

초고속 영구자석형 동기 전동기의 회전자 손실 특성해석

論文

53B-3-3

Characteristic Analysis of Rotor Losses in High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor

張錫明* · 趙漢旭** · 李成浩* · 梁鉉燮[§]

(Seok-Myeong Jang · Han-Wook Cho · Sung-Ho Lee · Hyun-Sup Yang)

Abstract - High-speed permanent magnet machines are likely to be a key technology for electric drives and motion control systems for many applications, since they are conducive to high efficiency, high power density, small size and low weight. In high-speed machines, the permanent magnets are often contained within a retaining sleeve. However, the sleeve and the magnets are exposed to high order flux harmonics, which cause parasitic eddy current losses. Rotor losses of high-speed machines are of great importance especially in high-speed applications, because losses heat the rotor, which is often very compact construction and thereby difficult to cool. This causes a danger of demagnetization of the NdFeB permanent magnets. Therefore, special attention should be paid to the prediction of the rotor losses. This paper is concerned with the rotor losses in permanent magnet high-speed machines that are caused by permeance variation due to stator slotting. First, the flux harmonics are determined by double Fourier analysis of the normal flux density data over the rotor surface. And then, the rectilinear model was used to calculate rotor losses in permanent magnet machines. Finally, Poynting vector have been used to investigate the rotor eddy current losses of high-speed permanent magnet machine.

Key Words : High-speed permanent magnet machines, rotor losses, flux harmonics, Poynting vector

1. 서 론

초고속 전동발전기 시스템은 고속 운전 특성에 의해 소형·경량화, 고효율화 할 수 있는 장점을 지니고 있다. 게다가, 최근 고속운전을 필요로 하는 부하시스템이 증가하고 있어 구동원 및 제어 시스템을 포함한 고속 전동기의 설계·해석에 대한 요구와 관심이 높아져 가고 있다[1]-[5].

고속 운전이 필요한 대표적인 부하로는 분산에너지 공급에 따른 마이크로 가스터빈 발전 시스템이나 터보 콤프레서, 항공기, 잠수함, 미사일, 인공위성 등에 탑재되는 구동 및 발전 시스템 등이 있다. 특히, 공작기계, 진공펌프나 원심분리기, 전기 자동차용 기기, 플라이휠에 의한 에너지 저장 시스템, 천연가스 파이프 라인 수송이나 액화 플랜트에서 사용되는 대형 고압 콤프레서나 진공펌프, 제철소 등의 대형 Blower, 터널의 팬 등에도 초고속 전동기의 응용이 필요하다. 따라서, 산업 전반에 걸쳐 전동기의 고속화 설계 및 구동 기술이 주목받고 있다[2][3][6][7].

초고속 전동기는 동일 출력 용량의 범용 저속 전동기에 비하여 자기회로의 체적이 속도에 반비례하여 작아지므로

초소형, 경량화가 가능하다는 장점을 갖고 있는 반면, 초고속 회전에 따른 회전자의 기계적인 스트레스나 초고주파 입력전원에 의해 철손이 크게 발생하는 등 해결해야 할 문제점들이 많다. 따라서 회전자의 구조와 베어링의 성능이 초고속 구동에 적합하도록 자기회로의 구조가 간단하고 튼튼해야 하므로 유도형 보다는 릴럭턴스형이나 스위치드 릴럭턴스형 등의 동기거나 직류기가 더욱 적합한 것으로 평가되고 있다. 최근에는 영구자석으로 자기회로를 구성하여 더욱 컴팩트하고 고밀도화 되는 영구자석형 동기기의 응용개발이 국내·외적으로 크게 확산되고 있다[8].

한편, 초고속 영구자석 기기에 관한 연구는 영국의 Jason, Zhu, Howe 가 발표한 150,000 rpm, 1.25kW 용량의 초고속 영구자석 전동기의 회전자 공진에 관한 연구를 비롯하여 최근 수년 동안 활발한 연구가 이루어지고 있다[9]-[12]. 일본의 Takahashi 등은 5kW 급 150,000 rpm의 회토티계의 영구자석과 섬유보강 플라스틱 재질의 슬리브를 갖는 표면 부착형 영구자석 전동기를 초고속 구동 및 응용에 적용한 결과를 발표한 바가 있다. 그 밖에 30,000 rpm, 40kW 급 가스터빈 발전기, 90,000rpm 급 자동차용 발전기, 13,000 rpm, 16kW 급 항공기 연료펌프 등에 영구자석형 동기 전동기가 응용되기도 한다[3][6][7].

일반적으로 전기기기의 열원은 전기적 손실에 의한 것으로 동손과 철손로 나눌 수 있다. 동손은 전류의 저항손에 해당되며, 철손은 재질 자체의 자기 이력 특성으로 인한 히스테리시스손과 유도 전류로 인한 손실인 와전류손으로 나눌 수가 있다. 또한, 공극 자속밀도의 비정현적 분포에 의한

* 正 會 員 : 忠南大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

** 準 會 員 : 忠南大 工大 電氣工學科 碩士課程

*** 正 會 員 : LG電子 DA研究所 要素技術그룹 先任研究員

[§] 正 會 員 : 三星테크윈 파워시스템 研究所 先任研究員

接受日字 : 2003年 11月 24日

最終完了 : 2003年 12月 26日

회전자 손실 그리고, 기계적 손실로 존재하는 베어링 마찰손과 풍손으로 분류할 수 있다. 전기기기에 있어 손실은 기기의 운전 조건이나 효율 등을 결정하는 중요한 요소이기 때문에 손실을 정확하게 예측하여 설계 하는 것이 매우 중요하다.

