

Analysis of Magnetic Flux Path and Static Thrust Force of the Double-Side Linear Pulse Motor

金成鍾* · 李殷雄** · 金成憲*** · 李東周* · 金俊鎬[§]
 (Sung-Jong Kim · Eun-Woong Lee · Sung-Hun Kim · Dong-Joo Lee · Un-Ho Kim)

Abstract - Double-side linear pulse motor(DSLPM) has more advantages than single-side linear pulse motor because noise and vibration can be considerably decreased by countervailing the normal forces, which is generated between two stators and mover. However, DSLPM has more complicated magnetic flux path and layout of stator pole tooth/mover tooth rather than single-side linear pulse motor.

In this paper, DSLPM is designed and fabricated by considering the air gap magnetic density, shape of tooth and slot. In order to verify the characteristics of DSLPM, the air gap magnetic flux density is analyzed by 2D FEM and the magnetic flux path is analyzed by 3D FEM. Also the static thrust forces is obtained with the analyzed results.

Key Words : DSLPM, Normal force, Magnetic flux path, Air gap flux densities, 2D FEM, 3D FEM, Static thrust forces

1. 서 론

하이브리드형 리니어 펄스 모터(Linear Pulse Motor; LPM)는 회전형 스텝 모터와는 달리 백래쉬(backlash)없이 직선운동을 할 수 있어 고정밀 위치제어가 요구되는 산업분야에 적용하면 우수한 위치제어 특성을 얻을 수 있다. 그리고 가공상의 기계적인 한계 및 자성 재질의 특성으로 인해 제한되는 위치 정밀도를 비교적 간단한 마이크로 스텝 구동 제어로 향상시킬 수 있으며 또한 구동시 소음 및 진동을 현저히 감소시킬 수 있다.[1]

편측식 LPM은 추력과 수직력이 동시에 발생하기 때문에 수직력이 부하로 작용하고 진동과 소음을 유발하지만, [2][3][4] 양측식 리니어 펄스 모터(DSLPM)는 수직력이 서로 상쇄되는 특성을 갖는다. 그러나 기동력을 얻기 위한 고정자 극의 여자방식, 고정자 극치와 가동자 치의 정렬위치, 에너지 밀도를 높이고 기동력 발생을 위한 영구자석 사용 등은 자로구성을 매우 복잡하게 한다. 따라서 본 논문에서는 앞서 수행한 편측식 HB형 LPM 연구[2][3][4]에서 얻은 결과를 참조하여 정밀위치제어용 DSLPM의 자로 및 치형상 등을 설계하고 제작하여 해석하고자 한다.

LPM은 극치의 형상이 공극 자속밀도 분포에 민감한 영향을 미친다.[2][4] 그래서 치 형상에 따른 공극 자속분포의 변화 해석은 2D 유한요소법으로 해석하였다. 또한 자로 길

이를 같게 하고 추력을 크게하기 위한 편측의 HB형 극 배치와 상하 양측의 고정자 극치와 가동자 치의 정렬위치 조정, 이로 인해 구성되는 종축자속(Longitudinal Flux; LF)과 횡축자속(Transverse Flux; TF)의 자로를 3D 유한요소법으로 해석하였다. 그리고 해석 결과로부터 가동자 치와 고정자 치의 상대변위에 따른 정추력 특성을 구하였다.

2. 양측식 리니어 펄스 모터(DSLPM)

2.1 기본 구조

본 연구에서 제작한 DSLPM은 상·하 고정자 사이에 가동자가 있고, 상하 각 고정자는 z 방향으로 2개의 "Π"형 적층 철심사이에 영구자석을 끼웠다. 상부 고정자 철심의 z 방향으로 앞(front)쪽에 2극 A 와 \bar{A} , 뒤(rear)쪽에 2극 A' 과 \bar{A}' 이 있고 A, A' 와 \bar{A}, \bar{A}' 가 한 여자권선으로 감겨있다. 마찬가지로 하부 고정자 철심의 z 방향으로 앞쪽에 2극 B 와 \bar{B} , 뒤쪽에 2극 B' 과 \bar{B}' 이 있고, B, B' 와 \bar{B}, \bar{B}' 이 한 여자권선으로 감겨있다. 같은 여자권선으로 감겨진 상하 고정자의 z 방향의 첫 두 극의 A, \bar{A}, B, \bar{B} 의 치는 공간적으로 $\tau/2$ 어긋나게 하여 가동자가 기동할 수 있게 하였다.

