

자동차 부품용 BLDC 모터 내의 코깅 토크 저감을 위한 설계 변수의 민감도 해석

Sensitivity Analysis of Design Parameters for Reduction of Cogging Torque in Brushless DC Motors used for Automobile Part

황 상 문*
S. M. Hwang

ABSTRACT

For motor operation at low speeds and loads, torque pulsation by the cogging torque is often a source of vibration and control difficulty. In this paper, the magnetic field of a motor is calculated by finite element method. The periodic cogging torque is determined using Maxwell stress method and time stepping method, and then decomposed using Fourier series expansion. The purpose of this paper is to characterize design parameters on the cogging torque and to design a permanent magnet motor with a cogging torque less vulnerable to vibration, without sacrificing the motor performance. The design parameters include stator slot width, permanent magnet slot width, airgap length and magnetization direction. A new design with a less populated frequency spectrum of the cogging torque is proposed after characterizing individual effect of design parameters. Magnet pole edge shaping, by gradually increasing the thickness of the permanent magnet at edges, yields a smooth shape for the cogging torque with reduced higher harmonics.

주요기술용어 : Cogging Torque or Reluctance Torque(코깅 토크), Permanent Magnet Brushless DC Motors(영구자석 무솔 직류 전동기), Electro-Magnetic Field Analysis(전자기장 해석), Motor Vibration(모터 진동)

* 정회원, 부산대학교 기계공학부 기계기술 연구소

1. 서 론

코깅 토크(cogging torque or reluctance torque)는 모터 내의 비균일 토크로서, 모터 시스템의 자기 에너지(magnetic energy)가 최소인 위치(평형상태)로 이동하려는 접선 방향의 힘인데, 부하 전류와는 상관없이 회전자 영구자석과 고정자 슬롯(slot)의 상호작용에 의해 발생한다. 최근 들어 새로운 고에너지 자석 물질인 희토 자석(rare earth magnet, neodymium or samarium cobalt)의 등장으로 잔류 자속밀도가 증가함에 따라 소형의 고성능 구동모터의 설계가 가능하게 되었다. 예를 들어, 희토 자석은 기존의 세라믹 자석(ferrite magnet)보다 약 3배의 잔류 자속 밀도를 가지고 있는데, 이는 동일한 크기와 동일한 부하 전류에 대해 3배의 출력 토크를 발생시킬을 의미한다. 그러나, 부하 전류와 무관한 코깅 토크는 자속 밀도의 제곱에 비례하므로 9배의 증가를 가져오는데, 이는 출력 토크 중에서 비균일 토크 맥동(torque pulsation)으로 작용하여, 특히 저속, 저부하 조건의 정밀 모터 구동에 대해 진동, 소음 및 제어의 어려움을 야기시킨다. Fig.1은 컴퓨터 하드 디스크 파일 구동에 사용되는 6극, 9슬롯 영구자석 무솔 직류 전동기(Permanent Magnet Brushless DC Motor, PM BLDC Motor)의 구조를 보여주고 있다.

