

진상각 제어에 따른 BLDC 전동기의 소음 특성 해석

황상문*, 김경태**, 정승규***

Analysis of the Acoustic Noise Characteristics by Controlling Lead Angle in Brushless DC Motors

Sang-moon Hwang*, Kyung-tae Kim**, Seung-kyu Jeung***

ABSTRACT

Mutual torque ripple in a brushless DC motor is the main source of acoustic noise, especially for motor operation with high speed and torque. This paper presents a method to obtain mutual torque ripple to identify acoustic noise source. Mutual torque ripple can be determined by analyzing phase current shape and magnetic circuit with different lead angles. Current shape is determined by state space model of voltage equation with the use of inductance calculated by FEM, and confirmed by experimental results. Mutual torque ripple is also determined by FEM analysis for the calculated current shape. Acoustic noise experiment reveals that mutual torque ripple with different lead angle is one of the main sources for noise generation in a brushless DC motor.

Key Words : Phase Current Shape(상전류 파형), Torque Ripple(토크 맥동), Phase Inductance(상 인덕턴스), Permanent Magnet Brushless DC Motors(영구자석 무정류자 직류 전동기), Motor Acoustic Noise(전동기 소음), Lead Angle(진상각)

1. 서론

스위칭 인버터 기술의 발전과 고에너지 영구자석이 개발됨에 따라 기존의 교류 전동기에 비해 고효율, 고토크 특성을 가진 BLDC(Brushless DC) 전동기의 적용이 점차 확대되고 있다. 최근 BLDC 전동기는 종래의 정속 운전 모드에서 인버터 기술을 이용한 넓은 속도 범위에 걸쳐 높은 효율을 유지할 수 있는 가변속 시스템의 적용 및 개발이 활발히 이루어지고 있다. 이러한 추세에 따라, BLDC 전동기는 경제성과 고속 운전이 용이한 약계자(flux

weakening) 운전의 적용이 활발히 진행되고 있다⁽¹⁾.

일반적으로 역기전력이 사다리꼴 형태인 BLDC 전동기는 상전류를 순시적으로 인가하면 이론적으로 토크 맥동없이 일정한 토크가 발생된다. 그러나, 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 흘려줄 수 없으므로 상전류가 전류(commutation)되는 구간에서 상전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생된다. 이러한 토크 맥동은 소음 및 진동을 발생시키고, 위치 제어시 오차를 야기시키므로 BLDC 전동기를 고성능 서보용으로 사용하는데 제약이 된다⁽²⁾.

* 정회원, 부산대학교 기계공학부 및 기계기술 연구소

** 학생회원, 부산대학교 기계설계대학원 석사과정

*** LG전자(주) 리빙시스템연구소

BLDC 전동기의 전자기 가진력 해석 연구로서, J. F. Imhoff등은 반경방향의 유한요소법을 이용하여 전자기 견인력을 해석하였으며⁽³⁾, Jang은 반경방향 전자기력(radial attraction)의 고조파성분을 제거할 수 있는 영구 자석 맞물림(interlocking)형상을 제안하였다⁽⁴⁾. Hwang은 BLDC전동기의 설계변수의 민감도 해석을 통하여 코깅 토크(cogging torque)를 저감할 수 있는 설계 기법을 제시하였다⁽⁵⁾. 또한, 그는 전동기 설계 변수를 제어하여 사다리꼴 역기 전력 파형을 설계함으로써 토크 맥동의 저감설계 하였으나, 상전류의 영향에 대한 정보는 제공하지 못하고 있다⁽⁶⁾. 상전류의 영향에 대해서는 R. Carlson등은 적절한 전류제어에 의해 토크 맥동을 저감할 수 있음을 보여주고 있으나, 고속운전시 토크 맥동 발생 메커니즘에 대한 정보는 제공해 주지 못하고 있다⁽⁷⁾.

본 논문에서는 고속 영역 확보를 위한 약계자 운전시의 토크 맥동을 lead angle 제어에 따라 상전류 파형 해석과 토크 계산에 의해 산정하였다. 이러한 해석에 있어 2차원 비선형 전자기장 유한요소법(finite element method)을 적용하여 BLDC 전동기의 상인덕턴스를 산정하였으며, state space model에 의해 상전류를 시뮬레이션하였다. 그리고 이 결과를 이용해 순시토크를 유한요소법에 의해 계산하였다. 산정된 상인덕턴스와 상전류 파형은 측정된 실험 결과와 비교하여 타당성을 검증하였으며, 해석 대상 전동기의 소음 스펙트럼을 제시하여 lead angle 제어에 따른 토크 맥동과 소음과의 연관성을 분석하였다.

