

적응 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 SRM의 속도 및 위치 센서 없는 제어

論 文
49B - 11 - 8

Adaptive Sliding Mode Observer for the Control of Switched Reluctance Motors without Speed and Position Sensors

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

Abstract - The speed and position information of the rotor are required in the speed control of SRM(Switched Reluctance Motors). This information is generally provided by shaft encoder or resolver. It is weak in the dusty, high temperature, and EMI environment. Consequently, much attention has been given to SRM control for eliminating the position and speed sensors.

In this paper, a new estimation algorithm for the rotor position and speed for SRM drives is described. The algorithm is implemented by the sliding mode observer. The stability and robustness of the sliding observer for the parameter variations of the SRM are proved by variable structure control theory. Speed control of the SRM is accomplished by the estimated speed and position. Experiment results verify that the sliding mode observer is able to estimate the speed and position well.

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

1. 서 론

SRM(Switched Reluctance Motor)은 고정자 및 회전자 가 이중돌극(Double Salient Pole) 구조로 간단하고, 회전자에 권선이나 영구자석 등을 전혀 갖고 있지 않는다. 따라서 넓은 동작영역에서 효율은 높고 단위체적당 회전력이 클 뿐만 아니라 제어에 필요한 스위치 소자수가 적고 견고하며 다른 전동기에 비해 우수한 특성을 많이 가지고 있다. 손실에 있어서도 동손이 고정자 권선에서만 발생하므로 유도전동기에 비하여 효율이 높으며, 일정 토크에서 광범위한 속도제어를 할 수 있다. 그러나, SRM의 경우 기동 및 구동시에 회전자 위치정보가 필요하고 그 정보를 얻기 위해 엔코더(Encoder)나 레졸버(Resolver)와 같은 센서가 사용되고 있다. 이러한 센서는 고가이며 열악한 환경에서는 잡음의 혼입 및 신뢰성의 문제를 야기시키고 있다.

그러므로 주위환경에 강한 센서가 없는 제어법에 관심을 갖게 되었는데, SRM의 위치센서가 없는 제어방법으로는 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] 등이 있다.

개루프에 의한 제어법은 일반적으로 한 상의 도통각이 크면 외란에 대한 안정도가 높은 반면에 효율은 낮고, 도통각이 작으면 효율은 높지만 안정도는 낮은 특성을 가지고 있다.[1] 상승인덕턴스법의 기본원리는 전류의 변화율이 상승인덕턴스에 의해 결정되고 상승인덕턴스는 회전자 위치와 상전류의 함수이므로 상전류와 전류의 변화율을 알면 회전자 위치를 알 수 있다. 자속/전류에 의한 방법은 자화고정자가 완전히 일치하는 각도에서부터 완전히 비정렬(unaligned)하는 각도 사이의 회전자 위치에 대한 자속 대 전류의 관계를 구하고 자속/전류로부터 인덕턴스를 구하였다. 자속연산에 의한 방법은 단자전압과 전류로부터 쇄교자속수를 실시간에 구하고 미리 구한 기기의 자속쇄교수, 전류, 회전자의 위치관계를 이용하여 회전자의 위치를 추정하고 있다. 이 방법에서는 연산오차를 줄이기 위해서는 고속연산이 필요하다.

상호유기기전력에 의한 방법은 권선의 자기인덕턴스와 상호인덕턴스를 회전자 위치의 함수로 도출하고, 여자상에 인접한 상이나 반대편 상에서 상호유기기전력을 구하며 이들과 전류 및 속도의 변화 테이블을 이용하여 회전자의 위치를 추정한다. 이 방법은 전류제어법에서만 적용이 가능하다.[8]

관측기를 이용하는 방법은 SRM의 선형화된 수학적 모델로부터 회전자 위치 및 속도를 추정하는 방법으로 슬라이딩 모드 관측기가 제안되어 있다.[6] 슬라이딩 모드 관측기는 외란 억압 성능은 우수하나 불연속적인 입력으로 인한 추정치 떨림현상이 발생한다.

따라서, 본 논문에서는 기존의 슬라이딩 모드 관측기의

* 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 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博
接受日字 : 2000年 7月 10日
最終完了 : 2000年 11月 2日

단점인 떨림현상을 제거하기 위하여 적응제어이론[10]과 가변구조제어이론[11]을 혼합한 적응 슬라이딩 모드 관측기를 제안한다. 적응 슬라이딩 모드 관측기는 기존의 슬라이딩 모드 관측기와 동일한 외란역압성능을 갖고, 파라미터 변동에 강인하며, 떨림현상을 제거할 수 있도록 구성한다. 시스템의 상태에 따라 실시간으로 시스템의 파라미터를 추정하는 속도 및 위치 추정기와 각 상 전류를 추정하는 관측기로 구성되어 있고, 관측기의 안정성 및 속도와 위치 추정기의 안정성은 가변제어이론과 리아프노프(Lyapunov) 안정이론에 기초하여 증명하였다. 제안된 알고리즘은 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 구현되어지고 인덕턴스 변동 및 부하에 대한 정확한 속도 및 위치 추정이 가능함을 증명하였다.

