

# 축방향 자속형 영구자석 BLDC 전동기의 코깅 토크 저감에 관한 연구

論 文
55B-9-1

## A Study on the Cogging Torque Reduction in a Novel Axial Flux Permanent Magnet BLDC Motor

曹元榮\*·李仁宰\*·曹允鉉<sup>†</sup>·具大鉉\*\*·全衍度\*\*  
(Won-Young Jo · In-Jae Lee · Yun-Hyun Cho · Dae-Hyun Koo · Yon-Do Chun)

**Abstract** - Cogging torque, the primary ripple component in the torque generated by permanent magnet (PM) motors, is due to the slotting on the stator or rotor. This article shows the reduction of cogging torque in a novel axial flux permanent magnet (AFP) motor through the various design schemes. 3D finite element method is used for the exact magnetic field analysis. The effects of slot shapes and skewing of slot on the cogging torque and the average torque have been investigated in detail.

**Key Words** : 축방향 전동기(Axial Flux PM BLDC Motor), 코깅 토크(Cogging Torque), 평균 토크(Average Torque), 맥동 토크(Torque Ripple)

### 1. 서 론

축방향 자속형 영구자석 BLDC 전동기(이하 축방향 전동기라 함)는 동일 체적 동일 중량의 방사형 타입 전동기에 비해 단위 체적당 고토르크를 발생시킬 수 있는 장점을 가지고 있어 최근 전기자동차 견인용전동기, 전기추진 선박, 풍력발전 등 다양한 분야에서 활발한 연구가 진행되고 있다 [1]-[3]. 또한 회로트계 영구자석과 같은 우수한 성능을 지닌 재료 기술 및 컴퓨터의 성능 향상으로 인한 설계 기술의 발달로 전동기의 크기를 줄이고, 성능을 더욱 향상시키게 되었다. 그러나 이러한 전동기의 성능 향상에 불구하고 출력 토크 리플의 주요 원인으로 작용하는 코깅 토크는 전동기 진동 및 제어의 어려움을 가중시키고 있으며, 정밀 토크 제어를 위한 영구자석형 전동기는 기하학적 형상에 따른 자기적 특성을 고려하여 코깅 토크의 영향을 최소화하는 연구가 꾸준히 연구되고 있다[4]-[6].

코깅 토크는 맥동 토크와 직접적인 연관을 가지고 있으며, 이러한 맥동 토크의 저감은 축방향 전동기 설계에 있어서 매우 중요한 부분이라 할 수 있다. 축방향 전동기는 공기 단면이 축과 수직을 이루므로 축과 평행한 방향의 자속에 의하여 전동기의 토크가 형성되고, 일반 전동기에 비해 고에너지 밀도의 구조로 되어 있으므로, 여기서 발생하는 맥동 토크는 전동기의 특성에 많은 영향을 끼친다. 이러한 코깅 토크는 전동기 내의 고정자 치 구조와 영구자석 형상에

의해 발생하고, 운전시 발생하는 토크에 1차적인 리플 성분을 야기시킨다. 영구자석형 기기에 대한 코깅 토크 저감 기술은 일반적으로 고정자 치 폭의 변화, 영구자석의 자화 방향을 고려한 형상이나 스큐의 변화 등 여러 가지를 들 수 있다.

본 논문에서는 기존의 축방향 전동기가 갖는 롤링 형상의 코어를 커팅하여 만든 구조와는 달리 외경에서 내경방향으로 슬롯팅된 원판 고정자 코어에 적층된 고정자 치를 삽입하는 새로운 타입으로써 기존 전동기와 비교할 때 고정자 제작이 용이하고 제작비가 절감되는 장점을 가지고 있는 새로운 형태의 전동기를 제안하였다. 또한 축방향 전동기가 갖는 슬롯의 형상 및 스큐에 의한 코깅 토크와 이것이 전체 평균 토크에 미치는 영향에 대해 논하였다. 축방향 전동기의 특성 해석을 위하여 3차원 유한 요소법을 사용하였으며 코깅 토크 저감 및 토크 특성 향상을 위하여 슬롯 형상과 스큐가 미치는 영향을 세부적으로 검토하였고, 코깅과 맥동 토크의 상관 관계를 통해 적정 슬롯 형상을 결정할 수 있었다. 또한 실험치와 해석치를 비교함으로써 해석 결과의 타당성을 확인하였다.

