

양측식 영구자석 가동형 슬롯리스 직선 동기전동기의 전자기 특성 및 동특성 해석에 의한 설계정수 도출

論 文
56-12-13

Extraction of Design Parameters through Electromagnetic and Dynamic Analysis of Slotless Double-side PMLSM system

張元凡*·俞大濬[†]·李成浩**·張錫明***
(Won-Bum Jang · Dae-Joon You · Sung-Ho Lee · Seok-Myeong Jang)

Abstract -This paper presents system design of the slotless double-side Permanent Magnet Linear Synchronous Machine system (PMLSM) through magnetic field analysis and dynamic modeling. In our analysis, 2-D analytical treatments based on the magnetic vector potential were adopted to predict magnetic field with space harmonics by PM mover magnetization and stator winding current. From these, the design parameters such as inductance, Back-emf, and thrust are estimated. And, the electrical dynamic modeling including synchronous speed is completed by calculation of a DC link voltage in effort to obtain the accurate mechanical power from Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM). Therefore, the system design of PMLSM is performed from estimation of design parameters according to PM size and coil turns in magnetic field and from calculation of a DC link voltage to satisfy base speed and base thrust represented as the maximum output power in dynamic modeling. The estimated values from the analysis are verified by the finite element method and experimental results.

Key Words : double-side PMLSM, magnetic field analysis, design parameters, dynamic modeling, DC link voltage

1. 서 론

19세기 중반에 발명된 직선형전동기는 초기에는 섬유공업 방직기의 북으로 개발되었다. 본격적인 선형전동기의 개발의 시초는 1946년 미국의 웨스팅하우스에서 선형전동기를 이용하여 항공모함에서 비행기 이착륙 보조장치 개발을 시작한 것으로서 현재는 각종 직선형 구동원을 필요로 하는 다양한 종류의 시스템의 응용분야에서 핵심 구동장치로 개발되어 적용되고 있다[1][2]. 현재, 선형전동기의 응용분야로서는 공장기계 분야, 사무자동화 분야, 수송기관 분야 및 기타 각종 자동화시스템 분야 등에서 사용되고 있으며 나날이 보다 더 고정밀, 고효율 및 고부가가치 시스템으로서의 성능과 기능을 요구받고 있다.

직선형 전동기는 기존의 회전형 전동기를 축 방향으로 잘라서 펼쳐놓은 형태로서 직선 왕복 구동을 위해 필수적인 기어, 벨트 및 클러치 등의 기계적인 에너지 변환장치가 필요하지 않아 구조가 간단하여 신뢰성이 높고 유지보수가 용이하다는 특징을 갖는다. 또한 급가속 및 급감속 상태의 운전이 가능하고 원심력에 대한 제한이 없으므로 고속운전이

가능하다는 점도 주요 특징이라고 할 수 있다[3]-[5].

직선형전동기의 연구 사례로는 짧은 스트로크를 운동하는 액추에이터, 공장기계의 리프트 장치, 운송 및 자동화 시스템에 적용한 연구결과들이 1990년대 이후 Boldea, Gieras 등에 의해 발표되었다. 최근 2000년대에는 초고층 엘리베이터, 자기부상열차, 웨이퍼 이송장치에 관한 연구들이 Eastham, Yoshida, Miyatake 등에 의해 연구 되었으며 Howe, Hiroyuki, Bianchi 등이 서보시스템의 직선운동 구동원으로 적용한 연구를 발표한 바 있다[4]-[8].

그러나 각각의 연구사례는 직선형전동기 자체를 유한요소법이나 수치 해석적인 방법을 이용한 설계분야 기술과 직선형전동기의 설계 파라미터가 단정적으로 주어졌을 경우를 가정하고 신경망이나 퍼지이론 등의 알고리즘과 각종 제어 기법 등을 적용하여 제어하는 제어분야 기술로 양분되어 있는 것이 현실이다[8]-[14]. 즉 직선형전동기를 설계 제작하는 설계엔지니어는 전동기 자체의 설계와 해석을 통한 단품 수준에서의 정특성 해석에 주로 관심이 있는 반면 직선형 전동기를 제어하는 제어엔지니어는 전동기의 고유특성 및 성능한계를 고려하기보다는 적용되는 소프트웨어적 알고리즘과 각종 제어변수 조정에 필요한 파라미터 식별을 통한 동특성 해석 등에 연구를 집중하고 있는 것이 대체적인 현실로 두 분야를 유기적으로 연결해 줄 수 있는 시스템 통합 분야에 대한 체계적인 식별과 연구는 많이 부족한 상태이다. 또한 직선형전동기 응용분야에 관련된 설계분야 및 제어분야 응용기술은 근본적인 적용제질의 한계를 배제한다면 각각의 기술수준, 구현능력, 적용사례 및 발전속도 등을 판단했을 때 대체적으로 기술발전의 최정점 즉 성능발전 포화상

[†] 교신저자, 正會員 : 충남대학교 전기공학과 박사과정
E-mail : ydjgood@cnu.ac.kr

* 正會員 : 국방과학 연구소 선임연구원

** 正會員 : 한국 생산 기술 연구원 선임연구원

*** 正會員 : 충남대학교 전기공학과 교수

接受日字 : 2007年 9月 27日

最終完了 : 2007年 11月 1日

태에 도달했다고 해도 과언이 아니다. 따라서 이와 같은 기술들이 특정 시스템 응용을 구현하는 요소기술로 적용되는 경우에 얼마만큼이나 서로 간에 유기적으로 연동되어 성능, 효율, 비용, 정밀도, 중량 및 공간최적화 등의 측면에서 시스템 통합성능 극대화를 위한 노력이 요구되고 있다[15][16].

그러므로 본 연구에서는 직선형 동기 전동기(이하 PMLSM으로 식별)의 시스템 적용을 위한 노력에 있어서 전자기적 특성과 동특성을 고려한 설계 정수 및 설계 제한조건을 도출하고 각각의 유기적인 관계를 규명하여 시스템 출력성능을 예측하고자 한다. 전동기 설계분야의 정특성 해석과 이를 이용한 제어분야에서의 동특성 해석 간의 연동성을 확인하는데 관련되는 각종 현상들을 고찰하고자 해석모델로 가동자가 영구자석으로 양쪽에 이루어져 있고 고정자가 여자코일 형태인 슬롯이 없는 영구자석형 동기 전동기를 자체 설계 및 제작하여 정해진 인버터의 입력 전력 안에서 동특성을 실험하였다. 정특성 해석에 있어서는 전자장 이론 해석법 중에서 미국 MIT 대학의 Melcher 교수가 제안한 각 해석영역의 전자기 전달관계에 의한 해석법[17]을 적용하여 물리적인 조건을 고려한 전동기의 각 부분의 해석영역에서의 벡터 자위 특성식을 유도하고 설계를 위한 PMLSM의 인덕턴스, 역기전력 상수 등과 같은 설계 정수들을 단일한 방법으로 산출하였다. 또한 동특성 해석에 있어서는 도출된 설계 정수 값을 기준으로 PMLSM 모델링과 인버터의 전압, 전류 제한 조건[13]-[16]을 고려한 식을 유도하였으며 이 관계식을 이용하여 목표속도와 추력을 만족하는 인버터 직류링크 전압을 계산하였다[15][16]. 해석적 방법으로 도출된 설계 정수는 유한요소법에 의해 검증 되었으며 설계된 PMLSM 시스템의 요구 속도와 토크 특성은 일정한 인버터 직류링크 전압에 있어서 가동자의 속도 제어에 의한 실험으로 검증하였다.