2. BLDC 전동기에서의 토크 맥동

Fig. 1은 본 연구에 적용된 48극과 36슬롯을 가진 Outer Rotor형 SPM(Surface Permanent Magnet) BLDC 전동기로서 3상 권선에 의해 고정자를, 영구자석에 의해 회전자를 형성하게 된다.

Fig. 2는 토크 발생원리를 범용기계(generalized machine)의 개념을 도입해 보여주고 있다. 여기서 회전자의 영구자석에 의한 d축 자속에 대하여 전기적으로 직각방향으로 쇄교하는 q축 자속을 생성할 수 있는 a, b 2상의 고정자 상권선을 여자하게 되며, 이때 고정자와 회전자 자속의 상호작용에 의해 회전자가 시계방향으로 회전하려는 토크가 발생하게 되는데 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

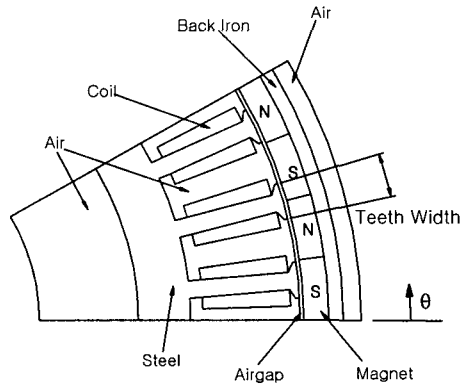


Fig. 1 Schematic of a brushless DC motor

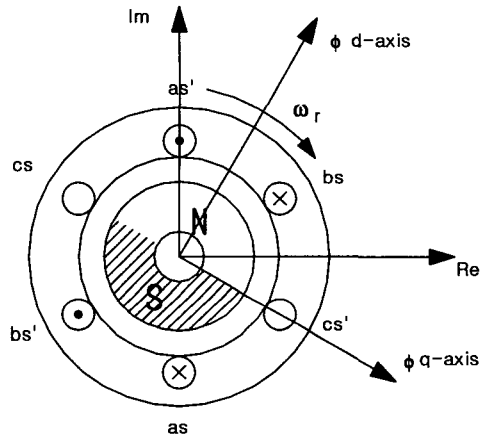


Fig. 2 Principle of torque generation

$$T = k_t \phi_d i_q \quad (1)$$

여기서, k_t 는 토크상수, ϕ_d 는 d축 자속, i_q 는 q축 전류로서 고정자 2상의 전류를 q축 방향으로 환산한 값으로 q축 자속을 여기시킨다. 식(1)과 같이 토크는 영구자석에 의한 자속과 고정자 상전류에 의해 변화하게 된다.

역기전력은 단위시간당 회전자 자속의 변화로 인해 고정자 상권선에 유기시키는 전압으로서 식(2)로 간단히 표현할 수 있다.

$$e = k_t \phi_d \omega_m \quad (2)$$

여기서, ω_m 은 회전자 각속도이다. 그러므로, 식(1)과 식(2)에 의해 토크 T는 다시 식(3)으로 정리할

수 있다.

$$T = \frac{e i_q}{\omega_m} \quad (3)$$

Fig. 3은 120° 구형과 스위칭방식에 있어서의 토크 발생과정을 고정자 역기전력과 lead angle에 대해 보여주고 있다. 여기서, θ_d 는 lead angle을 나타낸다. 식(2)에서와 같이 역기전력은 회전자 각속도에 비례하므로, 고속 운전시 역기전력이 증가함을 확인할 수 있다. 회전자의 회전속도가 증가함에 따라, 역기전력이 인버터의 공급 전압과 동등하게 되므로 전동기는 최대 회전속도에 도달하게 된다. Fig. 3과 같이 lead angle이 0° 에 비해 60° 일 경우 전류 도통 구간에서의 역기전력 향이 감소하는 효과를 얻게되므로 최대 회전속도는 증가하게 되고, 이를 약계자 제어라 한다⁽⁸⁾. 일반적으로 전류 도통 구간을 lead, lag angle를 줄 수 있으나, 실제로 고속에서 전류 지연이 크므로 lead angle을 주게 된다. Fig. 3(a)와 같이 역기전력과 전류 파형이 이상적으로 조화된다면 순시토크는 균일하게 발생된다. 그러나 실제 운전시에는 상절환시 전류 파형의 왜곡과 회전자 위치에 따른 자계분포의 불균일로 인한 역기전력의 왜곡 등으로 토크 맥동이 발생하게 된다. Fig. 3(b)에서 처럼 lead angle 제어에 의한 약계자 운전시에는 역기전력과 상전류의 상호 부조화가 발생하여 토크 맥동이 발생하게 된다.

