1999년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1999. 7.19-21

와전류 손실을 고려한 브러시리스 DC 모터의 2차원 유한 요소 해석

최태식, 전연도, 이주, 임태빈*, 김석태**
한양대학교 전기공학과, *전자부품연구소, **기술표준원

2-D Finite Element Analysis of Brushless DC Motor Considering Eddy Current

Tae Sik Choi, Yon Do Chun, Ju Lee, Tae Bin Lim* and Suk Tae Kim**
Dept. of Elec. Eng. Hanyang Univ, *Korea Electronics Tech. Institute, **Agency for Tech & Stand.

Abstract - This paper presents an efficient 2D finite element analysis(FEA) for brushless DC motor (BLDCM) taking into account the eddy current and lamination effect of stator. In BLDCM, the dynamic characteristic analysis considering the eddy current and driving circuit is applied for the accurate prediction of motor performance in high speed because the eddy current loss is proportional of square of the driving frequency. According to the variation of lamination number, the characteristics of electro magnetic force, torque, and eddy current loss are analyzed. From the results, it is known that the effect of the lamination of stator on the eddy current loss is verified.

1. 서 론

최근 산업의 정보화, 자동화로 인해 가전기기, 컴퓨터 주변기기 등의 핵심부품으로 사용되고 있는 브러시레스 DC 모터는 점차 소형, 경량, 고속화되어 응용범위가 점차 확대되고 있다. 특히 밧데리 전원을 사용하여야 하는 응용기기 및 고속응용기기에서는 모터 손실 중 철손의 비중이 높으므로 이를 고려한 특성해석 및 설계가 중요하다.[1] 철손 성분 중 히스테리시스손실은 주파수에 비례하고 와전류손실은 주파수의 자승에 비례하므로 모터가 고속화 될 수록 와전류손실을 고려한 설계의 중요성이 더욱 크다. [2], [3].

와전류손실을 고려한 브러시레스 DC모터의 설계를 위해서는 공간편미분과 시간미분항이 결합된 지배방정식을 해석하여 모터의 형상 및 구동속도에 따른 브러시레스 DC 모터의 특성을 정확하게 예측하여야 한다. 근래에는 이러한 전자계 지배방정식의 해석법으로 유한요소법이 일반적으로 사용되고 있으며, 특히 적층구조를 갖는 전동기의 특성해석을 위해서는 3차원 해석이 필수적이다. 그러나 적층을 고려한 3차원 유한요소해석을 위해서는 적층방향에 대하여 요소를 세분하여야 하므로 계산량이 방대해져 현실적으로 해석이 극히 곤란하게 된다. 따라서 브러시레스 DC 모터의 적층구조를 2차원적으로 모사 할 수 있는 새로운 기법이 필요하다.

본 연구에서는 브러시레스 DC모터의 와전류와 적층구조를 고려한 2차원 유한요소해석 기법을 제안하고 특성해석을 수행하였다. 와전류 해석을 위해서 시간미분항을 차분법으로 처리하여 해석하였다. 특히 적층구조를 고려하기 위하여 적층시 와전류손실의 특성식을 유도하고 특성식으로부터 등가적인 도전율을 유도하여 유한요소해석시 등가 도전율을 사용하여 해석을 수행하였다.

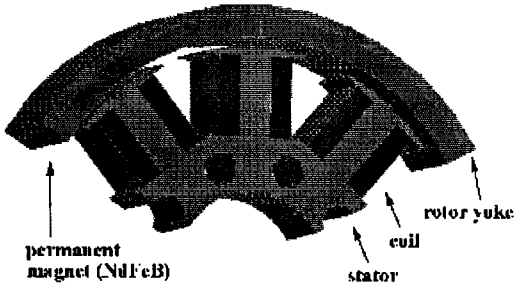

그림 1. 해석모델
Fig. 1. Analysis Model

2. 본 론

2.1 해석 모델

본 연구에서 사용된 브러시레스 DC 모터 모델은 극수 6, 슬롯수 9, 정격속도 10,000 [rpm]의 스캐너용 모터로서, 3상 전파구동 방식의 외전형이다. 대칭성을 고려하여 2극분만을 해석영역으로 하였으며 영구자석은 링형 플라스틱 Nd-Fe-B로 자극 전체가 원주방향으로 균일하게 자화되는 것이 아니라 자극 경계에서는 약하게 착자된 사다리꼴 분포의 형태를 갖는 것으로 가정하였다. 그림 1은 해석모델을 나타내고 있으며 제원은 표 1과 같다.

