

3차원 공간고조파법을 이용한 슬롯리스형 영구자석 선형 동기 전동기의 기동특성 해석

論 文

51B-7-7

Starting Characteristic Analysis of a Slotless type Permanent Magnet Linear Synchronous Motor using 3-D Space Harmonic Method

安浩振* · 姜圭洪** · 金奎卓***
(Ho-Jin Ahn · Gyu-Hong Kang · Gyu-Tak Kim)

Abstract - This paper deals with dynamic analysis method of a slotless type permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM) using 3-dimensional space harmonic method. The results are good agreement with FEA results because that slotless type PMLSM has simple structure and no saturation of core. And then, Under open-loop control, starting characteristic is analyzed by voltage equation combining with dynamic equation. In order to obtain more accuracy results, this paper use instantaneous back-EMF and thrust instead of back-EMF constant and thrust constant.

Key Words : Slotless PMLSM, 3-D space harmonic analysis method, Starting characterisitc

1. 서 론

최근 리니어(linear) 시스템을 이용한 자동화 생산설비와 수치제어 공작기기 등에서는 생산성 증대와 품질 향상을 위해 고속 성능과 정밀 위치제어 성능을 동시에 요구하고 있으나 일반 전동기로는 두 성능을 동시에 만족시키지 못하고 있다. 그러나, 슬롯리스형 영구자석 선형 동기전동기(Slotless type Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : Slotless PMLSM)는 제어성능에 악영향을 주는 디텐트력(detent force)을 근본적으로 제거할 수 있으므로 정밀 위치제어 성능을 만족시킨다[1 - 5]. 또한 고에너지 밀도의 영구자석 재료가 지속적으로 개발되고 있어 슬롯리스형 PMLSM의 단점인 낮은 추력밀도를 극복할 수 있으므로 슬롯리스형 PMLSM은 정밀 위치제어 성능과 고속 성능을 동시에 만족시키는 리니어 서보(servo) 시스템의 최적의 구동원이라 할 수 있다[6].

슬롯리스형 PMLSM은 큰 자기적 공극으로 인해 포화현상이 없고, 구조가 간단하므로 주기적으로 분포하고 있는 전류 및 영구자석의 자화 분포를 푸리에 급수(Fourier series)로 전개하여 해석하는 공간고조파법(space harmonic method)과 같은 해석적 방법(analytical method)으로도 유한요소법(Finite Element Method : FEM)과 오차가 거의 없는 정확한 결과를 보다 빨리 얻을 수 있다[3]. 한편, 선형 전동기는 일반적으로 정상상태로 운전되기 보다는 항상 가속을 반복하는 과도상태에서 운전되므로, 정상상태 해석보다 기동특성과 같

은 과도상태 해석이 더욱 중요하다[6]. 특히, 슬롯리스형 PMLSM은 철심을 사용하지 않는 공심코일형이므로 철심형 PMLSM에 비하여 인덕턴스가 매우 작으며 기동시 입력 주파수가 낮아 리액턴스가 상대적으로 작다. 즉 저항은 크고 리액턴스는 작아 일반 동기기 해석시에 적용하는 전기저항을 무시한 등가회로로 기동시의 제반 특성을 해석하면 오차가 많이 수반된다. 또한 기동시 V/f 비는 상대적으로 저항이 크므로 일반 유도기나 동기기와 같은 V/f 비를 적용하면 요구하는 기동특성을 만족시키지 못하므로 기동특성에 대한 V/f 비 및 초기부하각의 선정은 매우 중요하다.

그러므로 본 논문에서는 공간고조파법을 이용하여 슬롯리스형 PMLSM의 공극자계를 해석하고, 전압방정식과 운동방정식을 결합하여 기동특성 해석을 수행하였다. 공극자계 계산시 축방향으로의 양 단부에서 발생하는 누설자속과 자속밀도 분포특성의 해석을 위하여 3차원 공간고조파법을 이용하였으며, 기동특성 해석시 정상상태 해석으로부터 역기전력 상수나 추력 상수를 먼저 구한 뒤 과도상태 해석에서 역기전력과 추력을 간접적으로 계산하는 기존의 방법을 사용하지 않고, 미소시간간격으로 직접 계산한 순시값을 전압방정식과 운동방정식에 대입하여 보다 정확한 해석결과를 얻고자 하였다.

2. 해석 모델

그림 1은 본 논문에서 해석하고자하는 편축식 슬롯리스형 PMLSM의 측면도로서 영구자석이 이동하는 가동자석(moving magnet)형이다. 해석모델의 주요치수 및 재원을 표 1에 나타내었다.

* 準 會 員 : 昌原大學 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 昌原大學 電氣工學科 BK教授 · 工博

*** 正 會 員 : 昌原大學 電氣工學科 副教授 · 工博

接受日字 : 2002年 3月 14日

最終完了 : 2002年 4月 18日

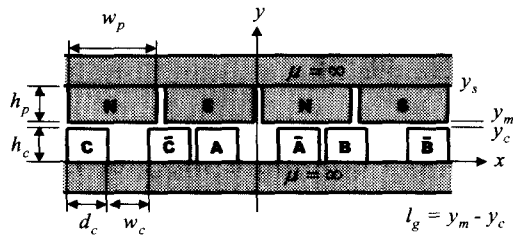


그림 1 해석모델의 측면도
Fig. 1 Side view of analysis model

표 1 해석 모델의 주요치수 및 제원
Table 1 Specification of analysis model

항목	기호	값[단위]	항목	기호	값[단위]
극 수	2p	12	코일당 턴수 N	N	650 [Turn]
잔류자속 밀도	Br	1.2 [T]	코일높이 hc	hc	11 [mm]
영구자석 높이	hp	12 [mm]	코일폭 wc	wc	12 [mm]
영구자석 길이	lp	73.5 [mm]	코일간격 dc	dc	12 [mm]
영구자석 폭	wp	26 [mm]	상전류 (최대) I	I	2.66 [A]
극 피치	τp	28.5 [mm]	공극 길이 lg	lg	2 [mm]

