BLDC 전동기의 정현적 공극 자속밀도 구현에 의한 코깅 토크 저감

論 文
56-1-9

Reduction of Cogging Torque of BLDC Motor by Sinusoidal Air-Gap Flux Density Distribution

金 사무엘† · 鄭 承 鎬* · 柳 世 鉉** · 權 丙 一***
(Samuel Kim · Seung-ho Jeong · Se-hyun Rhyu · Byung-il Kwon)

Abstract - Along with the development of power electronics and magnetic materials, permanent magnet (PM) brushless direct current (BLDC) motors are now widely used in many fields of modern industry. BLDC motors have many advantages such as high efficiency, large peak torque, easy control of speed, and reliable working characteristics. However, Compared with the other electric motors without a PM, BLDC motors with a PM have inherent cogging torque. It is often a principal source of vibration, noise and difficulty of control in BLDC motors. Cogging torque which is produced by the interaction of the rotor magnetic flux and angular variation in the stator magnetic reluctance can be reduced by sinusoidal air-gap flux density waveform due to reduction of variation of magnetic reluctance. Therefore, this paper will present a design method of magnetizing system for reduction of cogging torque and low manufacturing cost of BLDC motor with isotropic bonded neodynium-iron-boron (Nd-Fe-B) magnets in ring type by sinusoidal air-gap flux density distribution. An analytical technique of magnetization makes use of two-dimensional finite element method (2-D FEM) and Preisach model that expresses the hysteresis phenomenon of magnetic materials in order for accurate calculation. In addition, For optimum design of magnetizing fixture, Factorial design which is one of the design of experiments (DOE) is used.

Key Words : BLDC motor, Sinusoidal air-gap flux density distribution, Magnetizing system, Cogging torque, Vibration, Noise, FE analysis, Preisach model, Factorial design

1. 서 론

페라이트 자석(Ferrite magnet)에 비하여 잔류 자속밀도가 수배이상이 되는 희토류 자석(Rare earth magnet, neodynium-iron-boron or Sama-rium cobalt)의 개발로 소형의 고성능 특성을 갖는 구동 모터의 설계가 가능하게 되었다[1]. 그 중에서도 높은 출력밀도를 갖는 저소음 특성의 Brushless DC(BLDC) 전동기는 고효율, 고출력 및 저가의 유지비용으로 인하여 수요가 증대되고 있다. 또한, 제어 기술 및 스위칭 반도체의 발달로 BLDC 전동기의 가정용 및 산업용 수요가 더욱 크게 증가하고 있다[2][3]. 그러나 BLDC 전동기는 영구자석을 갖지 않는 전동기와는 달리 회전자의 영구자석과 고정자 슬롯 구조간의 상호적 자기저항차로 인하여 진동·소음의 주요 원인이 되는 코깅 토크가 발생한다[4]. 특히, 고 에너지 적을 갖는 희토류 계열 Nd-Fe-B 자석은 기존의 페라이트 자석보다 높은 잔류 자속 밀도를 가진다. 자속밀도의 제곱에 비례하여 커지는 코깅 토크는 전동기 운전 시, 비 균일 토크맥동(Torque pulsation)을 유발하여, 진동·소음 발생 및 제어의 어려움을 야기 시킨다[5].

코깅 토크 저감을 위한 설계 방법으로는 고정자 치 형상 변화, 슬롯의 개구 폭 조절, 슬롯 수 대비 극 수비 조절 및 영구자석의 스큐 등을 주는 방법이 있다. 또한, 공극 자속밀도 분포를 정현파에 가깝게 되도록 영구자석의 기하학적인 형상을 arc형으로 가공하는 방법이 있으나 제조의 어려움과 제조비용이 증가하는 단점이 있다. 종래의 환형(Ring type) 등방성 영구자석이 정현적 공극 자속밀도 분포를 갖게 하기 위해 착자 요크의 권선을 배치하는 방법이 연구된 바 있다. 그러나 이 방법은 극수가 증가할수록, 그리고 보다 정밀한 정현적 공극 자속밀도 분포가 요구될수록 권선 배치를 위한 공간 확보가 어렵다[6-8].

따라서 본 논문에서는 BLDC 전동기의 정현적 공극 자속밀도 분포를 위한 영구자석의 착자 시스템을 설계하여 진동·소음의 주요 원인이 되는 코깅 토크를 저감한다. 착자 해석 방법으로는 2차원 유한요소법(2-D FEM)과 프라이자흐 모델(Preisach model)을 사용한다. 또한, 착자 요크의 철심 형상은 종래의 시행착오법(Trial and error method) 대신 실험계획법(Design of Experiments, DOE) 중의 하나인 요인배치법(Factorial design)을 통해 설계 시간의 단축은 물론, 정현적 공극 자속밀도를 갖는 착자 요크 철심 형상을 최적 설계 한다. 실험을 통하여 코깅 토크 및 진동·소음 저감을 확인한다.

† 교신저자, 學生會員 : 漢陽大 메카트로닉스工學科 碩士課程
E-mail : samuel@hanyang.ac.kr
* 學生會員 : 漢陽大 工大 電子電氣制御計測工學科 碩士卒業
** 正 會 員 : 電子部品硏究員 選任硏究員 · 工博
*** 終身會員 : 漢陽大 工大 電子 · 컴퓨터工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 2006年 10月 9日
最終完了 : 2006年 12月 12日

2. BLDC 전동기의 정현적 공극 자속밀도 구현

그림 1은 본 논문에서 연구대상 모델인 6슬롯 8극 영구자석 표면 부착형(Surface mounted Permanent Magnet type, SPM type) BLDC 전동기를 나타내고 있다. 영구자석은 환형 본드 등방성 네오디늄 자석을 사용한다. 고정자는 집중권 3상 Y결선이다. 표 1은 연구대상 BLDC 전동기의 전기적 및 기계적 제원을 나타낸다.

