

## MRAS 방식을 이용한 PMSM 센서리스 제어

주경진\*, 김종무\*\*, 안호균\*  
 창원대학교\*, 한국전기연구원\*\*

### Sensorless Control of PMSM by using MRAS Method

Kyoung Jin Joo\*, Jong Moo Kim\*\*, Ho Gyun Ahn\*  
 Changwon National University\*, Korea Electrotechnology Research Institute\*\*

**Abstract** - Low costed position sensor or sensorless control method is generally used in the motor control for home appliance because of the material cost and manufacture standard restriction. In conventional sensorless method, the stator resistance and back-EMF coefficient are varied by the motor speed and load torque variation. Therefore, position error occurred when the motor is operated by sensorless control method because of these variations. In this paper, the compensation method is proposed for sensorless position error using the MRAS method and compared with the other sensorless control method.

#### 1. 서 론

전력전자 및 마이크로 일렉트로닉스의 기술진보로 인해 고성능 위치 및 속도제어를 위한 교류 서보 드라이브가 크게 각광 받고 있으며 많은 연구가 이루어지고 있다. PMSM은 단위체적당 토크밀도가 높고 제어 가능한 속도 영역이 넓고, 회전자에 영구자석을 사용하기 때문에 일정한 공극자속을 위한 자화전류가 필요하지 않으며 고정자전류는 단지 토크를 발생하는 곳에만 필요하기 때문에 같은 출력에 대해 유도전동기보다 역률과 효율이 높고, 제자코일, 직류전원 및 슬립링을 영구자석으로 대체하여 회전자 손실과 정기적인 브러시 유지관리 필요 등의 단점이 제거되는 등, PMSM은 종래의 교류 서보 드라이브에 사용됐던 유도전동기 및 권선형 동기전동기보다 많은 장점이 있다. 그러나 PMSM은 일정 토크를 발생하기 위해 교류 고정자전류가 필요하고 이를 제어하기 위하여 회전자 자속위치 정보가 필요하다. 이러한 위치 정보를 얻기 위해 엔코더와 리졸버 같은 센서를 사용하게 될 때 전동기와 제어 시스템 사이에 결선수가 증가하고 시스템 가격이 증가하는 등 많은 단점들이 나타난다. 또 에너지 비용증가에 따라 고효율, 고역률을 통한 에너지 절감과 원가 절감 및 소형화를 위하여 위치 및 속도센서를 사용하지 않고 제어 가능한 센서리스 제어에 관한 관심이 높아지고 있다. 본 논문에서는 센서리스 속도제어에 필수적으로 요구되는 회전자의 위치와 속도 정보를 MRAS에 의하여 추정하는 방식을 조정모델은 기계적 파라미터에 비하여 비교적 측정하기 쉬운 전기적 파라미터로 구성된 적응관측기를 구성하고, 관측하고자 하는 물리량을 추정하는 축소차수 적응관측기를 구성하여 연산량을 줄이는 방식을 제시한다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 일반적인 MRAS Method를 이용한 센서리스 제어

MRAS는 두 추정기 모델의 출력을 비교함으로써 회전자속도를 얻는 방식이다. 두 추정기 모델 중에 회전자 속도 값이 포함되어 있지 않은 추정기 모델은 전동기 기준모델, 회전자 속도 값을 포함하는 다른 하나의 추정기 모델은 조정모델로 간주된다. 두 모델로부터 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정 모델 및 제어를 위한 속도 추정 값을 구할 수 있다.

##### 2.2 제안된 MRAS의 구성

###### 2.2.1 MRAS 기준모델(Reference model)

기준모델은 고정자 전압방정식에 의해 구성되며, 3상 PMSM의 순시 전압 방정식을 2상 고정자 기준 좌표계의 전압방정식으로 표현한 식을 이용하여 역기전력 성분을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_{\alpha s} &= V_{\alpha s} - (R_s + L_s p)i_{\alpha s} = -K_e \omega_r \sin\theta_r \\ e_{\beta s} &= V_{\beta s} - (R_s + L_s p)i_{\beta s} = K_e \omega_r \cos\theta_r \end{aligned} \quad (2.1)$$

###### 2.2.2 MRAS 조정모델(Adjustable model)

고정자 기준 좌표계에서의 전압방정식을 고정자전류와 역기전력을 상

태변수로 하는 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ E_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ E_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} v_s = Ax + Bv_s \quad (2.2)$$

$$i_s = Cx$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_r}{L_s} \\ \frac{\omega_r}{L_s} & 0 \end{bmatrix}, A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix}$$

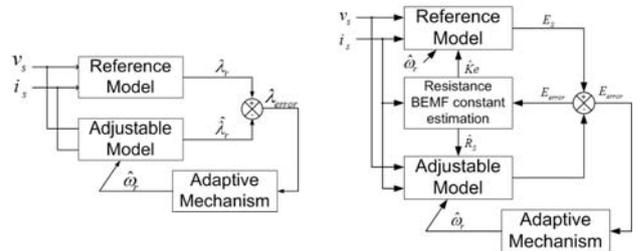
$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

상태공간 모델을 기준으로 한 전차수 상태관측기는 다음 식과 같다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv_s + L(i_s - \hat{i}_s) \quad (2.3)$$

$$\hat{i}_s = C\hat{x}$$

기계계의 동적 움직임은 전기계에 비하여 매우 느리다고 가정할 수 있고, 전동기제어가 이루어지는 제어주기를 기계계의 시정수보다 훨씬 작게 선정하면 제어주기 내에서는 전동기의 속도가 거의 일정하다는 가정이 성립한다.



