

Design of Direct-Drive Slotless Type Permanent Magnet Synchronous Motor

姜圭洪* · 洪正杓** · 金奎卓*** · 朴正雨§
(Gyu-Hong Kang · Jung-Pyo Hong · Gyu-Tak Kim · Jung-Woo Park)

Abstract - This paper deals with magnetic field and characteristic analysis for ring type slotless synchronous motors by using analytical method. Since magnetic air-gap in the slotless motors is much larger than mechanical air-gap, it is necessary to analyze the magnetic flux distribution at the whole magnetic airgap region. therefore, this paper analyzes the duplicated magnetic field derived by both Permanent Magnet (PM) and armature current and estimates the back electromotive force and torque characteristic by subdividing the conductor region. The analysis results are verified by comparing with Finite Element Analysis (FEA) results.

Key Words : Ring type slotless synchronous motors, Permanent Magnet, Finite Element Analysis

1. 서 론

영구자석 전동기는 영구자석 재료의 고 에너지 밀도화와 더불어 산업기기의 전반에 걸쳐 널리 이용되고 있으며, 동일한 volume의 영구자석으로 출력을 증가하기 위한 자기회로 설계 등이 활발히 이루어지고 있다. 그러나 치, 슬롯 구조를 가지는 영구자석 기기는 자기저항의 차에 의한 코깅 토크가 발생하고 자극의 형상에 따라 고조파 성분을 수반하는 역기전력이 발생한다. 이러한 코깅 토크 및 역기전력의 고조파 성분은 기계적 진동 및 소음을 유발하고 정밀한 속도를 요구하는 시스템에 악영향을 미친다. 코깅 토크 및 역기전력의 고조파 성분을 저감하기 위하여 영구자석의 형상 최적화, 고정자 슬롯 또는 영구자석에 스큐(skew)를 적용하는 등의 연구가 활발히 수행되고 있으나 이러한 방법은 형상이 복잡해지고 제작이 어려운 문제가 발생한다. 따라서 코깅 토크를 완전히 제거할 수 있는 슬롯리스(slotless) 구조의 전동기 요구가 증가하고 있다[1].

슬롯리스형 영구자석 전동기의 경우 자기회로의 구성이 간

단하고 국부적인 포화를 고려할 필요가 없는 구조를 가지지만 자기적인 공극의 길이가 커 누설이 증가하므로 각각의 도체에 쇄교하는 자속량이 다르다. 따라서 슬롯리스형 영구자석 전동기는 자기적 공극으로 작용하는 도체 영역의 면적과 분포를 고려하여 특성해석을 해야한다[3-4].

따라서 본 논문에서는 해석적인 방법을 적용하여 슬롯리스형 영구자석 전동기의 자계 해석 및 특성 해석을 수행하였다. 공극에서의 자계를 해석하기 위해서 자기스칼라 포텐셜을 이용하여 Laplace 방정식과 Poisson 방정식으로부터 지배 방정식을 구성하고 각 영역에서의 경계조건으로부터 자계를 해석하였다. 해석적인 방법으로 슬롯리스형 영구자석 전동기의 자계를 해석할 경우 해석영역 전체에 걸쳐 자계의 분포특성을 해석할 수 있고 전기자 권선 영역에서의 자기적 매질이 일정하기 때문에 도체의 분포 특성을 고려한 해석이 가능하고 등가자화전류의 치환 없이 간단하게 할 수 있다는 장점이 있다[5-7]. 본 논문에서는 해석적인 방법을 이용하여 슬롯리스형 영구자석 동기전동기의 설계 방법을 제시하고 설계된 전동기의 특성해석 결과를 유한요소 해석 및 실험치와 비교하여 해석의 타당성과 설계의 유용성을 입증하였다.

2. 해석적인 방법에 의한 자계해석

본 논문에서 해석 대상으로 선정한 슬롯리스형 영구자석 전동기의 단면도를 그림 1에 나타내었다. 극수와 권선의 비는 4:3의 비를 가지는 구조로 선정하였으며 권선은 집중권으로 구성하였다.

* 正 會 員 : 昌原大 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 昌原大 電氣工學科 助敎授 · 工博
*** 正 會 員 : 昌原大 電氣工學科 副敎授 · 工博
§ 正 會 員 : 韓國電氣研究所 Mechatronics그룹
先任研究員 · 工博
接受日字 : 2000年 8月 4日
最終完了 : 2000年 11月 6日

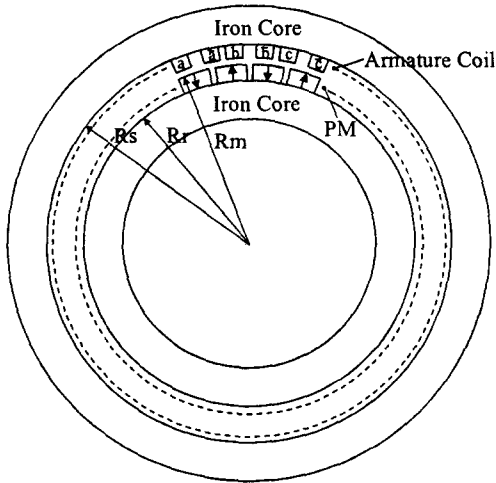


그림 1 슬롯리스형 영구자석 전동기
Fig. 1 Slotless type permanent magnet motor

여기서 철심의 투자율은 무한대로 가정하고 영구자석은 영역 II에서 연속적인 분포를 가진다. 각 영역에서 자계를 해석하기 위하여 다음과 같은 가정을 두었다[1][4].

