회전자 영구자석 형상에 따른 외전형 BLDC 전동기의 특성비교 연구

A Comparative Study on the Exterior Rotor BLDC Motor According to the Rotor Permanent Magnet Shape

정 재 훈* · 조 한 옥[†] · 최 장 영* · 임 영 훈* · 장 석 명*

(Jae-Hoon Jeong · Han-Wook Cho · Jang-Young Choi · Young-Hun Im · Seok-Myeong Jang)

Abstract - In this paper, we presented a study on the design of permanent magnet rotor for exterior rotor type brushless direct current(BLDC) motor. To reduce the cogging torque and torque ripple, the specific shape and magnetization pattern of permanent magnets in BLDC motors are suggested. Firstly, four permanent magnet models with different shapes and magnetization arrays are presented. The results from the finite element method(FEM), the most effective model for reducing cogging torque and torque ripple was presented. In addition, to confirm the steady state performance, the torque-speed characteristic analysis has been performed with variable speed and load. Finally, the best permanent magnet model for reducing cogging torque and torque ripple with appropriate torque-speed performance was selected through the comparison according to the device volume.

Key Words : BLDC motor, Torque ripple, Cogging torque, Halbach, Modular PM, Exterior rotor

1. 서 론

최근, 대형 전동기 응용 시스템에서부터 소형 서보 시스템에 이르기까지 브러시리스 직류 전동기(brushless direct current motor : BLDCM)가 아주 광범위 하게 사용되어지고 있다. 브러시리스 직류 전동기는 영구자석 동기전동기(permanent magnet synchronous motor : PMSM)와 유사한 구조이면서 직류전동기와 같이 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전압 특성을 지닌 전동기이다. 따라서 순시 토크 대 정격 토크의 비가 매우 높아 동적 응답 특성이 우수하고, 넓은 운전 영역에 걸쳐서 높은 효율을 유지하기 때문에 가변속 운전과 제어에 이점이 있다. 또한 기계적인 브러시와 정류자가 없기 때문에 유지 및 보수비용이 적게 들고 사용 환경의 제약이 적은 특징이 있다 [1]~[3].

브러시리스 직류 전동기는 구동 전류 파형에 따라 정현파 구동형 전동기와 구형파 구동형 전동기로 구분 할 수 있다. 그중 구형파 구동형 브러시리스 직류 전동기는 동일한 크기의 정현파 구동형 브러시리스 직류전동기에 비해 더 큰 출력을 낼 수 있으며, 고정자 권선이 집중권이고 회전자의 영구자석도 자속밀도가 균일하게 착자 되므로 제조비용이 적게 든다. 또한 3상 2여자 방식을 사용하므로 인버터에서의 스위칭 손실이 적고, 데드 타임이 필요치 않아 전압이용률을 극대화 할 수 있어 제어가 용이하다[4]. 일반적으로 구

형파 구동형 브러시리스 직류 전동기는 한 상의 역기전력이 사다리꼴 모양으로써, 상 역기전력 파형이 평탄한 전기각으로 120° 구간에서 이상적인 구형파 전류와 전류를 전동기에 인가하면 직류전동기처럼 전류에 비례하고 이론적으로 리플이 0인 일정 토크를 발생시키게 된다[5][6]. 하지만 전동기 설계 시 역기전력 파형에서 평평한 부분이 120°가 되도록 만드는 것도 쉽지 않고, 형상에 따른 고조파의 성분으로 인해 역기전력이 완전한 사다리꼴 형태로도 되지 않아 앞에서 언급한 이론적 토크리플은 쉽게 달성 되지 않는다. 토크리플은 속도 리플의 원인이 됨으로써 속도제어 및 위치제어 특성을 저하시키는 지대한 영향을 미치고, 진동과 소음 발생의 원인이 된다.

브러시리스 직류 전동기에서의 토크리플 발생 요소는 코깅토크와 펄스폭 변조(PWM)에 의한 전류 리플, 상 전환 및 비(非)이상적인 역기전력 파형 등의 4종류로 분류할 수 있다[7][8]. 이중 상전류 전환에 따른 전류리플을 감소시키기 위해서 R. Carlson등은 상전류 전환에 기인한 토크리플을 해석하였고[9], C. Berendsen등은 전동기에서 모터의 중성점과 인버터의 중성점 간의 전압을 보상하는 기법을 제안하여 토크리플을 저감하였다[10]. 펄스폭 변조에 의한 전류리플 때문에 발생하는 토크리플은 그 주파수가 높기 때문에 전동기의 기계적인 관성이 필터 역할을 하여 고속으로 갈수록 자연적으로 상쇄된다. 나머지 역기전력과 코깅토크는 영구자석과 고정자 슬롯에 의한 자계 특성과 같은 전동기 구조에 큰 영향을 받는다.