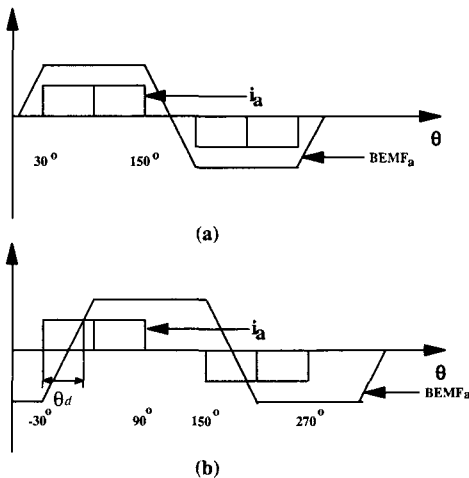


Fig. 3 Switching patterns and BEMF
 (a) Lead angle 0°
 (b) Lead angle 60°

3. 자속 쇄교량 계산

해석 영역을 준정적(quasistatic)상태라 가정하고, 2차원 유한요소법을 풀기 위하여 Maxwell의 전자계 방정식으로부터 지배방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_0 - \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (4)$$

여기서, J_0 : 전류밀도 [A/m^2]

μ : 투자율(magnetic permeability)

M_x, M_y : x, y축 방향으로의 자화의 세기

A : z방향의 자기벡터 포텐셜(magnetic vector potential)

식 (4)의 전자계 방정식을 이용하여 전자기장을 해석하는 유한요소 해석 상용 프로그램인 ANSYS (E-mag)를 사용하였다. 준정적 상태에서의 자기 벡터 포텐셜 A 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$B = \text{rot } A \quad (5)$$

여기서, B 는 자속 밀도(flux density)를 나타낸다. 1 turn의 자속 쇄교량 ϕ 를 자기 벡터 포텐셜로 나타내면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\phi = \int_S B \cdot dS = \oint_C A \cdot dl \quad (6)$$

여기서, S 는 전류가 흐르는 권선의 면적, l 는 면 S 를 둘러싼 적분경로, dl 은 적분경로 C 상의 선분 벡터이다. 적분경로 C 를 따라 적분하면, 2차원 유한요소법에 대해 자속은 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$\phi = L_s (A_1 - A_2) \quad (7)$$

여기서, L_s 는 적층길이, A_1, A_2 는 각각의 절점의 자기 벡터 포텐셜을 나타낸다. 코일을 지나가는 자속 쇄교량 λ 는 권선 면적에 대해 자기 벡터 포텐셜의 평균함으로써 계산되어 진다.

$$\lambda = \left(\frac{\int \int_{S_1} A_1 dS}{S_1} - \frac{\int \int_{S_2} A_2 dS}{S_2} \right) L_s \quad (8)$$

Fig. 4는 회전자의 위치각이 0° 일 경우의 영구 자석만의 자속 분포와 최대 토크 발생 시의 공급 중심에서의 반경 및 접선방향의 자속밀도 분포를

보여주고 있으며, 자기 포하 영역(1.5T) 이하에서 운전됨을 확인할 수 있다. Fig. 5는 서칭 코일 (searching coil)을 이용하여 실측한 역기전력 파형과 유한요소법을 이용하여 시뮬레이션한 역기전력 파형을 보여주고 있다. 역기전력 파형은 회전자 위치각에 대해 정현파와 유사한 형태를 가지는데, 이는 영구자석의 폭이 협소하여 발생하는 누설자속에 기인함을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과와 실측 결과가 거의 유사한 특성을 보여주고 있으므로 유한요소해석을 이용한 BLDC 전동기의 전자기장 해석이 적합함을 확인할 수 있다.