### 2. 전동기 구조 및 특성

#### 2.1 축방향 전동기 구조 및 사양

기존의 축방향 전동기는 일반적으로 코어리스 전동기 형태로서 고정자 슬롯에 코어가 없는 구조로 그 크기가 소형이며, 코깅 토크를 최소로 요구하는 가전제품용이나 사무기기용으로 주로 개발되었다. 코어가 있는 경우에도 롤링한 구조장판을 절단한 고정자 코어의 형태로 제작상 어려움이 많다.

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 東亞大學校 電氣工學科 教授 · 工博  
E-mail : yhcho@dau.ac.kr

\* 正會員 : 東亞大學校 電氣工學科 碩士課程

\*\* 正會員 : 韓國電氣研究員 Mechatronics group · 工博

接受日字 : 2006年 5月 9日

最終完了 : 2006年 8月 18日

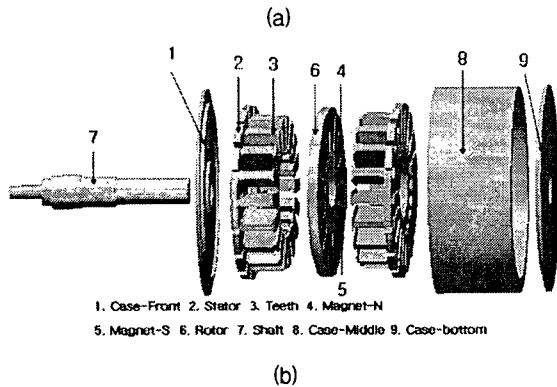
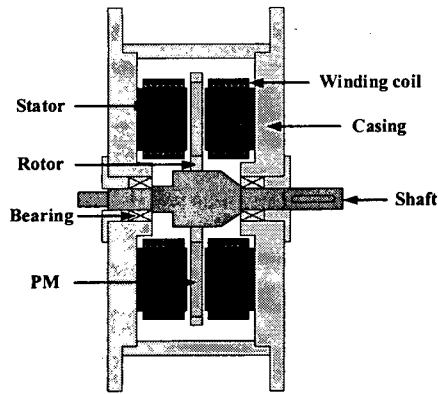


그림 1 축방향 전동기의 구조 (a)축방향 전동기 단면도 (b)축방향 전동기의 기본 구조

Fig. 1 The structure of AFPM motor (a)Cross section view (b)The basic structure of AFPM motor

표 1 축방향 전동기의 주요 사양

Table 1 The specification of AFPM motor

Stator	
Slot number	18
Phase	3
Phase resistance, Ω	0.735
Turns per phase, turns	95
Inner radius, mm	151
Outer radius, mm	262
Airgap length, mm	2
Rotor	
Pole number	16
Inner radius, mm	124
Outer radius, mm	268
Axial length of PM, mm	12.5
Remanent of PM, T	1.2
PM	Nd-Fe-B
Coercivity, kA/m	970

반면에 본 논문에서 제안한 축방향 전동기의 코어는 그 구성이 기존의 축방향 전동기와는 달리 고정자 치와 평판 적층 코어 및 고정 외부프레임으로 나누어지며, 코어의 조립

은 평판 적층코어에 고정자 치를 삽입하여 고정자 외부프레임에 지지하는 구조로 되어 있다. 고정자 치는 돌극형 구조의 슬롯 코어로 적층되어 있으며, 회전자는 양측면 고정자 사이에 영구 자석을 삽입한 고정 프레임으로 구성되어 있는 양측면식(double-sided) 내전(inner rotor type) 축방향 전동기라 할 수 있다. 단위 체적당 용량을 최대화하기 위하여 높은 에너지적을 갖는 희토류 자석을 선정하였다. 축방향 전동기의 구조는 그림 1과 같고, 주요 사양은 표 1과 같다.