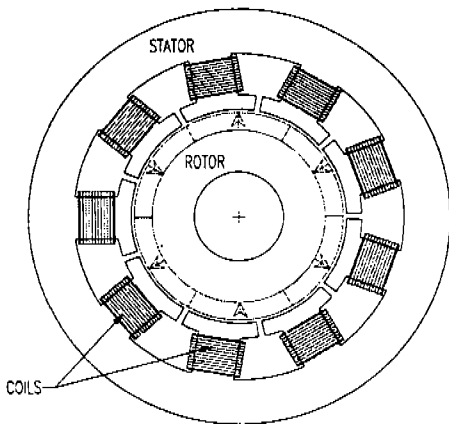


Fig.1 Schematic of BLDCM to be analyzed

BLDCM에서의 코깅 토크는 많은 응용 분야에서 문제가 되고 있다. 하드 디스크 구동에 사용되는 속도 조절 제어기(bang-bang controller)는 항상 일정한 속도 범위를 유지하기 위해 스핀들 모터의 ON 및 OFF 상태를 제어 하는데, 부하 전류가 없는 꺼진 상태(OFF)에서도 모터는 관성에 의해 계속 돌아가고 있다. 이때 코깅 토크는 모터 내에 존재하는 유일한 접선 방향의 가진력으로 작용하여 진동 문제(radial-runout, fly-height variation)를 야기시켜 컴퓨터 읽기-쓰기(read-write) 기능에 많은 오류를 유발시킨다. 또 이 가진력은 BLDCM 전체를 가진시켜 진동 및 소음 문제도 발생시키는데, 가진력의 주파수 성분은 코깅 토크의 형상에 의해 결정되므로 코깅 토크의 크기뿐 아니라 형상도 진동 특성에 바람직하게 설계하는 것이 중요하다. 또 다른 응용 예로써 BLDCM은 전기 조향 장치의 조향 축(steering column)에 직접 부착되어 필요에 따라 조향 장치에 조향력을 제공해 주고 있다. 고속도로같이 빠른 속도로 움직이고 있는 승용차에 대해서는 BLDCM에 의한 조향력 보조가 많이 필요치 않은데, 이런 상태에서도 코깅 토크는 부하 전류와 무관하게 발생하므로 운전자에 의해 감지될 수 있으며, 또 그것으로 인해 위험한 상황이 벌어질 수도 있다. 전기 조향 장치에 사용되는 BLDCM도 앞서 언급된 이유에서와 같이 작은 크기의 코깅 토크는 물론 완만한(smooth) 형상도 같이 요구된다.

토크의 이론적 해석은 Jufer(1987)와 De La Ree and Boules(1989)에 의해 수행되었는데, 모터의 복잡한 기하학적 형상, 특히 고정자의 슬롯(slot) 효과와 작은 공극(airgap)을 모델링하는데 많은 어려움이 있었다. Jufer는 고정자 슬롯 효과를 고려하기 위해 gap permeance function을 제안하였으며, De La Ree and Boules는 고정자 슬롯 밀의 자속 밀도가 0이라고 가정하였다. 이러한 이론적 해석은 제한적일 수 밖에 없는데, 그 이유는 모터 내의 복잡한 기하학적 형상과 다양한 설계 변수를 고려할 수 없고, 또 모터의 비선형적 재료 특성도 고려할 수 없기 때문이다. 컴퓨터의 계산 능력이 발전함에 따라

FEM에 의한 수치적인 토크 해석이 많은 연구자들에 의해 발표되었는데, 그들 대부분은 여러 가지 토크 계산 방법에 대해 수치적인 정확성 문제에 관심을 가질 뿐, 실제 설계 변수의 효과에 대해서는 언급하고 있지 않다. 맥스웰 응력 방법(Maxwell stress method)을 이용한 토크 계산방법에 대해 Tarnhuvad와 Reichert(1988)는 자기장에서의 경계 조건을 만족시키기 위하여는 고차 요소(higher order element)가 선택되어야 하고, 또 계산 오차를 최소화하려면 토크의 적분 경로는 요소의 중심을 선택하여야 한다는 것을 강조하였다. Mizia et al.(1988)은 요소의 분포 밀도(discretization density)가 토크 계산에 미치는 영향을 조사하였고, 또 가능하면 적분 경로는 자기 요소(magnetic element)로부터 멀리 떨어져야 함을 강조하였다. Wignall et al.(1988)은 토크 계산에서 접선 방향 자기장 세기의 효과를 해석함으로써 고정자 잇날(tooth)의 가장자리에 특히 많은 수의 노드가 필요함을 보여 주었다. 코깅 토크 감소를 위한 해석으로서는 Lid와 Slemon(1988), Boglietti et al.(1989), Rizzo et al.(1991)이 몇 가지 경우에 대해 설계 변수로서 고정자 슬롯 간격, 영구자석 슬롯 간격, 영구자석의 개수, 고정자의 스קי잉(skewing) 효과 등에 대해 연구하였으나, 실제 설계 목적에 필요한 세부적인 정보는 주지 못하고 있다.

본 논문에서는 BLDCM의 자속 밀도를 구하기 위하여 2차원 모델의 FEM 해석이 사용되었고, 주기 함수인 코깅 토크는 준정적(quasi-static) 자기장에 의한 시간 스텝핑 방법(time stepping method)과 맥스웰 응력 방법에 의해 구해졌으며, 코깅 토크가 진동에 미치는 영향을 관찰하기 위해 푸리에 함수 전개를 하였다. 모터 설계를 위한 설계 변수로서는 모터 내의 기하학적 형상과 영구자석의 자화 방향을 선택하였으며, 각각의 설계 변수들이 코깅 토크에 미치는 영향을 분석하였다. 앞서 수행한 설계 변수의 민감도 해석을 토대로 하여 새로운 설계를 제시하는데, 이는 코깅 토크의 고조파 성분을 감소시킴으로써 정현파형에 가까운 형상을 설계하여 진

동에 대한 코깅 토크의 영향을 줄일 수 있다.

