

# 동기형 릴럭턴스 전동기의 단순구조형 센서리스 제어의 저속운전

論 文  
55B-2-1

## Low Speed Operation of Simplified Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor

安 浚 善\* · 李 柱†  
(Joonseon Ahn · Ju Lee)

**Abstract** - Many researchers have worked for the sensorless control of SynRM in recent years. However they commonly requires large calculations which induced from its complexity. For low cost application as like home appliance, it is difficult to utilize because of the cost problem. Therefore, it is necessary to introduce simplified sensorless control scheme that is composed of least calculation to estimate the rotor position. In this paper the sensorless control is performed using the characteristics of SynRM structure in which the linkage flux varies with rotor position, so the rotor position can be detected by the change of linkage flux. The estimation of linkage flux can be acquired from the integration of the motor terminal voltage which is commonly used method for the reliability of the estimation. However this estimation method has demerits in low speed operation therefore in that region the motor terminal voltage is compensated by the phase current. A digital simulation (MATLAB) and experiment were performed to confirm the adequacy of the proposed control scheme.

**Key Words** : Synchronous Reluctance Motor, Sensorless Control, Flux Estimation

### 1. 서 론

동기형 릴럭턴스 전동기(Synchronous Reluctance Motor 이하 SynRM)는 회전자에 어떠한 권선이 존재하지 않는다는 것을 제외하고는 돌극형 동기전동기와 이상적으로 같다. 고정자는 공극에서 회전하는 정현파 자속을 발생하는 3상의 정현적인 분포로 되어있고, 고정자에 유기된 자속이 회전자에 채교함으로써 회전자는 릴럭턴스가 최소가 되는 방향 즉 고정자 자속에 회전자의 d축이 정렬하는 방향으로 회전하게 된다. 이러한 힘을 릴럭턴스 토크라 한다. 구조적인 면에서 SynRM은 회전자 손실이 없고 구조가 간단하며 따라서 기계적으로도 견고하기 때문에 유도전동기 보다 높은 효율을 보인다[1]. 하지만 SynRM은 영구자석형 동기전동기와는 달리 돌극비를 최대화시키기 위한 설계 및 구현 방법이 있어 어려움이 따르기 때문에 유도전동기 수준의 고성능을 구현하는 것이 어렵다는 이유로 산업 전반으로 확산되고 있지 못한 실정이다.

릴럭턴스 전동기를 이용한 가변속 제어에 대한 연구는 1980년대 초반부터 Lawrenson과 Miller에 의하여 시작되었다 [2],[3]. 그러나 영구자석을 이용한 영구자석형 동기전동기 계열에 대한 관심이 더 집중됨에 따라 성능이 상대적으

로 영구자석기에 비해 떨어지는 SynRM에 대해서 관심을 갖는 이는 그리 많지 않았다. 영구자석 가격의 지속적인 하락으로 인하여 브러시레스 전동기를 이용한 응용분야는 그 범위가 점점 넓어지고 있지만, 열이나 역 자계에 의하여 영구자석이 감자될 경우 전동기 사용이 불가능해지는 사례가 발생하기 시작하였고 특히 가전용으로 응용될 경우 이러한 문제로 인해 채용이 어려운 경우가 발생하고 있다. 많은 수의 브러시레스 전동기 설계자들이 감자의 원인이 되는 역 자계 조건을 해석하여 감자되지 않도록 영구자석을 최적설계 하고 있으나 공조기기의 압축기와 같이 내환경성이 떨어지는 기기에서는 브러시레스 전동기의 대안이 요구되고 있다. 여기에 SynRM을 사용할 경우 앞서 설명한 바와 같이 간단한 2차 구조로 인하여 열에 강인하다는 이점을 가질 수 있다. 하지만 구동 원리상 회전자의 위치를 파악하여야만 구동이 가능하므로 위치센서가 없는 센서리스 제어에 대한 연구가 필요하다. Kreindler는 공극 자속의 포화에 의한 3고조파 신호를 검출하여 회전자의 위치를 검출 하였으며[4], Shroedl은 저속 영역에서 시험 전압을 인가하여 회전자 위치를 검출하는 방법을 제시하였다[5]. Arefeen은 상전류가 영점을 지나는 순간을 이용하여 회전자의 위치를 검출하는 방법을 제시하였으며[6], Lagerquist는 전압 적분에 의하여 자속을 검출함으로써 자속 기준 제어를 통해 센서리스 제어를 구현하였다[7]. Matuo는 전류의 기울기가 전동기의 인덕턴스에 비례하고 인덕턴스는 회전자 위치의 함수이므로 전류의 기울기를 구하여 회전자 위치를 검출하였으며[8], Lorenz는 유도전동기와 영구자석 동기전동기에 고주파 전압

\* 교신저자, 正會員 : 漢陽大 電氣生體工學部 副教授 · 工博  
E-mail : julee@hanyang.ac.kr

\* 正會員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程  
接受日字 : 2005年 7月 15日  
最終完了 : 2005年 12月 13日

의 인가에 의하여 회전자의 위치를 추정할 수 있음을 보였고[9][10], 강석주는 동기형 릴럭턴스 전동기에 고주파 전류를 인가하여 회전자의 위치를 추정할 수 있음을 보였다[11]. 그러나 대부분의 경우 복잡한 알고리즘과 많은 연산 수행으로 인하여 산업에 직접 적용하기 위해서는 고가의 연산 프로세서를 이용하여만 구현이 가능한 문제점을 가지고 있다. 따라서 가전산업이 SynRM에 관심을 갖기 위해서는 저가의 프로세서로 구현이 가능한 간단한 형태의 알고리즘이 절실히 요구되고 있는 실정이다.