### 2.2 기본 특성식

축방향 전동기의 고정자에 흐르는 전류와 미소 영구 자석에 의해 회전자에 작용하는 힘은 다음과 같이 표현할 수 있다 [8].

$$T_d = mK_t N_1 I B_{mg} (D_{out}^2 - D_{in}^2) = K_{tt} \times \text{Cross Section Area} \quad (1)$$

위의 식(1)로부터 축방향 전동기에서는 내경과 외경의 길이에 따른 유효 단면적의 넓이에 따라 토크가 결정됨을 알 수 있다. 영구 자석 한 극당 넓이에 의해서 발생하는 자속(magnetic flux)과 상당 전기자 권선에 의한 역기전력(back electro-motive force)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Phi_f = a_i \frac{\pi}{p} B_{mg} \int_{D_n/2}^{D_{ou}/2} r dr = a_i \frac{\pi}{8p} B_{mg} D_{out}^2 (1 - k_d^2) \quad (2)$$

$$e_f = k_{w1} N_1 \frac{d\psi_f}{dt} = 2\pi k_{w1} N_1 \Phi_f \cos(\omega t) \quad (3)$$

식(2)와 식(3)으로부터 전동기 출력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_R = \eta \frac{m}{T} \int_0^T e(t) i(t) dt = \eta m K_p E_{PK} I_{PK} \quad (4)$$

여기서,

- $N_1$  : 상당 권선수
  - $m$  : 상수
  - $I$  : 입력 전류
  - $B_{mg}$  : 공극 자속 밀도
  - $D_{in}, D_{out}$  : 내경, 외경
  - $a_i$  : 공극 내 구형과 자계에 대한 파형율
  - $K_{w1}$  : 권선 계수
  - $p$  : 극수
  - $k_d$  :  $D_{in}/D_{out}$
- 이다.

### 2.2 코깅 토크의 이론적 해석

코깅 토크는 영구자석이 자기저항이 최소화되는 안정위치에서 벗어나 다시 안정 위치로 복귀하려는 힘에 의하여 발

생한다. 이 힘은 고정자 치의 양쪽 측면에 작용하는 자속에 의하여 발생하게 된다고 가정한다. 즉 고정자 치의 측면에 작용하는 자속이 균형을 이루지 않는 경우 코깅 토크가 발생하게 되는 것이다. 고정자나 회전자에 사용되는 계철의 상대 투자율은 1000~5000 정도이다. 앞의 가정을 통해 자속은 고정자 치와 공극의 경계면에 수직인 성분만이 존재하게 되고, 자기 포화현상을 무시함으로써 선형화된 방정식을 얻을 수 있다. 이 같은 가정 하에 자속밀도를 구하면 맥스웰 응력 텐서에 의하여 고정자 치에 작용하는 응력 분포를 구할 수 있다. 따라서 회전자의 위치에 의한 자기저항의 크기와 영구자석의 쇄교 자속량 변화에 따라 코깅 토크는 식 (5)와 같이 구해질 수 있다.

$$T_{cogging} = \frac{1}{2} \phi \frac{dR}{d\theta} \quad (5)$$

그림 2와 같이 전동기의 축방향 양측면에 위치한 고정자 치의 형상 및 스쿼 각도의 변화는 전체 코깅 토크를 결정짓는 중요한 요소라고 할 수 있다[9].

### 3. 유한 요소 해석

#### 3.1 3차원 유한 요소 해석

본 논문에서는 코깅 토크의 정량적 분석을 위하여 유한요소법을 도입 적용한다. 기존의 원통형 전동기의 경우 계산 시간 단축 및 모델링의 간편성 등의 이점으로 2차원 해석이 주로 사용되어 왔다. 그러나 2차원 해석의 경우 단면의 수직 방향으로 기하학적, 물리적 양이 일정하다는 조건이 필요하고, 축방향 전동기는 축방향으로 구조가 나열되어 있어 2차원 해석이 곤란한 점이 있다. 따라서 축방향 전동기에 관한 특성 해석에 3차원 유한요소법을 적용하였다.

