

분수슬롯을 가진 영구자석 전동기에서 극당 슬롯 비율이 코깅토크와 역기전력에 미치는 영향

論 文

52B-9-5

Effect of Pole to Slot Ratio on Cogging Torque and EMF Waveform in Permanent Magnet Motor with Fractional-Slot

李 甲 在* · 李 柱**
(Kab-Jae LEE · Ju LEE)

Abstract - Conventional integral-slot design in permanent magnet(PM) motor tends to have a high cogging torque and large end turns, which contribute to copper losses. The fractional-slot design is effective compared to integral-slot design in the cogging torque and electromotive force(EMF) waveform. The effectiveness of fractional slot can be maximized by selecting optimal pole to slot ratio. This paper presents the effect of pole to slot ratio on the cogging torque and EMF waveform in the PM motor with fractional-slot. The effectiveness of the proposed designs has been confirmed by comparing waveform of EMF, cogging torque and torque ripple between conventional and new models.

Key Words : Permanent Magnet Motor, Pole to Slot Ratio, Cogging Torque, EMF, Fractional-Slot

1. 서 론

제어용으로 사용되는 영구자석형 전동기는 소형·경량화 및 고성능화를 위한 설계방법이 많이 연구되고 있으며, 제어 기술의 발전, 고 에너지 영구자석의 개발 및 전기자 권선방법의 개선에 따라 고효율 및 소형 경량화가 실현되었다. 그러나 영구자석 전동기에 대한 제어기술, 재료기술 및 제작기술이 발전하더라도 영구자석과 슬롯 개구 폭의 존재로 인하여 코깅토크가 존재하고, 역기전력 파형에도 영향을 미치게 된다. 특히 전동기의 출력밀도를 높이기 위하여 고에너지 자석을 사용하거나, 자기회로를 개선하여 공극자속밀도를 극대화 하는 경우에는 코깅토크의 영향이 더 증가하므로 중요한 설계요소로 고려하여야 한다.[1]

코깅토크는 영구자석에 의한 기자력의 고조파와 슬롯의 존재로 인하여 발생하는 공극 퍼미언스 고조파의 상호작용에 의해 발생하며, 전동기 유효토크에는 큰 영향을 미치지 못하지만 토크가 맥동하여 속도리플과 진동이 발생하게 되므로,[2,3] 전동기의 성능을 저하시키는 결과를 가져오게 된다. 코깅토크를 저감시키는 방법은 스큐, 보조슬롯 사용, 공극길이 증가, 분수슬롯 사용, 슬롯수의 증가, 슬롯 개구 폭의 최소화 등이 있다.[4,5]. 가장 일반적으로 채용되는 방법으로는 권선부의 고정자 슬롯이나 자석에 스큐를 사용하는 것이며, 이상적으로 1-슬롯피치의 스큐는 코깅토크를 완전히 제거시켜 준다. 그러나 스큐는 코깅토크를 최소화 시킬 수 있으나 구형과 역기전력을 필요로 하는 BLDC 전동기에서는

파형의 왜곡을 가져오게 된다. 따라서 구형과 전류와의 상호작용으로 나타나는 전자기 토크의 리플성분이 증가하게 된다. 또한 본 논문에서 대상모델로 사용되는 BLDC 전동기는 하이브리드 전기자동차용이며, 차량의 기계적인 제약조건으로 인하여 외경이 크고 길이가 짧은 박형 전동기 형태를 갖는다. 이러한 전동기는 스큐 슬롯이나 자석의 스큐를 사용할 수 없는 조건이 되므로 코깅토크를 줄이기 위한 다른 방법의 사용이 요구된다. 그리고 출력밀도를 높이고 소형화를 실현하기 위하여 극수를 늘려주는 것이 유리하다. 3상 BLDC 전동기의 가장 일반적인 것 중 하나는 3-슬롯 코일 피치의 중권(Lap winding)을 가진 극당 슬롯 비율이 1:3인 정수슬롯 모델이다. 그런데 이 모델은 높은 코깅토크 현상을 보이며, 구조상 고정자에 큰 동손을 유발하는 엔드코일을 갖고 있는 단점이 있다.[6] 이러한 단점을 극복하기 위하여 분수슬롯을 가진 BLDC 전동기가 많이 사용되며, 일반적으로 극당 슬롯비율이 2:3인 경우가 많다. 이 모델은 극당 슬롯 비율이 1:3인 경우에 비하여 엔드코일이 짧고 출력밀도를 높일 수 있는 장점이 있으나, 코깅토크의 저감이나 역기전력 파형을 개선하여 전동기 성능을 향상시키기에는 어려운 점이 있다. 따라서 본 논문에서는 극당 슬롯 비율이 2:3인 모델에 비하여 코깅토크와 역기전력 파형이 개선된 20:27의 비대칭으로 변경한 새로운 분수슬롯 모델을 제안한다. 분수슬롯 및 극당 슬롯비가 전동기 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여 기존모델과 제안모델의 코깅토크, 역기전력 파형 및 토크특성을 구동회로를 고려한 2차원 유한요소해석을 수행한 결과로 비교하였으며 또한 시험결과와 비교하여 해의 정밀도를 검증하였다.

