

## 삼각함수 계산을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기의 센서리스 제어 연구

(A Study on the Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor  
using Trigonometric Function)

안준선\* · 이근호 · 김 솔\*\*

(Joon-Seon Ahn · Geun-Ho Lee · Sol Kim)

### Abstract

Recently, SynRM has been focused by many researchers and there has been a lot of works for the industrial application of SynRM. In spite of several merits of SynRM, the information of exact rotor position is also required to perform the precise torque control, which causes the increment of cost and demerits SynRM to use in industrial application. Therefore, we studied sensorless control algorithm for the torque control of SynRM to overcome the demerits. Specially we proposed simple algorithm to estimate rotor position using trigonometric function, verified with computer simulation and experiment.

Key Words : SynRM, Sensorless Control, Rotor Position Estimation

### 1. 서 론

전력전자 기술과 전동기 제어기술의 발달에 힘입어 유도전동기를 이용한 전동력 응용 시스템이 산업계의 전반에 걸쳐서 널리 사용되어 왔다. 하지만 토크 제어를 위한 고급 제어 알고리즘의 필요성, 낮은 효율과 역률 등으로 그 응용 분야를 산업용이 아닌 가전 분야에 적용하는 데에는 한계가 있어 왔다. 최근 들어서는 희토류계 영구 자석을 이용한 전동기들이 주목 받고 있

는데, 이러한 전동기들은 높은 에너지 밀도에 따른 우수한 효율과 넓은 제어영역으로 인해 많은 관심을 받고는 있으나, 영구자석의 감자 가능성에 의해 신뢰성 있는 분야에 응용하는 데에는 한계를 지니고 있으며, 영구자석의 이용에 따른 가격경쟁력 약화와 제조 공정상의 난점 때문에 그 이용이 산업용 고급 응용 분야에 한정되어 있다.

반면에 SynRM은 구조적으로 제조가 간단하면서도 기존의 유도전동기의 프레임틀을 그대로 이용할 수 있는 장점이 있고, 돌극비의 설계에 따라 유도전동기 이 필적하는 토크를 발생시킬 수 있어 경쟁력을 지니고 있다고 할 수 있다. 하지만 동기전동기의 특성상 회전지의 위치 파악이 필수적으로 요구되며 이는 SynRM의 응용 분야를 확대하는데 큰 걸림돌이 되어 왔다.

\* 주저자 : 오산대학 전기시스템제어과 교수  
\*\* 교신저자 : 유한대학 전기정보과 교수  
Tel : 031-370-2673, Fax : 031-370-2673  
E-mail : slamsol@yuhan.ac.kr, jsahn@osan.ac.kr  
접수일자 : 2010년 10월 4일  
1차심사 : 2010년 10월 7일, 2차심사 : 2010년 12월 14일  
심사완료 : 2011년 2월 15일

따라서 많은 연구자들이 이러한 SynRM의 단점을 극복하고자 위치검출기 없는 센서리스 제어방식에 대하여 연구를 진행하여 왔다. Kreindler나 Shroedl은 전동기의 전압 신호내의 3조파를 검출하거나 혹은 특정 주파수의 전압을 인가하여 위치를 검출하는 방법을 제안하였고[1-2], Arefen은 전류검출신호를 이용하는 방법[3], Lagerquist는 전압신호를 적분하여 자속을 계산하는 방법을 제안하였다[4]. 그밖에 Corly와 Lorenz가 제안한 고주파 전압 인가방식에 의한 회전자 위치 검출방법을 제안하였다[5].

앞서 언급한 이러한 제어 방법에 대한 장 단점을 들면, Kreindler의 방법은 중성점을 이용한 전압 검출 방식을 사용하기 때문에, 일반적인 인버터 응용에 사용하기에는 무리가 있고, Shroedl의 방법은 신호처리에 많은 량의 계산이 필요하여 저가의 마이크로프로세서를 이용하는 가전 분야에 적용하기에는 어려움이 따른다. 또한 Arefen의 방법은 영점의 검출 위치가 한주기에 6회에 지나지 않기 때문에 제어성능을 향상시키는 데에는 무리가 따르며, Lagerquist은 고정자 전압을 검출하는 방식이기 때문에 저속영역의 운전에 있어서는 한계가 존재한다. Corly와 Lorenz의 방식은 페루프 제어 특성을 지시하지는 못하였다. 따라서 이러한 알고리즘들은 그 성능의 좋고 나쁨을 떠나서 알고리즘의 복잡성 때문에 우수한 성능의 마이크로프로세서를 필요로 하거나 큰 메모리 용량을 필요로 하는 등 산업계, 특히 가전 분야로의 응용이 매우 어려운 단점이 있으며, 따라서 계산량이 최소화되어 저가격의 프로세서를 이용하여도 제어 성능이 저하되지 않는 알고리즘의 개발이 요구되고 있다. Kim[6] 등이 이러한 요구에 부합하는 단순 구조형 센서리스 알고리즘을 제안한 바 있다. 저가격의 프로세서로 구현 가능한 방식으로 그 효용성을 시뮬레이션과 실험을 통해서 검증하고 있다. 하지만 이 방식은 초기 위치추정시의 위치오차로 인한 기동실패의 가능성이 존재하고 있는 등 개선의 여지가 있다.