- ① 영구자석은 반경방향으로 자화되어 있다.
- ② 철심은 투자율은 무한대로 재료의 비선형성은 고려하지 않는다.
- ③ 해석 모델은 z축 방향으로 변화가 없다고 가정하여 2차원으로 해석한다.
- ④ 영구자석과 코일 분포는 회전방향으로 무한하며 일정한 주기성을 갖는다.

해석적인 방법으로 자계 해석을 위하여 영구자석에 의한 자계의 분포와 전자기 전류에 의한 자계를 각각 산정하여 중첩하므로써 공극자계 해석을 하였다.

2.1 영구자석에 의한 자계해석

영구자석에 의한 자계를 해석하기 위해 자기스칼라 포텐셜을 이용한 지배방정식으로부터 각 영역에서의 경계조건을 적용하여 해석하였다. 영구자석에 의한 공극 자계를 해석하기 위한 모델은 그림 2에 나타내었다. 해석 영역은 공극 (I)과 영구자석 (II)로 나누어진다.

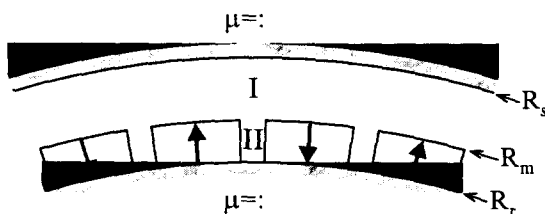


그림 2 회전자에 분포된 영구자석 모델
Fig. 2 Distributed permanent magnet model in rotor

슬롯리스 전동기의 영구자석의 자화 r 성분만 존재하며 \$\theta\$에 대하여 연속적인 주기함수 형태를 갖는다. 영구자석의 자화분포를 푸리에급수 전개를 이용하여 나타내면 자화의 r 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \cos np\theta \tag{1}$$

$$M_n = \frac{4B_r}{n\pi\mu_0} \sin \frac{n\alpha_p\pi}{2}$$

여기서 \$\theta\$는 기계각을 의미하며, \$B_r\$은 영구자석의 잔류자속밀도, \$\alpha_p\$는 자극비이다.

영역 I과 II에서 자기스칼라포텐셜 \$\phi\$를 계변수로 하는 지배방정식은 각각 Laplace 방정식과 Poisson 방정식의 형태로 구성하면 다음과 같다.[4-5]

$$\frac{\partial^2 \phi_I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi_I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \phi_I}{\partial \theta^2} = 0 \tag{2}$$

$$\frac{\partial^2 \phi_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi_{II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \phi_{II}}{\partial \theta^2} = \frac{M_r}{r\mu_r} \tag{3}$$

미정계수법을 이용하여 공극과 영구자석 영역에서의 지배방정식 해를 구하면

$$\phi_I(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (A_{nI} r^{np} + B_{nI} r^{-np}) \cos np\theta \tag{4}$$

(영역 I)

$$\phi_{II}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (A_{nII} r^{np} + B_{nII} r^{-np}) \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{M_n}{\mu_r [1 - (np)^2]} r \cos np\theta \tag{5}$$

(영역 II)

그림 2의 해석모델에서 \$r = R_s, R_m, R_r\$일 때의 경계조건은 다음과 같다[4-5].

$$H_{\theta I}(r, \theta)|_{r=R_s} = 0 \tag{6}$$

$$H_{\theta II}(r, \theta)|_{r=R_r} = 0 \tag{7}$$

$$H_{\theta I}(r, \theta)|_{r=R_m} = H_{\theta II}(r, \theta)|_{r=R_m} \tag{8}$$

$$B_{rI}(r, \theta)|_{r=R_m} = B_{rII}(r, \theta)|_{r=R_m} \tag{9}$$

영구자석에 의한 공극 자속밀도는 영역 I에서의 자속밀도의 일반해로서 결정할 수 있다. \$A_{nI}, B_{nI}, A_{nII}, B_{nII}\$을 결정하기 위하여 식 (6)~(9)의 경계조건으로부터 각 영역에서의 자속밀도는 다음과 같다.

영역 I :

$$B_{rI}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 np}{\mu_r [(np)^2 - 1]} R_m^{-(np-1)} \cdot C \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \cos np\theta \quad (10)$$

$$B_{\theta I}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} -M_n \frac{\mu_0 np}{\mu_r [(np)^2 - 1]} R_m^{-(np-1)} \cdot C \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \sin np\theta \quad (11)$$