<그림 2.1> 일반적인 MRAS 방법과 제안된 MRAS 속도 추정 블록도

##### 2.3 축소차수 적응관측기

###### 2.3.1 축소차수 자속관측기

위에서 추정된 상태변수 중  $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ 는 시스템 출력으로 측정 가능한 상태변수이므로, 이러한 전류변수를 추정상태변수에서 제외시킨 축소차수 적응관측기를 구성함으로써 연산량 및 연산시간을 감소시킬 수 있으며 제한 이득 상수의 수가 줄어드는 등 관측기의 설계가 용이해진다. 이러한 사실을 근거로 구성된 축소차수 자속관측기의 식은 다음 같다.

$$\dot{\hat{z}} = A_{22}\hat{z} + (A_{21}i_s + B_2v_s) + L(i_s - \hat{i}_s) \quad (2.4)$$

$$\hat{z} = [\hat{\psi}_{\alpha s} \ \hat{\psi}_{\beta s}]^T$$

보정항에 전류의 미분치를 사용하기 때문에 노이즈에 민감하므로 다른 상태변수 ( $\hat{\omega} = \hat{z}' - L\dot{i}_s$ )를 정의하여 축소차수 적응관측기를 구성한다.

$$\dot{\hat{\omega}} = F\hat{\omega} + D\dot{i}_s + Gv_s \quad (2.5)$$

$$F \equiv A_{22} - LA_{12}$$

$$D \equiv FL + A_{21} - LA_{11}$$

$$G \equiv B_2 - LB_1$$

따라서 상태방정식은 다음과 같이 정리된다.

$$\dot{\hat{Z}} = D\hat{Z} + Fy + Gu \quad (2.6)$$

$$\hat{X}_u = Z + Ly$$

$$L = [-D + A_{22}]A_{12}^{-1} = L_s \begin{bmatrix} d - \hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix}$$

$$F = [-LA_{11} + A_{21} + DL] = (R_s + dL_s) \begin{bmatrix} 1 & \frac{d}{\hat{\omega}_r} \\ -\frac{d}{\hat{\omega}_r} & d \end{bmatrix}$$

$$G = [-LB_1 + B_2] = - \begin{bmatrix} 1 & -\frac{d}{\hat{\omega}_r} \\ \frac{d}{\hat{\omega}_r} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{단, } D = dI$$

여기서 모르는 상태변수는 자속이므로 X 변수에 자속을 대입시키면 다음을 얻을 수 있다.

$$\hat{\Psi}_{\alpha s} = Z_1 + L_s i_{\alpha s} - L_s i_{\beta s} \frac{d}{\omega_r} \quad (2.7)$$

$$\hat{\Psi}_{\beta s} = Z_2 + L_s i_{\alpha s} \frac{d}{\omega_r} + L_s i_{\beta s}$$

이렇게 유도된 역기전력에 의해 발생한 추정 자속에서 역기전력 상수가 없음을 알 수 있다.

### 2.3.2 무효전력 보상에 의한 속도제어

전압방정식을 이용하여 실제 전동기 속도와 속도 보상을 고려한 추정 속도는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\omega_r = \frac{v_{qs} - (R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt})}{L_s i_{ds} + Ke} \quad (2.8)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{v_{qs} - (R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt})}{L_s i_{ds} + \hat{\Psi}_m} + N_{comp}$$

3상 고전좌표계를 동기좌표계로 변환하였을 경우 입력되는 전력은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P_{IV} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} = 2/3(v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) = 2/3(R_s i_{ds}^2 + R_s i_{qs}^2) + (i_{ds} p L_s i_{ds} + i_{qs} p L_s i_{qs}) + \omega_r \lambda_f i_{qs} \quad (2.9)$$

여기서 두 번째 항은 인덕턴스에 의한 무효전력이며 결국 실제 무효전력과 추정 무효전력은 다음과 같이 표현된다.

$$Q_m = \frac{3}{2}(i_{ds} L_p i_{ds} + i_{qs} L_p i_{qs}) \quad (2.10)$$

$$\hat{Q}_m = \frac{3}{2}(i_{ds} \hat{\Psi}_{ds} + i_{qs} \hat{\Psi}_{qs})$$

따라서 속도 보상을 위한 무효전력 오차는 다음과 같다.

$$Q_{error} = |\hat{Q}_m - Q_m| \quad (2.11)$$

위 식을 이용하여 속도 오차 보상항을 다음으로 나타낼 수 있다.