2. 직선형 영구자석 동기 전동기의 전자장 해석

2.1 해석 모델

본 절에서는 PMLSM의 설계를 위한 전자기 특성을 해석한다. 해석을 위한 체계적 접근과 식별을 위하여 가동자 (x', y', z')와 고정자 (x, y, z)의 자기회로 영역으로 각각 분리되어 처리되었고, 전자장 이론과 해석적 방법을 적용하여 PMLSM 각각의 영역에서의 벡터 자위와 자속밀도를 산출하고, 설계 정수인 고정자 권선의 쇄교자속, 인덕턴스 및 역기전력에 관련된 특성방정식을 도출한다. 이 때 해석의 편의를 위하여 고정자 권선은 3상 Y결선 대칭분포이고 규소강판(Back iron)의 투자율은 무한대로 가정하였으며 고정자 철손과 단부효과는 무시하였다.

그림 1은 슬롯이 없는 철심형 ring-winding 3상 권선 고정자와 수직 자화를 갖는 영구자석형 가동자의 설계와 해석 모델을 보여주고 있다. 여기서, 큰 추력특성을 얻기 위하여 가동자의 영구자석은 고정자 권선 양측으로 배치되었고 $\pm z$ 축 방향으로 u_z 의 속도로 왕복운동 중에도 일정한 공극을 유지할 수 있도록 리니어 가이드를 사용하였다. 그림 1(a)의 설계 모델에 대한 그림 1(b)의 해석모델에 있어서 변수 (a)~(h)는 각 영역의 경계를 나타내고 h_m , h_g 및 h_c 는 각각

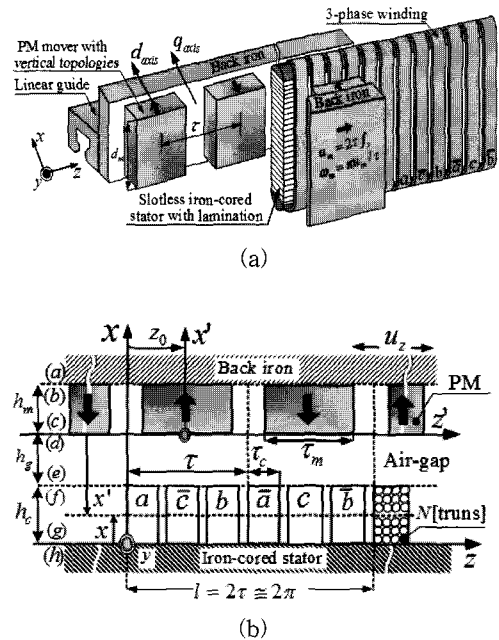


그림 1 양측식 영구자석 가동자를 갖는 직선형 슬롯리스 동기 전동기: (a) 설계 모델 (b) 2차원 해석 모델.

Fig. 1 Slotless double-side PM linear synchronous machine: (a) design model and (b) two-dimensional analysis model in single side.

영구자석 높이, 공극길이 및 고정자 코일의 높이를 나타낸다. 그리고 τ , τ_m , d_m 및 τ_c 는 각각 극피치, 영구자석 폭, 영구자석 길이 및 코일 길이를 나타내는 변수이다.

자기회로 해석은 우선적으로 영구자석 가동자의 자기모멘트로 정의되는 자화(Magnetization) \mathbf{M} 과 고정자 권선의 전류밀도 \mathbf{J} 의 분포 대한 수학적 모델링을 필요로 한다. 그림 1(b)의 직교좌표계에 있어서 가동자의 영구자석이 수직방향 즉 x 축 방향으로 배열되고 고정자 권선의 코일 전류밀도는 y 축 방향으로 분포되어 있다. 이러한 분포특성은 z 축 방향으로 공간상에서 일정한 크기와 주기로 반복해서 나타나므로 수학적으로 무한 푸리에 급수를 이용하여 식 (1)과 같이 모델링이 가능하다[9][18].

$$\mathbf{M} = M_{xn}i_{x'} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{M_0}{jn\pi} (1 - e^{-jk_n\tau}) (e^{jk_n\frac{\tau_m}{2}} - e^{-jk_n\frac{\tau_m}{2}}) e^{-jk_n z'} i_{x'}$$

$$\mathbf{J} = J_{yn}i_y = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0}{jn\pi} (1 - e^{-jk_n\tau}) (e^{jk_n\tau_c} - 1) e^{-jk_n z} i_y \quad (1)$$

여기서 k_n 는 주기함수로서 n 차 고조파에 대해 $2\pi n/2\tau$ 로서 표현된다. 또한 영구자석 내부는 공기와 같은 재질로서 투자율 μ_0 와 잔류자속 B_r 의 자화량을 갖으며, 권선의 전류밀도 크기 J_0 는 코일 턴수 N 과 전류 한상 전류 i_s 로부터 $Ni_s/(\tau_c h_c)$ 로 계산된다.

2.2 자계 특성식

영구자석과 권선에 의한 자계 특성식은 Maxwell 방정식으로 부터 식 (2)와 같다[9][16].

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= (\nabla \times \mathbf{M} + \mathbf{J}) \\ \mathbf{H} &= \mathbf{B} / \mu_0 \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{H} 는 자계의 세기 $[A/m]$, \mathbf{B} 는 자속밀도 $[Wb/m^2]$, μ_0 는 공기 중의 투자율로서 $4\pi \times 10^{-7} [H/m]$ 를 나타낸다. 또한, 전류의 방향과 같은 자기 자위 \mathbf{A} 가 $A_{yn} = \text{Re}A(x)e^{-jk_n z}$ 와 같이 분포되고, 자속밀도와 벡터자위 간의 관계식 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ 를 이용하면 영구자석과 권선 내부는 식(3)과 같이 Poisson 방정식으로 표현된다[8][9].

$$\frac{\partial A_{yn}}{\partial x^2} + \frac{\partial A_{yn}}{\partial z^2} = -j\mu_0(J_{yn} + \frac{\partial}{\partial z}M_{xn}) \quad (3)$$

식 (3)에 있어서 영구자석 내부의 자계 특성을 고려한 미분 방정식은 식 (4)와 같이 얻어진다.

$$A_{yn} = A_1 \sinh k_n x + A_2 \cosh k_n x - \frac{j\mu_0}{k_n} M_{xn} \quad (4)$$

식 (4)에 그림 1(b)의 영구자석 영역의 경계면 (c)로부터 경계면 (b)까지의 높이 h_m 을 고려하여 $x = h_m$ 과 $x = 0$ 위치에서의 벡터 자위 A_{yn} 은 식 (5)와 같이 정의된다[17].

$$A_{yn}^{(pm)}(x) = \begin{cases} A_{yn}^b + \frac{j\mu_0}{k_n} M_{xn} & \frac{\sinh k_n x}{\sinh k_n h_m} \\ A_{yn}^c + \frac{j\mu_0}{k_n} M_{xn} & \frac{\sinh k_n (x - h_m)}{\sinh k_n h_m} \end{cases} \quad (5)$$

또한, 영구자석 내부 영역과 마찬가지로 그림 1(b)의 코일 내부는 경계면 (g)로부터 경계면 (f)의 높이 h_c 를 고려하여 정리하면 $x = h_c$ 와 $x = 0$ 위치에서의 벡터 자위 A_{yn} 은 식 (6)과 같이 정의된다[17].

