

# Characteristics Analysis Study of Surface mounted Permanent Magnet Synchronous Motor According to Pole Slot Combination

극 슬롯 조합에 따른 영구자석 표면 부착형 동기전동기의 특성 분석 연구

Ye-Ji Park · Jun-Ho Kang · Jeong-Won Kim · Chang-Sung Jin · Ju Lee

박예지\* · 강준호\* · 김정원\* · 진창성\*\* · 이 주†

## Abstract

In this paper, the characteristics of SPMSM (Surface mounted Permanent Magnet Synchronous Motor) applied to EPS(Electric Power Steering) systems were analyzed according to the combination of pole slots. In general, fractional-slot permanent magnet synchronous motors using concentrated windings have advantages such as being more economical than distributed windings, having shorter end windings, and high copper fill factor. However, traditional permanent magnet synchronous motor having the fractional slot has a relatively low winding factor due to the slot pitch and pole pitch ratio. One way to compensate for this is to use a modular motor with fewer slots for a given number of poles. The modular motor is a motor with the number of slots per pole per phase less than 0.5, and the winding factor is larger than that of the traditional motor. Therefore, in this paper, three types of motors: fractional slot modular motors, traditional motors, and integer slot motors, were analyzed and the power characteristics were compared using the FEM(Finite Element method).

## Key Words

SPMSM, Electric Power Steering, torque ripple, cogging torque, fractional slot, concentrated winding, modular motor

## 1. 서론

자동차 산업의 발전에 따라 차량 시스템의 에너지 저감에 대한 환경 규제 및 연비 규제가 강화되고 있고, 사용자의 안정성에 대한 요구가 증가하고 있다. 이러한 흐름에 맞춰 차량 부품들의 구동방식에 전동식으로 대체되어 가고 있으며 특히 전동식 조향장치인 EPS(Electric Power Steering) 시스템에 대한 연구가 필수적으로 행해지고 있다. 기존의 유압식 조향 장치에 비해 EPS 시스템은 배터리와 모터를 사용하기 때문에 소형화가 가능하여 연비를 향상시키는데 중요한 역할을 한다. 또한, 사용자의 조작에 따라 안정적인 조향 상태를 돕기 때문에 향상된 조향감을 위해서는 전동기의 진동·소음에 매우 민감하다. EPS용 전동기로 흔히 사용되는 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM)는 고효율, 고출력밀도 특성 등을 가지는 이점으로 전장용 전동기, 로봇용 서보모터 등 다양한 산업분야에서 사용되고 있다. 그러나 영구자석형 전동기에서 발생하

는 코깅 토크 및 토크 리플은 전동기의 진동·소음의 주원인이 되며, 토크 리플 및 코깅 토크 저감이 필수적이다 [1, 2]. 이 토크 리플은 코깅 토크와 역기전력의 전고조파왜율(Total Harmonic Distortion, THD)에 의해 영향을 받는다. 따라서, 본 논문에서는 극 슬롯 조합에 따른 코깅 토크와 역기전력의 고조파와 그 외의 특성을 분석하는 설계 연구를 진행하였다.

SPMSM의 극 슬롯 조합은 매우 다양하게 선택할 수 있으나, EPS용 전동기의 요구 특성을 만족시키기 위해 분수슬롯을 이용하여 토크 리플 및 코깅 토크를 저감할 수 있다. 정수슬롯 전동기에 비해 분수슬롯의 집중권은 앤드 코일이 오버랩되는 부분이 없어지면서 앤드 코일의 부피가 줄어들고, 이는 동손 저감 효과를 가져올 수 있다. 또한, 앤드 코일 부피가 줄어들어 따라 전동기의 축방향 길이도 줄어들게 되어 전동기 제작 비용 저감에도 효과적이며, 분수슬롯을 분할코어로 제작하게 된다면 권선 점적률 면에서도 훨씬 유리하다 [3, 4]. 정수슬롯과 동일한 자속이 쇄교할 경우 인덕턴스도 더 크게 되어, 약

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University, Korea.  
E-mail:julee@hanyang.ac.kr

<https://orcid.org/0000-0003-0251-6492>

\* Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University, Korea.

<https://orcid.org/0000-0002-0095-2103>

<https://orcid.org/0000-0003-4904-3987>

<https://orcid.org/0000-0001-5158-4809>

\*\* Dept. of Electrical Engineering, Wonkwang University, Korea.

<https://orcid.org/0000-0002-8158-6212>

Received: Oct. 02, 2021 Revised: Jan. 20, 2022 Accepted: Jan. 21, 2022

자속 구동에도 분수슬롯 전동기가 우수하다. 현재 일반적으로 서보모터의 대부분은 분수슬롯 전동기로서 극수와 슬롯수의 비율이 2:3 구조를 가지는 전동기가 적용된다. 그러나 2:3 비율의 분수슬롯 전동기는 극 피치에 비해 슬롯 피치가 2/3이기 때문에 권선 계수가 0.866으로 다소 낮다는 단점이 있고, 이로 인해 역기전력 파형을 개선하여 전동기 성능을 향상 시키는데 한계가 존재 한다 [5].

