

전자기 전달관계를 이용한 슬롯리스형 영구자석 전기기기의 정특성 해석

論 文
55B-3-3

Analysis on Static Characteristics of Slotless Type Permanent Magnet Electrical Machines Using the Electromagnetic Transfer Relations

張錫明* · 趙漢旭[†] · 崔璋英** · 李成浩***
(Seok-Myeong Jang · Han-Wook Cho · Jang-Young Choi · Sung-Ho Lee)

Abstract - It is well known that the accurate calculation of the field distribution is essential for the design of electrical machines. The analytical techniques for electromagnetic field can quickly and exactly determine airgap magnetic field distribution in electrical machines. Many analytical techniques have been investigated to predict the magnetic field distribution in PM machines equipped with permanent magnets. Using the analytical technique by transfer relations, D. L. Trumper and K. R. Davey already presented the design and analysis of linear permanent-magnet machines and induction machines, respectively. Using the transfer relations (Melcher's general methodology) to describe electromagnetic phenomena, this paper deals with the analysis on the magnetic field distribution due to PM and winding current, the induced voltage and the static torque characteristics in surface-mounted slotless type permanent magnet machine. The validity of the analysis results is confirmed by finite element (FE) analysis.

Key Words : Analytical Techniques, Electromagnetic Field, PM Machines, Transfer Relations

1. 서 론

최근 산업자동화 및 로봇 산업, 정보통신 기기나 가전기기에 이르기까지 가변속 운전을 위한 전자기 에너지 변환기의 사용이 급격히 증가하고 있다. 특히, 1990년대에 들어 잔류자속밀도가 1.0 T 이상이 되는 고밀도 영구자석 재료인 네오디움(NdFeB) 계열의 합금이 개발됨에 따라, 일반 가정용 및 산업용 기기는 물론 고출력, 초고속화가 요구되는 특수 응용분야에 이르기까지 영구자석을 갖는 전기기기의 응용이 더욱 증가하고 있다. 따라서, 이에 대한 특성해석 기법 및 설계에 관한 연구가 전세계적으로 활발히 진행되고 있으며, 많은 문헌이나 논문으로 연구 결과가 발표되었다[1]-[7].

전기기기의 특성해석의 방법은 크게 수치해석법과 전자기 이론에 의한 해석적 기법으로 구분 할 수 있다. 이들은 모두 풀고자 하는 계가 편미분 방정식으로 표현되고, 이를 풀어내는 방법론에 해당한다. 수치 해석법은 물리적으로 연속적인 현상을 갖는 계반의 형상들을 편미분 방정식으로 표현하여 유한개의 이산치 값을 구하는 방법으로 치환하여 푸는 방법이다. 이러한 수치해석법은 최근 컴퓨터의 급속한 발달에 따라 계산시간이 무척 빨라져, 많은 분야의 전기기기 연구 및 복잡한 기하학적 형상의 정밀 해석에 적용되고 있다.

전자장 이론에 의한 해석적 기법은 변수분리법이나 푸리에 급수에 기반을 둔 공간고조파법 등이 이용되고 있는데, 이들은 주로 컴퓨터가 발달되기 이전에 매우 우수한 정밀도에 의해 많이 이용되어온 방법이다 [8]. 특히, 계의 지배방정식을 풀기위하여 많은 가정을 수반하거나, 정밀 해를 구하기 위하여 많은 수고로움이 요구되는데도 불구하고 현재까지 많은 설계자나 연구자에 의해 적용되는 이유는 초기 설계시 설계 변수에 따른 기기의 특성을 분석·파악 하는데 매우 빠르고 정확하게 적용될 수 있다는 장점 뿐만 아니라, 해석 영역에 대한 수학적 통찰을 제공해 주며, 다중 물리현상을 프로그래밍 하여 모델링하고 구현하는데 매우 용이하기 때문이다.

공간고조파법을 이용한 전자기 현상의 해석적 기법에 관한 연구는 영국의 D. Howe 와 Z. Q. Zhu를 중심으로 이미 다양한 영구자석의 자화형태나 고정자 치-슬롯 구조, 고정자 전류의 인가방법(예 : 3상 통전식-정현파 운전, 2상 통전식-구형파 운전)에 따라 연구된 바가 있고, 해석의 정밀도 및 신뢰성을 인정받았다 [9]-[13].

