

MRAS를 이용한 약제자 영역에서 유도 전동기의 속도 센서 없는 벡터 제어

박태식* 김남정* 유지윤** 박귀태**
산업 전자 기기 연구실, 고려 대학교 전기공학과 대학원

Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor using MRAS in Field-weakening region

Tae-sik Park* Nam-jeung Kim* Ji-yoon Yoo** Gwi-tae Park**
Industrial Electronics Lab., Korea University.

Abstract

The purpose of this treatise is to estimate speed of an induction motor and realize a robust speed control system with estimated speed in field-weakening region. A speed estimation is based on Model Reference Adaptive System(MRAS) technique and two flux estimator are designed to be robust against parameter variation.

The MRAS-based overall control scheme has been implemented on 7.5kW Spindle induction motor control system. And it is verified that the proposed control scheme is very stable and robust in field-weakening region.

1. 서 론

유도 전동기를 벡터 제어로 고성능 운전하기 위해서는 자속 정보 뿐만 아니라 속도 정보 역시 필수적이다. 일반적으로 속도 정보를 얻기 위해서는 리졸버, 펄스 엔코더와 같은 센서를 이용하나 이들 속도 센서들은 유도 전동기와와의 커플링이 어렵고 설치 환경에 민감하여 신뢰성을 떨어뜨리며 경제적인 면에서 가격이 올라가는 문제점이 있어 실제 산업 현장에서는 속도 센서를 붙이지 않고 제어를 수행하는 것이 유리할 수 있고, 더불어 고속 영역에서 고주파의 엔코더 펄스 처리에 문제점이 있어 이를 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 연구는 약제자 영역에서의 신뢰성 있는 속도 센서 없는 벡터 제어를 그 목적으로 하며, 이를 위해 구조가 간단하고 성능과 안정도가 우수한 MRAS 기법을 적용하여 보다 현실적인 속도 추정을 가능하게 하였으며, 파라미터 변동에 현실적인 두개의 자속 관측기를 기준 모델과 추정 모델로 사용해 그 변동에 대한 영향을 최소화시켰다. 더불어 DSP(TMS 320C31)를 사용한 7.5kW 스핀들 모터 드라이브를 이용하여 원활한 속도 제어 성능을 실험을 통해 입증하였다.

II. 유도 전동기 상태 모델

고정자 전류와 회전자 자속을 상태로 한 유도 전동기의 모델은 식(1)로 표현된다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (1)$$

$$\text{여기서 } x = [i_s, \lambda_r]^T, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I, \quad A_{12} = k\left(\frac{1}{T_r}I - \omega_r J\right)$$

$$A_{21} = \frac{M}{T_r}I, \quad A_{22} = -\frac{1}{T_r}I + \omega_r J, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}I$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

III. MRAS를 이용한 속도 추정^[2]

속도 추정을 위해 다음과 같이 유도 전동기의 전압 식과 전류식을 자속 모델로 사용하였으며, 유도 전동기의 전압과 전류는 고정자측에서 측정되므로 모델을 고정자측으로 표현하는 것이 편리하다.

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림 1은 유도 전동기에 대한 속도 추정의 전체 블록도를 보여 준다.

ω_r , 성분이 포함되어 있는 전류식을 추정 모델로 선정하고, 전압식을 기준 모델로 선정하여 적당한 적응 법칙을 설계한다.

** 高麗大 工科大学 電氣工學科 教授

* 高麗大 大學院 電氣工學科 博士 課程

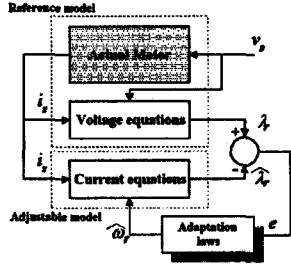


그림 1 유도 전동기에 대한 속도 추정

MRAS의 적용에 있어서 가장 중요한 것은 적응 법칙의 설계이며 시스템의 전체적인 안정도를 고려하여 추정된 값이 적당한 동특성을 가지고 실제 원하는 값으로 수렴하도록 한다. 여기서는 Hyperstability를 이용하여 적응 법칙을 유도하였다. 그러나 이 방법은 수렴 과정에 동특성을 고려하지 못하기 때문에 속도 추정기의 동특성을 고찰하기 위해서는 특정 동작점에 대해 시스템 방정식을 선형화시켜야 한다. 일반적으로 ω_r 은 변수이고 모델은 선형 시변 시스템이나, ω_r 을 한 샘플링 구간 동안 상수로 간주할 수 있고 이점을 동작점으로 지정해 상태 오차 방정식을 구하면 식(4)가 된다. 여기서 추정 모델의 자속을 $\hat{\lambda}_{rd}$, $\hat{\lambda}_{rq}$ 로 표기했다.