이를 보완하기 위한 방법으로 분수슬롯 구조 중에서 극당 상당 슬롯수 q가 0.5보다 작은 모듈러(modular) 전동기를 사용할 수 있다. 모듈러 전동기는 그림 1과 같이 2:3 구조의 전동기 보다 동일 극수에 대해 슬롯수가 작기 때문에 권선 계수가 더 우수하고 토크 리플도 저감 시킬 수 있다 [6, 7].

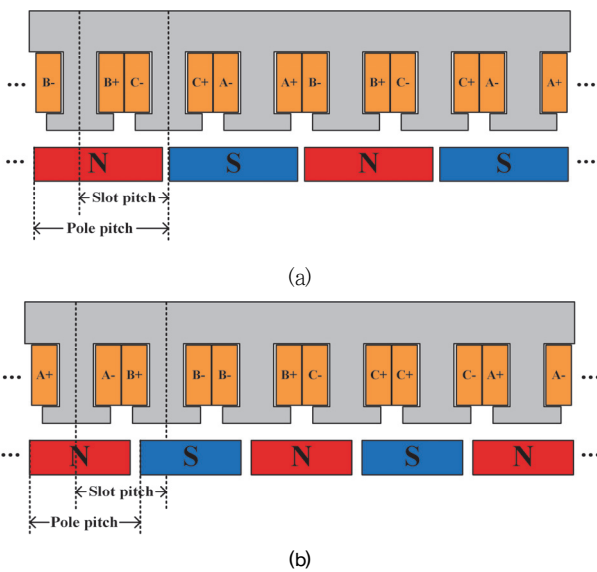


그림 1 분수슬롯 전동기 (a) 2:3구조 전동기 (b) 모듈러 전동기  
Fig. 1 Fractional slot Motor (a) 2:3structure motor (b) Modular motor

본 논문에서는 이러한 극 슬롯 조합에 따른 역기전력과 코깅 토크, 토크 리플, 인덕턴스 등의 전동기 특성을 유한요소해석(finite element analysis; FEA)을 통해 정수 슬롯 분포권 전동기와 분수 슬롯 집중권의 2:3 구조 전동기와 모듈러 전동기를 분석하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 극 슬롯 조합에 따른 전동기 특성 분석

#### 2.1.1 극당 상당 슬롯수 (q) 선정

분수슬롯의 집중권에서 사용할 수 있는 극 슬롯 조합은 다양하게 선택할 수 있다. 그러나 극당 상당 슬롯수에 따라 전동기의 특성이 매우 달라지기 때문에 이를 고려하여 극당 상당 슬롯수를 선정해야 한다. 일반적으로 극당 상당 슬롯수를 선택하는데 중요하게 고려하는 항목은 다음과 같이 요약해볼 수 있다 [3, 5].

1. 권선계수는 쇄교 자속과 토크에 비례하므로 가능한 한 큰 권선계수를 가지는 극당 상당 슬롯수를 선택해야 한다.
2. 극수와 슬롯수의 최소공배수(The lowest common multiple, LCM)는 코깅 토크의 주파수와 비례하기 때문에 극수와 슬롯수의 최소공배수가 가능한 한 큰 값을 가지는 극당 상당 슬롯수를 선택해야 코깅 토크를 저감 시킬 수 있다.
3. 극수와 슬롯수의 최대공약수(The greatest common divisor, GCD)가 짝수이면서 가능한 한 큰 값을 가지도록 극당 상당 슬롯수를 선택해야 한다. 극수와 슬롯수의 최대공약수는 전동기의 대칭성을 나타내고, 짝수가 되면 전동기의 진동-소음의 원인이 되는 라디얼 포스가 대칭적으로 발생되는 것이기 때문에 진동-소음 측면에서 유리할 수 있다.
4. 마지막으로 이층권 전동기일 경우 단층권으로도 호환이 가능한 극당 상당 슬롯수로 선택하는 것이다. 이층권 대비 단층권이 제작하기에 용이하고, 동일한 극 슬롯 조합의 전동기에서 이층권보다 서브하모닉(subharmonic) 성분이 더 크기 때문에 약계자 구동 시 성능이 더 우수하다.

표 1 극 슬롯 조합에 따른 분수슬롯 단층권의 권선계수

Table 1 Winding factor of fractional slot single layer according to pole slot combination

극수/슬롯수	6	12	18	24	30
4	0.866	0.5			
6			0.5		
8	0.866	0.866		0.5	
10	0.5	0.966			0.5
12			0.866		
14		0.966	0.902		
16		0.866	0.945	0.866	
18					
20		0.5	0.945	0.966	0.866
22			0.902	0.958	0.874
24					
26				0.958	0.936

표 2 극 슬롯 조합에 따른 분수슬롯 이중권의 권선계수

Table 2 Winding factor of fractional slot double layer according to pole slot combination

극수\슬롯수	6	9	12	15	18
4	0.866	0.617			
6		0.755			
8	0.866	0.945	0.866	0.621	
10	0.5	0.945	0.933	0.866	0.647
12		0.866			0.866
14	0.5	0.617	0.933	0.951	0.902
16	0.866	0.328	0.866	0.951	0.945
18					
20	0.866	0.328		0.866	0.945
22	0.5	0.617		0.621	0.902
24		0.866			0.866
26	0.5	0.945			0.647

