure control of nonlinear system : A New Approach", IEEE trans. on Ind. Electron., vol. 40, no. 1. Feb. 1993.
- [2] Y. Li, X. Fu. "The study of self-adaptive sliding mode variable structure-fuzzy control for induction motor", Proceedings of the ICIPS. 1997.
- [3] R. R. Yager, D. P. Filev. "Essentials of fuzzy modeling and control", Ch.4.7. John Wiley & Sons., 1994.
- [4] B. K. Bose. "Power electronics and ac drives", Ch.7. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1986.
- [5] Chee-Mun Ong. "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink", Ch.6.9, Prentice-Hall, 1998.