기존의 코깅토크를 저감하는 방법은 스큐, 보조슬롯 사용, 공극길이 증가, 분수슬롯 사용, 슬롯수의 증가, 슬롯 개구 폭의 최소화 등이 있다[11][12]. 가장 일반적으로 적용되는 방법으로는 고정자 슬롯이나 자석에 스큐를 사용하는 것

[†] Corresponding Author : Dept. of Electric, Electronic and Comm. Eng. Edu. Chungnam National University, Korea
E-mail : hwcho@cnu.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University, Korea

Received : October 10, 2013; Accepted : December 17, 2013

인테 스큐는 코강토크를 최소화 시킬 수 있으나 초박형 구조로 제작되는 저가형 전동기에서는 제작의 어려움과 단가 상승에 원인이 되기 때문에 다른 방법의 사용이 요구되기도 한다. 비이상적인 역기전력 파형의 경우 영구자석과 고정자 슬롯의 구조, 권선의 배치 및 결선에 따라 함유되는 공간 고조파의 영향을 받게 되고 이는 구형과 전류로 구동되는 전동기의 토크 리플에 직접적인 영향을 주게 된다. 또한, 대부분 코강토크와 토크리플의 최소점은 대개 서로 다르게 존재하기 때문에 두 사항을 잘 고려하여 최적의 효과를 낼 수 있는 설계 포인트를 적용하는 것이 진동과 소음을 고려한 전동기 설계에서 매우 중요하고 볼 수 있다. 최근 Y. Shen 등은 네오디뮴 자석과 페라이트 자석을 동시에 사용하면서 Halbach 자화 배열로 만들어 브러시리스 전동기에 적용하여 마그네틱 토크를 비교하고 최적화하는 연구 결과를 발표 하였다[13].

본 논문에서는 소형 팬 모터에 많이 쓰이는 외전형 브러시리스 직류 전동기의 코강토크와 토크리플 저감을 위한 전동기의 구조적 관점에서 회전자 영구자석의 설계를 제안하였다. 먼저 영구자석의 모서리를 가공하여 형상에 변화를 주는 챔퍼링(chamfering) 자석, 초기 형상의 영구자석과 동일한 조건에 자화 방향만 변화를 주는 Halbach 배열의 자석, 마지막으로 잔류자속밀도 조건이 다른 영구자석을 모듈화 하여 배치하는 모듈(Modular) 영구자석을 제안하고, 초기 설계 형상의 영구 자석을 포함한 4가지 모델 각각의 특성을 2차원 유한요소 해석을 수행한 결과로 비교하였다. 정격 상태의 해석을 통해 무부하 상태에서의 코강토크와 정격시 토크리플 특성을 비교하고 부하에 따른 토크-속도 특성 해석을 통해 각각의 전동기 성능을 비교 제시하였다.

2. 설계 조건 및 회전자 영구자석 형상

브러시리스 전동기는 자속의 방향에 따라 반경방향 자속 기기와 축방향 자속 기기로 나눌 수 있고, 반경방향 자속 기기에서는 회전자의 위치에 따라 내전형과 외전형 기기로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 회전자의 관성이 크게 되어 정속 회전에 유리하고 요크 안쪽으로 자석을 부착할 수 있기 때문에 고속 회전에 적합한 외전형 타입의 전동기를 해석모델로 선정하였다. 표 1은 요구되는 외전형 브러시리스 직류 전동기의 기본 설계 조건을 나타낸다. 전동기의 정격 출력은 80W이고, 정격속도는 3,000rpm, 이때의 정격토크는 0.25Nm이다. 초기모델의 영구자석 회전자는 8극 반경방향 자화형태를 선정하였고, 구동 방식은 3상 2여자 방식 6스텝 인버터의 120도 도통, 구형과 구동으로 선정하였다. 그림 1은 본 논문에서 제시할 외전형 브러시리스 직류 전동기의 해석 모델과 코강토크와 토크리플 저감을 위해 제안한 영구자석의 4가지 모델이다. A모델은 반경방향 자화의 일반적인 표면 부착형 영구자석이고, B모델은 모서리부분을 일직선으로 가공한 챔퍼링 영구자석이다. 3mm이상의 두께를 갖는 영구자석 모델에서는 비교적 많이 쓰이고 있는 방식으로 가공이 그다지 어렵지 않고 생산성이 우수한 특징이 있다. C모델은 영구자석을 3등분 하고 각각의 자화 방향을 다르게 하여 Halbach 배열한 영구자석으로 자속 이동 경로에 대한 효과가 매우 뛰어나며 이론적으로는 철심이 없어도 자속 경

