

해석적 방법을 이용한 표면부착형 영구자석 기기의 회전자 와전류 손실해석

Eddy-Current Loss Analysis in Rotor of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Using Analytical Method

최 장 영* · 최 지 환** · 장 석 명*** · 조 한 욱§ · 이 성 호†

(Jang-Young Choi · Ji-Hwan Choi · Seok-Myeong Jang · Han-Wook Cho · Sung-Ho Lee)

Abstract - This paper analyzes eddy-current loss induced in magnets of surface-mounted permanent magnet (SPM) machines by using an analytical method such as a space harmonic method. First, on the basis of a two-dimensional (2D) polar coordinate system and a magnetic vector potential, the analytical solutions for the flux density produced by armature winding current are obtained. By using derived field solutions, the analytical solutions for eddy current density distribution are also obtained. Finally, analytical solutions for eddy current loss induced in rotor magnets are derived by using equivalent electrical resistance calculated from magnet volume and analytical solutions for eddy-current density distribution. In particular, the influence of time harmonics in armature current on the eddy current loss is fully investigated and discussed. All analytical results are validated extensively by finite element analysis (FEA).

Key Words : Eddy-current loss, SPM machines, Space harmonic method, Analytical solutions, FEA

1. 서 론

Nd-Fe-B 재료의 영구자석을 사용한 기기들은 토크와 고정자 전류사이의 선형적 관계, 고토크, 소형·경량화로 인하여 고성능 및 가변속 운전에 매우 적합하다[1-2]. 따라서 영구자석 브러시리스 기기는 최근 들어 전기자동차용 전동기(견인전동기, 에어컨용 전동압축기용 전동기) 및 풍력 발전기와 같은 친환경용 기기로 각광받고 있는 추세이다 [3]. 이러한 추세 속에, 영구자석 브러시리스 전동기의 설계 및 해석에 대한 연구가 활발히 진행 중이며, 특히 영구자석의 감자에 영향을 주는 와전류 손실 해석에 대한 관심이 높아지고 있다.

회전류 영구자석의 도전율이 페라이트 자석의 도전율보다 높은 것이 사실이나, 영구자석 회전자가 고정자 권선에 의한 자계의 기본과 성분과 동기화되어 회전하기 때문에, 영구자석에 유도되는 와전류 손실량은 무시할 수 있을 정도로 매우 적은 편이다 [4-5]. 그러나, 슬롯팅 효과, 전기자 권선의 기자력 분포에 대한 공간고조파 및 전기자 전류의 시간 고조파로 인해 와전류 손실량이 커질 수 있고, 이로 인해 영구

자석의 온도상승에 기인한 영구자석의 불가역 감자에 영향을 줄 수 있기 때문에 이는 설계단계에서 반드시 고려되어야 한다 [6].

와전류 손실해석에 주로 사용되는 해석법은 유한요소해석법으로 정확도 측면에서 매우 유용하며, 컴퓨터 계산속도의 향상으로 해석시간 역시 대폭 감소되고 있는 추세이다. 게다가, 상용소프트웨어의 사용으로 누구나 손쉽게 와전류 손실 해석에 접근할 수 있는 해석법으로 각광받고 있다. 그러나, 설계변수의 변경이 빈번한 초기 설계단계에서 다양한 설계변수가 와전류 손실에 미치는 영향을 고려하는 데에는 유한요소법보다는 전자장해석에 의한 해석적 방법이 좀 더 유용할 것으로 사료된다. 뿐만 아니라, 해석적 방법을 통해 얻어진 해석해는 와전류 손실에 직접적으로 영향을 주는 설계변수들과 이들의 관계를 규명해 주는 장점을 갖는다.

본 논문은 공간고조파법을 이용하여 표면부착형 영구자석 기기의 회전자 영구자석에 유기되는 와전류 손실 예측을 다루고자 한다. 먼저, 2차원 극좌표계와 자기벡터자위로부터, 시간 및 공간고조파가 고려된 전기자 전류에 의한 자속밀도 특성식을 도출하였고, 도출된 자속밀도 특성식을 이용하여 와전류밀도 특성식 역시 유도하였다. 특히, 와전류 손실 계산 시, (r, θ, t) 함수인 와전류밀도를 3중 적분해야 하는데 이는 매우 높은 해석적 부담을 유발하기 때문에, 영구자석 자체를 저항으로 등가화하여 와전류 손실 계산을 수행하였다. 특히, 전류의 시간고조파 및 전기자 권선의 기자력 분포에 의한 공간고조파가 와전류 손실에 미치는 영향이 자세히 논의되었다. 전기자 전류에 의한 자속밀도 분포, 와전류밀도 분포 및 와전류 손실에 대한 해석적 결과는 유한요소 해석결과와 매우 잘 일치함을 확인하였고, 이로부터 본 논문에서 제시한 특성식들의 타당성이 입증되었다. 따라서 본 논문

* 정 회 원 : 충남대 전기공학과 조교수

** 정 회 원 : 충남대 전기공학과 박사과정

*** 정 회 원 : 충남대 전기공학과 교수

§ 정 회 원 : 충남대 전기전자통신교육과 조교수

† 교신저자 : 한국생산기술연구원(KITECH) 광주 연구센터/
부품소재팀 수석연구원 및 연구부부장

E-mail : shlee07@kitech.re.kr

접수일자 : 2011년 12월 2일

최종완료 : 2012년 7월 23일

서 제시된 와전류 손실 계산법은 표면부착형 영구자석기기의 초기 설계단계에서 와전류 손실을 고려하기 위해 유용하게 사용될 수 있을 것으로 사료된다.