2. SRM의 구조

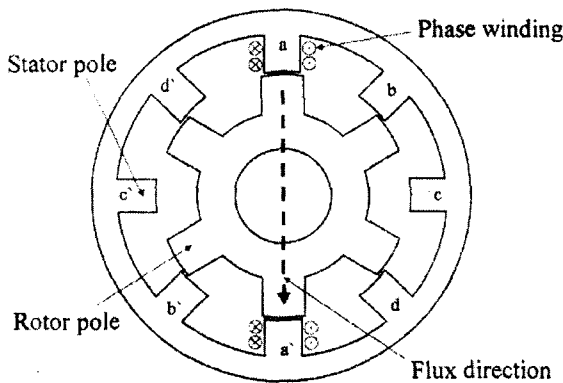


그림 1 SRM의 구조
Fig. 1 Structure of SRM

일반적인 SRM의 구조를 그림 1에 나타내었다. 그림 1에서 나타내듯이 고정자와 회전자는 모두 이중 돌극형 구조를 갖고 있으며 고정자는 간단한 집중권을 갖고 있고 회전자에는 권선이나 영구자석과 같은 것을 전혀 갖고 있지 않다. 따라서 SRM은 구조는 매우 간단하고 견실한 구조를 가지고 있으며 제조 공정수가 적고 구동시 회전자의 관성이 적다. 대부분의 발열이 고정자에서 발생하므로 냉각이 빠르고 용이하다. 회전자에는 자석(magnet)이 없기 때문에 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)에 비하여 가격면에서 우월성을 가진다. 전동기의 효율면에서도 회전자 저항손이 존재하는 유도전동기에 비하여 저항손이 존재하지 않으므로 유리하다. 그리고 토오크가 상 전류의 극성에 무관하므로 구동회로에서 스위칭 소자의 개수를 줄일 수 있으며 대부분의 인버터 회로가 갖는 문제인 'Short Through Fault' 가 없는 등의 장점을 가지고 있다.

그러나, SRM은 DC전류를 펄스 형태로 상권선에 인가하여 톨러턴스 토오크를 발생하므로 전류 리플에 의한 토오크의 리플이 크고, 이로 인한 전자기적 소음이 발생한다. 또한 인덕턴스의 비선형성이 크기 때문에 정밀제어에 어려움이

있으며 상의 여자를 위해서는 회전자의 위치를 알아야 위치·속도센서가 필요하다. 표 1은 본 실험에서 사용한 전동기(Tridelta Industries사의 Model M124-010A001-14)에 대한 사양이다.

표 1. 8/6 SRM의 사양

Table 1. Specification of 8/6 SRM

고정자 극수	8	회전자 극간 간격	35.4°
고정자 상수	4	회전자 극호	24.6°
고정자 극호	22.8°	상 권선 저항	1.2 Ω
고정자 극간 간격	22.2°	상 최소 인덕턴스	9 mH
회전자 극수	6	상 최대 인덕턴스	72 mH
정격전압	240V	정격속도	4000rpm
정격전류	5A	정격출력	1HP

3. 슬라이딩 모드 관측기

식(1)과 같이 SRM의 상태방정식[12]은 자속의 포화 및 불평형 전류 등으로 회전자의 위치각에 대한 인덕턴스 프로 필이 비선형성을 지니고 있으므로 비선형 시스템에 적당한 슬라이딩 모드 제어이론을 적용함으로써 안정성과 강인성을 확보할 수 있다.

$$\frac{di_n}{dt} = -\frac{R_n}{L_n} i_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n + \frac{V}{L_n} \quad (1)$$

여기서,

V : 전원전압, i_n : 각 상의 전류,

R_n : 각 상의 고정자 저항,

L_n : 각 상의 고정자 인덕턴스,

θ_n : 각상의회전자 위치, ω : 회전자 속도,

$\frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \omega i_n = E_n$: 각 상의 역기전력

$n=1\sim4$: 고정자의 상,

식(1)을 기초로 한 관측기는 식(2)와 같다.

$$\frac{d\hat{i}_n}{dt} = -\frac{R_n}{\hat{L}_n} \hat{i}_n - \frac{\partial \hat{L}_n}{\hat{L}_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega} \hat{i}_n + \frac{V}{\hat{L}_n} + K_n(i_n - \hat{i}_n) \quad (2)$$

