

에너지 변환법에 의한 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 추정

論 文
50B-8-2

Torque Estimation of Switched Reluctance Motor using Energy Conversion Method

金 倫 賢* · 金 솔* · 崔 在 學* · 李 柱**

(Youn-Hyun Kim · Sol Kim · Jae-Hak Choi · Ju Lee)

Abstract - This paper presents the torque estimation scheme by Energy Conversion Method (ECM) that can be applied to the torque control of switched reluctance motor. There are two types of torque estimation method by ECM. One is the method using mechanical output energy and another is that using co-energy. When the torque is estimated by ECM, the estimated flux linkage can be obtained by voltage equation and Luenberger observer. By comparing the torque estimated by ECM with that by FEM, we verify the feasibility of the proposed torque estimation by ECM.

Key Words : Switched Reluctance Motor, Energy Conversion Method, Luenberger Observer, Finite Element Method, Torque ripple.

1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 모터(Switched Reluctance Motor)는 간단한 구조와 낮은 가격, 내환경성, 고 토크, 또한 초고속 회전이 가능한 장점으로 인하여 사무 자동화기구나 공장 자동화 기기, 공조기기, 항공분야 등의 구동원으로 널리 확산되어 가고 있는 추세이다[1]. 그러나 스위치드 릴럭턴스 모터는 비선형 특성이 크므로 토크 제어가 어려우며, 토크 리플이 크다는 단점을 가지고 있다.

스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 리플을 최소화하기 위하여 미리 계산된 최적 토크 분담 함수(Optimal torque-sharing function)를 이용하여 토크를 제어하는 방법이 여러 문헌에 보고되었다[2][3]. 그러나, 미리 계산되어진 최적 토크 분담 함수는 제어성능의 강인성(Robustness)을 저하시키고 모터의 파라미터 변화에 취약한 특성을 나타낸다. 또한 넓은 속도 영역이나, 다양한 토크 레벨을 이용하기 위해서는 많은 공간의 메모리 영역이 요구되어 진다는 단점이 있다[3]. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 새로이 제시되고 있는 방법은 추정 토크를 이용하여 토크를 제어하는 방법으로 최근에는 신경망 이론에 의한 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크를 추정하는 방법이 제시되고 있다[4]. 그러나 이러한 추정 토크를 이용하는 방법은 실시간 디지털 시스템으로 구현하기에 매우 복잡하여 제어에 많은 어려움을 가지고 있다[4-6].

본 논문에서는 에너지 변환법(Energy Conversion Method)

을 이용하여 간단하고 신뢰성 있는 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 추정방법을 제안한다. 에너지 변환법으로부터 토크를 추정하는 방법과, 자기수반에너지(Co-energy)의 차이로부터 토크를 추정하는 방법이다. 에너지 변환법을 이용하여 토크 추정할 때 쇄교 자속은 회로방정식으로부터 구하는 방법과 Luenberger 관측기(Luenberger Observer)를 이용하여 쇄교자속을 추정하는 방법으로 나눌 수 있다.

본 논문에서는 에너지 변환법에 의한 추정 토크와 추정 자속을 시간차분 유한요소법에 의해 구한 토크와 자속을 비교함으로써 제안한 토크 추정방법을 검증한다.

해석적 방법>Analytical method)에 의한 토크 계산은 모터의 형상을 고려할 수 없고 비선형 해석에 어려움을 가지므로 본 논문에서 제시한 추정토크의 정확성을 검증하기 위한 판단기준으로서 부적합하다. 따라서 스위치드 릴럭턴스 모터의 비선형성을 고려할 수 있는 유한요소법과의 비교를 통해서 토크 추정방법의 신뢰성을 증명할 수 있으며 또한 제안된 방법의 실제 구현 가능성을 특성 실험을 통하여 확인한다

2. 본 론

2.1 스위치드 릴럭턴스 모터 모델

그림 1은 일반적인 6/4모델의 스위치드 릴럭턴스 모터의 구조이다. 여기서 β_s 는 고정자극 극호를 나타내며, β_r 은 회전자극 극호를 나타낸다. 본 논문에서는 제어에 의한 토크 리플을 최소화 할 수 있는 두 가지 스위치드 릴럭턴스 모터 모델(Model A: $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$, Model B: $\beta_s = 45^\circ$, $\beta_r = 45^\circ$)을 연구모델로 하였으며, 각각의 사양은 표1에 제시하였다.

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電子電氣工學部 助教授 · 工博

接受日字 : 2001年 5月 23日

最終完了 : 2001年 6月 27日

표 1. 해석모델의 사양
Table 1. Specification of analysis model

	모델 A	모델 B
3상 고정자/회전자 극수비	6/4	6/4
고정자 극호	30°	45°
회전자 극호	50°	45°
고정자 외경	100 [mm]	100 [mm]
고정자 내경	80 [mm]	80 [mm]
회전자 외경	79.4 [mm]	79.4 [mm]
회전자 내경	8 [mm]	8 [mm]
공극	0.3 [mm]	0.3 [mm]
적층 길이	40 [mm]	40 [mm]
코일 선경	0.7φ	0.7φ
상 저항	1 [Ω]	1 [Ω]
턴수	90	90
정격속도	1167 [rpm]	1167 [rpm]
DC-Link 전압	12 [V]	12 [V]

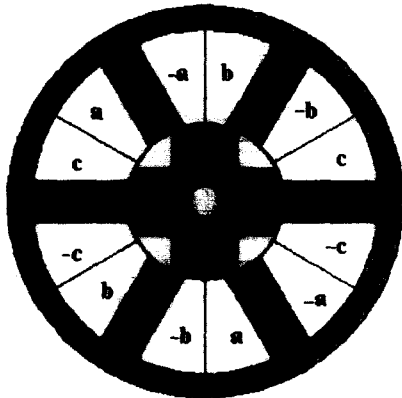
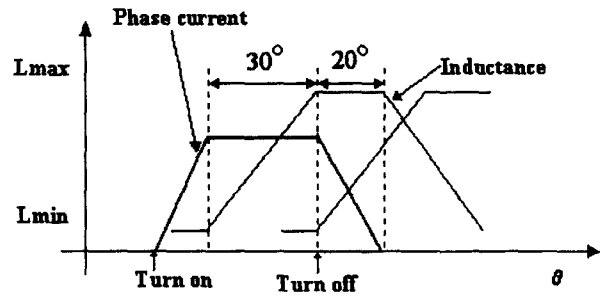
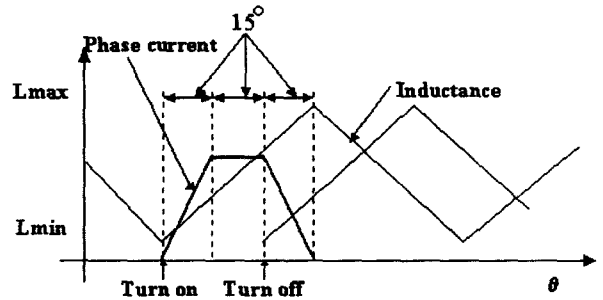