3. 3차원 공간고조파법을 이용한 자계 해석

해석적 방법은 해석모델을 재질이나 원천(source)의 분포에 따라 세부 영역으로 나눈 후, 각 영역에 대한 지배방정식을 유도하고 이를 직접 계산하여 일반해를 구한 뒤, 각 영역의 경계면에 대한 경계조건을 적용하여 미정계수를 결정함으로써 특수해를 구하는 방법이다[1]. 해석적 방법은 기기의 특성해석에 널리 이용되는 유한요소법보다 계산시간이 월등히 빨라서 설계변수의 변화에 따른 특성해석이나 초기설계시 유용하게 쓸 수 있다[3,5,6].

해석적인 방법을 이용하여 슬롯리스형 PMLSM의 특성해석을 할 경우 계산의 편이를 위해 다음과 같은 가정을 두는 것이 좋다[3].

- ① 해석 영역은 x, z-축 방향으로 무한히 길다.
- ② 영구자석 및 전기자 전류에 의한 자화분포는 y-축 방향으로 균일하게 분포하며 z-축 방향으로는 기기의 특성에 영향을 미치지 않을 만큼 충분한 거리를 두고 주기적으로 분포한다.
- ③ 철심의 투자율은 무한대이다.

한편, 해석적 방법을 이용하여 공극 자계를 계산할 때는 영구자석에 의한 공극자계와 전기자 전류에 의한 공극자계를 따로 계산한 후 서로 합성하여 구할 수 있다.

3.1 영구자석에 의한 자계

일반적으로 자계 계산시, 자기벡터퍼텐셜(magnetic vector potential)을 계변수로 두는데, 이렇게 하면 영구자석을 등가

자화전류(equivalent magnetizing current)로 치환해야 하는 번거로움이 있다. 대신에, 자기스칼라퍼텐셜(magnetic scalar potential)을 계변수로 두게 되면 영구자석의 자화분포를 그대로 이용할 수 있어 계산이 편리해진다[3]. 또한, 3차원 자계 계산시에 자기벡터퍼텐셜을 계변수로 두게 되면 x, y, z-성분을 모두 구해야 하므로 많은 시간과 노력이 소비된다. 따라서 본 논문에서는 자계 계산시 자기스칼라퍼텐셜을 계변수로 두었다.

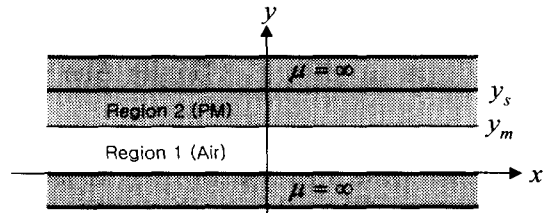


그림 2 영구자석 해석모델
Fig. 2 Analysis model of permanent magnet

식 (1)과 식 (2)는 각각 공기 영역(영역 1)과 영구자석 영역(영역 2)에서의 지배방정식을 나타낸다.

$$\nabla^2 \phi_I^{pm} = 0 \quad (\text{공기 영역}) \quad (1)$$

$$\nabla^2 \phi_{II}^{pm} = \frac{\nabla \cdot \vec{M}_y}{\mu_r} \quad (\text{영구자석영역}) \quad (2)$$

여기서, \vec{M}_y 은 영구자석의 자화벡터를 나타내며, 앞서 가정한 것처럼 y 방향으로 자화가 균일하고 x, z 방향으로 주기적으로 분포한다고 하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다[3].

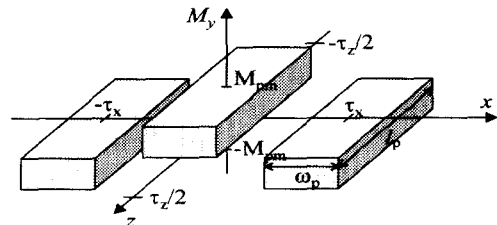


그림 3 영구자석의 자화분포
Fig. 3 Magnetization distribution of PM

그림 3의 자화분포를 푸리에 급수로 표현하면 다음과 같다.

$$M_y = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} M_{mn} \cos(mk_x x) \cos(nk_z z) \quad (3)$$

$$M_{mn} = \frac{16 M_{pm}}{mn\pi^2} \sin(m\alpha_x \frac{\pi}{2}) \sin(n\alpha_z \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

$m, n = 1, 3, 5 \dots$

여기서, 계수 k_x, k_z 는 식 (5)와 같고, α_x 는 x방향 자극비, α_z 는 z방향 자극비를 의미하며 식 (6)과 같이 표현할 수 있다. 식 (6)에서 ω_p 는 영구자석의 폭, l_p 는 영구자석의 축방향길이, τ_x 는 x방향 자극피치, τ_z 는 z방향 자

극피치를 의미한다

$$k_x = \frac{\pi}{\tau_x}, \quad k_z = \frac{\pi}{\tau_z} \quad (5)$$

$$\alpha_x = \frac{\omega_p}{\tau_x}, \quad \alpha_z = \frac{l_p}{\tau_z} \quad (6)$$

여기서, 계수 k_{mn} 은 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$k_{mn}^2 = m^2 k_x^2 + n^2 k_z^2 \quad (7)$$

2차원 공간고조파법과 마찬가지로 지배방정식을 풀어 일반해를 구하고[3], 경계 조건으로부터 일반해의 미정계수를 결정하여 영구자석에 의한 자속밀도를 계산할 수 있다. 영구자석에 의하여 공기(영역 1)에 발생하는 자속밀도는 다음의 식 (8)~(10)과 같이 나타난다[3].