여기서, 관측기의 이득 $K_n = K_{an} + K_{bn} \text{sgn}(\hat{i}_n)$

\hat{i}_n : 각 상의 추정전류,

\hat{L}_n : 각 상의 추정인덕턴스,

$\hat{\theta}_n$: 각 상의 추정위치,

$\hat{\omega}_n$: 추정속도,

관측기상태를 실제 시스템과 일치시키기 위해 슬라이딩 평면을 식(3)과 같은 전류 추정오차로 설정한다.

$$s_n = i_n - \hat{i}_n \quad (3)$$

추정 전류오차방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (i_n - \hat{i}_n) &= \frac{-R_n}{L_n} i_n + \frac{R_n}{\hat{L}_n} \hat{i}_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n \\ &+ \frac{\partial \hat{L}_n}{\hat{L}_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega} \hat{i}_n + \Delta b V - K_n (i_n - \hat{i}_n) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $\Delta b = b - \hat{b} = \frac{1}{L_n} - \frac{1}{\hat{L}_n}$

3.1 리아프노프(Lyapunov)함수를 이용한 속도 동정칙

식(3)의 슬라이딩 평면을 기준으로 리아프노프(Lyapunov)함수를 식(5)와 같이 설정한다.

$$V_{LP} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n s_j^T s_j \quad (5)$$

여기서, V_{LP} : Lyapunov 함수

관측기의 안정성은 식(6)에 기초하고 있으므로 식(5)를 미분하면 식(7)과 같다.

$$V_{LP} > 0, \quad \frac{d}{dt} V_{LP} < 0 \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} V_{LP} = \sum_{j=1}^n s_j^T \frac{d}{dt} s_j \quad (7)$$

식 (2)의 추정전류식에서 각 상의 인덕턴스 및 회전속도는 실제치로 가정하고 식(7)에 식(4)를 대입하여 정리하면 식(8)이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V_{LP} &= \sum_{j=1}^n s_j^T \left[\frac{-R_n}{L_n} i_n + \frac{R_n}{\hat{L}_n} \hat{i}_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n \right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial \hat{L}_n}{\hat{L}_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega} \hat{i}_n - K_n (i_n - \hat{i}_n) \right] \\ &= \sum_{j=1}^n \{ s_j^T (a_j s_j - K_j s_j) \} = \sum_{j=1}^n s_j^T (a_j - K_j) s_j \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $a_j = -\frac{R_n}{L_n} - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega$

식(8)은 파라미터 변동항은 존재하지 않는다고 가정하고 전개한 수식으로서 식(6)을 만족시키도록 하는 K_n 의 조건은 식(9)와 같다.

$$K_n > \max \left\{ -\frac{R_n}{L_n} - \frac{1}{L_n} \frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \right\} \quad (9)$$

상기의 식(9)를 만족하는 K_n 를 선정하면 전류추정오차는 영으로 수렴하게 된다. 그러나 K_n 이 너무 크게 되면 전류추정에 심한 흔들림이 발생하게 되고 추정전류가 음(-)이 될 가능성이 있다. 만일 추정전류가 음(-)이 된다면 항상 양(+)의 값을 갖는 실제전류와의 오차는 커지게 된다. 이를 개선하기 위하여 식(2)와 같이 K_n 를 K_{an} 와 K_{bn} 로 나누어 이득을 설정한다. 즉, 추정전류가 음($\text{sgn}(\hat{i}_n) = -1$)이 되었을 경우 추정이득($K_n = K_{an} - K_{bn}$)을 감소시킨다. 따라서, 큰 추정오차가 관측기에 입력되지 않게 되고 음(-)이었던 추정전류는 다시 양(+)의 값을 가지게 된다. 따라서, 추정전류는 실제 전류와 큰 오차가 없도록 추정하게 된다. 이를 만족하기 위한 K_{an}, K_{bn} 의 상대적 조건은 다음과 같다.

$$K_{an} > K_{bn} \quad (10)$$

다음은 속도 동정에 관하여 서술한다. 속도추정오차를 영(0)으로 수렴시키기 위하여 새로운 리아프노프(Lyapunov)함수로 속도추정오차를 선정하면 식(11)과 같다.

$$V_\omega = \frac{1}{2} (\omega - \hat{\omega})^2 \quad (11)$$

식(11)을 전류 추정의 경우와 동일하게 미분을 행하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} V_\omega = (\omega - \hat{\omega}) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (12)$$

식(12)은 한 샘플(Sample)주기에 속도는 불변($\frac{d\omega}{dt} = 0$)이라 가정하고 전개한 방정식이다. 속도 동정칙을 다음의 식(13)과 같이 설정하면 식(12)는 음(-)이 되어 안정성이 확보된다.