영역 II :

$$B_{rII}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_m^{-(np-1)} \cdot D \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1} \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 (np)^2}{(np)^2 - 1} \cos np\theta \quad (12)$$

$$B_{\theta II}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} -M_n \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_m^{-(np-1)} \cdot D \cdot [r^{np-1} - R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \sin np\theta + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1} \sin np\theta + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \frac{\mu_0 (np)^2}{(np)^2 - 1} \sin np\theta \quad (13)$$

$$C = \frac{(np-1)R_m^{2np} + 2R_r^{np+1}R_m^{np-1} - (np+1)R_r^{2np}}{H}$$

$$D = \frac{\left\{ (np - \frac{1}{\mu_r})R_m^{2np} + (1 + \frac{1}{\mu_r})R_r^{np+1}R_m^{np-1} - (np + \frac{1}{\mu_r})R_s^{2np} - (1 - \frac{1}{\mu_r})(R_r/R_m)^{np+1}R_s^{2np} \right\}}{H}$$

$$H = \frac{\mu_r + 1}{\mu_r} [R_s^{2np} - R_r^{2np}] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} [R_m^{2np} - R_s^{2np}(R_r/R_m)^{2np}]$$

2.2 전기자 전류에 의한 자계 해석

슬롯리스형 전동기에서 전기자 전류에 의한 자계 해석을 위한 모델을 그림 3에 나타내었다. 전류 분포는 고정자 철심 표면에 각 상의 코일이 주기적으로 분포되어 집중권으로 구성하였다.

전기자 권선에 의한 자계와 전류밀도 사이에는 식 (14)과 같은 관계가 성립한다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_c \quad (14)$$

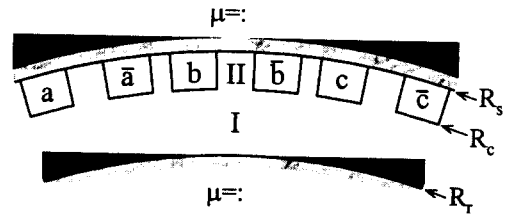


그림 3 고정자에 분포된 전류 모델
Fig. 3 Distributed current model in stator

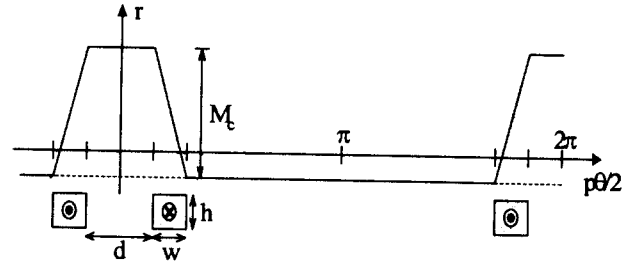


그림 4 1상의 코일전류에 의한 가상의 자화 분포
Fig. 4 Equivalent magnetization distribution by 1 phase coil current

여기서 자계강도 \vec{H} 를 \vec{M}_c 라는 가상의 자화값으로 보고, 전류밀도 \vec{J}_c 가 z 방향 성분만 가진다고 가정하면 \vec{M}_c 는 영역 II 내부에서 r 성분만 갖게 되며, 그 크기는 다음과 같이 표현할 수 있다[6].

$$M_c = J_c \times w \quad (15)$$

1상에 코일전류에 의한 자화 \vec{M}_c 의 공간적인 분포는 그림 5와 같으며, 영구자석에 의한 자화와 마찬가지로 푸리에급수 전개를 이용하여 나타낼 수 있다.

$$M = \sum_{n=1,2,3}^{\infty} M_n \cos n \frac{p\theta}{2} \quad (16)$$

$$M_n = \frac{4M_c}{n^2 \pi w_e} \sin n \frac{d_e + w_e}{2} \sin n \frac{w_e}{2}$$

식 (16)에서 w_e 와 d_e 는 코일변의 폭과 그 사이 간격을 나타내는 전기적인 각도이다.

영역 I과 II에서 지배방정식은 영구자석에와 동일하게 각각 Laplace 방정식과 Poisson 방정식의 형태로 구성하였다. 전기자 권선에 의한 자속밀도는 다음과 같다.

영역 I :

$$B_{rI}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_c^{-(np-1)} \cdot E \cdot F \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \quad (17)$$

$$B_{air}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{-\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_c^{-(np-1)} \cdot E \cdot G \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] \quad (18)$$

영역 II :

$$B_{air}(r, \theta) = \left\{ \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_c^{-(np-1)} \cdot E \cdot [r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)}] + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1} + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 (np)^2}{(np)^2 - 1} \right\} \cdot F \quad (19)$$

$$B_{air}(r, \theta) = \left\{ \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{-\mu_0 np}{(np)^2 - 1} R_c^{-(np-1)} \cdot E \cdot [r^{np-1} - R_s^{2np} r^{-(np+1)}] + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_r}{r}\right)^{np+1} - \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 np}{(np)^2 - 1} \right\} \cdot G \quad (20)$$

$$E = \frac{(np-1)R_c^{2np} + 2R_r^{np+1}R_c^{np-1} - (np+1)R_r^{2np}}{2(R_s^{2np} - R_r^{2np})}$$

$$F = \left\{ M_{na} \cos n \frac{p\theta}{2} + M_{nb} \cos n \left(\frac{p\theta}{2} - \frac{2\pi}{3} \right) + M_{nc} \cos n \left(\frac{p\theta}{2} - \frac{4\pi}{3} \right) \right\}$$

$$G = \left\{ M_{na} \sin n \frac{p\theta}{2} + M_{nb} \sin n \left(\frac{p\theta}{2} - \frac{2\pi}{3} \right) + M_{nc} \sin n \left(\frac{p\theta}{2} - \frac{4\pi}{3} \right) \right\}$$

3. 해석결과

해석결과는 전자계 수치해석으로 널리 적용되고 있는 유한요소 해석과 비교하여 해석의 타당성을 입증하였다.

