

다특성 목적함수를 고려한 영구자석 매입형 전동기의 새로운 자속장벽 최적설계

論 文

56-3-8

Novel Design of Flux Barrier in IPM type BLDC motor by considering the Multi-response Taguchi Method

朴賢珏*·梁炳烈**·李相奉***·權炳一†

(Hyun Kag Park · Byoung Yull Yang · Sang Bong Rhee · Byung Il Kwon)

Abstract - This paper proposes the novel flux barrier that built in q-axis in rotor of IPM type BLDC motor. The novel flux barrier aims to reduce the motor vibration with reduced cogging torque and lessened torque ripple by the sinusoidal waveform distribution of the flux generated in the permanent magnet. For optimization of the novel flux barrier, the Taguchi method is effectively employed which considered multiple objective quality characteristics, such as cogging torque, average torque and efficiency. The result of proposed model compare with the initial model and it is verified by 2D finite element method (FEM) results.

Key Words : BLDC, Design of experiments, Flux Barrier, IPM, Taguchi method

1. 서 론

영구자석매입형(Interior Permanent Magnet: IPM) Brushless DC(BLDC) 전동기는 영구자석이 회전자에 매입되어있는 구조로 인해 회전자의 d축 인덕턴스보다 q축 인덕턴스가 크게 나타나는 특성을 갖는다. 따라서 영구자석에 의한 토크 외에도 추가적인 릴럭턴스토크(reluctance torque)를 얻을 수 있는 장점이 있으나 릴럭턴스 차이에 의한 코깅토크가 크게 나타나 토크 리플이 증가하므로 전동기 운전 시 진동 및 소음이 발생하는 단점이 있다. 따라서 코깅토크 저감을 위한 방법으로 고정자 치 형상변화, 슬롯 개구폭 조절, 공극 길이 변화, 영구자석의 폴 피치 대 극 피치 조절, 스큐 등의 많은 방법들이 제안되어져 왔다[1,2]. 특히, q축으로 흐르는 자속의 경로를 조절하여 d축 인덕턴스를 증가시켜 공극의 자속밀도를 정현적으로 분포시키는 자속장벽(flux barrier)에 관한 연구와 회전자 및 극형상의 최적형상 설계기법이 다수 제안되었다[3-5]. 그러나 회전자 표면에 자속장벽 설치에 설치되는 자속장벽에 의해 기존에 발생하는 자속의 누설을 야기할 수 있으며 이에 따라 전체 자속량이 감소하여 그 결과로 역기전력, 평균토크 그리고 효율 저하를 가져온다. 따라서 자속장벽의 설치 시에는 전체 자속량을 감소시키지 않는 새로운 형상의 연구가 필요하다. 또한 회전자 및 극형상에 관한 이전의 최적화 연구들은 전동기의 특성 중 코깅토크, 평균토크, 평균토크 대 토

오크리플의 비, 선형전동기의 경우 추력등과 같이 하나의 목적함수를 최적화 시키는 것을 다루거나 전동기의 여러 특성 중 하나의 특성을 단일목적으로 최적화를 실시하면서 다른 특성을 줄이는 경우가 많다[6-9]. 즉, 코깅토크 저감 목적, 평균토크 상승 목적, 그리고 효율 상승 목적으로 각각의 단일목적으로 최적화를 실시하였을 경우에는 어느 하나의 목적에 편향된 최적화 값을 도출하여 나머지 특성은 고려하지 않게 된다. 이는 최적화 문제에 있어서 두 가지 이상의 목적을 최적화하는 경우에 나타나는 한가지 목적에 치중되어지는 pay-off 특성 때문이다. 따라서 다 특성 목적을 위한 최적화 문제 해결을 위하여 새로운 알고리즘이 필요하다.

본 논문에서는 영구자석 매입형 전동기의 성능 개선을 위하여 기존의 자속장벽의 문제점을 보완하고자 회전자의 영구자석 q축에 자속장벽을 삽입하고 영구자석에서 q축 방향으로 발생하는 자속으로 인하여 고정자 치에서 발생하는 포화를 저감시키면서 전체 자속량을 일정하게 유지하는 새로운 형상의 자속장벽을 제안하였다. 또한, 실험계획법의 대표적인 방법인 다구찌 방법을 사용하여 제안한 자속장벽의 최적형상 설계를 실시하였다. 자속장벽을 구성하는 기하학적 인자들을 최적화 설계변수로 직접 선택하여 인자설계 과정의 제어인자, 잡음인자로 사용하고 전동기 설계에 필요한 여러 가지 특성을 동시에 고려하기 위하여 다특성 목적함수를 구성하였다. 구성된 목적함수에 대해 각 특성에 관한 S/N비의 z-표준화와 가중치를 결정하여 코깅토크, 평균토크, 효율 등 여러 가지 목적에 대한 동시 최적화가 가능하도록 제안하였다[10-11]. 이를 위해 2차원 유한요소법을 사용하여 얻어진 모의 실험결과를 토대로 목적함수와 제한조건에 관한 최적의 조합을 찾아내고 이러한 설계형상을 기반으로 전체 형상을 재설계 하여 2차원 유한요소법의 결과와 비교하여 제안한 자속장벽 및 최적화 방법의 타당성을 입증하였다.

