
AC서보 모터의 원호보간 오차개선을 위한 슬라이딩모드 제어기 설계

김은연* · 이상문* · 박군평* · 김민찬* · 박승규* · 고봉진*

Design of Sliding Mode Controller for AC Servo Motor of circular interpolation error improvement

Eun-youn Kim* · Sang-mun Lee* · Gun-pyong Kwak* · Min-chan Kim* · Seung-Kyu Park* · Bong-jin Ko*

이 논문은 2004년도 과학 기술부 · 한국과학재단 지정 창원대학교 공작기계기술연구센터의 연구비의 지원에 의한 것입니다.

요 약

본 논문은 가변 구조 제어 시스템을 이용하여 AC Servo 모터의 원호 보간 오차를 개선하는데 목적을 두고 있다. AC Servo 모터를 사용하는 공작 기계의 동작에서 오차는 서보 드라이버의 시간 지연, 마찰, 그리고 모터의 x축 y축의 이득값이 어울리지 않는 등의 여러 요소가 있을 것이다. 본 논문에서는 슬라이딩 모드제어 시스템은 AC Servo 드라이브의 수치적 예로 응용되었다. 실험 결과 값은 전형적인 PI 제어와 비교하여 시스템의 원호 보간 오차 개선에 관한 우수성을 보여주고 있다.

Abstract

The objective of this study is aimed at reducing the contour error of AC Servo derives by improving the interpolation error of each axis through variable structure control system. The errors in machining process by AC Servo motor are due to many elements, such as the delay of the servo drivers, friction and the gain mismatch between x axis and y axis motors and so on. Sliding mode control system is applied to a AC servo drive as a numerical example in this paper. The experiment results which are compared with those of typical PI scheme show the validity of improvement in circular interpolation error of the system.

키워드

원호 보간, AC servo system, 슬라이딩 모드제어

1. 서 론

서보제어란 속도, 위치 혹은 토크를 제어하는 것을 의미하며 사용하는 목적에 따라서 여러 종류의 전동기가 적용될 수 있으나, 요구하는 제어성능,

적용하는 시스템, 가격 등에 따라서 전동기와 제어기가 선택될 수 있다. 영구 자석형 교류동기 전동기(Permanent Magnet AC Synchronous Motor)는 DC모터에 비해서 상대적으로 소형, 경량이고 직류 전동기와 같이 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전

압 특성을 지닌 전동기로서 가 변속 운전 및 제어 가 용이하며, 토크 대 관성의 비가 높아 소형으로 높은 출력을 낼 수 있다. 또한 회전자에 영구자석을 이용하기 때문에 토크 성분과 계자 성분 전류가 요구되는 유도 전동기에 비해 효율과 역률이 높기 때문에 가 변속 운전이 요구되는 응용에 적합하다.[1]

이러한 모터의 가 변속 운전 시에 필수적으로 요구되는 사항은 시스템의 Parameter나 외란 그리고 기타 외부 환경의 변화에도 전동기의 동특성은 강인해야 한다는 것이다. 그러므로 본 논문에서는 상태 공간에서 정의되는 스위칭 평면상에서 불연속인 제어입력에 의해 시스템의 구조가 바뀌는 즉, 상태 궤적이 초기 상태에서부터 스위칭 평면에 도달하여 이 평면을 지나자마자 제어입력이 정해진 규칙에 따라 불연속적으로 바뀌어 시스템의 구조가 변경되는 슬라이딩 모드 제어를 도입한다.[2][3][4]