2. 극당 슬롯 비율과 코깅토크의 관계

코깅토크는 자석의 중심축과 슬롯영역에 있어서 주변자계

* 準 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博

接受日字 : 2003年 4月 30日

最終完了 : 2003年 8月 21日

의 작용에 의해서 발생하는 것이 주요 요인이다. 자석의 중심축이 고정자 치의 중심과 일치하거나 슬롯의 중심축과 일치할 때 코깁토크는 발생하지 않으며, 자석의 중심축이 슬롯 단부와 일치될 때 최대치를 나타낸다. 코깁토크는 토크맥동을 유발하여 속도리플 및 진동원이 되어 전동기 성능저하의 요인이 되며, 특히 코깁토크가 클 경우 전동기의 기동성능에도 영향을 주어 영구자석형 전동기를 설계할 때 반드시 고려되어야 할 요소이다.

코깁토크는 일반적으로 식 (1)로 표현된다.[1,4]

$$T_{cog} = \frac{\pi}{4} DL_{sk} \Sigma n \frac{\sin(n\sigma L_{sk})}{n\sigma L_{sk}} \Lambda_n f_n \sin(n\zeta) \quad (1)$$

여기에서, $n = kS, k=1, 2, 3, \dots$

S : 슬롯수와 극수의 최소공배수

D : 회전자의 외경

L_{sk} : 고정자의 철심길이

σ : 스킵각도

$\frac{\sin(n\sigma L_{sk})}{n\sigma L_{sk}}$: 스큐의 효과

Λ_n : 공극 퍼미언스의 n차 공간고조파

f_n : 자석에 의한 자속분포의 n차 고조파

ζ : 회전자의 회전각도

식 (1)로 부터 코깁토크와 슬롯과 극수의 조합은 중요한 관계가 있음을 알 수 있다. 코깁토크는 자석의 자극 축과 고정자 축과의 정렬관계를 고려할 때 슬롯수와 극수의 최소공배수 크기에 반비례하며, 동일한 배열의 반복이 많아질수록 코깁토크가 증가한다. 따라서 이 관계를 고려하여 수식으로 나타내면 식 (2)로 나타낼 수 있으며, 이것을 코깁계수(K)라고 정의한다.[4]

$$K = \frac{\text{극수} \cdot \text{슬롯수}}{\text{극수와 슬롯수의 최소공배수}} \quad (2)$$

식 (2)는 코깁토크를 정량적으로 정확하게 산출할 수 있는 식은 아니지만 코깁토크의 성질을 알 수 있는 특성식으로 코깁토크를 최소화하기 위한 슬롯-극수 조합의 결정에 중요한 기준이 된다. 그리고 권선방법에 따라 역기전력 파형 및 전류(轉流; Commutation)에 의한 토크리플은 다르게 나타나기 때문에 BLDC 전동기의 슬롯-극수 조합 선정에는 가능한 권선방법을 동시에 고려해야 한다.

3. 해석모델 및 유한요소법 적용

3.1 해석모델

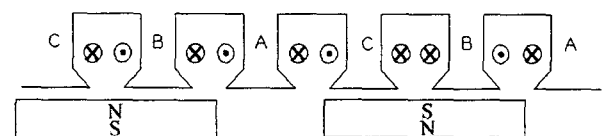
표 1에 해석모델로 사용된 BLDC 전동기의 사양을 나타내고 있다. Model I은 극당 슬롯 비율이 1:3이고 극상당 슬롯수가 1로써 일반적으로 많이 사용되는 정수슬롯 모델이다. 최대출력과 최대토크는 각각 2000rpm에서 10kW와 47Nm이며, 최대 운전속도는 6,000rpm이다. 이 모델에 사용된 권선방법과 영구자석 배열순서를 그림 1 (a)와 같이 펼쳐진 형태로 나타내었다. Model II는 극당 슬롯 비율이 2:3