표 1 외전형 BLDC 전동기의 설계요구 사양

Table 1 Design requirement of exterior rotor BLDC motor

항목	사양	항목	사양
정격출력	80 (W)	정격속도	3,000 (rpm)
극수	8극	상 수	3
슬롯수	15슬롯	구동방식	120° 도통형

그림 1 외전형 BLDC 전동기의 구조와 영구자석 모델

Fig. 1 Four permanent magnet models and machine structure of BLDC motor

로가 생성되는 특징이 있다. D모델은 3등분한 영구자석의 잔류자속밀도를 다르게 사용한 모델로서, 가운데 영구자석은 0.45(T)의 잔류자속 밀도, 좌우측에 배치한 영구자석은 각각 0.25(T)의 잔류자속 밀도를 갖는 영구자석을 사용 하였다. 이는 3mm이하의 두께를 갖는 영구자석의 경우 가공성의 한 계로 인해 챔퍼링이 쉽지 않기 때문에 형상의 수정을 하지 않고서 챔퍼링과 같은 효과를 낼 수 있는 자석의 배열을 제안한 것이다. 4가지 영구자석의 극호비는 모두 0.8로 동일하고 영구자석의 최대 두께는 3mm로 고정 하였다. 고정자 슬롯 수는 코강토크의 최소화를 위해 8극 영구자석에 대해 분수비 조합을 갖게 하는 15슬롯이고, 집중권의 권선방식에 Y 결선을 갖는 고정자이다[14].

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 코강토크와 토크리플을 저감하기 위하여 회전자 영구자석의 4가지 모델을 제시하고 자계특성, 역기전력, 코강토크, 정격토크를 2차원 유한요소 해석으로 비교하였다. 정량적 비교를 위해 동일 출력을 기준으로 전동기 외경 사이즈와 권선 사양을 동일하게 하였다. 하지만 영구자석의 수정으로 권선에 채워지는 자속 량의 변화로 인해 역기전력의 크기 변화가 생기고 이는 출력의 변화와 직결되게 된다. 이를 보상하기 위해 고정자 적층 길이의 조정으로 역기전력의 크기를 바꿔 동일 토크와 출력이 되게 설정 하였다. 역기전력의 크기 조정을 위해 권선 사양을 바꿀 경우 전류밀도에 차이가 생겨 전동기의 설계가 아예 불가능해 질 수 있기 때문이다.

3. 브러시리스 직류 전동기의 수학적 모델링

브러시리스 직류 전동기는 사다리꼴 형태의 역기전력과 회전자 위치에 따른 고정자 권선 인덕턴스의 비정현적 변화

때문에 교류 기기의 상태 방정식 유도에 널리 활용되는 d-q 모델로의 변환은 의미가 없으며, 상변수 모델로의 접근이 유리하다[15]. 고정자 3상 권선의 상변수 회로 방정식은 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서, v_a, v_b, v_c 는 상전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, e_a, e_b, e_c 는 상역기전력, R 은 상저항, L_a, L_b, L_c 는 각 상의 자기 인덕턴스, L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} 는 각 상의 상호 인덕턴스이다. b상과 c상의 역기전력은 a상 역기전력과 크기가 같으며 전기각으로 각각 $120^\circ, 240^\circ$ 위상차를 가진다. 또한 고정자 3상 권선들이 대칭인 경우 3상 권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스는 모두 같으며 각각 L_s, M 으로 나타낼 수 있다. 이를 식(1)에 대입하여 정리하면 식(2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

3상 Y결선 전동기에서 $i_a + i_b + i_c = 0$ 이므로, 이를 적용하여 식(2)를 간략화 하면 식(3)이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

식(3)에서 $L_s - M$ 을 L 로 표현하면 최종 전압 방정식은 식(4)와 같이 정리되며 등가회로는 그림 2와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

또한 전동기의 출력 P_o 와 출력 토크 T 는 식(5)-(7)과 같이 표현될 수 있다.

$$P_o = \omega_m T \quad (5)$$

$$P_o = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (6)$$

$$T = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (7)$$

그림 2 브러시리스 직류전동기의 인버터 등가회로

Fig. 2 Inverter equivalent circuit of BLDC motor

여기서, ω_m 은 기계적 각속도이다.

4. 영구자석 형상에 따른 유한요소 해석 및 결과

4.1 공극자속밀도 및 역기전력 특성 해석

역기전력은 전동기의 성능 파악에 있어서 가장 중요한 파라미터중 하나이며, 특히 역기전력을 유도하는 영구자석에 의한 쇄교자속은 브러시리스 직류 전동기의 출력 특성과 토크 리플에 큰 영향을 미치므로, 이에 대한 정밀한 예측 및 산정은 매우 중요하다.