† 교신저자, 終身會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 教授
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr

* 學生會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 碩士過程

** 正會員 : 三星電子 先任研究員

*** 正會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科·工博

接受日字 : 2006年 10月 9日

最終完了 : 2007年 1月 3日

2. 영구자석 매입형 BLDC 전동기

2.1 IPM 전동기의 특징 및 해석모델

산업분야에서 주로 사용되고 있는 BLDC 전동기는 회전자 표면에 영구자석이 부착되는 영구자석 표면부착형(Surface mounted Permanent Magnet : SPM)이 주류를 이루고 있으나 구조적 형상에 의하여 고속회전시 영구자석이 회전자 표면으로부터 이탈할 수 있는 위험성이 존재한다. 또한 고정자 권선에 의해 발생하는 열의 영향으로 영구자석이 감자특성을 갖게되고 그 결과로 출력이 저하되는 단점을 갖고 있다. IPM type BLDC 전동기는 표면 부착형 영구자석 전동기와는 달리 영구자석이 회전자내부에 삽입된 구조로써 회전자 자극과 고정자 자극의 상대적 위치에 따라 자기저항의 차가 발생하는 돌극구조를 갖음으로 자기저항의 차로부터 발생하는 릴럭턴스 토오크가 전자기적 토오크(Magnetic Torque)에 중첩되므로 단위 전류 당 토오크 및 출력은 표면 부착형 전동기에 비해 크며, 회전자의 구조적 형태로 인해 고속회전에 유리하고 기계적인 구조가 견고한 특성을 갖는다[1].

그림 1은 본 논문의 초기모델이며 IPM type BLDC 전동기의 1/4 단면도를 나타낸다. 초기모델은 4극수를 가지며, 고정자 권선에서 적정 전류밀도를 유지하기 위하여 권선방법이 분포권으로 되어있고 전동기 사양은 표 1과 같다.

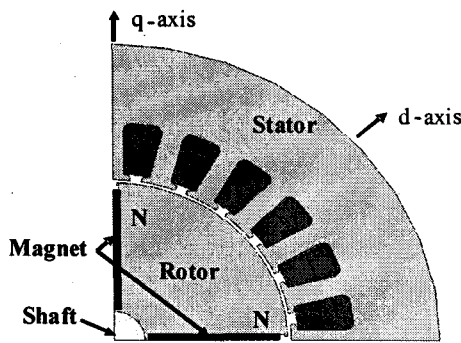


그림 1 IPM type BLDC 전동기(초기모델)
Fig. 1 IPM type BLDC motor (Initial model)

표 1 IPM type BLDC 전동기의 설계사양
Table 1 Specification of IPM type BLDC motor

구분	사양	구분	사양
DC 전압	310 [V]	극 수	4 [poles]
정격속도	3,000 [rpm]	병렬회로수	1 [parallel]
공극길이	0.7 [mm]	1 상당 직렬턴수	440 [turns]
상 수	3[phases]	영구자석	Nd소결 [Br=1.1T]

2.2 IPM 전동기의 자속장벽 필요성

초기모델에서는 고정자의 권선사양이 분포권이므로 고정자 전류에 의한 자속의 형태는 정현적이므로 영구자석에 의

한 공극자속밀도분포 역시 정현적일 때 진동과 소음을 저감시킬 수 있다[1]. 그림 2는 초기모델의 공극 자속밀도 파형을 나타낸다.

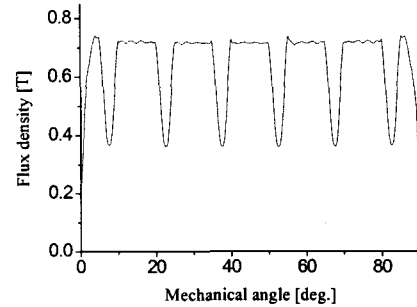


그림 2 초기모델의 공극자속밀도분포
Fig. 2 Distribution of flux density of initial model

그림 2에서와 같이 자속밀도 분포는 구형적 파형이고, 분포파형의 양 끝단에서 자속밀도 값이 치솟는 부분이 존재한다. 이와 같은 분포파형은 코깅토오크를 증가시키므로 소음과 진동의 원인이 될 수 있다. 따라서 회전자의 표면에 자속장벽(flux barrier)을 설치함으로써 영구자석에서 발생하는 자속의 흐름을 조절할 경우, 공극에서의 자속밀도 분포를 정현적으로 만들 수 있다. 그러나 자속장벽의 최적형상을 얻는 데에는 상당한 어려움이 있으며 특히, 전동기의 여러 가지 특성을 동시에 만족하도록 형상을 설계하는 것에 대한 연구는 전무한 상태이다. 따라서 본 논문에서는 다구찌 실험계획법을 이용하여 IPM 전동기의 다특성 목적함수 최적화를 실시하였다.

3. 다구찌 기법(Taguchi method)

다구찌 방법은 실험계획법중의 하나로 근래에 들어 많이 이용되기 시작하였는데 고전적인 실험 계획법이 고도의 통계지식을 필요 하는 반면에 이 방법은 특별한 통계 지식이 없이도 생산 현장에 쉽게 적용할 수 있는 장점이 있다. 다구찌 방법은 부분 실시법(fractional factorial experiment)에 근거한 직교 배열(orthogonal array)을 이용하여 최소한의 실험으로 전조합 실시법(full factorial experiment)의 효과를 내기 위해 고안 되었다. 설계자는 우선 목적함수 및 설계변수를 정하고 적절한 직교배열을 선정하여 여기에 따라 실험을 한 후 실험 결과를 해석하여 평균분석(Analysis of Means), 분산분석(Analysis of Variation)통하여 제어 인자의 효과 및 최적의 값을 찾을 수 있는 방법이다[12-13].