상하 고정자를 향한 가동자의 상하 양측에는 z 방향으로 2열씩 치가 배열되어 있는데, 편측 2열의 치는 z 방향으로 가동자 치와 상대적으로 $\tau/2$ 어긋나게 배치되어 있고 상부 고정자를 향한 가동자의 기준치를 y 방향을 기준으로 할 때 하부 고정자를 향한 가동자의 치가 이동방향 x 로 가동자 상부 기준치보다 $\tau/4$ 어긋나 있으므로 상부 가동자의 한

* 準 會 員 : 忠南大學 電氣工學科 碩士
 ** 終身會員 : 忠南大學 電氣工學科 教授 · 工博
 *** 正 會 員 : 天安工業大學 制御計測科 教授 · 工博
 § 準 會 員 : 忠南大學 電氣工學科 碩士
 接受日字 : 2001年 2月 14日
 最終完了 : 2002年 6月 26日

극이 고정자의 상부 전방극(A)와 정렬되었을 때 상부의 후방극(A')은 $\tau/2$ 어긋나게 되며, 하부 전방극(B), 후방극(B')은 각각 $\tau/4$, $3\tau/4$ 어긋나도록 제작되었다.

코일은 편측 2개씩 양측 합이 4개이고, 상부코일 2개와 하부코일 2개는 각각 직렬로 접속되어 있다. 이 편측의 코일을 여자하면 고정자의 치와 가동자의 치가 일치하는 위치에서 안정점을 유지한다. 이때에 한쪽 코일의 여자를 다른 한쪽 여자로 전환하면 x방향으로 $\tau/4$ 어긋난 위치로 안정점은 이동하게 된다. 이와 같은 1상 여자 동작을 반복하는 것에 의해 $\tau/4$ 씩 스텝 응답을 얻을 수 있다. 또한 양측식 리니어 펄스모터의 장점인 추력 향상 및 수직력 상쇄를 위해서 2상 여자 동작을 순차적으로 반복함으로써 $\tau/4$ 씩 스텝 응답을 얻을 수 있다.

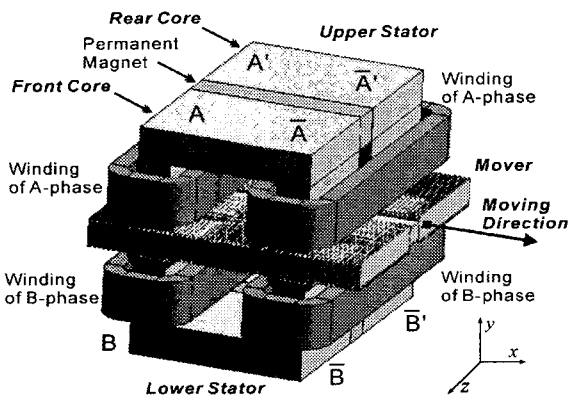


그림 1 양측식 리니어 펄스 모터의 구조
Fig. 1 Structure of double-side LPM

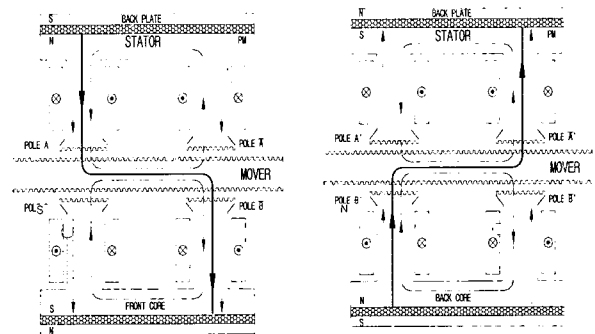
그림 1은 설계되어진 DSLPM의 구조를 나타낸 것이고 표 1은 기본설계사양이다.