#### 3.2 3차원 유한 요소 정식화

정자계 해석에서 맥스웰 방정식(Maxwell equation)으로부터 해석을 위한 지배 방정식은 식 (6), (7), (8)과 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (7)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (8)$$

맥스웰 방정식인 식 (8)과 식 (9)에서 다음 식 (9)과 같이 벡터 포텐셜을 정의한다.

$$\nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (9)$$

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (10)$$

식 (6)에 식 (9), (10)를 대입하면 다음 식 (11)과 같은 지배방정식이 얻어진다.

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) = \vec{J} \quad (11)$$

#### 3.3 유한 요소 해석 모델링

코깅 토크를 최소화 하는 최적의 형상을 구하기 위하여, 3차원 유한요소 상용 프로그램인 ANSYS를 사용하였다. 그림 3은 해석 대상 전동기의 3차원 1/2 해석 모델 요소 분할도를 나타내며, 전체 요소수 및 절점수는 각각 536125, 101108이다. 공극의 요소는 해석의 정밀성을 위하여 4층으로 분할하였으며, 토크 및 자기력 특성은 일반적인 등방성, 균질성 물질의 자기장에 존재하는 맥스웰 응력 텐서를 적용하여 계산하였다. 축방향 전동기는 3상 PWM 인버터로 구동되고 있으므로, 동작특성을 정확히 파악하고 해석하기 위해서는 PWM 인버터의 스위칭, 구동회로의 전압방정식 및 환류다이오드 등을 고려하여야 하나, 본 논문에서는 3차원 해석의 적용 시 해석 모델을 각 상의 입력 전류가 45.87 A 이고, 3상 전파방식으로 구동되는 정자계 문제로 보았다.

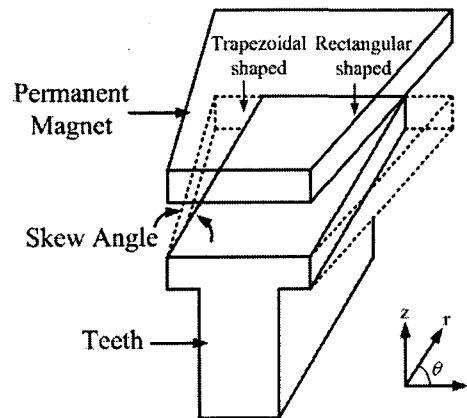


그림 2 고정자 치 및 영구 자석 형상  
Fig. 2 Stator teeth and PM shape

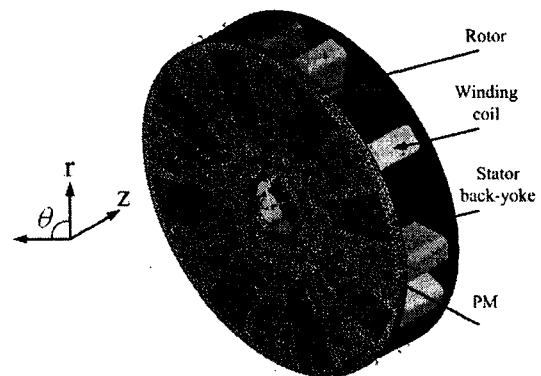


그림 3 3차원 해석 모델의 요소 분할도  
Fig. 3 3D mesh for half analysis model

#### 3.4 해석 방법

본 논문에서는 그림 4와 같이 고정자 치 형상 및 스쿼 각도에 의한 코깅 토크 특성을 살펴보고, 이에 따른 전동기 특성을 고찰한다. 코깅 토크를 최소화시킬 수 있는 방법은, 식 (5)와 같이 회전자의 이동에 의한  $dR/d\theta$ 의 변화를 이용하여 자기저항이 최소가 되는 고정자 치의 구조를 찾는 것이다.

