

자속 관측기를 이용한 리니어모터 출력특성에 관한연구

장웅해*, 임홍우**, 서강성**, 조금배**, 백형래**
 *광주기능대학, **조선대학교

A Study on the Output Characteristics of Linear Induction Motor using Flux observer

Younhae Jang*, Hongwoo Lim**, Kangsung SCh**, Geumbae Cho**, Hyunglae Baek**
 *Kwangju polytechnical college, ** Chosun university

Abstract - The input voltage of linear Induction motors(LIMs) is involved with the time harmonics because most LIM is driven by inverter. Therefore the equivalent circuit for an inverter-fed LIM has to be modified to represent every harmonic present in supply voltage. This paper describes that the dynamic characteristic can be used effectively for analyzing the characteristics of a linear induction motor position and speed control.

1. 서 론

선형유도전동기(Linear Induction Motor)는 회전형 기기와 달리 직접 직선 추력을 발생시키는 전동기로서 직선운동을 하는 자기부상열차, 경전철, 엘리베이터 등의 구동장치로 널리 이용되고 있다.

선형유도전동기의 구동원리는 일반 회전기와 같으나 구조적으로 공극이 비교적 크며 단부 효과가 있기 때문에 추력 분포의 왜형은 물론 역률의 악화 등이 필연적으로 수반된다. 그러나 직선운동을 하는 시스템에서는 크랭크, 기어 등의 기계적인 변환장치를 필요로 하지 않기 때문에 시스템의 전체적인 효율이 좋아지므로 구동장치로서 더욱 활발히 응용될 전망이다.

선형유도전동기의 특성해석법으로는 크게 전자장 해석법과 등가회로 해석법을 들 수 있다. 전자장 해석법은 기하학적 형상 등의 물리적인 조건을 고려하기 용이한 장점이 있고, 등가회로 해석법은 벡터제어 등의 제어시스템 구성 및 과도상태의 해석에 기본이 되는 방법이다.

선형유도전동기를 서보용으로 이용하기 위해서는 순시 속도에서의 정확한 힘 계산이 필요하나 회전형 유도전동기와 같이 등가 회로법으로 해석하면 단부효과가 존재하기 때문에 오차가 수반된다.

선형유도전동기의 속도에 따라 발생하는 와전류 해석의 정밀도는 좌표계를 어떻게 선정하느냐에 따라 영향을 받는다. 일반적으로 이동 좌표계를 사용하면 근사해의 오차를 줄일 수 있는 장점이 있으나 이동하는 매 시간 스텝마다 해석 영역을 재분할해야 하기 때문에 계산시간이 많이 걸리는 단점이 있다. 이를 위해 회전기 해석에 적용되고 있는 moving band 기법을 이용하여 선형유도전동기의 단부에서의 경계조건을 부여하여 요소를 재분할하는 보완 moving band 기법을 이용하여 요소 재분할에 소요되는 시간을 단축시켰다.

한편, 벡터제어 방식은 현재 고전적인 PI 제어기에 의한 제어 방식이 주로 적용되고 있다. PI 제어를 이용한 벡터제어 방식은 자속각을 이용하여 정자속 성분

을 동기좌표 성분으로 변환하고 이들 성분을 독립적으로 제어하는 방식으로 두 성분의 상호간섭을 배제하기 위하여 일반적으로 제어회로의 출력단에 상태배환 보상회로를 갖는다. 또한 자속을 일정하게 유지하기 위하여 자속 성분 전류제어기 전단에 자속제어기 부가하여 자속 성분 전류의 기준값을 제어하며, 약계자 영역에서의 자속 포화를 보상하기 위하여 자속제어기 전단에는 속도와 자속의 함수로 구성된 함수발생기를 부가된다. 더불어 토오크 성분 전류제어기 전단에는 속도 제어기가 부가된다.

