

SRM 센서리스 구동시스템을 위한 적응 슬라이딩 모드 관측기 연구

論 文

53B-12-1

A Study of Adaptive Sliding Mode Observer for a Sensorless Drive System of SRM

吳 周 桓[†] · 李 璫 雨^{*} · 權 丙 一^{**}
(Ju-Hwan Oh · Jin-Woo Lee · Byung-Il Kwon)

Abstract - SRM(Switched Reluctance Motor) drives require the accurate position information of the rotor. These informations are generally provided by a tacho generator or digital shaft-position encoder. These speed sensors lower the system reliability and require special attention to noise. This paper describes a new approach to estimating SRM speed from measured terminal voltages and currents for speed sensorless control. The described method is based on the sliding mode observer. The rotor speed and position observers are estimated by the adaptation law using the real and estimated currents. However, the conventional adaptive sliding mode observer based on the variable structure control theory has some disadvantages that the estimated values including the high-frequency chattering and the steady state error generated due to the infinite feedback gain chosen and the discontinuous control input. To reduce the chattering and steady state error, an integrator is also inserted in the sliding mode observer strategy. The described adaptive sliding mode observer decreases the vibration to the switching hyper-plane of the sliding mode by adding integrator. The described methodology incorporates the Lyapunov algorithm to drive the rotor speed and the stator resistance such that it can overcome the problem of sensitivity in the face of SRM parameter variation. Also, without any mechanical information. The rotor speed of SRM is obtained form adaptive scheme. The described method is verified through the simulation and experiment.

Key Words : SRM, Sliding Mode Observer, Lyapunov, Integrator

1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(SRM: switched reluctance motor)는 고효율, 직류 전동기의 속도-토크 특성 및 간단한 전자 기적인 구조 등의 특징이 있으며, 전력용 반도체 소자의 기술 개발이 급속히 발전함에 따라 실용적인 가치가 더욱더 높아지고 있다. 따라서 최근 SRM은 가정용, 산업용 및 건인용으로 주목받고 있다[1].

하지만, SRM은 회전자와 고정자가 모두 돌극형의 구조를 가지고 있기 때문에 부토크가 발생되지 않도록 적절한 회전자 위치에서 고정자 권선에 여자 전원을 순차적으로 인가해야 한다. 그러므로 정확한 회전자 위치를 판별할 수 있는 레졸버나 엔코더 또는 광센서와 같은 위치센서가 필요하다. 이러한 회전자 위치센서의 부착으로 인하여 전동기의 전체적

인 크기가 커지고 가공면에서도 어렵게 된다. 또한, 회전자 위치센서는 위치분해능이 클수록 가격이 높아지며, SRM구동 중에 발생하는 전자기적인 현상, 진동 또는 주위환경 등으로부터 영향을 받게 된다[2][3].

따라서 SRM의 위치센서 부착에 따른 추가적인 비용을 줄이고 주위환경에 영향을 제거하기 위해 인덕턴스에 의한 센서리스 제어방법과 상태관측기에 의한 센서리스 제어방법이 연구되었다[4][5]. 인덕턴스에 의한 센서리스 제어방법은 역기전력이 적고 전류상승률의 변동이 적은 저속영역에서는 가능하지만, 고속영역에서는 역기전력이 크고 전류 상승률의 변동이 커지므로 인해 센서리스 제어성능이 저하된다. 상태관측기에 의한 센서리스 제어방법은 전동기의 기계 및 전기적인 상태방정식을 이용하여 구성된 제어방법이며, 파라미터 변동 및 외란이 포함되어 있을 때 센서리스 제어성능이 저하된다.

이러한 문제를 해결하기 위해서 상태관측기중에 슬라이딩 모드 관측기제어(SMC: Sliding Mode Control)방법이 적용되었다[6][7]. 이 제어방법은 외란 억압 성능이 우수한 센서리스 제어성능을 가지며, 비선형 시스템 모델을 선형화된 수학적 모델로 적용 가능하기 때문에 많은 분야에서 연구되었다. 그러나 기계적인 상태방정식과 전기적인 상태방정식을 이용

[†] 교신저자, 學生會員 : 漢陽大學 電氣工學科 碩士課程

E-mail : ohjuhwan@msn.com

^{*} 正 會 員 : 漢陽大學 電氣工學科 博士課程

^{**} 正 會 員 : 漢陽大學 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2004年 7月 30日

最終完了 : 2004年 10월 21日

한 센서리스 제어방법이기 때문에, 각각의 파라미터에 변동에 대해 좀더 영향을 받게 되어 불연속적인 입력으로 인한 정상상태에서 추정치의 떨림 현상이나 드리프트 현상이 발생한다[8][9]. 이러한 파라미터 변동 중에 기계적인 요소는 사실상 측정하기가 매우 어렵기 때문에 기계적인 상태방정식을 소거한 센서리스방법이 많이 연구되었다[10][11]. 전기적인 상태방정식만을 이용한 제어방법은 전류 센서로부터 얻은 실제 전류값과 전기적인 상태방정식으로부터 얻은 추정 전류값간에 오차를 이용한 적응 제어방법이다. 그러나 장시간 전동기를 운전하거나 정상상태에서 파라미터 변동 및 외란이 발생할 경우 실제 전류와 추정 전류값에 오차값은 더욱 커지므로 센서리스 제어 성능이 둔해진다. 이러한 문제를 최소화하기 위해서 가변구조제어 안에 적분항을 추가하여 제어의 성능을 향상시키는 연구가 진행되었다[12, 13].

