

회전자 철심의 와전류를 고려한 BLDC 전동기의 유한 요소 해석

論 文
48B-3-3

Finite Element Analysis of a BLDC Motor Considering the Eddy Current in Rotor Steel Shell

朴勝燦* · 尹泰浩** · 權丙一*** · 尹熙洙§ · 元聖弘§§

(Seung-Chan Park · Tae-Ho Yoon · Byung-Il Kwon · Hee-Soo Yoon · Sung-Hong Won)

Abstract - This paper describes the effect of eddy currents in the rotor steel shell of exterior-rotor permanent magnet BLDC motor of which rotor is revolving at a high speed. A two-dimensional time-stepping finite element method is used for analyzing electromagnetic field and computing performances of the motor. As a result, the effect of the eddy currents in the rotor steel shell is shown by comparing the analysis results from both the proposed method and the conventional one.

Key Words : eddy current, BLDC motor, finite element method, rotor steel shell.

1. 서 론

영구자석형 BLDC 전동기가 120도 구형과 전압 구동 방식에 의하여 운전되는 경우, 고정자 전류에 의한 자계는 인버터의 출력 전압이 스위칭될 때마다, 이산적으로 회전하게 된다. 즉, 인버터의 전압 스위칭 구간인 전기각 60도 동안, 고정자는 시간과 공간에 대하여 정지되어 있는 반면에, 회전자는 회전 운동을 하면서 고정자 전류에 의한 자계를 변화시키므로, 회전자 철심과 영구자석에 와전류가 발생하게 된다[1]. 특히, 하드 디스크나 DVD 구동을 위한 BLDC 전동기는, 회전자와 고정자 외부에 위치하며, 회전자 철심은 성층하지 않으므로 높은 속도로 회전할 경우에는 와전류의 영향을 고려한 해석이 필요하다.

따라서, 본 논문에서는 인버터의 출력전압 파형과 회전자 철심의 와전류를 고려한 유한요소해석을 통하여, BLDC 전동기의 특성을 분석하고, 와전류를 고려하지 않은 경우의 해석결과와 비교 고찰한다.

2. 유한요소해석

2.1 회전자 철심의 와전류를 고려한 지배방정식

그림 1과 같은 회전자에 성층되지 않은 철심(steel shell)을 가진 영구자석형 BLDC 전동기가 그림 2에 나타난 바와 같은 인버터에 의하여 120도 구형과 전압으로 구동될 때, 전기각으로 60도마다 전압이 스위칭 된다. 60도 구간에 있어서 고정자 권선에 의한 기자력은 공간상에 고정되어 있고 회전자는 운동을 하게 되므로, 회전자에는 와전류가 발생하게 된다.

회전자 철심의 와전류를 고려한 지배방정식을 자기 벡터 포텐셜 A 를 계변수로 하여 표현하면, 식 (1)과 같다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -\frac{N}{S} I_u - \frac{N}{S} I_v - \frac{N}{S} I_w - \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) + \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \phi \right) \quad (1)$$

여기서, N 은 단면적 S 를 갖는 슬롯내 코일의 턴수, M_x , M_y 는 각각 x, y 축 방향으로의 자화의 세기, ϕ 는 전기 스칼라 포텐셜을 나타낸다. 회전자 철심은 축방향으로의 길이가 유한하므로, 2차원의 와전류 해석을 하기 위하여 식 (1)의 σ 은 transverse edge effect를 고려한 등가 도전율을 사용한다. 즉, σ 은 식 (2)에 의하여 계산되며, 실제로 적용한 값은 표 1에 나타내었다.

$$\sigma' = \sigma / K_{RN} \quad (2)$$

여기서, K_{RN} ($K_{RN} > 1$) 은 보정계수이며[2], σ 는 회전자 철심의 실제 도전율이다. 또한, bonded Nd-Fe-B 재료의 영구자석은 회전자 철심보다 도전율이 매우 낮으므로, 영구자석에서의 와전류는 무시한다.