특히, 본 논문에서 다루고자 하는 영구자석형 동기 전동기 회전자에서 발생하는 와전류 손실의 원인은 다음의 두 현상에 의한 것으로 분류가 가능하다[9].

첫째, 치슬롯 형상에 의한 공극 퍼미언스의 변화나 고정자의 특수 형상에 기인하는 공극 자속밀도의 비정현적 분포에 따라 발생하는 자계 고조파에 의한 와전류 손실이다. 둘째는 고정자 기자력의 비정현적 특성으로써, 고정자의 치슬롯 형상에 의한 경우와 인버터 전원과 같은 고조파 함유 전원의 공급에 의해 발생하는 자계 고조파에 의한 와전류 손실이다.

본 논문에서는 초고속 운전을 목적으로 하는 5kW급 40,000 rpm의 정격을 갖는 영구자석형 동기 전동기의 회전자 손실 특성을 해석하였다. 해석 모델은 공간고조파를 최소화 하기 위해 직경 방향으로 자화된 영구자석 회전자와 영구자석 구속용 티타늄 슬리브로 구성하였다. 그리고, 회전자 손실 특성의 해석을 위해 유한요소법과 전자장이론에 의한 해석법을 보완 적용하여 회전자의 도전성 재질에서 발생하는 와전류 손실을 시간고조파와 공간고조파 성분에 대하여 예측하였다.

2. 회전자 손실 특성 해석

2.1 손실 특성 해석 방안

전기기기의 특성해석에서 전자장 이론을 적용하여 해석하는 경우, 설계 파라미터의 변화에 따라 특성의 민감도를 쉽게 파악 할 수 있는 큰 장점이 있다. 그러나 해석모델이 복잡한 형상일 때에는 여러 가지 가정이 수반되므로 경계조건의 설정 등이 복잡하여 정확한 해석이 어렵다. 또한, 치-슬롯 형상이 갖는 공극 퍼미언스의 공간적 변화에 따른 비정현적인 자속밀도 변화에 의한 도전성 슬리브나 영구자석에서 발생하는 와전류의 모델링에 해석적 방법을 적용하기는 매우 어렵다[6][7].

본 논문에서는 초고속 영구자석형 동기전동기의 회전자 와전류 손실을 전자장 해석법과 유한요소법을 상호 보완적으로 적용하여, 계산하고자 한다.

전자장 해석법으로는 고정자 표면에서 간이화 된 면전류 모델을 이용하여 공극자속밀도, 자계 및 전계의 세기 특성식을 도출한다. 유한요소 해석으로는 자속밀도의 시간 및 공간 고조파를 계산한다. 해석과정에서 시간 및 공간적 성분을 동시에 고려하기 위하여 1 슬롯피치를 30개의 각도로 나누어 각각의 회전자 위치에 따라 유한요소법을 적용하여 정자계 특성을 구한다. 유한요소해석 결과는 공극 퍼미언스의 공간적 변화를 갖는 100개의 데이터 행과 1 슬롯 피치를 회전하면서 계산된 해석결과를 통해 시간적 변화를 갖는 30개의 데이터 열을 갖게 되며, 이들 데이터는 2 차원 FFT에 의하여 자계의 시간 및 공간 고조파 형태로 나타내어진다.

여기서, 전자장 해석법에 의한 전계 및 자계의 세기 특성식은 간이화된 면전류 모델에 의한 결과이므로 이들은 유한요소해석과 전자장 해석에 의해 구해진 결과의 비교값인

$K_p (= B_{FEA} / B_{Analytical})$ 에 의하여 재계산을 하게된다. 즉, 유한요소해석과 2-D FFT에 의해 구해진 B_{FEA} 와 $B_{Analytical}$ 의 비가 전자장 해석 과정에서 도출된 전계의 세기와 자계의 세기 특성식에 각각 곱해져, 이들을 포인팅 벡터에 적용하여 회전자 손실을 계산한다.

그림 1은 설계된 영구자석형 동기 전동기의 회전자 손실 계산을 위해 적용된 유한요소해석과 전자장 해석법의 상호보완적 적용 방법에 관한 순서도이다.

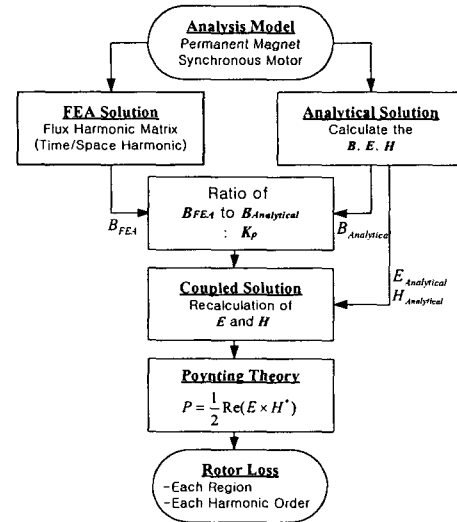


그림 1 회전자 손실 계산을 위한 순서도
Fig. 1 Flow chart for rotor loss calculation

2.2 전자장 해석법 적용

전자기 에너지 변환기기를 구성하는 구성요소에 해당하는 해석 영역의 수가 다중층일 경우, 일반화된 모델링 기법을 적용하여 컴퓨터 프로그래밍에 의해 기기의 특성을 해석할 수 있다[10]. 따라서, 본 절에서는 해석모델의 영역을 직교좌표 축 다중층으로 모델링하여 자계특성식을 도출하고, 그로부터 전계의 세기 및 자계의 세기를 유도하는 과정을 다룬다.

