

유한요소 해석에 의한 영구자석형 선형 동기전동기의 제어특성 개선

鄭因城, 玄東石

Improvement of Control Characteristics of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor by Finite Element Analysis

In-Soung Jung and Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문에서는 영구자석형 선형 동기전동기의 제어특성을 개선시키기 위하여 유한요소 해석에 근거한 제어기법을 제시하였다. 제시한 제어기법에서는 이동자의 위치에 따라 통상의 제어기법에서의 전류분에 추가적인 보상분 전류가 추가되게 된다. 이동자의 위치 및 인가전류에 따른 영구자석형 선형 동기전동기의 추력리플 특성이 유한요소법을 이용하여 해석되었으며, 그 결과를 토대로 하여 제어시의 코깅력에 의한 추력 리플을 보상하기 위한 전류값이 계산되었다. 속도제어시 종래의 제어법과 제시된 제어법에 따른 응답특성을 살펴보았으며, 제시된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 시험기를 제작, 실험하였다.

ABSTRACT

In this paper, a control method based on finite element analysis is presented to improve the control characteristics of the permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM). In the control method, additional compensation current is added to the conventional control current according to the position of mover. The characteristics of thrust ripple according to the position of mover and the current are analyzed by using finite element method (FEM). And, the value of current to compensate the thrust ripple due to the cogging force is calculated from the analysis results. The characteristics according to control method are compared in case of speed control, and to conform the validity of the presented method, a test set is built and experiments are performed.

Key Words: Permanent magnet linear synchronous motor, Finite element method, Thrust ripple, Compensation current, Speed control

1. 서 론

현재 사용되고 있는 공장자동화용 및 사무자동화용 기기의 직선운동분야는 대부분 기존의 회전형 전동기와 회전운동을 직선운동으로 변환하는 기구들이 함께 사용되고 있다. 이러한 기구들의 추가적인 사용은 시스템의 복잡화, 기구에서의 손실에 따른 시스템 전체 효율의 저하, 기구적인 한계에 의한 정밀도 저하, 운전속도의 제한 등을 초래한다. 이러한 단점들을 극복하기 위하여 직접 직선 운동을 하는 선형 전동기

(Linear Motor)에 대한 연구와 적용기술의 개발이 오래동안 진행되고 있다.^(1~3) 선형 전동기중에서 영구자석형 선형 동기 전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)는 추력/전류비가 높고 제어가 용이하며 직접 직선 추력을 발생하므로 최근들어 고속지상 운송 수단으로서 뿐만 아니라 고층빌딩용 고속 엘리베이터, 반송 시스템 및 서보 시스템의 구동원으로 많이 연구되고 있다.^(2~5) PMLSM은 구조에 따라 가동자석형과 가동 전기자형으로 나눌 수 있는데 이중 가동자석형은 이동자측에 급전선이 필요없으며 이동자의

질량을 상대적으로 작게 구성할 수 있기 때문에 급 가감속이 필요한 분야에 적당하다.

PMLSM의 구동시 원하는 구동특성을 얻기 위해서는 적절한 제어가 요구된다. 그러나 공극자속의 고조파성분과 영구자석과 전기자의 치/슬롯 구조에 기인하는 코깅력에 의한 추력 리플은 제어특성을 저하시킨다.^[2~4] 전동기의 고속 운전시에는 이동자의 관성에 의해 추력리플의 영향이 적게 나타나나 저속 운전시에는 그 영향이 커지게 되며, 위치제어시에는 위치결정 특성에 큰 영향을 미치게 된다. 코깅력에 의한 영향을 줄이는 방법으로는 전기자 코어 또는 영구자석에 skew를 주는 등의 기계적 구조의 적절한 설계를 통하여 코깅력을 근본적으로 줄이는 방법과 전동기의 구동시 코깅력에 의한 영향을 줄일 수 있는 적절한 알고리즘을 추가하는 방법이 있다. 일반적으로 전자의 방법이 바람직하기는 하지만 코깅력을 완전히 제거하는 상당히 어려우며 전동기에 skew를 주게 되는 경우에는 가공상의 어려움 등의 단점이 있다. 따라서 후술한 방법을 통하여 개선된 구동특성을 얻고자 하는 연구가 보고되고 있다.^[4]

본 연구에서는 PMLSM의 특성을 해석하기 위하여 유한요소법을 이용하고자 한다. 유한요소법은 수치해석기법의 일종으로 해석모델의 분포적인 현상 및 비선형성 등에 대한 고려가 가능하여 기기의 특성을 보다 정밀하게 해석할 수 있다. 또한 유한요소법에 의한 해석결과를 기반으로 하여 추력리플을 저감하기 위한 제어기법을 적용하고자 한다.