그림 1 스위치드 릴럭턴스 모터 구조
($\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$)
Fig. 1 Switched Reluctance Motor Structure ($\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$)

그림 2(a)는 모델 A에서 한 상의 전류와 인덕턴스의 프로파일을 나타낸다. 정(+)방향 토크는 인덕턴스가 증가하는 구간에서만 발생하고 인덕턴스가 일정한 구간에서는 토크가 발생하지 않는다. 최소 인덕턴스 일정 구간은 전류가 정격 속도에서 요구되는 최대 전류 값까지 충분히 상승할 수 있는 시간을 확보하기 위하여 10°로 선택하였고, 최대 인덕턴스 일정구간은 최대 전류가 하강하기 시작하여 영이 될 때까지 걸리는 시간을 확보하기 위해 20°를 선택하였다. 그림 2(a)와 같이 전류를 통전시키면 인덕턴스 상승구간을 효율적으로 이용할 수 있고, 토크 리플을 줄일 수 있는 형상을 얻을 수 있다. 그림 2(b)는 모델 B의 한 상 전류와 인덕턴스 프로파일을 나타낸다. 모델 B에서는 평활한 최대 인덕턴스 구간이나 최소 인덕턴스 구간은 존재하지 않는다. 한



(a) 모델 A: $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$
(a) Model A: $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$



(b) 모델 B: $\beta_s = 45^\circ$, $\beta_r = 45^\circ$
(b) Model B: $\beta_s = 45^\circ$, $\beta_r = 45^\circ$

그림 2 인덕턴스와 전류 파형

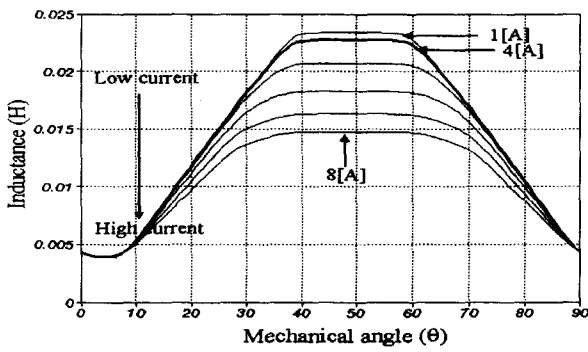
Fig. 2 Inductance profile and current wave

상의 인덕턴스 프로파일이 15°씩 다른 상과 겹치기 때문에 그림 2(b)와 같은 전류 파형을 주게 되면 발생 토크 리플을 이상적으로 줄일 수 있을 것으로 예상된다[1].

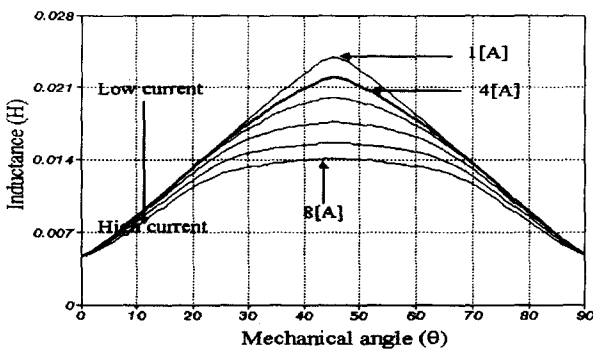
그림 3은 표1에서 제시된 모델 A와 B의 사양에 대하여 유한요소법을 이용하여 구한 한 상에 대한 인덕턴스 프로파일 파형이다. 그림으로부터 자계의 비선형 특성에 의해 전류가 증가함에 따라 최대 인덕턴스 구간은 넓어지고, 그 크기가 작아짐을 알 수 있다. 본 논문에서는 4[A]의 전류를 해석과 실험의 정격치로 사용한다.

2.2 에너지 변환법에 의한 토크 추정법

스위치드 릴럭턴스 모터는 에너지 변환과정으로 토크 발생 원리를 표현할 수 있는 대표적인 모터이다. 발생 토크는 에너지 변환법에 의해 크게 두 가지로 분류할 수 있는데, 기존의 많은 문헌에서는 선형자계로 근사화 시킨 자기수반 에너지에 의해 토크를 산정하였다. 그러나 자기수반 에너지에 의한 토크 산정은 전류가 일정하다는 가정에서 구한 값으로 전류가 가변 시에는 오차를 발생할 것으로 예상된다. 또다른 방법은 입력에너지와 저장에너지의 차로써 출력에너지를 구하여 토크를 산정하는 방법이 있다. 에너지변환법 이외에 최근에는 신경망 이론에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크를 추정하는 방법이 발표되고 있으나,



(a) 모델 A: $\beta_s = 30^\circ, \beta_r = 50^\circ$
 (a) Model A: $\beta_s = 30^\circ, \beta_r = 50^\circ$



(b) 모델 B: $\beta_s = 45^\circ, \beta_r = 45^\circ$
 (b) Model B: $\beta_s = 45^\circ, \beta_r = 45^\circ$

그림 3 회전자의 위치에 따른 인덕턴스 프로파일
 Fig. 3 Inductance profile with rotor position

이 방법은 계산과정이 복잡하고 계산시간이 길어서 실제 구현하기에는 어려운 문제점을 가지고 있다. 또한 내부 파라미터인 인덕턴스 정보에 의해 토크를 추정하는 방법을 고려할 수 있는데 이 방법은 위치와 전류에 대하여 스위치드 릴럭턴스 모터의 인덕턴스가 변하므로 각 상태에 따른 수많은 인덕턴스 정보를 입수하여 저장해야하는 번거로움과 부정확한 인덕턴스 정보에 의해 토크 추정의 오차에 큰 영향을 초래한다. 그러나 에너지 변환법에 의한 토크 추정은 스위치드 릴럭턴스 모터의 인덕턴스의 정보 없이 출력단자 정보인 전압과 전류만으로 계산할 수 있는 장점을 가지고 있으며 추정식이 간단하여 쉽게 구현이 가능하다. 그럼에도 불구하고 아직까지 에너지 변환법에 의한 토크 추정의 타당성을 검토하고, 토크 제어기에 적용한 문헌이 보고되고 있지 않다. 따라서 본 논문에서는 에너지 변환법에 의한 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 추정의 정확성과 토크 제어기의 신뢰성을 검증하고자 한다.