4. 자속장벽형상 최적화

4.1 자속 장벽의 설계변수 및 목적함수 선정

기존의 자속장벽은 q축의 영구자석 끝단 부분에 의해 고정자 치에서 발생하는 자속의 포화를 저감시키고자 회전자의 q축과 d축 사이에 자속장벽을 삽입함으로써 q축의 자속 밀도를 낮추어 코깅토오크를 저감하는 방식을 취하고 있으나, 이는 회전자 표면에 불필요하게 큰 공기영역을 만들어

자속누설이 크다는 문제점으로 효율적인 방법이라 볼 수 없다[3-5]. 따라서 본 논문에서는 기존 자속장벽의 문제점을 보완하고자 q축에 직접적으로 자속장벽을 설치하는 방법을 제안하였다. 제안한 자속장벽은 그림 3에서와 같이 회전자의 d축을 기준으로 q축 방향으로 갈수록 자속밀도가 작아지도록 하여, 공극 자속밀도 분포가 정현 적으로 나타나도록 극 피치를 고려하여 자속장벽의 폭을 결정하였다. 자속장벽의 형상은 영구자석의 끝단부분에 의해 발생하는 고정자 치의 포화 및 손실을 저감하기 위하여 q축 부분의 자속장벽의 곡률(C인자)을 조절하여 자속장벽의 형상을 결정하였다. 제안된 자속장벽은 그림에서와 같이 회전자의 q축에 자속장벽을 삽입함으로써 자속을 d축으로 집중시키는 형상을 갖게 된다.

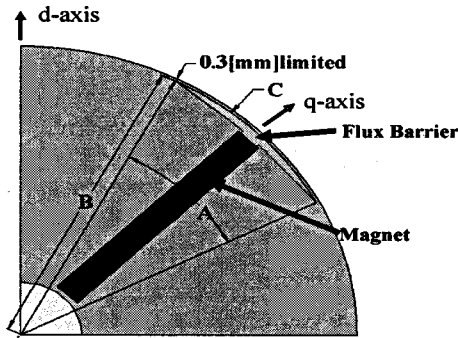


그림 3 제안된 자속장벽의 형상 및 설계변수(1/4 모델)
Fig. 3 Flux barrier configuration of proposed model (1/4model)

IPM type BLDC 전동기의 성능 개선을 위한 다구찌 실험계획법을 위하여 토오크리플에 영향을 미치는 코깅토오크, 출력에 영향을 미치는 평균토오크 그리고 효율을 목적함수로 하였으며, 초기모델보다 개선된 성능을 가진 전동기의 설계가 목적이므로 초기모델의 성능 특성치를 제한조건으로 다음과 같이 설정하였다. 코깅토오크는 0.455[Nm]이하, 평균 토오크는 0.62[Nm]이상, 효율은 83.2[%]이상의 제한조건을 정하였다.

다구찌 실험계획법에서 사용하는 설계인자는 제어인자, 잡음인자, 신호인자이다[12]. 제어 인자로는 q축으로 흐르는 자속을 조절하여 공극자속밀도의 분포를 정현적인 분포로 만들 수 있도록 자속장벽의 위치 및 형상을 결정할 수 있는 인자로 'A'(자속장벽의 폭[deg])와 'B'(회전자 중심점으로부터 자속장벽 양끝단의 거리[mm]), 'C'(자속장벽의 곡률)를 선정하였으며, 인자의 수준 수는 3수준으로 하였다. 잡음 인자는 유한요소 해석 시 해석시간의 간격에 따른 전동기 특성 값의 오차로 인자의 수준을 기계각 0.5[°]와 0.2[°]인 2 수준으로 정하였다. 자속장벽과 회전자에서의 외경과의 거리는 기계적인 강도 및 가공의 용이성을 위하여 최소 0.3[mm]로 제한을 두었다. 또한 자속장벽의 설치를 위해 영구자석의 체적을 유지한 상태에서 영구자석의 길이를 26.3[mm]에서 25.3[mm]로 변화시켰으며 영구자석의 폭은 2.7[mm]에서 2.8[mm]로 증가시켰다. 표 2는 본 논문에서 사용한 설계변수와 수준 수를 나타낸다.

표 2 제어 인자와 잡음 인자

Table 2 Control factors and noise factors of flux barrier

제어 인자		수준 1	수준 2	수준 3
A	자속장벽의 폭(deg.)	28	30	32
B	자속장벽의 끝부분 위치의 길이(mm)	32.8	32.9	33
C	자속장벽의 곡률	1/39.3	1/36.3	1/33.3

잡음 인자		수준 1	수준 2	-
N	해석 시간의 간격(기계각)	0.5°	0.2°	-

*C인자 (자속장벽의 곡률) : 곡률은 1/반지름 로 나타낸다.

4.2 직교배열표에 의한 실험

직교 배열 표는 실험계획에 사용할 인자의 수와 각 인자 별 수준 수에 따라 적합한 실험회수 및 실험조건을 배열한 표로서 적은 실험의 수로써 최적의 값을 구할 수 있는 장점을 갖고 있다. 본 논문에서는 제어인자 A, B, C 세 개와 세 개의 수준을 고려하기 위하여 L9의 표준 직교배열 표를 이용하였고 잡음인자를 고려할 경우 총 18번의 실험만으로 목적함수의 최적 값을 도출 할 수 있다. 표 3에서는 인자와 인 수별 수준을 할당한 직교배열 표를 나타내었다. 일례로 no.1 실험은 A인자 자속장벽의 폭 28[deg], B인자 회전자 중심점으로 부터 자속장벽 양끝단의 거리 32.8 [mm], C인자 자속장벽의 곡률 1/39.3 인 형상의 자속장벽을 나타낸다.