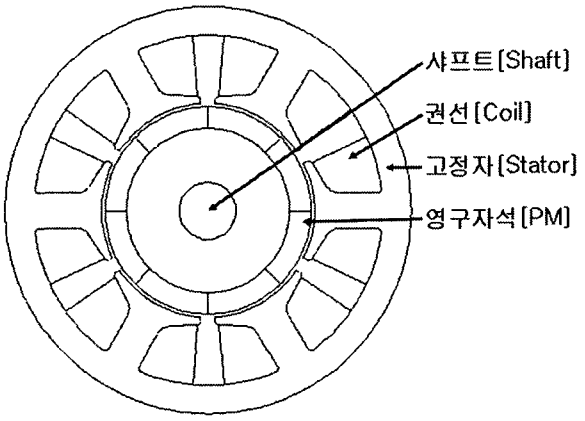


그림 1 영구자석 표면 부착형 BLDC 전동기
Fig. 1 SPM type BLDC motor

표 1 SPM type BLDC 전동기의 사양
Table 1 The specification of SPM type BLDC motor

항목	내용	단위
정격 출력	60	W
구동 전압	DC 310	V
부하	2	Kg · cm
정격 속도	3000	rpm
고정자 외경	57	mm
고정자 적층	28	mm
영구자석 종류	Nd-Fe-B	-

2.1 착자시스템 설계

BLDC 전동기의 특성은 영구자석의 자화분포에 영향을 받기 때문에 영구자석의 자화분포를 정확히 계산하려면 착자 과정에 대한 해석이 필요하다. 영구자석의 착자 해석 방법은 착자 전류가 임펄스 파형이고, 철심이 비선형성을 갖고 있기 때문에 등가회로법등의 해석방법은 부적합하므로 유한요소법이 필요하다. 또한, 착자 후 영구자석의 자화분포 해석에 대한 여러 가지 방법이 연구되었으나 그 중에 자성재료의 가장 큰 특징 중에 하나인 히스테리시스 현상을 고려한 프라이자흐 모델이 정확한 방법으로 알려져 있다. 따라서 유한요소법과 프라이자흐 방법을 결합하면 영구자석의 착자 후 자화분포를 정확히 해석할 수 있다. 그림 2는 B-H 분석기(B-H analyzer)로 major loop를 측정 후, 1차 전이곡선으로 근사화한 것으로 이 데이터는 프라이자흐 모델의 분포함수를 계산하기 위하여 사용 된다[9][10].

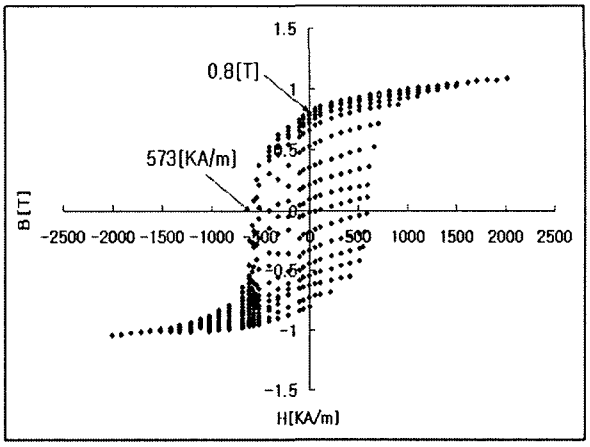


그림 2 Nd-Fe-B의 1차 전이곡선
Fig. 2 The first order transition curves of the Nd-Fe-B

시간 차분 유한요소법과 영구자석의 히스테리시스 특성을 해석하는 프라이자흐 모델을 이용하여 영구자석의 잔류 자화 값을 구하고, 착자된 영구자석을 전동기에 장착 후 2차원 유한요소법을 이용하여 공극자속밀도 계산 및 코깅 토크 해석을 한다. 지배방정식(1)과 전압방정식(2) 및 커패시터 방정식(3)을 통하여 착자 시 자계의 세기 H를 구할 수 있다.

$$\nabla \times \nu(\nabla \times \vec{A}(t)) + \sigma \frac{\partial \vec{A}(t)}{\partial t} = \vec{J_s}(t) \tag{1}$$

$$\frac{N l}{S}\int_s \frac{\partial \vec{A(t)}}{\partial t} ds + RI(t) + L_e \frac{d}{dt} I(t) + V_c(t) = 0 \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt} V_c(t) - \frac{1}{C} I(t) = 0 \tag{3}$$

여기서, ν는 자기저항률, $\vec{A}$는 자기벡터 포텐셜, σ는 도전율, $\vec{J_s}$는 도체에 공급되는 전류밀도, N는 도체의 턴 수, l은 도체 한 턴의 길이, S는 권선 전체 면적, R는 도체의 저항, I는 도체에 흐르는 전류, L_e는 착자 요크 엔드 와인딩 인덕턴스, V_c는 콘덴서 전압, C는 콘덴서의 충전용량을 나타낸다[11].

영구자석의 1차 전이곡선으로부터 프라이자흐 모델의 분포함수를 구하고, 식(4)에 착자 시 자계의 세기 H와 분포함수를 대입함으로 자화 값을 구할 수 있다.

$$M(t) = \iint_{h_a \geq h_b} P(h_a, h_b) r(h_a, h_b) H(t) dh_a dh_b \tag{4}$$

여기서, M은 자화 값, $P(h_a, h_b)$는 분포함수, $r(h_a, h_b)H(t)$는 히스테론, h_a는 상승 때의 스위칭 자계 값, h_b는 하강 때의 스위칭 자계 값을 나타낸다[12].

자화 값으로부터 식(5)을 통해 공극자속밀도를 2차원 유한요소법으로 구하였다.

$$\nabla \times \nu(\nabla \times \vec{A}) = \nabla \times (\nu \vec{M}) \tag{5}$$

여기서, $\vec{M}$은 영구자석의 잔류 자화 값을 나타낸다[13].