본 논문에서는 기존에 전기적인 상태방정식만을 이용한 적응 제어방법을 기초로 하며, 기존의 적응 슬라이딩 관측기에 떨림 현상 및 드리프트 현상을 줄이고 전체적인 성능을 향상시키기 위해 적분항을 추가하였으며, SRM의 전기적인 파라미터인 고정자 권선 저항값과 회전자 속도 및 위치를 추정할 수 있는 관측기를 적용한다. SRM의 전기적인 파라미터는 크게 인덕턴스와 고정자 권선의 저항으로 나뉘볼 수 있다. 그중 인덕턴스변화에 의한 전압강하는 고정자 권선 저항 변화에 의한 전압강하보다 매우 작기 때문에 무시할 수 있다. 따라서 고정자 권선 저항 변동에 대한 실제속도의 떨림(chattering)현상과 드리프트(drift)현상이 발생되기 때문에 이러한 문제를 줄이기 위해 고정자 권선 저항 추정기를 갖는 속도 및 위치 센서리스 제어방법을 적용한다. 적용된 방법은 적절한 평가함수인 리아푸노프(Lyapunov) 함수를 이용하여 전동기의 고정자 저항 변동과 속도를 동시에 추정하면서 속도 및 위치센서리스 제어가 가능하게 한다.

적용한 관측기의 타당성을 증명하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션과 DSP(Digital signal Processor)를 이용한 실제 실험으로 관측기의 응답성을 검토한다.

2. SRM 위치 및 고정자 저항 관측기

2.1 인덕턴스 프로파일

SRM은 그림 1과 같이 고정자에만 집중권으로 권선되며, 회전자에는 권선이나 영구자석과 같은 계자가 없어 매우 견고하며 간단한 구조로 되어 있다.

SRM을 구동하기 위해서는 회전자에 대한 고정자 위치정보를 알아야 한다. 회전자가 회전할 때 고정자 인덕턴스는 공극의 크기에 따라서 변화하게 된다. 실제 회전자의 위치에 따라서 인덕턴스의 변화량을 순서적으로 계산하거나 측정하는 데는 많은 어려움이 따르게 되며, SRM의 특성에 따라 이상화한 인덕턴스 프로파일은 전류의 크기에 관계없이 일정한 값을 가지므로 비선형 구간을 얻을 수 없다[14].

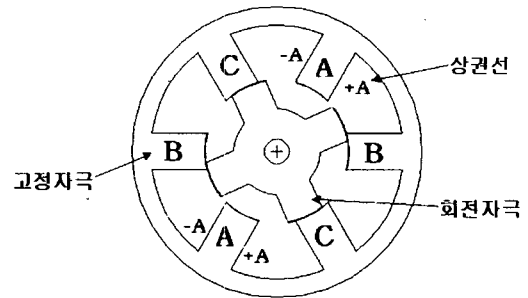


그림 1 6/4극 SRM 평면도 구조
Fig. 1 Structure of 6/4 Pole SRM

본 논문에서는 유한요소 해석(Finite Element Method)을 통하여 실제 회전자의 변화에 대한 인덕턴스의 프로파일을 얻어 이용한다. 실제 모델인 SRM을 유한요소로 해석한 인덕턴스 프로파일은 그림 2와 같다.

인덕턴스의 최대값은 2.95[mH], 최소값은 0.25[mH], 최대값 구간은 0°, 최소값 구간은 30°, 인덕턴스 하강 및 상승 구간은 30°이다.

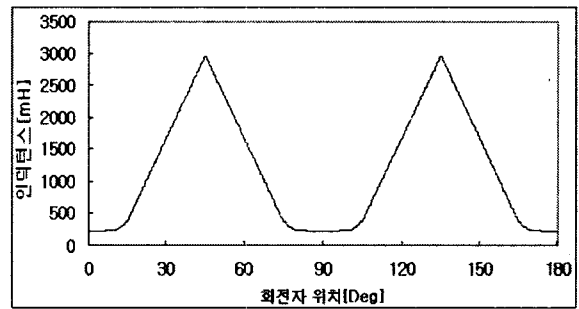


그림 2 FEM을 이용한 인덕턴스
Fig. 2 Inductance using FEM(Finite Element Method)

2.2 SRM의 상태방정식

SRM의 k 상의 전압 상태방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$V_k = R_k i_k + \frac{d\lambda(i_k, \theta)}{dt} \quad (1)$$

여기서, k 는 SRM의 상수이며 V_k 와 R_k 는 각각 k 상의 전압과 저항이다. k 상의 쇄교자속 $\lambda(i_k, \theta)$ 는 회전자의 위치와 k 상의 전류의 함수이며, 다음 식(2)와 같이 인덕턴스에 대한 식으로 쓸 수 있다.

$$\lambda(i_k, \theta) = i_k L(i_k, \theta) \quad (2)$$

따라서, 인덕턴스의 식(2)를 전압 상태방정식 식(1)에 대입하면 다음 식(3)과 같다.

$$V_k = R_k i_k + L(i_k, \theta) \frac{di_k}{dt} + i_k \omega \frac{dL(i_k, \theta)}{d\theta} \quad (3)$$

식(3)에서 우변의 네 번째 항은 회전자 속도 ω 에 따른 속도기전력이다.

식(3)을 간략화 하기 위하여 매개변수로 변환하면 식(4)와 같이 시간변화분의 전류에 대한 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{dx}{dt} = fx + gx + cV_k \tag{4}$$

여기서, $x = i_k$,

$$f = -\frac{R_k}{L(i_k, \theta)},$$

$$g = -\frac{1}{L(i_k, \theta)} \frac{dL(i_k, \theta)}{d\theta} \omega, \quad c = \frac{1}{L(i_k, \theta)}$$

속도대 토오크 방정식은 다음 식(5)와 같다.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \tag{5}$$

여기서, J 는 회전자의 관성 모멘트, T_L 은 부하 토오크 그리고 T_e 는 전동기에서 발생하는 토오크 이다.

식(5)의 T_e 는 다음 식(6)과 같다.

$$T_e = \sum_{k=1}^m \frac{\partial W_{c,k}}{\partial \theta} = \sum_{k=1}^m \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL(i_k, \theta)}{d\theta} \tag{6}$$

미소시간에 대한 속도방정식은 식(7)과 같이 비선형 미분 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\theta^2}{dt^2} = \frac{d\omega}{dt} = f_2(i, \theta, \omega) \tag{7}$$

$$\text{여기서, } f_2(i, \theta, \omega) = \frac{1}{J} (T_e - T_L)$$

식(4)와 식(7)은 슬라이딩 모드 관측기에 이용된다.