역기전력은 영구자석에 의한 코일에서의 쇄교 자속의 변화율로 정의되고, 쇄교 자속은 $d\phi = B_r \cdot S d\theta$ 로 정의 된다. 여기에서 B_r 은 영구자석에 의한 반경방향 자속밀도 분포를 나타낸다. 1코일피치에 대해 쇄교하는 자속 λ 와 역기전력 V_{emf} 는 각각 식(8), 식(9)과 같다.

$$\lambda = N_t \phi = N_t \int_0^\eta B_r R_{co} l_{stack} d\theta \quad (8)$$

$$V_{emf} = -\frac{d}{dt} \lambda = -N_t \frac{d}{dt} \phi \quad (9)$$

여기서, N_t 는 턴수, B_r 은 코일에 쇄교하는 반경방향 자속 밀도, R_{co} 는 기기 중심에서 코일까지의 거리, l_{stack} 은 기기의 고정자 적층 길이가 된다. 위 식에서 보면 영구자석에 의한 자계 성분 중 코일에 직각으로 쇄교하는 방사방향의 성분이 역기전력에 영향을 준다는 것을 알 수 있다. 이는 방사방향의 자속밀도 분포를 조정하면 역기전력의 크기나 모양을 바꿀 수 있다는 것을 의미하기도 한다. 따라서 본 논문에서는 영구자석의 자체특성을 변화시켜 브러시리스 직류 전동기에 적합한 사다리꼴에 가까운 역기전력을 만들기 위해 4가지 영구자석 모델을 제시하고 각각의 특성을 해석하여 비교 제시 하였다. 그림 3은 제시된 4가지 영구자석의 공극에서의 방사방향 자속밀도 분포의 비교 그래프 이다. 영구자석과 권선의 공간적 배치와 자석의 방사방향 자속 특징에 따라 공간 고조파가 역기전력에 삽입되고 이런 복합적인 영향으로 역기전력이 권선에 유도되게 된다. 그림 3의 (a), (b), (c), (d)는 그림 1에서 제시한 4가지 자석의 공극자속밀도의 분포를 비교한 그래프 이다. (a)는 방사방향으로 자화된 일반적 자석모델 A, (b)는 챔퍼링(모서리 가공)을 실시한 B자석과 A자석, (c)는 3등분 Halbach 배열을 실시한 C자석과 A자석, (d)는 3등분 분할 자석의 잔류자속 밀도를 다르게 배치하여 모듈화한 D자석과 A자석의 각각 공극 자속밀도의 방사방향 분포를 비교하였다. (b)의 경우 자석에 챔퍼링을 실시함으로써 코일에 쇄교될 방사방향 자속이 정현적으로 변화된 것을 확인할 수 있고, (c)는 자속의 방향을 인위적으로 설정해 줌으로 인해서 공극자속밀도의 분포가 크게 왜곡되었지만 전동기가 회전하면서 코일에 쇄교될 자속 쇄교량의 변화율을 생각해 볼 때 사다리꼴에 가까운 역기전력 파형이 나올 것이라는 것을 예측할 수 있다. 마지막으로 (d)는 순차적으로 배치된 모듈 영구자석 잔류자속밀도의 크기에 따라 계단현상으로 분포된 결과가 나타났다.

그림 4는 각각 모델들의 영구자석에 의한 코어에서의 자

그림 3 영구자석의 설계 모델에 따른 공극에서의 반경방향 자속밀도 분포

Fig. 3 Magnetic flux density distribution in the air-gap region by considering four design models of PM

그림 4 영구자석의 설계 모델에 따른 자속 밀도 벡터와 자속선도

Fig. 4 Flux density vector and line by considering four design models of PM

그림 5 영구자석 설계 모델에 따른 역기전력 해석 결과

Fig. 5 Back-EMF analysis results by considering four design models of PM

속 선도와 자속밀도의 벡터를 보여주고 있다. 자석의 모양과 자화의 방향, 크기에 따라 자속 벡터의 밀집도와 크기 및 방향을 확인할 수 있다. 영구자석의 위치와 슬롯의 위치에 따라 자속 벡터와 자속선의 양으로 세기를 보면 코깅토크 성분에 대해 예측해 볼 수 있다. 또한 코일에 직접 쇠교되는 자속벡터의 영향에 따라 역기전력의 모양과 크기가 달라지기 때문에 변화량을 각각의 모델과 서로 비교해서 예측해 보는 것이 중요하다.

