

# 9극 10슬롯 구조의 영구자석 선형 동기 전동기의 디텐트력 저감을 위한 최적설계

論 文
57-4-8

## Optimal Design of a PMLSM with 9 Pole 10 Slot for Detent Force Reduction

黃仁聖\* · 尹熙盛\* · 高彰燮†  
(In-Sung Hwang · Hee-Sung Yoon · Chang-Seop Koh)

**Abstract** - Detent force of a permanent magnet linear motor (PMLSM) consist of cogging and drag forces, and should be minimized for high precision control purpose applications. This paper shows that the cogging force can be reduced effectively by employing 9 pole 10 slot structure. The drag force is minimized by optimizing the total length and shape of the exterior teeth of armature core simultaneously by using  $(1+\lambda)$  evolution strategy coupled with response surface method. After optimization, the optimized PMLSM is proven to reduce 95% and 92.6% of the cogging and total detent forces, respectively, and give 12% and 6.4% higher Back-emf and thrust force, respectively, compared with a conventional 12 pole 9 slot structure under the same condition. Additionally, Simulation results by the proposed optimum design are verified by the experiment results.

**Key Words** : PMLSM, Detent force, Cogging force, 9 pole 10 slot structure, Optimal design

### 1. 서 론

영구자석 선형 동기 전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)는 최근 고성능 영구자석의 개발 및 제조 원가의 하락, 전력전자 기술과 디지털 제어 기술의 발전에 힘입어 로프리스 엘리베이터, 공작 기계의 리프트 장치, 반도체 클린 룸 내에서의 웨이퍼 운송장치 등 그 응용분야가 점차 늘어나고 있다. 그러나 영구자석 선형 동기 전동기는 그 특성상 디텐트력(detent force)이 발생하여 기기의 소음 및 진동을 유발시킬 뿐만 아니라 기기의 제어 성능을 저하시키는 문제점을 갖고 있다[1].

단 1차형 영구자석 선형 동기 전동기(short primary PMLSM)에서의 디텐트력은 두 가지 원인에 의해 발생한다. 그 중 하나는 회전형 전동기의 코깅토크에 대비되는 것으로 전기자의 치(teeth) 또는 슬롯(slot)과 영구자석 사이에서 발생하는 코깅력(cogging force)이고, 다른 하나는 고정자 또는 이동자의 축 방향 길이가 유한하기 때문에 발생하는 단부력(drag force)이다. 따라서 PMLSM의 디텐트력을 줄이기 위한 기존의 연구들은 코깅력을 저감하기 위한 것과 단부력을 줄이기 위한 것으로 구분된다. PMLSM의 코깅력 저감을 위한 기존의 방법으로는 영구자석 또는 전기자에 사구(skew)를 적용하는 방법[4-6], 전기자의 슬롯 개구(slot opening) 폭 및 치 폭 조정[2], 전기자의 반폐형 슬롯 채용[3] 등이 제안되어 활용되고 있다. 그러나 이들 방법은 대부

분 코깅력을 완전히 제거할 수 없는 한계가 있고, 또한 정격 추력을 떨어트리는 단점이 있는 것으로 알려지고 있다. 최근 연구 결과에 의하면 영구자석의 극 피치( $\tau_p$ )와 전기자 코어의 슬롯 피치( $\tau_s$ )의 비율을 종래에 널리 이용되던  $4\tau_p=3\tau_s$ (4극 4슬롯 구조) 또는  $2\tau_p=3\tau_s$ (2극 3슬롯 구조)에서  $9\tau_p=10\tau_s$ (9극 10슬롯 구조)로 변경함으로써 정격 추력의 손실 없이 코깅력을 거의 제거할 수 있는 방법이 발표되었고, 따라서 9극 10슬롯 구조를 채용한 PMLSM에 대하여 형상최적설계 등을 통하여 단부력을 추가로 저감하면 전체적인 디텐트력을 획기적으로 저감할 수 있을 것으로 기대된다[1].

단부력의 저감을 위한 기존의 방법으로는 전기자 코어의 양단에 보조치를 설치하고 그 높이와 폭을 적절히 변화시키는 방법[7], 전기자의 길이를 조정하고 챔퍼링(chamfering)을 설치하는 방법[8, 9] 등의 연구가 진행되고 있다. 그런데, 보조치를 설치하고 그 높이와 폭을 변화시키는 방법은 전기자 전체 길이의 조정과 챔퍼링을 설치하는 방법의 특수한 경우로 볼 수 있기 때문에, 단부력의 저감을 위한 가장 일반적이고 효과적인 방법은 챔퍼링과 전기자 길이 조정을 동시에 최적화하는 것이라 할 수 있다. 전기자 길이의 최적화는 전기자 양단에서 발생하는 두 단부력이 동일한 파형을 갖기 때문에 그 위상차를 적절히 조절하여 서로 상쇄시키는 방법이다. 따라서 챔퍼링과 전기자 길이 조정을 동시에 실시하는 것은, 챔퍼링을 통하여 양단에서 발생하는 단부력을 각각 최소화한 후 전기자 길이의 조정을 통하여 그 위상을 적절히 조정함으로써 다시 최소화 하는 것이다.