극수\슬롯수	21	24	27	30
4				
6				
8				
10				
12				
14	0.866	0.76		
16	0.89	0.866		
18			0.866	
20	0.953	0.933	0.877	0.866
22	0.953	0.95	0.915	0.874
24			0.845	
26	0.89	0.95	0.954	0.936

2.1.2 모듈러(modular) 전동기

분수슬롯 전동기에서 일반적으로 많이 사용되는 극 슬롯 조합은 극당 슬롯의 비율이 2:3인 구조이다. 분수슬롯의 2:3 비율의 전동기는 정수슬롯 전동기에서 일반적으로 사용하는 극당 슬롯 비율이 1:3 구조에 비해 출력밀도를 올릴 수 있고 앤드 코일이 짧다는 장점을 가진다. 그러나 2:3 비율의 전동기는 표 1과 표 2에서 확인 할 수 있듯이 권선 계수가 0.866으로 다소 낮은 편이다. 이로 인해 역기전력과 토크 성능 향상에 이점이 존재하지만, 코깅 토크 저감이 어렵다는 문제점이 있다.

분수슬롯의 2:3 비율의 전동기의 낮은 권선 계수로 인한 문제점을 해결하기 위한 한 가지 방법으로 모듈러 전동기를 이용할 수 있다. 모듈러 전동기란 극당 상당 슬롯수가 0.5 이하 0.25 이상의 값을 가지는 전동기를 말한다. 모듈러 전동기의 높은 권선 계수는 결국 극당 슬롯 비율이 작다는 것을 의미하므로 극수와 슬롯수의 최소공배수가 커지기 때문에 코깅 토크를 저감시킬 수 있다. 모듈러 전동기에 해당하는 극당 상당 슬롯수가 0.5 이하 0.25 이상의 값을 가지는 극 슬롯의 관계는 상당 슬롯수가 홀수 개일 경우에는 식 (1), 짝수 개일 경우에는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다 [6].

$$Q = 2p \pm 1 \tag{1}$$

$$Q = 2p \pm 2 \tag{2}$$

여기서 Q는 슬롯수, p는 극쌍수이다. 슬롯수 Q는 3으로 나누어 떨어져야 하며, 극당 상당 슬롯수가 0.25~0.5의 값을 가지면서 식 (1), (2)을 만족하는 모듈러 전동기의 극 슬롯 조합을 표 3에 나타내었다.

표 3 3상 모듈러 전동기에 해당하는 극 슬롯 조합

Table 3 Pole slot combination corresponding to modular motor

극수	슬롯수
2	3
4	3, 6
6	9

8	6, 9, 12
10	9, 12, 15
12	9, 18
14	12, 15, 21
16	12, 15, 18, 24
18	27
20	18, 21, 24, 30
22	21, 24, 33
24	18, 27, 36

이러한 기준들을 바탕으로 하여 그림 2와 같이 분수슬롯 집중권의 2:3비율을 가지는 8극 12슬롯 전동기와 극당 상당 슬롯수가 0.5이하인 10극 12슬롯의 모듈러 전동기, 마지막으로 정수슬롯 분포권의 1:3 비율을 가지는 8극 24슬롯 전동기로 총 3가지의 비교 모델을 선정하였다. 그림 3에는 각 비교 모델들의 권선 세팅을 나타내었으며, 8극 12슬롯과 10극 12슬롯 모델은 이층권의 집중권이며, 8극 24슬롯 모델은 단층권의 분포권인 것을 확인 할 수 있다.