(1) 해석 모델 및 가정

해석 대상인 초고속 영구자석형 동기 전동기의 설계모델과 사양은 그림 2와 부록에 제시 하였다. 원통형태의 해석 모델에서 각 영역에 대한 자계특성식, 전계의 세기 그리고 자계의 세기를 도출하기 위하여 그림 3과 같이 5-영역을 갖는 다중층 해석모델을 설정한다.

해석 결과에 큰 영향이 없는 범위내에서 해석을 간이화하기 위해 그림 3에 제시된 모델에 다음과 같은 가정을 적용한다.

- i) 영구자석을 포함하는 영역은 x 방향으로 회전운동한다.
- ii) 영구자석 및 전기자 전류에 의한 자계와 슬롯에 의한 리액션 자계는 고정자 표면에서의 간이화된 면전류로 치환된다.
- iii) 자기 벡터 포텐셜 및 면전류 밀도는 z 방향(축방향) 성분만을 갖는다.
- iv) 해석 영역은 5개의 다중층으로 구성되고, 각 층의 도전율 및 투자율은 각각 σ_i, μ_i 이다. ($i=1, 2, \dots, 5$)

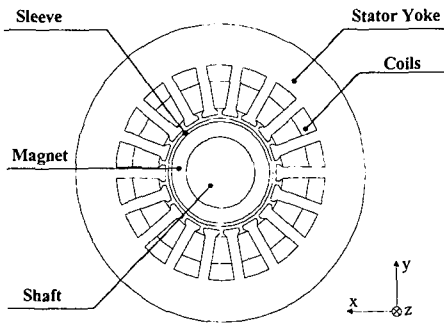


그림 2 초고속 영구자석형 동기전동기
Fig. 2 High-speed permanent magnet synchronous machine

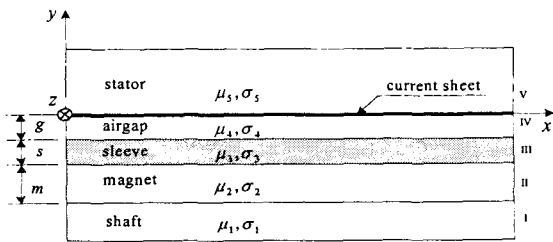


그림 3 5 영역을 갖는 직교좌표축 다중층 해석모델
Fig. 3 Rectilinear multi-layer model with 5-regions

v) 영구자석과 축영역은 선형의 비투자율을 갖는 재질이며 고정자는 매우 얇게 적층되어 도전율이 영(零)이다.

(2) 전자장 이론에 의한 특성 방정식

그림 3의 해석 모델에서 x 축은 접선성분을 나타내고, y 축은 법선 성분, 그리고, z 축은 축방향을 나타낸다. 해석 영역은 축 영역에서부터 I 영역으로 하여 고정자 계철 영역을 V 영역으로 하였다.

또한, 가정 ii)에 의해 영구자석 및 전기자 전류에 의한 자계는 고정자 표면에서의 면전류로 치환되고 식(1)과 같이 시간 및 공간에 대한 분포를 동시에 갖고 z 축 방향을 갖는다.

$$J = J_m \cos(\omega t + \beta x) = \text{Re}(J_m e^{j\beta x} e^{j\omega t}) \quad (1)$$

여기서, J_m 은 등가 면전류의 크기, ω 는 시간 고조파의 영향을 받는 각속도이고 시간 고조파의 차수가 k 차 일때 $2k\pi f$ 이다. 그리고, β 는 위상정수로써 극피치가 τ 일 때, π/τ 이고, 공간고조파의 차수가 h 차 일때, $h\beta$ 이다.

그림 3의 다중층 해석모델에서 맥스웰 기본 방정식에 의한 지배방정식은 식(2), 식(3) 그리고, 식(4)로부터 유도된다.

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4)$$

식(3)에서 기기의 동작 주파수에 의한 변위전류 성분은 매우 작으므로 무시한다. 그러므로, 투자율 μ , 도전율 σ 를 갖는 모든 영역에 대해 만족하는 일반화된 지배방정식은 식(5)로 정리된다.

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = j\omega\mu\sigma A_z \quad (5)$$

이동자계의 진폭 변화가 y 방향이므로 \vec{A} 는 x 또는 z 방향을 갖게 되는데, 전기자의 전류가 z 방향으로만 흐른다고 가정하면 \vec{A} 는 z 방향 성분이다. 자기 벡터 포텐셜 \vec{A} 를 시간 및 공간적 변화를 갖는 면전류에 대하여 표현하면 식(6)과 같다.

$$A_z = A(y)e^{j(\omega t + \beta x)} \vec{a}_z \quad (6)$$

식(6)에서 A_z 를 두 번 미분하여 식(7)과 식(8)을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial A_z}{\partial x} = j\beta A(y)e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (7)$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} = -\beta^2 A_z \quad (8)$$

식(7)과 식(8)을 식(5)에 대입하면, 식(9)를 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} - \gamma^2 A_z = 0 \quad (9)$$

여기서, $\gamma = \sqrt{\beta^2 + j\omega\mu\sigma}$ 이다. 식(9)로 표현되는 미분방정식의 일반해는 식(10)의 형태로 표현될 수 있다.

$$A_{zi} = (C_i e^{\gamma y} + D_i e^{-\gamma y}) e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (10)$$

여기서, \vec{a}_x 는 \vec{B} 의 접선성분이고, \vec{a}_y 는 \vec{B} 의 수직성분을 나타낸다.

