



리니어 모터 해석기술

홍 정 표*

(*창원대 공대 전기공학과 교수)

1. 서 론

전기기기를 해석하는 방법에는 유한요소법(Finite Element Method : FEM)과 같은 수치해석적 방법, 인가되는 전류가 주기적으로 분포해 있다고 가정하고 이 분포를 후리에 급수(Fourier series)로 전개하여 해석하는 공간고조파해석법(Space Harmonic Analysis Method)과 전체 자기회로를 미소 영역으로 나누어 전기회로와 같은 회로망을 구성하여 해석하는 등가자기회로망법(Equivalent Magnetic Circuit Network Method : EMCN) 등의 방법이 있다[1-5]. 유한요소법과 같은 수치해석적 방법의 경우, 복잡한 자기회로를 그대로 모델링 할 수 있으며, 재질의 비선형성에 대한 고려가 가능하다는 등의 장점이 있으나, 선처리 작업 등에 많은 노력과 시간이 필요하다는 단점이 있다. 이에 반해 공간고조파해석법의 경우, 모델의 형상이 복잡한 경우에는 그 형상을 그대로 해석할 수 없고 재질의 비선형성을 고려하기 어렵다는 등의 단점이 있으나, 수치해석적 방법에 비해 해석시간이 매우 빠르며, 설계변수의 변화에 따른 특성 파악이 매우 용이하다. 등가자기회로망법은 이러한 문제점들을 보완할 수 있는 해석법이기는하나 아직까지는 선형 유도전동기(Linear Induction Motor : LIM)와 같이 와전류가 포함되는 문제에 대한 적용에 한계가 있다.

본 논문에서는 공간고조파해석법과 등가자기회로망법을 이용한 영구자석계자형 선형동기전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : PMLSM)의 해석방법과 유한요소법을 이용한 선형유도전동기의 해석방법을 소개하고자 한다.

2. PMLSM의 공간고조파해석

자기포화현상을 무시하고 영구자석과 전기자 권선의 여자 전류에 의한 자속분포를 독립적으로 구한 후, 그 해석결과를 중첩시켜 특성을 해석하는 방법이다.

2.1 공간고조파해석

그림 2.1에 PMLSM의 기본구조를 나타내었다.

그림 2.2와 같이 $\pm z$ 방향으로 주기적인 전류분포를 갖는 해석영역을 그림과 같이 4개의 영역으로 나누어 각 영역에 대한 특성방정식을 세우면 식(2.1), (2.2)와 같다.

$$\square \text{영역 I, III, IV} : \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0 \quad (2.1)$$

$$\square \text{영역 II} : \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = -\mu_0 J(x) \quad (2.2)$$

여기서, A 는 자기벡터포텐셜이며, 전류밀도 $J(x)$ 는 식(2.3)과 같이 후리에급수를 이용하여 전개 할 수 있다.

$$J(x) = \sum_n b_n \sin(nkx), \quad k = \frac{\pi}{\tau} \quad (n=1,3,5\cdots) \quad (2.3)$$

여기서, $b_n = \frac{4J_m}{n\pi} \cos(nka)$ 를 나타낸다.

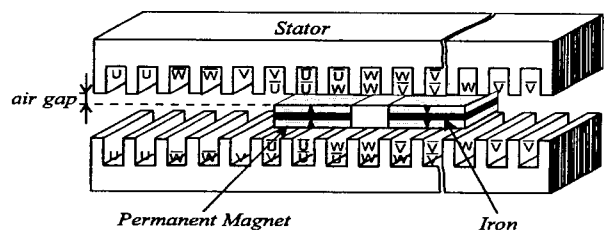


그림 2.1 양측식 PMLSM

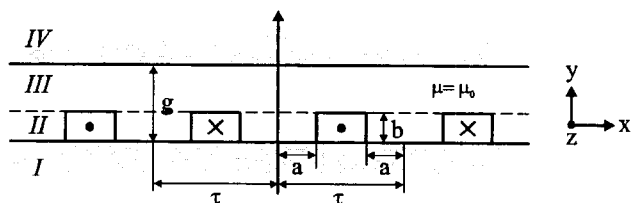


그림 2.2 평행철심 사이의 전류분포

각 영역에 대한 식(2.1)과 (2.2)의 일반해는 식(2.4)와 같다[6].