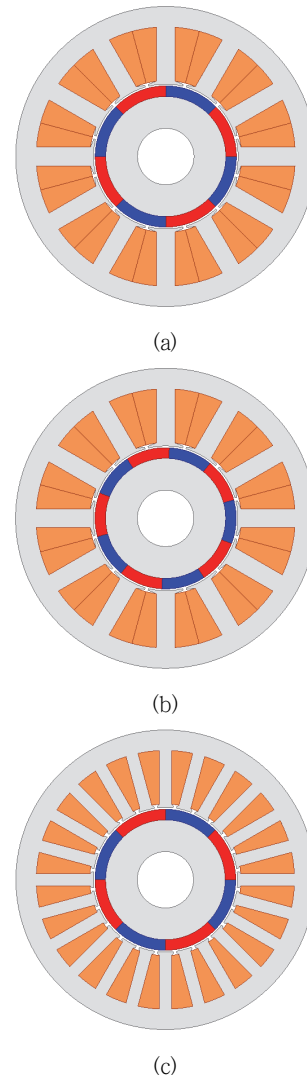


그림 2 선정된 3상 전동기 비교 모델 (a) 8극 12슬롯 (b) 10극 12슬롯 (c) 8극 24슬롯

Fig. 2 3-phase motor model (a) 8pole 12slot (b) 10pole 12slot (c) 8pole 24slot

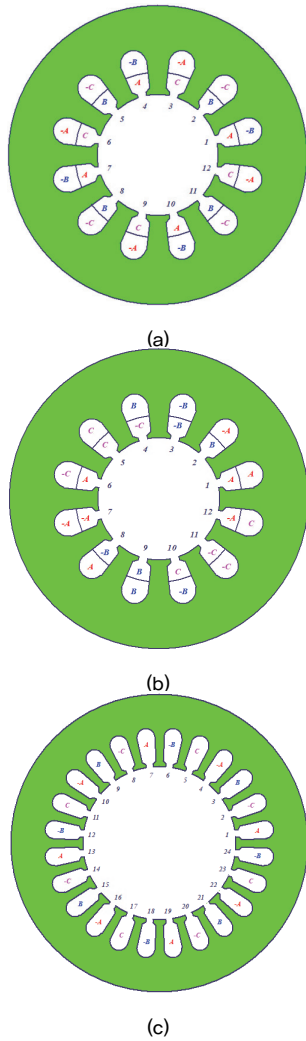


그림 3 전동기 권선 세팅 (a) 8극 12슬롯 (b) 10극 12슬롯 (c) 8극 24슬롯  
Fig. 3 Motor winding (a) 8pole 12slot (b) 10pole 12slot (c) 8pole 24slot

2.2 기초 모델 사양

극 슬롯 조합에 따른 전동기 특성 분석을 진행하기 위해 분석을 진행한 현재 상용되고 있는 620W 정격 출력의 EPS용 전동기 사양을 표 4와 같이 도출 하였으며, 이를 이용하여 표 5와 같이 극 슬롯에 따른 특성을 분석하기 위해 총 직렬 턴수와 전류를 동일하게 설정 하였다.

표 4 상용 EPS용 전동기 설계 제한

Table 4 Design specifications for commercial EPS Motor

항목	값	단위
정격속도	2,400	rpm
정격토크	2.5	Nm
정격출력	620	W
고정자 외경	85	mm
회전자 외경	40	mm
적층길이	41.5	mm
영구자석 두께	3	mm
코어 재질	50PN470	-
영구자석 재질	N5dFeB	-

표 5 극 슬롯 전동기 모델 설계 사양

Table 5 Motor model design specification according to pole slot combination

항목	8p12s	10p12s	8p24s	단위
정격속도	2,400			rpm
정격전류	85.4			Arms
총 직렬 턴수	96			-
극당 상당 슬롯수	0.5	0.416	1	-
권선계수	0.866	0.966	1	
상저항	5.79	3.82	15.7	mΩ
인덕턴스	122.77	162.55	32.05	mH

표 5의 사양을 가지는 3개의 전동기 모델에 대해 2.3절부터 FEM 분석을 통해 전자계 특성 비교를 진행하였다.

2.3 전자계 특성 분석

2.3.1 Electromotive Force (EMF)

표 5에서 확인 할 수 있듯이 전동기의 권선계수는 각각 0.866, 0.966, 1의 값을 가진다. 이때 FEM으로 해석하여 얻은 전동기의 무부하시 역기전력 파형을 그림 4에 나타내었다.

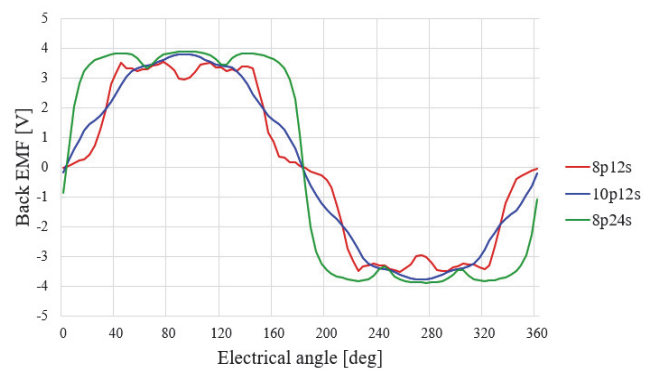


그림 4 3개 전동기의 유도기전력 파형

Fig. 4 Electromotive force waveform of 3 motors

그림 4에서 확인할 수 있듯이 분수슬롯 8극의 전동기보다 10극의 모듈러 전동기의 EMF의 크기가 더 크며, 좀 더 정현적인 파형을 가지는 것을 볼 수 있다. 3개의 전동기 중에서는 8극 24슬롯의 전동기가 제일 큰 EMF 값을 가지는 것으로 나오는데, 이는 각 전동기의 권선계수의 크기와 동일하게 나오는 것을 알 수 있다. 또한, 모듈러 전동기의 파형이 제일 정현적으로 나오고 있으므로, 모듈러 전동기의 토크 리플이 제일 낮을 것으로 판단 할 수 있다.

2.3.2 역기전력 고조파

역기전력의 고조파의 5,7주파수 성분은 토크 리플을 발생시키는 주요한 원인 중 하나이며 전동기의 진동 소음을 저감시키기 위해서는 고조파 성분을 저감시킴으로써 토크 리플을 줄이는 설계를 진행해야 한다. FFT(Fast Fourier Transform) 변환

을 통해 3가지 전동기의 역기전력 고조파 성분 분석을 진행하여 그림 5에 나타내었다.

