

MRAS 관측기를 이용한 SRM의 속도 및 위치센서없는 제어

論 文
48B-11-7

The Control of Switched Reluctance Motor Using MRAS without Speed and Position Sensors

梁 二 宇* · 金 珍 洙** · 金 榮 石***
(Iee-Woo Yang · Jin-Soo Kim · Young-Seok Kim)

Abstract - SRM(Switched Reluctance Motor) drives require the accurate position and speed information of the rotor. These informations are generally provided by a shaft encoder or resolver. High temperature, EMI, and dust may make detection performance deteriorate. Therefore, the elimination of the position and speed sensor is desirable.

In this paper, a nonlinear adaptive observer using the MRAS(Model Reference Adaptive System) is proposed. The rotor speed and position are estimated by the adaptation law using the real and estimated currents. The stability of the adaptive observer is proved by Lyapunov stability theory.

The proposed methods are implemented with TMS320C31 DSP. Experimental results prove that the observer has a good estimation performance of the rotor speed and position despite of the parameter variations and loads, and the speed control can be accomplished in the wide speed range.

Key Words : SRM, speed, position, nonlinear, sensorless, MRAS, DSP

1. 서 론

SRM(Switched Reluctance Motor)은 고정자와 회전자기 이중돌극으로 구조가 간단하고 견고하며, 손실에 있어서도 동손이 고정자 권선에서만 발생하므로 유도전동기에 비하여 효율이 높고, 또한, 일정 토오크에서 넓은 속도 범위를 갖고 있다. 그러나, SRM의 경우 기동 및 구동시에 회전자 위치 정보가 필요하고, 그 정보를 얻기 위해 엔코더(encoder)나 레졸버(resolver)와 같은 센서가 사용되고 있다. 이러한 센서는 고가이며, 열악한 환경하에서는 잡음의 혼입 및 신뢰성의 문제를 야기시키고 있다. 따라서, 속도 및 위치 센서없는 제어가 활발하게 연구되어지고 있다.

속도 및 위치 센서없이 회전자 위치를 알아내는 방법으로 직접적인 방법과 간접적인 방법이 연구되고 있다. 직접적인 방법은 전류 상승률에 의한 인덕턴스 추정법으로, 미리 실험을 통하여 위치에 대한 인덕턴스 프로파일을 구하고, 실 시스템 적용시 전류 상승률에 의한 인덕턴스를 추정하는 방법으로, 저속에서는 가능하나 고속에서는 불가능하다.[1][2]

간접적인 방법은 측정된 전류를 사용하여 상호인덕턴스 및 자속을 추정하고, 그를 통하여 회전자 위치를 판별하는 방법[3][4]과, 관측기를 이용하여 속도 및 위치를 추정하는

방법[5]이 제안되고 있다. 상호인덕턴스 및 자속의 추정은 직접적인 방법과 동일하게 상호인덕턴스 및 자속의 사전 정보를 기초로, 전류를 측정하여 전류에 따른 자속 및 상호 인덕턴스를 계산하고, 회전자 위치를 추정하는 방법으로, 저속의 영역에서는 가능하나, 고속의 경우는 역기전력의 영향으로 불가능한 단점을 갖고 있다. 관측기를 이용하는 방법은 SRM의 선형화된 수학적 모델로부터 회전자 위치 및 속도를 추정하는 방법으로 선형화된 방정식을 사용하고, 파라미터 변동을 고려하지 않고 있으므로, 강인성의 저하에 문제점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 넓은 속도영역에서 속도 및 위치 추정이 가능하며, 파라미터 변동 및 외란에 강인한 "MRAS(Model Reference Adaptive System)을 이용한 속도 및 위치 센서없는 SRM의 제어"를 제안한다. SRM의 선형화된 수학적 모델에 파라미터 변동함을 고려하여, 적응제어이론에 기초한 관측기를 구성하고, 관측기의 안정성을 Lyapunov 안정이론에 의하여 확보한다. 관측기의 안정성에 기초하여 속도 및 위치를 추정하는 적응칙(adaptation law)을 도출한다. 제안된 알고리즘은 DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 구현하고, 인덕턴스 변동 및 부하에 대한 정확한 속도 및 위치 추정이 가능함을 증명한다.

2. SRM의 구조

2.1 SRM의 구조

SRM의 구조는 그림 1과 같다.

*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 · 工 博
***正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博
接受日字 : 1999年 4月 6日
最終完了 : 1999年 9月 30日

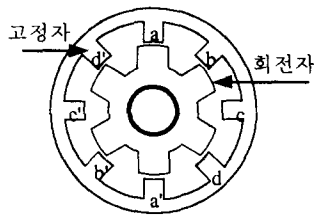


그림 1 SRM의 구조
Fig. 1 Structure of SRM

본 그림에서 고정자와 회전자는 모두 이중돌극구조를 갖고 있으며, 고정자와 회전자의 극수는 8/6 이다. 권선은 고정자에 집중권형태로 감겨져있어 간단하고, 전체적으로 견고하다. 표 1은 그림 1의 전동기에 대한 사양이다.

표 1 8/6 SRM 정수
Table 1 Coefficients of 8/6 SRM

고정자극수	8	회전자극간격	35.4°
고정자상수	4	회전자극호	24.6°
고정자극호	22.8°	상권선저항	1.2Ω
고정자극간격	22.2°	최소인덕턴스	9mH
회전자극수	6	최대인덕턴스	72mH

2.2 인덕턴스 프로파일

표 1에 제시된 SRM의 위치에 대한 고정자 인덕턴스 프로파일은 그림 2와 같다.