2.3 적분 스위칭 평면을 갖는 슬라이딩 모드 관측기

기계적인 파라미터에 대한 영향을 줄이기 위해 전기적인 상태방정식만을 이용하여 위치 및 고정자저항 관측기를 설계한다. 식(4)를 기초로 한 관측기는 식(8)과 같다[15][16].

$$\frac{dx}{dt} = \hat{f}x + \hat{g}x + \hat{c}V_k + K_k(i_k - \hat{i}_k) \tag{8}$$

여기서, 각각의 $\hat{}$ 는 추정치, $K_k(i_k - \hat{i}_k)$ 는 관측기 입력이며, $K_k = K_{ak} + K_{bk} \text{sign}(S)$ 의 관측기 이득이다.

식(4)에서 식(8)를 뺀 전류 오차방정식은 식(9)와 같다.

$$\frac{d\Delta x}{dt} = fx - \hat{f}x + gx - \hat{g}x + \Delta AV_k - K_k(i_k - \hat{i}_k) \tag{9}$$

여기서, $\Delta A = c - \hat{c}$ 인덕턴스 오차이다.

관측기에 의한 추정 전류를 실제 시스템과 일치시키기 위하여 슬라이딩 평면은 식(10)과 같이 전류 추정오차로 설정

한다.

$$S = i_k - \hat{i}_k = \Delta x = 0 \tag{10}$$

슬라이딩 모드 관측기는 식(10)과 같이 1차식만을 이용하므로 그림 3과 같은 상태궤적이 발생한다.

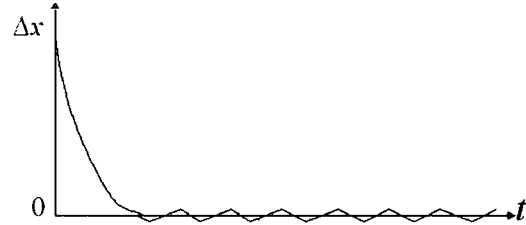


그림 3 슬라이딩 모드 관측기 상태궤적
Fig. 3 State Structure of Sliding mode Observer

이러한 슬라이딩 모드 관측기는 특성상 이상적인 실현을 위해 무한대의 이득과 높은 주파수의 스위칭에 의한 떨림이 존재한다. 이는 식(8)으로부터 관측기 이득식에 불연속적인 제어 입력항이 있어 관측기의 추정값에 떨림 현상이 발생하게 되어 추정성능을 저하시키는 문제점을 가지게 된다.

슬라이딩 모드 관측기는 불연속적인 제어 입력항으로 인해 슬라이딩 평면에서 상태궤적을 원점으로 수렴시키지 못하고 연속적인 떨림 현상이 발생한다. 이는 정상상태에서 추정값에 대한 오차를 줄일수 없고 연속적으로 떨림이 남아 있을 수 있다. 이러한 슬라이딩 모드관측기의 단점을 줄이기 위해 적분 스위칭 평면을 갖는 슬라이딩 모드 관측기를 제안한다.

정상상태에서 슬라이딩 모드 관측기의 떨림 현상을 줄이기 위해 슬라이딩 평면에 적분항을 추가하였다. 슬라이딩 평면은 실제전류와 추정전류간의 오차로 정의하였다. 제안된 적분 스위칭 평면을 갖는 슬라이딩 모드 관측기에서 적분항을 갖는 스위칭평면 S는 식(11)과 같이 다시 설정하였다.

$$S = (\alpha_k, k=1,2,3,..n) = 0 \tag{11}$$

여기서, $\alpha_k = c_k \Delta x + \lambda_k x_k$,

$$c_k, \lambda_k: \text{양의 상수, } x_k = \int_0^t \Delta x_k(\tau) d\tau$$

식(11)과 같이 전류오차를 적분하여 슬라이딩 평면의 차원을 향상시켰으며, 이를 이용하여 슬라이딩 모드 관측기의 떨림 현상과 드리프트 현상을 줄일 수 있다.

2.4 위치 및 고정자 저항 추정기

전동기의 속도 및 고정자 저항을 추정하기 위하여 평가함수인 리아푸노프(Lyapunov)함수를 식(12)와 같이 설정하였다. 미소시간의 한 추정주기 내에서 속도가 일정하다고 가정하면 식(12)는 식(13)과 같다.

$$V_{LP} = \frac{1}{2} e_x^2 + \frac{1}{2} e_\omega^2 + \frac{1}{2} e_R^2, \tag{12}$$

$$\frac{dV_{LP}}{dt} = e_x \frac{de_x}{dt} + e_\omega \frac{d\omega}{dt} + e_{R_k} \frac{dR_k}{dt} \quad (13)$$

여기서, $e_x = i_k - \hat{i}_k$, e_ω 는 $\omega - \hat{\omega}$ 이며, e_{R_k} 은 $R_k - \hat{R}_k$ 이다.

전류 오차방정식 식(9)를 식(13)에 대입하면 식(14)와 같다. 여기서 샘플링 한주기 내에서 인덕턴스는 사전에 FEM을 통하여 알고 있기 때문에 일정하다고 가정한다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_{LP}}{dt} = e_x \{ f_x - \hat{f}_x + g_x - \hat{g}_x - K_k (i_k - \hat{i}_k) \} \\ + e_\omega \frac{d\omega}{dt} + e_{R_k} \frac{dR_k}{dt} < 0 \quad (14) \end{aligned}$$

한 추정주기 내에 속도와 저항이 같다면 식(14)는 만족할 것이고 이때 적절한 관측기 이득 K_k 만을 선택하면 된다. 따라서 식(11)은 S 평면에 수렴하게 된다.

