

정밀제어용 표면부착형 영구자석 동기전동기의 코깅토크 및 토크리플 저감 설계

논문
58-10-13

Design of Cogging Torque and Torque Ripples Reduction for High Precision Controlled SPMSM

김창기* · 이상곤** · 정상용†
(Changki Kim · Sanggon Lee · Sang-Yong Jung)

Abstract - The design of SPMSM(surface mounted permanent magnet synchronous motor) has been performed to reduce cogging torque and torque ripples. In general, cogging torque and torque ripples are affected by the shapes of teeth width, yoke depth, magnet pole arc, etc. Particularly, the minimum design point of cogging torque and torque ripples are different so that the design of SPMSM should be done to compromise both of them for precision application. In this paper, the design of PMSM for EPS(electric power steering) system is performed to verify the validity, and the design characteristics versus teeth width, yoke depth, and magnet pole arc are investigated in order to find out the minimum point of cogging torque and torque ripples. In addition, skew of PM is applied for cogging torque reduction.

Key Words : PMSM, Cogging Torque, Torque Ripple, PM Skew, EPS

1. 서론

영구자석 동기전동기는 계자 자속이 외부 전원에 의존하지 않고 회전자의 영구자석에 의해 공급되기 때문에 효율 및 출력 밀도가 타 전동기에 비해 월등히 높다. 또한, 최근 전력전자 기술의 발달로 제어기술이 진보함에 따라 백터제어에 의한 제어용 모터의 영역이 확대됨으로써 소형 AC 서보모터 등 정밀제어용으로 각광받고 있다. 이는 제어기술의 발달에 의한 제어장치의 간소화와 더불어 그 동안 고가이던 에너지 밀도가 높은 NdFeB와 같은 희토류 계열 자석의 가격하락에 힘입어 가격 경쟁력을 가지게 된 데에 기인한다. 그리고 동기전동기의 최대 약점이던 자기기동 불가는 자극 위치 검출 및 제어성능 향상으로 미세 속도 제어까지 가능하게 됨으로써 해결되었으며, 회전자에 영구자석을 사용함으로써 회전자의 손실이 없어져 고효율화 및 소형화가 실현되므로, 산업계 각 분야에서 사용이 급속히 증대되고 있다 [1-3]. 특히, SPMSM은 토크밀도가 높으며, 고토크 저속 운전에 유리하고, 고조파 영향이 작기 때문에 코깅토크와 토크리플의 저감을 요구하는 정밀형 전동기에 주로 사용된다 [4-5].

영구자석 전동기는 일반적으로 다른 전동기와 달리 회전자의 자석과 고정자 슬롯 구조간의 자기저항 차에 의한 코깅토크를 가진다[6]. 코깅토크는 전동기의 소음 및 진동 발생에 큰 영향을 미치므로 설계시 이를 최대한 저감시켜야

하며, 역기전력의 고조파와 관련된 토크리플 또한 전동기의 소음 및 진동 발생에 영향을 주기 때문에 이들 모두 최소화하는 설계가 필요하다[7-8]. 코깅토크와 토크리플은 치폭, 요크폭, 자석 극호각 등 전동기 형상에 영향을 많이 받는다. 또한, 코깅토크 및 토크리플을 저감시키기 위한 방법으로 스류가 많이 쓰이는데, 이 중 제작성이 용이한 자석 스류가 주로 사용된다[9-10]. 한편, 코깅토크와 토크리플의 최소점은 대개 서로 다르게 존재하며, 자석 스류각에 따라 코깅토크 저감을 및 토크리플이 현저하게 달라지기 때문에, 정밀제어용 PMSM 설계시 큰 어려움으로 작용한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 현상을 효과적으로 고려한 정밀제어용 PMSM의 코깅토크 및 토크리플 최소화 설계를 목적으로 하며, 소용량 자동차 EPS용 전동기 설계를 통해 연구의 타당성을 검증한다.

