

고정자 잇날 페어링을 이용한 고출력 토크 BLDC 전동기의 코깅 토크 및 소음 저감

論 文
48B-3-1

Cogging Torque and Acoustic Noise Reduction in High Torque BLDC Motors by Teeth Pairings

李相旻* · 黃彦文**

(Sang Min Lee · Sang Moon Hwang)

Abstract - This paper investigates reduction of acoustic noise and cogging torque in a BLDC motor with larger stator slot open width. Using energy method, cogging torque is analytically determined with airgap MMF function and airgap permeance function and confirmed by FEM analysis. It shows that the cogging torque is firstly governed by N_L , G_{NL} , B_{NL} with the fundamental period of N_L , where N_L is the least common multiple of the number of slots and the number of poles, G_{NL} , airgap permeance function and B_{NL} , airgap MMF function. It also shows that there exist several tooth width which minimizes the cogging torque, for the motors that smaller slot open width or stator teeth notching is not available. And it proposes a teeth pairing with two different tooth width which can effectively eliminate the cogging torque and thus the acoustic noise. Experimental results show that the proposed teeth pairing reduces the cogging torque by 85% and the acoustic noise by 3.1dB.

Key Words : Cogging Torque(코깅 토크), Permanent Magnet Brushless DC Motor(영구자석 브러시리스 직류 전동기), Stator Teeth Pairing(고정자 잇날 페어링)

1. 서론

코깅 토크는 전동기내의 비균일 토크로서, 전동기 시스템의 자기 에너지가 최소인 위치로 이동하려는 접선 방향의 힘인데, 부하 전류와는 상관없이 회전자 영구자석과 고정자 슬롯의 상호작용에 의해 발생한다. 이러한 코깅 토크는 항상 토크 맥동으로 작용하여 BLDC 전동기의 소음/진동의 주원인이 되며, 속도/위치 제어에 영향을 끼치기도 한다. 코깅 토크는 저부하시에 그 영향력은 더욱 큰데, 그림 1과 같은 세탁기용 전동기는 탈수시에 부하가 최소가 되며 이 때의 소음 스펙트럼을 관찰해보면 코깅 토크가 소음의 주원인으로 작용함을 확인할 수 있다.

본 논문에서는 고정자 슬롯 폭, 또는 고정자 잇날 폭의 설계틀 통하여 코깅 토크를 저감시킬 수 있으며, 코깅 토크가 최소로 되는 고정자 잇날 폭의 경우의 수가 전동기의 극수와 슬롯수에 의해 결정됨을 보여주고 있다. 또한 유한요소 해석을 이용하여 서로 다른 잇날 폭을 가지는 고정자 잇날 페어링 설계 방법으로 코깅 토크를 효과적으로 저감할 수 있음을

확인하고, 제시한 방법을 실제 주어진 전동기에 적용하여 코깅 토크 및 소음 저감효과를 검증한다.

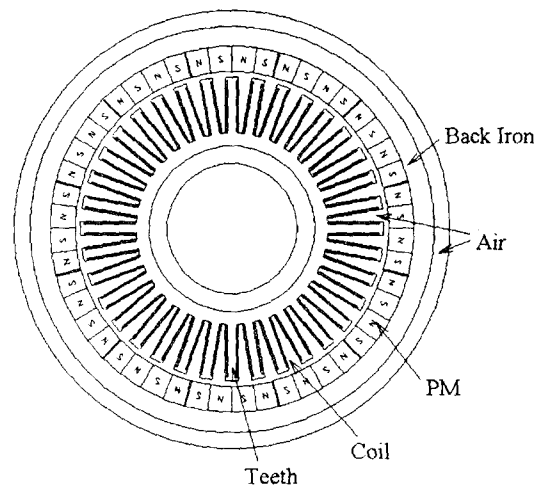


그림 1 큰 고정자 슬롯 폭을 가지는
BLDC 전동기

Fig. 1 BLDC motor to be analyzed with
larger stator slot width

2. 코깅 토크의 해석

주어진 전동기의 경우를 살펴보면 일정한 형상이 계속적으

* 準 會 員 : (株) 漢 肇 工 造

** 正 會 員 : 釜 山 大 學 機 械 工 學 部 및 機 械 技 術 研 究 所, 助 教 授

接 受 日 字 : 1998年 8月 28日

最 終 完 了 : 1999年 2月 1日

로 반복되어 전체 형상이 이루어지므로 그림 2와 같이 1/12 모델로써 전체 모델 해석이 가능하다.

