

# 외전형 FSPM(Flux Switching Permanent Magnet) 전동기의 고속 운전을 위한 최적 설계

논 문
60-11-7

## Optimal Design of an Outer-rotor Flux-switching Permanent Magnet Motor for High Speed Operation

이 재 광\* · 장 진 석\*\* · 김 병 택†  
(Jae-Kwang Lee · Jin-Seok Jang · Byung-Teak Kim)

**Abstract** - In this paper, we proposed the outer-rotor type of FSPM motor for high speed operation and optimized motor shape. First of all, combinations of pole and slot numbers are examined for the optimal back-EMF and cogging torque, then optimizes the better shape design of the permanent magnet, rotor pole width. Further, The winding turns are obtained by circle of the voltage limit equation and motor parameters to minimize the current and to improve the efficiency. As a result, the performance of the designed model is satisfied, and it is verified through a two-dimensional finite element method (2D-FEA).

**Key Words** : Flux-switching permanent magnet machine, Outer-rotor motor, Finite element analysis

### 1. 서 론

최근 전기자동차 같은 산업 분야뿐만 아니라 가전기기에 서도 저속 고 토크와 더불어 고속 운전 등의 넓은 가변속 운전특성을 필요로 하는 추세이다. 또한, 많은 시스템에서 벨트와 기어박스 같은 전달 부품을 없애고, 전동기를 부하와 직결운전(direct drive)하는 방식을 채택하고 있다. 직결운전 방식은 기존의 벨트를 이용한 방식보다 기계적으로 신뢰도가 높을 뿐 아니라 전달부품에서 발생하는 전력 손실의 감소에 따라 효율향상이 가능하다. 이 같은 방식은 전동기의 구조적 특성으로 외전형 영구자석 Brushless 전동기에 주로 사용되었다. 일반적으로 영구자석 Brushless 전동기는 회전자에 영구자석이 위치하므로 고속운전의 경우 원심력에 의한 손상 등을 방지하기 위해 stainless steel이나 비금속 섬유로 만들어진 보호관을 사용한다. 그러나 운전 속도가 높을 때 큰 와전류가 발생하고 나쁜 방열구조로 인해 회전자의 온도가 상승한다. 이것은 영구자석의 고온 감자의 가능성을 제기하여 궁극적으로 기기의 출력밀도에 제한을 가져온다 [1].

이 같은 구조적 제약을 보완하기 위해 고정자에 영구자석과 전기자가 동시에 위치한 전동기가 연구된 바 있으며, doubly salient permanent magnet (DSPM) 전동기와 flux-switching permanent magnet 전동기 등이 제안되었다. 두 전동기의 특징으로는 돌극 구조의 고정자에 영구자석이

부착되어있으며, 회전자에는 어떤 코일이나 영구자석을 갖지 않는 돌극 구조로서 switched reluctance 전동기와 유사하여 고강도 특징을 갖는다. 두 전동기의 자기적 차이는 FSPM 전동기의 경우 쇠교 자속량은 양극성을 갖기 때문에, 단극성을 갖는 DSPM 전동기보다 더 높은 출력 밀도를 갖는다고 알려져 있다[2]. 따라서 FSPM 전동기는 근본적으로 영구자석형 전동기로 고효율운전이 가능하며, 회전자에 영구자석을 갖는 기존 BLDC전동기에 비해 구조가 단순하여 고강도 특성 갖고 회전자 측에 발열원이 없으므로 고속회전에 적합하다. 최초의 FSPM 전동기는 1950년에 발표된 고정자와 회전자 극 수가 같은 1상 구조였으며[3], 이후 약 10년 전 다상의 FSPM 전동기로 확장되었다[4]. 현재까지 FSPM 전동기의 전자기 특성, 동작원리 및 설계이론 등에 대해 활발히 연구되고 있다[5]~[11]. 그러나 저속 고 토크와 넓은 구간의 변속 운전에 적합한 외전형 구조의 FSPM 전동기의 설계와 특성 연구는 국내에서 연구되지 않았으며, 국외의 경우 연구 결과가 보고된 바가 있으나 약계자 운전을 위한 기초적 구조 설계만을 다루고 있어 자석의 형상과 권선을 포함한 전동기 설계과정이 자세하게 다루어지지 않았다[12].

따라서 본 논문에서는 상용된 기존의 가전기기용 외전형 BLDC 전동기를 기준으로 동일 성능 이상의 고속운전을 만족하는 외전형 FSPM 전동기에 관한 연구를 다룬다. 특히 페라이트자석을 이용한 설계안의 적용가능성을 검토하였다. 먼저, 외전형 FSPM 전동기의 구조와 동작원리에 대해 소개하고, 기본 형상 설계를 수행하였다. 극/슬롯 결정은 고정자 슬롯 수와 회전자의 변화에 따른 최적의 코깅 토크와 역기전력을 갖는 조합을 선택 하였다. 또한, 형상 최적화로 영구자석 및 치 폭 변화에 따른 코깅 토크와 역기전력을 분석하였다. 마지막으로 권선의 설계는 고속 운전 시 효율 최대화를 위하여 설계하였으며, 유한요소해석(FEA)을 통해 최적 설계안의 유효성을 검증하였다.

