

유한요소법과 프라이자흐 모델을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기(Synchronous Reluctance Motor : SynRM)의 On-line 관측기시스템 특성해석

論 文
56-12-8

The On-line Observer System Characteristics Analysis of Synchronous Reluctance Motor Using a Coupled FEM & Preisach Model

金 洪 錫[†] · 李 重 浩^{*}
(Hong Seok Kim · Jung Ho Lee)

Abstract - This study investigates the dynamic characteristics of Synchronous Reluctance Motor (SynRM), with segmental rotor structure, using finite element method in which the moving mesh technique is considered. The focus of this paper is the efficiency of on-line parameter identification system for position sensorless control of a SynRM considering saturation and iron loss. Comparisons are given with angle of the observer and those of proposed FEM & Preisach model of synchronous reluctance motor, respectively. The position sensorless control using identified motor parameters is realized, and the efficiency of the on-line parameter identification system is verified by experimental results.

Key Words : FEM, SynRM, Observer system, Preisach model, forgotten coefficient

1. 서 론

일반적으로 SynRM의 제어는 회전자 위치를 인식하는 것이 필요하기 때문에 전동기에는 위치센서를 부착해야한다. 그러나 위치센서는 비용, 신뢰도, 부착공간과 케이블의 동과 같은 문제점을 가지고 있다. 이러한 이유로 인해 위치 센서리스 제어가 요구되며, 많은 연구가 수행되어 왔다. 몇몇 방법은 회전자위치와 속도를 측정하기 위한 고정자 인덕턴스와 고정자저항을 포함하는 전동기 파라미터를 필요로 한다.

동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자 구조는 돌극 구조로 토르는 d 축 q 축의 인덕턴스의 차($L_d - L_q$)에 직접 관계되고, 최대역률은 두 인덕턴스의 비 (L_d/L_q)에 의존한다. 따라서 d 축 인덕턴스와 q 축 인덕턴스는 동기형 릴럭턴스 전동기의 특성을 결정하는 중요한 파라미터이므로 기기의 성능을 정확히 예측하기 위해서는 정확하게 도출해내야만 한다. 단편형 회전자구조 동기형 릴럭턴스 전동기는 립(rib) 구조를 가지고 있고, 이러한 립과 고정자 치 부분은 자기적 포화가 일어나기 쉬우므로 기하학적 현상에 따라 회로정수가 변화시키게 된다. 즉, 돌극비가 큰 경우 q 축은 자기적 포화현상이 적고, 퍼미언스가 큰 d 축은 자기포화가 일어나기 쉽다. d 축 기자력 여자시 자기적 포화현상은 고정자 요크, 치, 회전자의 립에서 일어나게 되며, 전동기의 토크, 효율, 역률에 영향을 주는 L_d 값은 50%까지 떨어지게 되는 경우도 있다. 따

라서 동기형 릴럭턴스 전동기의 설계 및 제어시 비선형 해석에 의한 자기포화 현상의 고려는 필수적이라고 할 수 있다. 이러한 전동기 파라미터는 구동조건에 의해 변화된다. 인덕턴스 파라미터는 자기포화현상을 발생하는 범위에서 전동기 전류에 의해 변화된다. 또한 고정자저항은 권선 온도에 따라 변화된다. 특히, SynRM의 경우에는 인덕턴스 파라미터의 큰 변화가 일어난다. 왜냐하면, 감자의 단점을 가진 SynRM은 자기포화범위 안에서 주로 사용되기 때문이다. 위치추정의 정밀도는 이러한 변화에 따라 감소되기 때문에, 이러한 문제를 다루는 것이 필요하다. 위에서 언급된 이유 때문에 다양한 파라미터 판정방법 (off-line 파라미터 판정방법)들이 제안되어져 왔다.