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -g \sum_{j=1}^n K_j s_j \quad (13)$$

여기서, g : 양의 상수

즉, 관측기의 안정성을 확보($i_n - \hat{i}_n = 0$)한 상황에서 식(4)를 전개하여 n상으로 확장하면 식(14)와 같다.

$$0 = (\omega - \hat{\omega}) \sum_{j=1}^n \frac{\partial L_j}{L_j \partial \theta_j} \hat{i}_j - \sum_{j=1}^n K_j s_j \quad (14)$$

식(13)과 식(14)에 의하여 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -g(\omega - \hat{\omega}) \sum_{j=1}^n \frac{1}{L_j} \frac{\partial L_j}{\partial \theta_j} \hat{i}_j \quad (15)$$

식(15)를 식(12)에 대입하여 정리하면 식(16)이 된다.

$$\frac{d}{dt} V_\omega = -g(\omega - \hat{\omega})^2 \sum_{j=1}^n \frac{1}{L_j} \frac{\partial L_j}{\partial \theta_j} \hat{i}_j \quad (16)$$

식(16)은 추정전류(\hat{i}_n)가 양(+)의 값이면 항상 음(-)인 값을 갖게된다. 추정전류는 실제전류와 오차가 없이 추정하고 있으므로($i_n - \hat{i}_n = 0$) 추정전류(\hat{i}_n)는 양(+)인 값을 갖게 되며, 식(16)은 항상 음(-)인 값이 된다. 따라서, 식(13)은 속도 동정칙으로 적합하다.

3.2 속도 관측기

앞 절의 식(13)에서 속도추정의 속도는 추정전류 오차성분에 비례함을 알 수 있다. 그러나 추정전류 오차성분의 크기가 항상 일정하지 않고 순시적으로 변화되기 때문에 추정 속도도 실제속도에 수속하는 시간이 변동할 수 있다. 따라서, $g=K_I$ 로 정의하고 일정한 수속속도를 유지할 수 있도록 적분이득 K_I 를 부가한 이득 g 를 사용하고, 동시에 응답 속도를 빠르게 하기 위해 비례이득 K_P 를 추가하면 식(13)의 적용칙은 아래와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= K_I \sum_{j=1}^n K_j s_j + K_P \frac{d}{dt} \left[\sum_{j=1}^n K_j s_j \right] \\ &= K_I \left(\sum_{j=1}^n (i_j - \hat{i}_j)(K_{an} + K_{bn} \text{sgn}(\hat{i}_j)) \right) \\ &+ K_P \left(\frac{d}{dt} \left[\sum_{j=1}^n (i_j - \hat{i}_j)(K_{an} + K_{bn} \text{sgn}(\hat{i}_j)) \right] \right) \quad (17) \end{aligned}$$

식(18)과 같이 비선형적인 토오크 방정식을 동작점(전류에 대한 동작점)에서 선형화하면 다음과 같이 표현된다.

$$T_{Lin} = \sum_{j=1}^n \frac{\partial L_j}{\partial \theta_j} i_{j0} i_j = \sum_{j=1}^n K_{jLin} i_j \quad (18)$$

여기서, T_{Lin} : 선형화된 토오크
 i_{j0} : 동작점에서의 전류
 K_{jLin} : 선형화된 토오크 상수

식 (17)의 속도관측기로부터 볼 수 있듯이 추정속도는 실제전류와 추정전류의 오차성분을 비례적분(PI)하므로써 구할 수 있으며, 식(18)의 토오크 수식으로부터 토오크는 선형화된 토오크 상수(K_{jLin})와 실제전류(i_j)의 곱으로부터 얻을 수 있다. 따라서 실제토오크와 추정토오크의 오차성분을 비례적분(PI)하므로써 속도관측기와 같은 결과를 얻을 수 있다.

이를 토대로 관측기를 구성하면 안정성과 실제 시스템의 추정 성능을 확보 할 수 있다. 본 슬라이딩 모드 관측기는 선형화되어진 인덕턴스 프로파일을 사용하고 있다. 그러므로 정확한 인덕턴스 프로파일이 요구되어진다.

4. 실험 결과

4.1 실험 장치

그림 2는 본 실험에서 사용한 1.5n 스위치 컨버터의 개략적인 회로도이다. 1.5n스위치 컨버터의 경우 소자수를 줄일 수 있고 스위칭 소자로서 600V/15A IGBT와 600V/15A Fast Recovery 다이오드를 사용하였다. A상 권선의 동작을 서술하면 T_{ac} , T_a 가 턴-온 되면 권선에 전원전압 E가 인가되어 모터는 토오크를 발생하게 되고 T_{ac} , T_a 가 턴-오프 되면 다이오드 D_{ac} , D_a 를 통하여 권선에 축적된 에너지를 전원으로 회생하게 된다.

