

전기 조향 장치용 BLDC 모터 내의 코깅 토크 저감을 위한 설계 기술 개발

Design Techniques for Reduction of Cogging Torque in Brushless DC Motors used for Electric Power Steering

황 상 문*
S. M. Hwang

ABSTRACT

Cogging torque is often a principal source of vibration and control difficulty in permanent magnet motors, especially at low speeds and loads. For example, reduction of cogging torque is an important specification for DC motors used for electric power steering. This paper examines two motor design techniques, stator tooth notching and rotor pole skewing with magnet pole shaping, for reduction of cogging torque, and the effect of each method on the output torque. Prediction of results was performed by finite element analysis of the airgap flux, and the use of the Maxwell stress method and Fourier decomposition to calculate the periodic cogging torque. The analyses show that the cogging torque can be nearly eliminated by the suggested designs, with minimal sacrifice of output torque.

주요기술용어 : Cogging Torque(코깅 토크), Permanent Magnet Brushless DC Motor(영구자석 직류 전동기), Electric Power Steering(전기 조향 장치), Stator Tooth Notching(고정자 잇날 노칭), Rotor Pole Skewing(회전자 자극 스קי잉)

1. 서 론

재료 공학의 발달로 잔류 자속 밀도가 종전의

페라이트(ferrite) 자석에 비해 크게 증가한 희토류 자석(rare earth magnet)의 출현으로, 소형의 고성능 구동 모터의 설계가 가능하게 되었다. 그러나 모터의 성능에 불필요하고 출력 토크 중 항상 맥동 토크(torque ripple)로 작용하는 코깅

* 정희원, 부산대 기계공학부, 기계기술 연구소

토크는 자속 밀도의 제곱에 비례하므로 저속도, 저부하의 정밀 제어에 사용되는 영구자석 BLDC 모터(permanent magnet brushless DC motor, PM BLDC Motor)의 진동 문제와 제어의 어려움에 주요한 원인이 되고 있다. Fig.1은 영구자석 BLDCM의 응용의 한 예로서 자동차의 전기 조향 장치(electric power steering)를 보여 주고 있다. BLDCM이 소형이면서도 강력한 파워를 낼 수 있고, 또 전자 공학의 발달에 기인한 홀 효과(hall effect) 센서의 출현, 값싼 집적 회로(IC)의 제공 등으로 기존의 유압 시스템에 의한 조향력 보조를 BLDCM을 사용한 전기기 시스템으로 대체하려고 한다. 장점으로서 유압 구동에 필요한 엔진 출력을 축적할 수 있고, 또 다른 제어 시스템, 즉 traction control, anti-brake system, cruise control 등과 공존하여 전자 시스템의 한 집합체를 형성할 수 있다는 것이다. Fig.1에서와 같이 BLDCM을 조향축에 직접 설치하고 속도 센서와 steering의 토크 센서의 출력을 조합하여 필요할 때마다 BLDCM을 통하여 조향력을 제공해 주고 있다. 주차장 같이 저속의 운전 조건에서는 큰 조향력이 필요하므로 부하 전류에 의한 출력 토크가 지배적이고 이 조건에서는 코깅 토크의 간섭은 무시될

수 있다. 그러나 고속도로처럼 고속의 운전 조건에서는 아주 작은 조향력 보조가 필요하므로 BLDCM은 무부하 상태에 가깝게 되며, 코깅 토크는 운전자의 제어에 상관없이 어떤 방향의 토크를 발생시켜 위험한 상황이 연출될 수 있으므로 코깅 토크의 저감 설계는 필수적이다.

