

# 이원 관측기를 이용한 SRM의 속도 및 위치 센서없는 제어

論 文

51B-8-6

## The Control of Switched Reluctance Motors Using Binary Observer without Speed and Position Sensors

申 載 華\* · 梁 二 宇\*\* · 金 榮 石\*\*\*  
(Jae-Hwa Shin · Iee-Yoo Yang · Young-Seok Kim)

**Abstract** - The speed and position control of SRM(Switched Reluctance Motor) needs the encoder or resolver to obtain the rotor position information. These position sensors can be affected by the EMI, dusty, and high temperature surroundings. Therefore the speed and position sensorless control has been studied widely. In this paper, the binary observer of the SRM which has two feedback compensation loops to control the speed of SRM is proposed. One loop reduces the estimation error like the sliding mode observer, and the other removes the estimation error chattering occurred in the sliding mode observer. This observer is constructed on the basis of variable structure control theory and has the inertial term to exclude the chattering. This method has a good estimation performance in spite of nonlinear modeling of SRM.

The advantages of the proposed method are verified experimentally.

**Key Words** : SRM, speed, position, nonlinear, sensorless, binary observer, sliding mode observer

### 1. 서 론

SRM(Switched Reluctance Motor)은 고정자 및 회전자기 이중돌극(Doubly Salient Pole)로 되어있어 구조가 간단하고, 회전자 부에는 권선이나 영구자석 등을 가지고 있지 않다. 따라서 넓은 동작영역에서 효율은 높고 단위체적당 회전력이 클 뿐만 아니라 제어에 필요한 스위치 소자수가 적고 견고하며 다른 전동기에 비해 우수한 특성을 가지고 있다. 손실에 있어서도 동손은 고정자 권선에서만 발생하고, 회전자에서는 발생하지 않으므로, 유도전동기에 비하여 효율이 높은 편이다.

그러나, SRM의 속도 및 위치 제어를 구현함에 있어서 회전자의 위치정보가 필요하고, 그 정보를 얻기 위해 엔코더(Encoder)나 레졸버(Resolver)와 같은 센서가 사용되고 있지만 이들 센서는 고가이며, 열악한 환경에서도 잡음의 혼입 및 신뢰성의 문제를 발생시키고 있다. 따라서, 속도 및 위치 센서가 없는 제어가 활발하게 연구되어지고 있다.

센서리스 제어를 구현하기 위해서 기존에 제안된 방법

으로 개루프에 의한 제어법[1], 상승 인덕턴스(Incremental inductance)에 의한 방법[2][3][4][5], 자속/전류에 의한 방법[6], 자속연산에 의한 방법[7], 상호 유기기전력법[8], 관측기에 의한 방법[9][10] 등이 있다. 상기의 방법들은 대부분이 여자상의 턴 온, 턴 오프를 결정하기 위하여 회전자의 위치를 추정하는 방법이다. 반면에 SRM의 모델에 의한 관측기로 회전자를 검출하는 방법은 매우 정교한 위치와 속도를 추정할 수 있다. 관측기를 이용하는 방법으로 Luenberger 관측기를 이용한 방법과 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 방법 등이 제안되고 있다. 이러한 방법들은 SRM의 선형화된 수학적 모델로부터 회전자 위치 및 속도를 추정하는 방법이다. Luenberger 관측기의 경우 파라미터 변동을 고려하지 않고 있어 강인성이 저하되는 문제점이 있고, 슬라이딩 모드 관측기는 불연속적인 입력에 의한 추정치의 채터링(Chattering)이 발생하는 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 파라미터 변동에 대한 강인성과 양호한 외란역압특성을 갖고, 추정치의 채터링이 없는 이원 관측기를 제안한다. 가변구조제어이론에 기초한 이원 관측기는 추정오차를 영으로 수렴시키기 위한 피이드 백 루프와 추정치의 채터링을 저감하기 위한 외부루프로 구성되어 있다. 제안된 알고리즘은 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 구현하였으며, 실험을 통하여 제어기의 특징을 검토하였다. 제안된 제어기는 속도 및 위치 센서없이 안정된 가변속 운전 및 정밀한 속도 제어가 가능함을 확인하였다.

\* 正 會 員 : 仁 荷 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

\*\* 正 會 員 : 仁 荷 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

\*\*\* 正 會 員 : 仁 荷 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 次 : 2001 年 4 月 12 日

最 終 完 了 : 2002 年 6 月 26 日

## 2. SRM의 속도 및 토크 제어기

### 2.1 인덕턴스 프로파일

본 논문에서 사용된 SRM의 구조는 고정자와 회전자 이 중 돌극 구조를 가지고 있으며, 고정자와 회전자의 극수는 8/6 이다. 권선은 고정자에 집중권 형태로 감겨져 있으므로 구조가 간단하고 전체적으로는 견고한 특성을 가지고 있으며 일반적인 SRM의 구조를 그림 1에 나타내었다.

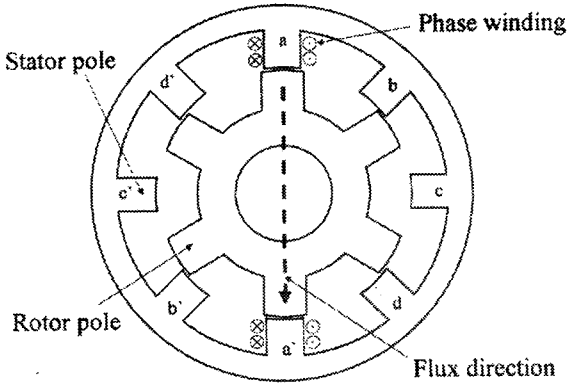


그림 1 SRM의 구조  
Fig. 1 Structure of SRM

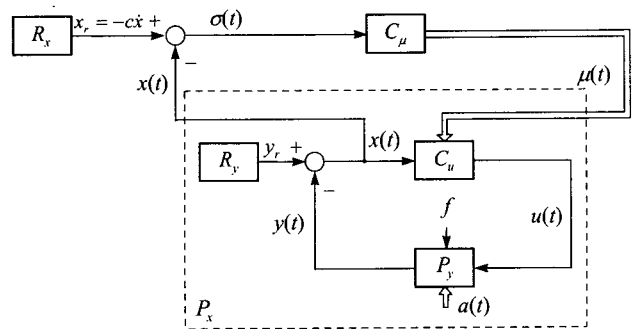
SRM을 구동하기 위하여 회전자 위치에 대한 고정자 인덕턴스의 정보는 반드시 필요하다. 회전자가 회전할 때 고정자 인덕턴스는 고정자와 회전자의 이 중 돌극 구조로 인한 공극의 크기의 변화에 따라 변동한다. 실제로 회전자의 위치에 따라서 인덕턴스의 변화량을 순시적으로 계산하거나 측정 하는 데는 많은 어려운 점을 가지고 있다. 따라서 미리 회전자 위치에 따라 측정된 인덕턴스 값을 그대로 이용하거나, SRM의 특성에 따라 이상화한 인덕턴스 프로파일을 저장하였다가 사용하는 경우도 있다.

본 논문에서는 후자와 같이 이상화한 인덕턴스 프로파일을 이용하였다. 실제로 측정된 인덕턴스 프로파일은 전류의 크기에 관계없이 인덕턴스의 변동은 일정한 값을 가지므로, 실험을 통하여 얻은 인덕턴스 프로파일을 전류와 회전자 위치에 따라 선형화하여 사용하였다. 인덕턴스의 최대값은 60mH이고, 최소값은 9mH로 하였다. 그리고, 회전자와 고정자의 극이 정확하게 일치하였을 경우의 얼라인(Align) 구간을 3°로 하였으며, 회전자와 고정자의 극이 최대로 어긋나 있을 때의 언얼라인(Unalign) 구간을 23.5°로 하였다.[11]

### 2.2 이원 제어기

이원제어기의 기본적인 개념은 가변구조 제어이론에 두고 있지만 선형 시변 시스템에 적용되어질 수 있으므로 슬라이딩모드 제어법의 일반화로 고려될 수 있다.[12] 그 구조는 그림 2와 같고 주루프 조정기(main loop regulator,  $C_u$ )와 외부제어루프(external control loop,  $C_\mu$ )를 갖는 조정기로 구성되어 있다. 주루프 조정기는 제어대상( $P_y$ )을 직접 제어

하는 역할을 하고, 외부제어루프는 주루프 조정기의 이득을 조정하는 역할을 한다. 따라서 외부루프는 임의적으로 제어대상의 회로정수가 변하더라도 제어되는 시스템이 원하는 동적계를 달성하기 위해서 주루프 조정기를 변형시키는데 사용한다. 만일 두개의 조정기의 이득이 무한대이면 이원제어기는 슬라이딩 모드 제어와 같게 된다. 이원제어기의 구조는 모델규범 적응제어(MRAC)와 유사하지만 이 두 제어법의 차이점은 이원제어는 확실한 규범 모델을 사용하지 않는다는 점이다. 이러한 구조 때문에 이원제어는 적응제어보다 구현하기 쉬운 장점을 가지고 있다. 이원제어의 주요 특성은 파라미터 변동에 견실함과 외란에 대한 둔감성, 고주파의 채터링을 없애고 주루프가 유한한 이득을 갖는다는 점이다.



$y_r, x_r$  : reference input(set point)      $p_y$  : plant  
 $y(t)$  : plant output      $u(t)$  : control input  
 $x(t) = y_r(t) - y(t)$       $\sigma(t) = x_r(t) - x(t)$   
 $R_x, R_y$  : reference model      $c_u, c_\mu$  : regulator  
 $f$  : operator type disturbance  
 $a(t)$  : coordinate type disturbance

그림 2 기본적인 이원제어기  
Fig. 2 Basic binary control scheme

이원제어에서 다음과 같은 스칼라 입력을 갖는 선형 시변 시스템을 고려한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ x(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1(t) & -a_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \dot{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} u(t) \quad (1)$$

여기서,  $x(t) = y_r(t) - y(t)$ 이다.

외부루프오차  $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma(t) = -c\dot{x}(t) - x(t) \quad (2)$$

이원제어기의 목적은 시스템의 상태가 지령치를 추종하도록, 즉 외부루프오차  $\sigma(t)$ 를 영이 되도록 연속적인 제어입력을 결정하는 것이다. 연속적인 제어입력을 보장하기 위한 영역(hypercone)  $G_\delta$ 는 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{aligned}
 G_\delta &= x : \sigma^+(x) \cdot \sigma^-(x) \leq 0 \\
 \sigma^+(x) &= \sigma(x) - \delta|x| \\
 \sigma^-(x) &= \sigma(x) + \delta|x| \quad 0 < \delta \leq 1 \\
 \delta &: \text{const}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

여기서  $\delta$ 는 설계 파라미터로 매우 작게하면 영역은 슬라이딩모드면과 같아지며 슬라이딩모드제어와 같은 특성을 갖게 된다. 이원제어기의 해의 궤적은 그림 3과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 제어기의 연속적인 입력이 해의 궤적을 따라 원점으로 수렴해가는 것을 볼 수 있다. 적용된 이원제어기의 알고리즘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_u : u(t, x) &= k^T \mu(t) |x(t)| \\
 C_\mu : \dot{\mu}(t) &= -\alpha \{\mu(t) + \text{sgn}[x(t)]\} \\
 \lambda(t) &= -\sigma / \delta |x(t)|
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

여기서  $x(t)$ 는 미분가능한 연속적인 벡터제어함수이고,  $\mu(t)$ 는 스칼라함수이다. 그리고  $k(t), \alpha, \sigma$ 는 제어기의 이득이다. 이들의 이득을 적절히 설정하면 오차는 원점으로 수렴해 가며 만일 제어이득  $\alpha(t)$ 가 무한대라고 하면, 이는 슬라이딩모드제어기의 특성과 유사하다. 이원제어기의 알고리즘의 블록도는 그림 4와 같으며 이원제어기의 미분방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x}(t) + a_2(t)\dot{x}(t) + a_1(t)x(t) = -k\mu(t)|x(t)|
 \tag{6}$$

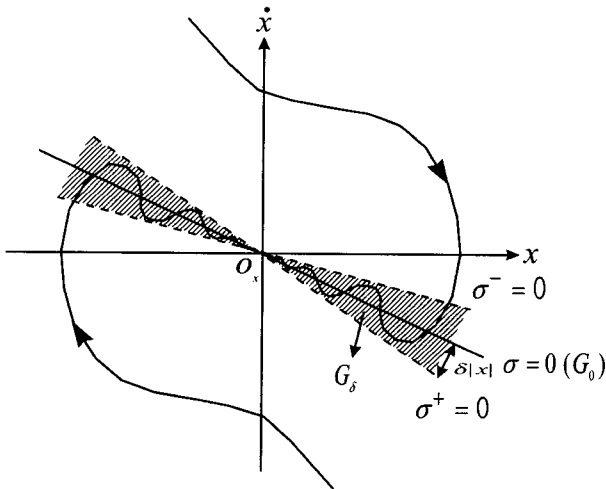


그림 3 이원제어기의 해의 궤적  
Fig. 3 Phase trajectory of binary controller

### 2.3 SRM의 이원관측기

이원관측기를 구성하기 위해서 식(7) 및 식(8)의 상태방정식에 따른 SRM의 모델을 이용한다.[11]

$$\frac{di_n}{dt} = -\frac{R_n}{L_n} i_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n + \frac{V}{L_n}
 \tag{7}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + \frac{1}{J} \sum_{n=1}^n \frac{1}{2} \frac{\partial L_n}{\partial \theta} i_n^2
 \tag{8}$$

여기서,

- $V$  : 전원전압,  $i_n$  : 각상의 전류
- $R_n$  : 각상 고정자 저항  $n=1-4$  : 고정자 상
- $L_n$  : 각상 고정자 인덕턴스  $\omega$  : 회전자 속도
- $\theta_n$  : 각상 회전자 위치,  $\frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \omega i_n$  : 각상의 역기전력

SRM의 회전속도 및 전류를 추정하기 위하여 이원제어기 이론을 적용하여 이원관측기를 새롭게 구성한다. 이원관측기의 오차방정식은 다음과 같다.

$$\sigma_n = i_n - \hat{i}_n \quad \hat{i}_n : \text{추정전류}
 \tag{9}$$

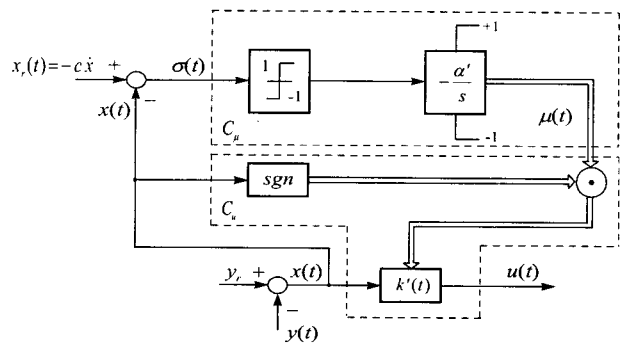


그림 4 이원제어기의 블록도  
Fig. 4 Block diagram of the binary controller

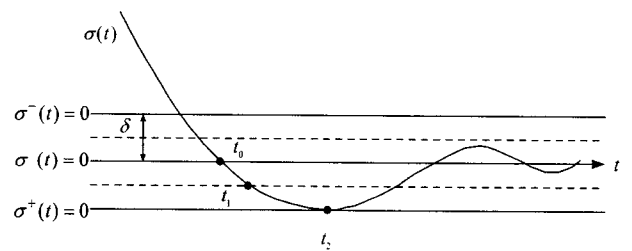


그림 5  $G_\delta$  영역내에서의 이원관측기의 오차궤적  
Fig. 5 Error trajectory of binary observer in  $G_\delta$

그림 4에서의 시스템의 출력  $y(t)$ 는 추정전류로 정의되고 지령치  $y_r$ 은 실제전류로 정의된다. 일정한 영역으로 적용된  $G_\delta$ 영역 내에서의 오차궤적은 그림 5와 같다. 이원제어에서의 상태궤적은 시스템의 해의 궤적을 나타내는 반면 이원 관측기의 궤적은 추정오차의 해의 궤적을 나타낸다. 이원관측기의 추정오차는  $G_\delta$ 영역에 도달하게 함으로써 회로정수 변동이 외부영역에서 발생하더라도  $\sigma=0$ 으로 구속된다. 이원관측기는 슬라이딩 모드 관측에서의 매우 큰 제

어이득을 가진 것과 같이 \$t\_0\$ 시간까지 매우 빠르게 추정오차를 감소하게 한다. \$t\_0 \le t \le t\_1\$ 시간동안 이원관측기의 추정오차는 \$\delta\$ 영역내에의 값을 가지게 한다. \$t\_1\$ 후에 추정오차는 영으로 접근하며, 추정오차의 채터링은 \$\delta\$ 영역내의 루프 제어기에 의해 감소하게 만든다. 따라서 이원관측기를 구성한다고 하면 빠른 수렴과 채터링 저감의 효과를 얻을 수 있다.

SRM의 상태방정식에 대하여 전류오차에 대한 되먹임을 이용한 회전속도 및 전류의 추정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_n}{dt} &= -\frac{R_n}{L_n} \hat{i}_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \hat{\omega} \hat{i}_n + \frac{V}{L_n} + K_n(i_n - \hat{i}_n) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= -\frac{B}{J} \hat{\omega} - \frac{T_L}{J} + \frac{1}{J} \sum_{j=1}^n \frac{1}{2} \frac{\partial L_n}{\partial \theta} \hat{i}_n^2 - \sum_{j=1}^n k_\omega \nu_j \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \nu_n &= \mu_n |\sigma_n| \\ \dot{\mu}_n &= -\alpha_n (\mu_n - \text{sgn}(\sigma_n)) \\ k_n, k_\omega &: \text{이원관측기의 이득} \end{aligned}$$

이원관측기에서 추정자의 안정도를 보장할 수 있는 제어이득이 적절히 선정된다고 하면 추정오차가 영이 될 수 있는 연속적인 제어입력을 얻을 수 있으며, 따라서 슬라이딩 모드관측기의 견실한 특성을 유지하게 되고, 더불어 추정 성능을 개선할 수 있는 장점을 가지게 된다. \$G\_\delta\$ 영역내에 속하는 추정오차는 결코 이 영역을 벗어나지 않도록 하며, \$G\_\delta\$ 영역내에 속하는 추정오차는 항상 원점으로 수렴하도록 하는 이원관측기의 존재조건은 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_n^+(t) \cdot \dot{\sigma}_n^+(t) < 0, \quad \bigcap \sigma_n^-(t) \cdot \dot{\sigma}_n^-(t) < 0 \quad (11)$$

$$-\mu_n(t_1) \text{sgn}(\sigma_n(t_1)) \ge 1 - h = \sigma - \delta, \quad (12)$$

$$0 \le \delta < 1, \quad 0 < h < 1$$

2.4 이원관측기의 오차방정식 및 이득 설정

이원관측기의 오차방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{de_n}{dt} \\ \frac{de_\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_n \\ e_\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_n \nu_n \\ \sum_{j=1}^n k_\omega \nu_j \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서,

$$F_{11} = \left[ -\frac{R_n}{L_n} - \frac{1}{L_n} \frac{\partial L_n}{\partial \theta} \hat{\omega} \right]$$

$$F_{12} = \left[ -\frac{1}{L_n} \frac{\partial L_n}{\partial \theta} i_n \right]$$

$$F_{21} = \frac{1}{J} \left[ \sum_{j=1}^n \frac{\partial L_j}{\partial \theta} i_j \right]$$

$$F_{22} = -\frac{B}{J}$$

$$e_n = i_n - \hat{i}_n = \sigma_n$$

$$e_\omega = \omega - \hat{\omega}$$

1) 전류추정 제어이득 \$k\_n\$의 설정

\$k\_n\$의 설정은 \$G\_\delta\$ 불변조건 (\$\sigma(t) \in G\_\delta\$)을 만족하여야 한다. 즉, 일단 \$G\_\delta\$ 영역내에 속하는 모든 해는 결코 이 영역을 벗어나지 않도록 하는 조건이다. \$G\_\delta\$ 불변조건으로부터 이득 행렬 \$k\_n\$을 얻을 수 있다. \$k\_n\$이 적절하게 선정된다면 \$G\_\delta\$ 영역 내에 들어온 전류 추정오차는 영역을 벗어나지 않고 계속 이 영역 내에 머물러 있게 된다. \$x(t) \in G\_\delta\$은 \$|\sigma(t)| \le \delta\$와 동가이며, 우선 전류 추정오차가 영보다 큰 경우 (\$\sigma(t) > 0\$)의 경우를 고려하면 수렴조건과 리아프노프 안정도 이론식 (13)으로부터 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$F_{11}e_n + F_{12}e_\omega + k_n \mu_n |\sigma_n| < 0 \quad (14)$$

식 (12)와 식 (14)를 정리하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$k_n > \frac{1}{(-1+h)\delta} [F_{11}\delta + F_{12}e_\omega] \quad (15)$$

\$\sigma(t) > 0\$인 경우에도 식 (14)와 같은 유도식으로 다음식을 얻을 수 있다.

$$F_{11}e_n + F_{12}e_\omega + k_n \mu_n |\sigma_n| < 0 \quad (16)$$

식 (12)와 식 (16)을 정리하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$k_n > \frac{1}{(1-h)\delta} [F_{11}\delta + F_{12}e_\omega] \quad (17)$$

따라서 이원관측기의 게인이득 \$k\_n\$은 식 (15)와 식 (17)로부터 다음의 조건을 만족하도록 설정되어 진다.

$$k_n > \max \left[ \begin{array}{l} \sup \left| \frac{1}{(-1+h)\delta} [F_{11}\delta + F_{12}e_\omega] \right| \\ \sup \left| \frac{1}{(1-h)\delta} [F_{11}\delta - F_{12}e_\omega] \right| \end{array} \right] \quad (18)$$

만일 식 (18)이 만족되어 진다면 전류 추정오차는 영으로 수렴하게 된다.

2. 회전자속도 추정 이득  $k_\omega$  의 설정

$k_\omega$ 의 설정은  $G_\delta$ 수렴조건을 만족하여야 한다. 즉,  $G_\delta$ 영역내에 속하는 모든 해는 항상 원점으로 수렴하는 조건이다. 이득행렬  $k_\omega$ 는  $x(t) \in G_\delta$ 을 만족한 후, 즉  $k_n$ 이 결정된 후 수렴조건으로 부터 구할 수 있다.  $k_\omega$ 가 적절하게 선정된다면  $G_\delta$ 영역내에 들어온  $\sigma(t)$ 는 원점으로 수렴하게 된다. 이 조건은 점근조건(asymptotic solution)으로 부터 구해지는데  $G_\delta$ 영역내에서 오차방정식 (13)이 상수라고 가정하고  $e_n$ 의 식을 전개하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{e}_n = d = F_{11}e_n + F_{12}e_\omega + k_n\nu_n \tag{19}$$

여기서,  $d$ 는 상수이다.

또한, 식(13)에서  $e_\omega$ 에 대하여 전개하면 식 (20)과 같다.

$$\dot{e}_\omega = F_{21}e_n + F_{22}e_\omega + k_\omega \sum_{j=1}^n \nu_j \tag{20}$$

식(19)를  $\nu_n$ 에 대해서 정리하고 식(20)에 대입하면 다음과 같이 정리 된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega = & (F_{21} - \sum_{j=1}^n \frac{k_\omega}{k_j} F_{11})e_n \\ & + (F_{22} - \sum_{j=1}^n \frac{k_\omega}{k_j} F_{12})e_\omega + \sum_{j=1}^n \frac{k_\omega}{k_j} d \end{aligned} \tag{21}$$

따라서 원점으로 수렴할 조건은  $F_{22} - \sum_{j=1}^n \frac{k_\omega}{k_j} F_{12}$ 의 고유값이 음이면 되므로 제어이득  $k_\omega$ 의 영역은 다음과 같이 설정된다.

$$F_{22} - \sum_{j=1}^n \frac{k_\omega}{k_j} F_{12} = -\frac{B}{J} + k_\omega \sum_{j=1}^n [ \frac{1}{L_j} \frac{\partial L_j}{\partial \theta_j} \frac{1}{k_j} i_j ] < 0 \tag{22}$$

$$k_\omega < \frac{B}{J} \sum_{j=1}^n [ L_i \frac{\partial \hat{\theta}}{\partial L_j} \frac{1}{i_j} k_j ] \tag{23}$$

3. 외부루프 제어 이득  $\alpha_n$ 의 설정

제안된 관측기에는 미분 함수로 구성되어 있는 외부 루프 제어 이득  $\alpha_n$ 이 포함되어 있기 때문에  $G_\delta$ 의 영역에서 연속적인 관측기의 함수의 구성을 위한  $\alpha_n$ 을 요구한다. 예를 들어  $\alpha_n$ 이 매우 크게 설정된다고 하면  $\mu_n$ 은  $-1+h$  ( $\sigma_n(t) > 0$ )와  $1-h$  ( $\sigma_n(t) < 0$ )에 빠르게 도달하게 되

지만, 결국 관측기는 불연속적으로 구성되어 진다. 따라서 회전속도의 추정오차는 채터링을 가지게 된다. 또한  $\alpha_n$ 이 매우 작게 설정된다고 하면  $\mu_n$ 은 연속적인 결과를 얻게 되지만, 속도추정오차는 매우 느린 속도로 영으로 수렴하게 된다. 따라서 속도 추정 오차가  $G_\delta$ 의 영역에서 연속적인 함수 및 적절한 시간에서의 수렴을 확보하기 위한  $\alpha_n$ 의 설정이 필요하다.

$\sigma_n(t) > 0$ 인 경우  $sgn(\sigma_n(t)) = 1$  이고  $\dot{\mu}_n(t) = -\alpha_n(\mu_n(t) + 1)$ , 가 된다. 따라서 그 해는 다음과 같다.

$$\mu_n(t) = -1 + (1 + \mu_n(t_0))e^{-\alpha_n(t-t_0)} \tag{24}$$

보조루프 조정기의 이득은 식(12)의 조건을 반증함으로써 구할 수 있다. 따라서, 식(12)를 식(25)와 같이 가정할 때 반증된 식은

$$-\mu_n(t_2)sgn\sigma_n(t_2) < 1-h \tag{25}$$

이며, 식(24)와 식(25)로부터 다음을 얻을 수 있다.

$$t_2 - t_0 < \frac{1}{\alpha_n} \ln \frac{2}{h} \tag{26}$$

이때, 시간  $t$ 는 그림 5에서 볼 수 있듯이 다음과 같이 정의 된다.

$$t > t_1 \tag{27}$$

$$t_1 : |\sigma(t)| = \frac{\delta}{2} \text{에서의 시간} \tag{28}$$

$$t_2 : |\sigma(t)| = \delta \text{에서의 시간} \tag{29}$$

다음의 식(30)은 속도추정오차에 가중치( $\frac{1}{\delta} \geq 0$ )를 주어 설정한 함수이다. 따라서, 식(25)에 의한 식(26)이 식(30)의 존재조건을 만족하지 못한다면 전류 및 속도 추정은 성립되지 못한다.

$$\eta_n(t) = \frac{\sigma_n(t)}{\delta} \tag{30}$$

여기서,  $|\eta_n(t)| < 1$  영역  $G_\delta$ 에서

$$|\eta_n(t)| = 1 \quad \sigma^-(t) = 0, \quad \sigma^+(t) = 0 \text{에서}$$

$$\eta_n(t_2) = 1 \quad t = t_2 \text{에서}$$

식(26)이 식(30)을 만족하는지 판별하기 위하여 식(30)을 미분한다. 미분한 식을 다시  $[t_0, t_2]$ 시간동안 적분하여 정리하면 식(31)로 된다.

$$\begin{aligned} \eta_n(t_2) &= \frac{\hat{\sigma}_n(t_2)}{\delta} = \frac{\dot{i}_n - \hat{i}_n}{\delta} = \frac{\dot{e}_n}{\delta} \\ &= \int_{t_0}^{t_2} \frac{\hat{i}_n - i_n}{\delta} dt = \frac{1}{\delta} \int_{t_0}^{t_2} (F_{11} e_n + F_{12} e_\omega + k_n \nu_n) dt \\ &= \frac{1}{\delta} \sup |F_{11} e_n + F_{12} e_\omega + k_n \nu_n| (t_2 - t_0) \\ &\leq \frac{1}{\delta} \bar{K}^0 (t_2 - t_0) \end{aligned} \quad (31)$$

여기서,  $\bar{K} = \sup |F_{11} e_n + F_{12} e_\omega + k_n \nu_n|$

만약,  $\alpha_n > \frac{1}{\delta} \bar{K}^0 \ln \frac{2}{h}$  이라 가정하고, 식(31)에 대입하면 식(32)의 좌측의 부등식이 성립하고, 식(26)에서는 식(32)의 우측의 부등식이 성립한다.

$$\eta_n(t_2) \leq \frac{\alpha_n}{\ln \frac{2}{h}} (t_2 - t_0) < 1 \quad (32)$$

식(15)는 식(13)에서 가정한 다음 식

$$|\eta_n(t_2)| = 1 \quad (33)$$

에 모순이 되며, 결국 반증을 위한 가정 식(25)는 모순이며 식(26)도 모순이 된다. 따라서, 식(12)는 합당하게 되고  $\alpha_n$ 의 범위는 다음과 같다.

$$\alpha_n > \frac{1}{\delta} \bar{K}^0 \ln \frac{2}{h} \quad (34)$$

식 (34)에서 정의된 외부루프 제어이득  $\alpha_n$ 은 타당하게 되고, 이로부터 모든 오차는  $G_\delta$ 을 벗어나지 않고 항상 원점으로 수렴하게 된다. 따라서  $\alpha_n$ 의 적절한 설정은 속도 추정 오차의 수렴 시간을 단축하게 하고, 동시에 추정오차의 채터링을 감소하게 할 수 있다.

### 3. 실험 결과

#### 3.1 실험장치

제안하는 알고리즘을 이용한 이원 관측기의 타당성을 검토하기 위하여 그림 6과 같이 시스템을 구성하였다. 하드웨어를 간략화하기 위하여 컨버터를 제외한 모든 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며 소프트웨어는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 부동소수점 처리가 가능한 TI(Texas Instrument)사의 32비트 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320C31 제어기를 이용하여 처리하였다. DSP에서의 총 연산시간은 100  $\mu$  sec였다. 그림 7은 본 실험에서 사용한 이원 관측기의 전체 블록도를 나타내었다. 컨버터로는 비대칭 컨버터(Asymmetric Converter)를 사용하였으며 스위칭 소자로서 600V/15A IGBT와 600V/15A Fast Recovery 다이오드를 사용하였다.

PI제어부에서는 지령속도와 관측기에서 추정된 속도와의 오차를 통하여 실제속도가 지령속도로 추종할 수 있도록 제어를 행한다. 이원 관측기에서 회전자속도 및 위치를 추정하는 주루프 제어기는 전류 및 속도추정에 대한 강인성을 확보하고, 추정오차의 떨림(Chattering)현상을 저감하는 외부루프 제어기는 파라미터 변동에 대한 강인성을 확보한다. 제어기의 안정성은 이원제이론에 기초하여 증명되었다.

진상각 제어부는 관측기의 추정결과인 추정속도, 추정위치, 실제전류 그리고 PI제어기를 통한 지령전류로서 최적의 진상각을 계산한다. 연산 결과는 PWM 제어부에 출력한다. 전류 제어부는 PWM 전류 제어로서 히스테리시스 전류제어를 실시하여 실제전류가 지령전류에 정확하게 추종할 수 있도록 하였다.

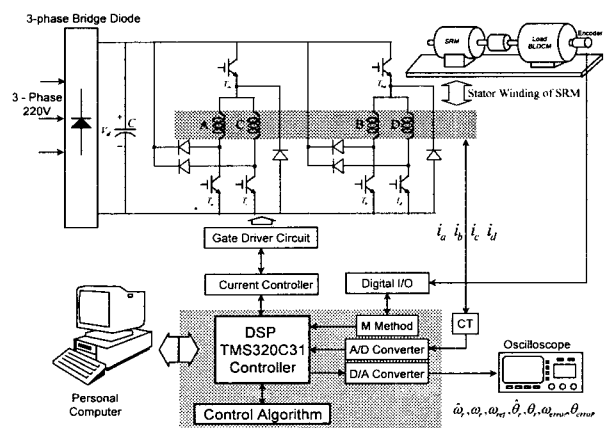


그림 6 제안된 전체 하드웨어 시스템

Fig. 6 Overall hardware system of the proposed system

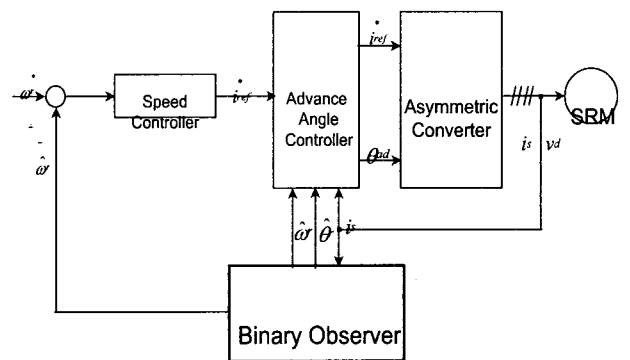


그림 7 제안된 시스템의 전체 다이어그램

Fig. 7 Overall block diagram of the proposed system

표 1은 본 실험에서 사용한 전동기(Tridelta Industries사의 model 124-010A001-14)에 대한 사양이다.

부하는 속도변동에 관계없이 일정한 부하를 인가할 수 있는 General Electric사의 1KW-AC W/Brake BLDC(Brushless DC) Motor를 사용하였다. 부하를 인가하는 방식은 브

레이크 지령 전압을 변동하여 인가함으로써 브레이크 최대 토오크를 변동할 수 있었으며, 따라서 지령 전압을 변동에 따라 부하를 변동 할 수 있었다. 부하용 BLDCM의 사양은 표 2에 나타내었다.

표 1 8/6 SRM의 사양  
Table 1 Specifications of 8/6 SRM

고정자 극수	8	회전자 극호	24.6°
고정자 상수	4	상 권선 저항	1.2 Ω
고정자 극호	22.8°	상 최소 인덕턴스	9 mH
회전자 극수	6	상 최대 인덕턴스	72 mH
정격 전압	240V	정격 속도	4000rpm
정격 전류	5A	정격 출력	1HP
정격 토크	1.78N · m		

표 2 부하용 BLDCM의 사양  
Table 2 specifications of BLDCM for load

정격 토크	3.8N · m	브레이크 최대 전압	24V
정격 전류	4.8A	최대 속도	3600rpm
브레이크 최대 토크	3.2NM	최대 출력	1.27KW

3.2 실험결과 및 검토

본 논문에서 새롭게 제안한 이원관측기의 제어기 성능을 검토하기 위하여 실험을 하였으며, 정격부하(0.8N · m)가 인가된 상태에서 응답특성을 살펴보았다. 그리고 정상상태 뿐만 아니라 과도상태에서도 시스템이 안정하게 동작함을 확인하기 위하여 과도상태를 포함한 넓은 속도영역에서 구현하였다.

그림 8은 이원관측기를 이용한 속도응답특성을 보여주고 있다. 속도지령치를 1000rpm인가하였을 때의 지령속도, 실제속도, 추정속도, B상 실제전류 파형이다. 정상상태까지의 도달 시간은 약 1%의 오버슈트(overshoot) 존재하에 약 0.3 초였으며 추정된 속도가 실제속도와 거의 일치하고 있음을 볼 수 있다. 오버슈트의 발생은 채터링을 줄이기위해 적용된 관측기의 이원제어 되먹임 함수에 의한 것임을 볼 수 있다. 정상상태에서 속도 및 전류가 안정하게 동작하고 있음을 볼 수 있다.

그림 9는 1000rpm 구동시 추정오차 파형을 보여주고 있다. 전류오차 신호의 떨림을 개선하기 위하여 이원제어기가 적용된 이원 관측기의 추정오차는 과도상태에서는 약 6.5% 보다 작은 범위를 가지고 있다.

그림 10은 제안된 알고리즘을 사용하여 1000rpm으로 구동하였을 때의 A, C상과 B, D상의 상전류 파형을 보여주고 있다. 그림에서 전류는 평활한 토오크를 얻을 수 있는 안정된 전류형태를 보이고 있다. 턴-온 진상각은 4°, 턴-오프 진상각은 7°, 도통각은 20.5° 인 상태를 보여주고 있다.

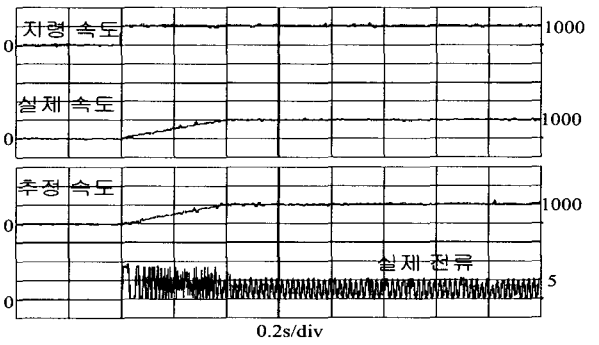


그림 8 1000rpm지령속도, 실제속도, 추정속도, 실제전류 (B상)  
Fig. 8 Reference speed, actual rotor speed, estimated rotor speed, and actual currents (B phase) for the reference speed (at 1000 rpm).

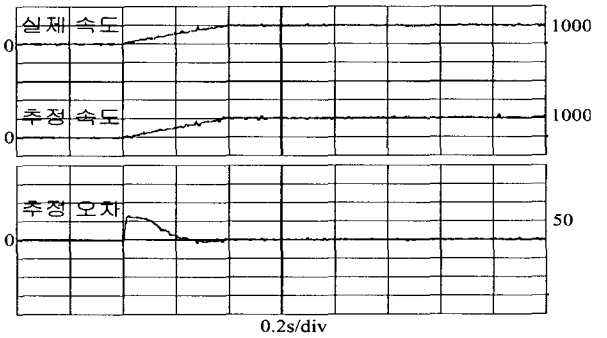


그림 9 1000rpm 지령시 이원관측기의 실제속도, 추정속도, 속도추정오차  
Fig. 9 Actual rotor speed, estimated rotor speed, and estimation error of the rotor speed by the binary observer when the reference speed (at 1000rpm)

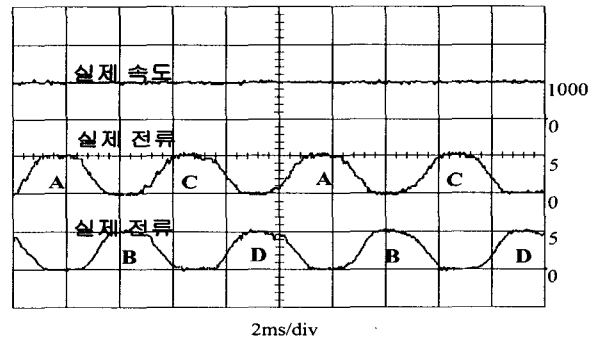


그림 10 이원관측기의 실제속도 및 A,B,C,D상의 실제전류  
Fig. 10 Actual speed and actual currents of phase A, B, C and D by using the binary observer when the reference rotor speed is 1000rpm

그림 11은 1000rpm에서의 이원관측기의 실제위치, 추정위치 및 추정 위치오차를 나타내고 있다. 최대추정오차는 2°로 안정한 추정을 행하고 있다. 회전자의 위치 추정 오차가 작게 나타나고 있는 이유는 추정된 회전자 속도의 적분항에 의해 회전자 위치가 계산되어지기 때문이다.

그림 12는 300rpm으로 구동하고 있을때의 실제 회전자 속도와 각 상의 전류 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 상 전류는 PWM 전류제어에 의해 안정되게 동작하고 있음을 나타내고 있다.

그림 13은 속도 변동을 1000rpm에서 2000rpm으로 주었을 때의 속도응답 특성을 보여주고 있다. 그림에서 지령속도에 추정속도가 0.4초 정도에서 양호하게 추종하고 있음을 볼 수 있으며 추정오차는 1[%]이다.

그림 14는 2000rpm에서 A상 인덕턴스와 A, C상 전류를 보이고 있다. 본 파형에서 턴-온 진상각은 7°이고 턴-오프 진상각은 13°이므로 도통각은 17.5°이다. 인덕턴스 상승점으로부터 전류는 충분히 확립되어져 있고 또한 인덕턴스 하강점에서는 상전류가 이미 영(0)인 상태이므로 부(-)토크가 발생하지 않는 상태로 운전되도록 턴-오프 진상각이 결정되었다.

제한된 알고리즘으로 구동하였을 때의 A상의 인덕턴스 프로파일과 A상 및 C상의 상전류 파형을 보여주고 있다. 그림에서 A상 인덕턴스가 상승할 때 상 전류는 정확하게 인가되고 있으며, 평활한 토크를 얻을 수 있는 안정된 전류 형태를 보이고 있다.

그림 15는 정격속도영역에서의 4000rpm을 지령하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제속도, 추정오차 파형이다. 정상 상태에서 추정된 속도가 실제속도와 거의 일치하고 있음을 볼 수 있으며, 안정하게 동작하고 있음을 볼 수 있다. 추정 오차는 정상상태에서 최대 0.5% 정도였다.

실험으로부터 슬라이딩모드관측기는 무한대의 이득으로 인한 떨림의 영향이 시스템에 영향을 미칠 수 있음을 보았으며, 이원관측기가 적용된 경우에는 높은 주파수의 떨림을 줄이고 유한한 이득 값을 가지도록 제어함으로써 속도추정 성능을 향상시킬 수 있음을 볼 수 있었다.

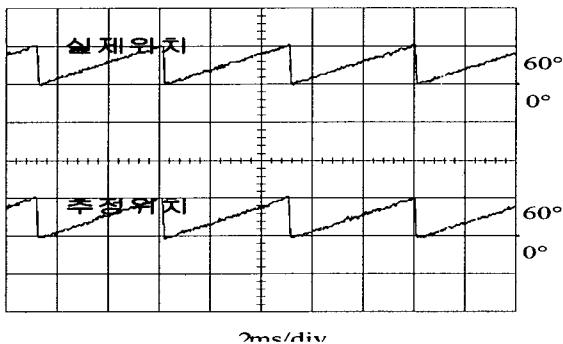


그림 11 이원관측기의 실제위치, 추정위치(1000rpm)  
 Fig. 11 Actual position and estimated position of the rotor position by using the binary observer when the reference rotor speed is 1000rpm

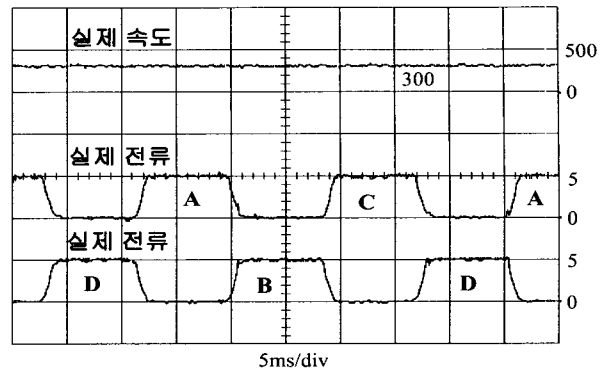


그림 12 이원관측기의 실제속도 및 A,B,C,D 상 실제전류  
 Fig. 12 Actual speed and actual currents of phase A, B, C and D by using the binary observer when the reference rotor speed is 300rpm

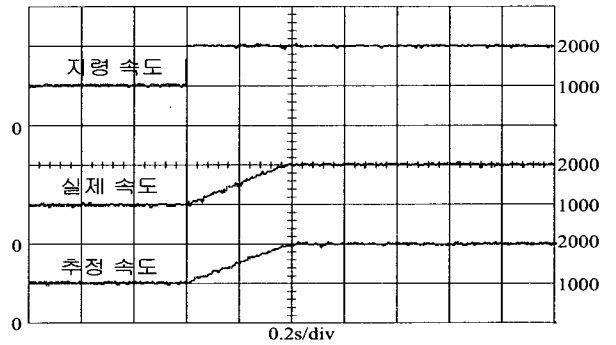


그림 13 이원관측기의 지령속도, 실제속도, 추정속도 (1000rpm→2000rpm)  
 Fig. 13 Reference speed, actual rotor speed, and estimated rotor speed by the binary observer when the reference speed from 1000rpm to 2000rpm

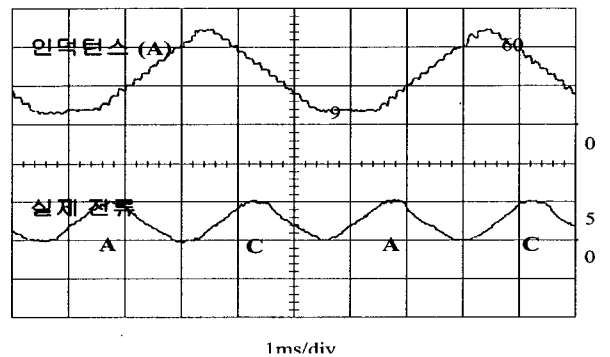


그림 14. 2000rpm에서의 A상 인덕턴스와 A/C상 전류  
 Fig. 14 A phase inductance and A/C phase current for the reference speed (at 2000rpm)



참 고 문 헌

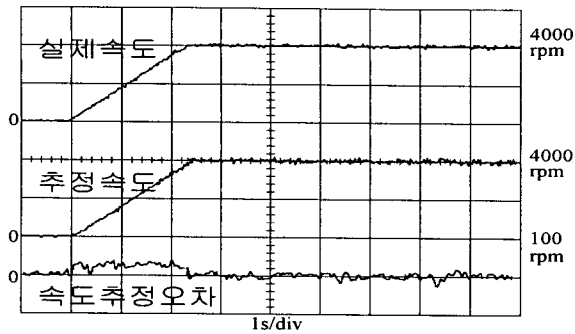


그림 15 이원관측기의 실제속도, 추정속도, 속도추정오차 (4000rpm)

Fig. 15 Actual rotor speed, estimated rotor speed, and estimation error of the rotor speed by the binary observer when the reference speed is 4000rpm

4. 결 론

본 논문은 속도 및 위치센서가 없는 이원 관측기를 이용하여 속도 및 위치를 추정하여 고성능 운전이 요구되는 SRM을 제어하는 방법을 제안하였다. 추정방법으로는 파라미터 변동에 대한 강인성과 양호한 외란 억압특성을 가지며, 추정치의 채터링이 없으며 또한 스위칭 주파수의 한계, 제어 지연등의 존재하에서도 연속적인 제어입력을 생성할 수 있는 이원제어기를 기초로하여 이원 관측기를 설계하였다. 가변구조제어이론에 기초한 이원 관측기는 추정오차를 영으로 수렴시키기 위한 피드 백 루프와 추정치의 채터링을 저감하기 위한 외부루프로 구성되어 있다. 새롭게 제안된 시스템은 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 구현하였다.

제안된 이원 관측기는 파라미터의 변동 및 외란에 대한 강인한 슬라이딩 관측기의 장점을 그대로 유지하면서 채터링 저감을 동시에 성취할 수 있게 되었으며, 인덕턴스 변동 및 부하가 변동하는 상태에서도 속도 및 위치 추정이 우수함을 실험을 통하여 제안된 제어기가 벡터제어 시스템보다 우수함을 확인하였다.

- [1] J. T. Bass, N. M. Ehsani and T. J. Miller, "Robust Torque control of Switched-Reluctance Motors Without a Shaft-Position Sensor", IEEE Trans. IE, Vol. IE-33, No.3, pp.212-216, 1986.
- [2] P. P. Acarnley, R. J. Hill and C. W. Hooper, "Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE Trans. IE, Vol. IE-32, No.3, pp.215-222, 1985.
- [3] S. K. Panda, and G. A. J. Amaratunga, "Switched Reluctance Motor Drive Without Direct Rotor Position Sensing", IEEE IAS Annual Meeting, pp.525-530, 1990
- [4] P. Laurent, M. Gabsi and B. Multon, "Sensorless Rotor Position Analysis Using Resonant Method for Switched Reluctance Motor", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 687-694, 1993.
- [5] M. Ehsani, I. Husain and A. B. Kulkani, "Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Trans. IA, Vol. IA-28, No.1, pp.128-135, 1992.
- [6] J. P. Lyons, S. R. MacMinn, M. A. Preston, "Flux/Current Methods for SRM Rotor Position Estimation," IEEE IAS Annual Meeting, pp.482-487, 1991.
- [7] P. P. Acarnley, C. D. French, and I. H. Albahadly, "Position Estimation in Switched-Reluctance Drives", EPE, pp.765-770, 1995.
- [8] I. Husain and M. Ehani, "Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltage", IEEE Trans. IA, Vol. IA-30, No.30, pp.665-672, 1994.
- [9] I. Husain, S. Sodhi and M. Ehsani, "A Sliding Mode Observer Based Controller for Switched Reluctance Motor Drives", IEEE IAS Annual Meeting, pp.635-643, 1994.
- [10] C. Elmas, and H. Z. L. Parra, "Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on Observer", EPE, pp.82-87, 1993.
- [11] 양이우외 2명, "MRAS를 이용한 SRM의 속도 및 위치센서없는 제어", 대한전기학회 논문지 Vol. 48. No.1. PP.632-639. 1999.
- [12] S.V.Emelyanov, Binary Automatic Control Systems, Mir Publishers Moscow, 1987.

## 저 자 소 개



### 신재화 (申載華)

1949년 12월 4일생. 1975년 인하대  
전기공학과 졸업. 1982년 인하대학원  
전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재.  
인하대학원 전기공학과 박사과정.  
1975년~현재. 인천전문대학 전기과교수.

Tel : 032) 760-8701

Fax : 032) 760-8895

E-mail : shinjh@falcon.icc.ac.kr



### 양이우 (梁二宇)

1968년 12월 30일생. 1995년 인하대 전  
기공학과 졸업(공학석사), 1997년~현재  
동 대학교 전기공학과 박사과정

TEL : 032-860-7397

E-mail : g9741114@inhavision.inha.ac.kr



### 김영석(金榮石)

1951년 6월 11일 생. 1977년 인하대 전기  
공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학  
원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989  
년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재  
인하대 전기공학과 교수

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : youngsk@inha.ac.kr