

PWM에 의한 속도 제어와 유연 구조를 고려한 컴퓨터 하드 디스크 드라이브용 스피indle 모터의 기전 연성 유한 요소 해석

論 文

51B-9-2

Finite Element Analysis of Electromechanical Field of a Spindle Motor in a Computer Hard Disk Drive Considering Speed Control Using PWM and Mechanical Flexibility

張 正 煥* · 張 健 熙**
(Jung-Hwan Chang · Gun-Hee Jang)

Abstract - This paper presents a finite element analysis of the electromechanical field in the spindle motor of a computer hard disk drive considering the speed control and mechanical flexibility. The driving circuit equation is modified by considering the switching action of PWM inverter, and is coupled with the Maxwell equation to obtain the nonlinear time-stepping finite element equation for the analysis of magnetic field. Magnetic force and torque are calculated by the Maxwell stress tensor. Mechanical motion of a rotor is determined by a time-stepping finite element method considering the flexibility of shaft, rotor and bearing. Both magnetic and mechanical finite element equations are combined in the closed loop to control the speed using PWM. Simulation results are verified by the experiments, and they are in good agreement with the experimental results.

Key Words : 기전 연성계, 속도 제어, 스피indle 모터, 유연 구조, 유한 요소 해석

1. 서 론

전동기는 전기 에너지를 기계 에너지로 변화시키는 에너지 변환 장치로 인버터부를 포함하는 구동 회로 및 회전력이나 추력을 발생시키는데 필요한 권선, 자석 등의 전기적 요소와 베어링, 회전축계, 지지 구조 등의 기계적 구성요소가 서로 연성 되어 있는 시스템이다. 그러므로 전동기 각 설계 변수의 변화는 전기적 특성 뿐 아니라 기계적 성능에도 영향을 미치게 되어 전기 및 기계공학의 종합적인 연구를 필요로 한다. 그러나 전동기에 관련된 연구는 전기 공학자들을 중심으로 전기 에너지에 의해 발생하는 전동기 내의 자기장 해석 및 토크와 같은 전기적 특성 해석 등의 에너지 변환 관점에서 이루어져 왔으며 기계 공학자들을 중심으로 베어링 및 회전체 진동 해석 등의 동역학적 관점에서 각각 별개로 이루어져 왔기 때문에 전동기의 성능 개선은 한계적으로 이루어질 수 밖에 없었다.

그러나 고성능의 전동기를 설계하고 개발하기 위해서는 전류, 토크, 자력 등의 전기적 변수와 소음 진동과 같은 기계적 변수와의 상호 관계를 파악하는 것이 중요하다. 또한 기존의 전동기 해석에서와 같이 전기적인 요소와 기계적인 요소를 별개로 취급하거나 전기적인 요소를 입력으로 기계

적인 요소를 출력으로 하는 접근 방법에 의해서는 전동기의 특성을 정확하게 해석하고 예측할 수 없다. 특히 최근에 컴퓨터 주변 기기를 비롯한 고부가가치 제품에 사용되는 소형 정밀 전동기는 단순한 에너지 변환 장치에 국한되지 않고 고효율, 저진동, 저소음 등의 종합적인 성능을 요구하고 있다.

토크나 불평형 자력, 회전자의 편심 등과 같은 전기 기계적인 변수들에 대한 전동기의 특성 해석은 많은 연구자들에 의해 진행되어 왔다. Benbouzid [1], G. Henneberger [2], Javadi H [3]와 Sakamoto [4] 등은 유한 요소법에 의해 전자기력을 구하고 모드 해석에 의한 고유 진동수를 구한 다음 전자기력의 특정 주파수 성분이 기계적인 진동에 미치는 영향을 분석하였다. 또한 Kim [5] 등은 해석적인 방법으로 회전자의 편심에 의한 기전 연성 특성을 해석하였으며 Shingo [6]는 펄스폭 변조 기법(PWM)을 사용하는 인버터의 스위칭 동작을 고려하여 브러시리스 직류 전동기(BLDC)의 자기장 해석을 수행하였다. 하지만 이들은 전기적인 가진력을 입력으로 하고 기계적인 변위를 출력으로 하는 시스템으로 전동기를 모델링 하거나 구동 회로부, 전기계 및 기계계를 개별적으로 해석, 또는 구동 회로부를 포함하는 전기계, 토크 방정식을 포함하는 전기계의 해석과 같은 개 루프 해석을 수행함으로써 자계의 변화와 회전자의 운동에 의한 상호 작용을 고려하지 못하고 있다. 실제로 회전자의 병진 변위 및 각 변위는 공극에서의 자속 분포를 왜곡시켜 회전 대칭형 전동기임에도 불구하고 불평형 자력을 발생시킨다 [7]. 그러므로 전동기의 특성 해석을 위해서는 구동 회로부와 전기계 및 기계계가 제어 회로에 포함되는 폐 루프 해석이 이루어

* 正 會 員 : U.C. Berkeley, research fellow

** 非 會 員 : 漢陽大 工大 精密機械工學科 副教授

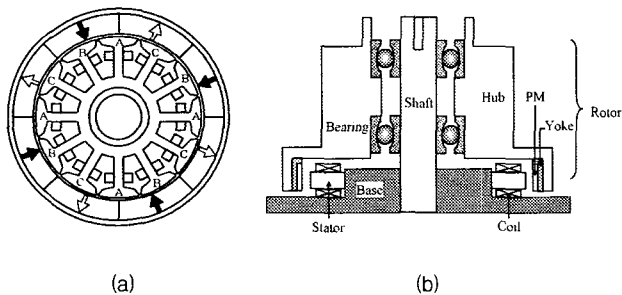
接受日字 : 2002年 1月 15日

最終完了 : 2002年 6月 12日

저야 함을 알 수 있다.