\* 준 회원 : 군산대학교 전기공학과 석사과정  
\*\* 정 회원 : 군산대학교 전기공학과 박사과정  
† 교신저자, 정회원 : 군산대학교 전기공학과 부교수  
E-mail : btkim@kunsan.ac.kr  
접수일자 : 2011년 9월 1일  
최종완료 : 2011년 10월 3일

## 2. 외전형 FSPM 전동기의 Topology 및 동작 원리

### 2.1 Topology

본 논문에서 제안한 외전(outer-rotor)형 FSPM 전동기의 기본 구조를 그림 1(a)에 단면도를 나타내었고, 그림 1(b)에 고정자 형상을 나타내었다. 이 전동기는 이중 돌극(Doubly Salient) 구조이며, 고정자 극은 V-type 분할코어와 그 사이에 영구자석이 삽입된 구조로 전기자 권선은 영구자석과 수직으로 감겨져있다. 전기자 권선은 집중권으로 적은 권선사용과 동 손실을 갖게 된다.

외전형 FSPM 전동기에서 극 쌍수는 회전자 치의 수와 같게 나타나며, 극 쌍 수를 많이 가져갈 수 있으므로 저속에서 고 토크를 만들 수 있는 이점이 있다[13].

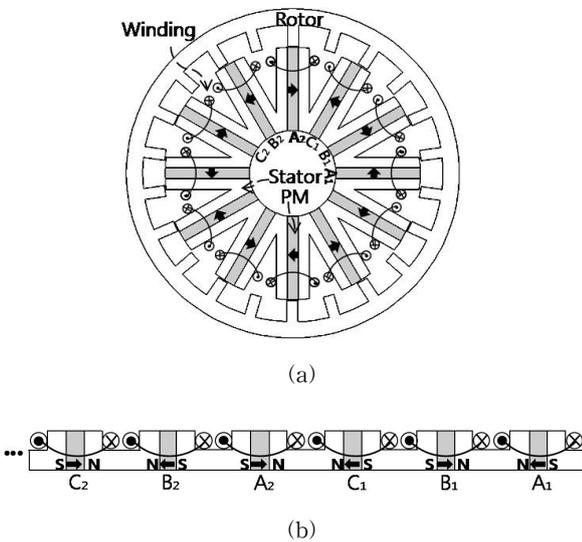


그림 1 외전(Outer-rotor)형 FSPM 전동기 구조 (a) 단면도 (b) 고정자 형상

Fig. 1 Structure of Outer-rotor FSPM machine (a) Cross-section (b) Configuration of stator

### 2.2 동작원리

그림 1의 (b)에서 고정자 권선(A1)에 회전자의 위치에 따른 자속경로(Flux path)를 그림 2와 같이 각각 position A, B, C로 간단히 나타낼 수 있으며, 이때의 쇄교 자속량 및 역기전력을 그림 3에 나타내었다. 영구자석에 의한 자속은 릴럭턴스가 최소가 되는 자기 경로를 통해 이동한다. 그림 2에서 Position A는 회전자의 극과 코일이 감겨져있는 두 개의 고정자 치 중 한 개와 일직선상에 위치한다. 이때, 코일에 쇄교된 자속은 고정자 치에서 나가고, 회전자 극으로 들어오게 된다. 회전자가 앞으로 움직였을 때, 그림 2에서 Position B는 쇄교 자속량이 0인 점을 나타낸다. Position C는 같은 코일에서 고정자의 또 다른 치와 회전자의 극이 일직선상에 위치한다. 이때, 자속은 회전자 극에서 나가고, 고

정자 치로 들어오게 된다. 결론적으로, 회전자의 움직임으로 고정자 권선에서 “Flux-switching”이 주기적으로 일어나며, 쇄교 자속이 정현적으로 나타난다. 따라서 그림 3과 같이 FSPM 전동기의 역기전력 또한 정현적인 파형을 얻게 되며, 삼상 전류를 인가함으로써 BLAC 정현파 전압구동이 가능하게 된다.

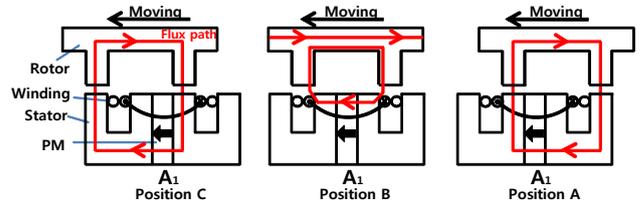


그림 2 회전자의 위치에 따른 자속 경로  
Fig. 2 Flux path of two rotor positions

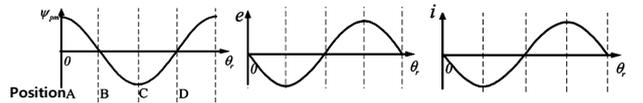


그림 3 한 상당 쇄교 자속, 역기전력, 전류 파형  
Fig. 3 Phase Flux-linkage, Back-EMF and Current waveforms

## 3. 외전형 FSPM 전동기 형상 설계

### 3.1 외전형 FSPM 전동기의 설계 목표

본 논문에서는 외전형 FSPM 전동기의 적용가능성을 검토하기 위해 기존의 외전형 BLAC 전동기와 동일한 크기를 목표로 설계하고, 특성을 분석하고자하였다. 그림 4에 상용화된 외전형 BLDC전동기의 형상을 나타내었다. 여기서 사용된 자석은 잔류자속밀도 0.42T의 페라이트이다.

