

슬롯효과를 고려한 해석적인 방법에 의한 PMLSM의 출력 최대화에 관한 연구

論 文
54B-7-3

A Study of Thrust Maximization Using Analytical Method Considering Slot Effect in Pemanent Magnet Linear Synchronous Motor

李東燁* · 金德顯** · 金奎卓†
(Dong-Yeup Lee · Duk-Hyun Kim · Gyu-Tak Kim)

Abstract - This paper is proposed maximum thrust design of slotted permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM) using surface harmonic method(SHM) considering slot effect. The genetic algorithm is used for optimization. The functional are selected the maximum thrust and the minimum detent force. This time, design parameters are set as permanent magnet(PM) width, PM height and slot width. Thrust is increased from 272[N] to 295[N] and detent force is decreased from 5[N] to 2.43[N] greatly in optimum design. Therefore, thrust ripple isn't generating almost. Also, the results of 2D EMC considering slot-effect are compared with ones of experimental and finite element analysis..

Key Words : Permanent Magnet Linear Synchronous Motor(PMLSM), Surface Harmonic Method, Slot Effect, Genetic Algorithm, Maximization of Thrust and Minimization of Detent Force

1. 서 론

영구자석 선형 동기전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : PMLSM)는 직접 직선 추력을 발생하므로 제어 성능이 우수하며, 고속, 고효율이 가능하다는 장점이 있으나, 전기자에 치, 슬롯 구조를 가지므로 공극에서의 슬롯 고조파에 의해 디텐트력이 발생하게 된다. 이러한 디텐트력은 전동기의 추력 맥동으로 작용하여 기기의 소음 및 진동을 유발할 뿐만 아니라 기기의 제어성능을 악화시킨다. 디텐트력의 저감 방법으로는, 자극폭 조절, 치폭의 변화, 스큐를 주는 방법 등을 들 수 있으며, 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으나 아직 체계적인 연구는 미흡한 실정이다.

전기기기의 해석방법으로는 유한 요소법과 같은 수치해석적 방법과 공간고조파법과 같은 해석적 방법이 있다. 수치해석적 방법의 경우, 복잡한 형상을 그대로 모델링 할 수 있으며, 재질의 비선형성에 대한 고려가 가능하나, 해석 모델의 치수 변화에 따라 전처리, 수치 계산 및 후처리 작업을 반복해야 하는 번거로움이 있다. 이에 반해 해석적 방법의 경우, 복잡한 형상과 재질의 비선형성을 고려하기가 어렵다는 단점이 있으나, 수치해석적 방법에 비해 해석시간이 빠르며, 설계 변수의 변화에 따른 특성 파악이 매우 용이하다는 장점이 있다. 특히 PMLSM에서는, 전기자의 형상이 간단하고, 철심의 포화 현상도 거의 나타나지 않으므로 공간고조파법을 이용하

더라도 유한요소 해석 결과와 큰 차이가 없는 정확한 결과를 얻을 수 있다[1 - 4].

유전알고리즘은 다봉의 특징을 가지는 탐색공간에서도 원만히 동작하며, 어떤 형태의 함수도 목적함수로 쉽게 이용할 수 있기 때문에 최적화 문제, 시스템 제어 및 식별 등 다양한 분야에서 광범위하게 응용되고 있다[5].

따라서, 본 논문에서는 슬롯의 영향을 고려한 2차원 공간고조파법을 이용하여 슬롯형 PMLSM의 특성해석을 수행하였고, 최적화 기법으로 유전 알고리즘을 사용하였다. 설계 변수로는 영구자석의 폭, 영구자석의 두께, 슬롯의 폭으로 설정하였으며, 각각의 변수 변화에 따른 추력 및 디텐트 특성을 해석하여 최적의 출력을 갖는 전동기의 설계 치수를 제시하였다.

2. 해석 모델 및 이론

2.1 PMLSM의 구조 및 제원

그림 1과 표 1에 각각 슬롯형 PMLSM의 기본 모델과 사양을 나타내었다.