본 논문에서는 유한 요소법을 사용하여 그림 1과 같은 3.5인치 컴퓨터 하드 디스크 드라이브에 사용되는 스피들 시스템의 기전 연성 특성을 해석하기 위하여 인버터의 스위칭 동작을 포함하는 구동회로, 맥스웰 방정식으로 표현되는 전기계의 유한 요소법 그리고 유연 회전체로 모델링한 기계계의 유한 요소법을 비례 적분 제어 회로의 페 루프 구동에 포함하였다. 우선 비례 적분 제어기에 의해 제어 입력을 결정하고 인버터의 스위칭 동작에 의한 시간 스텝의 결정 및 환류 다이오드를 고려한 구동 회로의 전압 방정식을 수립하였다. 다음에 전기계의 유한 요소법과 구동 회로의 전압 방정식에 의해 자기장 해석을 수행하고 맥스웰 응력법에 의해 토크를 포함하는 가진 자력을 구하였다. 전자기적인 가진력과 질량 불평형에 의한 기계적인 가진에 대한 응답을 구하기 위해 기계계의 유한 요소법을 이용하여 스피들의 고유 진동 및 강제 진동을 해석하였다. 그리고 주어진 변위에 의해 전자장 수치 해석을 위한 유한 요소를 이동하여 다시 자기장 해석을 수행하고 이와 같은 일련의 과정을 비례 적분 제어기를 통해 정상 상태에 도달할 때까지 반복하여 기전 연성 해석을 수행함으로써 전동기의 전기 기계적인 동특성을 해석하였다.

본 논문에서 제시한 기전 연성 해석 방법의 타당성을 검증하기 위하여 전기 기계적인 특성 실험을 수행하였다. 전동기의 전기적인 특성 실험은 다이내모미터와 전류 센서를 이용하여 정상 상태에서 상 전류의 시간 응답을 해석값과 비교하였다. 또한 모드 실험에 의한 주파수 응답 함수를 이용하여 스피들 시스템의 고유 진동수를 구하고 정전 용량 변위 센서를 이용하여 스피들의 속도에 따른 반경 방향 변위의 크기 및 정상 상태에서 반경 방향 변위의 시간 응답을 측정하여 해석값과 비교하였다.



(a) 8P12S 브러시리스 직류 전동기
(b) 하드 디스크 드라이브의 기계적 구조

그림 1 3.5인치 하드 디스크 드라이브 스피들 시스템
Fig. 1 3.5 inch hard disk drive spindle system

2. 구동 회로 방정식

브러시리스 직류 전동기를 포함한 많은 전동기들이 최근에는 PWM 인버터로 구동되고 있기 때문에 구동 회로의 전압 방정식을 계 방정식과 결합할 때 PWM 인버터의 스위칭 동작에 의해 환류 다이오드에 흐르는 전류를 고려하지 않으

면 상 절환이 일어나거나 듀티가 온 오프 될 경우에는 정확한 전류 파형 및 토크 파형을 얻을 수 없다 [6], [8]. 이것은 속도제어를 위해 펄스폭 변조 기법을 사용할 때 듀티가 오프 되었을 경우나 구형과 구동 전동기의 상 절환이 일어날 경우에는 회로의 인덕터(L)에 축적된 에너지 ($\frac{1}{2} Li^2$)에 의해 전류를 순간적으로 단속할 수 없기 때문이다. 실제로 그림 2에서와 같이 인버터부의 스위칭 소자에는 소자의 파괴 방지를 위하여 스위칭 소자의 순방향과 역방향으로 환류 다이오드가 존재하며 듀티가 오프 되었을 경우나 상 절환 시에는 환류 다이오드가 동작하여 기존의 전류 루프와는 다른 전류 루프를 형성하도록 구성되어 있다. 일반적으로 구형과 구동에서 상 절환 시 비 여자상의 저항을 아주 크게 하여 강제적으로 비 여자상의 전류를 0으로 하여 해석하는 방법도 있으나 PWM 인버터로 구동할 경우 수시로 스위칭의 온 오프가 반복되기 때문에 이와 같은 해석 방법은 실제 전류 및 토크 파형과 상당한 차이를 보이게 된다. 그러므로 코일에 흐르는 전류를 정확히 해석하고 가진 자력을 계산하기 위해서는 환류 다이오드에 흐르는 전류를 고려한 구동 회로의 전압 방정식을 수립해야 한다. 본 논문에서는 소프트 초핑 방법을 사용하였을 경우 환류 다이오드에 흐르는 전류를 고려하여 듀티가 온 오프일 경우 및 상 절환이 일어날 경우에 다음과 같이 구동 회로의 전압 방정식을 재구성하였다.

2.1 듀티 온 오프일 경우

구형과 전압 구동 브러시리스 직류 전동기의 경우 환류 다이오드가 도통하지 않을 경우에는 그림 2 (a)와 같이 하나의 전류 루프만 존재하기 때문에 식 (1)과 같이 하나의 전압 방정식에 의해 회로에 흐르는 전류를 구하게 된다. 그러나 듀티가 오프 되었을 경우에는 그림 2 (b)와 같이 환류 다이오드를 통해 전류가 흐르게 되므로 식 (2)와 같이 환류 다이오드의 전압 강하를 고려한 전압 방정식을 이용하게 된다.

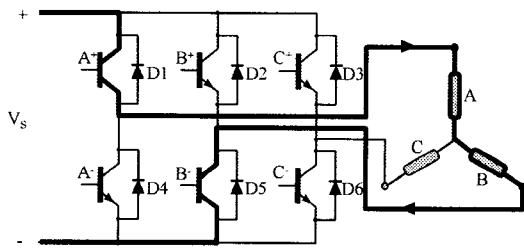
$$R_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} + \frac{d\phi_i}{dt} \quad (\text{duty on}) \quad (1)$$

$$- R_j I_j - L_j \frac{dI_j}{dt} - \frac{d\phi_j}{dt} = V_s$$

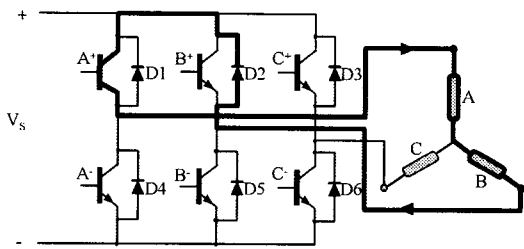
$$R_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} + \frac{d\phi_i}{dt} \quad (\text{duty off}) \quad (2)$$

$$- R_j I_j - L_j \frac{dI_j}{dt} - \frac{d\phi_j}{dt} + V_D = 0$$

여기서 R 은 각상의 저항, L 은 코일 단부에서의 누설 인덕턴스, ϕ 는 각상의 코일과 쇄교하는 자속이며 V_s 는 인버터의 DC 링크단 전압이고 V_D 는 다이오드의 순방향 오프셋 전압이다 [9]. 그리고 첨자 i, j 는 통전되고 있는 각 상을 표시한 것으로 i 는 상위 트랜지스터를 통해 전류가 흘러 들어가는 상을 j 는 하위 트랜지스터를 통해 전류가 흘러나오는 상을 나타낸 것이다.



(a) 듀티가 온일 경우 전류 흐름 (A상과 B상의 통전)



(b) 소프트 초핑에 의해 듀티가 오프일 경우 전류 흐름

그림 2 듀티 온 오프에 따른 전류 흐름
Fig. 2 Current flow due to the duty on and off

2.2 상 절환이 일어날 경우

구형과 전압 구동 브러시리스 직류 전동기는 한 방향 토크를 발생시키기 위해 전기각 60도 마다 상 절환이 이루어져야 한다. 그림 3은 상 절환이 일어나기 전과 일어난 후의 전류 흐름을 나타낸 것으로 점선으로 표시한 부분이 상 절환 직후 환류 다이오드를 통해 흐르는 전류 루프를 표시한 것이다. 그러므로 상 절환이 발생한 직후에는 환류 다이오드에 의해 전류 루프가 하나 더 존재하기 때문에 상 절환이 이루어지기 전에는 식 (1)과 식 (2)를 이용하여 각 상의 전류를 구할 수 있지만 상 절환이 이루어지는 경우에는 환류 다이오드에 흐르는 전류가 0이 될 때까지 다음과 같이 환류 다이오드를 포함하는 전압 방정식을 구성해야 한다. 이 때 전압 방정식은 상 절환이 일어나기 이전의 여자상과 상 절환이 일어난 이후의 여자상에 의해 전기각 60도의 각 구간마다 결정되는데 한 예로 AB상에서 AC상으로 여자될 때 다음과 같이 구동 회로의 전압 방정식을 재구성한다.

● 상 절환이 일어난 시점에서 이전 여자상의 환류 다이오드가 온이고 듀티가 온일 경우:

$$R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + \frac{d\phi_a}{dt} - R_c I_c - L_c \frac{dI_c}{dt} - \frac{d\phi_c}{dt} = V_s \quad (3)$$

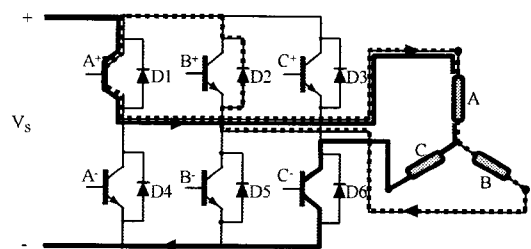


그림 3 상 절환이 일어날 경우 전류의 흐름
Fig. 3 Current flow during the commutation

$$R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + \frac{d\phi_a}{dt} - R_b I_b - L_b \frac{dI_b}{dt} - \frac{d\phi_b}{dt} + V_D = 0 \quad (4)$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (5)$$

● 상 절환이 일어난 시점에서 이전 여자상의 환류 다이오드가 온이고 듀티가 오프일 경우: 식 (4), 식(5) 및 현재 여자상이 듀티 오프일 경우를 나타내는 식 (2)를 이용하여 구동 회로의 전압 방정식을 구성한다.

3. 전기계의 유한 요소법

하드 디스크 드라이브에 사용되는 스펀들 모터를 영구 자석을 포함하는 2차원 정자계 문제로 보면 맥스웰 방정식으로 자기 벡터 포텐셜 A 를 미지수로 하는 식 (6)과 같은 지배 방정식을 얻을 수 있다.

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_{ext} + (\nu \nabla \times \mathbf{M}) = \mathbf{J}_{ext} + \mathbf{J}_m \quad (6)$$

여기서 ν 는 자기 저항의 역수인 자기 저항율, \mathbf{J}_{ext} 는 외부 회로 즉 전압형 인버터에 의한 고정자 권선의 전류 밀도, \mathbf{J}_m 은 영구 자석에 의한 등가 자화 전류 밀도이다. 본 논문에서는 식 (6)에 가중 잔차법의 일종인 Galerkin법을 적용하여 유한 요소 정식화 과정을 수행하였으며 지배 방정식과 구동 회로의 전압 방정식을 결합하면 다음과 같은 행렬 벡터 방정식을 얻을 수 있다. 각 요소에 대한 설명은 참고 문헌 [7],[10]에 수록되어 있다.

$$\begin{bmatrix} [SA] & [SI] \\ [TA] & [TI] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\}_{t+\Delta t} \\ \{I\}_{t+\Delta t} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [TA] & [TI] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\}_t \\ \{I\}_t \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} \{F_m\}_{t+\Delta t} \\ \{F_d\}_{t+\Delta t} \end{Bmatrix} \quad (7)$$

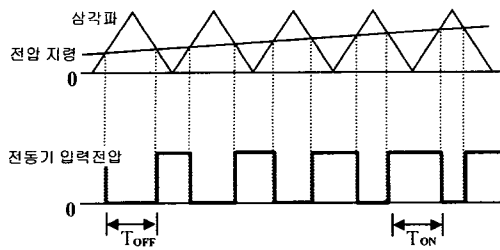


그림 4 동특성 해석을 위한 가변 시간 간격 결정
 Fig. 4 Determination of variable time-step for the dynamic analysis

전자기적인 가진력의 원인이 되는 토크 및 불평형 자력의 계산을 위해서는 맥스웰 응력법을 적용하였다.

3.1 시간 간격의 결정

해석 대상의 동특성을 파악하기 위하여 미분 방정식으로 표현되는 계 방정식 및 구동 회로의 전압 방정식을 시간에 대해 이산화시켜 계산하는 시간 차분법을 이용한다. 이때 시간 간격 Δt 를 일정하게 두는 경우가 있는데 PWM 인버터로 구동되는 전동기의 경우 인버터의 전압 파형을 실제로 묘사해 주기 위해서는 매우 작은 Δt 를 사용해야 하기 때문에 가장 범위가 좁은 구간을 Δt 로 설정할지라도 유한 요소 해석에 사용되는 전압 파형은 인버터에서 출력되는 전압 파형과는 오차를 가지게 된다. 그러므로 본 논문에서는 그림 4와 같이 인버터의 출력 전압의 파형이 변화되는 시점을 기준으로 시간 차분값 Δt 를 결정하여 해석을 수행하였다 [11].

3.2 이동 요소 기법

기전 연성해석을 하기 위해서는 운동 방정식으로부터 구한 변위 만큼 실제로 회전자를 이동시켜야 다음 시간 단계에서 전자장 수치해석을 수행할 수 있다. 이 때 매 시간 스텝마다 회전자의 이동을 묘사하기 위해 요소 재분할을 수행하지 않고 본 논문에서는 초기 요소 분할 데이터를 이용하여 회전자의 이동을 고려할 수 있는 이동요소 기법을 사용하였다 [12].

4. 기계계의 유한 요소법

컴퓨터 하드 디스크에 사용되는 스피들 시스템은 회전하고 있는 디스크와 허브가, 베어링에 의해 정지하고 있는 축과 베이스 플레이트에 지지되는 구조를 가지고 있다. 본 논문에서는 디스크를 포함하지 않는 스피들 시스템에 대해 부분 구조 합성법(substructure synthesis)을 적용하여 기계계의 유한 요소 해석을 수행하였다. 부분 구조 합성법은 전체 구조물을 해석이 쉬운 부분 구조물로 분리한 다음 각 구조물에 대한 운동 방정식을 유도하고 경계 부분에서 기하학적

구속 조건을 만족하도록 전체 시스템 방정식을 유도하는 것이다. 우선 정지하고 있는 축은 Euler 보로, 회전하고 있는 스피들은 회전 관성을 고려한 Rayleigh 보로 그리고 볼 베어링은 스프링 요소로 모델링 하였으며 Hamilton의 원리에 의해 운동 방정식을 유도한 다음 Galerkin법에 의해 기계계의 유한 요소 정식화를 수행하였다.

4.1 운동 방정식

감쇠가 없는 보존계일 경우 Hamilton의 원리는 운동 에너지(T)와 포텐셜 에너지(V)의 변분(δ)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\delta \int_{t_1}^{t_2} (T - V) dt = 0 \tag{8}$$

축과 회전하고 있는 스피들의 운동 에너지 및 탄성 에너지를 구한 다음 식 (8)을 적용하면 다음과 같이 운동 방정식을 유도할 수 있다. 본 논문에서는 축 상단의 경계 조건은 자유단으로 축 하단은 고정단으로 하여 운동 방정식을 유도하였다.

● 축에 대한 운동 방정식

$$\rho_h A_h \frac{\partial^2 u_h}{\partial t^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} (E_h I_h \frac{\partial^2 u_h}{\partial z^2}) = 0 \tag{9}$$

$$\rho_h A_h \frac{\partial^2 v_h}{\partial t^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} (E_h I_h \frac{\partial^2 v_h}{\partial z^2}) = 0 \tag{10}$$

● 축에 대한 경계 조건

$$z = 0 \text{ 에서 } u_h = v_h = 0 \tag{11}$$

$$z = L_h \text{ 에서 } M_x = M_y = 0 \tag{12}$$

● 스피들에 대한 운동 방정식

$$\rho_s A_s \frac{\partial^2 u_s}{\partial t^2} - \rho_s I_s \frac{\partial^4 u_s}{\partial t^2 \partial z^2} - 2I_s \rho_s \Omega \frac{\partial^3 v_s}{\partial t \partial z^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} (E_s I_s \frac{\partial^2 u_s}{\partial z^2}) = 0 \tag{13}$$

$$\rho_s A_s \frac{\partial^2 v_s}{\partial t^2} - \rho_s I_s \frac{\partial^4 v_s}{\partial t^2 \partial z^2} + 2I_s \rho_s \Omega \frac{\partial^3 u_s}{\partial t \partial z^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} (E_s I_s \frac{\partial^2 v_s}{\partial z^2}) = 0 \tag{14}$$

$$\rho_s A_s \frac{\partial^2 w_s}{\partial t^2} = 0 \tag{15}$$

● 스피들에 대한 경계 조건

$Z = 0, Z = L_s$ 에서

$$\rho_s A_s \frac{\partial^3 u_s}{\partial t^2 \partial z} + 2I_s \rho_s \Omega \frac{\partial^2 v_s}{\partial t \partial z} + \frac{\partial}{\partial z} (E_s I_s \frac{\partial^2 u_s}{\partial z^2}) = 0 \quad (16)$$

$$\rho_s I_s \frac{\partial^3 v_s}{\partial t^2 \partial z} - 2I_s \rho_s \Omega \frac{\partial^2 u_s}{\partial t \partial z} - \frac{\partial}{\partial z} (E_s I_s \frac{\partial^2 v_s}{\partial z^2}) = 0 \quad (17)$$

$$M_x = 0 \quad M_y = 0 \quad (18)$$

여기서 L, ρ, A, I, E 는 각각 해석 대상의 길이, 밀도, 단면적, 면적 관성 모멘트 및 영률을 나타낸다. 그리고 u, v, w 는 X, Y, Z 축 방향으로의 변위이고, M_x, M_y 는 X, Y 축 방향으로의 굽힘 모멘트이며 Ω 는 스피ن들의 회전 속도를 나타낸다. 모든 물리량에 대한 첨자 h 와 s 는 각각 축과 스피ن들을 표현하고 있다.

4.2 볼 베어링의 강성

볼 베어링의 설계 변수와 작동 조건을 입력 변수로 하여 그림 5와 같이 X, Y, Z 축 방향의 병진 변위 및 X, Y 방향의 각 변위에 해당하는 5 자유도에 대한 등가 강성을 계산할 수 있다 [13]. 식 (19)는 축 방향의 예압이 작용할 경우 5 자유도에 대한 강성 행렬 중 지배적인 요소들을 나타낸 것으로 대각 행렬 중 k_x, k_y, k_z 는 X, Y, Z 축 방향의 하중이 작용할 경우 병진 변위에 관련된 등가 강성이고 $k_{\theta_x}, k_{\theta_y}$ 는 X, Y 축 방향의 모멘트가 작용할 경우 각 변위에 관련된 베어링의 등가 강성이다. 그리고 대각 행렬을 제외한 나머지 항들은 병진 변위 및 각 변위의 연성 항들이다.

$$[K]_B = \begin{bmatrix} k_z & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_x & 0 & 0 & k_{x\theta_x} \\ 0 & 0 & k_y & k_{y\theta_y} & 0 \\ 0 & 0 & k_{\theta_y} & k_{\theta_x} & 0 \\ 0 & k_{\theta_x} & k_{\theta_y} & 0 & k_{\theta_y} \end{bmatrix} \quad (19)$$

4.3 부분 구조 합성법

축 및 스피ن들의 운동 방정식에 Galerkin법을 적용하여 요소 행렬 방정식을 유도한 다음 부분 구조 합성법을 적용하면 다음과 같은 이산화된 전체 시스템의 행렬 벡터 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [M_H] & [0] \\ [0] & [M_S] \end{bmatrix} \{\dot{q}(t)\} + \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [0] & [G_S] \end{bmatrix} \{q(t)\} + \begin{bmatrix} [K_H] & [0] \\ [0] & [K_S] \end{bmatrix} \{q(t)\} = \{f(t)\} \quad (20)$$

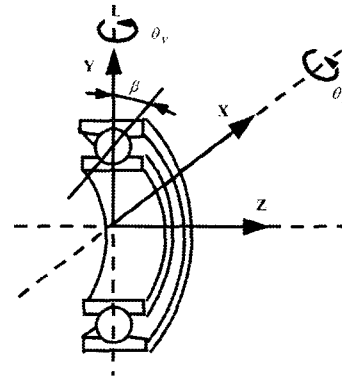


그림 5 볼베어링의 5자유도
Fig. 5 5-DOF of a ball bearing

여기서 $[M], [G], [K]$ 는 각각 질량, 자이로스코픽, 강성 행렬로 첨자 H 와 S 는 축과 스피ن들을 나타낸다. 그리고 변위 벡터 $\{q(t)\}$ 는 축과 스피ن들 요소의 병진 변위 및 각 변위로 구성되어 있으며 $\{f(t)\}$ 는 전자기력 및 불평형 질량에 의한 원심력 항으로 이루어져 있다.

4.4 시간 적분법

주어진 전체 행렬 벡터 방정식으로부터 전자기력과 질량 불평형을 가진력으로 하는 강제 진동을 해석하기 위하여 본 논문에서는 암시적(implicit) 시간 적분법 중 일반화된 α 방법을 사용하여 각 절점에서 변위의 시간 응답을 해석하였다. 일반화된 α 방법은 Newmark 방법이 해결하지 못한 물리적 의미가 없는 고주파 성분의 제거를 가능케 하였고 무조건적 안정성과 2차 정확도가 보장된다. 또한 고주파 영역의 수치 감쇠의 양을 나타내는 인수 ρ_∞ 의 선택에 의해 사용자가 수치 감쇠의 양을 조절할 수 있다 [14],[15]. Predictor-Corrector 형태로 나타난 일반화된 α 방법은 ρ_∞ 와 시간 간격 그리고 시스템의 최고차 고유 진동수에 따라 안정도의 범위가 존재하는데 [14] 본 논문에서는 ρ_∞ 를 0.8로 하고 해석 대상의 최고차 고유 진동수를 구한 다음 안정도 범위 내에서 시간 간격 Δt 를 결정하여 수치 해석을 진행하였다.

5. 수치해석 모델

5.1 해석 대상 모델

제안된 수치해석 기법을 그림 1과 같이 3.5인치 하드 디스크 드라이브에 사용되고 있는 스피ن들 시스템에 적용하였다. 회전력을 얻기 위해 사용되고 있는 전동기는 8극 12슬롯(8P12S)의 반경 방향 브러시리스 직류 전동기로 대표적인 회전 대칭형(rotational symmetric) 전동기이다. 그림 1 (a)에서와 같이 8P12S 브러시리스 직류 전동기는 90도마다 같은 권선 방법이 반복되는 3상 Y결선 형태의 ABC 권선 방법이 사용되고 있으며 PWM 인버터로 구동된다. 구동 방식

표 1 전기 기계적인 설계 사양

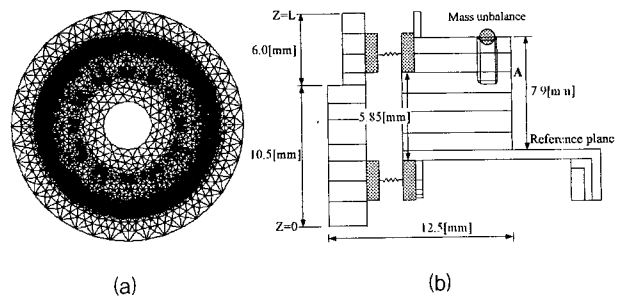
Table 1 Electromechanical specification of analysis model

Quantity	Value
Input voltage	12 V
Resistance/phase	2.8 Ω
Residual flux density of PM	0.7 T
Thickness of PM	1.35 mm
PWM frequency	20,000 Hz
Air gap length	0.25 mm
Outer diameter of a rotor	33 mm
Outer diameter of a stator	27.7 mm
Rated speed	5,400 rpm
Axial moment of inertia	$2.306 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Transverse moment of inertia	$1.366 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mass of a rotor	16.85 g
Forward voltage of a diode	0.7 V

은 120도 구형과 구동이며 비례 적분 제어기로 속도 제어를 수행하였다. 해석 대상에 대한 전기 기계적 설계 사양들은 표 1과 같다.

5.2 유한 요소 모델

그림 6은 유한 요소 해석을 위한 전기계 및 기계계의 유한 요소 분할도이다. 전자장 수치해석을 위해서는 그림 6 (a)에서와 같이 1차 삼각형 요소를 사용하였으며 절점 및 요소수는 각각 5,208개와 10,372개이다. 기계계의 유한 요소 모델의 경우 축은 회전하지 않는 11개의 보 요소로, 스프링들은 회전하는 12개의 보 요소로 구성 하였으며 영구 자석 및 요크 그리고 아래쪽 및 위쪽 베어링의 외륜은 각각 집중 질량으로 모델링 하였다. 해석 결과를 실험과 비교 고찰하기 위하여 유한 요소 모델을 나타내는 그림 6 (b)에서처럼 디스크를 고정시키기 위해 클램프를 연결하는 부분에 0.5 g 의



(a) 전기계의 유한 요소 해석을 위한 요소 분할
(b) 기계계의 유한 요소 해석을 위한 요소 분할

그림 6 유한 요소 해석을 위한 전기계 및 기계계의 요소 분할

Fig. 6 Finite element model for the electromechanical field analysis

질량을 가지고 있는 볼을 부착하여 0.5 g·cm의 질량 불평형을 갖는 경우에 대하여 해석을 수행하였다.

5.3 기전 연성 해석 흐름도

그림 7은 속도 제어를 포함한 기전 연성 해석의 블록 선도이다. 비례 적분 제어기로 삼각파와 비교할 제어 입력(u)를 결정하고 이를 통해 전자장 수치해석을 위한 가변 시간 Δt를 결정한다. 이 때 PWM 인버터의 스위칭 동작을 고려해서 구동 회로의 전압 방정식을 수립한다. 초기 요소 분할 데이터로 비선형 자계 해석을 수행하여 맥스웰 응력법에 의해 발생 토크와 불평형 자력을 구한다. 다음에 운동 방정식으로부터 회전자의 병진 변위와 각 변위를 구하고 이동 요소 기법에 의해 회전자 요소를 공극을 따라 이동시킨다. 운동 방정식으로부터 구한 전동기의 회전 속도와 기준 속도를 비교해서 비례 적분 제어기를 통해 브러시리스 직류 전동기에 인가되는 평균 전압을 조정한다. 이와 같은 일련의 과정들을 전동기가 기동 할 때부터 기준 속도에 도달할 때까지 반복함으로써 전동기의 전기 기계적인 상호 영향에 의한 동특성을 해석해 나간다.