2. SPMSM의 특성 방정식 및 운전특성

영구자석 전동기는 고정자에 정현적으로 분포된 3상 권선과 회전자에 영구자석을 가진다[7]. 자기적 포화를 무시한다고 가정하면 영구자석 전동기의 출력은 일반적으로 인버터의 전류 정격과 전동기의 열 정격에 의해 결정되는 최대 전류 I_{max} 및 인버터의 PWM 방법과 인버터가 공급할 수 있는 최대 직류단(DC Link) 전압에 의한 최대 출력 전압 V_{max} 에 의해 제한되며, 그 식은 다음과 같이 정의된다.

$$V_{ds}^2 + V_{qs}^2 \leq V_{max}^2 \quad (1)$$

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \leq I_{max}^2 \quad (2)$$

여기서 i_{ds} , i_{qs} 는 각각 d, q축 전류이고, V_{ds} , V_{qs} 는 d, q축 단자전압을 뜻한다. 동기 속도로 회전하는 회전자를 기준 좌

* 준 회원 : 동아대 전기공학과 석사과정
** 준 회원 : 동아대 전기공학과 석사과정
† 교신저자, 정회원 : 동아대 전기공학과 조교수
E-mail : syjung@dau.ac.kr
접수일자 : 2009년 6월 29일
최종완료 : 2009년 9월 7일

표로 한 동기 좌표계로 표현한 영구자석 전동기의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (3)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (4)$$

여기서 ω_r 은 동기 전기각속도, R_s 는 고정자 상저항, 그리고 λ_{ds} , λ_{qs} 는 각각 d, q축 고정자 쇄교자속이다. 또한, d, q축 고정자 쇄교자속은 아래와 같이 표현된다.

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \lambda_m, \quad \lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (5)$$

여기서 L_{ds} , L_{qs} 는 각각 d, q축 인덕턴스이고, λ_m 은 영구자석에 의한 쇄교자속이다. 영구자석 전동기의 전기적 입력은 다음과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (6)$$

식 (3), (4)의 전압 성분들을 식 (6)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻는다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left\{ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{d}{dt} (\lambda_{ds} i_{ds} + \lambda_{qs} i_{qs}) + \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \right\} \quad (7)$$

전기적 입력 P_{in} 은 첫 번째 항인 동손, 두 번째 항인 자기 에너지의 시간에 대한 변화율, 그리고 마지막 항인 기계적 출력으로 이루어져 있으며, 따라서 출력 P_m 은 다음과 같다.

$$P_m = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (8)$$

그러므로 발생 토크 T_e 는 다음과 같이 정의된다.

$$T_e = \frac{P_m}{\left(\frac{\omega_r}{P/2}\right)} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (9)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_r i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}]$$

첫 번째 항은 영구자석에 의한 자속과 고정자 q축 전류의 상호 작용에 의해 발생하는 전자기 토크(Alignment Torque)로서 SPM의 토크 발생 원리와 같다. 두 번째 항은 회전자 돌극성으로 인한 d, q축 인덕턴스 차이에 의한 자기 저항 토크(Reluctance Torque)이며, IPM의 경우 d축 인덕턴스가 q축 인덕턴스보다 작으므로 자기저항 토크가 전자기 토크에 더해지는 방향으로 작용하기 위해선 d축 전류는 0보다 작아야 한다.

한편, 식 (3), (4)의 첫 번째 항인 고정자 상저항에 의한 전압 강하와 두 번째 항인 d, q축 전류의 급변시 발생하는 전류 미분에 비례하는 전압 성분을 무시한다고 가정하면, 다음과 같이 전압 방정식을 간단하게 나타낼 수 있다.

$$V_{ds} = -\omega_r \lambda_{qs} = -\omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (10)$$

$$V_{qs} = \omega_r \lambda_{ds} = \omega_r (L_{ds} i_{ds} + \lambda_m) \quad (11)$$

위 식에서처럼 전동기의 단자 전압은 속도 ω_r 에 비례하므로, 저속 운전의 경우 전동기는 전류 제한 조건에만 영향을 받는 정토크 운전 영역에서 동작하며, 고속 운전이 될수록 인덕턴스와 영구자석에 의한 전압이 속도에 비례하여 증가하기 때문에 전압 제한 조건에 영향을 받아 정출력 운전 구간에서 동작하게 된다.

식 (10), (11)을 앞서 정의하였던 전압 제한식 (1)에 대입하면 새로운 전압 제한식 (12)로 표현할 수 있다.

$$(-\omega_r L_q i_q)^2 + (\omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m)^2 \leq V_{max}^2 \quad (12)$$

일반적으로 SPM은 회전자에 돌극성이 없기 때문에 $L_d=L_q=L_s$ (동기 인덕턴스)를 만족하므로 식 (12)가 식 (13)과 같은 원 형태의 전압원으로 표현되며, 그림 1의 (b)와 같은 제어특성을 지닌다[2-3].

$$\left(i_d + \frac{\lambda_m}{L_s}\right)^2 + i_q^2 \leq \left(\frac{V_{max}}{\omega_r L_s}\right)^2 \quad (13)$$