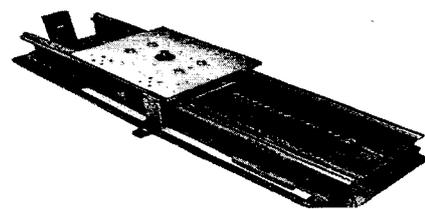


그림 1. 기본 모델
Fig. 1. Basic model

† 교신저자, 正會員 : 昌原大學校 電氣工學科 教授 · 工博
E-mail : gykim@sarim.changwon.ac.kr

* 正會員 : 昌原大學校 電氣工學科 博士課程

** 正會員 : 安東情報大學 電氣科 助教授 · 工博

接受日字 : 2005年 4月 25日

最終完了 : 2005年 6月 1日

2.2 슬롯의 영향을 고려한 2차원 공간고조파 해석

PMLSM은 영구자석을 계자로 이용하기 때문에 공극자속 밀도 분포는 영구자석에 의한 자계의 영향이 크며, 특히 1차 측에 슬롯이 존재하는 경우 영구자석과 슬롯의 상대적인 위치에 따른 공극자속밀도 분포의 변화에 의해 디텐트력이 발생한다. 이는 슬롯피치와 같은 주기를 가지며 추력 리플로 작용할 뿐만 아니라 PMLSM의 제어특성을 저하시키며 소음 및 기계적인 진동의 원인이 되므로 설계 단계에서 반드시 고려해 주어야 한다. 하지만, 기존의 공간고조파법은 이러한 슬롯의 영향을 평활철심으로 가정하여 해석하므로 고려할 수 없었다.

따라서, 본 논문에서는 디텐트력의 특성 고찰이 불가능한 기존의 공간고조파법의 단점을 보완하기 위하여 슬롯효과를 고려한 개선된 형태의 공간고조파법을 이용하였다.

표 1. 기본 모델의 사양

Table 1. Specification of basic model

가동자 사양(단위:mm)			고정자 사양(단위:mm)	
영구자석	재질	Nd-Fe-B	치 폭	5
	마그네트 폭(w)	61	슬롯 폭	6.5
	길이(l)	80	슬롯 높이	18
	높이(h)	10	요크 두께	22
	극간격(τ)	69		
요크	두께	20	축방향 길이	78
	폭	276		
	길이	80		
기계적 공극			5	

2.2.1 해석상의 가정

PMLSM에 공간고조파법을 적용시키기 위하여 다음과 같은 가정이 요구된다.

- ① 모든 해석영역은 ±x방향으로 무한하며 주기성을 가짐
- ② 영구자석은 ±y방향으로만 자화되어 있으며, ±x방향으로 주기적으로 분포
- ③ 철심의 투자율은 무한대이며 자기포화현상은 무시
- ④ 자기벡터포텐셜 A는 z방향으로 일정한 값을 가짐

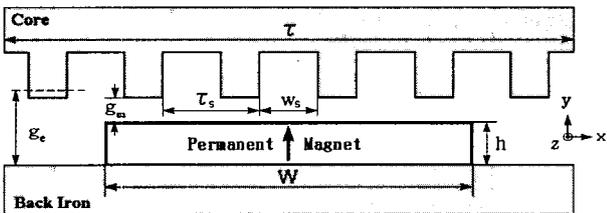


그림 2. 공간고조파법 해석모델

Fig. 2. Analysis model of space harmonic analysis method

공간고조파법은 해석모델의 자계를 형성하는 요인들을 분리하여 독립적으로 고려한 후 합성하는 방법이다. 즉, 각각의 독립된 해석모델에서 재질이나 입력의 존재 여부에 따라 세부 영역으로 나눈 후, 각 영역에 대한 자기벡터포텐셜을 계변수로 하는 지배방정식을 유도하고 여기에 각 영역의 경계에

서 경계조건을 적용함으로써 해석해를 구한 후 각 영역에서의 자계를 계산한다. 그리고 독립적으로 계산된 자계를 중첩시킴으로써 전체 해석모델의 합성자계를 계산하게 된다.

2.2.2 영구자석에 의한 자계

그림 3은 그림 2와 같은 슬롯구조를 가진 1차측 철심을 카터계수로 보정하여 평활철심(코어)으로 가정한 경우의 영구자석 해석모델이다. 여기서, 주기적으로 배치된 영구자석은 자석 양쪽 끝에서 미소한 두께 δ를 가지는 등가자화전류(Equivalent Magnetizing Current : EMC)로 나타낼 수 있다. 따라서, 영역 II의 영구자석에 의한 등가자화전류 밀도는 그림 4와 같이 주기적인 분포를 가지게 된다.