$\nabla \times \vec{A} = \vec{B}$ 로부터 식(10)을 x, y에 대하여 각각 편미분하면 \vec{B} 의 접선방향 성분, 법선방향 성분을 식(11), 식(12)로 구할 수 있다.

$$B_{xi} = \frac{\partial A_{zi}}{\partial y} = \gamma(C_i e^{\gamma y} - D_i e^{-\gamma y}) e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (11)$$

$$B_{yi} = -\frac{\partial A_{zi}}{\partial x} = -j\beta(C_i e^{\gamma y} + D_i e^{-\gamma y}) e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (12)$$

그리고, 각 영역에서 자기 벡터 포텐셜의 시간에 대한 편미분은 전체의 세기를 나타내므로 식(13)을 쓸 수 있다.

$$E_{zi} = -\frac{\partial A_{zi}}{\partial t} = -j\omega(C_i e^{\gamma y} + D_i e^{-\gamma y}) e^{j(\omega t + \beta x)} \quad (13)$$

미지의 계수를 구하기 위한 경계 조건은 식(14)과 같다.

$$i) \quad y = \infty \quad A_{z_1} = 0 \quad (14a)$$

$$ii) \quad y = g + s + m \quad B_{y_0} = B_{y_1}, \quad H_{x_0} - H_{x_1} = J_m \quad (14b)$$

$$iii) \quad y = g + s \quad B_{y_m} = B_{y_0}, \quad H_{x_m} = H_{x_1} \quad (14c)$$

$$iv) \quad y = g \quad B_{y_{IV}} = B_{y_m}, \quad H_{x_{IV}} = H_{x_m} \quad (14d)$$

$$v) \quad y = 0 \quad B_{y_V} = B_{y_{IV}}, \quad H_{x_V} = H_{x_{IV}} \quad (14e)$$

$$vi) \quad y = -\infty \quad A_{z_5} = 0 \quad (14f)$$

경계조건에 의해 미지 계수를 구하기 위한 행렬 방정식은 식(15)와 같다.

$$[A][x] = [J] \quad (15)$$

여기서, 미지행렬 $[x]$ 와 등가 면전류 밀도 행렬 $[J]$ 는 식(16), 식(17)과 같다.

$$[x] = [D_1, C_2, D_2, C_3, D_3, C_4, D_4, C_5]^t \quad (16)$$

$$[J] = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, J_m]^t \quad (17)$$

2.3 유한요소법 적용

유한요소 해석에서는 설계된 해석 모델에 대하여 30개의 회전자 위치에 따른 기기의 정자계 해석을 통해 공간과 시간의 성분을 갖는 자속밀도를 계산한다. 계산된 자속밀도 데이터는 공극 퍼미언스의 공간적 변화에 대한 100개의 데이터 행과 시간적 변화를 갖는 30개 데이터 열을 갖는 2차원 행렬로 나타내지고, 2-D FFT 분석을 하여 공간고조파 성분과 시간고조파 성분을 각각 갖고 있는 자속 밀도를 계산한다[6][7].

(1) 무부하 상태에서의 자계 특성

유한요소법에 의한 자속 밀도의 계산은 해석 모델의 1 슬롯피치를 기계각 0.66° 씩 이동하여 30개의 회전자 위치에 따른 자속밀도를 슬리브 표면에서 계산하여 2차원 배열을 갖는 데이터 행렬을 구성하도록 하였다. 그림 4는 영구자석 회전자의 회전각이 0°(초기위치) 일때 영구자석에 의한 자계의 공간적 분포를 나타낸다. 그림 5는 무부하시 영구자석에 의한 자계 분포가 그림 4과 같을 때 슬리브의 표면에서 자속밀도를 1 극에서 계산한 것이다.

그림 6은 30등분된 각각의 회전자 위치에서의 자속밀도를 동시에 나타낸다. 즉, x 축상에 분포하는 데이터들은 자속밀도의 공간적 분포를 나타내고, 자속밀도의 시간적 분포는 30개의 회전자의 위치 데이터에 의해 표현된다.

(2) 전기자 기자력에 의한 자계 특성

그림 7은 회전자의 회전 각도가 0°(초기위치) 일때 전기자 기자력에 의한 자계 특성을 나타낸다. 영구자석을 갖는 회전자의 자계 방향이 90° 일때, 부하각 90°의 위상차를 갖도록 여자되어 있다. 영구자석 회전자만 고려된 무부하시와 마찬가지로 전기자의 여자전류의 위상을 1 슬롯 피치만큼

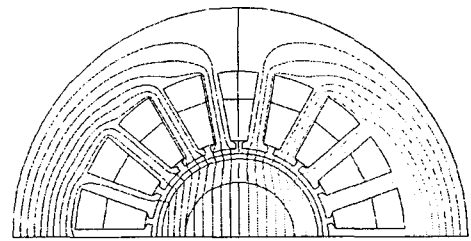


그림 4 무부하 상태에서의 자계 분포
Fig. 4 Magneto-static field under no-load condition

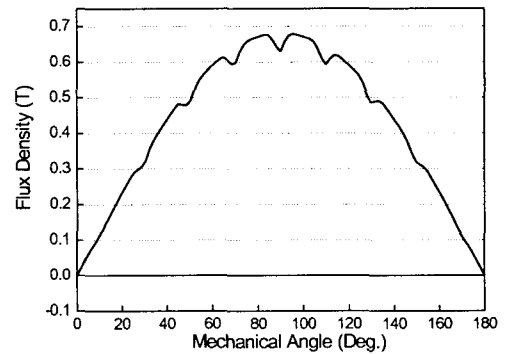


그림 5 무부하 상태에서의 자속밀도 (초기위치)
Fig. 5 Flux density distribution under no-load condition (Initial rotor position)

