

상태관측기에 의한 영구자석 선형동기전동기의 슬라이딩모드제어에 관한 연구

(A Study on the Sliding Mode Control of PMLSM using the State Observer)

황영민* · 신동률 · 최거승 · 조윤희 · 우정인

(Young-Min Hwang · Dong-Ryul Shin · Geo-Seung Choi · Yun-Hyun Cho · Jung-In Woo)

요 약

영구자석형 선형동기전동기(PMLSM)는 고속, 고추력의 직선추진이 가능하므로 산업현장에서 위치결정장치나 물류반송시스템 및 공작기계 등의 선형 서보 시스템에 이용이 되고 있다.

본 논문에서는 PMLSM의 AC 서보화를 위해 동기 프레임상에서 제어구조가 미리 설정된 스위칭 함수에 따라 불연속적으로 변화되는 가변구조 전류제어방식 및 간접 벡터제어이론을 기본으로하여 도달시간을 제거하고, 구동 시스템의 추력 이용도를 높이기 위해 파라미터 변동과 한정된 외란에 거의 영향을 받지 않으며 오버슈트가 없는 고속응답을 실현하기 위해 슬라이딩 모드제어 알고리즘을 제안하여 PMLSM의 위치제어에 적용하고자 한다.

Abstract

According to the rapid growth of high speed and precise industry, the application of synchronous motor has been increased. In the application fields, these fast dynamic response is of prime importance. In particular, since the PMLSM(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor) has characteristics of high speed, high thrust, it has been used in high-performance servo drive. From these reasons, it is recently used for high precise position control, and machine tool.

In this paper, a study of the sliding mode with VSS (Variable Structure System) design for a PMLSM is presented. For fast and precise motion control of PMLSM, the compensation of disturbance and parameter variation is necessary. Hence we eliminate the reaching phase use of VSS that is changed to switching function and vector control using the state observer. And we proposed to sliding mode control algorithm so that realize fast response without overshoot, disturbance and parameter variation.

Key Words : PMLSM, Sliding mode control, VSS Vector Control, State observer

※ 이 논문은 1999학년도 동아대학교 학술연구조성비 (공모과제)에 의하여 연구되었음.

*정회원 : 동아대 전기공학과 박사과정

TEL : 051-200-6745, FAX : 051-200-7743

E-mail : ymhwang@smail.donga.ac.kr

접수일자 : 2002년 1월 15일

1차심사 : 2002년 1월 18일

심사완료 : 2002년 3월 9일

照明 · 電氣設備學會論文誌 第16卷 第2號, 2002年 3月

1. 서 론

최근 산업용 정밀 기기에 사용되는 전동기 구동 시스템은 고성능, 고생산성을 요구하고 있고, 서보 전동기는 공장 자동화 산업의 확장에 따른 산업용

로봇과 각종 수치제어 공작 기계 등의 생산 시스템에서 필수 불가결한 구동원으로 중요성이 급부상되고 있다. 특히, 선형전동기는 회전운동을 하는 일반 회전형 전동기에 비하여 직선 구동력을 직접 발생시키는 특유의 이점이 있으므로, 직선 구동력이 필요한 시스템에서 절대적으로 유리하다. 즉, 직선구동을 요구하는 시스템에서는 회전형 전동기에 의해서 직선 구동력을 발생시키려고 하는 경우 스크류, 체인, 기어시스템 등의 기계적인 에너지 변환장치가 반드시 필요하게 된다. 이 때 마찰에 의한 에너지의 손실과 소음발생이 필연적으로 수반되므로 매우 불리하다. 그러나, 선형전동기를 이용하는 경우에는 직접 직선형의 구동력을 발생시키므로 기계적인 변환장치가 전혀 필요치 않아 복잡하지 않으면서도 에너지 손실이나 소음을 발생하지 않고 운전속도에서도 제한을 받지 않는 등 특유의 이점이 많다. 따라서, 선형전동기는 회전형 전동기에 비해서 계통의 효율적인 운전과 기능에 있어서 절대적으로 유리하며, 와이어본드·다이본드 등의 반도체 장비와, 계측장비·의료기기·공장자동화용 이송장치 등 선형운동이 필요한 산업 기기에 주로 사용되고 있다.

이러한 선형전동기는 선형유도전동기(LIM: Linear Induction Motor)와 영구자석 선형동기전동기(PMLSM: Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)가 주종을 이루고 있는데 LIM은 구조가 간단하고 제어가 용이한 반면 입구단과 출구단에서 단부 효과 때문에 속도의 한계가 있고, 2차 도체판에 와전류가 유도되며, Back iron에 철손과 와전류손 때문에 효율과 역률이 낮다. 이에 반하여 PMLSM은 우수한 추력의 선형성이 보장되고, 스위칭을 통하여 전원공급이 이뤄지기 때문에 내구성에 문제가 없으며, 체적 대비 출력 및 전류의 비가 큰 장점을 가지고 있다.[1]-[4] 그리고, 희토류(rare-earth)계 NeFeB 영구자석의 개발에 의하여 효율과 역률이 향상되고, 소형 및 저관성용으로 제작이 용이하며 초고속 운전이 가능하므로 중·소용량의 시스템에서 각광을 받고 있다.[5]-[7] 그러나, PMLSM의 동특성은 상들이 서로 결합되어 다입력·다출력의 시스템 특성을 나타내므로 내부 파라미터 변화에 대하여 출력특성이 크게 변동된다. 더욱이 외란이 인가될 때 구동시스템은 심한 영향을 받게 되어 비선형 특성을 보이며, 제어시스템 구성이 어렵다는 단점을 가지고 있다. 그리고,