회전자와 고정자의 극이 정확하게 일치하였을 경우를 일 라인(30°)되었다고 하고, 이 때의 인덕턴스는 최대가 된다. 이 지점은 공극이 다른 위치에 비하여 상대적으로 최소인 구간으로 자기저항(reluctance)이 최소인 지점이고, 또한 자속의 통로가 짧으므로, 자속의 포화가 일어날 가능성이 크다. 따라서, 그림 2에서 알 수 있듯이 30°에서 가장 큰 인덕턴스를 갖고 있고, 이 때 전류의 크기가 커짐에 따라 자속의 포화로 인하여 인덕턴스의 크기가 작아지고 있음을 볼 수 있다. 또한, 회전자와 고정자가 최대로 어긋나 있을 때를 언얼라인(0°)되었다고 하는데, 이 때 인덕턴스는 최소이다. 공극이 큰 구간으로 자속의 통로가 길고, 자속의 포화는 거의 없다.

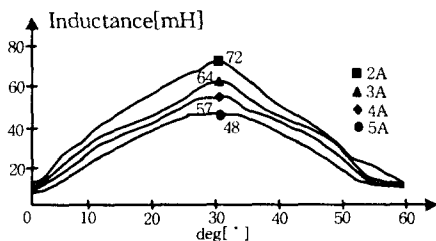


그림 2 회전자 위치에 대한 인덕턴스 프로파일
Fig. 2 Inductance profile for the rotor position.

따라서, 전류의 크기에 대하여 인덕턴스의 변동은 발생하지 않고, 일정한 값을 갖게 된다. 이와 같이 인덕턴스는 공극의 크기를 결정하는 위치와 전류에 따라 변동한다. 그림

2에 실측한 인덕턴스로부터 알 수 있는 것과 같이 인덕턴스 상승구간은 5°~28.5°, 인덕턴스 하강구간은 31.5°~55°이다.

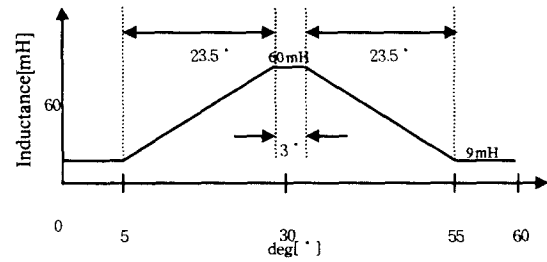


그림 3 이상화한 인덕턴스 프로파일
Fig. 3 Ideal inductance profile

그림3은 실험을 통하여 얻은 인덕턴스 프로파일을 전류와 위치에 대하여 선형화를 실시한 것으로 인덕턴스 최대값은 60mH, 최소값은 9mH, 언얼라인 구간 3°, 언얼라인 구간 10°, 인덕턴스 상승 및 하강구간은 각각 23.5°이다.

3. SRM의 상태 방정식

전원 전압이 고정자 권선에 인가되었을 때, 회전력에 의한 역기전력(Back EMF), 저항과 인덕턴스에 의한 전압으로 분리할 수 있고 이러한 상태를 수식으로 표현하면 식(1)과 같다.

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

여기서, V : 전원 전압, i_n : 각상 전류
 R_n : 각상 고정자 저항
 L_n : 각상 고정자 인덕턴스
 θ_n : 각상 회전자 위치, ω : 회전자 속도
 $n=1\sim4$: 고정자 상,
 $\frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \omega i_n$: 각상 역기전력

인덕턴스에 의한 에너지 W_n 을 식(2)와 같이 정의하고, 이를 미분하면, 두 가지 성분으로 나눌 수 있다. 인덕턴스에 축적되는 에너지와 전동기의 회전력에 기여하는 기계적 에너지로서 그 관계를 식(3)에 보이고, 식(3)에 따라 토오르크를 구하면 식(4)와 같다.

$$W_n = \frac{1}{2} L_n i_n^2 \quad (2)$$

$$\frac{dW_n}{dt} = P_n = \frac{1}{2} \frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \omega i_n^2 + L_n i_n \frac{di_n}{dt} \quad (3)$$

여기서, $\frac{1}{2} \frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} \omega i_n^2$: 기계적 출력

$$T_n = \frac{1}{2} \frac{\partial L_n}{\partial \theta_n} i_n^2 \quad (4)$$

토오르크는 전류의 크기의 제곱에 비례하고, 회전자 위치에 대한 인덕턴스 변동율에 비례한다. 인덕턴스의 상승 구간에서 전류를 인가하였을 경우, 정(+) 토오르크를 얻을 수 있음

알 수 있다. 전동기의 운동방정식은 식(5)와 같다.

$$T = \sum_{j=1}^n T_j = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (5)$$

여기서, J : 관성 모멘트, B : 마찰 계수,
 T_j : 각 상의 토크, T : 전체 토크

식(1)과 식(5)를 정리하면, 식(6)과 같은 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{di_n}{dt} &= -\frac{R_n}{L_n} i_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n + \frac{V}{L_n} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^n T_j - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \quad (6)$$

4. SRM의 속도 제어

SRM의 속도 제어법은 식(6)에서 알 수 있듯이 전류의 크기와 인덕턴스의 변동율을 조절함으로써 가능하다. 인덕턴스의 변동율은 기계적으로 결정되어 있으므로, 변동값 자체를 조절할 수 없다. 그러나, 인덕턴스의 변동은 정·부(+,-)로 발생하므로 전류가 인덕턴스의 변동이 음인 영역에서 인가 되면, 부(-)토크가 발생하게 되므로, 인덕턴스의 변동이 음인 영역에서 전류가 인가되지 않도록 하여야 한다. 이를 위하여 인덕턴스가 최대인 시점보다 앞서서 스위치를 턴-오프 하면, 부 토크 영역에서 전류가 인가되지 않게 된다. 또한, 속도가 상승하면, 역기전력이 커지게 되어 고정자 권선에 인가되는 실제전압이 감소되므로 빠르게 전류를 상승시킬 수 없게 되고, 그에 따라 원하는 토크를 얻을 수 없게 된다. 따라서, 인덕턴스가 작은 구간에서 스위치 턴-온 하여, 고정자 권선에 인가되는 실제전압을 높게 하면, 전류가 빠르게 상승하게 되므로, 원하는 토크를 얻을 수 있다.