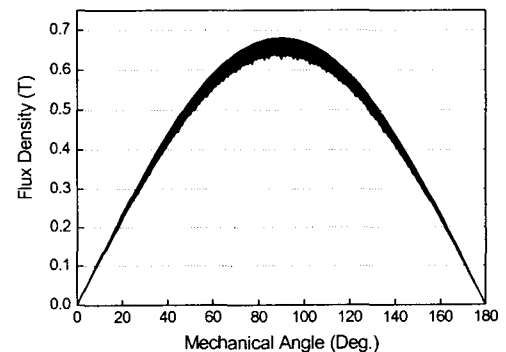


그림 6 무부하 상태에서의 자속밀도
(회전자 위치에 따른 자속밀도 데이터-30개)
Fig. 6 Flux density distribution under no-load condition (Flux density data according to rotor position-30EA)

기계각 0.66° 씩 이동하여 30개의 회전자 위치에 대한 슬리브 표면에서의 자속밀도를 계산하였다. 유한요소해석에서 전기자 코일에 입력된 전류에 의한 자계 특성만을 계산하므로 영구자석은 잔류자속밀도를 갖지 않는 동일한 도전율 및 투자율을 갖는 선형 재질로 대체하였다. 또한 입력된 전기자 전류는 정현파이고, 전류의 크기는 7.4 Arms, 권선은 2층 분포권으로 시행하였다. 그림 8은 자계 분포가 그림 7과 같을 때 슬리브의 표면에서 자속밀도를 1극에서 계산한 것이다.

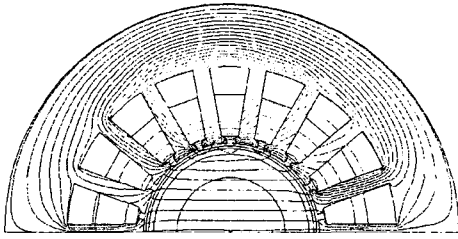


그림 7 전기자 기자력에 의한 자계 분포
Fig. 7 Magneto-static field due to stator mmf

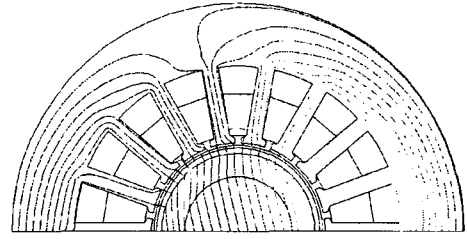


그림 10 부하상태에서의 자계 분포
Fig. 10 Magneto-static field under on-load condition

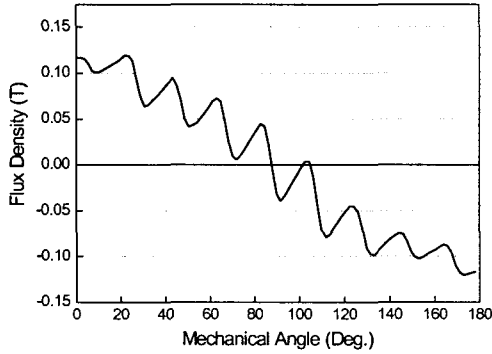


그림 8 전기자 기자력에 의한 자속밀도 (초기위치)
Fig. 8 Flux density distribution due to stator mmf (Initial rotor position)

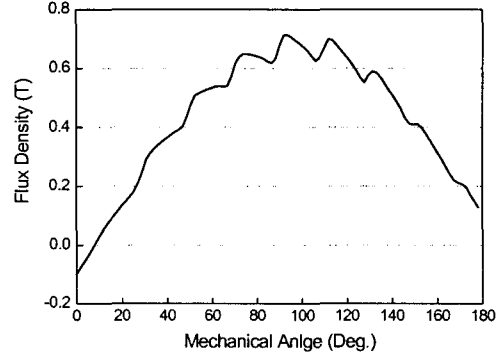


그림 11 부하상태에서의 자속밀도 분포 (초기위치)
Fig. 11 Flux density distribution under on-load condition (Initial rotor position)

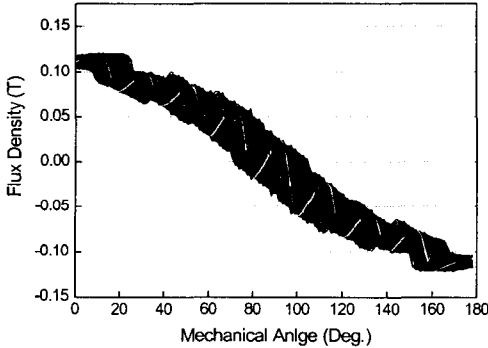


그림 9 전기자 기자력에 의한 자속밀도 (회전자 위치에 따른 자속밀도 데이터-30개)
Fig. 9 Flux density distribution due to stator mmf (Flux density data according to rotor position-30EA)

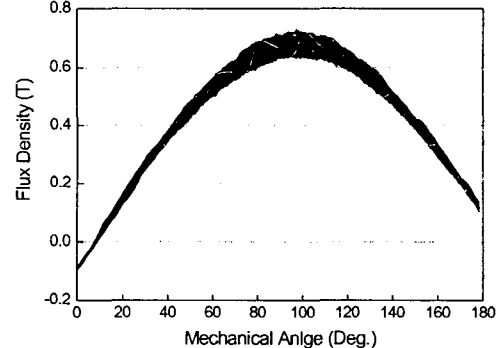


그림 12 부하상태의 자속밀도 분포 (회전자 위치에 따른 자속밀도 데이터-30개)
Fig. 12 Flux density distribution under on-load condition (Flux density data according to rotor position-30EA)

그림 9는 30등분된 각각의 회전자 위치에서의 전기자 기자력에 의한 자속밀도를 동시에 나타낸다. 즉, x 축상에 분포하는 데이터들은 자속밀도의 공간적 분포를 나타내고, 자속밀도의 시간적 분포는 30개의 회전자의 위치 데이터에 의해 표현된다.