4. 전류 파형 해석

BLDC 전동기의 상전류를 고찰하기 위하여 Fig. 6와 같은 등가회로에서 BLDC 전동기에 입력되는

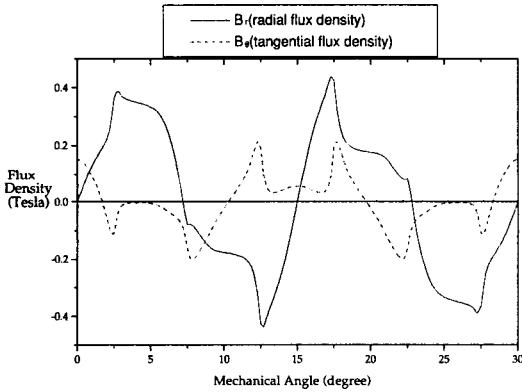


Fig. 4 Flux density distribution in the airgap

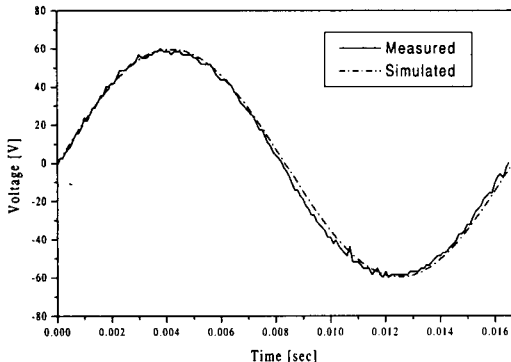


Fig. 5 Comparison of simulated and experimental result of back emf waveforms

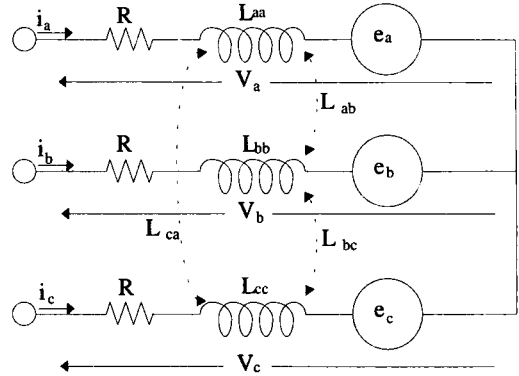


Fig. 6 Equivalent circuit

상전류를 해석한다. 등가회로로부터 전압 방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R \\ R \\ R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a(\theta) \\ e_b(\theta) \\ e_c(\theta) \end{pmatrix} \quad (9)$$

여기서, λ , V , R , L , e , θ 는 각각 자속 쇄교량, 상전압, 상저항, 상인덕턴스, 역기전력, 회전자의 위치각을 나타낸다. 하첨자 a, b, c는 각각 a상, b상, c상을 각각 나타내고, 상인덕턴스의 하첨차가 같은 상이 경우 자기 인덕턴스, 다른 경우는 상호 인덕턴스를 나타낸다. 일정 전압원을 인가한 상태에서 정속도로 회전하고 있는 정상 상태인 경우에 대해 역기전력 성분 e 과 상인덕턴스 L 를 구할 수 있다. 식(9)의 전압등식에 의해 상전류 파형을 계산할 수 있다. 본 논문에 적용된 시작기의 제원은 Table 1과 같으며, 전압 PWM 제어형 six-step 브릿지 인버터에 의해 구동되어진다. BLDC 전동기의 상전류특성 시뮬레이션을 위한 프로그램 순서도는 Fig. 7와 같다.

i 번째 회로의 자속 쇄교량과 증분 인덕턴스의 상관 관계는 다음과 같이 구해진다.

$$L(i, \theta)_{ik} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial i_k} \quad (10)$$

중양차분법을 이용하여 증분 인덕턴스는 다음과 같이 구해진다.

$$L_{ik} = (\lambda |_{i_k + \Delta i_k} - \lambda |_{i_k - \Delta i_k}) / 2\Delta i_k \quad (11)$$

Table 1 Physical data of the prototype

Air-gap length, δ	1 mm
Outer dia. of stator, D_s	132.5 mm
Magnet radial Length, L_m	7 mm
Teeth angle, β_t	5°
Number of Poles, N_p	48
Number of Slots, N_s	36
Stack length, L_s	42 mm
Magnet residual flux density, B_r	0.4 T
Relative permeability of magnet, μ_m	1.256
Pole-arc/pole-pitch ratio, α_p	1

