

Characteristics Analysis of Flux-Reversal Machine considering BEMF Current

金泰亨[†] · 李柱^{*}
(Tae Heoung Kim · Ju Lee)

Abstract - Flux-reversal machine (FRM) is a new brushless doubly salient permanent magnet machine. Its operation is similar to that of the brushless DC motor, so it can be driven by 120 degree square wave voltage and use PWM pulse patterns in two-phase feeding scheme to control the speed. In this driving method, the back electromotive force (BEMF) current in the open phase is generated by the BEMF. It can be appeared or disappeared according to the changes of the neutral voltage of the machine. In this paper, the time-stepped voltage source finite-element method taking BEMF current into account is proposed. Its influences on the performances of the FRM are also investigated. To prove the propriety of the proposed analysis method, a Digital Signal Processor (DSP) installed experimental devices are equipped and the experiment is performed.

Key Words : FRM, FEM, DSP, Permanent Magnet

1. 서 론

자속 역전식 기기(Flux-Reversal Machine : FRM)는 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor : SRM)가 갖고 있는 단점들을 보완하고자 고정자 치 표면에 영구 자석을 갖는 구조로 1996년에 I. Boldea와 T. J. E. Miller에 의해 제안되었다[1]. FRM의 회전자는 SRM과 동일하기 때문에 관성이 작고 기계적으로 강인한 구조를 가지고 있으며 브러시리스 DC 전동기(Brushless DC Motor : BLDCM)와 마찬가지로 영구 자석 계자로 인해 효율 및 토크 밀도가 높다. 또한 자기 회로 상에 영구 자석이 놓여져 있어서 자기 및 상호 인덕턴스가 상당히 작으므로 낮은 전기적 시정수에 의한 고속 운전 및 갑작스런 부하 변동에도 장점을 지니고 있다[2]-[5].

이러한 FRM의 발생 토크는 영구자석에 의한 리액션 성분과 릴럭턴스 성분으로 구성되어진다. 하지만 회전자의 위치에 따른 인덕턴스의 크기 및 최대치와 최소치 차가 상당히 작기 때문에 릴럭턴스 토크 성분을 무시하면 BLDCM과 거의 동일하다고 할 수 있다. 따라서 FRM은 BLDCM의 구동 시스템과 그 구성 요소가 같으며 구동 방식 또한 역기전력의 형태에 따라 120도 구형파 및 180도 정현파 구동 방식이 그대로 적용 가능하다.

본 논문에서는 FRM의 120도 구형파 구동 시 오프된 상에서 발생하는 역기전력 전류(Back Electromotive Force

Current : BEMF Current)를 고려할 수 있는 시간 차분 유한요소 해석법을 제시한다. 센서리스 제어 시 회전자 위치에 대해 유용한 정보를 제공하는 역기전력 전류의 발생 원리에 대해서 알아보고, 이를 해석하기 위한 회로방정식이 결합된 시간차분 유한요소법의 정식화를 유도한다. 또한 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 전압-전류 특성을 고려할 수 있는 해석 기법에 대해서도 설명한다. 마지막으로 회전수, 듀티 및 스위칭 주파수 등이 역기전력 전류의 발생에 미치는 영향과 이를 고려했을 경우와 하지 않았을 경우의 해석 결과에 대해서 분석하고, FRM 시작기와 DSP를 이용한 구동 회로의 제작 및 실험을 통해서 해석 기법의 타당성을 입증한다.

2. 역기전력 전류의 발생 원리

2.1 FRM의 구동 회로 및 PWM 모드

구형파 구동에 적용할 수 있는 PWM 종류는 양극성(Bipolar)과 단극성(Unipolar)이 가능하다. 양극성 PWM은 전류제어 시 응답 특성이 우수하나, 리플이 크고 데드 타임이 필요하며 스위칭 손실도 크다[6]. 단극성 PWM은 반대로 전류 응답은 느리나, 전류 리플과 스위칭 손실이 작고 데드 타임이 필요치 않다는 장점이 있다. 대부분의 드라이브는 가급적 효율이 높을수록 경쟁력 있기 때문에 단극성 PWM을 채택하고 있으며 이는 다양한 모드(Mode)로 구현이 가능하다[7]. 그림 1은 FRM 인버터부의 등가회로를 나타내며, 그림 2는 전동기의 역기전력 파형과 본 논문에서 사용한 PWM 모드(PWM-ON 모드)의 스위칭 동작 상태를 보

[†] 교신저자, 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程

E-mail : ktheoung@dreamwiz.com

^{*} 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 副教授 · 工博

接受日次 : 2004年 9月 22日

最終完了 : 2004年 11月 10日

여준다. PWM-ON 모드는 매 전기각 60°마다 전류(轉流, Commutation) 시 지속적으로 통전되는 상(Phase)의 스위치는 온(On)으로 하고 오프(Off) 되어 있다가 새로이 통전되는 상의 스위치를 초핑(Chopping)하여 PWM을 구현하는 방법이다.