이고 극상당 슬롯수는 0.5로써 BLDC 전동기에 널리 사용되는 대표적인 분수슬롯 모델이다. 고정자 권선의 배열은 그림 1(b)에 나타낸 바와 같이 집중권으로 구성되어 있다. Model II 전동기의 최대출력과 최대토크는 각각 2,000rpm에서 49Nm와 9.2kW를 나타내고 있다. 전동기의 극수가 증가할수록 고정자 요크부분을 줄일 수 있으므로 소형화된 설계가 가능하다. 그리고 영구자석의 자극과 고정자 치의 배열이 공극을 따라 비대칭 구조를 가진다면 코깁토크의 공간적인 분포가 서로 상쇄되는 효과를 가져올 수 있다. 본 논문에서 제안하는 전동기는 기계적 치수를 고려하여 극수의 변동을 최대 20극까지로 제한하였다. 그리고 슬롯수는 극당 슬롯비율이 Model II의 2:3이하, 즉 극상당 슬롯수가 0.5이하로 가능한 슬롯조합인 24, 27, 30중에서 최소공배수가 가장 큰 27슬롯을 선정하였다. 왜냐하면 식 (2)에서 알 수 있듯이 극수와 슬롯수의 최소공배수가 클수록 코깁토크가 감소하기 때문에 코깁토크가 최소화되는 극수와 슬롯조합을 해석모델로 선택한 것이다. 따라서 본 논문에서 제안하는 전동기는 표 1의 Model III으로써 극당 슬롯 비율이 20:27로 Model I, II의 1:3 및 2:3 모델과 달리 비대칭 구조를 갖는다. 따라서 고정자의 권선분포는 그림 1(c)에 나타낸 바와 같이 기존모델과는 다른 비대칭 권선분포를 가지고 있다. 표 1과 그림 1에 나타낸 세 가지 모델은 서로 다른 슬롯조합과 권선분포를 가지고 있지만, 기계적인 치수, 최대출력 및 최대토크는 거의 동일하다. 극당 슬롯 비율이 변화하면 권선방법이 변화하게 되며 그림 1과 같이 다른 형태의 권선법으로 된다. 코깁토크와 역기전력에 미치는 다른 요소의 영향을 최소화시키기 위하여 극호율은 동일하게 되어 있다.

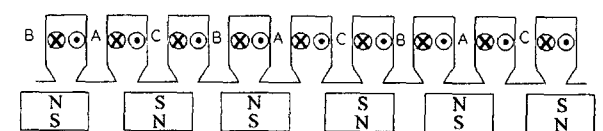
표 1. BLDC 전동기의 해석모델 사양

Table 1. The specification of BLDC motor for analysis

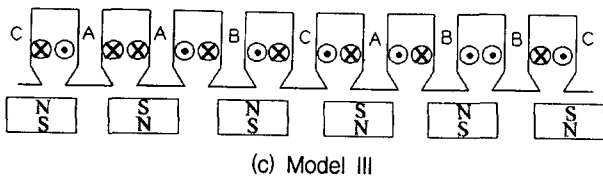
	Model I	Model II	Model III
최대토크	47@2000rpm	49@2000rpm	47@2000rpm
최대출력	10@2000rpm	9.2@2000rpm	10@2000rpm
극 수	10	12	20
슬롯수	30	18	27
상 수	3		
영구자석	NdFeB		
적층폭	37.5mm		
공 극	1.75mm		



(a) Model I



(b) Model II



(c) Model III

그림 1 권선과 영구자석의 배열형태

Fig. 1 Arrangement of winding and permanent magnet

3.2 유한요소법 적용

본 논문에서는 해의 정밀도를 높이기 위하여 2차원 유한요소법을 적용하여 해석을 수행하였다. 자기벡터 포텐셜과 전류가 Z축 방향 성분만 존재한다고 가정하고, Maxwell 방정식으로부터 자기벡터포텐셜 A를 변수로 하는 준 정상상태의 지배방정식은 식 (3)으로 표현된다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0 + J_m = 0 \quad (3)$$

여기서 μ 는 재료의 투자율, J_0 는 전기자의 전류밀도 J_m 은 영구자석의 등가자화전류밀도를 나타낸다.