표 I. 해석모델의 제원
Table I. The specifications of the analysis model

구 분	제 원	
고정자	극수	6
	슬롯수	9
	상수	3
	상당권선수	30
	적층폭	5.5 (mm)
	철심두께	0.55 (mm)
	외경	18.2 (mm)
회전자	철심두께	2.6 (mm)
	내경	19 (mm)
	외경	24.2 (mm)
영구자석 Nd-Fe-B	자화방향 두께	2.6 (mm)
	자극 높이	6 (mm)
	극당 자극각도	60 (deg)
	잔류자속밀도	0.7 (T)
	보자력 (Hc)	5.5(KA/m)
공극	길이	0.8 (mm)

2. 2 유한요소정식화

변위전류를 무시할 수 있는 준 정상상태에서, 맥스웰 방정식으로부터 지배방정식을 유도하면 식(1)과 같다.

$$\nabla\times\left(\frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A}\right)=\vec{J}_o+\vec{J}_e \qquad (1).$$

여기서, J_e 는 와전류 항으로 식(2)와 같이 정의된다..

$$\vec{J}_e=\sigma(\vec{E}+\vec{v}\times\vec{B})$$
$$=-\sigma\left[\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}-\vec{v}\times(\nabla\times\vec{A})-\nabla\phi\right] \qquad (2)$$

자기벡터포텐셜 $\vec{A}$는 z축 방향의 성분만이 존재하고, $\nabla\phi=0$이라고 가정하여 2차원 해석을 할 경우 지배방정식은 식(3)으로 된다 [4].

$$-\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)\right)$$
$$+\sigma\left(\frac{\partial A}{\partial t}+v_x\frac{\partial A}{\partial x}\right)-J_o=0 \qquad (3)$$

식(3)의 자기벡터포텐셜을 보간함수로 근사화하고 Galerkin법에 의해 정식화하면 식 (4)의 대수방정식이 얻어진다.

$$[S]^e\,[A]^e+[C]^e\,\frac{d}{dt}[A]^e+[Q_m]^e\,[I_m]^e=[0] \qquad (4)$$

식(4)의 방정식을 풀어 자기벡터포텐셜과 전류값을 결정하기 위해서는 여자전원의 전압방정식이 보조적으로 필요하다. 권선의 한 상에 대한 회로방정식은 식 (5)와 같다.

$$V=R_mI_m+L_m\frac{dI_m}{dt}+E_m \qquad (5)$$

여기서 R_m : 유한요소해석영역의 내부저항과 외부저항의 합성저항
L_m : 권선 코일단부의 누설인덕턴스
E_m : 권선에 유기된 역기전력

식(5)의 역기전력항을 자기벡터포텐셜로 나타내면 식(6)의 회로방정식을 얻을 수 있다.

$$V=R_mI_m+L_m\frac{d\,I_m}{dt}\pm\frac{d}{dt}\left[\frac{N_ml}{S_m}\int N_iA_{ie}\,dxdy\right] \qquad (6)$$

여기서 N_m은 권선의 한 슬롯당 턴수, l은 유효적층폭, S_m은 권선을 포함한 각 슬롯의 면적이다.

또한 식(6)의 우측 세 번째 항에서 +부호는 전류가 흘러나오는 요소, -부호는 전류가 흘러 들어가는 요소를 나타낸다.

식(6)을 행렬로 나타내면 식 (7)과 같다.

$$[F_m]\frac{d}{dt}[A]+[R_m]\,[I_m]+[L_m]\frac{d}{dt}[I_m]=[V] \qquad (7)$$

식 (4)와 식 (7)로부터 식 (8)과 같은 계행렬이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix}[S]+\frac{1}{\Delta t}[C] & Q_m\\ \frac{1}{\Delta t}[F_m] & R_m+\frac{L_m}{\Delta t}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A^{t+\Delta t}\\ I_m{}^{t+\Delta t}\end{bmatrix}$$
$$=\begin{bmatrix}\frac{1}{\Delta t}[C] & 0\\ \frac{1}{\Delta t}[F_m] & \frac{L_m}{\Delta t}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A^t\\ I_m{}^t\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ V^{t+\Delta t}\end{bmatrix} \qquad (8)$$