표 1 양측식 리니어 펄스 모터의 전기·기계적 사양
Table 1 Mechanical/Electrical Specification of DSLPM Model

Specification	stator	mover
No. of Phase	2	
No. of Pole	8	
Airgap Length [μm]	100	
Step Length [mm]	0.4	
No. of Tooth [ea/pole]	10	-
Tooth Pitch (τ) [mm]	1.60	1.60
Tooth Width [mm]	0.64	0.64
Slot Width [mm]	0.96	0.96
Thickness of Core [mm]	44.5 × 2	93.00
Thickness of PM [mm]	4	
Excitation Winding [turn/phase]	100	-
Excitation Current [A/phase]	1	-
Permanent Magnet	Nd-Fe-B Alloy	

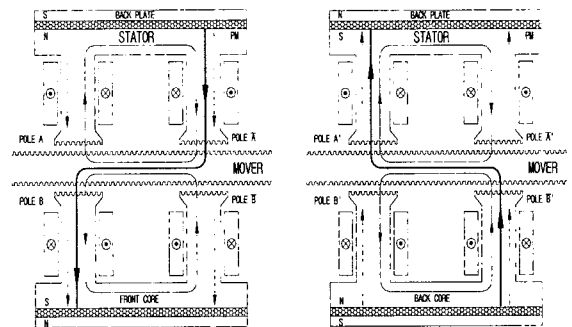
2.2 구동원리

그림 1에서 여자는 4개의 여자권선에 의해 형성되고 한 여자권선은 영구자석을 끼운 상태의 z방향으로 놓인 2극에 감겨져 있다. 고정자 철심의 A, A', A, A' 극에 감긴 A상 여자권선과 B, B', B, B' 극에 감긴 B상 여자권선은 극성이 반대가 되도록 직렬로 접속하였다. 2.1에서 설명한 것처럼 영구자석은 고정자의 앞쪽(front) 극과 뒤쪽(rear) 극 사이에 상부 고정자는 z방향으로 하부 고정자에는 -z 방향으로 끼워져 있다. 다만 치 형상에 따라 민감한 변화가 발생하는 공극 자속밀도 해석에서는 그림 2처럼 영구자석이 각 극 상단에 위치한 것으로 가상하였다. 그 이유는 전자석의 비투자율은 상대적으로 무한대로 본다면 영구자석과 전자석이 형성하는 z방향의 자로길이는 무시하고 영구자석을 고정자 극 상단 y방향으로 놓었다고 가상할 수 있기 때문이다. 따라서 그림 2의 음영부분으로 나타낸 영구자석은 앞철심과 뒷철심 사이에 있는 z 방향으로 끼워 넣은 영구자석을 2차원으로 표현하기 위해 상부와 하부의 고정자 극에 올려놓은 것으로 나타낸 것이다.



(a) Front core<MODE 1>

(b) Rear core<MODE 1>



(c) Front core<MODE 3>

(d) Rear core<MODE 3>

- > flux of permanent magnet
- > flux of exciting current
- > resulting flux

그림 2 DSLPM의 구동원리
Fig. 2 Operating principle of DSLPM

그림 3의 MODE 1의 2상 여자전류 I_a, I_b 가 흐르면 그림 2(a)의 앞철심 극 A, \bar{B} 에는 영구자석에 의한 기자력(→)과 여자전류에 의한 기자력(→)의 방향이 일치하기 때문에 합성자계(→)는 증가하고, 극 \bar{A}, B 에서는 기자력의 방향이 반대이기 때문에 합성자계가 거의 없다. 동시에 그림2(b)의 뒷철심 극 \bar{A}', B' 에는 영구자석에 의한 기자력(→)과 여자전류에 의한 기자력(→)의 방향이 일치하기 때문에 합성자계(→)는 증가하고, 극 A', \bar{B}' 에서는 기자력의 방향이 반대이기 때문에 합성자계가 상쇄되어 거의 없다.