시뮬레이션을 통하여 PMLSM의 제어특성을 고찰하고, 시험기를 제작, 실험을 수행하므로써 본 논문에서 적용한 해석 및 제어기법의 타당성을 검증하고자 한다.

2. 유한요소법을 이용한 PMLSM의 해석

2.1 PMLSM에서의 추력의 발생

그림 1은 가동자석형 PMLSM의 개략도를 나타낸다. 고정자측은 치/슬롯구조를 가지는 코어에 3상 권선이 감겨져 있으며, 이동자측은 계자자속원으로서의 영구자석과 자속의 경로를 만들어주기 위한 back iron으로 구성되어 있다.

그림 2는 PMLSM의 좌표축을 나타내고 있다. 계자극축, 영구자석의 중앙을 회전좌표계상의 d 축으로 잡고 고정자의 a 상 권선 기자력축을 고정좌표계상의 α 축으로 잡으면 PMLSM의 공간 벡터도는 그림 3과 같이 된다.^[6] 그림 3은 전기자 전류 I 가 계자극에서 발생하는 자속과 직각인 방향, 즉 q 축 방향의 성분만을 가지며 주자속 방향인 d 축방향 성분은 포함하지 않은 상태의 벡터도를 나타내고 있다.

전기자 전류 I 가 d 축 성분을 가지고 있지 않으므로 ($I_d = 0$) 전기자 전류 I 에 의해 생기는 반작용 자속 Φ_a 는 주자속 Φ_f 와 직각인 q 축 방향만 발생하게 된다. 따라서 이와 같은 경우에 발생하는 추력 F 는

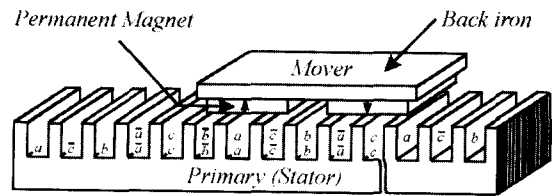


그림 1 가동자석형 PMLSM의 구조도
Fig. 1 Configuration of moving magnet type PMLSM

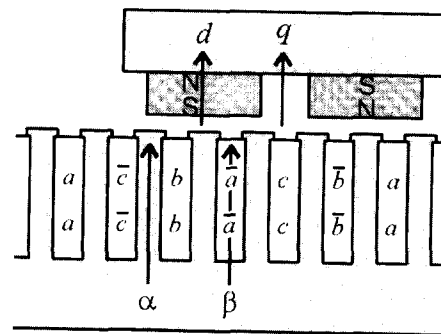


그림 2 PMLSM에서의 좌표축
Fig. 2 Coordinate system of PMLSM

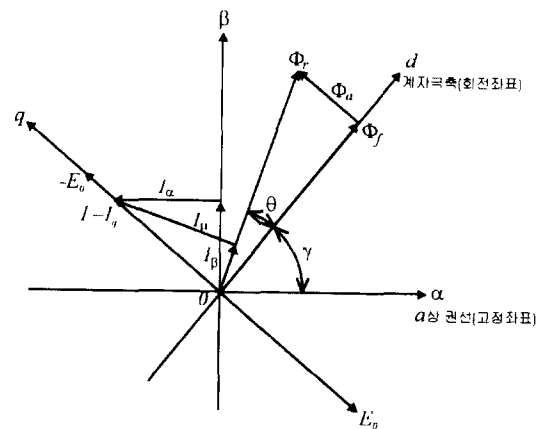


그림 3 PMLSM의 공간 벡터도
Fig. 3 Space vector diagram of PMLSM

$$F = k\Phi_r I_\mu = k\Phi_r I_q \cos \theta = k\Phi_f I_q = K_F I_q [N] \quad (1)$$

이 된다. 여기서 Φ_r 은 주자속 Φ_f 와 전기자반작용 자속 Φ_a 의 합으로 표현되는 공극자속을 나타내며, I_μ 는 전기자 전류 I 의 성분중 공극자속 Φ_r 축에 수직인 성분, θ 는 주자속 Φ_f 와 공극자속 Φ_r 이 이루는 각을, K_F 는 추력상수를 나타낸다.