2.2.1 기계적 출력에너지에 의한 토크 추정

스위치드 릴럭턴스 모터의 발생토크는 기계적 출력에너지를 이용하여 간단하게 추정할 수 있다. 식 (1)은 손실에

너지가 무시될 때 기계적 출력에너지식을 나타낸다.

$$\Delta W_e(\text{전기적 입력에너지 변화분}) = \Delta W_f(\text{계에 저장된 에너지 변화분}) + \Delta W_m(\text{기계적 출력 에너지 변화분}) \quad (1)$$

그림 4는 선형으로 근사된 에너지 변환 루프를 나타낸다. 그림 4에서 면적(A+B)은 전기적 입력에너지 변화분을 나타내며 식 (2)와 같이 근사할 수 있다. 계에 저장된 에너지의 변화분은 면적[(A+C)-(C+D)]와 같으며 식 (3)으로 표현할 수 있다. 따라서 출력에너지의 변화분은 식(1)로부터 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다. 따라서 한 상의 토오크는 샘플링 시간 Δt 가 일정하므로 식 (5)와 같이 이산화 형태로 추정할 수 있다.

$$\Delta W_e = \frac{1}{2} [i(n-1) + i(n)] \times [\lambda(n) - \lambda(n-1)] \quad (2)$$

$$\Delta W_f = \frac{1}{2} [\lambda(n)i(n) - \lambda(n-1)i(n-1)] \quad (3)$$

$$\Delta W_m = \frac{1}{2} [\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)] = \text{면적}(B+D) \quad (4)$$

$$T_m = \frac{\Delta W_m}{\Delta\theta(\text{각도의 변화량})} = \frac{1}{2} \frac{[\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)]}{\Delta\theta} = \frac{1}{2} \frac{[\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)]}{\omega_r \Delta t} \quad (5)$$

여기서 $i(n-1)$ 는 t시점에서의 전류, $i(n)$ 는 $t + \Delta t$ 시점에서의 전류이고, $\lambda(n-1)$ 는 t시점에서의 쇠교자속, $\lambda(n)$ 는 $t + \Delta t$ 시점에서의 쇠교자속이며, Δt 는 샘플링 시간, ω_r 은 모터의 속도이다

2.2.2 자기수반 에너지에 의한 토크 추정

스위치드 릴럭턴스 모터의 토크를 자기수반 에너지를 이용하여 구하는 방법은 많은 문헌 등에 의해서 제안되었

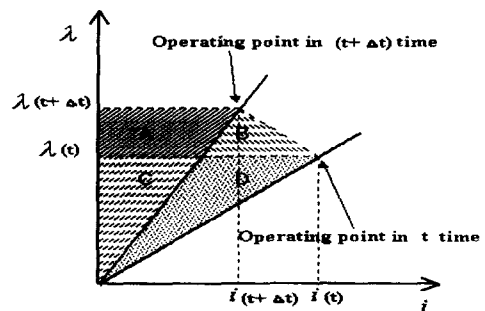


그림 4 에너지 변환 루프의 근사모델
 Fig. 4 Approximated model energy conversion loop

다[7-9]. 식 (6)과 (7)은 각각 인덕턴스와 자기수반 에너지의 변화분을 나타낸다. 스위치드 릴럭턴스 모터의 토오크 방정식을 식 (8)과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\Delta \hat{L} = \frac{\lambda(n)}{i(n)} - \frac{\lambda(n-1)}{i(n-1)} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta W_{m-c} &= \frac{1}{2} i^2(n) \Delta \hat{L} \\ &= \frac{1}{2} \frac{i(n)}{i(n-1)} [\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Delta \hat{T}_m &= \frac{\Delta W_{m-c}}{\Delta \theta} \\ &= \frac{1}{2} \frac{i(n)}{i(n-1)} \frac{[\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)]}{\omega_r \Delta t} \end{aligned} \quad (8)$$

자기수반 에너지에 의한 방법은 출력에너지를 이용한 방법보다 연산량이나 연산 시간도 길다. 게다가 만약 샘플링 시간이 길어지면, $i(K+1)$ 와 $i(K)$ 의 비율이 커져서 토오크의 추정오차가 커지는 단점을 갖는다. 따라서 본 논문에서는 기계적 출력 에너지를 이용한 에너지 변환 방법을 사용하였다.

2.3 자속 추정법

2.3.1 전압방정식에 의한 자속 추정

스위치드 릴럭턴스 모터의 쇄교 자속을 추정하기 위해서는 두 가지 방법을 이용할 수 있다. 첫 번째는 전압 방정식을 이용하는 방법으로 식 (9)에 의하여 구할 수 있다. 전류 값은 실제 구현시는 측정에 의해서 구할 수 있으며, 모의시험에서는 전압방정식을 고려한 시간차분 유한요소법으로부터 구할 수 있다.

$$\lambda = \int (V - Ri) dt \quad (9)$$

일반적인 모터를 구동하기 위한 브리지형 전력 변환회로에서는 데드 타임으로 인하여 컨버터의 전압지령과 실제 출력전압 사이에는 오차가 발생한다. 이러한 전압의 오차는 전압방정식에 의한 추정자속의 오차를 야기시키는 문제점을 안고 있다. 그러나 스위치드 릴럭턴스 모터는 전력변환회로에 데드타임이 발생하지 않는 토폴로지를 가지고 있으므로 자속추정에서 전압지령을 그대로 사용할 수 있다. 또한 쇄교자속은 한 주기 후에는 영으로 되기 때문에 유도기 등의 쇄교자속 추정시 문제가 되고 있는 오프셋 문제가 없으므로 별도의 고역통과필터를 달아주어야 하는 번거로움이 없다. 따라서 스위치드 릴럭턴스 모터에서 쇄교자속추정을 전압방정식으로 구현하는 것은 다른 모터에 비해 유리한 장점을 가지고 있다.