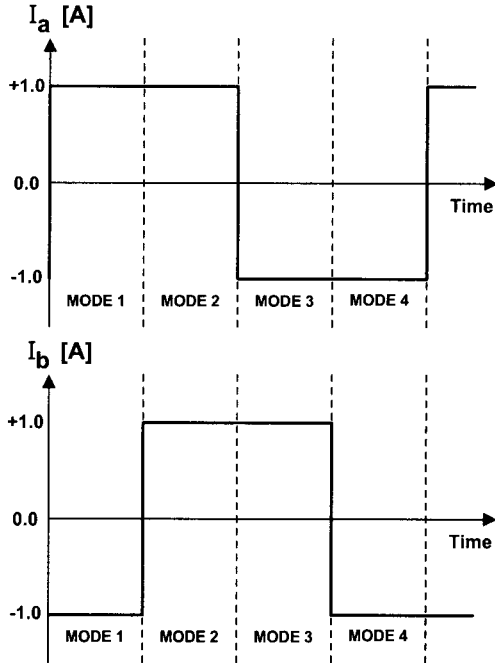


그림 3 바이폴라 2상여자
Fig. 3 Bipolar 2 phase excitation

같은 시퀀스에 의해서 그림 3의 MODE 3의 2상 여자전류가 흐르면 그림2(c)의 앞철심 극 \bar{A}, B 에는 영구자석에 의한 기자력(→)과 여자전류에 의한 기자력(→)의 방향이 일치하기 때문에 합성자계(→)는 증가하고, 극 A, \bar{B} 에서는 기자력의 방향이 반대이기 때문에 상쇄되어 합성자계가 거의 없다. 동시에 그림2(d)의 뒷철심 극 A', \bar{B}' 에는 영구자석에 의한 기자력(→)과 여자전류에 의한 기자력(→)의 방향이 일치하기 때문에 합성자계(→)는 증가하고, 극 \bar{A}', B' 에서는 기자력의 방향이 반대이기 때문에 상쇄되어 합성자계가 거의 없다.

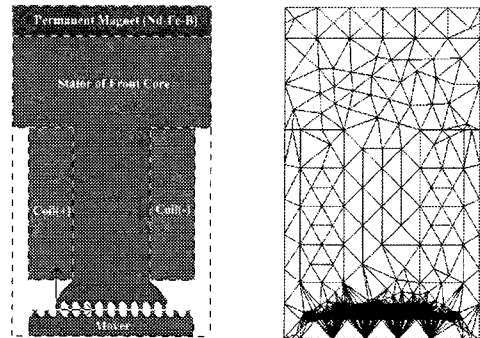
따라서 그림 3의 MODE 1의 경우, 공극에서의 자기저항이 최소가 되는 안정점은 극 A, \bar{B} , 극 \bar{A}', B' 이 되고, 그림 3의 MODE 3의 경우 공극에서의 자기저항이 최소가 되는 안정점은 극 A', \bar{B}' , 극 \bar{A}, B 가 되어 고정자는 상하 양측에서 자기적 균형을 유지하게 된다. 그러므로 DSLPM은 두 상을 동시에 여자시키는 2상 여자 방식이나 미세스텝 구동방식이 적합함을 알 수 있다.

3. DSLPM의 2차원 유한요소해석

3.1 2차원 유한요소해석을 위한 모델링

DSLPM은 편축식에 비해 복잡한 자기회로로 구성되어 있기 때문에 해석적인 방법으로 정추력 특성을 정확히 규명하기는 어렵다. 그리고, 영구자석의 기자력과 여자전류에 의한 기자력의 상호작용에 의해 공극 자속 밀도가 크게 변하여 발생 추력에 영향을 미치게 된다. 따라서 본 연구에서는 양축식 리니어 펄스 모터의 한 개의 극에 해당하는 간략화된 2차원 해석모델을 선정하여 2차원 유한요소법으로 정추력 특성을 해석하였다.

그림 4(a)는 2D 유한요소해석을 위해 영구자석을 고정자 상단에 가상 배치시킨 고정자의 한극과 y방향 1/2 두께의 가동자가 이동방향 x의 길이를 한 극보다 $\pm 2.5r$ 길게하여 간략화 한 해석모델이다. 그림 4(b)는 해석영역에 대한 초기 요소 분할도이고 해석영역의 상부와 하부는 자연경계 조건을 적용하였으며 고정자의 투자율은 비선형적이지만 매우 커서 기자력 강하는 무시할 만큼 작다고 가정하였고, 여자권선의 턴수는 100회, 해당 여자전류는 1.0[A/phase]이다. 비선형해석을 위해 영구자석과 규소강판의 비선형 특성곡선 데이터를 해석프로그램(Magnet 6.4)에 입력하여 해석하였다.[5] 그리고 설계시 극치의 자기적 포화를 무시하기 위해 전기장하에 비해 자기장하를 매우 크게 고려하였다.



(a) Analysis model (b) Initial mesh

그림 4 2차원 유한요소모델

Fig. 4 2D Finite element model

3.2 지배방정식

해석 영역에서 성립하는 지배방정식은 자계강도 H 와 전류밀도 J 의 관계를 나타내는 Maxwell 방정식 (1)과 자속밀도 B 의 벡터계에 대한 연속성을 나타내는 (2)로 유도된다.

$$\nabla \times H = J \tag{1}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{2}$$

그리고, 영구자석재의 자속밀도 B , 자계강도 H , 보자력 자계강도 H_c 의 관계는 식 (3)으로 된다.

$$B = \mu H + \mu_0 H_c \tag{3}$$

여기서, μ 는 고정자와 가동자에 사용한 철심의 투자율이 고, μ_0 는 공극 투자율이다.

전류 연속성으로부터 전류 벡터 포텐셜 T 를 정의하면 식 (4)와 같다.

$$J = \nabla \times T \quad (4)$$

식 (4)를 식 (1)에 대입하여 정리한 벡터량을 새로운 자기 스칼라 포텐셜 Ω^* 로 정의하면 식 (5)가 얻어진다.

$$H - T = -\nabla \Omega^* \quad (5)$$

식 (5)를 H 로 나타내어 식 (2)에 대입하면 지배방정식 (6)을 얻는다.

$$\nabla \cdot [\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c] = 0 \quad (6)$$

이 지배방정식을 정식화하기 위해 Galerkin법을 이용하여 각 요소에 대한 잔차 G_{ei} 를 해석영역의 체적 V 내에서 구하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} G_{ei} &= \int_V [N_i \nabla \cdot \{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\}] \cdot dv \\ &= \int_V [\nabla \cdot (N_i \{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\})] \cdot dv \\ &\quad - \int_V [\{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\} \nabla N_i] \cdot dv \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, N_i 는 형상함수이다.

식 (7)의 우변 첫항에 대해 Gauss 정리를 사용하여 정리하면 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} &\int_V \nabla \cdot (N_i \{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\}) \cdot dv \\ &= \int_S [N_i \{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\}] \cdot nds \end{aligned} \quad (8)$$

경계조건을 적용하면 식 (8)은 "0"이 되므로 잔차 G_{ei} 는 식 (9)가 된다.

$$\begin{aligned} G_{ei} &= \int_V \{\mu(T - \nabla \Omega^*) + \mu_0 H_c\} \cdot \nabla N_i \cdot dv \\ &= \mu \int_V \nabla \Omega^* \cdot \nabla N_i \cdot dv \\ &\quad - \int_V [(\mu T + \mu_0 H_c) \cdot \nabla N_i] \cdot dv = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

일차식으로 근사화시킨 자기스칼라포텐셜 Ω^* 을 식 (9)에 대입하고 모든 요소에 대해 적용하면 행렬식(10)이 얻어진다.

$$\mu[S][\Omega^*] - [F] = 0 \quad (10)$$

여기서, $[S]$ 는 계수행렬이고, $[F]$ 는 구동벡터이다.

2상 여자시 정추력 F_s 는 식(11)로 구해진다.

$$F_s = \frac{2\sqrt{2}\pi NI}{\tau} \Delta \Phi_m \sin \frac{2\pi}{\tau} x [N] \quad (11)$$

여기서, $NI \sin \frac{2\pi}{\tau} x$ 은 한상 여자전류 $I \sin \frac{2\pi}{\tau} x$ 에 의한 전자석 기자력, $\Delta \Phi_m$ 은 영구자석에 의한 자속진폭이다.

3.3 2차원 유한요소해석 결과

그림 5는 그림 4(a)의 해석모델의 여자권선에 $I_a = 1.0[A]$ 를 흘린 경우 2차원 유한요소법으로 해석한 가동자의 치 및 극 등 주요위치의 자속 분포를 나타낸 것이다.

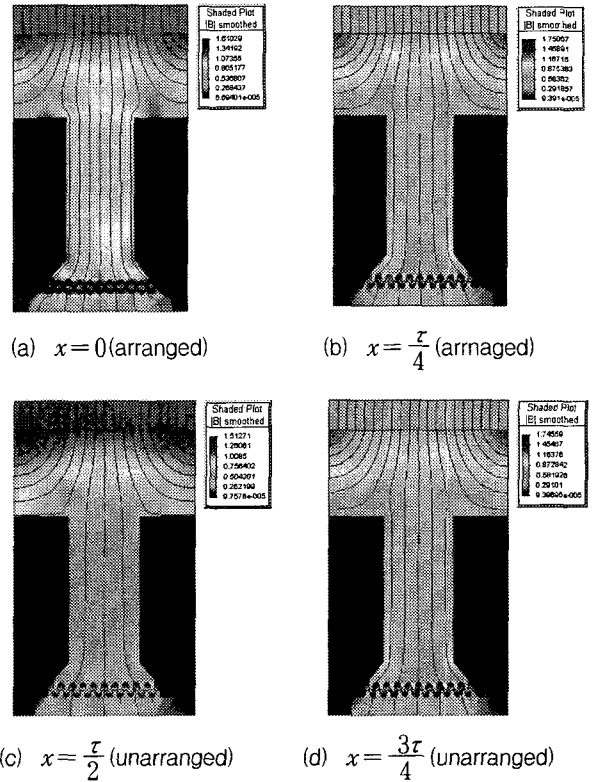


그림 5 자속분포
Fig. 5 Flux distribution

이 그림 5에서 고정자와 가동자의 치정렬 위치에서 상대적인 변위가 $x = \tau/4$ 또는 $x = \tau/3$ 일 때 보다 $x=0$ 일 때 고정자의 영구자석 부근의 자속밀도가 높은 것을 알 수 있다. 그 이유는 $x=0$ 의 위치에서 공극 자기저항이 $x = \tau/4$ 와 $x = \tau/3$ 위치에서보다 상대적으로 작기 때문에 공극의 기자력 강하가 작아 영구자석이 위치한 철질 부근에 큰 기자력이 집중되기 때문으로 생각된다. 따라서 고정자와 회전자의 치가 정렬된 $x=0$ 위치에서 극을 통하여 가동자와 고정자로 형성되는 자로의 자속밀도가 높고 상대적인 변위가 증가하여 어긋나는 $x = \tau/2$ 위치에서 낮은 것으로 해석된다.

4. DSLPM의 3차원 유한요소해석

4.1 유한요소 해석을 위한 3차원 모델링

DSLPM의 해석모델은 상하고정자의 영구자석과 전자석의 기계적 구조와 2상 여자시 합성기자력이 형성하는 자기 회로가 매우 복잡하기 때문에 정확한 특성의 해석을 위해서는 3차원 유한요소법 적용이 필수적이다. 해석 모델을 적용한 지배방정식은 3.2의 내용과 같다. 그리고 그림 6은 해석의 편의를 위해 극 부분을 카터계수를 이용해 간략화하여

해석모델을 요소분할한 초기 요소 분할도이다.

영구자석과 철심재료의 비선형적인 특성곡선을 해석Tool에 입력하여 사용함으로써 해석의 정확도를 높였고, 영구자석은 잔류 자속밀도 $B_r=1.2[T]$, 보자율은 $H_c=830[kA/m]$ 인 재질을 사용하였다.

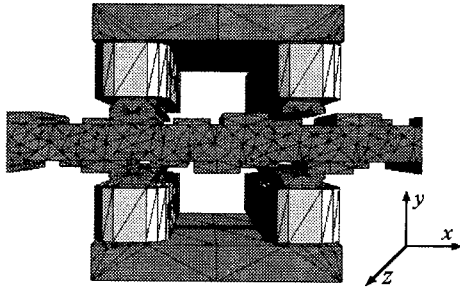


그림 6 3차원 유한요소모델
Fig. 6 3D Finite element model

4.2 3차원 유한요소해석 결과

그림 7은 3차원으로 모델링된 해석모델을 그림2의 2상 여자시 각 모드별로 해석하여 모드별 자속밀도분포를 해석모델의 정면에서 본 것이다. 가동자는 x축 방향으로 여자시퀀스에 의해 이동되어 지는데 그림 7(a)에서 가동자치와 고정자치가 정렬된($x=0$) 상부철심에서 여자전류에 의한 기자력과 영구자석에 의한 기자력이 같은 방향인 왼쪽 극으로 자속이 많이 흐르고 가동자치와 고정자치가 어긋난($x=\tau/2$) 오른쪽 극에서는 여자전류에 의한 기자력과 영구자석에 의한 기자력의 방향이 반대이기때문에 자속의 흐름이 거의 없는 것을 볼 수 있다. 이때, 하부 철심은 상부 철심과 극성이 반대이므로 자속밀도분포는 하부 철심의 오른쪽 치부분에 집중되는 것을 알 수 있다. 따라서 그림 7(a)에서는 주자로가 상부 철심의 왼쪽 극과 하부 철심의 오른쪽 극에서 형성되어진다.