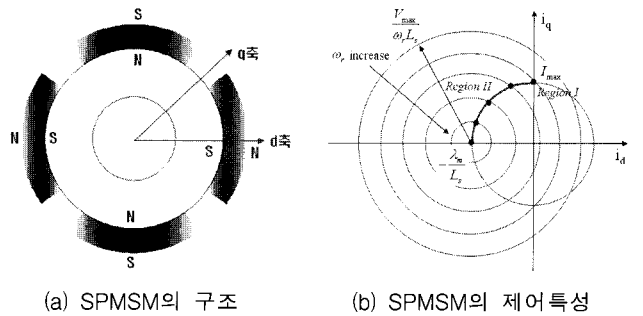


그림 1 SPMSM의 구조 및 제어특성
Fig. 1 Structure and control application of SPMSM

3. 코깅토크 및 토크리플 해석

3.1 코깅토크 및 토크리플 산정법

코깅토크는 무부하시 회전자의 자석과 고정자 슬롯 구조 간의 자기저항 차에 의해 전동기가 떨리는 현상을 말하는데, 무부하 상태에서 영구자석과 관계되는 힘이다[6]. 그림 2에서처럼 자석의 중심축이 고정자 치(Teeth)의 중심축 및 슬롯의 중심축과 일치할 때는 발생하지 않으나, 그 외의 경우, 즉, 자속이 불균형을 이룰 때 발생한다. 일반적으로 코깅토크는 식 (14)로 표현된다[8], [11].

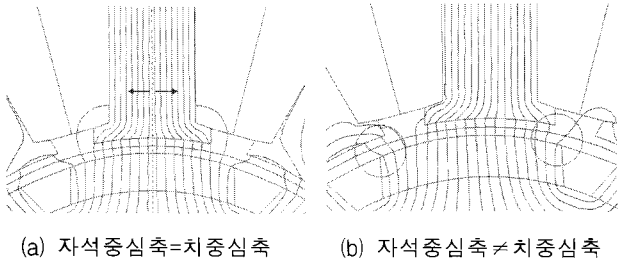


그림 2 영구자석 동기전동기의 코깅토크
Fig. 2 Cogging torque of PMSM

$$T_{cog} = \frac{\pi}{4} DL_{stk} \sum_n \frac{\sin(n\sigma L_{stk})}{n\sigma L_{stk}} \Lambda_n f_n \sin(n\zeta) \quad (14)$$

여기서 $n=kS$, $k=1, 2, \dots$ 이며, S 는 슬롯수와 극수의 최소공배수, D 는 회전자 외경, L_{stk} 는 적층길이, σ 는 스큐각, $\frac{\sin(n\sigma L_{stk})}{n\sigma L_{stk}}$ 는 스큐효과, Λ_n 은 공극 퍼미언스의 n 차 공간고조파, f_n 은 자석에 의한 자속분포의 n 차 고조파, ζ 는 회전자의 회전각도이다. 식 (14)에서처럼, 코깅토크는 자석과 슬롯 간의 관계에 의해 결정되므로 다음 식과 같은 주기성을 지닌다.

$$K_{cogging} = \frac{360}{LCM\{pole, slot\}} \text{ [기계각]} \quad (15)$$

여기서, LCM 은 최소공배수를 뜻한다. 코깅토크는 식 (15)의 주기만큼 구하며, 대개 그 주기의 1/20의 간격으로 해석을 한다. 전동기 토크를 계산하는 방법 중에는 유한요소법(Finite Element Method) 중 맥스웰 응력 텐서법(Maxwell Stress Tensor Method)이 가장 널리 사용되며, 코깅토크 산정시엔 보다 정확한 공극 자속밀도의 변화량을 계산하기 위해 공극 요소의 크기를 충분히 작게 해야 정확한 해석치를 얻을 수 있다. 2차원 원통형 대칭일 경우, 맥스웰 응력 텐서토크는 다음과 같다.

$$T = \frac{1}{N} \frac{l}{\mu_0} \sum_{r=r_s}^{r_r} \int_0^{2\pi} B_n B_t r^2 d\phi \quad (16)$$

여기서, N 은 r_s 와 r_r 사이의 텐서라인 개수, l 은 적층 길이, r_s 는 고정자 내경 반지름, r_r 은 회전자 외경 반지름, r 은 텐서라인 반지름, B_n 은 텐서라인에 있는 노드의 반경방향 자속밀도, B_t 는 텐서라인에 있는 노드의 접선방향 자속밀도이다. 식 (16)은 텐서라인의 반지름 r 에 따라 토크 값이 변하는 단점을 극복하기 위해 텐서법을 전동기 공극의 모든 반지름에 대해 수행한 후 그 결과의 평균치를 적용하는 계산식이다.