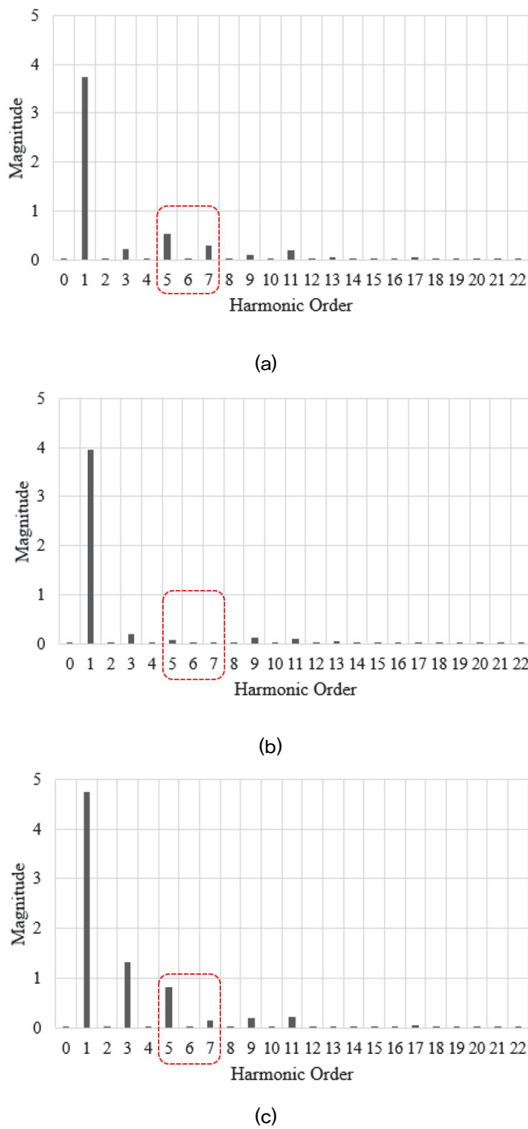


그림 5 전동기의 역기전력 고조파 (a) 8극 12슬롯 (b) 10극 12슬롯 (c) 8극 24슬롯  
Fig. 5 Back EMF harmonics of the motor (a) 8pole 12slot (b) 10pole 12slot (c) 8pole 24slot

그림 5에서 확인할 수 있듯이 정수슬롯 대비 분수슬롯이 고조파 성분이 더 적은 것을 알 수 있고, 모듈러 전동기가 제일 고조파 성분이 작은 값들을 가지고 있다. 3파 고조파의 경우 3상이 합해지면서 상쇄되고, 토크 리플을 만들어 내는 5,7고조파 성분은 8극 24슬롯의 전동기에서 제일 크고, 8극 12슬롯, 10극 12슬롯 순으로 크기가 줄어드는 것을 볼 수 있다.

### 2.3.3 토크 리플 및 코깅 토크

토크 리플은 회전자와 고정자 슬롯 구조에 의해서 발생하는 코깅 토크나 역기전력의 고조파 성분, 자기 포화 현상, 인버터 한계로 인한 전류의 고조파 성분 등에 의해 발생한다. 토크는

3상 평형한 정현파 전류가 흐른다고 가정하고 누설 인덕턴스와 저항 성분을 무시하면 식 (3)과 같이 표현 할 수 있다.

$$T_e = \frac{P}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3)$$

전동기에 포화 현상이 일어나지 않으며, 3상의 120도 위상차를 가지는 정현파의 전류가 흐르고 고조파 성분이 존재하는 역기전력이 발생한다면 출력 P는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있고, 토크 리플은 역기전력의 고조파 성분에 의해서 발생하는 성분으로 볼 수 있다.

$$P = \sum_{n=odd} E_n I_m \left[ \sin n \omega t \sin ( \omega t + \theta ) + \sin n \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( \omega t + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin n \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left( \omega t + \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (4)$$

$E_m$  과  $I_m$  는 각각 역기전력과 전류의 기본파의 피크치를 나타낸다. 출력 P에 대해서 푸리 전개를 이용하여 정리하면 식 (5)와 같이 나오므로, 이때 토크는 식 (6)과 같이 정리할 수 있다.

$$P = \frac{3}{2} \left\{ E_m I_m + \sum_{n=6k} (-E_{n-1} + E_{n+1}) I_m \cos n \omega t \right\} \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2\omega_m} \left\{ E_m I_m + \sum_{n=6k} (-E_{n-1} + E_{n+1}) I_m \cos n \omega t \right\} = T_0 + \sum_{n=1} T_{6n} \cos 6n \omega t \quad (6)$$

$T_0$  는 평균 토크이고,  $T_{6n}$  은 고조파에 의한 토크 리플 성분을 나타낸다. 각 차수에 대해서 토크를 전개하면 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며, 토크 리플은 6고조파의 배수 성분에 의해 발생되고 있다 [8].

$$T_0 = \frac{3}{2\omega_m} (E_1 I_1 + E_5 I_5 + E_7 I_7 + E_{11} I_{11} + E_{13} I_{13} + \dots) \quad (7)$$

$$T_6 = \frac{3}{2\omega_m} \left\{ (E_7 - E_5) I_1 + (E_{11} - E_1) I_5 + \dots \right\}$$

$$T_{12} = \frac{3}{2\omega_m} \left\{ (E_{13} - E_{11}) I_1 + (E_{17} - E_7) I_5 + \dots \right\}$$

$$T_{18} = \frac{3}{2\omega_m} \left\{ (E_{19} - E_{17}) I_1 + (E_{23} - E_{13}) I_5 + \dots \right\}$$

부하시의 토크 파형을 그림 6 (a)에 나타내었으며 권선 계수가 제일 큰 8극 24슬롯 전동기의 평균 토크가 제일 크게 나오는 것을 확인할 수 있다. 또한, 모듈러 전동기의 토크 리플이 제일 작게 나오는데, 그림 5에서 분석한 역기전력 성분에서 모듈러 전동기의 5, 7고조파 성분이 다른 전동기 보다 매우 작게 나오는 것과 동일한 경향을 가지고 있다.