본 논문에서는 편축식 선형 유도전동기의 동작 상태에서 유한요소법을 이용하여 순시적인 힘을 효과적으로 계산할 수 있는 동특성 해석방법을 이용하였고 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1,2차 상대 위치 이동으로 나타나는 동 특성을 효과적으로 해석할 수 있는 방법을 이용하여 정현적인 전압원 및 비 정현적 전압원에 의해 구동하는 벡터제어기에 적용한 이론과 결과를 검토하였고 변환 선형화 기법에 의한 비선형 제어와 속도 및 자속 추정 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

2. 편축형 선형유도전동기

2.1 선형유도전동기 모델링

회전형 유도전동기의 등가회로는 일반적으로 T형 등가회로를 이용하며 무 부하 시험과 구속시험 등을 이용하며, 등가회로 정수를 산정 하는 방법도 확립되어 있다. 그러나 선형유도전동기는 구조적인 특성 때문에 동기 속도하의 무부하 시험이 어려우므로 회전형 유도 전동기의 등가회로 정수 산정 방법을 그대로 사용할 수는 없다. 그리고 실험에 의해서 1차, 2차 누설 리액턴스 및 여자 리액턴스를 분리하는 것도 대단히 어렵다. 따라서 선형유도전동기의 등가회로의 회로 정수 산정을 위해서는 회전기와는 다른 방법이 요구된다. 회전형 유도 전동기와 선형유도전동기는 외형 적인 구조와 그 특성이 매우 다르지만 전자적인 측면에서 보면 동형유도전동기와 똑같은 원리가 적용된다. 즉, 구조적으로 1차 권선과 2차 권선(도체), 철심 및 공극을 가지고 2차 유도전류가 유도되는 원리 및 전동력이 발생하는 과정이 완전히 동일 하다. 따라서 등가회로의 형태는 회전형과 직선형을 같게 할 수 있다. 다만 그 등가회로의 회로 정수를 산정 하는 방법과 크기는 크게 다를 수 있다.

등가회로의 회로 정수를 산정 하는 방법은 실험에 의한 방법, 전자장 해석법에 의한 방법, 이 두 가지를 혼용하는 방법을 생각 할 수 있다. 가장 신속한 방법은 해석적인 방법이다. 그런데 해석적인 이론 치는 전자장 해석에서 해석이 가능하도록 하기 위하여 여러 가지 가정들, 예를 들면 철심 및 Back Iron의 투자율을 일정한

두거나, 슬롯의 형상을 무시하고 공극의 간격을 일정히 두는 일, 실제 권선의 형상과는 다른 전류의 도입, 횡방향 및 진행방향의 단부 효과의 무시, 철심 및 권선의 온도를 일정하게 하는 등의 가정들을 활용하게 되므로 실험치와 잘 부합하지 못하는 경우가 많다. 또한 시제품을 수 작업으로 제작하는 현재로서는 제작 기술도 문제가 있어서 이론적인 계산치와 실험에 의한 결과가 잘 일치하지 않는 경우가 많다. 가장 신뢰성이 있는 회로정수 산정 법은 실험에 근거한 산정 방법이다. 그런데 선형 유도전동기의 특성 상 충분한 실험을 할 수 있는 여건을 마련하기란 매우 어렵다.

2.2. 등가회로의 정수

회로정수를 산정하기 위하여 실시하는 실험은 구속시험과 등가 무 부하시험이다. 구속시험은 회전형의 경우와 동일하다. 등가 무 부하시험은 이동자가 동기속도로 이동하는 회전형의 무 부하시험과는 다른 방법의 시험이다. 무 부하시험은 회전형에서 회전자가 동기속도로 회전하거나, 직선형은 이동자가 동기속도로 이동하는 상태에서 행하여야 하며, 이 때 2차 도체에는 에너지가 전혀 전달되거나 소모되지 않는다. 이것을 등가회로의 관점에서 보면 슬립 $s=0$ 이고 이 때 2차 저항은 $r_2/S=\infty$ 가 되어 2차 권선(도체) 전류가 0이 된다. 등가 무 부하시험에서는 2차 도체인 알루미늄 판을 제거함으로써 2차 저항을 무한대로 하여 등가회로에서 무 부하시험과 동일한 결과가 나오도록 하였다. 즉, 등가 무 부하시험은 2차 도체가 제거된 것을 제외하면 구속시험과 동일하다. ($X_1 + X_m$)에서 X_1 과 X_m 의 값을 얻기 위하여 이론적인 방법을 활용한다. 즉, 해석적인 방법에 의하여 X_1' 과 X_m' 을 구하고(실험치 X_1 , X_m 과 구별하기 위하여 X_1' , X_m' 로 표기), 다음과 같은 방법으로 X_1 과 X_m 을 구한다.

$$X_1 = (X_1 + X_m) \frac{X_1'}{(X_1' + X_m')} \quad (1)$$

$$X_m = (X_1 + X_m) \frac{X_m'}{(X_1' + X_m')} \quad (2)$$

저항 측정법과 등가 무 부하시험 및 해석적인 방법에 의하여 등가회로의 회로정수인 R_1 , R_c , X_1 , X_m 을 구하면 등가회로와 구속시험의 결과에 의하여 나머지 2차 회로정수 R_2 와 X_2 는 구할 수 있다.