식 (9)의 추정 쇄교자속을 식 (5)의 추정 토오크 식에 대입하여 이산화된 형태로 표현하면 n번째 샘플링에서의 추정 토오크는 식 (10)과 같다. 이때 쇄교자속의 적분은 적분치의 정확성을 위해 사다리꼴 적분법(Trapezoidal Method)를 사

용하였다.

$$\begin{aligned} \hat{T}_m(n) &= \sum_{K=0}^{n-1} \left\{ \frac{[v(K+1) - Ri(K+1)]i(n-1)}{2\omega_r} \right. \\ &\quad + \frac{[v(K) - Ri(K)][i(n-1) - i(n)]}{2\omega_r} \\ &\quad \left. - \frac{[v(K-1) - Ri(K-1)]i(n)}{2\omega_r} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

2.3.2 Luenberger 관측기에 의한 자속 추정

스위치드 릴럭턴스 모터의 쇄교자속은 Luenberger 관측기를 이용하여 추정할 수 있다[10]. 스위치드 릴럭턴스 모터에서 전류는 센서로부터 측정가능하고, 속도는 엔코더를 이용하여 얻은 위치 정보로부터 연산을 통하여 계산 가능하다. 관측기이론을 사용하기 위하여 상태방정식을 구성하면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ \begin{pmatrix} \Delta \theta' \\ \Delta \omega' \\ \Delta \lambda_n' \\ \Delta T_L' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \theta \\ \Delta \omega \\ \Delta \lambda_n \\ \Delta T_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \\ U_n \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$y = Cx(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} x(t) \quad (12)$$

위치 $\Delta \theta$ 와 속도 $\Delta \omega$ 는 출력이고 $\Delta \lambda_n$ 은 쇄교자속, ΔT_L 은 부하토크를 나타낸다. $\hat{x}'(t)$ 는 관측한 상태, $x(t)$ 는 실제상태로 정의하면 관측기식은 다음과 같다.

$$\hat{x}'(t) = A \hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] \quad (13)$$

이때, 식 (13)는 전차원 관측시스템으로 L 은 오차보정을 위한 이득행렬이다.

행렬 $(A-LC)$ 가 안정행렬이 되도록 이득 L 을 설정한 후 식 (13)에 대입하여 관측한 상태들의 결과식을 표현하면 다음과 같다.

$$\Delta \hat{\theta} = \int (L_{11}(\Delta \theta - \Delta \hat{\theta}) + \Delta \hat{\omega}) dt \quad (14)$$

$$\Delta \hat{\omega} = \int \left(L_{22}(\Delta \omega - \Delta \hat{\omega}) - \frac{1}{J} \Delta T_L + \frac{1}{J} \hat{T}_m \right) dt \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\lambda}_n &= \int \left(L_{31}(\Delta \theta - \Delta \hat{\theta}) + L_{32}(\Delta \omega - \Delta \hat{\omega}) \right. \\ &\quad \left. - \frac{R}{L} \Delta \hat{\lambda}_n + U_n \right) dt \end{aligned} \quad (16)$$

$$\Delta \hat{T}_L = \int (L_{41}(\Delta \theta - \Delta \hat{\theta}) + L_{42}(\Delta \omega - \Delta \hat{\omega})) dt \quad (17)$$

Luenberger 관측기에 의한 자속추정방법은 앞서 제시한 전압방정식을 이용한 방법보다 복잡하며, 스위치드 릴럭턴스 모터의 비선형성을 고려하기 어려우므로 정확한 특성을 파악하기 어렵다. 따라서 비선형성을 고려할 수 있는 확장 Luenberger 관측기(Extended Luenberger Observer)를 이용하여 자속을 추정하여야 하지만, 확장 Luenberger 관측기를 이용하여 실제 시스템을 구현할 경우 빠른 마이크로 프로세서가 요구되며, 또한 계산시간이 길어지는 문제점을 가지므로 본 논문에서는 Luenberger 관측기를 이용하여 자속을 추정하였다.

2.4 수치 시뮬레이션

본 논문에서는 앞서 제안한 추정쇄교자속과 추정토크연산의 정확성을 시뮬레이션을 통하여 검증하기 위하여 수치해석 방법인 유한요소법을 이용하여 스위치드 릴럭턴스 모터를 모델링하고 유한요소법을 통하여 구한 쇄교자속과 토크를 비교하였다. 사용된 해석모델은 전술한 표1의 사양을 이용하였으며 유한요소법 프로그램은 자체 개발하여 이용하였다. 스위치드 릴럭턴스 모터의 정확한 모델링을 위하여 본 논문에서는 포화를 고려한 비선형 해석과 운동방정식과 회로방정식을 결합한 유한요소해석을 수행하였으며, 추정 토크 산정의 정확성과 추정 토크에 의한 토크 제어기의 신뢰성을 해석적으로 검증하기 위하여 그림5와 같이 구성된 토크제어기와 전류제어기를 유한요소법과 결합하여 해석하였다.

2.4.1 유한요소 정식화

만약 자기 벡터 포텐셜과 전류 밀도가 Z축 방향 성분만 갖는다면 스위치드 릴럭턴스 모터의 지배방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다[11].

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0 = 0 \tag{18}$$

여기서 ν 는 재료의 투자율의 역수이며, A 는 자기 벡터포

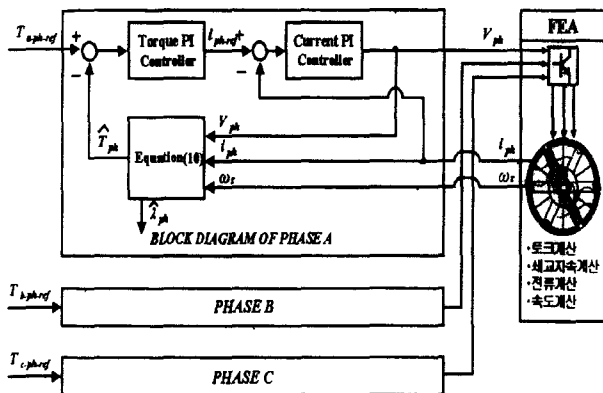


그림 5 유한요소법과 결합된 제어 블록도
Fig. 5 Block diagram of torque control with FEM

텐셜, J_0 는 입력전류밀도를 나타낸다.