$$N_{comp} = K_p Q_{error} + K_i \int Q_{error} dt \quad (2.12)$$

## 3. 시뮬레이션 및 결과

### 3.1 전동기 파라미터

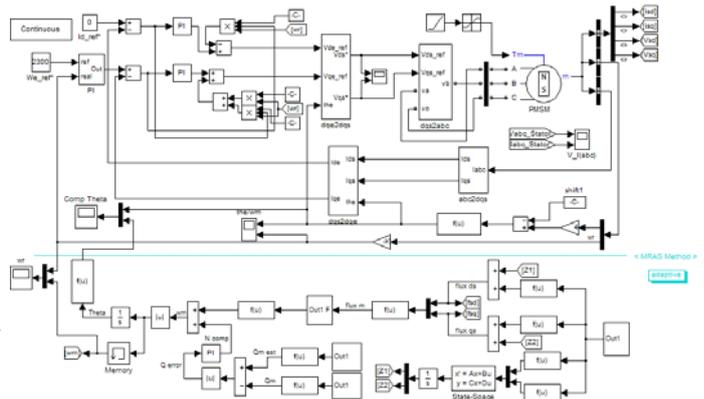
MRAS 방식을 사용하는 PMSM의 센서리스 속도제어 방식으로 Matlab simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. <표 1>은 시뮬레이션에 사용된 PMSM의 파라미터 값들이다.

<표 1> 계산을 위해 필요한 전동기 파라미터

Pole pairs (p)	4
Stator resistance (Rs)	0.0918 Ω
Inductances (Ld, Lq)	0.000975 (H)
Flux linkage (φ <sub>m</sub> )	0.1688 (V.s)
Voltage constant (Ke)	122.4677 (V <sub>peak</sub> 1-l/krpm)

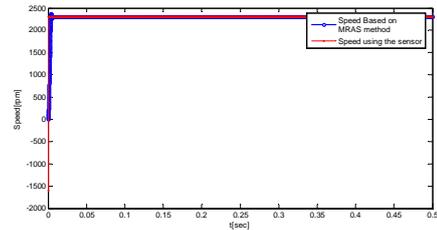
### 3.2 MRAS 방식을 이용한 시뮬레이션 블록

MRAS 방식을 이용하여 회전자의 속도를 구하고, 속도제어기는 추정 속도가 지령속도를 추정하도록, 지령속도와 속도추정기에서 케환된 추정 속도를 비교한 속도오차에 대하여 PI 제어기를 구성하여 토크를 발생하기 위한 qs축 전류를 구한다. 전체 구동시스템은 MRAS 방식을 이용하였을 때 얻어지는 결과와 센서를 이용한 결과를 비교하는 방식으로 실험을 수행하였다.



<그림 2.2> 전체 시스템 구성블록도

## 3.3 시뮬레이션 결과 파형



<그림 2.3>

위 시뮬레이션 결과 파형을 통하여 MRAS 방법을 이용하여 얻어진 속도와 센서를 이용하여 plant에 피드백 시켜 얻은 속도가 같게 수렴함을 알 수 있다.

## 4. 결 론

영구자석 동기전동기는 높은 전력밀도와 제어의 용이성으로 인하여 많은 산업현장과 가전기기에 광범위하게 응용되고 있으며, 최근에는 경제성과 사용 환경에서의 문제점으로 인하여 위치 및 속도센서를 사용하지 않는 센서리스 방식의 연구가 많이 이루어지고 있다.

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 방식으로서 MRAS를 구성하여 회전자 속도와 위치를 추정하였다. MRAS 기준모델은 역기전력 보상기와 함께 추정속도를 이용함으로써 MRAS 고유의 단점을 극복하였고, MRAS 조정모델의 적응관측기 구성시 전기적 방정식만을 이용함으로써 기계적 파라미터 오차에 대한 영향을 배제하였으며, 관측하고자 하는 물리량을 추정하는 축소차수 적응관측기를 구성하여 연산량을 줄일 수 있었다. 제시된 센서리스 제어방식을 시뮬레이션을 통하여 검증한 결과 저속 및 고속 운전에서 양호한 속도응답을 나타내었으며, 파라미터 변동시에도 양호한 속도응답을 나타내었다.

## [참 고 문 헌]

- [1] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder," IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 28, No. 1, pp.157-164, 1992.
- [2] Marwali, M.N. and Keyhani, A. "A Comparative Study of Rotor Flux based MRAS and Back EMF based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Industry Applications Conference, Vol.1, pp.160-166, 1997.
- [3] Li Zhen and Longya Xu, "A Mutual MRAS Identification Scheme for Position Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Industry Applications. Vol.1, pp.159-165, 1995.
- [4] R. B. Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 2, pp. 113-121, 1996 - 45 -
- [5] H. J. Shieh, K. K. Shyu, and F. J. Lin, "Adaptive estimation of rotor time constant for indirect field-oriented induction motor drive," I E E Proc. Electr. Power Appl., Vol. 145, No. 2, pp. 111-118, 1998.