공극 및 코일의 중심에서의 자속밀도 분포 특성을 유한요소 해석의 결과와 비교하여 그림 5, 6에 나타내었다. 공극 및 코일 중심에서의 자속밀도 특성은 유한요소 해석과 거의 일치함을 알 수 있다. 코일중심에서의 자속밀도 특성은 자기적 공극이 증가한 형태로 기계적 공극에서의 자속밀도 특성과는 다소 차가 있음을 알 수 있다. 그림 7은 전기자 전류에 의한 자속밀도 특성으로 영구자석에 의한 자속 밀도에 10[%] 정도가 발생한다. 따라서 본 논문에서의 해석 대상인 직접구동 슬롯리스 영구자석 전동기의 자속밀도 특성은 영구자석에 의해 거의 지배됨을 알 수 있다.

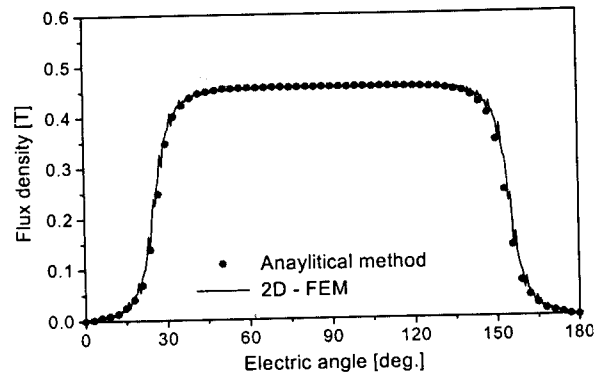


그림 5 영구자석에 의한 공극자속밀도
Fig. 5 Airgap flux density by permanent magnet

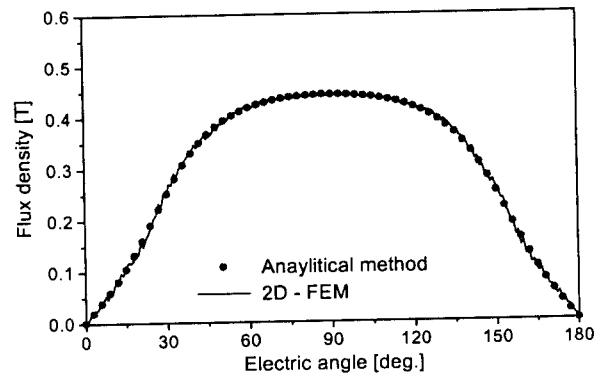


그림 6 영구자석에 의한 코일 중심의 자속밀도
Fig. 6 Flux density in coil center by permanent magnet

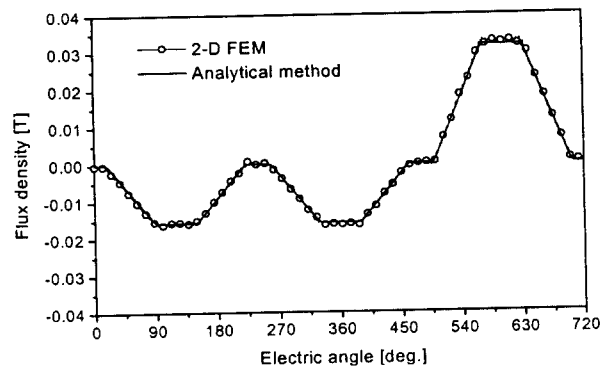


그림 7 전기자 전류에 의한 공극자속밀도
Fig. 7 Airgap flux density by armature current

4. 슬롯리스 전동기의 설계 및 특성 해석

4.1 해석적인 방법에 의한 슬롯리스 전동기의 설계

전동기의 설계에 있어서 전동기 내·외경이나 체적은 제약 조건으로 한정되는 경우가 대부분이다. 이러한 형상 및 치수의 제약으로부터 특성 해석 및 설계를 수행하기 위해서는 영구자석의 제원이나 기자력만 결정하고 설계를 한다면 아주

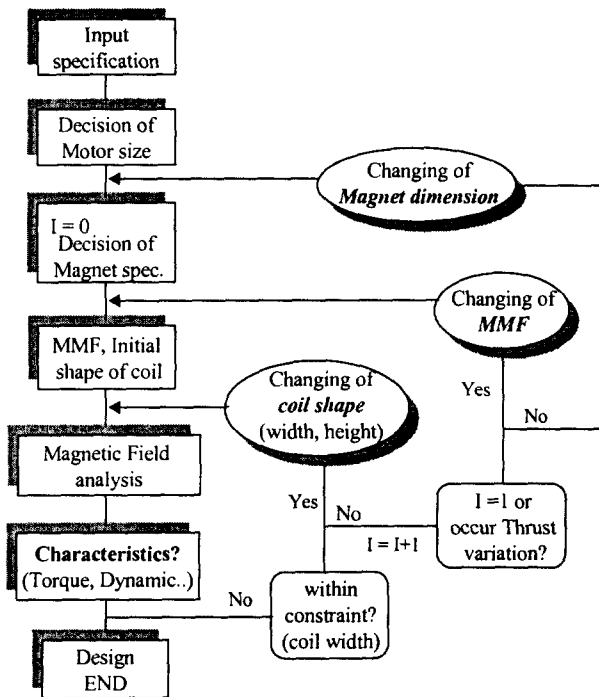


그림 8 설계 과정
Fig. 8 Flow chart of design process

쉽게 구현할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직접 구동형 슬롯리스 동기전동기의 설계를 위하여 회전자 직경을 시스템 사양으로부터 결정한 후 해석적인 방법에 의한 자계해석으로부터 전동기 설계를 하였다.