전압원에 의한 회로방정식은 식 (19)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = R_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} + E_i \tag{19}$$

V 는 입력전압이며, I 는 각상에 흐르는 전류, R 은 각 상의 코일 및 외부회로 저항, L 은 각 상의 코일단 누설인덕턴스, E 는 각 상의 유기전압을 나타내며, 첨자 i 는 상번호를 나타낸다. 식 (18)와 (19)을 결합하여 Galerkin 유한요소법으로 정리하고 시간 미분항에 대해서는 후퇴차분법으로 정리하면 식 (20)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [s] & [Q] \\ \frac{1}{\Delta t}[F] & [R_i] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^{t+\Delta t} \\ I_i^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\Delta t}[F] & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^t \\ I_i^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V^{t+\Delta t} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{20}$$

2.4.2 수치 시뮬레이션 결과

그림 6은 모델 A에 대하여 전압방정식과 Luenberger 관측기, 그리고 유한요소법에 의하여 구한 쇄교자속을 비교한 결과이다. 전류는 모두 4[A]가 되도록 전류제어를 수행하였다. 그림6에서 전압방정식에 의한 쇄교자속은 유한요소법을 통하여 구해진 자속과 거의 일치함을 볼 수 있는 반면, Luenberger 관측기를 이용한 자속은 큰 차이를 나타낼 수 있다.

그림 7은 모델 A와 모델B에 대하여 전류제어를 수행한 경우 한 상에 대한 토크 파형을 나타낸다. 에너지 변환법(ECM)에 의해 추정된 토크(그림 7에서 범례 A)는 유한요소법(FEM)에 의한 토크(범례 B)와 일치함을 보이나 Luenberger 관측기에 의해 추정된 토크(범례 C)는 추정된 쇄교자속의 오차로 인하여 토크를 정확히 추정하고 있지 못함을 보이고 있다.

그림 6과 7로부터 Luenberger관측기에 의하여 얻어진 쇄교자속이 많은 오차를 포함하고 있으므로, 앞으로 계산되는 에너지변환법에 의한 토크 추정은 전압방정식에 의한 쇄교자속 연산만을 적용한다.

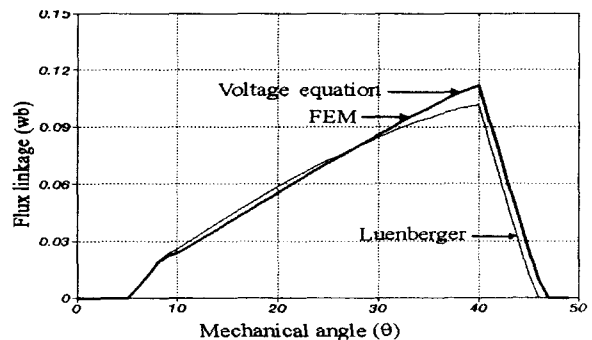
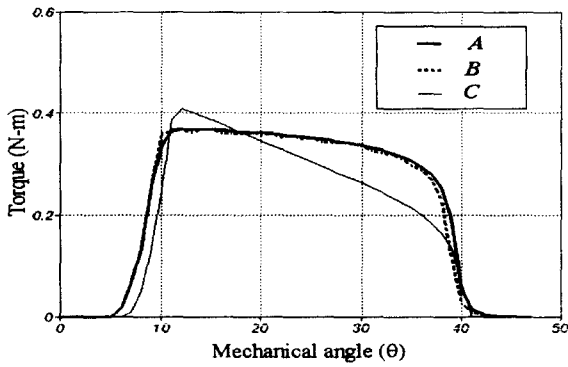
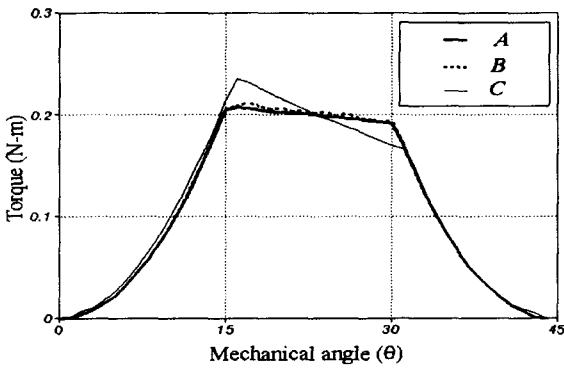


그림 6. 모델 A에서의 쇄교자속
Fig. 6 Flux linkage of Model A



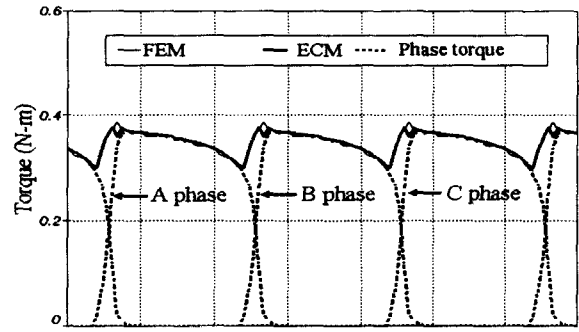
(a) 모델 A: $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$
 (a) Model A: $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 50^\circ$



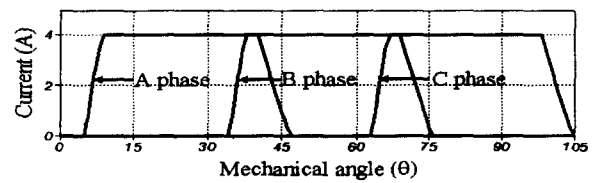
(b) 모델 B: $\beta_s = 45^\circ$, $\beta_r = 45^\circ$
 (b) Model B: $\beta_s = 45^\circ$, $\beta_r = 45^\circ$