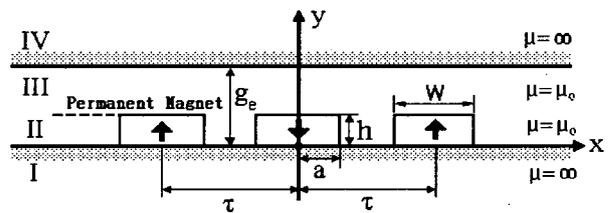


그림 3. 영구자석에 의한 자계 해석모델

Fig. 3. Field analysis model of permanent magnet

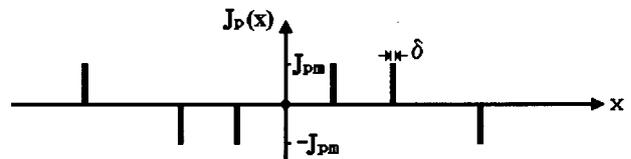


그림 4. 영구자석의 등가자화전류밀도 분포

Fig. 4. EMC distribution of permanent magnet

각 영역의 지배방정식을 자기벡터포텐셜 A를 계변수로 하는 식으로 나타내어 미분 방정식의 일반해를 구하여 각 영역의 지배방정식에 대입하고 각 영역 경계에서 자기벡터포텐셜의 연속조건과 자계강도의 접선성분과 자속밀도의 법선성분에 대한 경계조건을 적용하여 미정계수를 결정하면 A를 구할 수 있다. 따라서, ∇ × A = B의 관계로부터 영역 III(공극)에서의 자속밀도를 구하면 다음과 같다.

$$B_{III}^{x,p} = \frac{\mu_0}{2} \sum_{n=1,3}^{\infty} \left(\frac{\sinh(nkh)}{\sinh(nkg_e)} \right) \left(\frac{e^{nky}}{e^{nkg_e}} - \frac{e^{nkg_e}}{e^{nky}} \right) \cdot \frac{b_{pm}}{nk} \cdot \sin(nkx) \quad (1)$$

$$B_{III}^{y,p} = -\frac{\mu_0}{2} \sum_{n=1,3}^{\infty} \left(\frac{\sinh(nkh)}{\sinh(nkg_e)} \right) \left(\frac{e^{nky}}{e^{nkg_e}} + \frac{e^{nkg_e}}{e^{nky}} \right) \cdot \frac{b_{pm}}{nk} \cdot \cos(nkx) \quad (2) \quad \text{단, } k = \pi/\tau \text{이다.}$$

2.2.3 1차측 전류에 의한 자계

그림 5의 해석모델에서 3상 권선이 분포된 1차측의 각 슬

롯에 전류를 흘리면 이 전류에 의해 전체 자속밀도 분포는 변하게 된다. 이러한 1차측의 전류에 의한 자계를 고려하기 위해 1차측 철심을 평활하다고 보면 1차측 전류는 그림 5의 각 슬롯 영역에서 폭이 w_s 이고 두께가 δ 로 매우 얇은 면 전류의 형태로 존재한다고 가정할 수 있다. 여기서, 동일한 상의 권선 1턴에 대한 전류밀도 분포를 생각하면 그림 5와 같이 극간격 τ 의 거리를 가지고 전류밀도 $\pm J_{em}$ 의 값이 주기적으로 존재하는 형태로 이를 푸리에 급수로 전개하면 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

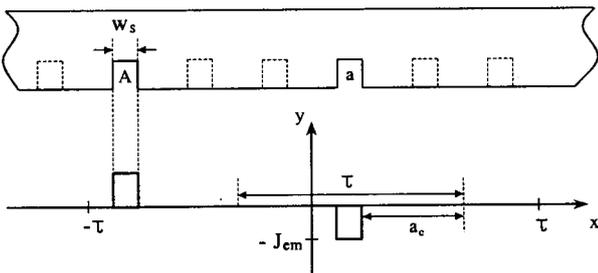


그림 5. 단일 권선의 전류밀도 분포
Fig. 5. Current density distribution of single winding

$$J_{em}(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_{en} \cdot \sin(nkx) \quad (3)$$

여기서, $b_{en} = \frac{4J_{en}}{\pi n} \cos(nka_c)$ 이다.