전동기의 회전자 직경은 직접구동을 위한 시스템의 요구 조건으로부터 선 결정하였으며 영구자석의 두께, 극호비 및 도체 수와 집중권으로 구성된 한 상의 도체 한 변에서의 폭과 높이의 치수 비를 설계제원으로 선정하였다. 영구자석 제원을 결정한 후 공간고조파 해석을 통하여 공극자속밀도의 분포특성을 해석하였으며 도체에 쇄교하는 쇄교자속량으로부터 무부하 역기전력 특성을 해석하였다. 전동기 발생 토크는 쇄교자속과 전기자 전류로부터 Lorentz 법칙에 의해 산정하였다. 설계에서 전동기의 토크 및 역기전력 분포 특성이 시스템의 요구사항을 만족하도록 설계 변수를 순차적으로 변경하는 과정을 그림 8에 나타내었다.

4.2 설계 결과 및 특성해석

슬롯리스 전동기는 자기적인 공극이 기계적인 공극에 비해 매우 크기 때문에 기계적 공극의 자속밀도로부터 특성을 해석하면 다소 큰 오차를 발생한다. 따라서 본 논문에서는 자기적인 공극으로 작용하는 도체영역을 미소영역으로 세분화하여 각각의 영역에서 쇄교하는 자속으로부터 토크 및 역기전력 특성을 해석하였다. 집중권으로 구성된 각 상의 도체영역은 해석의 오차를 줄이기 위해서 미소영역으로 세분화하였으며 각 영역에서의 작용하는 발생력을 중첩하여 토크를 산정하였다. 세분화된 미소 영역에서의 쇄교자속으로부터 힘과 역기전력을 산정하기 위한 해석모델을 그림 9에 나타내었다.[4-6]

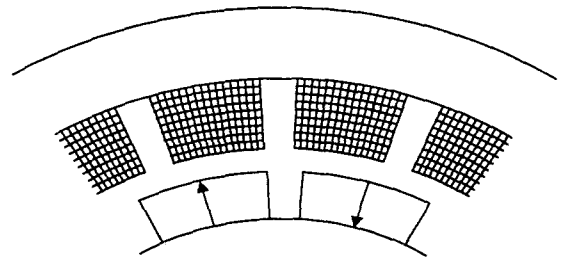


그림 9 특성해석 모델
Fig. 9 Model of characteristic analysis

미소 영역에서의 쇄교자속으로부터 역기전력은 영구자석에 의한 자속으로부터 산정하였으며 발생 토크는 도체에 쇄교하는 쇄교자속과 인가 전류로부터 Lorentz's law으로부터 산정하였다. 각 미소 영역으로부터 발생 토크는 식 (24)와 같다.

$$T = \sum_{i=1}^n T_i^{(e)} = \sum_{i=1}^n J_i^{(e)} S_i^{(e)} B_n^{(e)} R_m L \quad (21)$$

여기서, $J_i^{(e)}$ 는 전류밀도이고 $S_i^{(e)}$ 는 미소 영역의 면적, R_m 은 회전자 외반경, L 은 전동기 축방향 길이, n 은 미소 영역의 요소수이다.

해석적인 방법으로부터 설계된 전동기의 제원과 시작기를 표 1과 그림 9에 나타내었다. 회전자의 기계적 치수는 시스템 사양에 부합되도록 설정하여 설계를 진행하였다.

표 1 설계 전동기 제원
Table 1 Specification of designed motor

항 목	수치[단위]	항 목	수치[단위]
회전자 외반경(Rm)	681.5 [mm]	기계적 공극	2.35 [mm]
고정자 내반경(Rs)	689.1 [mm]	적층 폭	50 [mm]
극쌍수(p)	50	coil 높이	5.25 [mm]
잔류자속밀도(Br)	1.15 [T]	coil 한변의 폭	17.2 [mm]
자극비	0.7	영구자석 축방향 길이	50 [mm]

