

## 철심형 영구자석 선형동기전동기의 설계 특성에 관한 고찰 II : 열적 특성, 디텐트력 및 비선형성 고려

정상용, 곽상엽, 정현교  
서울대학교 전기역학연구실

### Design Consideration on Steel-Cored PMLSM

#### Part II : Thermal Influence, Investigation on Detent Force and Non-linearity

Sang-Yong Jung, Sang-Yup Kwak, Hyun-Kyo Jung  
Electromechanics Laboratory, Seoul National University

**Abstract** - 철심형 PMLSM의 열적인 특성, 디텐트력 해석 및 저감, 그리고 차계의 비선형성에 대하여 살펴보며, 이에 따른 설계 특성을 고려하였다.

### 1. 서 론

Part I에서 제시한 주 설계 전략과 더불어 철심형 PMLSM에서 고려해야 할 사항으로, 냉각 방식을 고려한 국부 온도 특성에 따른 인가 전류 밀도 범위 규정, 철심 구조로 인한 디텐트력 존재와 저감 방안, 대전류 인가시 차계 비선형성 고려 등이 있다.

열 해석에서는 해석적인 방법(1D: 푸리에 방정식, 2D: 열등가회로법)과 수치해석적인 방법(ANSYS)을 적용하여, 자연 냉각과 강제 냉각(수냉)에 따른 규정된 절연 등급 이내 허용 가능 입력 전류 밀도를 나타낸다. 또한, 철심형 구조에서는 추력 맥동의 주 원인을 디텐트력에서 찾을 수 있으며, 이에 대한 이론적인 규명과 제작 용이성을 고려한 저감 방안이 제시된다. 마지막으로, 대전류 인가시 발생하는 철심 포화특성을 새롭게 제시되는 “고정투자율법(Fixed Permeability Method)”을 통하여 차계 비선형성을 명확히 규명한다.

### 2. 열적 특성

선형기기 운전에서 급가감속을 위하여, 대전류 인가는 불가피하며, 각 부의 절연 등급 규정 온도 상승 허용치에 따라 최대 전류 밀도( $A/mm^2$ )가 제한된다. 이는 설계 시 제한 조건으로 작용하게 된다.

#### 2.1 열 해석

본 논문에서는 푸리에 열 전달 방정식을 이용한 1D 해석해 도출, 열 등가회로방법을 이용한 2D 해석, ANSYS를 이용한 2D 해석을 하여, 각 해석법의 효용성을 검증하였다. 식 (1)에는 푸리에 열 전달 방정식(*Fourier Heat Transfer Equation*)을 나타내었다.

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{W_c}{k} = 0. \quad (1)$$

여기서,  $k$ 는 전도계수( $W/m^2C$ )이며,  $W_c$ 는 부피당 열원( $W/m^3$ )에 해당된다. 선형기기의 경우 동작 주파수가 매우 낮아 주된 열원은 동손이 되며, 대추력 인가시 더욱 현저하게 나타난다.(철심재는 주로 탄소강이 일반적) 식 (1)은 그림 1에 나타난 분할된 각 영역에 적용되며, 각 영역별 해는 다음과 같이 일반화 될 수 있다.

$$T(y) = -\frac{W_c}{2k}y^2 + C_1y + C_2 \quad (2)$$

위 식에서  $C_1, C_2$ 는 영역간의 경계 조건으로 구하게 되며, 경계조건은 Dirichlet 조건(일정 경계 온도), Neumann 조건(일정 표면 열속), 대류 표면 조건으로 나

B.C6( $y=e$ )	v	Yoke	$k_y$
B.C5( $y=d$ )	IV	Coil Winding	$k_c \cdot W_c$
B.C4( $y=c$ )	III	Air-Gap	$h_a$
B.C3( $y=b$ )	II	Permanent Magnet	$k_m$
B.C2( $y=a$ )	I	Stator Back-Iron	$k_y$
B.C1( $y=0$ )			

그림 1. 분할된 다중 영역

뉘며, 영역간 특성에 따라 다음과 같이 적용된다.