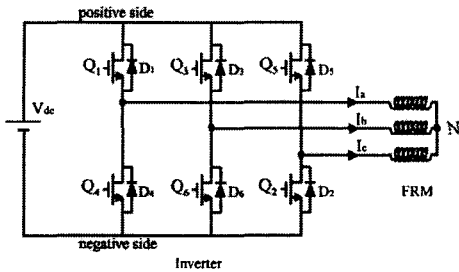


그림 1 FRM 인버터부의 등가회로
Fig. 1 The equivalent circuit of the inverter of FRM

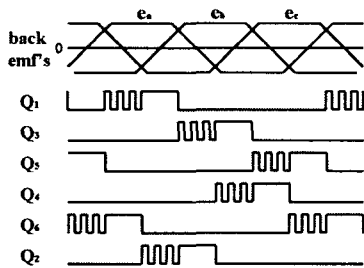


그림 2 PWM-ON 모드
Fig. 2 PWM-ON mode

2.2 역기전력 전류의 발생

120° 구형과 구동 방법은 전기각으로 매 60°마다 전류(轉流, Commutation)를 행하는 3상 2여자 방식이므로 항상 여자 되지 않는 상이 존재한다. 하지만 이 여자 되지 않는 상에도 그림 3에서 볼 수 있듯이 두 가지 성분의 전류가 존재하게 된다. 하나는 t_1 과 t_2 사이에서 상 인덕턴스에 의해서 발생하는 전류로 스위칭 주파수를 아무리 빠르게 하더라도 전류 시 바로 영(零)이 되지 못하는 성분이고, 다른 하나는 스위치의 온·오프에 의해 전동기의 중성점 전위가 바뀌게 되어 환류 다이오드가 도통하게 됨에 따라 구간 $[t_2, t_3]$ 에서 역기전력에 의해 발생하게 되는 전류 성분이다[6][8]. 특히 이를 역기전력 전류(BEMF Current)라 부르며 그 발생원리는 다음과 같다.

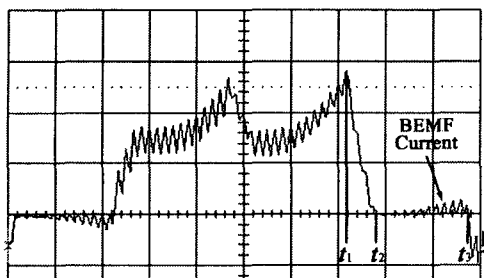


그림 3 상전류 파형
Fig. 3 Phase current waveform

우선 그림 2에서 a상과 b상이 여자 되고 c상이 개방되는 구간일 때를 살펴보자. 이 구간에서는 스위치 Q_1 이 PWM에 의해 온·오프 되고, 스위치 Q_6 는 항상 온 상태이다. 편위 상 이 구간을 전기각 30°~90°라 하면, c상이 턴-오프(Turn-off) 되고 a상이 턴-온(Turn-on) 되는 순간인 30°일 때에 c상의 전류는 바로 쏘이 되지 못하고 환류 다이오드 D_2 를 통하여 흐르면서 일정 기울기로 감소하게 된다. 이는 c상 권선의 인덕턴스에 기인하며 전류가 완전히 쏘이 되기까지의 등가회로는 그림 4와 같다. c상 전류가 완전히 소멸되고 스위치 Q_1 이 턴-온 되었을 경우의 전류 경로는 그림 5와 같으며, 스위칭 소자와 환류 다이오드가 이상적인 것으로 가정하여 이들이 도통되었을 때의 전압 강하는 없는 것으로 간주하면 전압 방정식은 다음의 식(1)과 같다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a - e_b + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_d \quad (1)$$

여기서, R, L 은 각각 상 저항과 인덕턴스이고 e_a, e_b 는 a상과 b상의 역기전력이다.

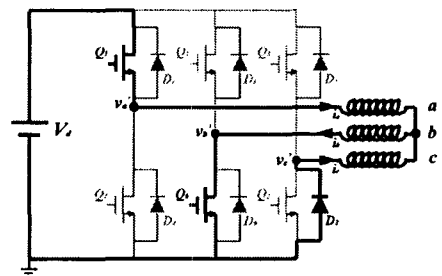


그림 4 전류 시의 등가 회로
Fig. 4 The equivalent circuit at commutation

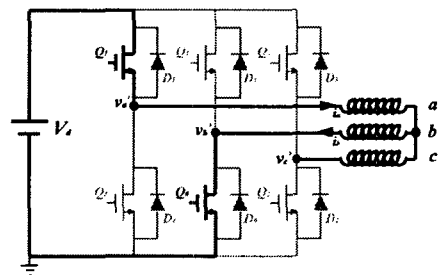


그림 5 Q_1 이 온일 때의 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit when Q_1 is on

a상과 b상이 여자 되는 동안에는 각 상의 역기전력은 크기는 같고 부호만 반대이므로 역기전력의 크기를 E 라 하면 다음 식이 성립한다.

$$e_a = -e_b = E \quad (2)$$

식(2)을 식(1)에 대입하면 다음의 식(3)을 얻을 수 있다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E = \frac{V_d}{2} \quad (3)$$

이 때, 중성점 전압 v_n 은 b상의 상전압 v_b 의 부호에 반대이므로 다음의 식(4)으로 표현이 가능하다.

$$v_n = -v_b = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E \quad (4)$$

식(3)과 식(4)을 이용하면 중성점 전압 v_n 은 다음과 같이 정리가 가능하다.

$$v_n = \frac{V_d}{2} \quad (5)$$

그리고 지금 c 상에는 전류가 흐르지 않으므로 c 상 단자전압 v'_c 는 중성점 전압과 c 상 역기전력 e_c 의 합인 식(6)으로 표현된다.

$$v'_c = v_n + e_c \quad (6)$$

식(6)에 식(5)을 대입하면 Q_1 이 온 일 때의 c 상 단자전압 v'_c 는 아래와 같이 구해진다.

$$v'_c = \frac{V_d}{2} + e_c \quad (7)$$

다음으로 Q_1 이 오프되었을 경우의 전류 경로는 그림 6과 같으며, a 상 전류는 D_1 다이오드를 통하여 환류하게 되고 이때의 전압 방정식은 다음의 식(8)으로 표현된다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a - e_b + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = 0 \quad (8)$$

이를 식(2)을 이용하여 다시 정리하면 식(9)이 된다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E = 0 \quad (9)$$

앞에서 유도한 식(4)을 식(9)에 대입하면 중성점 전압 v_n 은 0이 되고, 따라서 c 상 단자전압 v'_c 는 다음과 같이 정리된다.

$$v'_c = v_n + e_c = e_c \quad (10)$$

만일 e_c 의 부호가 음이 된다면 식(10)에서 단자전압 v'_c 는 인버터 전원의 접지보다 낮아지게 되므로 스위치 Q_2 에 병렬로 연결돼 있는 D_2 다이오드가 도통하게 된다. 따라서 스위치 Q_1 이 오프 되었을 경우 c 상에는 역기전력에 의한 전류가 발생하게 된다[6][8].