본 연구에서는 산업계에 응용 가능한 단순한 구조의 센서리스 제어 방법을 제안하였다. 특히 위치추정과 자속의 추정이 디커플됨으로서 추정위치의 오차로 인한 시스템의 불안정성을 제거할 수 있는 장점이 있다.

제안하는 방법은 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. SynRM 센서리스 제어

### 2.1 SynRM의 모델링

SynRM은 회전자에 돌극 구조를 가지고 있으나 전류가 흐르지 않으므로 고정자의 전압 방정식만을 고려하여 모델링을 할 수 있다. 그림 1에 2극 3상 SynRM의 등가 모델을 도시하였다.  $a^s, b^s, c^s$ 는 이상적인 정현 분포를 가지는 각 상의 권선을 나타내고,  $a^s-axis, b^s-axis, c^s-axis$ 는 각 상권선의 기자력 축을 나타낸다. 회전자의 자속축은  $d^r-axis, q^r-axis$ 로 정의 하였고,  $a^s$ 축을 기준으로 반시계방향으로  $\omega^r$ 의 속도로 회전한다. 이때, 고정자 자속의 기준 축  $a^s$ 와 회전자 자속의 기준축  $d^r$ 이 이루는 각을  $\theta_r$ 로 정의하였다.

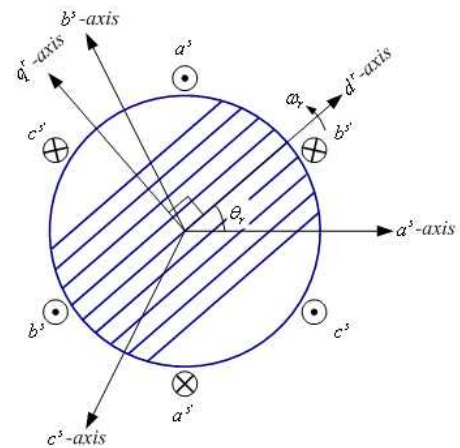


그림 1. 2극 3상 SynRM의 등가모델  
Fig. 1. Equivalent Model of 3 phase, 2 pole SynRM

이 때 고정자 각 상의 쇄교자속을 각각  $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$  라 하면 고정자의 전압 방정식은 다음과 같다.[7]

$$\vec{v}_{abc}^s = r_s \vec{i}_{abc}^s(t) + \frac{d\lambda_{abc}^s(t)}{dt} \quad (1)$$

여기서,

$$\overrightarrow{v_{abc}^s}(t) = [v_a^s \ v_b^s \ v_c^s]^T, \quad \overrightarrow{i_{abc}^s}(t) = [i_a^s \ i_b^s \ i_c^s]^T,$$

$$\overrightarrow{\lambda_{abc}^s}(t) = [\lambda_a^s \ \lambda_b^s \ \lambda_c^s]^T$$

이다.

한편 고정자의 인덕턴스는 자기인덕턴스와 상호 인덕턴스의 합으로 이루어지는데, 이는 회전자가 1회 회전할 시에 자기회로가 2회 반복되므로  $2\theta_r$ 의 공간 함수로 나타낼 수 있으며, 다음과 같이 표현된다.

자기 인덕턴스는

$$L_{aa} = L_{ls} + L_0 - L_2 \cos 2\theta_r,$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_0 - L_2 \cos \left( 2\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) \quad (2)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_0 - L_2 \cos \left( 2\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right)$$

로 나타낼 수 있으며, 상호 인덕턴스는

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos \left( 2\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos 2\theta_r \quad (3)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -\frac{1}{2}L_0 - L_2 \cos \left( 2\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right)$$

로 나타낼 수 있다.

따라서 쇠교자속의 방정식은 식 (4)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a^s \\ \lambda_b^s \\ \lambda_c^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (1)은 3상-2상 변환을 통해 식 (5)처럼 표현할 수 있는데,

$$V_{dq}^s = \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + p[L] \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서,

$$[L] = \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix}$$

$$L^s = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_0^s = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md}, \quad L_q = L_{ls} + L_{mq}$$

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

이고,  $L_{md}$ 와  $L_{mq}$ 는 각각 d축과 q축의 자화 인덕턴스,  $L_d$ 와  $L_q$ 는 각각 d축과 q축의 인덕턴스,  $L_{ls}$ 는 고정자의 누설 인덕턴스를 나타낸다.

## 2.2 삼각함수를 이용한 회전자 위치 추정

본 연구에서 제안하는 삼각함수 계산에 의한 위치 추정 방법은 정지 좌표계상의 자속과 전류 정보를 이용하여 삼각함수의 연산에 의해 위치정보를 찾아내는 방법이다. 이는 정지-동기좌표계의 변환이 필요 없는 정지좌표계상의 물리량만을 이용하여 계산하는 방식이기 때문에 계산량을 줄일 수 있으며, 초기에 위치 추정 오차가 발생 하더라도 전류제어기에 미치는 영향이 없기 때문에 시스템의 신뢰성을 높일 수 있는 장점이 있다.

식 (5)를 풀어서 정리하면 다음과 같다.

$$\lambda_d^s = L^s I_d^s + L_0^s I_d^s \cos 2\theta + L_0^s I_q^s \sin 2\theta \quad (6)$$

$$\lambda_q^s = L^s I_q^s - L_0^s I_q^s \cos 2\theta + L_0^s I_d^s \sin 2\theta \quad (7)$$

식 (6)의 양변에  $I_d^s$ 를 곱하고, 식 (7)의 양변에  $I_q^s$ 를 곱하면 다음과 같다.

$$\lambda_d^s I_d^s = L^s I_d^s{}^2 + L_0^s I_d^s{}^2 \cos 2\theta + L_0^s I_d^s I_q^s \sin 2\theta \quad (8)$$

$$\lambda_q^s I_q^s = L^s I_q^s{}^2 - L_0^s I_q^s{}^2 \cos 2\theta + L_0^s I_d^s I_q^s \sin 2\theta \quad (9)$$

식 (8)과 (9)를 서로 더하면 식 (10)이 된다.

$$\lambda_d^s I_q^s + \lambda_q^s I_d^s = 2L^s I_d^s I_q^s + L_0^s (I_d^{s2} + I_q^{s2}) \sin 2\theta \quad (10)$$

마찬가지 방법으로 식 (6)의 양변에  $I_q^s$ 를 곱하고, 식 (7)의 양변에  $I_d^s$ 를 곱한 후 서로 빼면 식 (11)이 된다.

$$\begin{aligned} & \lambda_d^s I_q^s - \lambda_q^s I_d^s \\ &= L^s (I_d^{s2} - I_q^{s2}) + L_0^s (I_d^{s2} + I_q^{s2}) \cos 2\theta \end{aligned} \quad (11)$$

식 (10)과 식(11)을 정리하면 다음과 같다.

$$\lambda_d^s I_q^s + \lambda_q^s I_d^s - 2L^s I_d^s I_q^s = \kappa \sin 2\theta \quad (12)$$

$$\lambda_d^s I_q^s - \lambda_q^s I_d^s - L^s (I_d^{s2} - I_q^{s2}) = \kappa \cos 2\theta \quad (13)$$

여기서,  $\kappa = L_0^s (I_d^{s2} + I_q^{s2})$  이다.

식(12)에  $\cos \phi$ 를 곱하고, 식 (13)에  $\sin \phi$ 를 곱하여 서로 빼면,

$$\kappa (\sin 2\theta \cos \phi - \cos 2\theta \sin \phi) = \kappa \sin (2\theta - \phi) \quad (14)$$

가 되며, 식 (14)가 영(zero)이 되는  $\phi$ 를 찾으면, 그 값이 회전자의 위치가 된다. 그림 2에 제안하는 삼각함수 계산에 의한 위치추정방법의 제어 블럭도를 나타내었고 그림 3에는 위치 보상기의 자세한 블럭도를 나타내었다.