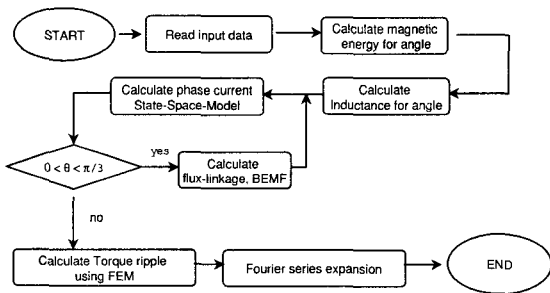


Fig. 7 Flow chart of simulation

Fig. 8과 Fig. 9은 각각 2A의 상전류 입력에 대해서 자기 상인덕턴스와 상호 상인덕턴스의 해석 결과를 실험결과와 비교하여 나타낸 것이다. 인덕턴스의 측정은 다이노모 세트를 이용하여 회전자의 위치를 고정시킨 후 RCL 미터(meter)를 이용하여 측정하였다. 측정치와 산정된 상인덕턴스의 차이는 end turn 효과가 고려될 수 없는 2차원 유한요소해석에 기인한다. Fig. 8과 Fig. 9에서와 같이 SPM BLDC 전동기에서는 영구자석의 투자율이 공기와 비슷하고 회전자 철심과의 공극이 균일하므로 회전자 위치각에 따른 인덕턴스는 거의 일정하다고 할 수 있다.

Fig. 10은 각 상의 여자 순서별 인버터의 동작 모드를 보여준다. 모드 1은 a상을 정(+), b상을 역(-) 방향으로 통전할 경우 전류 도통모드이고, 모드 2는 b상을 역(-)방향으로 계속 통전되어 있고 a상은

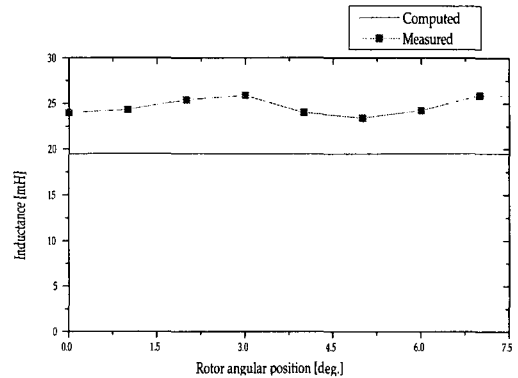


Fig. 8 Phase self inductance of the motor

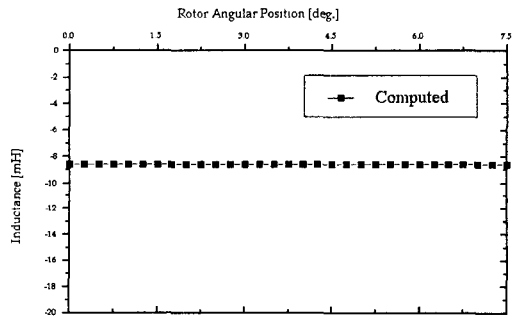
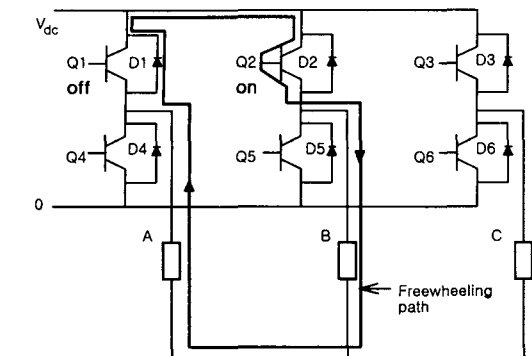


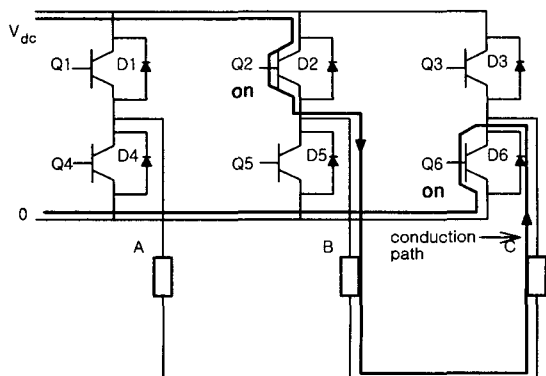
Fig. 9 Phase mutual inductance of the motor

턴 오프할 때 전류 도통모드이다. Fig. 10에서와 같이 전류의 경로는 인가전압에 의해서만 권선에 전류가 흐르는 conduction 모드와 전류(commutation)되는 구간에서 코일에 저장된 에너지를 소모하는 freewheeling모드로 구분할 수 있다. 각각의 경우에 대하여 식(9)의 전압등식을 적용하였으며, 회전자의 각속도 ω_m 이 일정하다고 가정하였다.