따라서 본 논문에서는 SynRM의 구조적인 특징으로 인하여 회전자의 위치에 따라서 상 인덕턴스가 변화하기 때문에 그에 따른 쇄교 자속의 변화를 이용하면 회전자의 위치를 파악할 수 있는 점을 이용하여 센서리스 제어를 수행하였다. 쇄교자속의 추정은 일반적으로 많이 사용하고 있는 전동기 단자전압을 적분하여 수행하는 방식을 사용하였고, 이러한 방식의 단점인 저속 영역에서의 단자전압 부족 현상을 해석하기 위해서 저속에서는 검출된 상전류를 이용하여 쇄교 자속을 보상하여 넓은 속도 영역에서 운전이 가능하도록 성능의 개선을 꾀하였다. 제안된 알고리즘의 타당성을 검토하기 위하여 MATLAB을 이용하여 모의시험을 수행하였고, 실험을 통하여 이를 검증하였다.

## 2. 단순구조형 센서리스 제어

### 2.1 수학적 모델링

동기형 릴럭턴스 전동기는 돌극 구조로 되어 있고, 일반적인 영구자석형 동기 전동기와 같이 회전자에 전류가 흐르지 않으므로, 고정자 축에 대한 전압 방정식만 고려하면 된다. 실제의 회전자의 표면에는 자속의 고조파에 의한 와류(eddy current)가 존재하고, 이에 따른 추가적인 손실이 발생하게 된다[12][13]. 여기서 회전자는 손실이 없는 이상적인 모델을 가정한다.

SynRM의 과도상태를 관찰하기 위해서는 전동기의 인덕턴스가 회전자의 위치에 따른 함수이므로 시변 변수가 되어 해석에 어려운 점이 있다. 그러나 동기좌표계를 이용하여 시변항을 제거하고 간략하게 전압방정식을 표현하면 식(2.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

여기서,  $L_d = L_k + L_{md}$ ,  $L_q = L_k + L_{mq}$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_0 + L_2), \quad L_{mq} = \frac{3}{2}(L_0 - L_2)$$

$r_s$ : 고정자 저항,  $\omega_r$ : 동기속도,  $L_d$ : d축 동기 인덕턴스,

$L_q$ : q축 동기 인덕턴스,  $L_{md}$ : d축 자화 인덕턴스,

$L_{mq}$ : q축 자화 인덕턴스,  $L_k$ : 고정자 누설 인덕턴스

## 2.2 단순구조형 센서리스 제어 알고리즘

### 2.2.1 위치 추정

그림 1은 3상 동기전동기를 2상 2극용 돌극형 동기전동기의 등가모델로 나타내었다. 3상 평형 전원은 Park's Transformation에 의하여 위상차가 90°를 갖는 2상 평형 전원으로 표시할 수 있다. 만일, 회전자가 정지 좌표계상의  $\alpha'$  축과 동기 되어  $\omega_r$ 의 속도로 회전하고, 추정하는 임의의 좌표계  $\alpha\beta$  축이  $\omega_r'$ 의 속도로 회전한다고 가정하면 임의의 추정좌표축  $\alpha\beta$  축과 실제 회전자의 회전좌표축  $d^r-q^r$ 축은  $\Delta\theta$  만큼의 위치 오차를 갖게 된다. 따라서 위치 오차  $\Delta\theta$ 가 영(zero)이 된다면 임의의  $\alpha\beta$  축은 회전자축과 같은 속도로 회전하고 있다고 간주할 수 있으며 결과적으로 위치 보상을 삽입하여 두 좌표축간의 위치 오차  $\Delta\theta$ 를 영으로 만들게 되면 추정된 좌표축  $\alpha\beta$  축은 회전자축  $d^r-q^r$ 축과 같게 되므로 회전자의 위치 추정이 가능해진다. 회전좌표계의 위치와 임의의 좌표계 사이의 관계는 식(2.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}_{er} = \theta_r + \Delta\theta \quad (2.2)$$

여기서  $\theta_r$ 은 회전자의 위치이며,  $\hat{\theta}_{er}$ 은 회전자의 추정 위치이다.

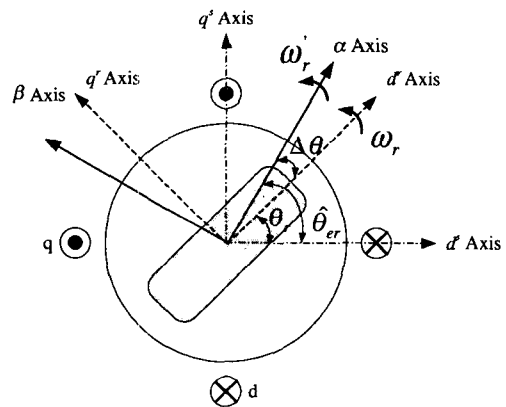


그림 1  $\alpha\beta$ 축(임의의 축)에서의 등가 모델

Fig. 1 Equivalent model on the  $\alpha\beta$  axis (arbitrary axis)

SynRM의 회전자의 위치는 자속으로부터 추정할 수 있는데 전압 방정식을 이용하여 자속을 추정하게 되면 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_{d_i}^s = \int (v_{d_i}^s - r_s i_{d_i}^s) dt \quad (2.3)$$

회전 좌표계상의 추정 자속은 정지 좌표계상의 자속을 변환하여 얻을 수 있는데 식(2.4)와 같다.

$$\hat{\lambda}_{d_i}^r = S^{-1} \hat{\lambda}_{d_i}^s \quad (2.4)$$

여기서,  $S^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_{er}) & \sin(\hat{\theta}_{er}) \\ -\sin(\hat{\theta}_{er}) & \cos(\hat{\theta}_{er}) \end{bmatrix}$ 로 정지 좌표계를 회전 좌표계로 변환하는 행렬이다.