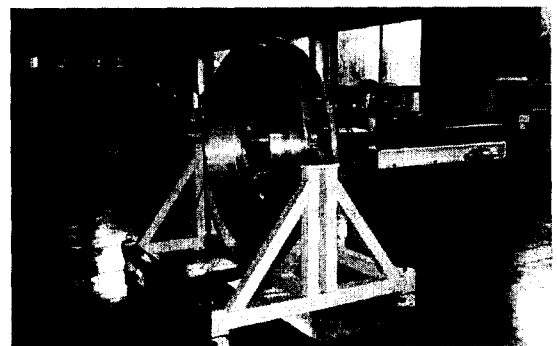


그림 10 직접구동형 슬롯리스 동기전동기
Fig. 10 Direct-drive slotless synchronous motor

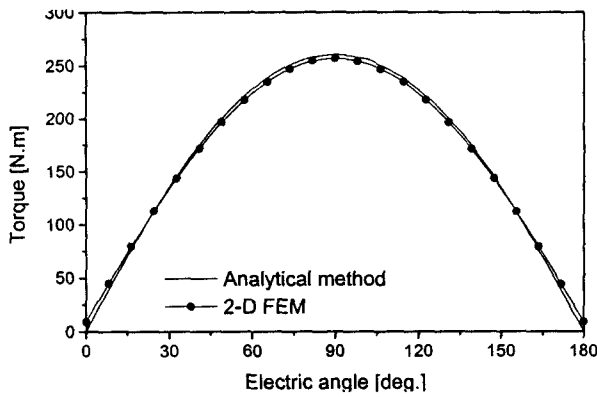
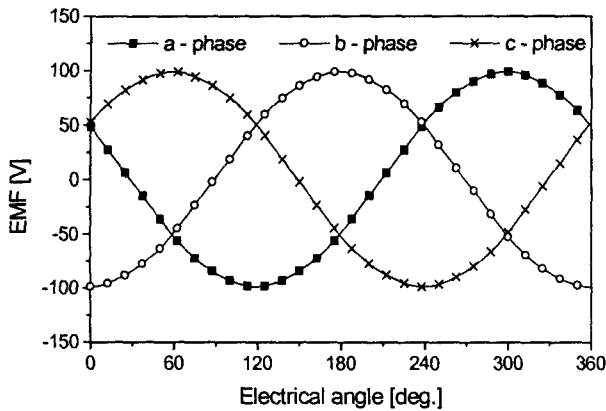
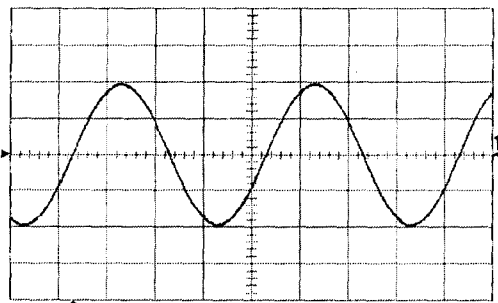


그림 11 전기각 변화에 따른 토크 특성
Fig. 11 Torque characteristic according to electric angle



a) 해석 결과



b) 실험 결과

그림 12 무부하 역기전력 특성 (60 rpm)
Fig. 12 No load EMF characteristic (60 rpm)

해석적인 방법으로부터 산정한 토크 특성을 유한요소 해석 결과와 비교하여 그림 11에 나타내었다. 전기각의 변화에 따른 특성은 영구자석과 전기자 권선의 상대적인 위치를 이동시켜가면서 계산하였으며 유한요소해석과 거의 일치함을 알 수 있다.

발전기 모드로 회전자를 정격속도 60[rpm]으로 회전시켜 무부하 역기전력 특성을 그림 12에 나타내었다. 실험치와 해석치가 잘 일치하며 슬롯리스 전동기는 역기전력의 형태가 슬롯고조파가 없는 출력 파형이 발생한다. 본 논문에서 설계 및 해석한 전동기는 회전자의 직경에 비해 축방향의 길이가 상대적으로 매우 적은 링(ring)형태의 전동기로서 축방향으로는 누설이 존재하게 된다. 이러한 축방향으로의 누설자속을 최소화하기 위해서 전동기의 극수를 100극으로 선정하여 설계, 해석하였다. 즉, 한 극에서의 전동기 극간격과 축방향의 길이가 큰 차이가 발생하지 않도록 설계하여 역기전력 특성을 실험치와 비교한 결과 2차원 해석과 잘 일치함을 알 수 있다.

4.3 설계 변수 변화에 따른 전동기 특성

직접 구동형 전동기의 경우 전동기의 기계적 치수는 시스템의 사양에 의해 결정되어진다. 본 논문에서는 CT 구동용 직접 구동 전동기로서 전동기의 회전자 제원은 시스템 사양으로 결정되었다. 슬롯리스형 전동기의 경우 도체 영역이 공극으로 작용하므로 자기적인 공극이 매우 크다. 따라서 전동기의 회전자 제원이 결정된 경우 설계 변수로는 자기적인 공극을 결정하는 것들로 설계변수가 제한되어진다. 슬롯리스 전동기의 설계 변수 변화에 따른 특성을 분석하기 위해서 설계변수로서 일정한 기자력에서 도체의 분포 형상 비, 영구자석의 두께 및 자극비(pole ratio)를 설계 변수로 선정하여 전동기 특성을 분석하였다.

일정한 기자력에서 각 상의 도체영역 폭과 높이 비의 변화에 따른 토크 특성을 그림 13에 나타내었다. 도체 영역의 폭이 증가하면 높이는 줄어든다. 즉 자기적 공극이 줄어들어 발생 토크는 증가한다. 도체 영역의 폭이 일정 이상인 경우 도체의 일부가 영구자석에 의한 자속밀도의 경사면에 존재하므로 해석 모델의 도체 영역 폭이 15[mm] 이상에서는 발생 토크의 증가 현상이 현저히 줄어들음을 알 수 있다. 그림 14는 영구자석의 두께 변화에 따른 토크 특성을 나타내었다. 영구자석의 두께가 증가하는 경우 토크는 증가하지만 영구자석도 자기적 공극으로 작용하므로 토크 증가율이 선형적이지 못하고 7[mm] 이상에서의 토크 증가율은 다소 줄어든다. 또한 영구자석 체적의 증가는 cost 상승의 원인이 되므로 요구 토크와 cost의 관계로부터 적절히 선정해야한다.