Fig. 11은 본 논문의 시뮬레이션 프로그램에 의해 구한 상전류 파형을 보여주고 있다. Fig. 11에서와 같이 lead angle이 60°, 70°로 제어되는 약계자 운전모드에서의 상전류 파형은 정현파와 유사한 형태를 가지지데, 이는 초기 스위치 턴-온 구간 중 30° 동안은 역기전력이 음의 값을 가지므로 식(9)의 전압방정식에 의해 전류가 급속히 상승하지만, 이후 구간은 역기전력이 다시 양이 되므로 전류가 감소하여 정현파 형태의 전류 파형이 된다. lead angle 70°로 제어되는 경우 lead angle 60°의 경우에 비해서 전류 도통구간 중 역기전력이 더욱 감소하



(a)

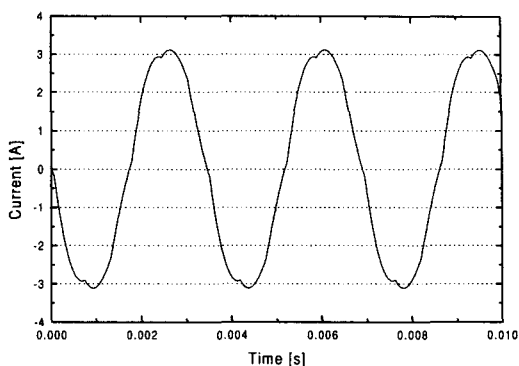


(b)

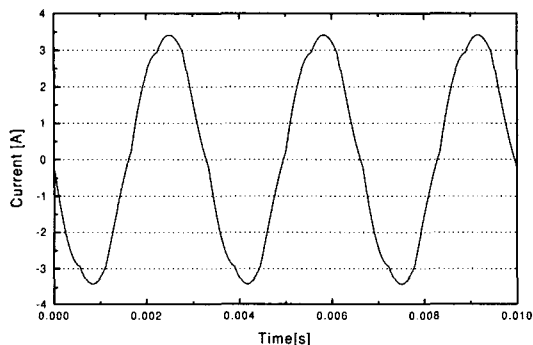
Fig. 10 Operating modes for a 6-step inverter
(a) Freewheeling mode (b) Conduction mode

로 상전류의 증가를 확인할 수 있다. 동일한 부하 조건의 경우 60°의 경우 비해 70°의 경우 입력전류의 크기가 증가하므로 전동기의 효율은 저하됨을 알 수 있다. Fig. 12는 시작기 전동기가 750rpm으로 운전시 전류 프로브를 이용하여 측정한 상전류 파형의 측정결과를 보여주고 있으며, 시뮬레이션 결과와 비교적 잘 일치됨을 알 수 있다. 이러한 약계자 운전시에 발생하는 전류 파형의 왜곡은 반경 방향 가진원으로 작용하는 토크 맥동의 특성을 변화시키고, 전체 시스템의 가진원으로 전동기의 진동 및 소음의 발생 원인이 될 수 있다.

5. 토크 모델링 및 소음 특성 해석



(a)



(b)

Fig. 11 Phase current shape(simulated, 750rpm)
(a) Lead angle 60° (b) Lead angle 70°

전동기 내의 토크는 공극(airgap) 내의 폐면을 따라 토크 밀도를 적분함으로써 계산 할 수 있으며 2차원 모델에 대하여 식(14)와 같이 주어진다.

$$T(\theta) = \frac{1}{\mu_o} \int_r r \cdot B_r \cdot B_t d\Gamma \times L_s \quad (12)$$

여기서 $T(\theta)$: 토크

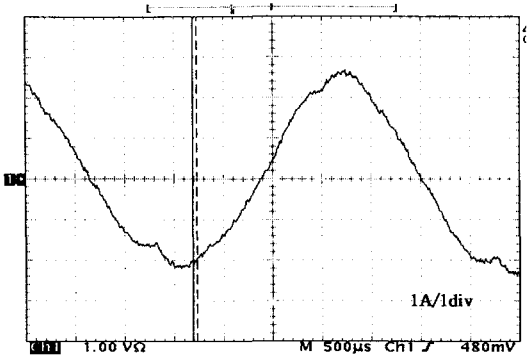
Γ : 공극에 따른 적분 경로

μ_o : 공기의 투자율

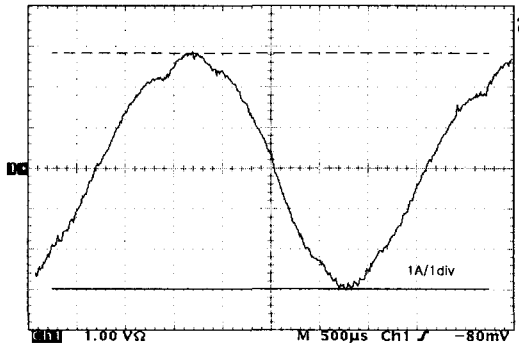
r : 적분경로까지의 거리

B_r : 반경방향 자속밀도

B_t : 접선방향의 자속밀도



(a)

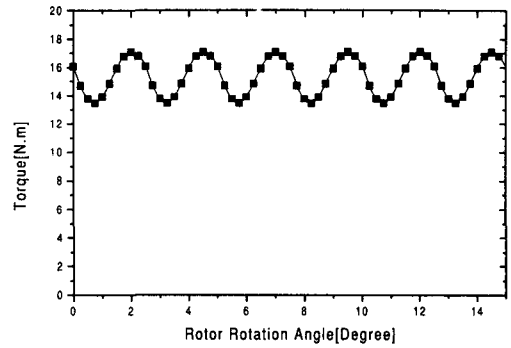


(b)

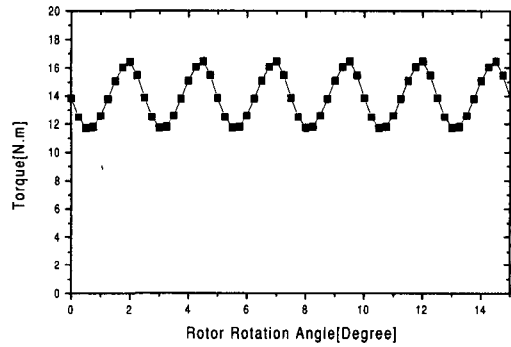
Fig. 12 Phase current shape(measured, 750rpm)

(a) Lead angle 60° (b) Lead angle 70°

Fig. 13과 Fig. 14에서는 이러한 모델링 기법에 의해 얻어진 토크 파형과 그것을 spline curve fitting 했을 때의 푸리에 계수를 각각의 lead angle에 대해 보여주고 있다. 전류특성에서 유추할 수 있듯이 lead angle의 증가에 따라 영구 자석에 의한 역기전력 파형과 전기자 자속의 부조화가 더욱 심하게 되므로 전동기에서 발생하는 전체 토크의 평균값이 감소하며, 토크 맥동의 크기도 변화함을 알 수 있다. 토크 맥동의 평가는 최대 토크와 최소 토크의 차를 평균 토크로 나눈 백분율의 값으로 표시하였으며, lead angle 60° 경우에 비해 70°의 경우 토크 맥동이 7.2% 증가하였음을 확인할 수 있다. Fig. 14에서는 토크 맥동이 lead angle에 무관하게 기본 속도 주파수(fundamental frequency)에 대해 144배수차의 주파수에서 일어남을 알 수 있다. 이는 회전자 1회전시의 상절환의 횟수와 동일한 주파수로서 상절



(a)



(b)

Fig. 13 Instantaneous torque and torque ripple

(a) Lead angle 60° (b) Lead angle 70°

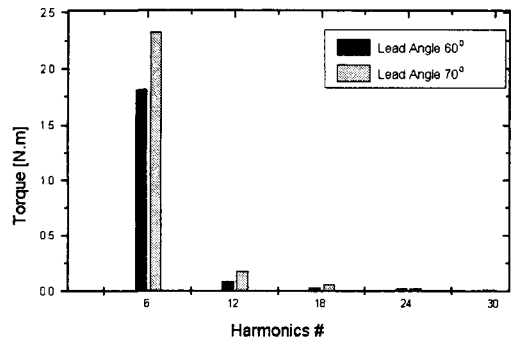
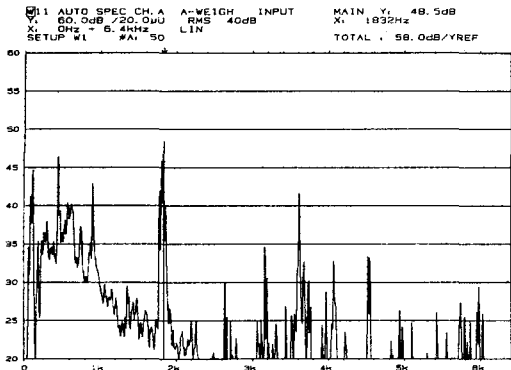
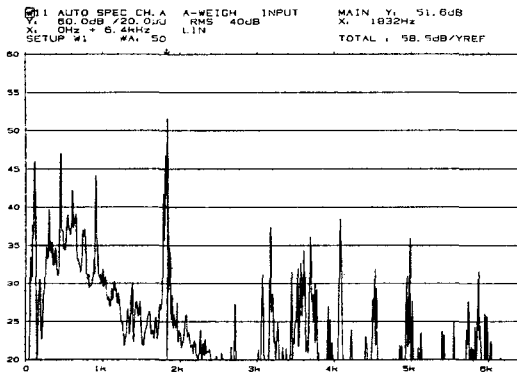