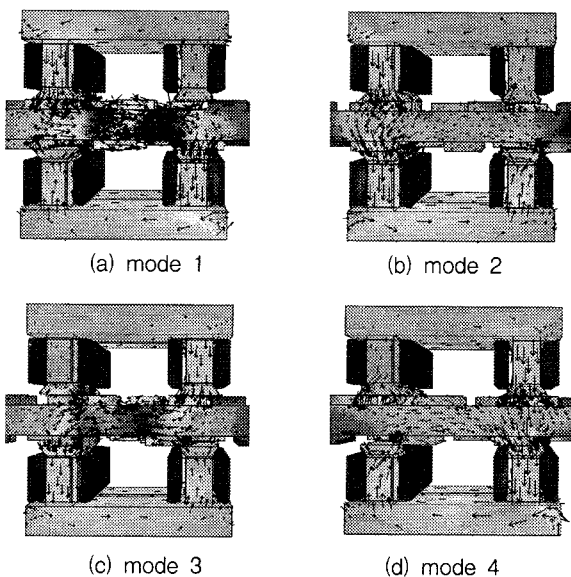


그림 7 해석모델의 자속밀도분포
Fig. 7 Flux distribution of analysis model

그림 7(b)에서도 그림 7(a)에서의 마찬가지로 상부와 하부의 극에서 여자전류에 의한 기자력과 영구자석에 의한 기자력의 방향이 일치하는 곳에 주자로가 형성되고 두 기자력의 방향이 반대인 곳에서 서로 상쇄되어 자속밀도가 거의 분포하지 않는 것을 확인 할 수 있다. 그러니까, 그림 7(a)에서는 주자로가 형성되는 극이 상부와 하부에서 대각선 위치에 있지만, 그림 7(b)에서는 서로 일직선상에 있게 된다. 따라서, 그림 7(a)에서는 앞철심과 뒤철심에서 주자로가 형성되는 극이 서로 대각방향이므로 한쪽으로 힘이 치우치는 일은 없지만, 그림 7(b)에서는 힘의 분포가 한쪽으로 집중되므로 이때에 상절환하게 되면 추력의 맥동이 발생된다.

그림 7(c)는 그림 7(a)의 경우와 여자 되는 극의 방향만 반대이고 그 현상들은 일치하고, 그림 7(d)는 그림 7(b)의 경우와 같다.

5. 유한요소법에 의한 양측식 LPM의 정추력 해석

그림 8은 2차원 유한요소해석 결과로부터, 고정자와 가동자의 상대적인 변위에 따른 정추력 특성 곡선을 나타낸 것으로 거의 정현적으로 분포함을 알 수 있다.

그림 9는 3차원 유한요소해석 결과로부터 고정자와 가동자의 상대적인 변위에 따른 정추력 특성곡선을 나타낸 것이다. 2차원 해석의 정추력 곡선 그림 8이 거의 정현적인 것에 비해 3차원 해석의 정추력 곡선 그림 9는 많은 맥동을 포함하고 있다. 2차원 해석에서는 한 극의 고정자에 대한 가동자의 변위에 대한 정추력 해석결과이고, 3차원 해석에서는 카터 계수를 이용하여 고정자와 가동자간의 치 배치를 간략화하고 8개의 고정자 극 모두에서 발생하는 합성추력을 나타낸 것으로 각 극에서 발생하는 정추력이 입체적으로 합성되면 비정현 정추력이 됨을 나타낸다.

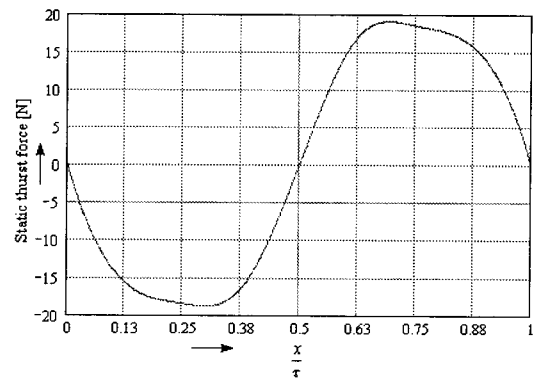


그림 8 2차원 해석에 의한 정추력 곡선
Fig. 8 Static thrust force curve by 2D FEM

또한 리니어펄스 모터를 구동할 때에는 1/4 치피치 마다 상절환이 일어나는데 그림 9의 3차원 해석에 의한 정추력곡선에서 안정점 $x/\tau=0.5$ 의 좌우로 1/4 치피치의 구간에서는 정현적인 특성을 보여준다. 이것은 특성곡선상에서 맥동이 다수 포함되어 있는 중간구간에서 상절환을 하면 다른 상의 1/4치피치까지 정현적인 구간을 운전하게 되므로 결국 전체적으로 모터가 거의 정현적인 추력을 발생하는 구간으로 이어지는 운전을 하게된다.