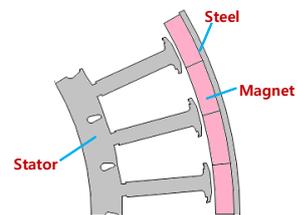


그림 4 기존 외전형 BLDC 전동기의 단면  
Fig. 4 Cross-section of a conventional outer-rotor BLDC motor

설계하고자하는 FSPM 전동기의 성능은 그림 4의 외전형 BLDC 전동기에 비해 동일 이상의 토크특성을 목표로 하였으며, 그림 5에 나타내었다.

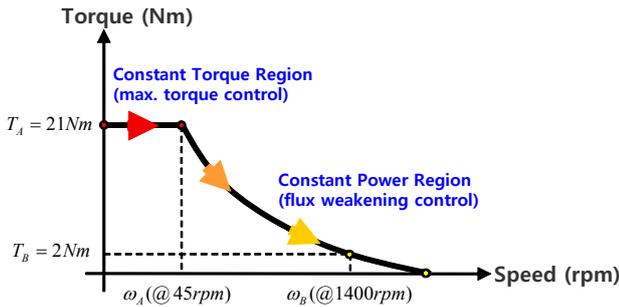


그림 5 설계안의 목표 특성  
Fig. 5 Target characteristics of a design model

3.2 외전형 FSPM 전동기의 기본형상 결정

FSPM 전동기의 고정자와 회전자 극수가 각각  $N_s, N_r$  일 때,  $N_s$ 는 고정자에 삽입된 영구자석이 인접한 극과 양극성을 띠며 서로 마주보기 때문에 짝수로 이루어져야만 한다. 즉, 3상에서  $N_s = 6k$ 로 결정된다. 여기서  $k$ 는 양의 정수로 제안된 외전형 FSPM 전동기에서  $N_s = 12$ 로 결정하였다. 회전자 극( $N_r$ )은  $N_r = 12 \pm 2n$ 으로 결정되며, 일반적으로 영구자석의 효율을 높이기 위해  $n$ 의 값을 작게 선택한다[12].

이 같은 조합을 기반으로 고정자 슬롯수와 회전자 극수의 조합의 변경을 통하여 코깅 토크를 최소화하고자 한다. 코깅 토크는 자석의 자극 축과 고정자 축과의 정렬 관계를 고려할 때 슬롯수와 극수의 최소 공배수(LCM)에 반비례하며, 동일 배열의 반복이 많아질수록 증가한다. 이러한 관계를 수식으로 나타내면 식(1)과 같으며, 코깅 토크는  $K_{ct}$ 에 비례한다. 즉, 코깅 토크를 줄이기 위해 높은 LCM과 낮은  $K_{ct}$ 의 조합을 선택한다. 표 1은 회전자의 슬롯 수 변화에 따른 LCM,  $K_{ct}$ 를 나타낸다[14].

$$K_{ct} = \frac{\text{극수} \cdot \text{슬롯수}}{LCM} \tag{1}$$

표 1 회전자와 고정자 극 슬롯 조합  
Table 1 Combination of different stator and rotor poles

$N_s = 12 / N_r$	10	14	16	18	20	22
LCM	60	84	48	36	60	132
$K_{ct}$	2	2	4	6	4	2

표 1로부터  $N_r$ 이 16, 18, 20일 때 상당히 큰 코깅 토크를 가질 것으로 예상되어 본 논문에서는 10, 14, 22에 대해서만 분석하였다. 그림 6은 FSPM 전동기의 기본 형상 치수들을 나타내며, 고정자 및 회전자 치 폭은 식 (2)를 만족하도록 한다[12]. 이 때 FSPM 전동기의 회전자에 삽입된 전동기는 기존과 동일한 잔류자속밀도 0.42T의 페라이트 자석을 적용하였다.

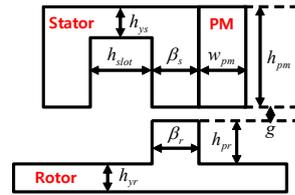


그림 6 FSPM 전동기의 기본 형상  
Fig. 6 Basic shape of FSPM motor

본 논문에서는 최초의 철심 형상은 권선의 면적을 증가시키기 위해 고정자 극(폭) 대비 Slot opening 을 1:1 ( $\theta_s/h_{slot}$ )로 선정하였으며,  $\beta_s, \beta_r, w_{pm}, h_{slot}$ 은 식 (3)의 관계를 갖는다.

$$\beta_s = w_{pm} = \beta_r = \frac{h_{slot}}{3} \tag{2}$$

회전자의 외경은 그림 4의 기존 BLDC전동기의 외경과 동일하게 하였으며, 이로부터 고정자 극( $N_s = 12$ )과 회전자 극( $N_r = 10, 14, 22$ )일 때의 외전형 FSPM 전동기 기본형상을 그림 7에 각각 나타내었다. 그리고 표 2는 이에 대해 유한요소 해석(FEA) 결과이며, 코깅 토크와 동일한 역기전력을 얻기 위한 고정자 권수를 나타낸다.