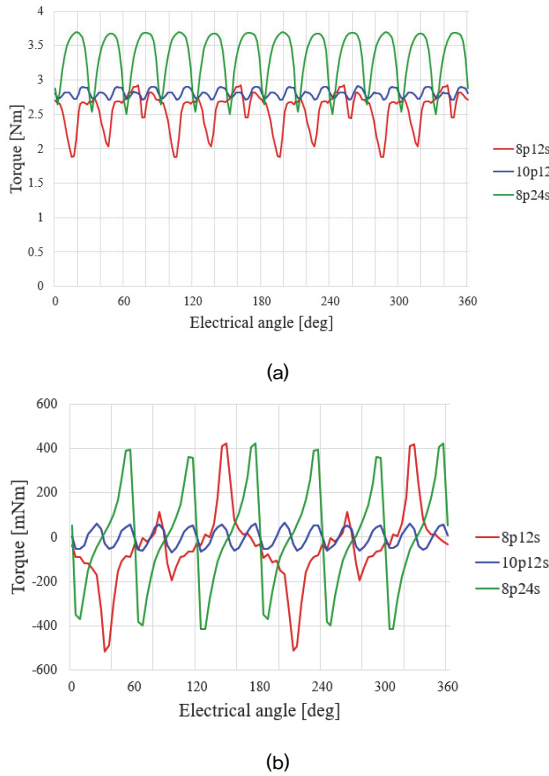


그림 6 3개 전동기의 토크파형 (a) 토크리플 (b) 코깅토크  
Fig. 6 Torque waveform of 3 motors (a) Torque ripple (b) Cogging torque

토크 리플의 원인 중 또 다른 하나인 코깅 토크는 역기전력과 전류가 아닌 극수와 슬롯수의 최소공배수에 반비례하는 크기를 가진다. 3개 전동기의 극수와 슬롯수의 최소공배수는 각각 24, 60, 24가 되며, 그림 6 (b)에서 확인 할 수 있듯이 모듈러 전동기의 코깅 토크가 제일 작게 나타나며, 8극 12슬롯 전동기에 비해 코깅 토크의 peak-to-peak가 약 14% 정도 감소하여 나타났다.

8극 12슬롯과 8극 24슬롯 모델은 전기각 360도에 대하여 코깅토크가 6주기로 나와야 하지만, 그림 6 (b)를 보면 8극 12슬롯의 코깅토크 파형이 2주기로 나타나고 있다. 이는 코깅토크 성분인 6고조파 보다 작은 차수의 저조파가 8극 12슬롯에서 크게 존재하기 때문에 코깅 토크 파형에 영향을 미치므로 이상적인 6주기로 나타나지 않는 것으로 볼 수 있다.

표 6 극 슬롯 조합에 따른 토크 특성

Table 6 Torque characteristics according to pole slot combination

항목	peak-to-peak [Nm]	Ripple [%]
8p12s	1.03	40.55
8p12s 스큐적용	0.68	27.2
10p12s	0.19	7.06
8p24s	1.18	35.42
8p24s 스큐적용	0.69	21.0

표 6에는 극 슬롯 조합에 따른 토크 특성을 나타내었다. 8극 12슬롯과 8극 24슬롯의 경우 높은 peak-to-peak를 보정하기

위해 스큐를 적용한 경우의 토크 분석을 진행하였다. 그림 5에 나와 있듯이 가장 큰 고조파 성분인 5고조파를 줄이기 위한 3단 스큐를 적용한 설계를 진행하였다. 그 결과 두 전동기 모두 스큐를 적용하지 않았을 때 보다 토크 리플 성분은 줄어들었지만, 여전히 모듈러 전동기의 리플 성분이 제일 작게 나오는 것을 알 수 있다.

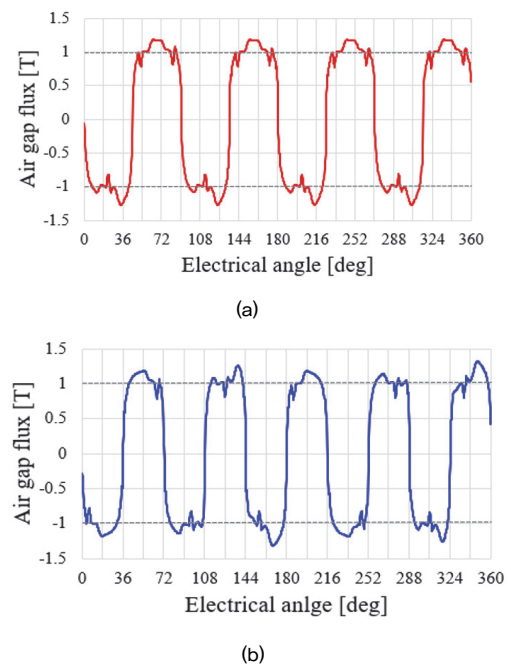
### 2.3.4 공극자속밀도

토크를 만들어내는 기본파 차수보다 작은 차수로 존재하는 고조파를 서브하모닉 성분이라 하며, d축 인덕턴스는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있고, 이때 기자력 F은 식 (9)와 같이 푸리에 전개를 이용하면 서브하모닉 성분을 표현할 수 있다 [9, 10]. 이러한 수식 과정을 통해 서브하모닉 성분이 존재하게 되면 인덕턴스 성분이 커지게 된다는 것을 알 수 있으며, 인덕턴스가 커지면 전동기 약자속 제어시 특성 전류 저감이 가능해지는 이점이 있다.

