

유전자 알고리즘을 이용한 영구자석 모터의 고정자 잇날 페어링 및 자석 극호각 설계에 의한 코깅 토크의 저감 설계

論 文

51B-1-1

Minimization of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors by Stator Pole Shoe Pairing and Magnet Arc Design using Genetic Algorithm

嚴 載 富* · 黃 健 溶** · 黃 庠 文***

(Jae Boo Eom · Gun Yong Hwang · Sang Moon Hwang)

Abstract - Cogging torque is often a principal source of vibration and acoustic noise in high precision spindle motor applications. In this paper, cogging torque is analytically calculated using energy method to show that Fourier spectra of airgap permeance function and airgap MMF function are the most important design parameters to control cogging torque. To control these functions, stator pole shoe pairing and magnet arc design are proposed to minimize cogging torque. As for optimization technique, genetic algorithm is applied to handle trade-off effects of design parameters. Results show that the proposed method can reduce the cogging torque effectively.

Key Words : airgap MMF function, airgap permeance function, cogging torque, genetic algorithm

1. 서 론

코깅 토크는 영구 자석형 모터 내의 비 균일 토크로서 회전자가 모터 시스템의 자기 에너지가 최소인 위치로 이동하려는 접선 방향의 힘인데 이 힘은 부하 전류와는 상관없이 회전자의 영구 자석과 고정자의 슬롯의 형상의 상호작용에 의해서 발생 한다. 자속밀도의 제곱에 비례하여 발생하는 코깅 토크에 의한 토크 백동은 BLDC모터의 속도 변동 및 위치제어에 나쁜 영향을 미쳐 모터의 성능을 저하시키며 소음/진동의 주원인으로 작용하기도 한다.

Zhu[1]는 고정자 잇날의 측면에 작용하는 국부력을 이론적으로 해석하고, 그 힘을 적분함으로써 코깅 토크를 이론적으로 구하였다. 또한 고정자 슬롯 폭의 코깅 토크에 대한 영향과 불균일한 슬롯 분포를 이용해서 코깅 토크를 저감시킬 수 있다는 언급을 하고 있다. Sakabel[2]은 퍼미언스 함수와 MMF함수를 이용한 코깅 토크의 이론적 해석 방법과 interpolate이 코깅 토크를 저감시킬 수 있음을 보여주었다. Park[3]은 코깅 토크 저감을 위해 민감도 해석을 이용해서 자석 형상의 최적 설계를 하였지만 생산성의 어려움이 문제가 되고 있다. Yao[4]은 고정자 잇날의 형상을 변화시켜서 코깅 토크를 저감하는 방법을 소개하고 있으며, Hwang[5]은 폴-아크에 대한 고정자 잇날 폭의 비가 코깅 토크에 미치는 영향을 소개하고 있다. 하지만 앞선 연구 결과들은 여

러 설계 변수들이 코깅 토크의 저감 설계에 사용 될 수 있다는 가능성을 제시하였지만, 구체적이고 일반적인 설계방법에 대해서는 언급하고 있지 않다.

한편, 다윈의 적자 생존의 법칙에 의한 생물 진화의 원리에 기초하여 개발 된 유전자 알고리즘(genetic algorithm)은 J. Holland에 의해 1973년에 개발된 전역적(global)인 최적화 알고리즘으로, 어떠한 문제를 주어진 적합도 함수 $Y=f(x)$ 에 대한 가장 적합한 해 x 를 찾는 모의 진화형의 최적화 알고리즘이라 할 수 있다. 이 알고리즘은 전역적 최적해를 발견할 확률이 높고, 적합도 함수(fitness function)에 대한 수학적 제약이 거의 없는 일반성을 지니고 있어 이미 자동차의 설계시에도 승차감이나 벨런싱, 축진동 등 다양한 부분에 적용되고 있다.

본 논문에서는 에너지법을 이용한 코깅 토크의 계산식을 푸리에 전개를 통하여 해석하고 중요한 설계인자를 도출한다. 또한 여러 가지 코깅 토크 저감 설계기술 중에 고정자 잇날 페어링 및 자석 극호각을 유전자 알고리즘을 이용하여 최적 설계함으로써 코깅 토크가 효과적으로 감소될 수 있음을 보여준다.