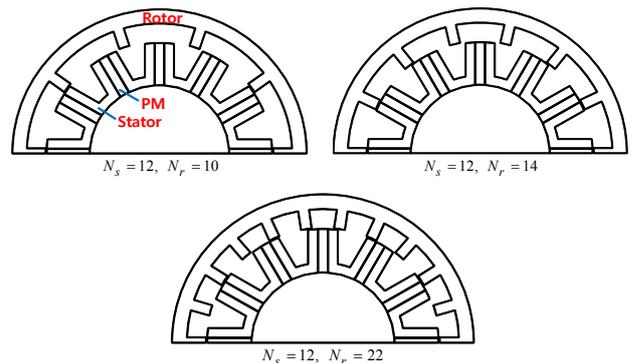


그림 7 외전형 FSPM 전동기 기본형상  
Fig. 7 Initial model of FSPM motor

표 2 회전자 극의 변화에 따른 코깅 토크 및 턴수  
Table 2 Cogging torque and Turns with different number of rotor poles

Rotor pole	Cogging Torque[Nm]	Turn
10	0.47	500
14	1.15	298
22	0.45	232

표 2의 결과로부터, 코깅 토크는 회전자 극수가 10개와 22개일 때 비교적 작은 값을 가지며, 역기전력의 경우 회전자 극수가 22개일 때 가장 큰 것을 알 수 있으므로 회전자 극( $N_r = 22$ )를 선정 하였다. 선정된 고정자 극( $N_s = 12$ )과 회전자 극( $N_r = 22$ )에 대한 역기전력과 코깅 토크 파형을 그림 8에 나타내었다.

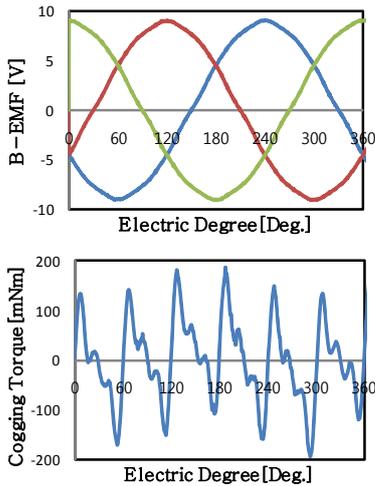


그림 8 역기전력과 코깅 토크  
 Fig. 8 Back-EMF and Cogging torque

해석 결과로부터, 코깅 토크는 전동기 성능에 영향을 미치지 않을 정도로 적당함을 볼 수 있다. 추가적으로 형상 최적 설계 시 현재의 영구자석에서 길이 및 폭을 최적화하고, 턴수를 재산정하여 최대의 역기전력을 얻는다.

4. 외전형 FSPM 전동기 최적화

기본 설계된 FSPM 전동기에 대해 형상 최적 설계는 우선 영구자석의 폭( $w_{pm}$ )과 길이( $h_{pm}$ )를 변수로 하였다. 특히, 영구자석 폭 변화에 따른 고정자 치와 회전자 요크 폭의 포화는 유한요소 해석(FEA)을 통하여 고려하였다. 다음 설계 변수로 회전자 치 폭을 변화시켜 가장 큰 역기전력과 가장 작은 코깅 토크의 점을 선택하였다. 마지막으로, 고정자 턴수 최적 설계는 외전형 FSPM 전동기의 등가 파라미터를 산출하여 동일 출력대비 최대 효율의 권수를 산정하여 유한요소 해석을 통해 검증하였다.

4.1 영구자석 형상 최적화

영구자석 최적 설계로 표 3에 설계 변수인 폭과 길이에 대한 최적화 범위를 나타내었다. 목적 함수로는 역기전력과 코깅 토크이며, 제약 조건으로는 고정자 극 폭( $\theta_s$ ), 회전자 요크 폭( $h_{yr}$ ), 고정자 치 폭( $\beta_s = \beta_r$ ), 회전자 외경을 동일하게 한 조건에서 최적 점을 추적하였다. 또한, 영구자석 폭 변화 시 고정자 극 폭과 슬롯 폭은 1:1의 비율을 유지하였다.

표 3 영구자석 설계 변수 및 변수 범위

Table 3 Parameters of permanent magnet

변수	범위	단위
폭	2 ~ 12.5	mm
길이	40 ~ 86.5	mm

표 3의 변수변화에 따른 역기전력과 코깅 토크의 특성을 그림 9에 나타내었다.