2. 본 론

2.1 해석 및 설계 방법

BLDCM 내의 자기장의 세기 H 를 계산하기 위하여 상용 프로그램인 TOSCA(Trowbridge, 1990)를 사용하였다. TOSCA의 알고리즘은 H 를 스칼라 포텐셜(Ψ)의 음의 구배로 지정하여 ($H = -\nabla\Psi$), Poisson 형식의 방정식인 $\nabla \cdot \mu\nabla\Psi = \nabla \cdot \mu M$ 을 계산한다. 여기서, μ 는 자기 투자율(magnetic permeability)이고, M 은 단위 체적당 자기 다이폴 모멘트(magnet dipole moment)이다.

주기적인 코깅 토크는 회전자가 회전하는 위치에 대하여 준정적 자기장이라 가정한 후, 시간 스텝핑 방법과 맥스웰 응력 방법을 사용하여 구할 수 있다. 맥스웰 응력 방법에 의하면, 외부의 소스가 제거되어 표면에서의 자극(pole)으로 대체된다면 공기 중의 폐면 내에 존재하는 자기장의 분포는 변하지 않음을 보일 수 있다. 그러므로 폐공간 내에서 존재하는 전 작용력(global force)은 그 공간을 감싸고 있는 표면에 대한 국소 힘의 밀도(local force density)를 적분함으로써 계산할 수 있다. 이것은 2차원 모델에 대하여 식(1)과 같이 구할 수 있다.

$$T(\theta) = \frac{1}{\mu_0} \int_r B_r \cdot B_t d\Gamma \times h \quad (1)$$

여기서, μ_0 는 공기의 자기 투자율, r 은 적분 경로까지의 거리, B_r 은 반경 방향 자속 밀도, B_t 는 접선 방향의 자속 밀도, 그리고 h 는 모터의 축 방향 길이이다. BLDCM 공극(airgap)의 중심을 적분 경로로 설정하면 코깅 토크는 식(2)와 같다.

$$T(\theta) = \frac{1}{\mu_0} \int_0^{2\pi} r \cdot B_r \cdot B_t r d\theta \times h \quad (2)$$

주기가 2π 인 코깅 토크에 대하여 Fourier 급수를 전개시키면 식 (3)과 같음을 알 수 있다.

$$T(\theta) = h \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_n e^{in\theta} = h \left[Z_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|Z_n| \cos(n\theta + \Phi_n) \right] \quad (3)$$

대칭 모터에 대하여 Z_0 는 0이 되고, 복소 Fourier 계수는 식 (4)와 같이 전개된다.

$$Z_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T(\theta) e^{-in\theta} d\theta \quad (4)$$

앞서의 연구 결과(Tarnhuvad, Mizia, Wignall)에 의하면 맥스웰 응력 방법은 FEM의 메쉬(mesh)와 적분 경로를 주의 깊게 선택하면 계산이 용이하고, 또 그 결과가 아주 정확하다는 것을 보여주고 있다. 토크 계산법의 또 다른 방법으로서 에너지 방법(energy method)은 설계 변수의 민감도 해석에 부가적인 물리적 통찰을 제공하므로 여기서 소개하기로 한다. 에너지 방법에 따르면 토크는 미소 회전각에 따른 정자기 에너지(magnetostatic energy)의 미소 변화에 해당하므로 식 (5)와 같이 주어진다.

$$T(\theta) = -\frac{\partial W}{\partial \theta} = -\frac{\Delta W}{\Delta \theta} \quad (5)$$

임의의 자기장 내에서 정자기 에너지 W 는 식 (6)과 같이 표시된다.

$$W = \iint \left(\int_0^B H \cdot dB \right) dA = \iint \frac{B^2}{2\mu} dA \quad (6)$$

$$\text{where} \quad B = \mu H$$

BLDCM에 있어서 정자기 에너지의 미소 변화는 식 (7)과 같이 주어진다.

$$\Delta W = \Delta W_{\text{air}} + \Delta W_{\text{PM}} + \Delta W_{\text{iron}} \quad (7)$$

철(iron)의 자기 투자율은 공기와 영구자석의 자기 투자율에 비해 약 5000배 정도 크므로, 같은 크기의 자속 밀도에 대해

$$\Delta W_{\text{iron}} \ll \Delta W_{\text{air}}, \quad \Delta W_{\text{iron}} \ll \Delta W_{\text{PM}} \quad (8)$$