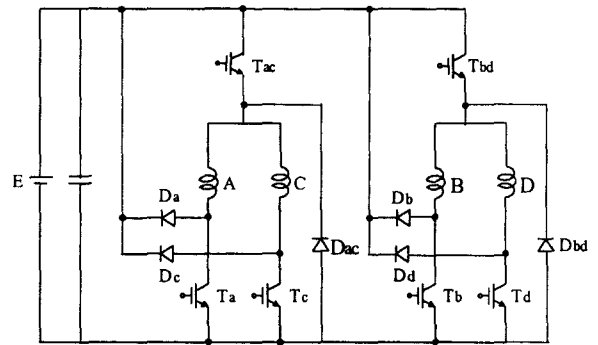


그림 2 1.5n 스위치 컨버터
 Fig. 2 1.5n Switch Converter

전체 시스템 블록도를 그림 3에 나타내었다. PI제어부에서는 지령속도와 관측기에서 추정된 속도와의 오차를 비례-적분하여 실제속도가 지령속도로 추종할 수 있도록 제어를 행하게 된다. 관측기는 적용슬라이딩 모드 관측기로서 속도 및 위치를 동정하는 동정부와 전류를 추정하는 추정부분으로 되어있으며 그 안정성은 슬라이딩 수렴조건에 기초하여 증명되었다.

진상각 제어부는 관측기의 추정결과인 추정속도($\hat{\omega}$), 추정위치($\hat{\theta}$)와 실제전류(i_n) 그리고, PI제어기를 통한 지령전류(i_{ref})를 사용하여 최적의 진상각을 계산한다. 연산 결과를 PWM 제어부에 출력한다. 전류 제어부는 PWM 전류 제어로서 히스테리시스 전류 제어를 실시하여 지령전류에 실제전류가 정확하게 추종할 수 있도록 하였다.

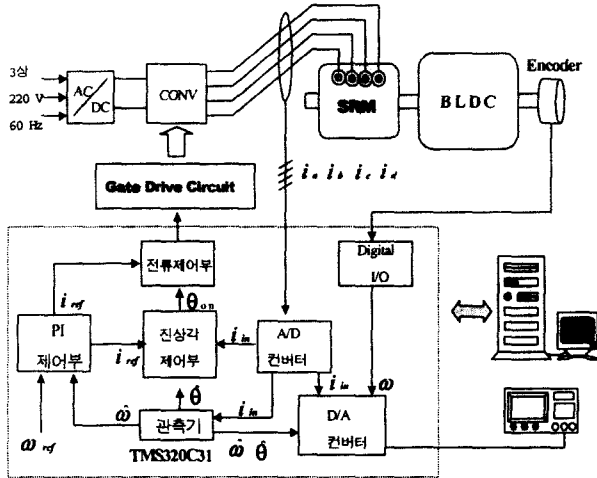


그림 3 실험 장치도
Fig. 3 Block Diagram of Experiment Equipment

부하로서 속도변동에 관계없이 일정한 부하를 인가할 수 있는 General Electric사의 1KW-AC W/Brake BLDC (Brushless DC) Motor를 사용하였다. 부하를 인가하는 방식은 브레이크 지령 전압을 변동하여 인가함으로써 브레이크 최대 토크를 변동할 수 있었으며, 따라서 지령 전압을 변동율에 따라 부하를 변동 할 수 있었다. 부하용 BLDCM의 사양은 표 2에 나타내었다.

표 2 부하용 BLDCM의 사양
Table. 2 Specification of BLDCM for Load

BLDC 모터	정지 토크	3.8N·m
	정격 전류	4.8A
Brake	Brake 최대 토크	3.2N·m
	Brake 최대 전압	24V
	최대 속도	3600rpm
	최대 출력	1.27kW

4. 2 실험 결과

본 실험은 부하(0.8N·m)를 인가한 상황에서 실시하였다. 그림 4는 1000rpm지령시 지령속도, 실제속도, 추정속도, 실제전류를 나타내고 있다. 정상상태에 도달하는 시간은 0.5초 정도 소요되고 있으며 정상상태의 오차는 1%이내로 안정한 상태이다. 실제전류의 제어에 있어서도 과도상태일 때 최대전류(8A)에서 정상상태에서는 정격전류(5A)로 안정적인 동작을 실현하고 있다. 최대전류를 상승시키면 더 짧은 시간에 정상상태로 수속할 수 있으나 SRM의 정격전류인 5A의 160%정도를 최대로 하여 최대전류를 결정하였다.