정지 좌표계상의 전류  $I_{dq}^s$ 도 자속과 마찬가지로 추정위치  $\hat{\theta}_a$ 를 이용하여 회전 좌표계로 변환하면 식(2.5)와 같이  $\hat{I}_{dq}^r$ 을 구할 수 있다.

$$\hat{I}_{dq}^r = S_{dq}^{-1} I_{dq}^s \quad (2.5)$$

기준자속  $\lambda_{dq}^{r*}$ 는 식(2.5)의 전류와 실제 인덕턴스에 의하여 결정이 되므로  $d^r-q^r$ 축 인덕턴스는 동기 인덕턴스를 사용한다.

$$\lambda_d^* = L_d I_d^r, \quad \lambda_q^* = L_q I_q^r \quad (2.6)$$

그림 2는 그림 1에서 나타낸 임의의 추정 좌표축과 실제 회전자의 좌표축 간의 위치오차에 따른 자속의 파형을 나타낸다. 기준 자속은 실제 자속으로 오차에 상관없이 일정한 값을 갖는다. 그러나 추정 자속은 위치 오차가 존재하게 되면 그 값이 변하게 된다. 만일 회전 좌표계상에서 추정된 위치가 실제 회전자의 위치와 같다면 항상 기준자속과 같은  $\Delta\theta$ 가  $0^\circ$ 일 때의 쇄교 자속 값으로 기준 자속 량과 같게 될 것이다. 그러나 추정된 위치가 실제 위치와 조금이라도 차이를 갖는다면 기준 자속( $\lambda_q^{r*} = L_q i_q^r$ )과 추정 자속

( $\hat{\lambda}_q = S^{-1} \hat{\lambda}_q^*$ )이 오차를 갖게 되는데 위치 보상기는 기준 자속으로부터 추정자속을 뺀 위치 오차( $\Delta\theta = \lambda_q^{r*} - \hat{\lambda}_q$ )를 가지고 위치 오차가 영이 되도록 보상한다. 예를 들어 위치 오차인  $\Delta\theta$ 가 (+)인 (1)의 경우에는 위치 오차가 (+)의 값을 가지므로 이 값을 가지고 추정 위치를 보상해주게 되면 그 차이인  $\Delta\theta$ 가 점점 줄어들게 된다. 반대로  $\Delta\theta$ 가 (-)인 (2)의 경우는 위치 오차가 (-)의 값을 가지므로 오차가 점점 줄어들어 (3)의 위치로 가도록 보상을 주기 때문에 정상 태에서의 추정위치는 회전자의 실제 위치와 동일하다고 할 수 있다.

기준 자속과 추정 자속의 차를 자속 오차  $\lambda_{err}$ 이라고 하고 식(2.7)과 같이 정의할 수 있다.

$$\lambda_{err} = \hat{\lambda}_q - \lambda_q^{r*} \quad (2.7)$$

여기서 자속 오차는 위치 오차의 함수 이어서 위치 오차에 따라 변하게 된다. 따라서 자속 오차의 조사하여 그 값이 양의 값이면 식(2.7)에 의하여 추정 자속이 기준 자속보다 크다는 의미이므로 위치 오차가 양으로 그림 2에서 (1)의 위치에 존재하게 되는 것이므로 위치 오차가 줄어들도록 위치 보상기가 동작하게 되면 위치 오차(1)에서부터 (3)의 위치로 이동하여 위치 오차가 영으로 줄어들게 되므로 추정하는 자속의 위치로부터 회전자의 위치를 추정할 수 있게 되는 것이다. 그림 3은 위치 오차에 따라서 기준 자속과 추정 자속을 비교한 결과를 나타낸다. 그림 3(a)의 시뮬레이션 결과는 유한요소법을 이용하여 구하였다. 그림 3(b)의 실험치에서 위치 오차 구간이  $\pm 40^\circ$ 밖에 나타나지 않는 이유는 SynRM은  $\pm 45^\circ$ 를 벗어나게 되면 역 토크를 발생하게 되므로 위치 오차는 정 토크 구간인  $\pm 45^\circ$ 안에서 존재하게 된다. 그림 4는 위치 보상기의 블록도를 나타낸다. 지령치를 이용하여 기준 자속을 계산하고 읽어들인 전류 치와 전압을 이용하여 추정 자속을 계산한 후 이 두 값을 비교하여 두 값의 차이만큼을 보상해주는 방향으로 보상기가 작동한다. 보상기

의 내부는 PI제어기로 구성되어 있으며 d축 성분과 q축 성분의 오차분을 0으로 하는 방향으로 오차각을 계산한다. 자속을 추정 시 전압 방정식의 적분을 이용하므로 검출 전류에 바이어스가 존재하게 되면 바이어스가 누적되어 직류 오차가 발생하게 되므로 고역 통과 필터를 전압 적분 후에 삽입하여 옴셀 전압을 제거할 수 있다. 추정 자속을 구하기 위한 자속 추정 시 전동기 파라미터가 본 센서리스 알고리즘에 많은 영향을 주므로 정확한 파라미터 산정이 선행되어야 한다. 추정된 자속과 비교하기 위한 기준자속에서 동기 인덕턴스는 유한요소법이나 실험법에 의하여 결정할 수 있다[14].

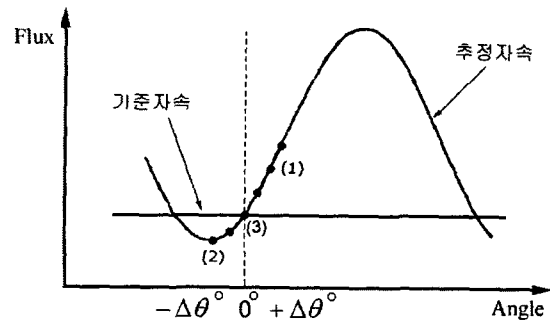
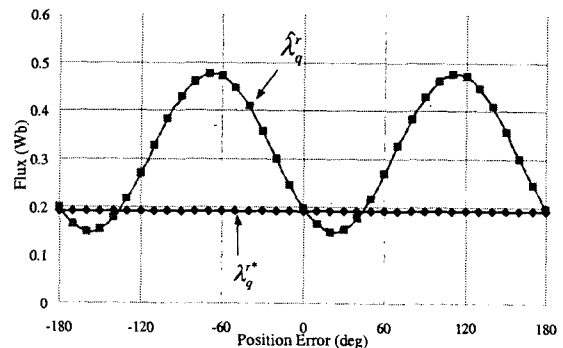
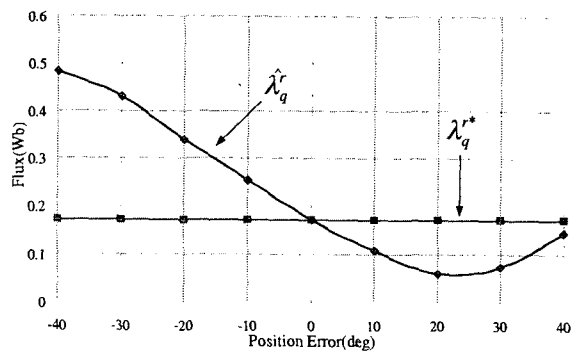


그림 2 위치 추정 원리  
Fig. 2 Principle of Position Estimator



(a) Simulation result



(b) Experimental result

그림 3  $\Delta\theta$ 에 따른 q축 회전자속과 추정자속의 비교  
Fig. 3 Comparison between q-axis rotary reference flux and estimated flux according to  $\Delta\theta$

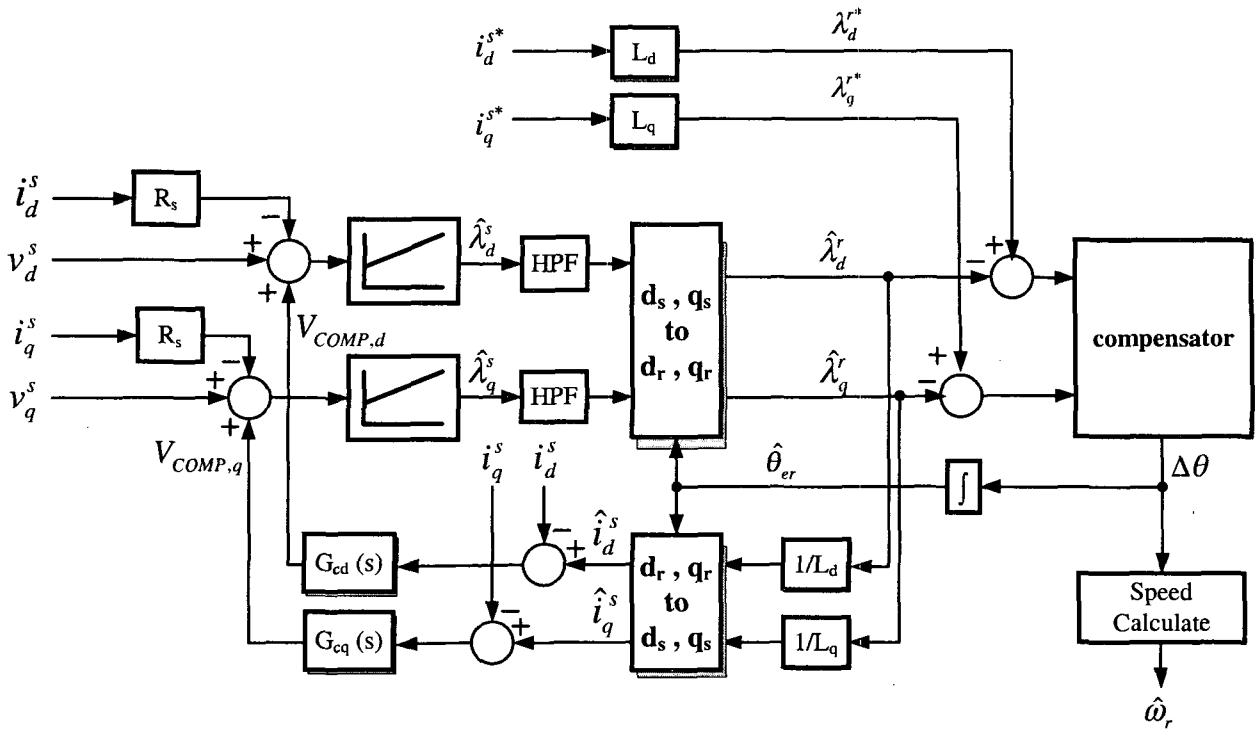


그림 4 위치 추정기의 블록도  
Fig. 4 Block Diagram of Position Estimator

2.2.2 저속영역에서의 전류모델을 이용한 위치추정

앞서 제안한 전압 모델에 의한 자속 추정 방법은 연산량이 적고 간단한 구조를 가지며 정격 속도 영역에서는 전동기 입력 전압이 자속을 추정할 만큼 충분한 크기의 전압이 인가되기 때문에 위치 추정이 수월한 장점을 가지는 반면, 저속 영역에서는 입력 전압의 크기가 작아 자속을 추정할 만큼의 전압이 입력되지 않고 저항에 의한 전압 강하를 무시할 수 없기 때문에 기동 시나 저속 영역에서 추정된 자속정보에 오차가 커지는 문제점을 가지고 있다. 따라서 저속 영역에서는 신호가 약한 전압 모델을 이용하기보다는 다른 방법에 의하여 위치를 추정할 필요가 있다.

따라서 본 논문에서는 기동 시나 저속 운전 영역에서 전압 신호에 비하여 상대적으로 지배적인 입력 전류 모델에 의해 자속을 추정하는 방법을 사용하였다.

식 (2.8)에서 전류 모델에 의한 추정 자속은 다음과 같이 구해진다.

$$\hat{\lambda}_{d_i}^s = \int (v_{d_i}^s - r_s i_{d_i}^s + V_{COMP,d_i}) dt \quad (2.8)$$

여기서 보상 전압  $V_{COMP,d_i}$ 는

$$V_{COMP,d_i} = G_{c,d_i}(s) (\hat{i}_{d_i}^s - i_{d_i}^s) \quad (2.9)$$

이며,

$$\hat{i}_{d_i}^s = S_{d_i}^{-1} \frac{\hat{\lambda}_{d_i}^s}{L_{d_i}}, \quad \hat{i}_{q_i}^s = S_{q_i}^{-1} \hat{\lambda}_{q_i}^s \quad (2.10)$$

이다.

위치 추정기의 각도는 그림 4의 보상기 출력을 적분하여

구할 수 있고 추정 속도는 식 (2.11)로부터 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{\Delta\theta}{T_{samp}} \quad (2.11)$$

여기서  $T_{samp}$ 는 추정기의 sampling time이다.

전류 모델의 보상은 PI제어기로 구성되며 전류모델과 전압 모델의 원활한 전환을 위해서 전환 주파수를 선정하고 이를 기준으로 비례이득과 적분이득을 정하였다[15].

그림 4에서 위치 추정기의 상단부가 전압 모델에 의한 자속 추정부이며, 하단부가 전류 모델에 의한 자속 추정부이다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시뮬레이션

본 연구에서 제안된 단순구조형 센서리스 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 부하와 속도에 따른 센서리스 제어의 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 속도 제어기는 산업에서 널리 사용되고 있는 PI제어기를 이용하였으며, 전류각 제어는 단위 전류 당 최대 토크제어방법을 이용하여 그림 5와 같이 구성하였다. 시뮬레이션은 MATLAB Simulink를 이용하였으며, 시뮬레이션에 사용된 SynRM모델의 사양은 표 1과 같다. 직류 링크단 전압은 300V로 설정하였는데 이는 220V의 전원 전압을 다이오드 정류기로 정류한 경우 이상적으로는 직류 링크단 전압은 약 310V 정도가 되지만 실제로는 전력용 반도체 소자의 전압 강하와 데드 타임의 영향

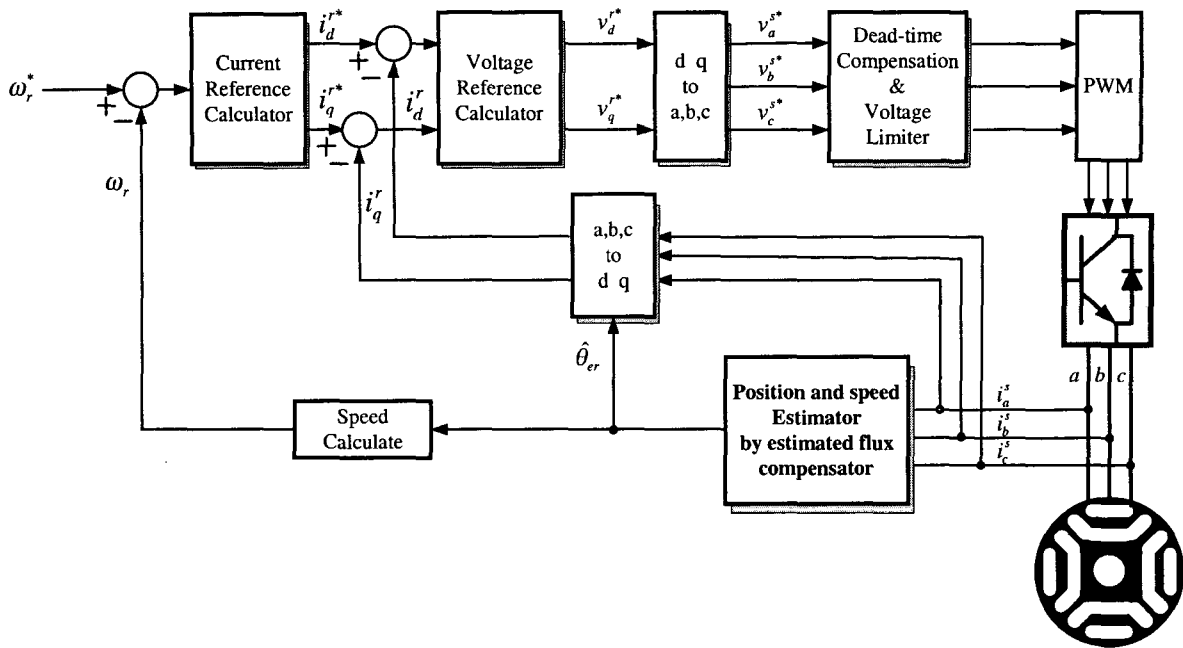


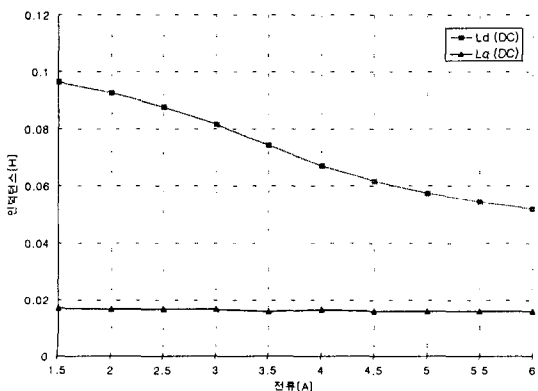
그림 5 속도 제어기 블럭도  
Fig. 5 Diagram of Position sensorless controller

으로 인하여 직류 링크 전압을 완전히 이용할 수 없으므로 이를 고려하여 300V로 설정하였다. 전동기의 d축과 q축 인덕턴스는 DC 전류 감소법으로 구하였으며 이를 표 2에 나타내었다.

표 1 실험 모델의 주요시방  
Table 1 Specifications of the test model

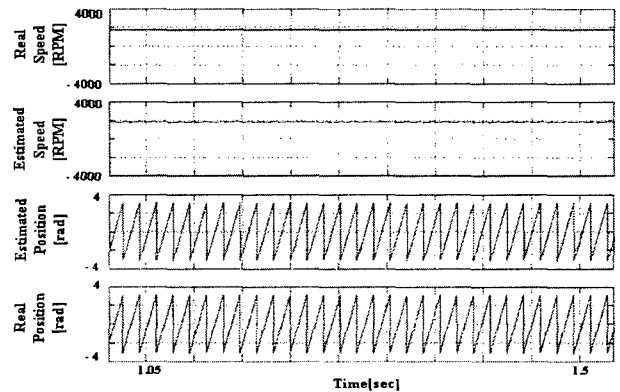
| 항 목   | 값   | 단위    | 항 목       | 값    | 단위    |
|-------|-----|-------|-----------|------|-------|
| 정격 입력 | 220 | [V]   | 상 수       | 3    | Phase |
| 1차 저항 | 3.6 | [Ω]   | 회전자의 적층길이 | 50   | [mm]  |
| 극 수   | 4   | Poles | 공극 길이     | 0.32 | [mm]  |
| 정격 용량 | 150 | [W]   | 정격전류      | 1.5  | [A]   |

표 2 실험 모델의 d-q 인덕턴스  
Table 2 d-q inductance of the test model

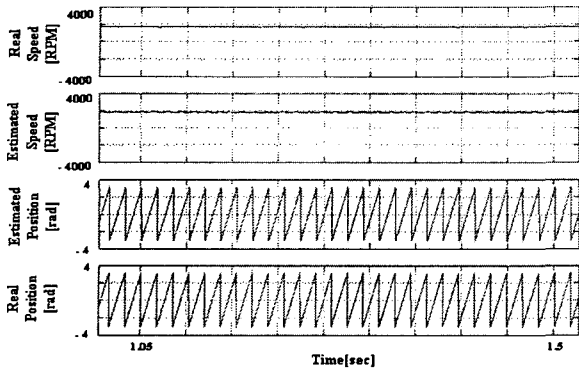


시뮬레이션은 저속 및 정격 속도 영역에서 위치 및 속도 특성 시험을 실시하였는데 무 부하 시와 전 부하 시를 선택하여 부하 상황을 고려하여 특성 시험을 실시하였다. 전동기의 추정 속도는 추정 위치의 미분으로부터 구할 수 있으며 전류 제어기는 PI제어기를 사용하여 구현하였다. 실험 시 속도 및 전류제어는 각각 1ms, 100us마다 수행하였으므로 시뮬레이션도 같은 주기로 제어를 수행하였다.

그림 6은 정격 속도에서 무 부하 시와 부하 시 속도 위치 특성 결과이다. 자속 추정기에는 전압 모델이 이용되었다. 실제 위치정보는 엔코더에 의한 위치 신호를 이용하였으며 추정 위치는 회전자의 위치에 위치오차를 더한 위치추정기의 출력 결과를 사용하였다. 위에서 언급한 바와 같이 고속 영역에서 강인하게 동작하므로 추정위치 오차가 거의 영에 가깝게 근접하였다.



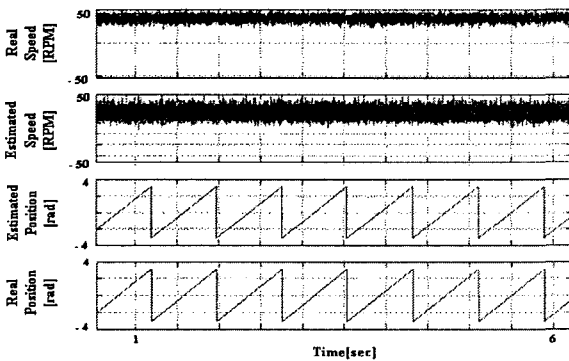
(a) No Load



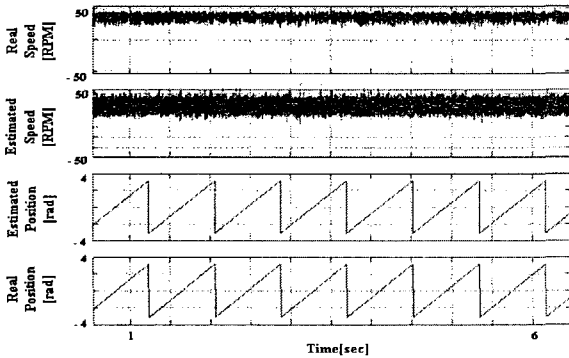
(b) Rated Load

그림 6 정격 속도(1800 rpm)제어 모의시험 결과  
Fig. 6 Simulation result of rated speed(1800 rpm) control

그림 7은 전류 모델을 이용한 저속 추정 시 40[rpm]에서의 무 부하 시와 전 부하 시 속도 위치 특성을 타나낸 것이다. 전압 모델만을 이용하여 저속 추정기를 구성할 경우 발생하는 오차로 인하여 운전이 불가능한 속도 영역이다. 전압 모델만으로 안정적인 제어 운전 성능을 발휘하기 위해서는 최소 200[rpm] 이상의 동작 속도가 요구된다. 40[rpm]의 저속 구간에서의 운전은 앞서 제안한 전류 모델을 이용하였다.



(a) No Load



(b) Rated Load

그림 7 저속(40[rpm])제어 모의시험 결과  
Fig. 7 Simulation result of low speed(40[rpm]) control

### 3.2 실험

그림 8은 본 연구에서 실험을 위해 제작된 동기형 릴럭턴스 전동기의 구동 시스템 구성도이다. 제어기의 제어 입력에 따라 전동기에 전력을 공급하는 인버터 주 회로부와 속도와 상전류 검출부, 기타 변수들을 감시 기능하는 I/O부, PI 제어 등의 알고리즘을 수행하는 DSP부가 있다. 본 논문에서 제안된 알고리즘은 저가형 프로세서로 위치추정 시 문제가 되는 삼각함수 연산을 피하기 위하여 간단한 사칙연산에 의하여 회전자의 위치를 추정할 수 있으므로 16bit 또는 8bit 시스템에서도 적용이 가능할 것으로 사료된다. 본 논문에서는 알고리즘 타당성만을 검토하기 위하여 연구용으로 개발된 TI사의 TMS320VC33 DSP를 사용한 시스템을 이용하였다.[16][17]. 전동기의 축에는 센서리스 알고리즘으로부터 얻어지는 추정위치와 실제 회전자의 위치를 비교하기 위해 1회전 당 512 펄스 출력을 갖는 위치검출기를 사용하였으며 검출기 출력을 4채배 하여 비교에 이용하였다.

센서리스 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 앞서 실시한 시뮬레이션과 같은 조건으로 시험을 수행하였다. 시험 조건은 무 부하 시 정격 속도 운전과 정격 부하 시의 정격 속도 운전, 저속 영역에서의 정격 부하와 무 부하 시 운전을 수행하였고, 기동 시험을 수행하였다. 그림 9는 정격 속도에서 무 부하 시와 부하 시 속도 위치 특성 시험 결과 이다. 위에서 언급한 바와 같이 추정위치 오차가 거의 영에 가깝게 근접하였다.

그림 10은 40[rpm]에서 무 부하 시와 전 부하 시 속도 위치 특성을 타나낸 것이다. 위치의 미분 값을 추정 속도로 사용하고 있기 때문에 위치 오차에 따른 속도 오차가 나타남을 알 수 있다. 하지만 정격 부하 상황에서도 강인하게 동작함을 확인할 수 있었다.

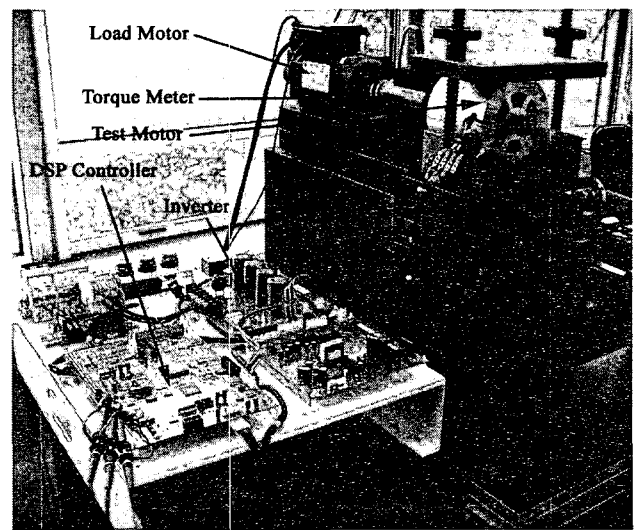
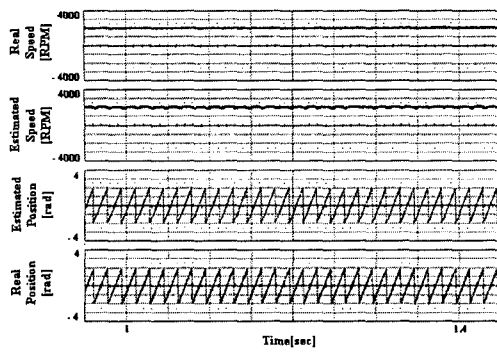


그림 8 구동 실험 장치 구성  
Fig. 8 Configuration of drive system under experiment

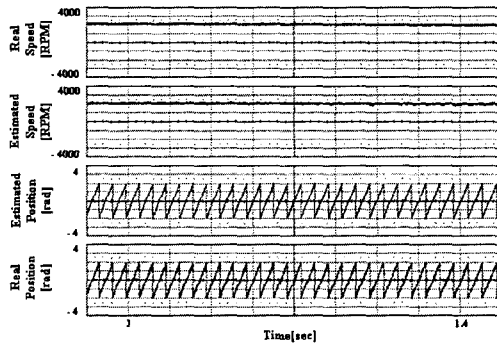
4. 결 론

본 논문에서 제안된 동기형 릴럭턴스 전동기의 센서리스 제어 알고리즘은 동기형 릴럭턴스 전동기의 구조적인 특징인 위치에 따라서 인덕턴스가 변하는 특징을 이용하여 간단한 연산만으로도 구현이 가능한 단순 구조형 센서리스 알고리즘으로 저가격으로 구현 가능하며, 실험 결과 고속은 물론 저속에서 부하 상황 시 강인한 특성을 보임을 확인할 수 있었다. 또한 자속에 의한 회전자 위치 추정 방식은 전동기의 전압을 이용하므로 전압의 크기가 큰 고속영역에서는 안정된 특성을 보이지만 전압의 크기가 작고 상대적으로 전류의 크기가 큰 저속 및 기동 시에는 불안정한 특징을 보이므로 이를 개선하기 위하여 전류 모델을 기준으로 자속을 추정하였으며 이를 통해서 자속 추정 방식의 단점인 저속 영역에서 원활하게 회전자 위치를 추정할 수 있었다. 특히 저속 영역을 고려한 전류-전압모델에 의한 자속 추정 방식은 기동 시 및 저속 영역에서 부하 시 및 무 부하 시 강인한 특성을 보였다.

추후 영역에서 기동 시 단순한 위치 미분을 통한 속도 추정의 한계로 인하여 매끄럽지 않은 기동 특성을 보인 것은 관측기 등을 사용한다면 해결할 수 있으리라 사료된다.



(a) No Load



(b) Rated Load

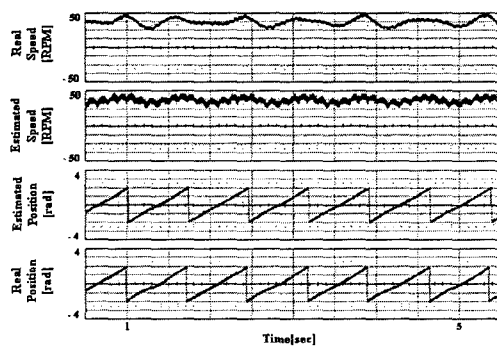
그림 9 정격 속도(1800 rpm) 제어 실험 결과  
Fig. 9 Experimental result of rated speed(1800 rpm) control

감사의 글

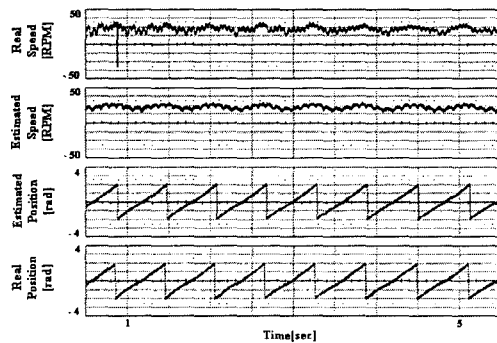
본 연구는 산업자원부의 중점추진 과제인 신·재생에너지 발전의 계통연계 기초기술개발 연구 (과제번호 : R-2004-B-125)의 지원으로 수행된 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] I. Boldea, "Reluctance Synchronous Machines and Drives", Oxford university Press Inc., New York, 1996.
- [2] W. F. Ray, P. J. Lawrenson, R. M. Davis, J. M. Stephenson, N. N. Fulton and R. J. Blake, "High Performance Switched Reluctance Brushless Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 22, no. 4, July/August, pp. 722~730, 1986.
- [3] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives," Clarendon Press, Oxford, pp.149~191, 1989.
- [4] L. Kreindler, A. Testa and T. A. Lipo, "Position Sensorless Synchronous Reluctance Motor Driving using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, PP. 679-686, 1993.
- [5] M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, March, PP. 225-231, 1994.



(a) No Load



(b) Rated Load

그림 10 저속 (40rpm) 제어 실험 결과  
Fig. 10 Experimental result of low speed(40rpm) control

- [6] M. S. Arefeen, M. Ehsani and T. A. Lipo, "Sensorless Position Measurement in Synchronous Reluctance Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 6, November, PP.624-630, 1994.
- [7] R. Lagerquist, I. Boldea and T. J. E. Miller, "Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 3, May/June, PP. 673-682, 1994.
- [8] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Position Detection Scheme for Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurement", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 4, July/August, PP. 860-868, 1995.
- [9] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 2, March/April, pp. 240~247, 1995.
- [10] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speed," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 36~41, 1996.
- [11] 강석주, "동기형 릴럭턴스 전동기의 고성능 운전" 서울대학교 박사학위논문, 1998.
- [12] D. Miljavec, P.Jereb and M. Popovic, "Pulsating Losses in Synchronous Reluctance Motor", IEE Electric Machines and Devices, no .412, PP. 261-265, 1995.
- [13] S. Bobbio, A. DEL Pizzo, F. Marignetti and E. Pagano, "Eddy Current Iron Losses in Axially Laminated Brushless Motor", IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 142, no. 3, May, PP. 183-190, 1995.
- [14] 윤준보, 김솔, 신정민, 이갑재, 이 주, "동기형 릴럭턴스 전동기의 파라미터 측정" 대한전기학회 하계학술대회, PP. 930~932, 2003.
- [15] Ion Boldea, Frede Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control(DTC) of Reluctance Synchronous Motor Sensorless Drive", TAYLOR & FRANCIS on Electric Machines and Power Systems, PP. 115-128, 2000.
- [16] Texas Instrument, TMS320C3X User's Guide, 1994.
- [17] Texas Instrument, TMS320C3X User's Guide: Addendum to the TMS320C3X User's Guide, 1995.

## 저 자 소 개



### 안 준 선 (安浚善)

1970년 6월 10일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 한양대 대학원 기전공학과 졸업(석사). 1995~2000년 OTIS-LG(구 LG산전) 주임 연구원. 2000~2003년 (주) 저스택 선임 연구원. 2003년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (02) 2220-0349

E-mail : seoneel@chol.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) 2220-0342

E-mail : julee@hanyang.ac.kr