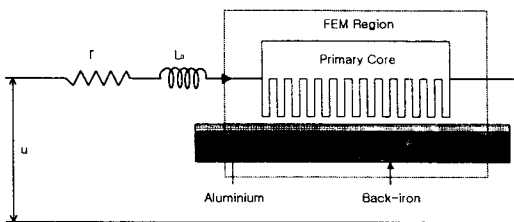


Fig.1 Analysis model of SLIM

2.3. 해석적 방법에 의한 X_1' 과 X_m' 의 결정

편축식 선형 유도 전동기(SLIM)의 구조는 그림 1과 같으며 1차 측은 규소강판으로 된 적철심과 전류를 흘릴 수 있는 슬롯과 권선으로 되어 있고, 2차 측은 도체(알루미늄)와 철심에 해당하는 Back Iron으로 되어 있다. 추력은 1차 측의 입력에 의하여 발생하는 이동 자계

와 이 자계에 의하여 2차 측 도체에 유도되는 와전류와의 상호작용으로 발생한다. SLIM은 회전형 전동기와는 달리 공극이 커서 여자전류가 많이 필요하고, 이동 자계가 진행하는 방향으로 끝 부분이 존재하므로 입구단과 출구단에서 단부 효과가 발생하고, 폭 방향으로 횡방향 효과도 발생한다. 제어용 SLIM에 사용할 수 있는 등가 회로 정수를 산정 위하여 다음과 같은 가정 하에 자계 방정식을 유도한다.

- 1) 1차 측 권선 전류 면 전류로 가정하며, 이 면 전류는 공간적으로 정현적 분포를 가지며, 시간적으로 동기속도로 이동한다.
- 2) 1차 측 철심의 투자율은 무한대이며, 2차 측 Back Iron의 투자율은 일정하다. 유효 공극 g_0 는 슬롯의 영향을 고려하여 식(3.1)과 같이 Carter계수(K_c)을 이용하여 보정 한다.

$$g_0 = K_c g \quad (3)$$

여기서

$$K_c = \frac{t_s}{t_s - \gamma_g}, \quad \gamma_g = \frac{(ws/g)^2}{5 + (ws/g)^2}$$

t_s : 슬롯 피치,

w_s : 슬롯 폭,

g : 기계적 공극

- 3) 1차 측 철심 양단에서 단부 효과에 의한 과도현상은 무시한다.

- 4) 1차 측 철심 적층 방향의 자속 분포는 균일하며, 2차 측 알루미늄 도체판의 침투효과는 무시한다.

- 5) 2차 측 도체 판은 유한하며, 2차 측 와전류 분포에 기인한 실효치 저항의 증가는 Russell Norsworthy 계수를 사용하여 식(4)와 같이 보정 한다[10].

$$\sigma_{20} = \sigma_2 \frac{\tanh(-\frac{h}{2}k)}{\frac{h}{2}k [1 - \tanh(-\frac{h}{2}k)\tanh(ck)]} \quad (4)$$

여기서

h : 1차 철심의 적층 두께

c : 2차 도체 판의 overhang 길이

σ_{20} : 2차 도체의 등가 도전율

σ_2 : 2차 도체의 도전율

τ : 극 간격

$$k = \frac{\pi}{\tau}, \quad k' = \frac{1}{k}$$

이상과 같은 가정 하에서 면전류 밀도 J_1 은 식 (5)와 같이 표현 할 수 있다.

$$J_1 = 2\sqrt{2}m \frac{K_w N_{ph}}{p\tau} I_1 \quad (5)$$

여기서

J_1 : 면전류밀도의 최대치

m : 상수

I_1 : 상전류의 실효치

p : 극수

K_w : 권선 계수

N_{ph} : 1상의 직렬 직렬 권회수

공극의 자속밀도를 구하기 위하여 벡터포텐셜 방정식을 2차원적으로 표현하며 Max-wall 방정식으로부터 식 (6)과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = \mu_0 \left[\frac{\partial A_z}{\partial t} + (1-s) V_s \frac{\partial A_z}{\partial t} \right] \quad (6)$$

여기서 벡터 포텐셜 A_z 는 다음 식과 같다.

$$A_z = A_z(y) e^{j(\omega t - kx)} \quad (7)$$

식(7)을 식 (6)에 대입하여 정리하면 다음 식과 같다.