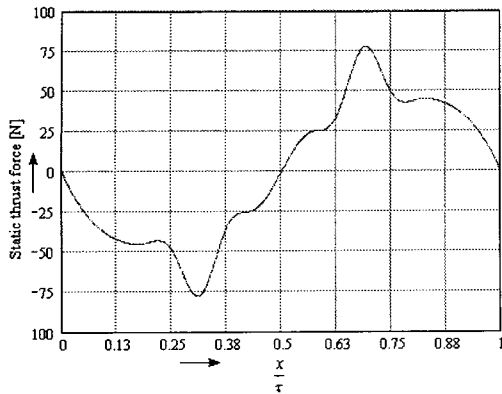


그림 9 3차원 해석에 의한 정추력 곡선
Fig. 9 Static thrust force curve by 3D FEM

그리고 제작된 양측식 리니어펄스 모터는 각 상의 여자전류를 90도 위상차를 갖는 정현파가 되도록 제어하는 마이크로 스텝구동 제어방식에 의해서 구동시, 추력의 맥동을 현저히 감소시킬 수 있다.

6. 결 론

본 연구에서는 시작기로 제작한 DSLPM의 2차원과 3차원 유한요소해석으로 치의 정렬상태에 따른 자속밀도 분포와 2상여자모드시 모드별 자속밀도 분포를 해석하였고, 정추력 특성을 해석하여 그래프로 나타내었다. 해석결과로부터, 설계되어진 2상 8극 DSLPM의 정추력이 상절환 운전구간에서 거의 정현적으로 발생함을 확인하였다. 그리고 본 연구에서 설계·제작한 2상 8극형 DSLPM은 마이크로스텝 제어방식에 의해서 구조적, 기계적 결함에 의해 발생할 수 있는 추력의 맥동을 줄일 수 있으며 정밀한 위치 제어가 가능하다.

감사의 글

본 논문은 산업자원부의 공업기반기술개발사업(1998. 9-2000.7)에 의하여 수행되었음

참 고 문 헌

[1] Takashi Kenjo and Akira Sugawara, "Stepping Motor and Their Microprocessor Controls", Oxford University Press, 1994.
 [2] 이은용, 김일중, "2상8극형 HB형 리니어펄스 모터(LPM)의 자속분포와 정특성 해석", 대한전기학회 논문지, 42권 9호, pp 9-18, 1993.
 [3] 이동주, "리니어 펄스모터의 구동특성 해석 및 마이크로 스텝제어", 석사학위논문, 충남대, 1998.
 [4] 김성현, "횡자속형 LPM의 정밀위치제어에 관한 연구", 박사학위논문, 충남대, 1999.
 [5] 이동주, 이은용, 김성현, 김일중, 김성중 "양측식 리니어 펄스 모터의 2차원 유한요소해석" 대한전기학회 하계학술대회 논문집.B권, pp.760-762, 2000

[6] P. Silver, "Three-Dimensional Magnetostatic Field Analysis of Electrical Machinery by FEM Method", IEEE Trans. Power Apparatus and System Vol. PAS-100, No.8, pp.4007, Aug. 1981

저 자 소 개



김성중 (金成鍾)

1973년 4월 9일생. 1999년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2001년~현재 (주) LG 근무
 Tel : 017-404-3553,
 E-mail : cronoss@lge.com



이은용 (李殷雄)

1944년 8월 14일생. 1971년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년~83년. 85년~86년 캐나다 McGill 대학 방문교수. 1987~현재 당 학회 평의원. 1995년 당 학회 편집위원장 및 전기기기연구회 간사장. 1997~2000 당 학회 부회장 역임. 현재 충남대학교 교수. IEEE Senior 회원.
 Tel : 042-823-6426, E-mail : ewlee@cnu.ac.kr



김성현 (金成憲)

1954년 9월 10일 생. 1981년 숭실대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 천안공업대학 제어계측공학과 교수
 Tel : 041-550-0288
 E-mail : shkim@dragon.cntc.ac.kr



이동주 (李東周)

1973년 7월 31일생. 1996년 충남대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1999년~현재 (주)이타아이 기술연구소 근무
 Tel : 016-433-3606
 E-mail : dave@eti21.com



김준호 (金俊鎬)

1974년 3월 15일생. 1998년 충남대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사).
 Tel : 042-823-6426
 E-mail : mocross@hananet.net