슬라이딩모드제어(Sliding Mode Control) 이론은 우선 알고리즘이 간단하며, 안정도를 보장받을 수 있을 뿐만 아니라 제어기의 물리적 실현이 용이하기 때문에, 실시간 제어에 유리하다는 장점을 가지고 있다. 특히 계통의 파라미터 변화나 외란에 관한 정보를 모른다 해도 파라미터와 외란에 대한 변화의 한계치만 알고 있으면 계통을 제어 할 수 있으므로 미지의 파라미터를 추정할 필요가 없다. 또한 슬라이딩 모드 제어 이론은 종래의 제어 계통과 달리 불연속치 제어 입력에 의해 과도기간 중 제어계통의 구조를 의도적으로 스위칭 논리에 의해 바뀌게끔으로써 응답의 정확성과 속응성을 동시에 개선 할 수 있다. 그리고 계통을 슬라이딩 모드라는 특정한 동태 내에 머무르도록 제어 입력을 스위칭 해줌으로써 계통이 파라미터 변화나 외란에 둔감해 짐으로써 계통의 견실성이 향상된다.[5][6][7]

현재 로봇 등에서 쓰이는 전동기는 2대 이상이 유기적으로 움직인다. 모터의 원호보간 시 서보시스템의 시간지연으로 인해 실제궤적이 지령 궤적보다 작게 깎이는 반경 감소오차나, 서보시스템의 고주파에서의 특성에 의해 반경의 확대오차가 일어날 수 있다.[8] 일반적으로 이러한 오차를 줄이기 위한 방법으로 PI가 사용되었다. 하지만, 본 논문에서는 2대의 전동기를 하나의 컨트롤러를 사용하여 제어하도록 하며, 그 움직임의 원호보간 오차를 슬라이딩 모드제어를 통해 개선하는 연구를 하였다.

II. AC Servo System

본 논문에서 사용된 전동기는 역기전력이 정현파 형태인 영구자석형 동기 전동기이다.

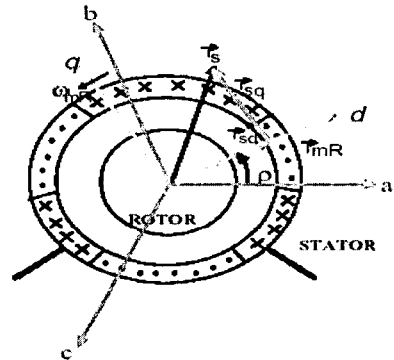


그림 1. 벡터 변환
Fig. 1. Conversion of vector

그림 1에서 보는 것과 같이 벡터 변환에 의한 동기좌표계 d-q축으로 환산된 전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_q + w(L_d i_d + \lambda_m) + pL_{qs} i_q \\ V_{ds} &= R_s i_d - wL_q i_q + p(L_d i_d + \lambda_m) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, R_s 는 고정자 권선 저항, L_d, L_q 는 d, q 축 인덕턴스, λ_m 은 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속, p 는 미분 연산자이다.

전동기의 토크식과 전동기에 연결된 기계적인 부분의 모델은 다음식과 같다.

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_q = K_t i_q \\ T_m &= J \frac{dw}{dt} + Bw + T_L \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, w 는 회전자 속도, P 는 전동기 극수, K_t 는 토크 상수, J 는 회전자 관성 모우멘트, B 는 점성 마찰계수, T_L 은 부하토크이다.

그러므로 영구 자석형 동기 전동기는 다음과 같은 3차의 연립 미분 방정식의 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{qs} &= -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \frac{\omega L_d}{L_q} i_{ds} - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} V_{qs} \\ i_{ds} &= -\frac{\omega L_d}{L_d} i_{qs} - \frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \frac{1}{L_d} V_{ds} \\ \dot{\omega} &= \frac{K_t}{J} i_{qs} - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L \end{aligned} \quad (3)$$

위의 사실에서 자속 기준 제어에 의해 i_{ds} 는 0이 되고 q 축 전류와 회전자 각속도를 상태변수로 하는 상태방정식은 다음식과 같이 표현된다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + DT_L \quad (4)$$

여기서, $x(t) = [i_{qs}, \omega]^T$,

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_q} - \frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{K_t}{J} - \frac{B}{J} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_q} \\ \frac{1}{J} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \text{ 이고,}$$

$K_t = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \lambda_m$ 는 토크상수이다.

본 논문의 PMSM 전동기의 전체 제어 블록도는 그림 2와 같다. 전동기의 위치판별 부분과 전류제어기, 공간벡터 변조를 위한 좌표변환, 인버터를 통한 출력 등으로 구성되어 있다.