$$\dot{\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} -1/T_r - \omega_r & \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{rd} \\ \hat{\lambda}_{rd} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (4)$$

우선 Hyperstability를 보장하기 위해서는 유도 전동기에 있어서 오차 방정식의 개루프 전달 함수가 SPR이 만족되어야 하며, Popov의 부등식은 비선형 시스템의 입·출력 내적에 대해 한정된 음의 한계를 필요로 한다. 이때 오차 방정식의 개루프 전달 함수는 SPR이 되며^[2], Popov의 부등식을 만족시키기 위해 PI 제어기 형태의 적응 법칙을 선정할 수 있다.^[2]

$$\hat{\omega}_r = \phi_2([e]) + \int_0^t \phi_1([e]) dt \quad (5)$$

여기서 추정된 $\hat{\omega}_r$ 은 상태 오차의 함수이므로, 그림 2에서와 같이 MRAS 시스템을 적응 법칙을 포함한 비선형 피드백 시스템으로 나타낼 수 있다.

Popov의 부등식은 식(6)과 같고 $\hat{\omega}_r$ 의 정의식을 사용하여 이 부등식을 만족시키는 해를 구하면 식(7)과 같다.

$$\int_0^t [e]^T [W] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\forall t_1 \geq 0) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \phi_1 &= K_2(e_q \hat{\lambda}_{rd} - e_d \hat{\lambda}_{rd}) = K_2(\lambda_{rq} \hat{\lambda}_{rd} - \lambda_{rd} \hat{\lambda}_{rd}) \\ \phi_2 &= K_1(e_q \hat{\lambda}_{rd} - e_d \hat{\lambda}_{rd}) = K_1(\lambda_{rq} \hat{\lambda}_{rd} - \lambda_{rd} \hat{\lambda}_{rd}) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 γ_0^2 은 양의 상수이다.

식(2)에서의 L_r/L_m 과 식(3)에서의 L_m/T_r 은 적응 법칙 내의 이득 K_1 과 K_2 에 포함되며, 적응 법칙에 대한 이 두 파라미터의 영향은 무시할 수 있다. 따라서 식(5)를 통해 유도 전동기의 속도를 추정할 수 있다.

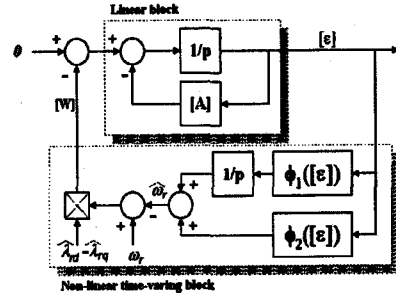


그림 2 비선형 피드백 시스템으로 표현된 MRAS

IV. 유도 전동기의 MRAS에 대한 동특성

MRAS에서 추정 속도와 실제 속도는 시변이기 때문에 속도 추정기의 동특성을 고찰하기 위해서는 특정 정상 상태에서의 소신호 상태 방정식이 필요하다. 또한, 고정자 전류와 동기된 회전축으로 상태 방정식을 변환하면 보다 효과적인 고려가 가능하다.

$$\dot{\begin{bmatrix} \Delta \lambda_{rd} \\ \Delta \lambda_{rq} \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} -T_r^{-1} (\omega_o - \omega_{ro}) \\ (\omega_{ro} - \omega_o) - T_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{rd} \\ \Delta \lambda_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{rpo} \\ \lambda_{rdo} \end{bmatrix} \Delta \omega_r \quad (8)$$

$$\dot{\begin{bmatrix} \Delta \hat{\lambda}_{rd} \\ \Delta \hat{\lambda}_{rq} \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} -T_r^{-1} (\omega_o - \hat{\omega}_{ro}) \\ (\hat{\omega}_{ro} - \omega_o) - T_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\lambda}_{rd} \\ \Delta \hat{\lambda}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{rpo} \\ \lambda_{rdo} \end{bmatrix} \Delta \hat{\omega}_r \quad (9)$$

위 방정식으로부터 오차 함수 e 는 벡터의 내적의 형태를 가지며 다음 식과 같이 선형화 시킬 수 있다.

$$\Delta e = (\lambda_{rpo} \Delta \hat{\lambda}_{rd} - \lambda_{rdo} \Delta \hat{\lambda}_{rq}) - (\hat{\lambda}_{rpo} \Delta \lambda_{rd} - \hat{\lambda}_{rdo} \Delta \lambda_{rq}) \quad (10)$$

위 식으로부터 $\Delta \omega_r$ 의 Δe 에 대한 전달 함수를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \left. \frac{\Delta e}{\Delta \omega_r} \right|_{\Delta \hat{\omega}_r=0} &= \left. \frac{\Delta e}{\Delta \hat{\omega}_r} \right|_{\Delta \omega_r=0} \\ &= \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) |\lambda_{rd}|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + (\omega_o - \omega_{ro})^2} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $|\lambda_{rd}|^2 = \lambda_{rdo}^2 + \lambda_{rpo}^2$ 이다. 또한, 정상 상태이므로 $\lambda_{rpo} = \hat{\lambda}_{rpo}$, $\lambda_{rdo} = \hat{\lambda}_{rdo}$ 라고 가정하였다. 따라서, 그림 3과 같이 MRAS 동특성에 대한 블록도를 나타낼 수 있으며, 이 때 페루프 극 제어는 그림 4와 같다.

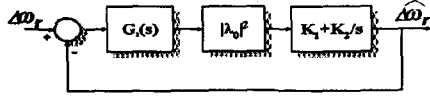


그림 3 유도 전동기 MRAS 시스템의 동특성

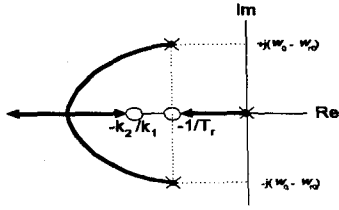


그림 4 그림 3.3에 대한 극 궤적

그러나 실제로 회전자 자속을 식(2)로 추정할 때는 순수한 적분이 들어가기 때문에 어려움이 있다. 즉 적분의 초기 조건에 따라 그 특성이 달라지며, 또한 음셀 성분으로 인해 적분이 발산하는 문제를 내포하고 있다. 따라서 실제 시스템에서는 순수한 적분을 저주파 통과 여파기(Low Pass Filter)로 대체하는 것이 바람직하다. 그러나 수정된 전압 모델의 출력이 실제 자속과 다른 양상을 띠기 때문에 전류 모델 역시 수정할 필요가 있다. 수정된 전압 모델은 전압 모델과 고주파 통과 여파기(High Pass Filter)로의 표현과 등가이고 이 고주파 통과 여파기(High pass filter)를 고려하면 식(11)의 전달 함수는 식(12)와 같이 수정된다.

$$\frac{\Delta e(s)}{\Delta \omega_r(s)} = \frac{\left\{ \left(s + \frac{1}{T_r} \right) \left(s^2 + \frac{s}{T} + \left(\omega_o^2 + \frac{1}{T^2} \right) \right) - \left(\frac{\omega_{sb}}{T \omega_o} \right) \left(s + \frac{1}{T} \right) s \right\} |\lambda_{ol}|^2}{\left(\left(s + \frac{1}{T} \right)^2 + \omega_o^2 \right) \left(\left(\frac{s+1}{T_r} \right)^2 + (\omega_{sb})^2 \right)} \quad (12)$$

속도의 전영역에 대해 식(12)에 동특성을 고려하기 위해 전달 함수에 대한 극궤적을 살펴보면 낮은 속도에서 우반면에 영점이 나타나게 되며 이것은 폐루프에서의 극점을 의미한다. 따라서 만약 시스템이 이 영역에 어느 시간 이상 유지되면 속도 추정기의 안정도가 문제가 되며, 결국 속도 제어 루프에 대해 불안정을 초래하게 된다. 그러나 실제에서 그 영역에 머무르는 시간은 매우 작으며 속도 제어 특성에 큰 영향을 미치지 않는다.

V. 회전자 자속 관측기

전압 모델을 기본으로 한 주파수 보상 자속 관측기를 기준 모델로 사용하고, 속도 성분이 포함된 최소 차원 관측기를 추정 모델로 하여 속도 추정을 실현할 수 있다. 그 추정에 있어서 과도 상태에서의 정확성과 파라미터 변동에 대한 견실성을 그 주안점으로 하였다.

a. 주파수 보상 자속 관측기^[3]

전술한 바와 같이 전압식으로부터의 자속 추정시 순수한 적분기의 존재로 인한 문제와 파라미터 변동에

대한 문제가 발생되게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 두개의 지연 회로를 사용하여 자속을 추정할 수 있다.

$$\lambda_r = \frac{T e^c}{1+pT} + \frac{\lambda_r^*}{1+pT} \quad (13)$$

여기서

$$\begin{aligned} e^c &= v_s - (R_s + L_s p) i_s \\ &= e + (\Delta R_s + \Delta L_s p) i_s \end{aligned} \quad (14)$$

이때 전동기 파라미터의 영향 중 저항 변화에 대한 것이 지배적이라면 지연 회로의 이득 T를 회전자 개루프 시정수와 동일하게 설정하여 저항 변화에 대한 영향에 견실한 자속 추정을 할 수 있으며, 더불어 위상 지연도 매우 작게 된다.^[3]

b. 최소 차원 자속 관측기^[4]

식(1)에의 유도 전동기 상태 방정식을 이용하여 회전자 자속에 대한 최소 차원 관측기를 설계할 수 있다. 식(1)로부터 자속에 대한 최소 차원 관측기를 설계하면 식(15)가 된다.

$$\dot{\lambda}_r = (A_{22} - GA_{12}) \lambda_r + (A_{21} - GA_{11}) i_s - GB_1 v_s + G i_s \quad (15)$$

관측기 자속과 실제 자속 사이의 오차 상태 방정식은 식(16)과 같이 유도된다.

$$\dot{e} = (A_{22} - GA_{12}) e = -He \quad (16)$$

이때 만약 유도 전동기의 파라미터들이 변한다면 식(1)의 행렬 성분들은 다음과 같이 파라미터의 증감 성분을 더해 표현될 수 있다.

$$A_{ij}' = A_{ij} + \Delta A_{ij} \quad (17)$$

식(17)을 대입하여 오차 방정식을 다시 쓰면 식(18)이 된다.

$$\dot{e} = -He + S_1 \lambda_r + S_2 i_s \quad (18)$$

여기서

$$\begin{aligned} S_1 &= HA_{12}^{-1} \Delta A_{12} \\ S_2 &= HA_{12}^{-1} \Delta A_{11} \end{aligned}$$

S_1, S_2 는 앞에서 알 수 있듯이 전동기의 파라미터들이 변할 때 생기는 성분들이 되며 이것을 감도 함수(Sensitivity Function)로 정의할 수 있다. 따라서 S_1, S_2 의 값이 최소가 되도록 관측기의 이득을 선정하면 파라미터 변동에 견실한 관측기가 된다.

VI. 실험 결과

본 논문에서의 하드웨어 시스템은 스피들 유도 전동기의 드라이브로 DSP(TMS 320C31)를 하드웨어 시스템의 주연산 및 제어기로 사용하였고, 이와 함께 전력

변환부의 고집적화를 통한 인버터의 신뢰성 향상을 실현하기 위해 IPM을 사용하였다. 전체 하드웨어 시스템은 그림 5와 같으며 유도 전동기의 정격은 표 1과 같다.

표 1 유도 전동기의 정격

| | | |
|---------|-------|----------|
| 7.5 kW | 210 V | 29.7 A |
| 4 poles | 50 Hz | 1500 rpm |

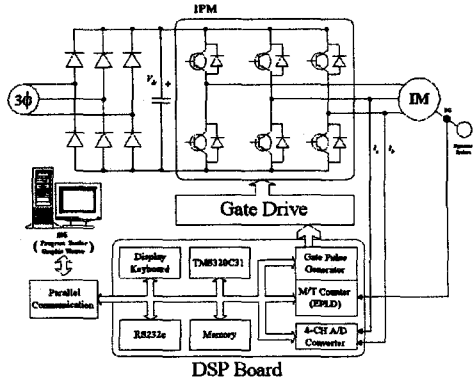


그림 5 하드웨어 시스템 구성도.

그림 6과 7은 파라미터 변동에 대한 자속 관측기의 매우 견실한 자속 추정 능력을 보여 주고 있다. 그림 8은 약계자 영역에서 추정 속도에 의한 속도 제어 특성을 나타낸다. 여기서는 IP 속도 제어기와 속도 반비례 방식의 약계자 제어 방식을 사용하였으며, 자속 전류상에서 이러한 약계자 특성을 볼 수 있다.

VII. 결론

본 논문은 약계자 영역에서의 신뢰성 있는 속도 추정과 속도 제어를 목적으로 한다. 속도를 추정함에 있어서는 MRAS를 이용하여 그 우수성과 실제 속도 제어에의 사용 가능성을 보였으며 견실한 속도 응답을 얻었다. 자속을 추정함에 있어서는 파라미터 변동에 견실한 관측기를 설계하여 그 신뢰성을 증명하였다.

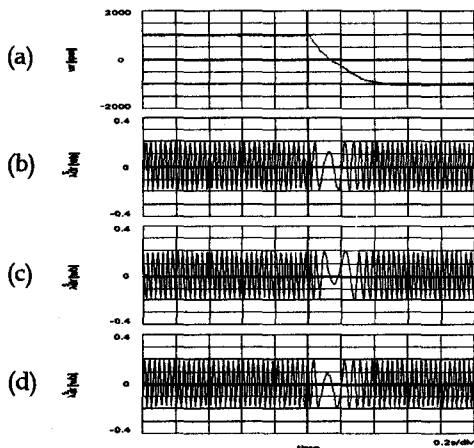


그림 6 R_s 변화에 대한 자속 관측기의 과도 특성 (주파수 보상 자속 관측기)

(a) 속도 응답(± 1000 rpm) (b) $0.5R_{sn}$ (c) R_{sn} (d) $1.5R_{sn}$

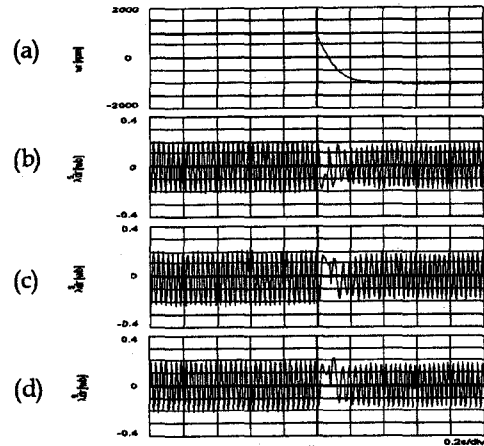


그림 7 R_r 변화에 대한 자속 관측기의 과도 특성 (최소 차원 자속 관측기)

(a) 속도 응답(± 1000 rpm) (b) $0.5R_{rn}$ (c) R_{rn} (d) $1.5R_{rn}$

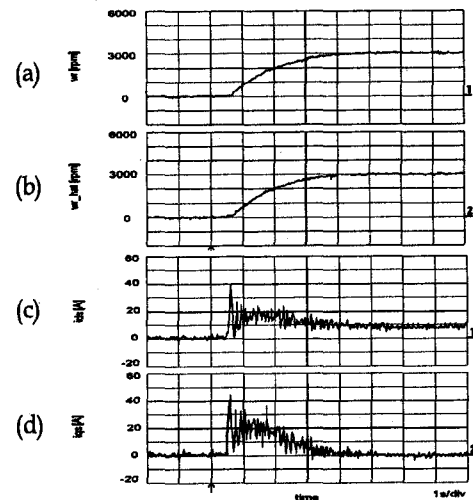


그림 8 추정 속도에 의한 속도 제어(3000rpm)

(a) 실제 속도 (b) 추정 속도
(c) 자속 전류 (d) 토크 전류

참고문헌

- [1] H. Butler, "Model Reference Adaptive Control"
- [2] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers," in proc. IAS Ann. Mth. (San Diego), pp. 493-499, 1989.
- [3] Y. Hori, T. Umeno, "Implementation of Robust Flux Observer Based Field Orientation Controller for induction Motor", IAS, '89, pp523-528
- [4] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder" IEEE-IAS. Mtg. Conf. Rec., pp.500-507, 1989