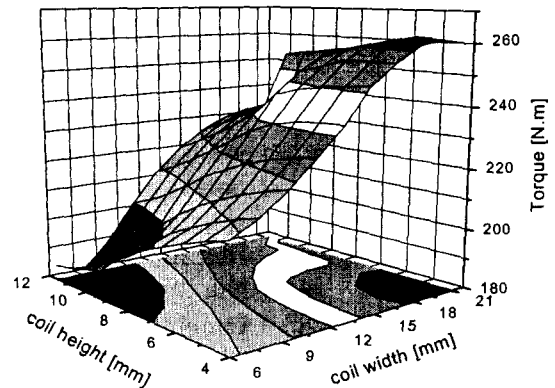


그림 13 도체 영역의 형상 비에 따른 토크 특성
Fig. 13 Torque characteristic according to coil dimension

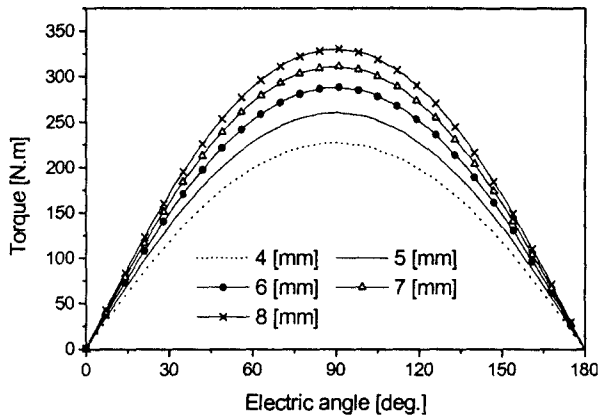


그림 14 영구자석 두께 변화에 따른 토크 특성
Fig. 14 Torque characteristic according to PM thickness

영구자석의 자극비가 증가하면 극당 자속밀도 분포 특성은 구형파에 가까워지므로 자극비가 증가하면 도체 전 영역에서의 쇄교 자속은 증가하여 토크는 증가한다. 그러나 자극비가 일정 이상인 경우 도체에 쇄교하는 자속은 일정하므로 토크의 증가는 매우 줄어들고 역기전력의 고조파가 발생한다. 따라서 자극비의 증가는 토크는 다소 증가하지만 고조파가 발생하므로 고조파 특성을 고려하여 자극비를 선정해야 한다.

도체 영역의 폭 17.2[mm], 높이가 5.25[mm]인 경우 자극비의 증가에 따른 토크 및 역기전력 특성을 그림 15, 16에 나타내었다. 자극비에 따라 토크는 증가하지만 자극비 0.8 이상에서는 토크 증가율이 매우 감소하며 무부하 역기전력은 저차 고조파 성분이 포함된 형태를 가진다. 자극비의 변화에 따른 역기전력의 고조파 특성을 그림 17에 나타내었다. 자극비가 0.8 이상에서는 3, 5차 고조파가 크게 나타남을 알 수 있다. 역기전력의 고조파 특성은 영구자석의 자극비와 도체의 분포 형태 및 각 상의 간격에 따라 달라지므로 슬롯리스 동기전동기의 설계 시 이러한 변수의 관계와 토크 및 고조파 특성을 함께 고려하여 설계해야 시스템 성능을 향상시킬 수 있을 것으로 생각한다.