$$B.C1 \quad T(-\infty) = T_{amb} \quad (3)$$

$$B.C2 \quad T_H(a) = T_I(a), k_m \frac{dT_H(a)}{dy} = k_y \frac{dT_I(a)}{dy} \quad (4)$$

$$B.C3 \quad -k_m \frac{dT_H(b)}{dy} = h_a [T(b) - T(c)] \quad (5)$$

$$B.C4 \quad -k_c \frac{dT_{IV}(c)}{dy} = h_a [T(b) - T(c)] \quad (6)$$

$$B.C5 \quad T_V(d) = T_{IV}(d), k_y \frac{dT_V(d)}{dy} = k_c \frac{dT_{IV}(d)}{dy} \quad (7)$$

$$B.C6 \quad \text{강제 냉각시 } T_V(e) = T_{for}.$$

$$\text{자연 냉각시 } -k_y \frac{dT_V(e)}{dy} = h_a [T(e) - T_{amb}] \quad (8)$$

여기서,  $T_{amb}$ 는 외기온도( $^{\circ}C$ ),  $T_{for}$ 는 냉매 온도( $^{\circ}C$ ),  $h_a$ 는 대류 계수( $W/m^2C$ )에 해당되며, 공극의 상하단은 대류 경계 조건이 인가되었다. 또한, 강제 냉각시 jacket은 코일 윗면 요크내에 있다고 설정하여, 식 (8)과 같이 최외각을 냉각 방식에 따라 달리 적용하였다.

2D 해석에서는 열 등가회로방법을 사용하였는데, 열속 경로에 따라 열 저항 회로를 구성하여, 해석하는 방법으로 다음과 같은 행렬식을 구성할 수 있다 [1].

$$[G][T] = [W] \quad (9)$$

[G]는 Thermal Conductance로 구성된 시스템 행렬이며, [T]는 각 부의 온도 행렬, [W]는 열원(손실) 행렬에 해당된다. 위 행렬식을 풀면 다음과 같이 유도된다.

$$T_i (i=1, 2, 3, \dots, n) = \frac{\triangle i (i=1, 2, 3, \dots, n)}{\triangle} \quad (10)$$

여기서,  $\triangle i$ 는  $i$ 번째 augmented Matrix이며,  $\triangle$ 는 행렬  $[G]$ 의  $det$ 에 해당된다.

제시된 1D, 2D 해석해와 더불어 수치해석적인 기법을 적용하여, 온도 분포 특성을 나타낼 수 있는데, 각 부의 열 전달 계수와 경계 조건을 동일하게 인가하여 도출된 결과를 바탕으로, 해석해의 타당성을 검증할 수 있다.

#### 2.2 전류 밀도에 따른 열적 특성

그림 2와 3에는 제안된 방법을 적용하여, 냉각방식별

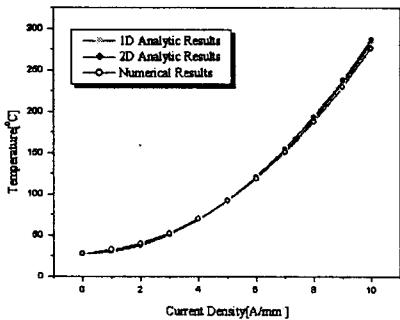


그림 2. 자연 냉각시 전류 밀도별 코일 온도

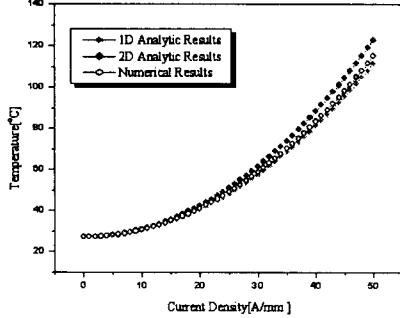


그림 3. 강제 냉각시 전류 밀도별 코일 온도

인가된 입력 전류 밀도에 따른 코일부(최대 온도 상승부) 온도 특성을 나타내었으며, 각 방법별 결과가 상응함을 보인다. 그림 3의 강제 냉각은 수냉시 결과로써 냉각수 온도가 27°C로 조절되는 경우를 나타내며, 두 결과 모두  $h_a = 25 \text{ (W/m}^2\text{°C)}$ ,  $T_{amb} = 27 \text{ (°C)}$ ,  $k_y = 52 \text{ (W/m}^{\circ}\text{C)}$ ,  $k_m = 14.2 \text{ (W/m}^{\circ}\text{C)}$ ,  $k_c = 401 \text{ (W/m}^{\circ}\text{C)}$ 가 적용되었다. 한편, 철심형 PMLSM에서는 종종 코일 고정을 위하여, 에폭시(절연등급:E) 몰딩 처리를 하는 경우가 있는데, 이 경우엔 자연 냉각시 입력 전류밀도가  $6 \text{ (A/mm}^2\text{)}$ 이하로 제한되며, 일반 NOMEK 절연지나 Kepton Film(Du Pont사, H종) 등의 경우 전류밀도는  $8 \text{ (A/mm}^2\text{)}$ 로 제한을 받는다. 반면, 강제 냉각(27°C 수냉)의 경우,  $50 \text{ (A/mm}^2\text{)}$ 까지  $120 \text{ °C}$ 를 넘지 않는다.

이와 같은 열적 특성은 주 설계 이전 단계에서 최대 허용 가능 전류 밀도를 산정하여 설계시 제한 범위를 제시할 수 있으며, 설계 결과 도출 후에는 전동기 각 부의 온도 상승치를 구체적으로 살펴볼 수가 있어 설계안의 타당성과 부합하는 절연 방식을 결정할 수 있다.

### 3. 디텐트력 고려

디텐트력은 철심형 PMLSM에서 추력 리플의 주원인으로, 발생 원리에 따라 철심 디텐트력과 치 디텐트력으로

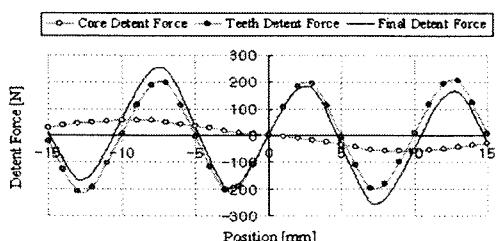


그림 4. 디텐트력 구성 및 주기  
(극피치:30[mm], 치 피치:40[mm], GCD=10[mm])

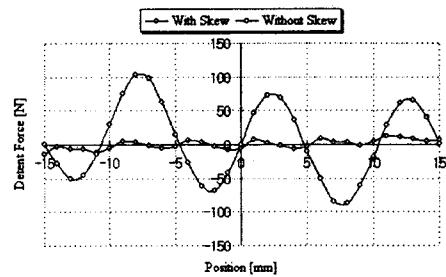


그림 5. 스큐 적용으로 인한 디텐트력 저감

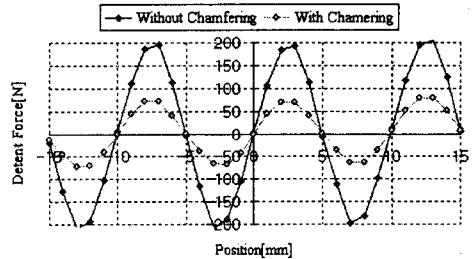


그림 6. 챔퍼링에 의한 치 디텐트력 저감

로 나뉜다. 철심 디텐트력은 전기자 철심과 자석간의 작용력으로 주기는 극피치와 같고, 치 디텐트력은 전기자 치와 자석간에 발생하면서 주기는 치 피치와 극 피치의 최대공약값(GCD)에 해당된다. 그림 2와 같이 각각의 디텐트력을 서로 다른 주기로 나타나며, 각기 다른 저감 방법을 통하여 최종적인 디텐트력을 저감하게 된다 [2].

우선, 철심 디텐트력은 그림 4에서 나타나듯이 전체 디텐트력의 작은 비중을 찾이하며, 파형 자체는 정현적임을 알 수 있다. 저감 방법으로는 철심 양단부의 챔퍼링(모파기, Chamfering)과 철심 전체 길이 조절을 들 수 있겠다. 철심의 챔퍼링은 철심이 자석간을 이동할 때 발생시키는 릴럭턴스의 변화량을 최소화하는 목적이며, 철심 전체길이 조정은 양단부 각각 발생하는 두 디텐트력 파형의 위상차를 식 (11)과 같이 조절하여 서로 상쇄시키고자하는(정현파의 경우  $180^\circ$  위상차) 원리이다.

$$\theta = (2n-1)\pi, k: \text{정수} \quad (11)$$

한편, 치 디텐트력은 전체 크기 대부분을 차지하면서, 동시에 주기가 짧아 이동시 자주 발생하므로, 효과적인 저감 방법이 요구되는데, 본 논문에서는 제작 용이성을 바탕으로 치의 챔퍼링과 자석 스큐를 제안한다. 치의 챔퍼링은 철심의 챔퍼링과 마찬가지로 치에 의한 릴럭턴스 변화를 감소시키고자 하는 목적이며, 그림 5에서 보듯이 저감 효과가 탁월하다. 물론, 치의 챔퍼링에 인한 인덕턴스와 역기전력 값의 저감이 예상되므로, 챔퍼링의 정도는 제반 특성을 함께 고려해서 결정해야 한다.

이와 더불어, 회전기에서 코깅(Cogging) 토크 저감하는 스큐 구조를 PMLSM에서도 적용하여, 치 디텐트력을 저감할 수 있는데, 다음과 같은 스큐각을 적용한다.

$$\text{GCD} = \frac{\text{Skew Angle}}{2\tau} \cdot 180^\circ, \tau: \text{극피치}[m] \quad (12)$$

한편, PMLSM에서 자석 스큐는 자석 가공을 제거하기 위하여, 블록형 구조를 회전 시켜서 철심에 고착하는 방법이 좋은데, 회전각은 철심장이 큰 경우 상대적으로 작은 값이어서 조립시 주의를 요하게 된다. 그림 5는 챔퍼링이 있는 구조에서 스큐를 적용한 결과(스큐각  $30^\circ$ )로, 90%이상의 저감 효과를 보인다. 이와 같은 결과는 우선, 디텐트력이 정현적으로 분포되었다는 점에서 기인하며, 약간의 인덕턴스 저감과 역기전력 저감(대략, 4.65%)을 감수한다면, 스큐 적용을 통하여, 치 디텐트력이 거의 완벽하게 제거된다.

본 논문에서 제안된 디텐트력 저감은 주 설계시가 아

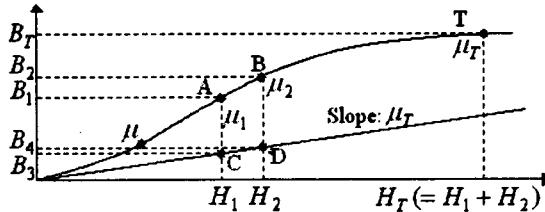


그림 7. BH곡선 내의 고정투자율법(선형 구간 투자율: $\mu$ )

닌, 설계 후 작업에서 적용되는데, 대부분이 주 설계 결과를 바꾸지 않는 방법이면서, 추력 리플에 대한 좋은 해결책이 된다는 점에서 그 의미가 있겠다.

### 3. 고정투자율법 적용 비선형성 고려

시스템이 포화 영역하에 있을 때, 예측 가능한 전동기 출력과 정확한 운전 제어를 위해서는, 각각의 자계원(PMLSM에서는 영구자석과 전기자 전류)으로부터 영향을 구분화할 필요가 있다. 즉, 코일단에서 영구자석( $H_1$ )에 의한 역기전력(상수) 성분과 전기자 전류( $H_2$ )에 의한 인덕턴스 전압 강하를 명확화해야 한다는 의미이다. 그림 7에서, 시스템이 포화 상태(T지점,  $B_T = \mu_T H_T$ )가 된 경우, 각각 독립 여자(동작점 A, B) 결과와 비교할 때,  $B_T = \mu_T(H_1 + H_2) \neq B_1 (= \mu_1 H_1) + B_2 (= \mu_2 H_2)$ 가 되면서, 동작지점 투자율은  $\mu_T$ 가 된다. 이 경우(T지점)에서,  $H_1$ 과  $H_2$  영향을 분리하기 위해 선  $\mu_T$ 를 고정하여, 선형적으로 시스템을 재해석해야 하며, 결과적으로 C와 D지점으로 귀결되어,  $B_T = B_3 (= \mu_T H_1) + B_4 (= \mu_T H_2)$ 과 같은 결과를 도출할 수 있으며, 이를 통하여 포화 영향 하에서도 선형적인 제어 상수를 추출할 수가 있다. 이와 같은 고정투자율법(Fixed Permeability Method)은 여러 자계원으로부터 결과적으로 포화가 발생할 경우, 각각의 영향을 구분 지음으로써, 포화영역에서도 선형적인 해석 및 제어를 가능하게 하며, 아울러, 영구자석 기기에서 발생하는 dq상간의 cross-coupling 문제 등에도 명확한 해를 제시할 수가 있다.

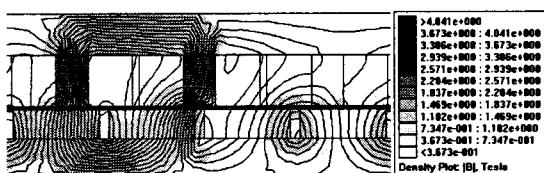


그림 8. 영구자석과 전기자 전류(150(A)) 동시여자

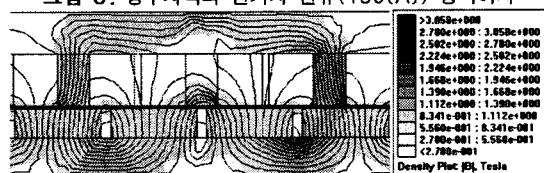


그림 9. 영구자석 여자 개별여자(고정투자율법)

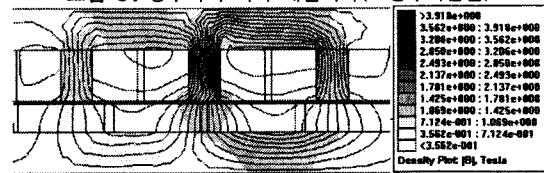


그림 10. 전기자 전류 개별여자(고정투자율법)

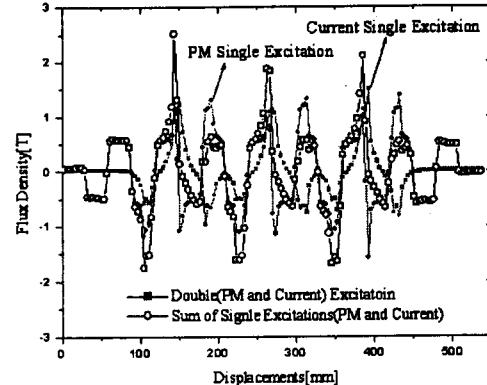


그림 11. 고정투자율법 적용 공극자속밀도 비교

그림 8에는 두 자계원이 동시에 여자 된 경우의 자계 특성으로 철심 내부에서 포화가 일어남을 알 수 있다. 인가된 최대 전류는 150[A], 발생추력은 6672[N]이므로, 이 경우  $K_e$ 는  $29.67[V/(m/s)]$ 에 해당한다. 한편, 이 시스템은 선형 영역에서  $K_e = 36.33$ 으로, 포화시 상당한 값 차이를 보이며(20%정도), 고정투자율법을 적용하지 않는 일반적인 해석결과(그림 7에서 A지점 해석)로는 포화시  $K_e = 35.13$ 이 된다. 기존의 해석 결과로는 포화시 특성과 많은 오차를 보이는데, 만약, 고정투자율법이 적용되면, 그림 9에서 나타난 결과로  $K_e = 30.74$ 가 되어, 그림 8의 추력에서 역산된 결과( $K_e = 29.67$ )와 상응함을 알 수가 있다. 역기전력 성분이 만족한다면, 전류만의 개별여자를 통하여  $L_s[mH]$ 를 구할 수가 있는데, 우선 선형 구간에서는 3.82, 포화영역에서 기존의 방법으로 3.12, 고정투자율법에선 3.09의 값을 얻게 되었는데, PMLSM의 경우 이러한 인덕턴스의 영향이 크게 영향을 미치지 않더라도, 포화 영역 운전시 정확한 제어성을 보장할 수 있다. 이와 같은 여자 방식별 공극자속밀도 비교 결과를 그림 11에 나타내었는데, 동시에 여자 결과와 개별여자 결과의 합이 일치함이 확인되며, 이는 그림 7에서의 T동작점으로부터 고정투자율법 적용 후 각각 개별동작점이 C와 D로 이동했음을 보여준다.

제안된 고정투자율법의 적용으로 포화시 철심내의 자계비선형 문제가 해결될 수 있으며, 각각의 자계원에 대하여 선형적인 시스템 정수로 추출할 수 있어, 좀더 효과적인 동작예측과 분석을 할 수 있으며, 동시에 선형적인 제어성도 갖출 수가 있게 된다.

### 4. 결 론

철심형 PMLSM에서 추가적으로 고려되어야 할 열적 특성, 디텐트력 저감, 철심 포화 특성에 대한 사항을 살펴보았으며, 이를 통해 주 설계에 대한 최대 입력 전류 규정, 맥동 저감용 국부적 구조 변경, 포화 영역에서의 시스템 파라미터 추출 등의 기능이 보강되었다. 제시된 방법은 주 설계 전략과 더불어 수행되어, 좀더 정밀하고, 운전 특성에 부합할 수 있는 설계안 마련에 도움이 될 것이라고 판단된다.

### (참 고 문 헌)

- [1] P.H.Mellor, D.Roberts, D.R.Turner, "Lumped Parameter Thermal Model for Electrical Machines of TEFC design," IEE Proc.-B, Vol. 138, No. 5, pp205~218, Sep. 1991.
- [2] Sang-Yong Jung Hyun-Kyo Jung, "Reduction of Force Ripples in Permanent Magnet Linear Synchronous Motor," Proc. of International Conference on Electrical Machines, Brugge, pp452~457, Belgium, Aug. 2002.