과부하시 1차측 코일에 과전류가 입력되기 때문에 순시 출력 및 추력의 벡터분력에 있어서 강인한 제어가 요구된다.[8]-[11] 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 비선형 제어방법 중의 하나인 슬라이딩모드 제어를 수행하였다. 이는 제어대상의 상태에 따라서 제어기의 이득을 조정하여 상태공간상에 설정한 스위칭 평면 근방에 상태를 구속하면서 목표값에 도달시키는 방법인데, 상태가 이 평면상에서 동작할 경우 시스템 매개변수의 변동이나 외란에 거의 영향을 받지 않는 특성과 타 제어기법에 비해서 빠른 속응성을 가지고 있으며, 제어기 설계 및 실현이 간단하기 때문에 서보제어계통에 광범위하게 응용이 되고 있다.

본 연구에서는 중·소용량에 사용되는 PMLSM의 동특성을 해석하고, 상태관측기를 사용한 슬라이딩모드 제어기법을 적용하여 외란 및 내부 파라미터의 변동에 강인한 제어를 설계함으로써 PMLSM의 정밀·속응 제어를 구현하고자 한다. 먼저 제어기 설계는 PMLSM의 $d-q$ 축 해석에 의해서 구현하고, 회전자의 위치정보는 상태관측기를 구성함으로써 측정 노이즈의 감소와 경제성을 향상시키고자 하였다. 그리고, 슬라이딩모드 제어기 설계는 제어대상의 상태 변화에 따라서 제어기 이득을 조정하고, 상태공간에서 설정한 스위칭 평면 근방에 상태를 구속하면서 빠른 속응성을 가지게 하였다. PMLSM은 이동자의 정확한 위치 검출에 의해서 전류제어가 가능하므로 빠른 응답특성과 높은 스위칭 주파수 및 제어의 선형성 등의 조건을 충족시키는 공간벡터 펄스폭 변조법(SVPWM: Space Vector Pulse Width Modulation)을 적용하여 전류제어 시스템을 구성하였다. 제안된 시스템이 외란이나 부하변동 및 내부 파라미터 변동에도 강인한 특성을 가지는 것을 일련의 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하고자 한다.

2. PMLSM의 해석

2.1 PMLSM의 수학적 모델링

PMLSM의 기본적 구성은 회전형 영구자석 동기전동기와 동일한 원리로서, 1차측 코일(Primary core)과 2차측 영구자석(Secondly PM)으로 구성되어 있다. 2차측은 영구자석에 의하여 기자력이 일정하므로 일정 전류원으로 간주할 수 있고, 1차측 권선은 3

상 대칭성이므로 1차측 저항을 $R_a = R_b = R_c = R_s$ 로 나타내고, 인덕턴스는 $L_a = L_b = L_c = L_s$ 로 나타낼 수 있다. 따라서, 3상 PMLSM은 다음과 같은 일반적인 가정을 전제로 하여 그림 1과 같이 모델링한다.

- (1) 1차측은 3상 Y결선 대칭분포이다.
- (2) 1차측 철심의 자화특성은 선형이다.
- (3) 2차측은 영구자석으로써 전기저항이 크며 비투자율이 거의 1에 가깝고, 돌극성이 없기 때문에 직축 및 횡축 리액턴스는 같다.
- (4) 2차측은 기동을 위한 보조권선을 사용하지 않는다.
- (5) 2차측의 철손은 무시한다.

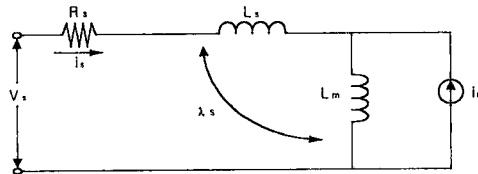


그림 1. PMLSM의 모델링 등가 회로
Fig. 1. Equivalent circuit of the PMLSM

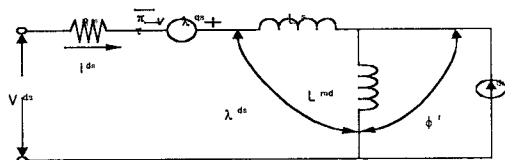
그림 1의 등가회로에서 고정좌표계의 전압방정식과 쇄교자속수(λ_s) 및 쇄교자속(ψ_{abc}^s)는 각각 식 (1), 식 (2), 식 (3)과 같이 된다.

$$V_{abc}^s = R_s i_{abc}^s + p(\lambda_s) \quad (1)$$

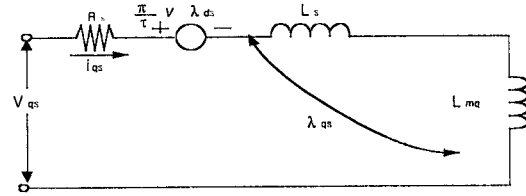
$$\lambda_s = (L_s + L_m) i_{abc}^s + \psi_{abc}^s \quad (2)$$

$$\psi_{abc}^s = L_m i_{abc}^s \quad (3)$$

여기서, V_{abc}^s 는 상입력전압이고, i_{abc}^s 는 상전류, λ_s 는 쇄교자속수, L_m 는 상호 인덕턴스, ψ_{abc}^s 는 쇄교자속, p 는 미분연산자(d/dt)를 나타낸다.



(a) d axis circuit



(b) q axis circuit

그림 2. PMLSM의 d-q축 등가 회로
Fig. 2. d-q axis equivalent circuit of the PMLSM

PMLSM의 d-q축 변환 등가회로는 그림 2와 같고, 이에 따르는 자속축(d)와 추력축(q)으로 각각 분리된 전압방정식은 식 (4), 식 (5)로 표현되며, d 축과 q 축의 쇄교자속 성분을 식 (6), 식 (7)로 표시하여 PMLSM의 속도와 추력 제어를 가능하도록 하였다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\{(L_s + L_{md})i_{ds} + \psi_{dr}\} - \omega_e \{(L_s + L_{mq})i_{qs} + \psi_{qr}\} \quad (4)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\{(L_s + L_{mq})i_{qs} + \psi_{qr}\} + \omega_e \{(L_s + L_{md})i_{ds} + \psi_{dr}\} \quad (5)$$

여기서, $\omega_e = (\pi/\tau)v$ 이고, L_{md} 와 L_{mq} 는 각각 d 축과 q 축의 상호 인덕턴스이다.

$$\lambda_{qs} = ((L_s + L_{mq})i_{qs}) \quad (6)$$

$$\lambda_{ds} = ((L_s + L_{md})i_{ds} + \psi_r \cos(\theta_r)) \quad (7)$$

여기서, $\theta_r = \omega_r t$ 는 1차측에 대한 2차측 쇄교자속 성분의 회전각이고, 2차측이 영구자석으로 구성되어 있으므로 2차측 쇄교자속 축은 d 축과 일치시키면 $\psi_{qr} = \psi_r \sin \theta_r = 0$ 가 되어 전압방정식은 식 (8)과 식 (9)로 다시 표현할 수 있다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\{(L_s + L_{md})i_{ds} + \psi_r \cos \theta_r\} - \omega_e \{(L_s + L_{mq})i_{qs}\} \quad (8)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\{(L_s + L_{mq})i_{qs}\} + \omega_e \{(L_s + L_{md})i_{ds} + \psi_r \cos \theta_r\} \quad (9)$$

여기서, V_{ds} 와 V_{qs} 는 d, q 축 입력전압이고,

상태관측기에 의한 영구자석 선형동기전동기의 슬라이딩모드제어에 관한 연구

i_{ds} 와 i_{qs} 는 d, q 축 입력전류, 그리고 ϕ_r 는 영구 자석의 쇄교자속을 나타낸다.

2.2 PMLSM의 출력특성해석

PMLSM의 출력특성은 식 (10)과 같이 표현되고 d, q 분리된 식 (8), 식 (9)에 의하여 식 (11)을 얻는다. 이때, 식 (11)에서 첫 번째 항 P_R 은 동손전력성분이고, 두 번째 항 P_N 은 수직력성분을 나타낸다. 세 번째 항 P_G 는 속도전력성분이며, 각각 식 (12)와 식 (13), 식 (14)로 표현된다.

$$P_{in} = v_{abc} i_{abc}^* \\ = (v_{as} + av_{bs} + a^2 v_{cs})(i_{as} + a^2 i_{bs} + a i_{cs}) \quad (10)$$

$$= \left[\frac{3}{2} \{v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs}\} \right. \\ \left. + j \frac{\sqrt{3}}{2} \{v_{as}(i_{cs} - i_{bs}) + v_{bs}(i_{as} - i_{cs}) \right. \\ \left. + v_{cs}(i_{bs} - i_{as})\} \right] \\ P_{in} = P_R + P_N + P_G \quad (11)$$

$$P_R = \frac{3}{2} R_s \{i_{ds}^2 + i_{qs}^2\} \quad (12)$$

$$P_N = \frac{3}{2} [i_{ds} p \{ (L_s + L_{md}) i_{ds} + \phi_r \cos \theta_r \} \\ + i_{qs} p \{ (L_s + L_{mq}) i_{qs} \}] \quad (13)$$

$$P_G = \frac{3}{2} \omega_e \{ \lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds} \} \quad (14)$$

여기서, 전기 입력 에너지 P_{in} 이 전부 추력으로 변환되면, 전자기적 출력 P_G 는 P 로서 표현하며 식 (15)와 같이 나타낸다.

$$P = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} v [\phi_r i_{qs} + (L_{md} - L_{mq}) i_{qs} i_{ds}] \quad (15)$$

여기서, 전기 입력 에너지 P_{in} 이 전부 추력으로 변환되면, 전자기적 출력 P 는 전기적 추력(F_e)과 기계적 속도(v)의 곱으로서 식 (16)으로 표현된다.

$$P = F_e \cdot v = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} v [\phi_r i_{qs} + (L_{md} - L_{mq}) i_{qs} i_{ds}] \quad (16)$$

따라서, 식(16)에서 PMLSM의 전기적 추력을 나

타내는 식 (17)을 얻을 수 있다.

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \phi_r i_{qs} \quad (17)$$

그리고, mover의 중량을 M 이라고 할 때, 기계적 추력식은 식 (18)로 표현된다.

$$F_m = M p v + F_d \quad (18)$$

여기서, 제동력 $F_d = B_r v + F_L$ 이며, B_r 은 마찰계수, F_L 은 부하력이다.

3. 위치제어 시스템

3.1 벡터제어기의 설계

PMLSM의 추력 및 속도 제어를 위하여 $d-q$ 축 전압방정식 식 (8), 식 (9) 및 기계적 추력성분식 식 (18)을 상태식으로 표현하면 식 (19), 식 (20), 식 (21)로 된다. 또한, 선형화하여 그림 3과 같은 블록선도를 얻을 수 있다.

$$p i_{ds} = \frac{1}{(L_s + L_{md})} \{ V_{ds} - r_s i_{ds} - \phi_r p \cos \theta_r \\ + v (L_s + L_{mq}) i_{qs} \} \quad (19)$$

$$p i_{qs} = \frac{1}{(L_s + L_{mq})} \{ V_{qs} - r_s i_{qs} \\ - v ((L_s + L_{md}) i_{ds} + \phi_r \cos \theta_r) \} \quad (20)$$

$$p v = \frac{F_x - B_r v - F_L}{M} \quad (21)$$

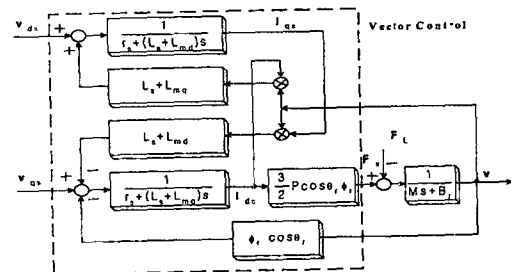


그림 3. PMLSM의 벡터제어 블록선도
Fig. 3. Vector control block diagram of PMLSM

3.2 슬라이딩모드 위치제어기의 설계

PMLSM은 일반 LSM에 비하여 2차축이 영구자석 이므로 기본적인 제동력이 있기 때문에 중부하로 운전할 경우, 기동 또는 정지시의 맥동은 심하지 않다는 장점을 가진다. 그러나, 과부하시 1차축 권선에 과전류가 입력되기 때문에 순시 용력 및 추력의 벡터분력에 있어서 강한 제어가 요구되고, 1차축 권선에 인가되는 스트레스의 문제를 해결해야만 한다. 따라서, 본 연구에서는 상태관측기에 의해 슬라이딩모드 벡터제어를 응용하게 된다. 슬라이딩모드 제어는 불연속적인 제어입력을 사용하여 상태공간상에 설정한 슬라이딩면에 시스템의 상태를 구속시킴으로써 견실한 제어성능을 얻을 수 있는 제어기법이다. 이 제어기법은 시스템 파라미터의 변화와 외란에 둔감하게 되어 제어시스템에서 강한 특성을 가지게 된다.

본 연구에서는 그림 4의 블록선도와 같은 슬라이딩모드 제어기에 상태관측기와 벡터제어기가 부가된 슬라이딩모드 위치제어 시스템을 제안한다.

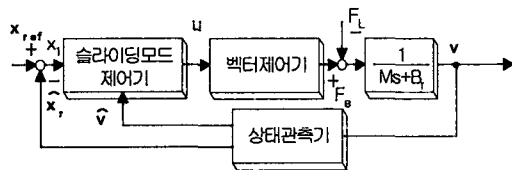


그림 4. 슬라이딩모드 위치제어시스템의 블록선도
Fig. 4. Block diagram of the position control system with sliding mode

3.2.1 슬라이딩모드 시스템의 상태공간 존재 방정식

그림 4와 같은 슬라이딩모드 위치제어기를 설계하기 위해 x_1 을 위치오차, x_2 를 x_1 의 미분형으로 두면 시스템의 상태벡터는 식 (22)와 같이 표현된다. 또한, PMLSM의 기계적 속도 식 (21)은 식 (23)에서와 같이 2계 행렬식으로 표현된다.

$$x = [x_{ref} - x_r, -v] = [x_1, x_2] \quad (22)$$

$$p \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B_r/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_T/M \end{bmatrix} i_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/M \end{bmatrix} F_L \quad (23)$$

여기서, 추력상수 $K_T = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \phi_r$ 이다.

식 (23)의 제어변수인 위치와 속도를 이용하여 슬

라이딩모드 위치제어기를 구성할 수 있다. 추력전류 성분 i_{qs} 은 벡터제어 모터구동을 위한 제어 입력으로 기준 추력전류가 된다. 위상평면에서의 슬라이딩 궤적은 가속구간, 정속구간, 감속구간으로 각각 나누어 정의한다.

영역 I : 가속구간

$$s_1 = -B(x_1 - x_{10}) + x_2 \quad (24)$$

여기서, x_{10} 는 전동기의 초기위치를 나타낸다.

영역 II : 정속구간

$$s_2 = x_2 - x_{20} \quad (25)$$

여기서, $x_{20} \leq v_{max}$ 이며, v_{max} 는 전동기의 최대 속도를 나타낸다.

영역 III : 감속구간

$$s_3 = c x_1 + x_2 \quad (26)$$

여기서, c 는 슬라이딩 라인의 기울기이다. 설정된 스위칭 궤적상에 슬라이딩모드가 존재하도록 하는 제어입력은 식 (27)과 같다.

$$u = \phi_1 x_1 + \phi_2 x_2 + K_f \text{sgn}(s_i) \quad i=1, 2, 3 \quad (27)$$

여기서, 상수 K_f 는 쿨롱 마찰과 부하 효과에 의한 정상상태 오차를 없애기 위해서 사용된다. 그리고, 피드백제어기의 이득은 식 (28), 식 (29)와 같다.

$$\phi_1 = \begin{cases} a_i, & \text{if } s_i x_1 > 0 \\ \beta_i, & \text{if } s_i x_1 < 0 \end{cases} \quad (28)$$

$$\phi_2 = \begin{cases} \gamma_i, & \text{if } s_i x_2 > 0 \\ \delta_i, & \text{if } s_i x_2 < 0 \end{cases} \quad (29)$$

각 구간에서의 이득상수는 슬라이딩모드 존재조건을 사용하여 시스템의 상태 공간에서 결정할 수 있으며, 각 존재 방정식은 식 (30), 식 (31), 식 (32)와 같다.

$$s_1 \dot{s}_1 = s_1 \left[-\frac{K_T}{M} \phi_1 x_1 - \left(\frac{B_r}{M} + B + \frac{K_T}{M} \phi_2 \right) x_2 + \left(\frac{F_L}{M} - \frac{K_T}{M} K_f \text{sgn}(s_1) \right) \right] < 0 \quad (30)$$

$$s_2 \dot{s}_2 = s_2 \left[-\frac{K_T}{M} \phi_1 x_1 - \left(\frac{B_r}{M} + \frac{K_T}{M} \phi_2 \right) x_2 + \left(\frac{F_L}{M} - \frac{K_T}{M} K_f \text{sgn}(s_2) \right) \right] < 0 \quad (31)$$

$$s_3 \dot{s}_3 = s_3 \left[-\frac{K_T}{M} \phi_1 x_1 + \left(c - \frac{B_r}{M} - \frac{K_T}{M} \phi_2 \right) x_2 + \left(\frac{F_L}{M} - \frac{K_T}{M} K_f \text{sgn}(s_3) \right) \right] < 0 \quad (32)$$

식 (30), 식 (31), 식 (32)의 조건으로부터 이득상수는 표 1과 같이 결정된다.

표 1. 이득상수의 제한
Table 1. Constraints for switching gain

Sliding curve	s_1	s_2	s_3
a_i	< 0	> 0	> 0
β_i	< 0	< 0	< 0
γ_i	$> \frac{-B_r - MB}{K_T}$	$< \frac{B_r}{M}$	$> \frac{Mc - B_r}{K_T}$
δ_i	$< \frac{-B_r - MB}{K_T}$	$> \frac{B_r}{M}$	$< \frac{Mc - B_r}{K_T}$
K_f	$< \frac{F_L}{K_T \text{sgn}(s_1)}$	$< \frac{F_L}{K_T \text{sgn}(s_2)}$	$< \frac{F_L}{K_T \text{sgn}(s_3)}$

3.2.2 최소차원 상태관측기를 이용한 속도관측기 설계

상태제한 제어에서 모든 상태변수가 측정 가능한 것은 아니다. 또한 모든 상태변수를 센서를 이용해 측정한다는 것은 비경제적이다. 따라서, 슬라이딩 모드 위치제어기의 상태변수인 속도 v 와 위치 x_r 를 추정하기 위하여 속도 관측기로서 계산이 간단하고 적분연산이 적은 최소차원 상태관측기를 사용하였다.

PMLSM에서 계자자속은 영구자석이 담당하고, 추력은 q 축 전류가 담당한다. 이때 벡터제어로 d 축 전류를 0으로 제어하기 때문에 인가되는 전류는 모두 추력성분 전류로만 작용하게 된다. 그러므로, 속도 v 성분을 추정하는 속도관측기를 구성하기 위하여 식 (20), 식(21)의 상태방정식을 식 (33)에 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} p i_{qs} \\ p v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} V_{qs} \quad (33)$$

$$\text{여기서, } a_{11} = -\frac{r_s}{L}, a_{12} = -\frac{\lambda_{qs}}{L}, a_{21} = \frac{PK_T}{M},$$

$$a_{22} = -\frac{B_r}{M}, b_1 = \frac{1}{L}, b_2 = 0 \text{ 이다.}$$

속도관측기 입력변수를 $u = V_{qs}$ 로 놓고, 기지의 상태변수인 $i_q(k)$ 를 측정하였다. 이때 출력 $y(k)$ 는 식 (34)와 같다.

$$y(k) = [1 \ 0] [i_q \ v]^T \quad (34)$$

식 (34)를 기초로 하여 속도 v 에 관한 속도관측기를 설계하면 식 (35)와 식 (36)으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{v} = \xi + L_r \cdot i_{qs} \quad (35)$$

$$p\xi = (a_{22} - L_r \cdot a_{12})\xi + [(a_{22} - L_r \cdot a_{12})L_r + (a_{21} - L_r \cdot a_{11})]i_{qs} + (b_2 - L_r \cdot b_1)V_{qs} \quad (36)$$

여기서, L_r 은 상태관측기 이득, ξ 는 중간변수이다. 식 (35)의 추정치 \hat{v} 와 실제값 v 와의 오차값을 식 (37)과 같이 정의하면 오차방정식은 식 (38)과 같다.

$$e = \hat{v} - v \quad (37)$$

$$pe = (a_{22} - L_r \cdot a_{12}) \cdot e \quad (38)$$

그러므로, 속도관측기 이득 L_r 은 Ackerman의 공식을 이용하거나 식 (39)에서 임의로 극을 선정함으로써 구할 수 있다.

$$|sI - (a_{22} - L_r \cdot a_{12})| = \alpha_e(s) \quad (39)$$

여기서, $\alpha_e(s)$ 는 원하는 속도관측기의 근이다.

식 (35), 식 (36), 식 (37)에 의하여 속도상태 관측기를 그림 5로 나타내었다.

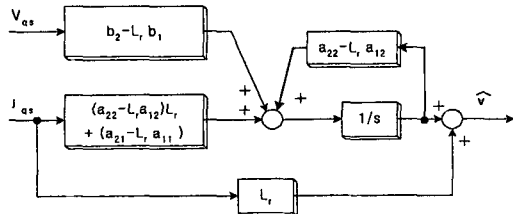


그림 5. 속도관측기 블록선도
Fig. 5. Block diagram of the speed observer

4. 시스템 구성

슬라이딩모드 위치제어 시스템을 나타내는 그림 4와 속도관측기를 나타내는 그림 5를 중심으로 하는 PMLSM의 전체 시스템 구성도는 그림 6과 같이 제안하고, 그림 7과 같은 실험장치를 구성하였다.

그림 6은 속도관측기와 공간벡터 펄스폭 제어기 및 인버터부로 구성된다. 인버터의 출력전압과 전류는 3상/2상 변환 후 속도관측기의 입력이 된다. 속도관측기에서 추정된 속도 \hat{v} 와 위치정보 \hat{x}_r 과 x_{ref} 를 입력으로 하는 슬라이딩 모드 제어기가 구성된다. 슬라이딩 모드 제어기에서 고정자 전류의 전류지령치를 얻고, 이 전류 지령치와 2상/3상 변환된 전류값에 의해서 지령치에 정확히 추종하도록 각각의 샘플링 순간에서 공간벡터 펄스폭 변조 패턴이 결정된다.

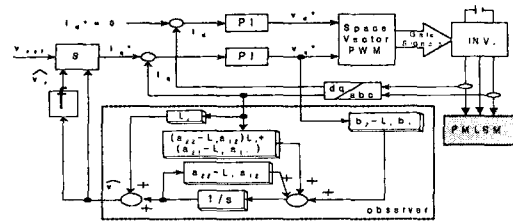


그림 6. 제안한 시스템의 구성도
Fig. 6. Construction of the proposed system

그림 7에서의 PMLSM의 인버터 제어회로는 고속 연산이 가능한 TMS320C32의 디지털 시그널 프로세서와 테드타임 보상회로부와 미쯔비시사의 PM30R-SF060 스위칭 소자를 사용한 공간벡터 PWM 인버터부 및 전류검출을 위한 홀센서부 등으로 구성된다.

인버터의 출력전압과 전류는 디지털 시그널 프로세서의 연산에 의하여 3상/2상 변환후 속도관측기의 입력이 된다. 속도관측기에서는 추정된 속도와 위치

정보 및 위치지령값을 입력으로 하는 슬라이딩 모드 제어기로 구성한다. 슬라이딩 모드 제어기에서 고정자 전류의 전류지령치를 얻는다. 이 전류 지령치와 2상/3상 변환된 전류값에 의해서 지령치에 정확히 추종하도록 각각의 샘플링 순간에서 디지털 시그널 프로세서의 연산으로 공간벡터 변조방식으로 변조된다. 이 변조되어진 값들은 아날로그 입출력 단자를 통해서 인버터 구성소자인 IPM의 게이트 단자에 각각의 신호를 보내어 인버터를 구동하게 된다. 시뮬레이션과 실측에 사용된 3상 PMLSM의 회로정수는 표 2와 같다. 또한 본 논문의 실험에 사용한 PMLSM과 구동 드라이버 및 DSP는 그림 8에 각각 나타내었다.

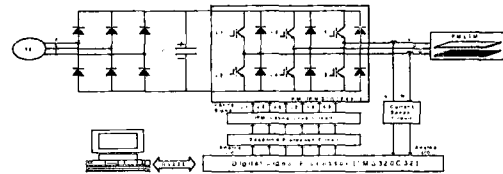


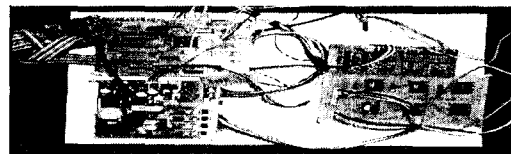
그림 7. PMLSM의 인버터 제어회로
Fig. 7. Inverter Control circuit of PMLSM

표 2. PMLSM의 회로 정수
Table 2. Parameters of PMLSM

R_s	6.6 [Ω]	B_r	0.001 [kgm^2]
L_{md}	3.02 [mH]	M	2 [kg]
L_{ma}	3.02 [mH]	τ	0.03 [m]
ϕ_r	10.45 [wb]		



(a) PMLSM



(b) Gate drive circuit and DSP system

그림 8. 실험 시스템
Fig. 8. Configuration of the experiment system

5. 시뮬레이션 및 실험 고찰

본 연구에서는 제안된 제어기의 외란과 내부 파라미터의 변동에도 강한 응답특성을 평가하기 위해서 시뮬레이션과 실측을 수행하였다. 무부하시의 운전상태에서 어느 순간 외부 외란으로서 부하력을 인가하였을 때와 내부 파라미터인 점성 마찰계수의 값을 변동시켰을 때의 경우로 나누어 위치응답 특성과 i_q 특성을 비교함으로써 제안한 시스템의 타당성을 검증하였다.

그림 9는 무부하시의 시스템 응답특성을 나타내는 시뮬레이션 파형 들이다. 그림 9(a)는 슬라이딩 모드 운전 때의 위치응답 특성곡선을 나타낸다. 위치응답은 0%에 가까운 오버슈트를 보이고 있으며, 0.4[sec]에서 지령치를 추종하고 있다. 그림 9(b)는 i_{qs} 를 나타내며 약 0.4[sec]후에 정상상태에 도달하고 있다.

그림 10은 PMLSM을 가동시 0.4 [sec]부터 부하력을 인가, 0.5[sec]에 제거하여 시뮬레이션을 수행한 경우의 시스템 응답특성이다. 이때, 부하력은 150 [N·m]을 인가하였다. 그림 10(a), (b)는 위치응답 특성과 i_{qs} 파형을 나타낸다. 그림 10(a)에서의 위치응답은 무부하시의 위치응답과 거의 동일하여 외부 외란에 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 제안한 제어기가 외란에 강인함을 확인할 수 있다.

그림 11은 PMLSM의 점성마찰계수 B_r 의 값을 0.001[kgm^2]에서 0.003[kgm^2]으로 3배 증가된 경우의 시뮬레이션 결과이다. 그림 11(a)는 위치응답곡선을 나타내며, 점성마찰계수의 변동시에도 무부하시와 외부 외란인가시와 같이 지령치 추종이 뛰어난 것을 알 수 있다. 그림 11(b)는 i_{qs} 를 나타낸다.

그림 12는 본 연구에서 제안된 슬라이딩 모드 위치제어기에 의한 실측 파형을 나타낸다. 여기서 x_{ref} 는 위치지령값이고, x_r 은 위치응답값이다. 위치 지령값은 시작부터 0.6[sec]동안은 0.4[m]로 주어졌다. 파형의 세로축은 위치정보를 그림 12(a)는 무부하시의 위치응답 파형을 나타낸다. 위치응답 특성은 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 지령치에 잘 추종하며, 양호한 응답특성을 가지는 것을 알 수 있다. 또한, 오버슈트를 거의 나타내지 않으며, 지령치 추종시간은 약 0.4[sec]로 시뮬레이션 수행결과와 동일하게 나타나고 있다. 그림 12(b)는 0.3[sec]~0.4[sec] 동안 외부

부하력으로 150[N·m]을 인가했을 때의 위치응답 파형을 나타낸다. 응답 특성은 약 0.4[sec] 정도로 무부하시의 실측 파형과 같은 지령치 추종 능력을 갖는 것을 알 수 있다. 그림 12(c)는 PMLSM의 내부 파라미터인 점성 마찰계수를 3배 증가시킨 경우의 위치응답 특성을 나타낸다. 이때의 응답 특성은 시뮬레이션과 동일하게 0.4[sec]이후부터는 무부하시와 외부 외란인가시와 같이 지령치추종이 뛰어난 것을 알 수 있다.

이상의 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 고찰한 결과, 본 논문에서 제안한 PMLSM의 속도관측기를 사용한 슬라이딩모드 제어기가 내부 파라미터 변동과 외부 부하력의 변동에 강인함을 검증할 수가 있었다.

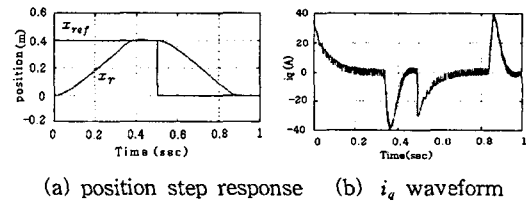


그림 9. 무부하시의 시스템 응답 특성 (시뮬레이션)
Fig. 9. System response characteristics with no load (simulation)

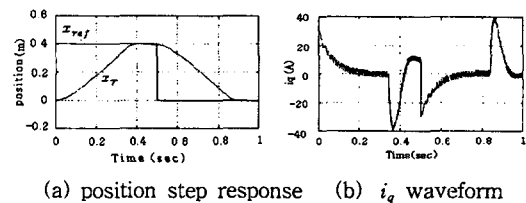


그림 10. [0.4 0.5] 초간 Thrust impact를 인가할 경우의 시스템 응답 특성 (시뮬레이션)
Fig. 10. System response characteristics when Thrust impact (0.4 0.5) seconds (simulation)

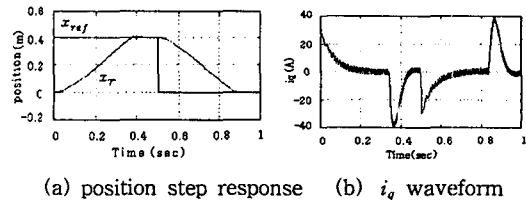
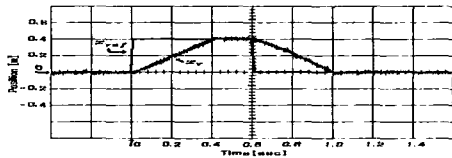
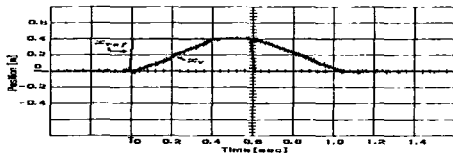


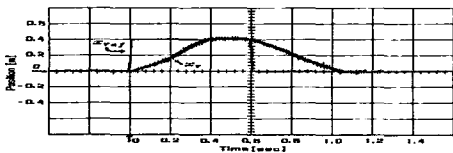
그림 11. 무부하에서 B_r 을 3배로 할 경우의 시스템 응답특성 (시뮬레이션)
Fig. 11. System response characteristics when B_r equal 3 times in no load (simulation)



(a) Position response with no load(0.2m/div, 0.2sec/div)



(b) Position response when thrust impact [0.4 0.5] second (0.2m/div, 0.2sec/div)



(c) Position response when B , equal 3 times in no load(0.2m/div, 0.2sec/div)

그림 12 시스템 응답 특성 (실험)
Fig. 12 System response characteristics (experiment)

6. 결 론

PMLSM은 상들이 서로 결합되어 다입력·다출력의 시스템 특성을 나타내므로 내부 파라미터 변화에 대하여 크게 변동된다. 더욱이 외란이 인가될 때 구동시스템은 심한 영향을 받게 되어 비선형이며, 제어가 다소 복잡한 특징을 가지고 있다.

본 연구에서는 이러한 PMLSM의 특성을 고려하고, 엔코더나 리졸버와 같은 센서를 사용하지 않고 속도관측기를 구성함으로써 PMLSM의 속도와 위치 정보를 추정하였다. 추정된 속도와 위치 정보에 의한 슬라이딩 모드 위치제어기를 구성하여 PMLSM의 위치제어 특성을 고찰하였다.

시뮬레이션과 실험의 결과를 고찰하면, 무부하시와 외부력을 150[N·m]으로 인가한 경우, 그리고 내부 파라미터인 점성 마찰계수를 3배로 한 모든 경우에 있어서 0%에 가까운 오버슈트를 보이며, 0.4[sec]에 추정치에 도달함을 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서 제안한 속도관측기를 가지는 슬라이딩모드 제

어기를 구성함으로써 PMLSM의 상태변화에 따라서 제어기 이득을 조정하고, 상태공간에서 설정한 스위칭 평면 근방에 상태를 구속하면서 빠른 속응성을 가지게 하여 외부 부하력과 내부 파라미터값의 변동에도 강인한 위치제어를 수행 가능함을 알 수 있다.

전동기 구동 시스템은 산업기기의 발달에 따라 각종 산업용 로봇과 수치제어 공작 기계 등에서 필수 불가결한 구동원으로 사용되고 있다. 이에 본 연구에서 제안한 속도관측기를 이용한 슬라이딩 모드 제어는 PMLSM을 이용한 각종 산업용 기기의 제어 성능 향상에 큰 도움이 되리라 생각된다.

References

- [1] B. K. Bose, "A High-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Transactions in Industrial Applications, vol. A-24, pp.987-997, 1988.
- [2] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Neumann, "Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable speed drives", IEEE Transactions in Industrial Applications, vol. IA-22, No.4, 1986.
- [3] Vadim I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-40, No.1, 1993.
- [4] N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-43, No.2, pp.300-308, 1996.
- [5] M. Bilewski, A. Fratta, A. Vagati, F. Villata, "Control of high performance interior permanent magnet synchronous drives", Ibid., vol.29, No.2, 1993.
- [6] S. Morimoto, M. Sanada, T. Takeda, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator", Ibid., vol. 30, No.4, 1994.
- [7] B.K.Bose, "Power Electronics and Ac Drives", Prentice Hall, 1986.
- [8] Vadim I. Utkin, "Variable Structure System with Sliding Modes", IEEE Transactions Automatic control, Vol. AC-22, No.2, 1977.
- [9] Vadim I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-40, No.1, 1993.
- [10] Weibing Gao, C. Hung, "Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-40, No.1, 1993.
- [11] John Y. Hung, Weibing Gao, James C. Hung, "Variable Structure Control : A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-40, No.1, 1993.

◇ 저자소개 ◇

황 영 민 (黃煥民)

1974년 6월 23일생. 1998년 동아대 전기공학과 졸업.
2000년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001
년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정

신 동 료 (申東律)

1970년 12월 25일생. 1995년 동아대 전기공학과 졸업.
1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동
대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 (주)청송산업 기
술연구소 선임연구원

최 거 승 (崔巨勝)

1974년 7월 29일생. 2000년 인제대 전자공학과 졸업.
2000년~현재 동아대 대학원 전기공학과 석사과정

조 윤 현 (曹允鉉)

1960년 2월 27일생. 1984년 한양대 전기공학과 졸업.
1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년~
1988년 삼성종합기술원 연구원. 동 대학원 전기공학과
졸업(박사). 1990년~1995년 한국전기연구원 선임연구
원. 1995년~현재 동아대 전기공학과 부교수

우 정 인 (禹靖仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업.
1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1970
년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1984년 중
앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1985년~1999년
일본 동경공업대 객원 연구원. 1979년~현재 동아대
전기공학과 교수