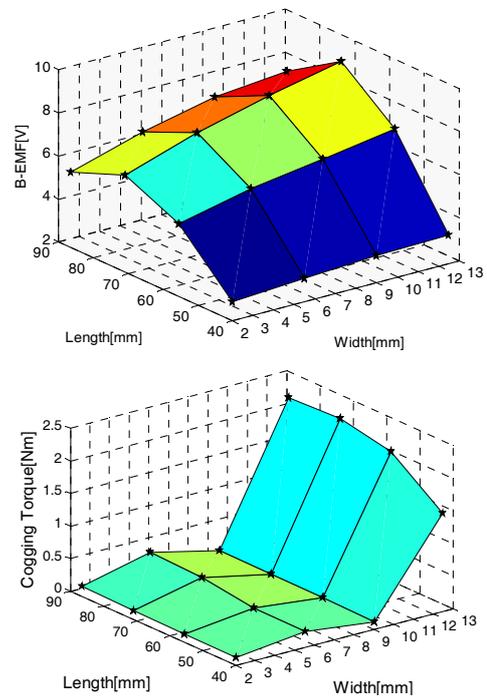


그림 9 영구자석 변화에 따른 역기전력과 코깅 토크  
 Fig. 9 B-EMF and Cogging Torque

그림 9에서 역기전력의 크기는 길이의 변화에 따라 상승하는 추세를 보인다. 반면에, 폭의 변화에는 포화 현상으로 포화점에서 역기전력이 떨어지는 추세를 볼 수 있다. 또한, 코깅 토크는 영구자석의 길이에 따라 조금씩 상승하고, 폭에 따라서 불균일한 현상을 보인다. 따라서, 본 논문에서는 영구자석의 길이 변화에 대해 역기전력 및 코깅 토크의 변화가 작으므로 재료비 절감을 위해 영구자석의 길이를 40mm로 선정 하였으며, 영구자석의 폭은 역기전력이 가장 크고, 코깅 토크가 가장 작은 폭 9mm를 선정하였다.

4.2 회전자 치 폭 최적화

3.2절에서 결정된 고정자 치 폭( $\beta_s$ )에 대해 회전자 치 폭( $\beta_r$ )을 최적화하기 위해 목적 함수를 역기전력과 코깅 토크로 하였다. 이 때 회전자 요크 폭( $h_{yr}$ ), 회전자 외경( $R_r$ )를 동일한 조건하에서 해석을 수행하였다. 회전자 치 폭의 범위는 식 (3)과 같다.

$$0.8\beta_s < \beta_r < 1.5\beta_s \tag{3}$$

회전자 치 폭 변화는 식 (3)의 범위 내에서 15가지 모델에 대해 실시하였으며, 각각의 모델에 대한 역기전력과 코깅 토크의 값을 그림 10에 나타내었다.

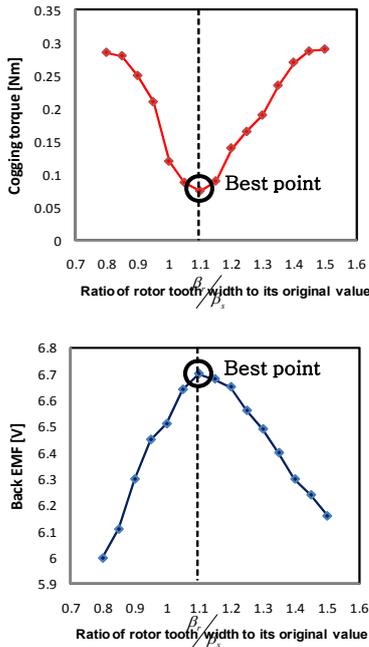


그림 10 회전자 치 폭 변화에 따른 역기전력과 코깅 토크  
 Fig. 10 B-EMF and Cogging torque for variation of rotor tooth width

그림 10으로부터 역기전력이 가장 크고, 코깅 토크가 가장 작은 점은  $\beta_r/\beta_s=1.1$ 가 될 때이므로 이를 최적 점으로 선정하였다.

### 4.3 고정자 턴수 산정

외전형 FSPM 전동기의 기본 토크 방정식을 유도하였으며, 전압 방정식과 파라미터(d-q축 인덕턴스, 저항, 역기전력 등)를 이용하여 고속 운전 시 최소전류, 최대토크를 만족하는 고정자 권수를 산정하였다.

#### 4.3.1 외전형 FSPM 전동기의 기본 방정식

최종 설계된 외전형 FSPM 전동기를 그림 11에 나타내며, 유한요소 해석(FEA)를 통해 d-q축 인덕턴스를 구하였다.

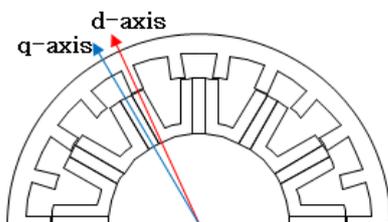


그림 11 최적화된 FSPM 전동기 모델 및 d-q축 인덕턴스  
 Fig. 11 Optimal FSPM machine and d-q axis inductance

그림 11에서 계산된  $L_d, L_q$ 의 값은 식 (4)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{cases} L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as}) \\ L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}) \end{cases} \quad (4)$$

여기서,  $l_a, L_a, L_{as}$ 는 각각 한 쌍의 누설 인덕턴스, 유효 인덕턴스의 평균값, 유효 인덕턴스의 진폭을 나타낸다.