이고, 또 공기 내의 정자기 에너지 중 공극을 제외한 나머지 부분의 자기장은 극히 미세하므로 식 (9)와 같이 표시할 수 있다.

$$\Delta W_{\text{air}} \approx \Delta W_{\text{airgap}} \quad (9)$$

따라서, 식 (7)은 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Delta W \approx \Delta W_{\text{airgap}} + \Delta W_{\text{PM}} \quad (10)$$

그리고, 식 (5)는 아래와 같이 표시된다.

$$T(\theta) \approx -\frac{\Delta W_{\text{airgap}} + \Delta W_{\text{PM}}}{\Delta \theta} \quad (11)$$

따라서, BLDCM의 코깅 토크는 고정자가 회전함에 따라 공극과 영구자석 내의 정자기 에너지 변화로 생각할 수 있다. 고정자 슬롯이 없는 core-less 모터에 대해서는 코깅 토크가 항상 0인데, 이 경우에 대해서는 회전자의 회전각에 의한 ΔW_{airgap} 과 ΔW_{PM} 이 항상 0이 됨을 알 수 있다.

Fig.1에 보이는 BLDCM을 해석하기 위해서는 대칭 형상과 주기적인 경계 조건을 이용하면 1/3의 모델로써 해석이 가능하다. 본 논문의 해석에서는 2차원의 1/3모델에 대하여 41,308개의 노드(quadratic elements)가 사용되었으며, 자기장이 민감한 공극 주위에는 특별히 많은 수의 노드를 제공하였다. 코깅 토크는 부하 전류에 상관없이 영구자석의 회전자와 철의 고정자의 상호 작용에 의해 나타나므로 가능한 설계 변수도 오직 모터 형상에 의해 결정되는데, 가능한 설계 변수를 Fig.2에 보여주고 있다. 영구자석의 자화

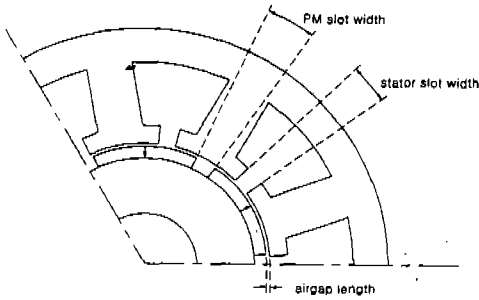


Fig.2 Design parameters to reduce cogging torque

방향의 효과도 같이 조사되었는데, 반경 자화(radial)는 자화 방향이 모두 반경 방향이고, 평행 자화는 자화 방향이 영구자석 중심에 모두 평행한 자화 방향을 말한다. 고정자 슬롯 간격과 회전자 슬롯 간격은 원주 방향의 각도로서 정의된다.

2.2 결과 및 토론

임의의 설계 변수에 따른 주기적인 코깅 토크는 공극의 중심을 따라 토크 밀도를 적분함으로써 구할 수 있고(식(2)), 그 주파수 성분은 Fourier 급수 전개(식(4))로 구할 수 있다. 6극과 9슬롯을 가진 BLDCM에 대해 코깅 토크는 20°의 기계적인 주기를 가지며, 한 회전당 18번의 코깅 토크가 반복된다. Fig.3은 설계 변수로서 영구자석 슬롯 간격이 변함에 따른 코깅 토크의 형상과 그것을 spline curve fitting했을 때의 주파수 성분을 보여 주는데, 기본 주파수는 모터 속도의 18배에 해당함을 알 수 있다. 영구자석 슬롯 간격은 코깅 토크의 크기에는 거의 영향을 주지 않으나, 그 주파수 성분을 결정하는 토크의 형상에는 많은 변화가 있음을 알 수 있다. 영구자석 슬롯 간격이 0°(continuous magnet)인 경우와 8°인 경우를 비교하면, 전자는 작은 진폭의 기본 주파수 성분과 큰 진폭의 고조파 성분을 가지는 반면에, 후자는 큰 진폭의 기본 주파수 성분과 작은 진폭의 고조파 성분을 가진다. 같은 크기의 코깅 토크에 의한 가진이라 하더라도 모터 내의 구조적 진동 특성에 따라 고조파의 성

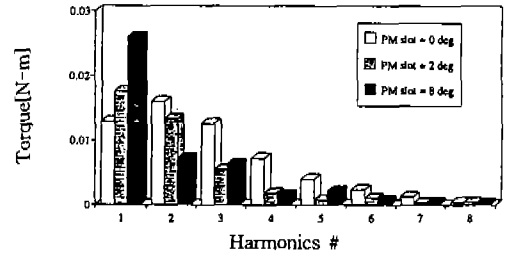
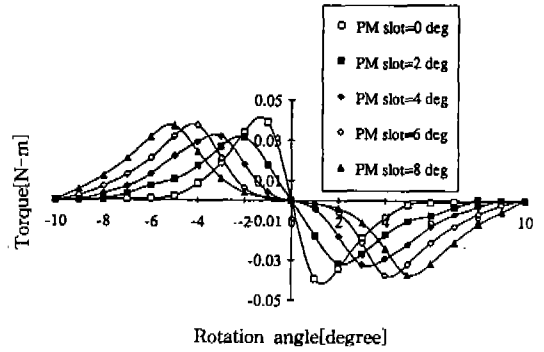


Fig.3 Effect of PM slot width (stator slot=2°, airgap=1mm, parallel magnetization)

분이 많이 첨가되면 구조 공진의 가능성이 많으므로, 후자의 설계가 더 바람직하다고 말할 수 있다. Fig.3으로부터 코깅 토크의 형상이나 주파수 성분은 영구자석 슬롯 간격을 조절함으로써 변화시킬 수 있음을 알 수 있다.

Fig.4는 설계 변수로서 고정자 슬롯 간격의 영향을 보여 주는데, 고정자 슬롯 간격이 증가함에 따라 코깅 토크의 형상, 즉 주파수 성분은 유사한 경향을 보이거나, 크기는 상당히 증가함을 알 수 있다. 따라서 모터의 출력 토크에 영향을 주지 않는 한 고정자 슬롯 간격은 최대한 줄여야 함을 알 수 있다.

최대 코깅 토크가 발생하는 회전자 위치를 영구자석 슬롯 간격의 영향으로부터 알 수 있는데, 예를 들어 2°의 고정자 슬롯 간격과 4°의 영구자석 슬롯 간격을 가진 경우에 대해 최대 코깅 토크는 회전각 3°에서 일어남을 Fig.3에서 알 수 있으며, 그 때의 회전자와 고정자의 위치가 Fig.5에 나타나 있다. 최대 코깅 토크가 일어나는 위치는 영구자석의 자극이 천이(pole tran-

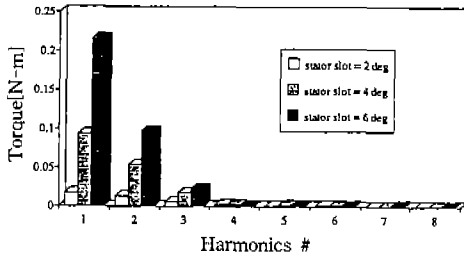
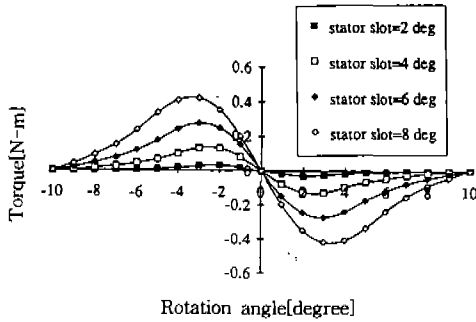


Fig.4 Effect of stator slot width (PM slot=2°, airgap=1mm, parallel magnetization)

sition)하는 한쪽 면이 고정자의 잇날(teeth)의 한쪽 면을 통과할 때 발생하며, 그 이유는 앞서 소개한 에너지 방법으로 설명이 가능하다. 즉, 식 (11)에 의하면 코깅 토크는 회전각의 변화에 따른 공극과 영구자석 내의 정자기 에너지의 변화로 정의되고, 3°의 회전각에 대해 영구자석의 자극이 천이하는 부분이 공극 내의 고정자 슬롯 부분을 통과함에 따라 영구자석 및 고정자 슬롯 내에 있는 공기 영역이 최대의 에너지 변화를 보여주게 된다. 따라서 코깅 토크는 영구자석의 자극 천이가 고정자 슬롯을 지날 때의 정자기 에너지의 변화라고 말할 수 있다.