이와 동일한 방법으로 나머지 구간에서도 오프된 상에 흐르게 되는 역기전력 전류의 발생 원리를 설명할 수 있다.

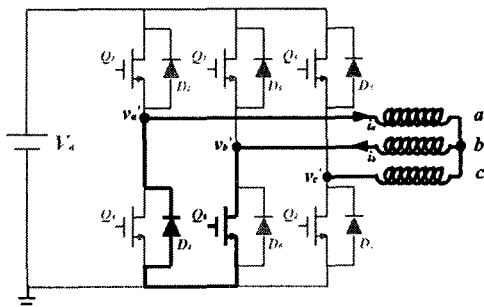


그림 6 Q_1 이 오프일 때의 등가회로
Fig. 6 Equivalent circuit when Q_1 is off

3. 유한요소 정식화

3.1 해석 모델

그림 7은 본 논문의 해석 모델인 3상 6/8 구조의 FRM을 보여준다. 이 해석 모델의 철심 및 영구 자석 재질은 각각 S23과 희토류계인 Nd-Fe-B이며 세부적인 설계 사양들은 표 1에 나타내었다. 또한 주어진 모델은 공간적인 주기성을 갖고 있으므로 주기 경계조건(Periodic boundary condition)을 적용하면 전체의 1/2 모델만으로 유한요소 해석이 가능하다.

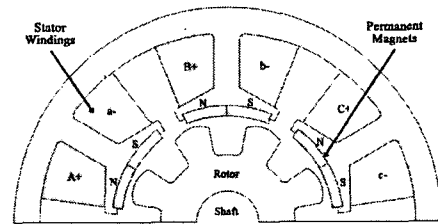


그림 7 해석 모델
Fig. 7 Analysis model

표 1 해석 모델의 제원
Table 1 Specification of the analysis model

구분	제원	
정격 사양	출력	40 W
	회전수	1500 RPM
	토크	0.254 N-m
고정자	재질	S23
	상수	3
	슬롯수	6
	외경	83 mm
	적층폭	35 mm
	슬롯당 권선수	70 turns
회전자	극수	8
	외경	40 mm
	내경	12 mm
	치폭	22.5 deg
영구 자석	재질	Nd-Fe-B
	두께	2 mm
	잔류자속밀도	1.15 T
공극	기계적 공극	1 mm

3.2 지배방정식 및 이산화

자기 벡터 포텐셜 A 을 이용한 FRM의 2차원 지배 방정식은 식(11)으로 표현 가능하며, 가중 잔차법(Weighted Residual Method)의 일종인 갤러킨법(Galerkin Method)을 사용하여 각 요소에 대해 정식화하면 잔차(Residual) I_{je} 는 식(12)과 같이 된다[9].

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -J_{0z} - \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial M_{ry}}{\partial x} - \frac{\partial M_{rx}}{\partial y} \right) \quad (11)$$

$$I_{je} = \int_S \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy - \int_S J_0^e N_{je} dx dy - \int_S \frac{1}{\mu_r} \left(M_{rx}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial y} - M_{ry}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial x} \right) dx dy \quad (12)$$

(=1,2,3)

3.3 회로방정식

역기전력 전류를 고려한 FRM 특성을 해석하기 위해서는 전압을 구동함수로 하는 시간차분 전압원 유한요소법이 요구된다. 해석 대상이 전압에 의해 구동되는 경우에는 각 상의 전류값들도 미지수가 되므로 자기벡터 포텐셜과 전류값을 결정하기 위해서는 전압방정식이 보조적으로 필요하게 된다.

그림 8은 본 해석에 적용된 FRM의 상 절환 순서를 나타낸다. 우선 a상과 b상이 여자 되고 c상이 개방되는 구간인 $30^\circ \leq \theta_e < 90^\circ$ 일 때의 전류 경로를 고찰해 보면, 스위치 Q_1 의 온·오프에 따라 인버터와 전동기 사이에 형성되는 전류의 경로는 그림 9에서와 같이 5가지의 경우로 나누어 질 수 있다.

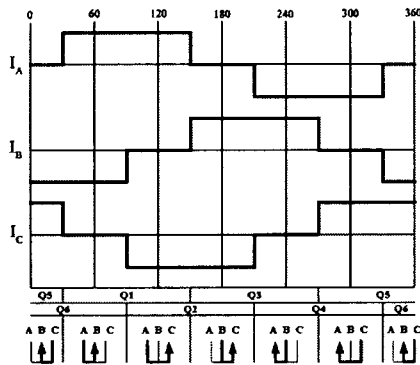


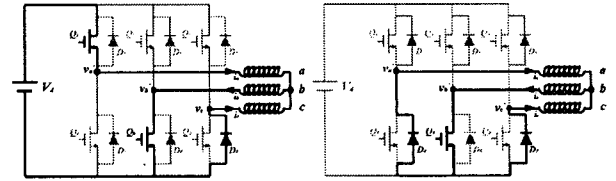
그림 8 상 절환 순서
Fig. 8 Phase commutation sequence

따라서 각 경우의 전류 경로에 해당되는 전압 방정식은 다음의 식(14)~(21)과 같이 유도가능하며, 식(13)의 키르히호프 전류 법칙(KCL)도 성립되어야 한다.

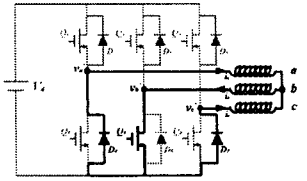
$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (13)$$

(a) 스위치 Q_1 이 온 이고, c상 전류 i_c 가 쉼이 아닌 경우

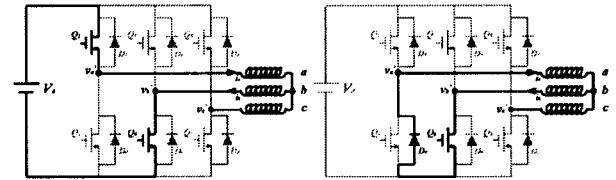
$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_a}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + 2V_{CE} = V_d \quad (14)$$



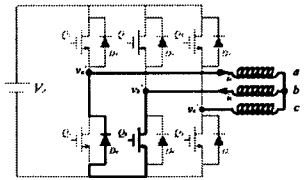
(a) Q_1 is on, $i_c \neq 0$



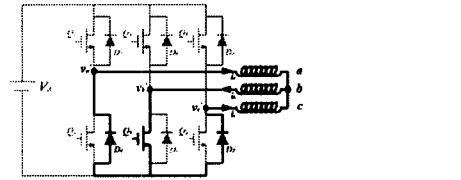
(b) Q_1 is off, $i_c \neq 0$



(c) Q_1 is on, $i_c = 0$



(d) Q_1 is off, $e_c > 0$



(e) Q_1 is off, $e_c < 0$

그림 9 PWM-ON 모드의 전류 경로

Fig. 9 The current path of PWM-ON mode

$$R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_c}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (15)$$

(b) 스위치 Q_1 이 오프 이고, c상 전류 i_c 가 쉼이 아닌 경우

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_a}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (16)$$

$$R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_c}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (17)$$

(c) 스위치 Q_1 이 온 이고, c상 전류 i_c 가 쉼인 경우

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_a}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + 2V_{CE} = V_d \quad (18)$$

(d) 스위치 Q_1 이 오프 이고, c상 역기전력 e_c 가 양인 경우

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_a}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (19)$$

(e) 스위치 Q_1 이 오프 이고, c상 역기전력 e_c 가 음인 경우

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_a}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (20)$$

$$R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_c}{dt} + R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} - \frac{d\Phi_b}{dt} + V_{CE} + V_F = 0 \quad (21)$$

식(14)~식(21)에서 R_a, R_b, R_c 와 L_a, L_b, L_c 는 각각 상 저항과 코일 단부 누설 인덕턴스를 나타내고, Φ_a, Φ_b, Φ_c 는 각 상의 쇄교 자속이다. 또한, V_{CE} 와 V_F 는 각각 스위칭 소자와 환류 다이오드가 도통할 때 발생하는 전압 강하 성분을 의미한다.

3.4 계 행렬(System Matrix)의 구성

앞절에서 유도한 전압 방정식을 이용하여 자기벡터 포텐셜과 각 상의 전류값을 미지수로 하는 계 행렬을 다음과 같이 구성할 수 있다.

그림 9의 (a),(b),(e)와 같이 전류 경로가 2개일 때는 각 경로에서의 전류 값만이 미지수가 되므로 식(22)이 얻어지고 (c)와 (d)인 경우에는 하나의 전류 값만을 구하면 되므로 식(23)의 계 행렬이 구해진다. 이 때 구동 항 V_1 과 V_2 의 값은 표 2와 같다.

$$\begin{bmatrix} [S] & \{Q_1\} & \{Q_2\} \\ \frac{[F_1]}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{[F_2]}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ I_1^{t+\Delta t} \\ I_2^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$= \begin{bmatrix} [0] & \{0\} & \{0\} \\ \frac{[F_1]}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} \\ \frac{[F_2]}{\Delta t} & \frac{L}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^t \\ I_1^t \\ I_2^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ V_1^{t+\Delta t} \\ V_2^{t+\Delta t} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} [S] & \{Q_1\} \\ \frac{[F_1]}{\Delta t} & 2R + \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^{t+\Delta t} \\ I_1^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$= \begin{bmatrix} [0] & \{0\} \\ \frac{[F_1]}{\Delta t} & \frac{2L}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\}^t \\ I_1^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \{G\}^{t+\Delta t} \\ V_1^{t+\Delta t} \end{bmatrix}$$

표 2 구동항 V_1 과 V_2 의 값

Table 2 The value of forcing term

Case	V_1	V_2
Fig. 9(a)	$V_d - 2V_{CE}$	$-(V_{CE} + V_F)$
Fig. 9(b)	$-(V_{CE} + V_F)$	$-(V_{CE} + V_F)$
Fig. 9(c)	$V_d - 2V_{CE}$	
Fig. 9(d)	$-(V_{CE} + V_F)$	
Fig. 9(e)	$-(V_{CE} + V_F)$	$-(V_{CE} + V_F)$

3.5 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 해석

스위칭 소자 및 환류 다이오드에서의 전압 강하 (V_{CE}, V_F)는 흐르는 전류의 크기에 따라 비선형 특성을 갖고 있으므로 보다 정확한 해석을 하기 위해서는 이에 대한 고려가 필요하다.

소자들의 비선형 특성 곡선을 취급하기 위해 실제의 곡선과 매우 근접한 결과를 얻을 수 있어서 정도 높은 해석이 가능한 수치 근사법을 적용하고, 해석 영역에서 철심을 포함하고 있는 부분도 재질의 비선형 특성이 존재하므로 직접 수렴법을 이용하여 그림 10의 계산 과정을 수행한다.

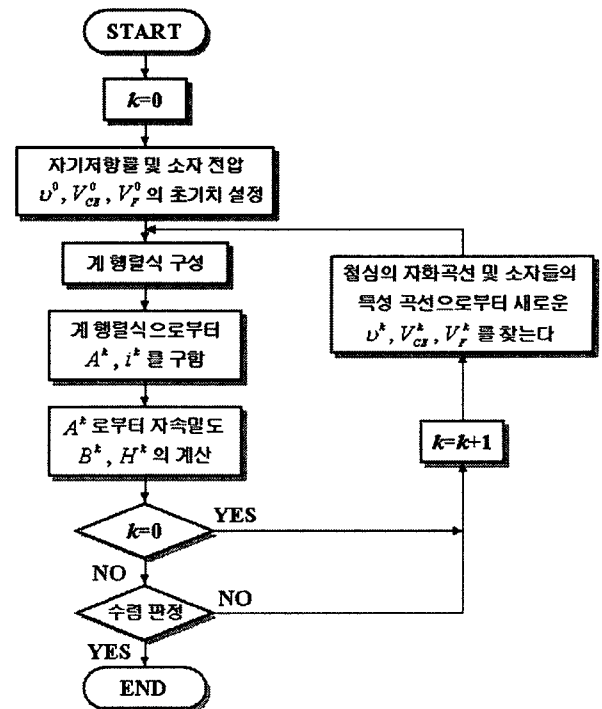


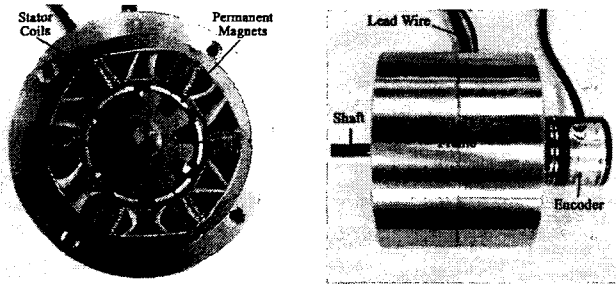
그림 10 직접 수렴법의 계산과정

Fig. 10 Calculation procedure of direct convergence method

4. 시작기 제작 및 실험 장치 구성

4.1 FRM 시작기 및 구동 회로 제작

그림 11(a)은 제작된 FRM의 고정자 및 회전자 형상을 보여준다. 고정자 치 표면의 영구 자석은 Locktite 접착제를 이용하여 부착하였고, 반부하측에는 회전자 위치에 대한 정보를 얻고자 광학식 엔코더를 설치하였다. 그림 11(b)은 최종 조립된 FRM의 외형을 나타낸다.



(a) 고정자 및 회전자
 그림 11 제작된 FRM
 Fig. 11 Manufactured FRM

그림 12에 FRM 구동 제어기의 구성을 나타내었다. FRM 구동 장치는 3상 PWM 파형을 출력하는 인버터부, 안정한 직류 전원을 공급하는 DC 링크부, 5[V] 디지털 제어전원과 ±15[V] 아날로그 전원 및 Gate 드라이브 전원을 공급하는 SMPS부, IGBT를 구동하는 Gate Drive 회로 부, 전압/주파수 가변 지령과 전동기의 전류 및 속도 검출 등의 기능을 수행하는 Main 제어부로 구성되었다.

그림 13은 제작된 FRM의 Main 제어보드를 보여준다. Main 제어보드는 T. I. (Texas Instrument)사의 DSP인 TMS320F240을 사용하였다. 이 DSP는 전력변환 장치의 제어신호인 PWM 신호를 용이하게 변조할 수 있는 PWM 발생 회로가 내장되어 있으며, 16 채널의 10비트 A/D 컨버터와 속도 검출 회로, 타이머, protection 회로, I/O 회로 등의 구동회로를 외부에 별도로 설계할 필요가 없다[10]. 또한 IGBT는 SEMIKRON사의 SKiP 11NAB065V1을 사용하였다.

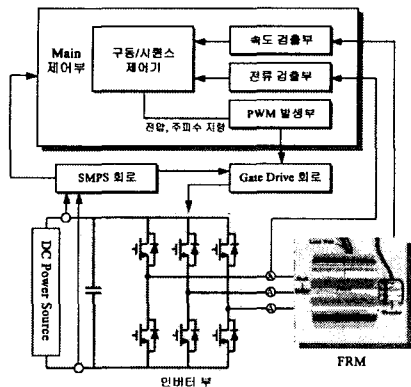


그림 12 FRM 구동 제어기의 구성
 Fig. 12 Controller of FRM driver

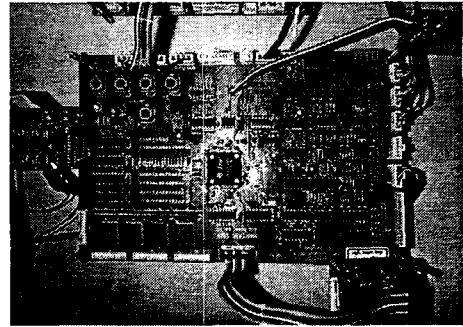


그림 13 메인보드 사진
 Fig. 13 Configuration of main board

4.2 부하 실험 장치

그림 14는 FRM의 부하 시험 장치의 구성을 나타낸다. 부하는 이태리 POWERTECH사의 DRIVE-AX 시리즈 63.1C인 400[W]급 AC Servo 전동기를 이용하였으며, 구동 인버터는 영국 CONTROL TECHNIQUES사의 UNIDRIVE 시리즈 UNI1401로 정격전압 380V 및 정격전류 2.1A의 746W(1마력)급이며 PC에 의해 제어되도록 구성하였다. 토크 및 속도 측정을 위한 토크 트랜듀서는 독일 STAIGER-MOHILO사의 0160DM“L”로서 검출 범위는 최대 토크 2Nm, 최대 속도 5,000rpm이다.

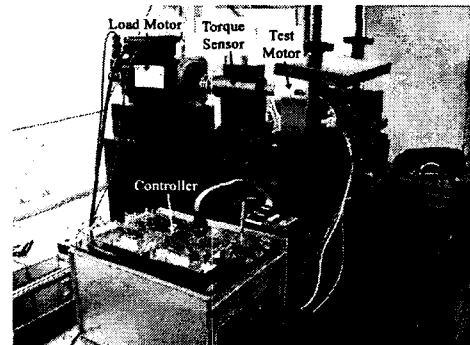


그림 14 FRM 구동 시험 장치
 Fig. 14 Experimental apparatus for FRM

5. 해석 및 실험 결과 분석

5.1 상전류 특성 고찰

그림 15와 16은 스위칭 주파수 12kHz, 회전 속도 1500rpm, 최대치가 각각 0.4와 0.8A 일 때 FRM 상전류의 실험 및 해석 결과를 나타낸다. 역기전력 전류가 역기전력의 극성이 바뀌는 시점부터 발생하기 시작하여 다시 턴·온되어 상전류가 흐르게 되는 구간까지 존재하고 있는 것을 볼 수 있다. 이와 같이 오픈된 구간에서 흐르게 되는 역기전력 전류의 발생 위치와 상전류의 상승 구간, 통전 절환 및 하강 구간 시의 전류 형상을 볼 때 해석 치와 실험 치와 비교적 잘 일치하고 있으므로, 본 연구에서 제시한 유한요소 수치해석 기법이 타당함을 확인할 수 있다.

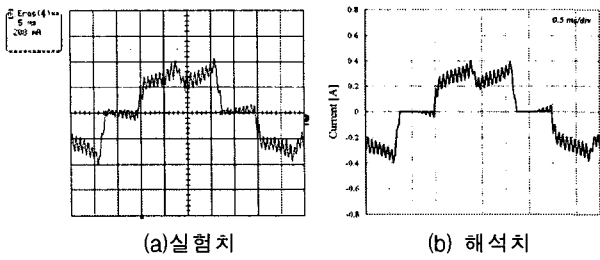


그림 15 상전류 및 역기전력 전류 파형(0.4A)
Fig. 15 Phase current and BEMF current waveform (0.4A)

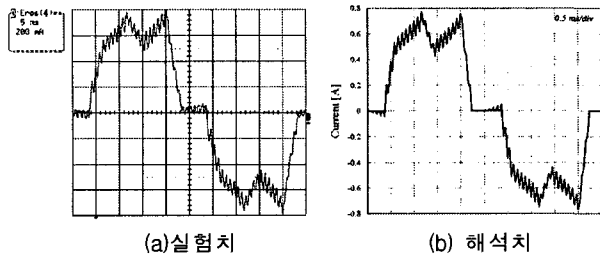


그림 16 상전류 및 역기전력 전류 파형(0.8A)
Fig. 16 Phase current and BEMF current waveform (0.8A)

5.2 역기전력 전류 특성 고찰

그림 17은 1500rpm 구동 시 스위칭 주파수 변화에 따른 역기전력 전류 특성을 보여준다. 스위칭 주파수가 커질수록 역기전력 전류의 크기는 감소하는데 이것은 스위치의 빠른 온·오프로 인해 역기전력 전류가 상승하게 되는 온 구간의 시간이 상대적으로 짧아지기 때문으로 볼 수 있다.

그림 18은 스위칭 주파수 12kHz에서 속도 변화에 따른 전류 특성이다. 속도가 커질수록 발생하는 역기전력이 크게 되므로 역기전력 전류 또한 그 크기가 커지게 된다.

그림 19는 상전류의 크기에 따른 역기전력 특성을 나타낸다. 역기전력 전류의 크기는 상전류 자체에는 무관하지만 상전류가 커지게 되면 오프시 상 인덕턴스에 기인하는 전류 성분이 쏠이 되기까지의 시간이 길어지기 때문에 역기전력 전류의 발생 구간이 짧아지게 되는 것을 실험 결과로부터 알 수 있다. 해석 결과에서는 세가지 경우에 있어서 역기전력 전류의 발생 구간이 동일하게 나타나는데 이는 실험 결과와의 차이 때문이며 보다 더 큰 전류가 흐르게 되면 짧아지게 된다.

그림 20은 역기전력 전류를 고려했을 경우와 하지 않았을 경우의 상전류의 크기 및 스위칭 주파수, 속도의 변화에 따른 해석 결과를 나타낸다. 역기전력 전류를 고려하지 않았을 경우에는 어떠한 조건에서도 고려했을 경우에 비해 상전류가 크게 계산이 되고 있는 것을 볼 수가 있으므로 보다 정밀한 특성 예측을 위해서는 역기전력 전류 성분을 고려한 해석이 필요하다.

역기전력 전류는 그 발생 위치가 역기전력의 위상이 바뀌는 지점에서 흐르기 시작하거나 소멸되고 있다. 특히 이러한 특징은 센서리스 제어 시 회전자의 위치를 감지하기 위한 주요 수단으로 이용될 수 있으므로 역기전력 전류의 발생 위치 및 크기 등에 대한 특성 해석이 중요하다고 할 수 있다.

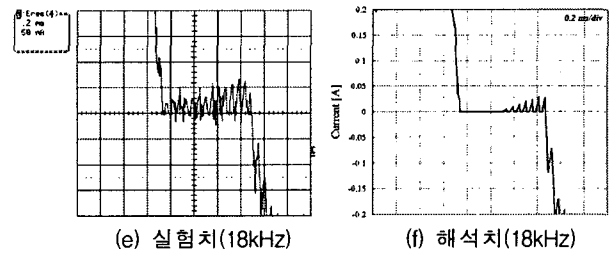
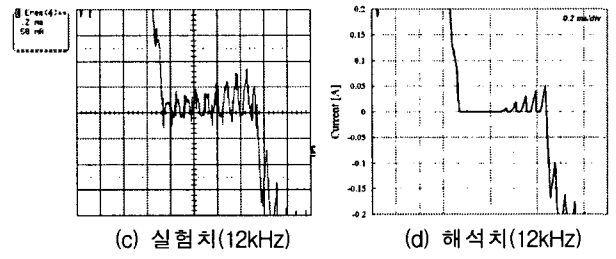
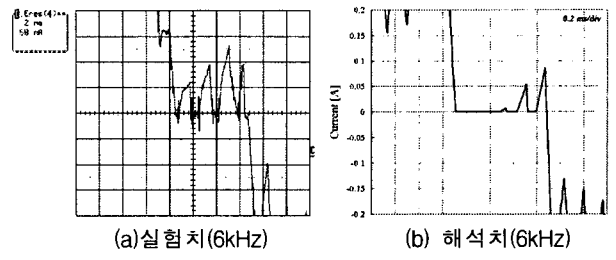


그림 17 스위칭 주파수에 따른 역기전력 전류
Fig. 17 BEMF current according to switching frequency

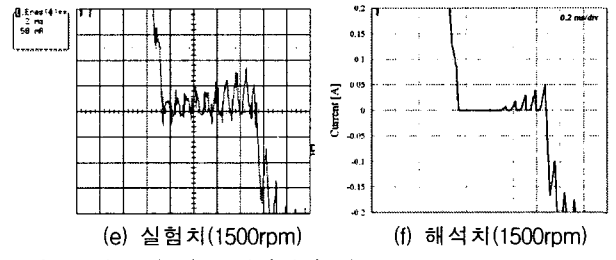
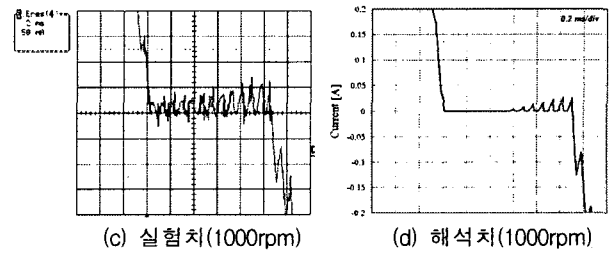
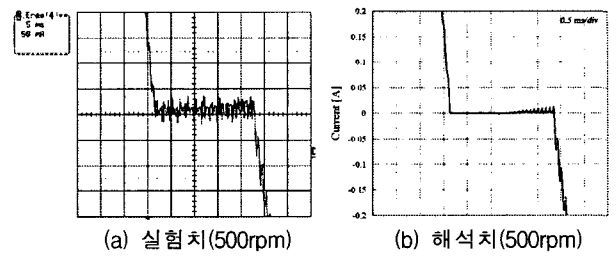


그림 18 속도에 따른 역기전력 전류
Fig. 18 BEMF current according to velocity

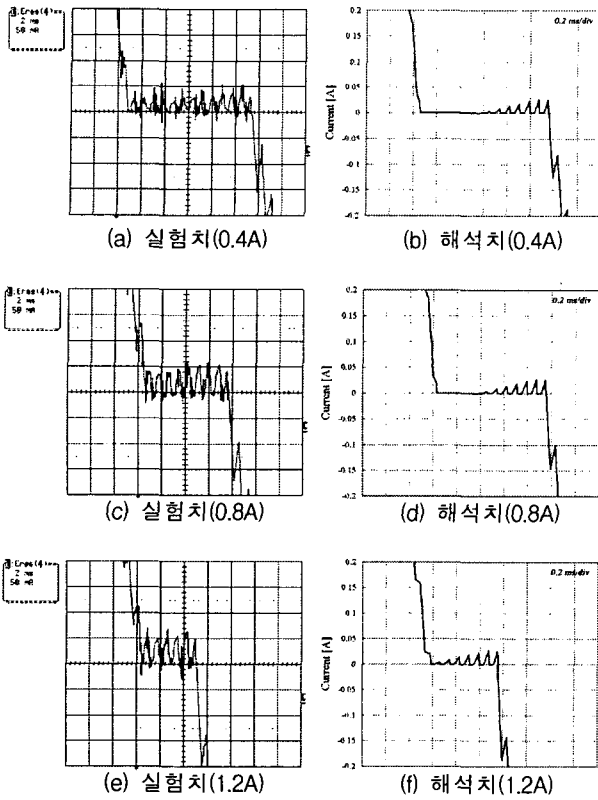


그림 19 상전류 크기에 따른 역기전력 전류
Fig. 19 BEMF current according to phase current

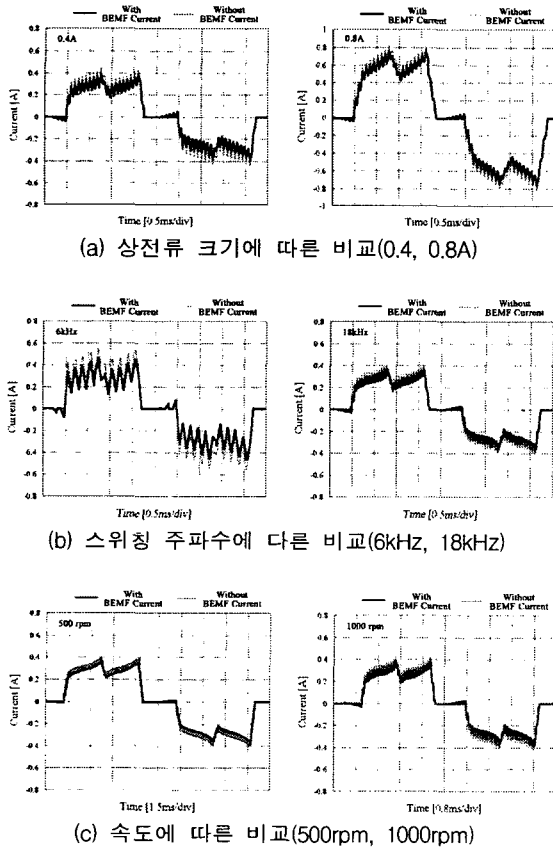


그림 20 역기전력 전류 특성 비교
Fig. 20 Comparison of BEMF current characteristics

5.3 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 해석 결과 고찰

그림 21은 b상의 전류가 0.8A의 최대치로 통전하고 있을 때 인버터 상단부 3번 스위치와 하단부 6번 환류 다이오드에서 발생하는 전압 강하 성분에 대한 해석 결과를 나타낸다.

그림에서 $[t_0, t_1]$ 는 PWM을 위해 스위치가 온·오프되는 구간으로 스위치와 환류 다이오드의 도통 여부에 따라 V_{CE} 와 V_F 가 교대로 발생하며, 전압 강하량은 흐르는 전류의 크기에 따라 변하고 있는 것을 볼 수 있다. $[t_1, t_2]$ 는 스위치가 항상 온이 되는 구간으로 환류 다이오드는 도통하지 않고 스위치에만 전류가 흐르게 되므로 V_{CE} 의 전압 강하분만이 존재하며, $[t_2, t_3]$ 구간에서는 스위치가 완전히 오프된 후 상 인덕턴스에 의한 전류 성분이 환류 다이오드를 통해 흐르므로 V_F 가 이 전류의 크기에 따라 변하고 있는 것을 알 수 있다. $[t_4, t_5]$ 구간은 역기전력 전류가 발생하여 환류 다이오드를 통해서 흐르고 있을 때의 전압 강하를 나타낸다.

그림 22(a)와 (b)는 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 전류-전압 특성을 고려했을 경우(Nonlinear 해석)와 고려하지 않고 해석했을 경우(Linear 해석)에 상전류와 토크 특성을 각각 비교하여 보여준다. 고려하지 않고 해석하는 경우에는 소자에 일정한 전압 강하($V_{CE}:1V$, $V_F:0.5V$)분이 발생하고 있는 것으로 가정하였다. 해석 결과를 보면 스위치와 다이오드에서의 전압 강하분의 크기와 변화가 상당히 작은 값이기 때문에 큰 차이가 없는 것을 볼 수 있다.

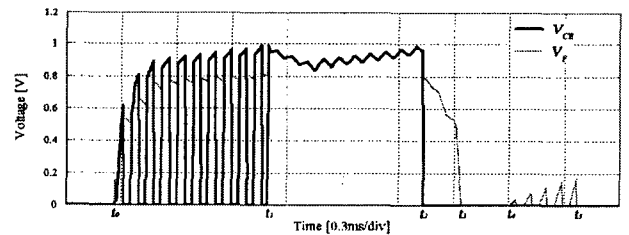


그림 21 스위칭 소자 및 환류 다이오드 전압 특성
Fig. 21 Voltage characteristics of switching element and freewheeling diode

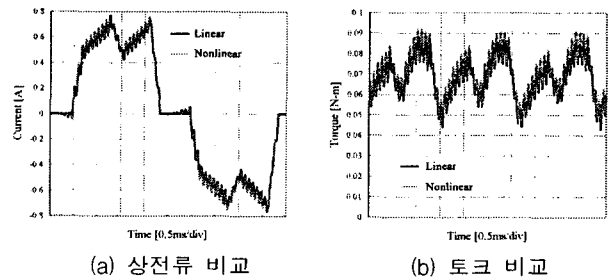


그림 22 해석 결과 비교
Fig. 22 Comparison of analysis results

6. 결 론

본 논문에서는 120도 구형과 구동 시 오프된 상에서 발생하는 역기전력 전류와 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 전압-전류 특성을 고려한 시간차분 유한요소 해석 기법을 제시하였다. 또한 시작기 및 DSP를 이용한 구동 회로를 직접 제작하고 부하 실험 결과와의 비교를 통해 제안된 해석 방법의 타당성을 입증하였으며, 역기전력 전류가 갖는 특성에 대해서도 분석하였다.

센서리스 제어 시 회전자 위치에 대해 유용한 정보를 제공할 수 있는 역기전력 전류는 역기전력의 극성이 바뀌는 지점에서 생성되기 시작하거나 소멸되며, 회전수 및 스위칭 주파수에 따라 그 크기가 달라진다. 그리고 FRM의 특성 해석 시 역기전력 전류를 고려하지 않았을 경우에는 어떠한 조건에서도 고려했을 경우에 비해 상전류 등이 크게 계산되므로 보다 정밀한 특성 예측을 위해서는 이에 대한 고려가 필요함도 알 수 있다. 마지막으로 스위칭 소자 및 환류 다이오드의 비선형 전류-전압 특성을 고려했을 경우와 고려하지 않고 해석했을 경우에는 특성 차이가 거의 존재하지 않는데, 이는 스위칭 소자 및 환류 다이오드에서의 전압 강하분의 크기와 변화가 상당히 작은 값이어서 일정한 전압으로 가정하고 해석해도 큰 문제가 없기 때문이다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 중점추진 과제인 신·재생 에너지 발전의 계통연계 기초기술개발 연구 (과제번호 : R-2004-B-125)의 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] R. P. Deodhar, S. Andersson, I. Boldea, and T. J. E. Miller, "The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine," IEEE Ind. Applicat., vol. 33, no. 4, pp. 925-934, July/August 1997.
- [2] C. Wang, S. A. Nasar, and I. Boldea, "Three-phase flux reversal machine (FRM)," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 146, no. 2, pp. 139-146, March 1999.
- [3] C. X. Wang, I. Boldea, and S. A. Nasar, "Characterization of three phase flux reversal machine as an automotive generator," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 16, no. 1, March 2001.
- [4] C. X. Wang, S. A. Nasar, and I. Boldea, "High speed control scheme of flux reversal machine," International Conference IEMDC 1999, May 1999, pp. 779-781.

- [5] I. Boldea, J. Zhang, and S. A. Nasar, "Theoretical characterization of flux reversal machine in low-speed servo drives-the pole-PM configuration," IEEE Ind. Applicat., vol. 38, no. 6, pp. 1549-1557, November/December 2002.
- [6] 여형기, "브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이브 시스템 개발에 관한 연구," 고려대학교 박사학위논문, 1998.
- [7] Z. Xiangjun and C. Boshi, "Influences of PWM mode on the current generated by BEMF of switch-off phase in control system of BLDC motor," International Conference ICEM 2001, 2001, pp. 579-582.
- [8] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless dc motors," IEEE Ind. Applicat., vol. 27, no. 5, pp. 928-933, September/October 1991.
- [9] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1992.
- [10] TMS320F243/F241/C242 DSP Controllers Reference Guide, Texas Instruments, 2000.

저 자 소 개

김 태 형(金 泰 亨)



1969년 4월 3일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995~2002년 LG전자 DA 연구소 선임연구원. 2001년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (02)2290-0349, Fax : (02)2294-0349
E-mail : ktheoung@dreamwiz.com

이 주(李 柱)



1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공학박). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 부교수.
Tel : (02)2290-0342, Fax : (02)2295-7111
E-mail : julee@hanyang.ac.kr