$$\begin{aligned}
 A_I &= \mu \sum A_n e^{nky} \sin(nkx) \\
 A_{II} &= \mu_0 \sum \left(C_n e^{nky} + D_n e^{-nky} + \frac{4J_m}{\pi n^3 k^2} \cos(nka) \right) \sin(nkx) \\
 A_{III} &= \mu_0 \sum (E_n e^{nky} + F_n e^{-nky}) \sin(nkx) \\
 A_{IV} &= \mu \sum B_n e^{-nky} \sin(nkx)
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

각 영역의 일반해에 철심의 투자율을 무한대로 가정하고, 경계조건을 부여하여 미정계수 값들을 결정하면 영역별 해는 식(2.5)와 같으며,

$$\begin{aligned}
 A_I &= A_{IV} = 0 \\
 A_{II} &= \mu_0 \sum \left(1 - \frac{\sinh nk(g-b)}{\sinh(nkg)} \cosh(nky) \right) \frac{b_n}{n^2 k^2} \sin(nkx) \\
 A_{III} &= \mu_0 \sum \left(\frac{\sinh(nkb)}{\sinh(nkg)} \right) \cosh(nk(y-g)) \frac{b_n}{n^2 k^2} \sin(nkx)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

공극자속밀도는 식(2.5)로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 B_{x,II} &= \mu_0 \sum \left(\frac{\sinh nk(g-b)}{\sinh(nkg)} \right) \sinh(nky) \frac{b_n}{nk} \sin(nkx) \\
 B_{y,II} &= -\mu_0 \sum \left(1 - \frac{\sinh nk(g-b)}{\sinh(nkg)} \cosh(nky) \right) \frac{b_n}{nk} \cos(nkx) \\
 B_{x,III} &= -\mu_0 \sum \left(\frac{\sinh(nkb)}{\sinh(nkg)} \right) \sinh(nk(y-g)) \frac{b_n}{nk} \sin(nkx) \\
 B_{y,III} &= -\mu_0 \sum \left(\frac{\sinh(nkb)}{\sinh(nkg)} \right) \cosh(nk(y-g)) \frac{b_n}{nk} \cos(nkx)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

2.2 영구자석 모델링

그림 2.1의 PMLSM의 영구자석에 의한 자속밀도분포는 영구자석을 표면전류로 치환한 다음 2.1에서와 동일한 방법으로 구하게 된다. 해석모델은 그림 2.3과 같으며, 2차원해석을 하기 위한 가정들은 다음과 같다.

- 1) 영구자석은 $\pm x$ 방향으로 주기적으로 배치되어 있다.
- 2) 영구자석은 $\pm y$ 방향으로 균일하게 자화되어 있다.
- 3) 1차축 코어 및 2차축 back iron의 투자율은 무한대이다.

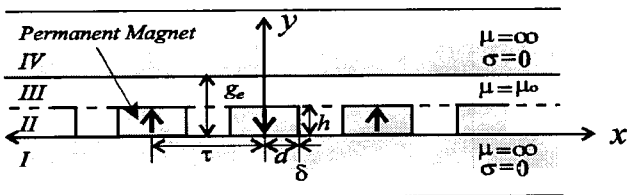


그림 2.3 평행철심 사이의 영구자석

그림 2.3의 영구자석을 등가표면전류로 대체하여 그림 2.4에 나타내었다. 이때의 전류밀도 $J_p(x)$ 는 II 영역에만 존재

하게 되며, 영구자석의 잔류자속밀도로부터 식(2.7)과 같이 후리에급수를 이용해 나타낼 수 있다[6].

$$\begin{aligned}
 J_p(x) &= \sum_n b_{pm} \sin(nkx), \quad (n = 1, 3, 5 \dots) \\
 b_{pm} &= \frac{4J_{pm}}{\pi n} [\cos(nka) - \cos(nk(a+\delta))]
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

여기서, δ 는 표면전류를 면전류밀도로 나타내기 위한 파라미터로서 무한히 얇은 임의의 값이다.