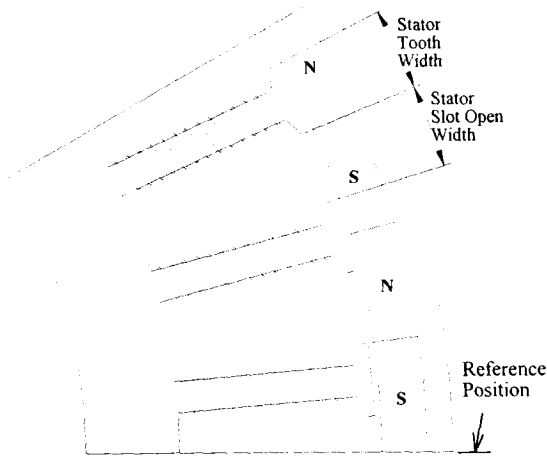


그림 2 주어진 전동기의 1/12 모델
Fig. 2 1/12 model of the prototype motor

본 논문에서는 이론적인 해석을 위하여 다음과 같은 가정을 사용하였다.

- 철의 자기 투자율은 무한대이다.
- 철은 자기 포화가 일어나지 않는다.
- 고정자 슬롯의 형상은 단순한 직사각형의 형상이다.
- 자극 천이의 퍼미언스 함수에 대한 영향은 고려하지 않는다.

그리고, 이론적인 해석을 위하여 표 1과 같은 기호를 사용하였다.

표. 1 이론적인 해석에 사용되는 기호

Table. 1 Symbol for analysis

N_s	고정자 슬롯의 개수
N_p	회전자 자극의 개수
N_L	L.C.M.(N_s, N_p) : 최소공배수
B_r	영구자석의 잔류자속밀도(Tesla)
p	폴 페어의 개수
R_m	영구자석의 내경(m)
R_r	영구자석의 외경(m)
R_s	고정자의 내경(m)
z	전동기의 적층 길이(m)
g	전동기의 공극 길이(m)
a	고정자 잇날의 크기(radian)
μ_0	공기의 자기 투자율
μ_r	영구자석의 상대 자기 투자율
α_p	자석아크/자석피치
θ	회전자의 위치각도(radian)
α	회전자의 회전각도(radian)
$B(\theta, \alpha)$	자속 밀도 함수
$F_m(\theta, \alpha)$	공극 MMF 함수
$G(\theta)$	상대 공극 퍼미언스 함수
$P(\theta)$	단위면적당 공극 퍼미언스 함수

2.1 공극 MMF 함수

그림 3은 이론적으로 자석 밀도 해석을 위한 슬롯이 없는 외부 회전자 형태의 전동기 형상을 나타내고 있다.

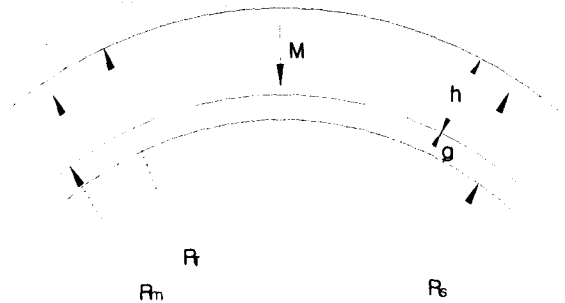


그림 3 슬롯이 없는 외전형 전동기의 형상
Fig. 3 Schematic of outer rotor slotless motor

고정자 표면에서의 자속밀도는 식 (1)과 같이 표현된다[3].

$$B(\theta, \alpha) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{B_{n1} \cdot B_{n2}}{B_{n3} - B_{n4}} \cos np(\theta + \alpha) \quad (1)$$

여기서,

$$B_{n1} = \frac{-2\mu_0 M_n}{\mu_r} \cdot \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \left(\frac{R_s}{R_m} \right)^{np-1}$$

$$B_{n2} = (np-1) \cdot \left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{2np} + 2 \left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{np-1} - (np+1)$$

$$B_{n3} = \frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \cdot \left[1 - \left(\frac{R_s}{R_r} \right)^{2np} \right]$$

$$B_{n4} = \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \cdot \left[\left(\frac{R_s}{R_m} \right)^{2np} - \left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{2np} \right]$$

$$M_n = 2\alpha_p \left(\frac{B_r}{\mu_0} \right) \cdot \frac{\sin \frac{n\pi\alpha_p}{2}}{\frac{n\pi\alpha_p}{2}}$$

공극의 길이가 g 로 일정하므로, 고정자 표면에서의 공극 MMF 함수는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$F_m(\theta, \alpha) = \frac{g}{\mu_0} B(\theta, \alpha) \quad (2)$$

그림 4는 이론적으로 구한 공극 MMF 함수와 유한요소법(FEM, ANSYS E-mag)을 이용해서 구한 공극 MMF를 비교하고 있으며, 대체로 잘 일치함을 알 수 있다.

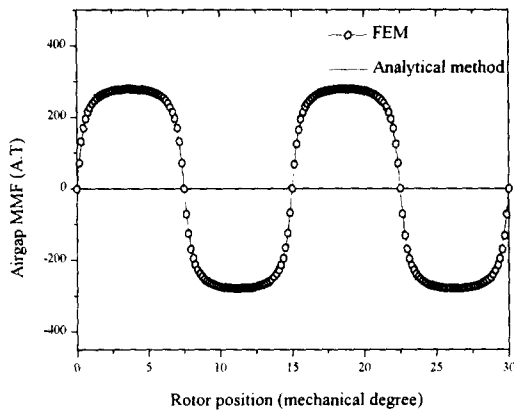


그림 4 공극 MMF 분포
Fig. 4 Airgap MMF distribution

2.2 공극 퍼미언스 함수

슬롯 효과를 고려하기 위해서는 퍼미언스 함수의 가정이 필요하다. 퍼미언스 함수에 대해서는 M. Jufer[4]나 Z. Q. Zhu[5]에 의해 이론적으로 해석되었으나, 본 논문에서는 퍼미언스 함수의 코깅 토크에 대한 영향을 확인하기 위해서 퍼미언스 함수를 가능한 간단한 형태로 가정하였다. 고정자 슬롯 아래의 자속을 0으로 가정하는 것은 퍼미언스 함수를 가장 간단한 형태로 표현하기 위한 방법이며, 이러한 가정은 De La Ree et al.[6,7]과 Ganglia[8]의 논문에서도 사용된 바가 있다. 그림 5는 한 슬롯 피치에 해당하는 고정자의 형상과 상대 공극 퍼미언스 함수를 나타내고 있다.

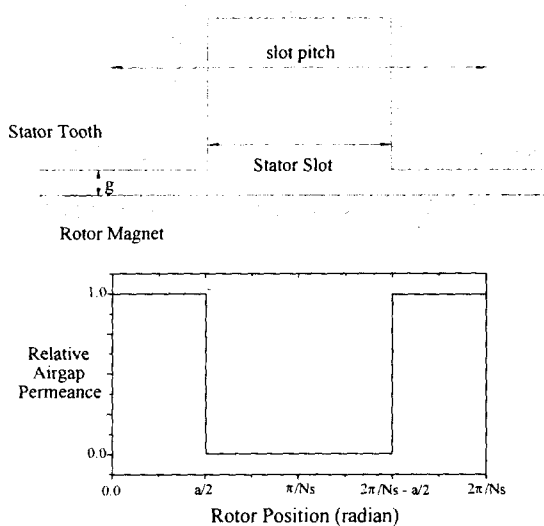


그림 5 상대 공극 퍼미언스 분포
Fig. 5 Relative airgap permeance distribution

단위 면적당 공극 퍼미언스 함수는 식 (3)을 이용해서 구할 수 있다.

$$P(\theta) = \frac{\mu_0}{g} G(\theta) \tag{3}$$

2.3 코깅 토크

공극 부분의 에너지는 공극 MMF 함수와 공극 퍼미언스 함수를 이용해서 식 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$W(\alpha) = \frac{1}{2\mu_0} \int_V [P(\theta) \cdot F_m(\theta, \alpha)]^2 dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_V [G(\theta) \cdot B(\theta, \alpha)]^2 dV = \frac{1}{2\mu_0} \cdot Z \cdot \frac{1}{2} (R_m^2 - R_s^2) \int_0^{2\pi} G(\theta)^2 \cdot B(\theta, \alpha)^2 d\theta \tag{4}$$