$$B_{xl}^{pm} = - \sum_{m=1,3}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{mk_x}{k_{mn}} \beta_{m3} \cdot \sinh(k_{mn}y) \sin(mk_x x) \cos(nk_z z) \quad (8)$$

$$B_{yl}^{pm} = \sum_{m=1,3}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \beta_{m3} \cdot \cosh(k_{mn}y) \cos(mk_x x) \cos(nk_z z) \quad (9)$$

$$B_{zl}^{pm} = - \sum_{m=1,3}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{nk_z}{k_{mn}} \beta_{m3} \cdot \sinh(k_{mn}y) \cos(mk_x x) \sin(nk_z z) \quad (10)$$

여기서, 계수 β_{m3} 은 다음과 같다.

$$\beta_{m3} = \frac{\mu_0 M_{mn} \sinh(k_{mn}(y_m - y_s))}{\xi_{m3}} \quad (11)$$

$$\xi_{m3} = \mu_r \cosh(k_{mn}y_m) \sinh(k_{mn}(y_m - y_s)) - \cosh(k_{mn}(y_m - y_s)) \sinh(k_{mn}y_m)$$

3.2 전기자 전류에 의한 자계

전기자 전류에 의한 3차원 자계 분포를 해석하는 방법은 영구자석에 의한 자계보다 까다롭다. 특히, 해석 모델에서 전기자 코일의 엔드링 부분은 반원의 형상으로 이러한 형상은 푸리에 급수를 이용하여 나타내기가 매우 어렵다. 그러므로, 엔드링의 형상을 직사각형으로 등가화하여 전기자 전류에 의한 가상의 자화분포를 푸리에 급수로 나타내었다. 그림 4에서 코일 엔드링의 등가화 개념은 엔드링 부분의 코일의 폭을 일정하게 두고, 반원을 직사각형의 형상으로 등가화 할 때 엔드링 부분의 자속이 같도록 하기 위해 엔드링 부분의 자화량을 동일하게 설정하는 것이다. 즉, 그림 4의 (b)에서 두 자화량의 부피를 같게 두고 (a)의 직사각형으로 엔드링의 길이 e 값을 계산하였다[3].

그림 5는 등가화 된 코일 형상에서 전기자 전류에 의한 자화 분포를 나타낸 것이다. 1상의 전류에 의한 자화 분포를 식 (3)의 푸리에 급수로 나타내면 푸리에 계수 M_{mn} 은 다음과 같다[3].

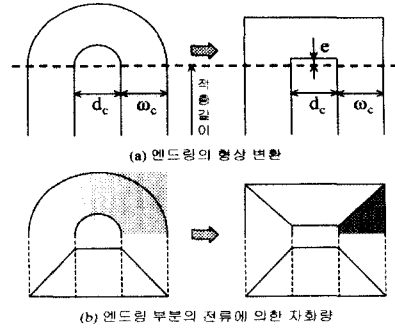


그림 4 코일 엔드링의 등가화
Fig. 4 Equivalence of coil ending

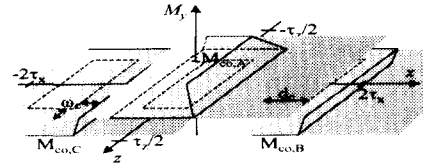


그림 5 전기자 전류에 의한 자화 분포
Fig. 5 Magnetization distribution by armature current

$$M_{mn} = \frac{32 M_{co} \omega_c}{m^2 n^2 \pi^2 k_x k_z \omega_c^2} \cdot \sin\left(mk_x \frac{d_c + \omega_c}{2}\right) \sin\left(mk_x \frac{\omega_c}{2}\right) \cdot \sin\left(nk_z \frac{l_c + \omega_c}{2}\right) \sin\left(nk_z \frac{\omega_c}{2}\right) \quad (12)$$

여기서 $m = 1, 2, 3, \dots, n = 1, 3, 5, \dots$ 이다. 마찬가지로 전기자 전류에 의한 공기(영역 1)의 자속밀도의 계산식은 다음의 식 (13) ~ (15)와 같이 계산된다[3].

$$B_{xl}^{co} = \sum_{p=1}^3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{mk_x}{k_{mn}} \beta_{c3} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}(p-1)) \cdot \sinh(k_{mn}(y-y_s)) \cdot \sin\left[m\left(k_x x - \frac{2\pi}{3}(p-1)\right)\right] \cos(nk_z z) \quad (13)$$

$$B_{yl}^{co} = - \sum_{p=1}^3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \beta_{c3} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}(p-1)) \cdot \cosh(k_{mn}(y-y_s)) \cdot \cos\left[m\left(k_x x - \frac{2\pi}{3}(p-1)\right)\right] \cos(nk_z z) \quad (14)$$

$$B_{zl}^{co} = \sum_{p=1}^3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{nk_z}{k_{mn}} \beta_{c3} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}(p-1)) \cdot \sinh(k_{mn}(y-y_s)) \cdot \cos\left[m\left(k_x x - \frac{2\pi}{3}(p-1)\right)\right] \sin(nk_z z) \quad (15)$$

여기서, 계수 β_{c3} 은 다음과 같다.

$$\beta_{c3} = \frac{\mu_0 M_{mn} \sinh(k_{mn}y_c)}{\xi_{c3}} \quad (16)$$

$$\xi_{c3} = \cosh(k_{mn}y_c) \sinh(k_{mn}(y_c - y_s)) - \cosh(k_{mn}(y_c - y_s)) \sinh(k_{mn}y_c)$$

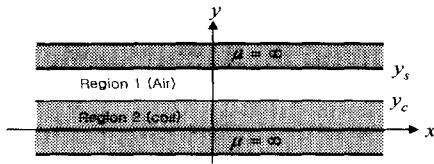


그림 6 전기자 전류 해석모델
Fig. 6 Analysis model of current

그림 7과 그림 8은 각각 영구자석과 전기자 전류에 의한 공극자속밀도의 3차원 분포를 나타낸 것이다.