이와 같이 제어하는 경우 각 상 전류는 좌표변환을 통하여 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_q \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \\
 i_b &= I_q \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 i_c &= I_q \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{4}{3}\pi\right)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서 τ 는 극간격을, x 는 이동자의 위치를 나타낸다.

2.2 유한요소법을 이용한 추력특성 해석

이동자의 위치(변위)와 전류에 따른 PMLSM의 추력특성을 유한요소법을 사용하여 해석하였다.^[7] 해석모델은 영구자석의 오버행이 없고 적층방향상의 형상이 일정한 모델이므로 2차원 해석을 하였다. 표 1은 해석을 위한 PMLSM의 사양을 나타내고 있으며 그림 4는 고정자 코어 및 2차측 back iron의 B-H 곡선을 나타내고 있다. 전체 모델은 1차측이 매우 긴 구조이므로 영구자석이 존재하는 부분을 기준으로 좌, 우 1/2 극을 더 넓게 잡아 총 3극을 해석영역으로 하였다. 해석시 경계조건으로는 해석영역의 좌, 우에는 반주기경계조건을, 해석영역의 상, 하에는 고정경계조건을 부여하였다. 유한요소 해석시 각 상 입력전류는 이동자의 이동에 따라 식(2)와 같은 전류가 이상적으로 인가된다고 보아 전류원 해석을 수행하였으며, 이동자의 이동에 따른 특성을 용이하게 해석하기 위하여 이동mesh 기법을 사용하였다.^[8] 그림 5는 해석시의 경계조건 및 임의의 전류 및 위치에서의 PMLSM의 자속선도를 나타내고 있다.

그림 6은 유한요소법에 의한 추력특성 해석결과로서, 전기자 코어의 치/슬롯 구조와 영구자석과의 상호작용에 의해 최대치 3.6 [N] 정도의 코깅력이 발생하며, 전류가 증가함에 따라 코깅력 성분과 함께 공극자속의 고조파성분에 의한 추력리플이 추가되어 추력리플의 위상이 약간씩 변화하였다. 즉, 실제의 추력에 영향을 미치는 성분중 코깅력에 의한 성분은 전류값에 관계없이 위치에 의해서만 결정되며 공극자속의 고조파에 의한 성분은 전류값 및 위치에 따라 변화하므로, 이를 토대로 하여 식(1)의 이상적인 추력식을 수정하면 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$F = K_f I_q + F_h(x, I_q) + F_d(x) [N]
 \tag{3}$$

여기서, F_h , F_d 는 각각 공극자속의 고조파성분에 의한 추력리플분과 코깅력에 의한 추력리플분을 나타낸다.

그림 7은 그림 6에 나타난 해석결과를 고조파 분석한 결과를 나타내고 있다. 해석결과 본 모델에서 F_d 의 기본과 최대치는 3.6 [N]이고 고조파 성분은 기본과 성분에 비하여 작게 나타났

표 1 PMLSM의 사양
Table 1 Specifications of PMLSM

1차측 (고정자)	2차측 (이동자)
극 수 : 32	극 수 : 2극
극간격 : 30 [mm]	극 간 격 : 30 [mm]
적층폭 : 60 [mm]	영구자석 재질 : NdFeB
매극매상당 턴수 : 40	영구자석 두께 : 8 [mm]
슬롯폭 : 5.5 [mm]	영구자석 폭 : 21 [mm]
치 폭 : 4.5 [mm]	영구자석 길이 : 60 [mm]
길 이 : 960 [mm]	잔류자속밀도 : 1.15 [T]
권선저항 : 6.4 [Ω]	back iron 두께 : 20 [mm]
코어 재질 : 50A470 (S18)	back iron 재질 : SS41
기계적 공극 : 3 [mm]	질 량 : 1.8 [kg]

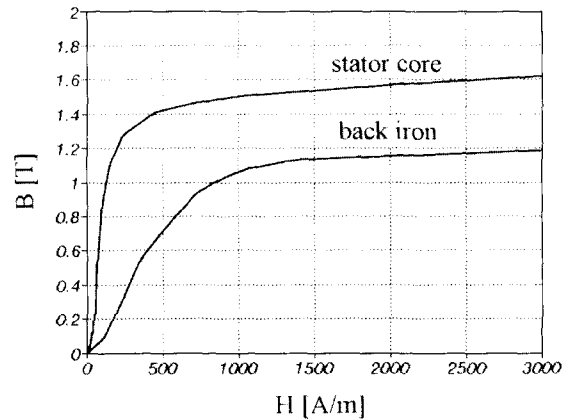


그림 4 고정자 코어 및 back iron의 B-H 곡선
Fig. 4 B-H curves of the stator core and the back iron