그림4는 각-전류 제어에 대한 그림으로서 언얼라인 구간에서 θ_{ad} (진상각) 만큼 빠르게 턴-온 하여 빠르게 전류를 확립하고, 전류 소호시에도 소호각을 θ_{fir} 만큼 빠르게 스위치 턴-오프 하여 부 토크 영역에서 전류가 흐르지 않도록 하고 있다. 이와 같이 턴-온·턴-오프 각을 조절하고, 일정한 전류를 유지할 수 있도록 초핑(chopping)을 실시함으로써, 평활한 정 토크를 얻을 수 있다.

진상각 결정법에 대하여 상세히 기술하면, 전동기의 전류 방정식으로부터 상전류(실제전류)가 지령전류로 상승 및 하강하는 시간을 구하고, 그에 따라 턴-온 진상각(θ_{ad})과 턴-오프 진상각(θ_{fir})을 결정한다.

상전류의 초기치는 '0'이므로 식(8)을 다시 정리하면 식(9)와 같다. 지령전류(i_{nref})와 역 기전력을 이용하여 전류의 상승시간을 구하고, 식(10)로부터 턴-온 진상각을 구한다. 식(10)에 의한 점호각은 식(11)과 같다. 식(6)의 전류에 대한 상태방정식의 해를 구하면, 식(7)과 같고, 이를 시간에 대하여 정리하면 식(8)과 같다

$$i_n(t) = \frac{V-E_n}{R_n} + \left(i_{no} - \frac{V-E_n}{R_n} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7)$$

여기서, E_n : $\omega \frac{dL_n}{d\theta_n} i_n$

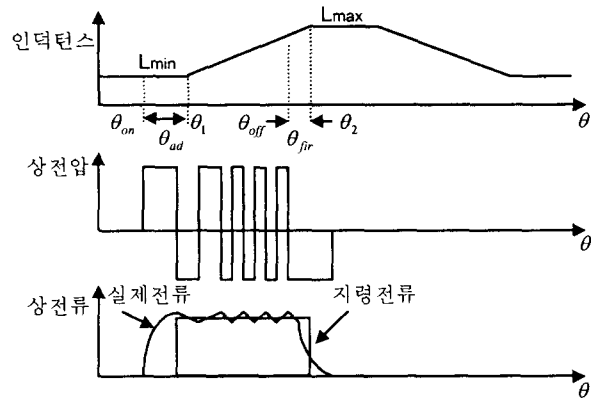


그림 4 각-전류 제어
 Fig. 4 Angle-Current Control

$$t_{ad} = -\frac{L_n}{R_n} \ln \left(\frac{i_{nref} - \frac{V-E_n}{R_n}}{i_{no} - \frac{V-E_n}{R_n}} \right) \quad (8)$$

여기서, i_{nref} : 상전류의 지령치, i_{no} : 상전류의 초기치
 t_{ad} : 진상각의 인가시간

$$t_{on ad} = -\frac{L_n}{R_n} \ln \left(\frac{i_{nref} - \frac{V-E_n}{R_n}}{-\frac{V-E_n}{R_n}} \right) \quad (9)$$

여기서, $t_{on ad}$: 턴-온 진상각 인가시간

$$\theta_{ad} = \omega t_{on ad} \quad (10)$$

여기서, θ_{ad} : 턴-온 진상각

$$\theta_{on} = \theta_1 - \theta_{ad} \quad (11)$$

여기서, θ_{on} : 점호각

또한 전류 소호각(θ_{off})의 계산도 동일한 방법으로 식(12), (13), (14)로 구할 수 있다.

$$t_{off ad} = -\frac{L_n}{R_n} \ln \left\{ \frac{-\frac{V-E_n}{R_n}}{i_{no} - \frac{V-E_n}{R_n}} \right\} \quad (12)$$

여기서, $t_{off ad}$: 턴-오프 진상각 인가시간

$$\theta_{fir} = \omega t_{off ad} \quad (13)$$

여기서, θ_{fir} : 턴-오프 진상각

$$\theta_{off} = \theta_2 - \theta_{fir} \quad (14)$$

여기서, θ_{off} : 소호각

식(11)과 식(14)의 결과에 따라 실제속도 및 전류에 대한 최적의 도통각을 결정할 수 있다.

5. MRAS(Model Reference Adaptive System)를 이용한 관측기

본 시스템에서 사용한 전동기 전류 방정식은 식(15)이다.

$$\frac{di_n}{dt} = -\frac{R_n}{L_n} i_n - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n + \frac{V}{L_n} \quad (15)$$

전동기 상태 방정식에 따른 관측기를 구성하면 식(16)과 같이 된다. 식(16)에서 이득행렬 K_n 을 관측기 시스템의 극이 좌반평면에 위치하도록 하여 관측기 시스템의 안정성을 확보한다.

$$\frac{d\hat{i}_n}{dt} = -\frac{R_n}{L_n}\hat{i}_n - \frac{\partial \hat{L}_n}{L_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega} \hat{i}_n + \frac{V}{L_n} + K_n(i_n - \hat{i}_n) \quad (16)$$

여기서, \hat{i}_n : 각상 추정전류, \hat{L}_n : 각상 추정 인덕턴스
 $\hat{\theta}_n$: 각상 추정위치, $\hat{\omega}$: 추정속도
 K_n : 관측기 이득