$$\frac{d^2 A_z(y)}{dy^2} = (k\lambda)^2 \quad (8)$$

여기서 $\lambda = \sqrt{1 + j\sigma\mu_s V_s k'}$ 이다.
식(8)의 해는 다음과 같다.

$$A_z(y) = B_1 e^{k\lambda y} + B_2 e^{-k\lambda y} \quad (9)$$

또한 1차 축 z방향의 단위 길이 당 유도되는 기전력 E_{z1} 은 다음 식과 같다.

$$E_{z1} = \partial \frac{A_z}{\partial t} = V_s - j\mu_0 V_s J_1 U e^{j(\omega t - kx)} \quad (10)$$

1차 표면 전류 밀도 J_1 을 유지하기 위하여 외부에서 E_{z1} 과 크기가 같고 방향이 반대인 E_{z1} 을 인가하여야 하므로 m상 1차 권선의 유기전압의 실효치 E_1 은 다음과 같다.

$$E_1 = 4m \frac{K_w N_{ph}^2}{p} \frac{h}{\tau} V_s \mu_0 jU \quad (11)$$

그러므로 1상당 등가 임피던스 Z_{2e} 는 식은 다음과 같다.

$$Z_{2e} = \frac{E_1}{I_1} = j4m \frac{K_w N_{ph}^2}{p} \frac{h}{\tau} V_s \mu_0 u \quad (12)$$

누설 리액턴스 X_1' 은 특성 해석상 중요한 변수이지만 이러한 수치를 정확히 계산하는 것은 매우 어려운 일이다. 여기서는 회전형 유도 전동기에 널리 이용되는 Kilgore식을 인용하여 개방 슬롯에서 m상 2층권의 1차 누설리액턴스 X_1' 를 나타내면 다음 식과 같다.

$$X_1' = 8mfh \frac{(K_w N_{ph})^2}{p} \times 10^{-7} \times \left[\frac{K_1}{K_w^2} \frac{20}{mq} \left(\frac{d_{2s}}{W_s} + \frac{d_{1s}}{3W_s} \right) + \frac{4}{h} (2l_{e2} + l_{e1}) \right] \quad (13)$$

여기서 $K_1 = \frac{1}{4}(3\beta + 1)$

3. 선형유도전동기 벡터제어 모델링

선형유도전동기 벡터제어는 여러 유형의 제어 방식이 연구되고 있으나 일반적으로는 강인성이 좋은 PI 제어기가 널리 적용 된다.

PI 제어를 이용한 선형유도전동기 벡터제어는 비선형성을 보상하여 선형 유도전동기의 선형 모델을 유도하고 선형 모델로부터 제어 하고자 하는 회전자 자속 및 속도 방정식을 유도하여야 한다. 따라서 PI제어를 이용한 벡터제어회로는 일반적으로 다음과 같이 전류제어기(내부 제어루프) 및 자속 또는 속도제어기(외부 제어루프)로 구성된다.

3.1. 전류제어기

d축 및 q축의 전류는 식 (14) 및 (15)와 같다.

$$i_{ds}^e = \frac{V_{ds}^e}{R + p\sigma L_s} \quad (14)$$

$$i_{qs}^e = \frac{V_{qs}^e}{R + p\sigma L_s} \quad (15)$$

식 (14)와 (15)에서 d축 및 q축이 상호 독립되어 있으므로 비감성 제어가 가능하다. 따라서 PI 제어를 적용하여 페루프를 구성하면 전동기의 d축 및 q축 전류 제어 루프는 그림 2와 같다.

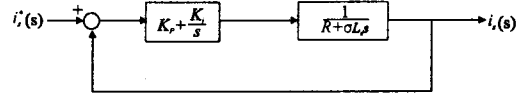


Fig. 2 PI controller for current control of LIM.

2.2.2. 자속 및 속도 제어기

선형유도전동기의 외부 루프 제어 회로는 제어 대상인 상호 독립적인 회전자 자속 제어루프와 속도 제어루프로 구성된다. 부하토크 T_L 를 무시하면 속도제어기는 그림 3과 같이 구성할 수 있다.

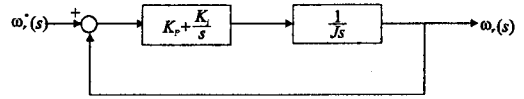


Fig. 3 PI controller for speed control of LIM.