구동전압을 고려하기 위하여 전기자 회로방정식의 적용과 해석영역을 1차 삼각형 요소로 분할하고 벡터포텐셜을 근사해로 가정한 후, 식 (3)에 Galerkin 법을 적용하면 식 (4)로 표현되는 계 방정식이 구성된다.

$$\begin{bmatrix} [S] & [Q] \\ 1/\Delta [F] & [R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^{t+\Delta t} \\ I_0^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ 1/\Delta [F] & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^t \\ I_0^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 $[S]$, $[Q]$, $[R]$ 및 $[F]$ 는 투자율, 좌표치, 슬롯의 면적 및 권선의 도체 수에 의해 결정되는 계수행렬을 나타낸다. 공극의 적분경로를 따라 계산되는 힘은 식 (5)와 같이 계산된다.

$$F = \int \frac{w}{2\mu_0} (n_x (B_x^2 - B_y^2) + 2n_y B_x B_y) dl \quad (5)$$

여기서 B_x , B_y 는 적분경로를 따르는 한 요소내 자속밀도의 x, y 성분이고, n_x , n_y 는 각각 단위법선벡터의 x, y 성분이며, w 는 철심의 적층폭을 나타낸다.

4. 해석결과

슬롯과 극수의 조합에 따른 코깅토크의 영향을 고찰하기 위하여 식 (2)에 따라 코깅계수의 변화를 계산하였으며, 그 결과를 그림 2에 나타내었다. 이 그림에서 Model I의 정수 슬롯 모델은 코깅계수가 크게 나타났으며, 슬롯과 극수의 조합에 의하여 코깅토크가 개선될 수 있음을 알 수 있다.

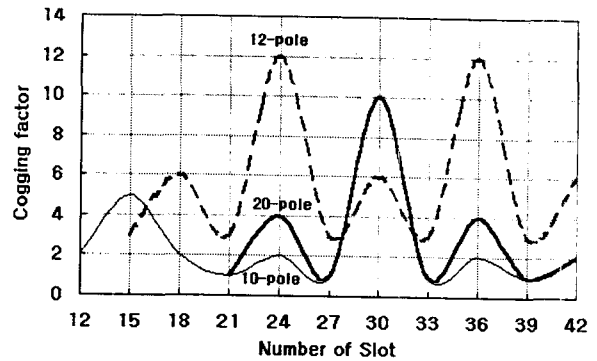
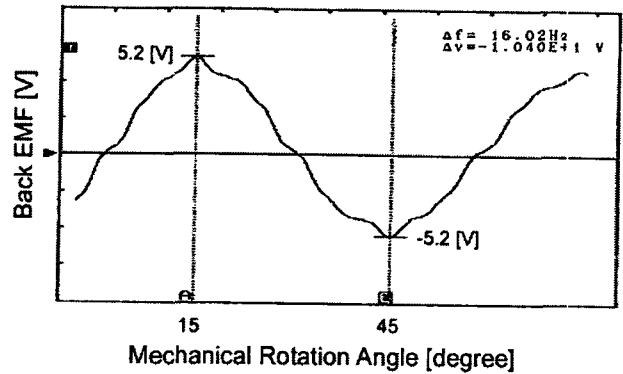


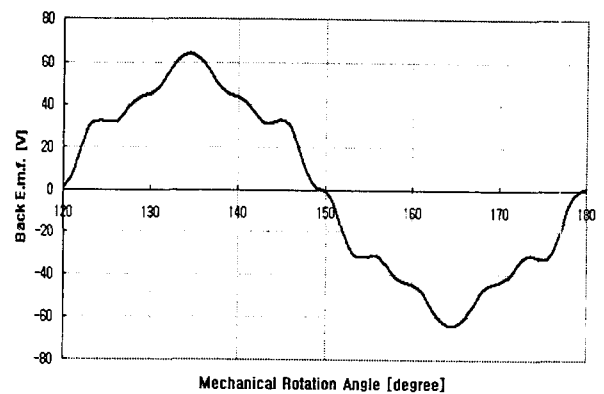
그림 2 코깅계수의 변화

Fig. 2 Variation of cogging factor



(a) 역기전력 측정결과

(a) Measured data of EMF



(b) 역기전력 계산결과

(b) Calculated data of EMF

그림 3 Model II의 선간 역기전력

Fig. 3 Line to line Back EMF of Model II

본 연구에서 이용한 유한요소해석의 해석정밀도를 파악하기 위하여 Model II에 대한 역기전력과 코깅토크의 해석결과를 측정결과와 비교하였다. 그림 3은 선간 역기전력 파형의 실험치와 계산치를 나타내고 있으며, 파형이 비교적 잘 일치하고 있다. 역기전력 상수는 측정치가 0.611[V/rad/sec]이고, 해석치는 0.606[V/rad/sec]로 0.8%의 오차를 보이고