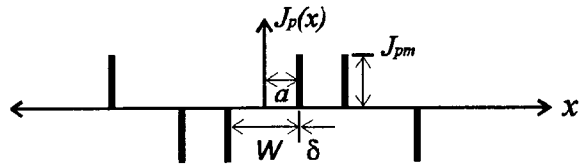


그림 2.4 영구자석의 등가자화전류밀도 분포

영구자석의 등가자화전류 J_{pm} 은 식(2.8)로부터 구한다.

$$\vec{J}_{pm} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{M} \tag{2.8}$$

2.3 전기자전류 모델링

전기자 권선에 인가되는 전류는 그림 2.5와 같이 나타낼 수 있다. 즉, 1차축 슬롯을 카터계수를 이용하여 보정한 다음 평활하다고 가정하고, 전기자전류를 두께가 매우 얇고 그 폭이 슬롯 폭(w_s)과 같은 전류가 철심 표면에 흐르고 있다고 볼 수 있다.

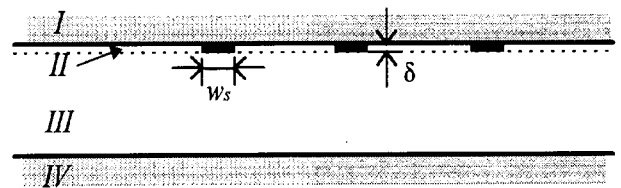


그림 2.5 전기자전류 해석모델

따라서 그림 2.5는 기본모델인 그림 2.2와 비교해 볼 때 y 좌표만 반대로 된 모델이 되며, 식(2.5)의 b , y , a 를 다음 식과 같이 바꾸어줌으로써 앞에서 유도한 해석해를 그대로 이용할 수 있다.

$$b \rightarrow \delta, \quad y \rightarrow (g_e - y), \quad a \rightarrow a_c = (\tau - w_s)/2$$

이때 해석영역 II의 전기자전류 분포에 대한 전류밀도 $J_c(x)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 J_c(x) &= \sum_n \sum_{n_s=1}^{n_s} b_{cn, n_s} \sin(nk(x - n_s \tau_s + \beta)) \\
 b_{cn, n_s} &= \frac{4J_{cm, n_s}}{\pi n} \cos(nka_c)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

여기서, sn 은 극당 슬롯수이며 β 는 1차측과 2차측 자극의 위상차를 보정하기 위해 들어간 항이다.

2.4 추력 및 수직력

가정으로부터 공극자속밀도는 영구자석에 의한 계산결과와 전기자전류에 의한 계산결과를 중첩하여 구할 수 있다.

가동자에 작용하는 추력 F_x 및 수직력 F_y 은 맥스웰 stress tensor법을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$F_x = \frac{pL}{\mu_0} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} B_x B_y dx \tag{2.10}$$

$$= \frac{p\tau L}{2\mu_0} U_m \sum_{n_s=1}^{sn} U_s \sinh(nkg_e) \sin nk(x_0 - n_s\tau_s + \beta)$$

$$F_y = \frac{pL}{2\mu_0} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} (B_y^2 - B_x^2) dx$$

$$= \frac{p\tau L}{4\mu_0} \left\{ 2U_m \sum_{n_s=1}^{sn} U_s \cosh(nkg_e) \cos nk(x_0 - n_s\tau_s + \beta) + U_m^2 + \left[\sum_{n_s=1}^{sn} U_s \cos nk(-n_s\tau_s + \beta) \right]^2 + \left[\sum_{n_s=1}^{sn} U_s \sin nk(-n_s\tau_s + \beta) \right]^2 \right\}$$

여기서, $U_m = -\mu_0 \sum_n \frac{\sinh nkh}{\sinh nk\delta} \frac{b_m}{nk}$,

$U_s = -\mu_0 \sum_n \frac{\sinh nk\delta}{\sinh nkg_e} \frac{b_{cn, n_s}}{nk}$ 이다. x_0 는 이동자(영구자석)

의 이동거리이며, p 는 가동자의 극수, L 은 전기자철심의 유효적층폭이다.

2.5 특성해석 및 실험

양축식 PMLSM에 대한 공간고조파 해석방법의 타당성을 검증하기 위해 시작기의 실험결과와 해석결과를 검토해 보면 다음과 같다. 시작용 PMLSM의 사양을 표 2.1에 나타내었다.