1차측 전류도체에 의한 자속밀도의 일반해는 영구자석에 적용한 방법을 동일하게 적용하면 쉽게 얻을 수 있다. 3상 권선을 행하면 A상을 기준으로 각 상의 공간적인 위상은 슬롯피치 τ_s 의 배수로서 각 상 모두가 표현되며 시간적인 위상은 B, C상이 전기각으로 $2/3\pi$, $4/3\pi$ 의 위상차를 가지게 표현하면 된다.

2.2.4 슬롯의 영향에 의한 자계

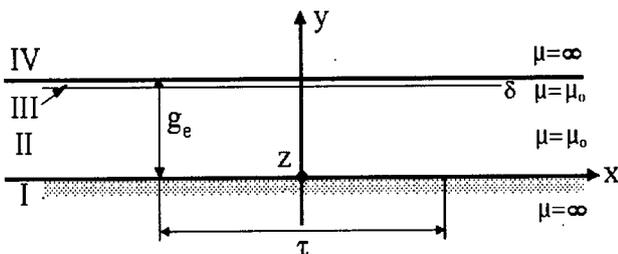


그림 6. 평활철심 표면의 등가자화전류 모델
Fig. 6. EMC model of smoothed core surface

중래의 공간고조파법을 이용한 특성해석은 앞서 제시한 영구자석 및 1차측 전류에 의한 자계만을 고려한 해석으로 1차

측 슬롯형상을 카터계수로 보정한 평활철심으로 가정하였기 때문에 슬롯형상에 따른 공극자속밀도의 영향이 포함되지 않았다. 따라서, 슬롯의 영향을 고려하기 위해 1차측을 평활철심으로 본 경우 평활철심 표면에서의 등가자화전류를 산정하고 이를 바탕으로 철심표면의 슬롯영역에서 영구자석에 의한 자속을 상세시킬 수 있는 자속을 만드는 가상의 등가자화전류가 존재한다는 가정을 하고 이를 계산하였다. 그림 7은 평활철심에 의한 등가자화전류 모델을 보여주고 있다.

먼저, 코어와 같이 비투자율이 공기보다 큰 매질이 자계내에 있을 경우 그 매질의 자화의 세기 M^c 등가자화전류로 치환될 수 있으므로 그림 3의 1차측 철심표면에 영구자석의 자계에 의한 자화의 세기 M^p 존재함을 생각할 수 있다. 한편, 철심의 투자율이 무한대로 가정하였으므로 영역 IV는 철심표면에서의 등가자화전류로 치환이 가능하며 이는 영역 IV가 공기와 철심인 각각의 경우에 대하여 영구자석의 영향에 의한 자계를 계산하고 철심표면에서 두 자계에 의한 자화의 세기 M^p 변화량을 구하는 것과 같다. 따라서, 카터계수로 등가화된 철심표면에 식 (4)로 표현되는 표면전류 밀도 K_{cm} 을 분포시키면 영역 IV를 공기로 치환할 수 있다.

$$K_{cm} = \frac{1}{\mu_0} [\nabla \times (B_{t,III}^p - B_{t,IV}^a)]^{y=g_e-\delta} \quad (4)$$

여기서, $B_{t,III}^p$ 는 각각 1차측을 평활철심으로 본 경우의 영역 III에서의 자속밀도의 접선성분이다. 각 영역의 자기벡터포텐셜을 구해 영역 III의 자속밀도를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$B_{III}^{x,c} = -\mu_0 \sum_{n=1,3}^{\infty} \left(\frac{\sinh(nky)}{e^{nkg_e}} - \frac{\sinh(nk(g_e-\delta))}{e^{nky}} \right) \cdot \frac{b_{cn}}{nk} \cdot \sin(nkx) \quad (5)$$

$$B_{III}^{y,c} = -\mu_0 \sum_{n=1,3}^{\infty} \left(1 - \left(\frac{\cosh(nky)}{e^{nkg_e}} + \frac{\sinh(nk(g_e-\delta))}{e^{nky}} \right) \right) \cdot \frac{b_{cn}}{nk} \cdot \cos(nkx) \quad (6)$$

위의 식은 1차측 철심표면에서 등가자화전류에 의한 자속밀도분포를 나타낸 것으로 슬롯의 영향을 등가적으로 고려하기 위해 그림 7과 같이 공기로 치환된 철심표면에 슬롯이 존재하는 구간을 가진 모델을 제시한다.