또 다른 제어대상으로서 회전자 자속의 제어루프 설계를 위하여 회전자 자속식을 다시 쓰면 $\lambda_{dr}^e = 0$ 인 경우 식(16) 및 (17)과 같다.

$$p\lambda_{dr}^e = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (16)$$

$$\lambda_{dr}^e = \left(R_r \frac{L_m}{L_r} \right) / \left(p + \frac{R_r}{L_r} \right) i_{ds}^e \quad (17)$$

자속 제어기를 설계하면 그림 4과 같다.

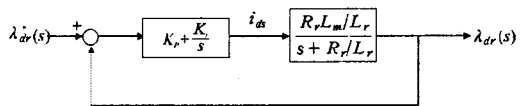


Fig. 4 PI controller for rotor flux control of LIM.

d축 및 q축의 전체 제어루프를 구성하면 그림 5와 같이 나타낼 수 있다.

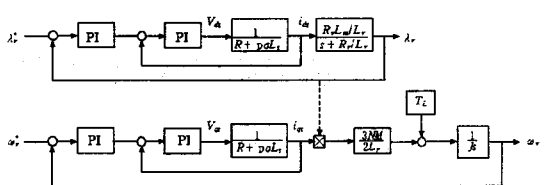


Fig. 5 Vector Control of LIM with the PI controllers.

그림 5에서 전류제어 루프의 이득을 1로 가정하고, 회전자 자속이 일정하게 유지된다고 하면 선형유도전동기 벡터 제어 시스템은 5로부터 그림 6과 같이 독립적인 회전자 자속 및 속도 제어 시스템으로 근사화 할 수 있다.

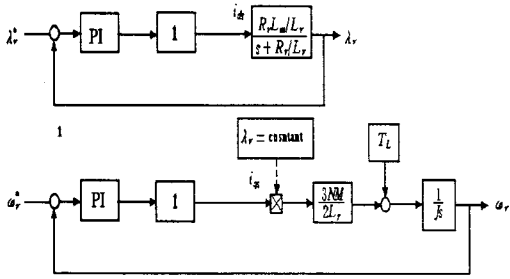


Fig. 6 Approximated Vector Controller of LIM

4. 특성고찰 및 분석

표 1은 SLIM에 전자장해석과 정지시험결과를 통해 구한 등가회로의 파라미터를 나타낸 것이다. 산정치는 전압이 상승함에 따라 온도의 영향으로 약간의 차이가 있으므로 전압에 대한 회로정수의 평균치를 나타내었다.

Table1. Parameter of linear induction motor

회로 정수	산정치
1차측 권선저항 R_1	2.30
1차측 누설리액턴스 X_1	1.13
상호 리액턴스 X_g	3.25

전자장해석을 통한 추력은 Nonaka에 의해 제안된 LIM의 특성식을 통해 계산한 값이다. 전자장해석을 통해 구한 추력보다 등가 회로법에 의해 구하였다.

기동시의 추력 특성을 다음 그림 7에 나타내었다. 전자장해석을 통한 추력은 Nonaka에 의해 제안된 LIM의 특성식을 통해 계산한 값이다. 그림 6은 선형 유도전동기의 추력특성을 나타낸 것이고 그림 7은 수직력특성을 나타낸 것이다. 그림 10은 범용인버터로 제어된 선형 유도전동기의 추력특성이고 그림 9는 PI 제어기에 의해 제어된 추력특성이다. 추력의 리플이 현저히 감소함을 볼 수 있다. 그림 11은 정상상태에서 추력을 나타낸 것이다.