식 (5)에 의해 발생하는 코깅 토크를 정확히 구하기 위하여, 고정자 치 형상을 사각형 및 사다리꼴로 나누고, 사다리꼴 형상은 다시 스큐 각도의 변화를 주어 해석을 진행한다. 그림 4와 같이 고정자 치 형상에 따라 Case 1(직사각형), Case 2(사다리꼴)로 나누었고, 사다리꼴 형상의 치 스큐 각도에 따라 Case 3(스큐 각도: 5°), Case 4(스큐 각도: 10°), Case 5(스큐 각도: 15°)로 나누어 Case 1~5에 따른 특성을 살펴보았다.

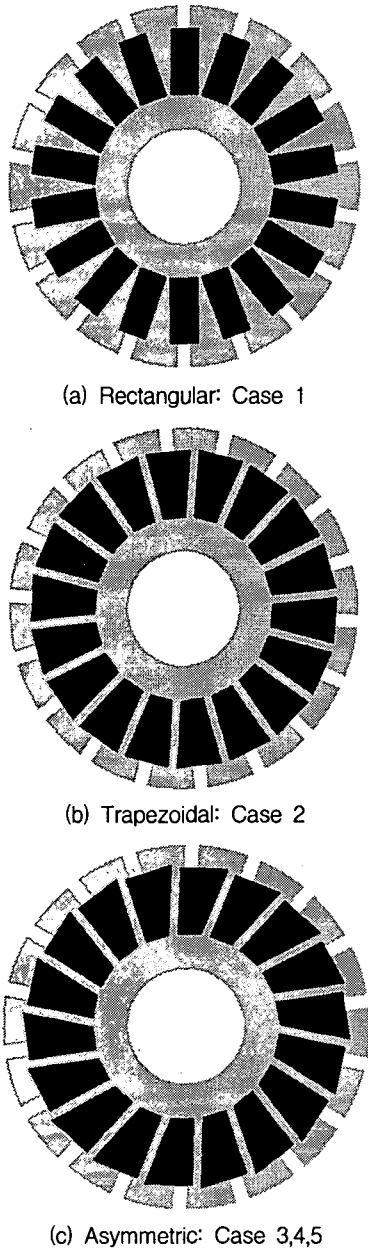


그림 4 코깅 토크 저감을 위한 고정자 치 형상  
Fig. 4 Stator teeth arrangement for cogging torque reduction

여기서 Case 2-5의 경우, 영구자석과 맞닿는 고정자 치 계철의 유효 단면적은 일정하고, 모든 Case에 대하여 고정자 양측면 고정자 치의 스큐 방향은 동일한 방향으로 둔다. 축방향 전동기는 치형상 구조가 반경방향으로 달라지므로 이에 따른 쇠교 자속량, 역기전력, 코깅 토크 특성 등이 달

라질 것으로 예측된다. 단, 여기서 스큐 각도는 15° 이상일 경우 인접한 고정자 치와 겹치게 되므로 15°를 넘지 않도록 제한하였다.

#### 4. 결과 및 고찰

고정자 치 형상 구조에 따른 전동기 특성을 알아보기 위하여 먼저 각각의 경우에 따른 코깅 토크 특성을 그림 5, 6에서 비교해 보았다. 그림 5는 고정자 치 형상이 직사각형과 사다리꼴 모양일 때의 코깅 토크 특성 비교를 나타낸다. 사다리꼴 형상의 코깅 토크 최대치는 직사각형 형상과 비교할 때 약 43.9%의 증가함을 보여준다. 이는 Case 1의 극당 유효단면적이 Case 2에 비해 현저히 작으므로 나타나는 가닭으로 풀이된다. 이로부터 Case 1의 출력 또한 다른 것들에 비해 작을 것으로 예상된다.