1차측 철심이 슬롯을 가지는 경우 공극으로부터의 자속은 철심의 치 부분으로 대부분 흐르므로 슬롯이 존재하는 구간에서의 자속은 '0'이라고 가정할 수 있다. 따라서, 슬롯의 영향은 평활철심 표면의 등가자화전류에 의한 자속을 슬롯영역에서 상세시킬 수 있는 자속을 만드는 가상의 등가자화전류가 그림 8의 슬롯영역에 분포되어 있다고 보고 이를 계산함으로써 고려될 수 있다.

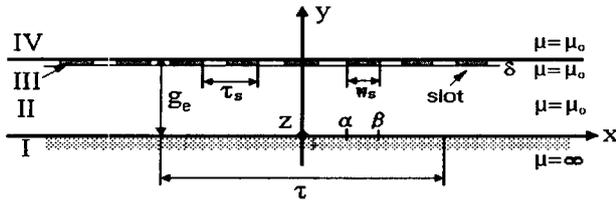


그림 7 슬롯의 가상등가자화전류 모델
Fig. 7 Virtual EMC model of slot

슬롯부분의 가상등가자화전류에 의한 자속의 크기는 1차측 철심표면의 가상등가자화전류에 의한 자속과 같고 방향은 반대로 슬롯이 α 에서 β 사이에 있을 때 식 (7)로 표현된다.

$$\Phi_{slot} = -\Phi_{cn} \quad (\alpha < x < \beta) \quad (7)$$

여기서, Φ_{slot} 은 슬롯부분의 가상등가자화전류에 의한 자속이고, Φ_{cn} 은 철심표면의 등가자화전류에 의한 자속이다.

슬롯영역에서의 자속은 평활철심 표면의 등가자화전류에 의한 자속밀도의 y 성분에 대한 x, z 방향의 적분으로 슬롯영역의 가상등가자화전류에 의한 자속밀도 분포는 다음 식으로 표현된다.

$$B_{sm}(x) = -B_{III}^{y,c} \Big|_{y=g_e-\delta} \\ = \sum_{n=1,3}^{\infty} b_{sn} \cdot \cos(nkx) \quad (8)$$

$$\text{단, } b_{sn} = \left(1 - \left(\frac{\cosh(nk(g_e-\delta))}{e^{nk g_e}} + \frac{\sinh(nk(g_e-\delta))}{e^{nk g_e}} \right) \right) \cdot \frac{b_{cn}}{nk} \cdot \mu_0$$

이고 $\alpha < x < \beta$ 이다.

식 (8)은 평활철심 표면에서의 영구자석에 의한 자계의 영향을 받으므로 각 슬롯마다 동일한 분포를 가지지 못한다. 그러나, 한 극간격 τ 만큼 떨어진 슬롯들사이의 자속밀도 분포는 그림 8과 같이 반파 대칭의 구조를 가지게 된다.

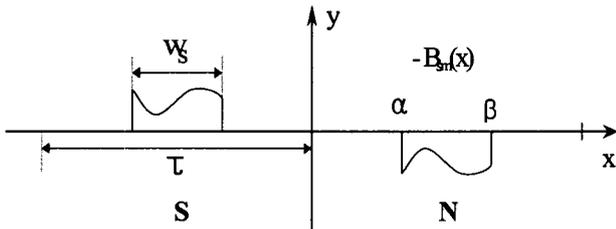


그림 8 슬롯영역에서의 임의의 자속밀도분포
Fig. 8 Arbitrary flux density distribution in slot region

따라서, 이를 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.

$$B_{sm}(x) = \sum_{n=1,3}^{\infty} \sum_{m=1,3}^{\infty} [a_m \cdot \cos(mkx) + b_m \cdot \sin(mkx)] \quad (9)$$

단, a_m 과 b_m 은 슬롯의 위치를 나타내는 α 와 β 의 함수로 표현된다.