유한요소해석을 이용하여 식(4)의  $L_d$ 와  $L_q$ 의 값이 각각 81.5와 80.5 mH임을 확인할 수 있었으며 거의 차이가 없다. 따라서 비돌극 영구자석 동기전동기로 간주하여 해석을 수행 할 수 있으며, 전동기의 출력 방정식을 식 (5)로 나타낼 수 있다[15].

$$P = T\omega_m = i_q P_n \Psi_a \omega_m = i_q E \quad (5)$$

여기서,  $P_n, \Psi_a$ 는 각각 극 쌍수, 영구자석에 의한 전기자속고 자속량을 나타낸다.

#### 4.3.2 전압 및 전류 제한을 고려한 턴수 산정

FSPM 전동기의 경우 인버터에 의해서 전원이 공급되므로, 다음 식 (6)을 만족해야 한다[16].

$$\begin{cases} I_a = i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \\ V_a = v_d^2 + v_q^2 \leq V_{max}^2 \end{cases} \quad (6)$$

여기서, 전류제한 값( $I_{max}$ ), 전압제한 값( $V_{max}$ )는 각각 연속운전에서 모터의 정격전류에 해당하고, 인버터 출력 가능한 최대전압이며 DC link 전압에 의존한다.

전압 방정식을 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며, 권선의 저항 전압강하는 무시 하였다.

$$\begin{cases} v_d = -wL_q i_q \\ v_q = wL_d i_d + w\Psi_a \end{cases} \quad (7)$$

위의 식 (7)로부터 식(6)에 대입하여 전압제한 방정식을 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$\left(i_d + \frac{E}{X_s}\right)^2 + i_q^2 = \left(\frac{V_{max}}{X_s}\right)^2 \quad (8)$$

전동기의 권수 산정은 고속 운전 시(@1400rpm)를 기준으로 정격 토크 2Nm를 만족하도록 하였다. 먼저, 최종 설계된 외전형 FSPM 전동기로부터 얻은 회로정수를 이용하여 단위 권수 당  $\Phi_o, L_o, R_o$  을 계산할 수 있으며, 다시 이를 이용하여 권수에 따른 회로정수를 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 이를 출력방정식 식 (5)와 전압제한 방정식 식 (8)에 대입하여, 식 (10)과 같이 d축 전류를 권수의 함수로 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} E = wn\Phi_o \\ X_s = wn^2 L_o \\ R = n^2 R_o \end{cases} \quad (9)$$

$$i_d = f(n) = -\frac{\Phi_o}{nL_o} \pm \sqrt{\left(\frac{\Phi_o}{nL_o}\right)^2 - \frac{1}{n^2L_o^2} \left( \Phi_o^2 - \frac{V_{max}^2}{n^2\omega^2} + \frac{T_r^2 L_o^2}{P_n^2 \Phi_o^2} \right)} \quad (10)$$

여기서  $T_r$ 은 정격토크를 나타낸다.

q축 전류 또한 고정자 권수의 함수로 식 (11)로 나타낼 수 있다. 식(9)와 (10)을 이용하여 정격토크를 확보하기 위한 고정자 전류를 고정자 권수에 따라 계산할 수 있고 그림 12에 나타내었다.

$$i_q = f(n) = \frac{T_r}{P_n n \Phi_o} \quad (11)$$

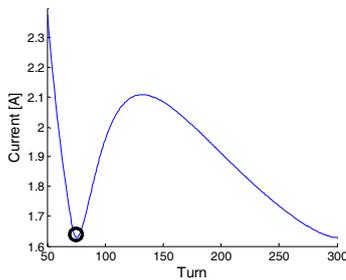


그림 12 권수 대비 전류 특성  
Fig. 12 Winding turns vs. Current characteristic

그림 12로부터, 고속 운전 시 정격 토크는 2Nm을 만족하고, 최대 효율을 만족하는 최소 전류는 권수 70일 때임을 알 수 있다.

#### 4.4 F.E.A 해석 결과

외전형 FSPM 전동기의 최종 형상인 그림 11과 산정된 고정자 권수로 전동기를 모델링하였으며, 상용 프로그램인 Maxwell EM을 이용하여 특성을 확인하였다. 그림 13에 역기전력과 코깅 토크의 파형을 나타낸다.

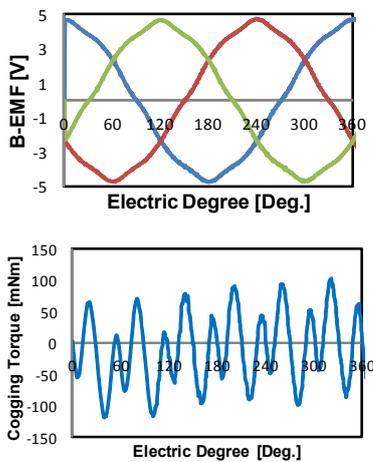


그림 13 역기전력과 코깅 토크  
Fig. 13 Back-EMF and Cogging torque

그림 13의 역기전력과 전동기의 인덕턴스 및 저항을 이용하여 등가회로 해석을 하였다. 저속 운전 시와 고속 운전 시 전동기의 성능을 유한요소 해석과 비교하여 분석하였다.

#### 4.4.1 저속 운전 시

저속 운전 시(@45rpm) 토크 21Nm를 만족하도록 등가회로 해석을 하였으며, 그림 14와 같이 나타내었다.

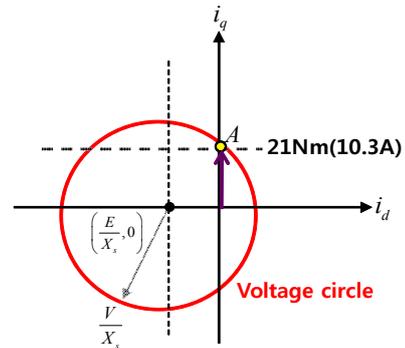


그림 14 전압 타원과 q축 전류  
Fig. 14 Circle of voltage and q-axis current

그림 14에서 점A는 최소 전류인 권수 70에서 토크 21Nm를 만족하는 q축 전류 10.3A(rms)와 전압 타원을 나타낸다. 등가회로 해석을 통해 예측한 값을 검증하고자 유한요소 해석의 결과를 그림 15에 나타내었다.

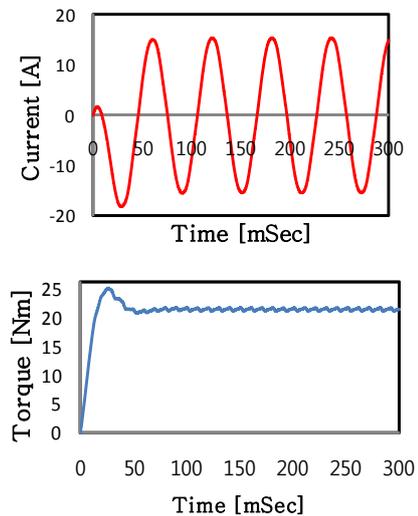


그림 15 전류와 토크 파형  
Fig. 15 Current and Torque waveforms

유한요소 해석을 통한 토크와 전류는 각각 21.3 Nm(avg), 11A(rms)로 등가해석으로부터 예측한 값과 유사하며, 저속 운전 시 고 토크를 만족함을 보인다.

### 4.4.2 고속 운전 시

고속 운전 시(@1400rpm) 토크 2Nm를 만족하도록 등가회로 해석을 하였으며, 그림 16과 같이 나타내었다.

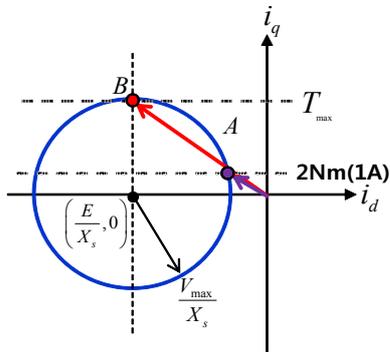


그림 16 전압 타원과 q축 전류  
Fig. 16 Circle of voltage and q-axis current

그림 16에서 점 A는 최대 전압타원에서 고속운전시 요구 토크 2Nm를 만족하는 위치이며, 점 B는 운전 가능한 최대 토크 점으로 출력 방정식 식(5)로부터 식(12)로 표현된다.

$$T_{max} = P_n \Psi_a i_{qmax} \tag{12}$$

여기서,  $i_{qmax}$  는  $\frac{V_{max}}{X_s}$ 로 계산된다.

식 (12)로부터 얻은 최대 토크 8.8Nm는 요구토크에 비해 충분히 큰 특성이다. 해석결과를 검증하기 위해 고속 운전 시 등가회로 해석으로부터 예측한 토크 2Nm, 전류 1A(rms)와 유한요소 해석의 결과를 그림 17에 나타내었다.

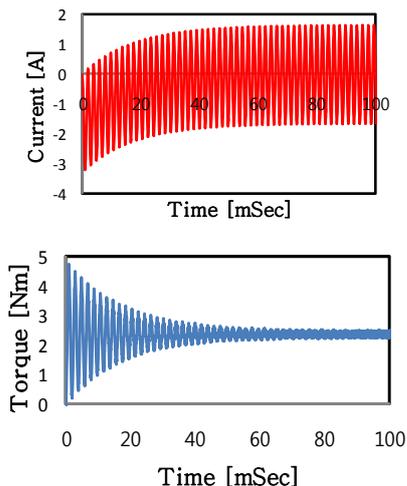


그림 17 전류와 토크 파형  
Fig. 17 Current and Torque waveforms

고속 운전 시 유한요소 해석을 통한 전류(1.15A)와 토크(2.3Nm)는 등가해석을 통해 예측한 값과 15[%]정도 오차가

있지만 전동기의 설계 요구 조건을 잘 만족함을 알 수 있다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 외전형 FSPM 전동기의 기본구조와 동작 원리를 소개하고, 저속 고토크와 고속운전을 요구하는 시스템에 대해 적합 여부를 확인하기 위해 기존의 외전형 BLDC전동기와 비교설계를 수행하였다. 제안된 방법에 따라 설계된 외전형 FSPM전동기에 대해 등가회로 및 유한요소법을 이용하여 특성을 해석하였다. 해석결과로부터 등가회로 해석과 15%정도 오차가 있지만, 저속 운전 시 요구되는 고토크와 고속운전의 두 가지 특성을 충족시킴을 확인하였다. 따라서 외전형 FSPM 전동기가 기존의 외전형 BLDC 전동기와 비교하여 경쟁력을 갖는다고 판단할 수 있으며, 추가적 연구를 통해 가전기기 및 자동차 등에서 요구하는 direct drive system에 적용 가능하다고 사료된다.