본 논문에서는 영구자석 선형 동기 전동기의 디텐트력을 저감하기 위하여 9극 10슬롯 구조를 채용하고 챔퍼링과 전기자 길이 조정법을 동시에 적용한 최적설계 기법을 제안하

\* 學生會員 : 忠北大 大學院 電氣工學科  
† 교신저자, 正會員 : 忠北大 電氣電子컴퓨터 工學部 教授  
E-mail : kohcs@chungbuk.ac.kr  
接受日字 : 2007年 11月 23日  
最終完了 : 2008年 3月 18日

었다. 최적화 기법으로는 설계변수 공간의 표본점(sampling point)에서 유한요소법을 이용하여 디텐트력을 계산하고 이로부터 반응표면법(response surface method, RSM)을 적용하여 목적함수를 근사화한 후  $(1+\lambda)$  진화전략(evolution strategy)을 이용하였다. 최적설계의 결과는 실제 전동기의 제작과 구동 실험을 통하여 그 타당성이 입증되었다.

## 2. 본 론

### 2.1 9극 10슬롯 구조를 갖는 PMLSM의 초기설계 및 특성

그림 1 (a)은 영구자석의 극 피치( $\tau_p$ )와 전기자 코어의 슬롯 피치( $\tau_s$ )의 비율이  $(4\tau_p=3\tau_s)$ 인 현재 널리 이용되고 있는 12극 9슬롯 구조의 PMLSM으로 반도체 웨이퍼 운송 장치에 사용되고 있는 모델이다. 이 모델은 그림 1 (b)과 같이 ABC 권선기법을 이용하고 있으며, 코강력 및 디텐트력을 저감하기 위하여 전기자 치에 그림 1 (c)과 같이 챔퍼링을 설치하고 또한 전기자 전체길이를 최적화 한 모델이다. 본 논문에서는 이 모델을 기준으로 하여 동일한 양의 영구

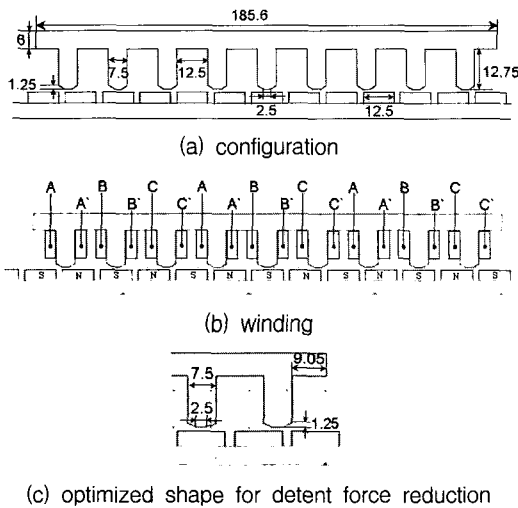


그림 1 3상 12극 9슬롯 구조의 PMLSM의 구조  
Fig. 1 Configuration of a 3 phase 12 pole 9 slot PMLSM

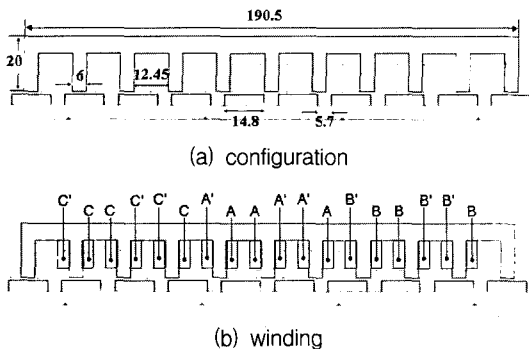


그림 2 3상 9극 10슬롯 구조의 PMLSM의 구조  
Fig. 2 Configuration of a 3 phase 9 pole 10 slot PMLSM

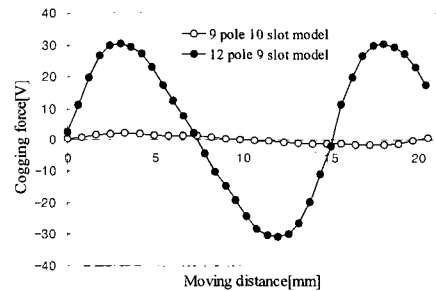
자석으로 동등한 수준의 정격추력을 갖도록 9극 10슬롯 PMLSM을 그림 2 (a)와 같이 설계하였으며, 3상 구동을 위한 권선을 그림 2 (b)에 나타내었다. 또한 표 1에 12극 9슬롯과 9극 10슬롯 구조를 갖는 PMLSM의 제원을 비교하였다.

그림 3은 본 논문의 비교 모델인 그림 1의 최적화된 12극 9슬롯 PMLSM과 그림 2에 나타난 9극 10슬롯 PMLSM의 초기모델에 대하여 유한요소법을 이용하여 코강력과 단부력을 분리하여 계산하고 비교한 것이다. 코강력은 그림 3(a)에서 보듯이 9극 10슬롯 PMLSM의 코강력은 3.8(N) 으로 12극 9슬롯 PMLSM의 코강력 60.9(N)와 비교하여 약 6.2% 수준으로 매우 작음을 알 수 있다. 한편, 단부력은 그림 3(b)와 같이 서로 비슷한 수준으로 발생하였다. 디텐트력은 그림 4에서 보듯이 9극 10슬롯 PMLSM의 디텐트력은