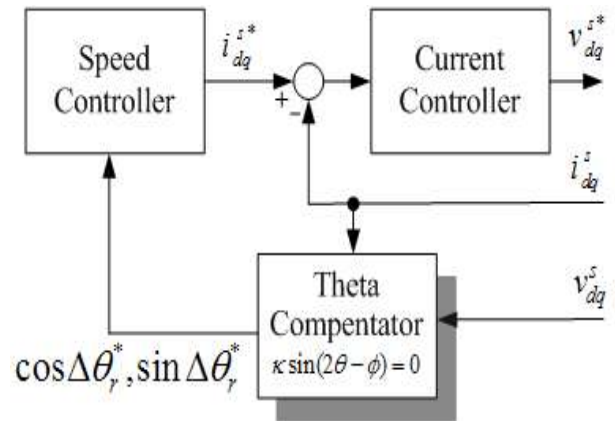


그림 2. 삼각함수 계산법에 의한 제어블럭도  
Fig. 2. Control Bolck Diagram of Proposed Method

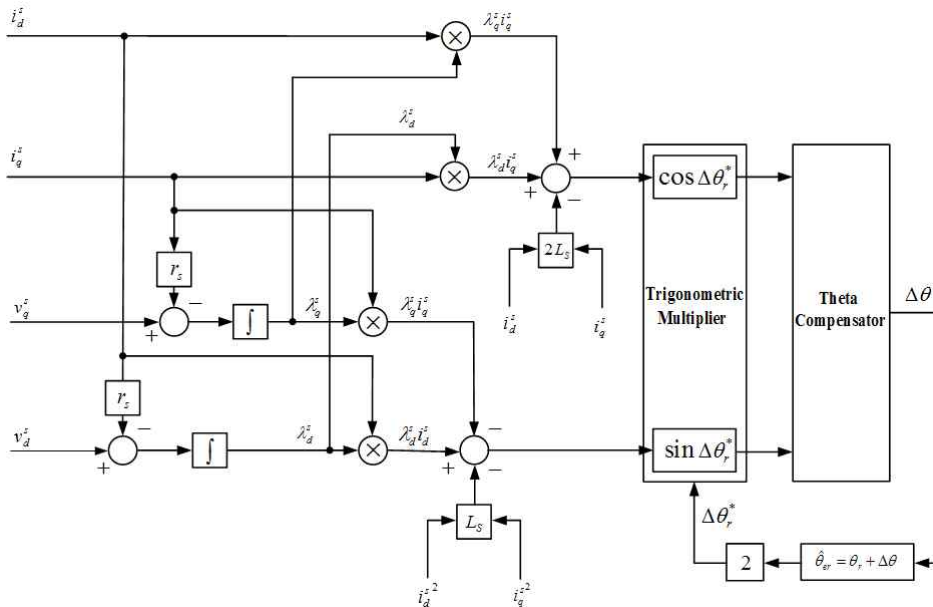


그림 3. 삼각함수 계산법에 의한 위치 보상기 상세 블럭도  
Fig. 3. Bolck Diagram of Position Compensator using Proposed Method

### 3. 시뮬레이션 및 실험

#### 3.1 시뮬레이션 결과

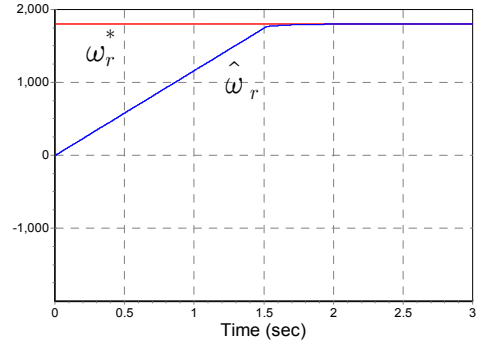
표 1에 본 연구의 대상인 SynRM의 자세한 사양을 나타내었다. 돌극을 위한 회전자 내부의 자속 장벽은 3개를 설치하였으며, 정격전압 220[V], 정격전류 1[A], 정격 토크 0.4[Nm]을 가지는 3상 4극 SynRM을 시뮬레이션 및 실험 대상으로 선정하였다.