이러한 방법들은 미리 다양한 구동조건을 간주한 인덕턴스 파라미터를 측정된 다음에 측정된 인덕턴스 파라미터는 테이블화 혹은 모델링된다. 특히 cross-coupling 현상이 일어날 때 인덕턴스 파라미터 측정은 매우 복잡해진다. 고정자저항 파라미터 또한 미리 측정된다. 하지만, 고정자저항이 권선온도에 따라 변화되기 때문에 이것을 고정시켜 간주하는 것은 어렵다. 다른 한편으로, 온-라인 파라미터 판정방법은 미리 전동기 파라미터를 측정하는 것을 필요로 하지 않는다. 왜냐하면 이러한 판정방법은 구동 하에서 전동기 파라미터를 확인하는 것이 가능하기 때문이다. 하지만, 센서리스의 경우에 온-라인 파라미터 판정방법은 실제 위치와 속도가 잘 알려져 있지 않다는 문제를 가지고 있다. 그러므로 만약 전동기 파라미터 판정이 위치와 속도를 필요로 한다면, 불가피한 위치추정 오차는 파라미터 판정 오차를 발생한다. 또한, 그 파라미터 판정오차 또한 위치추정 오차를 발생한다. 결과적으로, 위치추정 오차와 전동기 파라미터 판정오차 사이의 오차-약순환은 위치 센서리스 제어의 효율을 감소한다.

[†] 교신저자, 學生會員 : 한밭대학교 電氣工學果 碩士課程

E-mail : stiooo@naver.com

^{*} 正 會 員 : 한밭대학교 電氣工學果 助敎授 · 工博

接受日字 : 2007年 7月 31日

最終完了 : 2007年 11月 2日

본 논문에서는 새로운 온-라인 파라미터 판정 시스템 (Observer : 관측기)을 제안하고 있다. 제안된 시스템은 전동기 파라미터의 복잡한 측정을 필요로 하지 않을 뿐만 아니라, 제한된 시스템이 수학적 모델에 포함 되어있는 위치와 속도 사항을 무시할 수 있기 때문에, 파라미터는 위치측정 오차에 의해 영향을 받지 않는다.[1]-[4] 하지만, 구동조건이 PWM과 기타사항 때문에 부하, 철손, 고조파 등에 의해 다양해 진다면, 내부 SynRM의 물리적 특성은 등가회로 모델 방법으론 정확히 예상할 수 없다. 그리고 이 판정시스템의 성능개선도 제한된다. 다행히도 유한요소법과 같은 분포정수형 해석은 자기적 비선형성 및 복잡한 형상의 전동기를 비교적 정확하게 해석할 수 있는 장점이 있으므로 유한요소법을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기에 대한 정특성 해석의 연구결과가 많이 발표되었다.[5]-[8]

그러나 전기기기를 정밀하게 해석하기 위해서는 자성체의 포화현상뿐만 아니라 철손의 원이 되는 히스테리시스 현상을 충분히 고려하여 해석해야만 한다. 종래에는 유한요소법을 이용한 전력변환기기의 비선형 해석에서 단일 B-H곡선을 사용한 것이 일반적이었으나 이 방법으로는 철손을 고려할 수 없으므로 철손에 의한 토크 및 전류의 왜곡현상을 예측할 수 없었다. 따라서 철손을 정밀하게 고려하기 위해서 자성체의 히스테리시스 현상을 모사할 수 있는 기법이 요구된다.

프라이자흐 모델은 히스테리시스 현상을 정밀하게 수치모사가 가능한 모델로 많이 연구되고 있다[5]-[8]. 이 모델은 히스테리시스 현상에 대한 본질적이고 이론적인 접근을 지양하는 대신, 나타나는 현상적인 양들을 데이터로 처리하는 수치기법으로서 먼저 실측곡선으로부터 각 자성체 입자들간의 상호작용과 자기입자들의 보자력 밀도분포(density distribution)를 입력데이터로 하고 자기 이력을 고려해 주기 위하여 입력의 변천과정을 기억시켜 처리하는 방법이다. 따라서 히스테리시스 곡선을 방정식으로 처리하거나 에너지 관계식에 근거한 이론적인 수식전개 보다 실측곡선으로부터 자구에 대한 정보를 데이터로 처리하여 히스테리시스 현상을 수치모사하는 데이터처리 기법을 이해하는 것이 선행되어야 한다.

이러한 프라이자흐 모델을 이용하여 히스테리시스 현상을 해석할 경우 처리해야 할 데이터가 상대적으로 많고, 모델링의 전개과정이 복잡하여 벡터량에 대한 처리가 곤란하다는 단점이 있지만 실제 자성체에서 복잡하게 변하는 히스테리시스 특성을 가장 잘 모사할 수 있는 모델로 알려져 있으며, 컴퓨터의 발달로 이 방법의 적용이 용이해졌다.

제안된 판정시스템을 이용하여 시험 SynRM의 위치 센서리스 제어 실험이 수행되었으며, 실험에 의해 제안된 시스템의 효용성이 입증되었다.

2. SynRM의 수학적 모델

센서리스 벡터제어를 위해 수학적 모델을 사용한 좌표계는 그림 1과 같이 나타낼 수 있으며, d-q축은 회전좌표축, α-β축은 고정좌표축이다. d-q 회전 좌표축의 회로방정식은 식 (1)로 나타낼 수 있다.

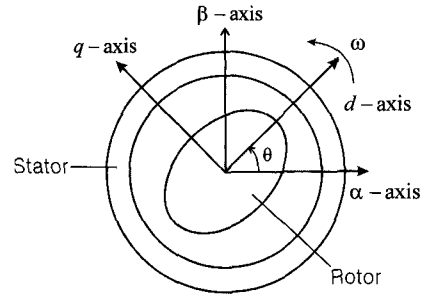


그림 1 SynRM의 좌표계
Fig. 1 Coordinates of SynRM

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$[v_d \ v_q]^T$: 회전좌표상의 전압

p : 미분연산자

$[i_d \ i_q]^T$: 회전좌표상의 전류

ω : 전기각의 각속도 R : 고정자 저항

L_d : d-축의 인덕턴스 L_q : q-축의 인덕턴스

α-β 고정좌표계로 식(1)을 변형하면, 식(2)가 유도된다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,

$[v_\alpha \ v_\beta]^T$: 고정좌표상의 전압 $L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta$

$[i_\alpha \ i_\beta]^T$: 고정좌표상의 전류 $L_0 = (L_d + L_q) / 2$

$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta$ $L_1 = (L_d - L_q) / 2$

$L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta$

식(2)를 다시 쓰면, 식(3)을 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + pL_0 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + pL_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)을 이산상태방정식으로 변형하면, 식(4)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(n+1) - i_\alpha(n) \\ i_\beta(n+1) - i_\beta(n) \end{bmatrix} = \frac{\Delta T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} -RL_\beta + 2\omega L_0 L_1 \sin 2\theta & RL_{\alpha\beta} - 2\omega L_1 (L_0 \cos 2\theta - L_1) \\ RL_{\alpha\beta} - 2\omega L_1 (L_0 \cos 2\theta + L_1) & -RL_\alpha - 2\omega L_0 L_1 \sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(n) \\ i_\beta(n) \end{bmatrix} + \frac{\Delta T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(n) \\ v_\beta(n) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(n) \\ i_\beta(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(n) \\ v_\beta(n) \end{bmatrix} \quad (5)$$

3. 파라미터 행렬 θ의 판정

파라미터 판정시스템의 첫 번째 단계는 모터의 파라미터를 내포하고 있는 파라미터 행렬 Θ을 판정하는 것이다.

$$y = \Theta z \quad (6)$$

식(5)를 다시 쓰면, 식(6)과 같이 변형하여 쓸 수 있다.

$$y = [i_\alpha(n+1) - i_\alpha(n) \ i_\beta(n+1) - i_\beta(n)]^T$$

$$z = [i_\alpha(n) \ i_\beta(n) \ v_\alpha(n) \ v_\beta(n)]^T$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{11} & b_{12} \\ a_{21} & a_{22} & b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} y, z$$

파라미터 행렬 Θ 을 확인하기 위해서, 반복 최소자승법을 사용하여 식(7)과 식(8)으로 나타낸다. 여기서 forgotten coefficient로 정의된 λ 는 운전상태의 변화에 따라 전류와 전압 입력신호의 불필요한 과거 데이터를 지우는 것이다.

$$\Theta(n) = \Theta(n-1) + (y - \Theta(n-1)z)z^T P(n) \quad (7)$$

$$P(n) = \frac{1}{\lambda} \{ P(n-1) - P(n-1)z(\lambda + z^T P(n-1)z)^{-1} z^T P(n-1) \} \quad (8)$$

식(7)과 식(8)의 계산으로부터 파라미터행렬 Θ 이 반복적으로 확인된다.

$$\hat{\theta}_{re} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{b_{12} + b_{21}}{b_{11} - b_{22}} \right) \quad (9)$$

확인된 파라미터 행렬 Θ 로부터 회전자위치 θ_{re} 는 식(9)로서 구할 수 있다.

$$\left(\frac{b_{12} + b_{21}}{b_{11} - b_{22}} = \frac{-L_1 \sin 2\theta_{re} - L_1 \sin 2\theta_{re}}{(L_0 - L_1 \cos 2\theta_{re}) - (L_0 - L_1 \cos 2\theta_{re})} = \frac{\sin 2\theta_{re}}{\cos 2\theta_{re}} \right) \quad (10)$$

이로서 회전자 위치 $\hat{\theta}_{re}$ 는 모터의 파라미터가 포화, 철손 등으로 인해 변화하여도 그것에 영향을 받지 않고 정확한 위치를 얻을 수 있음을 이론적으로 증명하고 있다.

그림 3는 시뮬레이션과 실험에 있어 제안한 관측기가 고려된 시스템 블록선도를 보여준다.

4. 프라이자흐 모델이 결합된 유한요소 해석

4.1 SynRM의 지배방정식

2차원 지배방정식은 아래와 같다.

$$\frac{\partial}{\partial x} v_0 \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} v_0 \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z - J_m \quad (11)$$

$$J_m = v_0 \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (12)$$

여기서, A_z : 자기벡터전포텐셜의 Z방향 성분, J_z : 전류밀도, v_0 : 자기저항율, M_x, M_y : 자계 H_x, H_y 에 대한 자화의 세기

4.1.1 SynRM의 지배방정식

회로방정식은 다음과 같다.

$$\{V\} = [R] \{I\} + [L_0] \frac{d}{dt} \{I\} + \{E\} \quad (13)$$

여기서 $\{E\}$: 권선의 EMF벡터, $\{V\}$: 공급전압 벡터, $\{I\}$: 상전류 벡터, $[L_0]$: 누설 인덕턴스

수렴성과 계산시간을 고려하여 후퇴차분법을 사용하였으며, 회로 방정식이 결합된 전체 시스템방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Delta t} [S] & -[N] \\ \mu & [R] \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ [LG]^T & [L_0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{bmatrix} t$$

$$= \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [LG]^T & [L_0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{bmatrix} t - \Delta t \begin{bmatrix} \{M\} \\ \{V\} \end{bmatrix} t \quad (14)$$

[LG]는 역기전력과 관련된 계수 행렬이고 자화 [M]은 프리자흐 모델에 의해 계산된 자화량이다.

SynRM의 2차원 해석 모델은 그림 1에 나타났다.

4.1.2 프라이자 모델의 적용

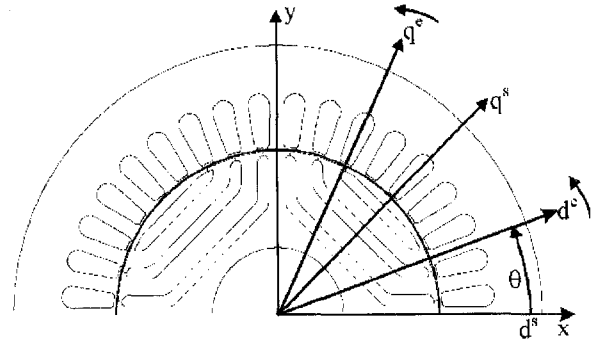


그림 2 Rotating(e), stationary(s), x, y axis

Fig. 2 Rotating(e), stationary(s), x, y axis

본 논문의 프리자흐 모델은 $M-H$ 관계를 사용하였다. 모든 히스테리시스 현상에 있어 인가자계와 자화량 사이에는 위상차가 있기 때문에 벡터적 해석을 피할 수 없다.

그러므로 회전기기의 해석에 대한 새로운 알고리즘 개발이 필요하다. 회전자는 그림. 2에서 볼 수 있는 바와 같이 입력자계각 θ 를 따라 동기적으로 회전한다. 따라서 고정자의 영역은 x, y축에 대해서 교번 자계로 가정할 수 있으며 회전자의 B와 H는 상수이며 x축과 y축에 대해서 또한 교번 자계이다. 기준으로 보면 교번하는 계로 가정할 수 있다. 인가자계와 자화사이의 각은 x축과 y축 위에서는 0 혹은 π 가 된다.

따라서 회전기기에 대한 프리자흐 모델은 식 (14)에서 볼 수 있는 바와 같이 스칼라 모델로써 표현되어 질 수 있다.

같은 축에서 계산된 M, H 가 같은 벡터 방향을 가지는 것은 당연하다. 그러므로 자화 M 은 회전기기의 전기량을 간단히 계산함으로써 해석할 수 있다.

$$M(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta}(H(t)) d\alpha d\beta$$

$$= \iint_{s^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta - \iint_{s^-(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \quad (15)$$

(16) 보다 편리한 계산을 위하여 식 (16)과 같이 에버렛 평면으로 대체하여 해석을 수행하였다. [8]

$$E(\alpha, \beta) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta}(H(t)) d\alpha d\beta \quad (16)$$

4.2 결합 알고리즘

PWM fed 인버터를 가진 제어 알고리즘이 그림 3에 나타난 것처럼 PWM입력에 따른 동특성과 히스테리시스특성 해석을 위해 제안된 해석모델에 적용된다.

제안된 해석방법은 벡터제어 논리부분에 스텝속도 명령 (500rpm)이 적용되고, 샘플링 타임은 100(μ sec)이다.

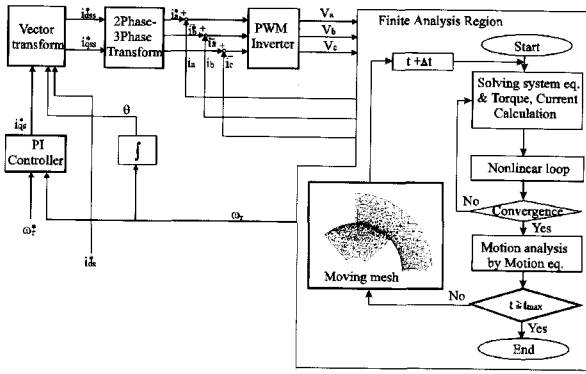


그림 3 해석시스템의 블록선도
Fig. 3 Block diagram of analysis system

그림 4는 FE영역의 자세한 자속 흐름도를 보여준다.

SynRM의 토크는 맥스웰 응력법의 선적분에 의해 계산한다.

$$T_x = \int_l \frac{w}{2\mu_0} (B_x^2 - B_y^2) n_x + 2n_y B_x B_y dl \quad (17)$$

n_x 과 n_y 은 단위 법선 벡터이다. w 은 주로 적층폭이다.

동특성 해석에서 SynRM의 속도는 다음에 의해 계산된다.

$$T = J \frac{d^2}{dt^2} - T_1 \quad (18)$$

또한, 자계 H 는 다음과 같이 계산이 된다.

$$H = \nu_0 (B - H) \quad (19)$$

로 계산될 수 있다.

이때 자계 H , 자속밀도 B , 자화 M 의 참값을 H^* , B^* , H^* 라 하고, M^* 의 오차를 Δe_m , H 의 오차를 Δe_h 라 하면,

$$H = H^* + \Delta e_h = \nu_0 (B^* - M^* - \Delta e_m) \quad (20)$$

$|\Delta e_h| = \nu_0 |\Delta e_m|$ 이 된다.

결국 자화의 오차 $|\Delta e_m|$ 는 자화의 오차에 ν_0 를 곱한 값이 되어 수렴이 불안정하다.

따라서 식 (18)을 변형하여

$$B = \mu_0 H + M = \mu_0 (1 + \mu_{sp}) H + M' \quad (21)$$

여기서, $M' = M - \mu_0 \mu_{sp} H$

μ_{sp} : 가투자율(pseudo permeability)

따라서 $H = \nu(B - M')$ 로 표현되며, 여기서 $\nu = 1/\mu_0(1 + \mu_{sp})$ 이다. 그러므로 $|\Delta e_h| = \nu_0 |\Delta e'_m|$ 가 되고, 수렴은 안정화 된다.

계산시 수렴을 빠르게 하기 위하여 자화 M 에 대하여 단순반복법을 적용하였다.

$$M'_{x(i+1)} = M'_{x(i)} + r(M'_{x(i+1)} - M'_{x(i)}) \quad (22)$$

$$M'_{y(i+1)} = M'_{y(i)} + r(M'_{y(i+1)} - M'_{y(i)})$$

x, y 성분으로 구성된 자속밀도와 자계의 세기는 유한요소법(FEM)에 의해 계산된다.

각 상의 쇠교자속은 다음과 같다.

$$\lambda = N \int \vec{B} \cdot d\vec{S} = N(A_1 - A_2)w \quad (23)$$

w 은 주로 적층폭이다. N 은 코일 턴수이고, A_1, A_2 은 슬롯에서의 자기벡터 포텐셜의 평균값이다.

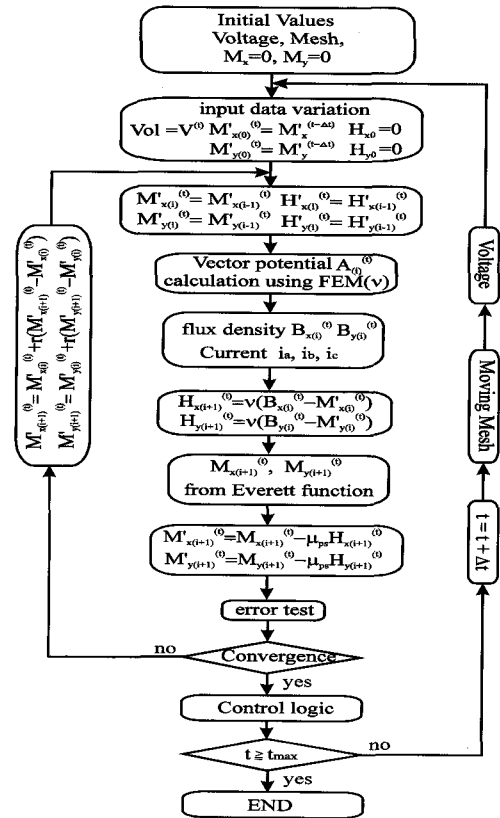


그림 4 프라이자흐 모델을 이용한 해석흐름도
Fig. 4 Flow chart of analysis using Preisach's model.

5. 시뮬레이션 및 실험해석

그림 5-(a),(b)는 제안된 모델의 속도응답특성과 상전류 특성을 각각 나타낸다. 상전류 응답특성인 그림 5-(b)는 히스테리시스현상과 포화현상 때문에 약간의 왜곡을 볼 수 있다.

그림 6은 제안된 해석모델에서 FE영역의 $\alpha-\beta$ 자속결합 응답특성을 나타낸다. 또한 그림 7은 속도제어 시뮬레이션에서 움직여 각 $\hat{\theta}_{re}$ 과 자속 각 θ_f 사이의 판정오차 각 $\Delta\theta_{re}$ 을 나타낸다. 그림 8에서 자속 중 각 오차 $\Delta\theta_{re}$ 이 생성되어 전압명령이 성립될 때 거의 0에 수렴한다는 것을 확인할 수 있다. 이 시뮬레이션에서 λ 의 값은 0.998이다.

그림 9은 시작점과 정상상태에서 해석모델의 자속흐름도를 나타낸다.

그림 10에서 그림 15까지는 1000rpm, 2000rpm, 3000rpm에 있어 각각 속도 응답특성 및 관측기에서 계산되어지는 위치 $\hat{\theta}_{re}$ 와 엔코더의 θ_{re} 의 응답특성을 보여준다. 응답결과에서 볼 수 있는 바와 같이 각각의 rpm에서 빠른 수렴을 보임을 알 수 있다. 그러나 약간의 오차를 수반하여 응답함을 볼 수 있는데 이는 초기 회전자위치 선정과정을 정확히 한다면 해결할 수 있으리라 사료된다.

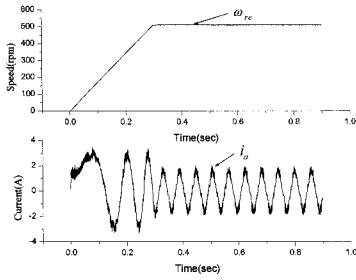


그림 5 속도와 상전류 응답특성(시뮬레이션)
 Fig. 5 Speed and phase current response in simulation

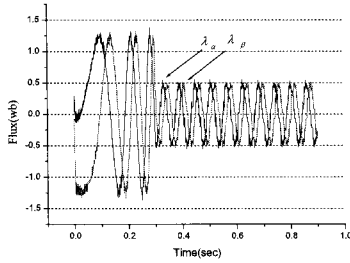


그림 6 α-β 자속결합 응답특성(시뮬레이션)
 Fig. 6 α-β flux linkage response in simulation

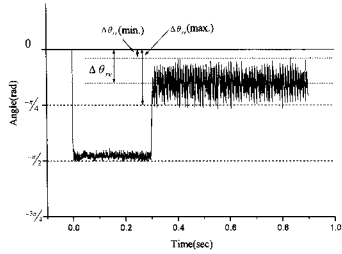


그림 7 Angle 오차 응답특성 (시뮬레이션)
 Fig. 7 Angle estimation error in simulation

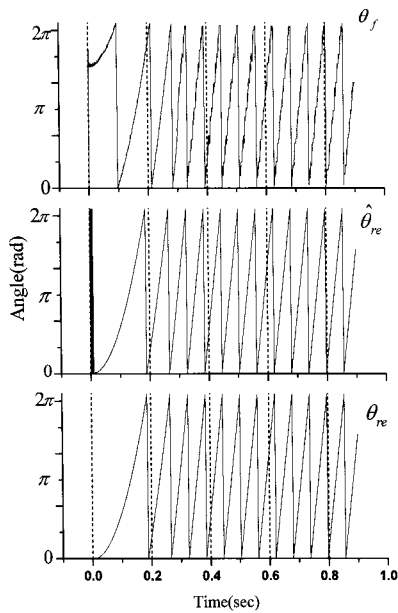


그림 8 Angle 응답특성 (시뮬레이션)
 Fig. 8 Angle response in simulation

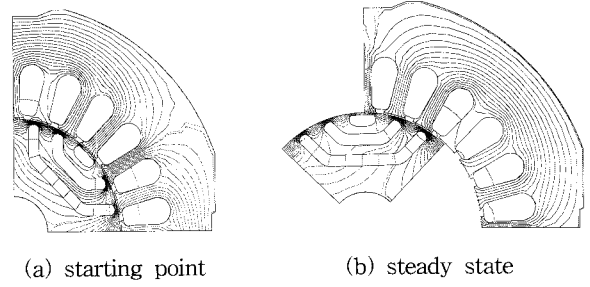


그림 9 해석모델의 자속흐름도
 Fig. 9 flux plot of analysis model

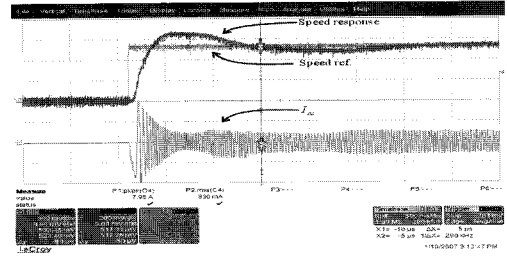


그림 10 속도 및 상전류 응답특성 (1000rpm)
 Fig. 10 speed and phase current response in experiment

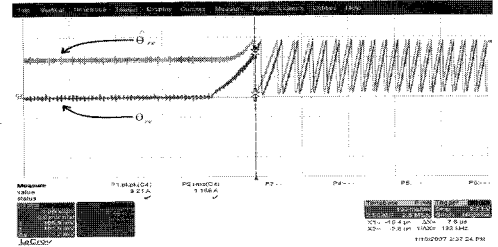


그림 11 Angle 응답특성 (1000rpm)
 Fig. 11 Angle response in experiment (1000rpm)

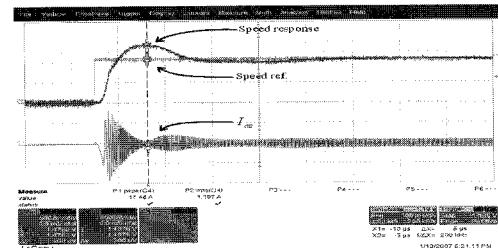


그림 14 속도 및 상전류 응답특성 (3000rpm)
 Fig. 14 speed and phase current response in experiment

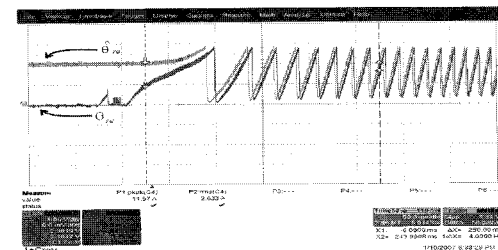


그림 15 Angle 응답특성 (3000rpm)
 Fig. 15 Angle response in experiment (3000rpm)

6. 결 론

본 연구에서는 모터 포화 및 손실 등 파라미터 변동에 무관한 온라인 파라미터 관측시스템(관측기)를 수학적 모델로부터 구현하였다. 시뮬레이션을 통해 관측기설계의 가능성을 확인하였으며, 실험시스템에 구현하여 비교적 양호한 응답을 얻었다. 본 연구결과는 SynRM의 상용화를 앞당길 것으로 사료된다. 향후 과제로서는 부하변동에 따른 양호한 응답특성을 가질 수 있도록 시스템 안정성에 관한 연구가 뒤따라야 할 것으로 사료된다.

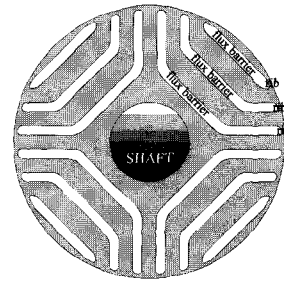
감사의 글

본 연구는 산업자원부에서 시행하는 연구 개발 프로그램의 지원에 의한 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] S.Ichikawa, "low speed Sensorless Control and Initial Position Estimation of Synchronous Motors based on system Identification Theory" *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp.975-980, Nov.2-6, 2004, Busan, Korea.
- [2] S.Ichikawa, M.Tomita, "Sensorless Controls of Synchronous Motors based on an Extended EMF Model and Initial Position Estimation". *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, pp. 2150-2155 Vol.3, Nov. 2003
- [3] K.Kawai, "Sensorless Controls of Synchronous Motors based on an Extended EMF Model and Initial Position Estimation". Vol.122-D, No.12, pp.2150-2155, 2003, (in Japanese).
- [4] A.Iwata, S.Ichikawa, M.Tomita, S.Doki and S.Qkuma, "Position and Velocity sensorless control of SynRMs using on line parameter identification", *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, pp. 2156- 2161 Vol.3, Nov. 2003
- [5] J. H. Lee, J. C. Kim, D. S. Hyun, "Dynamic Characteristic Analysis of Synchronous Reluctance Motor Considering Saturation and Iron Loss by FEM", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 34, No. 5, pp. 2629-2632, Sep. 1998.
- [6] J. H. Lee, D. S. Hyun, "Hysteresis Characteristics Computation on PWM Fed Synchronous Reluctance Motor Using Coupled FEM & Preisach Modeling", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 36, No. 7, pp 1209-1213, July 2000.
- [7] J. H. Lee, J. C. Kim, I. S. Jung, D. S. Hyun, "Vector Control Scheme of Synchronous Reluctance Motor Considering Iron Core Loss", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 34, No. 5, pp 3522-3525, September, 1998.
- [8] D. H. Everett, A general approach hysteresis, Part III., "A formal treatment of the independent domain model of hysteresis", *Trans. on Faraday Soc.*, Vol. 50 pp1077-1096, 1954.

부 록 : SynRM의 구조 및 사양



실험용 SynRM의 사양

Rotor Type	Segmental Rotor
Power rating [W]	746 [W]
Air gap	0.4 [mm]
Rated Speed [rpm]	3600 [rpm]
Stator phase resistance	2.82 [Ω]
Poles	4
Number of phase	3 phases
L_s	0.2350 [H]
L_g	0.05476 [H]

저 자 소 개



김 홍 석 (金洪錫)

1981년 12월 25일생. 2006년 한밭대학교 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정
Tel : 042-821-1626
E-mail : stiooo@naver.com



이 중 호 (李重浩)

1968년 8월 21일생. 1993년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년 9월 ~2000년 2월 한양대학교 부설 산업과학연구소 선임 연구원. 2000년 3월 ~2월 도림충북과학대학 전기과 전임강사. 2002년 3월 ~ 현재 국립한밭대학교 전기공학과 조교수
Tel : 042-821-1098
E-mail : limotor@hanbat.ac.kr
Home page : www.motorlovelab.com