Lyapunov 안정이론을 사용하여 관측기 및 속도 동정 기구의 안정도를 해석하기 위하여 Lyapunov 함수를 V_{LP} 로 정의할 때 식(17)을 만족하면, 안정성이 확보될 수 있다.

$$V_{LP} > 0, \quad \frac{dV_{LP}}{dt} < 0 \quad (17)$$

여기서, V_{LP} : Lyapunov 함수

Lyapunov 함수를 전류 추정오차와 가중 함수를 포함하여 식(18)과 같이 정의한다. 식(18)은 전류추정오차를 최소화할 목적으로 선택하였다. 식(18)은 식(17)에서 $V_{LP} > 0$ 의 조건을 만족한다. 전류 추정오차의 제곱은 항상 '0'이며, f 는 항상 양이 되도록 설정한다.

$$V_{LP} = \sum_{j=1}^n e_j \cdot e_j + f \quad (18)$$

여기서, $e_n = i_n - \hat{i}_n$: n 상전류 추정오차
 f : 가중 함수

Lyapunov의 안정도를 확보하기 위하여 식(18)을 미분하여 정리하면 식(19)로 나타낼 수 있고, SRM 상태 방정식과 추정식의 오차방정식은 식(20)이 된다.

$$\frac{dV_{LP}}{dt} = \sum_{j=1}^n \{ \dot{e}_j \cdot e_j + e_j \cdot \dot{e}_j \} + \frac{df}{dt} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (i_n - \hat{i}_n) = & -\frac{R_n}{L_n} i_n + \frac{R_n}{L_n} \hat{i}_n \\ & - \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega i_n + \frac{\partial \hat{L}_n}{L_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega} \hat{i}_n \\ & + \Delta b V - K_n (i_n - \hat{i}_n) \end{aligned} \quad (20)$$

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

식(20)에서 인덕턴스 추정오차에 기인하는 Δb 와 회전자 위치 추정오차 $\theta_n - \hat{\theta}_n$ 를 '0'으로 가정하여 식(19)에 대입하여 정리하면, 식(18)은 식(21)과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_{LP}}{dt} = & \sum_{j=1}^n \{ e_j^T (a_j e_j - \Delta a_j \hat{i}_j - K_j e_j) \} + \frac{df}{dt} \\ = & \sum_{j=1}^n \{ e_j^T (a_j - K_j) e_j - e_j^T \Delta a_j \hat{i}_j \} + \frac{df}{dt} \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, $\Delta a_n = \frac{\partial L_n}{L_n \partial \theta_n} \omega - \frac{\partial \hat{L}_n}{L_n \partial \hat{\theta}_n} \hat{\omega}$

식(21)의 제1항은 K_n 값이 충분히 큰 값으로 선정되면 부정성을 보장하므로, 식(22)의 부정성만 확보할 수 있다면, 전체 관측기 시스템의 안정성을 확보할 수 있다. 식(22)는 제1항은 부정성을 확보하였으므로, 새로운 변수인 $\frac{dV_{\Delta}}{dt}$ 을 사용하여 식(21)을 간략화한 것이다.

$$\frac{dV_{\Delta}}{dt} = - \sum_{j=1}^n e_j^T \Delta a_j \hat{i}_j + \frac{df}{dt} \quad (22)$$

Lyapunov 안정도 확보와 속도 추정을 동시에 실현하기 위하여 가중함수 f 를 속도 추정오차의 에너지 함수로 정의한다. 식(23)의 가중함수는 속도추정오차를 제공하고 있으며, 인덕턴스 변화율은 항상 양이라고 가정하고 있다. 인덕턴스 변화율이 음이 되는 구간에서는 식(23)을 음(-)의 부호를 삽입하여 구성한다. 그러나, 인덕턴스의 변화율이 음인 구간은 SRM의 운전에 있어서 부 토오크 영역이다. 부 토오크는 토오크 리플을 증가시키게 된다. 따라서, 본 알고리즘은 부 토오크 영역에서의 SRM 운전을 시행하지 않으므로, 음(-)의 부호를 삽입하지 않고 수식을 전개한다.

$$f = K_f \sum_{j=1}^n \frac{(\hat{\omega}_j - \omega)^2}{\hat{L}_j} \frac{d\hat{L}_j}{d\hat{\theta}_j} \quad (23)$$

또한 $\hat{\omega}$ 의 동정칙을 식(24)와 같이 설정한다. 식(24)는 식(5)의 토오크 방정식으로부터 추정 토오크 오차를 비례-적분하여 속도를 추정하고 있다.

$$\hat{\omega} = K_P T_{\Delta} + K_I \int T_{\Delta} dt = \omega_P + \omega_I \quad (24)$$

여기서, $T_{\Delta} = \sum_{j=0}^n e_j \hat{i}_j$

식(24)와 식(23)을 식(22)에 대입하여 정리하면, 식(25)와 같다.

$$\frac{dV_{\Delta}}{dt} = -K_P \sum_{j=1}^n \frac{d\hat{L}_j}{d\hat{\theta}_j} \frac{1}{\hat{L}_j} (e_j \hat{i}_j)^2 \quad (25)$$

식(25)는 한 샘플링 시간 내에서는 속도가 불변이라고 가정하여 정리한 것이다. 식(25)는 정(+)의 토오크 영역에서 전류를 인가하고 $K_P > 0$ 이면, 부정성이 보장된다. 따라서, 식(25)에 의하여 식(21)은 음의 값이 되고, Lyapunov 안정이론에 따라 그 안정성을 확보하였다. 또한 식(24)을 적분하면, 추정위치를 구할 수 있다.

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \quad (26)$$

식(26)의 회전자 위치와 선형 인덕턴스 프로파일로부터 인덕턴스도 추정할 수 있다. 그러나, 실제 인덕턴스는 전류와 회전자의 위치에 의하여 변동이 발생하므로, 실제 인덕턴스와 선형 인덕턴스는 오차를 갖게 된다. 따라서, 관측기가 안정하게 전류를 추정할 수 없게 된다. 본 관측기에서는 식

(16)의 1항, 2항을 고려하여 이득 K_n 의 범위를 식(27)과 같이 설정한다.

$$K_n > \left| \frac{R_n}{L_n} + \frac{\hat{\omega}}{L_n} \frac{d\hat{L}_n}{d\hat{\theta}_n} \right| \quad (27)$$

식(27)에 따라 전류추정을 안정화 할 수 있다.

따라서 안정하고, 강인한 관측기의 구성은 식(27)의 조건을 만족하는 게인 K_n 을 설정하고, 식(24)에 의하여 속도를 추정한다.

6. 실험 결과

6.1 실험 장치

전체 시스템 블록도는 그림 5와 같다.

그림 5는 본 논문에서 사용한 실험 장치도로서 컨버터로 비대칭형을 사용하였다. 비대칭 컨버터의 경우 소자수를 줄일 수 있다. 스위칭 소자로서 600V/15A IGBT와 600V/15A Fast Recovery 다이오드를 사용하였다. 본 컨버터를 그림 6에 보인다.

A상 권선의 동작으로 컨버터 동작을 서술한다. T_{ac}, T_a 가 턴-온 되면, 권선에 전원전압 V가 인가되어 전동기는 토크를 발생하게 되고, T_{ac}, T_a 가 턴-오프 되면 다이오드 D_{ac}, D_a 를 통하여 권선에 축적된 에너지를 전원으로 회생하게 된다.

PI 제어부에서는 지령 속도와 관측기에서 추정된 속도와 오차를 비례-적분하여 실제속도가 지령속도와 일치하도록 제어를 행한다. 관측기는 MRAS를 적용한 적응 관측기로서 실제전류를 추정하는 전류 추정부와 추정된 전류와 실제 전류의 오차를 비례-적분하여 속도 및 위치를 추정하는 적응칙(adaptation law)로 이루어져 있다.

진상각 제어부는 관측기의 추정결과인 추정속도($\hat{\omega}$), 추정 위치($\hat{\theta}$)와 실제전류(i_n), 그리고 지령전류(i_{nref})를 식(9)와

식(12)에 대입하여 진상각을 계산하고, 연산 결과를 전류 제어부에 출력한다. 전류 제어부는 히스테리시스 전류 제어를 실시하여 실제전류가 일정한 폭을 가지면서 지령전류와 일치하도록 한다.

그림 5의 점선 부분은 DSP를 사용하여 구현하였고, 샘플링 시간(sampling time)은 100 μ sec 이다. 실제 속도를 추정 속도와 비교하고, 실제위치와 추정위치를 비교하기 위하여 디지털 I/O 포트(Digital I/O port), A/D 컨버터, 그리고 D/A 컨버터를 사용하였다. 샘플링 시간 중 80 μ sec가 관측기의 속도 및 위치를 추정하는 데 소요되고 있다.

표 2 부하 조건

Table 2 Load condition

BLDC 전동기	정지 토크	3.8 N·m	정격 전류	4.8A
	탄성 계수	0.003	관성 모우멘트	0.18
제동기 (Braker)	제동 최대 토크	3.2 N·m	관성 모우멘트	0.064

이상의 시스템으로 표 2의 부하를 구동하였다. 부하로서 BLDCM(Brushless DC Motor)을 사용하였고 그 사양은 표 2와 같다. 제동기는 최대 3.2 N·m의 제동 토크를 갖고 있다.

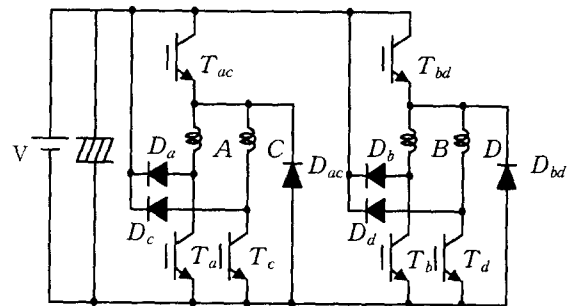


그림 6 비대칭 컨버터

Fig. 6 Asymmetric converter

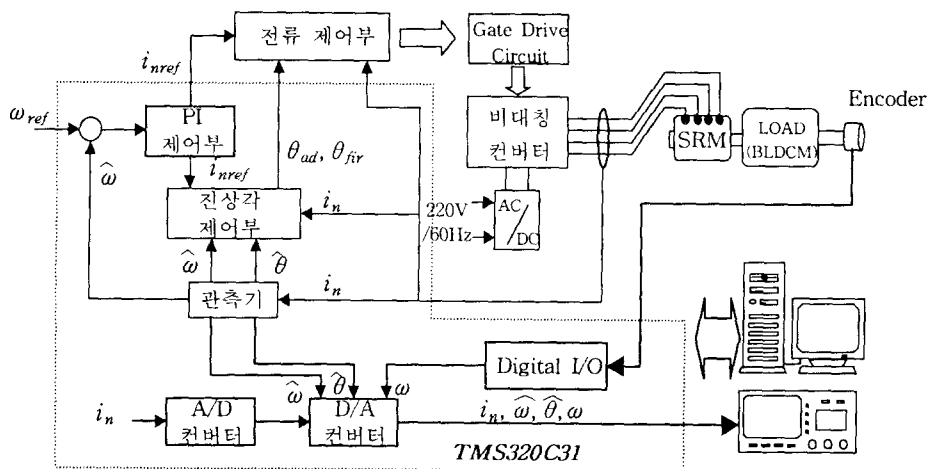


그림 5 실험장치도

Fig. 5 Block diagram of experiments

6.2 실험 결과

본 실험은 정격 부하조건($0.8 N \cdot m$)으로 실시하였다. 그림 7은 지령속도 1000rpm에 대한 실제속도, 추정속도, 추정오차를 보이고 있다.

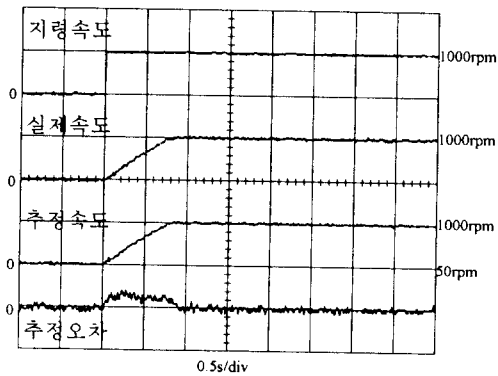


그림 7 1000rpm 지령시 지령속도, 실제속도, 추정속도, 추정오차

Fig. 7 Reference speed, actual speed, estimated speed, and estimation error for the reference speed=1000 rpm.

본 파형은 과도상태가 0.8sec 정도가 되고 있으며, 추정오차로 20rpm정도를 보이고 있다. 정상상태시 추정오차는 거의 '0'으로 수렴되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 8은 A상 인덕턴스 및 A,C상 전류를 보이고 있다. 진상각으로 4° 를 인가한 상황이며, 인덕턴스 상승부분의 시작점에서 정확하게 전류 확립이 이루어지고 있음을 보이고 있다. 또한, 일정 토오크를 성취하기 위하여, 히스테리시스 전류 제어법을 통한 전류 제어도 잘 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

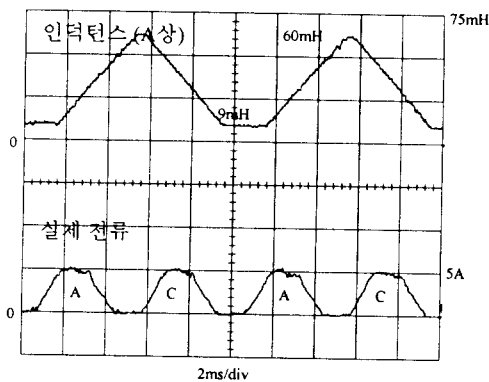


그림 8 1000rpm지령시 A상 인덕턴스 및 A,C상 전류
Fig. 8 'A' phase inductance and 'A','C' phase currents for the reference speed = 1000rpm

그림 9는 회전자의 실제위치와 추정위치, 추정오차를 보이고 있다. 본 파형에서 추정 위치 오차는 1° 이내이며, 실제 위치를 관측기가 잘 추정하고 있음을 보이고 있다. 그림 7,8,9를 통하여 확인한 바와 같이 속도 및 위치의 추정 성능은 양호하며, 부하 $0.8 N \cdot m$ 에서 안정된 제어 성능을 보이고 있다. 즉, 최적의 진상각을 설정하여 인덕턴스 상승이 시작되는 위치에서 전류확립이 이루어지고 있고, 부 토오크 영

역에서 전류가 인가되지 않도록 최적의 소호각을 결정함으로써, 유효 정 토오크 구간을 충분히 사용하고 있음을 확인할 수 있었다. 그림 10은 1000rpm에서 부하를 $1.2 N \cdot m$ 로 증가하였을 경우의 추정속도, 실제속도, 추정속도오차 및 추정위치오차를 보이고 있다. 부하를 변동하였을 경우 추정속도오차는 최대 20rpm이고, 추정위치오차는 최대 5° 로 제어 가능범위를 벗어나지 않고 있다. 1000rpm으로 회복하는 시간은 0.5sec이다. 역시, 부하가변의 경우에는 추정속도오차 및 추정위치오차가 발생하고 있으나, 적은 오차로 실제속도 및 실제위치를 관측기가 추정하고 있다.

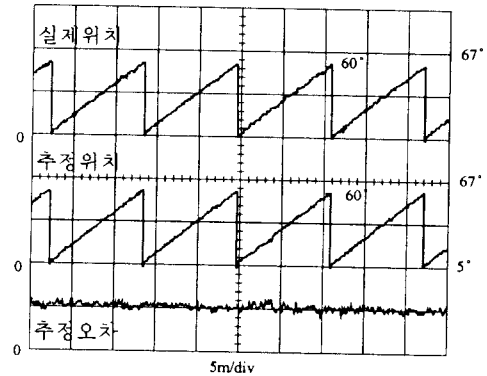


그림 9 1000rpm지령시 실제위치 및 추정위치, 추정오차
Fig. 9 Actual rotor position, estimated rotor position, and estimation error for the reference speed=1000 rpm.

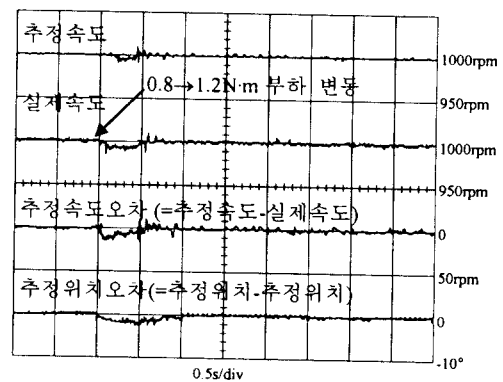


그림 10 부하 변동시 추정속도, 실제속도, 추정속도오차 및 추정위치오차
Fig. 10 Rotor estimated speed, actual speed, estimated speed error, and estimated position error when the loads change from $0.8 N \cdot m$ to $1.2 N \cdot m$

그림 11은 1000rpm으로부터 2000rpm으로 가변지령을 인가하였을 경우의 지령속도, 추정속도, 실제속도, 추정오차를 보이고 있다. 과도상태는 0.8sec가 소요되고 있다. 추정오차는 20rpm이상을 초과하지 않고 있고, 정상상태 오차는 거의 '0'으로 수렴하고 있다. 그림 12는 2000rpm에서의 A상 인덕턴스와 A,C상 전류를 보이고 있다. 이때의 진상각은 6° 이며, 1000rpm에서와 동일하게 인덕턴스 상승점에서 전류 확립이 이루어져 있음을 보이고 있다

그림 13은 2000rpm에서의 실제위치와 추정위치, 추정오차를 보이고 있다. 추정위치는 1° 이내의 추정오차를 보이면서, 실제위치를 추정하고 있다.

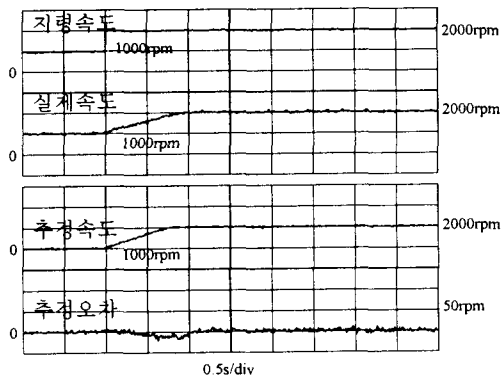


그림 11 1000rpm→2000rpm 가변지령시 지령속도, 실제속도, 추정속도, 추정오차

Fig. 11 Reference speed, actual speed, estimated speed, and estimation error when the reference speed changes from 1000rpm to 2000rpm

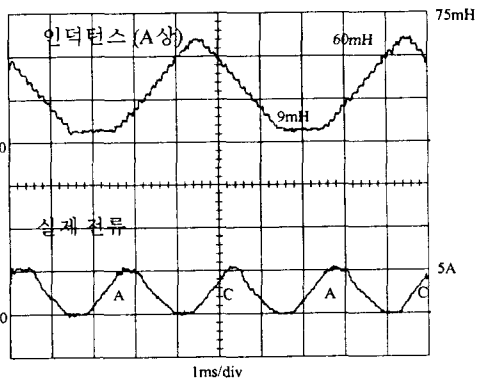


그림 12 2000rpm에서의 A상 인덕턴스 및 A,C상 전류
Fig. 12 'A' phase inductance and 'A','C' phase current for the reference speed = 2000rpm

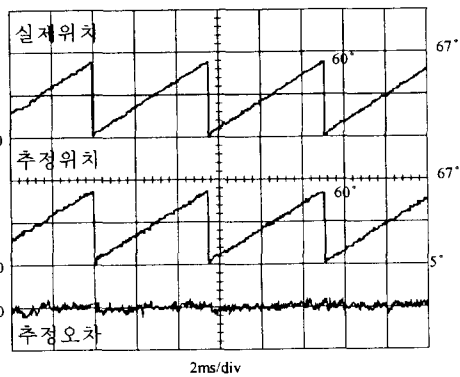


그림 13 2000rpm에서의 실제위치, 추정위치
Fig. 13 Actual rotor position and estimated rotor position for the reference speed = 2000rpm.

그림 14는 300rpm에서의 실제 속도 및 전류 파형을 보이고 있다. 속도의 변동이 10rpm 이내로 유지되고 있으며, 전류도 거의 완전한 구형파를 형성하고 있다. 즉, 300rpm에서도 본 추정 알고리즘은 안정하고, 제어성능 또한 양호함을 확인할 수 있었다. 전류의 맥동도 거의 없을 뿐만 아니라,

정상상태에서 5A의 전류가 포화됨이 없이 인가되고 있다. 턴-온·턴-오프 진상각은 0°로 전 토크 범위를 사용하고 있다. 그림 15는 4000rpm에서의 실제 속도 및 추정속도, 추정오차를 보이고 있다. 속도의 변동은 20rpm 이내로 유지되고 있다. 전류 제어는 히스테리시스 전류제어를 실시하지 않고 있으며, 단 펄스 파형을 인가하고 있다. 턴-온 진상각은 8°이고, 턴-오프 진상각은 6°이다.

그림 16은 4000rpm에서의 A상 인덕턴스와 전류파형을 보이고 있다. 전류는 12A까지 상승하고 있다. 제어는 진상각

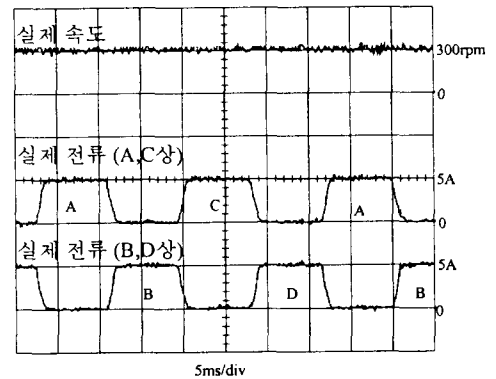


그림 14 300rpm 지령시 실제속도, A,C상 전류, B,D상 전류
Fig. 14 Actual speed and 'A', 'B', 'C', 'D' phase currents for the reference speed=300rpm.

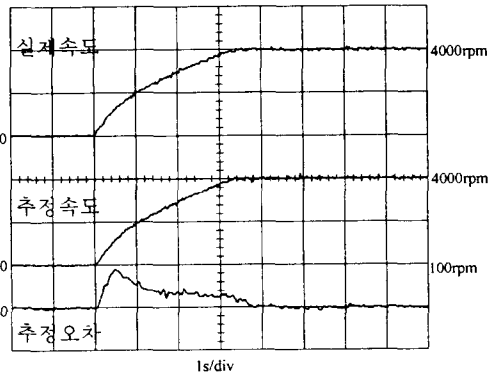


그림 15 4000rpm 지령시 실제속도, 추정속도, 추정오차
Fig. 15 Actual speed, estimated speed and estimation error for the reference speed = 4000rpm.

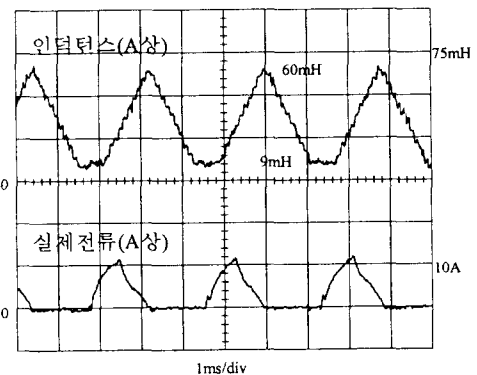


그림 16 4000rpm지령시 인덕턴스, A상 전류
Fig. 16 'A' phase inductance and 'A' phase current for the reference speed = 4000rpm.

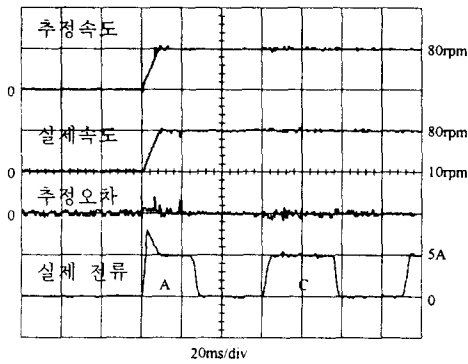


그림 17 80rpm 지령시 추정속도, 실제속도, 추정오차, A, C 상 실제전류

Fig. 17 Estimated speed, actual speed, estimation error, and 'A', 'C' phase currents for the reference speed =80rpm.

제어만을 실시하고 있다. 본 파형에서 보이는 바와 같이 4000rpm에서 안정적인 동작을 하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 17은 80rpm 지령에 대한 추정속도, 실제속도, 추정오차, 실제전류를 보이고 있다. 본 파형에서 실제속도는 10msec에 정상상태에 도달하고 있다. 또한 추정오차는 4rpm 정도로 나타나고 있으며, 본 실험은 $0.8 N \cdot m$ 를 인가한 상태에서 실시하였다. 과도상태에서의 전류는 8A로 충분한 가속을 실현하고 있으며, 정상상태에서는 5A로 부하에 해당하는 전류만을 인가하고 있다.

7. 결론

본 논문은 MRAS를 이용한 관측기로 속도 및 위치를 추정하고, 추정된 위치 및 속도를 사용하여 SRM을 제어하는 방법을 제안하였다. 관측기의 안정성은 Lyapunov 안정이론에 기초하여 확보되었고, 적응제어이론을 적용하여 속도 및 위치를 안정하게 추정할 수 있었다.

본 시스템은 DSP TMS320C31와 비대칭 컨버터를 이용하여 구성되었다.

SRM의 속도 제어는 추정된 속도 및 위치를 이용하여 실시되었고, 부하에 대한 강인성을 확보하기 위한 진상각 제어법을 사용하여 넓은 속도범위에서 양호한 제어 특성과, 부하에 대한 강인성을 확보할 수 있었다.

전류에 따른 실제 인덕턴스 변동에 대하여 강인한 관측기를 구성할 수 있었고, 저속 및 고속에서도 안정된 속도 및 위치의 추정성능을 확보할 수 있었다. 가변속에 있어서도 속도 및 위치의 양호한 추정성능을 성취할 수 있었다. 그러나, 이러한 시스템은 고속의 연산을 필요로 하고, 실험한 속도보다 더 높은 속도를 실현하기 위해서는 더 빠른 처리속도를 갖는 프로세서가 필요로 된다.

히스테리시스 전류 제어법을 사용하여 중·저속에서의 평활한 전류를 얻을 수 있었다.

본 논문은 상 전류와 상 전압을 이용하여 위치 및 속도 정보를 추정할 수 있음을 확인하였고, 이를 속도 및 위치센서가 없는 SRM의 넓은 범위에서의 속도제어를 실현할 수 있음을 제시하였다.

감사의 글

본 연구는 1997년도 한국전력공사(기초전력공학 공동연구소)의 연구과제 97-065의 지원에 의하여 이루어졌습니다.

참고 문헌

- [1] S.K.Panda, and G.Amaratunga, "Switched Reluctance Motor Drive Without Direct Rotor Position Sensing," IEEE IAS Annual Meeting," pp525-530, 1990
- [2] P.P.Acamley, 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, pp215-222, 1985
- [3] J.P.Lyons and S.R.MacMinn, "Flux/Current Methods for SRM Rotor Position Estimation," IEEE Ann. Mtg., pp482-487, 1991
- [4] M.Ehsani, I.Hsain, Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages," IEEE Trans. Industrial Application, Vol. 30, No. 3, pp665-672, May/June 1994.
- [5] C.Elmas and H.Zelaya-De La Parra, "Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on Observer," European Power Electronics Assosication, pp82-87, 1993

저 자 소 개



양 이 우(梁 二 宇)

1968년 12월 30일 생. 1995년 인하대 전기공학과 졸업(공학석사), 1997년~현재 동대학교 전기공학과 박사과정
TEL : (032) 860-7397
E-mail : g9741114@inhavision.inha.ac.kr



김 진 수(金 珍 洙)

1962년 6월 21일생. 1989년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~1995년 LG산전연구소 주임연구원



김 영 석(金 榮 石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원

Tel : (032)860-7397, Fax : (032)863-5822
E-mail : youngsk@dragon.ac.kr