표 3 직교 배열 표

Table 3 L9 orthogonal array

No.	A	B	C
1	1	1	1
2	1	2	2
3	1	3	3
4	2	1	2
5	2	2	3
6	2	3	1
7	3	1	3
8	3	2	1
9	3	3	2

표 3의 직교배열표를 이용하여 잡음인자를 고려한 후 총 18번의 2차원 유한요소 해석을 통하여 표 4와 같이 유한요소 해석 결과를 식(1),(2)이용하여 계산한 S/N 비를 얻을 수 있다. 표 4에서 N1,N2는 잡음인자에 따른 유한요소 해석결과이며 S/NR은 S/N Ratio를 의미한다. 각 실험의 결과 값은 다구찌 실험계획법의 S/N비로 변환하는데, S/N비는 잡음을 사용하는 다구찌 방법에서 임의의 특성치가 잡음에 둔감한 설계를 하기 위하여 도입한 개념이다. S/N비는 신호 대 잡음의 비율을 의미하는 것으로 신호입력의 힘과 잡음이 주는 영향의 힘의 비율로서 정의된다. 즉 입력과 잡음이 시스템의 결과에 어느 정도의 영향을 주는가를 조사하여 특성치를 분석할 수 있는데, 잡음의 힘에 비해 입력의 힘이 커질 때 높은 신뢰성을 가지게 되므로 S/N비의 값이 클 때 좋은 조건이 되는 것이다. 본 논문에서 사용된 S/N 비는 다음과 같이 정의되어 진다[12].

- 1) 품질 특성치가 작으면 작을수록 좋은 망소특성
(예: 코깅토크)

$$S/N \text{ Ratio} = -10 \log \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i^2 \right] \quad (1)$$

- 2) 품질 특성치가 크면 클수록 좋은 망대 특성
(예: 평균토크, 효율)

$$S/N \text{ Ratio} = -10 \log \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{y_i^2} \right] \quad (2)$$

여기서 n 은 특성치의 개수, y_i 는 직교배열표를 이용하여 얻은 2차원유한요소해석결과값 나타낸다.

표 4 직교배열표에 의한 2차원유한요소해석결과 및 S/N비
Table 4 Result of 2d FEM analysis and S/N Ratio

	코깅토크[Nm]			평균토크[Nm]			효율		
	N1	N2	S/N비	N1	N2	S/N비	N1	N2	S/N비
1	0.0485	0.0483	26.239	0.7056	0.7055	2.912	0.8123	0.8123	4.252
2	0.0842	0.0842	21.480	0.6882	0.6882	2.517	0.8282	0.8282	4.334
3	0.1178	0.1168	18.620	0.6282	0.6282	1.951	0.8404	0.8405	4.579
4	0.0276	0.0275	31.184	0.7008	0.7008	2.938	0.8162	0.8163	4.262
5	0.0504	0.0506	25.880	0.6584	0.6584	2.311	0.8346	0.8346	4.488
6	0.0524	0.0527	25.540	0.6708	0.6708	2.580	0.8299	0.8290	4.337
7	0.0741	0.0741	22.926	0.6882	0.6881	2.753	0.8242	0.8243	4.315
8	0.0736	0.0738	22.680	0.7088	0.7089	3.020	0.8159	0.8159	4.254
9	0.0476	0.0478	26.382	0.6882	0.6881	2.508	0.8335	0.8335	4.424

*본 논문에서 코깅토크는 peak-to-peak 값을 나타낸다.

4.3 단일 특성에 대한 자속장벽형상의 최적화

우선 코깅토크, 평균토크, 효율 등을 각각 단일 목적 함수로 하고 최적화 과정을 수행하여 얻은 최적 값과 초기 모델과의 비교를 통하여 본 논문에서 제안하는 다특성 목적 함수 해석의 필요성을 나타내었다. 표 5는 초기모델의 특성치로 코깅토크, 평균토크, 효율 등을 2차원 유한요소해석을 통하여 얻은 것이다.

표 5 초기모델의 특성치

Table 5 Analysis results of initial model(at 3000rpm)

	코깅토크	평균토크	효율
초기모델	0.4547[Nm]	0.6197[Nm]	83.17[%]

그림 4는 코깅토크에 대한 S/N비의 주효과 그래프이며, 최적조건으로 예측된 인자의 수준 수는 각각 A인자 2수준, B인자 1수준, C인자 2수준이라는 결과를 얻을 수 있었다. A2, B1, C2의 조합으로 2차원 유한요소해석을 통하여 코깅토크(peak-to-peak)가 약 0.02765[Nm]로 자속장벽을 설치하지 않은 초기모델의 코깅토크(peak-to-peak) 0.4547[Nm]보다 약 93.92[%] 저감하였으나, 평균토크는 0.7[Nm]으로 약 12.96[%] 증가하였고, 효율은 81.68[%]로 약 1.8[%] 감소하여 제한조건에 만족하지 못하는 결과를 얻었다.

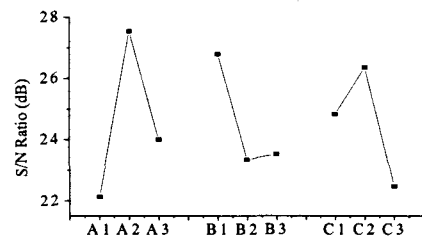


그림 4 코깅토크 S/N비에 대한 인자의 효과 그래프
Fig. 4 Average S/N Ratio (cogging torque) of control factors

그림 5는 평균토크에 대한 S/N비에 대한 주효과 그래프를 나타내며, 최적조건으로 예측된 인자의 수준 수는 각각 A인자 3수준, B인자 1수준, C인자 1수준으로 나타났다. A3, B1, C1의 조합으로 2차원 유한요소해석을 통하여 평균토크가 약 0.7295[Nm]로 자속장벽을 설치하지 않은 초기모델의 평균토크 약 0.6197[Nm]보다 약 17.72[%] 증가하였으나, 코깅토크는 0.0956[Nm]로 약 78.98[%] 저감하였고, 효율은 약 80.56[%]로 3.1[%] 감소하여 역시 제한조건에 만족하지 못하는 결과를 얻었다.