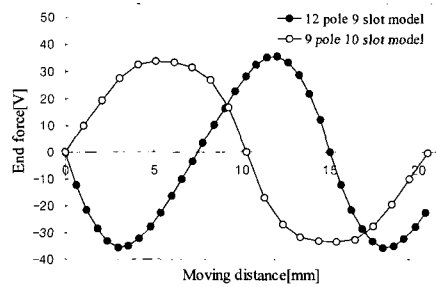
표 1 PMLSM의 제원

Table 1 Specifications of PMLSMs

Item	Specification	
	12p 9s	9p 10s
Number of phase	3	3
Slot width(mm)	12.5	12.45
Slot pitch(mm)	20	18.45
Laminated height(mm)	50	50
Pole pitch( $\tau_p$ )	15	20.5
Thickness(mm)	4	4
Width(mm)	12.5	14.8
Material	NdFeB	NdFeB
Residual flux density(T)	1.23	1.23
Mechanical tolerance(mm)	1.0	1.0



(a) 코강력



(b) 단부력

그림 3 12극 9슬롯과 9극 10슬롯 구조의 PMLSMs의 코강력과 단부력

Fig. 3 Cogging and drag force of 12 pole 9 slot and 9 pole 10 slot PMLSMs

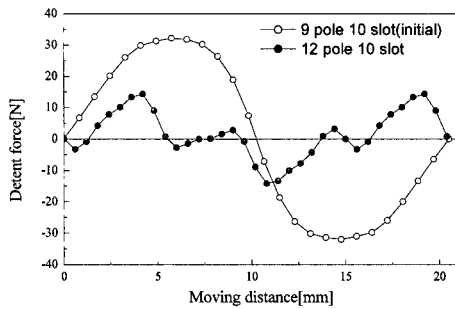


그림 4 디텐트력 비교

Fig. 4 Comparison of the detent forces.

64.17N]으로 12극 9슬롯 PMLSM의 디텐트력 28.8[N]과 비교하여 2배 정도 크게 발생함을 알 수 있다. 이는 각각의 PMLSM에 대하여 그림 3(a)와 3(b)의 코강력과 단부력의 위상 차이를 고찰하여 알 수 있듯이, 9극 10슬롯 PMLSM에서는 코강력과 단부력의 두 힘이 더해지는 구조이나 12극 9슬롯 PMLSM은 두 힘이 서로 상쇄되도록 위상차이가 발생하기 때문이다.

## 2.2 최적화 방법

### 2.2.1 RSM을 이용한 목적함수의 근사화

Multi-quadric Radial 기저 함수를 이용한 RSM은 설계변수 공간에서 제한된 수의 표본점으로부터 목적 함수 (Objective function)를 보간하는 방법으로 다항식을 이용한 방법 등 다른 방법에 비하여 상대적으로 적은 수의 표본점으로도 목적함수를 잘 보간 할 수 있는 것으로 알려져 있다. 반응표면은 다음과 같이 정의된다.

$$S(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N c_i g(\mathbf{x} - \mathbf{x}_i) \quad (1)$$

$$g(\mathbf{x}) = \sqrt{|\mathbf{x}|^2 + h^2} \quad (2)$$

$$X = \{(\mathbf{x}_i, f(\mathbf{x}_i)), i = 1, 2, \dots, N\} \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{x}$ 는 임의의 설계 변수 벡터,  $c_i$ 는  $i$ 번째 표본점  $\mathbf{x}_i$ 에 대응하는 계수,  $g(\cdot)$ 는 Multi-quadric radial 기저함수, 그리고  $h$ 는 형상 파라미터(shape parameter)이고,  $X$ 는 크기가  $N$ 인 표본점들의 집합이다.  $N$ 개의 표본점들을 식 (1)에 대입하면, 다음 식으로부터 계수  $c_i$ 가 구해진다.

$$f(x_k) = \sum_{i=1}^N c_i g(x_k - x_i), k = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

계수  $c_i$ 가 구해지면, 식 (1)으로부터 반응표면을 구성할 수 있다. 그러나 이때 구성된 반응표면은 식 (2)의 형상 파라미터에 따라 달라지고, 따라서 반응표면의 보간 오차를 최소화 하는 적절한 형상 파라미터를 결정해야 한다.

특정한 형상 파라미터  $h$ 에 대하여 보간 오차  $E(h)$ 는 Successive-Leave-One-Out법을 사용하여 다음과 같이 정의 된다[12].

$$E(h) = \sum_{k=1}^N \sqrt{E_k(h)^2} / N \quad (5-a)$$

$$E_k(h) = f(x_k) - S^{(k)}(x_k), k = 1, 2, \dots, N \quad (5-b)$$

$$S^{(k)}(x_k) = \sum_{i \neq k}^N c_i g(x_k - x_i) \quad (5-c)$$

식 (5)에서 알 수 있듯이 반응표면의 보간 오차는 형상 파라미터의 함수이고 적절한 형상 파라미터는 보간 오차를 최소로 하는 형상 파라미터를 구함으로써 찾을 수 있다. 본 논문에서는  $(1+\lambda)$  evolution strategy를 이용하여 최적의 형상 파라미터를 구하였다.

### 2.2.2 최적화 알고리즘

적절한 형상 파라미터의 값을 구하고 반응 표면이 구성되면 즉, 설계변수 공간에서 목적 함수가 보간되면 Genetic algorithm, Evolution strategy 등의 최적화 기법을 이용하여 목적함수를 최소로 하는 최적점을 구할 수 있다. 그러나 이때 구한 최적점은 반응표면의 구성에 이용된 표본 데이터가 충분히 많은 경우에는 적절한 최적점으로 간주할 수 있으나, 실제 문제에서는 충분히 많은 표본 데이터를 확보하는 것이 어렵고 이에 따라 최소한의 표본 데이터만을 이용하여 최적점들을 구할 수 있는 전략이 필요하다.