전자기 전달관계(Transfer Relations) 해석법은 해석 영역의 지배 방정식으로부터 자기 벡터 포텐셜을 구하는 기존의 공간고조파법과 유사한 형태를 보이나, 매질의 각 경계면에서 자기 벡터포텐셜을 구하여 전달관계 행렬을 유도하여 사용한다는 점에서 특이점을 보이고, 해석하고자 하는 계의 전달관계 행렬을 단 한번 유도함으로써, 각 영역에 대한 지배방정식을 푸는 수고로움을 덜어주므로, 2개 이상의 계자 시스템에 적용하면 매우 편리한 장점을 갖는다 [14]. 이미, D. L. Trumper[14] 나 K. R. Davey[15] 는 정밀 제어용 선형 영구자석 동기전동기(PMLSM) 과 유도전동기에 전달관계 해

[†] 교신저자, 正會員 : 忠南大 電氣工學科 博士課程 修了
E-mail : hwcho@cnu.ac.kr

* 正會員 : 忠南大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

** 正會員 : 忠南大 工大 電氣工學科 博士課程

*** 正會員 : LG電子 D/A 研究所 前任研究員 · 工博

接受日字 : 2005年 10月 4日

最終完了 : 2005年 12月 19日

석 기법을 적용한 바가 있으나, 극좌표에서 해석되는 회전형 영구자석 전동기의 영구자석 자화와 전달관계를 적용한 연구 결과는 아직 발표된 바가 없다. 따라서, 본 논문에서는 전자장의 해석적 기법중 미국 MIT 대학의 Melcher 교수가 제안한 각 해석영역의 전자기 전달관계에 의한 해석법 (Melcher's General Methodology)을 극좌표 해석영역을 갖는 회전형 영구자석 전동기에 적용하여 체계화된 전자계 특성 해석기법을 확립하였다 [16]. 특히, 슬롯리스 형태의 고정자 권선을 갖는 기기에 대하여, 회전자 영구자석 및 고정자 전류에 의한 공극자속밀도 특성, 역기전력 특성, 토크 특성을 각각 미국 Ansoft 사의 Maxwell을 사용한 유한요소해석과 비교하여 본 논문에서 제시하는 전자기 전달관계에 의한 해석기법의 타당성을 증명하였다.

2. 영구자석에 의한 전달관계 및 자계 특성 해석

2.1 해석 모델 및 가정

그림 1은 4극의 반경방향 자화된 영구자석을 갖는 회전자와 3상의 고정자 권선을 갖는 슬롯리스형 영구자석 전기기기의 해석 모델이다. 전자기 전달관계에 의하여 해석모델의 전자계 현상을 해석적으로 구하기 위하여, 본 논문에서는 고정자 코어 및 축의 비투자율을 무한대라 가정하였다. 알파벳 문자 (a)~(h)는 각 영역의 경계를 나타내고, 그리스 문자 $\alpha \sim \delta$ 는 영구자석과 코일 영역의 내·외반경을 각각 나타낸다. 표 1은 해석모델의 각각의 설계 파라미터를 나타낸다.

2.2 영구자석에 의한 자계 특성

먼저, 영구자석만 존재할 때의 전자 전달관계 및 자계 특성을 해석하기 위하여 그림 2와 같이 경계 (e)(f), (g)(h)를 갖는 영구자석 영역에 대한 극좌표 해석 모델을 정의하자.

맥스웰 방정식에 의하여 자계 H , 자속밀도 B 와 자화 M 과의 관계를 식으로 나타내면 식(1), (2)와 같다.

$$\nabla \times H = 0 \tag{1}$$

$$\nabla \times B = \mu_0 \nabla \times M \tag{2}$$

따라서, Coulomb's gauge와 Vector Identity를 적용하면 해석모델의 지배방정식은 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\nabla^2 A_n = -\mu_0 (\nabla \times M) \tag{3}$$

여기서, $A_n = Re A_{zn}(r) e^{-jn\theta}$ 이고, 식(3)의 우변에서, $\nabla \times M$ 을 정리하기 위하여 자화 M 을 정의 하면 식(4)와 같다.

$$M = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ M_m e^{-jn\theta} \vec{i}_r + M_{\theta n} e^{-jn\theta} \vec{i}_\theta \} \tag{4}$$

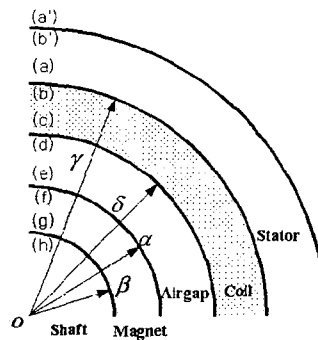


그림 1. 슬롯리스형 영구자석 전기기기의 해석모델. Fig. 1 Analysis model for a slotless type PM machines.

표 1 해석모델의 설계 파라미터. Table 1. Specification of analysis model.

영구자석 회전자	
파라미터 (기호)	값
영구자석 외반경 (α)	14.25 mm
축 반경 (β)	10.5 mm
극 수	4
영구자석 재료	NdFeB
고정자 권선	
파라미터 (기호)	값
고정자 권선 외반경 (γ)	19.25 mm
고정자 권선 내반경 (δ)	15.15 mm
상당 권선수	94
잔류자속밀도	1.1 T

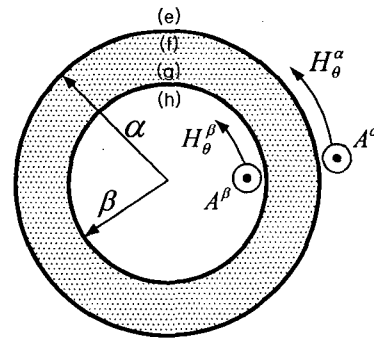


그림 2 영구자석 영역에 대한 극좌표 모델. Fig. 2 Polar-coordinate model for permanent magnet region.

$B = \nabla \times A$ 에 의해 r 방향 및 θ 방향의 자속밀도는 각각 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} B_m &= -\frac{inb}{r} A_{zn} e^{-jn\theta} \\ B_{\theta n} &= -\frac{\partial}{\partial r} A_{zn} e^{-jn\theta} \end{aligned} \tag{5}$$

여기서, 경계 (f)와 경계 (g)에서의 $B_{\theta n}$ 을 식(6)과 같이 정의하자.

$$\begin{cases} B_{\theta n} = B_{\theta n}^f & \text{at } r = \alpha \\ B_{\theta n} = B_{\theta n}^g & \text{at } r = \beta \end{cases} \quad (6)$$

따라서, 경계 (f) 와, 경계 (g), 에서의 전달관계는 식(7)로 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B_{\theta n}^f \\ B_{\theta n}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0(\beta, \alpha) & G_0(\alpha, \beta) \\ G_0(\beta, \alpha) & F_0(\alpha, \beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^f \\ A_{zn}^g \end{bmatrix} - \frac{j\mu_0 n p M_n}{(np)^2 - 1} \begin{bmatrix} \alpha F_0(\beta, \alpha) + \beta G_0(\alpha, \beta) + 1 \\ \alpha G_0(\beta, \alpha) + \beta F_0(\alpha, \beta) + 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서, $F_0(x, y)$ 와 $G_0(x, y)$ 는 각각 식(8), 식(9)로 정의된다.

$$F_0(x, y) = \frac{np}{y} \cdot \frac{\left[\left(\frac{x}{y}\right)^{np} + \left(\frac{y}{x}\right)^{np} \right]}{\left[\left(\frac{x}{y}\right)^{np} - \left(\frac{y}{x}\right)^{np} \right]} \quad (8)$$

$$G_0(x, y) = \frac{2np}{x} \cdot \frac{1}{\left[\left(\frac{x}{y}\right)^{np} - \left(\frac{y}{x}\right)^{np} \right]} \quad (9)$$

식(7)과 식(8), (9)에 경계조건을 적용하여 얻어진 경계 (e)에서의 자계 분포를 그림 3에 나타내었다. 전달관계 기법에 의한 해석 결과와 FEM 해석 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다.

2.3 고정자 및 축의 철심을 고려한 영구자석에 의한 자계 특성

실제 전자기기에서는 대부분 영구자석을 부착하는 축영역과 고정자 영역에서의 자속경로를 확보하기 위하여 강자성체 철심이 존재한다. 따라서, 그림 4와 같이 영구자석 외에 철심 축, 고정자 철심을 갖는 간이화된 해석 모델을 정의할 수 있다.

공극영역(경계(b)-(e))에서의 전달관계는 식(10)과 같이 식(7)을 이용하여 간단히 서술할 수 있다.

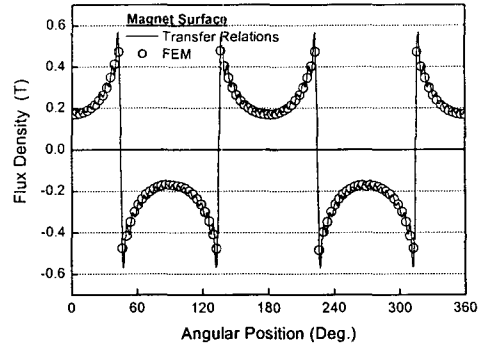
$$\begin{bmatrix} B_{\theta n}^b \\ B_{\theta n}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0(\alpha, \gamma) & G_0(\gamma, \alpha) \\ G_0(\alpha, \gamma) & F_0(\gamma, \alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^b \\ A_{zn}^e \end{bmatrix} \quad (10)$$

철심영역의 경계에서 자속은 수직성분만 갖고 있으므로, 경계 (b)와 경계 (g)에서 식(11), 식(12)와 같은 경계조건을 세울 수 있다.

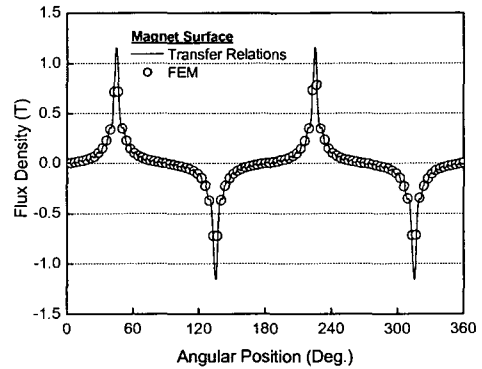
$$B_{\theta n}^g = 0 \quad (11)$$

$$B_{\theta n}^b = 0 \quad (12)$$

그러므로, $B_{\theta n}^e$ 는 식(13)과 같이 쓸 수 있다.



(a) 수직 성분, $B_{\theta n}^e$



(b) 수평 성분, $B_{\theta n}^b$

그림 3 영구자석에 의한 자속밀도분포-영구자석만 존재

Fig. 3 Flux density distribution by permanent magnet-only permanent magnet

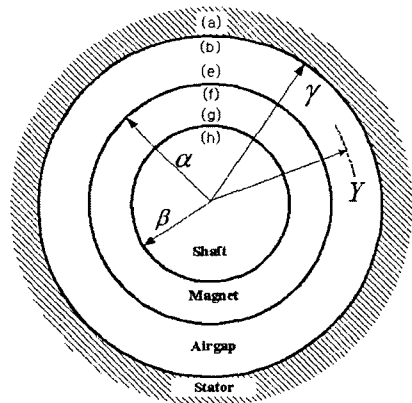
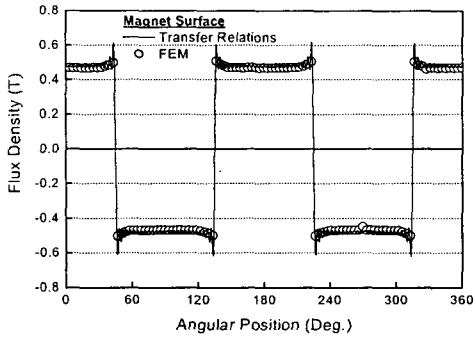


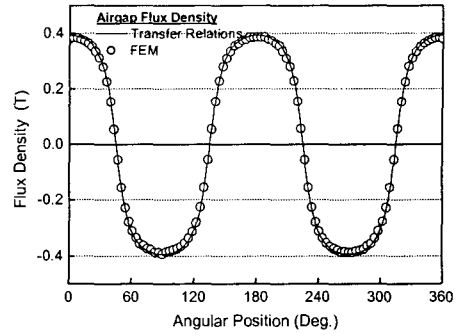
그림 4 축 및 고정자의 철심이 고려된 영구자석 해석 모델.
Fig. 4 Analysis model for the permanent magnet considering the shaft/stator core.

$$B_{\theta n}^e = \left\{ -\frac{G_0(\alpha, \gamma)G_0(\gamma, \alpha)}{F_0(\alpha, \gamma)} + F_0(\gamma, \alpha) \right\} A_{zn}^e \quad (13)$$

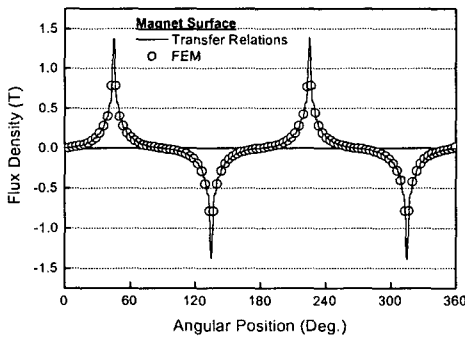
그리고, 경계 (e)와 경계 (f)에서 식(14), 식(15)와 같은 경계조건을 적용 할 수 있다.



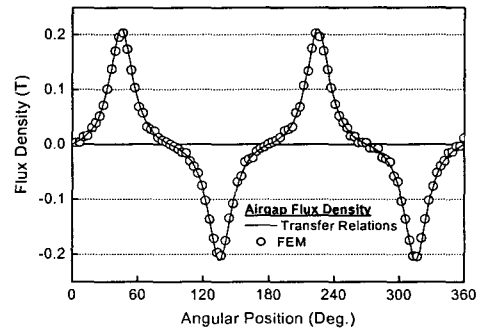
(a) 수직 성분, B_m^e



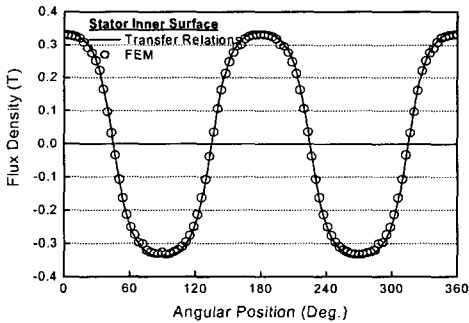
(a) 수직 성분, B_m^Y



(b) 수평 성분, $B_{\theta n}^e$



(b) 수평 성분, $B_{\theta n}^Y$



(c) 수직 성분 B_m^b

그림 5 영구자석에 의한 자속밀도-축 및 고정자 철심 고려
Fig. 5 Flux density distribution by permanent magnet-Considering the shaft/stator core.

$$A_{zn}^e = A_{zn}^f \quad (14)$$

$$B_{\theta n}^e = B_{\theta n}^f - \mu_0 M_{\theta n} \quad (15)$$

그러므로, A_{zn}^e 를 구할 수 있고, 축과 고정자의 철심을 고려한 $B_{\theta n}^e$ 를 다시 구할 수 있다.

고정자 및 축 영역의 철심을 고려한 영구자석에 의한 자계 해석 결과를 그림 5에 나타내었다. FEM 해석시 고정자 철심 및 축재질의 투자율을 포화가 고려된 비선형 B-H 곡

그림 6 영구자석에 의한 자속밀도-임의의 경계면 Y ($Y = 16.25$ mm).

Fig. 6 Flux density distribution by permanent magnet-at an imaginary boundary.

선으로 적용하였는데도 불구하고, 전달관계 해석에 의한 해석 결과와 FEM 해석 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다. 이는 해석 대상 기기의 철심 및 축이 영구자석에 의해 포화될 우려가 전혀 없으며, 전달관계 기법에 의한 해석이 타당함을 나타낸다.

식(10)의 경우와 유사하게 공극 임의의 경계면 Y 에서의 전달관계를 구하기 위하여 식(16)과 같은 공극 영역의 전달관계를 정의하자.

$$\begin{bmatrix} B_{\theta n}^Y \\ B_{\theta n}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0(\alpha, Y) & G_0(Y, \alpha) \\ G_0(\alpha, Y) & F_0(Y, \alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^Y \\ A_{zn}^e \end{bmatrix} \quad (16)$$

경계 (e)에서의 자속밀도 $B_{\theta n}^e$ 과 A_{zn}^e 를 식(14), (15)에 의하여 알고 있으므로, A_{zn}^Y 를 식(17) 과 같이 쓸 수 있다.

$$A_{zn}^Y = \frac{B_{\theta n}^e - F_0(Y, \alpha)A_{zn}^e}{G_0(\alpha, Y)} \quad (17)$$

따라서, B_m^Y 와 $B_{\theta n}^Y$ 는 식(18)에 의하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} B_m^Y &= -\frac{jnp}{Y} A_{zn}^Y \\ B_{\theta n}^Y &= -\frac{\partial}{\partial r} A_{zn}^Y \end{aligned} \quad (18)$$

공극 임의의 경계면 Y에서의 자계 해석 결과를 그림 6에 나타내었다. 전달관계 기법에 의한 해석 결과와 FEM 해석 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다.

3. 고정자 권선전류에 의한 전달관계 및 자계 특성 해석

3.1 고정자 권선전류에 의한 자계 특성

전류밀도 J_f 가 존재하는 공간에서 전기자 코일에 의한 극좌표 모델을 그림 7과 같이 정의하자. 해석모델은 경계 (a)(b)와 (c)(d)를 갖고 있으며, 4극 3상의 코일이 균일하게 감겨있고, 3상 평형의 정현파 전류가 인가된다고 가정한다.

영구자석 영역에 대한 해석과 마찬가지로, 맥스웰 방정식과 자계의 기본 특성식을 이용하여 계의 지배방정식 (19)를 유도 할 수 있다.

$$\nabla^2 A_n = -\mu_0 J_f \quad (19)$$

여기서, 전류 밀도 J_f 는 식(20)과 같이 정의 된다.

$$J_f = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{zn} e^{-jnp\theta} \hat{i}_z \quad (20)$$

식(19)의 편미분 방정식을 풀고 경계 (b)와 경계 (c)에서의 전달관계를 표현하면 식(21)와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} B_{\theta n}^b \\ B_{\theta n}^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} F_0(\delta, \gamma) & G_0(\gamma, \delta) \\ G_0(\delta, \gamma) & F_0(\gamma, \delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^b \\ A_{zn}^c \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{\mu_0 J_{zn}}{(np)^2 - 1} \begin{bmatrix} \gamma F_0(\delta, \gamma) + \delta G_0(\gamma, \delta) + 1 \\ \gamma G_0(\delta, \gamma) + \delta F_0(\gamma, \delta) + 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

3.2 고정자 및 축의 철심을 고려한 고정자 권선전류에 의한 자계 특성

그림 8은 고정자 및 축의 철심을 고려한 고정자 권선전류에 의한 자계 계산을 위한 극좌표 간이화 모델이다.

식(21)에 의하여 공극에서의 전달관계는 식(22)와 같이 쉽게 정리 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B_{\theta n}^d \\ B_{\theta n}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0(\beta, \delta) & G_0(\delta, \beta) \\ G_0(\beta, \delta) & F_0(\delta, \beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^d \\ A_{zn}^g \end{bmatrix} \quad (22)$$

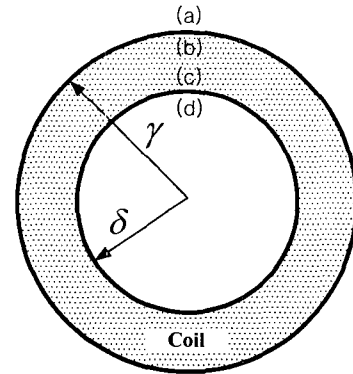


그림 7 고정자 권선영역에 대한 극좌표 모델
Fig. 7 Polar-coordinate model for coil region.

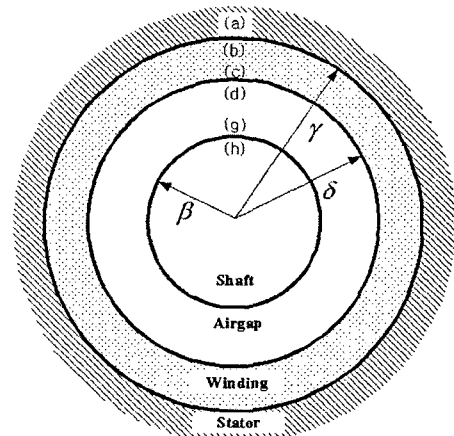


그림 8 고정자 및 축의 철심을 고려한 고정자 권선영역에 대한 자계 모델링

Fig. 8 Analysis model for the coil region considering the shaft/stator core.

경계 (b)와 경계 (g)에서 식(23), 식(24)와 같은 경계조건을 세울 수 있다.

$$B_{\theta n}^b = 0 \quad (23)$$

$$B_{\theta n}^g = 0 \quad (24)$$

따라서, $B_{\theta n}^d$ 는 식(25)로 쓸 수 있다.

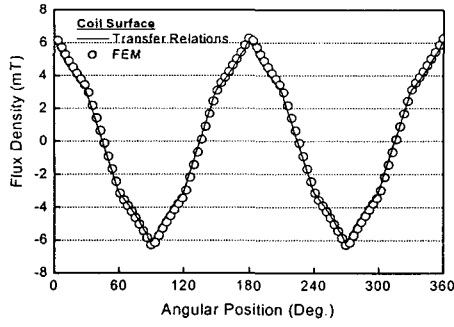
$$B_{\theta n}^d = \left\{ F_0(\beta, \delta) - \frac{G_0(\delta, \beta)G_0(\beta, \delta)}{F_0(\delta, \beta)} \right\} A_{zn}^d \quad (25)$$

그리고, 식(26), 식(27)에 의하여

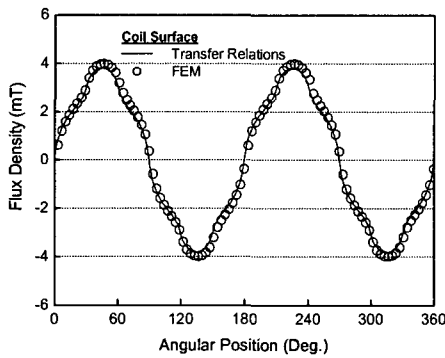
$$A_{zn}^c = A_{zn}^d \quad (26)$$

$$B_{\theta n}^c = B_{\theta n}^d \quad (27)$$

고정자 권선전류에 의한 자계 해석 결과를 그림 9에 나타내었다. 전달관계 기법에 의한 해석 결과와 FEM 해석 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다.



(a) 수직 성분, B_r^d



(b) 수평 성분, $B_{\theta n}^d$

그림 9 고정자 권선전류에 의한 자속밀도-축 및 고정자 철심 고려

Fig. 9 Flux density distribution by coil-considering the shaft/stator core.

4. 역기전력 및 토크 특성

4.1 역기전력 특성

역기전력 특성식은 식(28)과 같이 주어 진다.

$$V_{emf} = N_s \oint_c \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \oint_c (\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l} \quad (28)$$

여기서, N_s 는 코일당 권수이고, $\boldsymbol{\omega}$ 는 회전자의 각속도 (rad/sec) 이다.

표 1에 제시된 해석 모델이 회전속도 20000 (rpm)으로 회전할 때, 식(28)에 의한 역기전력의 해석결과를 그림 10에 FEM 해석결과와 비교 제시하였다.

4.2 토크 특성

맥스웰 응력법 (Maxwell's Stress Tensor)에 의해 영구 자석 회전자에 작용하는 힘을 계산 할 수 있으며, 2차원 해석에서 응력 T_{ij} 는 식(29)로 표현된다 [9][11].

$$T_{ij} = \mu H_i H_j - \delta_{ij} \frac{\mu}{2} H_k H_k \quad (29)$$

여기서 Kronecker delta δ_{ij} 는 식(88)과 같은 성질을 갖는다.

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i=j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (30)$$

힘이 작용하는 면적 S 에 대하여 식(30)을 면적 적분하여 영구자석 영역에 작용하는 접선방향의 힘 F_θ 를 식(31)에 의해 계산 할 수 있다.

$$F_\theta = -S \langle T_{r\theta}^d \rangle = -S \mu_0 \langle H_r^d H_{\theta n}^d \rangle \quad (31)$$

그러므로, 토크 T_z 는 식(32)로 쓸 수 있다.

$$T_z = r \times F_\theta \quad (32)$$

그림 11 은 해석모델의 고정자 권선에 1A의 전류가 3상 평형으로 흐를 때의 정토크 특성을 나타내며, FEM 해석 결과와 비교적 잘 일치함을 보인다.

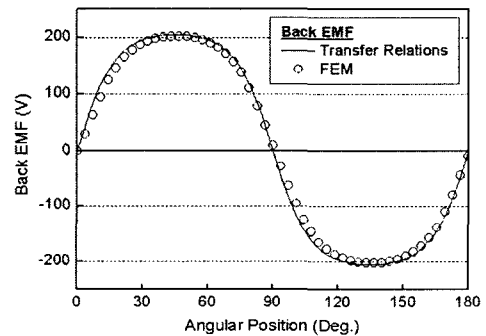


그림 10 역기전력 특성 (@20000 rpm).

Fig. 10 Characteristics of back-EMF (@20000 rpm).

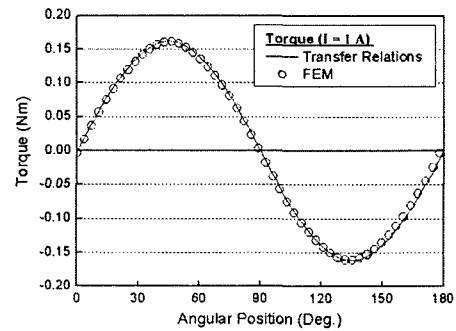


그림 11. 토크 특성 ($I = 1A$).

Fig. 11 Characteristics of Torque ($I = 1 A$).

5. 결 론

본 논문에서는 전달관계 해석법을 이용하여 회전형 영구 자석 전동기에서 영구자석에 의한 자계 특성 및 3상 고정자 권선에 의한 자계 분포를 자기 벡터포텐셜과 극 좌표계를 이용하여 예측하였다. 특히, 슬롯리스 고정자 형태를 갖는 영구자석형 전기기기에 대하여, 영구자석 및 고정자 권선 전류에 의한 공극자속밀도, 역기전력, 토크에 대한 정특성 해석을 수행하였다. 제시된 기법에 의한 해석 결과는 이미 해석의 정밀도나 신뢰성이 검증된 유한요소해석 상용 소프트웨어인 Ansoft 사의 Maxwell 에 의한 해석결과와 비교하여 해석의 타당성을 검증하였다. 전술된 수학적 표현에서 보여 지는 바와 같이, 본 논문에서 제시된 해석법은 경계에서의 전달관계의 도출을 통해 자기회로의 변화에 따라 경계조건 의 변경만으로 해석이 용이한 장점을 갖고 있으며, 그 정밀도 또한 매우 우수함을 증명하였다. 그러나, 본 해석 기법은 비선형 철심재료의 설계영역이 선형구간일 때에만 적용되는 단점을 갖고 있으므로, 철심의 포화를 이용하는 기기 또는 비선형 영역에서 설계된 전기기기에의 적용에는 제한이 따 르므로, 향후 이에 대한 정확한 고찰이 요구된다.

감사의 글

본 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프 라 구축 지원 사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

[1] 이성호, 자기회로 구성조건에 따른 직선형 전자기 에너지 변환기의 정특성 해석, 충남대학교 박사학위논문, 2003
 [2] I. Boldea, S.A. Nasar, Linear Electric Actuators and Generators, Cambridge University Press, 1997.
 [3] J. R. Hendershot Jr and TJE Miller, Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Oxford, 1994.
 [4] J. F. Gieris, M. Wing, Permanent Magnet Motor Technology, Marcel Dekker, Inc., 2002.
 [5] 김태형, FRM의 새로운 설계 기법 및 PWM 구동시 제 특성 해석, 한양대학교 박사학위논문, 2005.

[6] D. C. Hanselman, Brushless Permanent Magnet Motor Design, McGraw-Hill, Inc., 1994.
 [7] Z. Q. Zhu, K. Ng, and D. Howe, "Design and analysis of High-Speed Brushless Permanent Magnet Motors," Proc. 8th EMD, IEE, Cambridge, UK, pp. 381-385, Sept. 1997.
 [8] 전기기기 설계 전문가 과정 IV, 전동기 설계 분야-유한 요소법과 최적화, 전기기기산업 인력양성센터(HCEM) 자료집
 [9] Z.Q.Zhu, D.Howe, E. Bolte, B. Ackermann, "Insantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I:open-circuit field," IEEE Trans. Magn., vol.29, pp.124-135, Jan. 1993.
 [10] Z.Q.Zhu, D.Howe, "Insantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part II:Armature-reaction field," IEEE Trans. Magn., vol.29, pp.136-142, Jan. 1993.
 [11] Z.Q.Zhu, D.Howe, E. Bolte, B. Ackermann, "Insantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part III:Effect of stator slotting,"IEEE Trans. Magn.,vol.29, 143-151, Jan.1993.
 [12] Z.Q.Zhu, D.Howe, E. Bolte, B. Ackermann, "Insantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part IV:Magnetic field on load," IEEE Trans. Magn., vol.29, 152-158, Jan. 1993.
 [13] J. Wang, G. W. Jewell, D. Howe,"A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," IEEE Trans. Magn., vol.35, pp.1986-2000, May 1999.
 [14] David L. Trumper, Won-Jong Kim, Mark E. Williams, "Design and analysis framework for linear permanent magnet machines," IEEE Trans. IAS., vol. 32, no. 2, pp. 371-379, March/April 1996.
 [15] Kent R. Davey, "Analytic analysis of single -and three phase induction motors," IEEE Trans. Mag., vol. 34, Sept. 1998.
 [16] J. R. Melcher, Continuum Electromechanics. Cambridge, MA : MIT Press, 1981.

저 자 소 개



장 식 명 (張錫明)

1949년 7월 3일생. 1976년 한양대 전기공학과 졸업. 1986년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1989년 미국 Univ. of Kentucky (방문연구교수), 1978년~현재 충남대 전기공학과 교수, 2004년~2005년 대한전기학회 부회장, 전기기기 및 에너지 변환 시스템 부문회 회장 역임

Tel : 042-821-5658

E-mail : smjang@cnu.ac.kr

Homepage : <http://sems.cnu.ac.kr>



조 한 옥 (趙漢旭)

1976년 12월 3일생. 2002년 충남대 전기공학과 졸업(학사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2006년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.

Tel : 042-821-7608

E-mail : hwcho@cnu.ac.kr



최 장 영 (崔璋英)

1976년 10월 20일생. 2003년 충남대 전기공학과 졸업(학사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2005~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 042-821-7608

E-mail : aramis76@cnu.ac.kr



이 성 호 (李成浩)

1971년 11월 1일생. 1997년 충남대 전기공학과 졸업(학사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 LG 전자 디지털 어플라이언스 연구소 요소기술그룹 선임연구원

Tel : 02-818-7961

E-mail : iemechas@lge.ac.kr