스위치드 릴럭턴스 전동기의 실제속도 및 위치 그리고 실제 고정자저항 변동이 추정된 결과와 같다면 식(14)는 식(15)와 식(16)으로 설정할 수 있다.

$$e_x \{ (f - \gamma) \hat{x} + g_x - \hat{g}_x \} + e_\omega \frac{d\omega}{dt} + e_{R_k} \frac{dR_k}{dt} = 0 \quad (15)$$

$$e_x \{ f(x - \hat{x}) - K_k (i_k - \hat{i}_k) \} < 0 \quad (16)$$

식(15)는 전동기의 속도와 고정자저항 변동에 대해 서로 연관된 항이 없으므로 전동기의 속도와 고정자저항 변동을 추정할 수 있는 저항 추정식으로 각각 분리할 수 있다. 그러므로 식(17)과 식(18)으로 유도된다.

$$e_x \{ (f - \gamma) \hat{x} \} + e_{R_k} \frac{dR_k}{dt} = 0 \quad (17)$$

$$e_x \{ g_x - \hat{g}_x \} + e_\omega \frac{d\omega}{dt} = 0 \quad (18)$$

식(17)으로부터 다음 식(19)와 같이 고정자 저항 추정식을 전개할 수 있으며, 식(18)로부터 다음 식(20)과 같이 속도 추정식을 전개할 수 있다.

$$\frac{dR_k}{dt} = - e_x \{ (f - \gamma) \hat{x} \} \frac{1}{e_{R_k}} \quad (19)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = - e_x \{ g_x - \hat{g}_x \} \frac{1}{e_\omega} \quad (20)$$

식(19)에서 고정자권선 저항변동에 대한 추정 저항은 실제 전류와 추정 전류의 차에 비례함을 알 수 있다. 그러나 전류오차는 일정하지 않고 순시적으로 변화하기 때문에 추정 저항도 실제 저항에 수렴하는 시간이 변동될 수 있어, 저항추정기의 일정한 수렴 속도를 유지하도록 적분이득을 추가하였다. 그림 4는 관측기의 전체적인 블록도이다. 식(14)을 만족하기 위해서, 식(16)을 이용하여 관측기 이득을 구하면, 다음 식(21)과 같이 K_k 의 조건을 설정할 수 있다.

$$K_k > \max \left\{ \frac{f(x - \hat{x})}{(i_k - \hat{i}_k)} \right\} \quad (21)$$

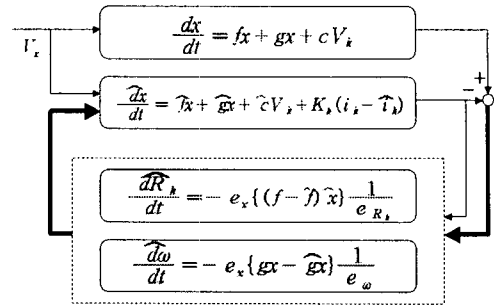


그림 4 제안된 전체적인 관측기 블록도
Fig. 4 Block diagram of proposed observer

식(21)을 만족하는 K_k 를 선정하면 전류 추정오차는 영으로 수렴하게 된다. 하지만, K_k 가 너무 크게 되면 전류 추정에 심한 흔들림이 발생하게 되고 추정전류가 음(-)이 될 가능성이 있다. 만일 추정 전류가 음(-)이 된다면 항상 양(+)의 값을 갖는 실제 전류와의 오차는 더욱 커지게 되어 추정 성능이 저하된다. 이를 개선하기 위해서 식(22)와 같이 K_k 를 K_{ak} 와 K_{bk} 로 나누어 이득을 설정한다.

$$K_{ak}: \text{양의 상수}, \quad K_{bk} = \begin{pmatrix} K_{bk} & , \text{if } \text{sign}(S) > 0 \\ 0 & , \text{if } \text{sign}(S) = 0 \\ -K_{bk} & , \text{if } \text{sign}(S) < 0 \end{pmatrix} \quad (22)$$

따라서 추정 전류는 실제 전류와 큰 오차가 없도록 추정하게 되며, 이를 만족하기 위한 K_{ak} 와 K_{bk} 의 상대적인 조건은 식 (23)과 같다.

$$K_{ak} > K_{bk} \quad (23)$$

이와 같이 관측기를 만족하도록 관측기 이득을 설정하면, 전체적인 시스템은 안정된다.

2.5 시뮬레이션 결과

적용한 관측기의 타당성을 확인하기 위해서 다음 표 1과 같은 SRM 모델에 대해서 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다.

표 1 SRM 모델 사양

Table. 1 Specification of SRM model

고정자 극수	6	고정자 극호	30[deg]
회전자 극수	4	회전자 극호	30[deg]
고정자 상수	3	고정자 요크 폭	16[mm]
상권선 저항	72.5[Ω]	회전자 요크 폭	10[mm]
상 최소 인덕턴스	0.025[H]	상 최대 인덕턴스	0.295[H]
정격출력	50[W]	정격 토오크	0.34[Nm]

모든 시뮬레이션 과정은 초기 위치를 정확히 알고 있다고 가정하였고, 정격 부하 토오크를 인가한 상태이다.

그림 5와 그림 6은 고정자권선 저항이 변동되지 않은 상태에서 스텝적인 속도응답성이다. 정격 부하 토오크만을 인가하였으며 실제 속도는 기준속도에 수렴함을 알 수 있고 추정속도 또한 실제속도를 추정한다.

그림 7은 전동기의 관측기로부터 추정된 상전류 결과이다. 스위칭 턴-온 구간은 최소 인덕턴스구간이며, 턴-오프 구간은 인덕턴스 기울기가 큰 구간이다. 그림 7과 같이 최소 인덕턴스 구간에서는 속도 기전력이 무시할 정도로 작으므로 전류의 상승률이 크고, 인덕턴스 상승구간에서는 속도 기전력이 크게 변화하므로 전류 상승률이 작아짐을 알 수 있다.

그림 8은 속도 1100[rpm]의 정상상태일 때 전기적인 파라미터 고정자 저항을 0.3[sec]에서 72.5[Ω]으로부터 145[Ω]까지 200[%]변화 시켰을 때의 고정자 저항관측기의 응답성이다. 저항 값을 추정하는데 0.25[sec]정도 걸리나 실제 전동기 운전 중에 저항 변동은 급격하게 변하지 않는다.