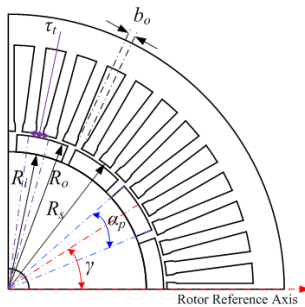


그림 1 16극, 48슬롯 영구자석 기기
 Fig. 1 Permanent magnet machine with 16-pole rotor and 48-slot stator

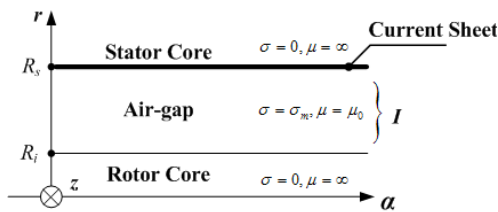


그림 2 전기자 전류에 의한 자계 해석모델
 Fig. 2 Analytical model for the prediction of magnetic fields produced by armature current

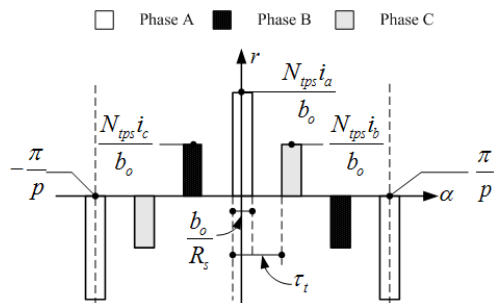


그림 3 전기자 면전류밀도 분포의 수학적 모델링을 위한 개념도
 Fig. 3 Schematic for the mathematical modeling of armature current sheet distribution

2. 전기자 전류에 의한 자계특성식

2.1 해석모델

그림 1은 본 논문에서 와전류 손실 해석에 사용된 16극, 48슬롯 영구자석 기기이다. 여기서, R_r , R_o 및 R_s 는 각각 영구자석 내·외반경 및 고정자 내경을 의미하고, b_o 및 τ_r 는 각각 슬롯개구 너비 및 슬롯피치를 나타낸다. α_p 는 영구자석의 한 극이 차지하는 각도로 $\beta\pi/p$ 로 표현가능하며, β 는 극호비

이다. γ 는 임의의 영구자석 극의 중앙 축이 회전자 기준축과 이루는 각도이다. 그림 2는 전기자 전류에 의한 자계 해석모델이며, 다음과 같은 가정에 의해 얻어졌다 [7-8] : 1) 영구자석의 투자율은 공기와 같다 (실제로, NdFeB등의 희토류 자석 비 투자율은 대략 1.04이기 때문이다.), 2) 고정자 및 회전자 철심의 투자율은 무한이다. (고정자와 회전자는 일반적으로 포화되지 않도록 설계되며, 전기기기 강판의 B-H 커브 특성상 비포화 구간에서 비 투자율은 2,000이상이기 때문이다.), 3) 전기자 전류는 $r=R_s$ 표면에 면전류밀도로 분포한다, 4) 고정자 및 회전자 철심의 도전율은 적층으로 인해 0이다. 이러한 가정들로 인해, 전기자 전류에 의한 자계해석영역은 그림 2와 같이 공극영역으로 한정되며, 소스원인 전기자 전류 밀도는 경계조건에서 고려하게 된다.

2.2 전류밀도 모델링

그림 3은 $i_b = i_c = -i_a/2$ 인 조건에서, 그림 1의 고정자 내반경에 분포한다고 가정한 전기자 면전류밀도이다. 여기서, p 및 N_{tps} 는 각각 극쌍 수 및 슬롯당 턴 수를 의미하고, i_a , i_b 및 i_c 는 각각 a, b 및 c상 전류이다. 그림 3의 전기자 면전류밀도 분포를 푸리에 급수 전개하면 식(1)로 표현가능하다.

$$J = \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \left\{ I_m \left[i_a e^{-j m p \alpha} + i_b e^{-j m p (\alpha - 2\pi/3p)} + i_c e^{-j m p (\alpha - 4\pi/3p)} \right] \right\} \quad (1)$$

여기서 $Re\langle \cdot \rangle$ 는 \cdot 의 실수 값을 의미한다. m 은 m 차의 공간고조파이며, I_m 은 면전류밀도 분포의 m 차 푸리에 계수로서 식(2)로 표현된다.

$$I_m = \frac{N_{tps}}{j\pi m b_o} \left\{ e^{-j m p b_o / 2 R_s} + e^{-j m p (\pi/p - b_o / 2 R_s)} \right\} \quad (2)$$

그림 4는 $b_o = 2mm$, $R_s = 46mm$, $i_a = 13A$, $i_b = i_c = -i_a/2$, $N_{tps} = 6$ 인 조건에서 식(1)로부터 얻어진 면전류밀도 분포를 나타낸다. 이는 그림 3의 면전류밀도 분포 모델과 동일한 형태의 분포를 갖고, 전류밀도 크기 역시 같음을 알 수 있기 때문에, 본 논문에서 제시된 전류밀도 모델링이 타당함을 알 수 있다.