2.1.1 착자기 회로 설계

영구자석의 재료와 원하는 착자 분포 등에 따라 착자기 방식이 결정된다. 본 논문에서는 강자성체인 Nd-Fe-B 자석을 사용하기 때문에 완전 착자 하기 위해서는 3[T] 이상의 큰 자계를 영구자석에 가해 주어야 한다. 따라서 3[T]이상의 충분한 자계를 발생시키기 위하여 콘덴서 방전형 펄스 착자기를 선택하여 이용한다. 그림 3은 착자 시스템의 등가회로를 나타내고 있다.

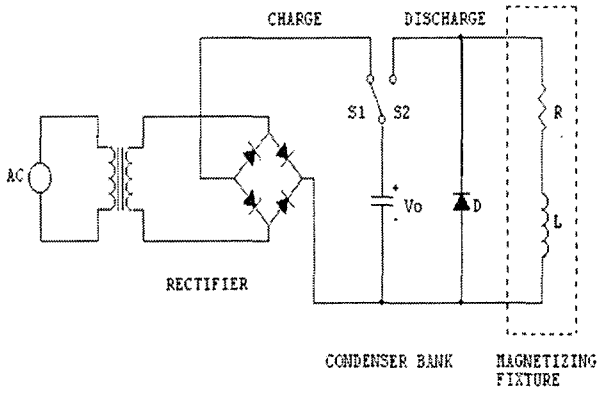


그림 3 착자 시스템 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of magnetizing system

자계의 세기에 따라 영구자석의 자화 값이 변하므로 적정한 착자 전류의 선정이 요구된다. 식(6)~(8)은 착자 전류의 크기를 나태내며 저항, 인덕턴스, 커패시턴스의 값에 따라 전류의 양상은 과소제동 식(6), 임계제동 식(7), 과제동 식(8)으로 나타난다.

$$i(t) = \frac{V_0}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin\omega t, \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - (\frac{R}{2L})^2} \tag{6}$$
$$(R < 2\sqrt{L/C})$$

$$i(t) = \frac{V_0}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t}, \ (R = 2\sqrt{L/C}) \tag{7}$$

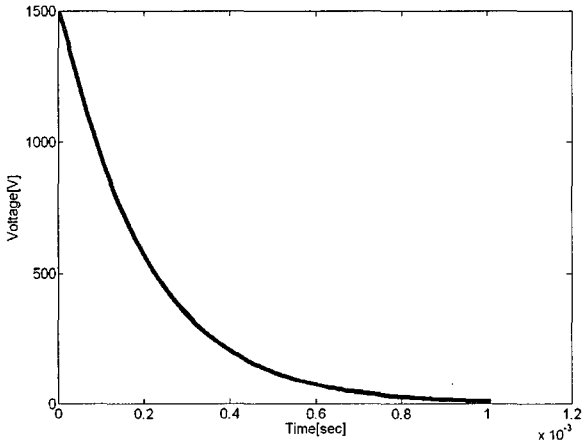
$$i(t) = \frac{V_0}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin\omega t, \omega = \sqrt{-\frac{1}{LC} + (\frac{R}{2L})^2} \tag{8}$$
$$(R > 2\sqrt{L/C})$$

여기서, i는 권선전류, V_0는 착자 전압, w는 각주파수, R은 착자 요크 외부 및 권선의 저항, L은 착자 시스템의 총 인덕턴스, C는 커패시터 뱅크의 정전용량을 나타낸다.

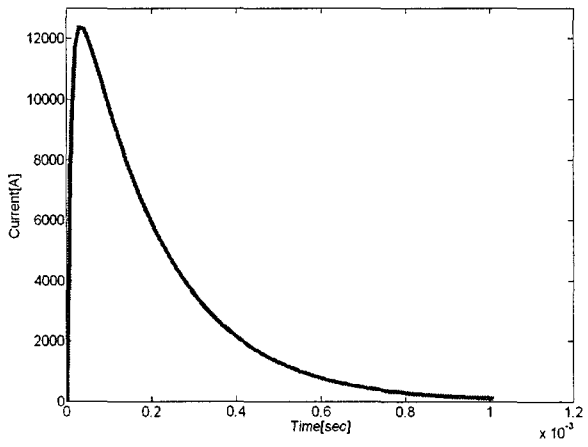
식(6)~(8)을 통해 기자력을 증가시키기 위해서 권선의 턴수를 작게 하고, 단면적을 크게 하면, 저항과 인덕턴스가 작아지게 되고, 그에 따라 큰 전류가 발생한다. 따라서 착자 자속을 위한 기자력을 크게 발생하도록 결정한다. 또한, 착자 전압과 정전용량은 착자기가 공급하는 총 에너지양을 구한 뒤 식(9)를 통해 결정한다.

$$E_t = \frac{1}{2} CV^2 \tag{9}$$

이때, 착자기 회로 설계 값 중 착자 전압 V는 1500[V], 정전용량 C는 2000[μF]으로 결정 하였다. 그림 4는 착자기 회로의 설계 된 값들에 의해 얻어진 착자 전압과 착자 전류를 나타내고 있다. 이때 착자 전류의 피크치는 약 12,000[A]를 나타내고 있다[9].



(a) 착자 전압
(a) Magnetizing voltage



(b) 착자 전류
(b) Magnetizing current

그림 4 착자 전압 및 착자 전류의 해석결과
Fig. 4 Simulation of Magnetizing voltage and current

2.1.2 실험계획법을 이용한 착자 요크 최적 설계

영구자석의 자화분포 패턴에 따라 코깅 토크를 최소화 할 수 있다[14]. 영구자석의 자화분포 크기와 방향은 착자 요크의 철심 형상과 공극 길이에 따라서 달라진다. 즉, 착자 요크 철심 형상 설계를 통하여 영구자석의 자화분포를 정현적으로 만들 수 있다. 따라서 기존의 착자 시스템과는 달리 정현적 자화분포를 갖는 착자 시스템 설계의 경우에는 착자기 용량뿐만 아니라 착자 요크 철심 형상이 매우 중요하다. 종래에는 시행착오법(Trial and error method)을 통한 설계로 인하여 많은 설계시간을 요구함은 물론, 보다 정현적인 공극 자속밀도를 구현하는 착자 시스템의 설계가 쉽지 않았다[15]. 따라서 실험계획법 중에 하나인 요인배치법과 2차원 유한요소 시뮬레이션을 통해 정현적 공극 자속밀도를 갖는 착자 요크 철심 형상을 최적 설계한다. 그림 5는 착자 요크 설계 순서도를 나타내고 있다.