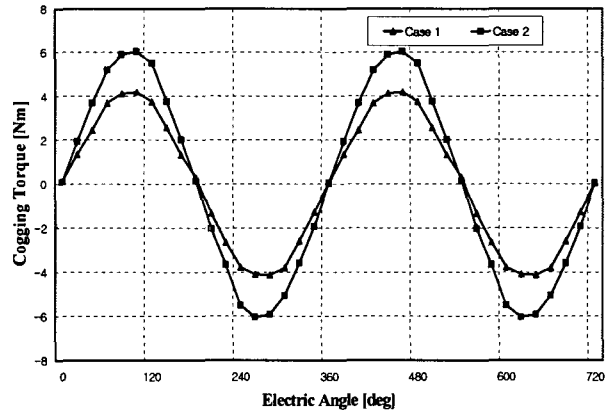


그림 5 직사각형 및 사다리꼴 치 형상 구조에 따른 코깅 토크 특성 비교  
Fig. 5 Comparisons of cogging torque between rectangular and trapezoidal teeth

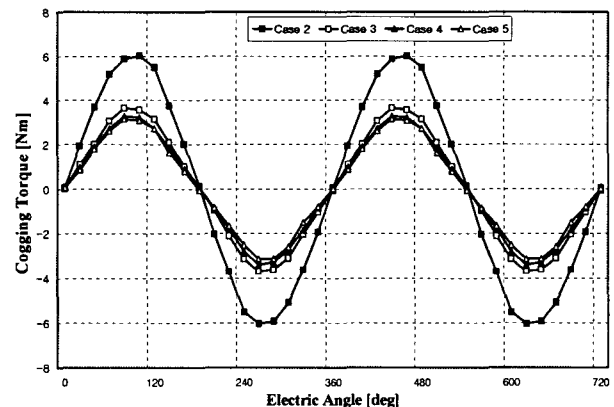


그림 6 스큐 각도 변화에 따른 코깅 토크 특성 비교  
Fig. 6 Comparisons of cogging torque according to the variation of the skew angle

그림 6은 고정자 치 스큐 각도에 따른 코깅 토크 특성 비교를 나타낸다. 이 결과로부터 스큐 각도가 증가함에 따라 코깅 토크가 저감된다는 것을 알 수 있다. Case 3, Case 4,

Case 5의 코깅 토크는 스큐가 없는 Case 2와 대비하여 각각 40.9%, 46.6%, 49.2%가 저감됨을 알 수 있다. 이와 같이 스큐각도의 증가에 따라 코깅 토크가 비례적으로 증가하지 않는 까닭은 일정 스큐각도 이상에서는 스큐의 효과가 줄어드는 것으로 판단되며, 이는 고정자 치 양단부를 제외한 계철의 극당 유효단면적이 일정 스큐각 이상에서 거의 변화가 없기 때문인 것으로 사료된다.

그림 7은 고정자 치 형상의 변화에 따른 토크 특성을 비교한 것이며, 표 2는 고정자 치 변화에 따른 총 토크와 토크 리플을 보여준다. 코깅 토크 저감에 관한 관점으로 볼 때, Case 5가 가장 나은 결과로 판단된다. 그러나 토크와 토크 리플을 전체적으로 고려해 볼 때, Case 5의 경우 토크 리플이 4.06%로써 Case 4 보다 증가함에 따라 코깅 토크의 감소는 반드시 토크 리플에 비례하지 않음을 알 수 있다.

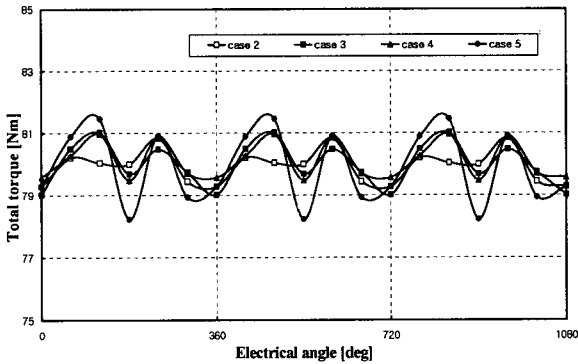


그림 7 치 형상별 위치에 따른 토탈 토크 특성 비교  
Fig. 7 Comparisons of average torque characteristics according to the change of the teeth shape

표 2 고정자 치 형상 변화에 따른 총 토크 및 토크 리플  
Table 2 Average torque and torque ripple according to the teeth shape variation

	Average torque [Nm]	Peak cogging torque [Nm]	Torque ripple [%]
Case 2	79.92	6.03	1.95
Case 3	80.01	3.57	2.49
Case 4	80.11	3.22	1.86
Case 5	79.91	3.09	4.05

해석 결과의 타당성을 확인하기 위해 Case 2일 때의 코깅 토크 특성을 실험치와 비교하여 보았다. 그림 8은 Case 2인 경우의 코깅 토크 특성으로서, 그림으로부터 한 주기의 코깅 토크는 실험치와 해석치가 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 9는 Case 2에 해당하는 축방향 전동기의 시작기를 나타내고 있다. 본 전동기는 적층된 고정자 치를 외경에서 내경 방향으로 슬롯팅 된 원판 고정자 코어에 삽입한 형태로서 시작품 제작시 규소강판으로 적층된 고정자 치와 적층 원판 고정자 코어의 결합 시 둘 간의 적층 방향이 서로 상이하여 자로 구성시 자기 저항의 증가를 가져오게 되고, 시험시 열 문제가 발생하였다. 따라서 구조적으로는 자로 구성이 안정적인 양측 회전자 구조가 양측 고정자 구조보다 유리할 것으로 판단된다. 또한 고정자 치의 결합 후 전동기

구동시 치에 작용하는 전자력 및 원심력 등으로 반경방향으로 이탈될 수도 있으므로 이러한 문제를 방지하기 위해 외부 고정링을 이용하여 구조적으로 고정자 치를 원판에 고정할 필요가 있다.

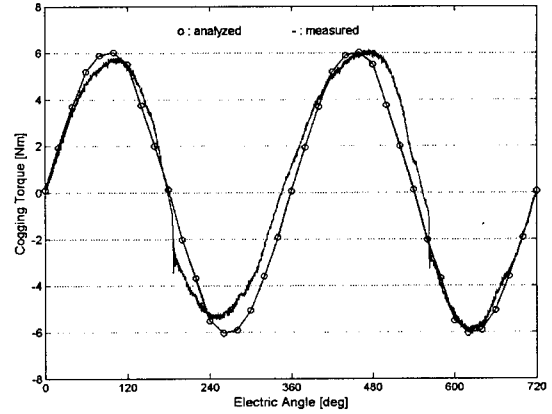
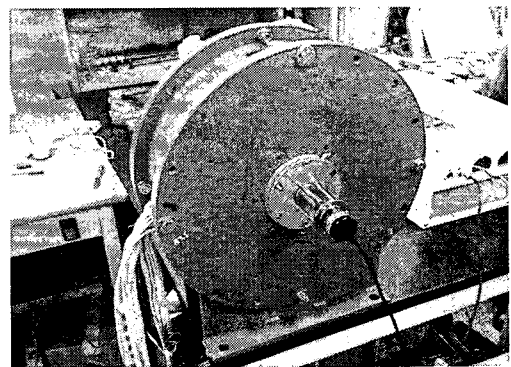
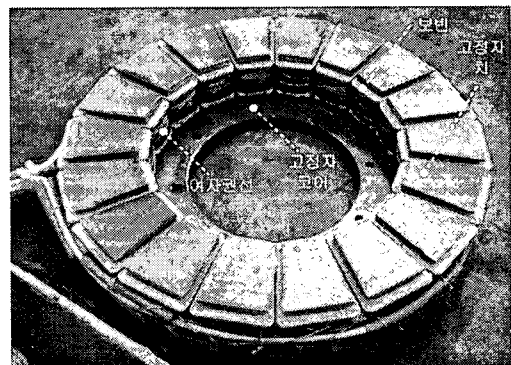


그림 8 코깅토크 특성 비교: Case 2 해석치 및 실험치  
Fig. 8 Comparisons of the cogging torque characteristics: simulated and experimental result for case 2



(a) 전동기 전체 형상



(b) 고정자 치 형상

그림 9 축방향 전동기 시작품 (Case 2)  
Fig. 9 Picture of proto-type of AFPM motor

### 5. 결 론

본 논문에서는 치 형상 설계 치수의 변화가 코깅 토크 저감 및 토크 특성에 끼치는 영향에 대하여 연구하였다. 보다

정확한 자계 해석을 위해 3차원 유한요소법을 사용하였다. 해석 결과로부터 치 형상 및 스큐 각도가 코깅 토크 및 토크 특성의 상관 관계에 대해 미치는 영향을 자세히 검토하였고, 사다리꼴 형상에 10°의 스큐 각도를 가지는 고정자 치 구조가 코깅 토크 저감에 가장 효과적임을 알 수 있었다. 또한 해석 결과는 코깅 토크 실측치와 비교함으로써 그 타당성을 검증하였다.

**감사의 글**

본 연구는 에너지 관리 공단의 에너지·자원 기술 개발사업의 지원으로 수행된 연구로서, 관계 부처에 감사드립니다.

**참 고 문 헌**

[1] M. Aydin, S. Husang, and T. A. Lipo, "Optimum design and 3D finite element analysis of non-slotted and slotted internal rotor type axial flux PM disc machines", Power Engineering Society Summer Meeting, pp. 1409-1416, 2001.

[2] F. Caricchi, F. Crescimbin, O. Honorati, and E. Santini, "Performance evaluation of an axial flux PM generator", Proceedings of International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 761-765, 1992.

[3] R. J. Hill-Cottingham, P. C. Coles, J. F. Eastham, F. Profumo, A. Tenconi, G. Gianolio, "Multi-disc axial flux stratospheric propeller drive", Proc. of IEEE IAS Annual Meeting Conference Record 2001, vol. 3, pp. 1634-1639, 2001.

[4] F. Caricchi, F. Crescimbin, O. Honorati, Modular, "Axial-flux permanent magnet motor for ship propulsion drives", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, pp. 673-679, 1999.

[5] M. Aydin, R. Qu and T. A. Lipo, "Cogging torque minimization technique for multiple-rotor, axial-flux, surface-mounted-PM motors: alternating magnet pole-arcs in facing rotors", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Salt Lake City, 2003.

[6] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 4, pp. 2000.

[7] Alvaro Letelier, Juan A. Tapia, R. Wallace, Anibal Valenzuela, "Cogging Torque Reduction in an Axial Flux PM Machine with Extended Speed Range", Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference, Page(s):1261 - 1267, 2005

[8] J. F. Gieras, R. J. Wang, and M. J. Kamper, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines, Kluwer Academic Publishers, 2004.

[9] Alvaro Letelier, Juan A. Tapia, R. Wallace, Anibal Valenzuela, "Cogging Torque Reduction in an Axial

Flux PM Machine with Extended Speed Range", Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference, Page(s):1261 - 1267, 2005

**저 자 소 개**



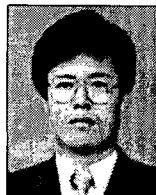
**조 원 영 (曹元榮)**

1980년 1월 8일생. 2005년 2월 동아대 전기공학과 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.  
Tel : 051-200-6952, Fax : 051-200-7742  
E-mail : jo6554@donga.ac.kr



**이 인 재 (李仁宰)**

1979년 3월 3일생. 2005년 2월 동아대 전기공학과 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.  
Tel : 051-200-6952, Fax : 051-200-7742  
E-mail : linjae7@hanmail.net



**조 윤 현 (曹允鉉)**

1961년12월25일생. 1984년 한양대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986~1987년 삼성종합기술원 연구원. 1991년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1990년~1995년 한국전기연구원 선임연구원. 현재 동아대 전기공학과 부교수  
Tel : 051-200-7742, Fax : 051-200-7742  
E-mail : yhcho@dau.ac.kr



**전 연 도 (全衍度)**

1970년 3월 4일 생. 1996년 한양대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2001년~2003년 일본학술진흥회 외국인특별연구원. 현재 한국전기연구원 메카트로닉스 선임연구원.  
Tel : 055-280-1427  
E-mail : ydchun@ieee.org



**구 대 현 (具大鉉)**

1963년 9월 21일 생. 1989년 한양대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 한국전기연구원 메카트로닉스 책임연구원.  
Tel : 055-280-1403  
E-mail : dhk371@keri.re.kr