그림 9와 그림 10은 1100[rpm]정상상태에서 그림 8과 같이 고정자 권선저항이 변동되었다고 가정하였을 때 고정자 저항관측기의 유무에 따른 속도응답성이다. 그림 9는 실제 고정자 저항 관측기를 갖지 않고 속도 1100[rpm]의 정상상태에서 실제 고정자 권선저항 변동이 0.3[sec]에 이루어졌을 때 실제속도의 응답성이다. 기준속도와 실제속도의 오차는 0.3[sec]~1[sec]까지 최대70[rpm]정도의 오차를 발생하였으며, 1초 이후 기준 속도에 30[rpm] 정도의 오차를 발생하였고, 1.6[sec]이후 기준속도에 수렴함을 보였다.

그림 10은 실제 고정자 저항 관측기를 갖고 속도 1100[rpm]의 정상상태에서 실제 고정자 권선저항이 0.3[sec]에서 변동되었을 때 실제속도의 응답성이다. 기준속도와 실제속도의 오차는 0.3[sec]~0.6[sec]까지 약 ±10[rpm]정도 떨림이 발생하였으며, 0.6[sec] 이후 기준속도에 수렴함을 보였다.

이와 같이 그림 9에서는 실제 저항이 변동하면 식(4)에 전류상태 방정식의 저항 값은 변하지만 식(8)에 모델링한 관측기 상태방정식의 저항 값은 초기 값을 가지고 운전하기 때문에 식(10)에 제어입력 오차가 커지면서 실제 속도 응답성이 낮아지는 단점을 안고 있다. 그러나 그림 10의 응답성은 식(8)에 저항 값이 초기값이 아니고 저항 관측기로부터

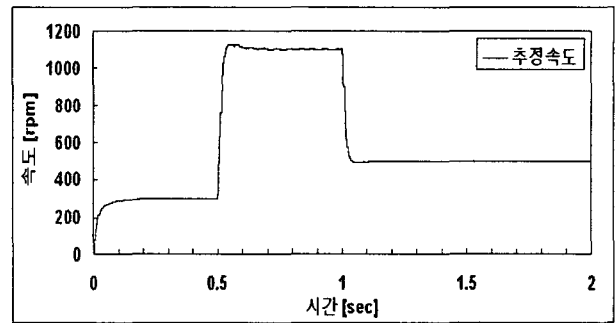


그림 6 추정속도 (0→300→1100→500[rpm])
Fig. 6 Estimated speed (0→300→1100→500[rpm])

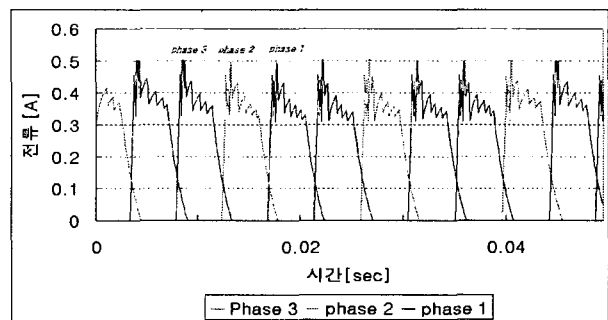


그림 7 추정된 상전류 (1100[rpm])
Fig. 7 Estimated Phase Current (1100[rpm])

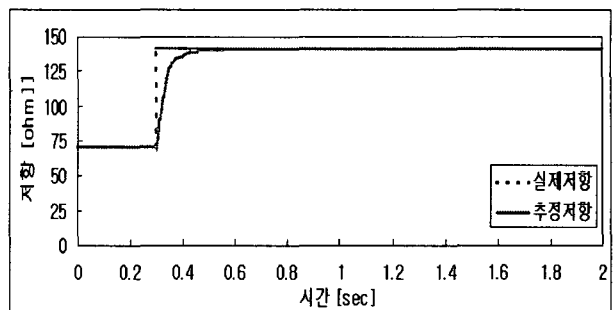


그림 8 고정자 저항 추정 (1100[rpm])
Fig. 8 Estimated stator resistance (1100[rpm])

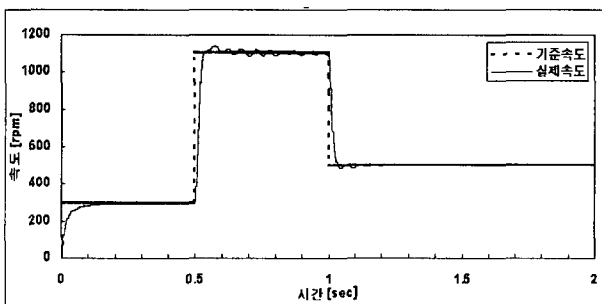


그림 5 실제속도 (0→300→1100→500[rpm])
Fig. 5 Real speed (0→300→1100→500[rpm])

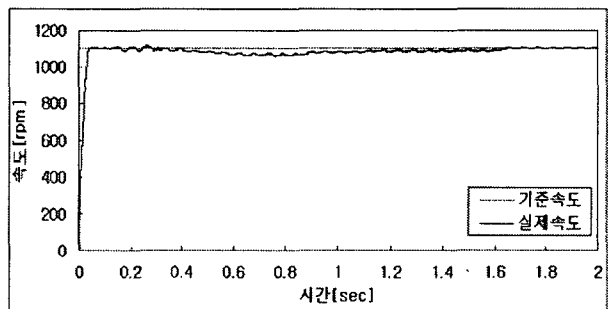


그림 9 고정자 저항 추정기를 갖지 않았을 때 실제속도
Fig. 9 Real speed without stator resistance estimator

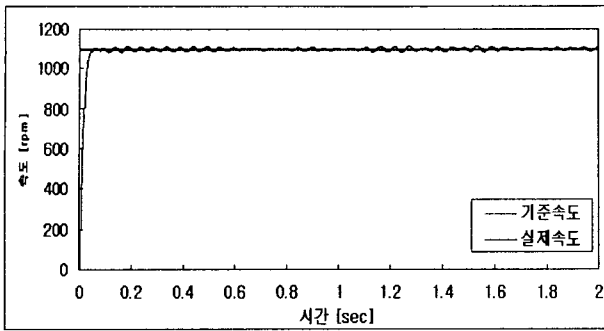


그림 10 고정자 저항 추정기를 가졌을 때의 실제속도
 Fig. 10 Real speed with stator resistance estimator

연속적으로 실제 저항 변동 값을 추정하기 때문에 저항이 변동하더라도 지령속도에 잘 수렴한다는 것을 보여주고 있다.