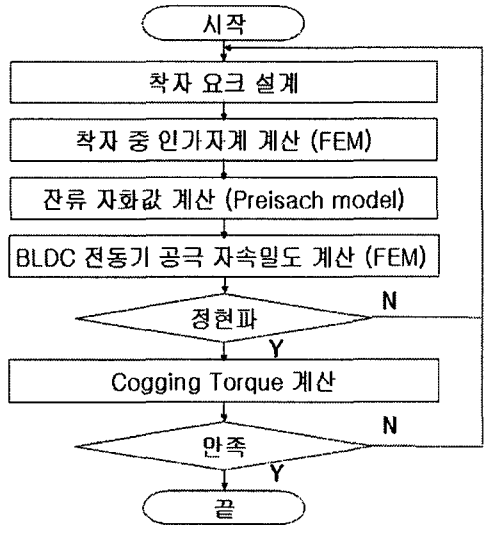


그림 5 착자 요크 설계 순서도
Fig. 5 Flow chart of design of magnetizing fixture

실험계획법이란 실험에 대한 계획방법을 의미하는 것으로, 해결하고자 하는 문제에 대하여 실험을 어떻게 실시하고, 데이터를 어떻게 취하며, 어떠한 통계적 방법으로 분석하면 최소의 실험횟수로 최대의 정보를 얻을 수 있는가를 계획하는 것이다. 그중에 하나인 k^n요인배치법(k^n Factorial design)은 인자의 수가 n이고 각 인자의 수준수가 k인 실험계획법으로, 모든 인자간의 수준의 조합에서 실험이 이루어지는 실험이다. 따라서 실험이 반복되지 않아도 k^n개의 실험횟수가 실시되어야 한다. 요인배치법에 의한 실험을 요인실험(Factorial experiment)이라고 하고, 요인실험에서는 모든 요인효과(인자의 효과와 교호작용)를 추정할 수 있다는 장점이 있다. 실험계획 초기에 관련된 인자가 많을 때 핵심인자를 찾아내는데 좋은 기법(Screeing)이다. 중요한 인자 중에서 최적치를 찾아주고, 최적치 주위에서 변화를 알아볼 수도 있다. 그림 6은 FEM 정자계 해석에 의한 착자 요크(1/16 모델)에서의 자속선도를 나타내고 있으며, 이를 통해 극 형상에 따라 자속밀도 분포가 정현파가 될 것을 예상할 수 있다. 따라서 극 형상 중 경험치를 바탕으로 극 반경과 극 길이 및 극 폭을 설계변수로 선정하고, 이때 목적함수는 FFT(Fast Fourier Transform) 분석을 통한 기본파 성분으로 한다. 표 2는 설계변수를 나타내고 있다.

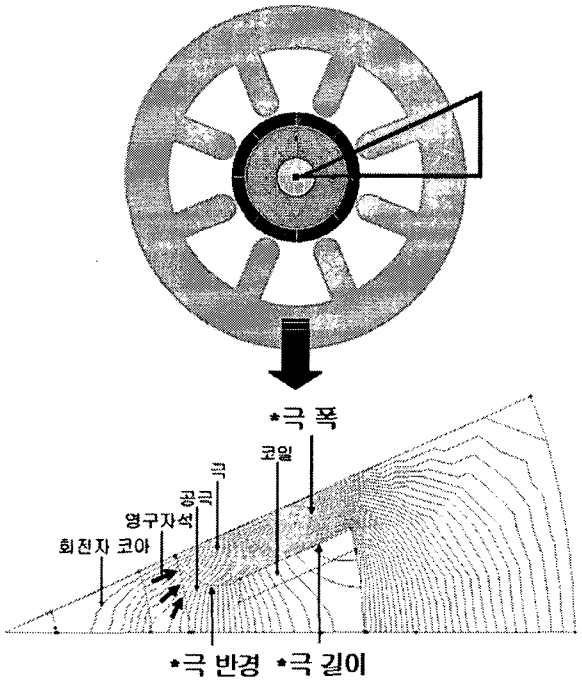


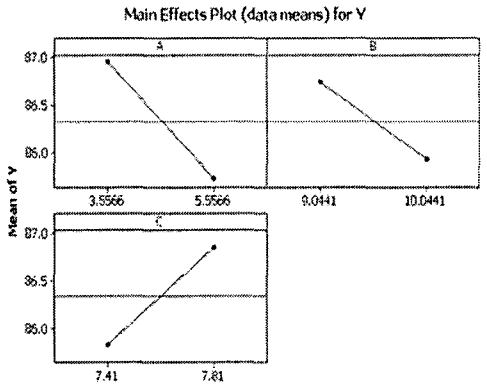
그림 6 착자 요크의 자속선도(1/16 모델)
Fig. 6 The flux line of magnetizing fixture(1/16 model)

표 2 설계변수
Table 2 Design variables

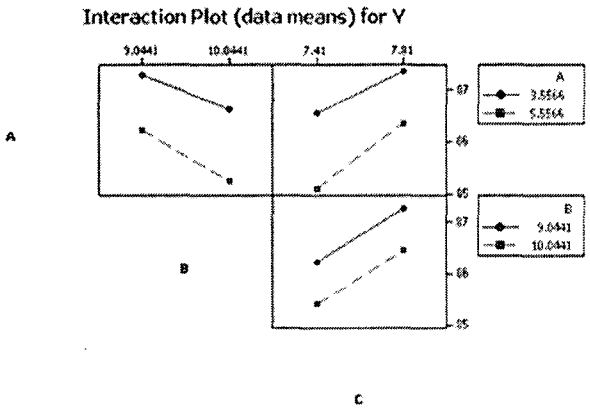
수준 / 인자	1	2
A(극 반경)	3.5566mm	5.5566mm
B(극 길이)	9.0441mm	10.0441mm
C(극 폭)	7.4119mm	7.8150mm