있다. 코깅토크의 계산결과와 측정결과는 그림 4에 나타내었다. 코깅토크는 BLDC 전동기의 회전자에 다이내모미터에서 20 μ m으로 회전시킬 때 토크미터에서 측정되는 값을 측정하였다. 본 시험장치에서 사용된 토크미터는 최대 측정범위가 50Nm이며, 오차범위가 0.1%로써 최대 오차는 0.05Nm의 정밀특성을 가지고 있으므로 측정결과를 신뢰할 수 있었다. 코깅토크의 측정값은 유한요소법에 의해 계산된 값과 최대 2.38%의 범위 내에 존재하고 있어 해석결과의 정확성을 검증할 수 있었으며, 발생주기는 극수와 슬롯수의 최소공배수로 나타남을 그림 4의 결과에서 확인할 수 있었다. 그림 5는 다이내모 시험설비에 장착된 분수슬롯 BLDC 전동기인 Model II의 실험사진이다.

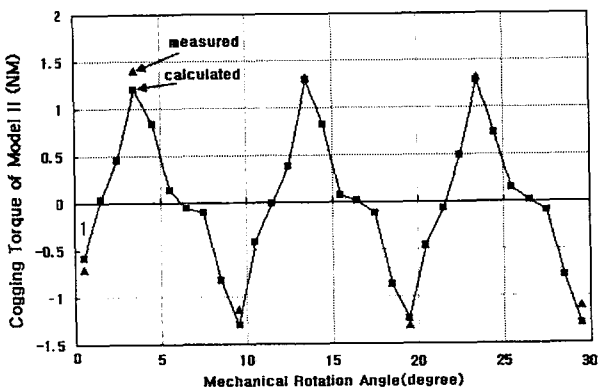


그림 4 Model II의 코깅토크
Fig. 4 Cogging torque of Model II

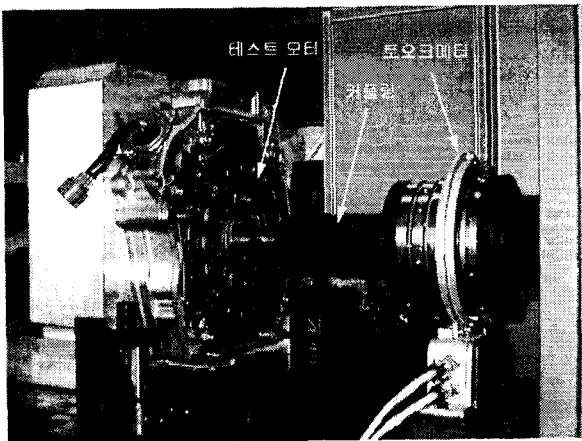


그림 5 Model II의 실험사진
Fig. 5 Experimental equipment of Model II

3상 2여자 방식 BLDC 전동기의 구동회로를 고려한 2차원 유한요소법을 이용하여 제안모델(Model III)에 대한 자속분포를 그림 6에 나타내었으며, 고정자와 회전자에 대칭성이 존재하지 않으므로 전체모델에 대하여 해석하였다. 그림 7은 전기자 전류와 전기자 반작용은 작용하지 않는 상태, 즉 영구자석에 의한 자속에 의하여 공극에 형성된 공극자속밀도의 공간분포를 해석한 결과이며, 고정자 치 및 슬롯과의 주변자속에 의하여 맥동이 나타남을 알 수 있다. 또한 제시된 세 가지 모델은 영구자석의 자화방향이 모두 반경방향이지만 자극의 수와 고정자 슬롯수의 조합에 따라 공극자속밀

