

영구자석 동기전동기의 위치 추적 제어를 위한 연속 가변 구조 제어기

홍 찬 호°, 정 세 교, 이 정 훈†, 윤 명 중
한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 경상대학교 제어 계측 공학과†

Continuous Variable Structure Controller for the Tracking Control of PMSM

Chanho Hong°, Sekyo Chung, Junghoon Lee†, Myungjoong Youn
Dept. of Elec. Eng., Korea Advanced Institute of Science & Technology
Dept. of Control and Instrumentation, Kyungsang National University †

Abstract

The continuous sliding mode controller with disturbance observer for the tracking control of permanent magnet synchronous motor(PMSM) is presented. In spite of the robust performance of variable structure control, there exists an undesirable chattering problem, which may be very harmful in some cases. To alleviate the problem, continuous sliding mode controller with continuous saturation function is proposed and also the prescribed performance can be obtained by efficient compensation of disturbance. Experimental results using 7.5 kW, 4000 rpm motor which is controlled by TMS320C30 DSP, are shown to demonstrate the usefulness of the proposed algorithm.

I. 서론

공장 자동화, 로봇틱스 등에는 고성능의 서보 구동이 필수적이다. 이러한 요구를 만족하기 위해 많은 제어 기법들에 대한 연구가 발표되고 있다. 이러한 제어 기법 중에 가변 구조 제어가 있다.[1]

그런데 가변구조제어는 제어 구조의 불연속적 스위칭으로 불가피하게 채터링 현상이 나타나게 된다. 이러한 채터링은 구동계의 토오크 백동이나 여타의 나쁜 현상을 야기할 수 있다.

본 논문에서는 PMSM의 위치 추적 제어를 위해 외란 관측기를 가진 연속 가변 구조 제어기를 제안하고 이를 실험으로 구현하였다. 외란의 영향을 보상하는데 효과적이라고 알려져 있는 외란 관측기를 사용하였고[2], 채터링을 줄이기 위해 스위칭면에 일정 영역의 연속 포화 함수를 사용하였다.[3]

전체 제어 시스템은 7.5 kW, 4000 rpm의 PMSM과 TMS320C30 DSP를 이용한 전 디지털 제어기로 구성하였다. 실험 결과는 제안된 제어기가 채터링을 줄이면서도 주어진 성능 지표를 만족하는 것을 보여준다.

II. PMSM 모델링

벡터 제어 PMSM 시스템은 다음과 같이 나타낼 수 있다[4]:

$$J \cdot \ddot{\theta}(t) + D \cdot \dot{\theta}(t) + T_L(t, \theta(t)) = k_t \cdot i_m(t) \quad (1)$$

여기서 J는 관성 모멘트, D는 점성 마찰, θ 는 회전자 위치, i_m 는 q상 전류, k_t 는 토오크 상수, T_L 은 부하 토오크이다. 그림 1은 위와 같이 선형화된 PMSM에 대한 추적 제어기의 블록 선도를 나타내고 있다.

추종하고자 하는 궤적 θ_d 가 다음과 같이 주어졌다고 가정하면:

$$\theta_d(t) = \theta_i + \frac{(\theta_f - \theta_i)}{T} \cdot t - \frac{(\theta_f - \theta_i) \cdot \sin(\pi t)}{\pi T} \quad (2)$$

$$\dot{\theta}_d(t) = \frac{(\theta_f - \theta_i)}{T} - \frac{(\theta_f - \theta_i) \cdot \cos(\pi t)}{T} \quad [\cdot / \text{sec}] \quad (3)$$

$$\ddot{\theta}_d(t) = \frac{\pi \cdot (\theta_f - \theta_i) \cdot \sin(\pi t)}{T} \quad [\cdot / \text{sec}^2] \quad (4)$$

여기서 θ_i 는 초기 위치, θ_f 는 최종 목표 위치, T는 초기 위치에서 최종 위치까지 걸리는 시간이다.

$\dot{\theta}_d$, $\ddot{\theta}_d$ 는 각각 희망 궤적의 속도 및 가속도이다.

추적 오차를 상태 변수로 설정하여 정의하면

$$X_1(t) \equiv e_1(t) = \theta_d(t) - \theta(t) \quad (5a)$$

$$X_2(t) \equiv e_2(t) = \dot{\theta}_d(t) - \dot{\theta}(t) \quad (5b)$$

와 같이 나타내어지고 따라서 PMSM 시스템의 오차 상태 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\dot{X}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \cdot X(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{2} \frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot T_L(t, \theta(t)) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{2} \frac{k_t}{J} \end{bmatrix} \cdot i_m(t)$$

$$u(t) = \dot{\theta}_d(t) + \frac{D}{J} \dot{\theta}_d(t) \quad (6)$$

리칭 페이즈가 생기지 않고 정상 상태 오차가 0이 되도록, 적분항을 추가하여 슬라이딩 면을 확장하면 다음과 같이 된다.

$$s(t) \equiv X_2(t) + C_1 \cdot X_1(t) + C_0 \cdot \int_0^t X_1(\tau) d\tau \quad (7)$$

계수 C_0, C_1 은 슬라이딩 면이 Hurwitz 다항식이 되도록 정한다. 즉, 다음 관계를 만족하는 양의 상수 K 와 x 가 존재한다.

$$\| \exp(\Lambda t) \| \leq K \cdot \exp(-xt), \quad \Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -C_0 & -C_1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $\| \exp(\Lambda t) \| = \text{trace}[\exp(\Lambda t^T) \exp(\Lambda t)]^{1/2}$ 로서 induced Euclidean matrix norm이다.