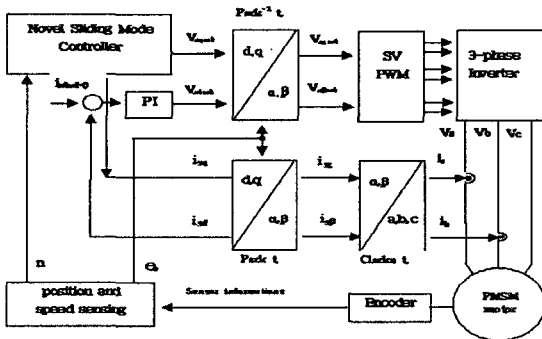


그림 2. 전동기의 전체 제어 블록도
Fig. 2. The entire control system of PMSM

III. 원호 보간

원호보간이란 이송 테이블을 현재 위치에서 지정한 위치까지 원호모양으로 절삭 이송시키는 보간 방법으로 각 축의 입력은 정현파로 주어진다.

두 대의 모터를 움직일 때, 각각의 모터를 x축과 y축으로 두고 두 대의 모터가 원을 그리며 움직인다고 가정한다.

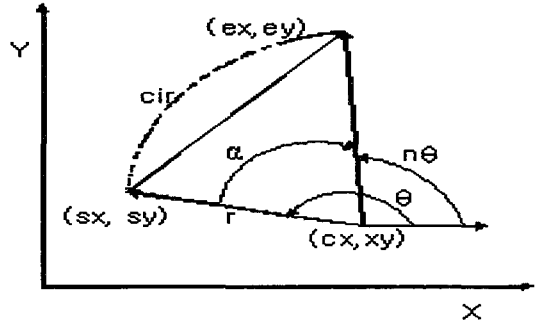


그림 3. 두 축의 원호보간
Fig. 3. Circular interpolation of 2 axis

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{(sx-cx)^2 + (sy-cy)^2} \\ \theta &= \tan^{-1}\left(\frac{sy-cy}{sc-cx}\right) \\ n\theta &= \tan^{-1}\left(\frac{ey-cy}{ex-cx}\right) \\ \alpha &= n\theta - \theta \\ cir &= r \times \alpha \\ rat &= \frac{\alpha}{cir} = \frac{1}{r} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 r 은 반지름이고 α 는 이동할 각도이다. rat 는 이동할 각도와 원호와의 관계로 $1/r$ 이며 이동할 각도는 그림 3에서 알 수 있듯이 θ 에서 $n\theta$ 를 뺀 값이다.

원은 수많은 직선들의 합이며, 그러므로 원을 그리며 움직이는 두 대의 모터는 수많은 직선의 움직임을 가진다. 그 중 하나에 대해 알아보면 다음과 같다.

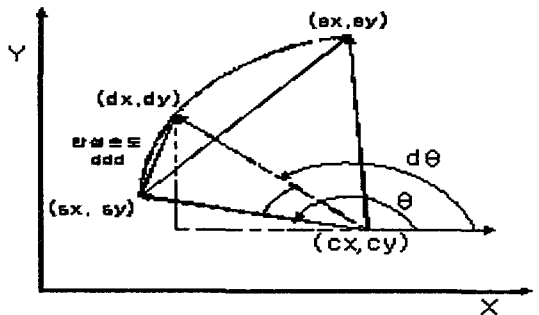


그림 4. 시계 방향의 원호보간
Fig. 4. Circular interpolation of clockwise

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{sy - cy}{sx - cx}\right)$$

$$d\theta = \theta - ddd \times rat = \theta - \frac{ddd}{r} \tag{6}$$

$$\therefore dy = cy + r \times \sin d\theta$$

$$dx = cx + r \times \cos d\theta$$

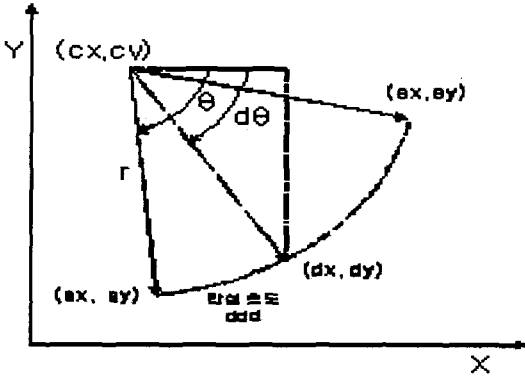


그림 5. 반시계 방향의 원호보간
Fig. 5. Circular interpolation of counter clockwise

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{sy - cy}{sx - cx}\right)$$

$$d\theta = \theta - ddd \times rat = \theta - \frac{ddd}{r} \tag{7}$$

$$\therefore dy = cy + r \times \sin d\theta$$

$$dx = cx + r \times \cos d\theta$$

원호보간 시에는 크게 두 종류의 오차요인이 있는데, 첫째 반경의 확대/감소 오차와 둘째 축-불일치에 의해 발생하는 타원 오차가 그것이다.

원호보간 시에는 서보시스템의 시간지연으로 인해 실제궤적이 지령궤적보다 작게 꺾이는 반경 감소오차가 일어나는 것으로 알려져 있으나, 실제로는 서보시스템의 고주파에서의 특성에 의해 반경의 확대현상도 일어날 수 있으며, 양 축의 시스템이 다를 경우 각 축의 매개변수, 즉 감쇠비와 고유주파수가 불일치하여 축 불일치에 의해 발생하는 타원현상이 있다.

IV. 선형계에 대한 슬라이딩 모드 제어

다음의 상태 방정식으로 표현되는 시스템을 고려하자.

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{8}$$

여기서, $x \in R^n$, $u \in R^m$ 이다. 행렬 A는 시스템의 특성을 나타내는 계수들로 이루어져 있다. 행렬 B의 m 개의 열벡터는 $b_i (i=1, \dots, m)$ 라 한다.

4.1 기본적인 정의

슬라이딩모드를 수반하는 가변구조계의 기본적인 용어는 이 절에서 정의한다.

정의1

슬라이딩 모드 시스템의 구조는 벡터함수 S의 부호에 의해 지배된다. 이 S는 전환함수(switching function)라 불린다. 전환함수는 일반적으로 m차원이며 또한 선형이다. 즉,

$$S = Cx \tag{9}$$

여기서

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_m]^T$$

단 T는 전치를 나타낸다. 그리고,

$$C = [C_1^T, C_2^T, \dots, C_m^T]^T \tag{10}$$

이와 같이 해서

$$S_i = C_i^T x \tag{11}$$

각각의 스칼라 전환함수 S_i 는 선형인 면 $S_i = 0$ 를 포함하고 있지만 이것은 전환면이라고 정의되고 있다. 이와 같이 i 개의 전환면을 갖는 경우에는 전환다양체(switching manifold)라는 용어가 흔히 사용된다. 더욱이, 이때 전환함수가 선형이기 때문에 선형다양체의 면을 전환초평면(switching hyperplane)이라 부른다.

정의2

만일 S상에 임의의 초기값 x_0 가 있다면 모든 $t > t_0$ 에 대해서 $x(t)$ 는 S상에 항상 존재한다. 이때 $x(t)$ 는 슬라이딩운동 혹은 슬라이딩모션(sliding motion), 또는 슬라이딩상태 혹은 슬라이딩모드(sliding mode)라고 부른다.

정의3

만일 S상의 모든 점이 종점이면, 즉 S상의 모든

점에 대해서 S 의 양측에서 궤적 또는 궤도가 S 로 향하는 상태일 때, 전환면 S 는 슬라이딩평면 (sliding surface)라고 불린다.

정의4

상태가 슬라이딩평면 방향으로 향할 때나 슬라이딩평면에 다다른 조건을 도달조건(reaching condition)이라고 불린다.

