

슬라이딩 모드 제어기법을 이용한 유도 전동기의 완전 디지털 제어기 설계

강분호^o, 김남정, 유지훈, 박귀태
고려대학교 전기공학과

A Design of Full-Digitalized IM Controller Using Sliding Mode Control Algorithm

M. H. Kang^o, N. J. Kim, J. Y. Yoo, G. T. Park
Dept. of Electrical Eng., Korea University

Abstract - This paper presents a design and implementation of DSP-based full-digitalized sliding mode controller(SMC) for an induction motor(IM) fed by voltage source inverter(VSI)with intelligent power module(IPM). By using SMC with load torque observer, we can obtain improved control performances, i.e., robustness, high precision and low chattering. Furthermore, this paper employs space vector modulation (SVM) method which is implemented to minimize hardware configuration and to obtain modulation flexibility along with only DSP software operation.

1. 서 론

가변 구조 제어는 기존의 전통적인 제어 이론들과는 달리 파도 기간중에 제어 계통의 구조를 현재의 편차 또는 상태 변수들의 값에 따라 스위칭 논리에 의해 의도적으로 가변시켜줌으로써 일반 자동 제어 분야에서는 서로 상충 관계에 있는 응답의 정밀성과 속응성을 동시에 개선할 수 있는 방법이다[1~3]. 이 방법은 상태 벡터가 상태 공간상에서 정의되는 스위칭 초평면(Switching hyperplane) 주위에서 매우 큰 주파수를 갖는 진동현상(Chattering)을 일으키며 이 초평면을 따라 원점으로 수렴하는 슬라이딩 모드 동특성으로 인하여 견실성을 얻기 때문에 슬라이딩 모드 제어라고도 불리우고 있다

유도 전동기의 벡터 제어에 있어서, 전동기 특성상 토크와 자속의 상호 작용에 기인하는 비선형성으로 인해 일반 선형 제어기만으로는 넓은 동작영역의 보상이 어렵고, 인버터에 있어서도 비선형 스위칭 동작을 행하기 때문에 인버터를 포함한 유도 전동기 전체 시스템은 가변 구조 시스템의 기본 성질을 지니고 있다고 할 수 있으며, 이러한 관점에서 볼 때 가변 구조 제어기의 도입이 유도 전동기 제어에 효과적으로 적용될 수 있다[4~5]. 본 논문에서는 유도 전동기의 회전각,속도 및 자속을 제한하여 상태 오차들로 구성된 연속 함수를 정의한 후, 이 연속 함수와 전동기 모델로부터 자속과 토크성분 기준 전류들을 유도하고, 유도된 기준 전류를 추종하기 위한 슬라이딩 모드 제어기를 구성하는 방식을 사용하였다. 이 경우 전체 제어 계통은 위치, 속도, 자속제어를 위한 연속 제어기와 전류제어를 위한 불연속 제어기가 직렬 연결된 형태를 갖게 되고, 연속치 기준 전류가 사용됨에 따라 종래의 방식에 비해 채터링 현상이 현저히 감소

된다. 또한, 제어기 설계시 부하 관측기를 포함시켜 실시간 부하 추정을 함으로써 부하 변동에 대한 최적의 보상 입력을 구성하여 효과적인 채터링 제거와 함께 견실한 제어 특성을 얻었다[6].

유도 전동기 드라이브에 있어서는, 고성능 DSP(TMS 320C31)를 주프로세서로 하여 제어 연산을 하고, DSP의 내부 소프트웨어 인터럽트 기능을 2중으로 사용하여 Full-Software 공간 벡터 PWM 변조[7]를 행하기 때문에 완전 디지털 제어와 함께 시스템의 단순화, 전압 변조의 유연성등을 얻을 수 있었다. 제작된 하드웨어를 이용한 실험을 통해 제안된 유도 전동기 슬라이딩 모드 제어 시스템의 유용성을 보였다.

2. 슬라이딩 모드 제어기 설계

회전자 자속축상에서 표현되는 전압과 채고 자속의 관계식들로 부터 유도 전동기의 상태 방정식을 구하면 식(2.1)과 같다.

$$P \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\frac{R_r}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}) & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{P \omega_e L_m}{\sigma_s L_r L_s} \\ -\omega_e & -(\frac{R_r}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}) & -\frac{P \omega_e L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_e \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -\omega_e & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} [V_{ds}^* \ V_{qs}^* \ 0 \ 0]^T \quad (2.1)$$

$$T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^* i_{qs}^* - \lambda_{qr}^* i_{ds}^*) \quad (2.2)$$

$$\text{여기서 } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad \omega_{sl} = \omega_e - P \omega_r$$

$$p : \text{미분연산자}, \quad P : \text{극대수}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ 이며}$$

파라미터 표현은 관례에 따른다.

간접 벡터제어시 전류와 자속제어가 완전하게 이루어 진다고 가정하면 토크 발생에 관한 표현은 다음과 같다.

$$T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^* i_{qs}^*) = K_t i_{qs}^* \\ = J p \omega_r + B \omega_r + T_L \quad (2.3)$$

$$\text{여기서 } K_t = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^*$$

이때 회전각, 속도, 자속들의 동특성은 다음과 같이 각각 변수

들을 상태 벡터로 갖는 상태 방정식으로 표현 가능하다.

$$p \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \\ \lambda_{dr}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \\ \lambda_{dr}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & K/J \\ L_m/\tau_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (2.4)$$

식(2.4)에서의 상태변수들과 상태 변수들의 기준값을 이용하여 다음과 같은 연속 함수(σ_q, σ_d)들을 정의한다. 이때 식(2.6)은 속도제어시에 사용된다.

$$\begin{aligned} \sigma_q(\theta^*, \theta) &= C_1 C_2 (\Delta\theta) + (C_1 + C_2) p(\Delta\theta) + p^2(\Delta\theta) = 0 \\ \Delta\theta &= \theta^* - \theta \quad (C_1, C_2 > 0) \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \sigma_q(\omega_r^*, \omega_r) &= C_2 (\Delta\omega_r) + p(\Delta\omega_r) = 0 \\ \Delta\omega_r &= \omega_r^* - \omega \quad (C_2 > 0) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \sigma_d(\lambda_{dr}^*, \lambda_{dr}) &= C_3 (\Delta\lambda_{dr}) + p(\Delta\lambda_{dr}) = 0 \\ \Delta\lambda_{dr} &= \lambda_{dr}^* - \lambda_{dr} \quad (C_3 > 0) \end{aligned} \quad (2.7)$$

식 (2.5)와 (2.7)을 (2.4)에 대입하고 정리하여 유도 전동기에 인가될 기준 전류값을 구한다.

$$\begin{aligned} i_{qs}^* &= \{ J[K_1 (\Delta\theta) + K_2 p(\Delta\theta) + p^2\theta^*] + B\omega_r + T_L \} / K_t \\ K_1 &= C_1 C_2 > 0, \quad K_2 = (C_1 + C_2) > 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$i_{ds}^* = \left(\frac{1}{\tau_r} \lambda_{dr} + C_3 \Delta\lambda_{dr} + p\lambda_{dr}^* \right) / \left(\frac{L_m}{\tau_r} \right) \quad (2.9)$$

유도기의 토크성분과 자속성분 전류를 기준값에 추종시키기 위해서 식 (2.10), (2.11)과 같이 스위칭 평면을 정의한다.

$$s_q(\Delta\theta, i_{qs}) = (i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (2.10)$$

$$s_d(\Delta\lambda_{dr}, i_{ds}) = (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (2.11)$$

전류 제어에 필요한 전동기 입력 전압의 결정은 다음과 같은 슬라이딩 모드 존재 조건으로부터 출발하며 이상적인 슬라이딩 모드가 발생할 경우 식(2.14), (2.15)를 만족한다.

$$s_q(\Delta\theta, i_{qs}) \quad p s_q(\Delta\theta, i_{qs}) < 0 \quad (2.12)$$

$$s_d(\Delta\lambda_{dr}, i_{ds}) \quad p s_d(\Delta\lambda_{dr}, i_{ds}) < 0 \quad (2.13)$$

$$S(X, I) = (I^* - I) = 0 \quad (2.14)$$

$$p S(X, I) = (p I^* - p I) = 0 \quad (2.15)$$

여기서 $S(X, I) = [s_q(\Delta\theta, i_{qs}), s_d(\Delta\lambda_{dr}, i_{ds})]^T$

$$X = [\Delta\theta, \Delta\lambda]^T, \quad I = [i_{ds}, i_{qs}]^T, \quad I^* = [i_{ds}^*, i_{qs}^*]^T$$

식(2.8), (2.9)로 얻어지는 기준 전류를 식(2.15)에 대입하고 정리하여 다음과 같이 등가 제어 입력을 구한다.

$$U_{eq} = b^{-1} [p I^* - F(I, \lambda_{dr})] \quad (2.16)$$

$$F(I, \lambda_{dr}) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \right) \omega_c & \omega_c \\ -\omega_c & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ -\frac{p \omega_r L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \lambda_{dr}$$

$$U_{eq} = [V_{ds,eq}, V_{qs,eq}]^T, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

파라미터들의 예상되는 최대 변동폭을 고려하여 전동기에 실제 입력되는 전압은 식(2.17)과 같이 결정된다.

$$U = U_{eq} + \Delta U$$

$$\Delta U = l \operatorname{SGN}[S(X, I)], \quad l > 0 \quad (2.17)$$

$$\operatorname{SGN}[S(X, I)] = [\operatorname{sgn}(i_{ds}^* - i_{ds}), \operatorname{sgn}(i_{qs}^* - i_{qs})]^T$$

식(2.17)로 얻어지는 제어 입력을 식(2.1)에 대입하고 정리하면 식 (2.18)과 같은 슬라이딩 모드 제어시의 페루프 동태 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} p(I^* - I) &= -b l \operatorname{SGN}[S(X, I)] \\ \rightarrow p(i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}) &= -\frac{b l (i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs})}{|i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}|} \\ &= k(t) \frac{i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}}{|i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}|} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\text{여기서 } k(t) \frac{i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}}{|i_{ds,qs}^* - i_{ds,qs}|} < 0$$

전동기의 토크와 자속 성분 전류는 안정된 1차 계통의 동특성을 갖고 기준 전류를 추종함을 알 수 있다.

2.1 정상 상태 오차 보상

정상상태 부근(ϵ)에서는 선적으로 회전각 오차의 적분을 스위칭 함수에 포함시켜 정상상태 오차를 제거시킨다. 이때 전류의 기준값을 식(2.19)로 대체한다.

$$\text{if } |\Delta\theta| < \epsilon$$

$$i_{qs}^* = \{ J[K_1(\Delta\theta) + K_2 p(\Delta\theta) + p^2\theta^* + C_0 f(\Delta\theta) dt] + B\omega_r + T_L \} / K_t \quad (2.19)$$

$$C_0 > 0, \quad 0 < \epsilon < 1$$

2.2 부하 관측기 설계

식(2.20)으로 표현되는 Gopinath의 설계 방식을 이용한 상태 관측기에 의해 T_L 을 추정하고 제어기 설계시 사용한다.

$$z = \hat{T}_L - L\omega_r$$

$$p z = \frac{L}{J} z + \frac{L^2 + LB}{J} \omega_r - \frac{L K_t}{J} i_{qs} \quad (2.20)$$

그림 2.1은 전체 제어 계통에 대한 시스템 블록선도이다.

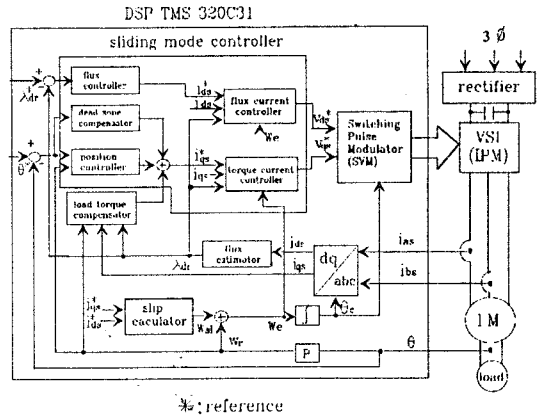


Fig. 2.1 System block diagram

3. 실험 결과

실험에서의 PWM 방식으로는 유도상, 부하를 정격 운전하는 경우 전류 리플 제거에 효과적인 3상 비대칭 변조 방식(Direct Direct modulation method) 을 사용하였다[7]. 실험에서 사용된 유도 전동기의 정격 및 파라미터값들은 아래와 같다.

• 3상 4극 농형 유도 전동기(2.2 [Kw],220 [V],1500 [rpm])

Table 3.1 IM Parameters

R_s	0.385 [Ω]
R_r	0.342 [Ω]
L_s	0.03257 [H]
L_r	0.03245 [H]
L_m	0.03132 [H]
J	0.0088 [Kg m ²]

3.1 회전각 제어

그림 3.1은 목표 회전각 360°, $T_L=14$ [Nm] 인 경우 전동기의 회전각,속도,전류를 나타낸다. 이 경우 목표치로부터 3° 이내에서 회전각 오차 보상을 위해 적분기를 삽입시켰다($C_0=1125$). 그림(b)는 (a)의 정상상태를 1° 이내에서 확대시킨 그림이다. 정상상태 회전각 오차는 최대 0.13° 로서 엔코더의 분해능 0.18° 를 고려할 때 최대의 정밀도를 얻고 있다.

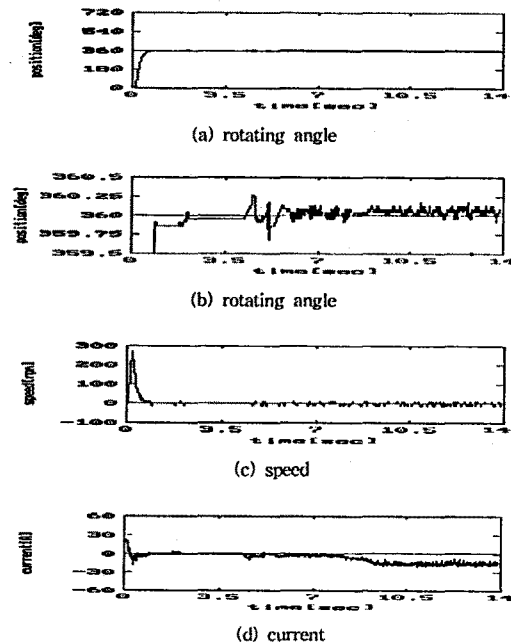


Fig. 3.1 State responses of rotating angle control
($\theta^*=360^\circ, T_L=14$ [Nm], $|\epsilon| < 3^\circ; K_1=37500, K_2=5113, C_0=1125$)

3.2 속도 제어

그림 3.2 는 목표 속도 1500rpm 이고, 속도 오차 보상을 한 경우 속도와 전류응답을 보인다. 이때 목표치로부터 10rpm 이내에서 적분기를 삽입시켰다. 그림(b)를 볼 때 부하가 인가되는 시점에서 미세한 속도의 변동을 볼수 있으나 부하 관측기의 이득을 조정함으로써 적절히 감소시킬 수 있을 것이라 생각된다. 전

체적으로 우수한 과도특성과 함께 부하변동에 견실하고 정밀한 제어특성을 보인다.

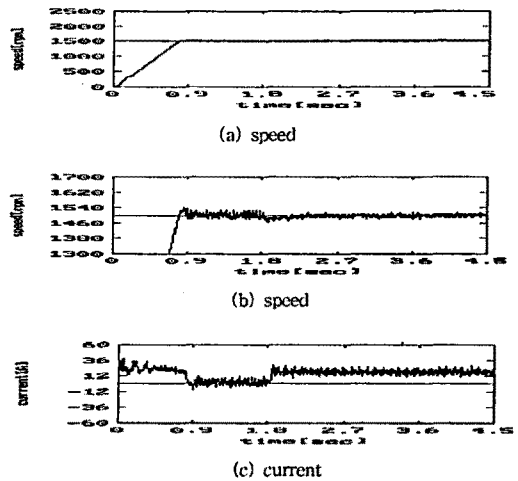


Fig. 3.2 State responses of speed control

($\omega_r^*=1500$ rpm, $T_L=14$ [Nm], $|\epsilon| < 10$ rpm; $C_2=341, C_0=0$)

4. 결론

본 논문에서는 유도 전동기의 고성능 제어를 위하여 DSP를 주프로세서로 한 완전 디지털 서보 드라이브를 제작하고 슬라이딩 모드 제어 알고리즘을 적용하였다. 제안된 슬라이딩 모드 제어 기법에 있어서는, 연속치 기준 전류들을 유도하고, 부하 관측기를 통한 실시간 부하 추정을 행하였으며, 정상 상태 오차 제거를 위해 스위칭 함수에 선택적으로 적분기를 포함시킴으로써 제어기의 견실성을 향상시키고 채터링을 효과적으로 감소시킬 수 있었다.

5. 참고문헌

- [1] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. Contr., vol. AC-22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [2] A.Sabanovic and D.B. Izozimov, "Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.IA-17, no.1, pp.41-49, 1981
- [3] V. I. Utkin, "Variable structure systems : present and future", Automat. Rem. Contr., vol. 44, no. 9, pp. 1105-1120, 1983.
- [4] B.K.Bose, "Sliding mode control of induction motor", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 479-486, 1985.
- [5] A. Sabanovic et al., "Sliding Modes in Electrical Machines Control System", ISIE, pp.73-78,1993.
- [6] A. Kawamura and H. Itoh, "Stability Analysis of the Disturbance Observer Based Sliding Mode CP Control", IIC-90-44, pp.19-28(in Japanese), 1990.
- [7] Victor R.Stefanovic, "Space -Vector PWM Voltage Control With Optimized Switching Strategy." IEEE, IAS of Annual Meeting, Vol.1, pp.1025-1033, 1992.