### 감사의 글

본 연구는 2011년도 경기도 기술개발사업 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

### 참 고 문 헌

- [1] J. Y. Yang, Q. Ma, Y. Deng, Y. H. Liu, "Flux-weakening capability of flux-switching permanent magnet motor," ICEEE International Conference on, pp.1-4, 2010
- [2] W. Hua, Z. Q. Zhu, M. Cheng, Y. Pang, and D. Howe, "Comparison of flux-switching and doubly-salient permanent magnet brushless machines," Proc. Eighth Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, 27-29 Sept., 2005, Nanjing, China, pp.165-170.
- [3] S. E. Rauch and L. J. Johnson, "Design principles of flux-switching alternators," AIEE Trans., vol. 74III, pp. 1261-1268, 1955
- [4] E. Hoang, A. H. Ben-Ahmed and J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet polyphased synchronous machines," 7th European Conference on Power Electronics and Applications, vol.3, 1997, pp.903-908.
- [5] W. Hua, Z.Q. Zhu, M. Cheng, et al, "Comparison of Flux-switching and doubly-salient permanent magnet brushless machines", Proc. 8th International Conf. on Electrical Machines and System, 2005, pp.165-170.
- [6] Z.Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, et al, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent magnet machines by non-linear adaptive lumped parameter magnetic circuit model", IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(11): 4277-4287.
- [7] Wei Hua, Ming Cheng, Z.Q. Zhu, et al, "Analysis

and optimization of back-EMF waveform of a novel flux-switching permanent magnet motor”, Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 3-5 May, 2007, pp. 1025-1030.

- [8] Wei Hua, Ming Cheng, Z.Q. Zhu, et al, “Design of flux-switching permanent magnet machine considering the limitation of inverter and flux-weakening capability”, Proc. IEEE IAS 41st Annual Conf. 2006, pp. 2403-2410.
- [9] Wei Hua, Ming Cheng, “A comprehensive comparison of flux-switching and flux-reversal brushless PM machines”, Proc. 2008 International Magnetics Conference, Madrid, Spain, May 4-8, paper no. GM-08.
- [10] Wei Hua, Ming Cheng, Z.Q. Zhu, et al, “Comparison of electromagnetic performance of brushless PM machine having magnets in stator and rotor”, Journal of Applied Physics, April, 2008, 103: 07F124:1-3.
- [11] Wei Hua, Ming Cheng, “Static characteristics of doubly-salient brushless machines having magnets in the stator considering end-effect”, Electric Power Components and Systems, 2008, 36(7): 754-770.
- [12] Yu Wang, Meng-Jia, Jian-Xin Shen, “An Outer-Rotor Flux-Switching Permanent Magnet Machine for Traction Applications” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.1723-1730, Sept. 2010
- [13] Fei, W. Luk, P.C.K. Shen, J. Wang, Y. .”A Novel Outer-Rotor Permanent-Magnet Flux-Switching Machine for Urban Electric Vehicle Propulsion,” IEEE Power Electronics Systems and Applications, pp.1-6, 2009
- [14] Z. Q. Zhu and David Howe, “Influence of design parameters on cogging torque in permanent machines”, IEEE Trans on Energy Conversion, vol15, pp.407-412, 2000.
- [15] Hongyun Jia, Ming Cheng, Wei Hua, Wenxiang Zhao, Wei Lu, “A New Stator-Flux Orientation Strategy for Flux-Switching Permanent Motor Drive Based on Voltage Space-Vector,” Electrical Machines and Systems, pp.3032-3036, 2008
- [16] Hua W, Cheng M, Zhu Z Q, et al, “Design of flux-switching permanent magnet machine considering the limitation of inverter and flux-weakening capability,” Proceedings of 41st IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, pp. 2403-2410, 2006

## 저 자 소 개



### 이재광 (李宰廣)

1986년 1월 1일생. 2010년 군산대 전기전자제어공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자제어공학과 석사과정.

Tel : 063-468-9168

E-mail : 2jk@kunsan.ac.kr



### 장진석 (張鎭錫)

1983년 11월 13일생. 2008년 군산대 전기전자제어공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기전자제어공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기전자제어공학과 박사과정.

Tel : 063-468-9168

E-mail : sadimy@kunsan.ac.kr



### 김병택 (金炳澤)

1969년 2월 10일생. 1994년 한양대 전공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2001년~2002년 삼성전기 종합 연구소 CAE팀 선임연구원. 2002년~2005년 LG전자 DA연구소 요소기술 그룹 책임연구원. 2005년~ 현재 국립군산대학교 전자정보공학과 부교수.

Tel : 063-469-4744

E-mail : btkim@kunsan.ac.kr