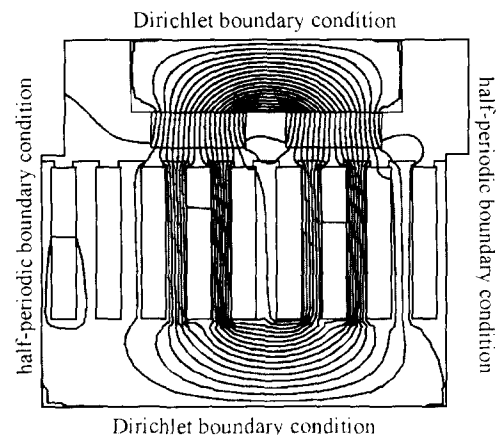


그림 5 해석시의 경계조건 및 자속선도 ($I_q = 3$ [A])
Fig. 5 Boundary conditions in the analysis and flux lines ($I_q = 3$ [A])

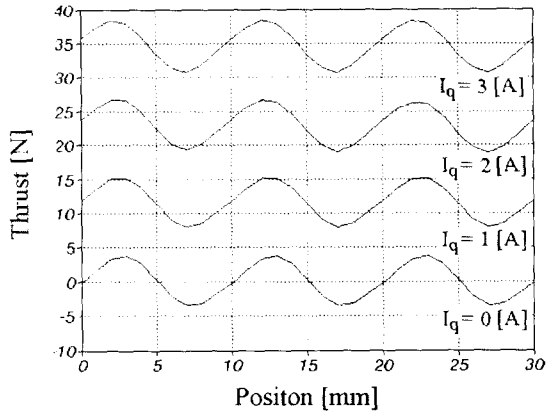


그림 6 이동자의 위치 및 전류에 따른 추력특성(일정 I_q 시)
 Fig. 6 Thrust characteristics according to position and current of mover (in case of constant I_q)

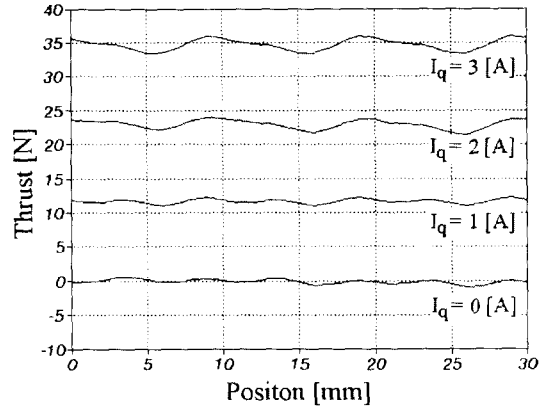


그림 8 이동자의 위치 및 전류에 따른 추력특성(보상된 전류 인가시)
 Fig. 8 Thrust characteristics according to position and current of mover (in case of compensated current)

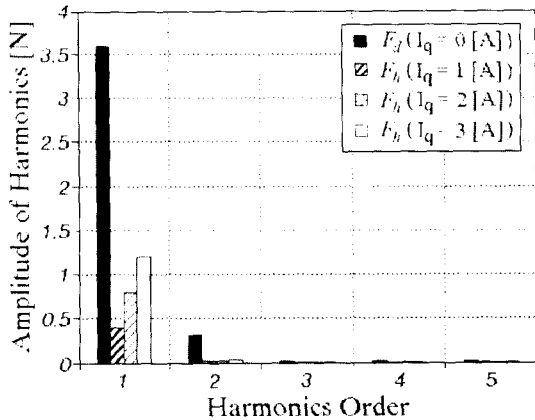


그림 7 추력리플의 고조파 분석 결과
 Fig. 7 Harmonic components of thrust ripple

다. 또한 F_h 의 최대치는 전류가 1, 2, 3 [A]일 때 각각 0.4, 0.9, 1.2 [N]으로 나타났다. F_h 를 무시할 수는 없지만 F_d 에 비하여 비교적 적고 그 크기가 위치 뿐만 아니라 전류량에 따라서도 변하기 때문에 고려하기가 상대적으로 어려우므로 간략화하여 F_d 성분만을 고려하면, 이동자의 위치에 따라 전류량을 가감함으로써 추력리플을 감소시킬 수 있다. 추력을 일정하게 유지하기 위한 보상된 전류를 I_{qc} 라고 하고 코깅력성분의 기본파만을 고려하면, I_{qc} 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I_{qc} = I_q + I'_q = I_q - \frac{F_{dm}}{K_f} \sin\left(2mq \frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (4)$$

여기서, I'_q 는 코깅력을 보상하기 위한 전류분, F_{dm} 은 코깅력의 최대치, m 은 권선의 상수, q 는 매상 매극당 슬롯수를 나타낸다.