2. 코깅 토크의 이론적 해석

코깅 토크는 회전자가 회전 할 때 회전력 발생 전류와는 상관없이 발생하는 에너지 변화량이므로 에너지법을 이용하여 표현이 가능하다. 영구자석과 철심의 자화 에너지는 공극의 자화 에너지에 비해 무시할 만큼 작으므로 에너지 식은 공극 MMF 함수(airgap MMF function) $F_m(\theta)$ 과 공극 퍼미언스 함수(airgap permeance function) $P(\theta)$ 로부터 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

* 正 會 員 : (株) LG電子 DAC 研究所 研究員

** 正 會 員 : 釜山大 工大 機械設計工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 釜山大 工大 機械工學部 助教授 · 工博

接受日字 : 2000年 7月 10日

最終完了 : 2001年 11月 15日

$$W(\alpha) \approx W(\alpha)_{airgap} = \frac{1}{2\mu_0} \int_v [P(\theta) \cdot F_m(\theta, \alpha)]^2 dV \quad (1)$$

여기서 μ_0 , θ , 및 α 는 각각 공극의 투자율, 회전자의 회전각 및 회전자의 위치각을 나타낸다. 공극의 크기가 일정하다는 가정 하에, 공극 MMF 함수와 공극 퍼미언스 함수는 식 (2), (3)과 같이 표현할 수 있다.

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

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

여기서 g , $B(\theta, \alpha)$ 및 $P(\theta)$ 는 각각 공극의 길이, 고정자 표면에서의 자속밀도 함수(flux density function) 및 상대 공극 퍼미언스 함수(relative airgap permeance function)를 나타낸다. 식(1)에 식(2), (3)을 대입하고 축 방향으로 적분하면 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$W(\alpha)_{airgap} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot L_s \cdot \frac{1}{2} (R_2^2 - R_1^2) \int_0^{2\pi} G^2(\theta) \cdot B^2(\theta, \alpha) d\theta \quad (4)$$

여기서, 외부 회전자 모터의 경우에는 $R_1 = R_s$, $R_2 = R_m$ 이고, 내부 회전자 모터의 경우에는 $R_1 = R_m$, $R_2 = R_s$ 이며 L_s , R_m 및 R_s 는 각각 적층 길이, 영구자석 외경 및 고정자 내경을 나타낸다. 한편 $G^2(\theta)$, $B^2(\theta, \alpha)$ 는 푸리에(Fourier) 급수로 전개하면 식(5), (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G^2(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} [G_{a_{nN_s}} \cos nN_s\theta + G_{b_{nN_s}} \sin nN_s\theta] \quad (5)$$

$$B^2(\theta, \alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} [B_{a_{nN_p}} \cos nN_p(\theta + \alpha) + B_{b_{nN_p}} \sin nN_p(\theta + \alpha)] \quad (6)$$

여기서 N_s 및 N_p 는 극 수를 나타낸다.

코깅 토크는 극호 간에 불 균일한 에너지 분포로 발생하므로, 식 (5), 식 (6)을 식 (4)에 대입한 공극 에너지를 회전각 α 에 대해 편미분하여 구할 수 있다. 삼각함수의 직교성을 이용하여 정리하면 코깅 토크는 식 (7)과 같다.

$$T(\alpha) = - \frac{\partial W(\alpha)_{airgap}}{\partial \alpha} = \frac{L_s \pi}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} nN_L [G_{a_{nN_L}} B_{a_{nN_L}} \sin nN_L \alpha - G_{b_{nN_L}} B_{a_{nN_L}} \cos nN_L \alpha + G_{a_{nN_L}} B_{b_{nN_L}} \cos nN_L \alpha + G_{b_{nN_L}} B_{b_{nN_L}} \sin nN_L \alpha] \quad (7)$$

여기서 N_L 은 N_s 와 N_p 의 최소공배수이다. 대칭 모터의 경우 $G^2(\theta)$ 및 $B^2(\theta, \alpha)$ 가 모두 우함수로 표시되고, 이때 $G_{b_{nN_L}}$, $B_{b_{nN_L}}$ 가 모두 0이 되므로 식 (7)은 다시 식 (8)과 같이 간단히 표현된다.

$$T(\alpha) = \frac{L_s \pi}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} nN_L G_{a_{nN_L}} B_{a_{nN_L}} \sin nN_L \alpha \quad (8)$$

식(7), (8)에서 보는 바와 같이 코깅 토크는 B_{N_L} , G_{N_L} 을 제어함으로써 줄일 수 있는데 영구자석 아크 길이 설계, 영구자석 착자 상태 설계 등은 B_{N_L} 제어 설계방법이며, 고정자 잇날 폭 설계, 고정자 잇날 페어링(stator pole shoe pairing), 고정자 잇날 노칭(stator pole shoe notching)등은 G_{N_L} 제어 설계방법이다. 또한 8극 9슬롯과 같은 비대칭 모터의 경우는 N_L 을 증가시킴으로써 그에 해당하는 G_{N_L} 및 B_{N_L} 을 감소시키는 설계방법이다.

그림 1과 표 1은 본 논문에서 코깅토크 저감 설계를 수행하기 위한 해석 모델의 형상과 제원을 나타내고 있다.

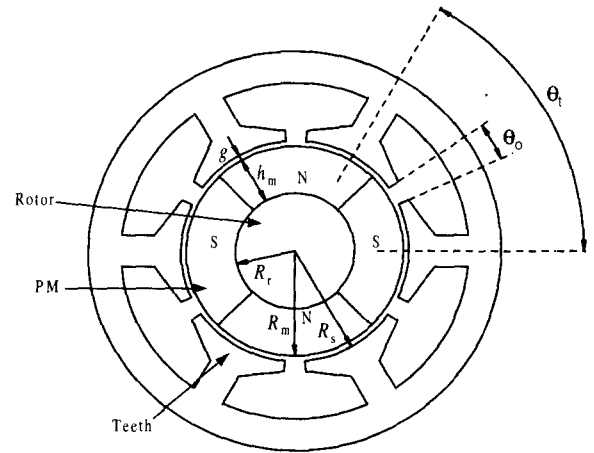


그림 1 4극 6슬롯 내부 회전자형 BLDC 모터
Fig. 1 A 4-pole and 6-slot internal rotor BLDC motor

표 1 해석 모델의 제원

Table 1 Specifications of the analysis model

Parameters	A 4-pole and 6-slot internal rotor type motor
Airgap Length(g)	1.2 mm
Stator Radius(R_s)	17.525 mm
Magnet Radial Length(h_m)	6.8 mm
Number of Poles(N_p)	4
Number of Slots(N_s)	6
Stack Height(L_s)	100 mm
Magnet Residual Induction(B_r)	0.4 Tesla
Pole-arc/Pole-pitch Ratio(α_p)	1
Relative Permeability of Magnet(μ_r)	1.056

3. 공극 MMF 함수

공극 MMF 함수를 구하기 위해서는 고정자 극 표면에서의 자속밀도 분포를 구하여야 한다. 자속밀도 분포 해석은 Boulel[6], Zhu[7]등에 의해서 이론적으로 해석된 바가 있으며, Zhu는 고정자 표면에서의 자속 밀도 분포 해석뿐만 아니라, 공극과 영구자석 내에서의 자속밀도 분포 해석도 수행하였다. 본 논문에서는 Zhu에 의한 해석방법을 이용하였으며 이는 FEM 해석 결과와도 잘 일치함을 보여주고 있다. Zhu에 의한 해석방법을 따르면 내부 회전자 형태일 때 고정자 극 표면에서의 자속 밀도 분포는 식 (9)와 같이 표현되고, 이 식을 앞 선 식 (2)에 대입함으로써 공극 MMF 함수를 정의할 수 있다.

$$B(\theta, \alpha) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} 2 \frac{(\mu_0 M_n)}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} \cdot \left[\frac{(np-1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]} \right] \cdot \cos np(\theta + \alpha)$$

$$M_n = 2\alpha_p \left(\frac{B_r}{\mu_0}\right) \frac{\sin \frac{n\pi\alpha_p}{2}}{\frac{n\pi\alpha_p}{2}} \quad (9)$$

여기서 R_r , p , μ_r , B_r 및 α_p 는 각각 영구자석 내경, 회전자 폴 패어 수, 영구자석의 상대 투자율 및 잔류자속밀도 그리고 극호비(pole-arc to pole-pitch ratio)를 나타낸다. 그림 2는 해석 모델의 공극 MMF 함수를 나타내고 있으며, 이론적으로 구한 MMF 함수는 FEM 결과와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

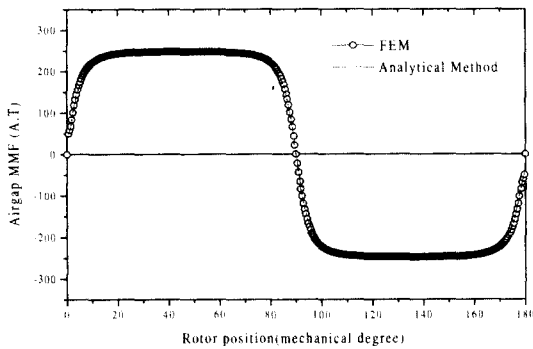


그림 2 공극 MMF 함수
Fig. 2 Airgap MMF function

4. 상대공극 퍼미언스 함수

상대공극 퍼미언스 함수에 대한 해석은 Zuber[8], Zhu[9]에 의해 해석된 바 있으며 본 논문에서는 Zhu가 가정한 상대공극 퍼미언스 함수를 사용하였다. 고정자 형상을 보여주고 있으며 Zhu가 코깁 토오크 해석에 사용한 퍼미언스 함수는

회전자 반경 r 과 회전자 각 θ 로 이루어진 2차원 함수로 식 (10)과 같이 나타내어진다.

$$G(\theta, r) = \begin{cases} \left[1 - \beta(r) - \beta(r) \cos \frac{\pi}{0.8\theta_0} \theta \right] & \text{for } 0 \leq \theta \leq 0.8\theta_0 \\ 1 & \text{for } 0.8\theta_0 \leq \theta \leq \frac{\theta_t}{2} \end{cases}$$

$$\beta(r) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{b_0}{2g'}\right)^2 (1 + v^2)}} \right]$$

$$y \frac{\pi}{b_0} = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{\sqrt{(a^2 + v^2)} + v}{\sqrt{(a^2 + v^2)} - v} \right] + \frac{2g'}{b_0} \arctan \frac{2g'}{b_0} \frac{v}{\sqrt{(a^2 + v^2)}}$$

$$a^2 = 1 + \left(\frac{2g'}{b_0}\right)^2$$

$$y = \begin{cases} r - R_s + g' & \text{(for internal rotor motor)} \\ R_s + g' - r & \text{(for external rotor motor)} \end{cases} \quad (10)$$

여기서 θ_t , θ_0 , b_0 및 g' 는 각각 슬롯 피치, 슬롯 개방 각 슬롯 개방 길이(= $R_s \theta_0$)와 유효 공극 길이(= $g + h_m/l_m$)를 나타낸다. 그림 3은 해석 모델에 대하여 상대공극 퍼미언스 함수의 슬롯 개방비(slot opening ratio) θ_s/θ_t 에 따른 고정자 표면에서의 퍼미언스 함수 형태를 나타내고 있으며 그림 4는 슬롯 개방비에 따른 코깁 토오크의 최대값과 FEM 해석을 통한 코깁 토오크의 최대값을 비교하고 있다. Maxwell 응력법을 이용하면 코깁 토오크는 FEM 해석을 통하여 식(11)로 구할 수 있다.

$$T(\theta) = \frac{L_s}{\mu_0} \int_r r \cdot B_r \cdot B_t d\Gamma \quad (11)$$

여기서 r , Γ , B_r 및 B_t 는 각각 반경, 적분 경로, 반경 방향 및 접선방향의 자속밀도를 나타낸다. 그림 4에서 보는 바와 같이 슬롯 개방비가 0.15~0.2 일 때가 FEM 결과와 비교적 잘 일치함을 알 수 있으며, 퍼미언스 함수는 슬롯의 길이가 잇날 길이에 비해 비교적 작다는 가정 하에 유도되었기 때문에 슬롯 개방비가 커지면 FEM 해석 결과와 맞지 않음도 아울러 보여주고 있다.

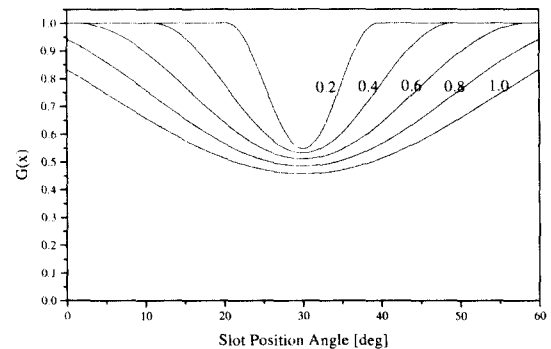


그림 3 슬롯 개방비에 따른 퍼미언스 함수 형태
Fig. 3 Relative permeance functions with respect to slot opening ratio

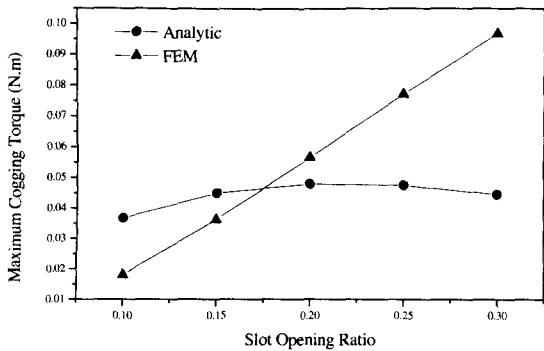


그림 4 슬롯 개방비에 따른 코깅토크의 최대값
Fig. 4 Maximum cogging torque with the slot opening ratio

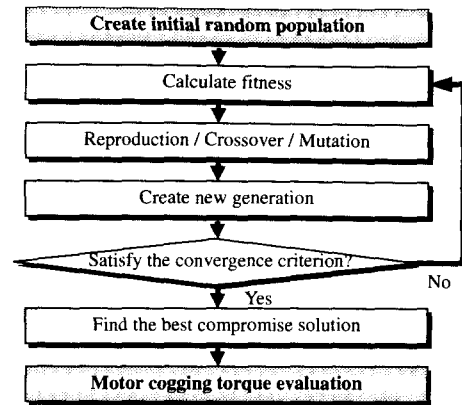


그림 5 유전자 알고리즘의 흐름도
Fig. 5 Flow chart of genetic algorithm

5. 유전자 알고리즘 (Genetic Algorithm)

유전자 알고리즘의 일반적인 성질을 결정하는 가장 중요한 매개변수는 개체군의 크기, 교배, 돌연변이 확률을 들 수 있다. 개체군(population)의 크기가 작으면 계산속도는 향상되지만 개체의 다양성이 손실되며, 그 반대의 경우에는 최적해에 도달될 확률이 증가하는 대신 많은 기억용량과 시간이 소요된다. 그리고, 교배율(probability of crossover)과 돌연변이율(probability of mutation)이 클 경우 넓은 탐색공간을 확보하여 진화의 초기에는 유리하지만 최적해로 수렴하는 속도가 저하되며, 그 반면 작은 교배율과 돌연변이율 일 경우에는 반대의 특징을 가지게 된다. 따라서 적절한 값의 선택이 중요하며, 여기서는 수렴성이 좋다고 인정받는 Dejong의 매개변수를 기초로 하여 프로그램의 확장 시 필요에 의해 가변적으로 프로그램의 수렴 특성에 따라 적절한 값을 표 2에서와 같이 설정하였고 교배전략으로는 룰렛 휠 또는 몬테카를로 모델로 알려진 적응도 비례전략을 사용하였다[10].

표 2 Dejong의 매개변수
Table 2 Dejong's parameters

the number of initial population	50
the number of iterations	200
probability of crossover	0.6
probability of mutation	0.001

적합도 함수는 코깅 토크의 최대값 T_{max} 의 제곱에 반비례하여 가중치를 부여하기 위하여 식 (12)와 같이 설정하고 적응도 비례에 반영하였다.

$$F_{fitness} = \frac{1}{1 + T_{max}^2} \quad (12)$$

그림 5는 유전자 알고리즘을 통한 고정자 또는 자석 극호 각 설계 흐름도(flow chart)를 보여주고 있다.