한편, 토크리플은 입력 전류의 시간 고조파 성분, 인덕턴스의 고조파 성분, 자석 쇄교자속의 고조파 성분 등에 의해 발생되며, 토크리플 또한 운전시 소음과 진동의 원인이 되며, 다음과 같은 주기성을 지닌다[9-10].

$$K_{ripple} = \frac{360}{2 \times \text{상수}} \frac{2}{P} \text{ [기계각]} \quad (17)$$

3.2 스큐 효과

코깅토크를 줄이기 위한 가장 효과적인 방법으로 스큐(skewing)가 주로 사용된다. 스큐는 보통 연속적으로 제작되거나 단으로 나뉘서 제작되며, 슬롯 스큐와 자석 스큐가 있다. 이 중 제작성 및 비용을 고려했을 때 대개 자석 스큐를 단으로 나눠 사용하며, 그림 3은 자석 스큐의 연속적인 경우와 단으로 나눈 경우를 나타낸다[10].

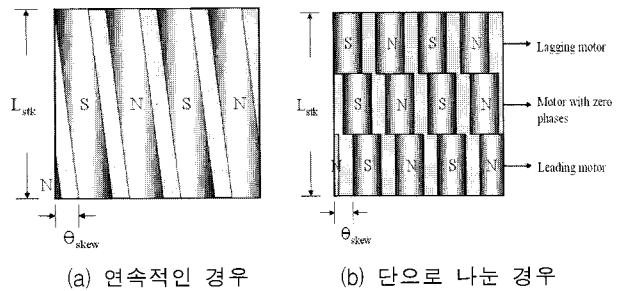


그림 3 자석 스큐의 종류
Fig. 3 Kind of magnet skew

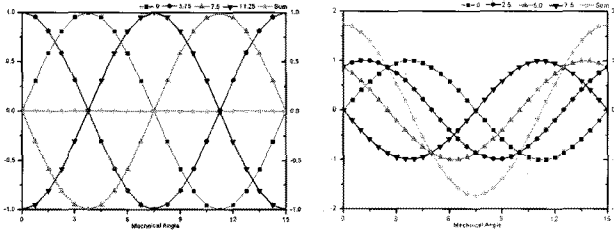
그림 3의 (b)와 같은 자석스큐 적용시에는 스큐각과 자석단수 결정이 중요한 변수가 되는데, 이론적으로 코깅토크가 0이 되는 점은 다음과 같다.

$$zero \text{ cogging point} = K \times \frac{\text{자석단수} - 1}{\text{자석단수}} \quad (18)$$

한편, 평균토크는 적용한 스큐각만큼 전류 위상각이 틀어지므로 감소하는데, 이 때 토크리플 값은 토크리플 파형 및 스큐각에 따라 커지거나 작아진다. 따라서 토크리플 파형은 형상이 결정되면 고정되기 때문에 설계시 적절한 스큐각을 결정하는 것이 중요하다. 표 1은 8극12슬롯 모델(코깅주기=15°)을 대상으로 코깅토크가 정현적인 파형을 가진다고 가정했을 때, 스큐각 및 자석 단에 따른 코깅토크 저감 효과를 나타내며 그림 4는 4단 스큐 적용시 각각 스큐각 11.25°, 7.5° 일 때의 코깅토크 파형을 나타낸다.

표 1 코깅토크 저감 효과(8극12슬롯)
Table 1 Reduction effect of cogging torque(8-pole 12-slot)

자석 단	스큐각[°]	크기[pu]	스큐각[°]	크기[pu]
3	10	0	7.5	0.333
4	11.25	0	7.5	0.433
5	12	0	7.5	0.483



(a) 스큐각 11.25°, 자석 4단 (b) 스큐각 7.5°, 자석 4단

그림 4 코깅토크 파형

Fig. 4 Wave of cogging torque

그림 4는 스큐각 11.25° 및 7.5°에 대해 각각 4개의 단(0°, 3.75°, 7.5°, 11.25° 및 0°, 2.5°, 5.0°, 7.5°)을 하나의 파형(Sum)으로 합쳤을 경우를 나타낸다. 표 1에서처럼 코깅토크가 0이 되는 스큐각은 $15 \times \frac{4-1}{4} = 11.25^\circ$ 가 되며, 그림 4의 (a)와 같이 코깅토크의 합(Sum)은 0이 된다. 반면, 코깅토크의 반주기(7.5°)만큼 스큐각 적용시 코깅토크의 합은 기존 No skew시의 값 4에서 1.73으로 56.7% 감소하여 0.433[p.u]의 크기를 가진다. 이와 같이, zero cogging point에 가까운 스큐각일수록 코깅토크는 0에 가까운 값을 지닌다.