슬롯영역의 자속밀도분포에 의해 슬롯영역에 존재하는 가상등가자화전류는 표면전류밀도 K_{sm} 에 의해 식 (10)과 같이 쓸 수 있다.

$$J_{sm} = \frac{K_{sm}}{\delta} = \frac{1}{\delta \mu_0} \nabla \times B_{sm} \\ = \sum_{n=1,3}^{\infty} \sum_{m=1,3}^{\infty} [a_{nm} \cos(mkx) + b_{nm} \sin(mkx)] \quad (10)$$

$$\text{단, } a_{nm} = \frac{mk b_m}{\mu_0 \delta}, \quad b_{nm} = \frac{-m k a_m}{\mu_0 \delta} \text{ 이다.}$$

따라서, 슬롯부분의 가상 등가자화전류의 분포에 의한 그림 8의 각 영역에서의 자속밀도는 영구자석의 경우와 마찬가지로 각 영역에 대한 지배방정식과 경계조건을 적용하여 동일하게 구할 수 있다.

3. 유전알고리즘을 이용한 최적화 및 특성 비교

3.1 유전알고리즘을 이용한 최적화

유전 알고리즘은 확률적인 방법과 개체간의 체계적인 정보 교환을 통해 탐색공간을 조사해 나감으로써 주위환경에 알맞은 가장 적절한 해를 얻고자 하는 방법이다. 유전 알고리즘은 여러 점을 동시에 탐색하는 전역적 탐색을 하기 때문에 다극점 문제에 있어서 국부수렴 할 가능성이 적고, 확률적인 방법에 의한 의사결정으로 최적점 탐색을 위한 어떠한 가능성도 배제하지 않는 특성을 가지고 있다.

따라서 본 논문에서는 이와 같은 장점을 가진 유전알고리즘을 이용하여 슬롯형 PMLSM의 출력을 최대화하는 최적화 설계를 시행하였다.

이때의 설계 변수로는 영구자석 폭, 영구자석 두께와 슬롯 폭을 선정하였고 목적함수로는 추력의 최대화와 디텐트력의 최소화를 동시에 만족 시키는 다중목적함수를 사용하였다.

해석에 사용된 목적함수는 다음과 같이 표현된다.

$$f(\mathbf{y}) = \sqrt{w_1 \left\{ \frac{f_1(\mathbf{y})}{f_1^*} \right\} + w_2 \left\{ \frac{f_2^*}{f_2(\mathbf{y})} \right\}} \quad (11)$$

여기서, $f_1(\mathbf{y})$ 는 발생 추력의 최대값, $f_2(\mathbf{y})$ 는 발생 디텐트의 최소값, w_1, w_2 는 합이 1인 가중치(Weighting factor), f_1^*, f_2^* 는 기본 모델의 발생 추력 및 디텐트력이다. 이때의 제약

조건은 최소 발생추력을 270[N]이상으로 설정하였으며 표 2에 설계변수 및 제약조건을 나타내었다.

최적화 문제를 풀기 위해 먼저 제약조건을 설정하고 이 제약조건을 위배할 경우 벌점을 부여하여 적합도 값을 감소시킴으로써 최적해로 선택될 가능성이 낮아진다. 식 (12)는 적합도 함수와 벌점함수와의 관계를 나타낸 식이다.

$$Fitness = \frac{1}{f(\mathbf{y}) + p(\mathbf{y})} \quad (12)$$

표 2. 설계 변수 및 제약조건
Table 2. Design parameters and constrain condition

설계 변수	변수 범위
영구자석 폭	$55 \leq x_1 \leq 67$ [mm]
영구자석 두께	$8 \leq x_2 \leq 12$ [mm]
슬롯의 폭	$3.5 \leq x_3 \leq 8.5$ [mm]
제약조건	$270[N] \leq$ 추력

$$f(\mathbf{y}) = \varepsilon \cdot \left[c_1 \times \sum_{i=1}^c \left(\frac{g_i(\mathbf{y})}{g_i^*} \right)^2 + c_2 \times \delta \sum_{i=1}^c \frac{\Phi_i(\mathbf{y})}{\Phi_i^*} \right] \quad (13)$$

여기서, $g_i(\mathbf{x})$, $\Phi_i(\mathbf{x})$ 는 i 번째 구속조건의 벌점level과 벌점양이고, c_1 , c_2 는 weighting factors. g_i^* , Φ_i^* 는 scaling factors, δ 는 penalty coefficient, ε 는 최소화일 경우 -1, 최대화일 경우 +1이다. 본 최적화에서의 값은 c_1 , c_2 및 δ 의 값은 각각 0.1, 0.5 및 0.1이다.