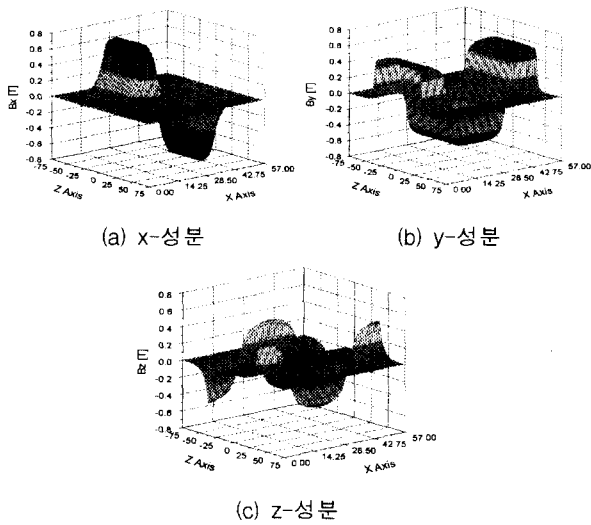


그림 7 영구자석에 의한 공극자속밀도 분포
Fig. 7 Air-gap flux density distribution by PM

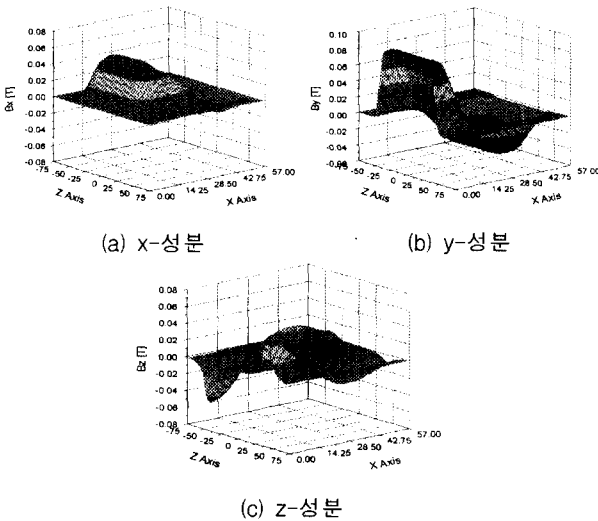


그림 8 전기자 전류에 의한 공극자속밀도 분포
Fig. 8 Air-gap flux density distribution by amature current

3.3 역기전력 및 인덕턴스

역기전력과 인덕턴스는 각각 영구자석에 의한 자계와 전기자 전류에 의한 자계로부터 간단히 계산할 수 있다. 먼저, A상에 유기되는 역기전력(속도기전력)은 간단히 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_a = \sum_{k=1}^n N [B_{yik}^{pm}(x_1, y_c/2) - B_{yik}^{pm}(x_2, y_c/2)] \cdot \Delta z v \quad (17)$$

여기서, N 은 턴 수, Δz 는 적층방향으로의 미소길이, v 는 가동자의 이동속도를 나타낸다. 자속밀도의 y-성분만이 역기전력에 유효하게 작용하므로 y-성분만 고려했으며, 코일 영역 전체에 걸친 자속밀도의 분포로부터 정확한 역기전력을 산정해야 하나 본 논문에서는 계산의 편의를 위해 그림 9와 같이 코일 중심에서의 자속밀도만 고려하여 역기전력을 계산하였다. 따라서 약간의 오차를 수반하게 되지만 기동특성 해석에서 미소시간간격으로 순시적인 역기전력을 계산할 때 계산시간을 크게 줄일 수 있다는 장점이 있다. 다른 상의 역기전력도 식 (17)에서 적분구간을 달리하여 쉽게 구할 수 있다. 그림 10은 해석적 방법으로 구한 역기전력과 쇄교자속을 유한요소해석결과와 비교한 것으로, 약간의 오차가 존재하나 잘 일치함을 보여주고 있다. 3차원 공간고조파법으로 계산한 역기전력은 2차원에 비해 5% 정도 작다.

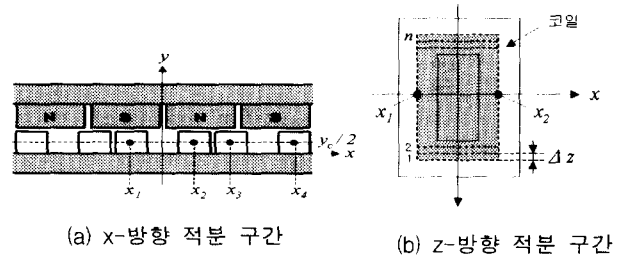


그림 9 역기전력 계산을 위한 적분구간
Fig. 9 Integral path for back-EMF calculation

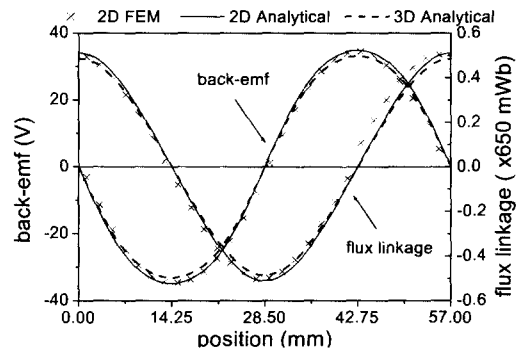


그림 10 역기전력과 쇄교자속
Fig. 10 Back-EMF and flux linkage

한편, 인덕턴스도 역기전력을 구하는 방법과 유사한 방법으로 구할 수 있다. 자기(self)인덕턴스와 상호(mutual)인덕턴스를 각각 L, M 이라고 하면 A상 전기자 전류에 의한 자계로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \sum_{k=1}^n \frac{N \int_{x_1}^{x_2} B_{yik}^{co}(y_c/2) dx}{I} \Delta z \quad (18)$$

$$M = \frac{N\Phi'}{I} = \sum_{k=1}^n \frac{N \int_{x_3}^{x_4} B_{yik}^{co}(y_c/2) dx}{I} \Delta z \quad (19)$$

표 2 인덕턴스 비교
Table 2 Comparison of inductance

	2차원 FEM	2차원 공간고조파법	3차원 공간고조파법	측정 결과
self	30.86 [mH]	34.25[mH]	30.03[mH]	29.38[mH]
mutual	9.08 [mH]	9.07[mH]	8.46[mH]	-

표 2는 여러 방법으로 계산한 인덕턴스를 비교한 것이다. 자기인덕턴스 측정에는 상용주파수의 정현파 전압을 인가했을 때 측정된 역률각과 전류로부터 계산한 값이며 이때 전류는 정격전류가 흐르도록 전압을 조정하였다. 3차원 공간고조파법이 측정결과에 가장 근접한 것을 알 수 있으나, 슬롯리스형 PMLSM은 권선저항이 인덕턴스에 비해 매우 크며 동기주파수도 낮기 때문에 리액턴스의 영향이 상대적으로 작다.

3.4 추력 및 수직력

추력과 수직력은 최종적으로 계산된 공극자속밀도로부터 다음과 같은 맥스웰 응력(Maxwell stress tensor)법을 이용하여 계산할 수 있다[2].

$$F_x = \frac{1}{\mu_0} \iint B_x B_y dx dz \quad (20)$$

$$F_y = \frac{1}{2\mu_0} \iint (B_y^2 - B_x^2 - B_z^2) dx dz \quad (21)$$

$$F_z = \frac{1}{\mu_0} \iint B_y B_z dx dz \quad (22)$$

여기서 B_x 및 B_y, B_z 는 공기영역에서 영구자석에 의한 자속밀도와 전기자 전류에 의한 자속밀도를 합성한 값이다. 그림 11은 가동자의 이동변위에 따른 추력을 나타낸 것으로 3차원 공간고조파법이 실험결과에 가장 근접한 결과를 보여주고 있다.

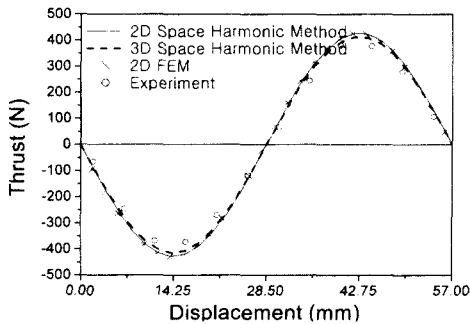


그림 11 이동자 변위에 따른 추력 특성
Fig. 11 Thrust according to displacement

4. 기동특성 해석

선형 전동기는 구조의 특성상 운전구간이 짧기 때문에 정상상태로 운전되기 보다는 항상 가속을 반복하는 과도상태에서 운전되므로 정특성 해석보다 기동특성과 같은 동특성 해석이 더욱 중요하다[6].

동특성은 전압방정식과 운동방정식을 결합하여 해석할 수

있는데 이때 필요한 추력이나 역기전력은 일반적으로 정특성 해석으로부터 추력 상수와 역기전력 상수를 먼저 구한 뒤 전류와 속도로부터 간접적으로 구하는 방법을 이용하고 있다. 그러나 기동시와 같은 과도상태에서는 전원주파수가 낮고, 3상 전류가 평형이 아니며, 역기전력 및 전류파형이 정현파가 아니므로 이러한 방법으로 계산할 때는 오차가 발생하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 오차를 줄이기 위해 미소 시간간격으로 가동자를 이동시키면서 순시적인 추력과 역기전력을 계산하는 방법을 이용하였다. 전체적인 해석과정은 그림 12와 같다.

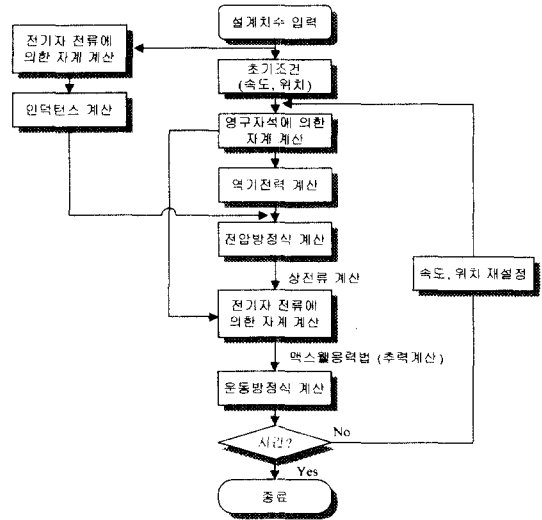


그림 12 기동특성 해석과정
Fig. 12 Flowchart of starting characteristic analysis

4.1 동특성 해석과정

4.1.1 전압방정식

3상 전압방정식은 식 (23)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (23)$$

여기서 L 은 한 상당 자기 인덕턴스이며 M 은 상호 인덕턴스를 나타낸다.