4. 스큐를 적용한 영구자석 동기전동기 설계

4.1 해석모델

본 논문에서 코깅토크 및 토크리플 저감화 대상은 자동차 EPS용 소용량 표면부착형 영구자석 동기전동기이다. SPM 타입의 선정 배경에는 IPM과 비교하여 자기포화가 심하지 않기 때문에 FEM 수행시 비교적 정확한 값을 구할 수 있으며, 대상 모델인 자동차 EPS용 전동기의 경우 저속 운전 에 주로 정토크 영역이 운전 영역이므로 소형기 대량 생산에 유리하기 때문이다[3]. 한편, 코깅토크 및 토크리플에 가장 큰 영향을 미치는 극호각 및 치/요크폭과 이들을 저감시키기 위한 스큐각을 설계변수로 선정하여 해석을 수행하였으며, 표 2에서는 설계대상인 SPMSM의 사양을 나타낸다.

표 2 SPMSM의 사양

Table 2 Specification of SPMSM

형상	모터타입	SPMSM		
	극수	8극	슬롯수	12슬롯
고정자 외경	Ø 76[mm]	샤프트	Ø 14[mm]	
적층길이	L 51[mm]	공극길이	1.0[mm]	
재질	코어 PN23, 0.5t	자석	42SH, Parallel	
목표 사양	순시정격	5.6[Nm] ↑	무부하 속도	2150[rpm]
	코깅토크	20[mNm] ↓	토크리플	0.15[Nm] ↓
전원 사양	구동전압	125[V _{ph,pk}]	전류	4.5[A _{rms}]

표 2에서처럼 자동차 EPS용 전동기는 진동 및 소음을 줄이기 위해 무부하 운전시 코깅토크가 최소 20 [mNm] 이하, 운전시 토크리플 또한 0.15 [Nm] 이하가 되어야 한다. 한편, 주어진 목표사양을 만족하기 위해 연구자가 개발한 정밀 맞춤형 유한요소 기반의 자체개발(In-house) 프로그램과 S/W의 상호 검증을 통해 SPMSM 설계를 수행하였다.

4.2 SPMSM 설계

대상 모델인 SPMSM은 극호각에 따라 코깅토크 및 토크리플의 변동이 극심하며, 이 변화 포인트 또한 고정자 형상에 따라 달라진다[11]. 따라서 이 두 가지 변화를 병행하여 해석을 수행하였는데, 즉, 고정자 형상 중 치/요크와 극호각에 따른 설계를 진행하였다. 설계변수 중 치/요크는 치와 요크 자속밀도의 포화를 고려하여 가장 높은 토크밀도를 가지는 범위 내에서만 해석을 수행하였으며, 각각의 변수는 점적율을 일정하게 유지하기 위해 슬롯 면적을 거의 동일한 값으로 정하였다. 극호각의 해석범위도 제한된 고정자 외경에서 최대한 높은 토크밀도를 가지며, 특히, 코깅토크 및 토크리플의 최소점이 나타나는 영역에서 해석을 수행하였다[9-10]. 그림 5는 설계대상인 SPM 타입 8극12슬롯 전동기의 목표사양을 만족하기 위한 설계변수를 나타낸다.

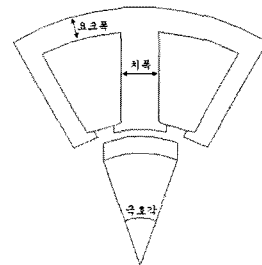
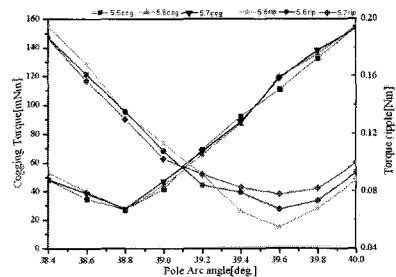


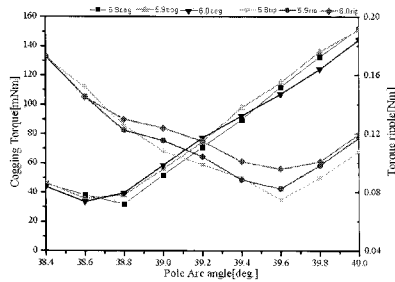
그림 5 대상 모델의 설계변수

Fig. 5 Design Variable of Object Model

치폭이 커짐에 따라 동일한 슬롯면적을 유지하기 위해 요크폭은 줄어들며, 치폭 5.5-6.0에 따라 극호각을 38.4-40.0으로 2°씩 변화를 주어 해석을 수행하였다. 그림 6은 각각 치폭 5.5-5.7, 5.8-6.0일 때의 코깅토크 및 토크리플 결과를 나타내며, 표 3과 4는 치폭에 따라 각각 코깅토크 및 토크리플의 최소점을 가지는 극호각 및 그 값을 보여준다. 정확한 코깅토크를 추출하기 위해 공극 요소의 크기를 충분히 작게 하였으며, 코깅토크 및 토크리플 값은 peak to peak 치이다.



(a) 치폭 5.5-5.7



(b) 치폭 5.8-6.0

그림 6 극호각에 따른 코깅토크 및 토크리플 결과

Fig. 6 Result of cogging torque and torque ripple by pole arc angle

표 3 치폭에 따른 설계결과(No skew-코깅토크 최소점)

Table 3 Design result by teeth depth (No skew-minimum point of cogging torque)

치폭 [mm]	극호각 [°]	평균토크 [Nm]	토크리플 [Nm]	코깅토크 [mNm]
5.5	38.8	5.774	0.134	27.11
5.6	38.8	5.800	0.135	27.04
5.7	38.8	5.824	0.130	27.75
5.8	38.8	5.847	0.126	31.92
5.9	38.6	5.846	0.145	35.65
6.0	38.6	5.857	0.145	33.53

표 4 치폭에 따른 설계결과(No skew-토크리플 최소점)

Table 4 Design result by teeth depth (No skew-minimum point of torque ripple)

치폭 [mm]	극호각 [°]	평균토크 [Nm]	토크리플 [Nm]	코깅토크 [mNm]
5.5	39.6	5.820	0.055	110.86
5.6	39.6	5.848	0.067	119.69
5.7	39.6	5.874	0.078	118.56
5.8	39.6	5.895	0.075	111.88
5.9	39.6	5.907	0.082	114.85
6.0	39.6	5.916	0.096	107.07

위의 결과와 같이, 고정자 형상 및 극호각에 따라 코깅토크 및 토크리플의 최소점이 다르기 때문에 설계에 많은 어려움으로 작용된다. 설계된 8극12슬롯 모델의 고정자 내외경, 회전자 내외경의 조건에서는 대개 코깅토크의 최소점은 극피치가 0.86 부근에서 나타나며, 토크리플의 최소점은 극피치 0.88 정도이다. 본 논문의 대상 모델인 자동차 EPS용 전동기와 같이 코깅토크와 토크리플의 동시 저감이 필요한

모델은 선행된 치/요크폭 및 극호각을 통한 설계로는 목표 사양을 만족하기 어렵다. 따라서 앞 절에서 언급한 3단 자석 스큐를 적용하여 코깅토크 저감 설계를 수행하였다.

자석의 단수가 증가할수록 동일한 스큐각 적용시 토크 위상의 틀어짐이 작아져 토크리플은 감소하고 평균토크는 증가하지만, 코깅토크의 저감 효과는 떨어진다. 또한, 동일한 자석 단수로 스큐 적용시 스큐각을 크게 할수록 토크리플은 커지고 평균토크는 작아지기 때문에 대략 코깅토크의 반주기만큼의 스큐각 적용이 필요하다. 주어진 성능을 만족하기 위해서는 코깅토크의 저감이 필수적이며, 스큐를 적용했을 때 토크리플이 커진다는 것을 감안한다면, 코깅토크 8, 토크리플 2의 가중치를 적용하여 극호각 39° 모델을 선정하였다. 이 모델은 기존 설계결과 대비 대략 66% 정도의 코깅토크 저감이 요구되며, 다단으로 갈수록 제작상 오차가 커지기 때문에 3단 자석 스큐가 사용되었다. 또한, 평균토크의 감소와 치 및 요크 자속밀도를 고려한다면, 각각 치폭 5.6, 5.7, 5.8의 극호각 39°인 모델이 적절하며, 이에 대해 코깅토크 반주기의 부근에서 다양한 스큐각을 적용하여 해석을 수행하였으며, 해석 결과는 각각 표 5-7 및 그림 7-9에서 나타내었다.

표 5 스큐각에 따른 설계결과

(3단 skew-치폭 5.6, 극호각 39°)

Table 5 Design result by skew angle

(3 segment skew-teeth 5.6, pole arc angle 39°)

스큐각 [°]	평균토크 [Nm]	토크리플 [Nm]	코깅토크 [mNm]	코깅토크 저감율 [%]
6.5	5.696	0.141	16.36	63.12
7.0	5.675	0.145	14.95	66.30
7.5	5.657	0.150	13.73	69.05
8.0	5.635	0.156	12.25	72.39
8.5	5.614	0.158	10.81	75.63

표 6 스큐각에 따른 설계결과

(3단 skew-치폭 5.7, 극호각 39°)

Table 6 Design result by skew angle

(3 segment skew-teeth 5.7, pole arc angle 39°)

스큐각 [°]	평균토크 [Nm]	토크리플 [Nm]	코깅토크 [mNm]	코깅토크 저감율 [%]
6.5	5.720	0.138	17.30	63.46
7.0	5.698	0.146	15.99	66.22
7.5	5.680	0.151	15.04	68.23
8.0	5.659	0.155	12.72	73.13
8.5	5.635	0.159	10.83	77.12

표 7 스큐각에 따른 설계결과
(3단 skew-치폭 5.8, 극호각 39°)

Table 7 Design result by skew angle
(3 segment skew-teeth 5.8, pole arc angle 39°)

스큐각 [°]	평균토크 [Nm]	토크리플 [Nm]	코깅토크 [mNm]	코깅토크 저감율 [%]
6.5	5.737	0.136	20.55	60.42
7.0	5.715	0.144	18.34	64.68
7.5	5.698	0.152	16.18	68.84
8.0	5.675	0.158	13.53	73.94
8.5	5.653	0.164	12.22	76.46

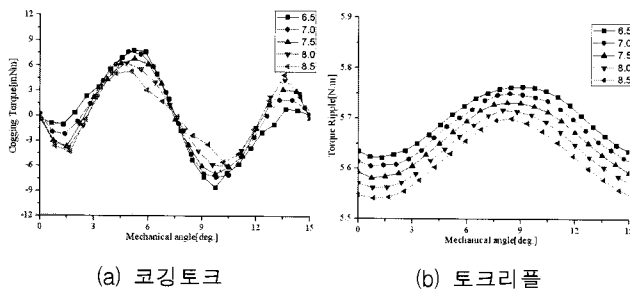


그림 7 스큐각에 따른 코깅토크 및 토크리플 결과
(치폭 5.6, 극호각 39°)

Fig. 7 Result of cogging torque and torque ripple by skew angle(teeth 5.6, pole arc angle 39°)

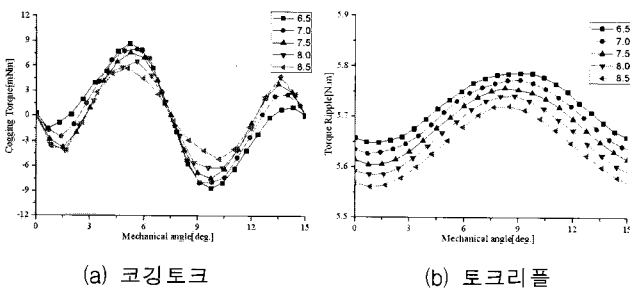


그림 8 스큐각에 따른 코깅토크 및 토크리플 결과
(치폭 5.7, 극호각 39°)

Fig. 8 Result of cogging torque and torque ripple by skew angle(teeth 5.7, pole arc angle 39°)

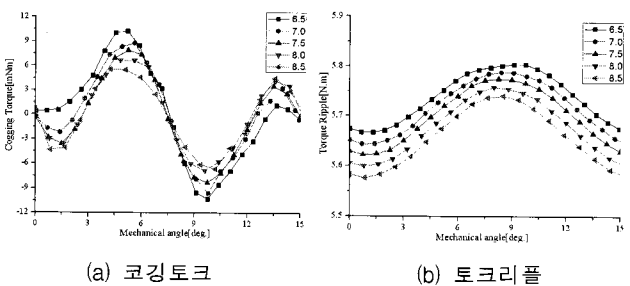


그림 9 스큐각에 따른 코깅토크 및 토크리플 결과
(치폭 5.8, 극호각 39°)

Fig. 9 Result of cogging torque and torque ripple by skew angle(teeth 5.8, pole arc angle 39°)

중양을 기점으로 좌우로 스큐각의 반만큼 이동시켜 실제 모델과 최대한 유사한 조건에서 해석을 시행하였다. 그 결과, 3단 스큐를 적용하였을 때 평균토크는 감소한 반면 토크리플은 증가하였는데, 일반적으로 집중권 모델인 경우 각각의 위상각에 따라 토크 파형의 굴곡이 두드러지기 때문에 토크리플은 스큐를 적용하지 않은 모델에 비해 커지게 된다. 하지만, 앞 절에서 언급한 바와 같이 코깅토크는 상당히 감소하였음을 알 수 있으며, 여러 가지 목표사양을 만족하는 설계값을 얻을 수 있었으며, 그 중 제작성과 코깅토크를 고려한다면(토크리플은 제어알고리즘으로 저감이 어느 정도 가능하다고 할 때) 치폭 5.6의 스큐각 7.5° 모델이 목표사양을 만족하는 설계값 중 코깅토크가 가장 적으므로 적절하다고 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 정밀제어용 표면부착형 영구자석 전동기의 코깅토크 및 토크리플을 고려한 설계를 수행하였다. 특히, SPM SM의 경우 자석 극호각에 따라 코깅토크 및 토크리플의 변화량이 크므로, 고정자 형상에 따른 자석 극호각을 설계변수로 선정하였다. 또한, 코깅토크 및 토크리플의 최소점을 고려하여 선택된 모델에 대해 코깅토크를 저감시키는 방법 중 제작성 및 비용을 고려하여 자석 3단 스큐를 적용하였는데, 다양한 스큐각을 적용하여 본 논문의 코깅토크 및 토크리플의 저감화 대상 모델인 소용량 자동차 EPS용 전동기 설계를 수행할 수 있었으며, 유한요소 기반의 In-house 프로그램과 S/W의 상호 검증을 통해 해의 신뢰성을 확보 및 연구의 타당성을 검증할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력연구원(2008-0247) 및 에너지자원인력양성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] Tanja Heikkia, "Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications - Analysis and Design", Ph. D. Thesis, Lappeenranta University of Technology.
- [2] M. A. Rahman & T. A. Little, "Dynamic Performance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. on Power App. & Sys, Vol.103, No.6, 1984, pp.1277-1282.
- [3] C. C. Chan, K. T. Chau, "Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.43, No.2, 1996.
- [4] Haruyoshi Koqure, Katsuji Shinohara, "Magnet Configurations and Current Control for High Torque to Current Ratio in Interior Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, 2003.

[5] W. L. Soong, T. J. E. Miller, "Field-weakening Performance of Brushless Synchronous AC Drive", IEEE Proc. Electric Power Application, Vol.141, No.6, 1994.

[6] 고흥석, 김광준, "영구자석을 사용한 모터의 코깅토크에 관한 이론적 해석", 대한기계학회, 제24권 7호, 2000, pp.1795-1800.

[7] V. B. Hosinger, "Performance of Polyphase Permanent Magnet AC Motors", IEEE Trans. on Power App. & Sys, Vol.99, No.4, 1980, pp.1510-1518.

[8] Z. Q. Zhu, David Howe, "Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.15, No.4, 2000.

[9] Islam, M.S, Mir, S, Sebastian, T. Underwood, S, "Design considerations of sinusoidally excited permanent magnet machines for low torque ripple applications", Industry Applications Conference, Vol. 3, pp.1723-1730, 2004.

[10] Islam, R, Husain, I, Fardoun, A, McLaughlin, K, "Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Designs with Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction", Industry Applications Conference, 2007, pp.1552-1559.

[11] J. R. Hendershot Jr. and Tje Miller, "Design of Brushless Permanent Magnet Motors", Oxford, 1994.



정 상 용 (鄭 相 龍)

1973년 9월 20일생. 1997년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 1999년 동 대학원 졸업 (공학석사). 2003년 동 대학원 졸업(공학박사). 2003~2006년 현대자동차 연구개발본부 선임연구원. 현재 동아대학교 전기공학과 조교수.

E-mail : syjung@dau.ac.kr

저 자 소 개



김 창 기 (金 昌 起)

1982년 12월 6일생. 2008년 동아대 전기공학과 졸업. 2008년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정

E-mail : agtg@nate.com



이 상 곤 (李 相 坤)

1981년 6월 4일생. 2009년 동아대 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정

E-mail : herrscher@hanmir.com