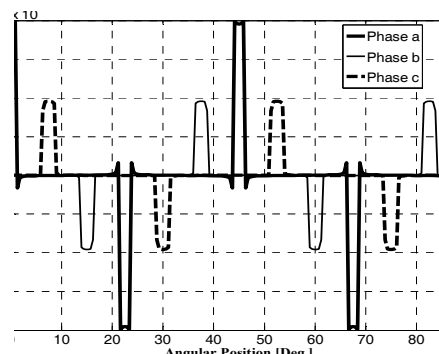


그림 4 식(1)로부터 얻어진 면전류밀도 분포 파형
 Fig. 4 Current sheet distributions obtained from (1)

각 상 전류 i_a, i_b 및 i_c 는 식(3)으로 표현가능하다.

$$\begin{aligned} i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n e^{-jn p \omega t} \\ i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n e^{-jn p (\omega t - 2\pi/3p)} \\ i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n e^{-jn p (\omega t - 4\pi/3p)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 n 과 I_n 은 각각 n 차 시간고조파 및 n 차 시간고조파에서의 전류 크기를 나타낸다. ω_r 은 회전자의 기계적 회전 각 속도이다. 한편, 와전류 손실은 회전자의 기계적 회전속도와 동기화되지 않는 전기자 전류의 시간고조파와 전기자 기자의 공간 고조파에 의해 발생하므로, 고정자 기준각 α 로 표현된 식(1)을 회전자 기준각으로 표현하면, 해석에 유리하다. 즉, 회전자 기준각 θ 는 $\alpha + \omega_r t$ 와 같다는 관계를 이용하면 식(1)은 회전자 기준각으로 표현가능하며, 회전자 기준각으로 표현된 식(1)에 식(3)을 대입하면 최종적인 전기자 면전류밀도 분포가 식(4)와 같이 정리된다.

$$J = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \langle I_m I_n A \rangle \quad (4)$$

여기서 A 는 부록에 제시되었다.

2.3 자계 특성식

코일에 의한 자계 특성식 도출시 해석영역은 그림 2와 같이 오직 공극영역에 한정된다. 공극영역에는 전류가 없기 때문에 $\nabla \times \vec{H} = 0$, 즉 $\nabla \times \vec{B} = 0$ 이다. 여기에 자기벡터 자위의 정의 $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 를 대입하고, 쿨롱게이지 $\nabla \cdot \vec{A} = 0$ 을 적용하면, 식(5)로 표현되는 라플라스 방정식을 얻는다 [9].

$$\nabla^2 \vec{A} = 0 \quad (5)$$

한편, 자기벡터 자위는 면전류밀도의 분포와 전류 방향에 의해 결정되므로, 즉 $\vec{A} = A_{zmn}(r) \vec{A}_z$ 로 표현가능하고, 이를 식(5)에 대입하여 정리하면 식(6)과 같은 미분방정식을 얻는다.

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A_{zmn} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} A_{zmn} - \frac{(mp)^2}{r^2} A_{zmn} = 0 \quad (6)$$

식(6)을 풀면 전기자 전류에 의한 자기벡터 자위의 일반해를 식(7)처럼 얻을 수 있다.

$$A_{zmn} = \sum_{n=1m}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \langle [A_1 r^{mp} + B_1 r^{-mp}] \rangle \quad (7)$$

식(7)과 자기벡터 자위의 정의 즉, $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 를 이용하여, 전기자 전류에 의한 반경방향 (B_n) 및 원주방향 ($B_{\theta mn}$) 자속 밀도 특성식을 식(8)처럼 얻을 수 있다.

$$B_n = \sum_{n=1m}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \left\langle -j \frac{mp}{r} [A_1 r^{mp} + B_1 r^{-mp}] A \right\rangle \quad (8a)$$

$$B_{\theta mn} = \sum_{n=1m}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \langle -mp [A_1 r^{mp-1} - B_1 r^{-mp-1}] A \rangle \quad (8b)$$

식(8)의 미정계수 A_1 과 B_1 은 식(9)로 주어지는 경계조건을 대입하여 얻을 수 있다.

$$r = R_i \quad B_{\theta mn} = 0 \quad (9a)$$

$$r = R_s \quad B_{\theta mn} = -\mu_0 J \quad (9b)$$

여기서 식(9a) 및 (9b)의 경계조건은 각각 회전자 철심의 투자율이 무한이라는 가정과 전기자 전류밀도가 $r = R_s$ 에 면전류로 분포한다는 가정에 의해 세워진 것이다. 식(8)의 미정계수 A_1 과 B_1 의 수학적 표현은 부록에 제시되었다.

3. 와전류 손실

3.1 와전류 밀도 특성식

패러데이 법칙과 자기벡터 자위의 정의로부터 식(10)으로 표현되는 전계 특성식을 얻을 수 있다 [10].