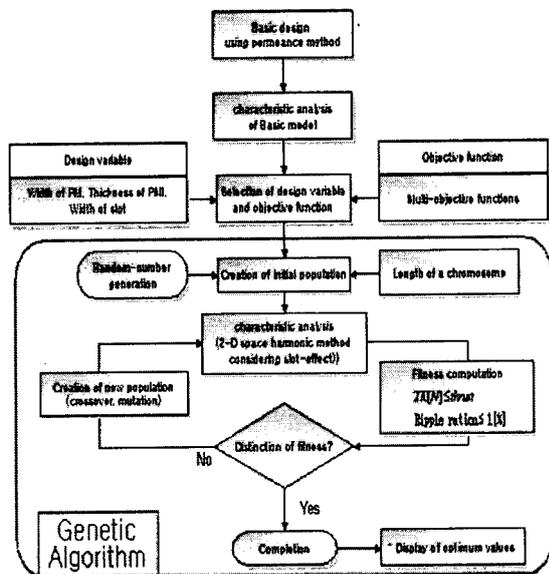


그림 9. 유전알고리즘을 이용한 최적화 흐름도
Fig. 9. Flow chart of optimization using genetic algorithm

그림 9는 유전 알고리즘을 이용한 최적화 과정을 나타내고 있으며 그림 10은 34세대 이후에 적합도의 값이 3.89로 수렴한 시뮬레이션 결과를 보여준다.

유전 알고리즘을 이용한 최적화 결과 최적 모델의 사양은 영구자석의 폭 61.2[mm], 영구자석의 두께 10.1[mm], 슬롯 폭 5.4[mm]이다.

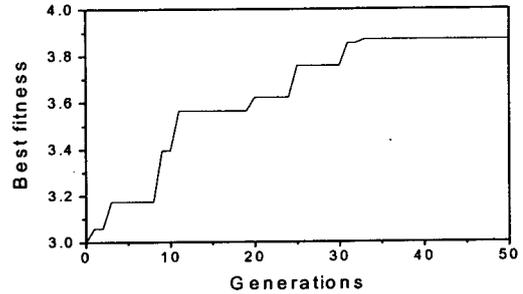
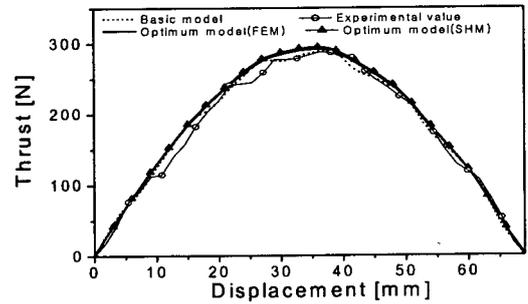
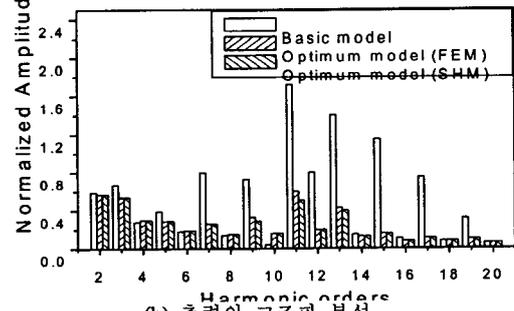


그림 10. 최적화 결과
Fig. 10. Optimization result

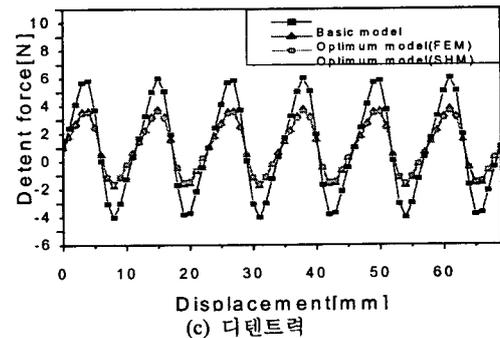
3.2 특성 비교



(a) 추력



(b) 추력의 고조파 분석



(c) 디텐트력

그림 11. 해석 결과
Fig. 11. Analysis results

그림 11은 기본 모델과 최적 모델의 추력과 추력의 고조파 분석, 디텐트 특성을 나타낸 것이다. 추력의 최대치는 기본 모델인 경우 270[N]정도이나 최적 모델인 경우 295[N]로 크게 증가하였다. 이때의 고조파성분을 비교한 그림 12(b)에서 알 수 있듯이 추력의 고조파 성분은 3.43[%]에서 1.35[%]로 크게 감소하였으며, 디텐트력은 5.0[N]에서 2.7[N]으로 대폭 감소하여 추력 왜형을 및 리플이 거의 발생하지 않았다.