모터 내의 코깅 토크 계산에 관한 많은 연구가 이루어졌으나 대부분은 여러 가지 계산 방법의 정확성 문제가 주류를 이루고, 코깅 토크 저감을 위한 설계에는 많은 연구가 이루어지지 않고 있다. De La Ree와 Boules(1989)은 이론적 토크 계산 방법을 사용하여 고정자 구조를 한 슬롯 피치(one slot pitch) 스큐(skew)함으로써 코깅 토크를 거의 제거할 수 있음을 보여준다. 그러나 출력 토크의 상당한 손실이 있으며, 또 이론적 해석에서는 고정자의 슬롯 효과와 재료의 비선형적 특성은 고려할 수가 없다. Slemon(1988)과 Rizzo et al.(1991)은 코깅 토크의 설계 변수로서 영구자석 슬롯, 고정자 슬롯, 자극 수, 회전자의 스큐 효과 등에 대해 연구하였으나, 특정 모터에 대하여 몇 가지 경우에 대해서만 언급할 뿐, 설계에 필요한 일반적인 정보는 제공하지 못하고 있다. Park et al.(1990)와 Hazumi et al.(1990)은 자극 내에 퍼미언스 함수를 제어함으로써 코깅 토크가 감소될 수 있음을 보여주었다. Park et al.은 자극 표면의 형상을 변화시켜 모터 내 자기 에너지 변화가 최소화되도록 최적 설계하여 코깅 토크가 감소될 수 있음을 보였으나, 실제 제작상 많은 어려움을 내포하고 있다. Hwang(1993)은 여러 가지 설계 변수에 의한 코깅 토크의 민감도 해석을 한 후 모터의 구조적 공진 가능성을 줄일 수 있는 정현 파형의 코깅 토크 설계가 가능함을 보여주었다.

본 논문에서는 BLDCM 내의 코깅 토크 저감을 위한 두 가지 설계 기술, 즉 자석 에지 형상 변화를 이용한 회전자 자극 스큐잉(rotor pole skewing with magnet edge shaping)과 고정자 잇날 노칭(stator tooth notching)을 소개하고, 또 출력 토크에 대한 그들의 영향도 함께 거론한다.

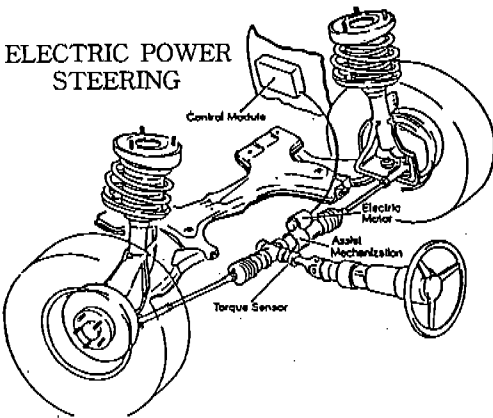


Fig.1 Schematic of electric power steering

2. 본 론

2.1 코깅 토크의 계산

스칼라 포텐셜을 이용한 비선형 전자기장 해석에 사용되는 상용 프로그램인 TOSCA가 모터 내의 자속 밀도를 구하기 위해 사용되었다. Fig.2는 전기 조향 장치에 사용되는 4극, 6슬롯의 영구자석 BLDCM을 보여 주고 있는데, 주기적인 형상과 대칭적인 경계 조건을 사용하면 1/2 모델의 해석으로서 전체 해석이 가능함을 알 수 있다. 1/2 모델에 대하여 2차 요소(39,820 노드)들이 사용되었으며 자기장이 민감하다고 생각되어지는 공극 주위와 고정자 에지(edge) 주위에 특별히 많은 수의 노드를 제공하였다.

일반적인 등방성(isotropic), 균질성(homogeneous) 물질의 자기장에 존재하는 맥스웰 응력 텐서(Maxwell stress tensor)는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$\sigma_{ij} = \frac{1}{\mu} \left(B_i B_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} B_k B_k \right) \quad (1)$$

여기서 μ 는 물질의 자기 투자율이고, B는 자속 밀도를 나타낸다. 서로 다른 두 물질인 철(iron)과 공기(air) 경계에서의 자기력 f_i 는 식 (2)와 같다.

$$f_i = (\sigma_{ij}^{\text{air}} - \sigma_{ij}^{\text{iron}}) n_i n_j \quad (2)$$

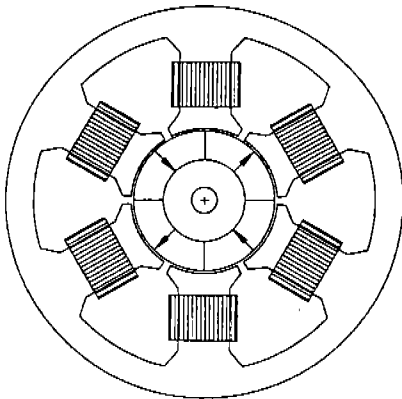


Fig.2 Schematic of a BLDCM to be analyzed

특히, 철과 공기의 경계에서는 $\mu_{\text{air}} \ll \mu_{\text{iron}}$ 이고 그 비(ratio)가 양질의 철의 경우 약 5000배 가까이 되므로 식 (2)에서 $\sigma_{ij}^{\text{iron}}$ 의 영향은 0.02% 미만인 되어 무시될 수 있다. 모터와 같은 형상에 대해서는 원통 좌표의 사용이 효과적이며 고정자 잇날(teeth)에 작용하는 반경 방향 및 접선 방향의 자기력은 식 (3), (4)와 같이 주어진다.

$$f_r = \sigma_{rr}^{\text{air}} = \frac{1}{2\mu_{\text{air}}} (B_r^2 - B_\theta^2 - B_z^2) \quad (3)$$

$$f_\theta = \sigma_{\theta\theta}^{\text{air}} = \frac{1}{\mu_{\text{air}}} B_r B_\theta \quad (4)$$

여기서 B_r 은 반경 방향의 자속 밀도이고 B_θ 는 접선 방향의 자속 밀도이다. 맥스웰 응력 방법(Maxwell stress method)에 의하면 모터 내의 총 토크는 공극(airgap) 내의 폐면을 따라 토크 밀도를 적분함으로써 구해지므로 2차원 모델에 대해 식 (5)와 같이 주어진다.

$$T(\theta) = \oint_{\Gamma} r \cdot f_\theta d\Gamma \times h = \frac{1}{\mu_{\text{air}}} \oint_{\Gamma} r \cdot B_r \cdot B_\theta d\Gamma \times h \quad (5)$$

여기서 Γ 는 임의의 폐면을 따른 적분 경로이고, r은 반경 방향의 거리, h는 모터의 축방향 높이이다. 공극의 중심을 적분 경로로 잡으면, 모터 내의 토크는 식 (6)과 같이 구할 수 있다.

$$T(\theta) = \frac{1}{\mu_{\text{air}}} \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot B_r \cdot B_\theta r d\theta \times h \quad (6)$$

모터 내의 자기장을 준정적(quasi-static)이라 가정하고, 회전자가 회전하는 임의의 각도에 대해 토크를 계산하면(time stepping method), 주기적인 코깅 토크를 계산할 수 있다. 대칭 모터에 대하여 주기가 2π 인 코깅 토크는 Fourier 급수 전개를 이용해서 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\theta + \Psi_n) \times h \quad (7)$$

여기서 A_n 은 n 번째 고조파의 Fourier 계수이고 Ψ_n 은 이에 해당하는 위상 변이(phase shift)이다. 일반적인 형상의 대칭 BLDCM에 대하여 코깅 토크의 각도 주기는 360° 에 자극 수(number of poles)와 고정자 슬롯 수의 최소공배수를 나누어 준 값이 되므로, 4극, 6슬롯의 경우 $360^\circ/12$ (4와 6의 최소 공배수)이므로 코깅 토크의 기본 주기는 30° 의 기계적 각도를 가진다.

2.2 고정자 잇날 노칭(Stator Tooth Notching)

에너지 방법(energy method)에 의하면 코깅 토크는 모터 회전에 따른 정자기 에너지(magnetostatic energy)의 변화이다. 모터 내의 에너지 변화 중 철심(iron core) 내의 에너지는 높은 자기 투자율(공기와 PM의 약 5000배) 때문에

거의 무시 될 수 있으며, 공기 중의 에너지도 공극(airgap)을 제외한 다른 부분은 자기장의 세기가 미세하므로 무시될 수 있다. 따라서 코깅 토크는 식 (8)과 같이 표시될 수 있다.

$$T(\theta) = -\frac{\partial W}{\partial \theta} = -\frac{\Delta W}{\Delta \theta} = -\frac{\Delta W_{\text{airgap}} + \Delta W_{\text{PM}}}{\Delta \theta} \quad (8)$$

대부분의 정자기 에너지의 변화는 극의 천이(pole transition)가 고정자 슬롯 간격 사이의 공기 영역을 통과할 때 일어나고, 또 그 때 코깅 토크가 발생함을 알 수 있다. 고정자 잇날 면에 노치를 가함으로써 노치가 고정자 슬롯 간격 사이의 공기 영역과 똑같은 작용을 하게 함으로써 모터가 회전함에 따른 에너지 변화를 줄이는 게 고정자 잇날 노칭 기술의 원리이다.

Fig.3은 고정자 슬롯 간격 9° 와 노치 깊이가 공극 길이와 똑같은 1.2mm인 두 가지 노치 형상에 대한 코깅 토크이다. 중간 노치(center notch)

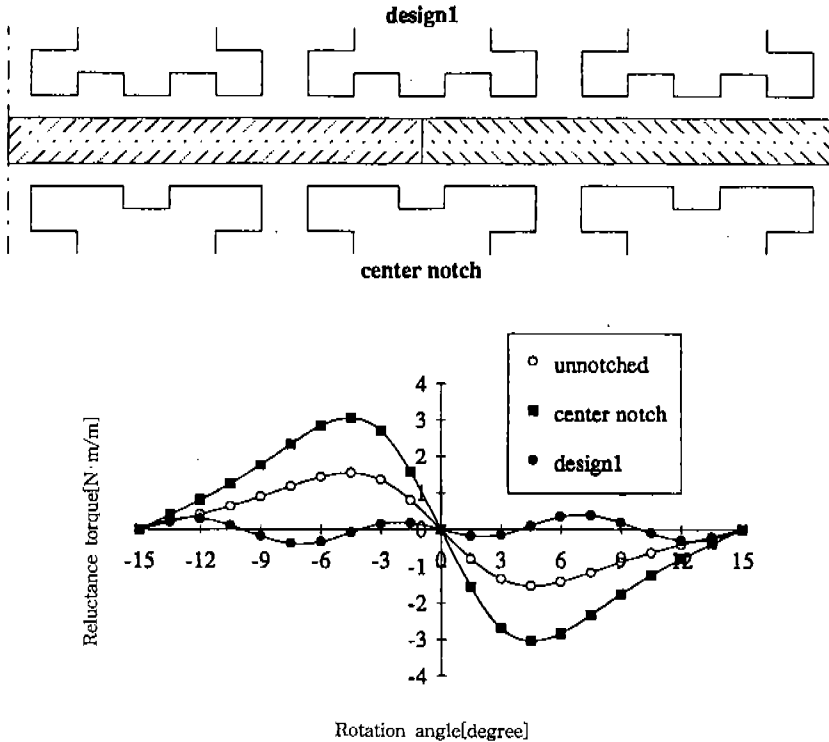


Fig.3 Effect of different notch on the cogging torque

의 경우에는 노치가 없는(unnotched)의 경우와 비교하여 코깅 토크가 2배로 되는데, 그 이유는 고정자 슬롯의 공기 영역과 노치 내의 공기 영역에 대하여 2개의 극의 천이(pole transition)가 동시에 그리고 같은 주기로 일어나기 때문에 전체 에너지 변화가 2배로 되는 까닭이다. 설계 1 (design 1)의 경우는, 노치의 형상이 하나의 극의 변화가 항상 노치 혹은 고정자 슬롯 공기 영역을 통과하도록 설계되어 있어서 노치가 없는 경우에 비교하여 에너지 변화 혹은 코깅 토크의 주기가 1/3로 짧아진다. 전체 전자기 에너지의 크기는 늘어난 공기 영역으로 설계 1에서 증가하지만, 에너지 변화의 크기는 짧은 변화 주기로

인해서 감소하므로 코깅 토크도 줄어들음을 알 수 있다.

Fig.4는 고정자 슬롯 간격이 모두 6° 에 대한 최적 노치의 설계로서(설계 2) 노치 간격, 노치 사이의 철심의 간격, 그리고 고정자 슬롯 간격이 모두 6° 로써 동일하며, 코깅 토크가 많이 줄어들음을 관찰할 수 있다. 노치에 의한 출력 토크의 영향을 관찰하기 위해서 Fig.4는 3상 wye 권선에 대하여 1080Amp-turn의 부하 전류를 공급했을 때의 출력 토크를 보여준다. 출력 토크 곡선은 전기적 한 주기에 대하여 한 상이 여자(energize)되었을 때를 보여주며, 노치 부분의 포화(saturation)에 의한 국부적인 영향을 제외하고

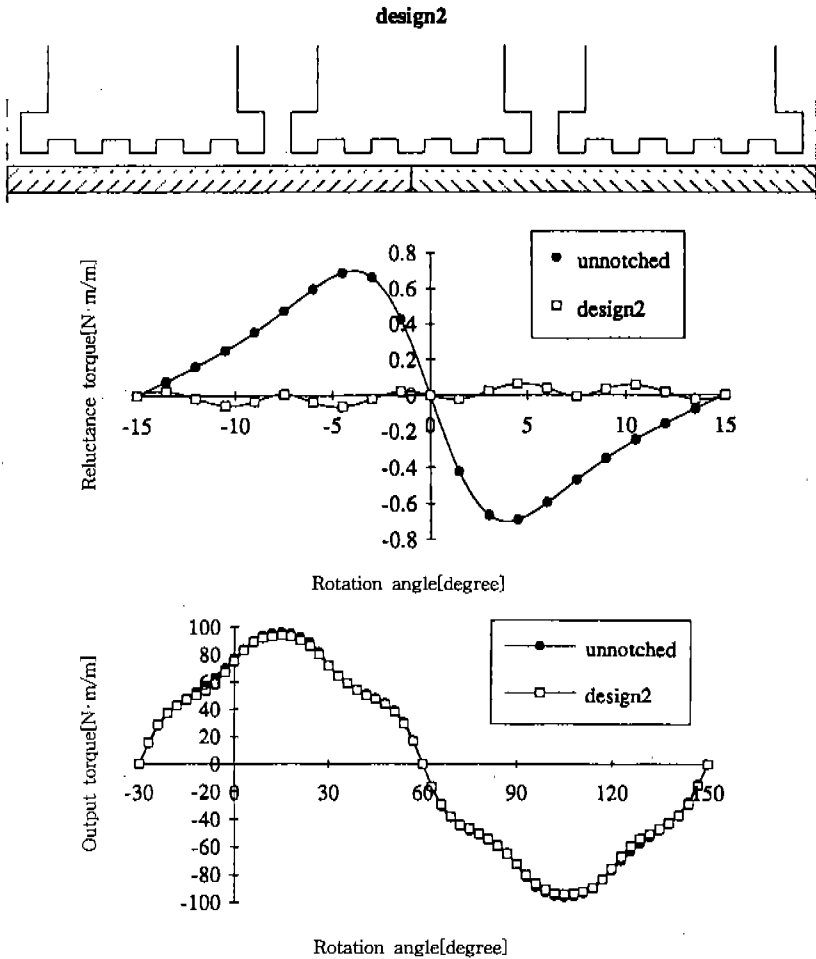


Fig.4 Cogging and output torque with optimum notch design

는 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

노치 형상 변화에 따른 코깅 토크의 주기를 관찰함으로써 부가적인 설계 정보를 얻을 수가 있는데, Fig.2에 보인 노치가 없는 경우의 주기는 30°이다. 만약 노치가 에너지 변화에 대해 고정자 슬롯과 같은 작용을 한다고 하면, 코깅 토크의 주기는 360°에 자극 수와 고정자 슬롯과 노치를 합한 수의 최소공배수를 나눈 값이다. 중간 노치의 경우, 극의 수(4)와 슬롯과 노치를 합한 수(12)의 최소공배수가 12이므로 노치가 없는 경우의 주기와 같은 30°임을 Fig.3에서 알 수 있다. 설계 1의 경우는 최소공배수가 36이 되어 코깅 토크의 주기가 10°가 되며, 설계 2의 경우는 최소공배수가 60이 되어 코깅 토크의 주

기가 6°가 된다. Fig.3과 Fig.4를 관찰하면, 노치 깊이가 슬롯 깊이와 비교하여 작으므로 정확하지는 않지만 대략적으로 일치함을 알 수 있다. 같은 방식으로 더 많은 코깅 토크의 저감이 가능한데, 만약 노치와 슬롯의 간격을 모두 1.5°로 하면 최소공배수가 120이 되어, 코깅 토크의 주기가 3°가 되어 더 많은 코깅 토크의 저감을 기대할 수 있다.

Fig.5는 전기 조향 장치에 쓰이는 BLDCM의 기존 설계에 대하여 코깅 토크와 출력 토크가 모두 개선된 새로운 설계를 보여준다. 고정자 잇날에 최적의 노치를 설계함으로써 약 70%의 코깅 토크의 저감을 가져 왔다. 또한 주차장에서와 같이 큰 조향력을 필요로 하는 경우에 대하여, BLDCM에 많은 부하 전류를 제공하면 포화(saturation)가 일어날 가능성이 있는데, 새로운 설계는 권선에 필요한 공간을 그대로 유지하면서 포화가 일어나는 부분에 대하여 고정자의 철심 영역이 많이 보강되어 있음을 알 수 있다.

2.3 회전자 자극 스큐잉(Rotor pole skewing)

Fig.6과 같이 같은 축방향 길이의 2단(two stack) 회전자의 자극을 코깅 토크의 반주기만큼 스큐(skew)시키면, 식 (7)은 식 (9)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$T(\theta) = \frac{h}{2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\theta + \Psi_n) + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\theta + \Psi_n + \pi) \right] \quad (9)$$

n이 짝수일 때는 두 번째 항의 부호가 그대로

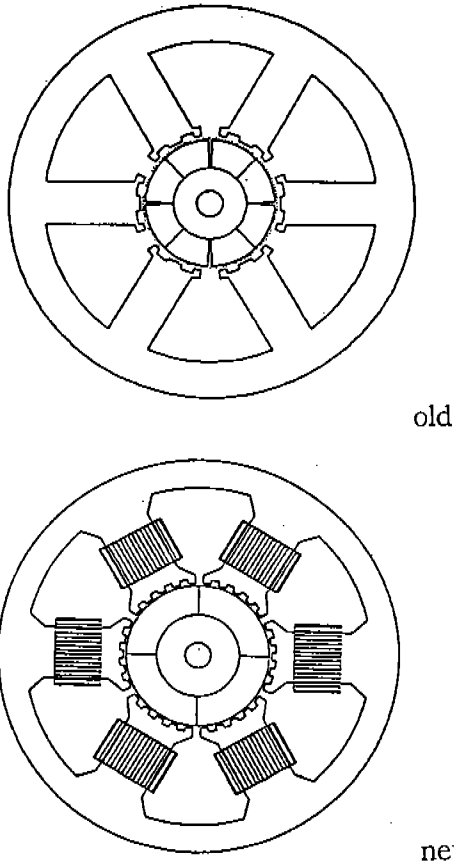


Fig.5 Stator teeth notching (old and new design)

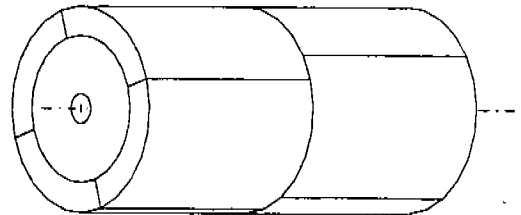


Fig.6 Rotor pole skewing with two stacks

이지만, n 이 홀수일 때는 두 번째 항의 부호가 바뀌므로, 식 (10)과 같이 다시 쓸 수 있다

$$T(\theta) = h \sum_{n=2,4,6}^{\infty} A_n \sin(n\theta + \Psi_n) \quad (10)$$

식 (10)은 고정자 자극을 반주기만큼 스쿠시키면, 코깅 토크의 홀수 고조파는 모두 제거할 수 있음을 말하고, 또 코깅 토크의 형상이 정현파형이면 코깅 토크 전체를 모두 제거할 수 있음을 의미한다. 만약 코깅 토크 내의 짝수 고조파를 제거하고 싶으면 고정자 자극을 1/4주기만

큼 스쿠시키면 될 것이다.

정현파형에 가까운 코깅 토크의 설계는 Fig.7에서와 같이 자석 에지 형상 변화(magnet pole edge shaping)에 의하여 가능하다[Hwang, 1993]. 즉, 극의 천이(pole transition)가 일어나는 지점의 자석의 두께를 양쪽 방향으로 3° 까지 점차 증가시키면, 고정자 슬롯 간격 9° 와 더불어 최대 코깅 토크는 회전각 7.5° 의 위치에서 일어나게 되고, 또 그 모양도 점차적으로 증가하게 되어 코깅 토크 내의 고조파의 영향이 많이 감소한 정현파형에 가까운 형상임을 Fig.7에서 알 수 있다.

Fig.8은 코깅 토크가 자석 에지 형상 변화에

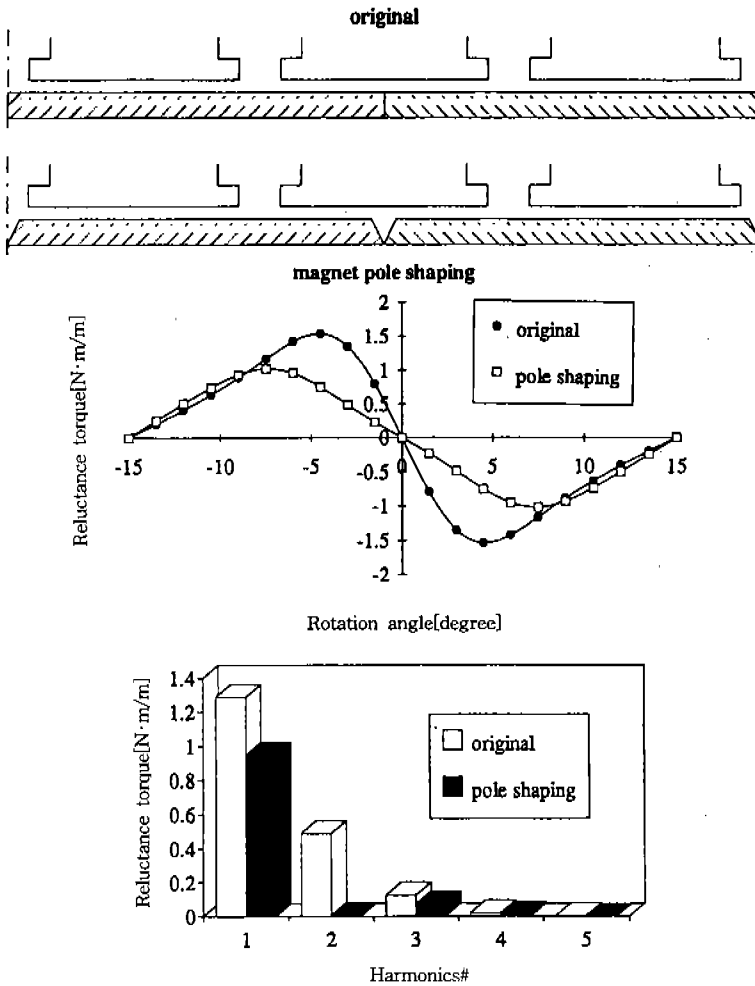


Fig.7 Effect of magnet pole shaping on the cogging torque

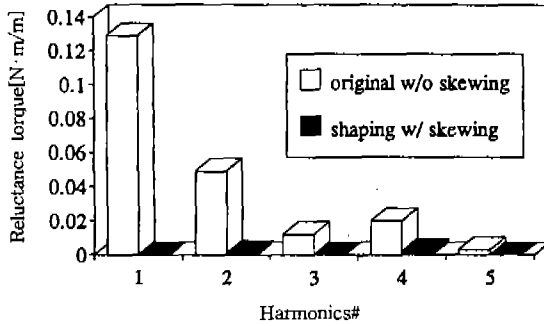
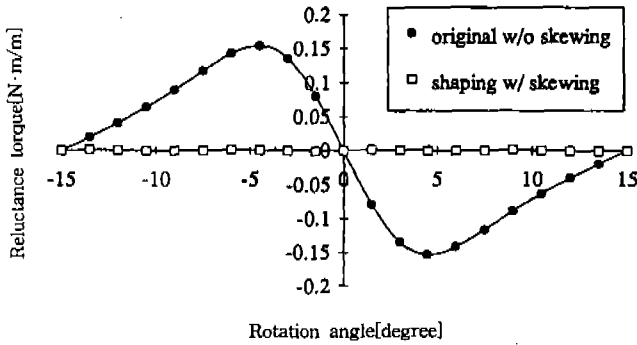


Fig.8 Effect of magnet pole shaping and rotor pole skewing on the cogging torque

의해 Fig.7과 같이 설계되었을 때, 100mm 높이의 모터에 대하여 회전자 자극 스큐잉(rotor pole skewing)도 같이 적용되었을 때의 코깅 토크이다. 식 (9)에서와 같이 홀수 고조파는 모두 제거되고, 짝수 고조파도 자석 에지 형상 변화의 영향으로 거의 제거되었음을 관찰할 수 있다. Fig. 4에서와 같은 부하 전류에 대하여, 출력 토크에 대한 회전자 자극 스큐잉의 영향을 Fig.9에서 보여주고 있다. 출력 토크 곡선의 모양은 거의 변하지 않고 단지 7.5°의 위상 변화가 관찰되며 스큐잉에 의하여 최대 출력 토크가 5% 정도 감소하였음을 알 수 있다. 또한 DC 스위칭 제어기를 사용하는 BLDCM에 대해서는, 커뮤테이션이 일어나는 위치를 위상 변화만큼 보상하여야 한다.

3. 결 론

본 논문에서는 전기 조향 장치에 사용되는

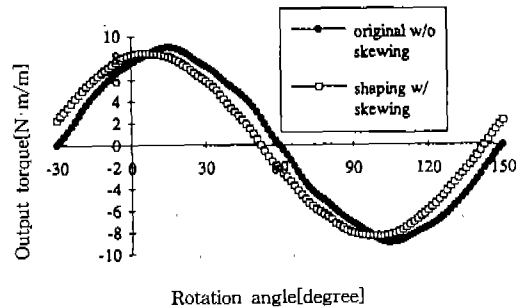


Fig.9 Effect of magnet pole shaping and rotor pole skewing on the output torque

BLDCM의 중요한 사양 중의 하나인 코깅 토크의 저감 설계에 대한 방법으로, 고정자 잇날 노칭(stator tooth notching)과 자석 에지 형상 변화를 이용한 회전자 자극 스큐잉(rotor pole skewing with magnet pole shaping)을 소개하고 있다. 고정자 잇날면 위에 적당한 노치를 설계함으로써 모터 성능에는 거의 영향 없이 코

깁 토크를 저감할 수 있다. 2단 고정자의 한 단을 반주기 스쿠이키는 회전자 자극 스쿠잉도 자석 에지 형상 변화와 함께 설계되어지면, 출력 토크가 약간 줄어들 수 있으나, 코깁 토크를 거의 제거할 수 있다. 이는 기존의 한 주기 스쿠 기술에 비교하여 출력 토크의 희생이 반으로 줄어듦을 의미한다. 덧붙여 소형의 고성능 모터에 대해서는 잇날 면에 노치를 가공하기 어려운 경우도 발생하므로, 초소형 모터에 대해서는 스쿠잉 설계기술을 사용하는 것이 더 바람직할 수도 있다.

참 고 문 헌

1. J. De La Ree, N. Boules, "Torque production in permanent-magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 25, No. 1, pp. 107~112, 1989.
2. T. Li, G. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 24, No. 6, pp. 2901~2903, 1988.
3. M. Rizzo, A. Savini, J. Turowski, "Influence of number of poles on torque of DC brushless motors with auxiliary salient poles", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 27, No. 6, pp. 5420~5422, 1991.
4. I. Park, B. Lee, S. Hahn, "Pole shape optimization for reduction of cogging torque by sensitivity analysis", COMPEL,

vol. 9, Supplement A, pp. 111~114, 1990.

5. K. Hazumi, H. yokoyama, Y. shinoda, S. Sakabe, "Effect of groove of teeth on the cogging torque of three phase permanent motors", Proc. of IPEC, vol. 2, pp. 927~932, 1990.
6. S. M. Hwang, D. K. Lieu, "Characterization and reduction of reluctance torque in permanent magnet motors", Proc. of ASME 14th Biennial Conference on Vibration and Sound, DE-Vol. 61, pp. 217~222, 1993.

Appendix

Physical data of the prototype

Airgap length	=	1.2mm
Inner radius of rotor	=	6.8mm
Outer radius of rotor	=	9.525mm
Inner radius of magnets	=	9.525mm
Outer radius of magnets	=	16.325mm
Inner radius of stator	=	17.525mm
Outer radius of stator	=	46.355mm
Magnet height	=	6.8mm
Number of poles	=	4
Number of teeth	=	6
Magnet material	=	Magnequench MQII-E
Magnet coercivity	=	-1,440kA/m
Stack height	=	100mm