4.2 슬라이딩 모드의 존재 조건

슬라이딩 모드의 존재조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{S}_i < 0, \quad S_i > 0 \\ \dot{S}_i > 0, \quad S_i < 0 \quad (i=1, \dots, m) \end{aligned} \tag{12}$$

스위칭 평면 $S_i=0$ 근방에서 슬라이딩 모드 영역이 존재한다. 이것은 그림 4.1에 나타난 단일입력 2차계($i=1$)에서 쉽게 알 수 있다. 이것은 스위칭 함수, $S = x_2 + c_1x_1 = 0$ 근방에서 고려된 국부적인 조건이다.

그림에서 알 수 있듯이 $S=0$ 의 양면에서 제어 입력이 스위칭 하여 슬라이딩모드를 발생시킨다. 시스템은 임의의 초기 값에서 유한시간 내에 슬라이딩 평면 및 그 교선에서 슬라이딩모드를 발생시킨다.

그러나, 이 조건은 유한시간 내에 슬라이딩 평면에 도달하는 것을 보증하지 못한다. 이 조건을 이용하는 슬라이딩모드제어의 설계는 상당히 번거롭게 된다. 따라서, 다음에 설계에 잘 사용되는 존재 조건은 다음과 같다.

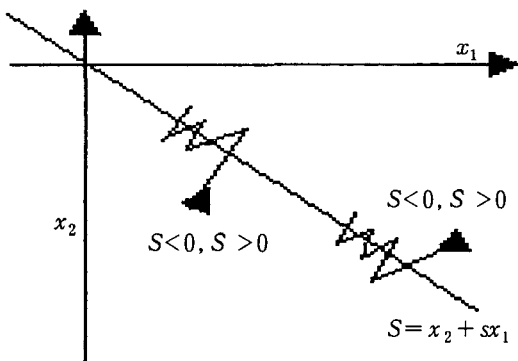


그림 6. 슬라이딩 모드의 존재조건
Fig. 6. A hitting condition of sliding mode

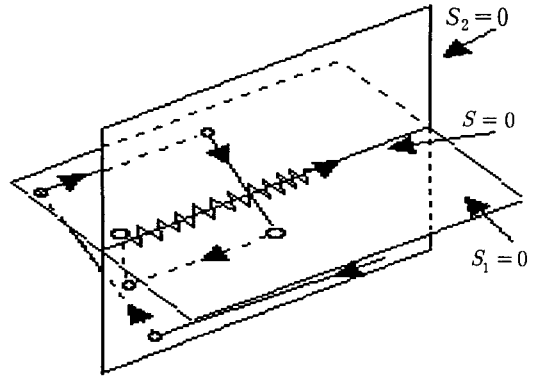


그림 7 다중입력 계통의 슬라이딩모드
Fig 7. Sliding mode of multi-input system

다음과 같은 Lyapunov 함수를 고려한다.

$$V = \frac{1}{2} S^T S \tag{13}$$

여기서, $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]^T$ 이다.

(13)식과 같은 함수에 대해 (14)식을 만족하면,

$$\dot{V}(S) < 0 \tag{14}$$

슬라이딩 평면 $S_i=0$ 근방에서 슬라이딩모드가 발생한다. 다중 입력계의 경우에는 그림 7 에서처럼, 각 스위칭 평면 $S_i=0$ 에 도달한 것만으로는 슬라이딩모드가 발생하지 않는다.

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_m]^T = 0 \tag{15}$$

즉, 각 스위칭 평면의 교선에 수렴하여 거기에서 시작하여 슬라이딩모드가 발생한다.

더욱 강한 충분조건으로서 다음 식

$$\dot{V} = S^T \dot{S} < -\eta |S| < 0, \quad \eta > 0 \tag{16}$$

을 만족하면, 전 영역에서 슬라이딩 평면에 도달할 수 있다.