(3) 부하상태에서의 자계 특성

그림 10은 영구자석 회전자에 의한 자계와 전기자의 여자에 따른 자계의 합성 자계 분포를 나타낸다. 자계특성의 해

석은 부하각 90°를 갖는 정격 운전 상태에서 계산하였다. 그러므로, 영구자석 회전자의 자계 방향과 전기자 기자력의 자계 방향은 90°를 이루고 있다. 그림 11은 부하시 자계 분포가 그림 10과 같을 때 슬리브의 표면에서 자속밀도를 1극에서 계산한 것이다.

그림 12는 부하시 각각 다른 30개의 회전자 위치에서 자속밀도를 동시에 나타낸다. 즉, x 축상에 분포하는 데이터들은 자속밀도의 공간적 분포를 나타내고, 자속밀도의 시간적 분포는 30개의 회전자의 위치 데이터에 의해 표현된다

2.4 손실 특성 계산

(1) 비교값 K_b 의 계산

그림 1에서 $B_{Analytical}$ 과 B_{FEA} 는 각각 전자장 해석법에 의해 구해진 자속밀도와 유한요소 해석에 의해 구해진 자속밀도 데이터이다. 슬리브 표면에서의 자속밀도 $B_{Analytical}$ 은 식(17)로부터 계산되어 진다.

$$B_{Analytical} = B_{y_m}|_{y=g} = -j\beta(C_3e^{\gamma_3g} + M_3e^{-\gamma_3g}) \quad (17)$$

그리고, B_{FEA} 는 무부하 상태, 전기자만 여자된 상태, 그리고 부하 상태에서 주어지는 유한요소해석에 의한 자속밀도 결과이다. 따라서, 전자장 해석법에 의한 자속밀도와 유한요소 해석에 의한 자속밀도의 비 K_b 는 식(18)로 쓸 수 있다.

$$K_b = \frac{B_{FEA}}{B_{Analytical}} \quad (18)$$

(2) 포인팅 벡터에 의한 손실 계산

그림 3의 각 영역에서 정현적 특성을 갖는 자계에 대한 손실의 분포는 각 영역에서 에너지의 전달을 관계 짓는 포인팅 벡터 \vec{P} 에 의해 계산될 수 있다. 포인팅 벡터에 의한 손실 관계식은 식(19)와 같다.

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad P = \frac{1}{2} Re(E \times H^*) \quad (19)$$

여기서, E 는 축방향(z -방향) 전계의 세기를 나타내고, H^* 는 자계의 세기의 수평방향(x -방향)성분이다. 이처럼 포인팅 벡터를 이용하여 손실을 구할 때의 장점은 회전자의 표면에서의 자속밀도 성분만을 이용하여 슬리브 영역, 영구자석 영역, 축 영역의 손실을 단순히 구해진 손실의 크기만을 산술적으로 가감하여 구할 수 있다는 것이다[9].

식(11)과 식(12)에 의해 구할 수 있는 각 영역의 자속밀도와 식(19)로 구할 수 있는 각 영역의 손실에서 슬리브, 영구자석, 축영역 손실의 합을 P_{III} , 영구자석과 축영역 손실의 합을 P_{II} , 축영역의 손실을 P_I 이라 하면 P_{III} , P_{II} , P_I 은 각각 식(20)-(22)로 쓸 수 있다.

$$P_{III} = \frac{1}{2} Real\{[E_{z_m}]_{y=g}[H_{x_m}^*]_{y=g}\} \times S \quad (20)$$

$$P_{II} = \frac{1}{2} Real\{[E_{z_n}]_{y=g+s}[H_{x_n}^*]_{y=g+s}\} \times S \quad (21)$$

$$P_I = \frac{1}{2} Real\{[E_{z_l}]_{y=g+s+m}[H_{x_l}^*]_{y=g+s+m}\} \times S \quad (22)$$

여기서, S 는 회전자 슬리브의 표면적이다. 그리고, E_z 와 H_x^* 는 식(18)과 같이 얻어진 K_b 에 의해 재계산된 전계의 세기 및 자계의 세기 성분이다. 따라서, 포인팅 벡터가 갖는

물리적 의미에 의해 각 영역이 갖는 손실은 식(23)으로 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{sleeve} &= P_{III} - P_{II} \\ P_{mag} &= P_{II} - P_I \\ P_{shaft} &= P_I \end{aligned} \quad (23)$$

3. 회전자 손실 특성 해석 결과

3.1 무부하 상태에서의 손실 특성

표 1은 무부하 상태에서 자속밀도의 자계 고조파 분석 결과를 나타낸다. 시간고조파의 차수 18차에서는 공간고조파의 차수 17차와 19차가 크게 나타나고 시간고조파의 차수 36차에서는 공간고조파의 차수 35차와 37차가 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이러한 고조파들은 회전자의 기본파 자속과 공극의 구조에 따른 퍼미언스 고조파 사이의 상호작용에 의해 발생한다. 그리고, 기기의 대칭적 구조에 의해 공간 고조파는 홀수차만 존재하고, 홀수차 공간 고조파중 표기되지 않은 차수는 매우 작은 값으로 손실의 발생에 큰 영향을 미치지 못하므로 생략하였다. 표에서 제시된 모든 고조파의 크기는 자계 고조파의 수직 성분을 나타낸다.