III. 연속 가변 구조 제어기

확장된 슬라이딩 면에 대해 슬라이딩 모드를 실현하기 위한 등가 제어 입력을 식 (5)-(6)으로부터 구하면 다음과 같게 된다[1].

$$i_{eq}(t) = (J \cdot C_1 - D) \cdot X_2 + J \cdot C_0 \cdot X_1 + J \cdot u(t) + T_L(t, \theta(t)) \quad (9)$$

이 식은 미지 입력인 $T_L(t, \theta(t))$ 때문에 직접적으로 구할 수는 없다.

본 논문에서는 가속도값을 안다는 가정 하에 다음과 같은 연속 제어 입력 $i_{eq}(t)$ 를 제안하였다.

$$i_{eq}(t) = i_{eqm}(t) + i_c(t) + i_s(t) \quad (10)$$

여기에서 $i_{eqm}(t)$ 는 변형된 등가 제어 입력; $i_c(t)$ 는 외란 관측기에 의한 보상 입력[2]; 그리고 $i_s(t)$ 는 스위칭 입력항으로서 다음과 같이 주어진다.

$$i_{eq}(t) = (J \cdot C_1 - D) \cdot X_2 + J \cdot C_0 \cdot X_1 + J \cdot u(t) \quad (11)$$

$$i_c(t) = i_{eq}(t-h) - \frac{1}{h} (J \cdot \ddot{\theta}(t) + D \cdot \dot{\theta}(t)) \quad (12)$$

$$i_s(t) = J \cdot (k_{s1} \cdot s(t) + k_{s2} \cdot \dot{\alpha}(t)), \quad \dot{\alpha}(t) = \frac{s(t)}{|s(t)| + \delta} \quad (13)$$

$\ddot{\theta}(t)$ 는 가속도의 추정값이고 h 는 샘플링 주기이다. 식 (11)은 식 (9) 중 알 수 있는 값으로 구성된다. 제안된 알고리즘의 전체 블록 선도는 그림 2와 같다.

IV. 실험 결과

제안된 알고리즘을 터렛 시뮬레이터에 적용, 구동 실험을 행하였다. 실험에 사용된 PMSM 및 구동 시스템의 사양은 다음과 같다.

정격 출력 : 7.5 [kW]	정격 토오크 : 17.9 [N.m]
정격 속도 : 4000 [rpm]	정격 전압 : 100 [V]
정격 전류 : 46 [A]	기어감속비 : 638 : 1
관성모멘트 : 2800 [$kgf \cdot m^2$]	마찰계수 : 200 [N.m]
PWM 스위칭 주파수 : 4 [kHz]	

표 1. PMSM 및 구동 시스템 사양

전체 시스템은 TMS320C30 DSP 프로세서를 이용한 디지털 제어를 이용하여 모든 작업이 수행된다. 이 때 주 제어 루프의 샘플링 주기는 1 [ms], 전류 제어 루프의 샘플링 주기는 255 [us]이 되도록 하였다.

외란 관측기에 필요한 가속도 정보는 비교적 샘플링 주기가 짧기 때문에 다음과 같은 오일러 방법에 의해 간단하게 산출된다.

$$\ddot{\theta} = \frac{(\dot{\theta}(t) - \dot{\theta}(t-h))}{h} \quad (14)$$

제안된 슬라이딩 면의 계수 C_0, C_1 는 각각 100, 20으로 선정하여 행렬 Λ 가 -10.0에서 이중근을 갖도록 하였다.

실험 결과를 위치 명령에 대하여 시간 영역의 성능 지표인 오버슈트, rise time, settling time, 정상 상태 오차 등의 항목으로 표 2에 정리하였다. 실험에 사용된 터렛 시뮬레이터는 관성이 매우 크고 위치에 따라 마찰계수가 일정하지 않은 플랜트이며 기어 구동의 특성상 채터링이 시스템에 큰 진동, 나아가서는 파괴적인 결과를 일으킬 수도 있다.

그림 3, 그림 4에 실험 결과의 위치 및 속도 파형을 보였다. 표에 정리되어 있는 결과대로 오버슈트나 정상 상태 오차가 0이고 동작 초기부터 슬라이딩 모드가 발생하여 위치 명령의 크기나 외란에 무관하게 주어진 성능 요건을 만족하고 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 PMSM 전동기의 정밀하고 건실한 제어를 위한 연속 가변 구조 제어기가 제안되었다. 종래의 가변 구조 제어기는 본질적으로 제어 입력에 불연속 성분을 포함하고 있어 채터링 등 바람직하지 않은 결과를 야기할 수 있다. 제안된 방식에서는 스위칭 면의 경계에 포화 함수를 적용하여 VSC 본래의 건실한 특성을 살리면서도 스위칭에 의한 채터링이 줄도록 하였다. 또한 외란 관측기를 이용해 부하외란을 보상하여 제어기의 건실성을 높이고 스위칭이 더 줄도록 하였다.

참고 문헌

- [1] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Mode", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-22, No. 2, pp.212-222, 1977
- [2] S. Komada, K. Ohnishi, "Force Feedback Control of Robot Manipulator by the Acceleration Tracking Orientation", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-38, No. 2, 1991
- [3] J. H. Lee, J. S. Ko, S. K. Chung, J. J. Lee, M. J. Youn, "Design of Continuous Sliding Mode Controller for BLDD Motor with Prescribed Tracking Performance", Proc. of IEEE PESC '92, pp. 770-775, 1992
- [4] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw Hill, 1987

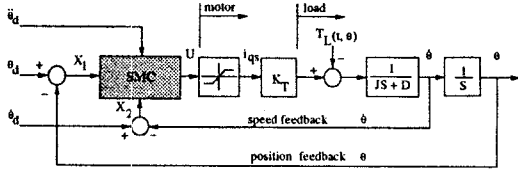


그림 1. 추적 제어를 위한 선형화된 PMSM 시스템의 블록 선도

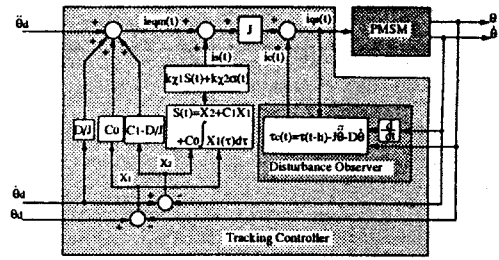


그림 2. 제안된 제어 알고리즘의 블록 선도

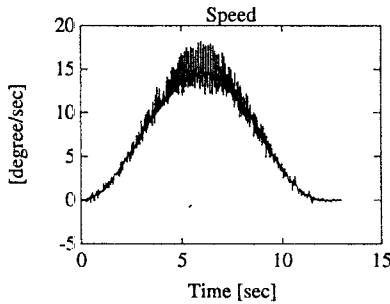
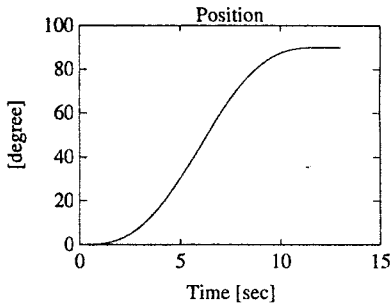


그림 3. +90° 위치명령의 실험 결과 (rise time : 6초)

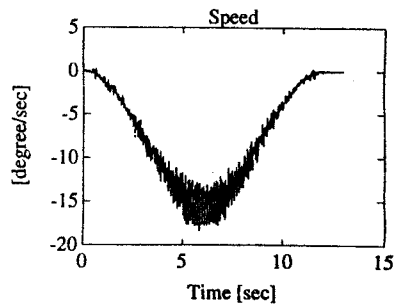
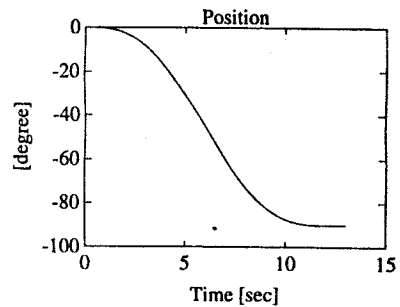


그림 4. -90° 위치명령의 실험 결과 (rise time : 6초)

위치명령 [°]	Overshoot [%]		Rise Time [sec]		Settling Time [sec]		Steady State Error [°]	
	Spec.	Real	Spec.	Real	Spec.	Real	Spec.	Real
+90	0.1	0.00	6.0	5.777	10.0	9.580	0.0	0.00
-90	0.1	0.00	6.0	5.777	10.0	9.580	0.0	0.00
+90	0.1	0.00	5.0	4.831	8.0	7.967	0.0	0.00
-90	0.1	0.00	5.0	4.814	8.0	7.980	0.0	0.00
+45	0.1	0.00	5.0	4.814	8.0	7.980	0.0	0.00
-45	0.1	0.00	5.0	4.814	8.0	7.980	0.0	0.00
+45	0.1	0.00	3.0	2.889	5.0	4.782	0.0	0.00
-45	0.1	0.00	3.0	2.889	5.0	4.782	0.0	0.00

표 2. 주어진 성능 요건과 비교한 실험결과