$$A_{yn}^{(coil)}(x) = (A_{yn}^f - \frac{u_0}{k_n^2} J_{yn}) \frac{\sinh k_n x}{\sinh k_n h_c} + (A_{yn}^g - \frac{u_0}{k_n^2} J_{yn}) \frac{\sinh k_n (x - h_c)}{\sinh k_n h_c} + \frac{u_0}{k_n^2} J_{yn} \quad (6)$$

여기서 영구자석 내부와 권선 내부의 자속밀도 특성식은 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ 관계식에 의해 식 (5)와 식(6)의 벡터 자위로부터 x 축 및 z 축 방향으로의 자속밀도 특성식을 식 (7)과 같이 2차원 평면에서 구할 수 있다[9].

$$B_{zn} = -\frac{\partial}{\partial z} A_{yn} = jk_n A_{yn} \quad (7.a)$$

$$B_{zn} = -\frac{\partial}{\partial x} A_{yn} \quad (7.b)$$

따라서 각각의 영역(공극 포함)에 있어서 높이를 고려한 자계 특성식은 식(7)의 자속밀도 특성식과 벡터 자위의 관계

에 있어서 식(8)~식(12)와 같이 일반화 될 수 있다[9].

$$B_{zn}^{(a)} = 0 \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} B_{zn}^{(b)} \\ B_{zn}^{(c)} \end{bmatrix} = k_n \begin{bmatrix} \coth k_n h_m & -1 \\ -1 & -\coth k_n h_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{yn}^{(b)} \\ A_{yn}^{(c)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 - \cosh k_n h_m \\ \sinh k_n h_m \\ \cosh k_n h_m - 1 \\ \sinh k_n h_m \end{bmatrix} j\mu_0 M_{xn} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} B_{zn}^{(d)} \\ B_{zn}^{(e)} \end{bmatrix} = k_n \begin{bmatrix} \coth k_n h_g & -1/\sinh k_n h_g \\ 1/\sinh k_n h_g & -\coth k_n h_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{yn}^{(d)} \\ A_{yn}^{(e)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} B_{zn}^{(f)} \\ B_{zn}^{(g)} \end{bmatrix} = k_n \begin{bmatrix} \coth k_n h_c & -1 \\ 1 & -\coth k_n h_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{yn}^{(f)} \\ A_{yn}^{(g)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 - \cosh k_n h_c \\ \sinh k_n h_c \\ \cosh k_n h_c - 1 \\ \sinh k_n h_c \end{bmatrix} \frac{\mu_0}{k_n} J_{yn} \quad (11)$$

$$B_{zn}^{(h)} = 0 \quad (12)$$

여기서, 가동자와 고정자를 구성하는 자성체 코어(Back iron)의 경우 투자율이 무한대로 가정하였으므로 경계면(a)와(h)의 z 축 수평 자속밀도 성분은 0을 갖는다. 각 영역의 자속밀도 특성식은 영구자석에 의한 자기회로와 고정자 권선에 의한 자기회로에 있어서 각 매질의 경계 조건에 의해 완성되어진다. 영구자석에 의한 자기회로의 경우 식(8), 식(9), 식(10), 그리고 식(12)가 이용되며 권선내부는 전자기적 특성에 있어서 공극과 같은 투자율과 도전율을 갖는다고 가정하였다. 또한 고정자 권선에 의한 자기 회로는 영구자석 영역이 공극과 같은 전자기적 특성을 갖는 다는 가정 하에 식(8), 식(10), 식(11) 그리고 식(12)가 이용된다. 이때의 경계 조건은 각 매질의 경계에 있어서 불연속적인 전류와 자계 특성을 갖지 않으므로 자기벡터 퍼텐셜과 자속 밀도는 모든 경계에서 연속적이라고 본다[8][9].

그러므로 각각의 자기회로와 경계조건으로부터 영구자석에 의한 공극의 벡터자위와 권선의 전류밀도에 의한 권선내부의 벡터자위는 식(13)과 식(14)와 같이 각각 x 축 방향으로 일반화되어 얻어진다.

$$A_{yn}^{(pm)} = \frac{\mu_0 M_{xn} (e^{2k_n h_m} + e^{-2k_n h_m} - 2)(e^{-k_n(h_g+h_c)} e^{k_n x'} + e^{k_n(h_g+h_c)} e^{-k_n x'})}{2jk_n ((e^{2k_n h_m} - 1)e^{k_n(h_g+h_c)} + (e^{-2k_n h_m} - 1)e^{-k_n(h_g+h_c)})}, \quad (0 < x' < h_g + h_c) \quad (13)$$

$$A_{yn}^{(coil)} = \frac{\mu_0 J_{yn}}{2k_n^2} (2 - e^{-2k_n h_c} (e^{k_n x} + e^{-k_n x})), \quad (0 < x < h_c) \quad (14)$$

2.3 설계 정수의 산출

수행된 영구자석과 권선 전류밀도에 의한 벡터 자위는 고정자 권선에서의 쇄교자속, 인덕턴스 및 역기전력과 같은 설계 정수를 위한 목적함수로 사용되며, 설계 정수에 의한 한상의 회로 방정식은 Faraday의 유도법칙에 의해 식 (15)와 같이 표현된다.

$$V_s = p_s \frac{Nl}{\sigma S_{coil}} i_s + \frac{d\psi_{coil}}{dt} + \frac{d\psi_m}{dz_0} \frac{dz_0}{dt} \quad (15)$$

여기서 좌변은 고정자 단자전압, 우변의 첫 번째 항은 $R_s I_s$ 로 표현되는 저항손을 나타내며 σ , N , l , 및 S_{coil} 는 각각 코일의 도전도, 권선수, 평균길이 및 단면적을 의미한다. 그리고 우변 두 번째 항은 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인한 유도전압을 나타내고 세 번째 항은 가동자의 이동속도에 따른 역기전력 성분을 나타낸다. 특히 역기전력의 크기는 가동자가 리니어 베어링과 모션가이드를 활용하여 공극의 크기가 항상 일정하게 유지되도록 배치된 상태에서 구해졌으므로 공극크기의 변화가 역기전력 크기에 미치는 영향은 무시하였으며 전적으로 가동자가 z 축 방향으로 이동하는 속도 즉 dz_0/dt 만을 고려하여 결정되었다.

식 (15)의 회로방정식을 완성하기 위한 권선의 쇄교자속은 권선이 이루는 폐회로 단면적을 통과하는 자속밀도의 면적 적분에 의해 얻어지며 Stokes 원리를 적용하면 식 (16)과 같이 벡터자위의 선적분에 의해 나타낼 수 있다.

$$\psi \equiv N \int_S B \cdot dS = N \int_S (\nabla \times A) \cdot dS = N \int_C A \cdot dl \quad (16)$$

그림 2의 적용 모델에 대한 폐구간에 있어서 식 (13)과 식 (14)의 벡터 자위에 대해 식 (16)의 선적분을 적용하면 영구자석과 고정자코일로 부터 만들어지는 자속이 고정자권선에 쇄교하는 자속 ψ_m 과 ψ_s 는 각각 식 (17)과 식 (18)로 계산되어진다[8][9].

$$\psi_m = d_m p_m \eta_0 \left(\sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\tau_c} 2e^{-jk_n(z'-z_0)} dz' \int_{h_s}^{h_s+h_c} A_{ym}^{(pm)}(x') dx' \right) \quad (17)$$

$$\psi_s = d_s p_s \eta_0 \left(\sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\tau_c} 2e^{-jk_n z} dz \int_0^{h_c} A_{ym}^{(coil)}(x') dx' \right) \quad (18)$$

여기서 p_m 및 p_s 는 각각 영구자석 및 코일의 극쌍수, d_m 및 d_s 는 각각 영구자석과 고정자가 구성하는 코일 폭 그리고 η_0 는 권선의 단위면적 $\tau_c h_c$ 당 권선수 N 를 나타낸다.