표 2는 설계된 모델에서 무부하 상태에서의 자계 고조파에 따른 회전자 손실을 나타낸다. 설계 모델의 극당 슬롯수가 9개 이므로 회전자 손실은 극당 슬롯수의 2배인 18의 배수차 시간고조파 항인 18차와 36차에서 발생하며, 이때 공간고조파는 기본파와 상호작용하여 각각 17차와 19차(18±1), 35차와 37차(36±1)에서 손실이 주로 발생한다. 무부하시 발생하는 회전자 손실은 슬리브 영역에서 90.1%, 영구자석 영역에서 9.9%가 발생하고 축영역에서는 거의 발생하지 않는다.

표 1 무부하 상태에서의 자계 고조파
Table 1 Flux harmonics under no-load condition

공간	시간 고조파		
	0차	18차	36차
1차	0.669589		
17차		0.009952	
19차		0.010751	
35차			0.005710
37차			0.005447

표 2 무부하 상태에서의 회전자 손실
Table 2 Rotor losses under no-load condition

공간	시간 고조파							
	18차				36차			
	밀도	슬리브	PM	축	밀도	슬리브	PM	축
1차	0.0016				0.0029			
5차	0.0074				0.0078			
13차	0.0336				0.0069			
17차	63.566	0.3016	0.04					
19차	53.10	0.2613	0.03					
35차					8.76	0.047		
37차	0.0013				6.741	0.03		
계	$P = 0.639(\text{슬리브}) + 0.07(\text{PM}) = 0.709 \text{ W}$ $P_{dens} = 116.7(18\text{차}) + 15.5(36\text{차}) = 132.2 \text{ W/m}^2$							

3.2 전기자 기자력에 의한 손실 특성

표 3은 전기자 기자력만 존재하는 상태에서 각각의 차수에 따른 고조파 크기를 보여준다. 이 상태의 경우, 영구자석이 만드는 자속밀도의 크기를 0으로 해주어야 하기 때문에 영구자석의 잔류자속밀도가 0이고, 도전율과 투자율은 영구자석과 같은 특성을 갖도록 하여 해석을 수행하였다.

표 4는 설계된 모델에서 전기자만 여자된 상태에서 자계 고조파에 따른 회전자 손실을 나타낸다. 기기의 형상에 의해 주로 발생하는 고조파의 차수는 무부하 상태에서의 고조파 발생 특성과 같다. 그리고, 전기자 여자에 의해 만들어지는 자속밀도의 최대치는 영구자석에 의한 자속밀도의 최대치보다 작지만 영구자석에 의한 자속밀도보다 왜곡률이 크므로 회전자 와전류 손실의 발생은 전기자만 여자된 경우가 영구자석 회전자만 존재하는 무부하 상태의 경우보다 더 크다. 회전자 손실은 슬리브 영역에서 70.8%, 영구자석 영역에서 28.8%가 발생하고 축영역에서 0.4%가 발생한다.

표 3 전기자 기자력에 의한 자계 고조파
Table 3 Flux harmonics due to stator mmf

공간	시간 고조파		
	0차	18차	36차
1차	0.107793		
5차	0.004570	0.002381	
7차	0.001898	0.001093	
13차	0.001276	0.002456	
17차		0.019159	
19차		0.010715	
35차			0.005134
37차			0.001559

표 4 전기자 기자력에 의한 회전자 손실
Table 4 Rotor losses due to stator mmf

공간	시간 고조파							
	18차				36차			
	밀도	슬리브	PM	축	밀도	슬리브	PM	축
차								
5차	114.7	0.3089	0.4801	0.012				
7차	12.20	0.0343	0.0328					
13차	9.001	0.038	0.011					
17차	237.89	1.128	0.18					
19차	52.75	0.2596	0.0321					
35차					7.0849	0.0386		
37차					0.552	0.003		
계	$P = 1.810(\text{슬리브}) + 0.736(\text{PM}) + 0.011(\text{축}) = 2.557 \text{ W}$ $P_{dens} = 426.548(18\text{차}) + 7.637(36\text{차}) = 434.185 \text{ W/m}^2$							

3.3 부하 상태에서의 손실 특성

표 5는 영구자석에 의한 자계와 전기자가 여자되어 만드는 자계가 부하각 90° 상태에 있을 때의 시간 고조파와 공간 고조파를 나타낸다. 즉, 영구자석형 동기 전동기의 정격 상태에서 수행된 자계 고조파 특성을 나타낸다.

표 6은 해석 모델에 정격 전류가 인가된 상태에서 자계 고조파에 따른 회전자 손실을 나타낸다. 기기의 형상에 의해 주로 발생하는 고조파의 차수는 무부하 상태 및 전기자만 여자된 상태에서의 고조파 발생 특성과 같다. 자계의 특성이 무부하 상태의 자계와 전기자만 여자된 상태에서의 자계가 90°위상차를 갖고 합성된 자계와 같으므로 손실의 크기는 무부하 상태의 손실과 전기자만 여자된 상태의 손실이 산술적으로 합해진 크기와 같다. 회전자 손실은 슬리브 영역에서 74.24%, 영구자석 영역에서 25.39%, 축영역에서는 0.36%가 발생한다.