그림 7 전류 제어시 한 상에 대한 추정 토크 파형
 Fig. 7 Estimated torque in case of current control

그림 8은 전류제어시 모델 A에 대하여 세 가지 방법에 의해 얻어진 세 상의 합성토크와 삼상전류 파형을 나타낸다. 그림 8(b)에서 전류가 4[A]로 제어되고 있으며 그림 2(a)와 같이 상승 인덕턴스 구간에서 전류가 평활하게 제어될 지라도 큰 토크 리플이 발생함을 알 수 있다. 이러한 현상은 상승 인덕턴스의 기울기가 일정한 값이 아니므로 평활전류에 대해서도 발생 토크가 일정하지 않으며 또한 두 상의 전류가 중첩되는 구간에서 감소하는 전류에 의해 발생된 토크와 증가하는 전류에 의해 발생된 토크가 같은 기울기를 갖지 않기 때문에 나타나게 됨을 알 수 있다. 그림 9는 같은 방법으로 그림 2(b)의 전류 파형과 같이 전류제어를 수행했을 때 모델 B에 대하여 적용한 결과 파형이다. 모델 B의 경우 토크는 전류의 제곱에 비례하므로 증가하고 감소하는 전류의 기울기는 일정하지만 두 상의 토크가 중첩되는 구간에서는 발생 토크는 2차 함수적으로 변하게 된다. 따라서 토크를 리플도 모델 A의 경우보다 20%정도 커지고 토크 밀도는 약 50% 이하로 떨어짐을 알 수 있다.



a) 삼상 추정 토크
 (a) Estimated torque of three phase

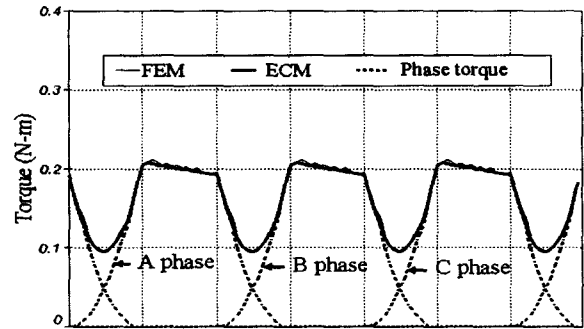


(b) 삼상전류

(b) Three phase current

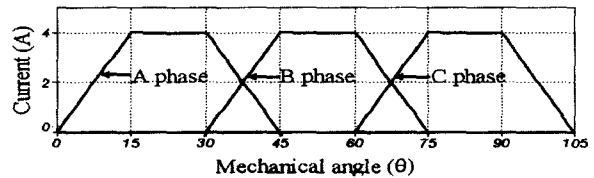
그림 8 전류제어시 모델 A(30/50)에 대한 삼상 추정 토크와 전류

Fig. 8 Estimated torque and current of Model A(30/50) in case of current control



(a) 삼상 추정 토크

(a) Estimated torque of three phase

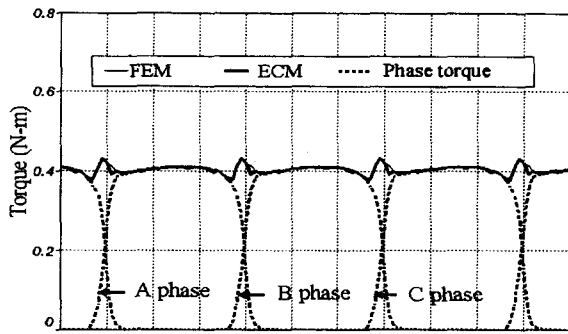


(b) 삼상전류

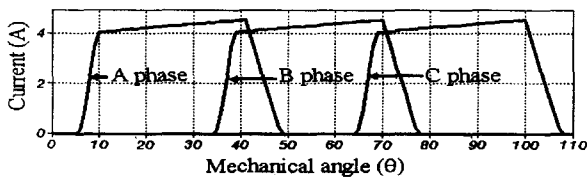
(b) Three phase current

그림 9 전류 제어만 수행시 모델 B(45/45)에 대한 삼상 추정 토크와 전류

Fig. 9 Estimated torque and current of Model B(45/45) in case of current control



(a) 삼상 추정 토오크 (700rpm)
(a) Estimated torque of three phase (700rpm)



(b) 삼상전류 (700rpm)

(b) Three phase current (700rpm)

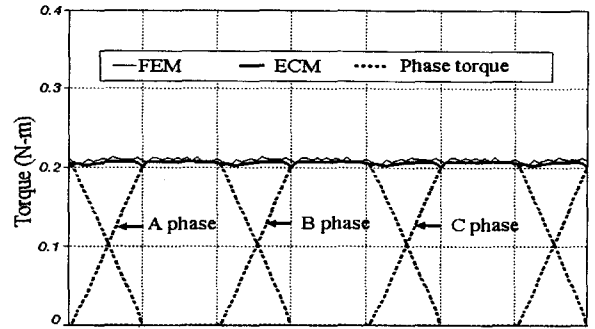
그림 10 토오크 제어시 모델 A(30/50)에 대한 삼상 추정 토오크와 전류

Fig. 10 Estimated torque and current of Model A(30/50) in case of torque control

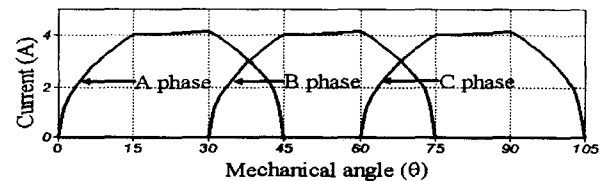
그림 10은 모델 A에 대하여 그림 5에 제시된 것과 같이 에너지 변환법에 의한 추정 토오크를 이용하여 토오크 제어를 수행한 경우, 유한요소해석에 의한 각 상의 토오크 파형과 삼상의 합성 토오크 파형과 추정토오크 파형을 비교한 결과이다. 그림 10에서 상승 인덕턴스 구간에서의 토오크 파형은 본 논문에서 제시한 토오크 제어 방법에 의해 크게 개선됨을 알 수 있다. 그러나 각 상이 중첩되는 구간에서는 모델 A의 토오크 제어가 용이하지 않으므로 토오크 리플이 어느 정도 존재하게 된다. 그림 11은 모델 B에 대한 유한요소 해석과의 결과를 나타낸다. 모델 B는 그림 3(b)와 같이 상승 인덕턴스 구간에서 두 상이 중첩되므로 본 논문에서 제시한 토오크 제어 방법이 보다 효과적으로 동작되어 그림 10의 모델 A보다 토오크 리플이 상당히 감소됨을 알 수 있다. 그러나 모델 B는 모델 A보다 전체적으로 토오크 밀도가 낮아지는 단점을 가지고 있다.

3. 실험

본 논문에서 제안한 에너지 변환법에 의한 토오크 추정과 토오크 제어방법의 성능을 검증하기 위하여 그림 12와 같이 실험장치를 구성하였다. 실험용 스위치드 릴럭턴스 모터는 모델 A에 해당하는 고정자의 극호가 30° ($\beta_s = 30^\circ$), 회전자의 극호가 50° ($\beta_r = 50^\circ$)을 제작하였으며 제어회로는 TI사의 DSP TMS320F240을 이용하여 구성하였다. 회전



(a) 삼상 추정 토오크
(a) Estimated torque of three phase



(b) 삼상전류

(b) Three phase current

그림 11 토오크 제어시 모델 A(45/45)에 대한 삼상 추정 토오크와 전류

Fig. 11 Estimated torque and current of Model A(45/45) in case of torque control

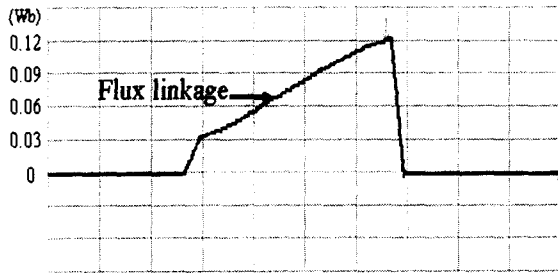
자의 위치는 1024[ppr]의 엔코더를 이용하여 검출하였으며, 각 상의 전류는 Hall C/T를 이용하여 검출하였다. 구동 초퍼회로는 IGBT로 구성하여 PWM 방식을 사용하였다. 전류 제어 주기는 $100[\mu\text{sec}]$ 이며, 토오크 추정과 토오크 제어는 $200[\mu\text{sec}]$ 마다 수행하였다.



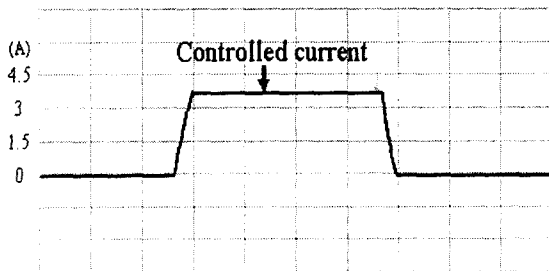
그림 12 실험장치 구성도
Fig. 12 An experimental setup of SRM

그림 13은 4[A]의 전류로 제어 했을 때의 Hall C/T로 측정 한 상의 전류 파형과 전압 방정식에 의해 DSP로 추정 연산한 한 상의 쇄교자속 파형이다. 전류의 통전은 인덕턴스 최소 평활 구간의 중간지점에서 이루어지므로 최소 인덕턴스 구간과 인덕턴스 상승구간에서 쇄교 자속의 기울기가 달라지고 있다. 이와 같은 결과는 그림6에서 유한요소법을 이용하여 얻어진 해석결과와 일치하고 있음을 알 수 있다.

그림 14는 전류 제어만 수행되어진 경우 각 상의 토오크와 합성 토오크를 나타낸 파형이다. 그림에서 토오크 리플은 그림8의 유한요소해석 결과와 양상이 비슷함을 알 수 있으나 토오크 리플의 크기는 약 45.72 [%]로 그림 8에서 약 20[%]인 유한요소해석결과보다 크게 나타나고 있다. 이러한 현상은 스위치드 릴럭턴스 모터와 부하시험장치의 가공오차에 의해 모터와 부하의 연결 축이 완전하게 정렬되지 않아 발생하는 문제이다. 그림 15는 에너지변환법에 의한 토오크 제어를 수행한 경우의 실험결과로 토오크 제어를 통해서 토오크 리플을 저감시킬 수 있었다. 그림 16은 전류 제어 수행시 전류파형이고, 그림 17은 에너지변환법에 의한 토오크 제어를 수행한 경우의 전류파형을 보여주고 있다. 위의 결과로부터 실험결과는 해석결과와 일치함을 알 수 있었고, 본 논문에서 제안한 토오크 추정 방법의 타당성을 실험을 통해서 다시 한번 입증할 수 있었다.



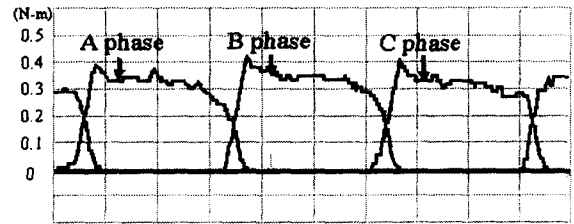
(a) 한 상의 쇄교자속
(a) Flux linkage of single phase



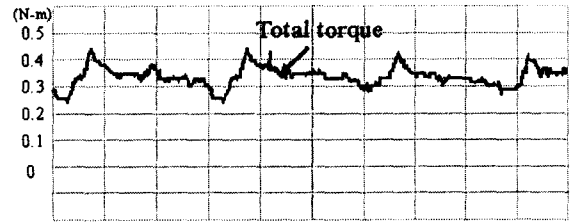
(b) 한 상의 전류
(b) phase current

그림 13 모델 A에 대한 한 상의 쇄교자속과 전류 실험 파형

Fig. 13 Experimental result: flux linkage and current of Model A



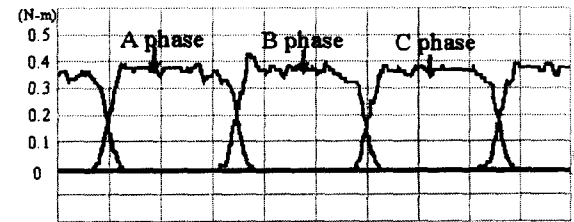
(a) 각 상 토오크
(a) phase torque



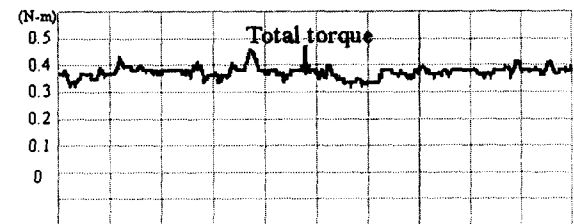
(b) 합성 토오크
(b) Total torque

그림 14 전류제어만 수행시 모델 A에 대한 삼상 토오크 파형

Fig. 14 Experimental result: estimated torque of Model A in case of current control



(a) 각 상 토오크
(a) phase torque



(b) 합성 토오크
(b) Total torque

그림 15 토오크 제어 수행시 모델 A에 대한 삼상 토오크 파형

Fig. 15 Experimental result: estimated torque of Model A in case of torque control

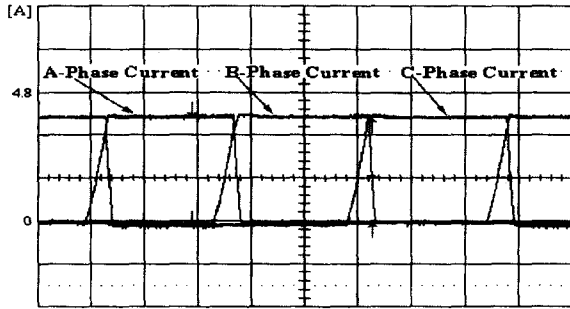


그림 16 전류제어만 수행시 모델 A에 대한 전류파형
 Fig. 16 Experimental result: current of Model A in case of current control

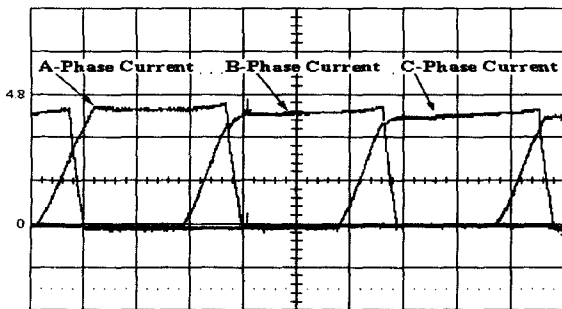


그림 17 토오크제어 수행시 모델 A에 대한 전류파형
 Fig. 17 Experimental result: current of Model A in case of torque control

4. 결 론

본 논문은 스위치드 릴럭턴스 모터의 토오크를 추정하는데 에너지 변환법에 의해 토오크를 계산하는 방법을 제안하였다. 에너지 변환법을 이용한 토오크 추정시 요구되는 쇄교 자속의 계산은 전압방정식에 의한 방법과 Luenberger 관측기에 의한 방법을 검토하였다. 본 논문에서 제안한 토오크 추정 방법의 타당성을 검증하기 위하여 수치해석방법인 유한요소법을 이용하여 스위치드 릴럭턴스 모터를 모델링하고 시뮬레이션을 수행하였으며, TI사의 TMS320F240 DSP를 이용한 실험장치를 통하여 토오크 제어를 수행하였다.

유한요소법을 이용하여 해석한 결과, Luenberger 관측기를 이용하여 자속을 추정하고 에너지 변환법으로 토오크를 추정한 경우 많은 오차를 가지고 있으나, 전압방정식으로 자속을 계산하고 에너지 변환법으로 추정한 토오크는 유한요소법의 동특성 해석에 의한 토오크와 잘 일치함을 보였다. 따라서 본 논문에서 제안한 토오크 추정 방법이 타당함을 해석적으로 검증할 수 있었다. 또한, 에너지 변환법에 의한 추정 토오크를 이용하여 토오크 제어할 경우 토오크 리플을 개선하는데 효과적임을 유한요소법과 실험결과를 통하여 입증하였다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 지정 국제공동연구 (과제번호 : 1-00-007)지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] I. Husain and M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, pp. 33-38, January 1996
- [2] P. C. Kjaer, J. J. Gribble and T. J. Miller, "High Grade Control of Switched Reluctance Machines", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 92-100, 1996
- [3] K. Russa, I. Husain and M. E. Elbuluk, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines over a Wide Speed Range", IEEE Trans. on Industry Application, vol. 34, pp. 1105-1112, September 1998
- [4] Fahimi B., Suresh G., Ehsani M., "Torque Estimation in Switched Reluctance Motor drive using artificial neural networks", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on , Volume: 1, pp. 21 -26, 1997
- [5] K. Russa, I. Husain and M. Elbuluk, "A Self-tuning Controller for Switched Reluctance Machines", Proceeding of PESC, vol. 2, pp. 1269-1275, 1998
- [6] S. Mir, I. Husain and M. Elbuluk, "Switched Reluctance Machines Modeling with On-Line Parameter Identification", IEEE Trans. on Industry Application, vol. 34, No. 4, pp. 776-783, July 1998
- [7] A. M. Stankovic, G. Tadmor, Z. J. Coric and I. Agirman, "On Torque Ripple Reduction in Current-Fed Switched Reluctance Machines", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, No. 4, pp. 177-183, February 1999
- [8] T. J. E. Miller, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford, 1989
- [9] T. J. E. Miller, Switched Reluctance Motors and Their Control, Oxford, 1993
- [10] 김광민, 김윤현, 전연도, 이주, 김학련, 부하 관측기에 의한 공극 보상기를 포함한 제로파워 부상제어, 대한전기학회 하계학술대회 논문집 (B권), pp.669-671, 2000. 7
- [11] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1986
- [12] TMS320F240 DSP Controller, Texas Instrument.

저 자 소 개



김 윤 현 (金 倫 賢)

1964년 3월 13일 생. 1987년 한양대 전기 공학과 졸업. 1989년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1989~1999년 LG 산 전연구소 책임연구원. 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 02-2290-0349, Fax : 02-2295-7111

E-mail : yhyunk@ihanyang.ac.kr



김 솔 (金 솔)

1970년 6월 10일 생. 1997년 한양대 전기 공학과 졸업. 1999년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

E-mail : slamsol@ihanyang.ac.kr



최 재 학 (崔 在 學)

1973년 8월 9일 생. 1999년 한양대 전기 공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

E-mail : ivy@ihanyang.ac.kr



이 주 (李 柱)

1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기 공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공학). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 조교수.

Tel : 02-2290-0342.

E-mail : julee@hanyang.ac.kr