본 논문에서는 다음과 같은 최적화 전략을 제안하였다.

Step 1 설계변수 공간에서 Latin Hypercube Design (LHD)법을 이용하여 초기 표본점을 발생한다. 설계변수가 두개이면 25개의 표본점을 이용한다.

Step 2 각각의 표본점에서 유한요소법을 이용하여 디텐트력을 계산함으로써 목적함수 값을 계산한다.

Step 3 Multi-quadric radial 기저함수를 이용하여 반응표면을 구성한다.

Step 4 구성된 반응표면에 대하여  $(1+\lambda)$  Evolution strategy를 적용하여 최적점을 구하고, 이를 준 최적점(Pseudo optimal solution)이라고 한다.

Step 5 이전 단계에서 구한 준 최적점과 비교하여 수렴여부를 판정하고 수렴이 되었으면 최적화 과정을 종료한다.

Step 6 준 최적점을 중심으로 하여 설계변수 공간을 축소하고 (설계변수 공간의 축소비율은 0.618), 축소된 공간에서 LHD법을 이용하여 새로운 표본점을 추가로 발생한다. 이때 전체적인 계산시간을 단축하기 위하여 기존의 표본점들 중에서 축소된 설계변수 공간 내에 존재하는 것들은 그냥 이용하고, 기존의 표본점들의 위치를 고려하여 새로운 표본점들을 발생시켜 축소된 공간에서의 표본점의 수가 25개가 되도록 한다.

Step 7 Step 2 로 가고, 수렴할 때까지 반복한다.

2.3 최적 설계 결과

2.3.1 설계변수 선정

그림 3에서 보듯이 9극 10슬롯 PMLSM은 코깁력에 비하여 단부력이 매우 크게 나타남을 알 수 있다. 따라서 코깁력과 단부력의 위상차를 조절하여 디텐트력을 저감하는 12극 9슬롯 PMLSM의 경우와는 달리, 9극 10슬롯 PMLSM의 경우에는 디텐트력을 저감하기 위하여 단부력을 저감해야 함을 알 수 있다. 그림 5는 단부력을 포함한 디텐트력을 저감하기 위하여 본 논문에서 선정된 설계 변수를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이  $X_1$ 과  $X_2$ 를 조절함으로써 전기자의 전체길이는 물론 원형의 챔퍼링을 제어하게 된다. 각각의 설계변수의 범위는 PMLSM의 디텐트력이 영구자석의 극피치를 주기(20.5mm)로 반복되기 때문에  $0 \leq X_1 \leq 11(mm)$ ,  $4 \leq X_2 \leq 16(mm)$ 로 하였다.

2.3.2 최적화 과정

제안된 최적화 알고리즘에 따라 설계변수 공간 ( $0 \leq X_1 \leq 11(mm)$ ,  $4 \leq X_2 \leq 16(mm)$ )내에서 25개의 표본점을 LHD를 이용하여 발생시켰다. 이때 표본점들이 설계변수 공간 전체에 걸쳐 분포하도록 하기 위하여 Max Distance와 Min Distance를 다음과 같이 정의하고,

$$Max\ Distance = \max_{x \in D} \left\{ \min_{x_i \in X} d(x, x_i) \right\} \quad (6)$$

$$Min\ Distance = \min_{x_i, x_j \in X} d(x_i, x_j) \quad (7)$$

Max 및 Min Distance를 각각 최소와 최대로 하는 Pareto 최적분포를 갖는 표본점들을 선택하였다. 여기서  $D$ 는 설계변수 공간,  $X$ 는 표본점들의 집합, 그리고  $d(\cdot, \cdot)$ 는 두 점 사이의 Euclidean 거리이다 [13]. 각각의 표본점에서의 목적함수(디텐트력)는 전기자 코아의 비선형성을 고려하여 유한요소법을 이용하여 계산하였다.

그림 6(a)은 초기에 발생된 표본점으로부터 구성된 반응표면과 이로부터 구해진 준 최적점을 나타낸다. 이때 목적함수를 최소로 하는 준 최적점은 (2.85, 10.62)이었다. 다음 단계에서는 구해진 준 최적점을 중심으로 설계변수 공간을 각 축의 방향으로 0.618 비율로 축소하고, 축소된 공간에서 기존의 표본점들의 위치를 고려하여 Pareto 최적분포를 갖

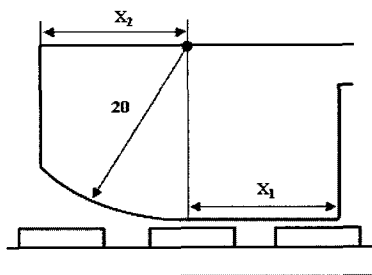
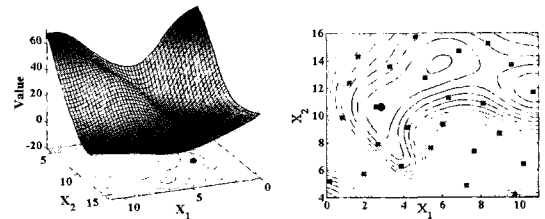
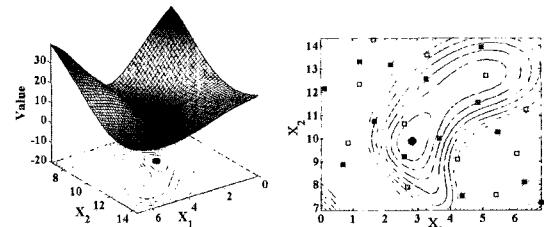


그림 5 9극 10슬롯 PMLSM의 설계 변수  
Fig. 5 Design parameter of 9 pole 10 slot PMLSM

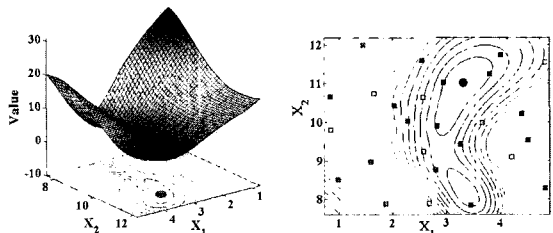
도록 추가로 14개 생성하였다. 이러한 과정을 반복하여 전체 73개의 표본점을 발생하였으며, 최종적으로 축소된 설계변수 공간은  $(2.02 \leq X_1 \leq 4.62, 9.60 \leq X_2 \leq 12.43)$ 이었다. 최종 반복과정에서 구한 준 최적점은 (3.21, 10.94)이고, 이 점에서 반응표면으로부터 구해진 목적함수와 유한요소법을 이용하여 계산된 목적함수의 값은 각각 2.40(N)과 2.30(N)으로 거의 일치하였다. 이는 반응표면이 충분히 정확하게 형성되었음을 의미한다. 따라서 반복과정을 종료하고 이때 구해진 준 최적점을 최적설계 값으로 하였다. 그림 7(a)은 최적화 과정에서 구해진 준 최적점에서 각각 반응표면과 유한요소법으로부터 계산된 목적함수 값을 비교한 것으로 최적화 과정을 반복함에 따라 두 값이 일치해감을 알 수 있다. 그림 7(b)은 설계변수 공간에서 준 최적점의 변화를 나타낸 것으로 최적화 과정이 반복함에 따라 준 최적점이 수렴함을 알



(a) 초기 반응표면과 최적점 (2.85, 10.62)



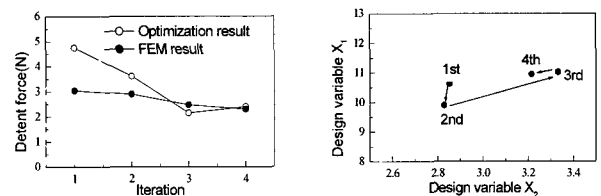
(b) 1회 반복후의 반응표면과 최적점 (2.83, 9.90)



(c) 2회 반복후의 반응표면과 최적점 (3.33, 11.02)

그림 6 반응표면과 최적점

Fig. 6 Response surface and pseudo-optimal points



(a) 목적함수값의 비교

(b) 최적점의 경로

그림 7 목적 함수의 수렴 과정

Fig. 7 The convergence of the objective function

수 있다.

그림 8은 최적설계 된 모델의 디텐트력 특성을 기준모델과 비교한 것으로, 최적설계 된 9극 10슬롯 PMLSM의 디텐트력 2.12(N)는 12극 9슬롯 구조의 기준모델의 디텐트력

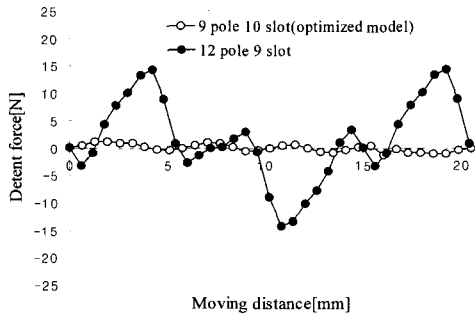


그림 8 12극 9슬롯 모델과 최적화된 9극 10슬롯 PMLSM의 디텐트력 비교

Fig. 8 Comparison of the detent forces of 12 pole 9 slot and optimized 9 pole 10 slot PMLSMs

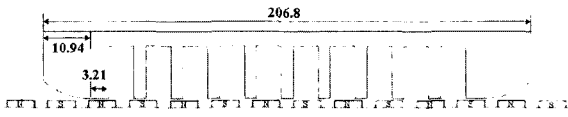


그림 9 9극 10슬롯 PMLSM의 최적화된 형상

Fig. 9 Optimized shape of 9 pole 10 slot PMLSM

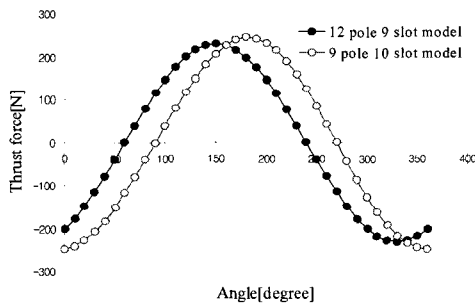


그림 10 12극 9슬롯과 9극 10슬롯 PMLSMs의 추력

Fig. 10 Thrust forces of the 12 pole 9 slot and 9 pole 10 slot PMLSMs

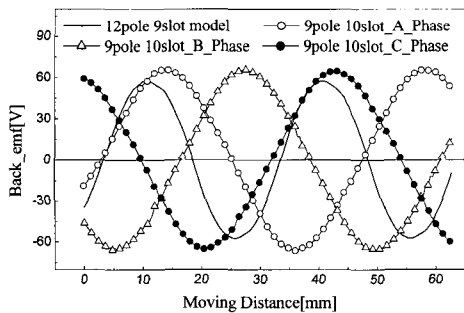


그림 11 12극 9슬롯과 최적화된 9극 10슬롯 PMLSM의 유기 기전력 비교

Fig. 11 Comparison of the Back-EMF waveforms of the 12 pole 9 slot and optimized 9 pole 10 slot PMLSMs

28.8[N]과 비교하여 대략 92% 정도로 저감된다. 그림 9는 9극 10슬롯 PMLSM의 최적화된 형상을 나타낸 것으로 최적화된 형상은 기준모델과 비교하여 전기자의 길이가 약 11% 증가하였음을 알 수 있다.

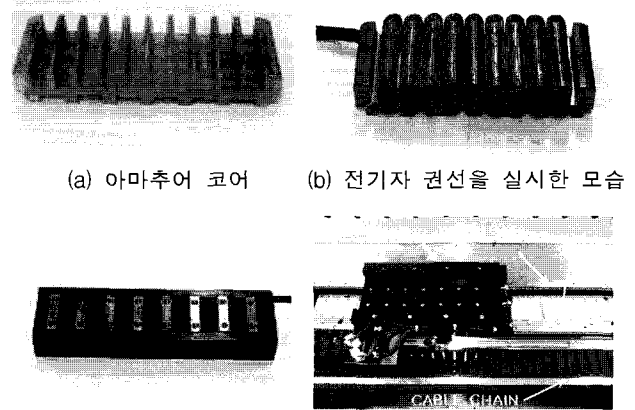
그림 10은 3상 동기기로 구동되는 경우 추력 특성을 비교한 것으로 디텐트력이 영이 되는 전기자 위치에서 유한요소법을 이용하여 계산한 결과이다. 기준 모델과의 정량적인 비교를 위하여 전기자 전류는 두 모델 각 상에 최대치 709.4[A · turn]인 정현파 전류가 흐르는 것으로 하였다. 계산결과 그림에서 알 수 있듯이 최적화된 9극 10슬롯 PMLSM의 추력은 246.6[N]으로 기준모델의 230.7[N]과 비교하여 대략 6.4%정도 증가하였음을 알 수 있다. 또한 그림 11은 전기자가 1[m/s]의 일정한 속도로 움직이는 경우 각상에 유기되는 기전력을 비교한 것으로 a, b, c상의 유기기전력은 각각 66.15[V], 65.77[V] 와 65.85[V]로 상간 불평형은 최대 0.57%로 통상의 상용 구동 시스템에서 허용되는 수준이며, 기준 모델의 유기기전력 57.4[V]와 비교하면 동일 속도에서 대략 13% 정도 증가함을 알 수 있다.

## 2.4 실험 및 고찰

본 논문에서 제시한 최적설계의 결과를 검증하기 위하여 최적화된 결과의 PMLSM을 제작하고 그 특성을 측정하였다. 그림 12(a)는 전기장판(S30, 0.5t)을 와이어 커팅(wire cutting) 한 후 전기자 치의 중앙을 용접하여 적층한 것이고, 그림 12(b)와 그림 12(c)는 각각 전기자 권선과 예측시 몰딩 작업을 수행한 후의 모습이다. 그림 12(d)는 영구자석 고정자와 조립된 모습이다.

제작된 PMLSM의 동작여부와 구동의 적절성을 확인하기 위하여 전기자의 속도가 3m/s 일 때 각 상의 유기기전력과 Hall sensor의 출력전압을 측정하였고, 그림 13과 같이 정상적인 파형이 출력됨을 볼 수 있다.

제작된 PMLSM의 구동은 상용 구동 시스템인 히다찌사의 ADAX-08LL2를 이용하였다. 그림 14는 제작된 PMLSM



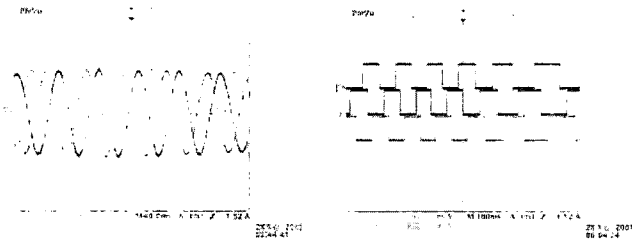
(c) 전기자의 몰딩후의 모습 (d) 스테이지에 설치된 모습

그림 12 최적화 된 9극 10슬롯 PMLSM의 제작

Fig. 12 Experiment model of the optimized 9 pole 10 slot PMLSM

의 속도 추종 특성을 나타낸 것으로 전기자의 최대 속도가 각각 1m/s와 3m/s인 경우의 특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 속도 명령치와 실제 속도와의 최대 차이는 각각 0.057과 0.191로 3m/s에서 최대 3.18%의 오차가 발생하였다. 따라서 제작된 9극 10슬롯 PMLSM은 속도 추종성과 등속 제어성이 매우 우수함을 알 수 있다.

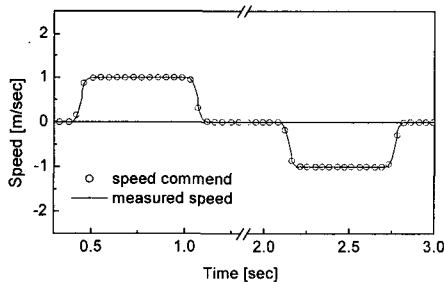
추력과 디텐트력은 로드 셀을 이용하여 측정하였다. 그림 15는 이를 위하여 로드 셀의 한쪽 끝은 위치 조절 봉을 이용하여 선형 스테이지의 끝단에, 그리고 다른 한쪽을 제작된 PMLSM에 부착한 모습을 나타낸다. PMLSM의 추력은 그림 15와 같이 로드 셀의 위치 조절 봉을 이용하여 전기자를 원하는 위치에 고정한 후, 전기자 전류를 인가하여 최대 힘을 측정하였다. 전기자 위치의 변화에 따라 추력은 약간의 변화가 있게 되며, 본 논문에서는 전기자의 위치를 영구자석의 극 피치만큼 이동 하면서 힘을 측정한 후, 그 최대치와 최소치의 평균을 추력으로 하였다. 그림 16은 기준 모델과 최적화 된 9극 10슬롯 PMLSM의 추력 측정 결과를 비교한



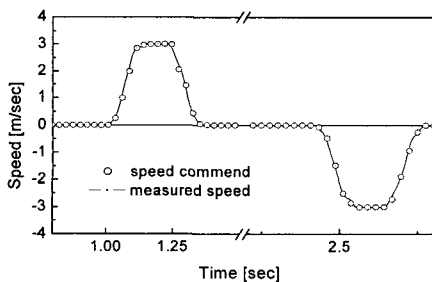
(a) 유기기전력 (b) Hall sensor 파형

그림 13 전기자 속도 3m/s일 때 각상의 유기기전력 및 홀 센서 출력전압 파형

Fig. 13 Waveform of back-emf and hall sensor outputs at the velocity of 3m/s



(a) 최대속도 1(m/sec)

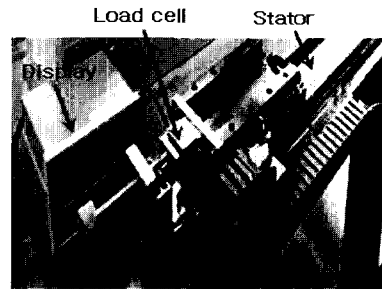


(b) 최대속도 3(m/sec)

그림 14 최적화 모델의 구동 실험

Fig. 14 The driving experiment of optimized model

것으로, 본 논문에서 최적설계 된 PMLSM의 추력상수는 63.16(N/A)으로 기준모델의 59.03 (N/A)과 비교하여 대략 7.0% 정도 증가하고, 입력전류 3.8[A]에서의 추력은 240[N]으로 기준모델의 224.3[N]와 비교하여 약 7%정도 증가함을 알 수 있다. 이는 그림 10의 유한요소법을 이용하여 계산한 결과와 유사함을 알 수 있다. 한편, PMLSM의 디텐트력은 추력과 마찬가지로 전기자의 위치를 이동시키면서 측정하였다. 그림 17은 측정된 결과를 비교한 것으로 최적화된 9극 10슬롯 PMLSM과 기준모델은 각각 14.42(N)와 24.9(N)로 약 42.1% 저감되었음을 알 수 있다. 이 결과를 그림 8의 유한요소법을 이용하여 계산한 결과와 비교하면 최적화된 PMLSM의 경우 계산치와 측정치는 각각 2.4(N)와 14.42(N)로 비교적 큰 차이가 나는데, 이것은 그림 12에서 볼 수 있듯이 전기자 코어의 적층과정에서 치의 중앙 부분을 용접하였기 때문에 발생한 것으로 판단된다.



위치 조절 봉

그림 15 추력 및 디텐트력 측정 실험 장치

Fig. 15 Measurement experiment of thrust force

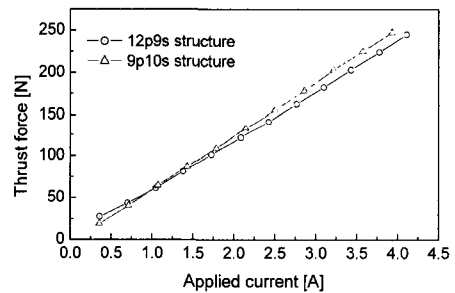


그림 16 12극 9슬롯과 9극 10슬롯 PMLSMs의 추력

Fig. 16 Thrust forces of the 12 pole 9 slot and 9 pole 10 slot PMLSMs

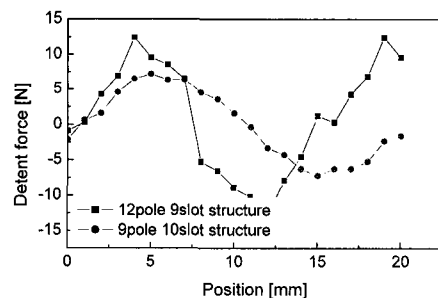


그림 17 12극 9슬롯과 9극 10 슬롯 PMLSMs의 디텐트력

Fig. 17 Detent force of the 12 pole 9 slot and 9 pole 10 slot PMLSMs

### 3. 결 론

본 논문에서는 그 응용 분야가 점차 늘어나고 있는 PMLSM의 디텐트력을 저감하기 위하여, 디텐트력을 코깅력과 단부력으로 분리하고 각각을 최소화하는 새로운 방법을 제안하였다. 코깅력의 저감을 위해서는 종래의 2극 3슬롯 구조 또는 4극 3슬롯 구조를 9극 10슬롯 모델로 변경하였으며, 이를 통하여 코깅력이 충분히 작아짐을 확인하였다. 한편, 단부력은 전기자의 전체길이를 챔퍼링을 최적화함으로써 저감하였다. 최적화 방법으로는 계산시간을 단축하기 위하여 즉, 최적화 과정에서 필요한 유한요소 특성해석의 횟수를 최소로 하기 위하여 반응표면법을 이용하여 설계변수 공간에서 목적함수를 근사화 하고 (1+λ) Evolution strategy를 적용하여 최적점을 찾았다. 최적설계 된 결과는 샘플제작과 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다. 실험 결과 최적설계 된 PMLSM은 기존에 이용되고 있는 기준모델에 비하여 동일한 전기자 전류 조건에서 추력이 7% 정도 증가하고, 동일한 전기자 속도 조건에서 유기기전력이 13% 증가함을 확인하였다. 또한 본 논문에서 저감을 목표로 했던 디텐트력은 기준모델과 비교하여 42.1% 정도 감소함을 확인하였고, 하다찌사의 상용 구동 시스템인 ADAX-08LL2를 이용하여 구동 실험을 한 결과 속도추종 특성과 등속운전 특성이 양호함을 확인하였다. 그러나 본 논문에서 최적설계 된 PMLSM은 전기자의 전체 길이가 기준모델과 비교하여 약 11% 정도 증가하였으며 이로 인하여 단위 중량당 추력 특성이 나빠질 가능성을 내포한다. 따라서 향후 기준 모델 대비 전기자 길이가 증가하지 않는 최적설계에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

#### 감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지역혁신인력양성사업의 연구결과로 수행되었음.

#### 참 고 문 헌

[1] 연승환, 이종진, 고창섭, "코깅력이 저감된 3상 9극 10 슬롯 구조의 영구자석 선형 전동기," 대한전기학회 논문지, Vol. 55-B, No. 11, pp. 547-554, 2006. 11

[2] K. C. Lim, "Detent force minimization techniques in permanent magnet linear synchronous motors," IEEE Trans. on Magn., Vol. 38, No. 2, pp. 1157 - 1160, 2002. 03

[3] 전연도, "유한요소법을 이용한 영구자석 형 선형동기전 동기의 추력특성 개선을 위한 설계," 대한전기학회 논문지, Vol. 50B, No. 5, pp. 214 - 220, 2001. 05

[4] 이동엽, "PMLSM의 디텐트력 최소화를 위한 Notch의 적용에 관한 연구," 대한전기학회 논문지, Vol. 54B, No. 10, pp. 477 - 482, 2005. 10

[5] 김용철, "Slotless 영구자석 선형 동기 전동기의 고추력화를 위한 형상 설계," 대한전기학회 논문지, Vol. 52B, No. 7, pp. 320 - 326, 2003. 07

[6] I. S. Jung, "Performance analysis of skewed PM linear synchronous motor according to various design parameters," IEEE Trans. on Magn., Vol. 37, No. 5, pp. 3653 - 3657, 2001. 09

[7] 정수권, "보조치를 이용한 가동 코일형 PMLSM의 단부 효과에 의한 detent force 저감에 관한 연구," 대한전기학회 논문지, Vol. 55B, No. 9, pp. 459 - 464, 2006. 09

[8] M. Inoue, "An approach to a suitable stator length

for minimizing the detent force of permanent magnet linear synchronous motors," IEEE Trans. on Magn., Vol. 36, No. 4, pp. 1890 - 1893, 2000. 07

[9] G. Martinez, "Reduction of detent force in flat permanent magnet linear synchronous machines by means of three different methods," IEMDC'03, Vol. 2, pp. 1105 - 1110, 2003. 06

[10] Piergiorgio Alotto, "A design of experiment and statistical approach to enhance the generalized response surface method in the optimization of multi-minima problems," IEEE Trans. on Magn., No. 2, pp. 1896 - 1899, 1997. 03

[11] D. Tsao, "Construction of device performance models using adaptive interpolation and sensitivities," IEEE Trans. on Magn., Vol. 41, No. 5, pp. 1768 - 1771, 2005. 05

[12] S. Rippa, "An algorithm for selecting a good value for the parameter c in radial basis function interpolation", Advances in Computational Mathematics, Vol. 11, pp.193-210, 1999

[13] Koehler J.R. and Owen A, B, "Computer Experiments", Handbook of Statistics, Elsevier Science, New York, pp. 261-308, 1996

## 저 자 소 개



#### 황인성 (黃仁聖)

1980년 2월 22일생. 2006년 홍익대학교 전기전자컴퓨터공학부 졸업(학사). 2008년 충북대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2008년~현재 한국코트렐 근무.  
Tel : 010-9186-8455  
E-mail : his0473@hanmail.net



#### 윤희성 (尹熙盛)

1982년 1월 17일생. 2005년 충북대학교 전기전자공학부 졸업(학사). 2005년~2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년~현재 동 대학원 박사과정.  
Tel : 043-274-2426  
E-mail : hsyoon@chungbuk.ac.kr



#### 고창섭 (高彰燮)

1986년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).  
1993~1994년 미국 Florida International University 전기컴퓨터 공학과 박사 후 연구원. 1994~1996년 삼성전기(주) 종합 연구소 선임연구원. 2003년 2월~2004년 1월 미국 Texas A&M University, 전기컴퓨터공학과 객원 교수, 1996년~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터 공학부 교수.  
Tel : 043-261-2426  
Fax : 043-274-2426  
E-mail : kohcs@chungbuk.ac.kr