다른 설계 변수들의 영향도 위와 같은 물리적인 통찰로써 그 결과를 추론할 수 있는데, 고정자 슬롯 간격이 증가할수록 에너지를 변화시키는 공기 영역(air region)이 커지므로 에너지 변화량이 커지고, 따라서 코깅 토크도 증가할 것이다. 자화 방향의 영향은 반경 자화의 경우 자극 천이가 고정자 슬롯의 공기 영역에 직각으로 영향을 미치고, 평행 자화의 경우는 직각이 아닌 비스듬한 각도로 영향을 미치므로, 반경 자화에

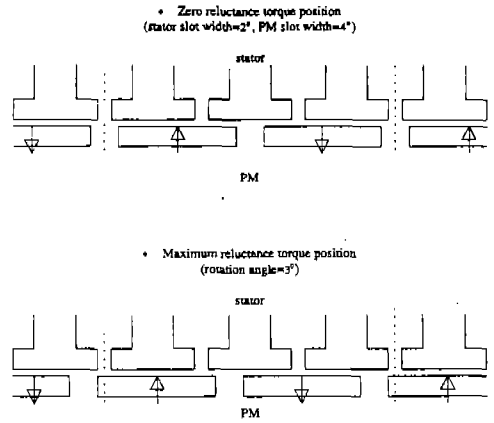


Fig.5 Schematics of zero and maximum cogging torque positions

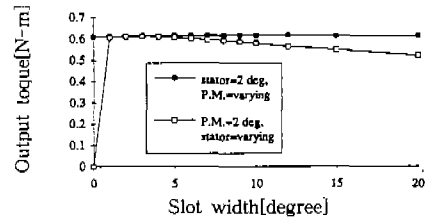


Fig.6 Effect of PM slot width and stator slot width on the output torque

대한 에너지 변화 형태가 더 직접적이 되고 따라서 코깅 토크의 형상도 더 가파르게 된다. 공극의 영향은 자극의 천이와 고정자 슬롯 간격이 일정한 이상, 전자기 에너지의 변화에는 별로 영향을 주지 못할 것이나, 작은 공극으로 인한 전체 전자기 에너지의 증가만큼 코깅 토크가 증가할 것이라는 추론이 가능하다.

영구자석 및 고정자 슬롯 간격이 변화할 때 부하 전류에 의한 커뮤테이션(commutation) 토크의 영향을 Fig.6에서 보여주고 있다. 6극, 3상 델타 권선에 대해 커뮤테이션은 매 20°마다 일어나며, Fig.6은 커뮤테이션 중앙위치(커뮤테이션 토크가 최대인 동시에 코깅 토크가 제로인 위치)에서의 영구자석 및 고정자 슬롯 간격의 영향을 보여주고 있다. 고정자 슬롯 간격이 일정할 때, 영구자석 슬롯 간격의 영향은 6극, 3상의

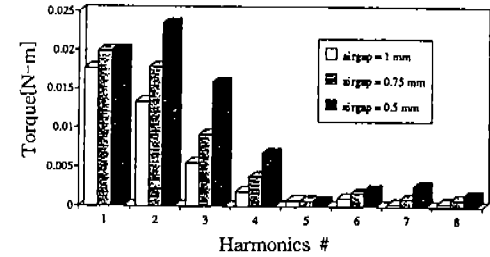
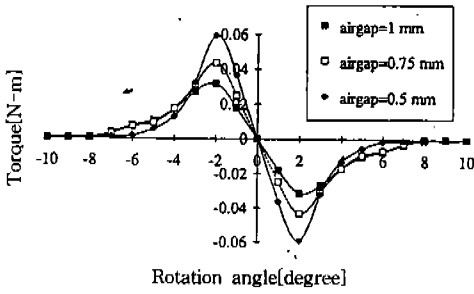


Fig.7 Effect of airgap length (PM slot = 2°, parallel magnetization)

경우 영구자석의 최소 아크 길이인 40°(영구자석 슬롯간격 20°에 해당) 이상만 유지되면 거의 영향을 끼치지 못함을 보여주고 있다. 따라서 코깅 토크의 형상 또는 주파수 성분은 영구자석 슬롯 간격에 의해 좌우되므로, 모터 성능의 저하 없이 바람직한 코깅 토크의 설계가 가능함을 말해 주고 있다. 고정자 슬롯 간격은 모터 성능의 저하가 없는 한 최소화되어야 하는데, 문제는 고정자 슬롯 간격이 없으면(slotless) 코깅 토크도 없어 지지만 출력 토크도 없어진다는 것이다. Fig.6은 커뮤테이션 토크가 고정자 슬롯 간격이 증가함에 따라 증가하였다가 다시 서서히 감소함을 보여주고 있다.