이러한 쇄교자속에 있어서 식 (17)의 영구자석에 의한 권선의 쇄교자속은 z 축 방향으로의 가동자의 속도 $u_z = dz_0/dt$ 에 따라 고정자 권선에 유도되는 역기전력 $d\psi_m/dt$ 을 식 (19)와 같이 유도한다.

$$e_s = p_m d_m \eta_0 \mu_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\left(\frac{1}{k_n^2} M_{zn} u_z \right) (1 - e^{-k_n h_m}) \right] \int_0^{\tau_c} (e^{-\frac{j\pi n}{3}} - 1) e^{-k_n h_s} e^{jk_n z_0} dz \quad (19)$$

또한 전류밀도 $J_0 = \eta_0 i_s$ 에 의한 식 (18)의 권선의 쇄교자속으로부터 $\psi_s = L_{ms} i_s$ 관계식을 이용하면 식 (19)와 같은 고정자 권선의 상당 자화 인덕턴스를 구할 수 있다.

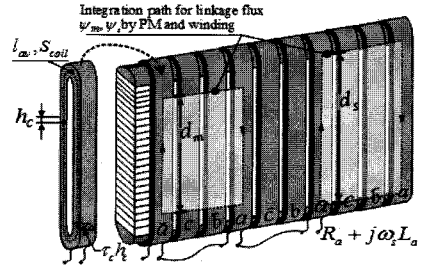


그림 2 영구자석과 고정자 권선에 의한 쇄교자속을 위한 고정자 권선 폐구간.

Fig. 2 Closed contour for linkage flux by PM magnetization and winding current.

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 p_s d_s \eta_0^2 \tau^3}{2\pi^4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^4} (1 - \cos \frac{\pi}{3} n) (h_c + \frac{e^{-k_n h_c} - 1}{k_n}) \quad (19)$$

여기서 상당 자화 인덕턴스는 권선의 단부에 있어서 누설 성분 즉, 누설 인덕턴스를 제외한 상 인덕턴스를 의미한다.

3. 직선형 영구자석 동기 전동기의 동특성 해석

3.1 직선형 영구자석 동기 전동기의 동특성 모델링

고정자의 한 상에 대한 인덕턴스 및 역기전력과 같은 설계 정수가 식별되었으므로 동특성 모델링을 위한 식 (20)의 3상 전압 방정식에 있어서 각각의 회로정수는 설계 정수에 의해 정의되고 적용된다[4][14][15].

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서 R_s 와 L_s 는 고정자의 상당 저항 및 동기 인덕턴스, V_{as} , V_{bs} 및 V_{cs} 는 3상 전압, i_{as} , i_{bs} 및 i_{cs} 는 3상 전류를 나타낸다. 그리고 e_{as} , e_{bs} 및 e_{cs} 는 영구자석 가동자의 이동에 따라 3상 권선에 유도되는 속도기전력 즉 역기전력 성분을 나타내며 p 는 시간에 대한 미분 연산자를 나타낸다. 본 논문에 적용된 PMLSM은 슬롯리스 형태의 고정자 철심을 사용하므로 영구자석 회전자와 고정자 코어간의 디텐트력(Detent force) 성분이 존재하지 않으므로 역기전력은 정현파로 가정되며 회전자는 표면 부착형 영구자석으로 구성되어 있으므로 인덕턴스 성분은 항상 일정하고 릴럭턴스 성분은 발생하지 않는다. 따라서 1차축 영구자석 계자에 의해서 3상 전기자 권선에 쇄교되는 자속수를 각각 ψ_a , ψ_b 및 ψ_c 로 하고 그 최대값을 ψ_{mf} 이라고 하면 a상 쇄교 자속수를 기준으로 하여 3상 쇄교 자속수를 정리해 보면 각상은 $2\pi/3$ 의 위상차를 가지고 있으므로 식 (21)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\psi_a = \psi_{mf} \cos(\theta) \quad (21.a)$$

$$\psi_b = \psi_{mf} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (21.b)$$

$$\psi_c = \psi_{mf} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (21.c)$$

또한 영구자석 계자에 의한 속도기전력 e_{as} , e_{bs} 및 e_{cs} 는 식 (22)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 ω_m 은 영구자석 가동자의 각속도를 나타낸다.

$$e_{as} = \frac{d}{dt}\psi_a = -\omega_m\psi_{mf} \sin(\theta) \quad (22.a)$$

$$e_{bs} = \frac{d}{dt}\psi_b = -\omega_m\psi_{mf} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (22.b)$$

$$e_{cs} = \frac{d}{dt}\psi_c = -\omega_m\psi_{mf} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (22.c)$$

전기적 각속도에 대해 본 논문에서는 직선형 동기전동기를 해석모델로 하고 있으므로 일반 회전형 교류전동기를 기준으로 식별된 회전각도와 각속도 성분은 직접적으로 벡터 제어에 적용할 수 없으며 선형동기전동기의 극 간격 τ 을 고려하여 식 (23) 및 식 (24)와 같이 가동자의 이동거리 x_m [m]와 이동속도 u_m [m/s] 성분의 직선형 변수 값으로 변환하여 적용되어야 한다.

$$x_m = \theta \times \frac{\tau}{\pi} [m] \quad (23)$$

$$u_m = \omega_m \times \frac{\tau}{\pi} [m/s] \quad (24)$$

또한 식(20)의 시변 자계에 의한 동특성은 시간적으로 물리량이 변하고 영구자석 회전자와 고정자 회전자계의 위치와 속도에 있어서 동기를 이루고 있지 않으므로 Clarke 변환 행렬 $T(0)$ 와 Park 변환행렬 $R(\theta)$ 을 이용하여 동기 좌표계에서 PMLSM의 동특성이 제시되어야 한다.

$$T(0) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}, \quad R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (25)$$

식 (25)에 대해 식 (20)을 정리하면 식 (26)과 같이 동기좌표계에서의 전압방정식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L_s R(\theta) \frac{d}{dt} (R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}) + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (26)$$

여기서 $[V_d \ V_q]$ 는 동기좌표계에서의 고정자 dq 전압, $[i_d \ i_q]$ 는 동기좌표계에서의 고정자 dq 전류를 나타낸다. 그리고 $[e_d \ e_q]$ 는 영구자석 계자에 의해서 3상 고정자 권선에 유기되는 동기좌표계에서의 속도기전력을 의미한다. 따라서 식 (26)은 식 (27)와 같이 간략화된다[12]-[16].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m \psi_{mf} \end{bmatrix} \quad (27)$$

식 (27)에 있어서 영구자석 계자에 의해 유기되는 쇠교자속은 동기좌표계에서 d축에 집중되는 반면에 영구자석 계자에 의해서 고정자 권선에 유기되는 속도기전력은 q축에만 집중한다는 사실을 유념할 필요가 있다. 또한 속도기전력은 속도가 증가할수록 선형적으로 커지므로 선형 전동기에 있어서 속도기전력 상수 또는 역기전력 상수는 가동자 속도 u_m 에 있어서 식 (28)과 같이 얻어진다[4].

$$K_e = \frac{\pi}{\tau} \psi_{mf} [V/(m/sec)] \quad (28)$$

여기서 동특성 해석으로부터 얻어진 역기전력 상수는 2절의 전자기 해석에 의한 식(19)의 상 역기전력으로부터 식 (29)와 같이 정의된다.