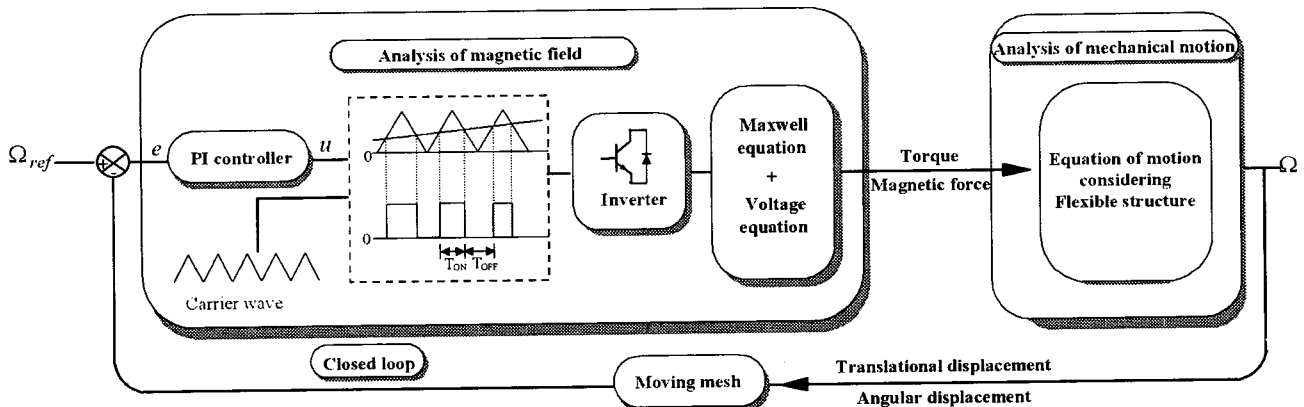


그림 7 기전 연성 해석 흐름도
Fig. 7 Procedure to solve the electromechanical field

6. 해석 및 실험 결과

6.1 고유 진동 해석 및 실험

식 (20)을 다음과 같은 상태 공간 행렬 벡터 방정식으로 변환하고 복소 고유치 문제를 풀기 위하여 본 논문에서는 QR 반복법을 사용하였다.

$$[P]\{\dot{y}\} + [Q]\{y\} = \{0\} \quad (21)$$

$$[P] = \begin{bmatrix} [C] & [M] \\ [M] & [0] \end{bmatrix} \quad [Q] = \begin{bmatrix} [K] & [0] \\ [0] & [-M] \end{bmatrix}$$

$$\{y\} = \begin{Bmatrix} \{x\} \\ \{\dot{x}\} \end{Bmatrix} \quad (22)$$

그림 8은 스피들 시스템을 유연한 회전체로 모델링 하였을 경우 속도에 따른 고유 진동수의 변화를 나타낸 것이다. 첫 번째 모드는 회전 운동과 관련된 모드이고 두 번째 모드는 병진 운동과 관련된 모드이다. 스피들 시스템과 같은 회전체의 경우 자이로스코픽 효과(gyroscopic effect)에 의해 고유 진동수 중 회전과 관련된 모드는 전진 및 후진 모드로 분리되며 해석 대상 전동기의 경우 정지 상태에서 3025 Hz와 5934 Hz의 고유 진동수를 가지고 있다.

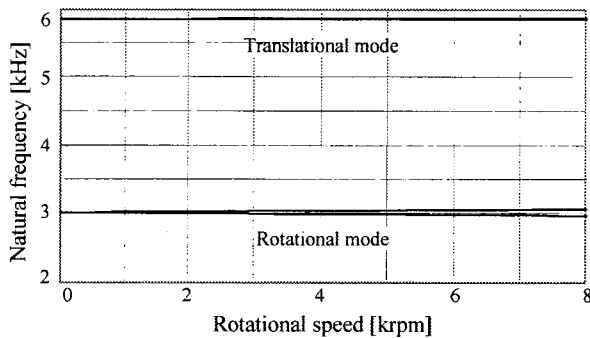


그림 8 속도 변화에 따른 고유 진동수
Fig. 8 Variation of natural frequency due to the speed

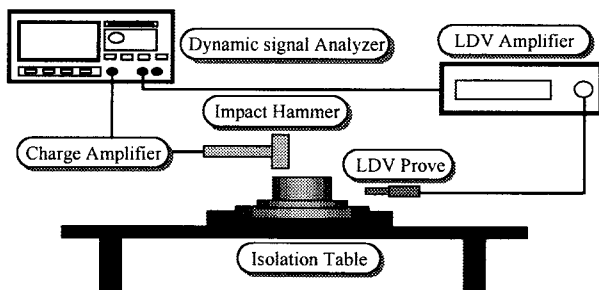


그림 9 모드 실험 장치
Fig. 9 Experiment setup for modal testing

전동기의 고유 진동 해석 결과를 검증하기 위하여 그림 9와 같은 실험 장치를 구성하였다. 베이스 강성의 영향을 최소화하기 위하여 전동기의 밑 부분을 실험 지그에 본딩하였다. 충격 해머를 사용하여 스피들 시스템을 가진하였고 변위 응답 측정은 LDV(Laser Doppler Vibrometer)를 이용하였다. 실험은 주변의 영향을 최소화하기 위하여 방진 테이블 위에서 수행하였다.

그림 10은 모드 실험에서 구한 브러시리스 직류 전동기의 정지 상태에서의 주파수 응답 함수(frequency response function)를 나타낸 것이다. 강체 모델링 방법을 사용하여 구한 고유 진동수 [7] 보다는 표 2에 나타난 것처럼 유연체 모델링에 의한 고유 진동수의 해석값이 실험값에 더욱 일치함을 알 수 있다.

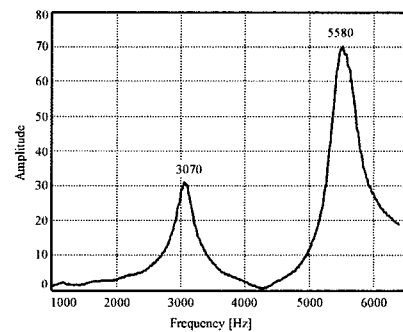


그림 10 정지 시 스피들 시스템의 주파수 응답 함수
Fig. 10 Frequency response function of spindle system at standstill

표 2 스피들 시스템의 고유 진동수
Table. 2 Natural frequency of spindle system

	실험값	해석값 (유연체 모델링)	해석값 (강체 모델링)
첫번째 모드	3070 Hz	3025 Hz	3864 Hz
두번째 모드	5580 Hz	5934 Hz	8137 Hz

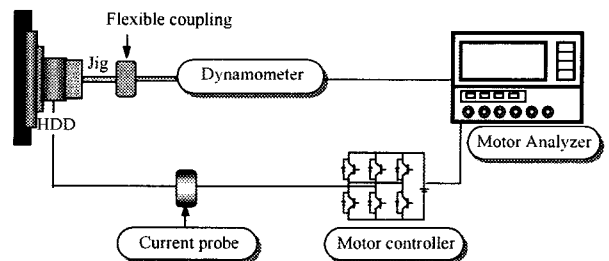


그림 11 전기 특성 해석을 위한 실험 장치
Fig. 11 Experiment setup for analyzing electrical characteristics

6.2 강제 진동 해석 및 실험

6.2.1 전기적 특성

그림 11은 전기적 특성 해석을 위한 실험 장치로 유연 커플링을 사용하여 다이내미터에 전동기를 연결하기 위하여 지그를 허브 상단에 부착하였다. 또한 전류 파형을 실험값과 비교하기 위하여 전동기 드라이브와 모터 입력단 사이에 전류 센서(current probe)를 연결하였다. 그림 12는 정상 상태에서 상전류의 시간 응답을 실험값과 비교한 것이다. 수치 해석에서 $40\text{ g}\cdot\text{cm}$ 의 부하 토크가 인가되었을 경우 제어 입력 전압은 10.7 V , 상 전류 파형의 평균값은 0.262 A 이다. 상 전류 파형을 실험값과 비교하기 위하여 다이내미터를 이용하여 부하 토크 $40\text{ g}\cdot\text{cm}$ 를 인가하고 $5,400\text{ rpm}$ 이 되도록 전압을 조정한 결과 입력 전압은 10.3 V 였으며 상 전류의 평균값은 0.287 A 였다. 실험값의 제어 입력 전압이 해석값에 비해 작아도 불구하고 상 전류의 평균값이 크게 나타나는 것은 해석값에서의 토크 상수가 실제보다 큰 값을 갖고, 코일 단부에서의 누설 인덕턴스가 실제보다 크게 평가되었기 때문으로 사료된다. 각각의 상 전류 파형에 나타나는 리플은 PWM 주파수에 대응하는 것으로 실험값과 해석값이 일치하고 있음을 알 수 있다.

6.2.2 기계적 특성

스핀들의 변위를 해석값과 비교하기 위하여 그림 13에서 원으로 표시한 부분과 같이 디스크를 체결하기 위해 클램프를 연결하는 곳에 0.5 g 의 볼을 부착하여 질량 불평형이 $0.5\text{ g}\cdot\text{cm}$ 인 경우에 강제 진동 해석 및 실험을 수행하였다.

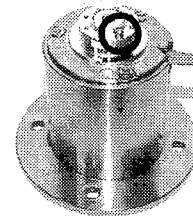


그림 13 강제 진동 해석 및 실험을 위한 편심 질량
Fig. 13 Mass unbalance for the analysis and experiment of forced vibration

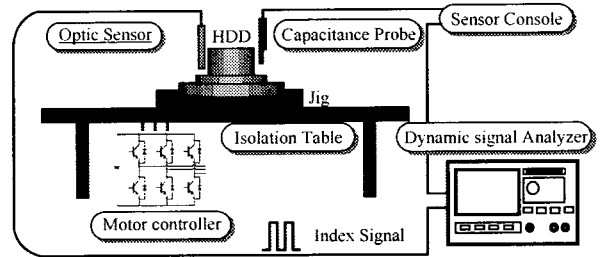
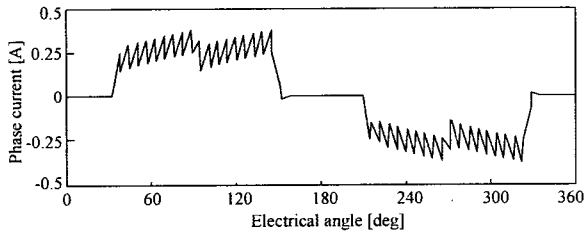
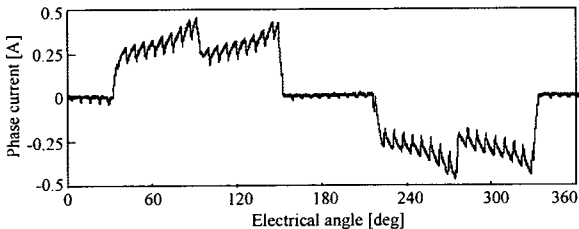


그림 14 변위 측정을 위한 실험 장치
Fig. 14 Experiment setup for measuring displacement



(a) 정상 상태에서의 전류 해석 파형



(b) 정상 상태에서의 상 전류 실험 파형

그림 12 정상 상태에서의 상 전류 파형
Fig. 12 Phase current in the steady state

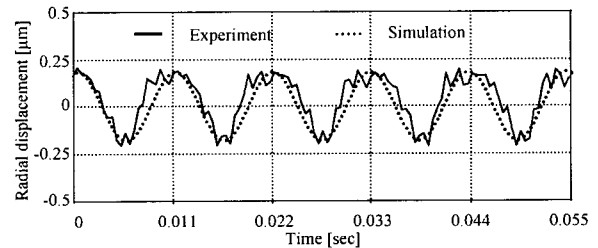


그림 15 정상 상태에서 회전자 변위
Fig. 15 Displacement of a rotor in the steady state

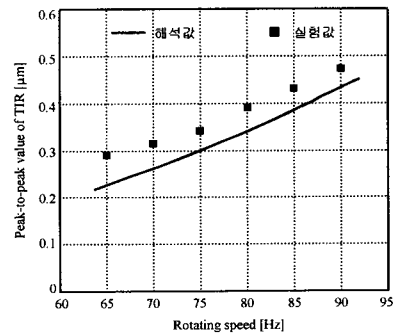


그림 16 속도 변화에 따른 스핀들 변위의 피크 대 피크값
Fig. 16 Peak-to-peak value of the displacement of spindle due to the variation of speed

그림 14는 회전자의 변위를 측정하기 위한 실험 장치도로 외부의 영향을 차단하기 위하여 방진 테이블 위에 전동기를 고정하였으며 트리거 신호를 위해 광 센서를 그리고 반경 방향 변위 측정을 위해 분해능이 5.5 nm인 정전 용량 센서를 사용하였다. 그림 15는 그림 6 (b)의 기계계의 유한 요소 모델에서 A 지점, 즉 기준면에서 5.15 mm 떨어진 지점에서 정상 상태에서의 반경 방향 변위의 해석값과 실험값을 비교한 것이다. 해석값의 피크 대 피크값이 0.435 μm 로 실험값의 0.469 μm 와 약 7%의 오차를 가지고 있다. 그림 16은 기준면에서 5.15 mm 떨어진 지점에서 회전 속도의 변화에 따른 반경 방향 변위를 실험값과 비교한 것으로 속도가 감소함에 따라 질량 불평형에 기인한 원심력의 감소로 인해 전체적으로 변위가 감소하고 있다. 저속으로 갈수록 실험값과 해석값의 차이가 커지는 것은 전동기의 센서리스 제어회로에서 속도 제어를 정확하게 수행하지 못한 결과로 사료된다.

7. 결 론

기존의 전동기 해석은 전기적인 부분과 기계적인 부분을 별개로 취급하거나 또는 전기적인 요소를 입력으로 기계적인 요소를 출력으로 하는 모델링에 의하여 상호 영향을 배제함으로써 전동기의 기전 연성 특성을 정확히 예측할 수 없었다. 본 논문에서는 인버터의 스위칭 동작을 포함하는 구동회로, 맥스웰 방정식으로 표현되는 전자계의 유한 요소법 그리고 유연한 회전체로 모델링한 기계계의 유한 요소법을 비례 적분 제어기의 페 루프 구동에 포함함으로써 전동기의 입력 단에서부터 출력 단에 이르기까지 서로간의 상호관계를 파악할 수 있는 기전 연성 해석 방법을 제안하였다. 컴퓨터 하드 디스크 드라이브에 사용되는 대표적인 회전 대칭형 8극 12슬롯 브러시리스 직류 전동기와 스피들 시스템을 대상으로 제안한 기전 연성 해석 방법을 적용하여 고유진동 및 강제 진동을 해석하였으며 전기 기계적인 특성 실험을 수행하여 본 논문에서 제안한 기전 연성 해석 방법의 타당성을 검증하였다. 본 논문에서 제안한 기전 연성 해석 방법은 브러시리스 직류 전동기 뿐 아니라 유도기 동기기를 포함하는 다른 종류의 전동기에도 적용할 수 있을 것으로 판단되며 지속적인 연구에 의해 보다 엄밀한 전동기 해석 방법으로 발전할 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] M. E. H. Benbouzid, G. Reyne, et al., "Finite element modeling of a synchronous machine: electromagnetic force and mode shape", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 3, pp. 2014-2018, 1993

[2] G. Henneberger, et al., "Procedure for the numerical computation of mechanical vibrations in electrical machines", *IEEE Transactions on Magnetic*, vol. 28, no. 2, pp. 1351-1354, 1992

[3] Javadi H, et al., "Elector-magneto-mechanical

characteristics of the vibration of magnetic origin of electrical machine", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 3, pp. 1892-1895, 1995

[4] Shiegru Sakamoto, Tosuke Hirata, "Vibration analysis considering higher harmonics of electro magnetic force for rotating electric machine", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 3, pp. 1662-1665, 1999

[5] Tae-Jong Kim, Sang-Moon Hwang and No-Gill Park, "Analysis of vibration for permanent magnet motors considering mechanical and magnetic coupling effects", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1346-1350, 2000

[6] Shingo Kitamura, "Magnetic field analysis of DC brushless motor considered volt-ampere characteristic of feedback diodes", *IEEJ*, 12, pp. 1268-1275, 1996

[7] 장 정환, 장 건희, "컴퓨터 하드 디스크 드라이브용 스피들 모터의 기전 연성계 해석", *대한 전기학회 논문지*, 49B권, 11호, 742-748, 2000

[8] 김 태형, 신 현정, 박 진수, "환류 다이오드를 고려한 BLDCM 특성 해석", *대한 전기학회 하계 학술대회 논문집*, pp. 122-124, 1998

[9] J. R. Hendershot and TJE Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Oxford science publication, 1994

[10] A. Arkkio, *Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations*, *Acta Polytechnica, Scandinavica, Electrical Engineering Series*, no. 59, 1987

[11] 정 인성, 개선된 수치해석 기법을 이용한 영구 자석형 선형 동기 전동기의 특성 해석, *한양대학교 박사 학위 논문*, 2000

[12] A.A. Abdel-razek, J.L. Coluomb, et al., "Conception of an air-gap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, no. 2, pp. 655-659, 1982

[13] G.H. Jang, D.K. Jung, et al., "Analysis of the dynamic characteristics of ball bearing in 3.5" HDD spindle motor", *IMCSD Proceedings, 25th annual symposium*, pp. 167-174, 1996

[14] J. Chung and G.M. Hulbert, "A time integration algorithm for structural dynamics with improved numerical dissipation: The generalized- α method", *Journal of Applied Mechanics*, vol. 60, no. 2, pp. 371-375, 1993

[15] 정 진태, Gregory M. Hulbert, "A predictor-corrector algorithm of the generalized - α method for analysis of structural dynamics", *Journal of KSNVE*, vol. 5, no. 2, pp. 207-213, 1995

저 자 소 개



장정환 (張正煥)

1968년 5월 1일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업, 1997년 한양대 전기공학과 졸업(석사), 2001년 한양대 정밀기계공학과 졸업(박사), 2001~2002년 한양대 BK21 Post-doc, 2002~현재 U.C. Berkeley, research fellow
Tel : (02) 2299-5685, Fax : (02) 2292-3406
E-mail : cjhwan11@dreamwiz.com



장건희 (張健熙)

1961년 2월 5일생. 1984년 한양대 기계공학과 졸업, 1986년 한국과학기술원 기계공학과 졸업(석사), 1993년 University of California, Berkeley 기계공학과 졸업(박사), 1986년~1989년 한국통신 사업지원단 전임 연구원, 1993년~1994년 Quantum corporation, design engineer, 1994~현재 한양대학교 기계공학부 부교수
Tel : (02) 2290-0431, Fax : (02) 2292-3406
E-mail : ghjang@hanyang.ac.kr