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\frac{\partial \nabla \times \vec{A}}{\partial t} \\ \therefore \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \end{aligned} \quad (10)$$

도체에 유도되는 와전류(\vec{J}_e)는 $\vec{J}_e = \sigma \vec{E}$ 로 표현가능하므로, 식(10)은 식(11)로 다시 쓸 수 있다.

$$\vec{J}_e = -\sigma_m \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (11)$$

한편, 전기자 전류에 의해 영구자석 각 극에 유도되어 흐르는 전체 전류는 항상 0이 되어야 하며, 이를 고려하기 위해 계수 $C(t)$ 도입하면, 식(11)은 식(12)로 정리된다 [3, 11].

$$J_e = -\sigma_m \frac{\partial A_{zmn} A}{\partial t} + C(t) \quad (12)$$

식(12)에 식(7)을 대입하여 정리하면, 식(13)으로 다시 쓸 수 있다.

$$J_e = \sum_{n=1m}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Re \left\langle j p (n-m) \omega_r \sigma_m \cdot (A_1 r^{mp} + B_1 r^{-mp}) A + C(t) \right\rangle \quad (13)$$

결론적으로 계수 $C(t)$ 는 식(14)로 주어지는 식으로 얻어질 수 있으며, 부록에 자세히 표현되었다 [3, 11].

$$\int_{R_i}^{R_o} \int_{\gamma-\alpha/2}^{\gamma+\alpha/2} J_e r dr d\theta = 0 \quad (14)$$

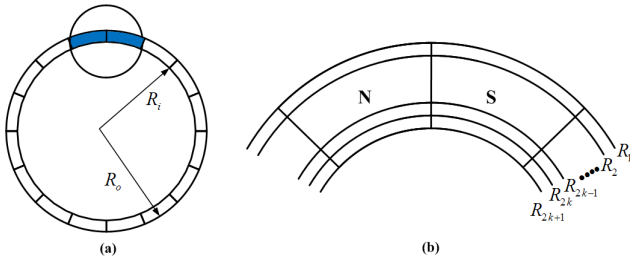


그림 5 와전류 손실 계산을 위한 개념도
Fig. 5 Schematic for the calculation of eddy current losses

3.2 와전류밀도 특성식

영구자석 한 극에 유도되는 와전류 손실의 총합 (P_e)은 식(15)로 구할 수 있다 [3, 11].

$$P_e = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \int_{\gamma-\alpha_p/2}^{\gamma+\alpha_p/2} \int_{R_i}^{R_o} \rho J_e^2 r dr d\theta dt \quad (15)$$

여기서 ρ 는 영구자석의 저항률이다. 한편, 식(15)를 사용한 와전류 손실의 예측은 (r, θ, t) 의 함수인 와전류 밀도 제곱의 3중적분이라는 측면에서 매우 큰 해석적 부담이 따른다. 따라서 본 논문은 앞에서 유도한 와전류 밀도와 저항으로 환산된 영구자석 체적을 이용하여 와전류 손실을 유도하기로 한다. 이를 위해 그림 5(a)를 고려해보자. 그림 5(a)에서 영구자석 극쌍당 유도되는 와전류 손실은 식(16)으로 표현가능하다.

$$P_{eddy} = I_e^2 R_{pm} = (J_e^s S)^2 l_a / (\sigma_m S) = (J_e^s)^2 S l_a / \sigma_m \quad (16)$$

여기서 I_e 및 R_{pm} 은 각각 영구자석 극쌍에 흐르는 와전류 및 극쌍당 저항이고, S 및 l_a 는 각각 와전류가 흐르는 면적 및 길이를 나타낸다. 즉, $S = \pi(R_o^2 - R_i^2)/p$ 이고, l_a 는 기기 회전자의 축 방향 길이에 해당된다. J_e^s 는 극쌍당 와전류 밀도의 실효값을 나타낸다. 그러나 와전류밀도의 경우 식(13)에서 알 수 있듯이, 반지름에 대한 함수로 모든 반경에 대해 하나의 실효값으로 표현하면 계산 결과의 정확도에 문제가 발생한다. 따라서 그림 5(b)와 같이 영구자석 극쌍에 대해 반경방향으로 $2k+1$ 개로 균등 분할하여 각 분할된 반경에 대한 와전류 밀도의 실효값과 저항을 고려하면 비교적 정확한 와전류 손실 계산결과를 도출할 수 있다. 이를 수식으로 표현하면 식(17)과 같다.

$$P_{eddy} = \sigma_m l_a \sum_{k=1} \left\{ (J_e^{R_{2k}})^2 \left(\frac{2\pi R_{2k} \beta}{p} \right) (R_{2k+1} - R_{2k-1}) \right\} \quad (17)$$

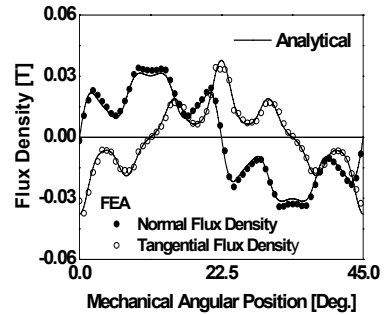
여기서 $R_1 = R_o, R_{2k+1} = R_i$ 가 된다. $J_e^{R_{2k}}$ 는 반경 R_{2k} 에서 와전류 밀도의 실효값을 나타낸다. 한편 식(17)에 극쌍 수 p 를 곱해주면 영구자석에 유도되는 총 와전류 손실이 된다.

4. 해석결과 및 검토

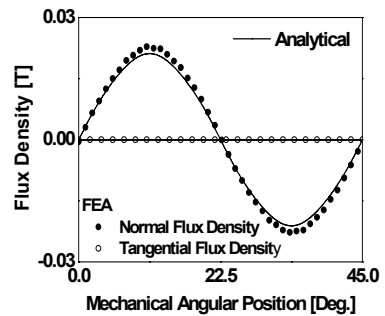
이 장에서는 앞에서 논의된 해석법의 타당성 검증에 논의한다. 먼저 해석에 사용된 변수들의 주요 치수 및 물성치는 다음과 같다. 기기의 축방향 길이 $l_a = 68mm$; 영구자석 내반경 $R_i = 40mm$; 영구자석 외반경 $R_o = 45mm$; 고정자 내반경 $R_s = 46mm$; 극 수 $2p = 16$; 슬롯수는 48개; 영구자석의 도전율 $\sigma_m = 6.25 \times 10^5 U/s/m$; 슬롯당 턴수 $N_{tps} = 6$; 슬롯개구너비 $b_o = 2mm$; 극호비 $\beta = 1$ 이다.

4.1 전기자 전류에 의한 자속밀도

그림 6은 전기자 전류에 의한 자속밀도 분포의 해석적 결과와 유한요소해석결과와의 비교를 보여준다. 해석에 사용된 면전류밀도 분포는 그림 4와 같다. 해석적 결과는 반경방향 위치에 따라 유한요소해석결과와 매우 잘 일치함을 보임으로, 도출된 식(8)과 식(A.2)가 타당함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 6 전기자 전류에 의한 자속밀도의 해석적 결과와 유한요소 해석결과와의 비교 : (a) $r = R_o$ 및 (b) $r = R_i$

Fig. 6 Comparison of analytical results with FE calculations for the flux density produced by armature winding current: (a) $r = R_o$ and (b) $r = R_i$

4.2 와전류 밀도 분포 및 손실

그림 7은 와전류손실 해석을 위해, 임의로 생성된 한 상 전기자 전류의 파형 및 고조파 분석결과를 보여주며, 기본파 및 5고조파 전류 크기는 각각 13 및 3으로 설정하였다. 그림 8은 그림 7의 전류를 유한요소 해석모델에 적용하여 얻

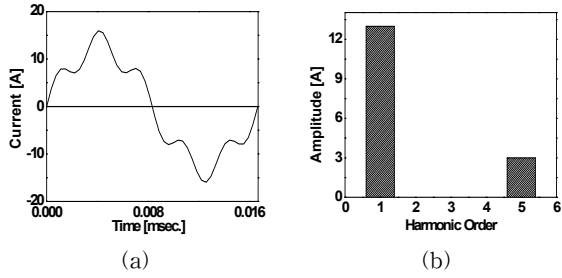


그림 7 와전류손실 해석에 사용된 전기자 전류 : (a) 파형 및 (b) 고조파 성분

Fig. 7 Armature winding current employed for the eddy current loss analysis : (a) waveform and (b) its harmonic component

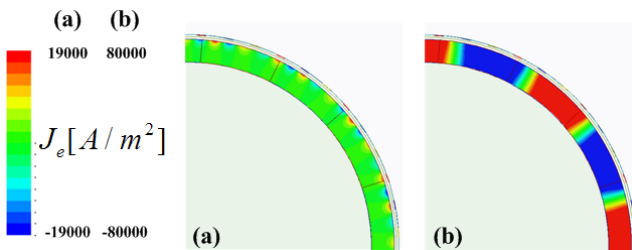


그림 8 유한요소해석에 의해 얻어진 고조파 성분에 따른 와전류밀도 분포 : (a) 기본파 및 (b) 5고조파

Fig. 8 Eddy current density distribution obtained from FE analysis according to current harmonic components : (a) fundamental and (b) 5th harmonic component

어진 와전류 밀도 분포를 나타낸다. 그림 8에서 알 수 있듯이, 슬롯팅 효과에 의한 와전류 손실분포를 고려하지 않기 위해, 고정자를 슬롯리스 구조로 하고 내반경에 면전류 밀도가 분포하도록 모델을 구성하였다. 이는 본 논문의 해석모델에서 슬롯팅 효과를 고려하지 않았기 때문에, 해석법의 타당성 검증을 위해 해석모델과 동일한 모델로 유한요소 모델을 구성하기 위함이다. 그림 8(a)는 기본파 전류 성분에 의한 와전류밀도 분포로, 이론적으로 기본파 전류 성분은 와전류밀도 분포에 영향을 주지 않기 때문에, 그림 8(a)에 제시된 와전류 밀도 분포는 전기자 기자력의 공간고조파에 의한 것으로 사료된다. 따라서 그 양이 작으며, 영구자석 외반경에 주로 분포함을 알 수 있다. 반면에, 그림 8(b)는 전류의 5고조파 성분에 의한 것으로, 전류크기가 작음에도 불구하고, 와전류밀도가 높고 영구자석 전체에 걸쳐 분포하고 있음을 알 수 있다. 이로부터 전류의 시간고조파 성분이 와전류 밀도 분포에 미치는 영향이 매우 큼을 알 수 있다.

그림 9와 10은 각각 전류의 기본파 및 5고조파 성분에 의한 와전류밀도 분포를 반경방향 위치에 따라 그래프화한 것으로 해석적 결과와 유한요소 해석결과가 비교적 잘 일치함을 알 수 있다. 이로부터 본 논문에서 제시한 해석해의 타당성을 확인할 수 있다. 한편, 전류의 기본파 성분에 의한 와전류밀도 분포, 즉 전기자 기자력의 공간고조파에 의한 와전류밀도 크기는 영구자석 외반경에서 가장 크며, 내반경으로 가면서 그 크기가 현저히 줄어들음을 알 수 있다. 반면에,

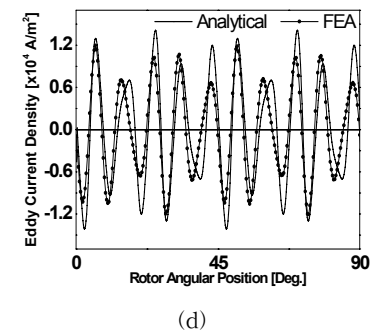
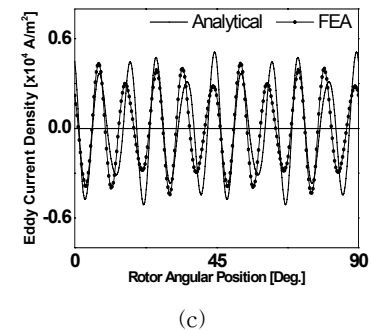
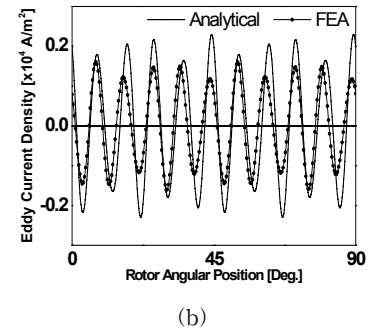
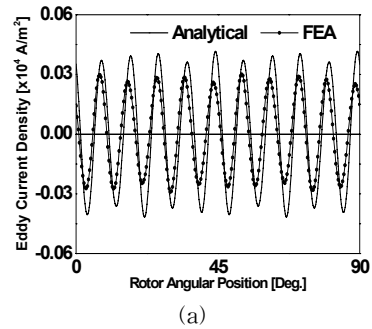


그림 9 전류의 기본파 성분에 의한 반경방향 위치에 따른 와전류밀도 분포의 해석적 결과와 유한요소 해석결과와의 비교 : (a) $r=40.5\text{mm}$, (b) $r=42.5\text{mm}$, (c) $r=43.5\text{mm}$ 및 (d) $r=44.5\text{mm}$

Fig. 9 Comparison of analytical results with FE calculations for the eddy current density distribution produced by fundamental component of phase current according to radial position : (a) $r=40.5\text{mm}$, (b) $r=42.5\text{mm}$, (c) $r=43.5\text{mm}$ 및 (d) $r=44.5\text{mm}$

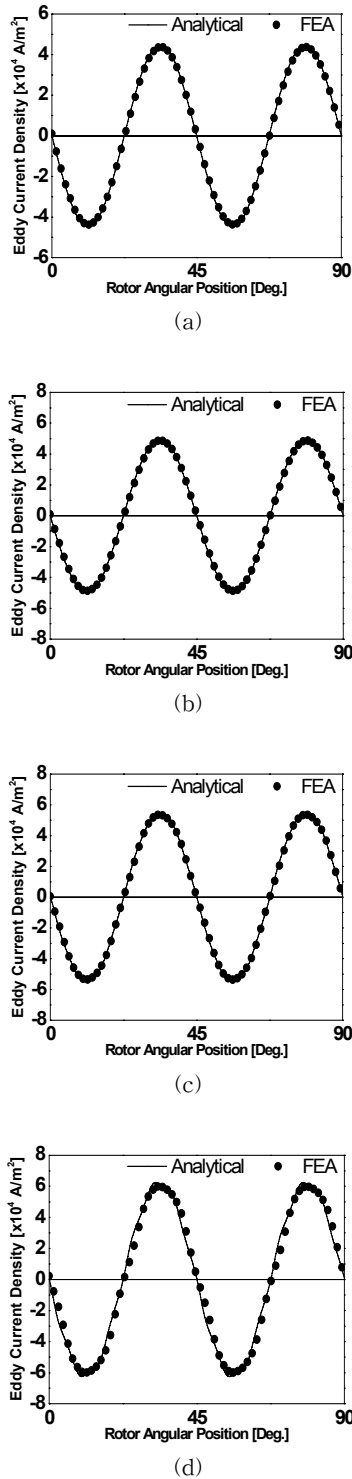


그림 10 전류의 5 고조파 성분에 의한 반경방향 위치에 따른 와전류밀도 분포의 해석적 결과와 유한요소 해석결과와의 비교 : (a) r=40.5mm, (b) r=42.5mm, (c) r=43.5mm 및 (d) r=44.5mm

Fig. 10 Comparison of analytical results with FE calculations for the eddy current density distribution produced by 5th harmonic component of phase current according to radial position : (a) r=40.5mm, (b) r=42.5mm, (c) r=43.5mm 및 (d) r=44.5mm

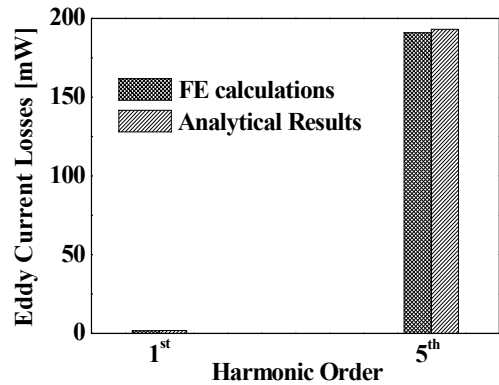


그림 11 전류 고조파 차수에 따른 와전류 손실에 대한 해석적 결과 및 유한요소 해석결과와의 비교

Fig. 11 Comparison of analytical results with FE calculations for the eddy current losses according to harmonic order of current

전류의 5고조파 성분에 의한 와전류밀도 크기는 영구자석 외반경에서 내반경으로 가면서 줄어들기는 하나, 그 차이가 크지 않음을 알 수 있다.

그림 11은 그림 9 및 10의 반경방향 위치에 따른 와전류 밀도 분포와 식(17)을 사용하여 얻어진 와전류 손실 해석값을 나타낸다. 해석적 결과는 유한요소 해석결과와 매우 잘 일치하므로, 본 논문에서 제시한 와전류 손실 해석법이 타당함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 와전류 손실 해석법을 초기 설계단계에 적용하면, 효율 및 영구자석의 열에 의한 감자내력을 고려한 설계에 매우 유용할 것으로 보인다. 한편, 전류의 5고조파 크기가 기본파 전류 크기에 1/4수준이지만, 손실 값은 오히려 100배 정도 더 높음을 알 수 있다. 이 결과는 3상 도통 방식의 영구자석 전동기 혹은 발전기에서 전류가 정현적이어야만 하는 당위성을 제공한다고 볼 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 공간고조파법을 이용하여 영구자석 브리시리스 기기의 회전자에 유도되는 와전류손실 예측을 다루었다. 우선 시간 및 공간고조파를 갖는 전기자 전류밀도를 모델링한 후, 자기벡터자위와 2차원 극좌표계를 사용하여 전기자 전류에 의한 자계분포를 구하기 위한 지배방정식을 도출하였다. 도출된 지배방정식의 해석해에 경계조건을 대입함으로써 전기자 전류에 의한 자계분포 특성식을 유도하였다. 유도된 자계분포 특성식으로부터 영구자석 회전자에 유도되는 와전류밀도 특성식 역시 도출하였다. 마지막으로 등가 전기저항으로 환산된 영구자석 체적 및 와전류밀도 특성식을 이용하여 회전자 영구자석 와전류손실 특성식이 도출되었으며, 특히, 전기자 전류에 함유된 시간고조파가 와전류밀도 분포 및 손실에 미치는 영향을 조사하기 위한 다양한 결과가 제시되었다. 모든 해석결과는 유한요소 해석결과와 비교하여 잘 일치함을 확인하였고, 이로부터 본 논문에서 제시된 영구자석 와전류손실 해석의 타당성이 입증되었다. 제시

된 와전류손실 특성식은 영구자석 브러시리스 기기의 와전류손실을 고려한 초기 설계단계에서 매우 유용할 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(No.2012-0003363)

부 록

식(4)의 A 는 식(A.1)로 주어진다.

$$A = \left[\begin{array}{l} e^{-jp\{(n-m)\omega_r t + m\theta\}} + \\ e^{-jp\{(n-m)\omega_r t + m(\theta - 2\pi/3p) - 2\pi n/3p\}} + \\ e^{-jp\{(n-m)\omega_r t + m(\theta - 4\pi/3p) - 4\pi n/3p\}} \end{array} \right] \quad (A.1)$$

식(8)의 미정계수 A_1 과 B_1 은 식(A.2)로 표현된다.

$$A_1 = A_2 R_i^{-2mp} \quad (A.2)$$

$$B_1 = \frac{\mu_o I_n I_m}{mp(R_i^{-2mp} R_s^{mp-1} - R_s^{-mp-1})}$$

식(13)의 $C(t)$ 는 식(14)로부터 식(A.3)으로 주어진다.

$$C(t) = -\omega_r \left(\frac{n-m}{m} \right) \left\{ \frac{2}{(R_o^2 - R_i^2)\alpha_p} \right\} KH \quad (A.3)$$

여기서 계수 K 와 H 는 각각 식(A.4)로 주어진다.

$$K = \frac{A_1}{mp+2} (R_o^{mp+2} - R_i^{mp+2}) - \frac{B_1}{mp-2} (R_o^{-mp+2} - R_i^{-mp+2})$$

$$H = e^{-jp\{(n-m)\omega_r t + m(\gamma + \alpha_p/2)\}} - e^{-jp\{(n-m)\omega_r t + m(\gamma - \alpha_p/2)\}} \quad (A.4)$$

$$+ e^{-jp\{(n-m)\omega_r t - 2n\pi/3p + m(\gamma + \alpha_p/2 - 2\pi/3p)\}}$$

$$- e^{-jp\{(n-m)\omega_r t - 2n\pi/3p + m(\gamma - \alpha_p/2 - 2\pi/3p)\}}$$

$$+ e^{-jp\{(n-m)\omega_r t - 4n\pi/3p + m(\gamma + \alpha_p/2 - 4\pi/3p)\}}$$

$$- e^{-jp\{(n-m)\omega_r t - 4n\pi/3p + m(\gamma - \alpha_p/2 - 4\pi/3p)\}}$$

참 고 문 헌

[1] Gordon R. Slemon, "On the design of high-performance surface-mounted PM motros," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no.1, Jan. 1994.

[2] Tomy Sebastian and Gordon Slemon, "Transient torque and short circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 23, no.5, Sept. 1987.

[3] Jiabin Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, and H. lendenmann, "Rotor eddy-current loss in permanent-magnet brushless AC machines", *IEEE*

Trans. Magn., vol. 46, no.7, pp. 2701-2707, July 2010.

[4] Kinjiro Yoshida, Yasuhiro Hita, and Katsumi Kesamaru, "Eddy-current loss analysis in PM of surface-mounted-PM SM for electric vehicles," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no.4, pp. 1941-1944, July 2000.

[5] Masatsugu Nakano, Haruyuki Kometani, and Mitsuhiro Kawamura, "A Study on eddy-current losses in Rotors of Surface Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Ind. Appl.*, vol. 42, no.2, pp. 429-435, March 2006.

[6] Nannan Zhao, Z. Q. Zhu, and Weiguo Liu, "Rotor eddy-current loss calculation and thermal analysis of permanent magnet motor and generator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no.10, pp. 4199-4202, Oct. 2011.

[7] Z. Q. Zhu, D. Howe, C. C. Chan, "Improved Analytical Model for Predicting the Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no.1, pp.229-238, Jan. 2002.

[8] K. F. Rasmussen, "Analytical Prediction of Magnetic Field from Surface Mounted Permanent Magnet Motors," *In. Proc. Int. Electrical Machines and Drives Conf.*, Seattle, WA, pp.34-36, 1999.

[9] Jiabin Wang, Geraint W. Jewell and David Howe, "A General Framework for the Analysis and Design of Tubular Linear Permanent Magnet Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol.35, no.3, pp.1986-2000, May.1999.

[10] Mark Matthew Flynn, "A methodology for evaluating and reducing rotor losses, heating, and operational limitations of high-speed flywheel batteries," Ph.D. Dissertation, The university of Texas at Austin, Texas, USA, 2003.

[11] Dahaman Ishak, Z. Q. Zhu, and David Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no.9, pp. 2462-2469, Sept. 2005.

저 자 소 개



최 장 영 (崔 璋 英)

1976년 10월 20일 생. 2003년 충남대학교 전기공학과 학사 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2009년 1월 ~2009년 8월 (주) 한라공조 기술연구소. 2009년 9월 ~ 현재 충남대학교 전기공학과 조교수.

Tel : 042-821-7610.

E-mail : choi_jy@cnu.ac.kr



최 지 환 (崔智煥)

1983년 12월 23일생. 2009년 충남대 전기공학교육과 학사 졸업. 2011년 충남대학교 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2011년 ~ 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 042-821-7608

E-mail : hijihwan@cnu.ac.kr



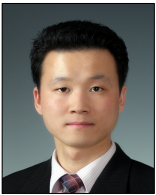
장 석 명 (張錫明)

1949년 7월 3일생. 1986년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1989년 미국 Univ. of Kentucky (방문연구교수), 1978년~현재 충남대 전기공학과 교수, 2004년~2005년 당학회 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 충남대학교 전기공학교육과 공학사 2004년 동대학원 전기공학과 공학석사, 2007년 동대학원 공학박사 졸업. 2007년 9월~2010년 8월 한국기계연구원 선임연구원, 2010년 8월~현재 충남대학교 전기전자통신공학교육과 조교수

Tel : 042-821-8581

E-mail : hwcho@cnu.ac.kr



이 성 호 (李成浩)

1971년 11월 1일생. 1997년 충남대 전기공학과 학사 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2003~2007년 LG 전자 디지털 어플라이언스 연구소 요소기술그룹 선임연구원. 2007년 ~ 현재 한국생산기술연구원(KITECH) 광주 연구센터/부품 소재팀 수석연구원 및 연구부문장

Tel : 062-6006-350

E-mail : shlee07@kitech.re.kr