$$L = \frac{\Psi_d}{I_d} = L_l + \frac{L_{stk}}{I_d} \int_{-\pi}^{\pi} F \frac{B_r U^r + B_r L^r L}{2} d\theta \quad (8)$$

$$F = \sum_{n=1}^{\infty} F_{n(f)} + F_{n(b)} = \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \begin{matrix} F_{pn} \cos\left(\omega t - \frac{n}{p}(\theta_e - \gamma_e)\right) + \\ F_{bn} \cos\left(\omega t - \frac{n}{p}(\theta_e - \gamma_e)\right) \end{matrix} \right] \quad (9)$$

자속밀도는 기자력과 비퍼미언스의 곱으로 나타나기 때문에 서브하모닉 성분이 존재할 경우 그에 따른 영향을 확인할 수 있으며, 그림 7에 각 전동기의 공극자속밀도 파형을 나타내었다. 서브하모닉 성분이 존재하는 10극 12슬롯 전동기의 경우 공극자속밀도의 불규칙적인 파형으로 나타나는 반면, 8극 12슬롯과 8극 24슬롯 전동기는 서브하모닉 성분이 없기 때문에 공극자속밀도가 균일한 파형으로 나타나고 있다.



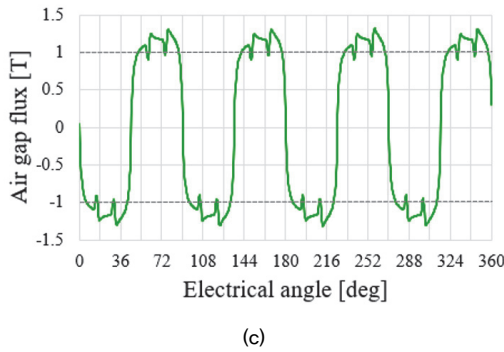


그림 7 전동기 공극자속밀도 (a) 8극 12슬롯 (b) 10극 12슬롯 (c) 8극 24슬롯  
Fig. 7 Airgap flux density (a) 8pole 12slot (b) 10pole 12slot (c) 8pole 24slot

서브하모닉 성분을 확인하기 위해 공극자속밀도에 대한 FFT 분석을 진행하여 그림 8에 나타내었다. 8극 12슬롯의 경우 기본파 보다 작은 차수의 고조파 성분이 존재하지 않지만, 10극 12슬롯의 경우 기본파 보다 작은 차수의 고조파 성분이 존재하고 있다. 서브하모닉 크기에 따라 표 5에서 확인할 수 있듯이 인덕턴스 크기는 8극 12슬롯의 전동기의 122.77mH 보다 모듈러 전동기가 162.55mH로 더 큰 값을 가진다.

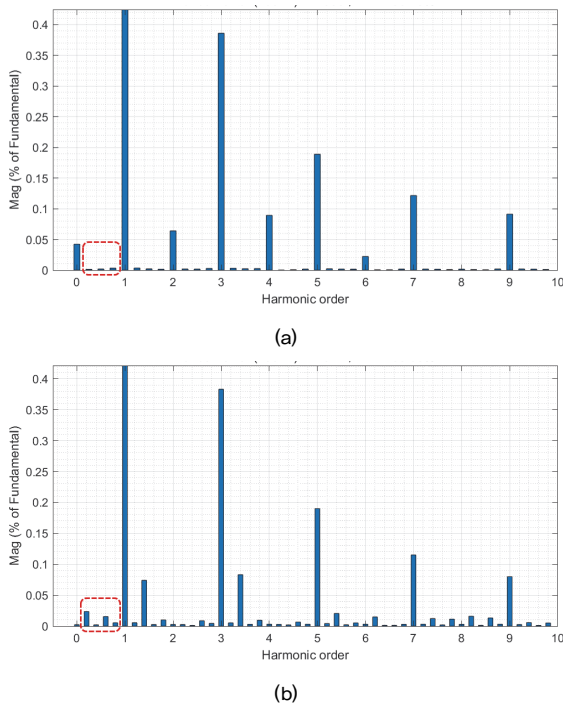


그림 8 공극자속밀도의 고조파 분석 (a) 8극 12슬롯 (b) 10극 12슬롯  
Fig. 8 Harmonic analysis of airgap flux density (a) 8pole 12slot (b) 10pole 12slot

### 3. 결론

본 논문에서는 차량용 EPS 전동기의 극 슬롯 조합에 따른 특성을 분석하였다. 정수슬롯에 비해 분수슬롯 집중권은 여러 방면에서 많은 이점을 가지지만 권선계수가 낮다는 문제점이