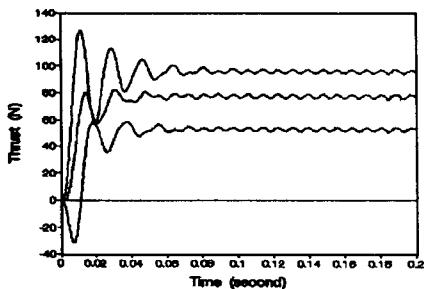


Fig. 6 Thrust characteristics of SLIM

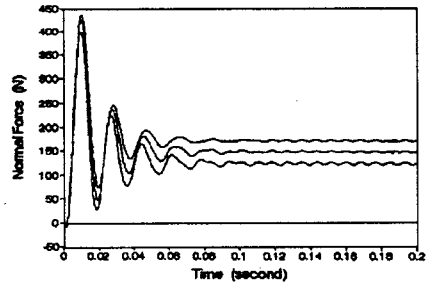


Fig. 7 Normal force characteristics of SLIM

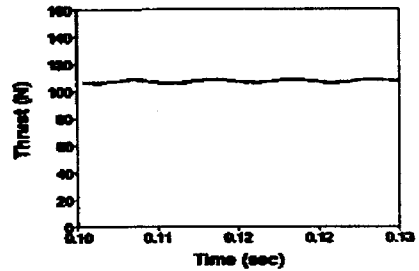


Fig. 9 Thrust characteristics fed by PI controller

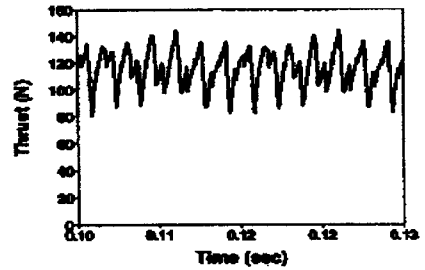


Fig. 10 Thrust characteristics fed by normal controller

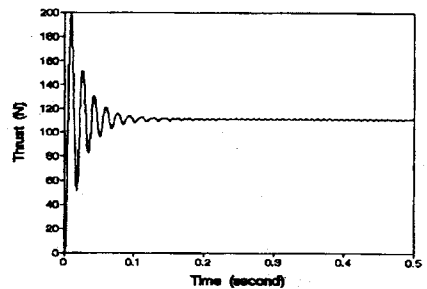


Fig. 11 Thrust characteristics to time at locked state

4. 결 론

본 논문에서는 구속시험 및 등가 무 부하시험과 전자장이론을 혼합 적용하여 등가회로의 회로정수를 결정 하므로써 선형유도전동기의 T형 등가회로를 구성하였다. 이때 LIM은 일반 회진기에 비해 공극이 훨씬 크기 때문에 누설자속 및 철손, 여자전류의 영향을 정밀하게 고려하여 회로정수를 결정하였다.

편측식 선형 유도전동기의 동작 상태에서 유한요소법을 이용하여 순시적인 힘을 효과적으로 계산할 수 있는 동특성 해석방법을 이용하였고 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1,2차 상대 위치 이동으로 나타나는 동 특성을 효과적으로 해석할 수 있는 방법을 이용하여 정현적인 전압원 및 비 정현적 전압원에 의해 구동하는 백터 제어기에 적용한 이론과 결과를 검토하였고 계환 선형화 기법에 의한 비선형 제어와 속도 및 자속 추정 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션을 수행하였으며 PI 제어기에 의해 추력특성을 향상시킴을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] Jacek F. Gieras " Analysis of Inverter-Fed Linear Induction Motors", LDIA'95 Nagasaki, pp373-376, 1995
- [2] Jacek F. Gieras "Linear Induction Drives", CLARENDON PRESS OXFORD, 1994
- [3] THEODORE WILDI "Electrical Machines, Drives, and Power Systems" Second Edition, Prentice Hall 1991
- [4] J. F. Gieras, G. E. Dawson and A. R. Eastham " A new longitudinal end effect factor for Linear Induction Motors", IEEE Trans. Vol. EC-2 No. 1 March. 1986
- [5] 物名英利, 開口一夫, 海老原大早, 和田正晴, "片側式 LIM の T形 等價回路 による 特性 算定法", 電氣學會研究會資料, LD-91-43, pp.11-19, 1991
- [6] 水野孝行, 九光行正, 市岡忠士, 坪田孝, "リニア誘導モータの拘束試験に基づく始動特性 算定法", T,IEE Japan, Vol,112-D, No.2, pp172-180, 1992
- [7] 野中作太郎, 林 清美, 吉田賢二郎, "イソバタ 駆動による高速 リニアモータの 推力特性", 九大工學集報, 第46卷, 第2号, pp102-108, 昭和48年
- [8] Boldea, S. A. Narsar "Linear motion electromagnetic systems", John Wiley & Sons, 1985
- [10] 장석명, 박영태, 이현구 "시간고조파를 함유하는 비정현과 전력에너지의 정밀계측을 위한 연구", 大韓電氣學會論文誌, 제 45권, 제11호, pp1542-1548 1996
- [11] 장석명, 박영태, 정연호, 이현구, 서진호, 김봉섭, 정현갑 "VVVF 인버터로 운전되는LIM의 운전패턴에 따른 동특성 해석", 大韓電氣學會論文誌, 제45권, 제7호, pp932-941 1996
- [12] M. H. Rashid Power Electronics-Cercuits, Devices, and Applications", Prentice- Hall, Inc. 1988