그림 8은 식 (4)로 보상된 전류를 인가한 경우의 이동자의 위치와 전류에 따른 추력특성의 유한요소 해석결과이다. 보상 후의 추력리플은 보상 전의 리플에 대하여 전류 0, 1, 2, 3 [A]에서 각각 86.5, 83.3, 73.8, 66.8 [%]가 감소하였다. 전류가 증가함에 따라 추력리플 보상률이 감소하는 것은 공극 자속의 고조파성분에 의한 추력리플분을 보상하지 않은데 기인한 것이며, 추력리플이 완전히 보상되지는 못했지만 전반적으로 상당히 감소되었음을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 제어 시스템의 구성 및 시뮬레이션

그림 9는 제어시스템의 구성을 나타내고 있다. 속도명령과 실제 속도와의 차이에 따라 전동기에 인가할 전류량을 계산하는 속도제어기가 있으며 이 전류분에 PMLSM의 이동자의 위치에 따른 추력리플 보상분을 추가하기 위한 블록이 추가되어 있다. 보상된 전류치 명령은 내부 전류제어기에 인가되어 PMLSM의 각 상에 인가될 전압치가 계산이 된다.

내부 전류 제어기는 공간 벡터(Space Vector) PWM으로 구성되어 있으며, PI 제어기에 의해 실제 전류가 전류 지령치에 추종하도록 인버터의 출력전압을 제어하게 된다.⁽⁹⁻¹⁰⁾ 그림 10은 이러한 공간벡터 PWM의 원리 및 공간전압벡터에 따른 출력파형을 나타낸다. 즉, 인버터를 구성하는 6개의 스위칭 소자들의 도통 상태에 따라 공간 전압 벡터는 6개의 유효 전압 벡터와 2개의 무효 전압 벡터로 구분되며, 6개의 유효 전압 벡터는 그림 10(a)와 같이 육각형을 형성하게 되고 2개의 무효 전압 벡터는 육각형의 중심에 위치하게 된다. 이러한 인버터의 8개 동작 모드로 표현된 공간 전압 벡터는 이 전압 벡터가 위치한 삼각형의 두 변에 해당하는 전압 벡터를 시간적

벡터 합성으로 유효 벡터를 구성하고, 이 두 전압 벡터의 인가 시간의 합을 샘플링 주기 T_s 에서 뺀 나머지 시간동안 영 전압 벡터를 인가하는 방법에 의하여 실제 구현된다. 예를 들면, 그림 10(a)와 같이 기준 전압 V_s^* 가 섹터 I ($0^\circ \sim 60^\circ$ 구간)에 존재하는 경우를 가정하면, 인접한 V_1 과 V_2 벡터에 투영된 V_A , V_B 의 합성으로 기준 전압 V_s^* 를 표현할 수 있다. 즉, V_A , V_B 를 만들기 위하여 한 샘플링 주기 내에서 V_1 과 V_2 전압 벡터의 인가시간 t_A , t_B 및 영전압 벡터인 V_0 또는 V_7 을 인가할 시간 t_0 , t_7 을 계산하여 이 시간에 따라 인버터의 각 암을 스위칭하면 각 단자에서의 전압은 그림 10(b)와 같이 나타나게 된다. 여기서 PA , PB , PC 는 인버터의 3개의 암을 의미하며, T_A , T_B , T_C 는 샘플링 시각으로부터 각 암의 스위칭이 일어날 때까지의 지연시간을 의미한다. 이러한 변조과정은 기준 전압 벡터가 위치하는 섹터에서 동일하게 적용되며, 각 출력 전압 벡터를 인가하는 시간 (t_A , t_B , t_0 , t_7)를 전체 영역에 대하여 표현하면 식 (5)~(7)과 같다.

$$t_A = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{DC}} \left\{ V_\alpha^* \sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) - V_\beta^* \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) \right\} \quad (5)$$

$$t_B = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{DC}} \left\{ V_\beta^* \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) - V_\alpha^* \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right\} \quad (6)$$

$$t_0 = t_7 = \frac{T_s - (t_A + t_B)}{2} \quad (7)$$

여기서, T_s 는 샘플링 주기, V_s^* 는 출력하고자 하는 기준 전압벡터, n 은 기준 전압벡터가 존재하는 섹터의 번호를 나타낸다.