공간고조파법의 결과를 검증하기 위하여 유한요소해석 결과치 및 실험치와 비교하였으며, 발생 추력의 실험치 287.5 [N]과 비교 시 오차가 거의 발생하지 않는 양호한 결과를 얻었다. 실험치가 이론치보다 다소 작게 나타난 것은 측정시의 측정오차라 사료된다.

그림 12는 초기 모델과 최적 모델의 부하각 60[deg]에서 정상상태 운전시의 추력을 나타낸 것으로 추력 리플이 거의 없는 양호한 설계가 이루어졌음을 알 수 있다.

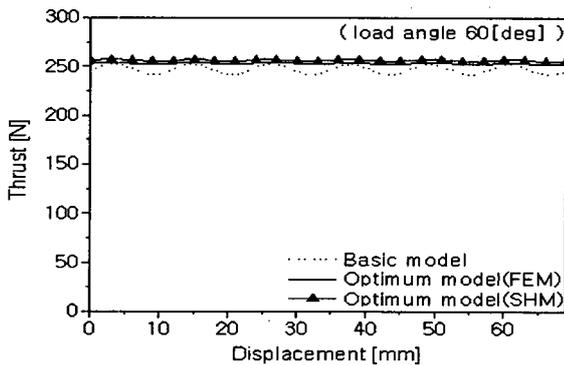


그림 12. 운전 추력
Fig. 12. Operation thrust

4. 결 론

본 논문에서는 슬롯형 PMLSM의 자계 및 특성해석을 슬롯 영향을 고려한 공간고조파법으로 수행하였고 최적화 기법으로 유전 알고리즘을 사용하였다. 슬롯 영향을 고려한 공간고조파해석의 타당성을 검증하기 위하여 유한요소 해석 및 실험결과와 비교하였다. 유전알고리즘을 이용한 최적화 결과, 추력은 270[N]에서 295[N]으로 증가하였고, 디텐트력은 5.0[N]에서 2.7[N]으로 대폭 감소하였다. 유전알고리즘을 이용한 최적화 방법으로 해석 시간을 대폭 단축시킬 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 출연금 등으로 수행한 지역전략산업 석박사 연구인력 양성 산업 및 2004년 창원대학교 연구비의 지원에 의한 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] T. Mizuno, H. Yamada, "Magnetic Circuit Analysis of a Linear Synchronous Motor with Permanent Magn-

ets", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 28, pp. 3027 - 3029, 1992.

- [2] 임기채, 홍정표, 김규탁, "공간고조파법을 이용한 영구자석 선형 동기전동기의 슬롯을 고려한 정특성 해석" 대한전기학회 논문지 Vol. 48-B, No. 4, pp. 145-151, 1999.
- [3] 임기채, "수치해석법을 이용한 영구자석 선형 동기전동기의 특성해석 및 제어기 구현", 창원대학교 박사 학위 논문, 2000
- [4] 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.
- [5] 진강규, 유전알고리즘과 그 응용, 교유사, 2002

저 자 소 개



이 동 업(李東燁)

1976년 3월 29일생. 2001년 창원대 공대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 055-279-7519
E-mail : dongyeuplee@changwon.ac.kr



김 덕 현(金德顯)

1966년 7월 10일생. 1992년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 창원대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년~1996년 한화기계 자동화 사업부. 현재, 안동 정보대학 전기과 조교수
Tel : 054-820-8133
E-mail : dh0710@www.ait.ac.kr



김 규 탁(金奎卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~2000년 일본 早稲田大 客員研究員. 현재 창원대학교 공대 전기공학과 교수.
Tel : 055-279-7515, Fax : 055-263-9956
E-mail : gtkim@sarim.changwon.ac.kr