있기 때문에 이를 보완할 수 있는 극당 상당 슬롯수가 0.5이하가 되는 모듈러 전동기를 선정하였다. 극 슬롯 조합 선정에 따라 나타날 수 있는 특성을 먼저 분석하였으며, 정수슬롯 전동기, 분수슬롯의 2:3 극 슬롯 조합의 전동기, 모듈러 전동기에 대해서 역기전력, 토크 리플, 코깅 토크, 공극자속밀도, 인덕턴스를 분석을 진행하였다. 권선 계수가 제일 컸던 정수슬롯 전동기가 역기전력 크기가 제일 크게 나왔으며, 역기전력 FFT 분석을 통해 고조파 성분을 확인하였다. 역기전력 파형이 제일 정현적이었던 모듈러 전동기가 5,7차 고조파 성분이 제일 작았으며, 이는 토크 리플이 제일 작게 나오는 것으로 나타났다. 또한, 극수와 슬롯수에 관계되는 코깅 토크도 모듈러 전동기가 제일 작게 나오므로써 모듈러 전동기가 가지는 특징을 확인할 수 있었다. 마지막으로 공극자속밀도를 이용하여 각 전동기에 존재하는 서브하모닉 성분을 확인하였다. 기본 주파수보다 작은 차수의 서브하모닉 성분은 전동기의 인덕턴스에 영향을 미치는 요소로써, 8극 12슬롯과 8극24슬롯 전동기에서는 서브하모닉 성분이 존재하지 않았으나, 모듈러 전동기에서는 서브하모닉 성분이 존재하였으며 인덕턴스 크기도 모듈러 전동기가 가장 큰 값을 가지는 것을 알 수 있다.

### Acknowledgements

본 연구는 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (NRF-2020M3H4A3106183)  
이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No.2019R1F1A1060843)

### References

- [1] H. Park, M. Lin, C. Lee, "Magnet Shape Design and Verification for SPMSM of EPS System Using Cycloid Curve," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 137207 - 137216, Sep. 2019.
- [2] Y. Kim, J. Lee, J. Hong, "Analysis of cogging torque considering tolerance of axial displacement on BLDC motor by using a stochastic simulation coupled with 3-D EMCN," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp. 1244 - 1247, Mar. 2004.
- [3] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of High Performance PM Motors With Concentrated Windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 248 - 253, Jun. 2002.
- [4] Giulio De Donato, Fabio Giulii Capponi, Giovanni Antonio Rivellini, Federico Caricchi, "Integral-Slot Versus Fractional-Slot Concentrated-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Comparative Design, FEA, and Experimental Tests," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1487 - 1495, Sep-Oct. 2012.
- [5] F. Magnussen, C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated

windings,” IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 1 - 4, Jun. 2003.

- [6] J. Wang, Z.P. Xia, D. Howe, “Analysis of three-phase surface-mounted magnet modular permanent magnet machines,” PEMD 2004, Mar. 2009.
- [7] K. Atallah, Jiabin Wang, D. Howe, “Torque-Ripple Minimization in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 6, pp. 1685 - 1695, Nov-Dec. 2003.
- [8] Hoang Le-Huy, Robert Perret, Rene Feuillet, “Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 4, pp. 748 - 755, Jul. 1986.
- [9] K. Shima, K. Ide, M. Takahashi, Y. Yoshinari, M. Nitobe, “Calculation of leakage inductances of a salient-pole synchronous machine using finite elements,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1156 - 1161, Dec. 1999.
- [10] K. Shima; K. Ide; M. Takahashi, “Analysis of leakage flux distributions in a salient-pole synchronous machine using finite elements,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 1, pp. 63 - 70, Mar. 2003.



**진창성 (ChangSung Jin)**

2001년 한양대학교 전기공학과 졸업. 2003년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003 ~ 2007년 대우일렉트로닉스 선임연구원. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2011 ~ 2015년 삼성테크윈 R&D 제어기술 그룹. 2015 ~ 2018년 한화지상방산 극방로봇팀 책임연구원. 2018년 ~ 현재 원광대학교 전기공학과 조교수.

Tel : 063-850-6298

E-mail : csjin76@wku.ac.kr



**이주 (Ju Lee)**

1986년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1988년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988 ~ 1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 System 정보과학연구과 졸업(박사). 1997년 한국철도기술 연구원 선임연구원. 1997년 ~ 현재 한양대학교 전기생체공학부 교수.

Tel : 02-2220-0349

E-mail : julee@hanyang.ac.kr

#### 저자소개



**박예지 (Yeji Park)**

2017년 한경대학교 전기전자제어공학부 졸업.  
2017년 ~ 현재 한양대학교 전기공학과 석박통합과정.

Tel : 02-2220-0349

E-mail : yejipark@hanyang.ac.kr



**강준호 (Junho Kang)**

2019년 충북대학교 전기공학과 졸업.  
2019년 ~ 현재 한양대학교 전기공학과 석박통합과정.

Tel : 02-2220-0349

E-mail : rwg1783@hanyang.ac.kr



**김정원 (Jeongwon Kim)**

2019년 동국대학교 전자전기공학과 졸업.  
2019 ~ 현재 한양대학교 전기공학과 석박통합과정.

Tel: 02-2220-0349

E-mail : kjw0427@hanyang.ac.kr