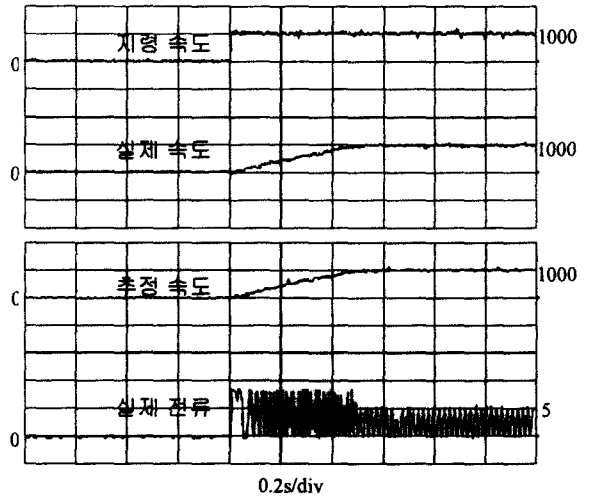


그림 4 1000rpm일 때 지령속도, 실제속도, 추정속도, 실제전류(B상)
Fig. 4 Reference speed, actual speed, estimated speed, and actual currents (B phase) for the reference speed (at 1000 rpm).

그림 5는 1000rpm지령시 실제속도와 추정속도, 추정오차를 보이고 있다. 추정오차는 최대 7%이고 정상상태에서의 오차는 1%이내로서 적은 오차의 상태에서 추정을 행하고 있다. 추정속도가 실제속도보다 좀 더 빠르게 상승하고 있는데 이것은 속도추정기 자체가 관성항을 포함하고 있지 않으므로 빠른 상승을 보인 것이다.

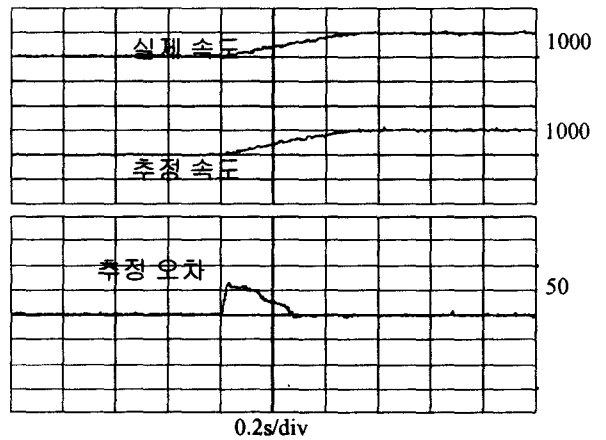


그림 5 1000rpm일 때 실제속도, 추정속도, 추정오차
Fig. 5 Actual speed, estimated speed, estimation error for the speed (at 1000 rpm).

그림 6은 A상 인덕턴스와 A, C상 전류를 나타낸 것이다. 턴-온 진상각은 4도일 때 A상 인덕턴스의 상승점에서 전류는 정확하게 정격전류인 5A로 확립되어 있으며 평활한 전류를 유지하므로써 토오크는 평활하고 고효율의 운전상태가 되었다. 턴-오프 진상각은 10도로써 스위치가 도통되고 있는 도통각은 17.5도인 상태이다.

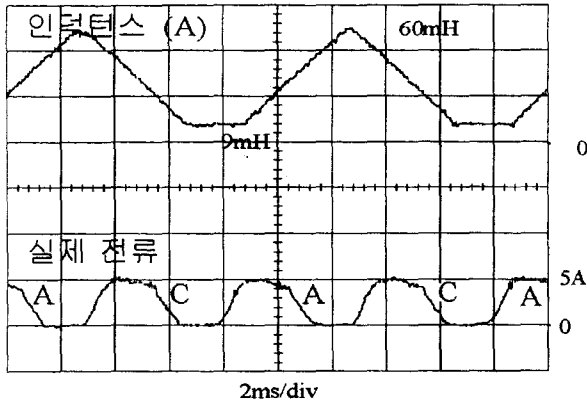


그림 6. 1000rpm지령시 A상 인덕턴스와 A, C상 전류
 Fig. 6 'A' phase inductance and 'A','C' phas currents for the reference speed (at 1000rpm).

그림 7은 2000rpm에서 부하를 0.8 N·m 에서 1.2 N·m 로 증가하였을 경우의 추정속도와 실제속도를 보이고 있다. 부하를 가변하였을 경우에도 오차가 10[rpm]이내로 실제속도를 추정하고 있다.

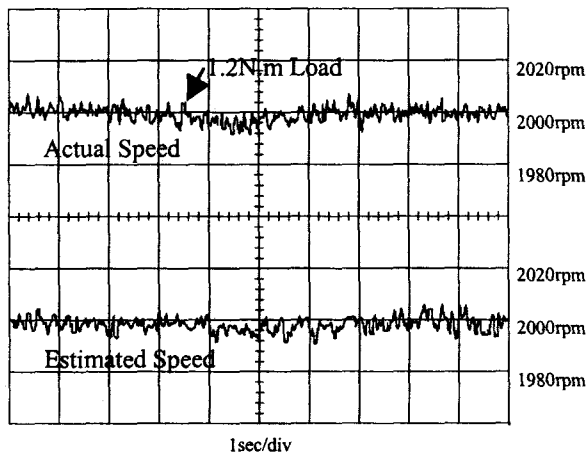


그림 7 부하 변동시 추정속도, 실제속도
 Fig. 7 Rotor estimated speed and actual speed when the loads change from 0.8 N·m to 1.2 N·m

그림 8에 1000rpm에서의 실제위치 및 추정위치를 나타내었고 최대 추정오차는 2도이다. 추정위치는 추정속도를 적분하여 얻어지므로 속도오차에 대하여 추정오차가 발생하고

있다.

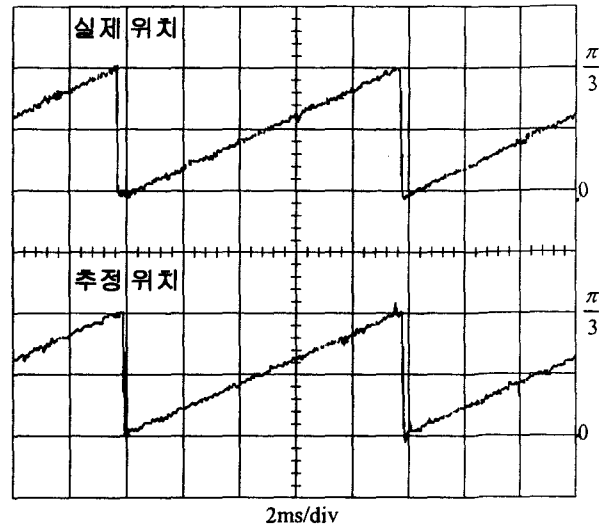


그림 8 1000rpm지령시 실제위치, 추정위치
 Fig. 8 Actual rotor position and estimated rotor position for the reference speed (at 1000 rpm).

그림 9는 1000rpm에서 2000rpm으로 가변속 구동을 하였을 경우 실제속도와 추정속도를 나타내고 있다. 그림에서 보듯이 속도를 가변하였을 때 0.6초 정도에서 지령속도에 수속하였고 추정오차는 1%이내이다.

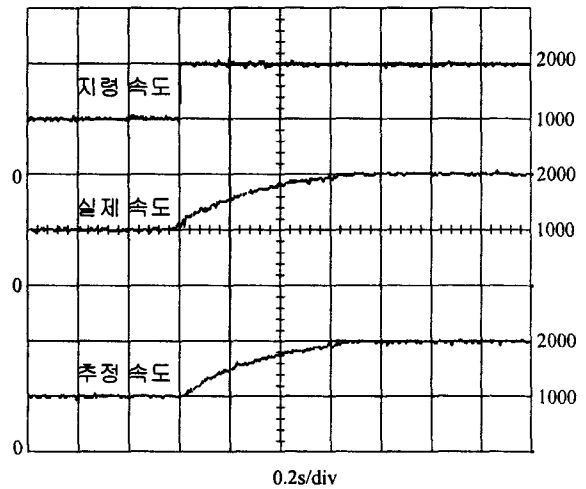


그림 9 1000rpm→2000rpm 가변 지령시 지령속도, 실제속도, 추정속도
 Fig. 9 Reference speed, actual speed and estimated speed when the reference speed changes from 1000rpm to 2000rpm

그림 10은 A상 인덕턴스와 A상 및 C상 전류를 보이고 있다. 본 파형에서 턴-온 진상각은 8도이고 턴-오프 진상각은 12도이며 도통각은 19.5도로써 1000rpm에 비해 2도가 증가하였다. 인덕턴스가 상승하는 점에서 진상각을 결정하였고 인덕턴스 상승점에서 전류가 확립되었음을 확인하였다. 따라서, 구형과 전류를 실현할 수 있어 평활한 토오크를 얻을 수 있다.

이상의 실험파형으로 확인할 수 있듯이 슬라이딩모드 관측기는 속도 및 위치를 정확하게 추정하였다.

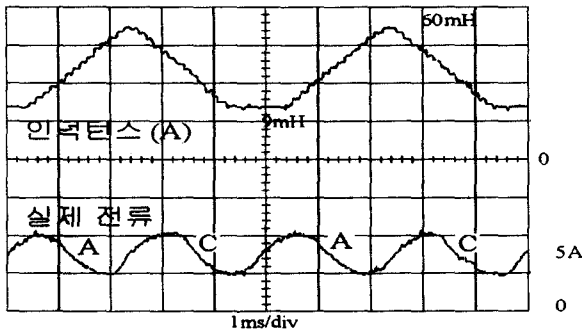


그림 10 2000rpm에서의 A상 인덕턴스와 A, C상 전류.
Fig. 10 'A' phase inductance and 'A','C' phase current for the reference speed (at 2000rpm).

그림 11은 300rpm에서의 실제속도와 A, C상과 B, D상의 실제 전류를 나타낸다. 턴-온 진상각은 0도이고 턴-오프 진상각도 0도로서 도통각은 23.5도가 되며 도통각을 최대로 이용하였다. 300rpm에서는 1000rpm이나 2000rpm에 비해 전류의 상승이 빠르게 이루어지는 것을 알 수 있으며, 300rpm에서도 턴-오프시점에서 평활한 전류를 유지함으로써 자기회로의 포화로 인한 철손의 증가를 유발하지 않으므로 효율이 가장 높은 상태인 평활한 전류를 얻었다.[13] 그러므로 상당히 평활한 토오크를 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

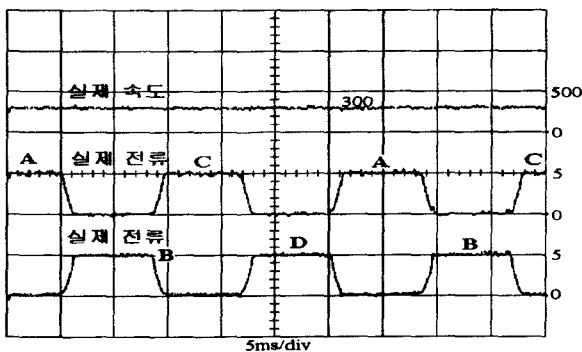


그림 11 300rpm에서의 실제속도, A,C상 전류, B,D상 실제전류
Fig. 11 Actual speed and 'A','B','C','D' phase currents for the reference speed (at 300rpm).

그림 12는 3000rpm에서의 실제속도와 A상 전류를 나타낸다. 3000rpm에서의 턴-온 진상각은 10도, 턴-오프 진상각은 14도이고,도통각은 19.5도이다. 전류의 초평이 없이 역기전력(Back-emf)의 영향으로 전류는 단일펄스의 형태를 가지며 최대치는 8A이다

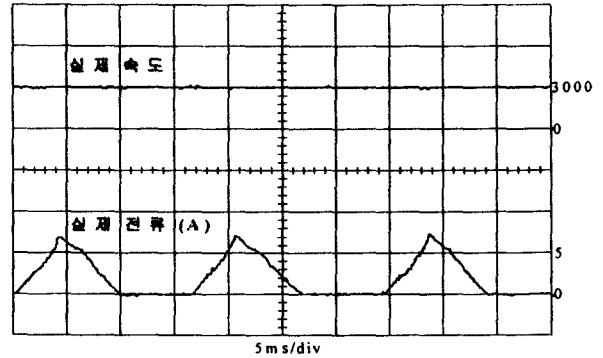


그림 12 3000rpm에서의 실제속도, A상 실제전류
Fig. 12 Actual speed and 'A' phase actual speed for the reference speed (at 3000rpm).

5. 결 론

본 연구에서는 「속도 및 위치 센서가 없는 적용 슬라이딩 모드 관측기를 이용해서 속도 및 위치를 추정하여 SRM을 제어하는 방법」을 제안하고 실험을 수행한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다. 추정방법으로 슬라이딩 모드 관측기를 구성하였고, 구성된 관측기의 안정성은 슬라이딩 모드 존재 조건 및 수렴 조건에 기초하여 확보되었다. 또한, 실제 시스템은 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 구현되었다.

제안된 시스템은 정격 부하에 대하여 안정하게 구동할 수 있음을 확인하였고, 속도 및 위치 추정성능이 MRAS

(Model Reference Adaptive System)관측기를 이용할 때보다 우수함을 확인하였다.[12] 전류에 따른 실제 인덕턴스 변동에 대하여 내구성이 우수한 관측기를 구성할 수 있었고, 안정된 속도 및 위치의 추정성능을 확보할 수 있었다. 가변 속도에서도 속도 및 위치의 양호한 추정성능을 확인하였다. 히스테리시스 전류 제어법을 사용하여 넓은 속도영역에서 평활한 전류 파형을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[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] C. Elmas, and H. Z. L. Parra, “Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on Observer” , EPE, pp.82-87, 1993.

[10] A. Lumsdaine and J. H. Lang, “State Observer for Variable-Reluctance Motor” , IEEE Trans. IE, Vol. IE-37, No.2, pp.133-142, 1990.

[11] 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.

[12] 양이우의 2명, “MRAS를 이용한 SRM의 속도 및 위치센서없는 제어” , 대한전기학회 논문지 Vol. 48. No.1. PP.632-639. 1999.

[13] 공 판식의 1명, “SRM의 고효율 구동을 위한 가변 스위칭각도 조정방식에 관한 연구” , 대한 전기학회 논문지 Vol. 44. No.1 PP.25-33. 1995.

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 전기과 교수.

Tel : 032-760-8701, Fax : 032-760-8895

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



김영석 (金榮石)

대한전기학회 논문지 Vol.48. No.1 PP.632-639. 1999.



양이우 (梁二宇)

대한전기학회 논문지 Vol.48. No.1 PP.632-639. 1999.