2.3 적층을 고려한 등가 도전율

그림 2와 같이 고정자의 적층 각 단면에 대해 발생하는 와전류를 하나의 폐로로 생각하여 단위체적당 와전류를 손실을 유도하면 식(9)와 같다 [5].

$$\bar{p}=\frac{c^2\omega^2\,B_m{}^2}{24\rho}\quad[W/m^3] \qquad (9)$$

여기서 c, y, z는 각각 적층두께, 치폭, 치길이를 나타낸다. 또한 B_m, ω는 각각 최대자속밀도 및 각속도를 나타내고 있다.

식 (9)로부터 와전류손실은 적층두께, 각속도 및 자속밀도의 제곱에 비례함을 알 수 있다. 따라서 적층방향의 길이를 c′라고 하면 적층폭은 $c=c'/n$이므로 단위체적당 손실은 식(10)과 같다

$$\bar{p}_{e_1}=\frac{1}{n^2}\left(\frac{c'^2\omega^2\,B_m{}^2}{24\rho}\right)\quad[W/m^3] \qquad (10)$$

따라서 n개의 적층구조를 가질 경우 전동기의 와전류 손실은 식(11)과 같다.

$$P_{e_n}=\frac{1}{n^2}\cdot P_{e_0} \qquad (11)$$

여기서 P_{e_0} 는 적층을 하지 않은 경우 와전류손실로 식(12)와 같다.

$$P_{e_0}=\frac{c^2\omega^2\,B_m{}^2}{24\rho}\times V_{vol}\quad[W] \qquad (12)$$

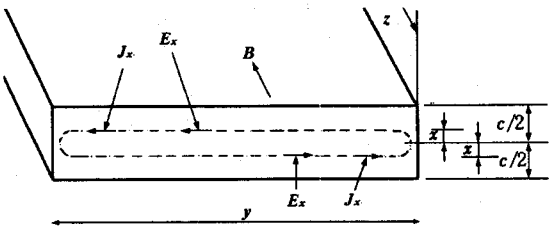

그림 2. 임의 적층 단면에 대한 와전류 경로
Fig. 2. Eddy current path on cross section of the lamination

따라서 와전류밀도 J_e가 적층단면의 두께 c에 대한 함수라고 보면 적층수가 n일 때 와전류 밀도는 $J_{en}=J_e/n$로 주어지게 된다. 따라서 본 연구에서는 등가 도전율을 사용하여 해석을 시행하였다.

$$\sigma_n=\sigma/n \quad (n: \text{적층수}) \tag{13}$$

2.4 해석 결과

그림 3은 10° 회전시의 자속분포를 나타낸다. 그림에서 보조슬롯의 자속분포 양상은 주슬롯의 자속분포 양상과 거의 동일하게 나타나므로 코깅토크 감소 효과가 있음을 알 수 있다.

그림 4는 적층을 고려한 경우와 고려하지 않은 경우의 역기전력 파형 비교를 나타내었다. 와전류를 고려한 경우 와전류는 자속의 변화에 대해 역방향으로 자속을 발생시키므로 역기전력이 작아지게 된다. 또한 이러한 역기전력의 감소분에 의해서 토크분 전류뿐만 아니라 철손분 전류가 흐르게 된다. 이러한 와전류의 영향은 그림에서와 같이 적층폭을 작게 하므로써 감소함을 알 수 있다. 적층을 고려하지 않은 경우 평균 역기전력의 크기(E_1)는 6.14 [V]이고 10개로 적층한 경우 평균 역기전력의 크기(E_{10})은 6.68[V]이다.

그림 5는 와전류 손실을 고려한 경우와 고려하지 않은 경우의 일정전류에 대한 발생 토크의 크기를 나타내고 있다. 그림에서와 같이 와전류의 영향에 의해 토크가 감소하며 10개로 적층한 경우(T_{10}) 토크 감소분이 적층을 안 했을 경우(T_1)와 비교하여 10[%]로 낮아짐을 알 수 있다. 따라서 와전류 손실을 억제하기 위해서는 적층에 의한 방법이 매우 효과적임을 알 수 있다.

그림 6은 적층수 변화에 따른 와전류 손실(P_e)과 기계적인 출력(P)을 나타내고 있다. 와전류 손실은 적층수의 증가에 따라 $1/n$만큼 감소하며 적층을 하지 않은 경우와 비교하여 적층수가 10일 때의 와전류 손실이 약 10[%]로 감소함을 알 수 있다.

3. 결 론

본 연구에서는 2차원 유한요소법을 이용하여 와전류 손실을 고려한 특성해석을 수행하였다. 또한 2차원적으로 적층구조를 고려하기 위한 방법으로 와전류의 특성해석식으로부터 등가적인 도전율을 구하여 유한요소해석에 사용하는 방법을 제안하였다. 해석결과 적층을 등가적인 도전율로 고려할 경우 와전류 손실의 양상을 잘 모사할 수 있음을 알 수 있었다. 앞으로 본 연구에서 제안한 적층과 와전류 손실을 고려한 특성해석법의 정밀도를 실험을 통하여 검증할 예정이다.

[참 고 문 헌]

[1] J. R. Brauer, Z., J. Cendes, B. C. Beihoff and K. P. Phillips "Laminated steel eddy current loss versus frequency computed using finite elements," *Proceedings of IEMDC'99*, pp. 543-545, 1999.

[2] K. Atallah, Z. Q. Zhu and Howe, "The prediction of iron losses in brushless permanent magnet DC motors," *Proceedings of the ICEM'92*, pp. 814-818, 1992.

[3] Hendershot, J. R. and Miller, T. J. E, *Design of brushless permanent magnet motors*, Oxford Unviersity Press, 1994.

[4] 임달호, *전기계의 유한요소법*, 동명사, 1986

[5] 이승원, 임달호, *전자에너지변환공학*, 동명사, 1982

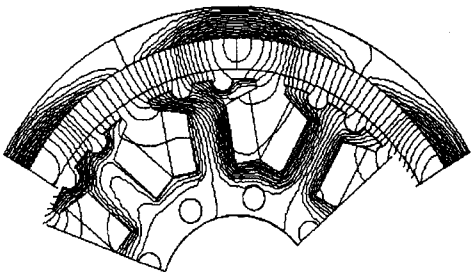

그림 3. 10° 회전시 자속분포도
Fig. 3. Flux distribution (rotation angle=10°)

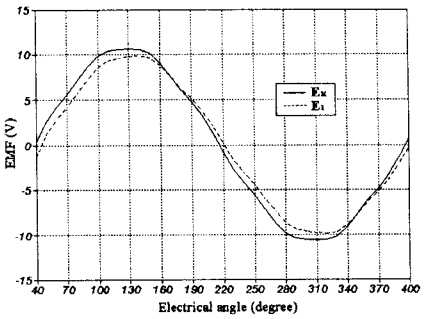

그림 4. 적층수의 변화에 따른 역기전력의 비교
Fig. 4. Comparison of electromotive forces

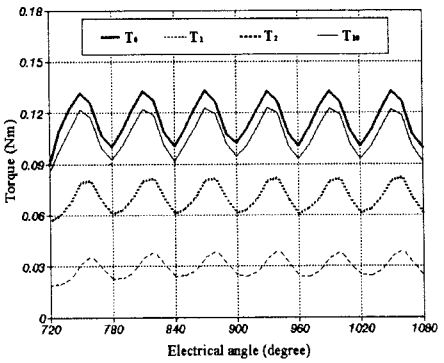

그림 5. 적층수의 변화에 따른 토크특성 비교
Fig. 5. Comparison of torque characteristics

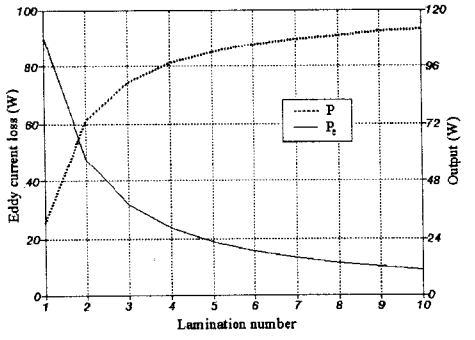

그림 6. 적층수의 변화에 따른 출력 및 와전류 손실의비교
Fig. 6. Comparison of eddy current losses and output