식 (9)로 정의된 무부하 역기전력의 영구자석 모델별 해석 결과는 그림 5에서 확인할 수 있다. 전동기 회전속도는 3000rpm이고, 영구자석의 최대 두께와 기기의 직경 크기는 각각 3mm와 80mm로 고정하였다. 하지만, 자석의 형상과 자속 배열의 수정으로 인해 코일에 쇠교되는 자속의 양이 변화되어 출력의 감소나 증가가 생길 수 있다. 이런 경우 정량적인 비교가 어렵기 때문에 입력 전류에 영향을 미치는 슬롯과 권선의 사양은 고정된 채, 기기의 적층 두께를 조정하여 구형과 구동시 동일한 출력을 내는 상태의 무부하 역기전력을 제시하였다. 그림 5의 (a)는 기본 모델의 역기전력 해석 결과 이고, (b)는 챔퍼링 모델, (c)는 Halbach 모델, (d)는 모듈 영구자석 모델 각각의 역기전력과 기본 모델의

역기전력 비교 그래프 이다. 구형과 전류로 구동되는 브러시리스 직류 전동기에서는 무부하 역기전력이 이상적인 사다리꼴 모양에 가까울수록 토크리플이 감소되기 때문에, 수정된 영구자석에 따른 해석결과 비교가 매우 중요하다. 거의 삼각파에 가까웠던 A모델의 역기전력이 영구자석 자계의 변화를 통해 각각 다른 모양으로 변화된 것을 확인할 수 있다. 가장 사다리꼴에 가깝게 해석된 모델은 Halbach 모델이고 챔퍼링 모델의 경우는 정현적으로 바뀌었다. 모듈 영구자석을 사용한 D모델의 경우 챔퍼링 모델과 Halbach 모델의 중간정도의 특성을 보였다.

그림 6은 각각의 역기전력 파형을 FFT분석한 그래프 이다. 해석 결과 고조파 함유율은 기본 모델인 A가 11.5%로 가장 많았고, 영구자석의 성형을 통해 새로 설계된 모델들은 고조파 함유율도 줄어든 효과를 확인할 수 있다.

4.2 코깅토크 및 토크리플 특성 해석

일반적으로 코깅토크는 회전자의 영구자석과 고정자의 상대적 위치 변화에 따른 자기 저항의 변화에 의해 발생하는 성분으로 자석의 중심축과 슬롯영역의 주변자계 작용에

의해서 발생된다. 자석의 중심축이 슬롯의 중심축과 일치할 때 코깅토크는 발생하지 않으며 자석의 중심축이 슬롯 단부와 일치될 때 최대치를 나타낸다. 코깅토크는 토크리플을 유발하여 속도리플 및 진동에 원인이 되어 전동기 성능저하의 요인이 된다. 특히 코깅토크가 클 경우 전동기의 기동성에도 영향을 주어 영구자석형 전동기를 설계할 때 반드시 고려되어야 할 요소이다[6][11]. 일반적으로 코깅토크는 다음 식 (10)으로 정의된다.

$$T_{cog} = \frac{\pi}{4} D_{stack} \sum_n \frac{\sin(n\sigma l_{stack})}{n\sigma l_{stack}} A_n f_n \sin(n\zeta) \quad (10)$$

여기서 $n=KS$, $k=1, 2, \dots$ 이며, S 는 슬롯수와 극수의 최소공배수, D 는 회전자 외경, σ 는 스쿠각, A_n 은 공극 퍼미언스의 n 차 공간 고조파, f_n 은 자석에 의한 자속분포의 n 차 고조파, ζ 는 회전자의 회전각도이다. 식 (10)에서, 코깅토크는 자석과 슬롯간의 조합이 중요한 관계가 있음을 알 수 있다. 코깅토크는 자석의 자극 축과 고정자 축과의 정렬 관계를 고려할 때 슬롯수와 극수의 최소공배수 크기에 반비례하며, 동일한 배열의 반복이 많아질수록 코깅토크가 증가한다. 따라서 이 관계를 고려하여 수식으로 나타내면 다음 식으로 나타낼 수 있으며 이를 코깅계수(K)라고 정의한다[6].

$$K = \frac{\text{극수} \cdot \text{슬롯수}}{\text{극수와 슬롯수의 최소공배수}} \quad (11)$$

식(11)의 코깅계수를 통해 코깅토크의 크기를 정량적으로 정확하게 산출할 수는 없지만 극슬롯 조합에 따른 코깅토크의 효과를 파악할 수 있다. 이는 코깅토크를 최소화하기 위

한 극슬롯 조합의 중요한 기준이 되고, 본 논문의 기본 사양이 된 분수 비율을 갖는 8극 15슬롯의 전동기가 8극 12슬롯보다 코깅토크가 작은 조합임을 알 수 있다. 그림 7은 영구자석 모델별 코깅토크 해석 결과를 보여주고 있다. (a)는 기본 자석을 사용한 A모델, (b)는 챔퍼링 자석을 사용한 B모델과 A모델의 비교, (c)는 Halbach 자석을 사용한 C모델과 A모델의 비교, (d)는 모듈 자석을 사용한 D모델과 A모델의 비교가 되겠다. 전동기의 극슬롯 조합을 분수비율로 가져감으로 인해 기본 모델 A의 코깅토크는 0.003(Nm)로 정격 토크 0.25(Nm)에 비해 이미 무척 작은 값을 알 수 있다. 하지만 챔퍼링 영구자석을 사용한 B모델의 경우 코깅토크가 거의 없다고 할 수 있을 만큼 0.0002(Nm)로 89% 감소하였다. C Halbach 모델과, D 모듈 영구자석을 사용한 모델의 경우 각각 0.0019(Nm), 0.0014(Nm)로 챔퍼링 모델과 같이 크게 감소하진 않았지만 각각 21%, 39% 코깅토크가 감소된 효과를 확인 하였다.

브러시리스 직류 전동기의 토크는 식 (7)을 통해 정의되었다. 식 (7)에 의해 계산되어 지는 정격 상태에서의 토크 특성 해석은 그림 8이고, 이때 각 모델에서의 입력 정격 전류는 그림 9와 같다. 본 논문에서의 정격시 요구 값은 3000(rpm)의 회전 속도에 0.25(Nm)의 토크를 가지며 전류 밀도는 $6(A/mm^2)$ 이하가 되는 전동기이다. 그림 8과 9의 (a)는 기본 자석 모델A의 해석 결과 그래프 이고, (b)는 챔퍼링 자석 모델B와 A모델의 비교, (c)는 Halbach자석 모델C와 A모델의 비교, (d)는 모듈 자석 모델 D와 A모델의 비교 그래프 이다. 코깅토크가 획기적으로 감소된 챔퍼링 자석을 사용한 B모델의 경우 그림 8의 (b) 그래프를 보면 기본 모델과 토크리플의 크기는 크게 차이가 없음을 확인할 수 있다. 이는 그림 6의 FFT분석 결과를 토대로 B모델의 역기전

그림 6 영구자석 설계 모델에 따른 역기전력의 주파수 분석

Fig. 6 Frequency analysis of Back-EMF by considering four design models of PM

그림 7 영구자석 설계 모델에 따른 코깅토크 해석 결과

Fig. 7 Cogging torque analysis results by considering four design models of PM

그림 8 영구자석 설계 모델에 따른 정격 토크 특성 해석 결과

Fig. 8 Rate torque characteristic analysis results by considering four design models of PM

그림 9 영구자석 설계 모델에 따른 정격 전류 해석 결과

Fig. 9 Rate current analysis results by considering four design models of PM

력 고조파 함유율이 0에 가까운 정현파 상태여서 구동 전류인 구형파 전류와의 차이에 의해 토크리플은 그다지 감소하지 않았다는 것을 알 수 있다. 그 외 C모델과 D모델은 역기전력이 사다리꼴에 가깝게 변화 했고 이에 따라 토크리플 또한 일정량 감소하는 결과를 얻었다. 구체적인 해석 값은 표 2를 통해 확인할 수 있다.

전동기 고정자 적층 길이의 조정을 통해 정격 토크의 크기를 일정하게 하였기 때문에 4모델의 정격전류 또한 그림 9에서 확인할 수 있듯이 크게 차이 나지 않는 비슷한 수준이다. 하지만, C모델의 경우에는 역기전력의 전기각 90° 부분에서 그 크기가 평탄하지 못하고 오히려 약간 감소되는 영향 때문에 다른 모델들 보다 전류의 최대치가 10% 높게 나오는 효과를 보였다.

4.3 부하 특성 해석 결과

그림 10은 부하 특성에 따른 전동기의 속도와 전류 및 효율 특성을 나타내는 해석 결과이다. 무 부하에서 정격 토크의 부하가 작용 할 때까지의 속도와 전류 및 효율의 변화를 확인할 수 있다. 이 그래프를 통해 전동기의 전체적인 성능을 파악할 수 있다. 그림 10의 (a)는 기본적인 자석을 사용한 A모델의 성능 그래프이고, (b)는 챔퍼링 자석을 사용한 B모델, (c)는 Halbach 배열의 자석을 사용한 C모델, (d)는 잔류자속밀도가 다른 모듈 자석을 사용한 D모델의 그래프이다. 그래프를 보면 정격 토크인 0.25(Nm)의 부하에서의 속도와 전류는 서로 비슷한 수준이지만, 무부하 속도의 경우 C모델이 가장 높고 그다음이 D모델, B모델, A모델 순으로 나타났다. 이를 토대로 그래프 상에서의 단편적인 전동기의 성능은 C모델이 가장 뛰어나다는 결론을 얻을 수 있다. 하지만, 효율 특성을 비교해 보면 C모델이 효율의 폭이

가장 크면서 최대 부하 시 효율이 가장 나쁘게 나왔는데 이는 체적 증가에 의한 동손의 증가가 가장 큰 원인이다.

