

2000년도 대한전기학회 전문대학교육연구회 학계학술대회 논문집 2000. 7. 7-8

슬라이딩 모드 제어를 이용한 PMSM 모터의 센서리스 속도제어

원태현, 김문수, 이용길, 송달섭
동의공업대학

Sensorless Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors using Sliding Mode Control

Tae-Hyun Won, Mun-Soo Kim, Yong-Kil Lee, Dall-Seop Song
Dongeui Institute of Technology

Abstract - 본 논문은 영구 자석 동기 모터의 속도 제어를 위하여 슬라이딩 모드 제어 기법을 도입하였다. 또한 기계적인 위치 또는 속도 센서 없이 속도 제어를 수행하기 위하여 부하 토크 및 속도 관측기를 이용하였으며, 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 확인하였다.

1. 서 론

고효율성과 전류와 토크 사이의 선형성 때문에 PMSM(permanent magnet synchronous motor)은 많은 응용분야에서 사용하고 있다. PMSM을 구동시키기 위해서는 3상 인버터와 회전자 위치 센서가 필요하다. 그러나 위치 센서의 사용은 전동기 시스템의 가격 상승 뿐만 아니라 부피의 증가, 신뢰성 저하, 사용 환경의 제약, 전자파 장애 등의 많은 문제를 유발한다. 그러므로 최근에는 브러시리스 직류 전동기를 회전자 위치 센서없이 구동하는 센서리스 드라이브에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이를 통해 기존의 유도기와 직류 전동기가 사용되던 분야에 브러시리스 직류 전동기로 대체되는 추세이다.

브러시리스 직류 전동기를 센서리스로 운전하는 방식에는 ① 개방된 상의 단자 전압을 검출하는 방식(open phase voltage sensing - EMF detection) ② 역기전력 을 적분하는 방식(back-EMF integration) ③ 개방된 상의 전류를 검출하는 방식(open phase current sensing) ④ 역기전력의 제3고조파를 검출하는 방식(3rd harmonic detection) 등이 사용되고 있다.

본 논문은 개방된 전류를 검출하는 방식을 이용하여 속도 및 부하 토크를 관측하고 슬라이딩 모드 제어를 이용하여 PMSM의 센서리스 속도제어를 설계하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 확인한다.

2. PMSM의 속도 제어

2.1 PMSM의 모델

3상 PMSM의 모델은 (d, q)축상에서의 상태 방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{1}{L_q} \lambda p\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \tau_e &= 1.5 p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 R 는 고정자 권선저항, L_d, L_q 는 d, q 축 인덕턴스, i_d, i_q 는 d, q 축 전류, u_d, u_q 는 d, q 축 전압, ω_r 은 회전자 각속도, λ 는 고정자 상에서 영구자석에 의해 유기되는 자속의 크기, p 는 극수, τ_e 는 전기적인

토크이다.

모터의 기계적인 운동 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J}(\tau_e - F\omega_r - \tau_L) \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 F, τ_L, θ_r 는 각각 점성 마찰, 부하 토크와 모터 회전자의 기계적인 각도를 나타낸다.

릴럭턴스 토크는 없다고 가정하여 비선형 상태 방정식으로 표시하면 식(3)과 같다.

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + Gu \quad (3)$$

여기서

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T \quad (4)$$

$$u = [u_1 \ u_2]^T = [u_d \ u_q]^T \quad (5)$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} x_1 + p \frac{L_q}{L_d} x_2 x_3 \\ -p \frac{L_d}{L_q} x_1 x_3 - \frac{R}{L_q} x_2 - p \frac{\lambda}{L_q} x_3 \\ \frac{3}{2} \frac{p}{J} \lambda x_2 - \frac{F}{J} x_3 - \frac{\tau_L}{J} \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.2 입출력 선형화를 이용한 PMSM의 속도제어

zero dynamics를 피하고, 전체 입출력 선형화를 위해 d 축 전류와 속도를 출력으로 선택한다. 식(3)에서 부하 토크는 변하지 않는다고 가정하면 입출력 관계를 식(8)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{d^2\omega_r}{dt^2} \end{bmatrix} = B + A \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서

$$B = \begin{bmatrix} f_1 \\ \frac{3}{2} \frac{p}{J} \lambda f_2 - \frac{F}{J} f_3 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\lambda}{L_q J} \end{bmatrix} \quad (9)$$

이를 정리하면 식(10)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = A^{-1} \left(-B + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

여기서 v_1, v_2 는 새로운 제어 입력이다. 식(8)에서 식(10)을 빼면 다음과 같은 선형화되고 디카비링된 모델이 식(11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= v_1 \\ \frac{d^2\omega_r}{dt^2} &= v_2\end{aligned}\quad (11)$$

새로운 입력에 대한 제어 규칙은 참고 문헌[4]에서 식(12)와 같이 설계하였다.

$$\begin{aligned}v_1 &= K_1(i_d^* - i_d) \\ v_2 &= \frac{d^2\omega_r^*}{dt^2} + K_{21} \frac{d(\omega_r^* - \omega_r)}{dt} + K_{22}(\omega_r^* - \omega_r)\end{aligned}\quad (12)$$

여기서 K_1, K_{21}, K_{22} 는 제어 이득이다. 그리고 i_d^* 와 ω_r^* 은 추종 명령을 나타낸다. 그 결과 오차 방정식은 식(13)과 같다.

$$\begin{aligned}\frac{de_1}{dt} + K_1 e_1 &= 0 \\ \frac{de_2}{dt^2} + K_{21} \frac{de_2}{dt} + K_{22} e_2 &= 0\end{aligned}\quad (13)$$

여기서 $e_1 = i_d^* - i_d$, $e_2 = \omega_r^* - \omega_r$ 이다. 오차 방정식의 극점은 제어이득을 적절히 선택하면 결정할 수 있다.

2.3 부하토크 관측기

식 (12)의 제어기를 이용하여 제어를 수행하기 위해서는 속도(ω_r) 및 가속도($d\omega_r/dt$)의 정보가 필요하게 된다. 이를 계산하기 위해서는 식(3)에서 부하토크의 추정이 함께 요구된다. 부하 토크를 미지의 상수로 가정하면 토크 및 속도 방정식은 식(14)와 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{dz}{dt} = Dz + Ew, \quad y = \omega_r = Cz \quad (14)$$

여기서 $z = [\omega_r \ \tau_L]^T = [z_1 \ z_2]^T$, $D = \begin{bmatrix} -F/L & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$,

$E = [3p\lambda/2/J \ 0]^T$, $C = [1 \ 0]^T$ $w = i_q$ 이다.

이 시스템에서 (D, C)가 관측가능하다. 잘 알려진 점근적 부하토크 관측기는 다음과 같이 설계한다.

$$\frac{d\hat{z}}{dt} = D\hat{z} + Ew + L(y - C\hat{z}) \quad (15)$$

여기서 \hat{z} 은 관측된 값이고, $L = [l_1 \ l_2]^T$ 은 관측기 이득 행렬이다.

2.4 슬라이딩 모드 제어기 설계

식(11)에서 슬라이딩 면 s_1, s_2 을 식(16)과 같이 선정한다.

$$\begin{aligned}s_1 &= (i_d^* - i_d) \\ s_2 &= \omega_r^* - \omega_r\end{aligned}\quad (16)$$

$s_1 s_2 < -\eta_1 |s_1|$ 을 만족하는 제어 입력 v_1 은

$$v_1 = \hat{v}_1 - k_1 \text{sat}(s_1/\phi_1)$$

로 설계할 수 있으며,

$s_2 s_2 < -\eta_2 |s_2|$ 을 만족하는 제어 입력 v_2 는

$$v_2 = \hat{v}_2 - k_2 \text{sat}(s_2/\phi_2)$$

로 설계할 수 있다.

여기서 $\hat{v}_1 = R_i d + pL_q i_q \hat{\omega}_r$ 이고 $k_1 > |f_{1\max}| + |\eta_1|$ 이며,

$$\hat{v}_2 = \frac{3}{2} p \frac{\lambda}{J} i_q - \frac{F}{J} \hat{\omega}_r, \quad k_2 > |f_{3\max}| + |\eta_2|$$

로 설정한다.

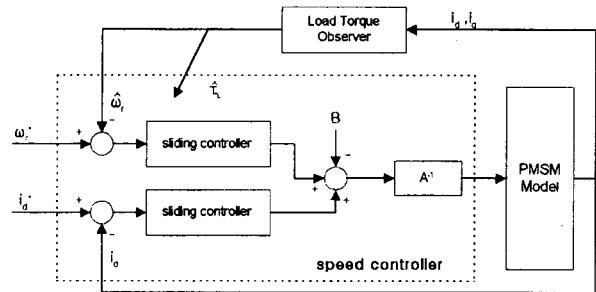


Fig.1 Block diagram of the speed control scheme

3. 시뮬레이션

시뮬레이션을 수행하기 위한 PM 동기 모터의 파라미터는 표 1과 같다.

Table 1 Specification of PMSM

no. of poles	6
rated output	1.5kW
rated current	9.2A
rated speed	1500 RPM
rated torque	9.55 Nm
rotor inertia	0.01 kg m ²
friction const.	9.36×10^{-4} kg m ² /s
armature resist.	0.513Ω
d-axis inductance	4.74mH
q-axis inductance	9.51mH
emf const.	66.9mV/(r/min)
inverter input voltage	283V

그림 2는 속도 명령 1000rpm에 대한 시스템 응답을 보여주고 있다. 기준 속도에 대하여 빠르게 수렴하고 있음을 보여주고 있다. 그림 3은 모터의 출력 토크를 나타내고 있다. 모터가 처음 구동할 때에는 출력 토크는 약 50Nm까지 증가하다가 0.02초내에 정상값으로 수렴하고, 0.05초에 부하 토크를 10Nm로 변경시켰을 경우에 대하여 빠른 응답을 보이고 있다. 그림 4는 3상 전류 입력을 보여주고 있다.

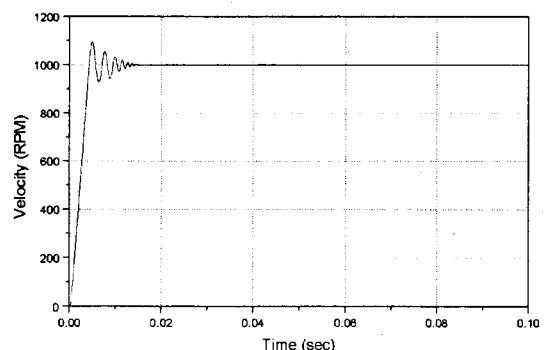


Fig. 2 System Response (Angular Velocity)

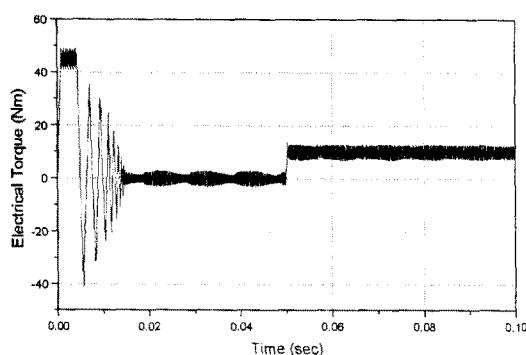


Fig. 3 System Response (Torque)

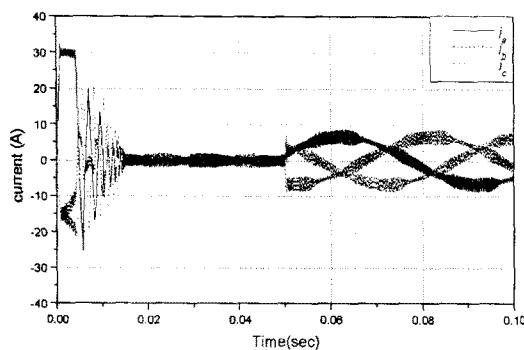


Fig. 4 Systemt Reponse (current)

4. 결 론

PM 모터를 센서리스 속도 제어를 하기 위하여 슬라이딩 모드 제어기를 이용하여 설계하였다.

PMSM의 입출력 선형화를 이용하여 디커플링된 모델을 이용하고, 속도 센서리스를 위해 속도 및 부하 토크 관측기를 이용하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과 부하 토크의 변화에 따른 속도의 변화에 대해 부하 토크 관측기와 속도 관측기를 이용함으로써 그 성능이 매우 우수함을 알 수 있었다.

슬라이딩 면에 도달하기 전까지의 과도 상태에 많은 전류가 흐르는 문제는 등가 제어 (equivalent control)의 설계를 좀 더 정밀하게 한다면 감소할 수 있을 것으로 판단된다.

추후 연구과제로 설계된 슬라이딩 제어기를 이용하여 30RPM 이하의 저속도에서도 그 성능을 보장할 수 있도록 설계하여야 하며 실제 실험을 통하여 그 성능을 보장해야 한다..

(참 고 문 헌)

- [1] R. Mizutani, T. Takeshita, N. Matsui, "Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.34, No.4, July, 1998
- [2] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, 1999
- [3] A General Algorithm for Speed and Position Estimation of AC Motors, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.47, No.1 Feb. 2000
- [4] D. Grenier,L.-A.Dessaint,Ouassima Akhrif,Yvan Bonnassieuz, Bruno Le Pioufle, "Experimental Nonlinear Torque Ontrol of a Permanent-Magent Synchronous Motor Using Saliency", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.44, No.5, pp.680-687, 1997