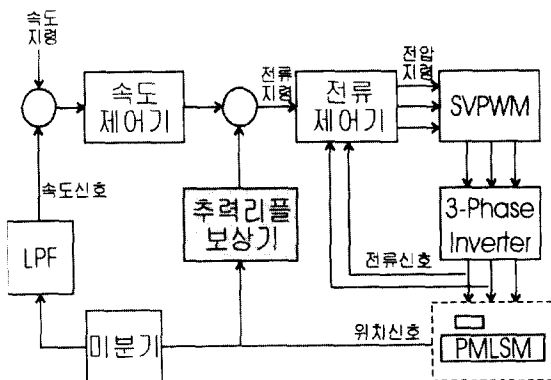
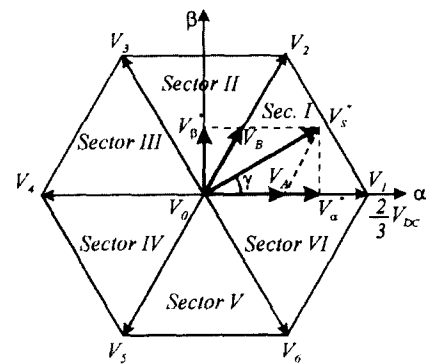
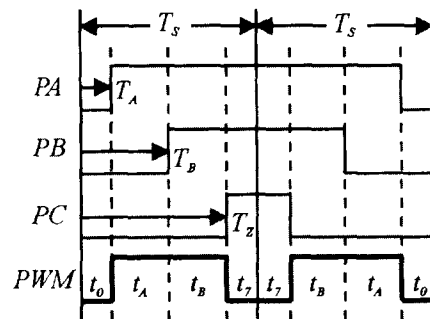


그림 9 PMLSM 제어 시스템의 구성
Fig. 9 Configuration of control system of PMLSM



(a) 공간 벡터에 의한 기준 전압 벡터
(a) Reference voltage vector according to space vector

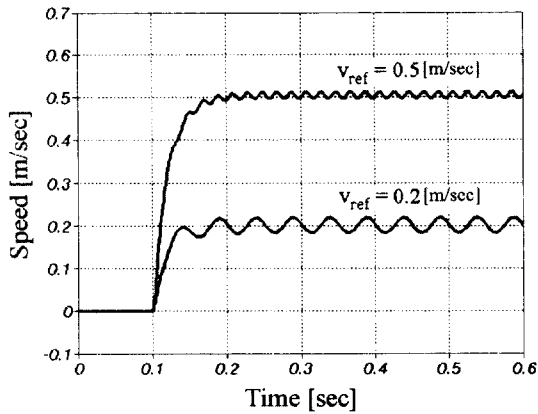


(b) 공간 전압 벡터에 따른 출력파형
(b) Output waveform according to space voltage vector

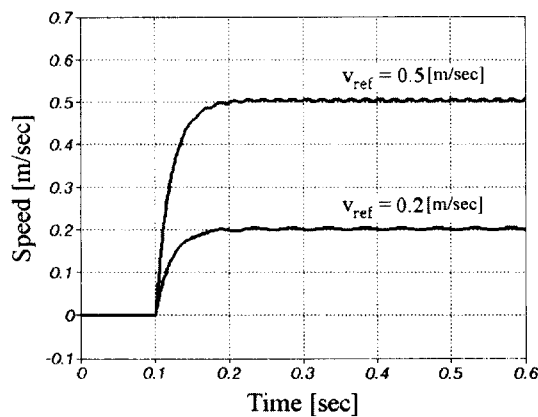
그림 10 공간 전압 벡터 변조법을 이용한 전압파형 발생의 개념도
Fig. 10 Concept for generating voltage waveform using space vector modulation

이 모든 계산을 위하여 TMS320C31 DSP 칩을 이용하였으며, 속도 제어를 위한 샘플링 주기는 1 [msec]로, 내부 전류제어를 위한 전류 샘플링 주기는 0.2 [msec]로 설정하였다.

그림 11은 추력리플 보상 알고리즘을 추가하지 않은 경우의 속도제어시와 추력리플 보상 알고리즘을 추가한 속도제어시의 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 추력리플 보상 전의 속도파형은 저속일수록 추력리플에 의한 속도의 맥동이 큼을 알 수 있으며, 그림에는 나타나지 않았으나 속도지령이 약 1 [m/sec] 이상에서는 이동자의 관성에 의한 영향으로 속도의 맥동이 거의 나타나지 않았다. 추력리플 보상 후의 속도파형을 살펴보면 속도의 맥동이 많이 감소되었음을 알 수 있다. 추력리플 보상 후에도 약간의 속도 맥동이 존재하는데 이는 추력리플의 고조파분에 대한 보상을 생략한 것과 전류제어시 실제 전류가 전류명령치에 완전하게 추종하지 못하는데 기인하는 것으로 사료된다.



(a) 추력리플 보상 전의 속도제어 파형
(a) Speed wave form before thrust ripple compensation



(b) 추력리플 보상 후의 속도제어 파형
(b) Speed wave form after thrust ripple compensation

그림 11 속도제어시의 속도 응답파형 (시뮬레이션)
Fig. 11 Speed responses in case of speed control (simulation)

3.2 실험장치의 구성 및 실험결과

그림 12는 DSP 보드와 전력회로를 포함한 실험장치를 보여주고 있다. 3상 인버터의 스위칭 소자는 구성의 편리를 위하여 일본 미쯔비시사의 IPM(Intelligent Power Module) PM20CSJ060(정격전압 600 [V], 정격전류 20 [A])을 사용하였으며 운전시 인버터의 스위칭 주파수는 5 [kHz]로 설정하였다. 이동자는 양쪽의 가이드 레일과 바퀴구조로 구성하였으며, 공극은 3 [mm]이다. 이동자의 위치를 검출하기 위해 회전형 엔코더를 사용하여 0.025 [mm]당 1 [pulse]가 발생되도록 구성하였으며, 위치정보를 미분하므로써 제어에 필요한 속도정보를 계산하였다. 실험파형은 DA 컨버터를 사

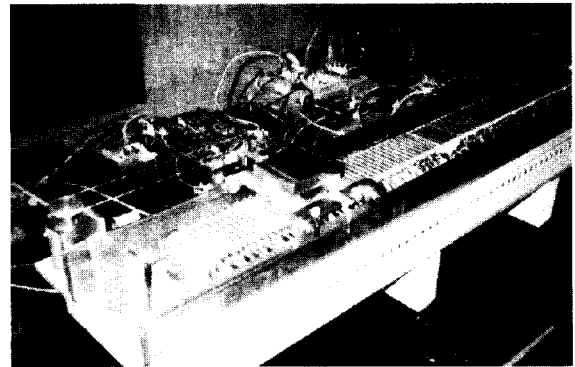
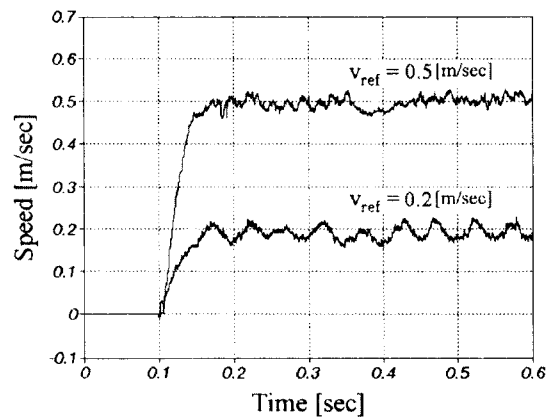
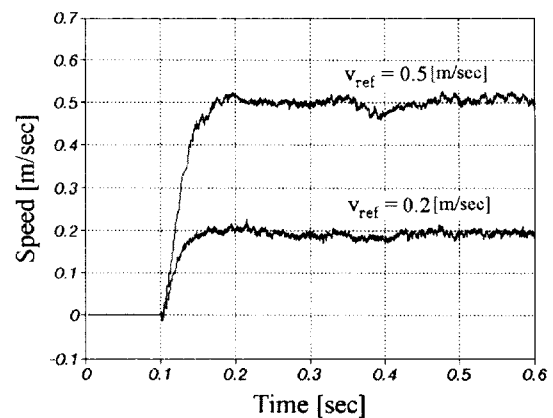


그림 12 제어특성 실험을 위한 PMLSM 시험기
Fig. 12 PMLSM test set for experiment



(a) 추력리플 보상 전의 속도제어 파형
(a) Speed wave form before thrust ripple compensation



(b) 추력리플 보상 후의 속도제어 파형
(b) Speed wave form after thrust ripple compensation

그림 13 추력리플 보상 전의 경우와 보상 후의 경우의 속도제어시의 속도 응답파형

Fig. 13 Speed characteristics in case of speed control before and after thrust ripple compensation

용한 DATA acquisition card를 사용하여 측정하였으며, 이때 신호의 검출은 0.5 [msec]의 주기로 수행하였다.

그림 13은 추력리플 보상 전의 속도제어시와 추력리플 보상 알고리즘을 추가한 속도제어시의 실험파형을 나타내고 있으며, 본 알고리즘을 추가하므로써 속도 응답파형이 많이 개선되었음을 알 수 있다. 0.5 [m/sec]의 속도파형을 보면 0.35 ~ 0.45 [sec] 구간에서 속도가 감소하고 있는데 이는 이동자가 고정자측의 이음매를 통과하는 구간으로, 본 시험기의 가공정도가 떨어져 고정자측의 이음매에서 큰 코깅력이 발생하는데 기인하는 것으로 사료된다.

4. 결 론

본 연구에서는 PMLSM의 제어특성을 개선시키기 위하여 전류제어시의 위치 및 전류에 따른 추력특성을 유한요소법을 이용하여 정밀히 해석하고 이를 통하여 추력리플을 저감하기 위한 제어기법을 적용하였다. 적용한 제어기법은 이동자의 위치에 따라 코깅력에 의한 추력리플을 보상하기 위한 전류분을 추가하는 방법으로서, 저속 운전시에 속도 응답파형이 많이 개선됨을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

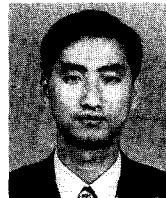
PMLSM의 위치제어를 수행하는 경우 코깅력에 의한 추력리플은 위치결정 특성에 큰 영향을 미칠 것으로 예상되므로, 위치제어시에는 본 제어기법이 보다 효과적으로 적용될 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 안중보, 김국현, "리니어 펄스 모터의 제어 기술", 전력 전자 학회지, 제3권, 제4호, pp. 14~19, 1998, 12.
- [2] T. Mizuno and H. Yamada, "Magnetic Circuit Analysis of a Linear Synchronous Motor with Permanent Magnets", IEEE Trans. on Mag., Vol. 28, No. 5, pp. 3027~3029, 1992.
- [3] R. Akmese and J. F. Eastham, "Design of Permanent Magnet Flat Linear Motors for Standstill Applications", IEEE Trans. on Mag., Vol. 28, No. 5, pp. 3042~3044, 1992.
- [4] H. W. Kim, J. W. Kim, S. K. Sul, "Thrust Ripple Free Control of Cylindrical Linear Synchronous Motor Using Finite Element Method", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 42~46, 1996.

- [5] Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto, and Yoji Takeda, "Interior Permanent Magnet Linear Synchronous Motor for High-Performance Drives", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 33, No. 4, pp. 966~972, 1997.
- [6] 원종수, 원충연, 김광현, AC서보모터와 마이컴 제어, 동일출판사, 1994.
- [7] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1992.
- [8] In-Soung Jung, Sang-Baeck Yoon, Jang-Ho Shim, Dong-Seok Hyun, "Analysis of Force in a Short Primary Type and a Short Secondary Type Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", Conference of IEMDC '97, Milwaukee, pp. MC1-8.1-MC1-8.3, 1997.
- [9] 우정인, 조운현, 신동률, "공간벡터에 의한 반송용 편축식 선형유도전동기의 정속도제어에 관한 연구", 전기학회 논문지, 제47권, 제3호, pp. 326~332, 1998. 3.
- [10] 김남준, "유도전동기 저속 운전 특성 개선에 관한 연구", 한양대학교 박사학위논문, 1996.

〈 저 자 소 개 〉



정인성(鄭因城)

1971년 3월 10일생. 1993년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대 공대 전기공학과 박사과정 재학중.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 Toledo 대학 객원교수. 1993년 독일 Berlin 공대 객원교수.

1994년 러시아 Khabarovsk 대학 객원교수. 현재 한양대 공대 전자전기공학부 교수. 당 학회 부회장.