V. 시뮬레이션 및 실험 결과

실험을 위해 서보팩에 서보모터를 부착하고, 이를 DSP보드를 이용해 제어하는 시스템을 구성하

였다. DSP보드는 TMS320F2407로 보간 알고리즘과 슬라이딩모드제어의 계산에 사용했고, 계산된 제어 입력은 12비트 D/A Converter를 거쳐 서보팩의 속도 지령으로 인가했다. 서보팩은 사인과 PWM회로를 내장하고 있다. 모터는 1 회전당 2000개의 펄스를 발생하며, 본 실험에서는 엔코더 출력을 4 체배하여 1 회전당 8000펄스를 사용하였다.

표 1. 실험에 사용된 파라메타
Table 1. System Parameter

J(관성모멘트)	0.093e-4 [kg · m ²]
B(마찰계수)	0 [n/m/sec]
R(저항)	1.34 [Ω]
L(인덕턴스)	8.1e-3 [H]
Kt(토크상수)	3.27 [kg · f · Cm/A]
P(극수)	8

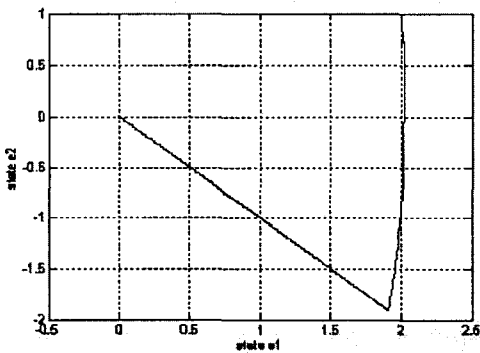


그림 8. 오차의 Phase 선도
Fig. 8. Phase line of error

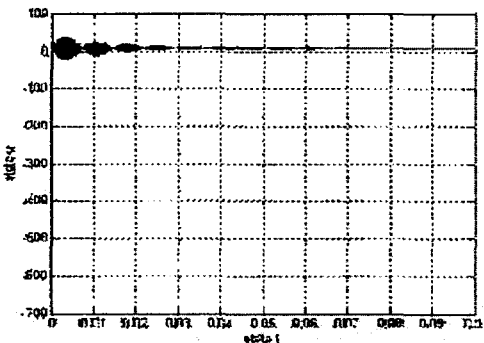


그림 9. 슬라이딩모드 불연속 제어 입력
Fig. 9. Discontinuous control Input of sliding mode

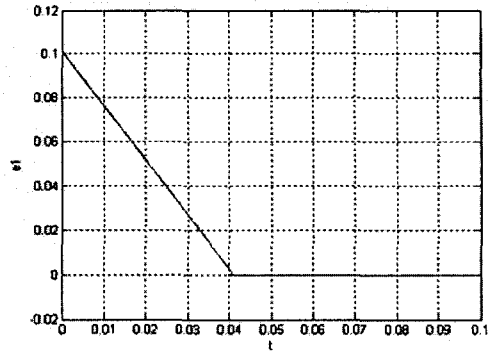


그림 10. 원호보간 속도 오차
Fig. 10. Velocity error of circular interpolation

시뮬레이션에서 속도 오차가 빠르게 0으로 수렴함을 볼 수 있고, 그림 8의 Phase 선도를 살펴보면 Reaching Phase와 Sliding 평면이 존재함을 알 수 있다. 또한 오차가 슬라이딩 평면을 따라 0으로 수렴함을 볼 수 있다. 그림 9의 입력은 초기, 아주 짧은 시간동안의 Reaching Phase에서의 입력과 그 다음으로 슬라이딩 평면에서의 입력인 등가제어 입력으로 나눌 수 있다. 이 입력이 원하는 Reference로 0.04초 만에 수렴하는 것으로 보아 응답속도가 아주 빠름을 알 수 있다.

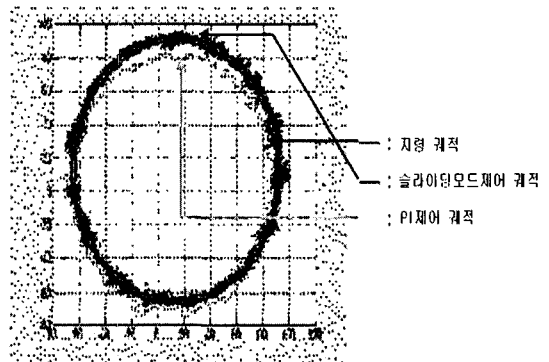


그림 11. PI제어와 슬라이딩모드제어의 비교
Fig. 11. Comparison of PI and Sliding mode control

그림에서 붉은색이 지령궤적이고 파란색이 AC 서보모터의 원호보간 오차개선을 위해 슬라이딩모드를 이용한 부분이며 노란색 부분이 PI제어를 이용한 부분이다. 그림에서 알 수 있듯이 슬라이딩모드제어를 한 부분이 PI에 비해 원호보간 오차가 적음을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 공작기계 등에 많이 사용되는 직선보간과 원호보간 중 원호보간의 오차개선에 대해 기술하였다. 그 중 널리 사용되는 AC 서보 모터에 오차개선을 위해 슬라이딩모드제어를 하여 PI제어와의 비교 실험을 통해 그 제어기법이 얼마나 오차개선에 효과적인지를 알아보았다.

실험 결과 PI제어에 비해 슬라이딩모드제어를 적용한 것이 서보모터의 원호보간 오차가 감소함을 알 수 있었다. 또한 응답특성도 기존의 PI제어에 비해 매우 빠름을 알 수 있었다.

본 논문에서는 일반적인 슬라이딩모드를 적용하였다. 그러나 이러한 슬라이딩모드제어에는 외란과 불확실성에 민감한 Reaching Phase가 존재함으로, 향후 가변구조제어계의 도달기간 제거를 위해 Bell형 스위칭 함수를 이용하여 실 계통에 적용해보도록 하겠다.

참고문헌

- [1] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE PRESS, 1996.
- [2] U. Itkis, "Control systems of variable structure", JOHNWILLY & SONS, New York, 1976.
- [3] V.I Utkin: Sliding mode control design principles and application to electric drives, IEEE Trans. Ind. Electron., 40-1 (1993) 23/35
- [4] S. K. Park, H. K Ahn : Novel sliding mode controller with virtual state, ICASE, 1999
- [5] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Trans. Automatic Control, Vol.22, No.2, pp.212-222, 1977.
- [6] V. I Utkin, "Sliding modes and their application in variable structure systems", Moscow, Mir Publishers, 1978.
- [7] V. I Utikin, "Sliding modes and their appliaction in varialbe structure syststem", Moscow, Mir Publishers, 1978
- [8] T.-J. Jang, C.-H. Choi, and H.-S Ahn, "Iterative learning control in feedback systems," Automatica, vol. 31, no. 2, pp.243-248, Feb. 1995.

저자소개

김은연(Eun-Youn Kim)

2004년 국립 창원대학교 전기공학과 공학석사
 ※관심분야 : 슬라이딩 모드제어, 웹서버

이상문(Sang-Mun Lee)

2004년 국립 창원대학교 전기공학과 석사과정
 ※관심분야 : VHDL, PLC 제어 시스템

곽군평(Gun-Pyong Kwak)

1990년 고려대학교 전기공학과 공학박사
 1990. 8~1997. 7 LG산전연구소 CNC팀
 현재 국립 창원대학교 전기공학과 부교수
 ※관심분야 : 제어 알고리즘, Motion Controller

김민찬(Min-Chan Kim)

2003년 국립 창원대학교 전기공학과 공학박사
 ※관심분야 : H ∞ 제어, 슬라이딩 모드제어

박승규(Seung-Kyu Park)

1990년 고려대학교 전기공학과 공학박사
 1995. 3~1996. 2 영국 Strathclyde 대학 visiting scholar
 현재 국립 창원대학교 전기공학과 교수
 ※관심분야 : 모터 기구부 제어, 적응제어, 강인제어

고봉진(Bong-Jin Ko)

1995년 한국항공대학교 전자공학과 공학박사
 1994-1996 인하공업전문대학 통신과 조교수
 1997년 ETRI 초빙연구원
 현재 국립 창원대학교 전자공학과 부교수
 ※관심분야 : 통신 시스템, UWB & Bluetooth