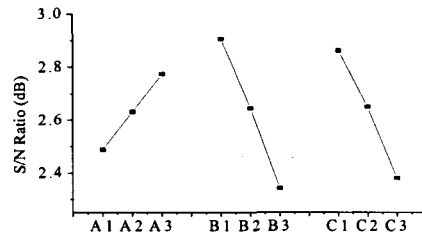


그림 5 평균토크 S/N비에 대한 인자의 효과 그래프
Fig. 5 Average S/N Ratio (average torque) of control factors

그림 6은 전동기 효율에 대한 S/N 주효과 그래프이며, 최적조건으로 예측된 인자의 수준 수는 각각 A인자가 1수준, B인자 3수준, C인자 3수준 이며 A1, B3, C3의 조합으로 2차원 유한요소해석을 통하여 효율이 약 84.4[%]로 자속장벽을 설치하지 않은 초기모델의 효율 약 83.17[%]보다 약 1.47[%] 증가하였으나 코깅토크는 0.1175[Nm]로 약 74.16[%] 저감하였고, 평균토크는 0.6262[Nm]로 약 1.0[%] 증가하였다. 이는 제한조건을 만족하지만 다른 경우와 비교하여 코깅토크의 저감률이 낮게 나타나 최적의 값으로 볼 수 없다.

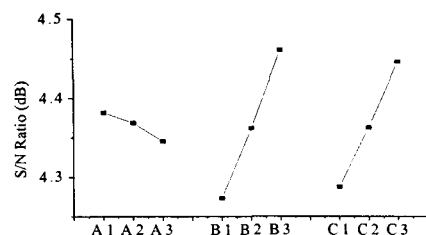


그림 6 효율 S/N에 대한 인자의 효과 그래프
Fig. 6 Average S/N Ratio (efficiency) of control factors

이와 같이 단지 단일 목적에 대해 최적화를 실시하여 얻은 최적화된 값들은 전동기 성능 개선을 위해 설계자가 설정한 제한 조건을 만족하지 못한다. 따라서 본 논문에서는 코깅토크, 평균토크, 효율을 동시에 고려하는 최적화 방법을 제안 하였다.

4.4 다특성에 대한 자속장벽의 최적화

앞 절에서 코깅토크, 평균토크, 효율에 관하여 각각의 단일 특성에 대한 최적화를 실시하였다. 실제 전동기 설계에서는 대부분 동시에 고려해야 할 특성치가 여러 가지 존재하게 된다. 본 논문에서는 여러 가지 특성, 예를 들어 코깅토크는 망소특성을 가지며, 평균토크와 효율은 망대 특성을 갖는다. 이와 같이 최적화 방향이 서로 다른 다특성치를 동시에 고려하기 위하여 S/N비의 선형모형을 이용한 성능척도(Total S/N ratio : TS)를 이용하여 동시에 최적화시키는 방안을 사용하였으며, TS성능척도의 적용방법은 아래와 같다[10,11].

- 1) 고려해야할 특성치가 p 개 종류로 y_1, y_2, \dots, y_p 가 있다면, 특성치에 대응하는 p 개 종류의 S/N비 SN_1, SN_2, \dots, SN_p 를 계산할 수 있다. 여기서 주어진 직교배열표에서 실험번호의 개수를 n 이라 할 때 총계산된 S/N비는 $p \times n$ 개가 존재 한다. p 번째 특성치의 S/N비인 SN_p 에서 실험번호의 수 n 개의 S/N비를 $SN_{p1}, SN_{p2}, \dots, SN_{pn}$ 이라 한다.
- 2) p 번째 특성의 n 개의 실험을 통하여 계산한 평균값과 표준편차를 가지고 각각의 S/N비를 식(3)과 같이 z -표준화시킨다.

$$SN_p^* = \frac{SN_p - \overline{SN_p}}{s.d(SN_p)} \quad (3)$$

여기서, $\overline{SN_p}$ 는 p 번째 특성의 n 개의 실험을 통하여 계산한 평균값, $s.d(SN_p)$ 는 p 번째 특성의 n 개의 실험을 통하여 계산한 표준편차를 나타낸다. 표준화된 SN_p^* 의 값을 표 6에 기술하였다.

- 3) 각각의 표준화된 SN_p^* 에 가중치를 부과하여 합쳐 하나의 성능척도 만드는 TS 성능 척도를 구한다.

$$TS = \sum_{i=1}^p w_i SN_i^* \quad (4)$$

여기서, w_i 는 각 특성의 가중치로 $\sum_{i=1}^p w_i = 1$ (가중치의 합은 1)이다. 계산된 TS성능척도를 표 7에 기술하였다.

- 4) 위의 1)부터 3)단계의 과정을 식 (5)에 행렬식 표현으로 나타내었다.

$$\begin{pmatrix} y_{11} & y_{21} & y_{31} & \dots & y_{p1} \\ y_{12} & y_{22} & y_{32} & \dots & y_{p2} \\ y_{13} & y_{23} & y_{33} & \dots & y_{p3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ y_{1n} & y_{2n} & y_{3n} & \dots & y_{pn} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} SN_{11} & SN_{21} & SN_{31} & \dots & SN_{p1} \\ SN_{12} & SN_{22} & SN_{32} & \dots & SN_{p2} \\ SN_{13} & SN_{23} & SN_{33} & \dots & SN_{p3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ SN_{1n} & SN_{2n} & SN_{3n} & \dots & SN_{pn} \end{pmatrix} \rightarrow$$

$$\begin{pmatrix} SN_{11}^* & SN_{21}^* & SN_{31}^* & \dots & SN_{p1}^* \\ SN_{12}^* & SN_{22}^* & SN_{32}^* & \dots & SN_{p2}^* \\ SN_{13}^* & SN_{23}^* & SN_{33}^* & \dots & SN_{p3}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ SN_{1n}^* & SN_{2n}^* & SN_{3n}^* & \dots & SN_{pn}^* \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} TS_1 \\ TS_2 \\ TS_3 \\ \vdots \\ TS_n \end{pmatrix} \quad (5)$$

- 5) 모든 특성에 대해 S/N비는 크면 클수록 좋게 만들어진 성능 척도임을 고려하여 다특성치를 고려시 사용할 TS 성능척도 역시 크면 클수록 좋게 만들어진 성능척도이다[11]. 가중치 w_i 는 각 실험의 특성에 따라 비중이 높은 특성일 경우 높은 값의 가중치를 부과하여 준다. 본 논문에서는 전동기의 특성 개선을 위하여 효율에 높은 가중치를 부과 하였으며 제안된 자속장벽을 설치하여 낮은 코깅토크의 값을 얻을 수 있었다. 기존의 평균토크 대비 효율이 높은 자속장벽의 형상을 선택한 것이다. 본 논문에 부과된 가중치는 코깅토크 0.15, 평균토크 0.25, 효율 0.6이다.

표 6 표준화된 SN_p^* 의 계산값
Table 6 Values of S/N_p^* (normalized S/N Ratio)

No.	코깅토크	평균토크	효율
1	0.50346	1.10767	-1.47500
2	-0.90177	-0.34826	0.17449
3	-1.74656	-2.07838	1.78761
4	1.95482	0.928033	-1.00440
5	0.38737	-0.73750	0.82530
6	0.29396	-0.19075	0.27573
7	-0.4794	0.50510	-0.23650
8	-0.5515	1.21454	-1.1000
9	0.53957	-0.40044	0.75270

표 7 계산된 TS 성능척도
Table 7 Values of TS

No.	TS Ratio
1	-0.53257
2	-0.11763
3	0.29099
4	-0.07739
5	0.36891
6	0.16184
7	-0.08751
8	-0.43908
9	0.43245

4.5 다특성치 고려한 최적화 값의 예측 및 해석 결과

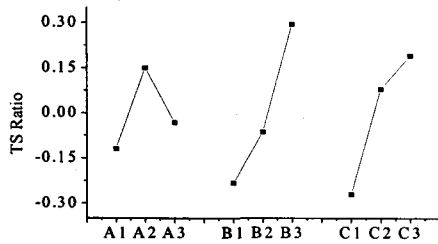


그림 7 TS성능척도에 대한 인자의 효과 그래프
(가중치 : 코깅토크 0.15, 평균토크 0.25, 효율 0.6)

Fig. 7 Average TS Ratio of control factors
(Weight values: cogging torque 0.15, average torque 0.25, efficiency 0.6)

본 논문에서는 전동기의 효율 향상에 관심을 두고 코깅토크를 저감하였다. 최적의 조건으로 코깅토크에 대한 가중치 0.15, 평균토크에 대한 가중치 0.25, 효율에 관한 가중치 0.6일 때 최적의 전동기 동작 특성을 나타내었다. 그림 7로부터 제어인자의 효과를 알 수 있으며, TS Ratio의 크기를 최대로 하는 제어인자의 조합이 최적조건으로 예측할 수 있다. 최적조건으로 나타난 제어인자의 수준은 A2, B3, C3 이다[12]. S/N비의 예측 값과 검증 값을 표 8에 나타내었다. TS분석을 통해 얻어진 최적조건을 이용하여 2차원 유한요소해석을 수행한 후, 해석결과를 이용하여 예측결과의 타당성을 검증하였다[13].

표 8 예측 값과 검증 값의 비교

Table 8 Prediction(Taguchi) and confirmation(2D FEM)

	Prediction	Confirmation
최적 조건 (a2b3c3)	0.637	0.617

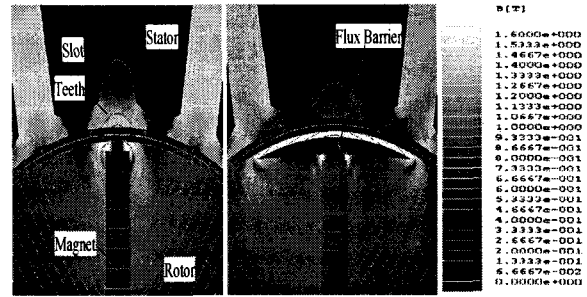
5. 최적화된 자속장벽형상의 특성

표 9는 기존 모델과 제안된 모델(A2B3C3)의 특성비교이며 코깅토크는 0.4547[Nm]에서 0.0697[Nm]로 약 84.67% 저감, 평균토크는 약 2.44[%] 증가 하였다. 또한 토크리플은 약 0.5374[Nm]에서 0.2179 [Nm]로 약 59.45[%] 감소하고 평균토크의 증가로 인하여 효율은 약 1.43[%] 증가하였다.

표 9 초기 모델과 제안된 모델의 특성비교

Table 9 Analysis results (at 3000rpm)

	코깅 토크	평균 토크	토크 리플	효율
초기 모델	0.4547	0.6197	0.5374	83.17
제안 모델(A2B3C3)	0.0697	0.6348	0.2179	84.36



(a) 초기 모델 (b) 제안 모델

그림 9 초기모델과 제안 모델의 자속밀도 분포
Fig. 9 Distribution of magnetic flux density

앞서 언급한 영구자석의 끝단부분에 의해 고정자 치에서 발생하는 포화 및 손실을 최적 형상의 자속장벽을 설치함으로써 그림 9와 같이 효과적으로 저감하였으며, 그림 10에서 나타난 것과 같이 제안된 자속장벽의 형상이 공극자속밀도 파형의 양끝단에 치솟아 오르는 부분을 크게 저감시키면서 중앙 부분으로 자속밀도를 집중 시켜 초기모델의 공극자속밀도 파형보다 정현적인 분포를 갖게 하였다. 영구자석에서 발생하는 자속을 정현적인 공극자속밀도 분포로 만들어 주어 코깅토크는 그림 11과 같이 감소됨을 확인할 수 있었다.

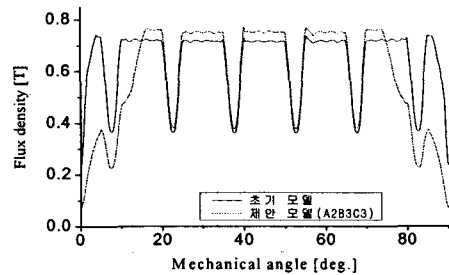


그림 10 초기모델과 제안모델의 공극자속밀도파형 비교
Fig. 10 Air gap magnetic density wave form

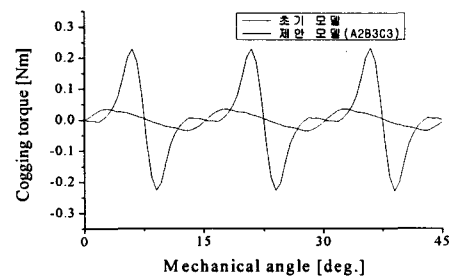


그림 11 초기모델과 제안모델의 코깅토크파형 비교
Fig. 11 Cogging torque wave form

토크리플에 주된 영향을 주는 주요원인은 코깅토크와 역기전력의 고조파성분의 크기, 전동기의 자기회로적인 포화 상태, 컨트롤러의 스위칭에서 원인을 찾을 수가 있다[14]. 그림 12에서 나타난 초기모델과 제안 모델의 역기전력 파형을 비교해 보면 제안된 모델의 역기전력 파형이 정현적인 파형을 갖고 있으며, 슬롯과 영구자석에 의한 공간고조파의 영향을 초기모델의 역기전력 파형보다 덜 받는다는 것을 예상할 수 있다.

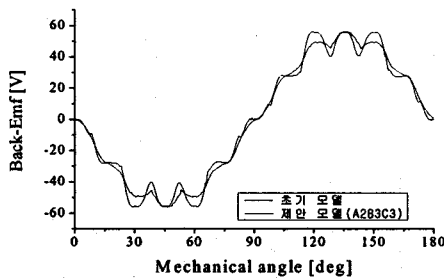


그림 12 초기모델과 제안모델의 역기전력파형 비교
Fig. 12 Back-EMF wave form

그림 13에서는 전류 0.75[A]일 때 정지 토크에 대해 초기모델과 제안모델을 비교하였다. 초기모델의 정지토크 피크치는 약 0.8121[Nm]이고, 제안모델의 정지 토크 피크치는 약 0.7203[Nm]로 제안모델의 정지 토크 피크치가 작게 나타나지만 FFT(Fast Fourier Transform) 분석을 통하여 그림 14에 나타난 것과 같이 초기모델의 정지토크 THD(Total Harmonic Distortion)는 37.24[%]이고, 제안모델의 정지토크 THD는 8.49[%]로 초기모델의 비교하여 약 77.2[%] 저감되어 공간고조파의 영향을 덜 받으며 기본파의 크기가 초기모델 보다 크게 나타난다. 따라서 평균토크가 증가하는 것을 확인 할 수 있었다.

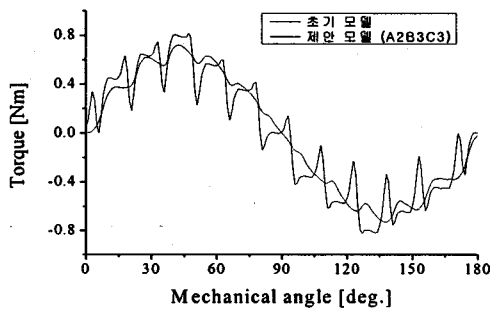


그림 13 Static torque(전류: 0.75A)파형 비교
Fig. 13 Static torque (current: 0.75 [A]) wave form

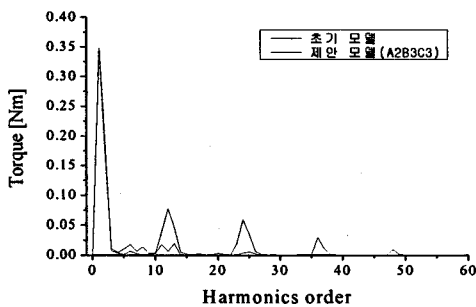


그림 14 Static torque(전류: 0.75A)의 FFT 분석비교
Fig. 14 FFT analysis of Static torque (current: 0.75 [A])

위의 결과로 인하여 그림 15와 같이 전동기가 정격속도(3000rpm)에서 운전시 합성토크의 토크리플 크기를 0.5374[Nm]에서 0.2179[Nm]로 약 59.45[%] 저감시킬 수 있었다.

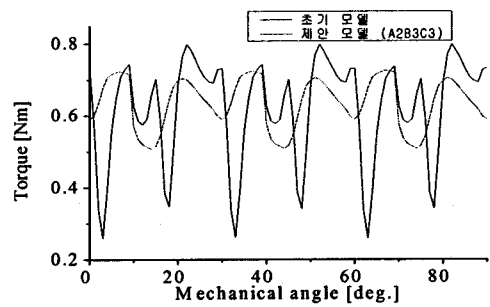


그림 15 토크리플 파형 비교
Fig. 15 Torque wave form (at 3000rpm)

6. 결론

본 논문에서는 영구자석매입형 BLDC 전동기의 성능을 향상하기 위한 방법으로 회전자 q축의 영구자석 끝단부에 자속장벽을 설치하는 새로운 자속장벽의 형상을 제안하고, 제안된 자속장벽의 최적형상 설계를 위해 다구찌 실험계획법을 사용하였다.

자속장벽을 구성하는 기하학적 인자들을 최적화의 설계변수로 직접 선택한 후 영구자석매입형 BLDC 전동기의 성능을 나타내는 대표적인 항목으로 코깅토크, 평균토크, 효율 등의 여러 가지 다중목적용 동시에 만족하도록 하는 다특성 다구찌 최적기법을 통하여 최적의 설계 값을 도출하였다. 최적화 결과로 제안된 모델의 2차원 유한요소해석결과, 초기모델과 비교하여 코깅토크는 약 84.67[%] 저감하였고, 평균토크는 약 2.44[%], 효율은 약 1.43[%] 증가되어 여러 가지 특성을 동시에 만족하는 전동기 설계가 가능함을 확인할 수 있었다.

따라서 전기기기 설계분야에서 다중목적 최적화 기법으로 다구찌 실험계획법이 효과적으로 적용될 수 있음을 확인하였으며 향후 연구로는 다른 최적화 기법을 결합하여 수준별 최적값이 아닌 실제 최적값을 얻을 수 있는 알고리즘의 개발이 필요할 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] Thomas M. Johns, Wen L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, pp. 321-330, April 1996.
- [2] Z. Q. Zhu, S. Ruangsinchaiwanich, N. Schofield, D. Howe, "Reduction of Cogging Torque in Interior Magnet Brushless Machines", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, pp. 3228-3240, September 2003.
- [3] Y. Kawaguchi, T. Sato, I. Miki, M. Nakamura, "A reduction method of cogging torque for IPMSM", Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005 Proceedings of the Eighth International Conference on Vol. 1, pp.248-250, Sept. 2005.
- [4] N Bianchi, S Bolognani, "Performance Analysis of An IPM Motor with Segmented Rotor for Flux Weakening Application", IEE. no. 468, pp. 49 - 53,

1999.

- [5] Byoung-yull Yang, Hyun-kag Park, Byung-il Kwon, "Design of Flux Barrier for Reducing Torque Ripple and Cogging Torque in IPM type BLDC motor", Electromagnetic Field Computation, 2006 12th Biennial IEEE Conference on 2006, pp.241 - 241, May 2006.
- [6] Ki-Jin Han, Han-Sam Cho, Dong-Hyeok Cho, Hyun-Kyo Jung, "Optimal core shape design for cogging torque reduction of brushless DC motor using genetic algorithm", Magnetics, IEEE vol. 36, pp.1927 - 1931, July 2000.
- [7] Shao Bo, Cao Zhi-tong, Cheng Hong-ping, He Guo-guang, "Cogging Force and its Estimation using a Neural Network Based on 2D Field Model of MLSM", Electric Machines and Drives, 2005 IEEE, pp.1243 - 1248, May 2005.
- [8] Chen, S.X., Low, T.S., B.Bruhl, "The Robust Design Approach For Reducing Cogging Torque In Permanent Magnet Motors", IEEE TRANSACTION ON MAGNETICS. Vol. 34, no. 4, pp.343 - 343, July 1998
- [9] Sung-II Kim, Ji-Young Lee, et al, "Optimization for Reduction of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motor by Using the Taguchi Method," IEEE Trans. Magn, Vol. 41, pp.1796-1799, May 2005.
- [10] Ming-Ru Chen, Paul Chiang, Larry Lin, "Device Robust Design Using Multiple-Response Optimization Technique," Statistical Metrology, 5th International Workshop, pp.46 - 49, June 2000.
- [11] Yong-Man Kwon, Young-Nam Son. "An Optimization Procedure using Signal-to-Noise Ratio in The Robust Parameter Design with Multiple Quality Characteristics", Journal of the Korean Data Analysis Society, Vol. 5, No.3, pp. 541-548, 2003.
- [12] Madhav S.Phadke, AT&T Bell Laboratories, Quality Engineering Using Robust Design. Prentice Hall PTR, 1989.
- [13] Genichi Taguchi, Toshiko Yokoyama, Taguchi methods : design of experiments, ASI Press, 1993.
- [14] Mohammad S.Islam, Sayeed Mir, Tomy Sebastian, Samuel Underwood, "Design Considerations of Sinusoidally Exited Permanent-Magnet Machines for Low Torque Ripple Applications", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 41, No.4, pp.955 - 962, July 2005.

저 자 소 개



박 현 각 (朴賢珏)

1977년 6월 1일생. 2005년 한양대 전자컴퓨터 공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전자전기제어계측공학과 석사 과정.
 Tel : 031-409-1277
 Fax : 031-409-1277
 E-mail : hyunkag@naver.com



양 병 렬 (梁炳烈)

1973년 6월 21일생. 1999년 한양대 전기공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 박사과정. 삼성전자 DA연구소 선임연구원.
 Tel : 031-218-5178
 Fax : 031-218-5196
 E-mail : yangcom@hanmail.net



이 상 봉 (李相奉)

1968년 2월 22일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박).
 Tel : 031-409-1277
 Fax : 031-409-1277
 E-mail : rrsd@hanyang.ac.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 선임연구원. 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