통계용 소프트웨어인 미니탭(MINITAB)을 이용한 요인플롯 최적을 통해 2의 3승 요인배치법으로 총 8번의 실험을 한다. 그림 7에서 보는 바와 같이 주 효과 분석결과 경험치를 바탕으로 한 설계 변수의 선정이 타당함을 알 수 가 있으며, 교호작용 효과 분석결과 교호작용이 없음을 확인할 수 있다. 또한 입방체 플롯 분석을 통해 극 반경은 3.5566mm일 때, 극 길이는 10.0441mm일 때, 극 폭은 7.81mm일 때 최적조건임을 그림 8에서 나타내고 있다. 따라서 입방체 플롯 분석으로 얻은 최적 조건을 통해 각 설계변수의 범위를 좁혀서 재설계변수를 선정한다. 재설계결과 극 반경이 3.4294mm일 때, 극 길이가 9.3804mm일 때, 극 폭이 7.9832mm일 때 그림 9에서 보는 바와 같이 슬롯이 없다고 가정한 상태에서 공극자속밀도의 FFT 분석 결과 93%의 기본파 성분을 가짐을 알 수가 있다. 그림 10은 이때의 자화 방향과 크기를 나타내고 있다. 여기서 화살표 길이는 자화의 크기를 나타내

며, 화살표의 방향은 자화 방향을 나타내고 있다. 감자의 우려가 있는 영구자석 양 끝단의 자화의 크기를 보아 완전 착자가 되었음을 알 수가 있다. 따라서 감자의 우려가 없다는 것을 알 수가 있다.



(a) 주 효과 분석
(a) Analysis of main effect



(b) 교호작용 효과 분석
(b) Analysis of interaction effect

그림 7 주 효과 그림과 교호작용 효과 분석
Fig. 7 Analysis of main and interaction effect

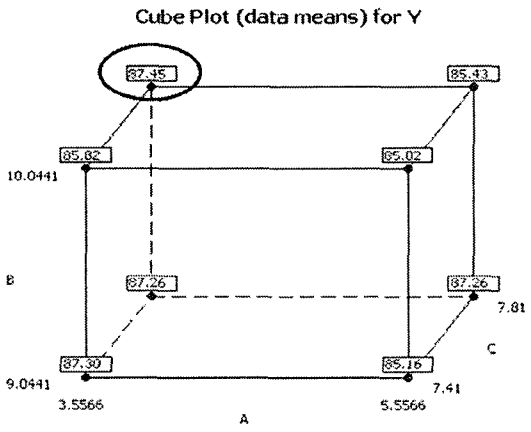


그림 8 입방체 플롯 분석
Fig. 8 Analysis of cube plot

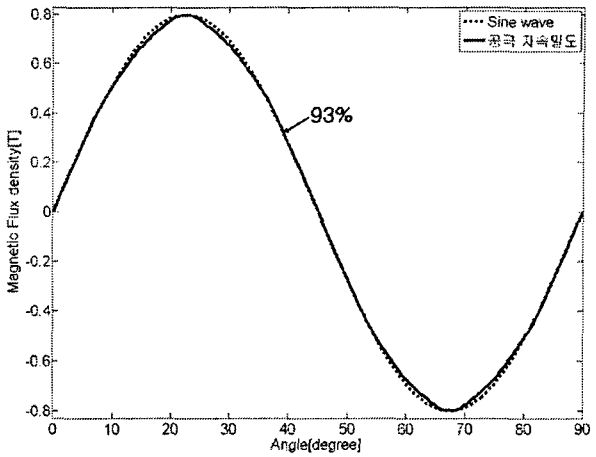


그림 9 정현적 공극 자속밀도
Fig. 9 Sinusoidal air-gap flux density

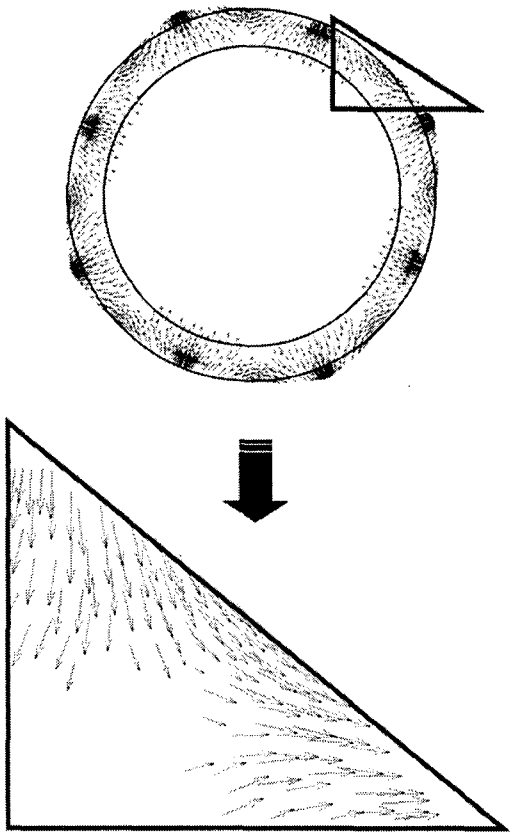


그림 10 자화분포
Fig. 10 Magnetization distribution

일반적으로 실험계획법을 통해 최적 설계를 할 경우, 위에서 언급한 요인배치법을 통해 각 요인들과 목적함수에 미치는 영향들을 살피고, 이 결과를 토대로 반응표면법이나 다구찌 방법과 같은 최적 설계 기법을 이용해 최적설계를 시행한다[16][17]. 하지만 본 논문에서는 이미 93%의 만족하는 결과를 얻었다. 따라서 반응표면법이나 다구찌 방법을 통한 최적 설계에 의한 결과 값과 차이가 미비할 것으로 판단되므로 이용하지 않았다.