2.6 실험장치 구성

적용한 관측기의 타당성을 검토하기 위해 그림 11과 같이 전체적인 실험 시스템을 구성하였다. 알고리즘 신호처리용 프로세서는 TI(Texas Instruments)사의 Fixed-Point 32bit 용 DSP인 TMS320F2812를 이용하였다. TMS320F2812는 150MIPS의 고속 연산 처리 능력을 지니고 있으며, 16채널에 PWM단자와 16채널에 12bit A/D를 갖추고 있다. 그리고 과전류, 과전압으로부터 시스템을 보호하기 위한 기능인 PDPINT단자가 2조 있다. 또한 구형파 형태의 엔코더 펄스 파형을 측정할 수 있는 QEP(Quadrature Encoder Pulse)기능이 2조 포함되어 있어 전동기 제어용으로써 우수한 DSP이다[17][18]. 스위칭 동작 주파수는 20[khz]이며, 상 전류 및 상 전압을 측정하기 위한 A/D의 동작은 PWM 인터럽트에 의해 수행된다. SRM의 부하로는 Brake용으로 2[HP], 2500[rpm]인 DC전동기를 사용하였다. 전동기와 부하사이에는 토크 측정을 위해 Torque measurement를 이용하였고

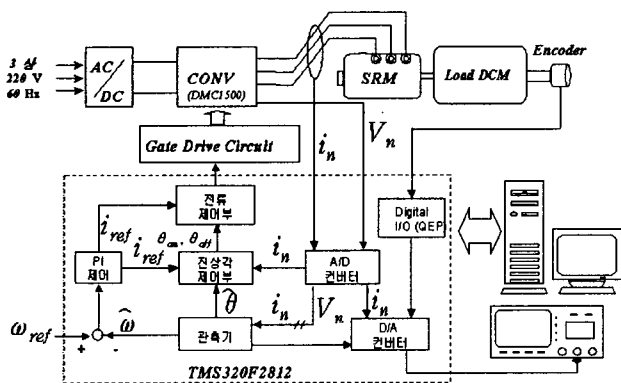


그림 11 전체적인 시스템 구성
 Fig. 11 System Diagram

각각의 연결부에는 진동 및 비틀림을 고려하여, 플렉시블 커플링을 연결하였다. 전력공급은 Digital spectrum 사의 범용 인버터인 DMC1500 모델을 사용하였으며[19], DMC1500은 정형파 3상 전동기와 SRM과 같은 구형파 다상 전동기 구동을 위해 설정 모드를 갖추고 있다. 컨버터의 동작 모드는 비대칭 컨버터 모드로 설정하였다. 시스템 동작 중에도 전동기의 속도나 위치 그리고 고정자 저항 변동 등의 상태변수들을 실시간적으로 관찰 할 수 있도록 DSP 외부에는 8bit D/A 변환기를 구성하였다.

2.7 실험 결과

적용한 관측기의 타당성을 검토하기 위해서 실제 실험을 수행하였다. 단, 실험에서는 0[rpm]에서 기준속도에 이르기까지의 과도상태는 크게 고려하지 않았으며, 정상상태에서 고정자권선 저항이 변동되었을 때 적용된 관측기의 타당성만을 관찰하였다. 부하 토크는 전동기 정격에 70[%]를 인가한 상태에서 모든 실험을 수행하였다. 상 인덕턴스는 사전에 유한요소 해석을 통하여 얻은 인덕턴스 프로 파일을 룩-업 테이블(Look-up Table)로 작성하여 회전자의 위치에 따라 그 값을 가져오는 방법을 사용하였다.

그림 12는 고정자권선 저항 변동이 발생하지 않았을 때 적용된 관측기의 속도 응답성이다. 기준속도는 정지상태 0[rpm]에서 스텝적으로 1100[rpm], 500[rpm]으로 설정하였다. 추정 속도는 과도 상태일 때 실제 속도에 비해 약 0.35[sec] 뒤져서 응답하였다. 그러나 관측기 이득과 속도 제어 루프의 이득에 의해 속도특성은 다르게 발생하므로 정확한 이득을 취하면 이런 문제는 해결되며, 실험적인 검토는 정상상태에서 고정자권선 저항변동 시 적용된 관측기의 타당성을 관찰하는 것이다.

그림 13은 전동기 속도가 1100[rpm]정상상태일 때 실제 위치 및 추정 위치 결과이다. 추정위치의 경우, 추정속도 적분으로 계산되어 회전자 90° 마다 리셋 되기 때문에, 그림 13에 보이는 것과, 같이 Limit Cycle이 형성된다.

그림 14는 실제 전류와 추정 전류의 응답성이다. 추정 전류 및 실제 전류로부터 알 수 있듯이 부하 및 속도를 고려하여 -7° 앞선각(Advance Angle)을 주었다.

그림 15는 1100[rpm]정상상태일 때 고정자 저항을 고유의 권선 저항 72.5[rpm]부터 임의의 저항 변동값을 145[Ω]까지 200[%]변화 시켰을 때의 결과이다. 저항값을 추정하는데 0.6[sec]정도 걸렸으나 실질적으로 저항변동이 급격하게 변하는 상태는 일어나지 않고, 장시간 운전 및 부하에 따라 천천히 이루어진다.

그림 16은 실제 저항 추정기를 갖지 않고 1100[rpm]정상상태에서 저항 변동이 이루어졌을 때의 실제속도이다. 실제속도는 저항이 변동되었을 때 기준속도를 벗어나 약 100[rpm]정도의 오차를 발생하였으며, 떨림현상(chattering)

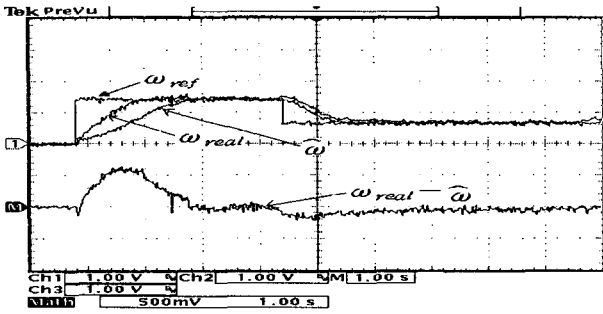


그림 12 속도 응답 특성(1100→500[rpm])
 상: 기준 지령 속도, 실제 속도, 추정 속도
 하: 속도 오차(실제-추정)
 Fig. 12 Speed response(1100→500[rpm])
 Upper: Reference speed, real speed, estimate speed
 Low: Speed error(real-estimate)

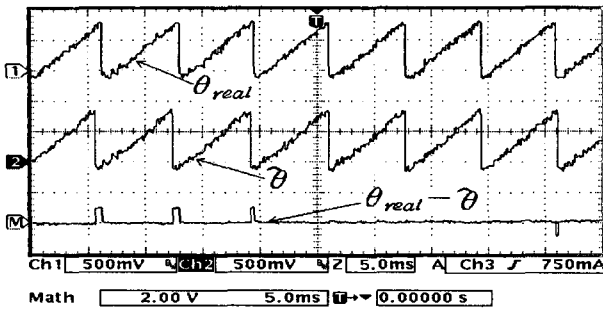


그림 13 위치 응답성 (1100[rpm])
 상: 실제 위치,
 중: 추정 위치
 하: 위치 오차(실제-추정)
 Fig. 13 Position response(1100[rpm])
 Upper: Real position, middle: estimate position
 Low: Position error(real-estimate)

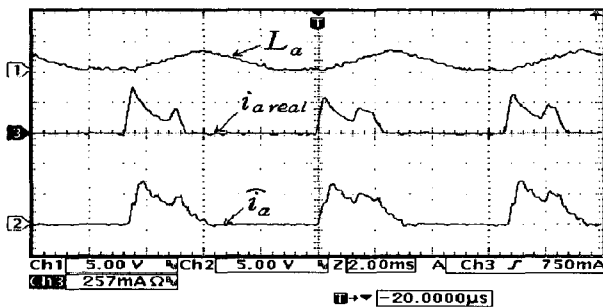


그림 14 상 인덕턴스 및 전류 응답성(1100[rpm])
 상: A상 인덕턴스,
 중: A상 실제전류
 하: A상 추정 전류
 Fig. 14 Phase inductance and current response
 Upper: A phase inductance, middle: A phase real current
 Low: A phase estimate current

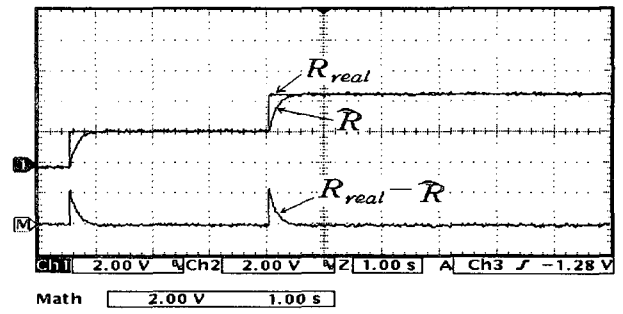


그림 15 고정자 저항 추정 응답(72.5→145[Ω])
 상: 고정자 저항 변동 지령 및 추정값
 하: 저항 추정 오차(기준 지령 - 추정)
 Fig. 15 Stator resistance estimate response(72.5→145[Ω])
 Upper: Stator resistance transfer and estimate value
 Low: Resistance estimate error(transfer-estimate)

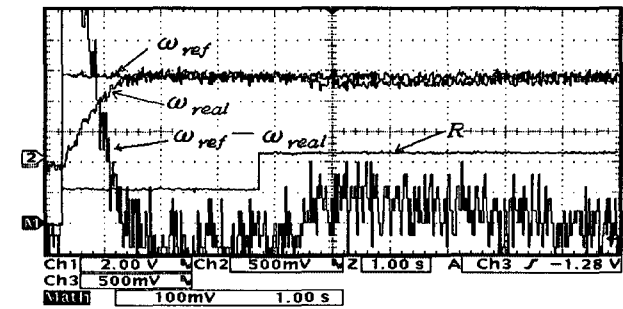


그림 16 고정자 저항 추정기가 없을 때 (1100[rpm])
 상: 기준 지령속도 및 실제 속도
 중: 가변된 고정자 저항
 하: 속도오차 확대
 Fig. 16 Without stator resistance estimator(1100[rpm])
 Upper: Reference and real speeds Middle: Transferred stator resistance Low: Speed error zoom

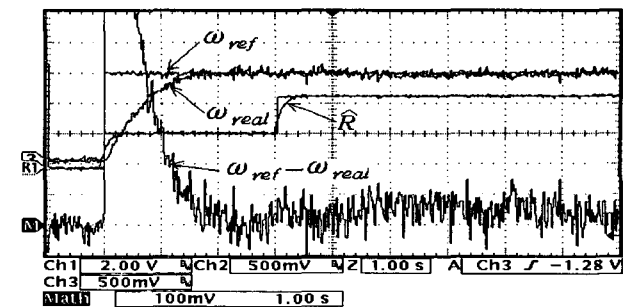


그림 17 고정자 저항 추정기가 있을 때 (1100[rpm])
 상: 기준 지령속도 및 실제 속도
 중: 가변된 고정자 저항
 하: 속도오차 확대
 Fig. 17 With stator resistance estimator(1100[rpm])
 Upper: Reference and real speeds Middle: Transferred stator resistance Low: Speed error zoom

과 드리프트(drift)현상이 큼을 알 수 있다. 이 결과 실제 상 전류의 변화는 존재하지만 가상 기준 모델링 SRM의 상 전류값은 변하지 않음으로 실제 전류값과 추정 전류값 간의 오차가 커짐을 알 수 있다.