표 2에서는 앞 장에서 해석한 항목의 해석 결과 값을 구체적으로 제시하였다. 동일 출력 상태에서 코깅토크와 토크리플의 정량적 비교를 위해 적층 길이의 변화를 주었기 때문에 정확한 차이를 표를 통해 확인할 수 있다. 코깅토크의 경우 챔퍼링 자석을 사용한 B모델이 압도적으로 가장 작은 결과를 얻었다. 하지만 토크리플의 경우에는 C모델이 기본 모델에 비하여 12% 저감 효과를 보였고 D모델은 7%정도의 저감 효과를 보였고 제일 큰폭으로 코깅토크가 저감된 B모델의 경우에는 토크리플이 오히려 1% 상승하는 결과를 보였다. 이는 정현적인 역기전력이 구형파로 구동되는 브러시리스 전동기에서 토크리플에 작용하는 영향이 크다는 결

표 2 회전자 영구자석 설계 형상에 따른 FEM 해석 결과

Table 2 FEM analysis results by considering four design models of PM

	Exterior Rotor Type BLDC			
	A	B	C	D
Stack Length (mm)	24	28	38	31
Back-EMF(V_{max})	5.40	4.70	4.19	4.47
Back-EMF(V_{rms})	3.40	3.31	3.00	3.24
Torque (Nm)	0.254	0.254	0.254	0.254
Torque Ripple (Nm)	0.093	0.094	0.062	0.075
Torque Ripple (%)	36.8	36.9	24.4	29
Cogging Torque (mNm)	2.37	0.26	1.87	1.45
Rate Current (A_{rms})	8.3	8.5	9.1	8.5
Current Density (A/mm^2)	5.03	5.15	5.53	5.15
PM Volume (p.u.)	1	0.96	1.58	1.25
Machine Volume (p.u.)	1	1.13	1.58	1.25

그림 10 영구자석 설계 모델에 따른 부하 특성 해석 결과
Fig. 10 Load characteristic analysis results by considering four design models of PM

론을 뒷받침하는 결과라고 할 수 있다.

한편, C모델과 D모델의 경우 영구자석 자속의 변화로 코일에 쇄교 되는 자속 량이 변화되어 정격 구동 시 동일 출력을 내기 위해서는 역기전력 크기의 보상이 필수적이다. 이를 위해 기기의 적층 길이를 변화시켰고 그렇기 때문에 기기의 사이즈 변화량도 고려해서 전동기의 성능을 파악 하

는 것이 중요하다. 이를 위해 자석의 체적과 기기 전체의 체적을 단위법으로 제시하였다. 동일한 출력을 내기 위해서 C모델은 기본모델 A에 비하여 58% 체적이 증가하였고, D 모델의 경우 29% 체적이 증가하였다. 따라서 체적의 증가량과 영구자석의 사용량, 코깁토크와 토크리플의 감소량을 적절히 고려해서 사용하고자 하는 응용처에 적합한 전동기의 설계가 이루어 져야 하겠다.

5. 결 론

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 코깁토크와 토크리플 저감을 위해 회전자 영구자석의 형상 및 자화, 배열을 변화시킨 4가지 모델을 제시하고 이를 유한요소로 해석하여 각각의 해석결과를 비교 제시하였다. 브러시리스 직류 전동기의 가장 기본적인 구동 방식인 120°도통의 구형과 전류에 이상적인 역기전력을 위해 기기 구조적인 변화를 연구하였다. 형상을 변화시킨 챔퍼링 모델은 역기전력이 매우 정현적으로 되었고 코깁토크 또한 획기적으로 줄일 수 있었지만 정작 토크리플의 크기 에서는 큰 차이가 없었다. 다음으로 영구자석 자화 방향을 Halbach 배열로 수정한 모델은 토크리플이 제일 많이 저감되는 효과는 보였지만 실제 모델 제작 시 정확한 방향 및 배열을 갖기 쉽지 않고, 동일 출력을 얻기 위해 체적이 58% 증가되었기 때문에 실용성이 떨어질 수 있다. 마지막으로 영구자석을 3등분하여 각각의 간류자속밀도를 다르게 배치해 챔퍼링 자석과 공극자속밀도의 특성이 비슷하게 설계된 모듈 영구자석을 사용한 전동기에서는 코깁토크는 약 40% 토크리플은 약 20% 저감되었으며 체적의 증가량도 25%로 C 모델 보다 적고 제작 또한 Halbach배열 보다 상대적으로 쉬울 것으로 예측되므로 실용성에서도 효과가 높을 것이라는 결론을 내릴 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.(NRF-2012R1A1A1008755)

References

- [1] J. Shao, "An Improved Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Applications," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1216-1221, 2006.
- [2] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives," CRC Press, 2010.
- [3] Y. S. Chen and Z. Q. Zhu, "Investigation of Magnetic Drag Torque in Permanent Magnet Brushless Motors," IEEE Trans. on Magn., vol. 43, no. 6, June 2007.
- [4] Industrial Environment Research Report for Small Motor, KETI, 2002.
- [5] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives," IEEE Trans. on Ind.

- Appl., vol. 27, no. 5, pp. 086-996, Sep./Oct. 1991.
- [6] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Machines," Motor Design Books LLC, 2010.
- [7] R. Carlon, M. Lajoie-Mazenc, and J. C. D. S. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless Dc machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 3, pp. 632-638, May/Jun. 1992.
- [8] Y. Liu, Z. Q. Zhu and David Howe, "Commutation-Torque-Ripple Minimization in Direct-Torque-Controlled PM Brushless DC Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 4, pp. 1012-1021, July/August. 2007.
- [9] R. Carlson, M.L. Mazenc, and J.C.S. Fagundes, "Analysis of Torque ripple Due to Phase commutation in Brushless dc Machines," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, No. 3, pp. 441-450, 1992.
- [10] C. Berendsen, G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation Strategies for Brushless DC Motors: Influence on Instant Torque," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 231-236, 1993.
- [11] 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.
- [12] 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
- [13] Y. Shen and Z. Q. Zhu, "Analysis of Electromagnetic Performance of Halbach PM Brushless Machines Having Mixed Grade and Unequal Height of Magnets," IEEE Trans. on Magn., vol. 49, no. 4, pp. 1461-1468, April 2013.
- [14] J. Y. Choi, Y. S. Park, and S. M. Jang, "Experimental Verification and Electromagnetic Analysis for Performance of Interior PM Motor According to Slot/Pole Number Combination," IEEE Trans. on Magn., vol. 48, no. 2, February, 2012
- [15] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling simulation, and analysis of permanent magnet motor drives, Part II : The brushless DC motor drive," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 25, no. 2, pp. 274-279, March/April. 1989.

저 자 소 개

정재훈 (鄭在勳)

1983년 12월 15일생. 2008년 충남대학교 전기공학교육 학사, 2011년 전기공학과 공학석사 졸업. 2013년 3월~현재 충남대학교 전기공학과 박사과정

Tel : 042-821-7608

E-mail : tpts@cnu.ac.kr

조한욱 (趙漢旭)

1976년 12월 3일생. 2002년, 2004년, 2007년 충남대학교 전기공학과 공학사, 공학석사, 공학박사 졸업. 2007년 9월~2010년 8월 한국기계연구원 선임연구원, 2010년 8월~현재 충남대학교 전기전자통신공학 교육과 조교수

Tel : 042-821-8581

E-mail : hwcho@cnu.ac.kr

최장영 (崔璋英)

1976년 10월 20일 생. 2003년 충남대학교 전기공학과 학사 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2009년 1월~2009년 8월 (주) 한라공조 기술연구소. 2009년 9월 ~ 현재 충남대학교 전기공학과 조교수.

Tel : 042-821-7610

E-mail : choi_jy@cnu.ac.kr

임영훈 (任映勳)

1968년 12월 6일생. 1994년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1996~2008년 삼성 종합 기술원 전문연구원. 2008~2009년 삼성전자 책임연구원. 2009년~2010년 현대모비스 책임연구원. 2010년 ~현재 특허청. 2010년~현재 충남대학교 전기공학과 박사과정.

Tel : 042-821-7608

E-mail : yhim126@gmail.com

장석명 (張錫明)

1949년 7월 3일생. 1986년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업(공학박사). 1989년 미국 Univ. of Kentucky (방문연구교수). 2004~2005년 당학회 부회장, 전기기기 및 에너지 변환 시스템 부분회 회장 역임. 1978년~현재 충남대학교 전기공학과 교수.

Tel : 042-821-5658

E-mail : smjang@cnu.ac.kr