3. 제작 및 실험

3.1 착자 요크 제작 및 표면 자속밀도 평가

그림 11은 실제 제작된 착자 요크를 나타내며, 표 3은 설계된 착자 시스템의 제원을 보인다.

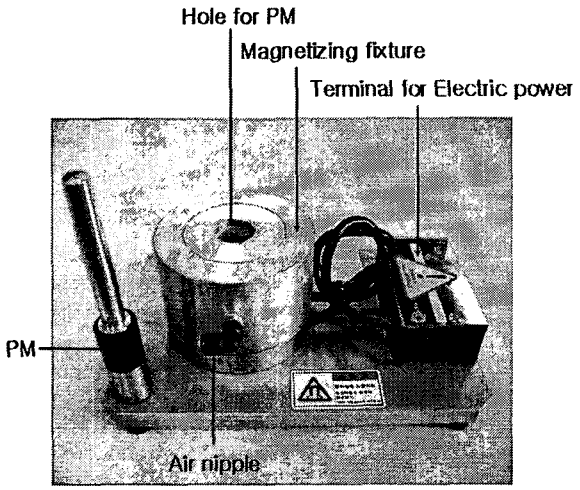


그림 11 제작된 착자 요크
Fig. 11 The manufactured magnetizing fixture

표 3 설계된 착자 시스템 제원
Table 3 The specification of designed magnetizing system

항목	세부항목	내용	단위
착자기	착자 전압	1500	V
	정전용량	2000	μF
착자 요크	공극 길이	0.1	mm
	극 폭	7.9832	mm
	극 길이	9.3804	mm
	극 표면의 반경	3.4294	mm
	요크 폭	10	mm
	축 방향 길이	32	mm
	턴 수	5	Turn
	권선 직경	2	mm

착자 해석 방법의 타당성을 입증하기 위해 그림 12에서 보는 바와 같이 시뮬레이션을 통한 표면 자속밀도 값과 실험을 통한 표면 자속밀도 값을 비교 한다. 비교 결과 해석치와 실험치의 오차가 적음을 확인 할 수 있다. 따라서 착자 해석 방법의 타당성을 입증할 수 있다. 피크치 값의 차이는 표면 자속밀도 측정 시 리딩하는 프로브를 수동작으로 간격을 맞추기 때문에 발생하는 것으로 추정된다.

그림 13은 기존모델과 개선모델의 표면 자속밀도 실험치 비교를 나타내고 있다. 기존모델은 사다리꼴 파형과 유사함을 알 수 있고, 개선모델은 정현적 임을 알 수 있으며, 표면 자속밀도의 크기도 개선모델이 약 23% 더 증가함을 알 수 있다.

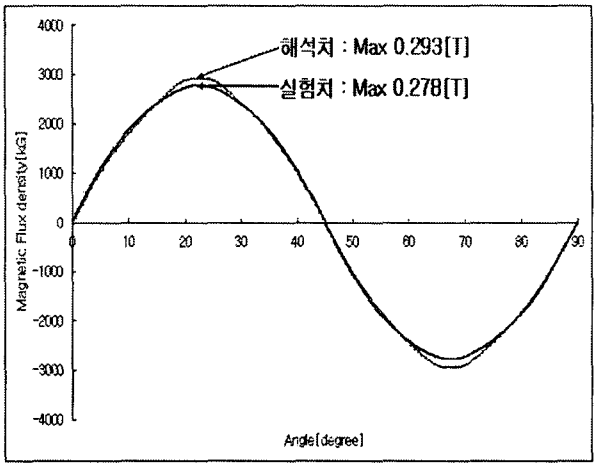


그림 12 해석치와 실험치의 표면 자속밀도 비교
Fig. 12 The comparison of surface flux density of simulation and experiment value

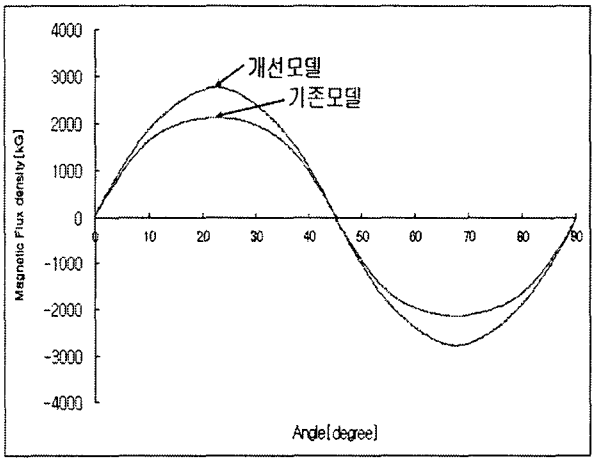


그림 13 표면 자속밀도 실험치 비교
Fig. 13 The comparison of experimental value of surface flux density

3.2 코깅 토크 및 진동·소음 분석

설계한 착자 시스템에 의해 착자 시킨 영구자석을 연구대상 BLDC 전동기의 회전자에 사용하여, 코깅 토크 및 진동·소음 실험을 행하였다. 그림 14는 기존모델과 개선모델의 코깅 토크 실험치를 나타낸다. 연구대상 모델은 6슬롯 8극 구조이기 때문에 기계각 90도를 기준으로 했을 때 코깅 토크 주기는 6주기를 가지며, 개선모델의 코깅 토크 최대치는 기존모델에 비하여 49.2% 감소됨을 알 수 있다.

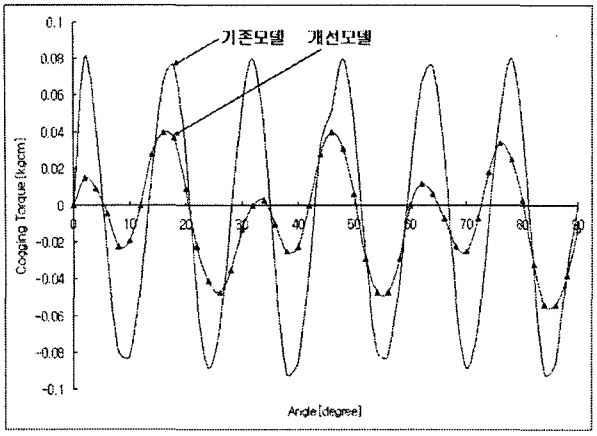


그림 14 코깅 토크 실험치 비교

Fig. 14 The comparison of experimental value of cogging torque

그림 15는 진동·소음 실험 장치도를 나타낸다. 실험대상 모델의 무부하 구동상태에서 계측된 진동·소음 측정결과는 각각 그림 16 및 17과 같다.

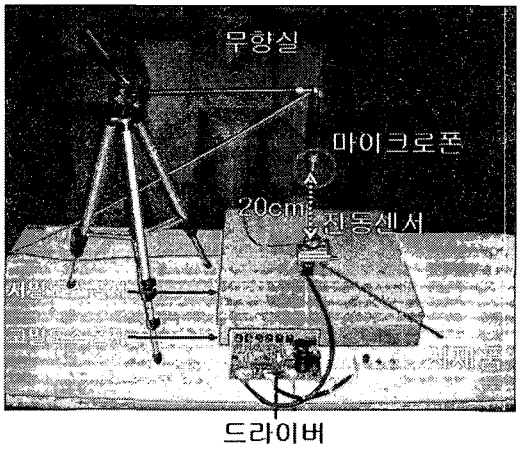
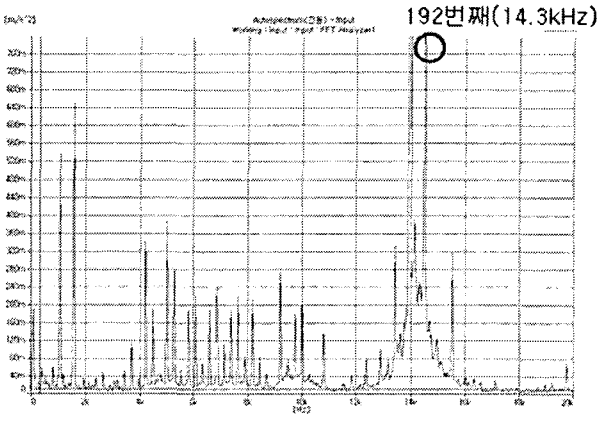


그림 15 진동·소음 실험 장치도

Fig. 15 Experimental setup of vibration and noise

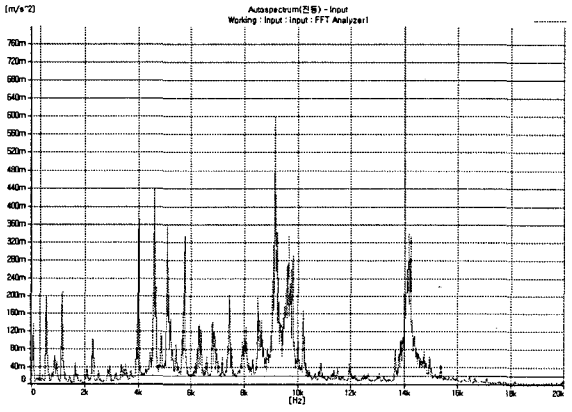
진동·소음의 측정결과를 바탕으로 진동과 소음의 가진원을 분석하기 위해 식(10)을 이용해 계산한다. 본 모델에서 360도를 극수와 슬롯수의 최소공배수인 24로 나눈 15도가 코깅 토크 기본 각도 주파수가 된다. 즉, 코깅 토크의 기본 주파수는 전동기 회전 주파수의 24배수차에 해당함을 확인할 수 있다. 계산 결과 그림 16은 특히 기본 속도 주파수의 192번째(14.3kHz)에서 큰 고조파성분이 발생함을 알 수 있고, 그림 17에서는 216번째(16.1kHz), 240번째(17.9kHz), 264번째(19.7kHz)에서 큰 고조파성분이 발생함을 알 수 있다. 따라서 진동·소음의 전자기적 요인인 코깅 토크 고조파 성분이 발생하여 전동기의 진동·소음의 가진원으로 작용함을 확인할 수 있다. 따라서 그림 16에서 보는 바와 같이 진동의 경우 기존 모델 대비 개선 모델은 44.7%가 감소되어 $1.77m/s^2$임을 확인할 수 있다. 또한, 그림 17에서 보는 바와 같이 소음의 경우 기존 모델 대비 개선 모델은 20.8%가 감소되어 44.6dB(A)임을 확인할 수 있다[18].

$$f = \frac{kN}{60}, \quad where \begin{cases} k: \text{정수}(1,2,3\cdots) \\ N: rpm \end{cases} \tag{10}$$



(a) 기존모델

(a) conventional model

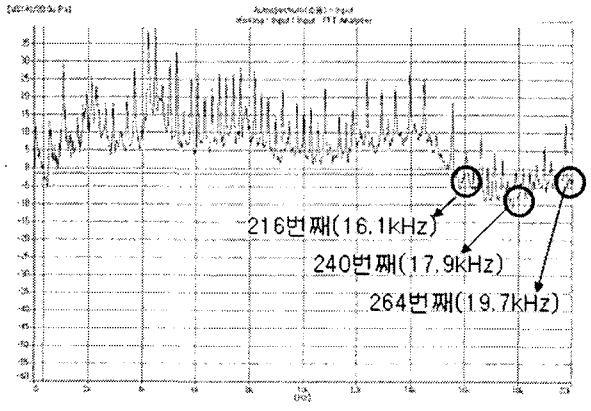


(b) 개선모델

(b) new model

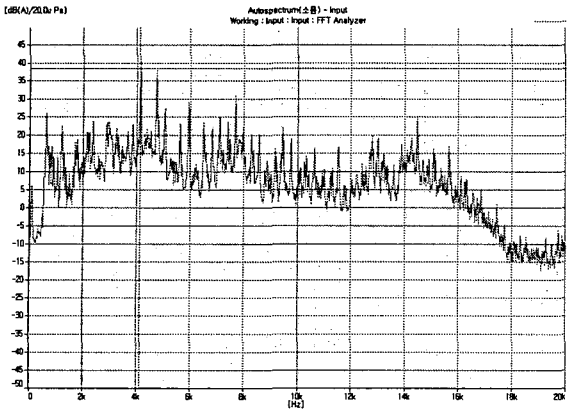
그림 16 진동 실험치 비교

Fig. 16 The comparison of experimental value of vibration



(a) 기존모델

(a) conventional model



(b) 개선모델

(b) new model

그림 17 소음 실험치 비교

Fig. 17 The comparison of experimental value of noise

4. 결 론

본 논문에서는 SPM type BLDC 전동기의 정현적 공극 자속밀도 분포를 위한 영구자석의 착자 시스템을 설계하여 진동·소음의 주요 원인이 되는 코깅 토크를 저감하였다. 종래의 시행착오법을 통한 착자 요크 철심 형상 설계의 단점들을 실험계획법 중의 하나인 요인배치법을 이용하여 설계시간 단축과 정현적 자화분포를 만드는 착자 요크 철심 형상을 최적화 하였다. 표면 자속밀도 해석치와 실험치를 비교하여 착자 해석 방법의 타당성을 입증하였으며, 코깅 토크 실험결과 기존모델 대비 49.2%가 감소됨을 확인할 수 있었다. 또한, 진동·소음의 실험결과로부터 코깅 토크 고조파 성분의 저감에 의해 진동이 44.7%, 소음이 20.8%가 감소됨을 확인 하였다.

참 고 문 헌

[1] Gordon R. Slemon, "On the Design of High-Performance Surface-Mounted PM Motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, pp. 134-140, Jan/Feb 1994

[2] Min-Fu Hsieh, and Yu-Sheng Hsu, "An Investigation on Influence of Magnet Arc Shaping Upon Back Electromotive Force Waveforms for Design of Permanent-Magnet Brushless Motors", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 41, No. 10, pp. 3949-3951, October 2005

[3] Young Li, Jibin Zou, Yongping Lu, "Optimum Design of Magnet Shape in Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 39, No. 6, pp. 3523-3526, November 2003

[4] Hong-Seok Ko and Kwang-Joon Kim, "Characterization of Noise and Vibration Sources in Interior Permanent-Magnet Brushless DC Motors", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 40, No. 6, pp. 3482-3489, November 2004

[5] Sangmoon Hwang and Dennis. Lieu, "Design Techniques for Reduction of Reluctance Torque in Brushless Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 30, No. 6, pp. 4287-4289, November 1994

[6] Dr. Duane Hanselman, "Brushless Permanent Magnet Motor Design(2nd Edition)", 2003

[7] Thomas M. Jahns and Wen L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review", IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 43, No. 2, pp. 321-330, April 1996

[8] K. Atallah and D. Howe, "The Application of Halbach Cylinders Brushless AC Servo Motors", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 34, No. 4, pp. 2060-2062, July 1998

[9] 이철규, "영구자석 매입형 3상 유도동기전동기의 착자 시스템 설계와 자화 분포 해석", 한양대학교 대학원 박사학위논문, 2004

[10] 홍선기, "등방성 자성재료에서의 일반화된 벡터 히스테리시스 모델링", 서울대학교 대학원 박사학위논문, 1993

[11] Joao Pedro A. Bastos, Nelson Sadowski, "Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods", 2003

[12] Chang Seop Koh, "Finite Element Analysis of Magnetizer using Preisach Model", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 35, No. 3, pp1277-1230, MAY 1999

[13] S. J. Salon, "Finite Element Analysis of Electrical Machines", 1995

[14] Jin Hur and Dong-Seok Hyun, "A Method of Reduction of Cogging Torque in Brushless DC Motor Considering the Distribution of Magnetization by 3DEMCN", IEEE Trans. on Magnetics. Vol. 34, No. 5, pp. 3532-3535, September 1998

[15] 김사무엘, 정승호, 권병일, 이철규, "BLDC 전동기의 정현파 공극 자속밀도 구현에 의한 코깅 토크 저감", 대한전기학회 춘계학술대회 논문집, p140~142, 2006

[16] 박성현, "현대 실험계획법", 2004

[17] 이상복, "MINITAB을 활용한 예제 중심의 실험계획법", 2002

[18] 김경태, 황상문 "세그먼트 극을 가진 BLDC 전동기의 가진력에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 제48권, 제10호, B권, p530~536, 1999

저 자 소 개

김 사무엘 (金 사무엘)

1979년 8월 20일생. 2005년 한양대 전자컴퓨터공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.

Tel : 031-409-1277
Fax : 031-409-1277
E-mail : samuel@hanyang.ac.kr

정 승 호 (鄭 承 鎬)

1976년 11월 3일생. 2004년 한양대 전자공학 졸업. 2006년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 졸업(석사).

Tel : 031-409-1277
Fax : 031-409-1277
E-mail : jsh04@ihanyang.ac.kr

류 세 현 (柳 世 鉉)

1970년 11월 16일생. 1996년 한양대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 졸업(공박). 1999년 1월~현재 전자부품연구원 지능메카 트로닉스연구센터 선임 연구원

Tel : 032-621-2848
Fax : 032-621-2855
E-mail : rhyush@keti.re.kr

권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공박). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국기계연구소 자기 부상 열차 사업단 선임 연구원. 2001년 University of Wisconsin-Madison 객원교수. 1989년 10월~현재 일본 와세다 대학 이공학 연구소 객원연구원. 1991년~현재 한양대 전자컴퓨터공학부 교수

Tel : 031-400-5165
Fax : 031-406-5073
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr