

가상 상태를 이용한 교류 서보 전동기 구동에 관한 연구

김성환, 박승규, 안호균, 김민찬
 창원대학교 전기공학과

A Study on AC Servo Motor Drive Using the Virtual state

Sung-Hwon Kim, Seung-Kyu Park, Ho-Kyun Ahn, Min-Chan Kim
 Dept. of Electrical Engineering, Changwon National University

Abstract - In this paper, we presents sliding surface design techniques using the virtual state. This sliding surface has same dynamic of nominal system and permit application with other controller. If select initial value of the virtual state properly, problem of reaching phase disappears. And applied in AC servo motor's speed control to show performance of proposed sliding mode control techniques.

기준좌표이론에 의해서 동기좌표계 d-q축으로 환산된 전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_{qs} + w(L_d i_{dq} + \lambda_m) + pL_{qs} i_{qs} \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} - wL_{q'} i_{dq} + p(L_d i_{dq} + \lambda_m) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, R_s 는 고정자 권선 저항, $L_d, L_{q'}$ 는 d, q축 인덕턴스, λ_m 은 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속, p 는 미분 연산자이다. 전동기의 토크식과 전동기에 연결된 기계적인 부분의 모델은 다음과 같다.

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

여기서, w 는 회전자 속도, P 는 전동기 극수, K_t 는 토크상수, J 는 회전자 관성 모멘트, B 는 점성 마찰계수, T_L 는 부하토크이다.

그러므로 BLDC 전동기는 다음과 같은 3차의 연립 미분방정식의 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} &= -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \frac{wL_d}{L_q} i_{ds} - \frac{\lambda_m}{L_q} w + \frac{1}{L_q} V_{qs} \\ \dot{i}_{ds} &= -\frac{wL_{q'}}{L_d} i_{qs} - \frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \frac{1}{L_d} V_{ds} \\ \dot{w} &= \frac{K_t}{J} i_{dq} - \frac{B}{J} w - \frac{1}{J} T_L \end{aligned} \quad (3)$$

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

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

여기서, $x(t) = [i_{qs} \ w]^T$, $A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}$,

$D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$ 이고, $K_t = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \lambda_m$ 는 토크상수이다.

모델추종 제어를 위한 모델은 다음과 같다.

$$\dot{x}_m(t) = Ax_m(t) + Bx(t) \quad (5)$$

여기서 $u(t) = u_1(t) + r(t)$ 라고 하면 다음과 같은 오차방정식을 얻을 수가 있다.

$$\dot{e} = Ae + Bu_1 + DT_L \quad (9)$$

식(4)의 상태들로 슬라이딩 평면과 제어 입력을 구성하기 위한 슬라이딩 모드 제어기, 전류 제어기인 PI제어기, 벡터제어 알고리즘을 적용하기 위한 좌표변환, 인버터에 인가되는 직류 링크 전압을 전 운전 영역에서 최대의

1. 서 론

최근들어 반도체 소자의 발전과 전력변환 기술의 발전, 제어 기술들의 향상으로 모터의 가변속 운전시에 교류 서보 전동기를 많이 사용하고 있다. 이러한 영구자석형 교류 동기 전동기(Permanent Magnet AC Synchronous Motor)는 DC 모터에 비해서 상대적으로 소형, 경량이고 직류 전동기와 같이 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전압 특성을 지닌 전동기로서 가변속 운전 및 제어가 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 역율이 높기 때문에 가변속 운전이 요구되는 응용에 적합하다.[1][2] 이러한 모터의 가변속 운전시에 필수적으로 요구되는 사항은 시스템의 파라미터나 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 상태로부터 스위칭 평면에 도달하여 이 평면을 지나자마자 제어입력이 정해진 규칙에 따라 불연속적으로 바뀌어 시스템의 구조가 변경되는 슬라이딩 모드 제어를 도입한다.[3][4][5] 이 제어 기법에서 슬라이딩 평면상의 슬라이딩 모드에서는 시스템의 동특성이 스위칭 평면에 좌우되므로 시스템은 파라미터 변동이나 외란의 영향을 받지 않는 장점을 가지고 있다. 하지만 초기 상태에서 슬라이딩 평면까지의 도달 거리에서는 강인성을 보장받지 못하며 불연속적인 제어 입력의 인가로 인해 시스템에 진동(vibration)을 일으켜 시스템을 불안정하게 만들 수도 있고 슬라이딩 모드에서 시스템은 스위칭 평면이 교차하는 면을 따라 운동하기 때문에 이 모드에서 시스템의 동특성을 나타내는 방정식의 차수는 스위칭 평면의 차수만큼 감소하게 되므로 공칭 시스템의 동특성과는 무관하다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 가상 상태를 도입하여 도달 거리를 제거하고 공칭 시스템의 동특성을 가지는 슬라이딩 평면을 제안하며 이를 검증하기 위해서 AC 서보 전동기에 적용하였다.

2. AC 서보 전동기의 모델링

본 연구에서 사용된 전동기는 역기전력이 정현파 형태인 영구자석형 동기 전동기이다.

토크를 얻기 위해서 최대한 사용할 수 있는 공간 전압 벡터 PWM 변조법, 전류 값을 알기 위한 홀센서와 속도 정보를 얻기 위한 엔코더로 구성된 AC 서보 전동기의 구동 시스템 블록도는 다음 그림과 같다.

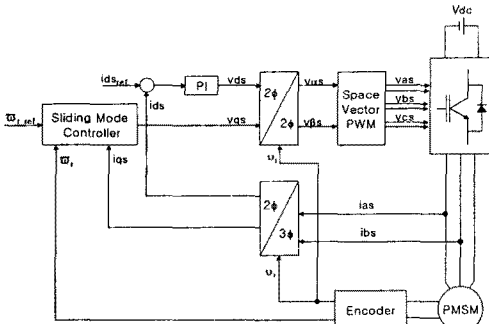


그림 1. AC 서보 전동기의 구동 시스템 블록도

3. 가상 상태를 이용한 슬라이딩 평면의 설계

공칭 시스템의 동특성을 가지는 슬라이딩 평면을 설계하기 위해서 식(9)에서 부하 외란과 불확실성이 포함되지 않은 공칭 시스템은 다음과 같다.

$$\dot{e}_o(t) = A e_o(t) + B u_o(t) \quad (10)$$

위의 식은 변환행렬($z_0 = P e_o$)을 이용하여 다음과 같은 가제어 표준형(controllable canonical form)으로 바꿀 수 있다.

$$\dot{z}_o(t) = A_0 z_o(t) + B_0 u_o(t) \quad (11)$$

여기서, $A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}$, $B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 이며 $u_o(t)$ 는 미분 가능한 공칭 제어 입력이다.

본 연구에서는 공칭 제어기로 최적 제어기(optimal controller)를 도입하며 제어기의 구성과정은 다음과 같다. 식(5)에 대한 평가함수는 다음식을 만족한다.

$$J = \int_{t_0}^{\infty} (e_o^T Q e_o + u_o^T R u_o) dt \quad (12)$$

여기서, 상태 하중(state weighting) Q와 제어 하중(control weighting) R은 대칭 행렬(symmetric matrix)이다. 그러므로 다음과 같은 공칭 제어 입력을 얻을 수 있다.

$$u_o(t_0) = -K e_o(t) \quad (13)$$

여기서, $K = R^{-1} B^T S$ 이고 S는 다음과 같은 리카치 방정식(Riccati equation)의 해이다.

$$A^T S + S A - S B R^{-1} B^T S + Q = 0 \quad (14)$$

그리고 가상상태는 다음과 같이 정의된다.

$$\dot{z}_o(t) = -\alpha_n z_n(t) - \dots - \alpha_2 z_3(t) - \alpha_1 z_2(t) + u_{i0}(e, t) \quad (15)$$

그러므로 제안된 슬라이딩 평면은 다음식과 같이 얻어진다.

$$s(z, t) = z_o(t) + \alpha_n z_n(t) + \dots + \alpha_1 z_1(t) - u_{i0}(e, t) = 0 \quad (16)$$

시스템에 대해서 위의 식과 같이 슬라이딩 평면을 설계하면 상태는 공칭 제어기에 의해서 제어되는 공칭 시스템의 동특성을 갖게된다.[6] 도달 거리는 가상 상태의 초기치를 다음식과 같이 선택하면 제거된다.

$$z_o(t_0) = -\alpha_n z_n(t_0) - \dots - \alpha_1 z_1(t_0) + u_{i0}(e(t_0), t_0) \quad (17)$$

4. 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 제안된 제어 기법의 우수성을 고찰하기 위해서 사용된 교류 서보 전동기의 파라미터는 다음과 같다.

$R_s : 1.07 [\Omega]$	$L_s : 0.0031 [H]$
$J : 0.0001 [kg \cdot m^2]$	$B : 0.000299 [N/m/sec]$
$K_t : 0.4902 [Nm/A]$	$\lambda_m : 0.0817 [Wb]$

식(4)로부터 교류 서보 전동기의 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{e}(t) = \begin{bmatrix} -2.996 & 4902 \\ -17.57 & -230.106 \end{bmatrix} e(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 215.054 \end{bmatrix} u_o(t)$$

공칭 시스템의 가제어 표준형(controllable canonical form)으로 바꿀 수 있는 변환행렬 P는 다음과 같다.

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0.00465 \end{bmatrix}$$

최적 제어기를 사용한 공칭 제어 입력은 다음과 같이 계산된다.

$$u_0(z, t) = [-0.2429 \quad -2.4400] \cdot \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \end{bmatrix}$$

그러므로 가상 상태의 동특성은 다음식과 같다.

$$\dot{z}_o(t) = -86817.538 z_o(t) + [171.068 \quad 247.199] \cdot \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \end{bmatrix}$$

가상 상태와 공칭 제어 입력으로 얻어진 슬라이딩 평면은 다음과 같이 정의된다.

$$s(z, t) = z_o(t) + [0 \quad 1.0839] \cdot \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \end{bmatrix} - u_0(z, t)$$

이상에서 시스템에 인가되는 슬라이딩 모드 제어 입력은 다음식을 만족한다.

$$u(t) = 0.0025 \cdot (233.102 z_1(t) - [11.5802 \quad 534.5165] \cdot \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \end{bmatrix} - (9.133 |x_1(t)| + 9.133 |x_2(t)|) \cdot \text{sgn}(s))$$

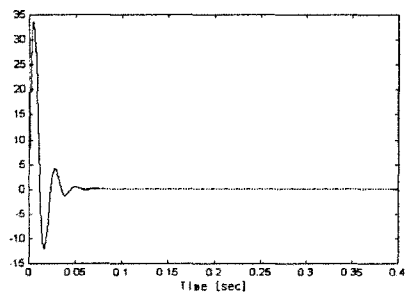


그림 2. 속도 오차 (기준 입력 500[rpm])

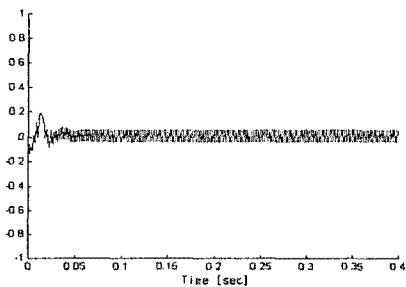


그림 3. 슬라이딩 평면

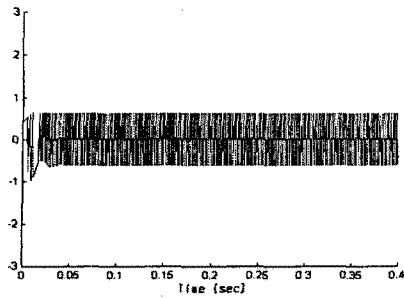


그림 4. 슬라이딩 모드 제어 입력

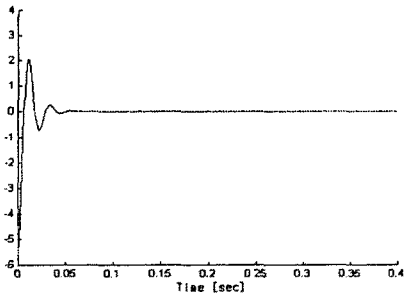


그림 5. 가상 상태의 궤적

5. 실험 결과

컴퓨터 시뮬레이션과의 결과를 비교 고찰하기 위해서 제안된 슬라이딩 평면과 슬라이딩 모드 제어 입력을 가지고 교류 서보 전동기를 실험하였다. 교류 서보 전동기의 속도 제어 시스템에서 백터제어 알고리즘에 의하여 발생된 기준 전류를 전동기의 고정자에 공급하여 빠른 응답 특성을 얻기 위해서 공간 벡터 변조법이 적용되었고 마이크로 프로세서는 고정 소숫점 연산 프로세서인 TMS320F243이 장착된 DSP보드를 이용하였고 홀센서로부터 검출된 전류 값을 필터링 한 후 A/D 변환기에서 변환하여 제어기의 입력이 된다. 또한 엔코더 출력으로부터 속도에 대한 정보를 얻는다.

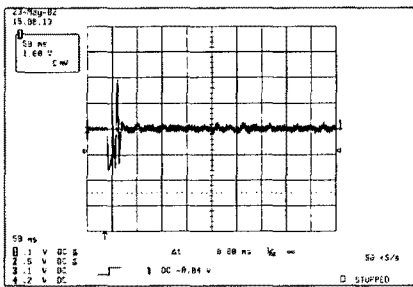


그림 6. 속도 오차

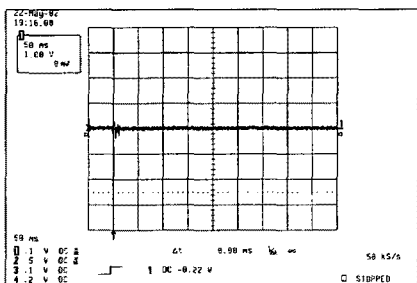


그림 7. 슬라이딩 평면

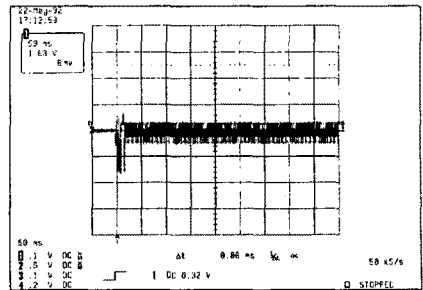


그림 8. 슬라이딩 모드 제어 입력

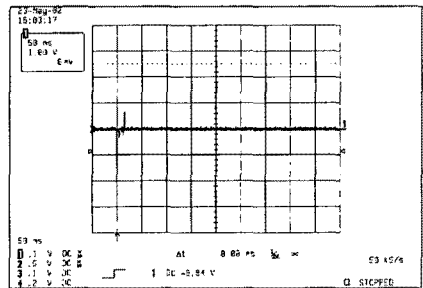


그림 9. 가상 상태의 궤적

6. 결론

본 연구에서는 가상 상태를 이용하여 공칭 시스템의 동특성을 가지는 슬라이딩 평면을 구성하고 슬라이딩 모드 제어기를 설계하였다. 제안된 제어 기법은 외란이나 파라미터 불확실성이 존재하더라도 시스템의 오차가 제안된 슬라이딩 평면상에 있으면 강인성을 가지고 공칭 시스템의 오차 궤적과 같은 동특성을 얻을 수 있다. 또한 시뮬레이션을 비교 고찰하기 위해서 실제 교류 서보 전동기에 실험을 시행하여 제안된 슬라이딩 모드 제어기의 우수성과 그 유용함을 입증하였다.

[참고 문헌]

- [1] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998.
- [2] Takashi Kenjo, "Permanent Magnet and Brushless DC Motor", Clarendon Press, 1986
- [3] U. Itkis, "Control systems of variable structure", JOHNWILLY & SONS, New York, 1976.
- [4] V. I. Utkin, " Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Trans. Automatic Control, Vol.22, No.2, pp.212-222, 1977.
- [5] V. I Utkin, "Sliding modes and their application in variable structure systems", Moscow, Mir Publishers, 1978.
- [6] S. K. Park, H. K. Ahn and M. C. Kim, " Model Following Sliding Mode Control with Virtual States for Multiple Input System", Proceeding of the IASTED International Conference Systems and Control, pp.175-180, 2001.
- [7] Kirk D.E, 'Optimal control theory', Prentice-Hall, 1970.
- [8] Frank L. Lewis' Applied Optimal Control and Estimation'. Prentice-Hall, 1992.