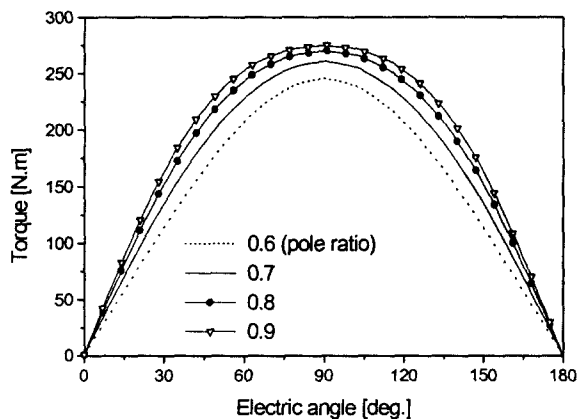


그림 15 자극비의 변화에 따른 토크 특성
Fig. 15 Torque characteristic according to pole ratio

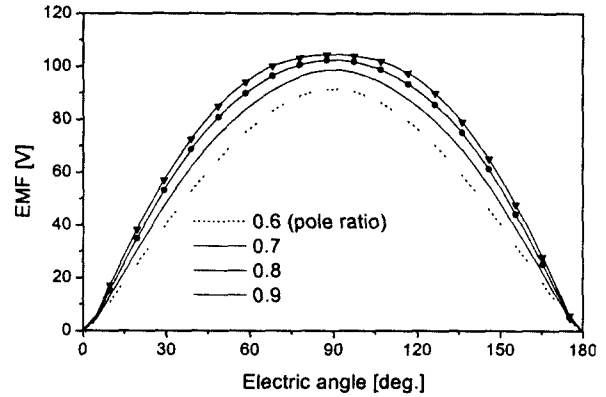


그림 16 자극비의 변화에 따른 역기전력 특성
Fig. 16 EMF characteristic according to pole ratio

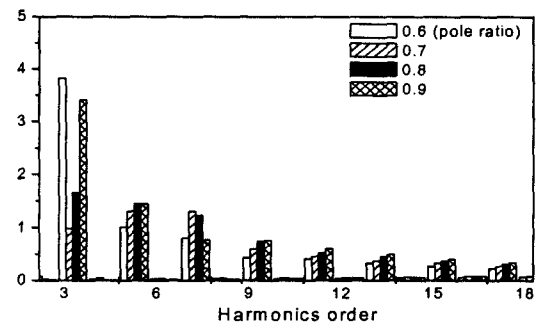


그림 17 역기전력의 고조파 특성
Fig. 17 Harmonic analysis of EMF

5. 결 론

본 논문에서는 해석적인 방법을 이용하여 직접구동형 슬롯리스 동기전동기의 자계 및 특성해석을 수행하였다. 슬롯리스 전동기는 기계적인 공극에 비해 자기적 공극이 매우 커 집중정수로 고려한 자기회로의 해석은 큰 오차를 수반하므로 자기적인 공극 전체에서의 자속분포특성의 해석이 요구된다. 따라서 본 논문에서는 자기 스칼라 포텐셜을 이용하여 영구자석에 의한 자계와 전기자 전류에 의한 자계를 중첩하므로써 자계해석을 하였다. 해석결과를 유한요소해석과 비교한 결과 잘 일치하여 만족스러운 결과를 도출하였다.

슬롯리스 동기전동기의 특성해석을 위해서 도체의 영역을 미소 영역으로 분할하여 각 영역에서의 유효 자속으로부터 발생 토크 및 역기전력을 산출하였으며 직접 구동 슬롯리스 전동기의 설계 변수로서 자기적인 공극을 결정하는 도체 형상 비, 영구자석 두께 및 자극비의 변화에 따른 특성변화를 분석하였다. 도체 영역의 폭과 자극비의 증가는 토크를 증가시키는 반면 역기전력의 고조파 성분을 발생하므로 슬롯리스 전동기 설계 시 발생 토크와 역기전력의 고조파 특성을 함께 고려하여 설계해야함을 알 수 있다. 향후 본 논문에서 제시한 자계 및 특성해석의 방법을 이용하여 슬롯리스 전동기의 특성해석 및 최적 설계뿐만 아니라 치, 슬롯구조의 전동기 설계 및 코깅 토크 해석에 유용하게 적용할 수 있을 것으로 판단되어진다.

감사의 글

본 논문의 일부는 선도기술·의료공학기술개발사업으로 부터 연구비 지원을 받아 수행되었음.

참고 문헌

[1] Kais Atallah, Zi Qiang Zhu, David Howe and Terry S. Birch "Armature Reaction Field and Winding Inductances of Slotless Permanent-Magnet Brushless Machines", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, No. 5, Sept. 1998 pp.3737-3744

[2] SALON, "Finite Element Analysis of Electrical Machines", 1995

[3] 강규홍, 홍정표외 4인 "공심 코일형 리니어 DC 모터의 설계 및 동특성 해석", 전기학회논문지 49B-3-6, pp.165-171, 2000.

[4] Z.Q. Zhu, David Howe Ekkehard Bolte and Bernd Ackermann "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent-Magnet dc Motors", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, No. 1, Janu. 1993 pp.124-135

[5] Ungtae Kim and Dennis K. Lieu "Magnetic Field Calculation in Permanent Magnet Motors with Rotor Eccentricity : Without Slotting Effect", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG. 34, No. 4, July 1998 pp.2243-2252.

[6] 임달호, 김학련 "등가자기회로방법에 의한 자계해석에 관한 연구", 전기학회논문지 VOL.42 No. 8, pp.14-21, 1993.

[7] Y.S. Chen Z.Q. Zhu and D. Howe "Slotless Brushless Permanent Magnet Machine : Influence of Design Parameters", IEEE Trans. on Energy Conv., Vol. 14, No. 3, Sept. 1999 pp.686-691

저 자 소 개



강 규 홍 (姜 圭 洪)

1967년 11월 5일생. 1992년 창원대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1998년 LG전자(주) 주임연구원. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 055-279-7519

E-mail : kghsjw@hanmail.net



김 규 탁 (金 奎 卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 창원대 공대 전기공학과 부교수. 1996년~1997년 일본 早稻田

大 客員研究員

Tel : 055-279-7515

E-mail : gtkim@sarim.changwon.ac.kr



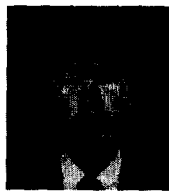
홍 정 표 (洪 正 杓)

1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 LG정밀(주) 중앙연구소 주임연구원 1990년~1992년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1995년

동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~1996년 한양대 산업 과학연구소 선임연구원. 현재 창원대 공대 전기공학과 조교수

Tel : 055-279-7517

E-mail : jphong@sarim.changwon.ac.kr



박 정 우 (朴 正 雨)

1963년 2월 5일생. 1986년 충남대 공대 전자공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2000년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~현재 한국전기연구소 메카트로닉스연구그룹 선임연구원

Tel : 055-280-1485

E-mail : jwpark@keri.re.kr