표 5 부하상태에서의 자계 고조파
Table 5 Flux harmonics under on-load condition

공간	시간 고조파		
	0차	18차	36차
1차	0.681987		
3차	0.005167		
5차	0.005774	0.002411	
7차	0.002804	0.001140	
9차	0.001499		
11차	0.001264		
13차	0.001629	0.002342	
15차		0.001127	
17차	0.00614	0.022183	
19차	0.001367	0.013916	
23차		0.001143	
33차			0.001185
35차			0.008187
37차			0.004150

표 6 부하상태에서의 회전자 손실
Table 6 Rotor losses under on-load condition

공간	시간 고조파							
	18차				36차			
	밀도	슬리브	PM	축	밀도	슬리브	PM	축
1차								
5차	148.43	0.317	0.492	0.012				
7차	13.28	0.037	0.036					
13차	8.189	0.035	0.011					
15차	1.215	0.006	0.001					
17차	319.02	1.514	0.250					
19차	88.97	0.438	0.054					
23차	0.333	0.002						
33차					0.451	0.003		
35차					18.017	0.098	0.001	
37차					3.913	0.021		
계	$P = 2.470(\text{슬리브}) + 0.845(\text{PM}) + 0.012(\text{축}) = 3.327 \text{ W}$ $P_{dens} = 579.435(18\text{차}) + 22.381(36\text{차}) = 601.816 \text{ W/m}^2$							

4. 결 론

본 논문에서는 전자장 해석법과 유한요소법을 보완 적용하여 정격출력 5kW, 정격속도 40000 rpm을 갖는 초고속 영구자석형 동기 전동기의 회전자에서 발생하는 와전류 손실을 해석하였다.

시간과 공간적으로 왜형을 갖는 자속밀도 데이터를 2-D FFT를 이용하여 시간고조파 성분과 공간고조파 성분으로 분석하였고, 해석모델의 기하학적 구조에 의해 발생하는 주요 고조파 차수를 자계고조파의 크기를 통해 확인하였다. 또한, 회전자 손실의 해석은 포인팅 벡터를 적용함으로써 회전자를 구성하는 영역에 따른 손실과 시간 및 공간 고조파로 표현되는 전계 및 자계의 세기 특성식을 통해 각각의 고조파에 따른 손실의 크기를 제시하였다.

따라서, 실험이나 해석적인 방법으로 예측하기 어려웠던 회전자 손실을 제시된 회전자 손실 해석방안에 의하여 슬롯형상이나 영구자석의 자화방법에 구애 받지 않고 세밀하게 예측할 수 있었으며, 향후 초고속 전동기의 운전 조건에 직접적인 영향을 미치는 열적 특성을 고려한 영구자석 회전자의 설계 및 성능평가 등에 적용하고자 한다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원 사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

[1] Isao Yakahashi et al, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," IEEE Trans. Magn., vol. 30, pp.683-690, May/June, 1994

[2] Z.Q.Zhu, K.Ng, and D.Howe, "Design and analysis of high-speed brushless permanent magnet motors," Electrical Machines and Drives, pp.381-385, 1997.

[3] Jason D.Ede, Z.Q.Zhu, and D.Howe, "Rotor resonances of high-speed permanent magnet brushless machines," IEEE Trans. Magn., vol.38, Nov./Dec., 2002.

[4] K.Ng, Z.Q.Zhu and D.Howe, "Open-circuit field distribution in a brushless motor with diametrically magnetized PM rotor, accounting for slotting and eddy current effects", IEEE Trans. Magn., vol.32, pp.5070-5072, 1997.

[5] N. Boules, "Impact of slot harmonics on losses of high-speed permanent magnet machines with a magnet retaining ring", Electric Machines and Electromechanics, pp.527-539, 1981.

[6] S.M.Abu Sharkh, M.R. Harris, N.Taghizadeh Irenji, "Calculation of rotor eddy current loss in high-speed PM alternators", Electrical Machines and Drives, pp.170-174, 1997.

[7] S.M.Abu Sharkh, M.R. Harris, N.Taghizadeh Irenji, "Effect of power factor on rotor loss in high-speed PM alternators", Electrical Machines and Drives, pp.170-174, 1997.

[8] 장석명, 정상섭, 류동완, "반경방향 착자형과 Halbach 배열형 영구자석 회전자를 갖는 고속 슬롯리스 기기의 공극자속 밀도 특성 비교," 대한전기학회 논문지 제50B 권 제7호, pp.315 -322.

[9] N.Taghizadeh Irenji, Calculation of electromagnetic rotor losses in high-speed permanent magnet machines, PhD. dissertation, Univ. of Southampton, UK, 1998.

[10] 이성호, 자기회로 구성조건에 따른 직선형 전자기 에너지 변환기의 정특성 해석, 박사학위논문, 충남대학교, 2003.

[11] Z.Q.Zhu, D.Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machine", IEEE Trans. Energy Conv., vol.15, pp407-412, 2000.

[12] K. Atallah, D. Howe, P.H. Melloor and D.A. Stone, "Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines" IEEE Trans. on Industry Application. vol.31, pp.60-62, 1999.

부록 영구자석형 동기 전동기의 설계 사양

Appendix Specification of high-speed permanent magnet machine

항 목	설 계 사 양	단 위
출 력	5	kW
회전수	40,000	rpm
상 수	3	phase
극 수	2	pole
고정자 외반경	44	mm
고정자 내반경	17	mm
회전자 외반경	15	mm
회전자 내반경	10.5	mm
슬리브 두께	1	mm
기계적 공극의 길이	1	mm
고정자 적층 길이	55	mm
슬롯 개구폭	1.2	mm

저 자 소 개



장석명 (張錫明)

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

Tel : 042-821-5658

E-mail : smjang@cnu.ac.kr

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

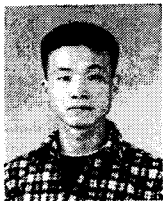


이성호 (李成浩)

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

Tel : 02-818-7961

E-mail : iemechas@lge.com



조한욱 (趙漢旭)

1976년 12월 3일생. 2002년 충남대 전기공학과 졸업. 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 042-822-4933

E-mail : hwcho@cnu.ac.kr



양현섭 (梁鉉燮)

1975년 11월 8일생. 1998년 충남대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 석사졸업. 현재 삼성테크윈 파워시스템 연구소 선임연구원

Tel : 055-260-2930

E-mail : hyunsup.yang@samsung.com