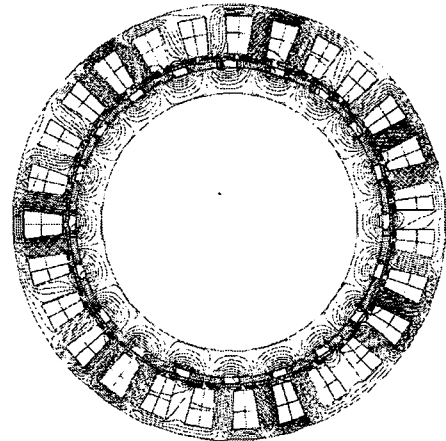


그림 6 Model III의 자속분포
Fig. 6 Flux line of Model III

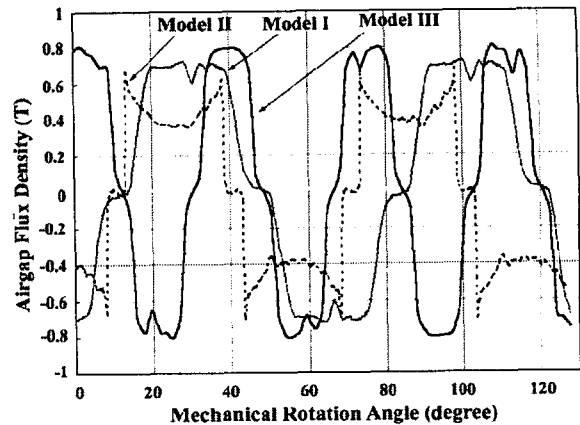


그림 7. 공극자속밀도분포
Fig. 7. Air-gap flux density

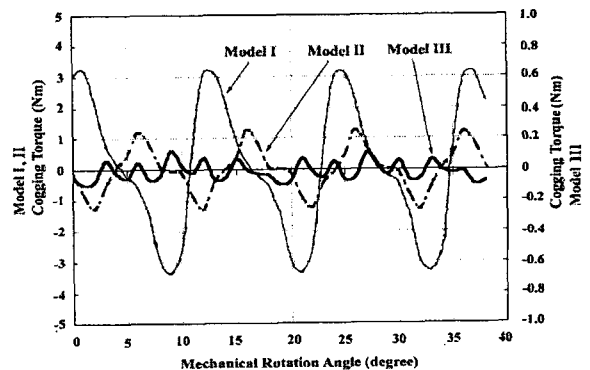


그림 8 코깅토크 해석결과의 비교
Fig. 8 Comparison of cogging torque of three models

도의 모양이 다르게 나타난다.

그림 8은 코깅토크의 해석결과를 나타내고 있다. 여기서 극당 슬롯 비율이 1:3인 정수슬롯 모델인 Model I은 식 (1)에서 예상할 수 있는 것과 같이 1 회전당 코깅토크의 주기가 슬롯수와 동일한 30으로 나타남을 보여주고 있다. 극

당 슬롯 비율이 2:3인 분수슬롯 모델인 Model II는 코깁토크가 슬롯수와 극수의 최소공배수인 36주기로 나타나고 크기도 Model I에 비하여 감소됨을 알 수 있다. 그리고 본 논문에서 제안한 극당 슬롯비가 20:27인 Model III은 코깁토크가 20극의 반복성을 보이면서 슬롯과 극수의 최소공배수가 540이므로 코깁토크의 주기는 증가하고 크기는 급격히 감소하는 현상을 보이고 있다. 제안모델에 대한 코깁토크 크기는 기존 모델인 Model 1에 비해서 1/24.6으로 감소되었고, Model 2에 비하여 1/2.4로 감소되었다.

역기전력은 슬롯과 극수의 조합에 의하여 선택되는 권선 방법에 따라 권선과의 상호작용에 의하여 그림 9와 같이 각각 다른 형태의 특성으로 나타나게 된다. 역기전력 레벨은 Model II가 가장 높지만 파형은 정현적이지 않다. 따라서 이 모델은 출력밀도를 높이기 위한 설계로써 고려해볼만 하다. Model III은 역기전력 파형이 거의 정현파에 가까우며, 주파수가 Model I의 2배이다.

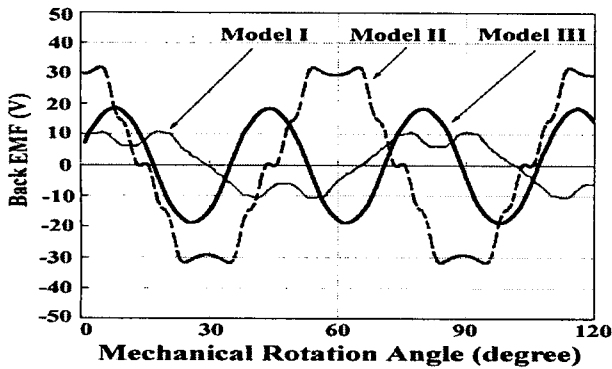
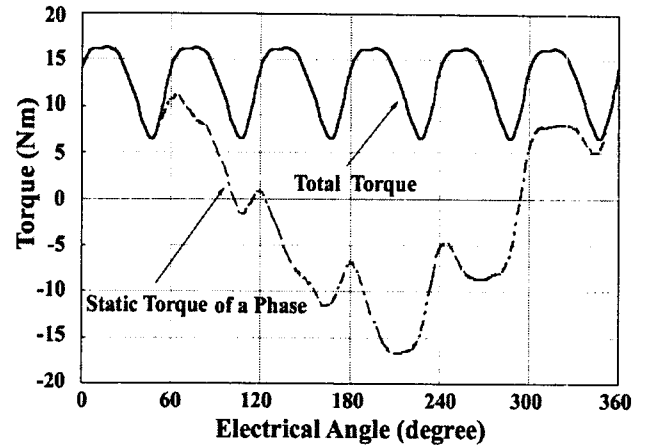


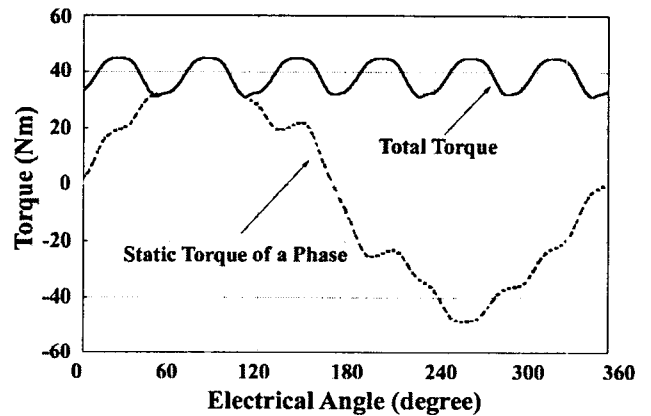
그림 9 각 상의 역기전력
Fig. 9 Phase back-EMF waveform

토크리플에 기여하는 성분으로는 코깁토크 외에도 전류(轉流; Commutation)에 의한 성분이 존재한다. 따라서 전동기 성능면에서 보았을 때 토크리플은 코깁토크를 중요한 변수로 고려하여야 하며, 전류(轉流; Commutation)에 의한 토크리플도 반드시 고려해야 할 대상이 된다. 따라서 본 논문에서는 유한요소법에 의하여 전동기 토크를 해석하는 과정에서 전기각 60도마다 턴온, 턴오프되는 통전시스템 특성을 고려하였다. 토크계산은 전류원으로 해석하였으며, 먼저 BLDC 전동기의 A-B상이 도통되는 상태에서 회전자를 회전시키는 경우의 토크를 구하였다. 그리고 전기각 60도가 지나면 BLDC 전동기의 제어 스위칭에 의하여 B상은 전원이 차단되고 C상이 동작을 하므로 A-C상이 통전될 때 토크를 계산하고, 다음에는 C-B상의 순서로 해석을 진행하였다. 그림 10에 세 모델에 대하여 구해진 토크와 토크리플특성의 결과를 나타내었다. 그림 10에서 Static torque는 고정자 권선에 일정한 전류가 인가된 상태에서 회전자를 회전시키는 상태, 즉 부하각을 변화시킬때의 토크를 의미하며, 총 토크는 60도마다 변화되는 전류(轉流; Commutation)를 고려하여 계산된 결과이다. 3상 2여자 방식의 BLDC 전동기의 전류(轉流; Commutation)주기가 60도이므로 토크리플도 발생주기가 60도로 나타나고 있다. 그림 10(a)는 정격전류로 구동

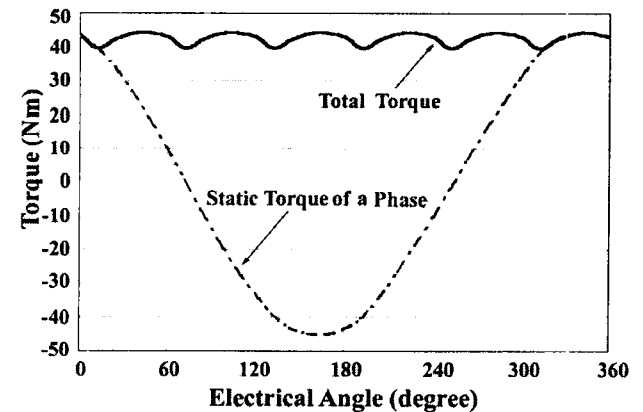
될 때 부하각 변화에 따른 토크를 계산하였으며, 토크리플 변동폭이 아주 크게 나타났다. 그림 10(b),(c)는 최대토크 발생전류가 입력될 때의 토크 해석결과이고 Model III이 가장 낮은 토크리플 특성을 나타내었다.



(a) Model I



(b) Model II



(c) Model III

그림 10 토크 해석결과
Fig. 10 The results of torque calculation

영구자석 전동기의 토크리플 원인은 크게 코깅토크와 전류(轉流; Commutation)에 의한 토크리플로 구분할 수 있는데 이에 대한 각각의 특성은 상기의 그림 8과 10에 정량적인 결과를 나타내었다. 이러한 토크리플의 상대적인 특성을 고찰하기 위하여 각 해석모델에 대해서 발생 총 토크에 대한 토크리플율을 그림 11에 나타내었다. 토크리플율은 전동기에서 발생하는 평균토크값에 대한 토크리플의 변동폭을 백분율로 나타내었고, 그림 10에서 구한 토크를 이용하였다. Model I은 정격토크에 대한 해석결과이며, Model II와 Model III은 최대토크가 발생할 때의 해석결과로써 발생토크의 양은 다소 차이가 있지만 상대적인 비교는 가능할 것으로 판단된다. 정수슬롯 조합을 갖는 Model I에서는 토크리플율이 85.96%로 나타나서 코깅토크의 저감과 역기전력 파형을 개선하기 위한 설계변경이 반드시 필요함을 알 수 있다. Model II에서는 토크리플율이 31.9%로서 다소 높지만 그림 8에서 알 수 있듯이 코깅토크의 최대치가 1.3Nm로써 낮으므로 전류제어를 통하여 성능개선이 가능함을 알 수 있다. 개선된 분수슬롯 조합을 갖는 Model III에서는 토크리플율이 11%로 가장 작게 나타나서 본 논문에서 제안된 극당 슬롯 비율이 20:27인 분수슬롯 모델은 아주 유효한 설계임을 예측할 수 있다.

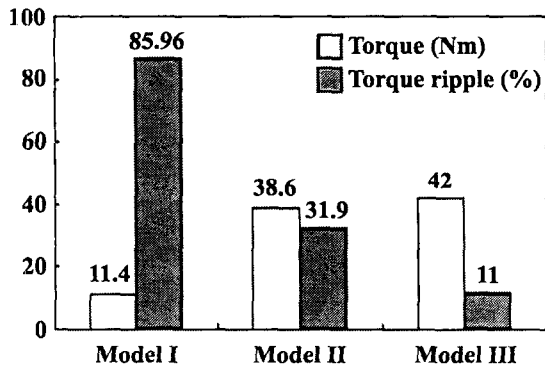


그림 11 3 모델에 대한 토크 및 토크리플율의 비교
Fig. 11 Comparison of torque and torque ripple of three models

5. 결 론

본 논문에서는 극당 슬롯 비율이 코깅토크, 역기전력 및 토크특성에 미치는 영향을 상세하게 고찰하였다. 대상모델로써는 정수슬롯형태, 분수슬롯형태 및 특수한 분수슬롯형태이며, 각 모델에 대한 코깅계수를 코깅토크의 특성방정식으로부터 계산하고, 코깅토크가 최소화되는 BLDC 전동기로 극당 슬롯 비율이 20:27인 모델을 제안하였다.

유한요소법에 의한 해석결과로 볼 때, 정수슬롯 모델과 비교하여 제안된 비대칭의 분수 슬롯 모델은 역기전력 파형과 토크리플이 상당히 개선됨을 입증하였다. 본 연구결과로 제안한 분수슬롯의 영구자석 전동기는 아주 우수한 성능을 가질 수 있음을 확인하였으며, 슬롯과 극수의 조합특성에 대한 효과는 전동기의 용량이나 극수에 관계없이 나타날 것으로 사료된다. 또한 이러한 분수 슬롯 모델은 성능개선을 위해 스큐와 같은 부가적인 설계변경의 필요성을 제거하여 제

작단가에서도 유리할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] J. R. Henderson Jr. and T. J. E Miller, Design of brushless permanent magnet motors, Oxford, 1994
- [2] T.M. Jahns and W. L. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives-A review", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 43, no. 2, pp. 321-330, 1996.
- [3] R. P. Deodhar, D. A. Station, T. M. Jahns, and T. J. E. Miller, "Prediction of cogging torque using the flux-mmF diagram technique", IEEE trans. on Industry Application, vol. 32, pp.569-576, 1996.
- [4] Z. Q. Zhu and David Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 15, no.4, pp. 407-412, December 2000
- [5] Sunil Murthy, Benoit Derouane, Buyun Liu and Tommy Sebastian, "Minimization of torque pulsation in trapezoidal back-emf permanent magnet brushless DC motor", IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 2 , pp.1237-1242, 1999
- [6] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings", IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 17, No. 2, pp.248-253, June 1999.

저 자 소 개



이 갑 재(李 甲 在)

1966년 2월 17일 생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업. 1990년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1990~현재 현대중공업 책임연구원.
E-mail: kjlee@hhi.co.kr



이 주(李 柱)

1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공학박). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 조교수.
Tel: (02) 2290-0342.
E-mail: jullee@hanyang.ac.kr