그림 17은 고정자 저항 추정기를 갖는 경우 1100[rpm]정상상태에서 저항이 변동되었을 때의 실제속도이다. 고정자 권선 저항 변동이 이루어지더라도 기준 속도와의 오차는 약 20[rpm]정도로 저항 추정기를 갖지 않았을 때 보다 드리프트 및 떨림현상이 상당히 줄었음을 알 수 있었다.

3. 결 론

본 논문에서는 비선형적인 특성이 강한 SRM에 속도 및 위치 센서리스 제어방법을 구현하기 위해, 비선형시스템에 강인한 슬라이딩 모드 제어이론을 기초로 한 적분 스위칭 평면을 갖는 적응 슬라이딩 모드 관측기를 이용하여, 고정자 저항 추정기를 갖는 속도 및 위치 센서리스 제어방법을 적용하였다. 적용한 관측기는 기존의 적응 슬라이딩 모드 관측기가 갖는 장점을 가지고 있으며, 적응 슬라이딩 모드 관측기내에 적분항을 추가하여 불연속적인 입력으로 인한 떨림현상과 정상상태 오차를 줄일 수 있었다. 실제전류와 추정전류로부터 속도와 고정자 저항 변동을 동시에 추정하여 파라미터 변동에 강인한 관측기임을 확인하였다. 지금까지 시뮬레이션 및 실험을 통해 전기적 파라미터인 고정자권선 저항 변동이 센서리스 제어에 미치는 영향을 확인 할 수 있었으며, 적용된 관측기로부터 센서리스 속도제어의 강인함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] 안진우, 황영문, “스위치드 릴럭턴스 전동기 구동과 응용”, 신지서원, pp. 225-264, 2002.
 [2] S. K. Panda, G. A. J. Amaratunga, “Switched Reluctance Motor Drive without Direct Rotor Position Sensing”, *IEEE Annual meeting*, Vol. 1, pp. 525-530, 1990.
 [3] Gabriel Gallegos-Lopez, Philip C. Kjaer, T. J. E. Miller, “A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives”, *IEEE Trans*, Vol. 34, pp. 832-840, 1998.
 [4] P.Laurent, M. Gabsi, B.Multon, “Sensorless Rotor Position Analysis using Resonant Method for Switched Reluctance Motor”, *IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 687-694, 1993.
 [5] Lumsdaine, A., Lang, J.H, “State Observer for

Variable-Reluctance Motors”, *IEEE Trans*, Vol. 37, pp. 133-142, 1990.
 [6] Husain I., Sodhi S., Ehsani M., “A Sliding Mode Observer Based Controller for Switched Reluctance Motor Drives”, *IEEE IAS Annual meeting*, Vol.1, pp. 635-643, 2-6 Oct. 1994.
 [7] John G., Eastham A. R, “Speed Control of Switched Reluctance Motor using Sliding Mode Control Strategy”, *IEEE IAS Annual meeting*, Vol. 1, pp. 263-270, 8-12 Oct. 1995.
 [8] Wilfrid Perruquetti, Jean Pierre Barbot, “Sliding Mode Control in Engineering”, Marcel dekker press, 2002.
 [9] Bimal K. Bose, “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall PTR, pp. 419-437, 2002.
 [10] Wenzhe Lu, Ali Keyhani, “Sensorless Control of Switched Reluctance Motors using Sliding Mode Observers”, *IEEE International , IEMDC 2001*, pp. 69-72, 2001.
 [11] Yoon-seok Han, Young-seok Kim, “The Speed and Position Sensorless Control of PMSM using the Sliding Mode Observer with the Estimator of Stator Resistance”, *IEEE proceeding*, Vol. 2, pp. 1479-1482, 1999.
 [12] T. L. Chern and Y. C. Wu, “An Optimal Variable Structure Control with Integral Compensation for Electrohydraulic Position Servo Control System”, *IEEE, Trans.*, Vol. 39, No. 5, pp. 460-463, 1992.
 [13] T. L. Chern and Y. C. Wu, “Design of Brushless DC Position Servo System using Integral Variable Structure Approach”, *IEEE Proceeding*, Vol. 140, No. 1, pp. 27-34, 1993.
 [14] I. W. Yang, Y. S. Kim, “Rotor Speed and Position Sensorless Control of a Switched Reluctance Motor using the Binary Observer”, *IEEE Proceeding*, Vol. 147, pp. 220-226, 2000.
 [15] R. Krishnan, “Switched Reluctance Motor Drives”, CRC Press., 2001.
 [16] Giorgio Bartolini, Alessandro Pisano, Pierluigi Pisu, “Rotor Resistance Identification for an Induction Machine via Combined Adaptive and Sliding-Mode Technique”, *IEEE Proceeding*, Vol. 1, pp. 492-497, 2002.
 [17] Texas Instruments, “TMS320F28x CPU and Instruction Set Reference Guide”, August 2001.
 [18] Texas Instruments, “TMS320F28x System Control and Interrupt Peripheral Reference Guide”, May 2002.
 [19] Digital Spectrum, “DMC1500 Technical Reference”, September 2000.

저 자 소 개



오 주 환(吳 周 桓)

1979년 5월 16일 생. 2002년 호남대학교 전기공학과 졸업. 현재 한양대학교 전자전기제어계측공학과 석사과정
Tel : 031-409-1277, Fax : 031-409-1277
E-mail : ohjuhwansun@msn.com



이 진 우(李 璜 雨)

1960년 4월 18일생. 1983년 한양대학교공과대학 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전자전기제어계측공학과 박사과정. 1985년~1992년 대영전자공업(주) 연구소 주임연구원. 1993년~1999년 삼창기업(주) 연구소 선임연구원.
Tel : 031-409-1277, Fax : 031-409-1277
E-mail : jinwoo6418@hanmail.net



권 병 일(權 丙 一)

1955년 5월 12일 생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학박). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어연구소 연구원. 1991년 한국 기계 연구소 자기 부상 열차 사업단 선임연구원. 2001년 University of Wisconsin-Madison 객원교수, 1991년~현재 한양대학교 전자컴퓨터 공학 부 교수.
Tel : 031-400-5165, Fax : 031-406-5073
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr