

직선형 영구자석 동기 전동기의 속도 제어기 설계

장 석명, 유 대준, 장 원범, 박 지훈  
충남대학교

Modeling of Speed Controller for PM Linear Synchronous Motor

Seok- Myeong Jang, Dae-Joon You, Won Bum Jang  
Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University

**Abstract** - This paper presents drive analysis of slotless air-cored PM linear synchronous motor using two-dimensional analytical method. In order to analyze dynamic characteristic, back-EMF and linkage flux are calculated by Permanent Magnet Field and also inductance are given by slotless winding coil. PMLSM drive simulation is performed by PI control system.

1. 서 론

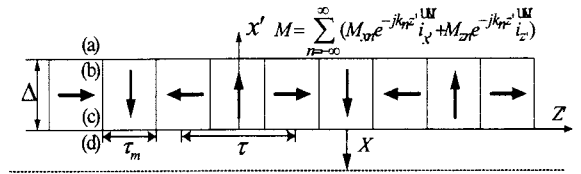
직선형 영구 자석 동기 전동기(PMLSM)는 단위 무게 당 토크 비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높고, 회전형 전동기에 비해 직선 운동을 직접 발생할 수 있다는 장점을 가지고 있어 산업응용 분야에 널리 쓰이고 있다 [1]. 또한 과거의 모터 제어 방식은 아날로그 방식에 의한 경우가 대부분이었지만, 최근에는 전자소자의 디지털 화에 의해 다양한 제어방식을 사용하고 있다. 가장 일반적인 방식으로는 전동기의 특성 해석을 통한 PI이득의 제어 변수를 산출하고 공간 벡터 제어에 의해 전동기 구동의 출력 방식을 기본으로 한다. 현대 제어는 제어 기술의 발달에 따라 전류, 속도, 추력 등을 제어하기 위한 제어기의 구성이 블록화 되어 있으며, 삼각파 비교 전압 변조 방식, 공간 벡터 전압 변조 방식 등 PWM 출력 방식의 패턴 또한 모듈화 되어 있어 제어기 구성을 보다 편리하게 하고 있다. 그러나 각각의 전동기는 서로 다른 특성에 의해 제어 변수 및 제어 패턴이 변화된다. 슬롯이 있는 PMLSM은 2차축 영구자석 모서리 부분과 전기자 치의 모서리 부분사이의 자기적 상호작용에 의해 발생하는 힘인 디텐트력이 나타나 추력 진동 및 기기의 소음을 발생시키고 제어성능을 악화시킨다. 본 논문은 추력 특성 및 제어 효율을 높이기 위해 Halbach 배열을 갖는 공심형 슬롯리스 PMLSM에 대해 해석적 방법으로 유도된 매개변수와 d축, q축으로 분리된 관계식을 통해 속도 제어기 설계를 제시한다. 인버터 출력 패턴은 SV PWM으로 구현하며 속도 제어를 위해 전류 제어기를 설계 구성하였다.

2. PMLSM 특성 해석

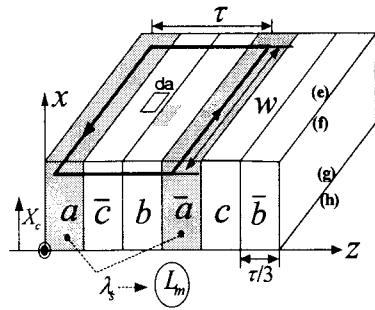
2.1 자속 밀도 특성식에 의한 회로 정수 산출

2.1.1 벡터 자위 일반화

특성 해석을 위한 모델의 기하학적인 구조는 그림1과 같다. 영구 자석으로 구성된 가동자의 한 편의 길이 및 두께는  $\tau_m$ 와  $\Delta$ , 극 간격  $\tau$ , 공극  $x_0$ , 고정자 코일 권선의 두께는  $\Gamma$ 이다. 고정자의 좌표  $(x, y, z)$  에 대해 영구 자석 가동자는 수직 방향으로  $x_0 + \Gamma$ , 수평방향으로 부하 각  $z_0$ 로 변위되는 좌표계  $(x', y', z')$  를 갖는다.



(a) Halbach 자화 배열을 갖는 가동자



(b) 3상 공심형 슬롯리스 코일로 구성된 고정자 그림1. 공심형 슬롯리스 PMLSM의 모델

그림1. (a)와 (b)는 영구자석과 코일에 의한 쇄교 자속 및 인덕턴스를 구하기 위한 모델이다. 쇄교 자속과 인덕턴스는 벡터자위 및 자속 밀도 일반화에 따라 얻어 질 수 있다. 그림1의  $M, j$ 는 푸리에 전개에 의한 영구 자석의 자화량 및 코일의 전류 밀도의 분포를  $n$ 차 고조파에 대해 고려한 것으로서  $k_n = \pi n / \tau$  로 표현되며, 벡터 자위는 식(1)과 같이 영구자석의 등가 자화 전류 밀도 및 코일의 전류 밀도에 의해 표현될 수 있다[1].

$$\begin{aligned} \nabla^2 \vec{A} &= -\mu_0 [\vec{j}] \\ \nabla^2 \vec{A} &= -\mu_0 [\nabla \times \vec{M}] \end{aligned} \tag{1}$$

공심형은 모든 영역이 공기와 같은  $u_r = 1$  을 가지므로 각각의 경계 (a)-(d), (e)-(h) 의 벡터 자위 및 수직 자속밀도는 연속성을 갖는다. 그러나 영구 자석의 배열이 Halbach 자화 배열인 경우 식(2)와 같이 영구 자석의 경계면에서 수평자속 밀도에 의해 불연속성을 갖는다.

$$\begin{aligned} B_{zn}^{(a)} - B_{zn}^{(b)} &= -\mu_0 M_{zn} \\ B_{zn}^{(c)} - B_{zn}^{(d)} &= \mu_0 M_{zn} \end{aligned} \tag{2}$$

식(1)과 식(2)에 의해 각 경계면에서의 영구 자석에 의한 벡터 자위는 쇄교 자속을 구하기 위해 공극 및 코일 영

역으로의 일반화가 이루어져야 하며, 코일에 의한 백터 자위는 인덕턴스를 구하기 위해 코일 내부에 대해 일반화가 이루어져야 한다. 또한 직선형 기기의 특성상 음의 방향에 대해 단일 방향의  $v_n = |k_n|$  을 고려하여 식(3)과 같이 표현된다.

$$A^{(X)}_{yn} = \left( \frac{j\mu_0 M_{sn}}{2k_n} + \frac{\mu_0 M_{zn}}{2\gamma_n} \right) (e^{-\gamma_n X} - 1) e^{-\gamma_n X}$$

$$A^{(X_c)}_{yn} = \frac{\mu_0}{2k_n^2} J_{yn} (2 - e^{-\gamma_n X_c} - e^{-\gamma_n (\Gamma - X_c)}) \quad (3)$$

### 2.1.2 쇠교 자속과 자화 인덕턴스

그림1. (b)의 폐표면 S를 쇠교 하는 자속은 식(4)와 같이 자속밀도 B를 면적 S에 대해 적분하여 구할 수 있으며,  $B = \nabla \times A$ 의 관계를 이용하여 자기 벡터 포텐셜의 curl에 대한 면적 적분으로 구하거나, 자기 벡터 포텐셜에 대한 선적분 형태로 표현할 수 있다.

$$\lambda = N\Phi = N_s \int_S B \cdot da = N_s \int_S (\nabla \times A) \cdot da = N_s \oint_C A \cdot dl \quad (4)$$

식(4)에 의한 영구자석 및 코일에 의한 전체 쇠교 자속은 부하각  $z_0$ 에 대해  $\lambda = \lambda_f e^{-jk_n z_0} + \lambda_s$  을 만족한다. 고정자 슬롯리스 3상 코일에 의한 코일 내부의 쇠교 자속은 식(5)와 같이 표현되며,  $\lambda_s = L_{ms} I_s$ 에 의해 상당 공극 인덕턴스  $L_{ms}$ 는 구해진다.

$$\lambda_s = w \mu_0 p_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{\tau/3} 2e^{-jk_n z} dz \int_0^{\Gamma} A_{yn}(X) dX \quad (5)$$

여기서,  $\mu_0$ 는 단위 면적당 턴 수,  $p_s$ 는 코일의 극 쌍수,  $w$ 는 자화 인덕턴스를 갖는 모터의 길이이다.

### 2.2 동특성 전압 방정식

고정자의 3상 좌표에 대해 2상 좌표 변환된 d, q축 전압 방정식은 식(6)과 같다. 영구 자석에 의한 쇠교 자속  $\lambda_f$ 는 역기전력 상수로 표현되며, 직선형 동기 속도  $u_s$ 는 회전형 기기에 대한 각속도  $\omega = \pi u_s / \tau$ 로 표현된다.

$$V_d = R_s i_d + L_s p i_d - \frac{\pi}{\tau} u_s L_s i_q \quad (6)$$

$$V_q = \frac{\pi}{\tau} u_s L_s i_d + R_s i_q + L_s p i_q + \frac{\pi}{\tau} u_s \lambda_f$$

제작된 직선형 동기 모터의 출력 전력은 식(6)의 전압 방정식에 의해 식(7)과 같이 구해진다.

$$P_{out} = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (7)$$

$$= \frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_s \frac{d}{dt} (i_d^2 + i_q^2) + \frac{\pi \lambda_f}{\tau} u_s i_q]$$

첫 번째 항은 고정자 동손이고, 두 번째 항은 자기에너지 변화에 해당하는 전력으로서 무효전력 성분이다. 우변의 마지막 항이 속도를 갖는 기계적 출력이므로 추력은 식(8)과 같다.

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_f i_q \quad (8)$$

표1. PMLSM의 회로정수

항목	기호	크기(단위)
극 간격	$\tau$	0.051(m)
상당 동기 저항	$R_s$	17.784( $\Omega$ )
영구 자석 쇠교자속	$\lambda_f$	0.1274( $V \cdot s$ )
상당 공극 인덕턴스	$L_{sm}$	0.00294(H)
상당 상호 인덕턴스	$M = L_{sm}/2$	0.00147(H)
상당 누설 인덕턴스	$L_l$	0.01308(H)
상당 동기 인덕턴스	$L_s = L_l + 3L_{sm}/2$	0.01749(H)
역기전력 속도 상수	$K_{emf} = \pi \lambda_f / \tau$	7.844( $V \cdot s/m$ )
추력 상수	$K_T = 3K_{emf}/2$	11.766(N/A)
가동자 무게	$M$	3.8(kg)

표1은 속도 제어기 설계를 위한 제작기의 회로 정수 값을 나타내고 있다. 제시된 회로정수를 갖는 제작기는 동기 인덕턴스 값에 대해 동기 저항이 매우 크며, 누설 자속에 의한 인덕턴스의 값이 매우 크므로 제어 성능을 저하시킴을 알 수 있다.

### 2.3 속도 제어기 설계

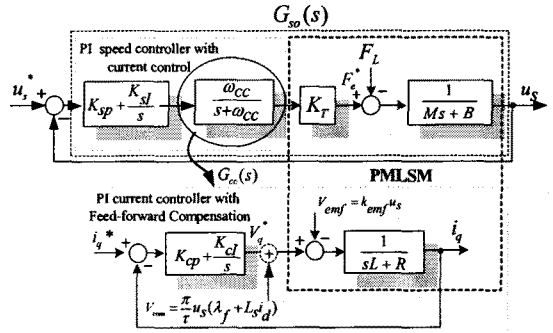


그림2. q축 PI 속도 제어기

그림2는 PI 보상을 갖는 속도 제어기에 대한 블록도이다. 속도를 측정할 수 있다면 전류 제어기의 출력에 역기전력 변동을 전향 보상함으로써 역기전력의 영향을 배제할 수 있다. 또한 전류 제어기의 샘플링 시간을 모터의 시정수와 같도록 설계하면 식(9)와 같으며 전류 제어계 폐루프(Closed Loop) 응답 특성을 1차 지연요소와 같이 되도록 할 수 있다[2].

$$T_{\infty} = \frac{K_{cp}}{K_{cl}} = \frac{L\omega_{cc}}{R\omega_{cc}} \quad (9)$$

일반적으로 주파수 대역은 전류제어기의 제어주기 혹은 샘플링 시간과 PWM의 스위칭 주파수에 의하여 제한된다. 경험적으로  $\omega_{cc}$ 는 PWM의 스위칭 주파수에 1/20정도에서 안정하게 사용 할 수 있으며, 그림2로부터 전류 제어기의 교차 각주파수  $\omega_{cc}$  (rad/sec)가 PI 속도제어기의 개루프 교차 각주파수  $\omega_{sc}$  (rad/sec)에 비해 훨씬 크면  $\omega_{sc}$  부근에서는 전류제어계의 폐루프 전달함수를 식(10)과 같이 표현될 수 있다.

$$G_{cc}(s) = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \approx 1 \quad (10)$$

또한  $\omega_{sc}$ 에 대해 속도 PI 절점 주파수  $\omega_{pi}$ 가 수분의 1

이하인 경우에는 각 주파수가  $\omega_{sc}$ (rad/sec) 부근에서는  $K_{si}/s + K_{sp} \approx K_{sp}$ 로 근사화 할 수 있다. 본 논문에 있어서 속도 제어기의 PI 절점주파수  $\omega_{pi}$ (rad/sec)는 식(11)과 같이 표현된다.

$$\omega_{pi} = \frac{K_{si}}{K_{sp}} \leq \frac{\omega_{sc}}{5} \quad (11)$$

이와 같은 사실로부터 PI속도제어계의 개루프 전달함수  $G_{so}(s)$ 는 각 주파수가  $\omega_{sc}$  부근에서는 식(12)와 같이 표현된다.

$$G_{so}(s) \approx K_{sp} \frac{K_T}{MS} \quad (12)$$

그림2에 대해  $|G_{so}(j\omega_{sc})|=1$ 이 되도록 비례이득  $k_{sp}$ 를 구하면 식(13)과 같다[2].

$$K_{sp} = \frac{M\omega_{sc}}{K_T} \quad (13)$$

$$K_{si} = K_{sp}\omega_{pi}$$

표2. 제어기의 설계사양 및 PI 이득

항목	기호	크기(단위)
PWM 주파수	$PWM_{fre}$	500(Hz)
전류제어기 샘플링	$T_{cs}$	500(Hz)
전류제어기 각주파수	$\omega_{\alpha} = 6T_{cs}/20$	150(rad/sec)
전류 비례 제어기	$K_{cp} = L_s \omega_{cc}$	2.6235
전류 적분 제어기	$K_{ci} = R_s \omega_{cc}$	2667
속도 제어기 샘플링	$T_{ss} = T_{cs}/10$	50(Hz)
속도 비례 제어기	$K_{sp}$	4.8421
속도 적분 제어기	$K_{si}$	14.526

### 3. Simulation 및 결과

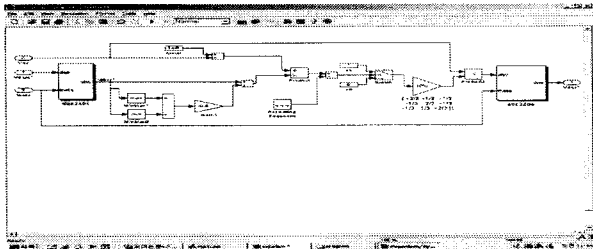


그림3. Min-max 방식에 의한 PWM 구현

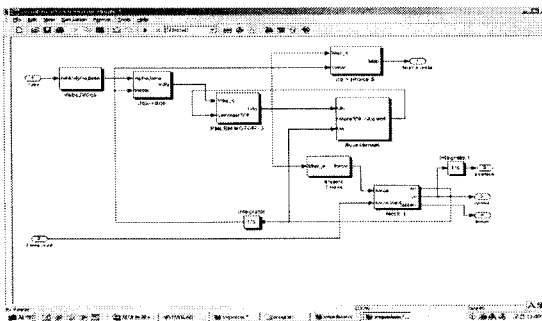
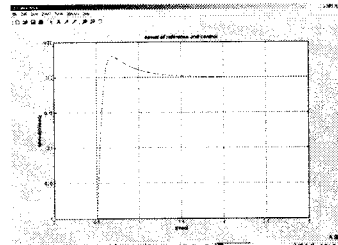
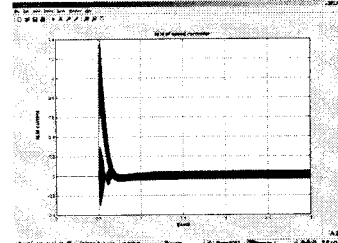


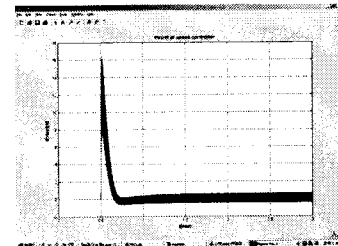
그림4. PMLSM의 모델링



(a)스텝 응답에 의한 속도 프로파일



(b)속도 프로파일에 의한 d,q축 전류



(c)속도 프로파일에 의한 추력

그림5. 시뮬레이션에 의한 동특성 결과

그림3과 그림4는 표1과 표2의 파라미터 값 및 이득 값을 갖고 있는 PMLSM의 동특성 모델링이다. PWM 구현을 위한 인버터의 모델링은 옵셋 방식에 의한 min-max 방식에 의해 SV PWM을 제시했으며, 3상의 d, q변환에 의한 PMLSM의 모델링을 나타냈다. 그림 5는 제시된 PMLSM의 시뮬레이션 결과로서 모터의 저항과 인덕턴스에 의한 교차 각주파수의 한정으로 제어의 특성이 고르지 못함을 보인다.

### 4. 결 론

본 논문에서는 2차원 해석적 방법으로 공극자속 밀도를 계산하고 이로부터 회로 방정식을 구성하여 역기전력과 인덕턴스를 산출하여 전동기의 동특성 해석을 수행 하였다. 또한 슬롯리스 PMLSM의 운전성을 알아보기 위해 PI제어를 이용한 속도제어 시뮬레이션을 하였다. 향후 실제 제어기를 구성하여 시뮬레이션과 실험 결과를 비교하고 제어성능을 높이기 위한 알고리즘을 제시할 것이다.

### [참 고 문 헌]

- [1]Seok-Myeong Jang, Sung-Ho Lee"Comparison of Two Types of PM Linear Synchronous Servo and Miniature Motor With Air-Cored Film Coil"IEEE Transactions on Magnetics, Vol.38, No.5, September 2002
- [2]Jun-Keun Ji, Seung-Ho Song, Seung-Ki Sul, "DSP-Based Self-Tuning IP Speed Controller and Predictive Current Controller for Rolling MillDC Drive", PCC-Yokohama, 1993.