$$K_e = \max(\frac{e_s}{u_z}) \quad (29)$$

또한, 식(27)의 동특성 전압 방정식의 동기 인덕턴스 L_s 는 누설 성분을 포함한 한상의 인덕턴스와 인접한 2상의 상호 인덕턴스 성분을 고려하여 계산된 결과로서 식 (19)를 적용하여 식 (30)과 같이 표현된다.

$$L_s = L_{ms} + L_{leak} + \frac{1}{2}L_{ms} \quad (30)$$

여기서 상호 인덕턴스 L_M 은 각 상이 120도 위상차에 의한 기하학적 구조로 인하여 상당 자화 인덕턴스의 1/2의 값을 갖는다. 따라서 회로정수가 예측된 식(27)의 dq축 전압방정식으로부터 PMLSM의 전기적 입력은 식(31)와 같다.

$$P_{out} = \frac{3}{2}R_s(i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2}\frac{L_s}{2}\frac{d}{dt}(i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2}\omega_r\psi_{mf}i_q \quad (31)$$

식(31)에서 우변 첫 번째 항은 고정자 동손을 나타내고 두 번째 항은 자기에너지변화에 해당하는 전력으로서 무효전력 성분을 나타낸다. 그리고 마지막 항이 PMLSM의 기계적 출력을 나타내므로 속도 변수를 제외한 추력 특성식 F_e 은 식 (32)와 같이 얻어진다.

$$F_e = \frac{3}{2}\frac{\pi}{\tau}\psi_{mf}i_q \quad (32)$$

그러므로 본 논문의 PMLSM의 추력 상수는 식 (32)로부터 동기 좌표계의 q축 전류에 대한 비례이득과 식 (28)의 역기전력 상수와와의 관계에 있어서 식 (33)과 같이 예측된다.

$$K_T = \frac{3}{2}\frac{\pi}{\tau}\psi_m [N/A] \quad (33)$$

3.2 인버터 전압 및 전류제한 조건

PMLSM의 전력원인 인버터는 최대 이용 가능한 직류 링크 전압이 한정되어 있고 적용되는 반도체 소자의 정격으로 인하여 그 출력전압과 출력전류 용량은 일정범위의 값으로 제한됨으로서 PMLSM의 입력전압과 출력이 직접적으로 영향을 미치게 된다. 그러므로 본 절에서는 전압, 전류 제한 조건에 의한 일정 추력 시 베이스 속도 간의 관계식을 구한다. 여기서 베이스속도는 최대 부하 시 즉, 전동기에 최대 전류가 흐를 때의 가동자의 최대 속도를 의미한다[15][16].

일반적으로 인버터가 PMLSM에 인가할 수 있는 최대 고정자 상전압 최대값 V_{smax} 는 그림 3(a)에서와 같이 인버터 직류링크 전압 V_{dc} 에 의해서 결정되며 주어진 링크전압이 동일하더라도 제어에 적용된 PWM 스위칭 기법에 따라서 고정자에 인가되는 최대전압은 다른 값을 갖는다. 예를 들어 정현파 구동 방식에 있어서는 V_{smax} 는 직류링크 전압에 대해 1/2의 값을 갖으며, 6스텝 전압 변조에 있어서는 직류링크 전압에 대해 2/3의 값으로 한정된다. 본 논문에서는 PWM 기법으로 공간전압 벡터 PWM 기법이 적용되었으므로 해석의 편의를 위하여 인버터의 데드타임 T_d , 샘플링 주기 T_{samp} 및 제어여분상수 η 에 의한 영향을 무시하면 식(34)와 같이 최대 고정자 전압 V_{smax} 는 한정된다[15][16].

$$V_{smax} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{34}$$

따라서 인버터로부터 식(34)와 같이 최대 고정자 전압이 주어지는 경우 PMLSM에서 얻을 수 있는 기준전압은 식(35)와 같은 전압제한 조건을 만족해야 함을 알 수 있다 [12][13].

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{smax}^2 \tag{35}$$

또한 인버터가 PMLSM에 공급할 수 있는 최대 고정자 전류 i_{smax} 는 인버터에 적용된 IGBT 및 각종 전력소자 등에 관련된 전류정격과 PMLSM에 적용된 코일 및 절연한계 등을 포함한 열정격에 의하여 제한되며 최대 고정자 전류는 식(37)과 같이 정의된다. 여기서 일반적으로 벡터제어에서 d축 전류는 $i_d = 0$ 이므로 최대 고정자 전류 i_{smax} 는 전적으로 q축 전류 i_q 에 의해서 결정됨을 알 수 있다[12][13].

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{smax}^2 \tag{36}$$

여기서 식 (27)의 동기좌표계상의 dq 전압방정식에 식 (35)의 최대 고정자 전압제한 조건 및 벡터제어에서의 전류 지령치 $i_d = 0$ 인 조건을 고려하면 PMLSM의 각종 설계정수에 대한 인버터 직류링크 전압 간의 관계를 식 (37)과 같이 규정할 수 있다[15][16].

$$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \geq \sqrt{(\omega_m L_s i_q)^2 + (R_s i_q + \omega_m \psi_{mf})^2} \tag{37}$$

식(37)이 바로 PMLSM의 설계와 동특성 해석에 관련된 제어계를 연결하여 주는 관계식으로서 설계에 직접적으로

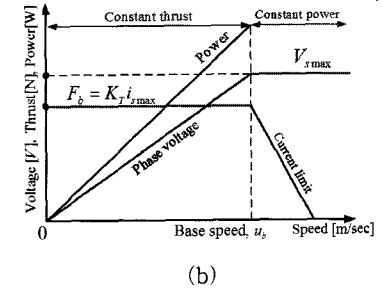
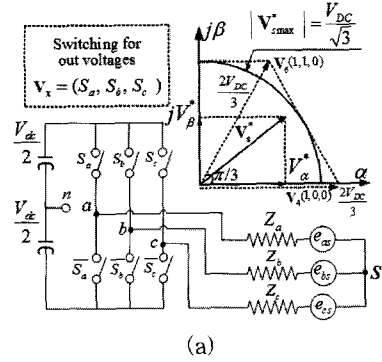


그림 3 인버터 전압 전류 조건: (a) 직류링크 전압과 스위칭 기법 관계 (b)제어 범위에 있어서 전류와 전압 관계.
 Fig. 3 Restriction of voltage and current in inverter:(a) Relation between DC link voltage and switching method (b)Relation between voltage and current in dynamic range.

관련된 고정자 저항 R_s , 인덕턴스 L_s , q축 전류 및 영구자석의 쇄교자속 최대값 ψ_{mf} 등의 설계정수에 대하여 인버터 직류링크 전압이 서로 간에 밀접한 관계를 가지고 연동되어 있음을 나타낸다. 이와 같은 이유로 인하여 PMLSM 설계 시에는 최대 고정자 전압 즉 인버터 직류링크 전압을 직접적으로 설계정수로 포함한 설계가 필요로 되며 반대로 제어계에서는 식별된 인버터 직류링크 전압 조건 하에서 PMLSM의 동특성 즉 속도특성이 설계 시에 산정된 최대치를 초과되지 않도록 PI게인 등과 같은 제어정수를 적절히 조정하여 운용할 필요가 있다. 또한 식 (37)의 가동자의 전기적 각속도 ω_m [rad/sec]와 q축 전류 i_q 는 역기전력 상수 K_e 와 추력상수 K_T 와의 관계로부터 식 (38)와 같이 실질적인 PMLSM의 물리적인 설계정수에 대한 관련 식으로 표현된다[15][16].

$$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \geq \sqrt{\left(\frac{\pi u_m L_s}{\tau} \frac{F_e}{K_T}\right)^2 + \left(R_s \frac{F_e}{K_T} + K_e u_m\right)^2}, \tag{38}$$

(when $F_e = F_b, u_m \leq u_b$)

여기서 고정된 직류링크 전압과 최대 부하(최대 전류 또는 베이스 추력)시 영구자석 가동자의 최대 속도를 베이스 속도 u_b 라 하면 베이스 속도 이하에서는 일정한 베이스 추력에 의해 가동자의 최대 가속이 가능하며 베이스 이상의 속도에서는 가동자의 속도 증가에 따라 추력이 감소되는 약계자 구간이 된다. 이와같은 속도와 추력의 프로파일은 그림 3(b)에서 제시되고 있다.