6. 유전자 알고리즘을 이용한 고정자 잇날 페어링 설계

그림 6은 고정자 잇날 페어링 설계를 위한 형상 및 설계변수를 나타내고 있다. 그림 6에서 보는 바와 같이 설계 변수는 $a_1, b_1, \alpha_1, \beta_1$ 인데, 이 중 권선의 용이성, 실제 적용가능성 등을 위해 형상을 어느 정도 구속시킬 필요가 있으므로 구속조건 식 (13)과 고정자 잇날 페어링 중 하나의 잇날 폭과 슬롯 개방이 차지하는 비를 독립변수 (r_1, r_2)를 설계 변수로 정의하고 유전자 알고리즘을 이용하여 최적화하였다 (Design 1). 그림 7은 Design 1에 대한 고정자 페어링 설계 형상을 나타내고 있으며, 그림 8은 이 때의 코깅 토크를 FEM 해석 결과 prototype과 비교하여 보여주고 있다. 이 결과로부터 유전자 알고리즘을 통한 최적화 결과로부터 코깅 토크의 최대값이 67.6%감소했음을 알 수가 있으며, 또한 FEM 해석 결과와도 잘 일치하고 있음을 나타내고 있다. 그러나 이 결과는 두 슬롯의 길이가 서로 다름으로 인해 제작의 어려움과 전류 인가의 어려움이 있어 실제 적용하기는 어렵다.

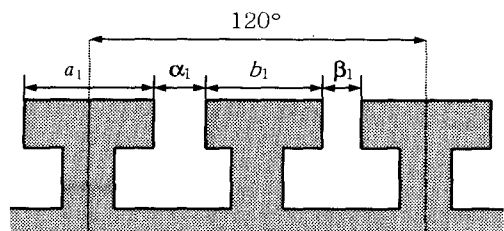


그림 6 고정자 잇날 페어링 설계변수
Fig. 6 Design parameters for stator pole shoe pairing

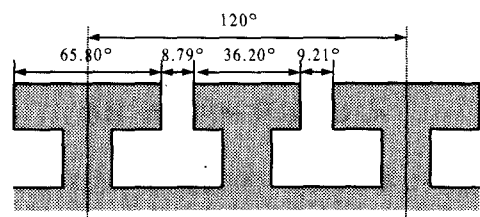


그림 7 최적화 된 고정자 잇날 페어링 (Design 1)
Fig. 7 Optimized stator pole shoe pairing (Design 1)

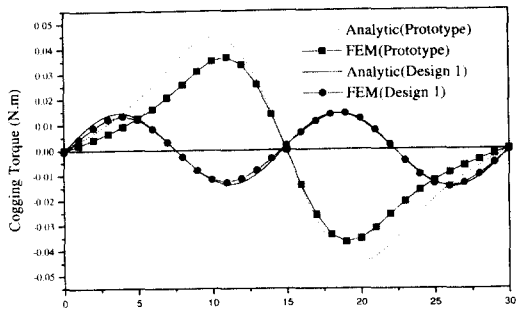


그림 8 코깅 토오크 (Design 1)
Fig. 8 Cogging Torque (Design 1)

$$\text{설계 변수 : } r_1 = \frac{a_1}{a_1 + b_1} \quad r_2 = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \beta_1} \quad (13)$$

$$\text{구속 조건 : } \frac{a_1 + b_1}{120^\circ} : \frac{\alpha_1 + \beta_1}{120^\circ} = 0.85 : 0.15 \quad (14-a)$$

$$0.3 \leq r_1 \leq 0.7 \quad (14-b)$$

$$0.3 \leq r_2 \leq 0.7 \quad (14-c)$$

보다 실제 적용 가능한 설계를 위하여 구속 조건 (14-b) 및 (14-c)에 두 슬롯간의 길이를 일정하게 두는 구속 조건을 추가하여 설계변수 a_1, α_1 구속조건을 두고 최적설계를 하였다(Design 2). 그림 9는 Design 2에 대한 고정자 페어링 설계 형상을 나타내고 있으며 그림 10은 이 때의 코깅 토오크를 보여주고 있다. 이론적인 최적화에 의한 코깅토오크의 최대값은 94.7%감소하였으며 FEM결과와는 다소 차이를 알 수가 있다.

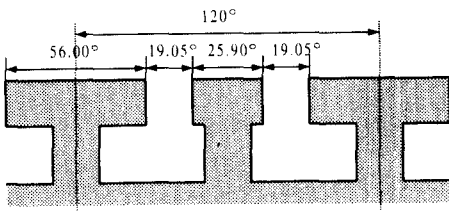


그림 9 최적화 된 고정자 잇날 페어링 (Design 2)
Fig. 9 Optimized stator pole shoe pairing (Design 2)

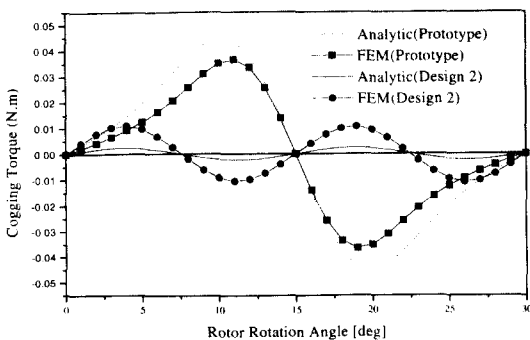


그림 10 코깅 토오크 (Design 2)
Fig. 10 Cogging torque (Design 2)

이러한 두 결과의 차이는 그림 4에서 보는 바와 같이 슬롯 개방각이 비교적 크기 때문에 상대공극 퍼미언스 함수의 오차가 커짐으로 해서 발생한 것이라 할 수 있다.

7. 유전자 알고리즘을 통한 고정자 잇날 페어링 및 자석 극호각 설계

G_{Nz} 뿐만 아니라 B_{Nz} 의 변화를 통해 코깅 토오크를 줄일 수 있으며 이 둘을 동시에 고려한다면 코깅 토오크를 더 효과적으로 줄일 수 있다. 이 경우 그림 4에서 살펴 본 바와 같이 슬롯 개방각이 변함으로 인해 FEM 결과와 잘 맞지 않는 단점을 보완하기 위해 가장 잘 맞는 부분의 슬롯 개방각을 구속 조건으로 선택함으로써 정확도를 높였다. 이를 위한 설계 변수는 r_1, α_p 고 구속조건은 식(14-a), 식(14-b) 설계 변수는 식 (15)와 같다(Design 3).

$$\alpha_1 = \beta_1 \quad (15-a)$$

$$0.3 \leq \alpha_p \leq 1 \quad (15-b)$$

Design 3의 설계 결과인 폴 및 고정자 형상은 그림 11과 같고 이 때의 코깅 토오크는 그림 12에서 보는 바와 같다. 그림 12로부터 코깅 토오크는 99.2% 감소되었으며 고정자 및 폴을 동시에 고려하는 것이 고정자 페어링만 고려하는 것 보다 코깅 토오크를 줄이는 데 더 효과적임을 잘 보여주고 있다.

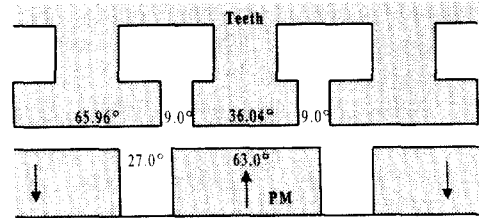


그림 11 최적화 된 고정자 잇날 페어링 및 자석 극호 형상 (Design 3)

Fig. 11 Optimized stator pole shoe pairing and pole arc design (Design 3)

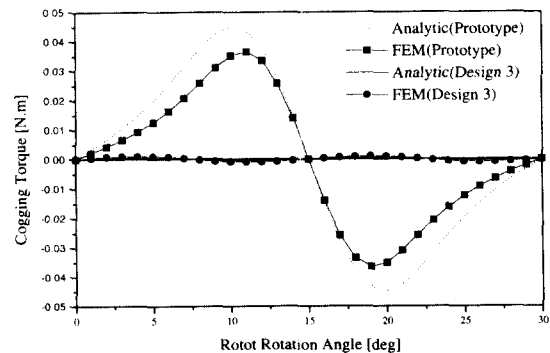


그림 12 코깅 토오크 (Design 3)
Fig. 12 Cogging torque (Design 3)

8. 결 론

유전자 알고리즘을 통하여 BLDC 모터의 고정자 또는 폴 페어링을 통한 코깅 토크 저감설계가 유용함을 확인 할 수 있었다. 그러나 공극 퍼미언스의 가정이 어느 특정한 고정자 슬롯 오프닝 비에서만 비교적 잘 맞기 때문에 슬롯 오프닝 비를 설계 변수로 한 본 논문에서는 그 이론적 해석이 FEM 결과와는 잘 맞지 않으며, 슬롯 오프닝 비가 비교적 잘 맞는 구간에서 폴 페어링을 시도했을 때 FEM결과와 비교적 잘 일치하였다. 따라서 정확한 퍼미언스의 가정은 이론적 해석의 정확도를 위해 매우 중요하다고 할 수 있을 것이다. 향후 연구는 앞에서 제시한 퍼미언스 함수의 문제점을 보완하여 보다 정확한 새로운 퍼미언스 함수를 제시하는 방향으로 진행할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Analytical Prediction of the Cogging Torque in Radial-field Permanent Magnet Brushless Motors," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 28, No. 2, pp. 1371~1374, 1992.

[2] S. Sakabe, Y. Shinoda, H. Yokoyama, "Effect of Interpole on Cogging Torque of Two-Phase Permanent Magnet Motor," Electrical Engineering in Japan, Vol. 110, No. 4, pp. 59~67, 1990.

[3] I. H. Park, B. T. Lee, S. Y. Hahn, "Pole Shape Optimization for Reduction of Cogging Torque by Sensitivity Analysis," COMPEL, Vol. 9, Supplement A, pp. 111~114, 1990.

[4] Y. D. Yao, D. R. Huang, J. C. Wang, S. H. Liou, S. J. Wang, T. F. Ying, D. Y. Chiang, "Simulation Study of the Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 5, pp 4095~4097, 1997.

[5] C. C. Hwang, S. B. John, S. S. Wu, "Reduction of Cogging Torque in Spindle Motors for CD-Rom Drive," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 2, pp. 468~470, 1998.

[6] N. Boules, "Prediction of No-Load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines," IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 633~634, 1985.

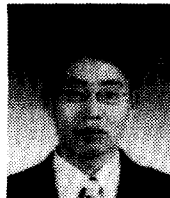
[7] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, B. Ackermann, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I: Open-Circuit Field," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 1, pp. 124~135, 1993.

[8] M. Jufer, "Brushless DC Motors Gap Permeance and PM-MMF Distribution Analysis," Proceeding IMCSD, pp. 21~25, 1987.

[9] Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III: Effect of Stator Slotting," IEEE Transactions on Magnetics, Vol 29. NO. 1, pp. 143~151, 1993.

[10] 기타노 히로야키 편, 조성배 역, 1996, 유전자 알고리즘, 대청정보시스템(주), pp. 19~72.

저 자 소 개



엄재부(嚴載富)

1973년 6월 20일생. 2000년 부산대 기계설계공학과 석사. 2000년 ~ 현재 (주)LG전자 DAC 연구소 연구원

Tel : 055-260-3835

Fax : 055-260-3507

E-mail : jbeom@lge.com



황건용(黃健溶)

1970년 8월 15일생. 1998년 부산대 산업공학과 석사. 1998년 ~ 현재 동 대학원 기계설계공학과 박사과정

Tel : 051-510-3204

Fax : 051-514-7640

E-mail : gyhwang@pusan.ac.kr



황상문(黃庠文)

1962년 8월 9일생. 1981년 부산대 생산기계공학과 졸업. 1994년 U.C. Berkeley Mechanical Engineering 졸업(공학). 1998년 ~ 현재 부산대 기계공학부 조교수

Tel : 051-510-2468

Fax : 051-514-7640

E-mail : shwang@pusan.ac.kr