표 1. 시뮬레이션 대상 SynRM의 제원  
Table 1. Specification of SynRM

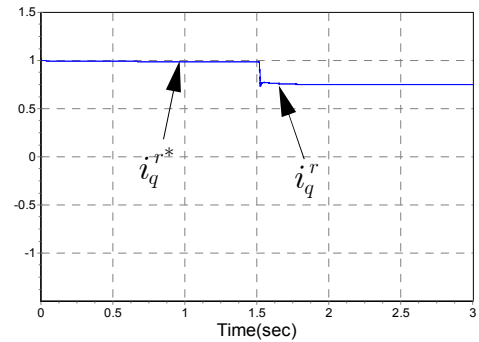
항 목	값	단위
고정자 외경	101	[mm]
회전자 내경	60.2	[mm]
자속 장벽 수	3	[개]
공극길이	0.32	[mm]
상 수	3	[Phase]
극 수	4	[Poles]
매극매상당 슬롯수	2	[개]
정격 전압	220	[V]
정격 전류	1	[A]
정격 토크	0.4	[Nm]
정격 속도	1800	[rpm]
1차 저항	3.6	[Ω]

시뮬레이션은 부하와 속도 변화에 따른 제어특성을 관찰하였으며, 저속(100[RPM]) 및 정격속도(1,800 [RPM])에서 정격부하시의 속도 응답을 각각 관찰하였다. 각 그림의 (a)에서 보는 바와 같이 속도 지령에 대한 동특성은 그리 뛰어난 성능을 보이고 있지는 않으나, 본 연구의 주 응용 분야가 정속 운전 특성이 중요시되고, 각 그림의 (b)에서 보는 바와 같이 정속시의 q축 전류가 흔들림 없이 제어가 이루어지고 있으며, 각 그림의 (c)에서 보는 바와 같이 정속 운전시 속도의 추정이 정확히 이루어지고 있어, 본 연구에서 제안하는 방식은 구동부의 가격 절감이 주된 연구목적인

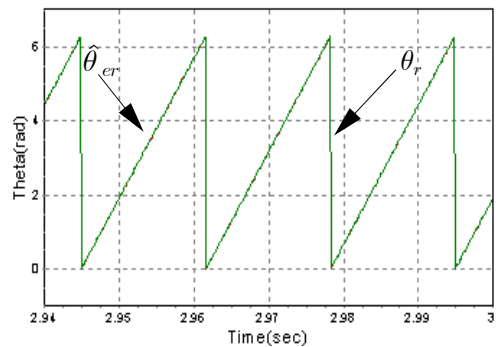
만큼 기동만 가능하다면 본 연구에서 제안하는 제어 알고리즘으로도 충분히 정상상태의 운전이 가능함을 알 수 있다.



(a) 속도응답  
(a) Speed response



(b) q축 전류응답  
(b) Current response in q-axis



(c) 위치응답  
(c) Position response

그림 4. 정격부하에서의 속도제어시험 - 1800[RPM]  
Fig. 4. Speed Control Test under Rated Load  
Torque- 1800[RPM]

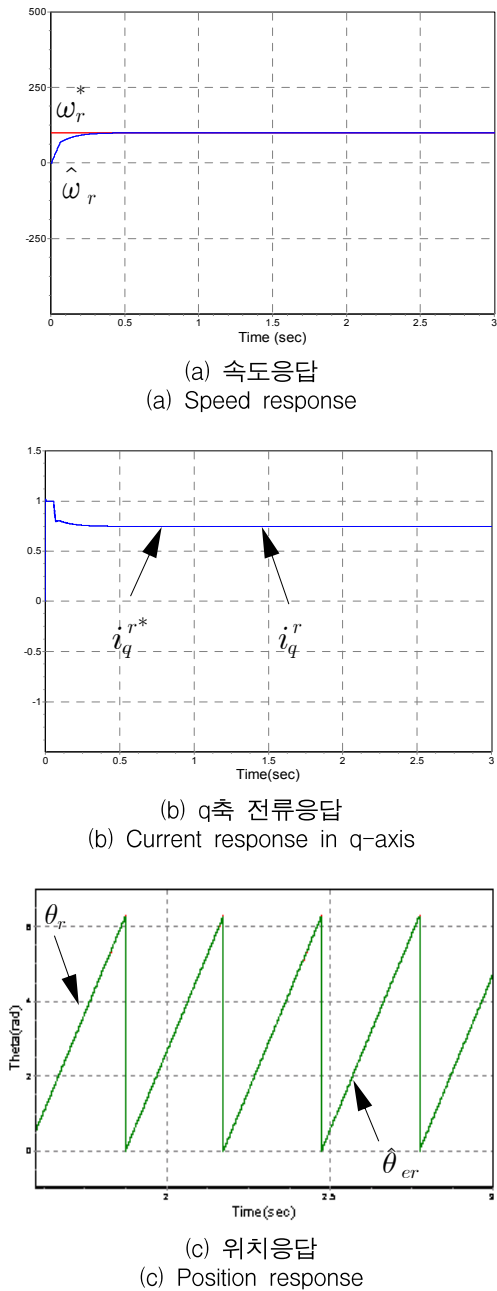


그림 5. 정격부하에서의 속도제어시험 - 100[RPM]  
Fig. 5. Speed Control Test under Rated Load  
Torque = 100[RPM]

### 3.2 실험 결과

그림 6에 본 연구의 검증을 위해 제작된 실험 set를 나타내었다.

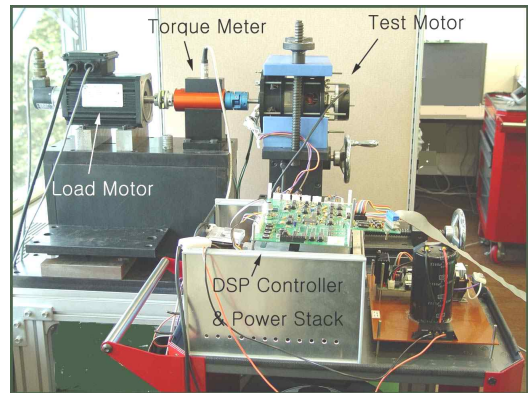


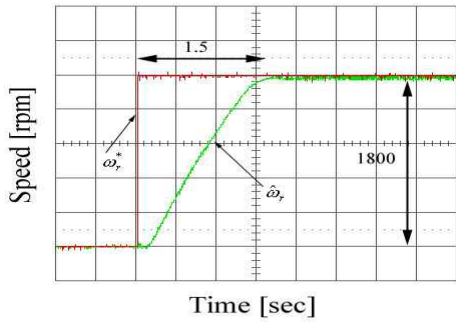
그림 6. 실험장치 구성도  
Fig. 6. Photograph of Experimental Setup

시뮬레이션에서와 같이 실험 역시 정격 속도와 저속에서의 속도응답 특성을 관찰하였다. 그림 7에는 정격 부하 인가 시 정격 속도지령(1800[RPM])에 대한 속도 제어 응답 특성을, 그림 8에는 정격 부하 인가 시 저속(100[RPM]) 속도 지령에 대한 속도응답 특성을 나타내었다.

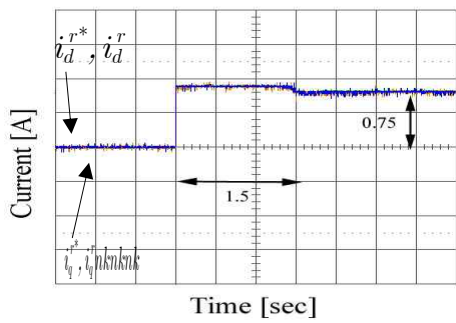
그림 7과 8에서 보는 바와 같이 실험결과, 시뮬레이션에서 보였던 것과 동일한 특성을 나타내고 있으며 각 그림의 (a)에서 나타난 바와 같이 임의의 위치에서 기동이 이루어져 정상상태에 도달하고 있으며, 각 그림의 (b)에서 보는 바와 같이 토크 전류의 제어 역시 정상 상태에서 흔들림 없이 제어되고 있으며 그림 (c)에 나타난 바와 같이 추정된 위치가 실제 위치를 잘 추종하고 있어, 정격속도와 저속영역에서 모두 정격 부하 시 기동의 실패 없이 정상상태까지 운전되고 있음을 알 수 있다.

### 4. 결론

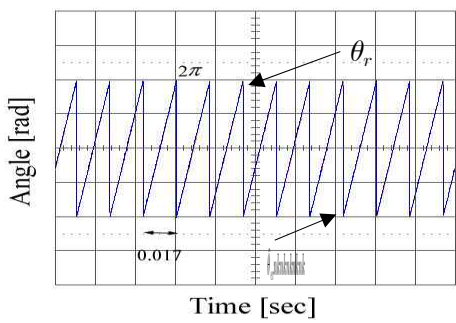
본 논문에서는 동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자 위치검출기 없는 구동 장치의 구현을 위한 제어 알고리즘을 제안하였다. 특히 가전 산업에의 응용에 필수적인 저가격 프로세서를 이용하여 제어 알고리즘을 구현할 목적으로 간단한 삼각함수 연산을 통해 회전자의 위치를 추정하는 방법을 제안하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 확인하였다.