4.1.2 운동방정식

운동방정식은 식 (24)으로 주어진다.

$$F_x = F_L + m \frac{dv}{dt} + Dv \quad (24)$$

여기서, F_x 는 발생추력, F_L 은 마찰력, m 은 가동자의 질량, D 는 점성감쇠계수(viscous damping coeff.)를 나타낸다. 점성감쇠계수는 매우 작고, 해석모델의 정격속도가 2m/s밖에 안되므로 Dv 항은 무시할 수 있다. 순시추력은 전압방정식에 의해 계산된 각 상의 순시전류로부터 전기자 전류에 의한 자계를 다시 계산하여 맥스웰 응력법을 적용함

으로써 구할 수 있다. 한편, 마찰력은 수직력과 가동자의 무게로부터 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$F_L = \mu_f(F_y + mg) \tag{25}$$

여기서, μ_f 는 LM(Linear Motion) 가이드의 마찰계수를 나타내는데 일반적으로 0.002 ~ 0.003의 값을 가진다. 식 (24)를 이용하여 시간에 따른 가동자의 이동 변위와 속도를 계산할 수 있으며, 이 값으로부터 영구자석에 의한 자계를 x-축 방향으로 이동시키면서 전압방정식에 대입할 순시 역기 전력을 구할 수 있다.

4.2 동특성 해석결과

본 논문에서는 슬롯리스형 PMLSM의 개루프(open-loop) 제어시의 기동특성을 해석하였다. 제어할 수 있는 요소들은 여러 가지가 있지만 본 논문에서는 V/f 비, 초기부하각에 따른 결과를 비교 분석하였다. 기동특성 해석에 사용된 파라미터들은 다음과 같고, 인버터의 특성은 고려하지 않았다.

표 3 동특성 해석 파라미터

Table 3 Parameters for dynamic characteristic analysis

항목	수치	항목	수치
입력전압	0~100 [V]	동기 주파수	35.1 [Hz]
입력주파수	0~35.1 [Hz]	가동자 질량	30 [kg]
정격전압	100[V] (Max.)	마찰 계수	0.0025 [N · sec/m]
정격전류	2.66[A] (Max.)	점성감쇠계수	0
정격속도	2[m/s]	가속도	1.0G

4.2.1 V / f 비에 따른 기동 특성

각 상의 입력전압은 식 (26)과 같으며 V/f 특성은 식 (27)과 같이 선형으로 두었다.

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \gamma\right) \\ V_b &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \\ V_c &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \end{aligned} \tag{26}$$

$$V_m = \zeta f + V_0 \tag{27}$$

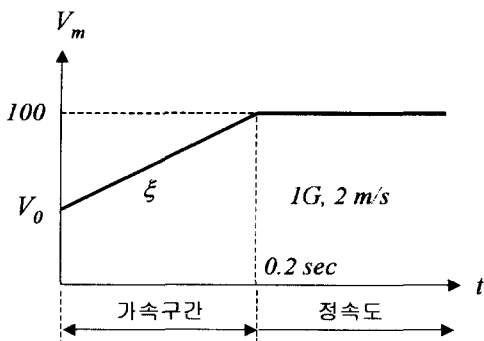
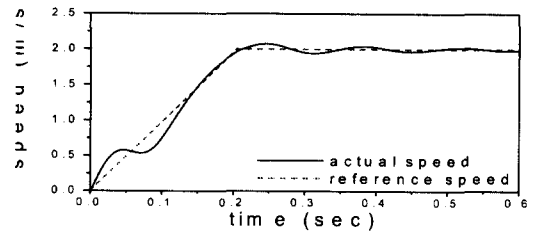
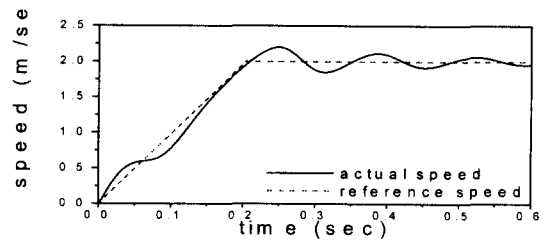


그림 13 V/f 일정 제어
Fig. 13 Constant V/f control

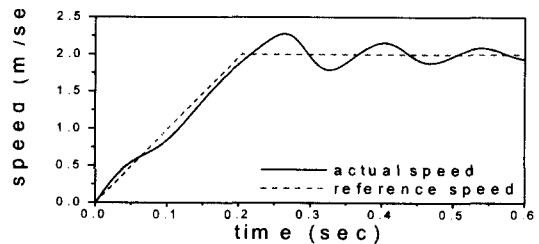
해석 모델의 정격전압이 100[V]이므로 동기주파수 35.1[Hz]에 도달했을 때 V_m 이 100[V]가 되도록 ζ 와 V_0 를 조절하였다. 한편, 식 (26)에서 γ 는 전압위상각으로써 초기부하각을 결정할 수 있는 요소이다.



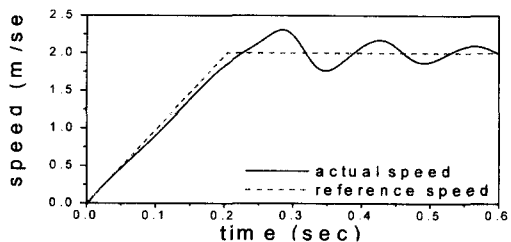
(a) $V_m = 100$



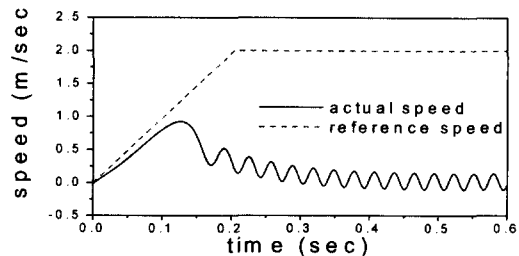
(b) $V_m = 0.5f+82$



(c) $V_m = 1.0f+65$



(d) $V_m = 1.5f+47$



(e) $V_m = 2.0f+30$

그림 14 V/f 비에 따른 기동특성
(초기부하각 60도, 무부하)

Fig. 14 Starting characteristics according to V/f ratio
(initial load angle 60 deg., no load)

그림 14 (a)는 V/f 일정 제어를 하지 않고 기동시에 정격 전압을 모두 인가한 상태에서의 속도특성을 나타낸 것이다. 정격전압이 다 걸린 상태에서는 기동전류가 정격전류보다 크기 때문에 필요 이상의 추력이 발생하여 기준속도보다 빨라지게 된다. 이러한 상황에서는 부하각이 급격히 변동하므로 그림 15와 같이 기동시에 추력의 맥동이 발생하여 가속 성능이 좋지 못하게 된다. 그러므로 기동전류를 작게하여 좋은 가속 성능을 얻기 위해 전압을 낮추는 것이 바람직하다.