표 2.1 PMLSM의 사양

	항목	기호	값 (단위)
1차측 제원	상수	m	3
	극간격	τ	72 [mm]
	슬롯피치	τ_s	12 [mm]
	슬롯폭	w_s	7 [mm]
	적층폭	L	100 [mm]
2차측 제원	극수	p	4
	영구자석의 두께	h	10 [mm]
	영구자석의 폭	W	50 [mm]
	영구자석의 길이	L_m	100 [mm]
	영구자석의 잔류자속밀도		1.15 [T]
공극	기계적 공극	g_m	5 [mm]

그림 2.6은 영구자석만에 의한 공극자속밀도 분포를 나타내고 있으며, 실험치의 경우 1차측의 치/슬롯구조에 따른 영향이 잘 나타나고 있으나 공간고조파해석의 경우에는 1차측을 평활철심으로 가정하였기 때문에 이러한 영향은 나타나고 있지 않다. 그러나 자속밀도의 평균치는 거의 비슷함을 알 수 있다.

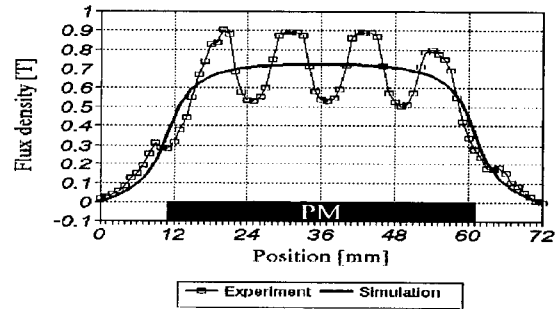


그림 2.6 영구자석에 의한 공극자속밀도 분포

그림 2.7은 영구자석이 없는 상태에서 1차측의 권선에 5[A]의 전류를 인가하였을 경우의 공극자속밀도분포를 나타내고 있다. 1차측 코어의 치/슬롯 구조를 평활철심으로 보고 해석하였지만 1차측의 전류분포가 치/슬롯 분포와 같기 때문에 1차측 여자전류에 의한 공극자속밀도분포는 실험치와 유사하게 나타나고 있다.

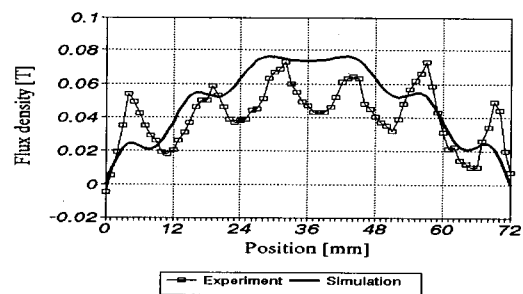


그림 2.7 전기자전류에 의한 공극자속밀도 분포

그림 2.8에 1차측의 여자전류를 정격치로 일정하게 고정시키고 2차측 영구자석을 이동시켜가며 부하각(power angle)을 변화시키는 경우의 정추력특성을 나타내었다. 해석결과가 실험치와 잘 부합하고 있음을 알 수 있다.

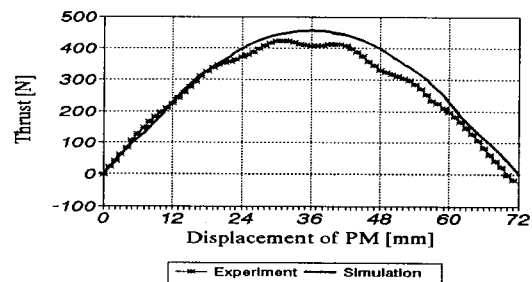


그림 2.8 부하각 변화에 따른 정추력

3. PMLSM의 3차원 등가자기회로망해석

3차원 등가자기회로망해석을 하기 위한 해석모델은 2절의 해석모델과 동일하다.

3.1 3차원 등가자기회로망법

본 연구에서 사용한 3차원 등가자기회로망법은 전체 자기회로를 미소영역으로 세분한 다음, 자기스칼라 포텐셜을 계변수로 하고, 각각의 소영역(요소) 사이의 퍼미언스로 부터 계수행렬을 구성하여 해석모델의 분포적인 특성을 해석하는 방법이다. 각 요소의 중심에 절점을 잡고 이를 잇는 등가자기회로망을 구성하게 되며, 각 요소는 직육면체로 구성되진다[7]. 그림 3.1은 임의의 절점(i, j, k)에 대해 x, y, z 방향에 따른 3차원 등가자기회로망의 기본적인 구성을 나타내고 있다.