*正會員 : 漢陽大 工學技術研究所 先任研究員, 工博

**準會員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 碩士課程

***正會員 : 漢陽大 電氣工學科 副教授, 工博

§正會員 : 三星電機(株) 綜合研究所 先任研究員

§§正會員 : 三星電機(株) 綜合研究所 專任研究員

接受日字 : 1998年 11月 16日

最終完了 : 1999年 1月 18日

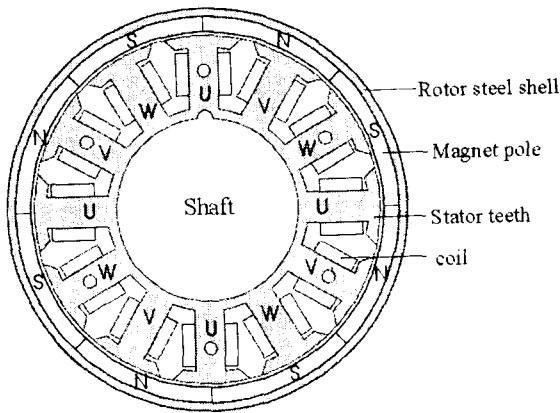
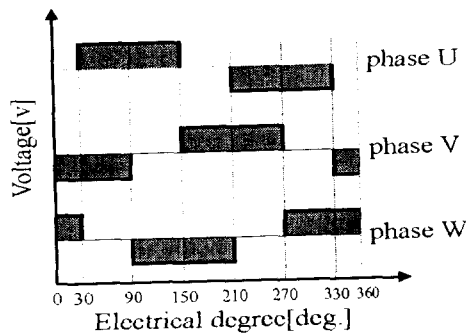
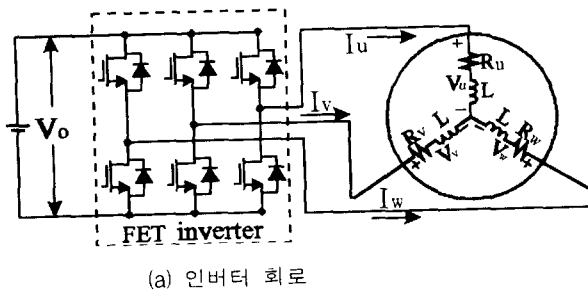


그림 1 해석 모델(8극 12슬롯)
Fig. 1 Analysis model(8 poles, 12 slots).



(b)인버터 출력 전압 패턴

그림 2 인버터 회로 및 출력전압 패턴
Fig. 2 Inverter output voltage patterns.

표 1 회전자 철심의 도전율 보정

Table 1 Conductivity correction of the rotor steel shell.

| 회전자 철심 | 실제도전율 (σ) | 보정계수 (K_{RS}) | 보정된 도전율 (σ') |
|---------------|--------------------------------|-------------------|------------------------------------|
| 냉간압연강판 (SCPI) | 1×10^7 (σ/m) | 2.19 | 4.566×10^6 (σ/m) |

2.2 유한요소정식화

유한요소법을 적용하기 위해서 전체 해석 영역 S를 l

개의 1차 삼각형 요소로 분할하고, 각각의 삼각요소 내에서의 자기벡터포텐셜이 선형적으로 변한다고 가정하면, 요소내에서의 근사값 A^e 는 식 (3)과 같이 된다.

$$A^e = \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} \quad (3)$$

식 (3)에서 N_{ie} 는 보간함수로서 식 (4)와 같다.

$$N_{ie} = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} (b_{ie} + c_{ie}x + d_{ie}y) \quad (4)$$

여기서, $\Delta^{(e)}$ 는 삼각형 요소의 면적, $b_{ie} = x_{je}y_{ke} - x_{ke}y_{je}$, $c_{ie} = y_{je} - y_{ke}$, $d_{ie} = x_{ke} - x_{je}$ 이며, ie, je, ke 는 순환관계에 있다. 또한, 전 해석 영역에 대한 지배방정식은 하나의 삼각요소에서도 성립하는 식이며, 한 요소내에서의 근사함수 A^e 를 식 (1)에 대입하면 요소에서의 잔차는 식(5)와 같다.

$$G = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A^e}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A^e}{\partial y} \right) + \frac{N}{S} I_u + \frac{N}{S} I_v + \frac{N}{S} I_w + \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial M_x^e}{\partial x} - \frac{\partial M_y^e}{\partial y} \right) - \sigma' \left(\frac{\partial A^e}{\partial t} + \nabla \phi \right) \quad (5)$$

식 (5)에 보간함수를 가중함수로 하는 Galerkin법을 적용하여 전개하면 다음과 같이 된다.

$$G_{ie} = \int_{S^e} \sum_{j=1}^3 \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{1}{\mu} \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{je} dx dy - \frac{N}{S} (I_u + I_v + I_w) \int_{S^e} N_{ie} dx dy - \int_{S^e} \frac{1}{\mu} \left(M_x \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} - M_y \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \right) dx dy + \int_{S^e} \sigma' \frac{\partial}{\partial t} \left(\sum_{j=1}^3 N_{je} A_{je} \right) N_{ie} dx dy + \int_{S^e} \sigma' \nabla \phi N_{ie} dx dy \quad (i=1,2,3) \quad (6)$$

식 (6)에, 좌표의 함수로 표현된 식 (4)를 대입하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$G_{ie} = \sum_{j=1}^3 \frac{1}{4\Delta^{(e)}} \left(\frac{1}{\mu} c_{ie} c_{je} + \frac{1}{\mu} d_{ie} d_{je} \right) A_{je} - \frac{N}{S} (I_u + I_v + I_w) \frac{\Delta^{(e)}}{3} - \frac{1}{2\mu} (M_x^e d_{ie} - M_y^e c_{ie}) + \sum_{j=1}^3 \frac{\sigma' \Delta^{(e)}}{12} (1 + \delta_{ij}) \frac{\partial A_{je}}{\partial t} + \frac{\Delta^{(e)}}{3} \sigma' \nabla \phi \quad (7)$$

여기서, $\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i = j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases}$ 이다. 식 (7)에서 시간 미분항을 후퇴차분법을 이용하여 근사화 하면, 식 (8)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} k_{11}^e & k_{12}^e & k_{13}^e \\ k_{21}^e & k_{22}^e & k_{23}^e \\ k_{31}^e & k_{32}^e & k_{33}^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix}_{t+\Delta t} - \begin{bmatrix} \frac{N\Delta^{(e)}}{3S} \\ \frac{N\Delta^{(e)}}{3S} \\ \frac{N\Delta^{(e)}}{3S} \end{bmatrix} [I]_{t+\Delta t} \\ & - \frac{1}{2\mu} (M_x^e d_{ie} - M_y^e c_{ie})_{t+\Delta t} + \frac{\sigma' \Delta^{(e)}}{12\Delta t} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \\ & - \frac{\sigma' \Delta^{(e)}}{12\Delta t} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} \sigma' \frac{\Delta^{(e)}}{3} \\ \sigma' \frac{\Delta^{(e)}}{3} \\ \sigma' \frac{\Delta^{(e)}}{3} \end{bmatrix} \nabla \phi_{t+\Delta t} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)을 전체 요소에 대하여 조합시키면, 다음과 같은 matrix 방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} & \left[[K] + \frac{[C]}{\Delta t} \right] [A]_{t+\Delta t} + [M][I]_{t+\Delta t} + [G] \nabla \phi_{t+\Delta t} \\ & = \frac{[C]}{\Delta t} [A]_t + [P]_{t+\Delta t} \end{aligned} \quad (9)$$

2.3 고정자 회로 방정식

BLDC 전동기는 인버터에 의하여 구동되기 때문에 식 (9)의 상 전류는 식 (10)과 식 (11)의 전압방정식을 동시에 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_u}{dt} - \frac{d\Phi_w}{dt} + L_o \frac{dI_u}{dt} - L_o \frac{dI_w}{dt} + R_u I_u - R_w I_w \\ = V_u - V_w \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_u}{dt} - \frac{d\Phi_v}{dt} + L_o \frac{dI_u}{dt} - L_o \frac{dI_v}{dt} + R_u I_u - R_v I_v \\ = V_u - V_v \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, Φ : 상 권선의 자속 쇄교수, I : 상 전류, V : 인버터에 의해서 공급되어지는 상전압, L_o : 고정자 코일단의 누설 인덕턴스[3]이다.

식 (10) 및 식 (11)에서 여자되지 않는 상은 권선 저항을 무한대값을 입력하므로써, 여자되지 않는 권선 전류의 값은 영이 되게한다. 식 (10), 식 (11)의 시간 미분항 처리를 하기 위해 후퇴차분법을 사용하면 식 (12), 식 (13)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_u^{t+\Delta t} - \Phi_u^t}{\Delta t} - \frac{\Phi_w^{t+\Delta t} - \Phi_w^t}{\Delta t} + L_o \frac{I_u^{t+\Delta t} - I_u^t}{\Delta t} \\ - L_o \frac{I_w^{t+\Delta t} - I_w^t}{\Delta t} + R_u I_u - R_w I_w = V_u - V_w \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_u^{t+\Delta t} - \Phi_u^t}{\Delta t} - \frac{\Phi_v^{t+\Delta t} - \Phi_v^t}{\Delta t} + L_o \frac{I_u^{t+\Delta t} - I_u^t}{\Delta t} \\ - L_o \frac{I_v^{t+\Delta t} - I_v^t}{\Delta t} + R_u I_u - R_v I_v = V_u - V_v \end{aligned} \quad (13)$$

각 상의 권선을 쇄교하는 자속량은 식 (14)에서처럼 각 상의 권선 영역 요소에서의 자기 벡터 포텐셜로부터 구할수 있다.

$$\Phi = \sum_{e=1}^{w_m} \int_{l_e} A^e dl = \pm D \frac{N}{S} \sum_{e=1}^{w_m} \sum_{i=1}^3 \frac{\Delta_i^e}{3} A_{ie} \quad (14)$$

여기서, Δ^e 는 권선면적 S내의 각 요소면적, D 는 고정자 철심의 적층폭, w_m 은 권선 영역을 형성하는 요소수이며, \pm 는 코일의 방향에 따라 결정된다.

한편, 3상 Y결선이므로 Kirchhoff 전류 법칙에 의해서 (15)식이 성립한다.

$$I_u + I_v + I_w = 0 \quad (15)$$

식 (14)를 식 (12) 및 식 (13)에 대입한 후, 식 (15)와 연결하여 정리하면, 식 (16)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{[Q]}{\Delta t} [A]_{t+\Delta t} + [Z][I]_{t+\Delta t} = [V]_{t+\Delta t} + \frac{[L]}{\Delta t} [I]_t + \frac{[Q]}{\Delta t} [A]_t \end{aligned} \quad (16)$$

단, $[Q]$ 는 식 (14)를 이용한 역기전력 계산에 관계된 계수 matrix이고 $[Z]$, $[I]_{t+\Delta t}$, $[V]_{t+\Delta t}$ 는 각각 다음과 같다.

$$[Z] = \begin{bmatrix} \frac{L}{\Delta t} + R_u & 0 & -(\frac{L}{\Delta t} + R_w) \\ \frac{L}{\Delta t} + R_u & -(\frac{L}{\Delta t} + R_v) & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$[I]_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (18)$$

$$[V]_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} V_u - V_w \\ V_u - V_v \\ 0 \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (19)$$

2.4 $\nabla \phi$ 의 고려

회전자 철심에서 발생하는 와전류의 연속 조건으로부터, 식 (20)이 얻어진다[4].

$$\nabla \cdot J_e = \nabla \cdot (-\sigma' \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma' \nabla \phi) = 0 \quad (20)$$

여기서, J_e 는 회전자 철심에서의 와전류 밀도이다. 식 (20)을 적분 형태로 다시 나타내면, 식 (21)과 같다.

$$\int_{S_r} J_e dx dy = - \int_{S_r} \sigma' (\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \phi) dx dy = 0 \quad (21)$$

여기서, S_T 는 회전자 철심의 단면적을 나타낸다. 식 (21)에 식 (3)을 적용하여 전개하면, 식 (22)와 같다.

$$\frac{1}{3S_T} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^3 \frac{A_{ij}^{t+\Delta t}}{\Delta t} \Delta i^e + \nabla \phi_{t+\Delta t} = \frac{1}{3S_T} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^3 \frac{A_{ij}^t}{\Delta t} \Delta i^e \quad (22)$$

단, m 은 회전자 철심에서의 요소수를 나타낸다. 식 (22)를 matrix로 나타내면, 식 (23)이 된다.

$$\frac{[S]}{\Delta t} [A]_{t+\Delta t} + \nabla \phi_{t+\Delta t} = \frac{[S]}{\Delta t} [A]_t \quad (23)$$

2.5 시스템 matrix

식 (9), 식 (16), 식 (23)을 결합하면, 해석영역 내의 절점 포텐셜, 각 상권선의 전류, 회전자 철심에서의 $\nabla \phi$ 를 미지값으로 하는 식 (24)의 시스템 matrix를 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} K+C/\Delta t & M & G \\ Q/\Delta t & Z & 0 \\ S/\Delta t & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ I \\ \nabla \phi \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} C/\Delta t & 0 & 0 \\ Q/\Delta t & L/\Delta t & 0 \\ S/\Delta t & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ I \\ \nabla \phi \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} P \\ V \\ 0 \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (24)$$

2.6 회전자 철심의 와전류 손실계산

회전자 철심의 와전류에 의한 손실은 식 (25)에 의하여 계산한다.

$$W_e = \sum_{i=1}^m [I_i^{(e)}]^2 R_i^{(e)} h \quad [W] \quad (25)$$

여기서, m 은 회전자 철심 영역에서의 총 요소수, $I_i^{(e)}$, $R_i^{(e)}$, h 는 각각 각 요소에 흐르는 와전류, 요소에서의 단위 길이당 저항, 회전자 철심 폭을 나타낸다. 또한, 식 (25)에서, 요소에 흐르는 와전류 $I_i^{(e)}$ 는 식 (26)에 의하여 얻는다.

$$I_i^{(e)} = - \int_{S_i^{(e)}} \sigma \left(- \frac{\partial A^{(e)}}{\partial t} + \nabla \phi \right) dx dy \quad [A] \quad (26)$$

3. 특성해석 결과

3.1 역기전력 파형

영구자석의 자화분포는 역기전력 파형을 결정하게 되며, 역기전력 파형은 BLDC 전동기의 토오크 리플 특성에 영향을 많이 미친다. 따라서, 영구자석 내부의 자화의 세기분포

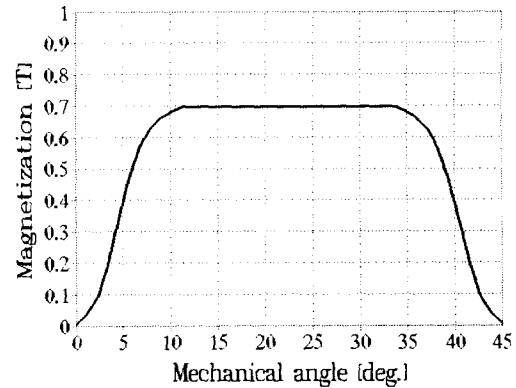
를 정확히 예측할 필요가 있다. 최근, 착자과정의 해석을 통하여 영구자석의 자화 분포를 구하는 방법을 사용하는 예가 있으나, 착자할 때의 조건 변화등에 의하여 정확한 자화의 분포를 예측하기는 힘들다. 그러므로, 본 연구에서는 착자과정의 해석 결과를 초기치로 하여, 시행착오법에 의하여 영구자석의 자화분포를 결정하였다. 즉, 예측한 자화의 분포에 의한 역기전력을 유한요소법을 이용하여 계산하고, 실험 파형과 비교하므로써, 영구자석 내부의 자화의 세기분포를 결정하였다.

그림 3(a)는 유한요소법을 이용한 착자 과정의 해석을 통하여 구한 자화의 세기 분포이며[5], 그림 3(b)는 식 (27)과 같은 sigmoid 함수를 이용하여 시행착오법에 의하여 구한 자화의 세기 곡선을 나타낸 것이다.

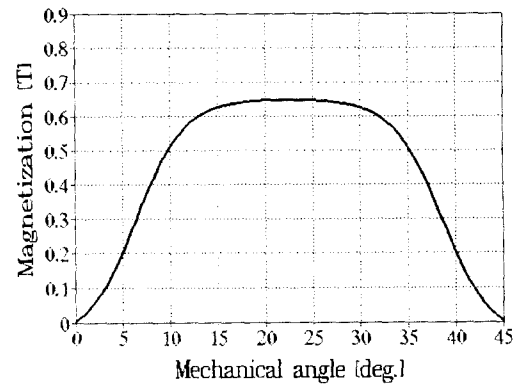
$$M'(u) = \frac{M_{\max}}{1 + \exp(-(u+a)/T)} + b \quad (27-1)$$

$$M(\theta) = \text{Map}\{M'(u)\} \quad (27-2)$$

여기서, $-0.6 \leq u \leq 0.6$ 정도이며, a 및 b 는 상수, T 는 sigmoid 함수의 기울기를 조절하는 변수를 나타낸다. 또한, Map 은 $M'(u)$ 를 $M(\theta)$ 로 mapping 함을 의미한다.



(a) 착자과정 해석에 의한 자화의 세기분포



(b) Sigmoid 함수를 이용하여 구한 자화의 세기 분포

그림 3 영구자석내부의 자화의 세기 분포 결정

Fig. 3 Magnetization distributions in the magnet.

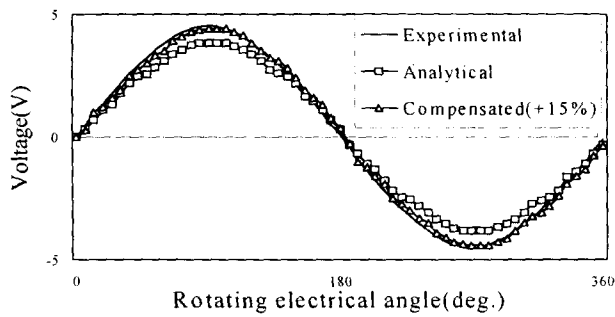


그림 4 역기전력 파형의 해석 및 실험 결과(5,400 rpm 일때)
Fig. 4 Back e.m.f. waveforms.

그림 4는 영구자석의 자화의 세기분포가 그림 3 (b) 일 때의 역기전력 파형의 해석 결과를 실험결과와 비교하여 나타낸 것이다. 이때, 회전자의 속도는 5,400[rpm]이다. 본 해석 모델은 영구자석의 폭이 고정자 철심의 폭보다도 1.64배 크기 때문에, 영구자석의 overhang 부분에서 고정자의 권선을 쇄교하는 fringing flux의 효과를 고려하기 위하여, 2차원 유한 요소 해석시에 고정자 권선의 유효길이를 15[%] 증가시켜 역기전력을 계산하였다[6]. 그림 4에 보정전과 보정후의 파형을 나타내었으며, 보정후의 역기전력 파형은 실험치와 비교적 잘 일치함을 알 수 있다.

유한요소해석시 그림 3의 자화의 세기 분포를 고려하기 위하여, 영구자석 영역의 각 요소의 중점의 좌표에 대한 각도를 구하고, 각요소의 각도에 대응하는 자화의 세기를 그림 3의 곡선을 3차보간법에 의하여 근사화시킨 곡선으로부터 구하였다.

3.2 권선 전류, 토크 및 와전류 손실

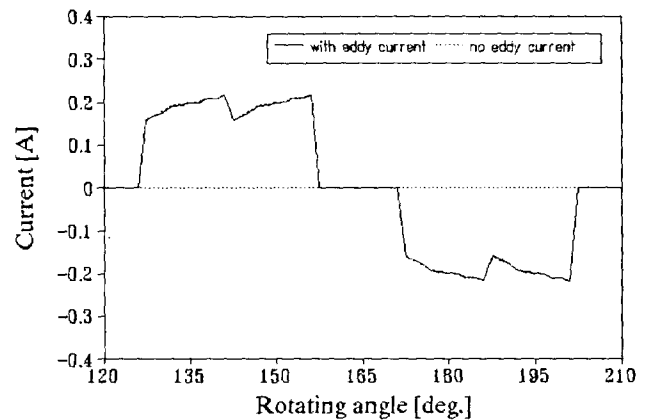
그림 5와 그림 6은 회전자 철심의 와전류의 고려 유무에 대하여, 각각 회전속도가 7,365[rpm] 및 16,000[rpm]일 때의 상전류 특성을 해석한 것으로서, 와전류를 고려하면 전류가 약간 감소하고, 속도가 증가하면 그 감소량이 늘어남을 알 수 있다. 이와 같은 현상은 와전류에 의하여 회전자 철심에서의 자속의 크기가 변화되었기 때문이라고 사료된다.

그림 7은 회전속도 7,365[rpm]일 경우에 측정된 상전류 파형으로서, 해석결과와 유사함을 알 수 있다. 그림 8은 회전각도 22.5도일 때의 자속분포를 나타낸다. 회전자 철심에서의 자기적 포화를 고려하여, 회전자 철심 외부의 공기 영역을 고정경계조건으로 설정하였다.

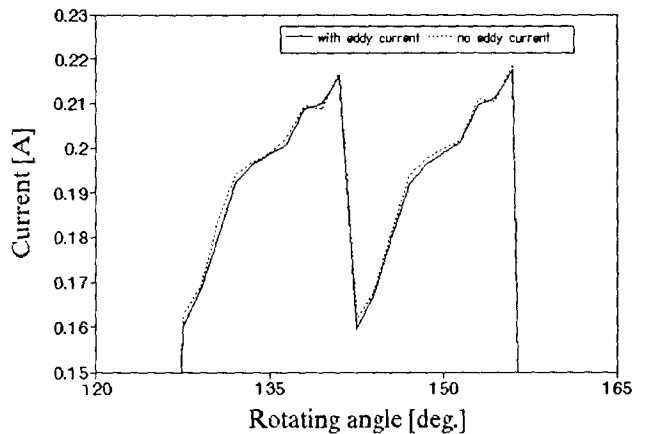
그림 9와 그림 10은 각각 회전속도가 7,365[rpm]과 16,000[rpm]의 경우에, 회전자 철심의 와전류 고려 유무에 대한 토크 해석 결과로서, 본 논문에서는 Maxwell 응력법을 이용하여 토크를 계산하였다[7]. 전류특성에서 유추할 수 있듯이 와전류를 고려하면 토크의 평균값이 감소하며, 리플의 크기도 변화함을 알 수 있다. 7,365[rpm]에서는 와전

류를 고려하지 않은 경우보다 토크의 감소량이 매우 작으나, 속도가 높은 16,000[rpm]에서는 토크의 크기가 약 3.8% 감소하므로, 고속도 운전의 경우에는 반드시 회전자 철심에서의 와전류를 고려한 해석을 하여야 함을 알 수 있다.

한편, 그림 11은 회전속도가 7,365[rpm]일 때와 16,000[rpm]일 때, 회전자 철심에서 발생하는 와전류 손실 특성을 나타낸 것으로서, 인버터의 전압이 스위칭될 때마다 와전류 손실이 크게 발생함을 알 수 있다. 이와 같은 와전류 손실은 결국, 전류 및 토크의 크기를 감소시켜 무부하 속도와 전동기의 출력을 떨어지게 하는 요인으로 작용하게 된다.



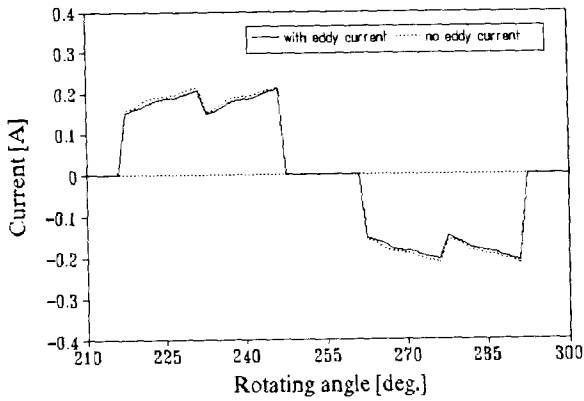
(a)



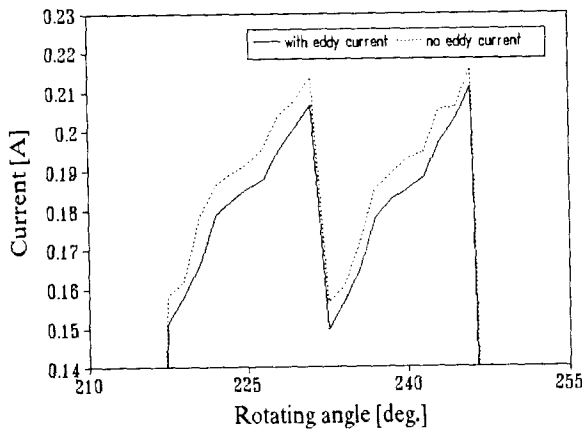
(b)

그림 5 회전자 철심의 와전류 고려 유무에 대한 상전류 특성(7,365 rpm, 구동 전압 12 V)

Fig. 5 Phase currents at 7,365 rpm when the eddy currents are considered.



(a)



(b)

그림 6 회전자 철심의 와전류 고려 유무에 대한 상전류 특성(16,000 rpm, 구동 전압 24 V)

Fig. 6 Phase current at 16,000 rpm when the eddy currents are considered.

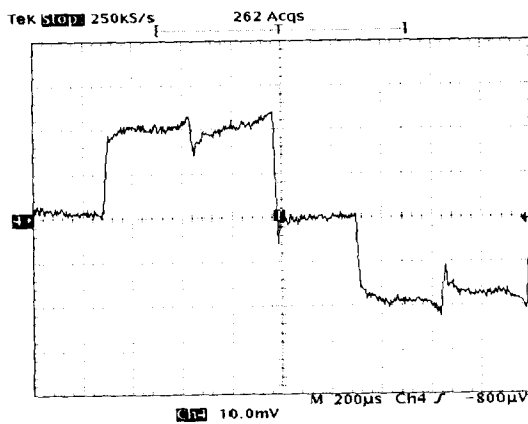


그림 7 측정된 상전류 파형(7,365 rpm, 0.1 A/div.)
Fig. 7 Measured phase current waveform at 7,365rpm.

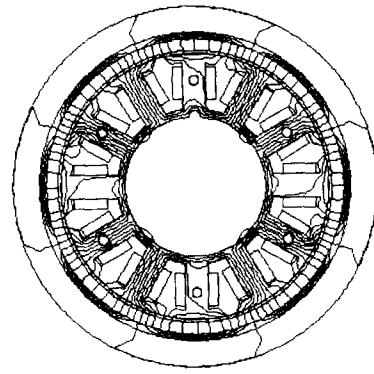


그림 8 자속분포도(회전각도 22.5도일때)

Fig. 8 Flux plot when the rotating angle is 22.5°.

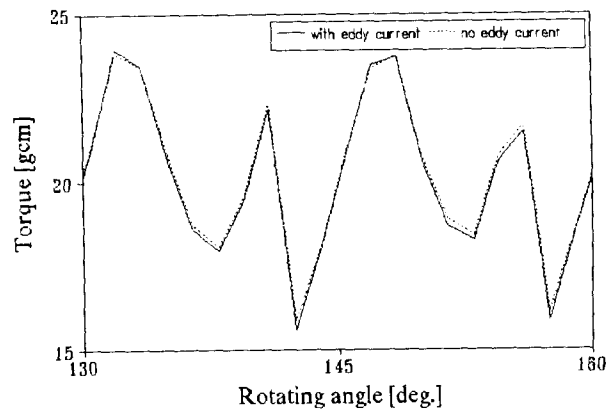


그림 9 회전자 철심의 와전류 고려 유무에 대한 토크 해석 결과(7,365 rpm, 구동 전압 12 V)

Fig. 9 Torque ripple at 7,365 rpm when the eddy currents in the rotor steel shell are considered.

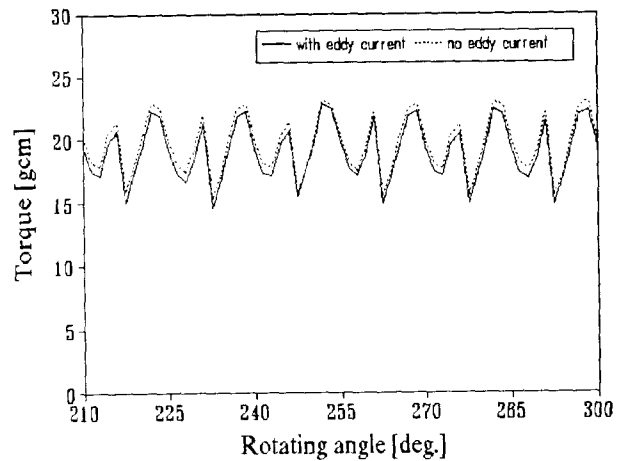
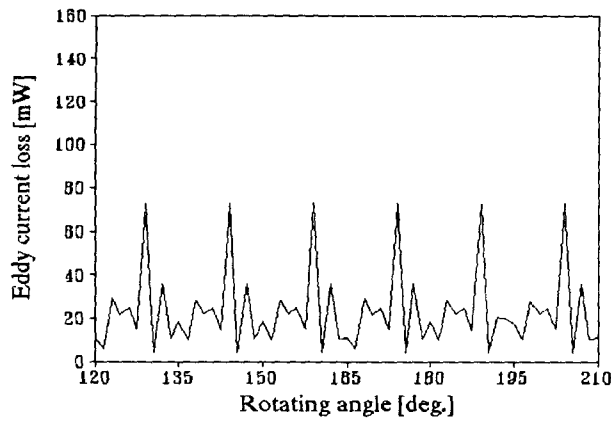
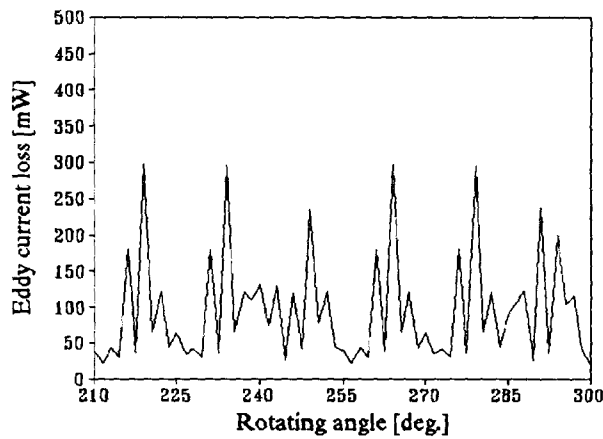


그림 10 회전자 철심의 와전류 고려 유무에 대한 토크 해석 결과(16,000 rpm, 구동 전압 24 V)

Fig. 10 Torque ripple at 16,000 rpm when the eddy currents in the rotor steel shell are considered.



(a) 7,365[rpm] 의 경우



(b) 16,000[rpm] 의 경우

그림 11 회전자 철심에서의 와전류 손실 해석 결과
Fig. 11 Eddy current losses in the rotor steel shell.

4. 결 론

본 논문에서는 BLDC 전동기의 회전자 철심의 와전류를 고려한 유한요소해석을 하였다. 회전자에서의 와전류 손실은 인버터의 전압이 스위칭 될때 마다 크게 나타났으며, 이 손실은 전류 및 토오크를 감소시켜 결국, 무부하 속도와 전동기의 출력이 저하되는 현상이 발생됨을 알 수 있었다. 또한, 이러한 와전류 손실의 영향은 저속도에서는 무시할수 있지만, 고속도 운전에서는 반드시 고려하여야함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Fang Deng, "Analytical Modeling of Commutation of Caused Eddy Current Losses in Permanent Magnet Brushless DC Motors", Proc. of IEEE CEFC, p.184, Okayama, March, 1996.
- [2] S. A. Nasar and I. Boldea, *Linear Motion Electric Machines*, John wiley & sons, 1976.
- [3] J. R. Hendershot Jr. and T.J.E Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna physics publishing, 1994.
- [4] T. Nakata, N. Takahashi and K. Fujiwara, "Physical meaning of grad ϕ in eddy current analysis using magnetic vector potentials", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.24, No.1, pp.178 ~ 181, 1988.
- [5] T. Nakata and N. Takahashi, "Numerical Analysis of Transient Magnetic Field in a Capacitor-discharge Impulse Magnetizer", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.22, No.5, pp.526 ~ 529, 1986.
- [6] M. Benarous, R.J.Hill-Cottingham, H.C.Lai and J.F.Eatham, "Integrated Finite Element and Circuit Modelling of a Brushless DC Motor", International Electric Machines and Dirves Conference Record, pp.MC1-1 ~ 3, 1997.
- [7] 권병일, 임태빈, 강영규, 박승찬, "영구자석의 자화분포를 고려한 구형과 전압구동 BLDC 전동기의 특성해석", 대한전기학회 논문지, 제 47권, 6호, pp.441-449, 1998.

저 자 소 개



박 승 찬(朴勝燦)

1968년 3월 24일 생. 1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 한양대학교 공학기술연구소 선임 연구원



윤 태 호(尹泰浩)

1970년 12월 2일 생. 1998년 서울 산업대 전기공학과 졸업. 1998년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정



권 병 일(權 丙 一)

1956년 2월 1일 생. 1981년 한양대 전기 공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계연구소 자기 부상 열차 사업단 선임 연구원. 1991년 ~ 현재 한양대학교 전기공학과 부교수.



윤 희 수(尹 熙 洙)

1965년 3월 10일 생. 1990년 KAIST 기계공학과 졸업. 1990년 ~ 현재 삼성전기(주) 종합연구소 S/W 센터 CAE 팀 선임연구원



원 성 홍(元 聖 弘)

1971년 1월 14일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 ~ 현재 삼성전기(주) 종합연구소 S/W 센터 CAE 팀 전임연구원