4. 직선형 영구자석 동기 전동기의 설계 및 검증

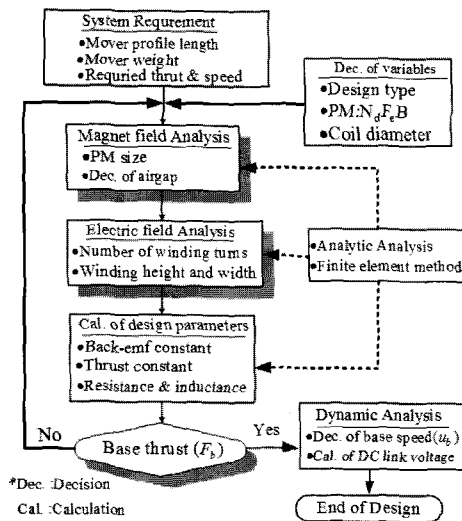


그림 4 PMLSM 설계 흐름도.
Fig. 4 Design process of PMLSM.

4.1 직선형 영구자석 동기 전동기의 설계

그림 4는 PMLSM의 설계 흐름도를 보여주고 있다. 지금까지 유도된 관계식을 바탕으로 각종 설계 정수 값을 구하고 동시에 베이스 추력과 속도의 결정에 따른 인버터 직류링크 전압의 크기를 결정함으로써 PMLSM의 설계 변수 및 인버터 용량을 확정한다. 설계를 위한 첫 번째 과정으로 PMLSM 설계는 현실적인 설계 제약조건과 구현가능 여부에 대한 검토결과를 바탕으로 추력, 속도 등과 같이 시스템 최종성능 관련 요구사항과 영구자석의 종류, 코일의 직경 등과 같이 선택적 설계결정 사항들을 판단한다. 설계 요구조건과 선택사항이 결정되고 나면 해석적방법과 유한요소법을 적절히 적용하여 자기회로와 전기회로를 모델링하고 각각의 특성방정식을 도출한다. 그리고 이렇게 얻어진 관계식을 바탕으로 저항, 인덕턴스, 역기전력 및 추력상수 등의 결정을 통하여 실제로 설계된 PMLSM에서의 최대 정격 추력 즉 베이스 추력을 계산하고 필요 시 설계과정을 처음부터 반복한다. 일단 추력이 설계목표치를 만족하면 PMLSM 설계에 관련된 정수 값들을 이용하여 식 (37) 혹은 식 (38)을 이용하여 인버터 직류링크 전압을 식별하고 동특성분석을 수행한다. 본 논문에서 사용된 가동자의 요구 추력 및 속도는 시스템이 요구하는 사항을 반영하여 37[N]과 0.7[m/sec]이다. 일반적으로 회전기에서는 요구 추력 및 속도가 정격의 의미를 가지며 정격에 있어서 최대 전동 용량을 갖는다. 그러나 직선기기는 초기 구동 시에 빠른 응답 특성이 요구되어지므로 정격 속도 부근에서 오버슈트(Overshoot)현상을 내포하고 있다. 또한 가동자의 동작 특성에 있어서 좌, 우의 왕복운동을 가지므로 방향 전환 시 정격보다 큰 전류를 요구한다. 그러므로 본 논문에서 사용된 요구 및 정격 용량은 실효치(RMS)로 규정되었으며 실제 제작을 위한 PMLSM의 설계용량은 베이스 추력 및 속도로서 실효치의 $\sqrt{2}$ 배의 값을 갖는다. 이때 베이스 추력 및 속도는 각각 50[N]과 1[m/sec]를 갖으며 최대 정격 용량으로 정의된다. 이러한

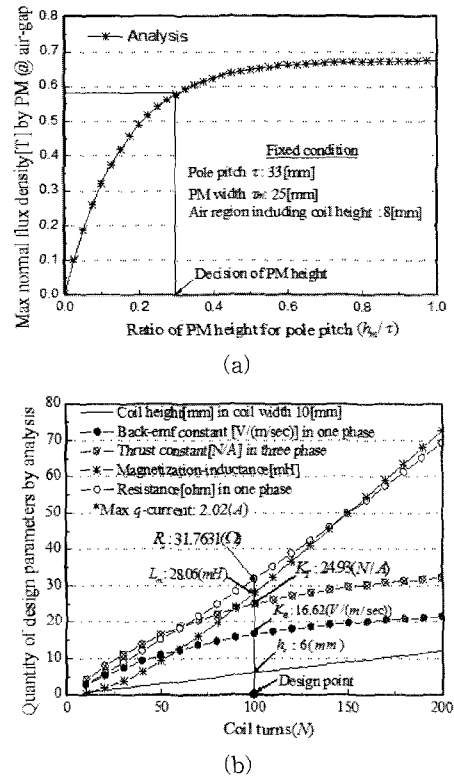


그림 5 전자장 해석을 통한 설계 결과: (a) 영구자석 높이에 따른 수직 자속밀도 특성 (b) 코일 턴수에 따른 설계 정수 특성.
Fig. 5 Design results by field analysis: (a) Normal flux density according to PM height (b) Design parameters according to coil turns.

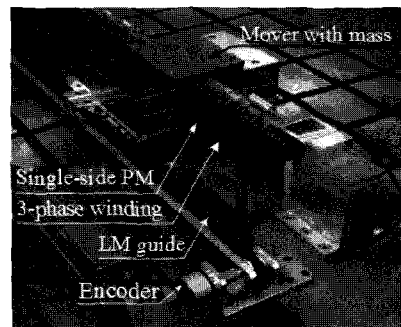


그림 6 양측식 영구자석 가동자를 갖는 PMLSM 제작 모델.
Fig. 6 A manufactured slotless double-side PMLSM.

최대 정격 용량은 정격 용량에 있어서 회전자의 과도상태에 대한 설계 여유로서 PMLSM의 시스템 적용에 따라 정격 용량과 같거나 2배 이상 크게 선정되기도 한다[14][15].

4.2 직선형 영구자석 동기 전동기의 제작

그림 5와 그림 6은 베이스 추력 50[N]을 만족하기 위해 전자장 해석을 통한 설계 정수 및 제작 모델을 보여주고 있다. 영구자석 슬롯리스 동기 전동기의 경우 용량은 영구자석 크기와 코일의 턴수에 의해 결정이 되며 크기와 턴수가 점차 증가 되면서 전동기의 체적과 용량은 점차 커지게 된다.

표 1 제작된 PMLSM의 설계 변수
Table 1 Geometry of the Manufactured PMLSM

항목 및 변수	사양 및 단위
Pole pitch(τ)	33(mm)
PM size($h_m \times \tau_m \times d_m$)	10×25×40(mm ³)
Weight of PM mover	5.6(kgf)
Airgap (h_g)	2(mm)
Coil diameter	0.65(mm)
Coil turns(N)	100(turns)
Winding area ($h_c \times \tau_c$)	6×10(mm ²)
Mover length	132(mm)
Stator length	990(mm)

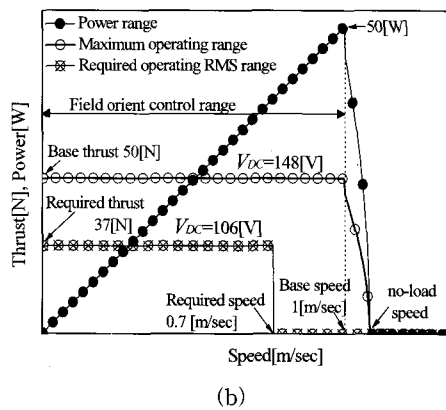
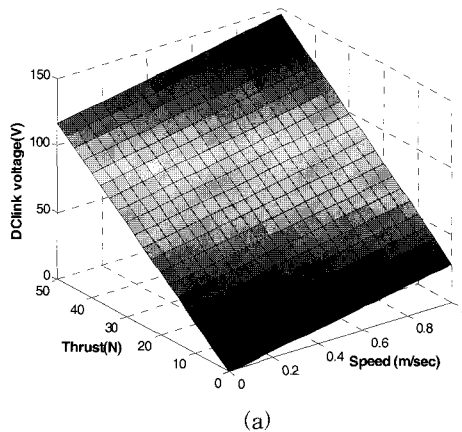


그림 7 직류링크 전압 산정: (a) 가동자 추력과 속도에 따른 직류링크 전압 (b) 직류링크 산정에 의한 속도-추력 프로파일.

Fig. 7 Calculation of DC link voltage: (a) The DC link voltage according to the mechanical power (b) the speed & thrust profile in a DC link voltage.

그러나 자기적 공극(영구자석과 코일 높이)이 점차 증가되어 용량의 제한을 받게 된다. 그림 5(a)는 고정된 극피치 내에서 영구자석 높이에 따른 공극의 자속밀도 특성을 보여주고 있다. 여기서 영구자석 높이 산정은 영구자석 잔류자속 밀도 B_r 가 1.1(T)일 때 코어의 포화를 고려하여 공극의 자속밀도가 0.6(T)부근에서 이루어 졌으며 이때의 극 피치와 영구자석 높이의 비는 0.3이다. 그림 5(b)는 영구자석 높이가 선정된 후에 코일 턴수의 증가에 따른 설계 정수의 추정

값을 보여주고 있다. 코일 턴수 증가는 전자기적인 물리량(쇄교자속)을 비례적으로 증가시키나 공극 내에 코일 높이의 증가에 따른 자기적 공극의 증가로 인해 자기적인 물리량은 포화된다. 여기서, 코일 최대 전류 2[A]시 추력 상수 25[N/A]를 만족하는 코일 턴수는 100[turns]이다. 그림 6은 그림 5의 설계 정수를 바탕으로 한 제작된 양측식 영구자석 가동자를 갖는 직선형 동기 전동기를 보여주고 있다. 가동자 양측에 부하를 운반할 수 있게 제작하였으며 제어를 위한 위치 판별을 위해 엔코더를 사용하였다. 표 1은 그림 6의 제작 모델에 대한 설계 변수를 제시하고 있다.

앞서 제작된 PMLSM의 설계 정수 추정과 식 (37) 또는 식(38)로부터 직류링크 전압 산정은 베이스 속도의 선정에 의해 이루어질 수 있다. 그림 7(a)는 제작된 PMLSM의 추력과 속도에 따른 직류링크 전압의 결과를 나타내며, 그림 7(b)는 정격 및 최대 정격에 있어서 직류링크 전압에 의한 속도-추력 프로파일을 제시하고 있다. 여기서 무부하시 속도는 입력 전류가 0일 때, 최대 입력 상 전압과 상 역기전력이 갖아지는 속도를 의미한다.

4.3 직선형 영구자석 동기 전동기의 설계 검증

그림 8과 그림 9는 해석과 제작에 대한 유한요소법과 실험을 통한 검증 결과를 보여주고 있다. 그림 8은 제작된 PMLSM의 정특성으로서 (a)는 영구자석 자화량에 의한 영구자석 표면의 수직 자속 밀도 분포 특성을, (b)는 가동자 속도 1[m/sec]에 있어서 역기전력 특성을, (c)는 한 상 전류에 따른 추력특성을 각각 보여 주고 있다. 그림 8(b)와 그림 8(c)에서 한상의 역기전력과 추력상수는 일치됨을 알 수 있으며 해석적 용법에 의한 결과는 유한요소법과 실험결과와의 비교에서 잘 일치됨을 확인할 수 있다. 그림 9는 직류링크 전압 148[V]에 있어서 요구 속도-추력 특성을 검증하기 위한 동특성 실험을 보여 주고 있다. 그림 9(a)는 엔코더에 의한 위치 판별(sector)과 지령속도에 의한 제어기의 a상 입력 전압 파형을 보여주고 있으며, 그림 9(b)와 그림 9(c)는 전류와 속도 귀환 제어에 의한 가동자의 속도 특성과 고정자 권선의 전류 특성을 보여주고 있다. 그림 9(b)는 지령 속도 0.7[m/sec]에 대한 빠른 응답으로부터 오버슈트 현상이 나타나며 그림 9(c)는 방향 전환 시 정격 추력을 위한 전류보다 큰 전류를 필요로 함을 알 수 있다. 여기서 사용된 전압 제어는 공간 벡터 펄스 변조 방식(SVPWM)으로 스위칭 주파수 10[KHz]를 갖는다.

5. 결론

본 논문에서는 PMLSM의 전자기 정특성 해석과 그를 이용하여 제어분야에서의 동특성 해석과의 유기적인 연동성을 고려하여 PMLSM 설계 시 정확한 출력을 예측할 수 있는 설계 정수를 정의하고 도출하였다. 정특성 해석은 전자기적 해석을 통해 역기전력 상수, 인덕턴스와 같은 설계 정수에 있어서 설계 변수가 포함되는 일반화된 목적함수로 표현하였고, 동특성 해석은 제작된 PMLSM의 동적 범위를 예측할 수 있는 수학적 모델링을 통해 PMLSM의 초기 설계 과정에 있어서 최적화된 설계 정수를 결정할 수 있게 하였다. 해석으로부터 도출된 쇄교자속, 인덕턴스, 역기전력 등은 유

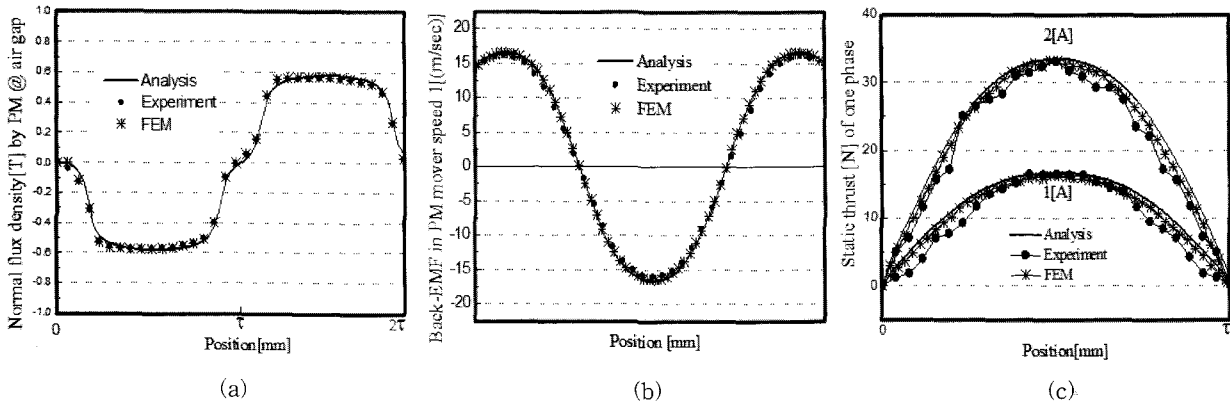


그림 8 실험과 유한 요소법에 의한 해석 검증: (a) 영구자석 표면 수직자속 밀도 (b)역기전력 (c) 한상 전류에 따른 정 추력.
 Fig. 8 Analysis verification by experiment and FEM: (a)Normal flux density by PM (b)Back-emf (c)static thrust by one-phase current.

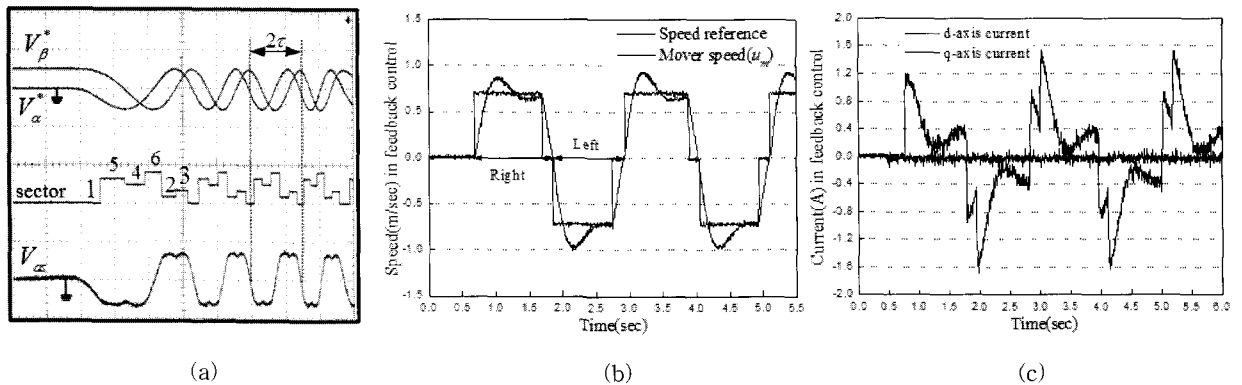


그림 9 양방향 속도 제어 시 동특성 실험결과: (a)공간 벡터 PWM 기법에 의한 제어기 상전압 (b)가동자 속도 특성 (c)고정자 권선 전류 특성.
 Fig. 9 Results of dynamic experiment in bidirectional speed control: (a)Phase voltage of controller by SVPWM (b)speed characteristic of mover (c)current characteristic of stator winding.

한요소법과 정특성 실험방법을 이용하여 설계의 타당성과 객관성을 입증하였으며 인버터의 직류링크 전압 결정에 따른 동특성 범위는 공간 벡터를 이용한 속도제어 특성에 있어서 가동자의 속도와 고정자 전류에 의해 확인하였다. 향후에는 제어특성을 제어 대상 전동기의 초기 설계과정에서 부터 직접 적용함으로써 보다 더 부가가치가 높고 고정밀의 시스템이 설계, 제작, 구현될 수 있도록 하는 연구가 지속되어야 할 것으로 판단된다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원 사업으로 수행된 논문입니다.

참고 문헌

[1] E.R. Laithwaite, "A history of linear electric motors", published by *macmillian education Ltd*, 1987
 [2] Robert Rdlich, "A summary of twenty years

experience with linear motors and alternators", *LDIA* 95,1995
 [3] S.A.Nasar, "Linear electric motors: theory, design and practical applications", *Prentice-Hall, Inc.*, 1987
 [4] I. Boldea, S.A. Nasar, "Linear synchronous electric actuators and generators", *Cambridge University Press*, 1997.
 [5] J.F. Gieras, M. Wing,"Permanent Magnet Motor Technology: Design and Application", Marcel Dekker, Inc., 2002
 [6] K. Yoshida, J. Lee, and Y. J. Kim, "3-D FEM field analysis in controlled-PMLSM for Maglev vehicle", *IEEE Trans., Magn.*, Vol. 33, pp. 2207-2210, 1997
 [7] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Tonel, "Design criteria of a tubular linear IPM motor", *Proc. of IEMDC'01, USA*, pp.1-7, 2001
 [8] Jiabin Wang, Geraint W. Jewell, and David Howe, "A General Framework for the Analysis and Design of Tubular Linear Permanent Magnet Machines", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, 1999.

- [9] David L. Trumper, Won-Jong Kim and Mark E. Williams, "Design and Analysis Framework for Linear Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans. Industry Application*, vol. 32, no. 2, 1996.
- [10] D. L. Trumper, M.E. Williams, and T.H. Nguyen, "Magnet arrays for synchronous machines", in *Proc. IEEE IAS 28th Annu. Meet.*, 1993.
- [11] K. Halbach, "Application of permanent magnets in accelerators and electron storage rings", *J. Appl. Phys.*, vol. 57, no. 8, 1985.
- [12] Erwan Simon, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240", *Texas Instruments application report*, SPRA588, 1999.
- [13] Texas Instruments, "DSP Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor", *BPRA004*, 1996.
- [14] Hamid A. Toliyat, Steven Campbell, "DSP-Based Electromechanical Motion Control", *CRC Press*, 2004.
- [15] Won-Bum Jang, Seok-Myeong Jang and Dae-Joon You, "Dynamic Drive Analysis through Base Speed Determination for Optimal Control Boundary in PMLSM with Self-load", *IEEE Trans. Magn.*, vol 41, 2005.
- [16] Won-Bum, Jang "Analysis of Dynamic Characteristics of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor considering Inverter DC linked voltage", PhD thesis, Univ. of Chungnam, Korea, 2007.
- [17] J. R. Melcher, "Continuum Electromechanics," *Cambridge, MA:MIT Press*, 1981.
- [18] Bolton, W, "Fourier Series", *Longman Group LTD*, 1995.

저 자 소 개



장 원 범 (張元凡)

1962년생. 1988년 한양대 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2007년 충남대 대학원 전기공학과 박사 졸업. 현재 국방과학연구소(ADD) 선임 연구원
 Tel : 042-821-2670
 E-mail : wbjang@hanafos.com



유 대 준 (俞大濬)

1976년 3월 25일생. 2003년 충남대 전기공학과 학사 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전기공학과 박사 과정.
 Tel : 042-821-7608
 E-mail : ydjgood@cnu.ac.kr



이 성 호 (李成浩)

1971년생. 1997년 충남대 전기공학과 학사 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2007~현재 한국생산기술연구원(KITECH) 광주 연구센터/부품소재 팀 선임연구원
 Tel : 062-6006-350
 E-mail : shlee07@kitech.re.kr



장 석 명 (張錫明)

1949년 7월 3일생. 1986년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1989년 미국 Univ. of Kentucky (방문연구교수), 1978년~현재 충남대 전기공학과 교수, 당학회 부회장, 전기기기 및 에너지 변환 시스템 부문회 회장 역임
 Tel : 042-821-5658
 E-mail : smjang@ee.cnu.ac.kr
 Homepage : <http://sems.cnu.ac.kr>