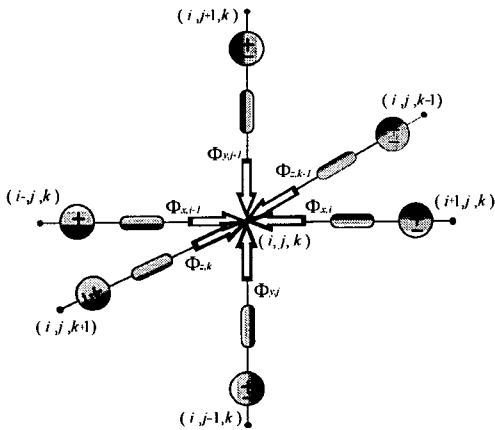


그림 3.1 한절점에서의 등가자기회로망의 구성

절점($i, j-1, k$)에서의 y 방향으로의 두 절점사이의 퍼미언스는 각 요소의 거리, 단면적과 재질정수에 의해 구해지며, 다음과 같다[5].

$$Py_{i,j-1,k} = \frac{\mu_0 \mu_1 \mu_2 Sy_{i,j,k}}{\mu_0 \mu_1 y_{i,j-1,k} + \mu_0 \mu_2 y_{i,j-1,k}} \quad (3.1)$$

여기서, $Sy_{i,j,k}$ 는 두 개의 절점 (i, j, k)와 ($i, j-1, k$) 사이의 y 방향의 단면적이며, $y_{i,j,k}, y_{i,j-1,k}$ 는 각 요소의 y 방향의 길이이며 μ 는 재질의 투자율이다. 마찬가지로 x 방향 및 z 방향의 퍼미언스도 식(3.1)과 같은 방법으로 구해진다. 일반적인 자기회로에서의 자속은 자기저항의 역수인 퍼미언스와 절점의 자위의 곱과 같기 때문에 임의의 (i, j, k)와 ($i, j-1, k$) 사이에서의 y 방향으로의 자속 및 자속밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Phi_{i,j-1,k} = Py_{i,j-1,k}(U_{i,j,k} - U_{i,j-1,k} + E_{i,j-1,k}) \quad (3.2)$$

$$By_{i,j-1,k} = \Phi_{i,j-1,k} / Sy_{i,j-1,k} \quad (3.3)$$

여기서, $U_{i,j,k}$ 는 절점 (i, j, k)의 자위값에 해당하는 미지의 값이며 $E_{i,j-1,k}$ 는 영구자석이나 전자기권선의 기자력이다. 이와같이 임의의 절점에 대하여 각 방향의 식을 (3.2)와 같이 구성한 후 한 절점에서 자속의 유출입량의 합이 영이라는 자속의 연속조건을 적용하면 다음과 같이 된다.

$$\sum_{n=1}^6 \Phi_n = \Phi_{x_{i-1,j,k}} + \Phi_{x_{i+1,j,k}} + \Phi_{y_{i,j-1,k}} + \Phi_{y_{i,j+1,k}} + \Phi_{z_{i,j,k-1}} + \Phi_{z_{i,j,k+1}} = 0 \quad (3.4)$$

식(3.2)를 식(3.4)에 대입하고 해석영역의 모든 절점에 대해 절점방정식을 구성하여 조합하면 다음과 같은 전체 계행렬을 얻을 수 있다.

$$[P]\{U\} = \{f\} \quad (3.5)$$

$[P]$: 퍼미언스 계수행렬, $\{U\}$: 절점자위 행렬

$\{f\}$: 구동벡터(기자력 \times 퍼미언스)

식(3.5)를 풀어 각 절점의 자위를 구하면 식(3.2)와 (3.3)으로부터 각 부분의 분포적인 자속과 자속밀도를 계산해 낼 수 있으며, 작용력은 맥스웰 응력법을 사용하여 구하면 된다.

3.2 해석결과 및 검토

그림 3.2에 해석모델의 공극자속밀도 분포를 나타내었다. 그림에서 보는바와 같이 공극자속밀도 분포가 치와 슬롯에 의한 영향을 잘 나타내고 있다.

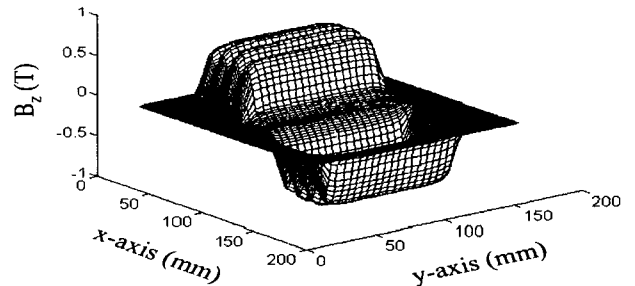


그림 3.2 공극자속밀도 분포

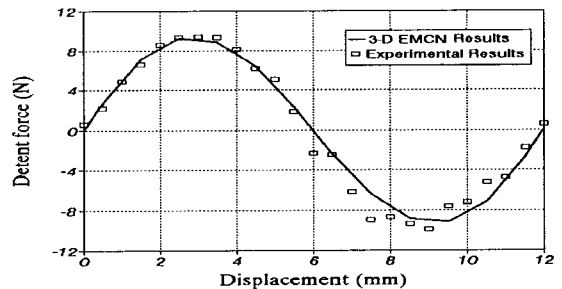


그림 3.3 detent force

그림 3.3에 이동자의 위치에 따른 detent force의 해석치 및 실험치를 비교하여 나타내었으며, 해석치와 실험치가 잘 일치함을 알 수 있다.

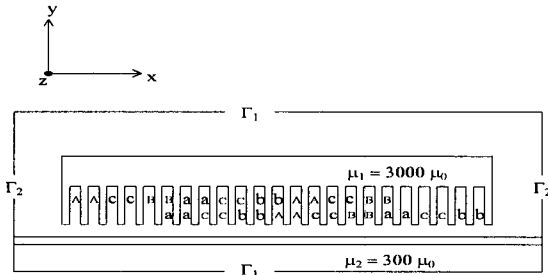
4. 유한요소법을 이용한 LIM 특성해석

4.1 지배방정식

해석상의 편의를 위하여 실제의 기본특성에 변화를 주지 않는 범위내에서 다음과 같은 가정을 두었다.

- 1) 모든 전류는 z 방향으로만 존재한다.
- 2) 변위전류를 무시한 준정상상태이다.
- 3) 1차 철심과 2차측 Back iron의 투자율은 일정하다.
- 4) 1차 철심의 도전율은 영이다.
- 5) 운동은 x 방향성분만 존재한다.

편축식 선형유도전동기의 해석모델 및 경계조건을 그림 4.1에 나타내었다. n은 경계면에서의 외향법선벡터이다.



Dirichlet 경계조건 : $A = 0$ (경계 Γ_1)
 Neumann 경계조건 : $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ (경계 Γ_2)

그림 4.1 편축식 선형유도전동기의 해석 모델

이상과 같은 가정으로부터 해석모델에 대하여 자기벡터포텐셜을 계변수로 하는 지배방정식은 다음과 같다[8].

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) = -J_0 + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + v_x \frac{\partial A}{\partial x} \tag{4.1}$$

여기서, A는 자기벡터포텐셜 \vec{A} 의 z 방향 성분만을 나타내며, v_x 는 x 방향으로의 이동속도를 나타낸다.

모든 계변수가 시간적으로 정현적인 변화를 한다고 가정하면 시간미분 $\partial/\partial t$ 를 $j\omega$ 로 치환하여 식 (4.1)의 지배방정식을 다시쓰면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) = -J_0 + \sigma(j\omega A + v_x \frac{\partial A}{\partial x}) \tag{4.2}$$

식(4.2)의 계변수를 1차선형요소를 이용하여 근사화시킨

다음 Galerkin법에 의하여 정식화 하면 식 (4.3)과 같은 요소 Matrix가 구하여진다.

$$R_{je} = \frac{1}{4\Delta^{(e)}\mu} \times \begin{bmatrix} c_{1e}c_{1e} + d_{1e}d_{1e} & c_{1e}c_{2e} + d_{1e}d_{2e} & c_{1e}c_{3e} + d_{1e}d_{3e} \\ c_{2e}c_{1e} + d_{2e}d_{1e} & c_{2e}c_{2e} + d_{2e}d_{2e} & c_{2e}c_{3e} + d_{2e}d_{3e} \\ c_{3e}c_{1e} + d_{3e}d_{1e} & c_{3e}c_{2e} + d_{3e}d_{2e} & c_{3e}c_{3e} + d_{3e}d_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} + \frac{\sigma v_x}{6} \begin{bmatrix} c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} - \frac{\Delta^{(e)}Ni}{3S_c} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - j\omega \frac{\sigma\Delta^{(e)}}{12} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} = ([S] + [G] + j\omega[E])\{A\} - \{F\} \tag{4.3}$$

식(4.3)을 해석영역의 전체 요소에 대하여 조합하면, 전 영역에 대한 잔차식은 (4.4)와 같으며,

$$\{R_j\} = \sum_{e=1}^l \{R_{je}\} = \sum_{e=1}^l (([S] + [G]) + j\omega[E])\{A\} - \{F\} = 0 \tag{4.4}$$

전체 절점의 벡터 포텐셜과 각 상의 전류값을 미지수로 하는 Matrix를 구성하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} H_{1,1} & \dots & H_{1,n} \\ \vdots & & \vdots \\ H_{n,1} & \dots & H_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{1,1} & \dots & M_{1,3} \\ \vdots & & \vdots \\ M_{n,1} & \dots & M_{n,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

4.2 전압, 전류 및 벡터포텐셜의 관계

그림 4.2에 SLIM의 한 상에 관한 등가회로와 유한요소법에 의한 해석 영역을 나타내었으며, 여기서, R_0 는 코일 End 부분의 저항, L_0 는 코일 End 부분의 누설인덕턴스, R_a 는 a상 권선의 저항 및 L_a 는 a상 권선의 누설 인덕턴스를 나타낸다.

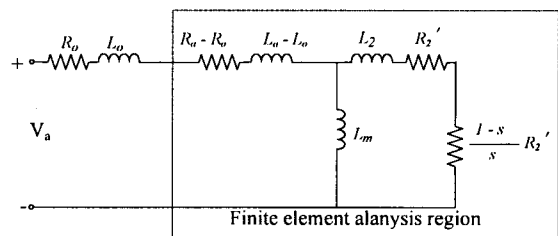


그림 4.2 한 상의 등가회로 및 유한요소해석 영역

면적 S를 갖는 N턴의 코일이 슬롯내에 존재할 때, f상 코일을 채교하는 총자속수를 ϕ_f 라 하면, 각 상의 권선에 유기되는 역기전력은 식(4.6)과 같이 구하여진다.

$$\frac{d\phi_f}{dt} = j\omega \frac{Nh}{3S_c} \sum_{s=1}^{N_s} [(\pm 1) \times \sum_{i=1}^3 \Delta^{(e)} A_{ie}^f] \quad (4.6)$$

식(4.6)을 전압방정식에 대입하여 정리하면 식(4.7)과 같이 정리할 수 있다.

$$j\omega \frac{Nh}{3S} \sum_{s=1}^{N_s} [(\pm 1) \times \sum_{i=1}^3 \Delta^{(e)} A_{ie}^f] + j\omega L_0 i_f + R_f i_f = V_f \quad (4.7)$$

여기서, f 는 a, b, c 상을 나타내는 첨자이며, 식(4.7)을 행렬식으로 표현하면 식(4.8)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & \dots & Q_{1n} \\ Q_{21} & \dots & Q_{2n} \\ Q_{31} & \dots & Q_{3n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a + j\omega L_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b + j\omega L_0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c + j\omega L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

따라서, 식(4.5)와 식(4.8)로부터 각 절점의 벡터포텐셜과 각 상의 전류를 미지값으로 하는 식(4.9)와 같은 계방정식이 구하여 진다.

$$\begin{bmatrix} H & M \\ Q & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.3 특성 산정식

4.3.1 추력 및 수직력

Maxwell 응력법을 이용하여 추력 및 수직력을 계산한다.

$$\begin{aligned} \vec{F} &= \frac{1}{\mu_0} \left[\int_S \vec{B} (\vec{B} \cdot \vec{n}) dS - \int_S \frac{1}{2} \vec{B}^2 \vec{n} dS \right] \\ &= \oint_S \vec{P} dS \end{aligned} \quad (4.10)$$

여기서, \vec{P} 는 Maxwell stress tensor, S 는 체적 V 의 표면적 및 \vec{n} 는 S 에 수직인 외향 단위법선 벡터이다. 따라서, 식(4.10)으로부터 체적 V 인 물체에 작용하는 힘은 그 물체를 둘러싸고 있는 표면적 S 에 작용하는 stress tensor \vec{P} 의 면적분과 같음을 알 수 있으며 요소내에서 발생한 Maxwell stress tensor의 x, y 성분인 P_x, P_y 는 각각 식(4.11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_x &= \frac{1}{2\mu_0} \{ (B_x^2 - B_y^2) n_x + 2 n_y B_x B_y \} \\ P_y &= \frac{1}{2\mu_0} \{ (B_y^2 - B_x^2) n_y + 2 n_x B_y B_x \} \end{aligned} \quad (4.11)$$

따라서, 적분경로 l 에 대하여 작용하는 x 성분의 추력 F_x 와 y 성분의 수직력 F_y 는 각각 식(4.12)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} F_x &= \int_l h P_x dl \quad [N] \\ F_y &= \int_l h P_y dl \quad [N] \end{aligned} \quad (4.12)$$

여기서, h 는 1차 철심의 적층 폭이다.



그림 4.3 편측식 선형유도전동기의 등포텐셜 분포

그림 4.1의 해석모델이 운전주파수 60[Hz], 주행속도 12[km/h]일 때의 등포텐셜분포를 그림 4.3에 나타내었다. 그림에서 보는것과 같이 출구단 즉, 1차측의 오른쪽으로 자속이 밀리는 단부효과를 나타내고 있으며, 이러한 현상이 일반 회전형 전동기와는 특성 및 해석시에 크게 다른 점이라 할 수 있다.

4.3.2 유효전력 및 무효전력

전원으로 부터 입력된 유효 전력 및 무효 전력은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{\text{유효}} &= V_a I_a \cos \theta_a + V_b I_b \cos \theta_b + V_c I_c \cos \theta_c \quad [W] \\ P_{\text{무효}} &= V_a I_a \sin \theta_a + V_b I_b \sin \theta_b + V_c I_c \sin \theta_c \quad [Var] \end{aligned}$$

여기서 $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ 는 각 상의 전압과 전류간의 위상차로서 역률각이다.

5. 결 론

본 논문에서는 PMLSM을 대상으로하여 공간고조파법을 이용한 2차원 해석방법, 3차원 등가자기회로방법을 이용한 해석방법과 유한요소법을 이용한 편측식 선형유도전동기의 해석방법에 관하여 설명하였다.

PMLSM의 공간고조파해석 및 3차원 등가자기회로방법에 의한 해석결과와 시작기의 실험결과를 비교검토하여 해석방법의 타당성을 검증하였다. 설명된 해석방법들은 나름대로의 장단점을 갖고 있기 때문에 해석모델에 효과적인 해석방법을 선택하여 활용할 수 있을 것이다. 끝으로 본 논문이 리니어모터에 대해 관심을 갖고있는 분들에게 다소나마 도움이 되었으면 한다.

참고문헌

- [1] S.A.Nasar and L.del Cid, "Certain Approachs to the Analysis of Single-Sided Linear Induction Motors", *Proc. of IEE, Vol. 120, No. 4, pp.477-483, 1973*

- [2] 野中作太郎, 吉田欣二郎, “リニアモトの 空間高調波解析”, 日本電氣學會論文誌, Vol.48, No.12, pp.89-96, 1972
- [3] 정인성, 윤상백, 홍정표, 현동석, “공간고조파해석법을 이용한 영구자석 선형동기전동기의 특성해석”, Vol.47, No.2, pp.162-167, 1998
- [4] Dal-Ho Im, Jung-Pyo Hong, Sang-Baeck Yoon, In-Soung Jung, “The Optimum Design of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor”, *Proc. of IEEE CEFC'96*, pp. 166, 1996.
- [5] J. Hur, S. B. Yoon, D. Y. Hwang and D. S. Hyun, Analysis of PMLSM Using 3 Dimensional Equivalent Magnetic Circuit Network Method, *IEEE, Trans. on Magn.*, Vol. 33, No. 5, pp. 4143-4145, 1997.
- [6] B. Hague, *The Principles of Electromagnetism Applied to Electrical Machines*, Dover Publications, INC., 1962.
- [7] 임달호, 홍정표, “3차원 등가자기회로방법에 의한 영구자석모터의 자계해석”, Vol.43, No.9, pp.1432-1439, 1994
- [8] 임달호, 電氣系の 有限要素法, 동명사, 1986
- [9] 故 임달호박사 추모회 “전자에너지 변환기기의 해석과 응용”, 한양대학교 출판원, 1987. 8

저 자 소개



홍정표(洪正杓)

1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 LG정밀(주) 중앙연구소 주임연구원. 1990년~1992년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~1996년 한양대 산업과학연구소 선임연구원. 현재 창원대 공대 전기공학과 조교수