여기서 $G(\theta)^2$ 와 $B(\theta, \alpha)^2$ 를 Fourier 급수 전개를 이용하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있는데, cosine의 항만으로 나타내어지는 이유는 모두 우함수이기 때문이다. 여기서 G_{nN_s} 와 B_{nN_p} 는 각각 $G(\theta)^2$ 와 $B(\theta, \alpha)^2$ 의 Fourier 상수이다.

$$G(\theta)^2 = \sum_{n=0}^{\infty} G_{nN_s} \cos nN_s\theta$$

$$B(\theta, \alpha)^2 = \sum_{n=0}^{\infty} B_{nN_p} \cos nN_p(\theta + \alpha) \tag{5}$$

삼각함수는 $n \neq m$ 일 때 식 (6)과 같은 직교성을 가지고 있다.

$$\int_0^{2\pi} \cos n\theta \cdot \cos m\theta d\theta = 0 \tag{6}$$

식 (5)와 식 (6)을 이용하면 식 (4)는 식 (7)과 같이 더욱 간단하게 표현할 수 있다.

$$W(\alpha) = \frac{Z}{4\mu_0} (R_m^2 - R_s^2) \left[\sum_{n=0}^{\infty} G_{nN_s} B_{nN_p} \int_0^{2\pi} \cos nN_s\theta \cos nN_p(\theta + \alpha) d\theta \right] = \frac{Z}{4\mu_0} (R_m^2 - R_s^2) \cdot \pi \cdot \sum_{n=0}^{\infty} G_{nN_s} B_{nN_p} \cos nN_p\alpha \tag{7}$$

코깅 토크는 공극 부분의 에너지를 회전자의 회전각으로 편미분을 함으로써 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$T = -\frac{\partial W(\alpha)}{\partial \alpha} = \frac{Z\pi}{4\mu_0} N_p (R_m^2 - R_s^2) \sum_{n=0}^{\infty} G_{nN_s} B_{nN_p} n \sin nN_p\alpha \tag{8}$$

2.4 고정자 잇날 폭의 코깅토크에 대한 영향

코깅 토크를 저감하기 위하여 고정자 잇날 폭을 설계변수로 정하였다. 이는 곧 퍼미언스 함수를 제어함으로써 코깅 토크를 저감한다는 의미이다. 설계변수를 자석형상에 관한 것으로 정한다면 공극 MMF 함수를 제어할 수 있으며, 공극 MMF 함수를 제어함으로써 코깅 토크를 저감할 수 있음을 암시한다.

식 (8)에서 볼 수 있듯이, 코깅 토크는 G_{nN_s} 값의 크기에

크게 영향을 받는다. G_{nN_L} 값은 식 (9)와 같이 구할 수 있다.

$$G_{nN_L} = \frac{N_s}{\pi} \left[\int_0^{a/2} \cos nN_L \theta d\theta + \int_{2\pi/N_s - a/2}^{2\pi/N_s} \cos nN_L \theta d\theta \right] \\ = \frac{N_s}{\pi} \frac{1}{nN_L} 2(-1)^n \frac{N_L}{N_s} \sin nN_L \frac{a}{2} \quad (9)$$

N_s 개의 고정자슬롯을 가지는 전동기의 경우, 고정자 잇날 폭의 크기는 0 radian에서 $2\pi/N_s$ radian까지 가능함을 알 수 있다. a 값이 0 radian, $2\pi/N_s$ radian 일 때는 슬롯이 없는 형태의 전동기이며, 이때에는 G_{nN_L} 값이 0 이므로 코깅 토크의 값이 0 이 됨을 알 수 있다. 슬롯이 없는 경우에는 회전자와 회전하더라도 공극에서의 자기장의 변화가 없음을 알 수 있으며, 이는 코깅 토크가 0 이 된다는 것을 의미한다.

일반적인 경우의 전동기를 살펴보면 대부분 슬롯이 있는 형태이며, 이 때에는 G_{nN_L} 값을 n 값에 관계없이 항상 0으로 만드는 a 값을 구함으로써 코깅 토크를 제거할 수 있다. 그리고 a 값은 $2m\pi/N_L$ 로 나타낼 수 있으며, 여기서 m 은 $0 < m < N_L < N_s$ 인 정수이다. 따라서, 코깅 토크가 최소로 되는 고정자 잇날 폭은 여러 가지 경우가 존재하며, 그 경우의 수 N 은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다. 이 값은 고정자의 슬롯수와 회전자 극수에만 관련이 있다.

$$N = \frac{N_L}{N_s} - 1 \quad (10)$$

그림 6은 주어진 전동기에서 고정자 잇날 폭이 변함에 따라 코깅토크의 최대값이 변함을 이론적인 방법과 유한요소 방법을 통해서 나타내고 있다. 이론적인 방법과 유한요소 방법을 비교해보면 코깅토크의 크기가 차이가 있는데, 이는 이론적인 해석에 있어서 공극 퍼미언스 값을 간단하게 가정하였고, 자극 천이의 공극 퍼미언스에 대한 영향이 전혀 고려되지 않았기 때문이다. 자극의 수가 많고 슬롯의 크기가 큰 경우에는 자극 천이의 공극 퍼미언스에 대한 영향이 크기 때문에 앞으로는 이에 대한 연구가 더욱 필요하다고 사료된다.

주어진 전동기에서 N_s 는 36, N_p 는 48이므로 코깅 토크가 최소로 되는 고정자 잇날 폭의 경우의 수 N 은 식(10)으로부터 3이 되고, 이는 그림 6에서 확인할 수 있다. 또한 24극-36 슬롯 전동기와 12극-36슬롯 전동기의 경우에 N 은 각각 1과 0인데, 그림 7의 유한요소 해석 결과에서도 마찬가지로 코깅 토크가 최소로 되는 고정자 잇날 폭의 경우의 수가 1과 0이 됨을 나타내고 있다.

2.5 고정자 잇날 페어링

앞서의 해석에 의해 서로 다른 잇날 폭을 가지는 고정자 잇날 페어링을 이용한 설계 방법을 제안할 수 있다. 이 때에는 하나의 고정자 잇날 폭에 의해 생기는 코깅 토크는 다른 하나의 고정자 잇날 폭에 의해 생기는 코깅 토크와 크기는 거의 같으며 형상은 반대이다. 이론적인 방법으로는 정확하게 코깅 토크의 크기와 형상을 구할 수 없기 때문에 그림 6에서의 유한요소법의 결과를 이용하여 나타내었다. 그림 8은

코깅 토크 저감을 위한 고정자 잇날 페어링 설계 방법의 예로, 서로 다른 잇날 폭을 가지는 고정자 형상을 나타내고 있으며, 이러한 설계 방법을 통해 코깅 토크를 저감할 수 있음을 유한요소 해석 결과로 확인할 수 있다.

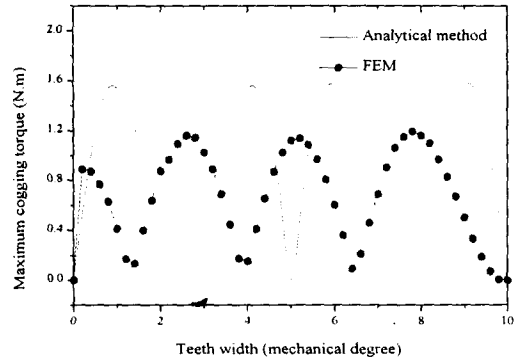
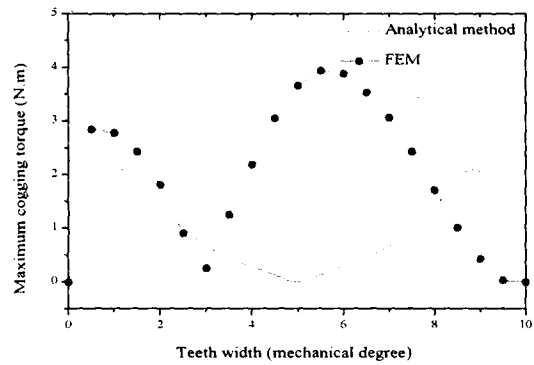
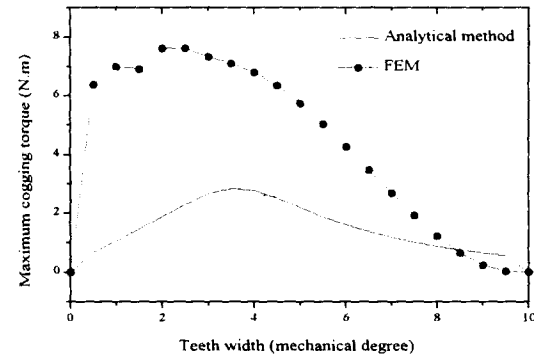


그림 6 주어진 전동기의 고정자 잇날 폭의 코깅 토크에 대한 영향

Fig. 6 Effect of teeth width on cogging torque variation for prototype motor



(a)



(b)

그림 7 고정자 잇날 폭의 코깅 토크에 대한 영향 (a) 24극-36슬롯 전동기 (b) 12극-36슬롯 전동기

Fig.7 Effect of teeth width on cogging torque variation (a) 24pole - 36slot motor (b) 12pole - 36slot motor

코깅 토크를 저감시킬 수 있는 고정자 잇날 페어링은 여러 가지 경우가 존재한다. 그러므로 출력 토크와 권선을 고려해

서 최적의 고정자 잇날 페어링을 찾아낼 필요가 있다. 여러 가지 고정자 잇날 페어링의 출력 토크와 토크 맥동에 관한 연구는 현재까지 다루어지지 않고 있으며, 출력 토크와 토크 맥동에 관한 연구의 필요성은 Hwang[9]에 의해 언급되었다.

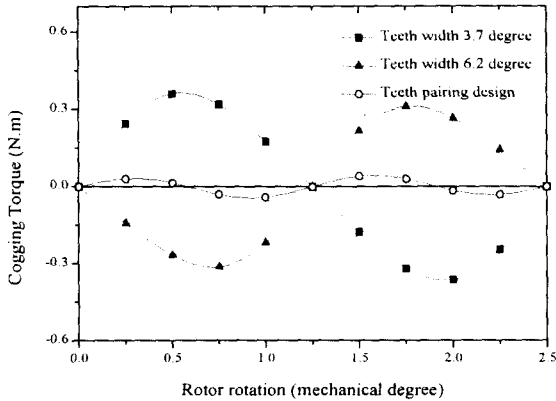


그림 8 코깅 토크를 줄이기 위한 고정자 잇날 페어링 설계방법의 예(유한요소방법)

Fig. 8 Example of teeth pairing design to reduce cogging torque (FEM)

그림 9는 고정자 잇날 페어링 설계에 대한 코깅 토크의 유한요소 해석 결과를 나타내고 있는데, 코깅 토크의 크기가 매우 효과적으로 저감(약 96.4%)되었으며 주기는 반으로 줄어들었다. 그러나 고정자 잇날 페어링은 코깅 토크 저감을 위해 매우 효과적이긴 하지만 모든 경우에 적용할 수는 없다. 왜냐하면 식 (10)에서 N의 값이 0이 되면 코깅 토크의 형상이 반대가 되는 페어링은 존재하지 않기 때문이다.

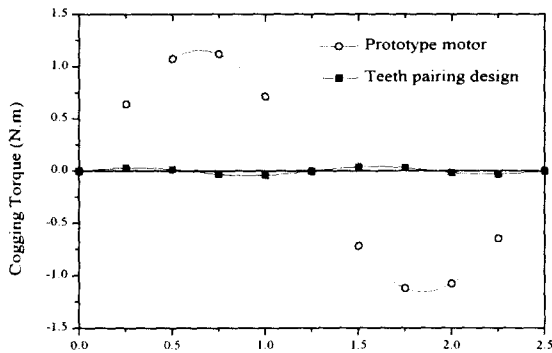


그림 9 고정자 잇날 페어링의 코깅 토크에 대한 영향 (유한요소방법)

Fig. 9 Effect of teeth pairing on the cogging torque (FEM)

3. 실험 결과

그림 10은 저속 스텝핑 전동기를 이용한 코깅 토크 측정기의 개략도를 나타내고 있으며, 코깅 토크의 측정은 주어진 전동기

와 고정자 잇날 페어링 설계를 적용한 전동기에 대해 수행하였다. 그림 11에서는 코깅 토크 측정 실험 결과를 그림으로 나타내고 있는데 주어진 전동기의 경우에는 peak-to-peak의 값이 약 3.3 N·m이고, 고정자 잇날 페어링 설계를 한 경우에는 peak-to-peak의 값이 약 0.5 N·m이다. 그림 9의 유한요소 해석 결과와 비교하여 peak-to-peak의 값이 차이가 나는 이유는 영구자석의 착자 상태를 정확히 예측할 수 없기 때문이며, 주어진 전동기의 경우에는 코깅 토크의 주기가 기계적으로 매우 작은 값이기 때문에 착자 상태의 미세한 변화가 코깅 토크에 미치는 영향은 아주 민감하다. 그림 8에서 보여진 고정자 잇날 페어링 설계를 이용함으로써 코깅 토크를 약 85% 정도로 저감하였고, 코깅 토크의 주기는 유한요소 해석 결과와 마찬가지로 반으로 줄어들었음을 실험 결과를 통해 확인하였다.

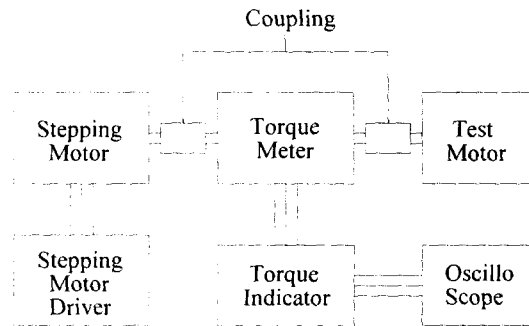
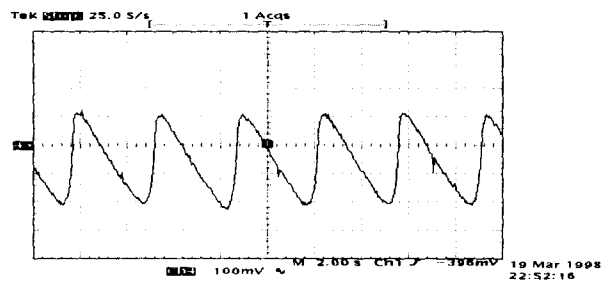
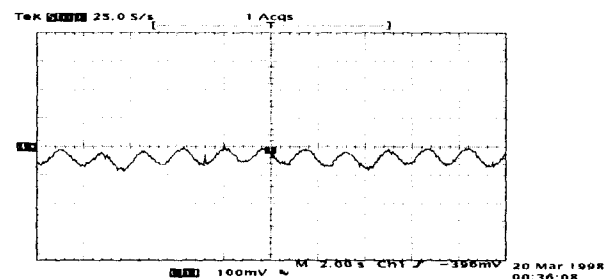


그림 10 코깅 토크 측정 장치 개략도

Fig. 10 Schematic of measuring cogging torque



(a)



(b)

그림 11 코깅토크에 대한 영향(실험방법)

(a) 주어진 전동기 (b) 잇날페어링 설계 전동기

Fig. 11 Effect of teeth pairing on the cogging torque (measure)

(a) Prototype motor (b)Teeth pairing design motor

그림 12와 그림 13에서는 앞의 두 가지 전동기에 대해서 소음 실험 결과를 나타내고 있다. 소음 실험은 무부하 조건에서 이루어졌으며, 회전자는 탈수시의 회전 속도인 750rpm으로 구동되었다. 코깅 토크는 주어진 전동기의 경우에 144번째 고조파 성분이 가장 우세한 반면, 고정자 잇날 페어링 전동기의 경우에는 코깅 토크의 주기가 반으로 줄어들어 288번째 고조파 성분이 가장 우세하다. 따라서 회전자가 750rpm으로 구동되는 경우에 코깅 토크에 의한 가진 주파수중 가장 우세한 가진 주파수는 주어진 전동기의 경우에는 1800Hz이고, 고정자 잇날 페어링 전동기의 경우에는 3600Hz이다. 그림 13에서 고정자 잇날 페어링 설계를 적용한 경우에 주어진 전동기와 비교하여 음압이 1800Hz에서는 19dB정도 감소하였고, 3600Hz에서는 4dB정도 증가하였음을 확인할 수 있는데, 이는 소음 스펙트럼이 코깅 토크의 가진 주파수와 관련이 있음을 말해준다.

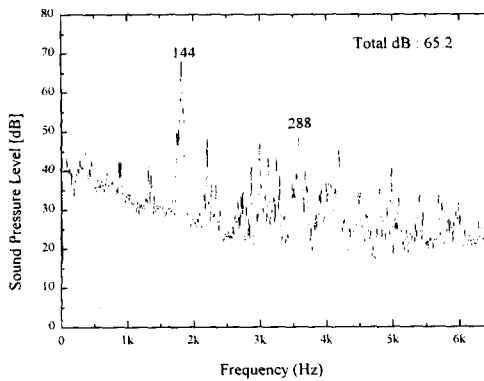


그림 12 주어진 전동기의 소음 스펙트럼

Fig. 12 Acoustic noise spectrum of the prototype motor

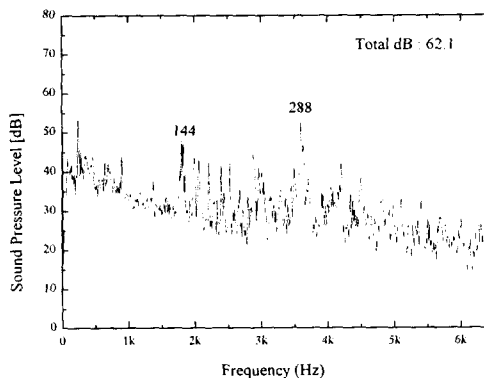


그림 13 고정자 잇날 페어링 설계 전동기의 소음 스펙트럼

Fig. 13 Acoustic noise spectrum of the motor with the teeth pairing

이러한 결과로 주어진 전동기에서 코깅 토크가 세탁시 소음의 주원인이 됨을 알 수 있으며, 고정자 잇날 페어링을 이용함으로써 전체 음압이 약 3.1dB정도 줄어들었으므로 고정자 잇날 페어링이 코깅 토크와 소음을 효과적으로 저감시킬 수 있음을 확인할 수 있다. 참고로 앞서의 두 가지 전동기는 3상 wye 권선 방법을 이용하기 때문에 정류 토크 맥동의 기본 주파수는 1800Hz이며, 토크 맥동에 의한 기본 주파수와 고조파에서의 소음은 여전히 남아 있다.

4. 결론

코깅 토크는 전동기의 여러 응용분야에서 진동·소음의 원인이 되고 있다. 본 논문에서는 고정자 잇날 폭의 설계가 코깅 토크를 효과적으로 제어할 수 있음을 보여준다. 코깅 토크가 최소로 되는 고정자 잇날 폭의 경우의 수는 전동기의 극수와 슬롯수에 의해 결정되어짐을 알 수 있었다. 다소 큰 슬롯 폭을 가지는 전동기에서는 코깅 토크를 효과적으로 저감시키기 위해 고정자 잇날 페어링 설계 방법을 제시하고 있으며, 제시된 설계에 의한 코깅 토크 및 소음의 저감 효과를 실험을 통해 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Sangmoon Hwang and Dennis K. Lieu, "Characterization and Reduction of Reluctance Torque in Permanent Magnet DC Motors", Proceedings of ASME 14th Biennial Conference on Mechanical Systems, pp. 217~222, 1993.
- [2] Sangmoon Hwang and Dennis K. Lieu, "Design Technique for Reduction of Reluctance Torque in Brushless DC Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 30, No. 6, pp. 4287~4289, 1994
- [3] Z. Q. Zhu, "Instantaneous Magnetic Field Distribution I in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I : Open-Circuit Field", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 29, No. 1, pp. 124~134, 1993
- [4] M. Jufer, "Brushless DC Motors Gap Permeance and PM-MMF Distribution Analysis", Proceeding IMCSD, pp. 21~25, 1987.
- [5] Z. Q. Zhu, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III : Effect of Stator Slotting", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 29, No. 1, 1993
- [6] J. De La Ree and L. Jaime, "Permanent Magnet Machines Torque Considerations", IEEE Inds. Appl. Annual meeting, Vol. 1, pp. 32~37, 1988.
- [7] J. De La Ree and N. Boules, "Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, No. 1, pp. 107~112, Jan./Feb. 1989.

- [8] V. Gangla and J. De La Ree, "Electro mechanical Forces and Torque in Brushless Permanent Magnet Machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 6, No. 3, pp. 546~552, Sep. 1991.
- [9] Sangmoon Hwang and Dennis K. Lieu, "Reduction of Torque Ripple in Brushless DC Motors", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 31, No. 6, pp.3737~3739, 1995.

저 자 소 개



이 상 민(李相旻)

1997년 부산대 기계설계공학과 졸업.
1999년 동대학원 기계설계공학과 졸업(석사). 1999년~현재 (주)한라공조 근무



황 상 문(黃庠文)

1988년 부산대 생산기계공학과 졸업.
1990년 U.C.Berkeley 기계공학과 졸업(석사). 1994년 U.C.Berkeley 기계공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 부산대학교 기계공학부 조교수, 주관심분야 : 전자기 시스템의 진동 및 소음 저감 설계