Fig. 14 Fourier series coefficient of the mutual torque

환이 일어나는 전기각 60°의 주기로 토크 맥동이 발생하게 된다. 즉, 1회전당 144번의 토크 맥동이 반복됨을 의미한다. 70° lead angle으로 제어되는 경우에는 더욱 큰 기본 주파수가 발생하는데 이는 부하 전류와 역기전력 파형의 불일치에서 발생함을 알 수 있다.



(a)



(b)

Fig. 15 Noise spectrum of the motor
(a) Lead angle 60° (b) Lead angle 70°

lead angle의 제어에 따른 토크 맥동이 소음에 미치는 영향을 분석하기 위해 60°와 70° lead angle 제어에 대하여 각각 소음 스펙트럼의 결과를 Fig. 15에서 보여주고 있다. 저주파영역에서의 peak는 shaft whirling과 bearing과 같은 기본주파수가 12.5Hz인 기계적 가진 주파수에 의한 구조적 공진에 의해 야기된다. 60°, 70° lead angle 제어를 비교하면 70° lead angle 제어의 경우 기본 주파수인 1800Hz에서 3dB정도 증가하였음을 보여주고 있다. 따라서, 토크 맥동이 전동기 내의 소음 발생원에 직접적인 영향을 미침을 알 수 있다. lead angle의 증가함에 따라 역기전력과 부하 전류 파형의 불일치는 더욱 심하게 발생하여, 144배수차의 기본 주파수의 토크 맥동이 커지므로 이 특정주파수의 소

음은 더욱 증가하게 된다.

6. 결론

본 논문에서는 BLDC 전동기에서 lead angle 제어에 따른 소음 특성을 규명하기 위하여 순시토크 해석을 수행하였다. 토크 맥동은 전류 파형의 왜곡과 자기회로에 의해서 발생되므로 각각의 해석이 필수적이다. 전압방정식을 사용하여 상전류 파형을 도출하였으며 실험결과에 의해 그 타당성을 검증하였다. 자기회로해석은 유효요소법에 의해 수행하였으며, 이를 토대로 하여 토크 맥동을 도출하였다. 각각 lead angle에 대하여 토크 맥동의 주파수 성분이 소음의 발생원임을 실험을 통해 확인 할 수 있었으며, 이러한 설계방법은 소음 저감을 위한 적정 lead angle 설정, 토크 맥동 저감과 적정 전류 파형의 설정시에도 사용되어질 수 있다.

참고문헌

1. P. Pilly and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives," IEEE IAS Annual Meeting, pp. 380-390, 1987.
2. Longya Xu, Lurong Ye, Li zhen and Ahmed El-Antably, "A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 372-378, 1995.
3. J. F. Imhoff et al, "Spectral Analysis of Electromagnetic Vibration in D.C. Machines through Finite Element Method," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 25, No. 5, 1989.
4. G. H. Jang and D. K. Lieu, "Vibration Reduction in Electric Machine by Interlocking of the Magnets," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 29, No. 2, 1993.
5. S. M. Hwang and D. K. Lieu, "Design Technique for Reduction of Reluctance Torque in Brushless DC Permanent Magnet Motors," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 30, No. 6, 1994.
6. S. M. Hwang and D. K. Lieu, "Reduction of Torque Ripple in Brushless DC Motors," IEEE

- Transaction on Magnetics, Vol. 31. No. 6, 1995.
7. R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc and J. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Machines," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 632-638, 1992.
 3. T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 23, No. 4, pp. 681-689, 1987.