Fig.7은 공극의 길이가 변화함에 따른 코깅 토크의 형상과 주파수 성분을 보여주고 있다. 앞서 추론되었듯이 작아진 공극은 약간의 코깅 토크의 크기 증가와 고조파 성분이 증가한 가파른 형상을 보여주고 있다. 일반적으로 공극의 길이는 모터 설계에 중요한 변수로 인식되고 있지만, 코깅 토크에 대해서는 영구자석 슬롯 간격과 고정자 슬롯 간격의 영향에 비하여 상대적으로 작음을 알 수 있다.

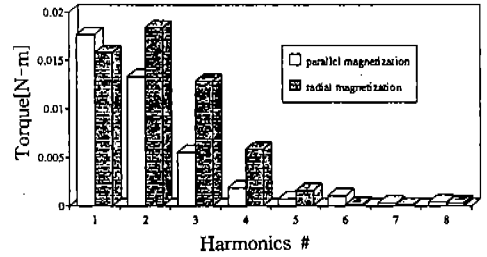
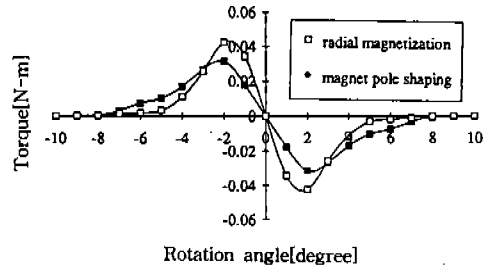


Fig.8 Effect of magnetization direction (PM slot = 2°, stator slot = 2°, airgap = 1mm)

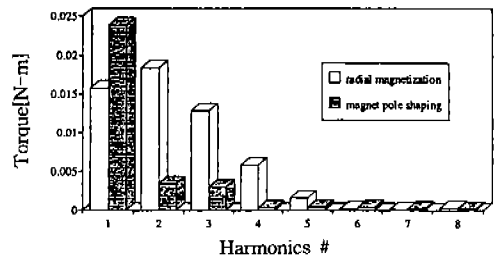
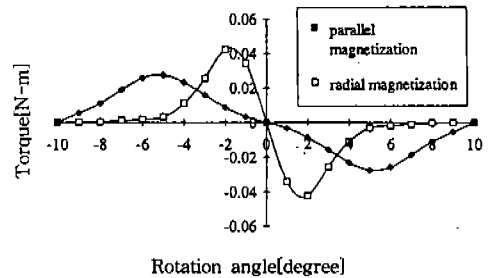
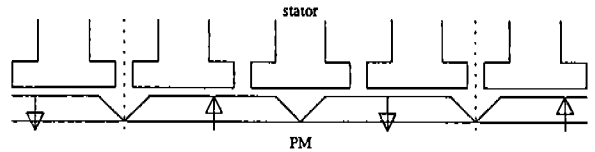


Fig.9 Effect of magnet pole shaping (stator slot = 2°, airgap = 1mm)

Fig.8은 영구자석의 자화 방향에 따른 코깅 토크의 형상과 주파수 성분을 보여주고 있다. 앞서 추론되었듯이 반경 방향 자화가 평행 방향 자화에 비하여 코깅 토크의 크기도 증가하고, 또 그 형상도 몹시 가파르게 변화하여 고조파의 영향이 증가함을 알 수 있다. 반경 자화의 경우 그 특성상 자극 천이의 형상 또한 평행 자화에 비해 더 가파르므로 당연히 슬롯 내의 공기영역은 더 가파른 에너지 변화를 보여준다.

앞선 설계 변수의 민감도 해석 결과를 토대로 정현파형의 아주 부드러운 형상의 코깅 토크의 설계가 가능한데, Fig.9는 그 예를 보여주고 있다. 평행 자화를 사용하고 영구자석 에지의 형상을 변화(magnet pole edge shaping)시킴으로써 고정자 슬롯 내의 공기 영역이 정현파형의 에너지 변화를 나타내도록 설계할 수 있다. 2°의 고정자 슬롯 간격에 대하여 최대 코깅 토크가 5°의 회전각에서 발생하기 위해 8°의 영구자석 슬롯 간격을 제공하고, 그 사이의 에너지 변화를 완만하게 하기 위해 영구자석의 에지 부분을 0°에서 각각의 방향으로 4°씩 선형적으로 증가하게 한 설계를 보여주고 있다. 같은 고정자 슬롯 간격(2°)에 대하여 0°의 영구자석 슬롯 간격(Fig.9에서 radial magnetization으로 표시)과 비교하여 최대 코깅 토크도 상당히 줄었고, 또 그 형상도 부드러워서 고조파의 영향이 상당히 줄어들었음을 관찰할 수 있다.

3. 결 론

저부하, 저속도 정밀 모터의 진동 문제를 해결하기 위해서는 코깅 토크를 줄이는 것은 필수적이다. 본 논문에서는 유한 요소법, 맥스웰 용력 방법, 푸리에 전개 등을 사용하여, 영구자석 슬롯 간격, 고정자 슬롯 간격, 공극 길이, 영구자석의 자화 방향 등의 설계 변수에 대한 코깅 토크의 민감도 해석을 수행하였다. 코깅 토크의 형상, 혹은 주파수 성분은 영구자석 슬롯 간격을 조절함으로써 모터의 성능에 상관없이 제어할 수 있음을 보여주었다. 고정자 슬롯 간격은 코깅 토크의 크기에 상당한 영향을 미치므로 모터 성능

의 저하가 없는 한 최대한 줄어야 한다. 평행 자화는 반경 자화에 비하여 약간 더 부드러운 코깅 토크형상을 제공하며, 공극의 길이도 코깅 토크의 형상과 크기를 변화시키나, 영구자석 슬롯 간격과 고정자 슬롯 간격의 영향에 비교하면 상대적으로 작은 편이다. 작은 공극을 가진 BLDCM에 대하여 영구자석 슬롯 간격과 고정자 슬롯 간격의 조합으로 최대 코깅 토크가 발생하는 위치를 예측할 수 있다. 저부하, 저속도 BLDCM에 있어서 모터의 구조적 공진 가능성을 줄이기 위하여 코깅 토크의 고조파 성분의 크기를 감소시킬 필요가 있는데, 영구자석 에지 형상 변화(magnet pole edge shaping)를 통하여 부드러운 모양, 즉 코깅 토크의 고조파 성분이 많이 감소된 정현파형의 코깅 토크를 가진 BLDCM을 설계할 수 있다.

참 고 문 헌

1. M. Jufer, "Brushless DC Motors-Gap Permeance and PM-MMF Distribution Analysis", Proceeding IMCSD, pp. 21~25, 1987.
2. J. De La Ree, N. Boules, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 25, No 1, pp. 107~112, 1989.
3. T. Tarnhuvad, K. Reichert, "Accuracy Problem of Force and Torque Calculation in FE-System", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 1, pp. 443~446, 1988.
4. J. Mizia, K. Adamiak, A. R. Eastham, G. E. Dawson, "Finite Element Force Calculation: Comparison of Methods for Electric Machines", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 1, pp. 447~450, 1988.
5. A. N. Wignall, A. J. Gilbert, S. J. Yang, "Calculation of Forces on Mag-

- netized Ferrous Cores Using the Maxwell Stress Method", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 1, pp. 459~462, 1988.
6. T. Li, G. Slemon, "Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 6, pp. 2901~2903, 1988.
7. A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, M. Tartaglia, "Finite Element Analysis of Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 25, No. 5, pp. 3584~3586, 1989.
8. A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, "Computer Aided Analysis of a D.C. Brushless Motors by means of a Finite Element Technique", IEE Conference Publication n 310, Publ. by IEE, Michael Faraday House, Stevenage, Engl., pp. 38~42, 1989.
9. M. Rizzo, A. Savini, J. Turowski, "Influence of Number of Poles on the Torque of DC Brushless motors with Auxiliary Salient Poles", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 27, No. 6, pp. 5420~5422, 1991.
10. C. W. Trowbrige, An Introduction to Computer Aided Electromagnetic Analysis, Vector Fields Ltd, Oxford, England, 1990.

부 록

Physical data of the prototype motor

Airgap length	=	1 mm
Inner radius of rotor	=	15 mm
Outer radius of rotor	=	31.5 mm
Inner radius of magnets	=	31.5 mm
Outer radius of magnets	=	35 mm
Inner radius of stator	=	36 mm
Outer radius of stator	=	70 mm
Magnet height	=	3.5 mm
Number of poles	=	6
Number of teeth	=	9
Magnet material	=	neodymium-iron-boron
Magnet residual induction	=	1.08 T
Magnet coercivity	=	-800 kA/m
Stack height	=	20 mm