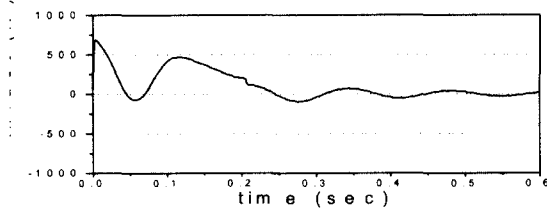


그림 15 추력 특성 ($V_m = 100$)
Fig. 15 Thrust characteristic ($V_m = 100$)

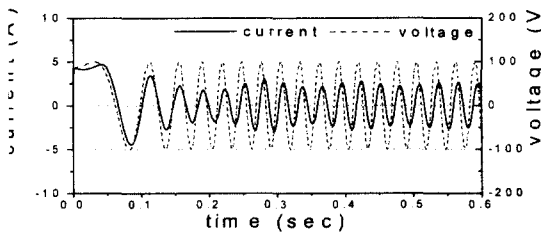


그림 16 A상 전류 및 전압 ($V_m = 100$)
Fig. 16 A-phase current and voltage ($V_m = 100$)

그림 16은 해석 모델의 뛰어난 전기적 속응성을 보여주는 데 이것은 앞에서 언급한 바와 같이 리액턴스가 저항에 비해 매우 작기 때문이다.

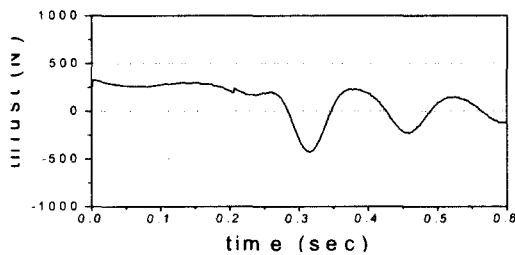


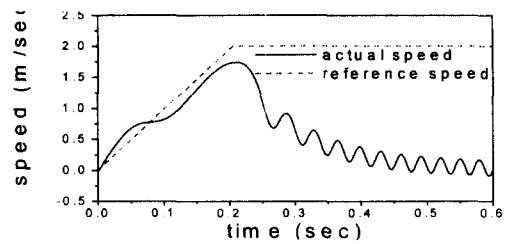
그림 17 추력 특성 ($V_m = 1.5f+47$)
Fig. 17 Thrust characteristic ($V_m = 1.5f+47$)

그림 17과 같이 V/f 비가 1.5일 때 가속구간에서 거의 일정한 추력이 발생하여 가속성능이 가장 뛰어나를 알 수 있다. 한편 그림 14 (e)는 V/f 비가 2.0일 때 기동을 하지 못하고 탈조되는 것을 보여주고 있다. 급가속용 전동기는 전기적인 시정수를 작게하기 위해 저항을 크게 설계하므로 일반 전동기보다 낮은 V/f 비에서도 기동전류를 확보하지 못해 탈조되기 쉽다.

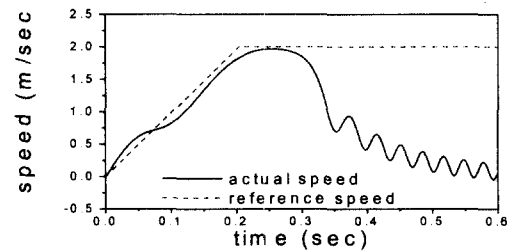
4.2.2 초기 부하각에 따른 기동 특성

그림 18은 $V_m = 1.0f + 65$, 무부하 상태에서 초기부하각에 따른 기동특성을 나타낸 것이다. 그림 18에서 알 수 있듯이

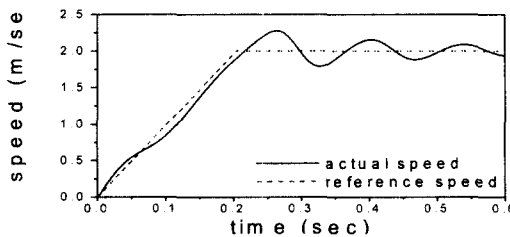
초기 부하각이 90도라도 기동이 되지 못하는 경우가 발생한다. 기동시에 필요 이상의 힘이 발생하면 부하각이 복잡한 양상으로 변동하기 때문에 예측할 수 없는 결과가 발생하게 된다.



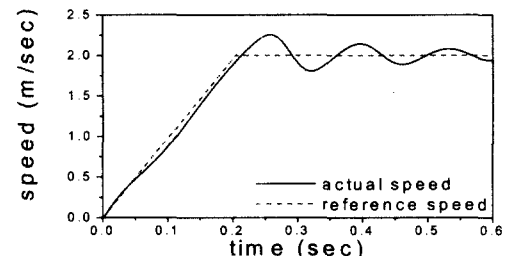
(a) 속도 특성 (초기부하각 90도)



(b) 속도 특성 (초기부하각 75도)



(c) 속도 특성 (초기부하각 60도)



(d) 속도 특성 (초기부하각 45도)

그림 18 초기부하각에 따른 기동특성

Fig. 18 Starting characteristic according to initial load angle

가동자의 초기위치(초기부하각)와 같은 운전조건에 따라서 원활한 기동을 위해서는 V/f 비가 달라져야 함을 해석결과로부터 알 수 있다. 그러나 PMLSM의 폐루프 제어시 운전조건에 따라 최적의 V/f 비를 찾는다는 것은 매우 번거롭고 어려운 작업이다. 본 논문에서도 이러한 이유 때문에 다양한 운전조건에 따른 최적의 V/f 비를 제시하지 못하고 있다. 따라서 대부분의 PMLSM은 폐루프(closed-loop) 제어를 하고 있다. 폐루프 제어시 슬롯리스형 PMLSM의 가속 성능은 전동기의 특성만으로 결정되는 것이 아니라 제어기의 특성과 관련되어 결정된다. 특성이 좋은 제어기를 사용함으로써 해석 모델은 10G 이상의 가속도를 내는 것도 가능해진다[6]. 그러므로 슬롯리스형 PMLSM의 동특성을 제대로 해석하기 위

해서는 전동기 특성 뿐만 아니라 제어 기법이나 제어기의 특성을 고려해야 한다.

5. 결 론

본 논문에서는 3차원 공간고조파법을 이용하여 슬롯리스형 PMLSM의 공극자계를 계산하고, 전압방정식과 운동방정식을 결합하여 개루프 제어시의 기동특성을 해석하였다. 슬롯리스형 PMLSM은 구조가 간단하고 포화가 거의 발생하지 않으므로 공간고조파법으로 계산한 특성은 유한요소법과 비교하여 큰 오차가 발생하지 않았다. 한편 기동시, 3상 전류 및 역기전력 파형은 정현파가 아니며 각 상 간에 불평형이 발생하므로 추력 상수나 역기전력 상수로부터 추력과 역기전력을 산정하는 방법은 동특성 해석시 오차를 수반하게 된다. 따라서 본 논문에서는 운동방정식에서 결정된 속도 및 변위 정보로 가동자를 이동시키면서 순시적인 역기전력을 계산하고, 전압방정식으로부터 계산된 각 상의 순시전류를 전기자 코일에 인가하여 순시추력을 계산함으로써 보다 정확한 기동특성 해석결과를 얻고자 하였다.

기동특성 해석결과, 가동자의 초기 위치나 부하와 같은 운전조건에 따라 최적의 가속성능을 얻기 위해서는 V/f 비가 달라져야 함을 알 수 있었으나, 실제 실험적으로 최적의 V/f 비를 찾는다는 것은 매우 번거로운 일이다. 그러나 본 연구에서 적용한 모델은 경우는 V/f 비가 1.5, 초기 부하각 60°가 가장 양호한 기동 특성을 나타내었다. 따라서 본 논문에서 제시한 방법은 슬롯리스형 PMLSM의 개루프 제어시 최적의 V/f 비를 찾는 데 더욱 간편하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 2001년도 창원대학교 연구비 및 공작기계기술 연구센터 지원(MTRC)에 의한 연구결과임

참 고 문 헌

- [1] I. Boldea, S. A. Nasar, Linear Motion Electromagnetic Systems, John Wiley and Sons, 1985.
- [2] Jacek F. Gieras, Zbigniew J. Piech, Linear Synchronous Motors-Transportation and Automation Systems, CRC Press, 2000.Computers, vol. C-35, no. 7, pp. 602-612, July 1988.
- [3] 이주민, 강규홍, 홍정표, 김규탁, "3차원 공간고조파법을 이용한 슬롯리스형 영구자석 선형 동기전동기의 자계 및 추력특성 해석", 대한전기학회 논문지, vol. 50, no. 6, pp. 255-262, 2001.
- [4] 임기재, 우준근, 홍정표, 김규탁, "영구자석 선형 동기전동기의 디텐트력 최소화 기법 연구", 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, B권, pp.763-765, 2000.
- [5] 강규홍, 홍정표, 김규탁, 하근수, 정중기, 임태빈, "공심 코일형 리니어 DC 모터의 설계 및 동특성 해석", 대한전기학회 논문지, vol. 49, no. 3, pp. 165-171, 2000.
- [6] 천장성, "급가속용 선형 동기전동기의 특성해석 및 최적 설계", 서울대학교 박사학위 논문, 1999.

- [7] Thomas R. England, "Unique Surface-wound Brush-less Servo with Improved Torque Ripple Characteristics", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, no. 6, pp. 972 - 977, 1988.
- [8] Ki-Chae Lim, Jung-Pyo Hong, Gyu-Tak Kim, "The Novel Technique Considering Slot Effect by Equivalent Magnetizing Current", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 35, no. 5, pp. 3691 - 3693, 1999.
- [9] S. L. Ho, Y. J. Zhang, G. D. Xie, "Two-dimensional Analytical Method to Predict the Electromagnetic Field of Disc-type Permanent Magnet Machines", IEEE Trans. on Electric Machines and PowerSystems, vol. 26, no. 6, pp. 649 - 658, 1998.

저 자 소 개



안 호 진 (安浩振)

1977년 3월 18일생. 2000년 창원대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 055-279-7519
mail : hojin2@hotmail.com



강 규 홍 (姜圭洪)

1967년 11월 5일생. 1992년 창원대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1998년 LG전자(주) 주임연구원. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 창원대 전기공학과 BK교수
Tel : 055-279-8044
Email : kghsjw@hanmail.net



김 규 탁 (金奎卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 창원대학교 공대 전기공학과 부교수. 1996년~1997년 일본 早稻田大 客員研究員
Tel : 055-279-7515
Email : gtkim@sarim.changwon.ac.kr