(a) 속도응답  
(a) Speed response



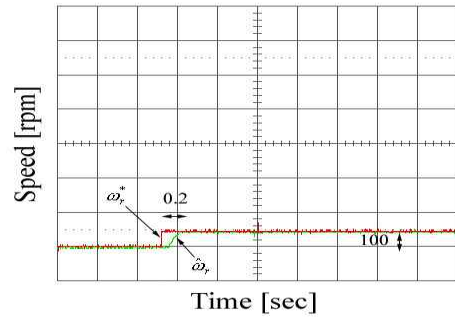
(b) q축 전류 응답  
(c) Current response in q-axis



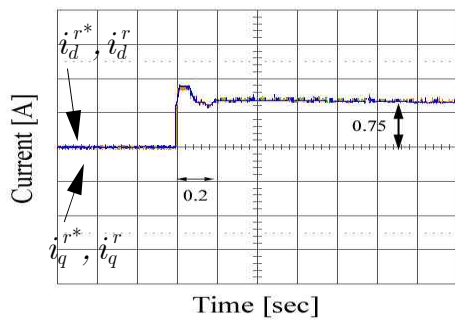
(c) 위치응답  
(c) Position response

그림 7. 정격부하에서의 속도제어시험- 1800[RPM]  
Fig. 7. Speed Control Test under Rated Load  
Torque - 1800[RPM]

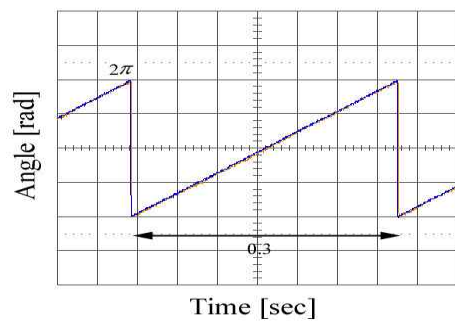
제한하는 방법은 정지좌표계상의 물리량만을 사용하여 위치를 추정하기 때문에 초기 추정 시에 발생하는 위치오차에 의한 기동실패의 가능성을 줄일 수 있어 보다 신뢰성 있는 시스템의 구현이 가능하리라 사료



(a) 속도응답  
(a) Speed response



(b) q축 전류 응답  
(b) Current response in q-axis



(c) 위치응답  
(c) Position response

그림 8. 정격부하에서의 속도제어시험- 100[RPM]  
Fig. 8. Speed Control Test under Rated Load  
Torque - 100[RPM]

된다.

또한 본 연구에서 연구 범위로 설정한 저가형의 응용 분야에 적합한 동특성의 개선을 위한 전동기의 제정수 변동을 고려한 연구가 필요하다 하겠다.

## References

- [1] L. Kreindler, A. Testa and T. A. Lipo, "Position Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drive using the Stator Phase Voltage Third Harmonic," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 679~686, 1993.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] S. Kim, Joonseon Ahn, Jin-Jae Lim, Youn-Hyun Kim and Ju Lee, "A Simplified Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor," Proc. of the 9th Intl. Conf. on Optimization of electrical and Electronic Equipments, pp 49~54, May, 2003.
- [7] I. Boldea, S. Nasar, Electric Drives, 2nd Ed., Taylor & Francis, . p358~p360, 2006.

## ◇ 저자소개 ◇



### 안준선(安浚善)

1970년 12월 10일생. 1993년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 기전공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995~2000년 LS산전 빌딩설비사업부 연구소. 2001~2003년 (주) 처스텍 기술연구소. 2008년~현재 오산대학 전기시스템제어과 전임강사.



### 이근호(李根浩)

1969년 4월 11일생. 1992년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년 동 대학원 자동차공학과 졸업(박사). 1994~2002년 LS산전(주) 연구소 선임연구원. 2002~2010년 경남도립남해대학 전기과 부교수. 현재 국민대학교 자동차전문대학원 조교수.



### 김 슨(金 슨)

1970년 6월 10일생. 1997년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2004~2005년 전기기기 인력양성센터(HCEM)사무국장. 2005년~현재 유한대학 전기정보과 조교수.